



Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi
Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı
6-8 Kasım 2006 TOBB ETÜ, Ankara

Derleyen
Mehmet Önder EFE
Veysel GAZİ

TOK'06



Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi

TOK'06

OTOMATİK KONTROL ULUSAL TOPLANTISI

6 – 8 Kasım 2006

**TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Söğütözü, Ankara**

Toplantı Başkanı

Mehmet Önder EFE

Düzenleme Kurulu

Yücel Ercan	K. Güçlü Köprülü
Oğuz Ergin	İ. Burhan Türkşen
Yusuf Murat Erten	A. Murat Özbayoğlu
Murat Hayri Eskiyezli	Süleyman Sarıtaş
Veysel Gazi	Ercan Solak
Serdar İplikçi	Elif Derya Übeyli
Ünver Kaynak	Mustafa Übeyli
A. Buğra Koku	Ali Yazıcı

Program Kurulu

- Gürsel Alıcı (Wollongong Ü.)
Atalay Barkana (Osmangazi Ü.)
Remzi Barlas (TAİ)
Yaman Barlas (Boğaziçi Ü.)
Haluk Bayraktar (Baykar Makina)
Sedat Bayseç (Gaziantep Ü.)
Atilla Bir (İTÜ)
Galip Cansever (YTÜ)
Mehmet Çamurdan (Boğaziçi Ü.)
Turhan Çiftçi (Başkent Ü.)
Ufuk Demirci (Deniz Kuv. Kom.)
Hüseyin Demircioğlu (Hacettepe Ü.)
Yağmur Denizhan (Boğaziçi Ü.)
Atilla Dikici (ASELSAN)
Talha Dinibütün (Doğuş Ü.)
Murat Doğruel (Marmara Ü.)
İbrahim Eksin (İTÜ)
Şeref Naci Engin (YTÜ)
Kemalettin Erbatur (Sabancı Ü.)
Yücel Ercan (TOBB ETÜ)
Cevat Erdal (İTÜ)
Aydan Erkmen (ODTÜ)
Abdülkadir Erden (Atılım Ü.)
M. Akif Eyler (Marmara Ü.)
Cem Göknaş (Doğuş Ü.)
Leyla Gören (İTÜ)
Fuat Gürleyen (İTÜ)
Levent Güvenç (İTÜ)
Müjde Güzelkaya (İTÜ)
Cüneyt Güzelış (Dokuz Eylül Ü.)
Aydın Hızal (İTÜ)
Yaşar Hondur (Gazi Ü.)
Kemal İder (ODTÜ)
Altuğ İftar (Anadolu Ü.)
Kemal İnan (Sabancı Ü.)
Serdar İplikçi (Pamukkale Ü.)
Yorgo İstefanapulos (Işık Ü.)
Muammer Kalyon (GYTE)
A. Kerim Kar (Marmara Ü.)
Hakan Karalar (Global Teknik)
Okyay Kaynak (Boğaziçi Ü.)
Ünver Kaynak (TOBB ETÜ)
Selim Koçkan (Delta Havacılık)
Burhanettin Koç (Samsung)
A. Buğra Koku (ODTÜ)
Salman Kurtulan (İTÜ)
Tamer Kutman (İTÜ)
Ahmet Kuzucu (İTÜ)
İbrahim B. Küçükdemiral (YTÜ)
Kemal Leblebicioğlu (ODTÜ)
Ömer Morgül (Bilkent Ü.)
Vasfi Emre Ömürlü (YTÜ)
Hitay Özbay (Bilkent Ü.)
Kadri Özçaldıran (Boğaziçi Ü.)
Canan Özgen (ODTÜ)
Bülent Özgüler (Bilkent Ü.)
M. Kemal Özgören (ODTÜ)
Bülent Platin (ODTÜ)
Şenol Sergen (TAİ)
Veysel Silindir (Gazi Ü.)
Asif Şabanoviç (Sabancı Ü.)
Hakan Temeltaş (İTÜ)
Ersin Tulunay (TÜBİTAK)
İ. Burhan Türkşen (TOBB ETÜ)
Erol Uyar (Dokuz Eylül Ü.)
Mustafa Ünel (Sabancı Ü.)
Mustafa Übeyli (TOBB ETÜ)
Alper Ülkü (ASELSAN)
Ali Yazıcı (TOBB ETÜ)
İsmail Yüksek (YTÜ)
İbrahim Yüksel (Uludağ Ü.)
Önder Yüksel (ODTÜ)

Düzenleyen ve Destekleyen Kuruluşlar



Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi (TOK)
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
TÜBİTAK

Avrupa Komisyonu'nun desteklediği ve Bilkent Üniversitesi'nde yürütülen RoCoIDs projesi
(The RoCoIDS project at Bilkent University, funded by the European Commission)

International Fuzzy Systems Association (IFSA)

Institute for Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Türkiye Şubesi
IEEE CSS Türkiye Kolu

IEEE IES Endüstriyel Elektronik Topluluğu (*in cooperation with*)

American Society of Mechanical Engineers (ASME) Türkiye Şubesi

American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA)

Hidromek

Festo

TOBB ETÜ IEEE Öğrenci Kolu

TOBB ETÜ Teknoloji Topluluğu

ASTERYA Turizm

ÖNSÖZ

Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi'nin himayesinde gerçekleşen Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'06) bu sene TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi'nde (ETÜ) düzenlenmektedir. Türkiye Odalar ve Borsalar Birliği'nin desteği ve üç dönemli akademik eğitim-öğretim düzeniyle TOBB ETÜ, üniversite-endüstri işbirliği alanında önemli adımlar atmış ve endüstriyel otomasyon teknolojileri üzerine yoğunlaşan teknik programıyla TOK'06 toplantısına evsahipliği yaparak bu adımlarına bir yenisini daha eklemiştir.

TOK'06 Başkanı olarak toplantının başarıya ulaşması için gerekli maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Rektörlüğü'ne, Mühendislik Fakültesi Dekanlığı'na, Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'na (TÜBİTAK), IEEE Türkiye Şubesi'ne, IEEE Kontrol Sistemleri Kolu'na (CSS), TOK'06 Düzenleme ve Program Kurulu üyelerine, Hidromek'e, toplantının başarısında önemli rol oynayan ve titizlikle çalışan hakemlere, teknik destek sağlayan *International Fuzzy Systems Association* (IFSA) Başkanlığı'na, IEEE Endüstriyel Elektronik Topluluğu'na (IES), *American Society of Mechanical Engineers* (ASME) Türkiye Şubesi Başkanlığı'na, *American Institute of Aeronautics and Astronautics* (AIAA) Başkanlığı'na, TÜBİTAK Elektrik Dergisi Editörlüğü'ne, Gazi Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi Editörlüğü'ne, *Transactions of the Institute of Measurement and Control* Dergisi Editörlüğü'ne, TOBB ETÜ Teknoloji Topluluğu'na, TOBB ETÜ IEEE Öğrenci Kolu'na ve isimleri sayılmayan tüm paydaşlara müteşekkirim.

TOK'06 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı ulusal ve uluslararası olmak üzere önemli meslek örgütlerince tanınmış ve desteklenmiştir. Bu yönüyle TOK'06 toplantısının standartları yüksek ve tüm katılımcılar için yararlı bir bilimsel etkinlik olacağına inancım sonsuzdur.

Doç. Dr. Mehmet Önder Efe
TOK'06 Sempozyum Başkanı

OTOMATİK KONTROL ULUSAL TOPLANTISI TOK 2006

Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi'nin (TOK) Ulusal Bilimsel Toplantısı bu yıl **TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi** tarafından Ankara'da düzenlenmektedir. **TOK** toplantılarının amacı: otomatik kontrol ile endüstriyel otomasyon alanlarında ve ilişkili konularda çalışan bilim adamlarının, mühendis ve uygulamacıların bir araya getirilmesi, teorik, teknolojik ve uygulamadaki gelişmelerin ve problemlerin tartışılması, bilgi ve fikir alış-verişinin sağlanmasıyla ilgililer arasındaki iletişim bağının güçlendirilmesidir.

Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi (TOK), dünya çapında çok uluslu bir organizasyon olan **International Federation of Automatic Control (IFAC)**'ın halen mevcut 48 üyesinden biridir. **IFAC**'ı oluşturan ve National Member Organisations (NMOs) olarak anılan Milli Komiteler Afrika, Amerika, Asya, Avustralya ve Yeni Zelanda ile Avrupa kıtalarına yayılmış durumdadır ve **TOK** Avrupa kıtasındaki 30 adet (yeni katılan İrlanda NMO'su ile birlikte) milli komite arasında yer almaktadır.

IFAC bu yıl 15 Eylül'de, IFAC'ı oluşturma fikrinin doğduğu Almanya'nın Heidelberg şehrinde 50. yılını törenlerle kutladı. Eylül 1956'da Heidelberg'de Alman VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik tarafından düzenlenen uluslar arası Otomatik Kontrol Konferansı'nda alınan kararla IFAC'ın kurulması işlemlerine başlanmış ve 12 Eylül 1957 günü Paris'te toplanan ilk genel kurulda IFAC başkanlığına Amerikalı Profesör Harold Chesnut seçilmiştir. IFAC'ın amacı, bütün sistemlerde (örneğin: mühendislik, fiziksel, biyolojik, sosyal veya ekonomik) en geniş anlamda kontrol biliminin ve teknolojinin hem kuramsal hem de uygulamalı gelişmesini sağlamaktır. IFAC, kontrol teknolojisinin toplum üzerindeki etkileri ile de ilgilenmektedir.

IFAC'ın üst düzey yönetimi "IFAC Council"dir. Council, IFAC başkanı, 2 başkan yardımcısı, müteakip dönem başkanı, önceki dönem başkanı, mali işler sorumlusu ile 12 üyeden oluşmaktadır; toplam sayı 18'dir. "IFAC Council" yönetim yetkisini en üst düzeyde bulunan Genel Kurul (General Assembly)'dan alır. Genel Kurul ise üye ülkelerin Milli Komitelerinden oluşmaktadır. Genel Kurul olağan toplantısını her üç yılda bir düzenlenen uluslar arası IFAC Kongresi esnasında yapar. Halen Genel Kurul'da her biri eşit oy hakkına sahip 48 adet Milli Komite vardır ve TOK bunlardan biridir. Görüldüğü gibi Milli Komite'lerin önemi fevkalade büyüktür ve her biri IFAC'ın geleceği üzerinde söz sahibidir. TOK'nın bir ayrıcalığı, IFAC'ın en eski üyelerinden biri olmasıdır; IFAC'ın kurulduğu ve ilk Genel Kurul toplantısını yaptığı Eylül 1957'den birkaç ay sonra Mayıs 1958'de İTÜ bünyesinde, Prof. Münir Ülğür ve Prof. Dr. Mehmet Nimet Özdaş tarafından Türk Otomatik Kontrol Kurumu adıyla kurulmuş ve sonra 1990 yılında 2 Mayıs günlü Resmi Gazete'de yayımlanan yönetmeliği ile Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi adını almış ve IFAC statüsünde daha kapsamlı hale gelmiştir. TOK 2006 yılı itibarı ile 48 yaşındadır.

TOK, 1986 yılında "Microcomputer Applications in Process Control" isimli uluslar arası Sempozyum'u; 1992 yılında "Automatic Control for Quality and Productivity" isimli uluslar arası Çalıştay'ı; 1997 yılında "Advances in Control Education" isimli uluslar arası

Sempozyum'u; 2003 yılında "Automatic Systems for Building the Infrastructure in Developing Countries'03" isimli Çalıştay'ı düzenlemiş olup, ayrıca pek çok uluslar arası IFAC toplantısına destek vermiştir. TOK, IFAC tarafından onaylanmış olarak: Mayıs 2007'de "Automatic Systems for Building the Infrastructure in Developing Counties'07" isimli uluslar arası Çalıştay'ı İzmir'de Dokuz Eylül Üniversitesi'nde; Ekim 2007'de "Computational Economics and Financial and Industrial Systems" isimli uluslar arası Sempozyum'u İstanbul'da Doğu Üniversitesi'nde; Haziran 2009'da "Advanced Control of Chemical Processes" isimli uluslar arası Sempozyum'u İstanbul'da Koç Üniversitesi'nde, adı geçen Üniversitelerin önderliğinde düzenleyecektir.

TOK, her yıl, ülkemizin değişik bir yöresinde Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı düzenlenmesini teşvik etmekte, düzenleme sorumluluğunu alan kişi ve kuruluşları bilgilendirmekte ve desteklemektedir.

Son yıllarda, dünyadaki gelişmelere paralel olarak, ülkemizde de otomatik kontrol alanında kuramsal ve uygulamalı çalışmalarda önemli gelişmeler olduğu görülmektedir. Ülkemiz, otomatik kontrol eğitim-öğretimi'ne erken başlayan ülkelerden biridir. İstanbul Teknik Üniversitesi'nin Elektrik Fakültesi'nde Prof. M. Münir Ülgür 1953 yılında "Servomekanizmalar" dersi ile; Makine Fakültesi'nde Prof. Dr. M. Nimet Özdaş 1955 yılında "Otomatik Kontrol" dersi ile başlangıç yapmışlardır. Nitekim, IFAC'ın Eylül 2006'da Heidelberg'de gerçekleştirdiği 50. yıl kutlamaları için hazırlanan ve Elsevier tarafından basılan ülkelerin kendi ana dillerinde yazılmış ilk kitaplardan örnekler veren "Historic Control Textbooks" isimli kitapta: Prof. Ülgür'ün "Servomekanizma Prensipleri" isimli tercüme kitabı ile Prof. Özdaş'ın "Otomatik Kontrol Ders Notları" isimli telif kitabı yer almış bulunuyor. Daha sonra, 1956-57'de İstanbul Robert College Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Prof. Necmi Tanyolaç'ın servomekanizmalar üzerine bir ders açtığını ve 1962'de Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Linear Control Systems isimli bir dersin başlatıldığını görüyoruz. Bu başlangıçları izleyerek üniversitemizde konu hızla yayılmıştır. Endüstriyel uygulamalar da artmıştır. Kısaca, Otomatik Kontrol'un ülkemizde köklü bir geçmişi olduğunu söyleyebiliriz. Bu köklü geçmiş ile, bugün bilim adamlarımızın ve uygulamacılarımızın değerli çalışmaları ülkemizi bu disiplinler arası konuda iyi bir konuma getirmiş bulunmaktadır.

Araştırmacılarımızı çalışmalarını ulusal ve uluslar arası toplantılarda sunmaya davet ediyorum. Ülkemizde TOK tarafından desteklenen ulusal ve uluslar arası toplantılar, diğer ülkelerdeki uluslar arası toplantılar ve bilhassa Temmuz 2008'de Kore'nin Seoul şehrinde gerçekleşecek IFAC Dünya Kongresi güzel fırsatlardır. Dünya Kongresi'ne bildiri sunacak genç meslektaşlarıma kısmi mali destek için "IFAC Foundation" ve "Michel Cuenod Fund" a başvurma imkanını hatırlatmak isterim.

48 yıl boyunca faaliyetini sürdürmüş ve 1990 yılından itibaren yenilenen yönetmeliği çerçevesinde ulusal ve uluslar arası etkinliklerini artırmış bulunan TOK başarısını, görev alarak özveri ile çalışan ve çeşitli katkılar sağlayan üyelerine ve devamlı şekilde, 48 yıldır kesintisiz, destek gördüğü İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ) Rektörlüğü'ne borçludur. İTÜ Rektörlüğü'ne ve katkı sağlayan herkese şükranlarımı sunarım.

TOK 2006 Ulusal Toplantısının düzenlenmesini sağlayan TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Rektörlüğü'ne, düzenleme kurulu başkanı Doç. Dr. Mehmet Önder Efe ve kurul üyelerine, teknik program eş başkanları ile üyelerine, destekleyen kuruluşların her birine,

çağrılı konuşmacılara, bildiri sunanlara, oturum başkanlarına ve katkı sağlayan herkese derin teşekkürlerimi sunuyorum.

TOK 2006 Ulusal Toplantısı'nın verimli olmasını, amacına ulaşmasını dilerim.

Prof. Dr. A. Talha Dinibütün
TOK Başkanı
“IFAC Council” üyesi

TEKNİK PROGRAM EŞBAŞKANININ MESAJI

Değerli Katılımcılar,

Teknik Program Eşbaşkanları adına sizleri medeniyetler beşiği Anadolu'nun kalbinde, başkent Ankada'da ağırlamaktan memnuniyet duyduğumu belirtmek isterim. Değerli katkılarınızla gerçekleşen 2006 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı'nın (TOK'06) TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi'nde (TOBB ETÜ) gerçekleşiyor olması da üniversite-sanayi işbirliği ekseninde önemli adımlar atan TOBB ETÜ için çok anlamlıdır.

Otomatik kontrol sistemleri yıllardır olduğu gibi güncel uygulama alanlarıyla önemini korumaktadır. Kontrol kuramının internet yapısına dönmüş uygulamaları ve tabiatın esinlenerek üretilmiş yaklaşımların robotik ve mekatronik gibi disiplinlerarası alanlardaki uygulamaları bu anlamda güzel örneklerdir. Sempozyuma yapılan katkıların çeşitliliği de bu yargıyı destekler niteliktedir. TOK'06 toplantısına robotik, bulanık mantık, yapay sinir ağları, zaman gecikmeli sistemler, gürbüz denetim, uyarlamalı sistemler, model öngörülü kontrol, doğrusal olan ve olmayan sistemler, biyomedikal sistemler, ayrık olay sistemleri, uçuş denetimi, motor denetimi, süreç denetimi, modelleme ve çeşitli mekatronik uygulamalar konularında katkılar olmuştur. Teknik programda alanlarında iyi tanınan araştırmacılarımız tarafından verilecek olan üç çağrılı konuşma yer almaktadır. Bunlardan ilki Prof. Dr. İ. Burhan Türkşen tarafından verilecek olup başlığı "Bulanık Sistem Modelleri: Geçmiş, Günceli ve Geleceği", ikincisi Prof. Dr. Ümit Özgüner tarafından verilecek olup başlığı "İnsansız, Otonom Uçaklar ile Yerdeki Araçların İzlemesi", üçüncüsü ise Prof. Dr. Hitay Özbay tarafından verilecek olup başlığı "Sonsuz Boyutlu Sistemlerin Dayanıklı Kontrolü" olacaktır. Ayrıca toplantının son gününde biri AB Çerçeve Programları, diğeri ise TÜBİTAK proje destekleri hakkında olmak üzere TÜBİTAK tarafından tüm katılımcılara açık iki özel oturum düzenlenecektir.

Toplantıya yapılan bilimsel katkılar şöyle özetlenebilir: TOK'06, 28 oturumda sunulacak olan 109 bildiriden oluşmaktadır. Bu bildiriler toplam 31 üniversiteden 98 bildiri ve 7 kurumdan 11 bildiri olmak üzere toplam 38 kurumdan gönderilmiştir. Tüm bildiriler konularında uzman bağımsız hakemler tarafından değerlendirilmiş ve mevcut toplantı programı oluşturulmuştur. Teknik Program Eşbaşkanları adına bildirilerin değerlendirilmesi esnasında yardımcı olan tüm hakemlere teşekkürü borç bilirim.

TOK'06 toplantısı otomatik kontrol konusundaki güncel gelişmeleri ve ülkemizdeki otomatik kontrol uygulamalarını bilim insanlarımızla paylaşmak ve yaygınlaştırmak için önemli bir fırsattır. Bu nedenle toplantının düzenlenmesinde emeği geçen tüm meslektaşlarıma teşekkür eder Kasım ayında Ankara'da buluşmak dileğiyle ile saygılar sunarım.

Doç. Dr. Veysel Gazi
Teknik Program Eşbaşkanı

BİLDİRİ LİSTESİ

DAVETLİ BİLDİRİ	
Bulanık Sistem Modelleri: Geçmiş, Günceli ve Geleceği	1
<i>İ. Burhan Türkşen</i>	
BULANIK MANTIK VE UYGULAMALARI - I	
Ayrık Kural Tabanlı Dinamik Bulanık Kontrol Algoritması	7
<i>Mehmet Karaköse</i>	
Bulanık Karar Mekanizmalarında Hatanın Saptanması	11
<i>Turhan Çiftçibaşı</i>	
Gri Bulanık PID Denetleyici Tasarım ve Doğrusal Olmayan Sıvı Seviye Sistemine Uygulanması	16
<i>Erdal Kayacan, Okyay Kaynak</i>	
Bir Uçağın Palye Durumunda Otomatik İniş Kontrolü İçin Modern ve Bulanık Yöntemler	22
<i>Nurettin Erginöz, Ünver Kaynak</i>	
DOĞRUSAL SİSTEMLER	
Aktif Manyetik Yatakların Doğrusallaştırıcı ve Dayanıklı Kararlı Kılıcı Dinamik Geri Besleme Kontrolü	27
<i>Fuat Gürleyen, Çağrı Bahadır, Özgür Aydın Tekin</i>	
Markov Atlamalı Doğrusal Sistemlerin Geçiş Olasılıklarının Özyineli Öngörü Hatası Yöntemiyle Çevrimiçi Kestirimi	33
<i>Umut Orguner, Mübeccel Demirekler</i>	
İstenen Kazanç Payı ve Faz Payı Kriterlerini Sağlayan Oransal Kontrolörlerin Hesaplanması	38
<i>Nevra Bayhan, Mehmet Turan Söylemez</i>	
Değişinti Matrisi Nicetlenmesi	44
<i>Melih Günay, Mübeccel Demirekler</i>	
BULANIK MANTIK VE UYGULAMALARI - II	
Farklı Tip Bulanık Mantık Denetleyicilerin PMDC Motor Denetimine Etkisi	50
<i>Köksal Erentürk</i>	
Gunt Rt 512 Sıvı Seviye Denetim Cihazının Bulanık Mantık Denetleyicisi İle Denetimi	56
<i>Meral Özarslan, Ömer Faruk Bay</i>	
Bulanık Mantık Denetimli Bir Fazlı Kesintisiz Güç Kaynağının Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi	62
<i>İsmail Atacak, Ömer Faruk Bay</i>	
Bulanık Mantık Denetimli Yakıt Hücresi Beslemeli Bağımsız Bir Enerji Dönüşüm Sistemi Tasarımı	68
<i>Sinan Pravadaloğlu, Gökçen Baş</i>	
DOĞRUSAL OLMAYAN SİSTEMLER	
Katsayı Diyagram Yönteminin Doğrusal Olmayan Sistemlere Uygulanması	74
<i>Onur Bölükbaşı, Ömür Öcal, Atilla Bir</i>	
Zamanla Değişen Doğrusal Yüzeyler Tasarlayarak Doğrusal Olmayan Sistemlerin Kayan Kipli Kontrolü	80
<i>Beyza Gökbilen, Metin U. Salamcı</i>	
Alçak Yörüngeli Küçük Uyduların Doğrusal Olmayan Konum Kontrolü	86
<i>Soner Karataş, Erol Kocaoğlu</i>	
Ortalama Kuramı ve Merkezi Katmanlı Uzak Kuramı İle Galerkin Modellerinin Çözümlemesi ve Doğrusal Olmayan Kontrolü	92
<i>Coşku Kasnakoğlu, Andrea Serrani</i>	
YAPAY SİNİR AĞLARI VE UYGULAMALARI - I	
Ph Nötralizasyon Prosesinin Yapay Sinir Ağı İle Kontrolü	100
<i>İbrahim Alışkan, Kayhan Gülez, Galip Cansever</i>	

Yapay Sinir Ağı Tabanlı Kayan Kipli Denetimcinin ve Bozucu Gözlemcili Standart Kayan Kipli Denetimcinin Karşılaştırılması	106
<i>E. Y. Erdem, A. Sabanovic</i>	
Yapay Sinir Ağı Kontrollü AC-AC Dönüştürücü ile Gerilim Dalgalanmalarını ve Harmonikleri Düzenleyici AC-DC Dönüştürücü	112
<i>Kayhan Gülez, İbrahim Alışkan, Tarık Veli Mumcu, Galip Cansever</i>	
Dalga Biçimlerinin Aktif Öğrenen Olasılıksal Sinir Ağları ile Sınıflanması	118
<i>Gökhan Bilgin, Bülent Bolat</i>	
UÇUŞ DİNAMİĞİ VE KONTROLÜ	
Hazerfan İHA'nın Uzunlamasına Hareket Kontrolü	122
<i>Raziye Tekin, Erkan Abdülhamitbilal, Fuat Gürleyen</i>	
OİUH Sınıfı Bir İnsansız Hava Aracının Doğrusal Olmayan Dinamik Modelinin Oluşturulması ve Otomatik Uçuş Kontrol Sistemi Tasarımı	127
<i>Deniz Karakaş, Ethem Hakan Orhan</i>	
Bir Füzenin Kontrol-Tahrik Sisteminin Kontrolü İçin Kayan Kip Tekniğinin Uygulanması	133
<i>Ali Osman, Alper Kahvecioğlu</i>	
Bir Füze Otopilotu İçin Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı	139
<i>Beyza Gökbilen, Metin U. Salamcı</i>	
YAPAY SINİR AĞLARI VE UYGULAMALARI - II	
Yapay Sinir Ağlarıyla P.M.D.C Motorlarda Arıza Sınıflandırmasına İlişkin Modelleme, Kontrol ve Durum İzleme	145
<i>H. Erinç Karatoprak, Tayfun Şengüler, Serhat Şeker</i>	
Yapay Sinir Ağları Kullanarak Hazırlanan Bir Hisse Senedi Değer Tahmini Uygulaması	149
<i>A. Murat Özbayoğlu</i>	
Asenkron Motorlarda Arıza Teşhisi İçin Zaman Serileri Veri Madenciliği ve Yapay Sinir Ağı Tekniklerinin Kullanımı	153
<i>İlhan Aydın, Mehmet Karaköse, Erhan Akın</i>	
Doğrusal Olmayan Sistemlerdeki Arızaların RBF Tabanlı YSA ile Ayırt Edilmesi	159
<i>Okan Özgönel Erdal Kılıç, Ali Ekber Özdemir</i>	
MODELLEME	
Yunus Yüzme Hareketinin Modellenmesi ve Optimizasyonu	164
<i>Berrak Karaca, Ahmet Kuzucu</i>	
Kaotik Dinamiklerin En Küçük Kareler Destek Vektör Makineleriyle Yeniden Oluşturulması	172
<i>Serdar İplikçi</i>	
Aerodinamik Akışların Modellenmesinde Döngülü Olan ve Olmayan 7 Yaklaşımın Uygulanması	178
<i>Mehmet Önder Efe, Marco Debiassi, Peng Yan, Hitay Özbay, Mohammad Samimy</i>	
Güç Kesintisi Uygulayan Devrelerin Uyanma Gecikmelerinin Belirlenme Zamanının Azaltılması	185
<i>Yusuf Sinan Hanay, Oğuz Ergin, Utku Diril</i>	
ROBOTİK VE AKILLI SİSTEMLER	
Taşıyıcı Robotların Algılama Belirsizliğinde Parçacık Süzgeç Başarım Analizi	190
<i>Haluk Bayram, Aysin Ertüzün, H. Işıl Bozma</i>	
3-Eksenli Robota Monte Edilmiş Kamera Vasıtasıyla Geometrik Cisimlerin Birbirinden Ayırt Edilmesi	196
<i>Murat Kılıvan, H. Metin Ertunç, Sermin Kılıvan, Ahmet Önen</i>	
Kızılberisi Algılayıcılarla Yapay Sinir Ağlarına Dayalı Hedef Ayırdetme	202
<i>Tayfun Aytaç, Billur Barshan</i>	
Tam-Taşıt Modeline Uygulanan Değişken Sönümlü Yarı-Aktif Askı Sisteminin Optimum Kontrolünün Teorik İncelemesi	208
<i>Erdinç Yaz, Yücel Ercan</i>	

KONTROL UYGULAMALARI	
Yapay Gizilgüç İşlevleriyle Odaklanma Amaçlı Hızlı Hareketler	216
<i>B. Deniz İlhan, Özgür Erkent, H. Işıl Bozma</i>	
Yüksek Derece Sistemler İçin Koordinat Dönüşümüne Dayalı Zamanla Değişen Kayma Yüzeyi Tasarımı	222
<i>Sezai Tokat, İbrahim Eksin, Müjde Güzelkaya</i>	
Kutup Atamaya Dayalı Özyarlamalı Çokdeğişkenli OTüm Denetimi	228
<i>Serkan Zobar, Hüseyin Demircioğlu</i>	
Dahili Model Kontrol Algoritmasıyla Ph Kontrolü	234
<i>Onur Ömer Söğüt, Mesut Akgün</i>	
ROBOT KONTROLÜ - I	
Puma Robotları Kontrol Sistemlerinin Açık Sistem Standartlarına Uygun Olarak Modernizasyon ve Geliştirilmesi	239
<i>Ufuk Özbay, Erkan Zergeroğlu</i>	
Gömülü Cisimlerin Elektromanyetik Görüntülenmesi İçin Kullanılan Çoklu Robot Kollarının Yörünge Planlaması ve Çarpışma Sakınımı	245
<i>Nihan Yeşiloğlu, Murat Yeşiloğlu, Hakan Temeltaş, İbrahim Akduman, Ali Yapar</i>	
Doğrudan Sürümlü Scara Robotun Görsel Geri Beslemeli Gerçek Zamanlı Kontrolü	251
<i>Orçun Kurugöl, Emrah Arslantürk, Gürkan Berkan, Mustafa Ünél, Kemalettin Erbatur</i>	
Eksik Serbestlik Dereceli Dinamik Modellere Göre Kontrol Edilen Bir Sistemin Davranış Özellikleri	256
<i>M. Kemal Özgören</i>	
BİYOMEDİKAL SİSTEM UYGULAMALARI	
Dinamik, Bütünleşik Kardiyovasküler ve Solunum Sistemleri Modeli	263
<i>Neval Yılmaz, B. Murat Eyüboğlu</i>	
Proteinlerin İkincil Yapılarının Destekçi Vektör Makineleri Kullanılarak Tahmin Edilmesi	269
<i>Halit Ergezer, Kemal Leblebicioğlu</i>	
Zamanla Değişen Biyomedikal İşaretlerin Dalgacık Dönüşümü ile Analizi	273
<i>Elif Derya Übeyli</i>	
Yapay Diz Kontrol Sistemi İçin Anfis Tabanlı Yürüyüş Modeli	278
<i>Tolga Altınöz, Atıla Yılmaz</i>	
ROBOT KONTROLÜ - II	
Belirsizlik İçeren Esnek Eklemlili Robot Kollarının Dayanıklı Denetimi	283
<i>Günyaz Ablaş, Ahmet Uçar</i>	
Esnek Robot Kolları İçin Doğrusal Olmayan Optimal ve Uyarlanırlı Denetleyici Tasarımı	288
<i>Mustafa Doğan, Yorgo İstefanopulos</i>	
İki Linkli Robot Manipülatörün Yörünge Kontrolü İçin Rtf Nöral Ağa Dayalı Bulanık Kayan Modlu Kontrolör	294
<i>Ayça Gökhan Ak, Galip Cansever</i>	
Kinematik Serbestlik Fazlalığı Olan Robot Manipülatörlerinin Çoklu İçsel Hareket Kriterleri İle Gürbüz Kontrolü	299
<i>Erkan Zergeroğlu, Hüsnü Türker, Ufuk Özbay, Ümit Ali Tektas</i>	
MOTOR KONTROLÜ	
Farklı Türden Malzemelerin Aktarma Makinasında İşlenmesi Sırasında Asenkron Motorun Değişik Hızlardaki Performans Analizi	305
<i>Nur Bekiroğlu, Engin Ayçiçek</i>	
İçten Yanmalı Motorlarda Emme Supabının Elektro-Mekanik Denetimi	310
<i>Oğuzhan Doğan, Bülent Özdalyan, Raif Bayır</i>	
Adım Motor Kontrollü Şerit Malzeme Sürücüsü ve Prototip İmalatı	316
<i>Ahmet Mesut Koçoğlu, Ender Nalçacıoğlu, Kerim Çetinkaya</i>	

ROBOT KONTROLÜ - III	
Yerçekimi Telafi Teknikleri ile İki Bacaklı Robot Yürüyüş Kontrolü	322
<i>Kemalettin Erbatur, Ozan Ayhan</i>	
İki Bacaklı Yürüyen Robotlara Uygulanan Temas Modellemesi ve Dinamik Simülasyon Yöntemi	328
<i>Kemalettin Erbatur, Atsuo Kawamura</i>	
Fazladan Serbestlik Dereceli Robotların Koterniyonlardan Yararlanılarak Çoklu İçsel Hareket Kriterlerine Göre 3 Boyutlu Gürbüz Kontrolü	334
<i>Hüsnü Türker Şahin, Ufuk Özbay, Erkan Zergeroğlu</i>	
Robotik Sistemlerin Yapay Sinir Ağları İle Anahtarlamalı Uyarlamalı Denetimi	340
<i>Ahmet Denker, Umut Akıncioğlu</i>	
ISIL SİSTEMLER	
İki Farklı Özellikli Zonlara Sahip Bir HVAC Sisteminin Modellenmesi ve Sayısal Benzetimi	346
<i>Servet Soygüder, Hasan Alli</i>	
Bir HVAC Sisteminin PLC İle PID Denetimi ve Scada Uygulaması	353
<i>Servet Soygüder, Ekrem Yıldız, Ömür Aydoğmuş, Hasan Alli</i>	
Mikrodenetleyici Kontrollü Termoelektrik Isıtıcı Tasarımı	358
<i>Yavuz Erol</i>	
Manyetik Soğutmanın Termodinamiği	361
<i>Kahraman Güçlü Köprülü</i>	
GEZER ROBOTLAR	
Mobil Robotlar İçin İzgara Tabanlı Haritalarda En Kısa Yol Algoritmalarını Kullanarak Yol Planlama	367
<i>Tolga Yüksel, Abdullah Sezgin</i>	
Yerel Kablosuz Ağ Erişim Noktaları Arasında Hareketli Robotların İnternet Üzerinden Denetimi	373
<i>Deniz Peçel, Y.Murat Erten</i>	
Gezgin Robotların Görüntü Tabanlı Pozisyon Kestirimi	379
<i>Buğra Koku, Hakan Toru</i>	
Sınırlı Algılama Alanı Olan Tekerlekli Mobil Robotlar İçin Holonom Olmayan Bir Rota Planlama Yöntemi	383
<i>Hüsnü Türker Şahin, Erkan Zergeroğlu</i>	
SÜREÇ KONTROLÜ - I	
Ters Cevaplı Proseslerin PI-PD İle Denetimi	389
<i>İbrahim Kaya</i>	
Pilot Ölçekli Bir Havasız Atıksu Arıtma Sürecinin İzlenmesi, Modellenmesi, Kontrolü ve Otomasyonu Üzerine	394
<i>Şeref Naci Engin, Fatma Yıldız, A. Bora Ülkü, Güleda Engin</i>	
Enerji Tasarrufu Amaçlı PLC ve Frekans Konvertörü Kontrollü Pompa Grubu Otomasyonu Uygulaması	399
<i>Özgür Genç</i>	
Ölü Zamanlı Isıl Sistemleri Kararlı Kılan PI Kontrolörler	402
<i>Özgür T. Kaymakçı, İlker Üstoğlu</i>	
SÜRÜ ROBOTLAR	
Oğul Robot Sistemleri İçin Basit Bir Görüntüleme Sistemi Tasarımı	407
<i>Hande Çelikkanat, Ali Emre Turgut</i>	
Oğul-Robot Sistemleri İçin Sinyalleşme Sistemi Tasarımı	413
<i>Maya Çakmak, Erol Şahin, Ali Emre Turgut, Buğra Koku</i>	
Sürü Robot Bilimi ve Çok Erkinli Sistemlerdeki Koordinasyon Problemleri	419
<i>Andaç Töre Şamiloğlu, Veysel Gazi, Buğra Koku</i>	
Potansiyel Fonksiyonlar ve Newton Yinelemesi İle Oluşum Denetimi	428
<i>Yusuf Sinan Hanay, Murat İler Köksal, Halil Volkan Hünerli, Andaç Töre Şamiloğlu, Veysel Gazi</i>	

SÜREÇ KONTROLÜ - II

Belirsizlik İçeren Dinamik Sistemlerin Denetimi İçin Doğrusal Olmayan PI Tipi Denetleyici Tasarımı 434

Janset Kuvulmaz, Erkan Zergeroglu, S. Naci Engin, Ufuk Özbay

Çoklu Tank Sistemlerinde Gözleyici Tabanlı Sistem Arızasının Tespiti ve İzolasyonu 440

Murat Aydemir

Denk-Uç Mimarisi Tabanlı Bir Süreç Eşleme Ortamı Gerçekleştirimi 446

Remzi Çelebi, İbrahim Cereci, Hüseyin Ellezer, Cem Baylam, Hürevren Kılıç

GÜRBÜZ VE ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLER

Çoklu Zaman Gecikmeli Veri İletişim Ağları İçin Gürbüz Denetleyici Tasarımı 451

Hakkı Ulaş Ünal, Banu Ataşlar Ayyıldız, Altuğ İftar, Hitay Özbay

Zaman Gecikmeli Sistemler İçin H_∞ Süzgeç Filtre Tasarımı 457

M. Sami Ezercan, Hitay Özbay

TCP Akışları İçin PI ve PID Kontrolü Temelli AQM Tasarımları 461

Deniz Üstebay, Hitay Özbay

H2 / H_∞ Dayanıklı (Robust) Optimal Kontrol Problemine Kontrol Girişi Kısıtlı Lineer Matris 467

Eşitsizlikleri Yaklaşımı

Yücel Aydın

MEKATRONİK UYGULAMALARI - I

Mikro Kontrolör Tabanlı PID Kontrol Sistemi Eğitim Seti 474

Selçuk Kızır, H. Metin Ertunç

Bir Dönel Ters Sarkaç Sisteminin Tasarımı İmalatı ve Darbe Eni Modüleli Kayan Kipli Kontrolü 480

İlhami Yiğit

Çizgi Takip Eden Otonom Bir Aracın İmge İşleme ve Sayısal Kontrol Teknikleri Kullanarak Gerçeklenmesi 488

Rıfat Benveniste, Cem Ünsalan

PIC 16F84 Mikrodenetleyicili Hız Kontrollü Mobil Robot Uygulaması 492

Mehmet Albayrak, Meral Ersoy

GÜRBÜZ SİSTEMLER

Bir Doğrusal Olmayan Süspansiyon Sisteminin LPD Modeli İçin H_∞ Tabanlı Kontrolör Tasarımı 496

Cem Onat, İbrahim B. Küçükdemiral, İsmail Yüksek, Selim Sivrioğlu, Galip Cansever

Aktif Kütle Sönümleyicili Bir Yapının Yanal Titreşimlerinin İlk Modunu Bastıracak H_∞ Kontrolcü Tasarımı 502

Cem Onat, İ. Beklan Küçükdemiral

Belirsiz Nötral Sistemlerin Gecikmeye Bağlı Gürbüz Kararlılığı 508

M. N. Alparslan Parlakçı

Statik Çıkış Geribeslemesi Probleminin Parametre Uzayında LMI Problemine İndirgenmesi 514

İlker Üstoğlu, M. Turan Söylemez

MEKATRONİK UYGULAMALARI - II

Mekanik Sistemlerin Tasarımı İçin Yapay Zeka Destekli Otomasyon Teknikleri Kullanımı 517

Mustafa Bozdemir

Düşük Maliyetli Hızlı Prototipleme Sistemi 522

Uğur Baysal, Ahmet Cihan Akanca

Mikro Parçaların Tutulması İçin Kuvvet Yansıtılabilir Alet Tasarımı 527

Meltem Elitaş, Emrah Deniz, Asif Şabanoviç

Ardışık Benzekleme Tekniğinin Kullanımı: Ters Çift Sarkaç 533

Erdem Türker Şenalp, Ersin Tulunay, Yurdanur Tulunay

UYARLAMALI KONTROL

Model Dayanaklı Uyarlamalı Denetim (Modud) Uygulamaları 538

Şölen Kumbay, Hüseyin Demircioğlu

Yeni Bir Bozucu Kestirimli, Değişken Yapılı, Uyarlamalı Kontrolcü 544

Akın Delibaşı, İbrahim B. Küçükdemiral, Galip Cansever

Çift Serbestlik Dereceli Kontrol Yapılarında Harmanlama Mekanizmalı Referans Değer Ayarlayıcı	549
<i>Engin Yeşil, Müjde Güzelkaya, İbrahim Eksin</i>	
Model Referans Uyarlamalı Kontrol İle Kutupları Sabit Miknatıslı Bir DC Motorun Konum Kontrolü	555
<i>Fedai Yenici, Muhammet Köksal</i>	
MEKATRONİK UYGULAMALARI - III	
Gerçek Zamanlı ve Kablosuz Veri Toplama Sistemleri	561
<i>Fırat Yücel, Hakan Çalış</i>	
Kontrol Sistemleri İçin Gerçek Zamanlı Çoklu Görev İşletim Sistemi	567
<i>Tayfun M. Karan, Yaşar Becerikli, Tunç Turalı</i>	
Derin Kuyu Pompaların Uzaktan Otomatik Kontrol Edilmesi	574
<i>Hilmi Kuşçu</i>	
Çift Taraflı Kontrol Sistemleri İçin Fonksiyonellik	578
<i>Meltem Elitaş, Merve Acer, Emrah Deniz, Asif Şabanoviç</i>	
MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL	
İntegral Etkili Dayanıklı Model Öngörülü Kontrol	584
<i>Halil Akçakaya, Leyla Gören</i>	
Ekstrüzyon İşleminde Polietilen Terafitalat Bozunmasının Algısal Model Öngörümü Denetleç İle Denetlenmesi	590
<i>M. Oluş Özbek, Canan Özgen, Göknur Bayram</i>	
Çokdeğişkenli Sürekli Zaman Öngörülü Denetimde Çıkış Kısıtlama Yoluyla Çıkış Biçimlendirme	597
<i>Çağatay Yavuzylmaz, Hüseyin Demircioğlu</i>	
Destek Vektör Makineleleriyle Genelleştirilmiş Öngörülü Denetim	603
<i>Serdar İplikçi</i>	
AYRIK OLAY SİSTEMLERİ	
Renklendirilmiş Petri Ağları İçin Bir Yasaklanmış Durum Kontrolörü	609
<i>Hanife Apaydın-Özkan, Aydın Aybar</i>	
Ayrık Olay Sistem Kontrolünde Üstdenetleyicilerin PLC İle Gerçeklenmesi	614
<i>İ. Tolga Hasdemir, Salman Kurtulan, Leyla Gören</i>	
Bir Sınıf Ayrık Olaylı Sistemler İçin Optimal Kilitlenmeli Denetimsel Gözetleyici Tasarımı	620
<i>Özgür T. Kaymakçı, Salman Kurtulan</i>	

Bulanık Sistem Modelleri Geçmiş, Günceli Ve Geleceği

İ. Burhan Türkşen

Fellow: IFSA, IEEE, WIF

Endüstri Mühendisliği Bölüm Bşk.

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Söğütözü Cad. No:43, Söğütözü 06560 Ankara/Türkiye

e-mail: bturksen@etu.edu.tr

Özetçe

Bulanık Sistem Modelleri (BSM) belirsizlik içeren üst seviyede doğrusal olmayan sistemlerin davranışını tanımlamakta kullanılan mühim bir yöntemdir. Geçmişte BSM teknikleri sistemin belirsizliğini temsil etmek amacıyla "1. Tip" bulanık kümeler kullanılmışlardır. "1. Tip" bulanık kümeler giren bir değişken x 'sin kati bir x değerinin bulanık bir A kümesine üyelik derecesini kati bir üyelik derecesi $\mu_A(x)$ olarak ifade eder. Bu nedenle, "1. Tip" bulanık kümeler, bir üst seviye de kesin olmayan belirsizlikleri ifade edemezler. Güncel araştırma ve uygulamalar, "1. Tip" bulanık küme kuralları yerine, "2. Tip" bulanık küme kurallarının daha iyi neticeler verdiğini göstermektedir. Gelecekte, "2. Tip" bulanık kümeler ve fonksiyonlarla yapılandırılacak bulanık kurallar ve/veya bulanık fonksiyonların araştırma ve uygulama alanlarında kullanılacağı tahmin edilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Bulanık Sistem Modelleri, Bulanık Kural Sistemleri, Bulanık Fonksiyonlar, 1. Tip ve 2. Tip Bulanık Sistem Modelleri.

1. Giriş

Kırk yıl kadar önce (1965), L.A.Zadeh Bulanık Kümeler ("Fuzzy Sets") [52] yazısını yayınladı. 1975'lerde başlayan "Bulanık Sistem Modelleri [53] [28], belirsizliği içeren karar-destek sistem modelleri arasında mühim bir yer almaktadır. Bu yazımızda yalnızca "Bulanık Sistem Modelleri'nin kısa ana hatları ve tarihçesine dokunuyoruz. Bulanık teorisinin matematik ve diğer alanlardaki gelişimi uygulamaları ve tarihçesi daha detaylı bir yazı gerektirir.

Bulanık sistem modellerinin başlıca üstünlükleri gürbüz ve şeffaf olmalarıdır. Bulanık sistem modelleri gürbüzlüklerini belirsizliği tanımlayan bulanık kümeleri kullanarak başarırlar. Bunun ötesinde, yapay sınır ağları gibi diğer sistem modellerine benzemeksizin, bulanık sistem modelleri tanımsal bir şeffaflığa sahiptirler. Geçmiş otuz yıl içinde, araştırmacılar Bezdek'in Bulanık Grup Metodu, (BGM) (FCM) [2] ve çeşitlerini kullanıp veri tabanları analizleri yaparak, herhangi bir oluşumun gizli kurallarını çıkararak "1. Tip" Bulanık Sistem Modelleri kurdular. Nakanishi v.y. (et.al.) [32], Takagi- Sugeno [40], Sugeno-Yasukawa [39], Emami v.y. [17]'nin sunduğu modeller "1. Tip" bulanık sistem modellerinin en dikkate değerlerindendirler.

Bu modeller "ekspert" bilgi yerine bulanık veri tabanları analizlerine dayanırlar. Bu nedenle, gürbüz ve şeffaf olmaları

ötesinde, bu çeşit sistem modelleme usulleri, sistemin yapısını nesnel ölçülere dayanarak tanımlarlar. Geçmiş yılların geleneksel bulanık sistem modellerinin yapısının özelliği "1. Tip" olmalarıdır. Tartışma evreninde, "1. Tip" olarak tanımlanan bulanık kümeler, herhangi bir ögenin üyelik derecesini $[0,1]$ aralığında mutlak bir değerle belirler.

Bu yaklaşım, bulanık küme ve mantık teorisinin temel felsefesine aykırıdır. Çünkü üyelik derecesi mutlak bir değerle belirlenemez. Diğer bir yönden, bazı sistem uygulamalarında da yetersizdir.

Gelecekte, bulanık sistem modellerinin "2. Tip" veya daha üst seviyede kümelerle yapılanmaları beklenmektedir. Öncelikle Zadeh [53] nin sunduğu "2. Tip" bulanık kümeler, üyelik fonksiyonlarının içerdiği belirsizliği daha açıkça temsil eder.

"2. Tip" bir bulanık küme genel olarak bulanık üyelik fonksiyonuyla tanımlanan bir bulanık küme olarak tarif edilir. Bir başka deyişle, sayısal seviyede, "2. Tip" bulanık kümenin üyelik fonksiyonu her hangi bir ögenin üyelik değerleri dağılımını belirler. Bu dağılım bir olasılık dağılımı olmak yerine bir olabirlik dağılımıdır.

Geçmişte incelenen ve uygulanan "1. Tip" bulanık kural sistem modellerinin, gelecekte incelenip uygulanacağı beklenen "2. Tip" bulanık sistem modellerine geçerken güncel araştırma ve uygulamalar sonucu "1. Tip" "Bulanık Fonksiyonlar", BF, ortaya çıkmıştır. Güncel araştırmaları halen süregelmekte olan "Bulanık Fonksiyonlar" [12][13][14], bulanık kural sistemlerinde yer alan her bir kuralın, bulanık kümelerle temsili yerine, bulanık bir fonksiyonla temsil edilmesini ön görür. (Türkşen, [48])

Bu yazıda, önce "1. Tip" Bulanık Kural sistem modellerini kısaca gözden geçireceğiz. Bunlar geçmişte "Bulanık Kontrol Sistem" problemleri için başarılı çözümler üretmişlerdir. İkinci olarak, "1. Tip" güncel "Bulanık Fonksiyon"ları biraz derinliğine işleyeceğiz. Üçüncü olarak da, "2. Tip" geleceğin Bulanık Sistem Modellerinin öncül yapılarından bahsedeceğiz.

2. Geçmişin "1. Tip" Bulanık Sistem Modelleri.

Tarihi görünümde, Zadeh [52] Mamdani, v.y [28] ve Takagi-Sugeno [40] çeşidi "1. Tip" bulanık sistem modellerinin özelliği "bulanık kural" modelleri olmalarıdır. Genel olarak

kurallar: "EĞER..... ise OZAMAN.....dır." yapıyla ifade edilen "bulanık kural temeli" olan bir sistem modeli temsil ederler. Genel yazılımları şöyle görünür:

$$K: \text{BER} \left(\text{EĞER} \left(\text{"öneri"} \right) \text{ ise, O ZAMAN} \left(\text{"sonuç"} \right) \text{ dir.} \right) \quad (1)$$

Bu ifadede K, kurallar temelinin temsil eder; BER, beraber, aynı zamanda, bütün c* sayısında kuralların uygulanacağını belirler.

2. (a) Zadeh Bulanık Kural, Z-BK, Temeli

Zadeh'nin [52] sunduğu öncül bulanık kural Z-BK, temelinde, sisteme giren değişkenler vektöründe, $X=(X_1, X_2, \dots, X_{nv})$, $X_j \in X$, önerinin j-inci giren değişkenini temsil eder; genel olarak $X=X_1 \times X_2 \times \dots \times X_{nv}$, $X_j \subseteq \mathcal{R}$ ve $Y \subseteq \mathcal{R}$ da çıkan değişkendir.

Bu tanımlar içinde Zadeh Bulanık Kural, Z-BK, sistem yapısının yazılımı aşağıda görüldüğü şekilde ifade edilir.

$$K_i: \text{EĞER} \text{ VE} \left(x_j \in X_j \text{ ü} A_{ij} \right) \text{ ise O ZAMAN} \text{ y} \in Y \text{ ü} B_i \text{ dir,} \quad (2)$$

$$K: \text{BER} \left(\text{EĞER} \text{ VE} \left(x_j \in X_j \text{ ü} A_{ij} \right) \text{ ise O ZAMAN} \text{ y} \in Y \text{ ü} B_i \text{ dir,} \right) \quad (3)$$

Bu ifade biçiminde K_i , i-inci kuralı; K, tüm kural temelinin, VE, "ve" bileşkesini, "ü", üyelik bağlantısını, $x_j \in X_j$, j-inci giren değişkenin bir değerini, A_{ij} i-inci kuralda j-inci giren bulanık kümeyi, $y \in Y$, çıkan değişkenin genel bir değerini ve B_i da i-inci çıkan bulanık kümeyi temsil eder; bu ifadeler içinde :

$$\mu_i(x_j): x_j \rightarrow [0,1] \text{ ve } \mu_i(y): y \rightarrow [0,1],$$

bulanık küme üyelik atamaları var sayılmaktadır.

Yukarıda sunulan bu yapı bulanık kümelerin birbirini etkilemeyen bir yapıda olduğunu varsayar. Buna karşın, birbirini etkileyen Zadeh Bulanık Kural yapısının ifadesi şöyle yazılır:

$$K: \text{BER} \left(\text{EĞER} \left(x \in X \text{ ü} A_i \right) \text{ ise O ZAMAN} \text{ y} \in Y \text{ ü} B_i \text{ dir,} \right) \quad (4)$$

Burada, i-inci kuralın çok boyutlu önerisi x'sin etkileşim üyelik derecesinin varlığını öngörür.

$$\mu_i(x): x \rightarrow [0,1], \quad x=(x_1, x_2, \dots, x_{nv})$$

2. (b) Takagi-Sugeno Bulanık Kural, TS-BK, Temeli

Benzer bir şekilde Takagi- Sugeno [40] Bulanık Kural, TS-BK, temelinin iki ayrı ifade yapısı vardır.

Eğer giren bulanık kümeler birbirini etkilemiyor varsayılırsa, o zaman kural temeli:

$$K: \text{BER} \left(\text{EĞER} \text{ VE} \left(x_i \in X_i \text{ ü} A_{ij} \right) \text{ ise O ZAMAN} \text{ y} \in Y \text{ ü} B_i \text{ dir,} \right) \quad (5)$$

olarak ifade edilir.

Eğer giren bulanık kümeler birbirini etkiliyor varsayılırsa, o zaman kural temeli:

$$K: \text{BER} \left(\text{EĞER} \left(x \in X \text{ ü} A_i \right) \text{ ise O ZAMAN} \text{ y}_i = a_i x^T + b_i \text{ dir,} \right) \quad (6)$$

3: Güncel "1. Tip" Bulanık Fonksiyonlar

Bulanık fonksiyonlar [3][12][13][14][48], bulanık kural temelinin yaratılmasında kullanılan bilgilerin fonksiyon yapısıyla yeniden tanımlanmalarıdır. Son zamanlarda yapılan araştırmalar, bunların bulanık kural temellerinden daha kolayca öğrenilip uygulanabileceğini ve hata oranı daha az sistem modelleri kurulabileceğini göstermektedir [3][48]. Demirci, v.y [12][13][14] çalışmaları, bulanık fonksiyonların teorik varlığını ima eder. Öncelikle "En Küçük Kareler", EKK, le tahmin edilen "Bulanık Fonksiyonlar"ı, BF-EKK, Türkşen [48] teklif etti. Daha sonra, Çelikiylmaz ve Türkşen [3] "Destek Vektör Makinelar"ıyla, "Bulanık Fonksiyonlar"ı, BF-DVM, araştırdılar. Bunlar Zadeh Bulanık Kuralları, Z-BK, Takagi-Sugeno Bulanık Kuralları, TS-BK, Tanaka v.y.[41],[42] "Bulanık Regresyon" ve Hathaway ve Bezdek [18] ifadelerinden yapıca değişiktirler.

3(a) "En Küçük Karelerle Bulanık Fonksiyonlar-BF-EKK"

En Küçük Kareler metodu ile fonksiyon tahmini ifadesi şöyle yazılır.

$$y = \beta_0 + \beta_1 x_1 + \dots + \beta_{nv} x_{nv} + \varepsilon$$

burada y bağımlı çıkan değişkeni, x_j , j-inci bağımsız giren (açıklayan) değişkeni, $j=1, \dots, nv$, nv, seçilen bağımsız giren değişkenler sayısını ve ε bağımsız hatayı temsil eder.

En küçük kareler metodunun hedefi bilinmeyen parametreleri, β_j , $j=0, 1, \dots, nv$, tahmin etmektir; ki buda

$$\beta = (x^T x)^{-1} x^T Y \quad (7)$$

çözümüyle bulunur; burada $\beta = (\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{nv})$

Türkşen'in [47] sunduğu BF-EKK metodu, Bezdek'in ("FCM, Fuzzy Cluster Method") Bulanık Grup Metodu, BGM, veya onun çeşitlerinden birinin ve "En Küçük Kareler", EKK, metodunun bilinmesini gerektirir.

Bu nedenle, genelde bulanık kural temelleriyle uğraşırken gereken (fuzzification) "bulanıklaştırma", (t-norm) "VE-işlemi", (t-conorm) "VEYA-işlemi", gibi bulanık kümelerin

birleşkesini bulmak, (Modus Ponens), “öneri” ve “gözlem”e dayalı “çıkarma” metodları gibi mantık kurallarını ve onların bulanık türlerini ve en sonunda da çıkan bulanık kümeden kati neticeye varma (defuzzification) işlevlerini bilmeye Türkşen’in [47] sunduğu, “Bulanık Fonksiyonlar” ihtiyaç göstermez.

Bu alanda çok iyi bilinen (FCM) BGM nun algoritması şöyle ifade edilir.

$$\min J(U,V)= \sum_{k=1}^{nd} \sum_{i=1}^c (u_{ik})^m (\|x_k - v_i\|)_A$$

$$s.t. \quad 0 \leq u_{ik} \leq 1, \forall i, k$$

$$\sum_{i=1}^c u_{ik} = 1, \forall k$$

$$0 \leq \sum_{k=1}^{nd} u_{ik} \leq nd, \forall i$$

Bu ifadede, J en küçük değeri aranan hedef fonksiyonunu; $(\| \cdot \|_A)$, x_k veri vektörüyle v_i bir grup merkezi arasındaki uzaklığın ne şekilde değerlendirilmesinin gerektiğini belirleyen bir benzerlik normudur.

Özel durumlarda, $A=1$ Öklid normu, ve $A=COV^{-1}$ ise “Mahalonolis” normu olarak alınır. (COV-“Beraber Değişme ölçüsü, BDÖ, dür)

En iyi ikili (m^*, c^*) bulmak için;

Kullanıcı seçimine dayanan (CVI) “grup geçerlilik indeksi”, grup ayırım entropisi” gibi ölçütler [2], veya

BF-EKK metodunun bir çok (m, c) ikilileri için uygulanarak en iyi ikilinin bulunması için (RMSE) OKKKH; Ortalama Karekök Kareler Hatası, hesaplanır.

Böylece $V_{X|Y,i} = (x_{1,i}, x_{2,i}, \dots, x_{m,i}, y_i)$ ve m^*

$V_{X,i} = (x_{1,i}, x_{2,i}, \dots, x_{m,i})$ yoluyla giren değişkenlerin etkileşimini belirleyen grup merkez vektörü bulunur.

Bundan sonra, normal üyelik BGM’nun yarattığı dereceleri bulmak için harmonikleri yok eden α - kesimiyle uygulanır.

$$u_{ik} = \left(\sum_{j=1}^c \left(\frac{\|x_k - v_{X,i}\|}{\|x_k - v_{X,j}\|} \right)^{\frac{2}{m-1}} \right)^{-1}, \quad \mu_{ik} = \{u_{ik} \geq \alpha\},$$

Burada μ_{ik} k-inci giren vektörün, i-inci grup veya fonksiyona dahil olma üyelik derecesini α - kesimi üstünde belirler, $k=1 \dots n, d, j=1, \dots, c^*$.

Bu hazırlıkla, normal üyelik dereceleri hesaplanır.

$$\gamma_{ik}(x_k) = \frac{\mu_{ik}(x_k)}{\sum_{k=1}^{nd} \mu_{ik}(x_k)}$$

Böylece $\Gamma_i = (\gamma_{ik} \mid i = 1, \dots, c^*; k = 1, \dots, nd)$

x_k vektörünün i-inci grup, kural, veya fonksiyondaki üyelik derecesi hesaplanmış olur. Bu bilgiye dayanarak EKK metoduyla tahmin edilecek bulanık fonksiyonun hesaplanmasında kullanılacak (7) nolu formül için gerekli x matrisi yakarıda hesaplanan Γ_i -vektörü ile genişletilerek yeniden tanımlanır. Buna genişletilmiş x matrisi denir.

Böylece genel olarak bulanık fonksiyonlar $y_i = f(g(\gamma_i), x)$ yapısına sahiptirler. Çeşitli yapılar denemek gerekirse, Γ_i vektörünün çeşitli dönüşümleri, $g(\gamma_i)$, uygulanabilir. Örneğin:

$$\hat{X}_i = [1, \Gamma_i X], \quad y_i = f(\gamma_i, x)$$

$$X^{\wedge}_i = [1, \Gamma_i^2, X], \quad y_i = f(\gamma_i^2, x)$$

$$X^{\wedge\wedge}_i = [1, \Gamma_i^2, \Gamma_i^m, \exp(\Gamma_i), X],$$

$$y_i = f(\gamma_i^2, \gamma_i^m, \exp(\gamma_i), x) \text{ v.b.}$$

Daha açık bir ifadeyle genişletilmiş giren matris, örneğin X'_i için, şöyle oluşur:

$$X'_i = [1, \Gamma_i, X] = \begin{bmatrix} 1 & \gamma_{i,1} & x_{i,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \gamma_{i,nd} & x_{i,nd} \end{bmatrix}$$

Bu örnek için “Bulanık Fonksiyonlar”

$$Y_i = \beta_{10} + \beta_{11} \Gamma_i + \beta_{12} X, \quad i=1, \dots, c^*, \text{ ve}$$

$$\beta_i^* = (X_i'^T X_i')^{-1} (X_i'^T Y_i)$$
 hesaplanarak

$$Y_i^* = \beta_{i0}^* + \beta_{i1}^* \Gamma_i + \beta_{i2}^* X \text{ bulunur.}$$

3.(b) Destek Vektör Makinalarıyla Bulanık Fonksiyonlar- BF-DVM

Destek vektör Makine, DVM, (SVM) yaklaşımı diğer bir veri tabanı analizi metodudur (Vapnik, [50]).

Bulanık Regresyon Fonksiyonları Destek Vektör Makine, DVM, yaklaşımıyla da tahmin edilebilirler. (Bak,

Çelikiylmaz, Türksen [3]) v.b. (burada bunun ayrıntılarına girilmiyor.)

4. Geleceğin “2. Tip” Bulanık Sistem Modelleri

Geleceğin bulanık sistem modellerinin “2. Tip” bulanık kümelerle yapılacağı beklenmektedir. Bu modellerin esas uygulama alanlarının karar-destek sistemleri olacağı tahmin edilmektedir. Bu nedenle, önce bazı temel tanımlar sunulacak sonrada “1. Tip” bulanık sistem modellerinin “2. Tip” bulanık sistem modellerine dönüşümünün ana hatları belirlenecektir.

4.(a) Temel Tanımlar

Tanım 1. İkincil Bulanık Küme

“2. Tip” Bulanık Küme, 2TBK, tartışma evreni x de, herhangi bir “2. Tip” Bulanık Küme A , bulanık üyelik fonksiyonu $\mu_A(x)$ ile tanımlanır. Burada $\tilde{\mu}_A(x) : X \rightarrow [0,1]^{[0,1]}$ dir. Başka bir deyişle birincil bir üyelik fonksiyonu, $\mu_A(x)$, ikincil bir üyelik fonksiyonuyla tanımlanmaktadır. $\mu_A(x)$, Bu nedenle “2. Tip” Bulanık Kümenin özel tanımı:

$$A^- = \{ (x, (\gamma, f_x(\gamma))) \mid x \in X, \gamma \in J_x \subseteq [0,1] \}$$

olarak verilir. Burada birincil üyelik değeri $x \in X$, $\gamma \in J_x \subseteq [0,1]$ aralığında bir mutlak değerdir; $g_x(\gamma)$ ise ikincil üyelik fonksiyonudur. Alternatif tanımları aşağıda gösterilmiştir: (Bu tanımlarda genel üyelik değeri u kullanılmıştır.)

(a) Sürekli tartışma evreni için:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x$$

(b) Kesikli tartışma evresi içinde:

$$\tilde{A} = \sum_{x \in X} \left[\sum_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x$$

olarak yazılırlar

Tanım 2. İkincil üyelik fonksiyonu

ikincil üyelik fonksiyonu, $f_x(u)$ tartışma evrenin de bir x in üyelik değerini $[0,1]$ aralığında başka bir değere tekabül eder. Bu nedenle $f_x(u)$ ’nun özel tanımı:

$$f_x(u) : J_x \rightarrow [0,1], \forall u \in J_x \subseteq [0,1], \forall x \in X$$

olarak verilir.

İkincil üyelik fonksiyonunun bu tanımına bağlı kalarak, “2. Tip” Bulanık Küme \tilde{A} ’nın üyelik fonksiyonu $\tilde{\mu}_A(x)$ aşağıda gösterilen iki şekilde ifade edilir:

(a) Sürekli fonksiyon tanımı:

$$\tilde{\mu}_A(x) = \int_{u \in J_x} f_x(u) / u, \forall x \in X$$

(b) Kesikli fonksiyon tanımı:

$$\tilde{\mu}_A(x) = \sum_{u \in J_x} f_x(u) / u, \forall x \in X$$

Bunların yanı sıra “Aralık Değerli “2. Tip” Bulanık Kümeler (AD2TBK), “2. Tip” Bulanık Kümelerin özel bir halidir.

Tanım 3. Aralık Değerli “2. Tip” Bulanık Kümeler

Temel değişken x ’in tartışma evreninde “2. Tip” üyelik fonksiyonunun etiketi (yafatası) \tilde{A} olsun:

$$\tilde{\mu}_A(x) : X \rightarrow f_x(u) / u, u \in J_x, J_x \subseteq [0,1]$$

$\tilde{\mu}_A(x)$ ’in aralık değerli “2. Tip” üyelik fonksiyonu olması için aşağıda belirtilen şart koşullar:

$$f_x(u) = 1, \forall x \in X, \forall u \in J_x, J_x \subseteq [0,1]$$

Bu nedenle, aralık değerli “2. Tip” üyelik fonksiyonu:

$$\tilde{\mu}_A(x) : X \rightarrow 1 / u, u \in J_x, J_x \subseteq [0,1]$$

olarak tanımlanır.

Tanım 4. Aralık Değerli “2. Tip” Bulanık Kümelerin Teorik Temeli.

Bir seri yazılarda, Türksen [44],[45],[46],[47], (FDCF) Bulanık Bileşim Olağan Şekil (BBOŞ) ile (FCCF) Bulanık Kesişim Olağan Şekil (BKOŞ)’in klasik mantıkta olduğu gibi Birleşik Olağan Şekil (BOŞ) le, Kesişik Olağan Şekil (KOŞ) eşitliğine, BOŞ=KOŞ, [43] rağmen, birbirinden ayrılarak doğal bir aralık yarattığını vurgulamıştır. Diğer bir ifadeyle BBOŞ \subseteq BKOŞ Aralık Değerli “2. Tip” Bulanık Kümelerin

varlığı [BBOŞ, BKOŞ] ((FDCF, FCCF)) aralığı olarak saptamır [44],[45],[46],[47],

4.(b) "2. Tip" Bulanık Sistem Modellerinin Genel Yapısı

Mendel, Karnik ve Liang [22,23,24,25] "1. Tip" çıkarma metotlarını "2. Tip" çıkarma metotlarına dönüştürme usulleri sunmuşlardır. Bunlar Mendel [29] de daha detaylı olarak izah edilirler. Bunlara dayanarak Zadeh (a) ve Takagi-Sugeno (b) yapısı modeller "2. Tip" Sistem Modellerine şöyle dönüştürülürler:

$$(a) K : \text{BER} \left(\bigvee_{i=1}^{c^*} \text{EĞER } x_i \in X_i \text{ ÜB } A_i \right) \text{ ise } O \text{ ZAMAN } y \in Y \text{ ÜB } B^i, \text{ dir,}$$

$$(b) K : \text{BER} \left(\bigvee_{i=1}^{c^*} \text{EĞER } x_i \in X_i \text{ ÜB } A_i \right) \text{ ise } O \text{ ZAMAN } y_i = a_i x_i^r + b_i, \text{ dir,}$$

Mendel, Karnik ve Liang [24], Starczewski ve Rutkowski [38], John ve Czarnecki [20,21], Chen ve Kawase [10] "2 Tip" Bulanık Sistem Modellerinde çeşitli çalışmalar önerdiler. Bütün bu modeller, genel olarak giren değişkenlerin etkileşmediği varsaymaktadırlar.

Yakın bir geçmişte Uncu ve Türkşen [50] kesikli aralık değerli "2. Tip" kural temelli yapılar sundular.

Gelecekte "2. Tip" Bulanık Fonksiyon yapılarında araştırma ve uygulama yapılacağı beklenmektedir.

Kaynakça

- [1] R. Babuska and H.B. Verbruggen, "constructing fuzzy models by product space clustering", in *h. Hellendoorn and d. Driankov (eds.), fuzzy model identification: selected approaches*, pp 53-90, springer, berlin, germany, 1997.
- [2] J.C. Bezdek, "fuzzy mathematics in pattern classification", *ph.d. Thesis*, applied mathematics center, cornell university, ithaca, 1973
- [3] A. Celikyilmaz, I.B. Türkşen, "Fuzzy Functions with Support Vector Machines.", *Information Sciences*, accepted.
- [4] A.Celmins, "Least Squares Model Fitting to Fuzzy Vector Data," *Fuzzy Sets and Systems*, 22,(1987) 245-269.
- [5] A. Celmins, "Multidimensional Least Squares Model Fitting of Fuzzy Models," *Math. Modeling*, 9, (1987) 669-690.
- [6] Y.-H.O. Chang, B.M. Ayyub, "Reliability Analysis in Fuzzy Regression," *Proc., Annual Conf. of NAFIPS'93*, Allentown, PA., USA, 1993, 93-97.
- [7] C. Chang., C. Lin, (2001) , "LIBSVM: a library for support vector machines", Software available at <http://www.csie.ntu.edu.tw/~cjlin/libsvm>
- [8] P.-T. Chang, E.S. Lee, "Fuzzy Linear Regression with Spreads Unrestricted in Sign," *Compt. Math. Appl.*, 28 (1994) 61-71.
- [9] M.-S. Chen and S.-W. Wang, "fuzzy clustering analysis for optimizing fuzzy membership functions", *fuzzy sets and systems*, vol. 103, no. 2, pp. 239-254,1999
- [10] Q. Chen and S. Kawase, "on fuzzy-valued fuzzy reasoning", *fuzzy sets and systems*, vol. 113, pp. 237-251, 2000
- [11] S. Chiu, "fuzzy model identification based on cluster estimation", *j. Of intelligent and fuzzy systems*, vol. 2, no. 3, 1994.
- [12] M. Demirci, "Fuzzy Functions and their Fundamental Properties," *Fuzzy Sets and Systems*, 106, 239-246, 1999.
- [13] M. Demirci, "Foundations of Fuzzy Functions and Vague Algebra Based on Many-Valued Equivalence Relations, Part I: Fuzzy Functions and their Applications," *I.J. General Systems*, 32 (2003) 123-155.
- [14] M. Demirci, and J. Recasens, " Fuzzy Groups, Fuzzy Functions and Fuzzy Equivalence Relations," *Fuzzy Sets and Systems*, 144, 441-458, 2004.
- [15] M. Delgado, A.F. Gomez-skermata and F. Martin, "rapid prototyping of fuzzy models", in *h. Hellendoorn and d. Driankov (eds.), fuzzy model identification: selected approaches*, pp. 53-90. Springer, berlin, germany, 1997.
- [16] P. Diamond, "Fuzzy Least Squares", *Inf. Sci.* 46, 141-157, 1998.
- [17] M.R. Emami, İ.B. Türkşen and A.A. Goldenberg, "Development of a systematic methodology of fuzzy logic modeling", *iee transactions on fuzzy systems*, vol. 63, no.3, pp 346-361, 1998
- [18] R.J. Hathaway and J.C. Bezdek. "Switching regression models and fuzzy clustering," *In IEEE Transactions on fuzzy systems*, Vol.1, No.3, pages 195--203, 1993.
- [19] J.-S. R. Jang, "anfis: adaptive-network-based fuzzy inference systems," *iee trans. On system, man and cybernetics*, vol. 23, no. 3, pp. 665-685
- [20] R. I. John and C. Czarnecki, "a type 2 adaptive fuzzy inference system", *proc. Of iee conf. On systems, man and cybernetics*, vol. 2, pp. 2068-2073, 1998
- [21] R. I. John and C. Czarnecki, "an adaptive type-2 fuzzy system for learning linguistic membership grades", *proc. Of iee international fuzzy systems conference*, vol. 3, pp. 1552-1556, 1999
- [22] N. N. Karnik and J. M. Mendel, "introduction to type-2 fuzzy logic systems", *proc. Of iee conf. On computational intelligence*, vol. 2, pp. 915-920, 1998
- [23] N. N. Karnik and J. M. Mendel, "type-2 fuzzy logic systems: type reduction", *proc. Of iee conf. On systems, man and cybernetics*, vol. 2, pp. 2046-2051, 1998
- [24] N. N. Karnik, J. M. Mendel and Q. Liang, "type-2 fuzzy logic systems", *iee tran. On fuzzy systems*, vol. 7, no. 6, pp. 643-658, 1999
- [25] N. N. Karnik and J. M. Mendel, "applications of type-2 fuzzy logic systems: handling the uncertainty associated with surveys", *proc. Of iee conf. On fuzzy systems*, vol. 3, pp. 1546-1551, 1999
- [26] K. Kilic, "a proposed fuzzy system modeling algorithm with an application in pharmacokinetic modeling", *ph.d. Thesis*, department of mechanical and industrial engineering, university of toronto, toronto, 2002.
- [27] Q. Liang and j. M. Mendel, "interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design", *iee tran. On fuzzy systems*, vol. 8 , no. 5, pp. 535-550, 2000
- [28] E.H. Mamdani, S. Assilian, "An Experiment in Linguistic Syntesis with a Fuzzy Logic Controller," in

- E.H. Mamdani, B.R. Gains, "Fuzzy Reasoning and Its Applications", Academic Press, 1981.*
- [29] J. M. Mendel, "uncertain rule-based fuzzy logic systems: introduction and new directions", prentice, upper saddle river, 2001
- [30] M. Mizumoto, "method of fuzzy inference suitable for fuzzy control", *J. Soc. Instrument control engineering*, vol. 58, pp. 959-963, 1989
- [31] M. Mizumoto and k. Tanaka, "some properties of fuzzy sets of type 2", *information and control*, vol. 31, pp. 312-340, 1976
- [32] H. Nakanishi, İ.B. Türkşen and m. Sugeno, "a review and comparison of six reasoning methods", *fuzzy sets and systems*, vol. 57, pp 257-295, 1993
- [33] N.R., Pal, J.C.Bezdek, , "On Cluster Validity for the Fuzzy C-Means Model", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 3, No.3., 1995.
- [34] D. Rutkowska, "type 2 fuzzy neural networks: an interpretation based on fuzzy inference neural networks with fuzzy parameters", *proc. Of the 2002 IEEE Int. Conf. On fuzzy systems*, vol. 2, pp. 1180-1185, 2002
- [35] D. Savic and W. Pedrycz, "Evolution of Fuzzy Linear Regression Models," *Fuzzy sets and systems*, 39, 51-63, 1991.
- [36] A.J. Smola, B. Scholkopf, "A Tutorial on Support Vector Regression", *NeuroCOLT2 Technical Report Series*, NC2-Tr-1998-030,1998.
- [37] B.A. Sproule, M. Bazoon, K.İ. Shulman, İ.B. Turksen, and c.a. Naranjo, "fuzzy logic pharmacokinetic modeling: an application to lithium concentration prediction", *clinical pharmacology therapy*, vol. 62, pp. 29-40, 2000
- [38] J. Starczewski and I. Rutkowski, "connectionist structures of type 2 fuzzy inference systems", in *r. Wyrzykowski et. Al (eds.): ppam 2001, lcn5 2328*, pp. 634-642, 2002
- [39] M. Sugeno and T. Yasukawa, "a fuzzy logic based approach to qualitative modeling", *IEEE transaction on fuzzy systems*, vol. 1, pp 7-31, 1993.
- [40] T. Takagi and M. Sugeno, "fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*, vol. SMC-15, no. 1, pp 116-132, 1985
- [41] H. Tanaka, H. Ishibuchi, S. Yoshikawa, "Exponential Possibility Regression Analysis", *Fuzzy Sets and Systems*, 69, 305- 318, 1995.
- [42] H. Tanaka, S. Vegima, K. Asai, "Linear Regression Analysis with Fuzzy Model," *IEEE Trans. On Systems, Man, Cybernetics*, SMC-2 , 903-907, 1982.
- [43] İ.B. Türkşen "Bulanık Kümeler Kuramı ve Uygulamaları", *Yöneylem Araştırma Dergisi* yıl:4 cilt 4, Haziran, sayfa 1-15, 1985.
- [44] İ.B. Türkşen, "interval valued fuzzy sets based on normal forms", *fuzzy sets and systems*, vol. 20, pp. 191-210, 1986
- [45] İ.B. Türkşen, "interval-valued fuzzy sets and 'compensatory and'", *fuzzy sets and systems*, vol. 51, pp. 295-307, 1992
- [46] İ.B. Türkşen, "fuzzy normal forms", *fuzzy sets and systems*, vol. 69, pp. 319-346, 1995
- [47] İ.B. Türkşen, "type 2 representation and reasoning for cww", *fuzzy sets and systems*, vol. 127, pp. 17-36, 2002
- [48] İ.B. Türkşen, "Fuzzy Functions with LSE," *Applied Soft Computing*, (forthcoming)
- [49] Ö. Uncu and İ. B. Türkşen, " a novel feature selection approach: combining feature wrappers and filters ", *information sciences* (forthcoming)
- [50] Ö. Uncu and İ. B. Türkşen, Discrete Interval Type 2 Fuzzy System Models Using Uncertainty in Learning Parameters, *IEEE Fuzzy systems* (forthcoming)
- [51] N.V.Vapnik, *Statistical Learning Theory*, John Wiley and Sons, New York, 1998.
- [52] L.A. Zadeh "fuzzy sets" *information and Control*, V.8.,PP 338-353, 1965
- [53] L.A. Zadeh, "the concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning", *information sciences*, vol. 8, pp.199-249, 1975
- [54] H.J. Zimmermann and p. Zysno, "latent connectives in human decision-making", *fuzzy sets and systems*, vol. 4, pp.37-51, 1980

Ayrık Kural Tabanlı Dinamik Bulanık Kontrol Algoritması

Mehmet Karaköse

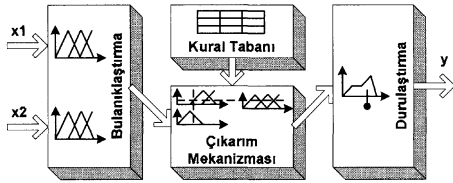
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
mkarakose@firat.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada bilinen bulanık kontrol algoritmalarının sabit kural tabanı dört parçaya ve iki parçaya ayrılarak hem daha sağlam ve performanslı bir yapı elde edilmiş hem de kural sayısı azaltılarak hesaplama zamanı düşürülmüştür. Çok yaygın olarak kullanılan bulanık kontrol kural tablosu dört kuraldan oluşan dört parçaya ve altı kuraldan oluşan iki parçaya bölünmüştür. Çıktısına sabit geri beslemeli bir integratör eklenen bu dinamik bulanık kontrol algoritmasının performansı simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır.

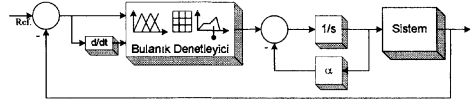
1. Giriş

Bulanık mantık son yirmi yılda birçok sistemi kontrol etmek için kullanılan güçlü bir araç haline gelmiştir. Üyelik fonksiyonları, bulanık kurallar ve kural yorumlama içerisine programlayarak insanın çıkarım mekanizmasını gerçekleştiren bir yapı olan bulanık mantık sistem şekil 1’de görüldüğü gibi dört temel bileşenden oluşmaktadır. Bulanıklaştırma ve durulaştırma gerçek dünya sinyalleri ile bulanık değerler arasında dönüştürme yaparken, çıkarım mekanizması giriş değerine göre atışılacak kurala karar verir ve her kurala göre bulanık giriş değerini belirler [1].



Şekil 1: Bulanık sistem yapısı

Bulanık kontrol sistemi temel olarak kontrol hedeflerine ulaşmak için kullanılan bir bulanık mantık karar verme yapısıdır. Bir bulanık denetleyicinin girişleri hata ve hatanın değişiminden oluşur. Şekil 1 ile gösterilen yapının girişlerine referans giriş ile sistem çıkışı arasındaki hata değeri ile bu hatadaki değişim oranı girilerek bulanık sistemin çıkışı sisteme uygulanır ve sistemin çıkışı geri beslenir. Ancak fiziksel sistemler genellikle dinamik bir yapıya sahip olduğundan dolayı statik olan bu bulanık denetleyici ile kontrol edilen sistem arasında sabit geri beslemeli dinamik bir eleman yerleştirilerek şekil 2’de görülen dinamik bulanık mantık sistemler elde edilmiştir [2]. Burada α pozitif sabit bir sayıdır.



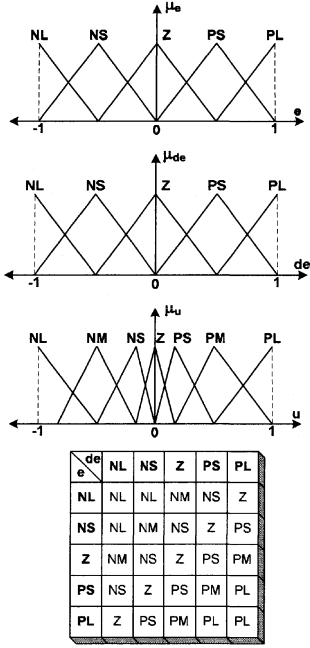
Şekil 2: Dinamik bulanık denetleyici yapısı

Günümüz şartlarında daha yüksek performans istekleri ve ekonomik çözümler için akıllı kontrol tekniklerinin kullanımı ihtiyaç haline gelmiştir. Çünkü gerçek dünya problemleri oldukça karmaşıktır [3-4]. Günümüzde akıllı kontrol tekniklerinden en çok tercih edilen yapı bulanık kontrol algoritmalarıdır. Bilindiği gibi bulanık denetleyicilerin tasarımında üyelik fonksiyonlarının tipi ve sayısı, ölçkleme faktörleri, kural tabanı ve çıkarım mekanizması için kullanılan parametreler etkilidir. Özellikle ekonomik çözümler sağlamak ve basitlik amacıyla bulanıklaştırma aşamasındaki üyelik fonksiyonlarının dolayısıyla kural sayısının mümkün olduğunca az olması istenir. Bunun için literatürde önerilen birçok algoritma vardır [5-9]. Bu çalışmalarda çeşitli uygulamalar için kural tabanlarının küçültülmesi, ikilik yöntem kullanarak kural sayısı azaltılması, arama algoritmaları kullanılması, tekil değerler matrisi kullanılması gibi kural sayısının azaltılmasına yönelik farklı yaklaşımlar sunulmuştur.

Bu çalışmada bulanık denetleyici için kullanılan kural sayısını azaltmak ve daha performanslı bir algoritma elde etmek için bilinen bulanık denetleyicinin kural tabanı dört farklı bölgeye ayrılarak incelenmiş ve bunlar birleştirilmiştir. Daha sonra bu yapı dinamik bulanık sistem yapısı ile bütünleştirilerek etkinliği artırılmıştır.

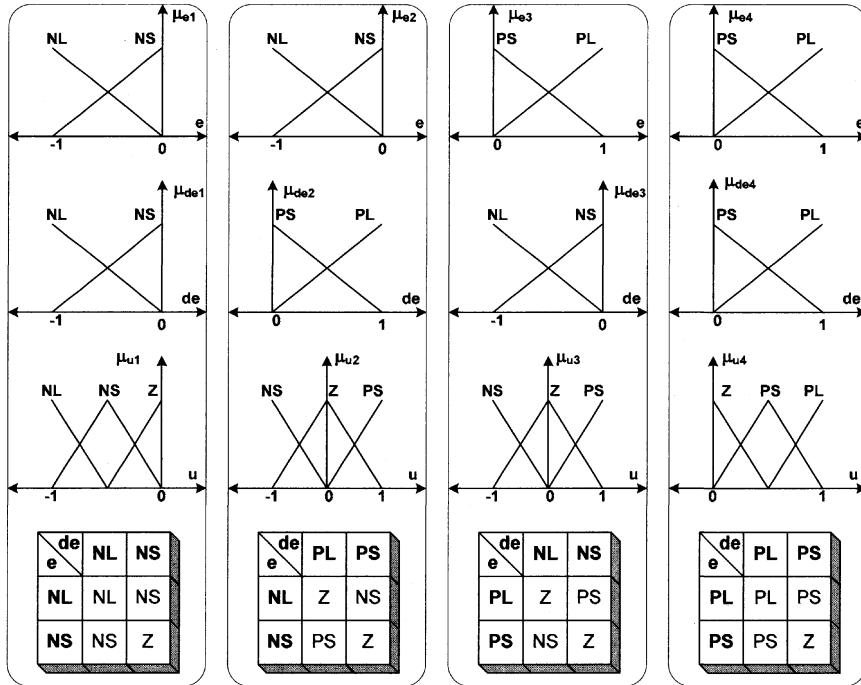
2. Önerilen Algoritma

Geleneksel bir bulanık denetleyici için üyelik fonksiyonları ve kural tabanı şekil 3’te görüldüğü gibi verilebilir. Şekil 3 ile verilen bu yapıda girişler için beşer üyelik fonksiyonu çıkış için yedi üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Buna karşılık 25 kural içeren kural tabanı oluşmaktadır. Literatürde ihtiyaca göre girişlerdeki üyelik fonksiyonu sayısı artabileceği için buna bağlı olarak kural sayısı da artmaktadır. Ancak giriş-çıkış üyelik fonksiyonu ve kuralların artırılması bulanık denetleyicinin daha fazla hesaplama zamanına gereksinim duymasına neden olmaktadır. Bu da özellikle gerçek zamanlı uygulamalar için istenmeyen bir durumdur.

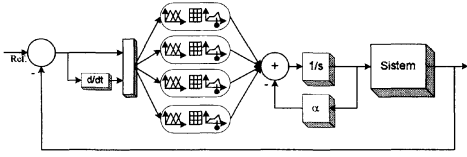


Şekil 3: Geleneksel bulanık denetleyici için üyelik fonksiyonları ve kural tablosu

Şekil 3(d) ile verilen kural tabanı dört bölüme incelenebilir. Bu bölümler hata ve hatadaki değişimin negatif ve pozitif olduğu bölgelerin kombinasyonlarıdır. Böylece dört farklı bölgeye ayrılan dört ayrı bulanık denetleyici elde edilecektir. Bu denetleyicilerde kullanılacak üyelik fonksiyonu sayısı iki olarak seçildiğinde toplam 16 kuralı bir yapı oluşturulacaktır. Bu çalışmada önerilen bu algoritma için kullanılan üyelik fonksiyonları ve kural tabanı şekil 4'te görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi girişlerin negatif ve pozitif değerleri için bütün kombinasyonlar ikişer üyelik fonksiyonu kullanılarak gerçekleştirilmiş ve dört ayrı kural tabanı elde edilmiştir. Çıktılarda üç üyelik fonksiyonunun kullanılmasının sebebi geleneksel bulanık denetleyicinin kural tablosunu en iyi şekilde sağlamak ve performansını artırmaktır. Dikkat edileceği üzere geleneksel bulanık denetleyicideki bazı NS ve PS değerleri önerilen algoritma sifira çekilmeye çalışılarak denetleyicinin daha çabuk cevap vermesi sağlanmıştır. Şekil 5'te görüldüğü gibi ayrılaştırılarak elde edilen bu dört küçük denetleyicinin çıktıları toplanarak sabit geri beslemeli bir dinamik eleman olan integratörden geçirilerek sisteme uygulanmaktadır. Denetleyicilerin girişleri hata ve hatadaki değişim olarak hepsinde aynıdır. Ancak ateşlediği kural tabanları farklı olup bunların toplamı çıkış hareketini oluşturmaktadır. Şekil 4'te görüldüğü üzere geleneksel bulanık denetleyicideki bütün bölgeler bu küçük denetleyicilerle taranmaktadır. Buna karşılık daha ekonomik ve hızlı cevap alınmaktadır. Bu çalışmada temel düşünce ayrı kural tabanı yapısıdır. Bu yapının sonuna eklenen geri beslemeli integratör ile ilgili genel bilgiler [2] numaralı referansta bulunabilir.

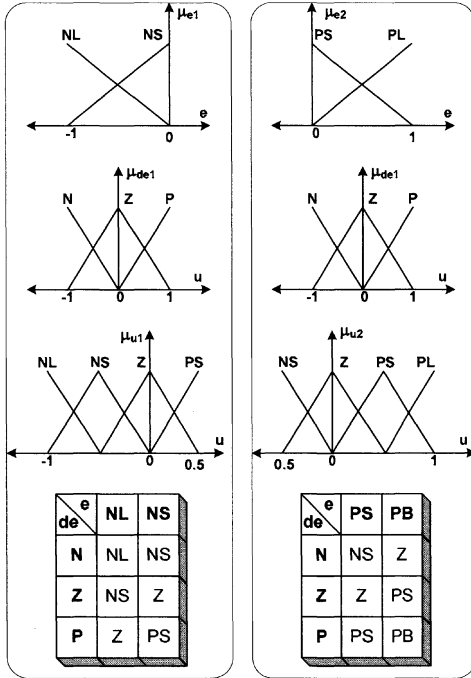


Şekil 4: Önerilen ayrık kural tabanlı bulanık denetleyici için üyelik fonksiyonları ve kural tabanları

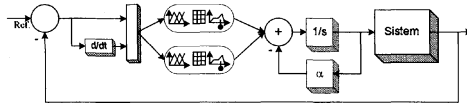


Şekil 5: Önerilen ayrık kural tabanlı dinamik bulanık denetleyici yapısı

Yukarıda açıklanan ayrık kural tabanlı yapı geleneksel bulanık denetleyicinin kural tabanı iki bölümde incelenerek de düşünülebilir. Şekil 6'da verildiği gibi hata için 2, hatanın değişimi için 3 üyelik fonksiyonu alınarak 6 kurallı iki denetleyici olmak üzere toplam 12 kurallı bir denetleyici yapısı sağlanabilir. Ve bu denetleyiciler öncesinde olduğu gibi ve Şekil 7'de verildiği üzere çıkış değerleri toplanarak sabit geri beslemeli bir dinamik eleman ile birleştirilir.



Şekil 6: Ayrık kural tabanlı bulanık denetleyici için üyelik fonksiyonları ve kural tabanları



Şekil 7: Ayrık kural tabanlı dinamik bulanık denetleyici yapısı

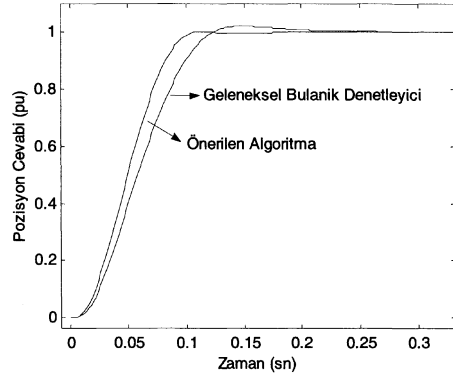
3. Simülasyon Sonuçları

Bu çalışmada önerilen ayrık kural tabanlı dinamik bulanık denetleyici algoritmasının doğruluğunu göstermek için Matlab/Simulink programı kullanılarak bilgisayar benzetimi sonuçları elde edilmiştir. Denetleyicinin performansını göstermek için bir dc motorun pozisyon kontrol problemi seçilmiştir. Bu dc motora farklı pozisyon referans girişleri için denetleyicinin gösterdiği performans incelenmiştir. Kullanılan dc motorun transfer fonksiyonu denklem (1) ile verilmiştir. Dc motorun 360°'lik pozisyonu 1'e normalize edilmiştir.

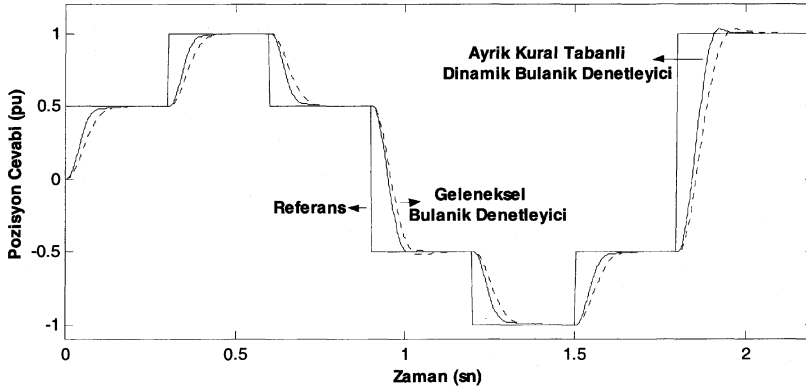
$$G(s) = \frac{2.2}{s(8.959 \times 10^{-6} s^2 + 7.268 \times 10^{-3} s + 0.9449)} \quad (1)$$

Geleneksel bulanık denetleyici ve bu çalışmada önerilen ayrık kural tabanlı dinamik bulanık denetleyicinin bilgisayar benzetimleri için sırası ile Şekil 2, Şekil 5 ve Şekil 7 ile verilen blok diyagramları Matlab/Simulink'te gerçekleştirilerek aşağıda verilen benzetim sonuçları elde edilmiştir. Her iki algoritma için $\alpha=3$ seçilmiştir.

Şekil 8 ve Şekil 9 bu çalışmada önerilen ayrık kural tabanlı dinamik bulanık denetleyici ile geleneksel bulanık denetleyicinin dc motorun pozisyon kontrolü için performans karşılaştırmalarını vermektedir. Şekil 8'de görüldüğü gibi 16 kurallı önerilen algoritma 25 kural ile gerçekleştirilen geleneksel bulanık denetleyiciye göre daha iyi performans göstermiştir. Aynı şekilde Şekil 9 da farklı pozisyon referanslarında denetleyicilerin performanslarını göstermektedir. Daha az hesaplama zamanı kullanarak ekonomik olan ayrık kural tabanlı dinamik bulanık denetleyici ayrıca daha iyi performans sağladığı bu simülasyon sonuçlarından görülmektedir. Literatürde ve uygulamalarda kullanılan bulanık denetleyicilerin genellikle 49 kurallı olduğu düşünülürse bunların yerine kullanılacak 16 kurallı bir bulanık denetleyici özellikle hesaplama zamanı açısından avantajlar sunacaktır.

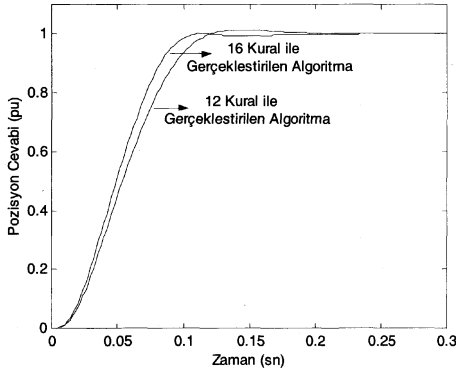


Şekil 8: Ayrık kural tabanlı bulanık denetleyici ile geleneksel bulanık denetleyici için pozisyon kontrol performans sonuçları



Şekil 9: Farklı pozisyon referansları için önerilen denetleyici ve geleneksel denetleyicinin karşılaştırılması

Şekil 7 ile verilen 12 kurallı ayrik kural tabanlı denetleyici için dc motorun pozisyon kontrol benzetim sonucu şekil 10'da görülmektedir. Görüldüğü gibi daha az kural ile gerçekleştirilen 12 kurallı denetleyicinin performansı 16 kural ile gerçekleştirilen yapıya oldukça yakındır. Buna karşın kural sayısı olarak yaklaşık %25'lik bir avantaj sağlamaktadır. Dolayısıyla bu denetleyicinin uygulama gerçekleştirilmesi için hesaplama zamanında o oranda ekonomiklik sağlayacaktır.



Şekil 10: 12 ve 16 kural ile gerçekleştirilen ayrik kural tabanlı denetleyicilerin performans sonuçları

4. Sonuçlar

Günümüzde akıllı sistemlerin gelişmesiyle ekonomik ve verimli akıllı kontrol tekniklerinin kullanımı bir gereksinim haline gelmiştir. Bu alanda bulanık kontrol algoritmalarının performansının geliştirilmesi üzerine çalışmalar oldukça fazladır. Bu çalışmada da bilinen geleneksel bulanık denetleyicilerin kural tabanları dört bölgeye ayrıştırılarak ve sabit geri beslemeli dinamik bir eleman ile birleştirilerek sağlam, hesaplama maliyeti düşük ve hızlı bir denetleyici elde edilmiştir. Ayrıca aynı yapı iki bölgede incelenerek 12 kural sayılı başka bir yapı oluşturulmuş ve kural sayısının azaltılmasına karşın performanslarının çok yakın olduğu

görülmüştür. Kural sayısının düşürülerek performansı geliştirilen ayrik kural tabanlı dinamik bulanık denetleyiciler bir dc motorun pozisyon kontrolü kullanılarak bilgisayar benzetimi yapılmış ve performansı bu sonuçlarla doğrulanmıştır.

5. Kaynakça

- [1] Karray F.O., De Silva C., *Soft Computing and Intelligent Systems Design: Theory, Tools and Applications*, Pearson Addison Wesley, England, 2004.
- [2] Murthy O.V.R., Bhatt R.K.P. ve Ahmad N., "Extended Dynamic Fuzzy Logic System (DFLS) Based Indirect Stable Adaptive Control of Nonlinear Systems", *Elsevier, Applied Soft Computing*, No. 4, s:109-119, 2004.
- [3] F. Karay, W. Gueaieb ve S. Al-Sharhan, "The hierarchical expert tuning of PID controllers using tools of soft computing", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part B: Cybernetics*, Vol. 32, No. 1, s:77-90, 2002.
- [4] T.J. Ross, *Fuzzy Logic with Engineering Applications*, John Wiley and Sons, 2004.
- [5] M. Karaköse ve E. Akın, "Block Based Fuzzy Controllers", *International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications*, İstanbul, Turkey, s:299-302, 2005.
- [6] M. Karaköse ve E. Akın, "Hız Tahmini Kullanmayan Yapay Sinir Ağı Tabanlı Hız Duyargasız Vektör Kontrol Algoritması", *TOK'05 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, İstanbul, Türkiye, s:387-391, 2005.
- [7] Y.L. Sun ve M.J. Er, "Hybrid Fuzzy Control of Robotic Systems", *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 12, issue 2, s:230-235, 2004.
- [8] H. Bezine, M. Derbel, ve A.M. Alimi, "Fuzzy Control Of Robot Manipulators: Some Issues On Design And Rule Base Size Reduction", *Elsevier, Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 15, issue 5, s: 401-416, 2002.
- [9] M.K. Ciliz, "Rule Base Reduction For Knowledge-Based Fuzzy Controllers With Application to a Vacuum Cleaner", *Elsevier, Expert Systems with Applications*, vol. 28, issue 1, s:175-184, 2005.

Bulanık Karar Mekanizmalarında Hatanın Saptanması

Turhan Çiftçibaşlı¹

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Başkent Üniversitesi
turhan@baskent.edu.tr

Özetçe

Bulanık Karar İşlemleri "Çok Evrenli Bulanık Önermeler Mantığı" yaklaşımı [22-26] ile ele alınarak bazı yeni sonuçlar sunulmaktadır. Karar mekanizmalarındaki bulanıklıktan gelen hataların sınırları verilmektedir.

1. Giriş

Bulanık işlemlerin 'Küme kuramı' yerine ona paralel olan 'Önermeler mantığı' üzerine kurulduğu Bulanık Önermeler Mantığının bazı tanımları aşağıda sunulmaktadır [22-26].

Tanım: Bir bulanık küme, "Seçilen Konu" hakkında "Önermeler Kümesindeki" (Evren) her önermeye doğruluk değeri atayarak elde edilen "Doğruluk İşlevi" ile tanımlanır.

Örnek:

Seçilen konu: Kimyasal maddenin yoğunluğu
Önermeler kümesi (Evren): $U = \{\text{çok yoğun, yoğun, orta, seyreltik, çok seyreltik}\}$.

$A_1 = \{1.0, 0.8, 0, 0, 0\}$ bulanık önermesi kısaca çok yoğun olarak isimlendirilebilir.

$A_2 = \{0.2, 1.0, 0.2, 0, 0\}$ bulanık önermesi kısaca yoğun olarak isimlendirilebilir.

$\mu_A(u) = \{1.0, 0.8, 0, 0, 0\}$ olarak doğruluk işlevi olarak da gösterilir.

Bulanık mantık işleminin VE, YADA, DEĞİL işlemleri, bulanık küme işlemleri gibi tanımlanır:

$$\mu_{A \vee B}(u) = \max(\mu_A(u), \mu_B(u))$$

$$\mu_{A \wedge B}(u) = \min(\mu_A(u), \mu_B(u))$$

$$\mu_{\neg A}(u) = 1 - \mu_A(u)$$

Aşağıdaki temel tanımlar ve temel sonuçların isbatı açık olup, ileride kullanılacağı için özetlenmektedir.

A ve B bulanık önermelerinin doğruluk işlevleri

$$\mu_A(u) \leq \mu_B(u) \quad (\mu_A(u) \geq \mu_B(u)) \quad \forall u \in U.$$

özellikliğini sağlıyorsa A önermesi B önermesinden küçüktür denir ve $A \leq B$ ($A \geq B$) olarak da gösterilir.

Doğruluk işlevi hep sabit α olan bulanık önermeye "Sabit Önerme" denir ve (α) olarak veya evrenini belirtmek gerekli ise $(\alpha)_U$ olarak gösterilir.

Doğruluk işlevi hep sabit 1 olan yani $\{1, 1, 1, 1, 1\}$ olan bulanık önerme (1) olarak, veya evrenini de belirtmek gerekli ise $(1)_U$ olarak gösterilir ve "Hepsi doğru", "hangisi olursa" anlamındadır.

Doğruluk işlevi hep sabit 0 olan yani $\{0, 0, 0, 0, 0\}$ olan bulanık önerme (0) veya $(0)_U$ olarak gösterilir ve "Hepsi yanlış", "hiçbiri" anlamındadır.

Bir A bulanık önermesinin Bulanıklık Derecesi

$$\alpha_A = \max_u (\mu_{(A \wedge \neg A)}(u)) \text{ ile tanımlanan sabit sayıdır.}$$

Doğruluk işlevi her önerme için 0.5 ten büyük olan bulanık önermeye "yarı doğru önerme" denir.

Doğruluk işlevi her önerme için 0.5 ten küçük olan bulanık önermeye "yarı yanlış önerme" denir.

Bir önerme tersi ile VE (YADA) işlemine tutulursa yarı yanlış (yarı doğru) önerme elde edilir.

$$A \wedge \neg A \text{ yarı yanlış önermedir. } (A \wedge \neg A \leq (0.5)_U)$$

$$A \vee \neg A \text{ yarı doğru önermedir. } (A \vee \neg A \geq (0.5)_U)$$

U evreninde bir A önermesi ile sabit bir $(\alpha)_U$ önermesi VE işlemine tutulursa A önermesinin doğruluk işlevinin tepeden α değerinde kırılmışı elde edilir.

U evreninde bir A önermesi ile sabit bir $(\alpha)_U$ önermesi YADA işlemine tutulursa A önermesinin doğruluk işlevinin alttan α değerinde kırılmışı elde edilir.

Klasik mantık işlemlerinde kullanıldığı gibi, yanlış anlaşılacak durumlarda kolaylık için VE, YADA işlemleri için "." (nokta) ve "+" (artı) işaretleri kullanılacaktır.

2. Bulanık Önermelerin farklı biçimleri

Bulanık ifadelerin sadeleştirilmelerinde ve farklı biçimlerde ifade edilmelerinde "yer değiştirme" ve "dağılma" özellikleri klasik mantıktaki gibi geçerlidir. Ayrıca

$$A + A . B = A \quad (2.1)$$

ifadesi de kesin eşitlik olarak geçerlidir.

Ama aşağıdaki ifadeler klasik mantıkta kesin eşitlik olarak geçerli iken, Bulanık mantıkta sadece yaklaşık olarak doğrudur:

$$X \cdot (A + \neg A) \cong X \quad (2.2)$$

$$X + (A \cdot \neg A) \cong X \quad (2.3)$$

$$A + \neg A \cdot B \cong A + B \quad (2.4)$$

Yukarıda “ \cong ” ve “ \cong ” işaretleri, “doğruluk fonksiyonları küçük veya eşit, ve yakın” ve “doğruluk fonksiyonları büyük veya eşit, ve yakın” anlamında kullanılmaktadır.

(2.2) ve (2.3) eşitsizlikleri tanımlarından açıkça görülür. (2.4) eşitsizliği, aşağıdaki gibi kolayca gösterilebilir.

$$\text{Sağ taraf} = A + B \cong A + (A + \neg A) \cdot B = A + A \cdot B + \neg A \cdot B = A + \neg A \cdot B = \text{Sol taraf.}$$

Klasik mantıkta olduğu gibi, bulanık önermeler farklı biçimlerde ifade edilebilir. Bunların ikisi daha önemlidir [12].

1. “VE deyimlerinin YADA”lanması biçimi: (Full Disjunctive Normal Form, FDNF)
2. “YADA deyimlerinin VE”lenmesi biçimi: (Full Conjunctive Normal Form, FCNF)

Tüm bu farklı biçimler klasik mantıkta kesin eşitlik olarak geçerli iken, bulanık mantıkta sadece yaklaşık eşittir.

Bir örnek olarak

$$X = A \cdot B + \neg A \cdot C + \neg A \cdot \neg B \quad (2.5)$$

ifadesi; üç değişkenli FDNF olarak

$$\begin{aligned} X &= A \cdot B + \neg A \cdot C + \neg A \cdot \neg B \\ &\cong A \cdot B \cdot (C + \neg C) + \neg A \cdot C \cdot (B + \neg B) + \neg A \cdot \neg B \cdot (C + \neg C) \\ &= A \cdot B \cdot C + A \cdot B \cdot \neg C + \neg A \cdot C \cdot B + \neg A \cdot C \cdot \neg B + \neg A \cdot \neg B \cdot C \\ &\quad + \neg A \cdot \neg B \cdot \neg C = X_{\text{FCNF}} \end{aligned} \quad (2.6)$$

olarak ifade edilebilir.

Sağ tarafta her deyim, çeşitli deyimlerle VE (minimum) işlemine tutulduğundan doğruluk fonksiyonu sol taraftan küçük yada eşittir.

Aynı bulanık mantık önermesi, FCNF olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$X_{\text{FCNF}} = (A + \neg B + C) \cdot (\neg A + B + C) \cdot (\neg A + B + \neg C) \quad (2.7)$$

Bu FCNF ifade, açılır ve tekrar deyimleri atılırsa,

$$\begin{aligned} X_{\text{FCNF}} &= (A + \neg B + C) \cdot (\neg A + B + C) \cdot (\neg A + B + \neg C) \\ &= (A \cdot B + \neg A \cdot C + \neg A \cdot \neg B) + (A \cdot \neg A + B \cdot \neg B + C \cdot \neg C) \\ &\cong X \end{aligned}$$

ilk terim X ile doğruluk değeri 0.5 in altındaki hata ifadesinin YADA’lanması elde edilir, ki, FCNF biçim orijinal ifadeden daha büyüktür.

Sonuç 2.1: Temel mantık kurallarıyla birbirinden elde edilen ifadeler arasında FDNF ve FCNF biçimleri üst ve alt sınırları oluştururlar. [25]

$$X_{\text{FCNF}} \cong X \cong X_{\text{FCNF}}$$

(2.1) bağıntısından ve FDNF - FCNF dönüşüm kurallarından ispatı açıktır.

3. Çok Evrenli Bulanık İşlemler:

3.1. Çok Evrenli Bulanık Önerme (Bulanık İlişki)

Tanım: U ve V iki evren olsun. “İki Evrenli Bulanık Önerme,” (Bulanık İlişki) UXV kartezyen çarpım evrenindeki her önerme çiftine bir doğruluk değeri atayarak elde edilir [3,6,8]. İki evrenli doğruluk çizelgesi $\mu_R(u,v)$ olarak gösterilir.

Örnek olarak iki evrenli bir bulanık önerme matrisi olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

Örnek 3.1: U evreni proses sıcaklığı hakkında {çok soğuk, soğuk, ılık, sıcak} olarak, V evreni proses basıncı hakkında {alçak basınç orta basınç, yüksek basınç} sözel değerleri alsın. Bu iki değişkenin kombinasyonlarına verilen doğruluk değerleri, iki evrenli önermeyi tanımlar.

$$A = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.3 & 1 & 0.4 \\ 0.1 & 0.6 & 0 & 0.3 \\ 0.7 & 0 & 0.9 & 0 \end{bmatrix}$$

burada (i,j) inci eleman, U evreninde i’inci deyimle V evreninde j’inci deyimden beraberce doğruluk değeridir.

3.2. Bir Bulanık Önermenin Bir Üst Evrene Genişletilmesi

Tanım: U evreninde $\mu_A(u)$ doğruluk işlevi ile tanımlanmış A bulanık önermesini ele alalım. UXV Kartezyen çarpım evreninde $\mu_{\text{EXT}\{A\}}(u,v) = \mu_A(u)$ doğruluk işlevi ile tanımlanan iki evrenli bulanık önermeye “A önermesinin UXV üst evrenine genişletilmesi” veya “UXV üst evrendeki ifadesi” denir. Kısaca $\{A\}_{\text{UXV}}$ olarak, $\text{Ext}_{\text{UXV}}\{A\}_U$ olarak, veya evrenler biliniyorsa $\text{Ext}\{A\}$ olarak gösterilir.

Matris gösteriminde, $\mu_A(u)$ işlevinin değerleri, aynen yeni satırlara (veya sütunlara) kopyalanmış olur.

Örnek 3.2:

Yukarıdaki evrenlerde tanımlanmış önermeleri ele alalım:

$A1 = \{1 \ 0.6 \ 0.4 \ 0\}$ U evreninde kısaca SICAKLIK YÜKSEK ismi verilebilir.

$B1 = \{0 \ 0.2 \ 0.6 \ 0.9 \ 1\}$ V evreninde kısaca BASINÇ DÜŞÜK ismi verilebilir.

$$\text{Ext}_{\text{UXV}}\{A1\}_U = \{A1\}_{\text{UXV}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0.6 & 0.6 & 0.6 & 0.6 & 0.6 \\ 0.4 & 0.4 & 0.4 & 0.4 & 0.4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Ext}_{\text{UXV}}\{B1\}_V = \{B1\}_{\text{UXV}} = \begin{bmatrix} 0 & 0.2 & 0.6 & 0.9 & 1 \\ 0 & 0.2 & 0.6 & 0.9 & 1 \\ 0 & 0.2 & 0.6 & 0.9 & 1 \\ 0 & 0.2 & 0.6 & 0.9 & 1 \end{bmatrix}$$

Üst evrene genişletilmiş birinci önerme “Sıcaklık yüksek, Basınç ne olursa olsun” olarak, ikinci önerme “Basınç düşük, sıcaklık ne olursa olsun” olarak isimlendirilebilir.

3.3. Çok evrenli bulanık önermenin alt evrene İzdüşümü ve Gölgesi:

Tanım: İki evrenli bir bulanık R önermesini tanımlayan $\mu_R(u,v)$ doğruluk işlevi verilmiş olsun. R nin evrenlerinden ilgilendiğimiz alt evrendeki bilgiyi almak için İzdüşüm (projection) ve Gölge (shadow) işlemleri aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\mu_A(u) = \max_{v \in U} \mu_R(u,v) \text{ doğruluk işlevi,}$$

$A_U = \text{Proj}_U R_{UXV}$ olarak da ifade edilen İzdüşüm işlemini,

$$\mu_B(v) = \min_{u \in V} \mu_R(u,v) \text{ doğruluk işlevi,}$$

$B_V = \text{Shad}_V R_{UXV}$ olarak da ifade edilen Gölge işlemini tanımlar.

İzdüşüm işlemi yüksek doğruluk değerlerini kullanırken Gölge işlemi düşük doğruluk değerlerini kullanmaktadır. Daha açık ifade edilirse, İzdüşüm işlemi "Doğru olanı" önemsemekte ve yanlış değerleri ele almamaktadır. Gölge işlemi ise "Yanlış olanı" önemsemekte, doğru olanı dikkate almamaktadır.

3.4. Farklı Evrenlerdeki önermelerin VE, YADA işlemleri:

Sonuç 3.1: Aynı U evreninde A1, A2 önermeleri için,
 $\text{Ext}_{UXV} \{A1 \cdot A2\}_U = \text{Ext}_{UXV} \{A1\}_U \cdot \text{Ext}_{UXV} \{A2\}_U$
 $\text{Ext}_{UXV} \{A1 + A2\}_U = \text{Ext}_{UXV} \{A1\}_U + \text{Ext}_{UXV} \{A2\}_U$
 $\text{Ext}_{UXV} \{-A1\}_U = -\text{Ext}_{UXV} \{A1\}_U$

Sözel olarak ifade edilirse, önce mantık işlemlerini yapıp sonra üst evrene genişletmek ile önce genişletmek, sonra mantık işlemleri yapmak eşdeğerdir. Tanıt tanımlardan açıktır.

Farklı evrenlerdeki önermelerin mantık işlemleri, önermeleri ortak üst evrene genişlettikten sonra bu üst evrende yapılır.

$$\{A\}_U \cdot \{B\}_V = \{A\}_{UXV} \cdot \{B\}_{UXV} \quad (3.1)$$

$$\{A\}_U + \{B\}_V = \{A\}_{UXV} + \{B\}_{UXV} \quad (3.2)$$

3.1 deki ifadenin; $\mu_{A \cdot B}(u,v) = \min\{\mu_A(u), \mu_B(v)\}$ deyimine eşit olduğu açıktır. Bu da Zadeh'in Kartezyen Çarpım tanımının aynısıdır. Zadeh de kartezyen çarpım işleminin VE kavramına karşı geldiğini belirtmiştir [3,6,8].

3.5. Önermeyi genişlettikten sonra İzdüşüm ve Gölgesinin alınması

Alt evrene İzdüşüm ve Gölge işlemleri, Üst evrene Genişletme işleminin tersi olarak düşünülebilir. Gerçekten de U evrenindeki A önermesi UXV evrenine genişletilip, tekrar U evrenine izdüşüm veya gölgesi alınırsa aynı A önermesi elde edilir..

$$\text{Proj}_U \{\text{Ext}_{UXV} \{A\}_U\} = A \quad (3.3)$$

$$\text{Shad}_U \{\text{Ext}_{UXV} \{A\}_U\} = A \quad (3.4)$$

U evrenindeki A önermesi UXV evrenine genişletilip V evrenine izdüşüm veya gölgesi alınırsa sonuç aşağıda verilmektedir [24].

Sonuç 3.1:

$$a) \text{Proj}_V \{\text{Ext}_{UXV} \{A\}_U\} = (\alpha_A)_V \quad (3.5)$$

$$b) \text{Shad}_V \{\text{Ext}_{UXV} \{A\}_U\} = (\epsilon_A)_V \quad (3.6)$$

α_A ve ϵ_A değerleri A önermesinin en büyük ve en küçük değerleridir. $(\alpha_A)_V$ ve $(\epsilon_A)_V$ ifadeleri ise V evreninde bu değerlerde sabit önermelerdir.

Tanıt: [25] A'nın en büyük doğruluk değeri (m'inci eleman diyelim) α , en küçük doğruluk değeri (n'inci eleman diyelim) ϵ olsun. Genişletilmiş evrende A'nın doğruluk işlevi, tüm satırlara kopyalanmıştır. Bütün sütunlarda her eleman aynıdır. Bu durumda m'inci sütun hep α (en büyük sayılar), n'inci sütun hep ϵ (en küçük sayılar) olacaktır. V'ye izdüşümü $(\alpha_A)_V$, V'ye gölgesi $(\epsilon_A)_V$ olarak sabit önermeleri verir.

Sonuç 3.2: U ve V evrenlerinde A ve B önermelerini ele alalım. B nin maksimum doğruluk değeri α_B ise, A_U ile B_V nin (UXV evreninde oluşan) VE işlemi sonucunun U'ya izdüşümü, A nin doğruluk işlevinin α_B değerinde tepeden kırılmasıdır.

Tanıt: B nin en büyük doğruluk değeri (k inci eleman diyelim) α_B olsun. Genişletilmiş evrende B nin doğruluk işlevi, B nin değerlerinin her satıra kopyalanmıştır. Bu durumda k inci sütun hep α_B olacak, diğerleri daha küçük olacaktır. UXV evreninde VE işlemi sonucunda k'inci sütunda A nin doğruluk fonksiyonunun tepeden α_B ile kırılmış şekli oluşacak, diğer sütunlar daha küçük olacaktır.

Matematiksel ifadesi ile:

$$\text{Proj}_U (A_U \wedge B_V) = A_U \wedge (\alpha_B)_U$$

Sonuç 3.3: U ve V evrenlerinde A ve B önermelerini ele alalım. B nin minimum doğruluk değeri ϵ_B ise, A_U ile B_V nin (UXV evreninde oluşan) YADA işlemi sonucunun U'ya gölgesi, A nin doğruluk işlevinin ϵ_B değerinde alttan kırılmasıdır.

Matematiksel ifadesi ile:

$$\text{Shad}_U (A_U \vee B_V) = A_U \vee (\epsilon_B)_U$$

Tanıt: yukarıdaki gibi kolayca görülür.

4. Karar İşlemlerinde Hata Miktarı

Karar işlemlerinde $A \Rightarrow B$ (A ise B) işlemi en çok kullanılan deyimlerdendir. Bu ifade, duru klasik mantıkta birbirine eşdeğer olan, aşağıdaki ifadelere eşittir:

$$\begin{aligned} & \neg A + A \cdot B \\ & \neg A + B \quad (\text{FCNF biçimi}) \\ & A \cdot B + \neg A \cdot B + \neg A \cdot \neg B \quad (\text{FDNF biçimi}) \\ & B + \neg A \cdot \neg B \end{aligned}$$

Klasik Mantığın tek evrenli kullanımında:

Generalized Modus Ponens olarak anılan

"A ise B" \wedge "A" işleminin sonucu "B" dir denir.

Generalized Modus Tollens olarak anılan

"A ise B" \wedge " $\neg B$ " işleminin sonucu " $\neg A$ " dir denir.

Birincisinin sonucunun "A∧B" dir demek daha doğrudur, çünkü "A" zaten verilmiştir ve geçerlidir.

İkincisinin sonucunun "¬A∧¬B" dir demek daha doğrudur, çünkü "¬B" zaten verilmiştir ve geçerlidir.

Birden fazla evrenli işlemlerde bu husus daha önem kazanmaktadır. "Su sıcak ise Isıtıcı fazla açık" ile "Su Sıcak" ifadelerinin VE operasyonu sonucu, sadece "Isıtıcı fazla açık" değildir. Gerçek sonuç, UXV evreninde "Su sıcak" ∧ "Isıtıcı fazla açık" önermesidir.

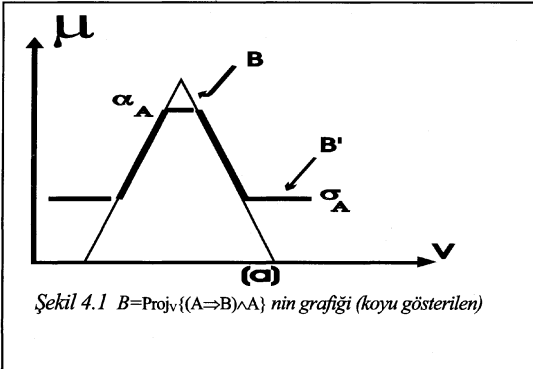
Isıtıcı ayarı ile ilgili V evrenindeki sonuç bilhassa isteniyorsa V evrenine izdüşümü alınmalıdır.

Sonuç 4.1: U ve V evrenlerinde A ve B önermeleri için $Proj_V \{(A \Rightarrow B) \wedge A\} \cong B$ (Generalized Modus Ponens) önermesinin gerçek sonucu, B önermesinin üstten $\alpha_A = \max(A)$ kadar, ve alttan $\sigma_A = \max(A \wedge \neg A)$ (A'nın bulanıklık derecesi) kadar kırılmıştır.

Tanıt:

$$\begin{aligned} B' &= Proj_V \{(A \Rightarrow B) \wedge A\} = Proj_V \{\neg A \vee B\} \wedge A \\ &= Proj_V \{A \cdot B \vee A \cdot \neg A\} = Proj_V \{A \cdot B\} \vee Proj_V \{A \cdot \neg A\} \\ &= (\alpha_A) \vee B + (\sigma_A) \end{aligned}$$

Grafiksel olarak Şekil-4.1de görülmektedir.



Sonuç 4.2: U ve V evrenlerinde A ve B önermeleri için Generalized Modus Tollens $Proj_U \{(A \Rightarrow B) \cdot \neg B\} \cong \neg A$ önermesinin gerçek sonucu, ¬A önermesinin üstten $\max(\neg B) = 1 - \min(B) = 1 - \epsilon_B$ kadar,

alttan $\sigma_B = \max(B \cdot \neg B)$ (=B'nin bulanıklık derecesi) kadar kırılmıştır.

Tanıt:

$$\begin{aligned} \{-A \wedge \neg B\} + Proj_U \{B \wedge \neg B\} \\ = \neg A \cdot (1 - \epsilon_B)_U + (\sigma_B)_U \end{aligned}$$

5. Değerlendirme

Bulanık önermeler mantığı yaklaşımı [23] kullanılarak ilgili tanım ve sonuçlar sunulmuş, Modus Tollens ve Modus Ponens karar mekanizmalarındaki hatanın miktarı matematiksel olarak gösterilmiştir.

6. Kaynakça

- [1] Moore R.C., "The role of logic in knowledge representation and common sense reasoning", in Readings in Knowledge Representation, eds. R.J. Brachman and H.J. Levesque, Morgan Kaufmann: Los Altos, California, 1985.
- [2] Moore R.C., "A formal theory of knowledge and action", in Formal Theories of the Commonsense World, Ablex Publishing Co., 1985.
- [3] L.A.Zadeh, "Fuzzy Sets.", Inform Contr., vol-8, pp. 338-353, 1965.
- [4] S.S.L.Chang, L.A.Zadeh, "On Fuzzy Mapping and Control", IEEE Trans on Sys. Man and Sybrn., Vol.SMC-2, No-1, pp: 30-34, 1972
- [5] L.A.Zadeh, "Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes", IEEE Trans on Sys. Man and Sybrn., Vol.SMC-3, No-1, pp: 28-44, 1973.
- [6] L.A.Zadeh, "The concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning Part-1, 2, and 3", Information Sciences 8, pp.199-249 / 8, pp.301-357 / 9, pp. 43-81, 1975
- [7] E.H.Mamdani, "Application of Fuzzy Logic to Approximate Reasoning Using Linguistic Synthesis", IEEE Trans on Com-puters, vol.C-36, no-12, pp.1182-1191, 1977
- [8] L.A.Zadeh, "Calculus of Fuzzy Restrictions", Fuzzy Sets and their applications to Cognitive and Decision Processes, L.A. Zadeh, K.S.K.Tanaka, M.Shumura, Eds., New York, Academic, 1975
- [9] E.H.Mamdani, S.Asilian, "An experiment in Linguistic Synthesis with Fuzzy Logic Controller", Int. J. Man-Mach. Stud., vol.7, pp.1-13, 1974.
- [10] Lee, C.C., "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controllers, Part-1 and 2", IEEE Trans Syst. Man and Cybr., vol. SCM20, No:2, pp.402-434.
- [11] Larsen, P.M., "Industrial Applications of Fuzzy Logic Control", Int.J.Man Mach. Studies, vol.12, no:1, pp.3-10,1980
- [12] I.B.Türkşen, "Fuzzy normal forms", Fuzzy Sets and Systems, 69, 1995, pp. 319-346.
- [13] I.B.Türkşen, "Type-I and Interval Valued Type-II Fuzzy Sets and Logic", Advances in Fuzzy Theory and Technology, vol-3, 1993, pp. 31-82.
- [14] Wilson N., "Vagueness and Bayesian Probability", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Special Issue on "Fuzzness vs. Probability, the N2th Round", pp. 34-36, 1994.
- [15] Dubois D. and Prade H., "Possibility Theory; An Approach to Computerized Processing of Uncertainty", New York, Plenum Press, 1988.
- [16] Klir, G.J., and Folger T.A., "Fuzzy Sets, Uncertainty and Information", Engle-wood Cliffs, NJ., Prentice Hall, 1988.
- [17] Bezdek J.C., "Pattern Recognition and Fuzzy Objective Function Algorithm", New York, Plenum Press, 1981.
- [18] Kosko B., "Neural Networks and Fuzzy Systems: A Dynamical Approach to Machine Intelligence", Englewood Cliffs, N.J., Prentice Hall, 1991.

- [19] Takagi T. and Sugeno M., "Fuzzy Identification of Systems and its Applications to Modelling and Control", IEEE Trans. Syst. Man and Cybern., vol.15, pp.116-132, 1985
- [20] Turksen J.B. and Zhong Z., "An Approximate analogical Reasoning Approach based on Similarity Measures", IEEE Trans. on Syst. Man and Cybern., vol.18, 1988, pp. 1044-1056
- [21] Ruspini E.H., "Approximate Reasoning: Past, Present and Future", Inf. Sci., vol.57-58, pp.297-317, 1991
- [22] Çiftçiabaşı T., Altunay D., "Fuzzy Reasoning by using 2-Sided Fuzzy Propositions", presented at TAINN'96 The Fifth Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks on 27-28 June, 1996, Proceedings pp. 265-274, Istanbul Technical University, Istanbul.
- [23] Çiftçiabaşı T., Altunay D., "Fuzzy Propositional Logic and 2-Sided (Intuitionistic) Fuzzy Proposition", The Fifth IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 8-11 1997, September 1996, pp. 432-438
- [24] Çiftçiabaşı T., "Multi-Universe Fuzzy Reasoning and the Effects of Hedges", AIMS,96, The 7th International Conference on Artificial Intelligence Methodology, Systems, Applications", Szopol, Bulgaria, September 18-20, 1996
- [25] Çiftçiabaşı, T., "A new Structure for Fuzzy Systems: Fuzzy Propositional Logic and Multi-Universe Representation of Fuzzy Decision processes", Fuzzy Sets and Systems, vol.85, Iss.3,pp. 325-354, 1997.
- [26] Çiftçiabaşı T., Altunay,D., "Two-Sided (Intuitionistic) Fuzzy Reasoning", Accepted for publications in IEEE Trans on System, man and Cybernetics.
- [27] A.D.Nola, W.Pedrych, S. Sessa, "When is a Fuzzy Relation Decomposable in two fuzzy sets?", Fuzzy Sets and Systems, iss.16, 1985, pp:87-90.
- [28] A.D.Nola, W.Pedrych, S. Sessa, "Decomposition problem of fuzzy relations", Internat. J. Gen. Syst., iss.10, 1985, pp. 123-13
- [29] A.D. A.D.Nola, S. Sessa, W.Pedrych, E. Sanchez, "Fuzzy Relations and Their Applications to Knowledge Engineering Ch. 7: Max-min decomposition problem of a fuzzy relation in linear lattices", Kluwer Academic Publishers, 1989,
- [30] Li DF, "Multiattribute decision making models and methods using intuitionistic fuzzy sets", J. of Computer and System Sciences 70 (1): 73-85 FEB 2005.

Gri Bulanık PID Denetleyici Tasarımı ve Doğrusal Olmayan Sıvı Seviye Sistemine Uygulanması

Erdal Kayacan¹, Okyay Kaynak²

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Boğaziçi Üniversitesi, İstanbul
{erdal.kayacan}@boun.edu.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Boğaziçi Üniversitesi, İstanbul
{okyay.kaynak}@boun.edu.tr

Özetçe

Bu bildiri öngörülse yeteneğe sahip, gri sistem teorisi tabanlı bulanık PID denetleyici önermektedir. Bulanık denetim kuramı ve gri sistem kuramı bütünüyle farklı matematiksel temellere sahip olmalarına rağmen, her iki teori de kesin olmayan bilgiyle ilgilenebilir. Bu bildiri her iki teorisinin başarımları, doğrusal olmayan bir sıvı seviye denetim düzeneği üzerinde karşılaştırılmıştır. Geliştirilen gri model birçok farklı durumda sınanmış ve önerilen gri bulanık PID denetleyicinin kendini daha iyi uyarılma yeteneğine sahip olduğu gösterilmiştir. Benzetim sonuçları önerilen denetleyicinin, doğrusal olmayan bir sistemi düşük bir aşım ve kalıcı hatası olmaksızın hassas bir şekilde kontrol edebildiğini göstermiştir. Önerilen denetleyici, söz konusu yönlerden, geleneksel denetleyicilerden daha iyi başarımlar elde etmiştir. Bu bildiri ayrıca öngörülse yetenek kazandırılmış gri PID tipi bulanık denetleyicilerin, geleneksel PID tipi bulanık denetleyicilere göre gürlütlü yanıtının daha gürlüz olduğu gösterilmiştir.

1. Giriş

Denetim kuramında bir sistem, hakkında sahip olunan net bilginin derecesine göre bir renk ile tanımlanabilir. Örneğin bir sistemin dinamiğini tanımlayan matematiksel denklemleri elde edilemiyorsa veya öznelikleri tamamen belirsizse bu sistem "siyah sistem" (kara kutu) olarak tanımlanabilir. Diğer yandan, bir sistemin matematiksel modelinin tamamı hiçbir belirsiz noktaya meydan vermeksizin ve hassas bir şekilde elde edilebilmiş ise bu sistem "beyaz sistem" olarak adlandırılabilir. Yukarıdaki siyah ve beyaz sistem tanımlarından hareketle, eğer bir sistem bilinen matematiksel modelinin yanısıra bilinmeyen bir takım bilgiler ve özellikler de içeriyorsa bu sistem "gri sistem" olarak adlandırılabilir. Gerçek hayatta tüm endüstriyel denetim sistemleri, az veya çok fakat her zaman, belirsizlik kavramını içerdiklerinden dolayı her sistem gri sistem olarak düşünülebilir.

Gerçek hayatta endüstriyel denetim sistemleri içsel ve dışsal gürlütlüler içermelerinden dolayı, sistem hakkında elde

edebildiğimiz bilgi daima belirsizdir veya ölçme olanaklarımız ile sınırlıdır [1]. Örneğin bir motor kontrol sisteminden alınan hız ölçüm bilgileri, ölçme olanaklarımızın sınırlı olması ve kaçınılmaz olarak yapılan ölçüm hataları bir tarafa bırakılsa bile, sistem duyargalarının zamanla değişen parametrelerinden dolayı daima gri öznelilikler içerir.

Temelleri Çinli bir biliminsanı olan Profesör Deng Ju-long tarafından oluşturulan ve ilk kez 1982 yılında "Systems and Control Letters" adlı uluslararası bilimsel dergide denetim kuramı bilgi dağırcığına kazandırılan Gri Sistem Kuramı disiplinlerarası bir düşüncedir. Uluslararası bilgi dağırcığına tanıtıldığı yıldan bu yana araştırmacıların çok dikkatini çekmiş ve finansman tarıma, elektrik-elektronikten temel enerji kaynaklarının yönetimine, ulaşımdan yerbilime, havabilimden subilime, tıptan askeri alanlara kadar birçok sahaya uygulanmış ve özellikle gerçek zamanlı sistemlerde büyük başarı elde etmiştir [2]. Avustralya, Çin, Tayvan, ve ABD gibi ülkelerde bazı üniversitelerde "Gri Sistem Kuramı" adı altında dersler açılmış ve halen de sürdürülmektedir. 1996 yılında, Çin Gri Sistem Birliği (CGSA) kurulmuş olup her yıl bu örgüt tarafından gri sistem kuramı ve uygulamaları konulu uluslararası gri çalıştay düzenlenmektedir. Akademik bir dergi olarak "The Journal of Grey System" ilk defa 1989 yılında İngiltere'de yayınlanmıştır ve derginin editörü, söz konusu kuramın temelini atan biliminsanı Prof. Ju-long Deng'dir.

Gri sistem kuramı, elde edilebilen modelinde kısmen belirsiz değişkenler içeren sistemlerle uğraşabilmesi yeteneğinden dolayı ün kazandı. Bu kuramın bilgi dağırcığı içerisinde tanımlanmış olan bir kısım gri matematiksel işlevler veya kavramlar (örneğin gri sayılar, gri diferansiyel denklemler, gri matrisler...vb) yardımıyla az ve yetersiz bilgiden anlamlı bilgiler üretmek mümkün olmuştur. Gri öngörülse denetleyiciler, sistemden gelen en yeni bilgileri kullanarak sistemin gelecekteki çıkışlarını öngörebilmektedirler.

Gri denetleyicilerin mühendislikteki uygulama alanlarına bakıldığında en parlak başarılarının gerçek zamanlı uygulamalarda olduğu görülmektedir. Çünkü gri denetleyiciler, sistemden gelen çıkışlara göre kendilerini yeni duruma sürekli

olarak uyarırlar. Bu durumda gri denetleyiciler klasik denetleyicilere göre, gürültüye, matematiksel belirsizliklere ve diğer bozucu etkenlere çok daha gürbüz karakteristik gösterirler.

Geçmiş yıllarda gri sistem kuramı ve gri denetleyiciler üzerine yapılmış birçok çalışma mevcuttur. Bunlar içerisinde önem arz eden bazıları şöyle özetlenebilir: Chang, C. L. [3] yonga üretim sistemlerinde gri modellerin hata çözümlenmesinde kullanılabilirliğini incelemiştir. Chou [4] gri bulanık denetleyicileri makine mühendisliği disiplinine uygulayarak aktif süspansiyon tasarımında kullanırken, Chen [5] yine makine mühendisliği disiplininde optimal gri bulanık denetleyiciler üzerine çalışmıştır. Hsu [6] ayırık görüntü işleme disiplininde veri sıkıştırma konusunda dinamik gri modellerden faydalanmıştır. Liang [7] hidroelektrik santrallerin çalışma zaman takvimlerini belirlemede gri denetim kuramını kullanırken, Yang [8] yine benzer bir alanda, enerji yönetiminde söz konusu yöntemlerden faydalanmıştır. Liu [9] havacılık gökbilim disiplininde gri çözümlene yöntemlerini kullanmıştır. Kontrol mühendisliğinde gri kontrol kuramının çok sayıda uygulaması olmakla birlikte, en bilinen problemlerden olan ters sarkaç denetimi konusunda Huang [10] ve doğru akım motoru denetimi konusunda Lai [11] çalışmaları yapmıştır. Gri denetim kuramının birbirinden çok farklı disiplinlerde uygulanması kadar aynı disiplin içinde birden fazla alanda da başarıyla uygulamalarından söz etmek mümkündür. Örneğin kontrol mühendisliği disiplininde Wang [12] gri denetim kuramını geleneksel PID denetleyici, bulanık denetleyici ve tek nöron yapılı denetleyicilere benzetim bazında uygulamıştır. Han [13] ise yine aynı disiplin içinde fakat bu defa kayma kipli bulanık denetleyicilere gri sistem kuramını uygulamıştır. Güç elektroniği disiplininde Chiang [14] senkron motor sürücüsü tasarımında gri modellerden olan GM(2,1) modelini kullanırken yine aynı disiplin içinde Chen [15] gri öngörülse modellerden yararlanarak Li-ion pil gerilimini öngörmek suretiyle Li-ion pil şarj devresi tasarlamıştır.

2. Gri Sistem Kuramı ve GM(1,1) Modeli

2.1. GM(n,m) Model

Gri modeller, bir endüstriyel denetim sisteminin matematiksel modelini bilmeksizin sistemden gelen yeni verileri kullanarak sistem çıkışlarının gelecekteki değerlerini yüksek doğruluk oranıyla öngörülebilirler. Gri sistem kuramında GM(n,m) gösterimi, n' inci mertebeden bir diferansiyel denklemler ve m tane değişkenli bir model temsil eder. GM(1,1) modeli uluslararası bilgi dağarcığında en yaygın kullanılan gri modeldir ve "Birinci Mertebeden Bir Değişkenli Gri Model" şeklinde okunur.

2.2. GM(1,1) Model

GM(1,1) model, ancak ve ancak sıfırdan büyük veri dizileri için kullanılabilir [2]. Bu bildiride doğrusal olmayan bir sıvı seviye denetim düzeneği ele alınmıştır. Söz konusu tankın içindeki sıvı seviyesi daima sıfırdan büyük olacağı için, GM(1,1) modeli sıvı seviyesini öngörmek için kullanılabilir.

Gri sistem kuramında ana amaç, sistemden gelen ve sürekli güncellenen verilerden gerçekçi gelişim kuralları elde edebilmektir. Bu süreç, "Gri Dizi Üretimi" olarak adlandırılır [16].

Gri sistem kuramına göre; bir gri sistemden elde edilen veri dizisindeki rastlantsallık bir şekilde azaltılırsa, o sisteme ait gelişim öznitelikleri daha kolay bulunup ortaya çıkartılacaktır. Sistemden elde edilen ve GM(1,1) modelinin oluşturulmasında kullanılacak olan verinin rastlantsallığını azaltmak amacıyla, ilkel veriye aşağıda ayrıntıları açıklanan Birikim Üretme İşlevi (BÜİ) uygulanır [2]. Geliştirilen gri diferansiyel denklem, sistemin n -adım ilerideki değerinin öngörülmesi amacıyla çözümler. Hesaplanan öngörülme değerleri kullanarak veriye Ters Birikim Üretme İşlevi (TBÜİ) uygulanır ve ilkel verinin öngörülme değerleri hesaplanmıştır.

Tek giriş tek çıkışlı bir sistemin çıkışının aldığı değerleri $X^{(0)}$ veri dizisi ile gösterelim:

$$X^{(0)} = (x^{(0)}(1), x^{(0)}(2), \dots, x^{(0)}(n)), n \geq 4 \quad (1)$$

Yukarıda $X^{(0)}$ ile gösterilen veri dizisinin her elemanı sıfırdan büyüktür ve n işleme giren veri sayısıdır. Bu veri dizisine Birikim Üretme İşlevi (BÜİ) uygulanırsa $X^{(1)}$ veri dizisi elde edilir ve söz konusu bu dizinin monoton artan bir dizi olduğu kolayca görülebilir.

$$X^{(1)} = (x^{(1)}(1), x^{(1)}(2), \dots, x^{(1)}(n)), n \geq 4 \quad (2)$$

Yukarıda $x^{(1)}(k)$ ile gösterilen ifadelerin matematiksel açılımı şöyledir:

$$x^{(1)}(k) = \sum_{i=1}^k x^{(0)}(i), k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3)$$

$X^{(1)}$ dizisinin ardışık ortalama dizisi olan $Z^{(1)}$ şu şekilde tanımlanır:

$$Z^{(1)} = (z^{(1)}(1), z^{(1)}(2), \dots, z^{(1)}(n)) \quad (4)$$

Yukarıda $z^{(1)}(k)$ ile gösterilen dizi elemanları, işlenmemiş veri dizisinin ardışık iki elemanının ortalama değerleridir:

$$z^{(1)}(k) = 0.5x^{(1)}(k) + 0.5x^{(1)}(k-1), k = 2, 3, \dots, n \quad (5)$$

Gri diferansiyel denklem GM(1,1) ifadesinin en küçük kareler yöntemi ile yaklaşık ifadesi aşağıdaki gibidir [17]:

$$x^{(0)}(k) + az^{(1)}(k) = b \quad (6)$$

Veri beyazlatma işlemi ise aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\frac{dx^{(1)}(t)}{dt} + ax^{(1)}(t) = b \quad (7)$$

Yukarıda, $[a, b]^T$ değişkenleri aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$[a, b]^T = (B^T B)^{-1} B^T Y \quad (8)$$

Y matrisi ve B matrisi aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$Y = [x^{(0)}(2), x^{(0)}(3), \dots, x^{(0)}(n)]^T \quad (9)$$

$$B = \begin{bmatrix} -z^{(1)}(2) & 1 \\ -z^{(1)}(3) & 1 \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ -z^{(1)}(n) & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Denklem (7)'ye göre, $x^{(1)}(t)$ ifadesinin k anındaki çözümü:

$$x_p^{(1)}(k+1) = \left[x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right] e^{-ak} + \frac{b}{a} \quad (11)$$

Gri modeli oluşturabilmek ve dolayısıyla işleme giren ilkel verinin $(k+1)$ anındaki öngörülen değerini hesaplayabilmek için Ters Birikim Üretme İşlevi (TBÜİ) kullanılır:

$$x_p^{(0)}(k+1) = \left[x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right] e^{-ak} (1 - e^a) \quad (12)$$

İlkel verinin H adım sonraki değeri $(k+H)$ 'in öngörülen değerinin hesaplanması için aşağıdaki matematiksel ifade kullanılır:

$$x_p^{(0)}(k+H) = \left[x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right] e^{-a(k+H-1)} (1 - e^a) \quad (13)$$

Yukarıdaki GM(1,1) modeli ifadesi içinde geçen $(-a)$ değişkeni $X_p(1)$ ve $X_p(0)$ 'ın geliştirme evrelerini yansıtır ve bu değişkene "geliştirme katsayısı" adı verilir. Aynı model içinde geçen b parametresi ise verinin geçmiş değerlerinden elde edildiği için veri içindeki zamanla olmuş veya olacak değişimleri yansıtır ve bu değişkene "grileştirme miktarı" adı verilir [16].

2.3. Yuvarlanan GM(1,1) Model

GM(1,1) modeli oluşturulurken veri dizisinde daima sabit sayıda veri tutmak koşulu altında, model değişkenleri ileriye dönük olarak yeni gelen veriler yardımıyla sürekli olarak güncelleniyorsa "Yuvarlanan GM(1,1) model" elde edilmiş olur. Şöyleki; ilk adımda $x^{(0)}(k)$, $x^{(0)}(k+1)$, $x^{(0)}(k+2)$ ve $x^{(0)}(k+3)$ veri değerleri kullanılarak bir sonraki veri değeri $x^{(0)}(k+4)$ öngörülmüş olsun. Bu adımdan sonra gelecek tüm adımlarda, ikinci veri daima bir sonraki adımın ilk veri değeri olarak alınacak; bir başka deyişle genişliği sabit bir zaman penceresi veriler üzerinde zamana paralel olarak kaydırılacaktır. Bu modelin algoritması bir sonraki adımda $x^{(0)}(k+1)$, $x^{(0)}(k+2)$, $x^{(0)}(k+3)$ ve $x^{(0)}(k+4)$ veri değerlerini kullanarak $x^{(0)}(k+5)$ değerini öngörecektir. Bu işlem veri dizisinin son elemanına kadar devam ettirilecektir [7].

Yuvarlanan GM(1,1) modeli, bir endüstriyel denetim düzeneğinin çıkışı, belli bir ticari ürünün ederi, ekonomik olayların (borsa, döviz...vb) ve sosyal değişimlerin (nüfus...vb) gibi uzun ve sürekli veri dizilerinin öngörülmesi amacıyla kullanılır. Bu bildiride yuvarlanan GM(1,1) modeli, doğrusal olmayan sıvı seviye denetim düzeneğindeki sıvı seviyesinin öngörülmesi amacıyla kullanılmıştır.

3. Bulanık ve PID Tipi Denetimin Birleştirilmesi

3.1. Bir Bulanık Denetleyicinin Çözümlemesi

İki girişli bir çıkışlı bir bulanık denetleyici göz önüne alalım. Bulanık denetleyicinin girişlerinden biri hata e , diğeri hatanın türevi \dot{e} ve bulanık denetleyicinin çıkışı da (denetlenecek sistemin girişi) u olsun. Bu denetlecinin matematiksel çözümlemesi yapılırsa görülecektir ki; söz konusu denetleyici PD tipi basit bir denetleyici gibi davranmaktadır. Bu sebepten dolayı çözümlemesi yapılan denetleyici, değişkenleri zamanla değişen PD denetleyici gibi düşünülebilir [18]. Literatürde bu türden denetleyicilere PD tipi bulanık denetleyici (PDFC) adı verilir. Eğer denetlenecek sistem "0 tipi" bir sistem ise, P veya PD tipi denetleyicilerin kalıcı hal hatasını sıfır yapamadıkları bilinen bir gerçektir. Her ne kadar denetleyicinin PI tipi olması kalıcı hal hatasını sıfıra indirir de sistemin geçici hal cevabını kötüleştirir ve sistemi oldukça yavaşlatacaktır. Oysaki; PID tipi bulanık denetleyici büyük bir yükselme hızına karşın küçük bir aşım ve küçük bir oturma zamanı ile sistemi denetleyebilirken kalıcı hal hatasını da sıfıra indirecektir.

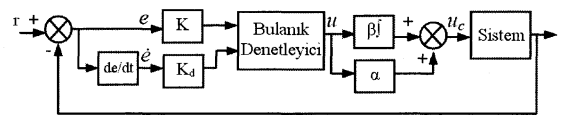
3.2. PID Tipi Bulanık Denetleyici Yapısı

PID tipi bulanık denetleyici (PIDFC) tasarımında ilk akla gelen yöntem hata, hatanın türevi ve hatanın integrali olmak üzere üç girişli bir denetleyici tasarlamak olabilir. Fakat uygulamada, bu üç değişken ile uğraşmak çok kolay değildir. Bunun yanında denetleyiciye bir giriş daha eklemek, bulanık denetleyici içindeki kural tablosununun boyutlarını üstel şekilde büyütecektir. Bu durum, denetleyicinin işlem süresini artıracak ve zamanı kullanmak açısından verimsiz bir sonuç doğuracaktır.

Yukarıda bahsedilen tüm bu güçlüklerden ötürü, önerilen yöntem içinde sadece hata ve hatanın türevi bulanık denetleyicinin girişleri olarak kullanılmıştır. Bu yöntem PD ve PI tipi iki bulanık denetleyicinin paralel şekilde çalışmasına izin vermektedir [18, 19].

Yukarıda anlatılan denetleyiciye ait eşdeğer bir yapı Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu yapı içinde β ve α , PI ve PD tipi denetleyicilerin katsayılarıdır. Benzer şekilde K ve K_d , e ve \dot{e} 'nin katsayılarıdır.

Şekil 1'deki yapıda α/β oranı büyüdükçe, türevsel denetimin etkisi integral denetimin etkisine oranla artacaktır [20].



Şekil 1: PID tipi bulanık denetleyici sistemi

Denetleyicinin çıkışı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$u_c = \alpha u + \beta \int u dt \quad (14)$$

Bu denetleyici yapısında eşdeğer oransal, integral ve türevsel katsayılar $\alpha K P + \beta K_d D$, $\beta K P$ ve $\alpha K_d D$ 'dir [18].

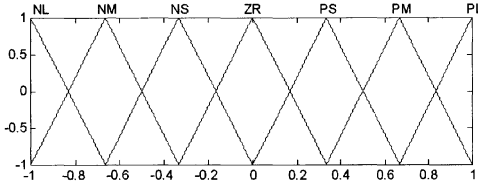
4. Gri PID Tipi Bulanık Denetleyici

4.1. Kural Tablosu ve Üyelik İşlevleri

Geleneksel bir bulanık denetleyici çıkarım tablosunda, denetlenecek sistemi bilen ve sistemin çalışmasına hakim bir uzman tarafından kurallar belirlenir. Bu bildiride kullanılan bulanık PID tipi denetim kural tablosu Tablo 1'de gösterilmiştir. Hatanın, hatanın türevinin ve denetim işaretinin üyelik işlevleri üçgenel biçimli işlevler olarak seçilmiş ve Şekil 2'de gösterilmiştir.

Tablo 1: Genel bir bulanık PID tipi denetleyici kural tablosu

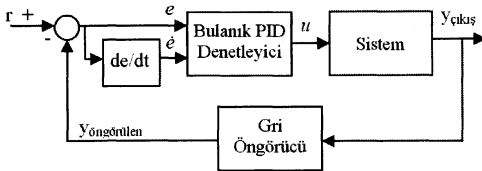
$e-\dot{e}$	NL	NM	NS	ZR	PS	PM	PL
PL	ZR	PS	PM	PL	PL	PL	PL
PM	NS	ZR	PS	PM	PL	PL	PL
PS	NM	NS	ZR	PS	PM	PL	PL
ZR	NL	NM	NS	ZR	PS	PM	PL
NS	NL	NL	NM	NS	ZR	PS	PM
NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZR	PS
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZR



Şekil 2: e , \dot{e} ve u 'nın üyelik işlevleri

4.2. Gri PID Tipi Bulanık Denetleyici Tasarımı

Günümüzde kullanılan denetleyicilerin tamamına yakını nedenseldir; bir başka deyişle bir sistemin denetimi sırasında hata oluştuğundan sonra denetleyici, bu hataya göre bir çıkış üretir ve sistemin yanıtını bekler. Sistemden alınan yanıtı göre yeniden hesaplanan hata ise denetleyicinin bir sonraki çıkışı belirler. Bu çevrim sürüp giderken aslında denetleyici hep sistemin bir adım gerisinden gelmektedir. Gri sistem kuramında ise denetleyiciye girdi olarak verilen hata değeri sistemin o anki ölçülen hata değeri değil, bir adım önce hesaplanan öngörülüş hata değeridir [21]. Diğer bir deyişle sistemin çıkışları öngörülerek sistem kontrol edilmektedir. Şekil 3, genel bir PID tipi gri bulanık denetleyiciyi göstermektedir:



Şekil 3: Gri PID tipi bulanık denetleyici

5. Denetimi Yapılacak Sistemin Tanıtımı

Bu bölümde, doğrusal olmayan bir sıvı seviye denetim düzeneğinin matematiksel modeli elde edilecektir [22]. Şekil 4, giriş vanasından geçen suyun debisinin ayarlanması yardımı ile tank içindeki sıvı seviyesinin denetimini amaçlayan basit bir sistemi göstermektedir.

Bu sistemde Q_{in} ve Q_{out} giriş ve çıkış vanasından geçecek suyun debisinin m^3/s cinsinden en yüksek değerini simgelemektedir.

Denetim yapıldıktan sonra, tanka gelen su miktarı q_{in} 'in matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$q_{in} = Q_{in} \sin(\phi(t)) \quad \phi(t) \in [0, \pi/2] \quad (15)$$

Tankın çıkışında herhangi bir denetim düzeneği olmadığından dolayı, tahliye vanasından akan sıvının debisi q_{out} alabileceği en yüksek değer olan Q_{out} 'a eşittir:

$$q_{out} = a_{out} \sqrt{2gh(t)} \quad (16)$$

Yukarıda a_{out} çıkış vanasının yüzey alanına ve g yerçekim ivmesi sabitine eşittir.

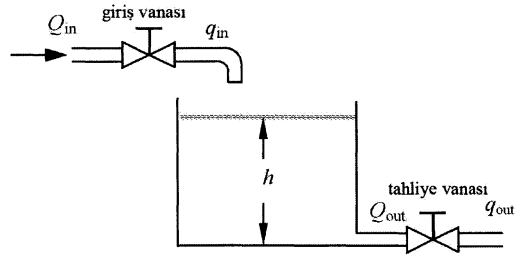
Sistemin çıkışı tank içindeki sıvının yüksekliğidir ve h ile gösterilmektedir:

$$h(t) = h(0) + \frac{1}{A} \int_0^t (q_{in}(\tau) - q_{out}(\tau)) d\tau \quad (17)$$

Yukarıda, A ile ifade edilen değişken tankın taban alanına eşittir.

Bildirideki benzetimlerde kullanılan sayısal değerler aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} A &= 1m^2, \\ a_{out} &= 0.01m^2, \\ Q_{in} &= 0.12m^3/s, \text{ ve} \\ h(0) &= 0. \end{aligned}$$

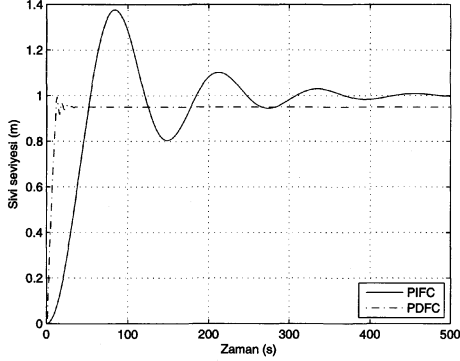


Şekil 4: Basit bir sıvı seviye denetim düzeneği

6. Benzetim Çalışmaları

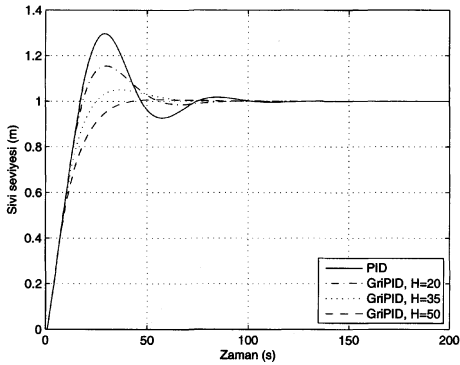
Öngörüşel yetenek kazandırılmış gri PID tipi bulanık denetleyicilerin başarımlarını incelemek için beşinci bölümde matematiksel modeli verilen sistem üzerinde bir dizi benzetim çalışması yapıldı. Bu bildirideki tüm benzetimlerde, $K = 1$, $K_d = 0.1$ ve benzetim örnekleme frekansı $T = 1s$ alındı.

Şekil 5, sıvı seviye sisteminin PDFC ve PIFC tipi denetleyicilere verdiği birim basamak yanıtlarını göstermektedir. Benzetim sonucunda görüldüğü gibi sistem PDFC için küçük bir aşım değeri ile oldukça hızlı bir yanıt verirken, PIFC için çok yüksek bir aşım değeri ve yavaş yanıt vermektedir. Buna karşın sistemde PDFC için bir kalıcı hal hatası gözlenirken, PIFC için kalıcı hal hatası sıfırdır.



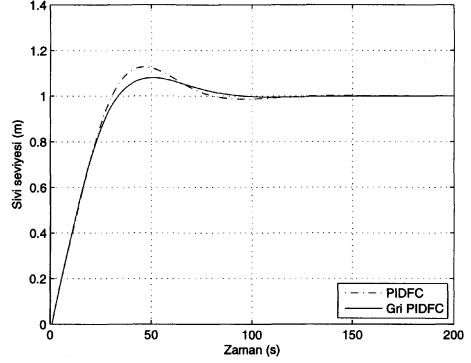
Şekil 5: PIFC ($\alpha = 0, \beta = 0.1$), PDFC ($\alpha = 30, \beta = 0$) için sistemin birim basamak yanıtları

Şekil 6, sistemin değişik adım büyüklükleri (Denklem 13'teki H değeri) için PIDFC tipi denetleyiciye verdiği birim basamak yanıtlarını karşılaştırmaktadır. Şekilden görüleceği gibi, öngörülse denetleyicinin adım büyüklüğü çok büyük olduğu zaman, sistem çok yavaş yanıt vermeye başlamaktadır. Buna karşın, adım büyüklüğü çok küçük olduğu zaman, sistem sistem yanıt hızı çok yüksek olurken aşım değeri de artmaktadır [23]. Buradan da anlaşılacağı gibi, gri öngörülse denetleyiciler için adım büyüklüğünün eniyilenmesi gereklidir.



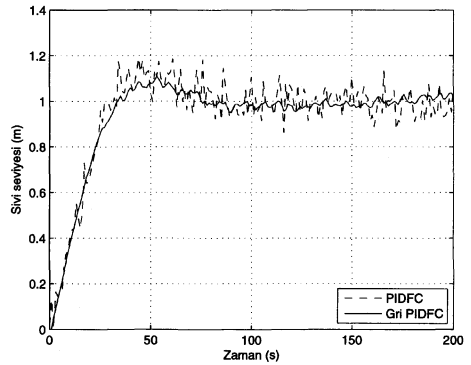
Şekil 6: Değişik adım büyüklüklerinin gri PID tipi bulanık denetleyicilerin başarımına etkisi ($\alpha = 3, \beta = 0.5$)

Şekil 6'daki adım büyüklüklerinden $H=20$ değeri, başarımlı ölçütleri açısından en iyi değer olarak varsayılmış ve bu adım büyüklüğü ile denetleyici parametreleri eniyilenmiştir. Şekil 7'deki denetleyici parametreleri ile sistem, yüksek bir oturma hızına sahipken aşım değeri de kabul edilebilir düzeydedir. Bir başka denetleyici değişken grubuyla başarımlı açısından daha iyi sonuçlar elde edilebilirse de bu benzetimlerde amaçlanan düşünce, her durumda (uygun adım büyüklüğü seçildiği takdirde) öngörülse denetleyicilerin geleneksel denetleyicilerden daha iyi sonuçlar vereceğidir.



Şekil 7: Değişik katsayılar için geleneksel ve gri PID tipi bulanık denetleyicinin başarımları ($\alpha = 2.4, \beta = 0.2, H=20$)

Şekil 7, sistem çıkışında bant sınırlamalı beyaz gürültü olduğu durumda sistemin, geleneksel ve gri PIDFC tipi denetleyicilere verdiği birim basamak yanıtlarını göstermektedir. Gri öngörülse denetleyicilerin en parlak başarımlarını gerçek zamanlı sistemlerde elde etmelerinin bir sebebi de sistem çıkışında olabilecek beyaz gürültüye veya diğer bozululara karşı daha gürbüz yanıtlar verebilmelerinden kaynaklanmaktadır.



Şekil 8: Çıkışta beyaz gürültü varken geleneksel ve Gri PID tipi bulanık denetleyici başarımları ($\alpha = 2.4, \beta = 0.2, H=20$)

7. Sonuçlar

Gerçek hayatta, fiziksel bir sistemin matematiksel denklemlerinin hatasız bir şekilde elde edilmesi oldukça zordur; sistemde içsel veya dışsal belirsizlikler her zaman vardır. Söz konusu bu belirsizliklerden en az oranda etkilenen bir denetim yöntemi, gerçek zamanlı uygulamalarda oldukça önemlidir. Bu bildiride, gri ngrsel yetenek kazandırılmış PID tipi bulanık denetleyicinin doğrusal olmayan ve belirsizler içeren bir sıvı seviye düzenegi ni başarıyla denetleyebildiği gösterilmiştir. Benzerim sonuçları göstermiştir ki söz konusu denetleyici, sistemin çıkışlarını yüksek doğruluk oranıyla öngörebilmekte ve nedensel denetleyicilerin bu alandaki çok sınırlı yeteneklerini kayda değer oranda artırmaktadır. Gri PID tipi bulanık denetleyici yapısı, sadece başarım kriterlerini yükseltmekle kalmamıŐ, aynı zamanda sistemin grltli yanıtını ve bozuculara karşı yanıtını da iyileŐtirmiŐtir.

8. Ek Bilgi

Bu bildiri büyük oranda, 3-5 Temmuz 2006 tarihleri arasında BudapeŐte-Macaristan’da düzenlenmiş olan IEEE International Conference on Mechatronics-ICM2006 alıŐtayında sunulan *Grey Prediction Based Control of a Non-Linear Liquid Level System Using PID Type Fuzzy Controller* isimli bildirinin trkesine dayanmaktadır.

9. TeŐekkr

Bu bildirinin yazarları, 06A206 numaralı projeden aldığı mali destekler için Boğazii Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri’ne teŐekkr eder.

10. Kaynakça

- [1] Y. Lin and S. Liu, “A Historical Introduction to Grey Systems Theory,” *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, The Netherlands, Vol. 1, pp. 2403-2408, 2004.
- [2] J. L. Deng, “Control Problems of Grey System,” *Syst. and Contr. Lett.*, Vol. 1, pp. 288-294, 1982.
- [3] C. L. Chang and P. H. Wei, “Failure mode and effects analysis using grey theory,” *Integrated Manufacturing Systems*, Vol 12, No. 3, pp.211-216, 2001.
- [4] J. H. Chou, S. H. Chen and F. Z. Lee, “Grey-fuzzy control for active suspension design,” *International Journal of Vehicle Design*, Vol 19, No 1, pp. 65-77, 1998.
- [5] S. H. Chen, J. H. Chou and J. L. Li, “Optimal grey-fuzzy controller design for a constant turning force system,” *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, Vol 42, No 3, pp. 343-355, 2002.
- [6] Y. T. Hsu and J. Yeh, “A novel image compression using grey models on a dynamic window,” *International Journal of Systems Science*, Vol 31, No 9, pp. 1125-1141, 2003.
- [7] R. H. Liang, “Application of grey relation analysis to hydroelectric generation scheduling,” *International Journal of Electrical Power and Energy System*, Vol 1, No 5, pp. 357-364, 1999.
- [8] H. Z. Yang, T. C. Liang and C. S. Tian, “Power system yearly peak load forecasting: a grey system modeling approach”, *The International Conference on energy Management and Power Delivery*, pp. 261-266, 1999.
- [9] Y. A. Liu, S. C. Chen and H. M. Yang, “Grey Superior Analysis of Multi-radar Low-altitude Little Target Tracking System”, *Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*, Vol 34, No 4, pp 354-358, 2002.
- [10] S. J. Huang and C. L. Huang, “Control of an Inverted Pendulum Using Grey Prediction Model”, *IEEE Trans. on Industrial Application*, pp 452-458, 2000
- [11] L. Y. Lai and M. Y. Lee, “Fuzzy Tuning of Integrator Output of PID Controllers For a DC Motor System”, *Chung Yuan J.*, Vol 22, pp. 126-131, 1993.
- [12] D. F. Wang, P. Han, W. Han and H. J. Liu, “Typical Grey Prediction Control Methods and Simulation Studies”, *Machine Learning and Cybernetics*, Xi’an, pp. 513-518, 2003.
- [13] P. Han, D. F. Wang, N. L. Wang and Z. Z. Jia, “Grey Fuzzy Sliding Mode Control for Uncertain Systems”, *Machine Learning and Cybernetics*, Shanghai, pp. 733-737, 2004.
- [14] H. K. Chiang and C. H. Tseng, “The grey GM(2,1) integral variable structure controller of synchronous reluctance motor drive”, *International Conference on Control Applications*, Taipei, pp. 278-283, 2004.
- [15] L. R. Chen, R. C. Hsu, C. S. Liu, H. Ying and N. Y. Chu, “A Grey Predicted Li-ion Battery Charge System”, *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Korea, pp. 502-507, 2004.
- [16] S. Liu and Y. Lin, “An Introduction to Grey Systems: Foundations, Methodology and Applications”, IIGSS Academic Publisher, the International Institute for General Systems Studies, Inc., 1998
- [17] J. L. Deng, “Introduction to grey system theory”, *The Journal of Grey System*, Vol. 1, pp. 1-24, 1989.
- [18] W. Qiao and M. Mizumoto, “PID type fuzzy controller and parameter adaptive method”, *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 78, pp. 23-25, 1996.
- [19] Z. Woo, H. Chung and J. Lin, “A PID type fuzzy controller with self tuning scaling factors”, *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 115, pp. 321-326, 2000.
- [20] S. Engin, J. Kuvulmaz and V. Omurlu, “Fuzzy control of an ANFIS model representing a nonlinear liquid-level system”, *Neural Computing and Applications*, Vol. 13, pp. 202-210, 2004.
- [21] D. F. Wang, P. Han, W. Han and H. J. Liu, “Typical Grey Prediction Control Methods and Simulation Studies”, *Machine Learning and Cybernetics*, Xi’an, pp. 513-518, 2003.
- [22] E. O. Doebelin, “Systems Dynamics: Modeling, Analysis Simulation, Design”, Marcel Dekker, 1998.
- [23] S. Y. Wang, “Design of a Linear-Like Fuzzy Grey Prediction Controller for a Three-Phase Induction Motor Speed Control System,” *Conference on Grey Theory and its Applications*, pp. 457-463, 1998.

Bir Uçağın Palye Durumunda Otomatik İniş Kontrolü İçin Modern ve Bulanık Yöntemler

Nurettin Erginöz¹ ve Ünver Kaynak²

¹Bilgisayar Mühendisliği Bölümü

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Söğütözü, Ankara
nerginoz@etu.edu.tr

²Makine Mühendisliği Bölümü

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Söğütözü, Ankara
ukaynak@etu.edu.tr

Özetçe

Günümüzde tüm ticari havayolu uçaklarında kullanımı seçime bağlı otomatik iniş sistemleri bulunmakta, insansız uçak ve helikopterlerde ise bu sistemler vazgeçilmez öneme sahip bulunmaktadır. Bu çalışmada, uzunlamasına eksende doğrusal bir uçak modeli kullanılarak, uçağın palye durumunda otomatik iniş kontrolü yapılmıştır. Uçağın uzunlamasına doğrusal dinamik modeli daha basit bir şekle indirgenerek sabit hızda, uçak tam gaz kesmiş vaziyette sadece elevatör kontrolü uygulanarak palye durumunda otomatik iniş gösterilmiştir. İnsanlı ve/veya insansız uçaklara uygulanmak açısından Doğrusal Kuadratik Kontrol (DKK) ve Kayan Kipli Kontrol (KKK) gibi modern yöntemler yanında, Bulanık Mantıklı Kontrol (BMK) algoritmaları kullanılmıştır. Hareket denklemlerinin çok basite indirgenmiş olması dolayısıyla ve kullanılan model yaklaşımı dahilinde, modern kontrol yöntemleri ve Bulanık Mantık yaklaşımlarının palye yörünge profil takibinde benzer sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Detaylı inceleme, kayma kipli kontrolörün en iyi izleme performansını sergilediği ancak hızlı değişen bir kontrol sinyali ürettiği, bulanık mantığa dayalı kontrolörün ise performanstan biraz feragat etmekle birlikte daha yumuşak geçişli bir kontrol sinyali ürettiği gözlemlenmiştir.

Giriş

Ticari havacılıkta CATH/CATHIA hassas yaklaşma ve tam otomatik iniş kabiliyetini günümüzdeki çoğu modern havayolu uçakları karşılamaktadır. Bununla beraber, otomatik iniş sistemi kullanımı mecburi olmayıp, pilotun seçimine bağlıdır. Otomatik iniş sistemleri eğer kuvvetli yan rüzgar yoksa yağmur ve sis gibi kötü görüş koşulları altında kullanılabilir. Bir Otomatik İniş Sistemi, havaalanında kurulu Instrument Landing System'inin (ILS) gönderdiği radyo sinyallerine göre belirlenen yükseklik ve yaklaşma açılarını kullanarak uçağı piste göre konumlandırır. Mecburi haller dışında eğer otomatik iniş sistemi tercih edilecekse, genellikle iki sebepten tercih edilirler: Bunlardan birincisi, otomatik sistemin sağladığı yumuşak iniş özelliği ve bunun getirdiği yolcu rahatlığı, uçak açısından ise iniş takımları ve lastiklerde oluşan daha az yıpranma özelliğidir. İkinci sebep ise, otomatik sistemin pilotlar için gerektiğinde çekinmeden

kullanılabilecek güvenilir bir sistemin ispatı olması ve pilotlara bu sistemi mecburi hallerde kullanmadan önce iyi bir eğitim fırsatı sunmasıdır [1]. İnsansız uçak ve helikopterlerde ise, karada arazi şartları, denizde deniz platformundaki sallanma ve kuvvetli sağanak rüzgarlar otomatik iniş sistemlerini olmazsa olmaz noktasına getirmektedir.

Genel olarak otomatik iniş sistemlerinde klasik PD ve/veya PID kontrol sistemleri ihtiyacı karşılamaktadır. Ancak mevcut sistemler ancak emniyetli uçuş zarfı dahilinde güvenilir sonuçlar vermektedir. A.B.D.'de FAA (Federal Aviation Administration) ve dünyada benzeri havacılık otoriteleri uçağın otomatik iniş yapabileceği baş, kuyruk ve yan rüzgar tahditleri koymuştur. Örneğin, FAA kurallarına göre, otomatik iniş sisteminin kullanılabileceği rüzgar tahditleri baş, yan ve kuyruk rüzgar hızları için sırasıyla 25, 15 ve 10 kt. şeklindedir. Ayrıca, bu sistemler "microburst" olarak adlandırılan kuvvetli bastırıcı cereyanlarda ve kuvvetli türbülanslı hava şartlarında kullanılamazlar. Ticari havacılığa mukabil, askeri alanda kullanılan insansız uçak ve helikopterler için ise otomatik iniş sistemi kullanımı mecburiyet noktasındadır. Bilhassa deniz platformlarına dikine iniş yapan sistemlerde ağır deniz şartlarında sallanan platforma yapılması gereken iniş-kalkışlar, insan pilotun kapasitesini zorlamaktadır. Bu sebeplerden ötürü, gerek ticari uçaklarda, gerekse askeri havacılıkta kullanılan insanlı/insansız sistemlerin emniyetli uçuş zarfının genişletilmesi isteniyorsa, yeni kontrol teknolojilerinden faydalanma zorunluluğu bulunmaktadır.

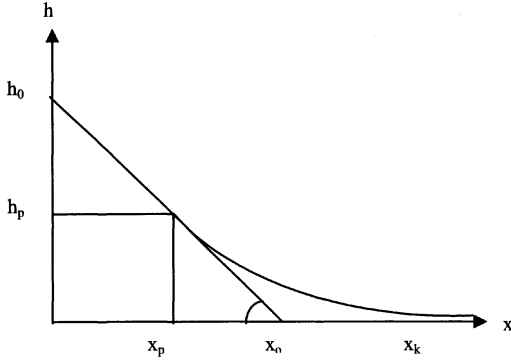
Son yıllarda, kontrol teorisindeki ve donanım mimarisindeki çok hızlı gelişmeler neticesinde, doğrusal olmayan dinamiğin kontrolü için bulanık mantık ve sinir ağları temelli sistemler üzerinde araştırmalar başlatılmıştır [1],[2]. Özellikle bulanık denetleyicilerin karmaşık doğrusal olmayan ve zamana bağlı sistem parametrelerinin getirdiği belirsizlik altında denetimi konusunda oldukça yoğun faaliyet bulunmaktadır [3],[4].

Bu çalışmada, literatürde sunulan çalışmaların karşılaştırılabilmesi ve bu konuda ilerideki gelişmelerin de performanslarının tayini için, Doğrusal Kuadratik Kontrol [5] ve Kayan Kipli Kontrol [6] gibi çeşitli modern yöntemler ve Bulanık Mantıklı Kontrol [7] denetim algoritmalarının

üzünde deneneceği bir temel problem olarak, büyük sınıf bir türbofan yolcu uçağının otomatik iniş problemi seçilmiştir.

Problemin Tanımı

Bu çalışmanın amacı, bir uçağın uzunlamasına eksen boyunca doğrusal dinamiğini esas alarak, otomatik iniş sürecinin son aşaması olan palye (ing. *flare*) ve konuş (ing. *touchdown*) hareketini, Doğrusal Kuadratik Kontrol (DKK), Kayan Kipli Kontrol (KKK) ve Bulanık Mantıklı Kontrol (BMK) kullanarak karşılaştırmaktır. Bulanık Mantık için özel olarak ANFIS (Uyarlamalı Nöro-Bulanık Çıkarsama Sistemleri) algoritması seçilmiş ancak uyarılama yapılmamıştır [8]. Benzetim sürecinde jet yolcu uçağının düşük hızda doğrusal dinamik modeli esas alınmıştır [9]. Şekil 1'de verildiği gibi, uçağın inişi sırasında doğrusal süzülüş aşamasını takiben, son aşamadaki palyeye geçiş ve konuş hareketi ele alınmıştır.



Şekil 1. Uçağın palye profili

Burada, h_p palye başlangıç yüksekliği, x_p palye başlangıcı, ve x_k =konuş noktası olarak verilmektedir. Palye aşamasında alışlagelmış strateji uçağın yere dikey hızının uçağın piste dik uzaklığıyla orantılı olarak azaltılmasıdır [10]. Bunun için yerden yükseklik zaman veya pist uzunluğuna bağlı olarak üstel bir fonksiyona göre azaltılır. Mevcut benzetimde kullanılan palye kumanda modeli

$$h = 30 \exp(-t/2) \quad (1)$$

şekindedir.

Doğrusal Uçak Modeli

Dinamik model olarak bir büyük jet yolcu uçağının uzunlamasına eksende doğrusal modeli [9] esas alınmıştır. Palye sırasında bir uçağın normal olarak iniş takımları ve flaplar açık olduğu için kullanılan kaynakta verilen dinamik model tam olarak gerçeği yansıtmıyorsa da, mevcut çalışmanın sınırları içinde çeşitli denetici algoritmaların karşılaştırılması açısından yeterli olacaktır.

Uçak dinamiğinin genel halde durum denklemi

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2)$$

şeklinde olup, durum değişkenleri

$$x = \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \\ h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{uzunlamasına_bozuntu_hızı}(ft/s) \\ \text{dikine_bozuntu_hızı}(ft/s) \\ \text{yunuslama_bozuntu_hızı}(rad/s) \\ \text{yunuslama_bozuntu_açısı}(rad) \\ \text{irtifa}(ft) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Ağırlığı 637.000 lb. olan Boeing 747 uçağının 20.000 ft irtifada $U_0 = 830$ ft/s seyir hızı ($M=0.8$) için uzunlamasına doğrusal hareketinin denklemleri [9]

$$\begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{w} \\ \dot{q} \\ \dot{\theta} \\ \dot{h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.00643 & 0.0263 & 0 & -32.2 & 0 \\ -0.0941 & -0.624 & 820 & 0 & 0 \\ -0.000222 & -0.00153 & -0.668 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 830 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \\ h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -32.7 \\ -2.08 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \delta_e \quad (4)$$

şeklinde verilmektedir. Bu modeldeki kontrol girdisi

$$\delta_e = \text{elevator_açısı}(rad) \quad (5)$$

şeklinde verilir. Problemi kolaylaştırmak açısından (4) no'lu denklem setinde bir aşama daha basitleştirmeye gidilerek, uçağın $V=V_{ref}$ şeklinde sabit hızla palyeye geçtiği, yani uçağa bağlı eksen takımına göre uzunlamasına (x-yönü) ve dikine (z-yönü) bozuntu hızlarının sıfır olduğu kabul edilmiştir:

$$\begin{aligned} u &= 0 \\ w &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Böylece uçağın son yaklaşma ve palyesinde yunuslama-otopilotu (pitch-autopilot) yanında, oto-gazkolu'nun da (autothrottle) devrede olduğu, yani hızın otomatik olarak $V=V_{ref}$ değerinde sabitlendiği kabul edilmiş olur. Ancak gerçek durumda, oto-gazkolu seçeneği kullanıldığında otomatik pilot sabitlenen hızı sağlamak için değişik gaz açma kapama değerleri vermektedir. Ancak mevcut benzetimde, gaz kolu kumandası da kapalı kabul edilerek bir aşama daha basitleştirilmiş bir denklem takımı kullanılmıştır. Tüm bu basitleştirmelerden sonra, simülasyona konu indirgenmiş denklem takımı ($V_{ref} = 830$ ft/s yerine palye başlangıcındaki hız olarak $V_{ref} = 250$ ft/s almak kaydıyla)

$$\begin{bmatrix} \dot{h} \\ \dot{\theta} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 250 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -0.668 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h \\ \theta \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -2.08 \end{bmatrix} \delta_e \quad (7)$$

şeklinde verilir.

Kontrol Algoritmaları

Bu çalışma, genel olarak doğrusal bir dinamik modelin kontrolü için PD-tipi bir kontrol uygulamasıyla çözülebilecek bir problemi, doğrusal olmayan hallerdeki çözümüne başlangıç olması bakımından, modern, sinir ağları ve/veya bulanık mantıkla çözüm uzayının genişletilmesi amacıyla

yapılmıştır. Burada kullanılan çeşitli kontrol algoritmalarında takip edilen yol aşağıda özetlenmiştir:

Doğrusal Kuadratik Kontrol

İlk olarak aşağıda (8) denkleminde verilen maliyet fonksiyonunu enküçüktleyecek bir kontrol kuralının aracı güvenli bir şekilde indirebileceği öngörüsü ile (9) denkleminde verilen çözüm elde edilmiştir.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (e^T W_1 e + W_2 u^2) dt \quad (8)$$

$$u = Fx_d - Kx \quad (9)$$

Burada $x = (h \quad \theta \quad q)^T$ durum vektörünü, x_d ise istenen durum yörüngesini temsil etmekte, durum izleme hatası $e = x_d - x$ şeklinde hesaplanmaktadır. F ve K vektörlerinin hesabı için detaylı bir tartışma [5] kaynağında sunulmaktadır. Bu çalışmada $W_1 = \text{diag}(1000 \ 1 \ 1)$, $W_2 = 1$ seçilmiş, böylelikle yükseklikteki izleme hatasının küçük olması istenmiştir. Buna göre aşağıdaki değerler elde edilmiştir.

$$F = (-31.62 \quad 0 \quad 0)^T$$

$$K = (-31.62 \quad -622.16 \quad -24.16)^T$$

Kayan Kipli Kontrol

$\dot{x} = Ax + Bu$ ifadesi ile verilen bir sistem için hata vektörü ile $s = Ge$ şeklinde bir anahtarlama elemanı tanımlansın. Öyle ki $s = 0$ ile betimlenen dinamik davranış kararlı olacak şekilde G matrisi seçilsin. Buna göre, erişme kuralı kullanarak (10) ifadesi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \dot{s} &= G\dot{e} = G(\dot{x}_d - \dot{x}) \\ &= G(\dot{x}_d - Ax - Bu) \\ &= G\dot{x}_d - GAx - GBu \\ &:= -\zeta \text{sgn}(s) - \eta s \end{aligned} \quad (10)$$

İfadenin u girdisinin çözülmesi ile (11) denkleminde verilen kontrol kuralı elde edilir.

$$u = (GB)^{-1}(G\dot{x}_d - GAx + \zeta \text{sgn}(s) + \eta s) \quad (11)$$

Bu çalışmada $G = (-100 \quad -100 \quad -5)$ seçilmiştir.

Kayma kipli kontrolörün önemli bir özelliği, aracı hızla kayma rejimine sürmesi ve kayma rejimi altında hata değerlerinin orijin etrafında seyretmesini sağlamasıdır. Literatürde bu yöntem modeldeki kesinsizliklerin bertaraf edilmesi amacıyla kullanılmakta, bu çalışmada ise modelde kesinsizlik varsayılmamakta, ideal koşullarla çalışılmaktadır.

Bulanık Kontrol

Bulanık sistemler gerek sözel ifadeleri kullanma, gerekse uyarlanabilir bir tabiata sahip olmaları dolayısıyla, akıllı sistem uygulamaları içerisinde seçkin bir yer edinmişlerdir. Bu çalışmada kullanılan bulanık kontrolörün kural yapısı aşağıda verilen şekildedir:

EĞER $e_1 \in U_{i,1}$ & $e_2 \in U_{i,2}$ & $e_3 \in U_{i,3}$
O HALDE $f_i = p_{i,1} e_1 + p_{i,2} e_2 + p_{i,3} e_3 + p_{i,4}$

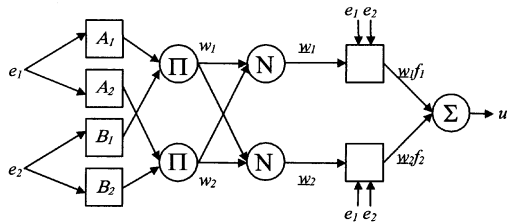
Kural tabanında aşağıda verilen üçgen sel üyelik fonksiyonları kullanılmış, her bir durum değişkeni için ölçülen hata değerleri kontrolöre girdi olarak uygulanmıştır. Amaç istenen yüksekliği takip ederek iniş yapmak olduğundan q ve θ değişkenleri için referans işareti sıfır seçilmiştir.

$$\begin{aligned} \mu_N(u_j) &= \max\{0, \min\{1, -u_j/L_1\}\} \\ \mu_Z(u_j) &= \max\{0, \min\{1 - u_j/L_2, 1 + u_j/L_2\}\} \\ \mu_P(u_j) &= \max\{0, \min\{1, u_j/L_3\}\} \end{aligned} \quad (12)$$

Bulanık sistemin giriş çıkış ilişkisi aşağıda verilmiş, temsili bir resim ise 2 girişli bir sistem için Şekil 1'de gösterilmiştir.

$$u = \frac{\sum_{i=1}^{\#Kurallar} f_i \prod_{j=1}^{\#Girdiler} \mu_{ij}(e_j)}{\sum_{i=1}^{\#Kurallar} \prod_{j=1}^{\#Girdiler} \mu_{ij}(e_j)} = \sum_{i=1}^{\#Kurallar} f_i w_{ni} \quad (13)$$

$$w_{ni} = \frac{\prod_{j=1}^{\#Girdiler} \mu_{ij}(e_j)}{\sum_{k=1}^{\#Kurallar} \prod_{j=1}^{\#Girdiler} \mu_{kj}(e_j)} \quad (14)$$



Şekil 2. Bulanık mantık sisteminin 2 giriş için temsili resmi

Şekil 2'den de görüleceği üzere sistem, kuralların aktifleşme seviyesini belirlerken çarpım çıkarsaması kullanılmaktadır. Bu aşamada elde edilen ve w ile gösterilen vektör (14) denklemindeki gibi normalleştirilmekte ve durulaştırma aşamasında birinci dereceden ifadelerle kontrol eylemine dönüştürülmektedir. Benzetimlerde $L_1=10$, $L_2=0.1$ ve $L_3=0.1$ seçilmiş, $p_{1,1}$, $p_{1,2}$ ve $p_{1,3}$ değerleri Bass Gura formülü ile geleneksel kutup yerleştirme algoritmasından elde edilen kazanç değerlerine ayarlanmış, bu yaklaşımın başarımı ise $p_{i,4}$ parametreleri düzenlenerek deneme yanılma yolu ile artırılmış, uyarlanmalı olmayan bir bulanık denetleyici elde

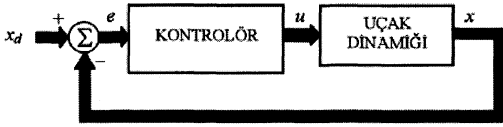
edilmiştir. Bu yapı ile ilgili detaylı bilgi [11] kaynağından edinilebilir.

Sayısal Benzetim Sonuçları

$V_{ref} = 250$ f/s değerinde süzülme hızı ve $\theta = 2.3$ derece süzülme açısıyla palyeye geçen uçağın benzetiminde kullanılan ilk şartlar

$$\begin{aligned} h(0) &= 30 \text{ ft.} \\ \theta(0) &= -0.04 \text{ rad} \\ q(0) &= 0 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (8)$$

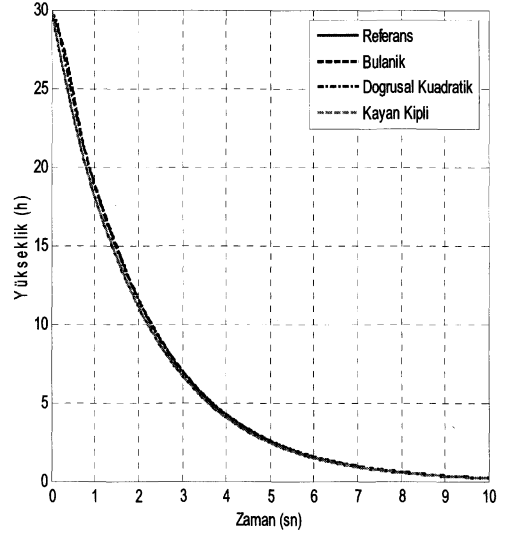
şeklinde. Bu esnada $V_{ref} = 250$ f/s ilk hız karşılık çökme hızı (dikey hız) $dh/dt = -10$ f/s ilk değerini almaktadır. Elevatör açısının alacağı değerler ± 20 der. ile sınırlanmıştır. Benzetimler MATLAB/SIMULINK ortamında yapılmış olup, kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 3'de verilmiştir.



Şekil 3. Geri-beslemeli kontrol sisteminin blok diyagramı

Şekil 4'de benzetimde kullanılan her üç modelin palye yüksekliği Denk. 1'de verilen referans palye profiliyle karşılaştırılmaktadır. Şekilde görüldüğü gibi her üç yaklaşımda da uçak istenen yüksekliği oldukça yakından takip edebilmektedir. Bu anlamda yöntemlerin performansları birbirine benzer olup mevcut sonuçlar içerisinde en iyi değerler kayma kipli kontrolör ile elde edilmiştir. Bu yargı Şekil 5'te daha açık bir biçimde görülebilmektedir. Şekil 5'de, her üç model için de uçağın çöküş hızı (dikey hızı), uçağın uzunlamasına eksenlerdeki yunuslama açısı, yunuslama açısız hızı ve bunu sağlayan elevatör kumandası verilmektedir.

Beklediği üzere, her ne kadar kayma kipli kontrolör çok küçük bir izleme hatası sonucunu veriyor ise de bu sonucun dezavantajı hızlı değişen kontrol sinyali, diğer bir deyişle maliyetli donanım gereksinimidir. Diğer yandan, donanım maliyeti konusunda kısıtlar var ise, izleme performansından feragat etmek gerekecektir. Yaklaşımlar bu açıdan değerlendirildiğinde ise bulanık denetleyicinin daha düzgün geçişli bir kontrol sinyali ürettiği gözlemlenmektedir. Lineer kuadratik kontrolör ise kayma kipli kontrolöre nazaran daha yavaş değişen bir kontrol sinyali üretmekte, buna mukabil izleme performansına bakıldığında kayma kipli kontrolörden daha kötü ancak bulanık kontrolöre yakın derecede iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir.



Şekil 4. Aracın referans iniş yörüngesi ve farklı kontrolörlerle elde edilen iniş yörüngeleri

Sonuçlar

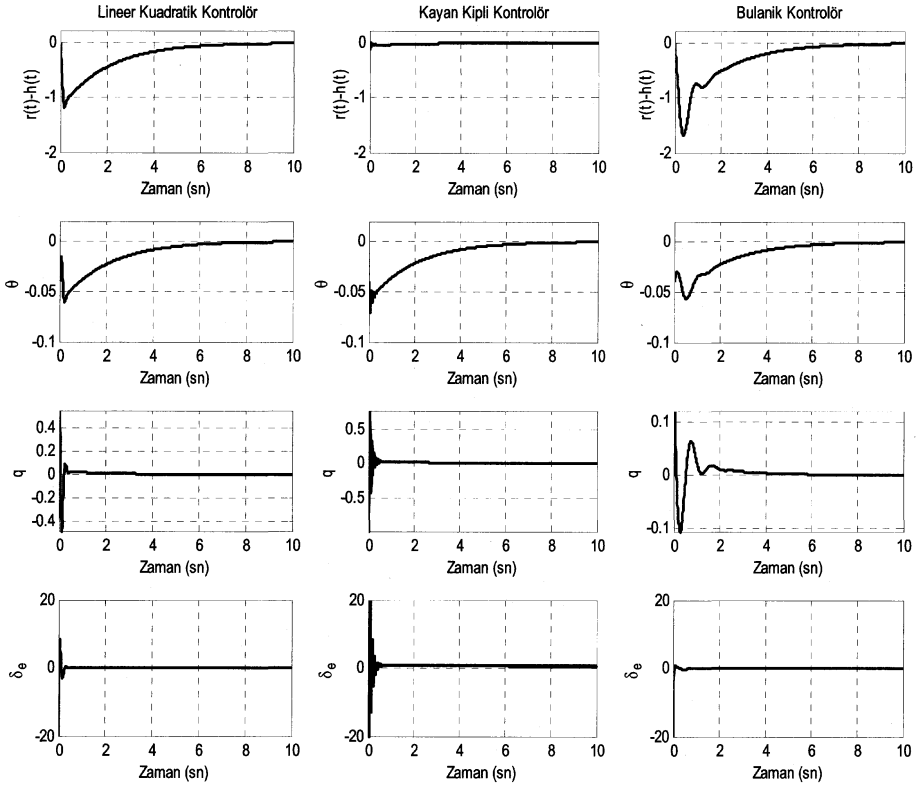
Bu bildiriye üç farklı yöntem ile bir uçağın iniş problemi ele alınmıştır. Kayma kipli kontrolör, doğrusal kuadratik kontrolör ve bir bulanık mantıklı kontrolör denenmiş, elde edilen sonuçlara göre kayma kipli kontrolörün en iyi izleme performansı sergilediği ancak hızlı değişen bir kontrol sinyali ürettiği, bulanık mantığa dayalı kontrolörün ise performanstan biraz feragat etmekle beraber daha yumuşak geçişli bir kontrol sinyali ürettiği gözlemlenmiştir. İleride, mevcut çalışmadaki gibi en basite indirgenmiş uçak dinamiği yerine, önce uzunlamasına daha sonra yanlamasına doğrusal denklem takımı alınmak suretiyle kuvvetli yan rüzgar ve darbeleri sağanak rüzgar şartlarında otomatik iniş problemi ele alınacaktır.

Teşekkür

Bildirinin hazırlanmasındaki görüş ve önerilerinden dolayı Doç. Dr. M. Önder Efe'ye teşekkür ederiz.

Kaynakça

- [1] C.C. Jorgensen ve C. Schley, "A Neural Network Baseline Problem for Control of Aircraft Flare and Touchdown", Miller, W. T., Sutton, R. S., Werbos, P. J. (Eds.), Neural Networks for Control. MIT Press, 1991.
- [2] K. Nho ve R.K. Agarwal, "Automatic Landing System Design Using Fuzzy Logic," AIAA Journal of Guidance, Control and Dynamics, Cilt: 23, No: 2, s:298-304, 2000.
- [3] L.X. Wang, "Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Cilt: 1, No: 2, s:146-155, 1993.
- [4] J.Z. Sasiadek ve A.N. Mazzawi, "Fuzzy and Adaptive Control of an Aircraft," Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation and Control Conference, AIAA, Washington D.C., s: 391-400, 1994.
- [5] Kirk, D. E., Optimal Control Theory, PTR Prentice-Hall, New Jersey, 1970.
- [6] R.G. Roy ve N. Olgac, "Robust Nonlinear Control via Moving Sliding Surfaces – n-th Order Case," Proc. of the 36th Conference on Decision and Control, San Diego, California, U.S.A., s:943-948, 1997
- [7] L. Wang, Adaptive Fuzzy Systems and Control, Design and Stability Analysis, PTR Prentice Hall, 1994.
- [8] Jang, J.-S. R., C.-T. Sun, E. Mizutani, Neuro-Fuzzy and Soft Computing, PTR Prentice-Hall, 1997.
- [9] G.F. Franklin, J.D. Powell ve A. Emami-Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems, Prentice-Hall, New Jersey, 2002.
- [10] E.H.J. Pallett, "Autopilot Logic For Flare Maneuver of STOL Aircraft", Automatic Flight Control, 2ed, London:Grenada.
- [11] Hung, J. Y., W. Gao ve J. C. Hung, "Variable Structure Control: A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, pp. 2-22, February 1993.



Şekil 5: Benzetim sonuçları

Aktif Manyetik Yatakların Doğrusallaştırıcı ve Dayanıklı Kararlı Kılıcı Dinamik Geri Besleme Kontrolü

Fuat Gürleyen¹, Çağrı Bahadır², Özgür Aydın Tekin³

¹Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
gurleyen@elk.itu.edu.tr

²Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
cagri@elk.itu.edu.tr

³Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
tekin@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, tek serbestlik dereceli sürtünmesiz manyetik yatakların, istenen başarımlı performansını ve kararlılığının dayanıklı olması sağlayacak olan kontrolörün tasarımı amaçlanmıştır. Tasarlanan kontrolör, rotorun belirlenen maksimum hava aralığını aşmadan, yerçekimi ve tersi yöndeki asimetrik yüklerin bozucu etkisini yok ederek, rotorun hedeflenen konumda kalmasını sağlamıştır. Bu yöntemde, rotor yatak arasındaki yukarı aşağı yönlü eksenel hava aralığı ölçülüp, bu değer konum hatasının belirlenmesinde ve türev filtresinden geçirilerek rotorun düşey hız hatasının kestirilmesinde kullanılmıştır. Konum ve hız hataları önce PID kontrolör ve daha sonra doğrusallaştırıcı kontrolöre girilerek rotorun doğrusallaştırıcı ve dayanıklı kararlı kılıcı dinamik geri besleme kontrolü sağlanmıştır.

1. Giriş

Aktif manyetik yataklar (AMY); motor milini veya rotorunu mekanik temas olmaksızın manyetik olarak asan ve bu nedenle çok az bir enerji kaybına neden olan, yüksek devir hızlarına müsaade eden, aynı zamanda yataklamada büyük güvenilirlik sağlayan, gelişmiş kontrol yöntemlerinin uygulama alanı bulduğu, günümüz teknolojisinin düzeneklerindedir. Buna rağmen AMY üretimi üzerine çalışmalar 1800'ü yılların başına dayanır. AMY, DSP tabanlı kontrol sistemleri ve kontrol kuramında gelişmeler üzerine, AMY'nin yüksek hızlı döner uygulamalarda kullanımı ivme kazanmıştır. AMY günümüzde temel olarak dört farklı kullanım alanına sahiptir:

- Uçak Endüstrisi: Roket motor turbo pompaları, uçuş momentum tekerlekleri, jet motorları.
- CNC makineleri.

- Ufak boyutlu endüstriyel uygulamalar: Sıvı helyum pompaları, Kan pompaları, Mikro manyetik yataklama.
- Ağır Sanayi Uygulamaları: Komprasörler, Elektrik makineleri, turbogeneratörler.

Günümüzde, DSP ve güç elektroniği alanındaki gelişmeler sayesinde; değişken yapı, uyarlamalı ve dayanıklı kontrol teorileri AMY sistemlerin üzerinde koşulmaktadır. Bu konu üzerine yapılan çalışmalarda karşılaşılan en büyük sorunlar simetrik olmayan yüklenme ve sistemin eğrisel olmasıdır. Sistemdeki eğriselliği gidermek amacıyla, önerilen kontrol yöntemleri genelde tek bir nokta etrafında doğrusallaştırmaya yöneliktir. Bu çalışmada önerilen yöntem tek bir nokta etrafında doğrusallaştırmaktansa bir eksen üzerinde doğrusallaştırmayı hedeflemektedir. Bunun için dinamik geri besleme doğrusallaştırılması yapılmaktadır. Çalışmada öncelikle çift taraflı elektromıknatıs modelleri üzerinde geliştirilen kontrol yöntemi koşulmuş, sistemin dayanıklılık şartları incelenmiştir. Daha sonra tek elektromıknatısla manyetik askı sistemi (MANAS) kurularak, simülasyonda koşuturulan sistemin belirli kabuller altındaki bir benzeri kurulmuştur. Gelişen güç elektroniği teknolojisi yardımıyla simülasyonu yapılan sistemin gerçekleştirilebileceği ispatlanmıştır [1].

2. Matematiksel Model

AMY yatak, manyetik askı sisteminin (MANAS'ın) özel bir hali olduğundan, matematiksel model kurulumu ve kontrolör tasarımı MANAS baz alınarak gerçekleştirilir. Bu çalışmada MANAS'ın matematiksel modelinin çıkarımı aktarılmaktansa, bu modelin kontrolde kullanacak birkaç biçimi verilecektir. MANAS'ın dinamik denklemleri

$$v(t) = Ri(t) + L(x) \frac{di}{dt} + i \frac{\partial L(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} \quad (1)$$

$$M \frac{d^2x}{dt^2} = \frac{1}{2} \frac{\partial L(x)}{\partial x} i^2(t) - f\left(\frac{dx}{dt}\right) + Mg \quad (2)$$

olarak verilebilir. Burada $v(t)$ elektromıknatıs üzerindeki gerilim, $i(t)$ elektromıknatıstan akan akım, R elektromıknatısın direnci, $L(x)$ elektromıknatısın endüktansı, $f\left(\frac{dx}{dt}\right)$ havanın sürtünme direncidir.

(1) ve (2) diferansiyel denklemlerinden, elektriksel olarak doğrusal elektromıknatıs ve manyetik cisimden oluşan MANAS'ın gerçek dinamik davranışını belirleyen durum denklemleri kolayca belirlenebilir. Bu sistemde manyetik cismin konumu, ya mıknatısa uygulanan gerilim yada akım ayarlanarak kontrol edilir. Mıknatısın kontrollü akım kaynağı ile sürüldüğü; öteki deyişle, akım bağımsız kontrol işareti gerilim bağımlı değişken olarak düşünülürse, elektrik kapıya ilişkin (1) denklemi göz ardı edilebilir. Bu halde MANAS'ın kontrol problemini çözmek için yalnız (2) denkleminin karşı düşen durum denklemleri göz önüne alınır. Böylece

$$x_1(t) = x(t) \quad , \quad x_2(t) = \dot{x}(t) = \frac{dx}{dt} \quad , \quad u(t) = i(t)$$

tanımlarını kullanarak ve bütün bozucu etkilerini de

$$d(t) = g_D(x, \sigma, u, t) = g + \left[\frac{\partial W'_m(x_1, u)}{\partial x_1} - \frac{1}{2} \frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1} u^2 - f(x_2) \right] / M \quad (3)$$

biçiminde tanımlayarak göz önüne alınan MANAS'ın matematiksel modeli

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= \frac{1}{2M} \frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1} u^2(t) + d(t) \end{aligned} \quad (4)$$

biçiminde elde edilir. Bu modelde x_1 ve x_2 durum değişkenleri dinamik çalışmada manyetik cismin mıknatıs çekirdeği referans alınarak ölçülen konum ve hızını, $u(t)$ kontrol fonksiyonu olarak mıknatıstan akıtılan akımı temsil etmektedir. M askıda tutulan cismin gerçek kütlesi, $L(x_1)$ gerçek endüktans fonksiyonu, $d(t)$ ise hareket eden cisme etkiyen sürtünme kuvveti, yer çekimi ivmesi ve diğer çevresel etkenlerden kaynaklanan kuvvetler olduğunu düşünebiliriz.

Dinamik modelin belirlenmesinde kullanılan bütün bu parametre ve büyüklükler fiziksel koşullarında tam anlamıyla, bilinmeyen belirsiz nitelikte parametre ve büyüklüklerdir. Sadece bilinen bunların nominal değerleri ile alt ve üst sınırlarıdır. Öteki deyişle kontrol edilmek istenen MANAS (4) modeli ile tanımlı belirsiz bir dinamik sistemdir.

3. Kontrol Kuralı

Dinamiği (3) denklemi ile tanımlı bir gerçek manyetik askı sisteminin istenen denge konumu x_r olmak üzere, akımı $i(t) = u(x_1, x_2, x_r)$ gibi kontrol yasası uyarınca üretilerek

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1m} \\ \dot{x}_{2m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1m} \\ x_{2m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 \end{bmatrix} x_r \quad (5)$$

kararlı kalıp model gibi davranması amaçlansın. Bu kalıp modelde ξ ve ω_n istenen ideal performansa göre seçilmiş pozitif parametrelerdir.

İstenen denge konumu üzerinde doğal olarak

$$x_{\min} \leq x_r \leq x_{\max} \quad (6)$$

kısıtlaması vardır. Gerçek dinamik sistem ve doğrusal kalıp model durumlarının farkı

$$e(t) = \begin{bmatrix} x_{1m} - x_1 \\ x_{2m} - x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

hata olarak tanımlansın. $e(t)$ durum hatası için dinamik hata modeli (5) denkleminden (3) denklemini çıkararak

$$\dot{e}(t) = Ae(t) + b\sigma(u) \quad (8)$$

biçiminde ifade edilir. Burada

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n^2 \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$u_c = \omega_n^2(x_r - x_1) - 2\xi\omega_n x_2 - d(t) \quad (10)$$

$$\sigma(u) = (u_c - \frac{1}{2M} \frac{\partial L}{\partial x_1} u^2) / \omega_n^2 \quad (11)$$

olarak tanımlanmıştır. A bir kararlılık matrisi olduğundan $Q = Q^T > 0$ olmak üzere

$$A^T P + PA + Q = 0 \quad (12)$$

matris Liapunov denkleminin çözümü $P = P^T$ kesin pozitif bir matristir.

$$v(e) = e^T p e \quad (13)$$

Sistem (4)'ün aday Liapunov fonksiyonu olsun.

$$\dot{v}(e) = -e^T Q e + 2e^T p b \sigma(u) \quad (14)$$

biçiminde ifade edilebilir ve her $t > 0$ için $\sigma(u) = 0$ koşulu ile

$$\dot{v}(e) = -e^T(t) Q e(t) < 0 \quad , \quad e(t) \neq 0 \quad (15)$$

olur ki $v(e)$ dinamik hata modelinin bir Liapunov fonksiyonudur. Öteki deyişle, (4) dinamik denklemi ile tanımlı gerçek sistemin (5) dinamik denklemi ile tanımlı, kararlı kalıp doğrusal model davranmasını sağlayan bir dinamik geri besleme kontrolünün varlığı için (11) denklemini her $t > t_0$ için $\sigma(u) = 0$ kılan bir gerçel $u(t)$ çözümünün bulunabilmesi yeterlidir. (11) denkleminde böyle bir kontrol fonksiyonunun saptanabilmesi koşulu

$$\operatorname{sgn}\left(\frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1}\right) \operatorname{sgn}(u_c) = 1 \quad (16)$$

biçiminde ifade edilebilir. Endüktans fonksiyonu daima hava aralığına göre monoton azalan pozitif bir fonksiyon olduğundan

$$\operatorname{sgn}\left(\frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1}\right) = -1 \quad (17)$$

dir. Bu nedenle, doğrusallaştırıcı ve kararlı kılıcı geri besleme için

$$u_c(x_1, x_2) < 0 \quad (18)$$

koşulu sağlamak zorundadır. Bu koşullar altında (4) dinamik denklemi ile tanımlı manyetik askı sistemini doğrusallaştırıcı ve kararlı kılıcı kontrol yasası (11) denkleminde

$$i = u(x_1, x_2) = \pm \sqrt{M \left[\frac{\partial L(x_1)}{x_1} \right]^{-1} (1 - \operatorname{sgn}(u_c)) u_c} \quad (19)$$

biçiminde çözümlür. Fakat, bu kontrol yasasının gerçekleştirilmesi için; MANAS'ın gerçek dinamik çalışma koşullarındaki gerçek M , $L(x)$ ve $d(t)$ parametre ve fonksiyonlarının bilinmesi zorunludur. Ancak bu koşulla belirlenen (19) kontrol yasası uyarınca tam lineerleştirme sağlanır ve manyetik kontrol sistemi çekme modu $u_c < 0$ ($i \neq 0$) çalışmasında kalıp doğrusal sistem (5) gibi, serbest düşme modu $u_c \geq 0$ ($i = 0$) çalışmasında ise

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2 \\ \dot{x}_2(t) &= d(t) \end{aligned} \quad (20)$$

dinamik sistemi gibi davranan değişken yapıllı bir kontrol sistemi olur.

Doğal olarak, parametre ve büyüklükleri, eşitsizlik ve eşitlik şeklindeki (2.1)-(2.4) kısıtlamalarının sağlandığı bölge dahilinde değer alan manyetik askı sisteminin kontrol yasası (3.15) bilinmeyen gerçek parametre ve büyüklükler yerine ancak bilinen nominal parametre ve büyüklükler kullanılarak gerçekleştirilebilir. Öteki deyişle, fiziksel sistemde ölçmelerle saptanan konum x_1 ve hız x_2 bilgileri, nominal kütle M_n , nominal analitik endüktans fonksiyonu $L_n(x)$ ve nominal bozucu g göz önüne alınarak en uygun kontrol

$$d(t) = g \quad (21)$$

$$u_c = \omega_n^2(x_r - x_1) - 2\xi\omega_n x_2 - d(t) \quad (22)$$

$$l = [1 - \operatorname{sgn}(u_c)] / 2 \quad (23)$$

$$i = u(x_1, x_2) = \pm \sqrt{M \left[\frac{\partial L(x_1)}{x_1} \right]^{-1} (1 - \operatorname{sgn}(u_c)) u_c} \quad (24)$$

biçiminde üretilerek sisteme uygulanabilir. Bu kontrol fonksiyonunun dinamik çalışmada konum ve hız ölçümü bilgilerini kullanarak tam tamına üretilip fiziksel sisteme uygulanması halinde oluşan manyetik askı kontrol sisteminin dinamik modeli

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2 \\ \dot{x}_2(t) &= IK_m K_L(x_1) u_c + g_D(x, \sigma, x_r, t) \end{aligned} \quad (25)$$

biçimindedir ve burada

$$K_L(x_1) = \frac{\frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1}}{\frac{\partial L_n(x_1)}{\partial x_1}} \quad K_m = \frac{M_n}{M} \quad (26)$$

olarak tanımlı K_m sabit, $K_L(x_1)$ eğrisel, nominal manyetik cisim hariç genelde bilinmeyen parametrelerdir. Gerçek dinamik çalışmada fiziksel büyüklükler ve parametreler üzerinde zorunlu olan doğal sınırlamalar (1) ve (2) uyarınca K_m , ve $K_L(x_1)$ parametreleri

$$\begin{aligned} \frac{M_n}{M_{maks}} < K_m < \frac{M_n}{M_{min}} \\ K_{s_{min}} \leq L_L(x) \leq K_{s_{maks}} \leq 1 \end{aligned} \quad (27)$$

şeklinde kısıtlanmış belirsiz parametrelerdir. Böylece, manyetik askı kontrol sisteminin dinamik modeli (25) için parametre belirsizlik bölgesi

$$K_{s_{min}} \leq K_m K_L(x) \leq K_{s_{maks}} \quad (28)$$

olarak tanımlanabilir. Burada

$$K_{s_{min}} = \frac{M_n}{M_{maks}} \min_x \inf imum K_L(x) \quad (29)$$

$$K_{s_{maks}} = \frac{M_n}{M_{min}} \max_x \sup remum K_L(x) \quad (30)$$

olarak tanımlanmıştır. Hava aralığına göre değişim biçimleri hemen hemen aynı olan gerçek ve nominal endüktans fonksiyonlarının eğimlerinin oranı için pratik olarak

$$\frac{dK_L(x)}{dx} = 0 \quad \text{veya} \quad \inf_x \text{imum} K_L(x) = \sup_x \text{remum} K_L(x) = K_{LS} = \text{sabit} \leq 1 \quad (31)$$

özellığının sağlandığı kabul edilebilir. Böylece manyetik askı sisteminde bütün manyetik cisimler, dinamik modelde, bilinmeyen sabit bir $K_s = K_m K_{LS}$ parametresi ile temsil edilmiş olur. Öteki deyişle (31) özelliğinin sağlandığı bütün hallerde, geri besleme kontrolü (24) altında manyetik askı kontrol sisteminde dinamik model tamamına

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 K_{LS} & -2\xi\omega_n K_{LS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 K_{LS} \end{bmatrix} x_r(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \hat{g}_D(x, \sigma, x_r, t) \quad (32)$$

biçiminde belirsiz bir lineer model olur. Burada, $\hat{g}_D(x, \sigma, x_r, t)$ belirsizlikleri temsil eden bir bozucu giriş, $x = [x_1 \ x_2]^T$ durum vektörü, σ bir ölçümlü zaman fonksiyonu olarak belirsizlik parametresidir. k bir sabit olmak üzere, bütün çalışma koşullarında bozucu girişin

$$|\hat{g}_D(x, \sigma, x_r, t)| \leq k \quad (33)$$

biçiminde sınırlı kaldığı kabul edilebilir.

$$A_l = \begin{bmatrix} \xi_r = \sqrt{K_s} \xi & \\ 0 & 1 \\ -\omega_n^2 l & -2\xi_r \omega_n l \end{bmatrix} \quad ; \quad B_l = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 l \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \omega_{nr} = \sqrt{K_s} \omega_n \quad (34)$$

tanımlarını kullanarak (2.28) dinamik modeli alışılmış vektör matris denklemi

$$\dot{x} = A_l x + B_l x_r + D \hat{g}_D(\bar{x}, \sigma, x_r, t) \quad (35)$$

biçiminde yazılabilir. Bu modelde, ξ_r , ω_n bilinmeyen fakat sınırlı olan bağıl sönüm oranı ve bağıl doğal frekanstır. Tanımı (23) denkleminde verilen l parametresi

$$l = \begin{cases} 0 & u_c(t) \geq 0 \quad \text{Açık}_- \text{çevrim} \\ 1 & u_c(t) < 0 \quad \text{Kapalı}_- \text{çevrim} \end{cases} \quad (36)$$

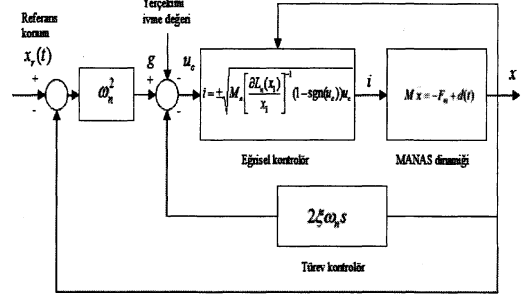
kontrol modlarını ifade eder. $l=0$ modu manyetik cismin yalnız yerçekimi kuvveti etkisindeki hareketini, $l=1$ modu ise manyetik alan ve yerçekimi kuvvetleri etkisindeki hareketini tanımlar.

Tam doğrusallaştırmanın sağlandığı bütün hallerde manyetik askı kontrol sisteminin $l=1$ kapalı çevrim modunda performansı ξ_r , ω_n parametreleri yardımıyla kestirilebilir. K_s parametresi pozitif ve sınırlı olan K_{smin} ve K_{smaks} arasında değer aldığından $l=1$ kapalı çevrim modunda dinamik modelin sistem matrisi A_l daima bir

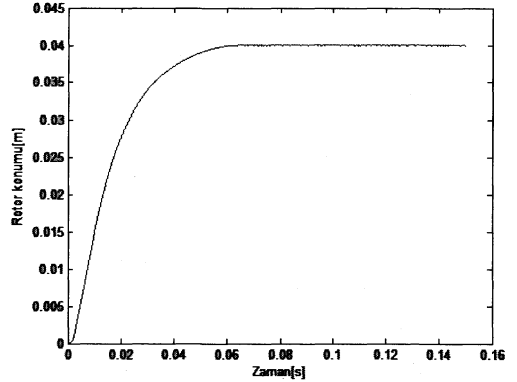
Hurwitz matrisi, $B_l = D\omega_n^2$ ve referans ile bozucunun toplamından oluşan uyarıcı giriş

$$x_{rd}(t) = x_r(t) + \frac{\partial(x, \sigma, x_r, t)}{\omega_{nr}^2}$$

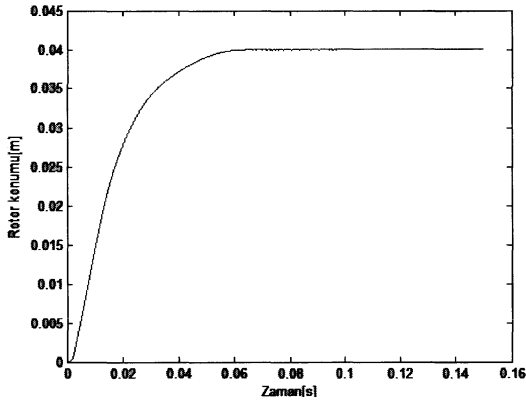
sınırlı olduğundan, manyetik askı kontrol sisteminin dinamik modeli (32) teorik anlamda daima sınırlı giriş-sınırlı çıkış dayanaklı kararlı bir sistem tanımlar.



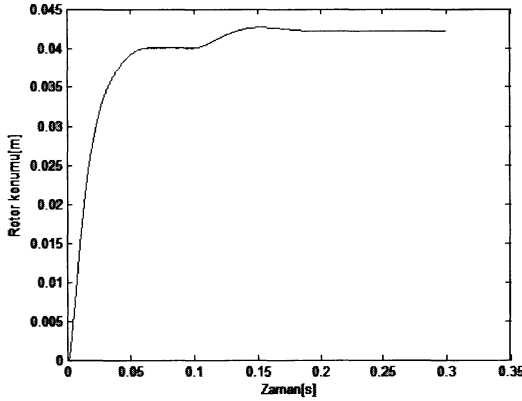
Şekil 1: Doğrusallaştırıcı dinamik geri besleme kontrollü MANAS blok diyagramı.



Şekil 2: Rotor yüksüz iken dengeleme.



Şekil 3: Rotor sınırlı yüklü iken dengeleme



Şekil 4: Rotor aşırı yüklü iken dengeleme

Tasarlanan kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 1'de verilmiştir. Farklı yükler altında rotor konumları Şekil 2-3-4'te verilmiştir. Şekil 3-4'teki rotolara 0.1 saniyeden itibaren sınırlı ve aşırı yükler bindirilmiş olup, kontrollü sistemin dayanıklı kararlılığı gözlemlenmiştir. Sınırlı yüklemde herhangi bir konum sapması meydana gelmez iken, aşırı yükte sistem dayanıklılığını kaybedip rotor istenen konumdan saptmıştır [2,3].

4. Akım Simulasyonu ve Gerçeklenebilirlik

Bölüm 3'te bir MANAS'ın teorik anlamda sınırlı giriş-sınırlı çıkış için kontrolünün sağlanabileceği ispatlandı. Bunu yaparken bir MANAS modeli çıkarılıp, geçici ve sürekli halde başarı ölçütlerini sağlayan kontrolör tasarlanıp ve MANAS'ı kontrol edecek olan kontrol işareti oluşturuldu. Kontrollü sistemin simülasyonu koşturuldu ve hedeflenen başarı ölçütlerini sağladığı görüldü.

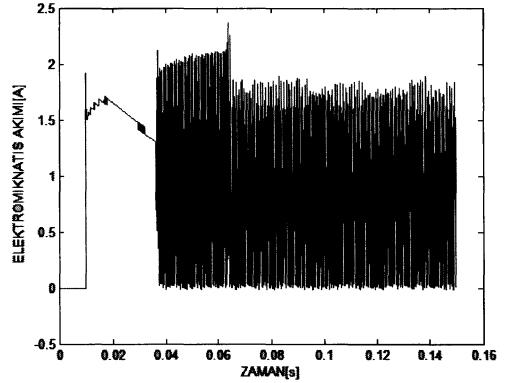
Teorik anlamda doğruluğu kantlanan kontrol yöntemlerinin fiziksel olarak gerçekleştirilebilirliği şimdiye kadar hep sorun teşkil etmiştir. Bunun için matematiksel

olarak çıkarılan teorik veriler, fiziksel karşılıklarıyla bağdaştırılmaldır.

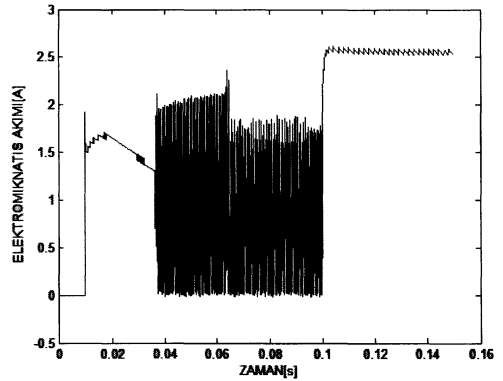
MANAS'ta gerçekleştirilebilirliği en çok tartışılması gereken birim kontrol işaretini üretecek olan güç kuvvetlendirici ünitesi olmalıdır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta kontrol işaretinin bağımsız bir akım kaynağından sağlanacak olmasıdır. Anahtarlamalı güç kuvvetlendiriciler enerji korunumu, verimlilik ve yüksek güçlerde çalışma özelliğinden dolayı doğrusal kuvvetlendiricilere karşı tercih edilmiştir. DGM üretici ve H-köprüsü modeli simülasyona eklenmiş ve fiziksel kuruluma gerçekleştirilmiştir. Modelin ve Kurulumun sorunsuz olarak çalıştığı gözlemlenmiştir [4].

Farklı yükler altında elektromıknatıslardan akan akımlara bakıldığında, sınırlı yükler için akımların anahtarlama elemanlarının çalışma aralıklarında olduğu, aşırı yükte ise sınırları aşmalar gözlemlenmiştir. DGM ile elektromıknatıstan 8A akım akıtılabildiğine göre aşırı yüklenmede güç elektroniği devresi yetersiz kalacaktır. Fakat rotor milinin 400 katı kadar ağırlıklı yüklerde sistem sorunsuz olarak çalışacaktır.

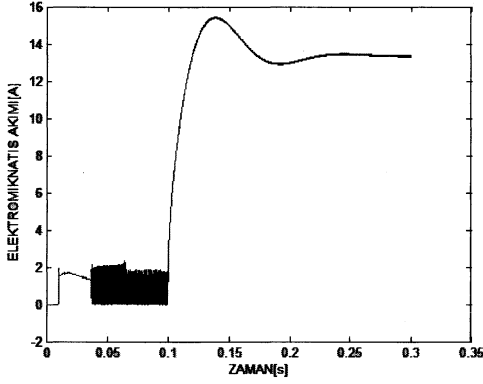
Farklı yükler altında elektromıknatıstan akan akımlar Şekil 5-6-7'de verilmiştir.



Şekil 5: Rotor yüksüz iken EM akımı.



Şekil 6: Rotor sınırlı yüklü iken EM akımı.



Şekil 7: Rotor aşırı yüklü iken EM akımı

5. Sonuçlar

Bu sistem, ancak $K_s = 1$, $\partial(x, \sigma, x_r, t) \equiv 0$ için tamına ideal kalıp sistem gibi davranırken; $K_{smin} \leq K_s < 1$ değerleri için ideal kalıp modele göre az sönümlü; $1 \leq K_s < K_{smaks}$ değerleri için ideal modele göre

çok sönümlü; sürekli halde tüm $\partial(x, \sigma, x_r, t) \neq 0$ için daima sürekli hal hatası da bulunan bir dinamik performansa sahiptir. Öteki deyişle lineerleştirici dinamik geri besleme kontrolü (24) altında manyetik askı sistemi kararlılık bakımından dayanıklı, ancak performans bakımından yeterli kadar dayanıklı olmayan bir kontrol sistemi olur. Aşım ve yerleşme zamanı bakımından en kötü dinamik performans; K_s 'nin belirsizlik bölgesinin alt sınırına yakın değerler alması; öteki deyişle, kütle'nin maksimum manyetik alanın en zayıf olması halinde ortaya çıkar. Bu en kötü hal için; izin verilen en büyük aşım ve yerleşme zamanı ölçütlerine karşı düşen sönüm oranı ξ_d , doğal frekans ω_{nd} göz önüne alınır ve doğrusallaştırıcı kontrol kuralı (24)

$$\xi = \frac{\xi_d}{\sqrt{K_{smin}}}, \omega_n = \frac{\omega_{nd}}{\sqrt{K_{smin}}} \quad (39)$$

değerleri kullanılarak uygulanırsa, aşım ve yerleşme zamanı daima izin verilen sınırların altında olan bir dinamik performans sağlanmış olur. Ancak belirsiz bozucu girişi

$\partial(x, \sigma, x_r, t)$ nedeniyle sürekli hal hatası

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_r(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} [x_r(t) - x(t)] = 0 \quad (40)$$

olan dinamik bir performans sağlamak mümkün olmayabilir. Burada göz önüne alınan manyetik düzende, yerçekimi yönünde bir manyetik kuvvet yaratılmayacağından, manyetik cismin konumunun $0 \leq x \leq x_{maks}$ bölgesinde kalabilmesi için hızının

$$-\sqrt{2gx(t)} \leq \dot{x}(t) \leq \sqrt{2g[x_{maks} - x(t)]} \quad (41)$$

olması sağlanacak şekilde, mıknatısın akımı kontrol edilmelidir. Manyetik cisim $x=0$ denge konumundan

$$x = x_{maks} \text{ denge konumuna } t_f = \sqrt{2 \frac{x_{maks}}{g}} \text{ süresinden daha}$$

kısa sürede varamayacağından, aşısız ve yeterli kadar kısa bir yerleşme zamanı olan sistem cevabı için

$\xi_d \geq 1, t_s = \frac{3}{\xi_d \omega_{nd}} < t_f$ olacak şekilde tasarım yapılması uygundur.

İzin verilen fiziksel koşulların altındaki bütün dinamik çalışmalarda hem kararlılık hem de geçici ve sürekli halde istenilen performans ölçütleri bakımından dayanıklı olan bir manyetik askı kontrol sistemi elde etmek için, lineerleştirici dinamik geri besleme kontrolünü uyarlamalı veya uyarlamalı olmayan kayma kipli veya değişken yapılu kontrol algoritması PID kontrolle uygulanmalıdır. Bu simülasyonlar dayanıklı PID ve değişken yapılu kontrol algoritması ile elde edilmiştir.

6. Kaynakça

- [1] F. Gürleyen, *PID Rule Based Variable Structure Control of Active Magnetic Bearings for High Speed Rigid Rotors*, 9. IEEE Int. Workshop on AMC Proc., 2006.
- [2] Min Sig Kang & Woo Hyun Yoon, *PID Acceleration Feedforward Control in Active Magnetic Bearing System subject to Base Motion by Filtered-X LMS Algorithm*, IEEE Transactions on Control Sys. Tech., 2006.
- [3] F. Mazenc, M.S. de Queiroz, M. Malisoff & F. Gao, *PID Further Results on Active Magnetic Bearing Control With Input Saturation*, IEEE Transactions on Control Sys. Tech., September 2006.
- [4] Z. Changsheng & M. Zhiwei, *A PWM Based Switching Power Amplifier for Active Magnetic Bearings*, IEEE, 2001.
- [5] Yu-Chen Lin, Chun-Liang Lin & Niahn-Chung Shieh, *A Hybrid Evolutionary Approach for Robust Active Suspension Design of Light Rail Vehicles*, IEEE Transactions on Control Sys. Tech., 2006.
- [6] J. Boeij, M. Steinbuch & H. Gutierrez, *Real-Time Control of 3-DOF Sled Dynamics of a Null-Flux Maglev System With a Passive Sled*, IEEE Transactions on Magnetics, 2006.
- [7] Ç. Bahadır, *Manyetik Askı Sisteminin Modellemesi, Kurulumu ve Kontrolör Tasarımı*, Lisans Bitirme Ödevi, Danışman İTÜ F. Gürleyen, 2006.

Markov Atlamalı Doğrusal Sistemlerin Geçiş Olasılıklarının Özyineli Öngörü Hatası Yöntemiyle Çevrimiçi Kestirimi

Umut Orguner¹, Mübeccel Demirekler¹

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, 06531, Ankara
{umut,demirek}@metu.edu.tr

Özetçe

Bu bildiriye Markov atlamalı doğrusal sistemlerin geçiş olasılıklarının çevrimiçi kestirimi için özyineli öngörü hatası yöntemi önerilmiş ve incelenmiştir. Önerilen algoritma benzetimli iki örnek üzerinde çalıştırılmış ve özyineli öngörü hatası yönteminin bütün geçiş olasılıklarının kestirimi için yeterince hassas olmasa bile çevrimiçi kullanımda durum kestiriminin ortalama mutlak hatasını düşürebildiği gözlemlenmiştir.

1. Giriş

Parametreleri sınırlı-durumlu bir Markov zincirine göre değişen doğrusal sistemler olan Markov atlamalı doğrusal sistemlerle pek çok kontrol ve sinyal işleme uygulamalarında karşılaşılmaktadır (Bkz. [1] ve referansları). Özellikle hedef izleme alanında değişen harekete sahip manevralı hedeflerin izlenmesinde Markov atlamalı sistemler kullanılmaktadır [2]. Ayrıca hata tespiti ve tanılamasında bu sistemler doğal bir modelleme aracı olarak görülmektedir.

Markov atlamalı doğrusal sistemlerin durum kestirimi için pek çok yöntem bulunmaktadır. Bunların en bilinenleri Etkileşimli Çoklu Model (Interacting Multiple Model (IMM)) [3] ve Genelleştirilmiş Yalancı Bayesian (Generalized Pseudo Bayesian (GPB)) algoritmalarıdır [4, 5]. Bunların dışında literatürde bulunan durum kestirim algoritmaları doğrusal ortalama karesel en küçük hata tabanlı [6], eniyi kontrol tabanlı [7] ve sonsal enbüyük kestirim tabanlı [8] algoritmalarından olasılıksal örnekleme yöntemlerine [9, 10, 11] uzanan bir yelpazeye yayılmıştır. Varolan hemen hemen bütün uygulamalarda Markov atlamalı doğrusal sistemin parametrelerinin bağlı olduğu Markov zincirinin geçiş olasılıklarının bilindiği kabul edilmektedir. İlk olarak [12]'de geçiş olasılıklarının çevrimiçi kestiriminin durum kestirimine katkısı gösterilmiştir. Geçiş olasılıkları bilinmeyen Markov atlamalı doğrusal sistemlerin durum kestirimi problemi [13]'de Bayesian örnekleme kullanılarak çözülmüştür. Yakın zamanda geçiş olasılıklarının çevrimiçi kestirimine ilgi artmış ve olasılıksal yaklaşıklık (stochastic approximation) algoritmaları kullanılarak geçiş olasılıklarının kestirimi önerilmiş ve incelenmiştir [14].

Bu çalışmada Markov atlamalı doğrusal sistemlerin geçiş olasılıklarının çevrimiçi kestirimi için özyineli öngörü hatası yöntemi incelenmektedir. Bu bildiri şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 2'de problem tanımı verilmektedir. Özyineli öngörü hatası yöntemi Bölüm 3'te türetilmekte, elde edilen algorit-

manın performansı Bölüm 4'te benzetimli örnekler üzerinde gözlemlenmektedir. Bildiri Bölüm 5'teki sonuçlarla sonlandırılmaktadır.

2. Problem Tanımı

Bu çalışmada kullanılan Markov atlamalı doğrusal sistem aşağıdaki gibidir.

$$x_{k+1} = A(r_{k+1})x_k + B(r_{k+1})w_{k+1}, \quad (1)$$

$$y_k = C(r_k)x_k + D(r_k)v_k \quad (2)$$

Burada

- $\{x_k\}$ sürekli-değerli temel durum sürecidir. Bu sürecin başlangıç istatistikleri

$$x_0 \sim \mathcal{N}(x_0; \hat{x}_0, P_0). \quad (3)$$

şeklinde verilmiştir. Burada $\mathcal{N}(x; \bar{x}, \Sigma)$ simgelemi \bar{x} ortalama ve Σ özdeğişinti matrisli bir Gaussian olasılık yoğunluk fonksiyonunu göstermektedir.

- $\{r_k\}$ bilinmeyen kesikli-değerli kipsel (modal) durum sürecidir.
- $\{y_k\}$ gürültülü ölçüm sürecidir.
- $\{w_k\}$ beyaz süreç gürültüsü olup dağılım istatistikleri aşağıdaki gibidir.

$$w_k \sim \mathcal{N}(w_k; 0, Q_k). \quad (4)$$

- $\{v_k\}$ beyaz ölçüm gürültüsü olup dağılım istatistikleri aşağıdaki gibidir.

$$v_k \sim \mathcal{N}(v_k; 0, R_k). \quad (5)$$

Ölçüm gürültüsü süreç gürültüsünden bağımsız kabul edilmektedir.

Kesikli değerli kipsel durum süreci $r_k \in \{1, 2, \dots, N\}$ bir sonlu-durumlu tektürel (homogeneous) Markov zinciri olup, sabit geçiş matrisi $\Pi = [\pi_{ij}]$ bilinmemektedir. Temel değişkenler olan w_k, v_k, x_0 bütün k değerleri için kipsel durum süreci r_k 'den bağımsız kabul edilmektedir. Zamanla değişen matrisler $A(r_k), B(r_k), C(r_k),$ ve $D(r_k)$ bütün r_k değerleri için bilinmektedir.

Çalışmamızın amacı yukarıda tanımlanan Markov atlamalı doğrusal sistemin bilinmeyen sabit geçiş olasılıklarını kestirmek için IMM ve GPB2 gibi durum kestiricileriyle çevrimiçi

çalışabilecek bir güncelleme formülü bulmaktır.

Simgeler Hakkında Notlar: Bildirinin geri kalanında, üstsimgeli büyük harfler üstsimgesi son elemanına tekabül eden süreçleri belirtir, yani

$$Y^n \triangleq \{y_1, y_2, \dots, y_n\}, \quad (6)$$

$$\hat{\Theta}^n \triangleq \{\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_n\}. \quad (7)$$

Kestirimler harfler üzerindeki şapkalarla gösterilmektedir. Kestirimler için yapılan yinelemeler altsimgelerle, altsimgesi olan kestirimler için ise paranteze alınmış üstsimgelerle gösterilir. (örnek, $\hat{\theta}_n$ veya $\hat{\pi}_{ij}^{(n)}$). Bütün kullanılan olasılık yoğunluk fonksiyonlarının var oldukları kabul edilmiştir.

3. Algoritma Türetimi

Öngörü hatası yöntemlerinde [15] enküçüklenen ceza fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$V_n(\theta, Y^n) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \|\varepsilon(k, \theta)\|^2 \quad (8)$$

Burada $\varepsilon(k, \theta) \triangleq y_k - \hat{y}_{k|k-1, \theta}$ k anındaki ölçüm öngörü hatasıdır. k anındaki öngörü olan $\hat{y}_{k|k-1, \theta}$ aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$\hat{y}_{n+1|n, \theta} \triangleq E\{y_{n+1}|Y^n, \theta\} \quad (9)$$

Burada θ bilinmeyen parametreleri göstermekte olup bizim problemimizde geçiş olasılıklarından oluşan aşağıdaki vektördür.

$$\theta = [\pi_{11}, \pi_{12}, \dots, \pi_{1N}, \pi_{21}, \pi_{22}, \dots, \pi_{2N}, \dots, \dots, \pi_{N1}, \pi_{N2}, \dots, \pi_{NN}]^T$$

Bu vektördeki olasılıkların aşağıdaki kısıtları sağlaması gerekmektedir.

$$\sum_{j=1}^N \pi_{ij} = 1, \quad i = 1, \dots, N \quad \text{ve} \quad (10)$$

$$\pi_{ij} \geq 0, \quad 1 \leq i, j \leq N. \quad (11)$$

Öngörü hatası yönteminin özyineli sürümü olan özyineli öngörü hatası yönteminde bilinmeyen parametreler için güncelleme formülü aşağıdaki şekilde verilir.

$$\hat{\theta}_{n+1} = \hat{\theta}_n + \epsilon_n \psi^T(n, \hat{\theta}_n) \varepsilon(n, \hat{\theta}_n) \quad (12)$$

Burada $\psi^T(n, \hat{\theta}_n)$ aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$\psi(n, \hat{\theta}_n) \triangleq -\frac{\partial}{\partial \theta} \varepsilon(n, \theta) \Big|_{\theta=\hat{\theta}_n} = \frac{\partial}{\partial \theta} \hat{y}_{n+1|n, \theta} \Big|_{\theta=\hat{\theta}_n} \quad (13)$$

Güncelleme formüllerini kullanarak yapılan güncellemeler sonucunda genellikle kısıtları sağlamayan parametreler elde edilir. Dolayısıyla böyle durumlarda güncellenen parametrelerin kısıt kümesine olan izdüşümlerinin bulunması gerekir. Bizim problemimizdeki ilk kısıt kümesi (denklem (10)) \mathbb{R}^{N^2} 'de

N tane hiperdüzlem belirler. İkinci kısıt kümesinin (denklem (11)) varlığı nedeniyle hiperdüzlemlerin dik izdüşüm operatörleri kullanılamaz. Bu durumda kullanılan bir çözüm [16] olasılıkların karekökü olan $s_{ij} \triangleq \sqrt{\pi_{ij}}$ ile çalışmaktır. Bu durumda bilinmeyen parametre vektörü aşağıdaki gibidir.

$$\theta = [s_{11}, s_{12}, \dots, s_{1N}, s_{21}, s_{22}, \dots, s_{2N}, \dots, \dots, s_{N1}, s_{N2}, \dots, s_{NN}]^T$$

Bu sefer problemde sadece tek bir kısıt kümesi bulunmaktadır ve bu küme aşağıdaki birim hiperkürelerden oluşmaktadır.

$$\sum_{j=1}^N s_{ij}^2 = 1, \quad i = 1, \dots, N \quad (14)$$

Olasılık karekökleri kullanılan bir güncelleme formülünde güncellenen ve kısıtları sağlamayan olasılık karekökleri birim kürelerin aşağıda \mathcal{P} adı verilen dik izdüşüm operatörleri ile rahatça kısıt çokkathısına (manifold) sokulabilirler.

$$\mathcal{P}\{\hat{s}_{ij}\} \triangleq \frac{\hat{s}_{ij}}{\sqrt{\sum_{j=1}^N \hat{s}_{ij}^2}} \quad (15)$$

Bu durumda izdüşüm operatörlerini de içeren güncelleme formülü aşağıdaki gibi olur.

$$\hat{\theta}_{n+1} = \mathcal{P}\{\hat{\theta}_n + \epsilon_n \psi^T(n, \hat{\theta}_n) \varepsilon(n, \hat{\theta}_n)\} \quad (16)$$

Yukarıdaki güncellemeden sonra olasılıklar, hesaplanan olasılık kareköklerinden $\pi_{ij} = s_{ij}^2$ formülü kullanılarak elde edilebilir. Dikkat edilirse, bu formülün kullanımıyla denklem (11)'de verilen kısıtlar otomatik olarak sağlanmaktadır.

Geçiş olasılıklarının güncelleme formülünün bulabilmek için öngörülerini ve öngörülerin parametrelere göre türevlerini hesaplamamız gerekmektedir. Özyineli öngörü hatası yöntemi varolan bir durum kestirim algoritması (IMM veya GPB2) ile kullanılacağından öngörü hesaplanmasında aşağıdaki niceliklerin hesaplanmış olduğu kabul edilmektedir.

- $i = 1 \dots N$ için kip-koşullu (mode-conditioned) durum kestirimleri

$$\hat{x}_{n|n}^i \triangleq E\{x_n | Y^n, r_n = i, \hat{\Theta}^n\}, \quad (17)$$

- $i = 1 \dots N$ için kip-koşullu (mode-conditioned) özdeğişinti matrisleri

$$P_{n|n}^i \triangleq E\{(x_n - \hat{x}_{n|n}^i)(x_n - \hat{x}_{n|n}^i)^T | Y^n, r_n = i, \hat{\Theta}^n\}, \quad (18)$$

ve

- $i = 1 \dots N$ için kip (mode) olasılıkları

$$\mu_i(n) = P\{r_n = i | Y^n, \hat{\Theta}^n\}. \quad (19)$$

Durum kestirim algoritmasından alınan bu nicelikleri kulla-

narak öngörüler şu şekilde yaklaşık olarak hesaplanmaktadır.

$$\hat{y}_{n+1|n,\theta} \triangleq E\{y_{n+1}|Y^n, \theta\} \quad (20)$$

$$= \int y_{n+1} p(y_{n+1}|Y^n, \theta) dy_{n+1} \quad (21)$$

$$= \int y_{n+1} \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N p(y_{n+1}|Y^n, r_{n+1}=j, r_n=i, \theta) \times p(r_{n+1}=j|r_n=i, \theta) p(r_n=i|Y^n, \theta) dy_{n+1} \quad (22)$$

$$\approx \int y_{n+1} \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N p(y_{n+1}|Y^n, r_{n+1}=j, r_n=i, \hat{\Theta}^n) \times p(r_{n+1}=j|r_n=i, \theta) p(r_n=i|Y^n, \hat{\Theta}^n) dy_{n+1} \quad (23)$$

$$= \int y_{n+1} \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N p(y_{n+1}|Y^n, r_{n+1}=j, r_n=i, \hat{\Theta}^n) \times \pi_{ij} \mu_i(n) dy_{n+1} \quad (24)$$

$$\approx \int y_{n+1} \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N p(y_{n+1}|r_{n+1}=j, \hat{x}_{n|n}^i, P_{n|n}^i, \hat{\Theta}^n) \times \pi_{ij} \mu_i(n) dy_{n+1} \quad (25)$$

$$= \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N \int y_{n+1} p(y_{n+1}|r_{n+1}=j, \hat{x}_{n|n}^i, P_{n|n}^i, \hat{\Theta}^n) \times \pi_{ij} \mu_i(n) dy_{n+1} \quad (26)$$

$$= \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N \pi_{ij} \mu_i(n) C(j) A(j) \hat{x}_{n|n}^i \quad (27)$$

$$= \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N s_{ij}^2 \mu_i(n) C(j) A(j) \hat{x}_{n|n}^i \quad (28)$$

Yukarıdaki eşitliklerde özyineli bir yapı oluşturabilmek için aşağıdaki yaklaşımlar benimsenmiştir.

$$p(y_{n+1}|Y^n, r_{n+1}=j, r_n=i, \theta) \approx p(y_{n+1}|Y^n, r_{n+1}=j, r_n=i, \hat{\Theta}^n) \quad (29)$$

$$p(r_n=i|Y^n, \theta) \approx p(r_n=i|Y^n, \hat{\Theta}^n) \quad (30)$$

$$\{Y^n, r_n=i\} \approx \{\hat{x}_{n|n}^i, P_{n|n}^i\} \quad (31)$$

Denklemleri (28)'i kullanarak elde edilen öngörü hatasının olasılık kareköklerine göre türevi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\frac{\partial \varepsilon(n, \hat{\theta}_n)}{\partial s_{ij}} = 2s_{ij} \mu_i(n) C(j) A(j) \hat{x}_{n|n}^i \triangleq 2s_{ij} \mu_i(n) \hat{y}_{n+1|n}^{ij}$$

Buradaki $\hat{y}_{n+1|n}^{ij}$ kestirimleri şu şekilde tanımlanmıştır.

$$\hat{y}_{n+1|n}^{ij} \triangleq C(j) A(j) \hat{x}_{n|n}^i \quad (32)$$

Bu hesaplamalardan sonra, özyineli öngörü hatası algoritmasının olasılık karekökleri için güncelleme formülü şöyle olacaktır.

$$\hat{s}_{ij}^{(n+1)} = \mathcal{P} \left\{ \hat{s}_{ij}^{(n)} + 2\varepsilon_n \hat{s}_{ij}^{(n)} \mu_i(n) \times \left(\hat{y}_{n+1|n}^{ij} \right)^T \left(y_{n+1} - \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N (\hat{s}_{ij}^{(n)})^2 \mu_i(n) \hat{y}_{n+1|n}^{ij} \right) \right\} \quad (33)$$

Buradaki izdüşüm operatörü \mathcal{P} denklemi (15)'de verilmiştir. Kes-tirilen geçiş olasılıkları güncellemeden sonra $\hat{\pi}_{ij}^{(n)} = (\hat{s}_{ij}^{(n)})^2$ formülü ile hesaplanır.

4. Benzetim Çalışmaları

Bu bölümde bildirinin önceki kısımlarında önerilen algoritma benzetimli iki örnek üzerinde çalıştırılacak ve sonuçlar gözlemlenecektir.

4.1. Örnek 1

Algoritmanın performansını değerlendirebilmek için bu örnekte [12]'de verilen arızalı sistem ve yöntem kullanılacaktır. Bu sistemin dinamik ve ölçüm denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$x_{k+1} = x_k + w_k \quad (34)$$

$$y_k = (r_k - 1)x_k + (100 - 90(r_k - 1))v_k \quad (35)$$

Burada x_0 , w_k ve v_k 'in

$$x_0 \sim \mathcal{N}(x_0; 0, 20^2) \quad (36)$$

$$w_k \sim \mathcal{N}(w_k; 0, 2^2), \quad v_k \sim \mathcal{N}(v_k; 0, 1) \quad (37)$$

şeklinde istatistikleri olup, x_0 , w_k ve v_k kendi aralarında bütün k değerleri için bağımsızdır. Model süreci r_k birinci dereceden, tektürel, iki-durumlu bir Markov süreci olup, gerçek geçiş olasılık matrisi $\Pi = [\pi_{ij}]$ şu şekildedir.

$$\Pi = \begin{bmatrix} 0.6 & 0.4 \\ 0.85 & 0.15 \end{bmatrix} \quad (38)$$

Dikkat edilirse bu sistem $r_k = 1$ durumu sık ölçüm hatalarına tekabül eden arızalı bir sistemdir. Bu sistemin temel durumunu kestirmek için üç farklı IMM algoritması gerçekleştirilmiştir.

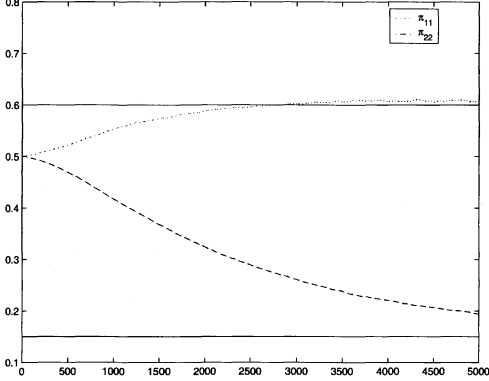
- Birinci IMM algoritması denklem (38)'de verilen doğru geçiş olasılık matrisini bilmektedir.
- İkinci IMM algoritması doğru geçiş olasılık matrisini bilmeyip onun yerine genellikle kullanılan ve değerleri $\pi_{11} = \pi_{22} = 0.9$ olan bir matrisi kullanmaktadır.
- Üçüncü IMM algoritması da doğru geçiş olasılık matrisini bilmemekle beraber uyarıların olup geçiş olasılık matrisini adım büyüklüğü $\epsilon_\pi = 10^{-6}$ olan özyineli öngörü hatası yöntemiyle çevrimiçi olarak kestirmektedir.

Algoritmaların üçü için de 1000 Monte-Carlo yürütümü yapılmıştır. Her yürütümde,

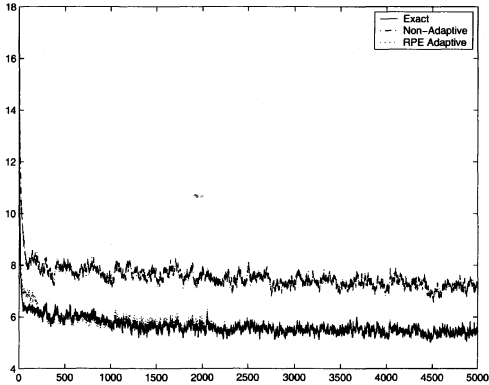
- Markov zinciri, denklem (38)'de verilen doğru geçiş matrisi kullanılarak benzetimlenir ve doğru kip durumları elde edilir.
- Sistemin temel durumları doğru kip durumları ve yapay olarak üretilmiş süreç gürültüsü kullanılarak elde edilir.
- Ölçüm değerleri sistemin temel ve kip durumları ve yapay olarak üretilmiş ölçüm gürültüsü kullanılarak elde edilir.
- IMM algoritmaları ölçüm sürecini kullanarak çalıştırılır.
- Algoritmaların ortalama mutlak temel durum hataları hesaplanır.

Özyineli öngörü hatası algoritmasının ortalama geçiş olasılığı kestirim performansı Şekil 1'de verilmiştir. Olasılık değerlerindeki yanlışlıklar [12]'dekilere benzemektedir olup algoritma türetimi sırasındaki yaklaşımlara verilebilir. IMM

algoritmalarının ortalama mutlak temel durum kestirim hataları Şekil 2’de gözlemlenmektedir. Özyineli öngörü hatası yöntemi kullanan IMM algoritmasının hataları, sonuçlarda bulunan yanlışlıklara rağmen, yaklaşık 300 örnekleme zamanında doğru geçiş olasılığı matrisini bilen IMM algoritmasınıninkilere yakınsamaktadır. Aynı zamanda bu hatalar sabit geçiş olasılıkları kullanan IMM algoritmasının hatalarının oldukça altındadır.



Şekil 1: Örnek-1 için özyineli öngörü hatası yönteminin ortalama geçiş olasılığı kestirim performansı.



Şekil 2: Örnek-1 için IMM algoritmalarının ortalama mutlak temel durum hataları.

Exact: Doğru geçiş olasılık matrisini bilen IMM algoritması
 Non-Adaptive: Sabit geçiş matrisi kullanan IMM algoritması
 RPE-Adaptive: Özyineli öngörü hatası yöntemi kullanan IMM algoritması

4.2. Örnek 2

İkinci örnek olarak üç modelli sayıl (scalar) bir Markov atlamalı doğrusal sistem (yani $r_k \in \{1, 2, 3\}$) tasarlanmıştır. Bu sistemin parametreleri aşağıda verilmiştir.

- $A(1) = 0.8, A(2) = 0.9, A(3) = 1$
- $B(i) = 1, i = 1, 2, 3.$
- $C(1) = 1, C(2) = 2, C(3) = 4$
- $D(i) = 1, i = 1, 2, 3.$
- $x_0 \sim \mathcal{N}(x_0; 0, 2^2)$
- $w_k \sim \mathcal{N}(w_k; 0, 2^2)$
- $v_k \sim \mathcal{N}(v_k; 0, 1)$

Sistemin doğru geçiş olasılığı matrisi,

$$\Pi = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.4 & 0.4 \\ 0.25 & 0.5 & 0.25 \\ 0.1 & 0.1 & 0.8 \end{bmatrix} \quad (39)$$

olarak alınmıştır. Bir önceki örneğe benzer şekilde üç IMM algoritması çalıştırılmıştır. Sabit geçiş olasılıkları kullanan IMM algoritmasının kullandığı geçiş olasılığı matrisi aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$\Pi_{\text{Non-Adaptive}} = \begin{bmatrix} 0.9 & 0.05 & 0.05 \\ 0.05 & 0.9 & 0.05 \\ 0.05 & 0.05 & 0.9 \end{bmatrix} \quad (40)$$

Özyineli öngörü hatası yönteminin kullandığı başlangıç geçiş olasılığı matrisi

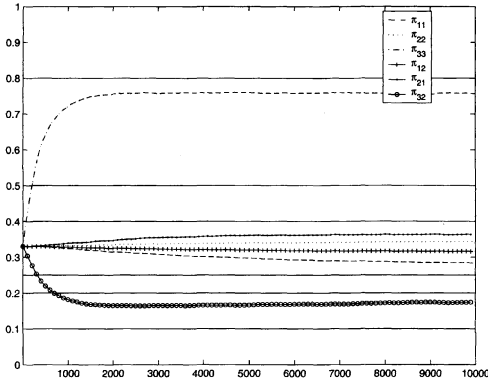
$$\hat{\Pi}_0 = \begin{bmatrix} 0.33 & 0.33 & 0.34 \\ 0.33 & 0.33 & 0.34 \\ 0.33 & 0.33 & 0.34 \end{bmatrix} \quad (41)$$

şeklinde verilmiş, adım büyüklüğü $\epsilon_n = 3 \times 10^{-5}$ olarak seçilmiştir. Özyineli öngörü hatası yönteminin geçiş olasılığı kestirim performansı Şekil 3’te verilmiştir. Şekilde bazı olasılıklardaki yanlışlıkların yanı sıra bazı olasılıkların da gerçek değerlere yakınsamadığı görülmektedir. [14]’deki sonuçlarla karşılaştırıldığında bunun sebebinin özyineli öngörü hatası yönteminin kullandığı ortalama karesel hata ceza fonksiyonunun geçiş olasılıklarına yeterince duyarlı olmaması olduğu gözükmektedir. Tüm olasılıkların doğru kestirimi için olabirlik tabanlı ceza fonksiyonları daha yararlı görülmektedir.

IMM algoritmalarının ortalama mutlak temel durum kestirim hataları Şekil 4’te verilmiştir. Bazı olasılık değerlerinin yanlış yakınsamasına karşın, özyineli öngörü hatası yöntemi kullanan IMM algoritmasının ortalama mutlak hataları, doğru geçiş olasılıklarını bilen IMM algoritmasınıninkilere yaklaşık 1000 örnekleme zamanında yakınsamaktadır. Dolayısı ile ortalama mutlak temel durum hataları doğru değerlerine yakınsamayan olasılıklara duyarlı değildir. Bu durumda dahi özyineli öngörü hatası yöntemi kullanan IMM algoritması sabit geçiş olasılık değerleri kullanan IMM algoritmasından daha iyi performans göstermektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada Markov atlamalı doğrusal sistemlerin durum kestirim algoritmalarını iyileştirmek için geçiş olasılıklarının özyineli öngörü hatası yöntemi ile çevrimiçi kestirimi önerilmiş ve incelenmiştir. Kullanılan yöntemin ceza fonksiyonunun bazı olasılıklara duyarlı olmaması nedeni ile bu olasılıklar doğru kestirilemese bile özyineli öngörü hatası yöntemi

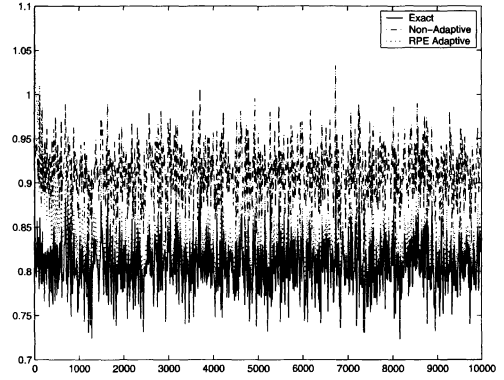


Şekil 3: Örnek-2 için özyineli öngörü hatası yönteminin ortalama geçiş olasılığı kestirim performansı.

kullanan durum kestiricisinin sabit geçiş olasılıkları kullanan durum kestiricisine göre daha iyi performans sağladığı gözlemlenmiştir. Yöntemin duyarlılığını artırabilmek için yüksek dereceli özyineli öngörü hatası yöntemlerini kullanmak gelecekte yapılacak bir çalışmadır.

6. Kaynakça

- [1] A. Logothetis ve V. Krishnamurthy. Expectation maximization algorithms for MAP estimation of jump Markov linear systems. *IEEE Trans. Signal Processing*, 47(8):2139–2156, Ağustos 1999.
- [2] Y. Bar-Shalom ve X.R. Li. *Estimation and Tracking: Principles, Techniques, and Software*. Artech House, Norwell, MA, 1993.
- [3] H.A.P. Blom ve Y. Bar-Shalom. The interacting multiple model algorithm for systems with Markov switching coefficients. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 33(8):780–783, Ağustos 1988.
- [4] G.A. Ackerson ve K.S. Fu. On state estimation in switching environments. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 15(1):10–17, Ağustos 1970.
- [5] J.K. Tugnait. Adaptive estimation and identification for discrete systems with Markov jump parameters. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 27(5):1054–1065, Ekim 1982.
- [6] O.L.V. Costa. Linear minimum mean square error estimation for discrete-time Markovian jump linear systems. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 39(8):1685–1689, Ağustos 1994.
- [7] Q. Zhang. Optimal filtering of discrete-time hybrid systems. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 100(1):123–144, Ocak 1999.
- [8] L.A. Johnston ve V. Krishnamurthy. An improvement to the interacting multiple model (IMM) algorithm. *IEEE Trans. Signal Processing*, 49(12):2909–2923, Aralık 2001.



Şekil 4: Örnek-2 için IMM algoritmalarının ortalama mutlak temel durum hataları.

Exact: Doğru geçiş olasılık matrisini bilen IMM algoritması
 Non-Adaptive: Sabit geçiş matrisi kullanan IMM algoritması
 RPE-Adaptive: Özyineli öngörü hatası yöntemini kullanan IMM algoritması

- [9] A. Doucet, N.J. Gordon, ve V. Krishnamurthy. Particle filters for state estimation of jump Markov linear systems. *IEEE Trans. Signal Processing*, 49(3):613–624, Mart 1999.
- [10] A. Doucet, A. Logothetis, ve V. Krishnamurthy. Stochastic sampling algorithms for state estimation of jump Markov linear systems. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 45(1):188–202, Ocak 2000.
- [11] Y. Boers ve J.N. Driessen. Interacting multiple model particle filter. *IEE P-Radar Son. Nav.*, 150(5):344–349, Ekim 2003.
- [12] V.P. Jilkov ve X.R. Li. Online Bayesian estimation of transition probabilities for Markovian jump systems. *IEEE Trans. Signal Processing*, 52(6):1620–1630, Haziran 2004.
- [13] V.P. Jilkov, X.R. Li, ve D.S. Angelova. Estimation of Markovian jump systems with unknown transition probabilities through Bayesian sampling. *NMA '02: Revised Papers from the 5th International Conference on Numerical Methods and Applications*'da, sayfa 307–315, Londra, UK, 2003. Springer-Verlag.
- [14] U. Orguner ve M. Demirekler. An online sequential algorithm for the estimation of transition probabilities for jump Markov linear systems. *Automatica*, 42(10):1735–1744, Ekim 2006.
- [15] L. Ljung. *System Identification: Theory for the User*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1987.
- [16] I.B. Collings, V. Krishnamurthy, ve J.B. Moore. Online identification of hidden Markov models via recursive prediction error techniques. *IEEE Trans. Signal Processing*, 42(12):3535–3539, Aralık 1994.

İSTENEN KAZANÇ PAYI VE FAZ PAYI KRİTERLERİNİ SAĞLAYAN ORANSAL KONTROLÖRLERİN HESAPLANMASI

Nevra Bayhan¹, Mehmet Turan Söylemez²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Üniversitesi, Avcılar
nevra@istanbul.edu.tr

²Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
soylemez@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Fiziksel sistemlerin frekans tanım bölgesi özellikleri, kontrol sistemlerinin tasarım ve analizinde oldukça önemlidir. Kazanç payı ve faz payı, kontrolör tasarlamak için klasik kontrol teorisinde yaygın olarak kullanılan frekans tanım bölgesi performans ölçütleridir. Pek çok kontrol sisteminin tasarlanmasında göreceli kararlılık mutlak kararlılık kadar önemlidir ve tasarım sırasında kazanç ve faz belirsizliği olan sistemleri kararlı yapacak kontrolörlerin bulunması beklenmektedir. Bu amaçla bu çalışmada, istenen kazanç ve faz payını sağlayan tüm oransal kontrolörlerin bulunmasına yönelik yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Önerilen bu yöntem, kazanç ve faz belirsizliği olan sistemlerin Nyquist yer eğrilerinin reel eksenini kestiği yerler ve yönlerinin hesaplanması ile bulunan kazanç aralıkları için kararsız kutupların sayısını belirleme üzerine kurulu hızlı bir yöntemdir.

1. Giriş

Kazanç payı ve faz payı, kontrol sistemlerinin dayanıklı kararlılığını sürdürmesi için önemli ölçütlerdir. Kazanç payı ve faz payı, açık çevrim transfer fonksiyonu ile ilgili kriterlerdir; fakat kontrol sistemlerinin dayanıklı kararlı kılınması probleminde parametre uzayı yöntemleri genellikle sistemin kapalı çevrim karakteristik polinomunu gerektirir. Ayarlanabilir parametrelilik tek giriş-tek çıkışlı bir kontrol sisteminin parametre uzayında belirtilmiş kazanç payı ve faz payı bölgelerini bulmak için Shenton ve Shafiei, iyi bir yöntem geliştirilmiştir [4]. Bu yöntemde parametre uzayında belirtilmiş kazanç payı veya faz payı bölgelerinin gerekli sınırları, karmaşık düzlemde kazanç payı veya faz payına ilişkin bir noktanın izdüşürülmesi ile bulunur. Bu yöntemde açık çevrim D-bölgesi (OLDP) yöntemi, kullanılmıştır; ancak bu yöntem grafik bir teknik içerdiğinden hızlı ve analitik olarak ilgili bölgelerin bulunması mümkün olmamaktadır.

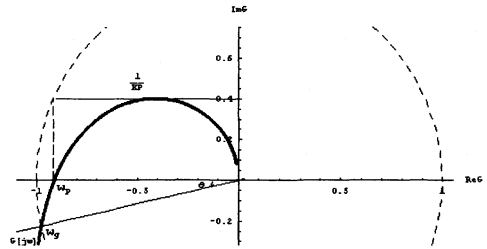
Belirtilmiş kazanç payı ve faz payını sağlama ve göreceli kararlılık için PI ve PID kontrolör parametrelerinin hesabı için

bir başka grafik yöntem de N. Tan ve arkadaşları tarafından önerilmiştir [5].

Bu çalışmada istenen kazanç payı ve faz payı için sistemi kararlı kılabilecek oransal kazanç değerlerini hesaplamaya ilişkin hızlı ve analitik bir yöntem önerilmiştir. Bunun için, temelde Nyquist kararlılık kriteri ile Munro ve Söylemez tarafından geliştirilmiş olan ve sistemi kararlı yapan kazançların bulunmasında kullanılan yöntemden yararlanılmıştır [1,2,3]. Bir sonraki bölümde klasik göreceli kararlılık ölçütleri verilmiş, takip eden bölümde ise verilen bir sistemi kararlı yapan tüm oransal kontrolörlerin bulunmasına yönelik daha önce yapılan çalışmalar özetlenmiştir. 4. bölümde çalışmanın esasını teşkil eden istenen göreceli kararlılık kriterlerini sağlayan kontrolörlerin nasıl bulunacağı incelenmiş olup konuyla ilgili sayısal örnekler bölüm 5'te verilmiştir. Son bölüm olan 6. bölüm çalışmanın sonuçlarını içermektedir.

2. Göreceli Kararlılığın Klasik Ölçütleri

Zaman bölgesinde doğrusal zamanla değişmeyen tek girişli-tek çıkışlı kontrol sisteminin göreceli kararlılığı en büyük üst aşım, yerleşme zamanı vs. gibi parametrelerle ölçülür. Frekans bölgesinde göreceli kararlılık çevrim transfer fonksiyonu $G(s)$ 'nin Nyquist eğrisinin ölçümleriyle belirlenebilir. Nyquist eğrisinin kritik nokta $(-1, j0)$ 'a yakınlığı, kapalı çevrim sisteminin kararlılık mertebmesini verir.



Şekil 1: Kararlı bir sistem için kazanç payı ve faz payı

Nyquist kriteri, kapalı çevrim sistemin mutlak kararlılığın incelemek için kullanılabilir. Şekil 1'den hareketle çevrim kazancı arttıkça; Nyquist eğrisi ile negatif reel eksenin kesişim noktası, kritik noktaya doğru yaklaşır, kritik noktadan geçer ve sonra kritik noktayı çevreler ve böylece kararsızlık oluşur. Kazanç payı, Nyquist eğrisinin reel eksenini kesim yeriyile $(-1, j0)$ kritik noktası arasındaki mesafeyi ölçmek için kullanılır [4]. Genelde eğer kesişme orijinden $|G(jw_p)|$ kadar uzak mesafede olursa; o zaman kazancın $1/|G(jw_p)|$ çarpanı ile çarpılması, kapalı çevrim sistemini sınırdan kararlı yapacaktır. $1/|G(jw_p)|$ çarpanı, kazanç payıdır. Burada w_p frekansı, fazın 180° olduğu ($\angle G(jw_p) = 180^\circ$) frekanstr ve faz geçiş frekansı olarak adlandırılır. w_p frekansına karşı düşen $|G(jw_p)|$ modülünü için dB cinsinden kazanç payı

$$KP \triangleq 20 \log \left[\frac{1}{|G(jw_p)|} \right] = -20 \log |G(jw_p)| \quad (1)$$

biçiminde yazılır. Genel olarak kazanç payı, kararlı bir sistemin kararsız olmadan kazancının ne kadar artırılabilirliğini gösterir.

Faz payı da göreceli kararlılığın bir ölçüsüdür [4]. Modülün 1 yani 0 dB olduğu w_g frekansına kazanç geçiş frekansı denir.

Buna göre faz payı, $|G(jw_g)| = 1$ yapan w_g frekansındaki faz $\angle G(jw_g)$ olmak üzere

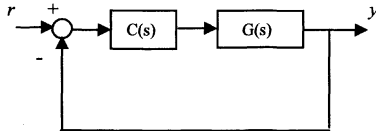
$$FP \triangleq \theta = \angle G(jw_g) - 180^\circ \quad (2)$$

olarak tanımlanır. Faz payı, Nyquist eğrisinin $(-1, j0)$ kritik noktasını çevrelemesi için kaç derece döndürülmesi gerektiğini belirleyen açıdır.

3. Düşük Dereceli Kontrolör Tasarımı İçin Hızlı Bir Yöntem

Düşük dereceli kontrolörler kümesinin hesaplanmasında hızlı bir hesap yöntemi, Munro ve Söylemez tarafından önerilmiştir. [1,2,3]. Kapalı çevrim sistemin kararlı olduğu kazanç aralığı, açık çevrim sistemin Nyquist yer eğrisi incelenerek bulunabilir [6]. Nyquist yer eğrisinin reel eksenini kestiği yer ve yönünün hesaplanması ile bulunan kazanç aralıkları için kararsız kutupların sayısını belirlemek mümkündür.

Şekil 2'de transfer fonksiyonu $G(s)=N(s) / D(s)$ olan geri beslemeli bir sistem görülmektedir. $N(s)$ ve $D(s)$, reel katsayılı polinomlardır.



Şekil 2: Geri beslemeli kontrol sistemi.

$C(s) = K_p$ kontrolördür. Kapalı çevrim karakteristik polinomu,

$$\delta(s, k) = D(s) + K_p N(s) \quad (3)$$

olur. Şekil 2'deki geri beslemeli sistem için açık çevrim sistem

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (4)$$

tam uygun ($m < n$) biçiminde olsun. Verilen herhangi kazanç için kararsız kapalı çevrim sistem kutuplarının sayısını bulmak amacıyla $G(s)$ 'nin Nyquist eğrisi çizdirilebilir. Nyquist eğrisinin reel eksenini kestiği noktaları x_1, x_2, \dots, x_q olarak tanımlayalım. Bu noktalar, $x_i < x_{i+1}$ olacak şekilde düzenlensin. $x_0 \triangleq -\infty$ ve $x_{q+1} \triangleq \infty$ olarak tanımlanarak; Nyquist eğrisi, reel eksenini $q+1$ tane I_1, I_2, \dots, I_{q+1} isimli parçalara böler. Burada $I_i \triangleq [x_{i-1}, x_i]$ olarak tanımlanmıştır. Eğer Nyquist eğrisi kompleks düzlemin negatif imajiner yarisından pozitif imajiner yarisına doğru gidiyorsa; x_i noktasında Nyquist eğrisinin reel eksenini kestiği $w_{i,j}$ frekansı için geçiş yönünün pozitif olduğu söylenir ve $d_{i,j} = 1$ yazılır. Aksi halde $d_{i,j} = -1$ yazılır. Verilen bir I_i aralığına karşı düşen pozitif geçişlerin toplam sayısını (r_i),

$$r_i = \sum_{j=1}^{p_i} d_{i,j} \quad (5)$$

olarak ifade etmek mümkün olur [2,3].

Lemma 3.1 : (4) ile verilen bir $G(s)$ sistemine ilişkin K_{p_i} kazanç aralıkları için kararsız kapalı çevrim sistem kutuplarının sayısı, aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$u_i = u_0 + \sum_{i=1}^{i-1} r_i \quad (6)$$

Burada u_0 kararsız açık çevrim kutuplarının sayısını göstermektedir.

Lemma 3.1, kararsız açık çevrim kutuplarının sayısı (u_0),

$G(jw)$ 'nin reel eksenden geçiş yerleri (x_i) ve yönleri (r_i) bulunduğu zaman; kararlı kılan kazanç aralıklarının kolayca hesaplanabildiğini göstermektedir [2]. Böylece kararlı kılma problemi,

$$\text{Im}\{G(jw)\} = 0 \quad (7)$$

ifadesinin köklerini bulmaya indirgenebilir. $G(s)$ 'de $s = jw$ yazılırsa

$$G(jw) = \frac{N(jw)}{D(jw)} = \frac{N_{re} + jN_{im}}{D_{re} + jD_{im}} \quad (8)$$

olarak bulunur.

Burada $D_{re} \triangleq \text{Re}\{D(jw)\}$, $D_{im} \triangleq \text{Im}\{D(jw)\}$ biçimindedir.

N_{re} ve N_{im} 'de benzer olarak tanımlanmıştır. Dikkat edilirse,

$$(9) \quad \begin{aligned} D_{re} &= D_e(-w^2) & D_{im} &= D_o(-w^2)w \\ N_{re} &= N_e(-w^2) & N_{im} &= N_o(-w^2)w \end{aligned} \quad (10)$$

biçimindedir. Burada $D_e(s^2)$ ve $sD_o(s^2)$, sırasıyla s 'nin çift ve tek kuvvetlerini içeren $D(s)$ 'in elemanlarıdır. Örneğin $D(s) = D_e(s^2) + sD_o(s^2)$ biçimindedir. $N(s)$ 'de benzer biçimde yazılabilir. $G(jw)$ 'i aşağıdaki biçimde yazabiliriz.

$$G(jw) = \frac{N_e + jwN_o}{D_e + jwD_o} = \frac{D_e N_e + D_o N_o w^2}{D_e^2 + D_o^2 w^2} + jw \left[\frac{D_e N_o - D_o N_e}{D_e^2 + D_o^2 w^2} \right] \quad (11)$$

$$G(jw) = \frac{X(w^2)}{Z(w^2)} + jw \frac{Y(w^2)}{Z(w^2)} \quad (12)$$

Burada,

$$\left. \begin{aligned} X(w^2) &\triangleq D_e N_e + D_o N_o w^2 \\ Y(w^2) &\triangleq D_e N_o - D_o N_e \\ Z(w^2) &\triangleq D_e^2 + D_o^2 w^2 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

biçimindedir. D_e , D_o , N_e , ve N_o notasyonları sırasıyla $D_e(-w^2)$, $D_o(-w^2)$, $N_e(-w^2)$, $N_o(-w^2)$ yerine kullanılmıştır. $G(jw)$ 'nin sanal kısmı

$$\text{Im}\{G(jw)\} = w \frac{Y(w^2)}{Z(w^2)} \quad (14)$$

olarak yazılabilir. $v \triangleq w^2$ olarak tanımlayalım. $Y(v)$ 'nin pozitif reel köklerinin $v_1^*, v_2^*, \dots, v_\gamma^*$ olduğu kabul edilirse; $G(jw)$ 'nin Nyquist yer eğrisi, $i = 1, 2, \dots, \gamma$ için $w = 0$, $w = \infty$ veya $w = \pm\sqrt{v_i^*}$ 'da reel eksen geçer. Böylece $v_{\gamma+1}^* \triangleq 0$ ve $v_{\gamma+2}^* \triangleq \infty$ olarak tanımlırsa; $i = 1, 2, \dots, \gamma + 2$ için reel eksen geçiş noktaları, $x_i = X(v_i^*)/Z(v_i^*)$ olarak bulunur. $x_i \leq x_{i+1}$ ve $x_i = X(v_i^*)/Z(v_i^*)$ biçiminde (x_i, v_i^*) çiftlerini ($i = 1, 2, \dots, \gamma + 2$ için), (x_i, v_i^*) olarak yeniden tanımlarsak; aşağıdaki teoremi ifade etmek mümkün olur.

Teorem 3.1 : (Munro ve Söylemez)

Uygun rasyonel transfer fonksiyonu $G(s) = N(s)/D(s)$ ile verilen lineer zamanla değişmeyen bir sistemi düşünelim. Burada $N(s)$ ve $D(s)$ sırasıyla

$$N(s) \triangleq a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (15)$$

$$D(s) \triangleq s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0 \quad (16)$$

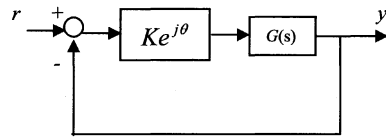
biçimindedir ve $m < n$ 'dir. $D(s)$ 'in sanal ekseninde hiç bir köke sahip olmadığını kabul edelim. $X(w^2)$, $Y(w^2)$ ve $Z(w^2)$, (13)'de tanımlandığı gibi polinomlar olsun. Ayrıca $i = 1, 2, \dots, q$ için (x_i, v_i^*) çiftleri de, yukarıda tanımlandığı gibi olsun. Üstelik $Y(v)$ 'nin baş katsayısı y_1 ile gösterilirken; $Y(v)$ 'nin en son sıfır olmayan katsayısı y_0 ile gösterilsin. O halde verilen bir $k \in K_{p_i} \triangleq (-1/x_{i-1}, -1/x_i)$ kazanç için kapalı çevrim sistemin kararsız kutuplarının sayısı, Lemma 3.1'de (6)'da verildiği gibidir. Reel eksen den geçişlerin sayısı, (5)'de verildiği gibi olup; geçiş yönü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$r_i = \left\{ \begin{aligned} (1 - (-1)^i) \text{Sgn}(Y^{(i)}(v_i^*)), & \quad 0 < v_i^* < \infty \quad \text{ise} \\ \text{Sgn}(y_0) & \quad , \quad v_i^* = 0 \quad \text{ise} \\ -\text{Sgn}(y_1) & \quad , \quad v_i^* = \infty \quad \text{ise} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

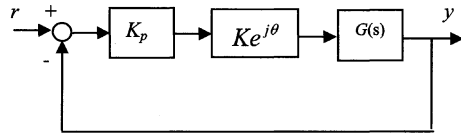
Burada $Y^{(i)}(v)$, $Y(v)$ 'nin v_i^* noktasındaki sıfır olmayan ilk türevidir.

4. İstenen Kazanç Payı ve Faz Payı Kriterlerini Sağlayan Tüm Oransal Kazançların Hesabı

Bu bölümde, Şekil 3'deki geri beslemeli kontrol sistemine oransal kazanç kontrolörü K_p ilave ederek Şekil 4'deki geri beslemeli kontrol sistemini elde edip; istenen kazanç payı ve faz payı için kapalı çevrimde sistemi kararlı kılabacak tüm oransal kazançların hesabı yapılmıştır. Bu durumda istenen faz payı için $N(s)$ polinomu, kompleks katsayılı olacağı için Teorem 3.1, modifiye edilerek kullanılmıştır.



Şekil 3: Kazanç (K) ve faz (θ) belirsizliği olan geri beslemeli kontrol sistemi.



Şekil 4: Oransal (K_p) kontrolör kullanılarak elde edilen geri beslemeli kontrol sistemi.

4.1. İstenen Kazanç Payımı Sağlayan Tüm Oransal Kazançlar

Lemma 4.1 :

Verilen bir $G(s)$ sistemini kararlı hale getiren tüm kazançlara ilişkin aralıklar Teorem 3.1 yardımıyla $K_i = (K_{i\min}, K_{i\max})$ ($i=1,2,\dots,q$) aralıkları ile verilmiş olsun. İstenilen $(KP)_{yeni}$ kazanç payı kriterini sağlayan tüm kazançlar ($i=1,2,\dots,q$) olacak şekilde

$$\bar{K}_i = \left\{ \begin{array}{ll} \emptyset, & K_{i\min} > \frac{K_{i\max}}{(KP)_{yeni}} \text{ ise} \\ \left(K_{i\min}, \frac{K_{i\max}}{(KP)_{yeni}} \right), & \text{aksi halde} \end{array} \right\} \quad (18)$$

aralıkları ile belirlenir. Burada \emptyset , boş kümeyi göstermekte olup tüm \bar{K}_i aralıklarının \emptyset olması durumu istenilen kazanç payımı sağlayacak oransal kontrolör olmaması şeklinde yorumlanır.

İspat :

Kapalı çevrim sistemi kararlı hale getiren en küçük kazancın $K_{i\min}$ ile verildiği ayrıca $K_p \in (K_{i\min}, K_{i\max})$ arasında seçildiği zaman kapalı çevrim sistemin kararlı olacağı ve tanım gereği kazanç payının $K_{i\max} / K_p$ değeri ile ifade edilebileceği görülerek ispat tamamlanır.

4.2. İstenen Faz Payımı Sağlayan Tüm Oransal Kazançlar

Verilen faz payı θ için $e^{-j\theta} = \cos\theta - j\sin\theta$ eşitliğinden hareketle yeni sistemin pay polinomu

$$G_{yeni}(s) = \frac{e^{-j\theta} N(s)}{D(s)} = \frac{(\cos\theta - j\sin\theta)N(s)}{D(s)} \cong \frac{N_y(s)}{D(s)} \quad (19)$$

biçiminde kompleks katsayılar olarak bulunur. $N_y(s)$ ve $D(s)$ 'de $s = j\omega$ yazıp reel ve sanal kısımlarına ayrılıp bulunan $N_y(j\omega)$ ve $D(j\omega)$ 'i, $D(j\omega)$ 'nin eşleniği $D^*(j\omega)$ ile çarparak $G(j\omega)$ 'nin paydasını reel katsayılar polinom yaparız. Buna göre,

$$G_{yeni}(j\omega) = \frac{\text{Re}\{N_y(j\omega)D^*(j\omega)\}}{D(j\omega)D^*(j\omega)} + j \frac{\text{Im}\{N_y(j\omega)D^*(j\omega)\}}{D(j\omega)D^*(j\omega)} \quad (20)$$

elde edilen yeni sistem için Nyquist teoremi gereği, $\text{Im}\{N_y(j\omega)D^*(j\omega)\}$ 'nin reel w_i^* kökleri bulunur. Bu reel

kökleri $\text{Re}\{N_y(j\omega)D^*(j\omega)\}$ 'de yazarak istenen faz payı için Nyquist eğrisinin reel eksenini kestiği yerler bulunur. Teorem 3.1'den hareketle geçiş yönlerini bulmak için, $\text{Im}\{\partial G_{yeni}(j\omega)/\partial w\}$ türevi hesaplanır ve sırasıyla w_i^* reel kökleri bu türevde yazılıp r_i 'ler bulunur. Sonuçlar, Tablo 1'deki gibi düzenlenerek kararsız kapalı çevrim kutuplarının sayısının sıfır olmasını yani $u_i = 0$ olmasını sağlayan K_{p_i} kazanç aralıkları bulunur. Bütün bu sonuçları, bir örnek üzerinde açıklamak uygun olacaktır.

5. Sayısal Örnek

Aşağıdaki sistemi kapalı çevrimde kararlı kılan oransal kazançları bularak bu sistem için 5dB kazanç payımı ve 70° ile 10^0 faz paylarını sağlayan tüm kazançları hesaplayalım.

$$N(s) = 0.5s^4 + 2.5s^3 + 5s^2 + 24.375s + 31.22$$

$$D(s) = 1.09s^4 - 13.12s^3 + 64.23s^2 - 151.11s + 70.89$$

5.1. Sistemi kapalı çevrimde kararlı kılan oransal kazançların hesabı

$N(s)$ ve $D(s)$ 'de $s = j\omega$ yazıp, tek-çift ayrıştırması yaparak $v \cong \omega^2$ yazarsak,

$$N_e(-v) = 0.5v^2 - 5v + 31.22$$

$$N_o(-v) = -2.5v + 24.375$$

$$D_e(-v) = 1.09v^2 - 64.23v + 70.89$$

$$D_o(-v) = 13.12v - 151.11$$

bulunur. (13)'den

$$X(v) = 0.545v^4 - 70.365v^3 + 1088.2v^2 - 6043.02v + 2213.19$$

$$Y(v) = -9.285v^3 + 328.299v^2 - 2907.99v + 6445$$

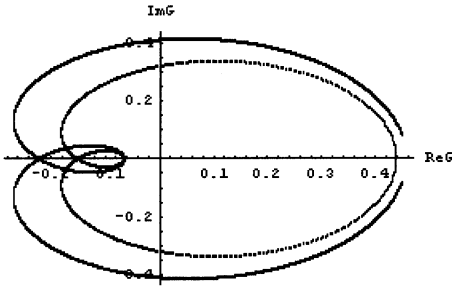
$$Z(v) = 1.1881v^4 + 32.113v^3 + 314.907v^2 + 13727.7v + 5025.39$$

elde edilir. $D(s)$ 'in kökleri, $0.607524, 2.94995 \pm j3.26477, 5.52928$ olduğundan; $u_0 = 4$ olur. Çünkü $D(s)$ 'in köklerinin hepsi kararsızdır. $Y(v)$ 'nin pozitif reel kökleri: $v_1^* = 3.38864, v_2^* = 8.86778, v_3^* = 23.1016$ 'dir. Bu köklere $v_4^* = 0$ ve $v_5^* = \infty$ 'da eklenince; bu problem için beş tane reel eksenden geçiş frekansı olur. Bu geçiş noktaları için Teorem 3.1'den elde edilen sonuçları aşağıdaki tabloda göstereyim.

Tablo 1: Sistemi kararlı kılan oransal kazançlar

v_i^*	x_i	r_i	u_i	K_{p_i}
23.1016	-0.219624	-2	4	$0 < K_p < 4.566$
3.38864	-0.149116	-2	2	$4.566 < K_p < 6.71$
8.86778	-0.063442	2	0	$6.71 < K_p < 15.75$
0	0.440402	1	2	$K_p > 15.75$, $K_p < -2.27$
∞	0.457	1	3	$-2.27 < K_p < -2.188$
-	∞	-	4	$-2.188 < K_p < 0$

Tablo 1’de kararsız kapalı çevrim kutuplarının sayısının sıfır olmasını yani $u_i = 0$ olmasını sağlayan K_{p_i} kazanç aralıkları, kapalı çevrim sistemi kararlı kılan kazanç değerleridir. Buna göre kapalı çevrim sisteminin $6.71 < K_p < 15.75$ kazanç aralığı için kararlı olduğu bulunur. Bu sistemin Şekil 5’deki Nyquist eğrisinin reel ekseni kestiği yerler, Tablo 1’de bulunan sonuçları doğrulamaktadır.



Şekil 5: Orjinal sistemin Nyquist eğrisi

5.2. 5dB kazanç payı için sistemi kararlı kılan tüm oransal kazançların hesabı

Verilen kazanç payı için (1)’den

$$KP = 5 \text{ dB} = 20 \log (KP)_{\text{yeni}} \Rightarrow (KP)_{\text{yeni}} = 1.7783$$

bulunur. Tablo 1’de $K_i = (K_{i \min}, K_{i \max}) = (6.71, 15.75)$ olduğu göz önüne alınarak Lemma 4.1’den:

$$\overline{K_i} = \left(K_{i \min}, \frac{K_{i \max}}{(KP)_{\text{yeni}}} \right) = (6.71, 8.8568)$$

bulunur. 5dB kazanç payı için sistemin $6.71 < K_p < 8.8568$ kazanç aralığında istenen tasarım kriterlerini sağladığı görülür.

5.3. 70° faz payı için sistemi kararlı kılan tüm oransal kazançların hesabı

$e^{-j70} = \cos 70 - j \sin 70 = 0.342 - j0.9397$ ifadesinden $\theta = 70^\circ$ faz payı için yeni sistem:

$$G_{\text{yeni}}(s) = \frac{e^{-j70}N(s)}{D(s)} = \frac{N_y(s)}{D(s)} = \frac{(0.5s^4 + 2.5s^3 + 5s^2 + 24.375s + 31.22) * (0.342 - j0.9397)}{1.09s^4 - 13.12s^3 + 64.23s^2 - 151.11s + 70.89}$$

$$N_y(s) = (10.6772 - j29.3374) + (8.33625 - j22.9052)s + (1.71 - j4.6985)s^2 + 0.855 - j2.34925)s^3 + (0.171 - j0.46985)s^4$$

biçiminde $N(s)$, kompleks katsayılı polinom olur. $N_y(s)$ ve $D(s)$ ’de $s = j\omega$ yazılıp reel ve sanal kısımlarına ayrılarak bulunan $N_y(j\omega)$ ve $D(j\omega)$ ’i, $D(j\omega)$ ’nin eşleniği $D^*(j\omega)$ ile çarparak $G(s)$ ’in paydasını reel katsayılı polinom yapalım.

$$N_y(j\omega)D^*(j\omega) = \text{Re}\{N_y(j\omega)D^*(j\omega)\} + j \text{Im}\{N_y(j\omega)D^*(j\omega)\}$$

$$\text{Re}\{N_y(j\omega)D^*(j\omega)\} = 756.907 + 6056.92\omega - 2066.71\omega^2 - 2732.64\omega^3 + 372.164\omega^4 + 308.502\omega^5 - 24.064\omega^6 - 8.72511\omega^7 + 0.18639\omega^8$$

$$\text{Im}\{N_y(j\omega)D^*(j\omega)\} = -2079.73 + 2204.39\omega + 5678.62\omega^2 - 994.531\omega^3 - 1022.58\omega^4 + 112.278\omega^5 + 66.122\omega^6 - 3.17547\omega^7 - 0.512137\omega^8$$

$$D(j\omega)D^*(j\omega) = 5025.39 + 13727.7\omega^2 + 314.907\omega^4 + 32.113\omega^6 + 1.1881\omega^8$$

Nyquist teoremi gereği, $\text{Im}\{G(j\omega)\}$ ’nin yani $\text{Im}\{N_y(j\omega)D^*(j\omega)\}$ ’nin reel kökleri:

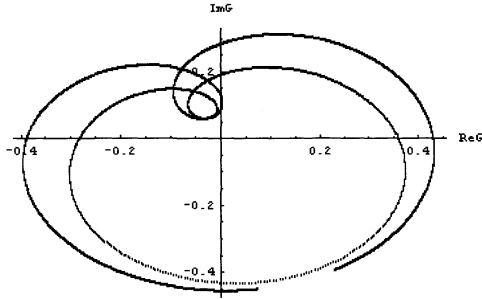
$$w_1^* = -13.7418, \quad w_2^* = -0.820568, \quad w_3^* = 0.460587 \quad \text{ve} \quad w_4^* = 8.56879$$

Bu geçiş noktalarını (reel kökleri) $\text{Re}\{G(j\omega)\}$ ’de yazarak $\theta = 70^\circ$ faz payı için Şekil 6’daki dönmüş Nyquist eğrisinin reel ekseni kestiği yerler bulunmuş olur. Ayrıca bu geçiş noktaları için Teorem 3.1’den hareketle geçiş yönlerini bulmak amacıyla $\text{Im}\{\partial G(j\omega) / \partial \omega\}$ türevi hesaplanır ve $w_1^*, w_2^*, w_3^*, w_4^*$ reel kökleri bu türevde yazılıp işaret fonksiyonu alınarak r_i ’ler bulunur. $D(s)$ ’nin kararsız kök sayısından; $u_0 = 4$ olduğu hatırlanacak olursa sonuçları aşağıdaki tabloda yerleştirilerek, istenen faz payı kriterini sağlayan (varsa) K_p kazançlarını bulmak mümkün olur.

Tablo 2: 70° faz payı için sistemi kapalı çevrimde kararlı kılan oransal kazançlar

w_i^*	x_i	r_i	u_i	K_{p_i}
8.56879	-0.385629	-1	4	$0 < K_p < 2.59$
-0.820568	-0.280562	-1	3	$2.59 < K_p < 3.564$
0.460587	0.360168	1	2	$3.564 < K_p, K_p < -2.776$
-13.7418	0.431431	1	3	$-2.776 < K_p < -2.3179$
-	∞	-	4	$-2.3179 < K_p < 0$

Tablo 2'den görüldüğü gibi 70° faz payı için kapalı çevrim sistemini kararlı kılan kazanç aralığı yoktur. 70° faz payı için sistemin Şekil 6'daki Nyquist eğrisinin reel eksenini kestiği yerler, Tablo 2 ile örtüşmektedir.



Şekil 6: 70° faz payı için Nyquist eğrisi

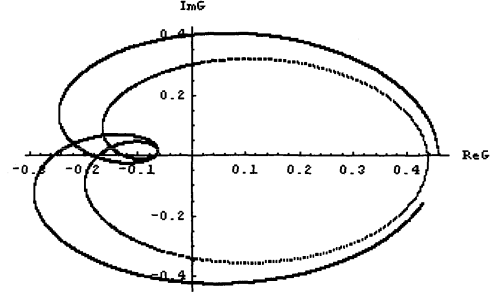
5.4. 10° faz payı için sistemi kararlı kılan tüm oransal kazançların hesabı

10° faz payı için kullanılan yöntem ile elde edilen sonuçlar aşağıdaki tabloda özetlenmiştir.

Tablo 3: 10° faz payı için sistemi kapalı çevrimde kararlı kılan oransal kazançlar

w_i^*	x_i	r_i	u_i	K_{p_i}
5.20146	-0.251885	-1	4	$0 < K_p < 3.970066$
-4.41234	-0.182829	-1	3	$3.970066 < K_p < 5.469592$
-1.64254	-0.169564	-1	2	$5.469592 < K_p < 5.89748$
2.08992	-0.124508	-1	1	$5.89748 < K_p < 8.03161$
2.80351	-0.0675453	1	0	$8.03161 < K_p < 14.80488$
-3.13778	-0.066093	1	1	$14.80488 < K_p < 15.1302$
0.06003	0.438471	1	2	$15.1302 < K_p, K_p < -2.28065$
-97.6082	0.458178	1	3	$-2.28065 < K_p < -2.18256$
-	∞	-	4	$-2.18256 < K_p < 0$

Tablo 3'den 10° faz belirsizliği için kapalı çevrim sistemini kararlı kılan kazançlar $8.03161 < K_p < 14.80488$ aralığında hesaplanmıştır. Bu sisteme ilişkin Nyquist eğrisi ise Şekil 7'de verilmiştir.



Şekil 7: 10° faz payı için Nyquist eğrisi

O halde 5dB kazanç payımı ve 10° faz payımı aynı anda sağlayan oransal kontrolörler kümesi $K_p \in (8.03161, 8.8568)$ 'dir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada kapalı çevrim sistemde istenen görece kararlılık kriterlerini sağlayan oransal kontrolörlerin bulunması için hızlı ve analitik bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntemin parametrik belirsizliği olan sistemlere ve/veya oransal kontrolörün ötesinde PI, PD, PID gibi düşük dereceli kontrolörlerin tasarımlarında uygulanması mümkün olup ileriye yönelik çalışmalar bu doğrultuda olacaktır.

7. Kaynakça

- [1] N. Munro, M.T. Söylemez, "Computation of D-Stabilizing Low-Order Compensators", *Control Systems Centre Report 882*, Umist, Manchester, 1999.
- [2] N. Munro, M.T. Söylemez, H. Baki, "Fast Calculation Of Stabilizing PID Controllers For Uncertain Parameter Systems", *Ifac, Rocond*, Prague, Czech Republic, 2000.
- [3] N. Munro, M.T. Söylemez, H. Baki, "Fast Calculation Of Stabilizing PID Controllers", *Automatica*, Cilt: 31, s. 121-126, 2003.
- [4] A.T. Shenton, Z. Shafiei, "Relative Stability For Control Systems With Adjustable Parameters", *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Cilt: 17, No. 2, s: 304-310, 1994.
- [5] N. Tan, İ. Kaya, C. Yeroğlu, D.P. Atherton, "Computation of Stabilizing PI and PID Controllers Using The Stability Boundary Locus", *Energy Conversion and Management*, Kabul tarihi: Mart 2006.
- [6] N. Bayhan, M.T. Söylemez, "Fast Calculation of All Stabilizing Gains For Discrete-Time Systems", *Istanbul University-Journal of Electrical & Electronics Engineering (IU - JEEE)* Cilt: 6 No:1, s 19-26, 2006.

Değişinti Matrisi Nicemlenmesi

Melih Günay¹, Mübeccel Demirekler²

¹Mikrodalga ve Sistem Teknolojileri Grubu,
ASELSAN A.Ş., Ankara-Türkiye
mgunay@aselsan.com.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara-Türkiye
demirek@eee.metu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada değişinti matrisi nicemlenmesi (quantization of covariance matrix) anlatılmaktadır. Değişinti matrisi nicemlenmesi, özellikle füzyon merkezlerinde çalıştırılan iz birleştirme algoritmalarında değişinti matrisinin bilinmesi gereksiniminden ortaya çıkan bir problemdir. Önerilen nicemleme yöntemleri, ortalama (mean) vektörleri aynı olan, biri değişinti matrisine diğeri onun nicemlenmiş değerine sahip iki Gauss dağılımının farklılığını en aza indirme esasına dayanmaktadır. İki Gauss dağılımı arasındaki farklılık Kullback-Leibler uzaklığı olarak tanımlanmıştır. Bu çalışmada değişinti matrislerinin nicemlenmesi için çeşitli yöntemler önerilmiş, ayrıca iki boyutlu matrisler için de özel algoritmalar geliştirilmiştir.

1. Giriş

Birçok problemde değişinti matrisi, bu matrisin üretildiği yerden uzaktaki noktalara iletilmek durumundadır. Bizim motivasyonumuz değişik hedef takip problemlerinde ortaya çıkan bu tür bir gereksinimden kaynaklanmaktadır. Özellikle iz füzyonu problemlerinde, elde edilen durum vektörü ihtiyaç duyan tarafa gönderilmekte ancak değişinti matrisi, bant genişliğinin kısıtlı olması nedeniyle ya çok kaba bir bilgi şeklinde gönderilmekte ya da hiç gönderilmemektedir. Bu da füzyon merkezinde bazı sorunlar yaratmaktadır.

İz füzyonu problemlerinde, füzyon merkezinde değişinti matrisinin bilinmesinin önemi iki noktada ortaya çıkmaktadır. Bunlardan birincisi, bir takip algoritması çıktısı olan durum vektörünün başka bir takip algoritmasına girdi olması istendiğinde, ölçüm gürültüsünün artık ilintisiz (uncorrelated) olmamasıdır. Ölçüm gürültüsünü tekrar ilintisiz hale getirmek için önerilen yöntemler değişinti matrisini kullanmaktadır [1,2]. İkincisi ise, değişinti matrislerinin çoklu sensörlü sistemlerde, farklı sensörlerden elde edilen verilerin ilişkilendirilmelerinde kullanılmasıdır. Bu tür sistemlerde, kararlar değişinti matrisi kullanılarak elde edilen pozisyon farklılıklarına göre verilmektedir [3].

Bazı iz füzyonu sistemlerinde, sistemi besleyen sensörler, Kalman Süzgeci temelli Etkileşimli Çoklu Model (EÇM)

ve/veya Genişletilmiş Kalman Süzgeci (GKS) gibi değişinti matrisinin her döngüde değiştiği ve standart Kalman süzgecinde olduğu gibi sabit bir matrisle yakınsamadığı algoritmalar kullanılabilirler. Özellikle bu tür sistemlerde yukarıda anlatılan nedenlerden ötürü değişinti matrisleri her döngüde nicemlenerek karşı tarafa gönderilmek durumundadır.

Literatürde değişinti matrisi nicemlenmesi konusunda yapılmış fazla çalışma bulunmamaktadır. [4] ve [5]'te hedef takip algoritmalarında elde edilen değişinti matrisinin nicemlenmesine yönelik olarak bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntem bütün matris elemanlarının tek bir vektör haline getirilerek vektör nicemleme yöntemleri ile nicemlenmesine dayanmaktadır. Bu yöntem değişinti matrisinin bazı özelliklerini dikkate almamaktadır. Örneğin, matris elemanları ile matrisin özdeğerleri arasındaki ilişki karmaşık olduğundan nicemleme düzeyinin sonuca etkisini tahmin etmek olası olmayabilir. [6]'da önerilen nicemleme yöntemi ise karmaşık (complex) rasgele değişkenlerden oluşan 3 boyutlu değişinti matrisleri için özel olarak tasarlanmıştır.

Makalenin genel ilerleyişi şöyle olacaktır: İlk olarak problem ile ilgili olarak genel bir giriş yapılacak ve nicemlemenin hangi değer fonksiyonuna göre yapılacağı anlatılacaktır. Daha sonra tanımlanan bu değer fonksiyonuna göre çeşitli nicemleme yöntemleri irdelenecektir. Bu yöntemlere ilişkin olarak yapılan deneylerin sonuçları ise bir sonraki bölümde verilmiştir. En son olarak da, sonuç ve değerlendirme ile bildirimiz sonlandırılacaktır.

2. Problemin Tanımlanması

EÇM ve GKS gibi algoritmaların çıktıları, durum vektörünün Gauss olasılık dağılım fonksiyonu, dolayısıyla bu fonksiyonun ortalama vektörü ile değişinti matrisidir. Bu çalışmada, Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonunun değişinti matrisi nicemlenmiş değeri ile değiştirildiğinde, bu matrisin ilk halinden ne kadar farklılaştığını irdeleneceğiz. Bu sapmayı bulabilmek amacıyla, yani, nicemlenmiş olasılık dağılımı ile gerçek dağılım arasındaki farkı bulmak amacıyla "Kullback-Leibler uzaklığı" kullanılmıştır [7]. Kullback-Leibler (KL) uzaklığı, olasılık dağılım fonksiyonu " $p(\cdot)$ " ile diğere

bir olasılık dağılım fonksiyonu “ $q(\cdot)$ ” arasındaki uzaklık olarak, eşitlik (1)’deki gibi tanımlanmaktadır.

$$KL(p, q) = \int p(x) \log \frac{p(x)}{q(x)} dx \quad (1)$$

Esas dağılımımızı $p(\cdot)$ ve nicelenmiş dağılımımızı da $q(\cdot)$ kabul ederek aşağıdaki tanımları yapalım.

$$p(x) \sim N(\hat{x}_p, P) \quad (2)$$

$$q(x) \sim N(\hat{x}_q, Q) \quad (3)$$

$p(\cdot)$ ve $q(\cdot)$ ’nin bu değerlerini (1)’de yerine koyarak, bazı işlemler sonunda uzaklığı sadeleştirilmiş halini (4)’de verilen şekliyle elde edebiliriz.

$$KL(p(x), q(x)) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{|Q|}{|P|} \right) - \frac{1}{2} n + \frac{1}{2} \text{tr} \{ Q^{-1} P \} + \frac{1}{2} (\hat{x}_p - \hat{x}_q)^T Q^{-1} (\hat{x}_p - \hat{x}_q) \quad (4)$$

Burada n durum vektörünün boyutudur.

Bu çalışmada biz özellikle değişinti matrisinin nicelenmesi konusunu irdelleyeceğiz. Bu nedenle, nicelenmiş ve gerçek olasılık dağılım fonksiyonlarının ortalamalarını aynı kabul edeceğiz. Bu durumda, yani $\hat{x}_q = \hat{x}_p$ durumunda, Kullback-Leibler uzaklığını eşitlik (5)’teki gibi buluruz.

$$KL(p(x), q(x)) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{|Q|}{|P|} \right) - \frac{1}{2} n + \frac{1}{2} \text{tr} \{ Q^{-1} P \}$$

ya da

$$KL(p(x), q(x)) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \ln \frac{\lambda_{q_i}}{\lambda_{p_i}} - \frac{1}{2} n + \frac{1}{2} \text{tr} \{ Q^{-1} P \} \quad (5)$$

P ’yi “Gerçek Değişinti Matrisi” ve Q ’yu da “Nicelenmiş Değişinti Matrisi” olarak kabul edecek olursak, amacımız eşitlik (5)’te verilen uzaklığı en aza indirecek Q ’yu seçmek olacaktır.

Açıkça görülmektedir ki $P = Q$ olduğu durumda uzaklık en küçük değeri olan 0 (sıfır)’a eşit olmaktadır.

3. Nicemleme Yöntemleri

Birçok izleme sisteminde değişinti matrisi tek sayı ile modellenmektedir. Bu durum sistemin veri alışverişinde bu matris için çok az sayıda bit ayrılabilmesinden kaynaklanmıştır. Bu bölümde, değişinti matrisini az sayıda bit ile göstermek gereksinimi de göz önünde tutularak değişik yapılarda olan Q matrisleri önerilmiş ve KL uzaklık hesaplamaları yapılmıştır. Önce n boyutlu değişinti matrisleri için genel sonuçlar elde edilmiş, daha sonra 2 boyutlu matrisler için özel nicemleme yöntemleri üzerinde durulmuştur.

3.1. Genel Nicemleme Yöntemleri

3.1.1. Alfa Nicemlemesi (AN)

Bu nicemleme çeşidinin asıl mantığı değişinti matrisinin tek bir sayı ile gösterilmesidir. Bu yaklaşımda Q matrisi (6) ‘da verilen şekilde olur.

$$Q = \alpha I \quad (6)$$

(5)’te $Q = \alpha I$ değerini koyacak olursak (7) denklemini elde ederiz.

$$KL(\alpha) = \frac{n}{2} \ln(\alpha) - \frac{1}{2} \ln \left(\prod_{i=1}^n \lambda_{p_i} \right) - \frac{1}{2} n + \frac{1}{2\alpha} \sum_{i=1}^n \lambda_{p_i} \quad (7)$$

(7)’de geçen λ_{p_i} ’ler ($i=1, \dots, n$) P ’nin özdeğerleridir.

Uzaklığı en aza indirecek α değeri, eşitlik (7)’de verilen Kullback-Leibler uzaklığının α ’ya göre türevinin sıfıra eşitlenmesinden, P ’nin özdeğerlerinin ortalaması olarak bulunur.

$$\frac{\partial KL(p, q)}{\partial \alpha} = 0 \Rightarrow \alpha^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \lambda_{p_i} \quad (8)$$

Sonuç olarak burada önerilen nicemleme yaklaşımı P ’nin özdeğerlerinin ortalaması alınarak bu değer için “düzgün nicemleme” yapılmıştır.

3.1.2. Köşegen Eleman Nicemlemesi (KEN)

Bu yaklaşımda Q matrisi (9)’da verilen şekilde önerilmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} d_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & d_n \end{bmatrix} \quad (9)$$

Bu Q matrisi için uzaklık denklemi olan (5)’in değeri hesaplanırsa:

$$KL(d_1, d_2, \dots, d_n) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \ln \frac{d_i}{\lambda_{p_i}} - \frac{1}{2} n + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \frac{1}{d_i} p_{ii} \quad (10)$$

Uzaklık fonksiyonu eşitlik (10)’da verilen şekilde elde edilir. Burada P matrisi $P = [p_{ij}]_{n \times n}$ olarak alınmıştır.

Uzaklığı en aza indirecek d_i değerleri, eşitlik (10)’da verilen Kullback-Leibler uzaklığının d_i ’lere göre türevinin sıfıra eşitlenmesinden, P matrisinin köşegen elemanları olarak bulunur.

$$\frac{\partial KL(d_1, d_2, \dots, d_n)}{\partial d_i} = 0 \Rightarrow \frac{1}{d_i} - \frac{1}{d_i^2} p_{ii} = 0 \Rightarrow d_i = p_{ii} \quad (11)$$

Burada da nicemleme yaklaşımı, P ’nin köşegen elemanlarının “düzgün nicemlenmesi” ve Q matrisinin oluşturulmasıdır.

3.1.3. Eleman Nicemlemesi (EN)

Kullback-Leibler uzaklığı kullanılmadan P matrisinin akla gelebilecek ilk nicemleme yollarından biri, her elemanın ayrı ayrı düzgün nicemleme veya vektör nicemlemesi teknikleri kullanılarak nicemlenmesidir [4,5]. Bu nicemlemede Q matrisinin simetrik ve "kesin artı" bir matris olarak belirlenmesine özen gösterilmelidir.

P ve Q matrislerinin elemanlarının p_{ij} ve q_{ij} olarak alıp

Kullback-Leibler Uzaklığını bunlar cinsinden ifade etmek istediğimizde karmaşık denklemler elde edilecektir. Ancak uzaklığı hesaplayıp en iyi q_{ij} 'leri bulmak istediğimiz zaman, q_{ij} 'lerin sezgisel olarak p_{ij} 'lar olarak bulunacağı düşünülebilir.

Simetri göz önünde tutularak nicemleme yaklaşımı aşağıdaki şekilde gösterilebilir.

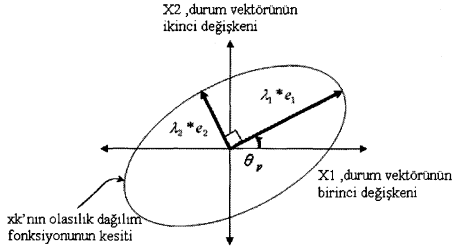
$$q_{ij} = q_{ji} = \text{nicemle}(p_{ij}) = \text{nicemle}(p_{ji}) \quad (i,j = 1, \dots, n)$$

Bu çalışmada elemanlar, simetri ve kesin artı olma özellikleri dikkate alınarak ve "düzgün nicemleme" tekniği kullanılarak nicemlenmiştir.

3.2. İki Boyutlu Değişinti Matrisine Özel Nicemleme Yöntemleri

2 boyutlu değişinti matrisleri için genel nicemleme yöntemlerine ek olarak başka yöntemler de önerilmiştir. Bu nicemleme yöntemleri P matrisinin özdeğer ve özvektörlerinin nicemlenmesine dayanmaktadır.

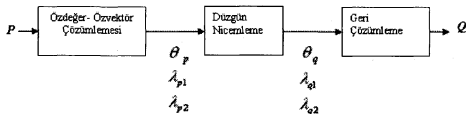
2 boyutlu bir değişinti matrisi için x 'in olasılık dağılım fonksiyonu ile özdeğer ve özvektörleri arasındaki ilişkisi Şekil-1'de verilmiştir.



Şekil 1: Olasılık dağılım fonksiyonunun özdeğer ve özvektörlerle olan ilişkisi.

Bu şekildeki λ_i ve e_i , $i = 1, 2$ P matrisinin özdeğer ve özvektörlerini göstermektedir.

Nicemleme yaklaşımımız özdeğerleri ve e_1 özvektörünün x_1 eksenine ile yaptığı açığı ayrı ayrı nicemlemektedir. Bu açıklamanın kısa bir özeti Şekil-2'de verilmiştir.



Şekil 2: İki boyutlu Değişinti Matrisi Nicemlemesi için önerilen özdeğer-özvektör nicemlemesi

Genel bir durum için bu nicemleme sonucu oluşacak Kullback-Leibler uzaklığını bulmaya çalışalım: Nicemlenmiş ve nicemlenmemiş değişinti matrisleri özdeğer çözümlerini eşitlik (12) ve (13)'te verilen şekliyle yazabiliriz.

$$P = TD_1T^{-1} \quad (12)$$

$$Q = VD_2V^{-1} \quad (13)$$

Burada T ve V matrisleri, sütunları sırasıyla P ve Q 'nun özvektörlerinden oluşturulmuş matrislerdir. D_1 ve D_2 matrisleri ise köşegen elemanları sırasıyla P ve Q 'nun özdeğerlerinden oluşan, köşegen matrislerdir.

P ve Q matrisleri simetrik matrisler olduğu için; V ve T matrislerinin tersleri devriklerine eşittir.

(12) ve (13)'te P ve Q için elde edilen açılımları (5)'te yerine yazdığımız takdirde uzaklığı (14)'te verilen şekilde elde ederiz.

$$\begin{aligned} KL(p(x), q(x)) &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \ln \frac{\lambda_{q_i}}{\lambda_{p_i}} - \frac{1}{2}n + \frac{1}{2} \text{tr} \{ VD_2^{-1}V^{-1}TD_1T^{-1} \} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \ln \frac{\lambda_{q_i}}{\lambda_{p_i}} - \frac{1}{2}n + \frac{1}{2} \text{tr} \{ D_2^{-1}V^{-1}TD_1T^{-1}V \} \end{aligned} \quad (14)$$

$K \equiv T^{-1}V$ olsun. K 'yı (14) denklemi içerisinde koyduğumuzda Kullback Leibler Uzaklığını (15) denkleminde verildiği gibi elde ederiz.

$$KL(p(x), q(x)) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \ln \frac{\lambda_{q_i}}{\lambda_{p_i}} - \frac{1}{2}n + \frac{1}{2} \text{tr} \{ D_2^{-1}K^{-1}D_1K \} \quad (15)$$

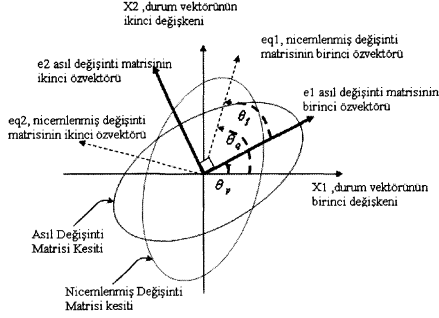
Şimdi de iki boyutlu durum için Kullback-Leibler uzaklığını bulmaya çalışalım:

İki boyutlu değişinti matrisi için K matrisi (16)'da verilen şekilde olacaktır.

$$K = \begin{bmatrix} \cos(\theta_f) & -\sin(\theta_f) \\ \sin(\theta_f) & \cos(\theta_f) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Burada $\theta_f = \theta_p - \theta_q$ ve θ_p ile θ_q sırasıyla P ve Q 'nun birinci özvektörlerin birinci durum vektörü değişkeni ile yaptığı açıdır. Aslında θ_f gerçek açı θ_p ile nicemlenmiş açı θ_q arasındaki fark açısı olduğu için, θ_f değerine θ_p 'nin nicemleme hatası diyebiliriz.

Şekil 3'te $p(x)$ ile bunun nicemlenmiş hali olan $q(x)$ 'ten kesitler verilerek yukarıda söz edilen değişkenlerin anlamları belirtilmektedir.



Şekil 3: İki boyutlu Değişinti Matrisi Nicemlenmesinde kullanılan değişkenler

(14)'te elde ettiğimiz uzaklık değerinde K matrisinin değerini yazacak olursak, Kullback-Leibler Uzaklığımı (17)'de verilen şekilde elde ederiz.

$$KL(p, q) = \frac{1}{2} \ln \frac{\lambda_{q1}}{\lambda_{p1}} + \frac{1}{2} \ln \frac{\lambda_{q2}}{\lambda_{p2}} - 1 + \left(\frac{\lambda_{p1}}{\lambda_{q1}} + \frac{\lambda_{p2}}{\lambda_{q2}} \right) \cos^2(\theta_f) + \left(\frac{\lambda_{p1}}{\lambda_{q2}} + \frac{\lambda_{p2}}{\lambda_{q1}} \right) \sin^2(\theta_f) \quad (17)$$

Özdeğerlerdeki nicemleme hatalarına h_1 ve h_2 diyelim:

$$h_1 = \lambda_{p1} - \lambda_{q1} \quad (18)$$

$$h_2 = \lambda_{p2} - \lambda_{q2} \quad (19)$$

Uzaklık değerini h_1 , h_2 ve θ_f cinsinden yazacak olursak; KL değerini aşağıdaki gibi buluruz.

$$KL(h_1, h_2, \theta_f) = \frac{1}{2} \ln \frac{\lambda_{p1} - h_1}{\lambda_{p1}} + \frac{1}{2} \ln \frac{\lambda_{p2} - h_2}{\lambda_{p2}} + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_{p1}}{\lambda_{p1} - h_1} + \frac{\lambda_{p2}}{\lambda_{p2} - h_2} \right) \cos^2(\theta_f) + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_{p1}}{\lambda_{p2} - h_2} + \frac{\lambda_{p2}}{\lambda_{p1} - h_1} \right) \sin^2(\theta_f) - 1 \quad (20)$$

Açıkça görülmektedir ki Kullback-Leibler uzaklığı $[h_1 \ h_2 \ \theta_f]^T = 0$ olduğu durumda en küçük değeri olan sifra eşit olmaktadır.

Kullback-Leibler Uzaklığının, $[h_1 \ h_2 \ \theta_f]^T = 0$ etrafında ikinci dereceye kadar Taylor Seri açılımını yazarsak (21) numaralı eşitliği elde ederiz.

$$KL(h_1, h_2, \theta_f, \lambda_{p1}, \lambda_{p2}) \cong \frac{1}{\lambda_{p1}^2} h_1^2 + \frac{1}{\lambda_{p2}^2} h_2^2 + 2 \left(\frac{\lambda_{p1}}{\lambda_{p2}} + \frac{\lambda_{p2}}{\lambda_{p1}} - 2 \right) \theta_f^2 \quad (21)$$

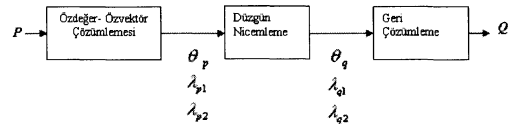
(21)'de verilen denklemden iki önemli sonuç çıkarabiliriz:

1. P 'nin özdeğer'lerinin küçük olduğu durumda bunların tersleri çok büyük uzaklık değerlerine neden olabilecektir. Bu nedenle özdeğerlerin küçük değerler aldığı durumlarda h değerleri de mümkün olduğunca küçük seçilmelidir. Diğer bir deyişle küçük özdeğerler daha hassas bir şekilde nicemlenmelidir.
2. P 'nin özdeğerleri λ_{p1} ve λ_{p2} 'nin birbirine yakın olduğu durumlarda açılı farkı olan θ_f değerinin uzaklık için önemi azalmıştır.

Aşağıda bu gözlemleri kullanan ve kullanmayan iki ayrı nicemleme biçimi incelenmektedir.

3.2.1. Düzgün Özdeğer-Düzgün Özvektör Nicemlemesi (DÖDÖ)

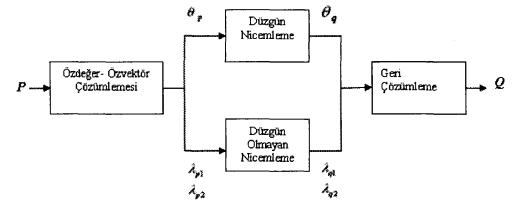
Bu yaklaşımda λ_{p1} , λ_{p2} ve θ_p "düzgün nicemleme" yöntemi kullanılarak nicemlenmekte ve Q matrisi elde edilmektedir. Şekil 4'te bu nicemleme yönteminin işleyiş mekanizması verilmektedir.



Şekil 4: İki boyutlu Değişinti Matrisinin özdeğer ve özvektörlerinin DÖDÖ yöntemi ile nicemlenmesi

3.2.2. Düzgün Olmayan Özdeğer-Düzgün Özvektör Nicemlemesi (DOLDÖ)

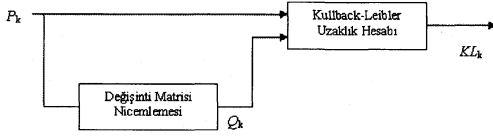
Daha önceki çıkarımlarda, küçük özdeğerlerin daha hassas bir şekilde nicemlenmesi gerektiği ortaya konulmuştur. Bu nedenle, bu yöntem kapsamında özdeğerlerin düzgün olmayan, küçük değerlerin hassas büyük değerlerin ise daha kaba bir şekilde nicemlenmesi üzerinde durulmuştur. θ_p için ise yine "düzgün nicemleme" önerilmiştir. Şekil 5'te bu yöntemin işleyiş mekanizması anlatılmaktadır.



Şekil 5: 2 boyutlu Değişinti Matrisinin DOLDÖ yöntemi ile nicemlenmesi

4. Deneyler

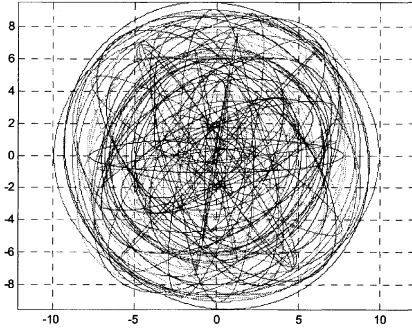
Değişinti matrisi nicemlemesi deneyleri için rasgele değişinti matrisleri üretilerek Monte Carlo simülasyonları yapılmıştır. Üretilen değişinti matrisleri, yukarıda belirttiğimiz yöntemlerle nicemlenmiş ve Kullback-Leibler uzaklığı hesaplanmıştır. Deneyler sadece iki boyutlu matrisler için yapılmıştır.



Şekil 6: Kullback-Leibler uzaklığının hesaplanması

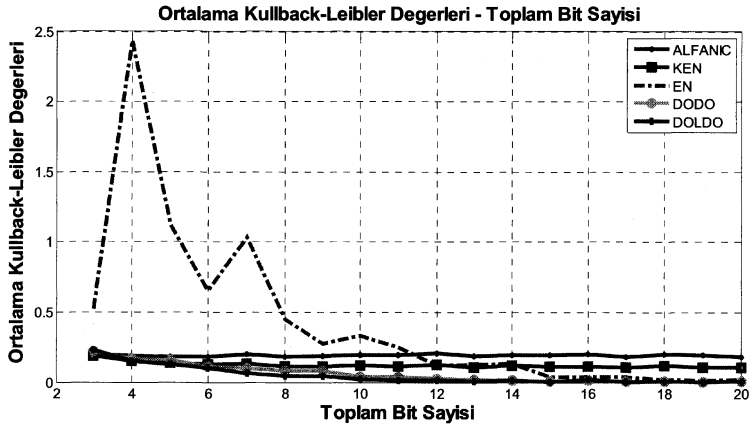
4.1. İki Boyutlu Değişinti Matrisi Deneyleri

Deneyde kullanılan nicemlenecek iki boyutlu değişinti matrisleri, rasgele özdeğer ve özvektör değerleri seçilerek oluşturulmuştur. Şekil 7'de üretilen matrislere karşılık gelen kesitler verilmiştir.



Şekil 7: Deneylerde Üretilen olasılık dağılım fonksiyonundan kesitler

İlk olarak 2000 değişinti matrisi rasgele üretilmiştir. Üretilen bu matrisler 12 bit kullanılarak bildiride belirtilen yöntemlerle nicemlenmiştir. Nicemlenmiş değişinti matrisleri ile gerçek değişinti matrisleri arasındaki farklar KL uzaklığı ile hesaplanmış ve her



Şekil 8: Çeşitli nicemleme yöntemleri için Monte Carlo Deneyleri sonunda elde edilen ortalama Kullback-Leibler uzaklıkları ve kullanılan bit sayıları

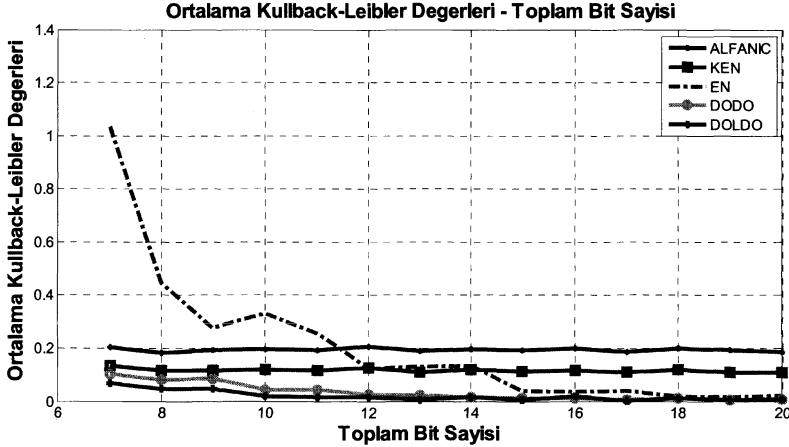
yöntem için ortalama uzaklık değerleri bulunmuştur. Tablo 1 'de değişik yöntemler için 2000 matrisin nicemlenmesi ile elde edilen ortalama uzaklıklar ve bu uzaklıkların standart sapma değerleri verilmiştir.

Tablo 1: Kullback-Leibler uzaklıklarının değişik yöntemler için elde edilen ortalamaları ve standart sapmaları

	Ortalama KL Uzaklığı	KL Uzaklığı Standart Sapması
Alfa Nic.	0.1948	0.3414
Köşegen Eleman Nic.	0.1161	0.2619
Eleman Nic.	0.1024	0.3778
DÖDÖ Nic.	0.0263	0.1239
DOLDÖ Nic.	0.0141	0.0822

Beklendiği gibi, DOLDÖ yönteminin ortalama uzaklık değeri ve uzaklığın standart sapması diğer yöntemlerle karşılaştırdığında daha azdır (Bknz. Tablo 1). Bu nedenle, 12 bit için en iyi sonucu veren yöntemin DOLDÖ olduğu sonucuna ulaşılabilir.

Bu deneyi tüm bit sayıları için deneyecek ve her bit sayısı için ortalama uzaklık değerlerini çıkaracak olursak, Şekil 8'deki ve onun büyütülmüş şekli olan Şekil 9'daki "ortalama KL uzaklığı-bit sayısı ilişkisini" elde ederiz. Aynı zamanda Şekil 8 ve Şekil 9 değişik yöntemlerin performansını bit sayılarına göre de karşılaştırmaktadır.



Şekil 14: Bit sayısının 7 veya daha fazla olduğu durumlarda çeşitli nicemleme yöntemleri için Monte Carlo Deneyleri sonunda elde edilen ortalama Kullback-Leibler uzaklıkları

5. Sonuçlar ve Değerlendirme

Bu çalışmada nicemlemenin değişinti matrisi üzerine etkileri incelenmiş ve değişinti matrisi nicemlenmesinde değişik yöntemler önerilerek bunlar birbirleri ile karşılaştırılmıştır. Özellikle iki boyutlu matrisler için ayrıntılı nicemleme teknikleri geliştirilmiştir.

Yapılan deneyler, beklenileceği gibi DOLDÖ yönteminin özellikle düşük bit hızlarında çok daha tatminkar sonuçlar verdiğini göstermiştir. Bu sonuca özellikle Şekil 8 ve onun daha büyütülmüş biçimi olan Şekil 9'u gözleyerek varabiliriz. Şekil-8'te görüldüğü üzere, çok düşük bit hızlarında önerilen yöntemler-EN dışında-yaklaşık aynı sonucu vermekte ancak bit sayısı arttıkça DÖDÖ ve DOLDÖ'nde elde edilen Q matrisi değerlerine oranla P 'yi daha iyi ifade edebilmektedir. Öte yandan AN'nin veya KEN'in hemen bütün bit hızlarında yaklaşık olarak sabit değerler alması da beklenen bir durumdur.

Eleman nicemlemesi yöntemi için ekleyeceğimiz bir başka nokta da özellikle düşük bit hızlarında nicemlenmiş matrisin birçok örnekte kesin artı olmamasıdır. Bu sayılar 2000 matris için 3 bit'te 1366, 20 bit'te ise 5 olmuştur.

Bütün bu yöntemler ortaya konulurken, bu yöntemlerin analizi Kullback-Leibler uzaklığı kullanılarak yapılmıştır. Burada Kullback-Leibler uzaklığını kullanmak değişinti matrisi nicemlenmesinde farklı bir yaklaşım olup, en uygun (optimal) nicemlemenin yapılabilmesi için bir fırsat yaratmış bulunmaktadır. Bildiğimiz kadarıyla, literatürde bu tür matrislerin nicemlenmesi için 'en uygun olmayan' (suboptimal) çözümler önerilmekte ve bu yöntemler matrisin bütün elemanlarının nicemlenmesi yoluna dayanmaktadır.

Bu çalışmada verilen AN, EN ve KEN yöntemleri, bütün boyutlardaki değişinti matrisleri için uygulanabilecek yöntemler olup, DÖDÖ ve DOLDÖ ise bu çalışma kapsamında sadece iki boyutlu değişinti matrisleri için geçerli yöntemlerdir. İlerideki çalışmalarımızda özdeğer ve özvektörleri kullanarak herhangi bir boyuttaki

değişinti matrisinin yine Kullback-Leibler uzaklığını da hesaba katarak nicemlenmesi üzerinde durmayı planlamaktayız. Buna ek olarak, değişinti matrisi nicemlenmesi yanında durum vektörünün de Kullback-Leibler uzaklığına göre nicemlenmesi ilginç bir problem olarak önümüzde durmaktadır.

6. Kaynakça

- [1] M.E. Liggins II, et al., "Distributed Fusion Architectures and Algorithms for Target Tracking", Proceedings of the IEEE, Cilt 85, No. 1, Ocak 1997.
- [2] S.S. Blackman and R. Popoli, Design and Analysis of Modern Tracking Systems, Norwood, MA: Artech House, 1999.
- [3] Y. Bar-Shalom and X.R. Li, Multitarget-Multisensor Tracking : Principles and Techniques, Storrs, CT: YBS Publishing, 1995.
- [4] Y. Ruan and P. Willett, "A Quantization Architecture for Track Fusion," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Cilt 41, No. 2, s. 671-680, Nisan 2005.
- [5] Y. Ruan and P. Willett, "A Quantized Track Fusion Strategy," Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control, Bahamas, Aralık 2004.
- [6] De Grandi G., Lavalle C., Sieber A. J.; "A Coding Algorithm for the Covariance Matrix Representation of Polarimetric Radar Data", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Cilt 31, No 1, s.292-295; 1993
- [7] S. Kullback. Information Theory and Statistics. Dover Publications, Inc., 1968.

Farklı Tip Bulanık Mantık Denetleyicilerin PMDC Motor Denetimine Etkisi

Köksal Erentürk¹

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Erzurum
erenturk@yahoo.com, keren@atauni.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, kalıcı magnetli doğru akım (PMDC) motorunun denetimi için farklı tipteki bulanık mantık tabanlı denetleyicilerin tasarımı ve uygulaması incelenmiştir. Bulanık denetleyicilerdeki kuralların sayısının etkisi ve bulanık altkümeler ile bulanık kural tabanının oluşturulmasına yönelik farklı bir yaklaşım sunulmuştur. Bunlara ek olarak, farklı tip üyelik fonksiyonlarının ve bu üyelik fonksiyonlarına ait parametre değişimlerinin etkisi ayrıca incelenmiştir. İncelenen bulanık denetleyiciler ile PMDC motor denetiminin performansının artırılması amaçlanmıştır. Denetlenen çıkış ifadesi ile bulanık kuralların sayısı arasındaki ilişki hem grafik hem de tablo halinde sunulmuştur. Yapılan sayısal simülasyon çalışması sonucunda kuralların sayısının PMDC motor denetimi üzerinde önemli etkisinin olduğu gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlara ait performans analizi yapılmış ve bu sonuçlara ait tartışmalar verilmiştir.

1. Giriş

Bulanık denetleyiciler, uzman insan operatörlerin bilgi ve tecrübelerini sözel kurallar formuna dönüştürerek taklit eden bir denetim yaklaşımıdır [1] ve [2]. Bulanık denetim, doğasında, doğrusal olmamasına ve adaptif bir yapıya sahip olmasına rağmen, parametre değişiminin olduğu sistemlerde etkili ve gürbüz bir performansa sahiptir. Modern denetim tekniklerinde, belirsizlik ve kararsızlık önemli bir yere sahiptir. Bu bağlamda, bulanık denetim sistemleri birden fazla anlama gelebilen kurallar kümesinden yapılandırılmış üyelik fonksiyon kümeleri ile etkin bir denetim yapabilme olanağı sunarlar. Bulanık denetim az sayıdaki kurallar yardımı ile uygulanabilir olduğundan geliştirilme süreleri oldukça kısadır. Bu tür denetim sistemlerinde kuralların sayısı arzu edilen doğruluğa bağlı olarak seçilir.

Bulanık mantığın Zadeh tarafından ilk önerilişinden sonra [3] ve [4], bulanık modelleme ve bulanık tanımlama; denetim, kestirim, ve sonuçlandırma gibi pekçok gerçek zamanlı çalışmada uygulama alanı bulmuştur [5]. Pek çok durumda, mühendislik zaman ve maliyetini azaltması, bulanık denetimin oldukça karmaşık kapalı çevrim denetim sistemleri için kolaylıkla uygulanabilmesine olanak vermektedir [6], [7] ve [8]. Bulanık denetim doğrusal olmayan tasarım tekniklerini desteklediği için son zamanlarda motor denetim sistemlerinde de oldukça fazla uygulama alanı bulmuştur [9], [10], [11] ve [12]. Bulanık mantık tabanlı denetleyiciler klasik denetim

sistemlerinde ihtiyaç duyulan herhangi bir matematiksel modele bağlı kalmadan sadece sistem çıkışına bakarak sistem girişini istenilen çıkışı elde etmek için ayarladıklarından, karmaşık, kararsız ve doğrusal olmayan sistemlerin parametre kestirimi ve matematiksel modellerine ihtiyaç duymadan denetimi için oldukça elverişlidirler [13], [14], [15], [16] ve [17].

Bu çalışmada, bulanık kuralların ve üyelik fonksiyonlarının sayıları ile üyelik fonksiyonlarının türlerinin bulanık denetimdeki etkileri üzerinde yoğunlaşmıştır. Yirmi dört ayrı bulanık denetleyici test edilmiş olup bu denetleyicilerde sırasıyla 49, 25 ve 9 kuralı kural tabanı incelenmiştir. Ayrıca üyelik fonksiyonu olarak üçgen, yamuk, Gauss ve genelleştirilmiş çan tipli üyelik fonksiyonlarına sahip bulanık denetleyicilerin eşit ve eşit olmayan aralık uzaylardaki davranışları ayrı ayrı incelenmiştir. Herbir durum için denetleyici davranışları tablo veya grafik formatında verilmiş olup özellikle üyelik fonksiyon türünün ve bulanık kural sayısının önemli etkiye sahip olduğu gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlarla ilgili olarak performans analizi ve gerekli olan tartışmalar ayrıca sunulmuştur.

2. Bulanık denetleyicinin tasarımı

Bu çalışmada incelenen bulanık denetleyicili sistem şekil 1' de gösterildiği gibi bir bulanık denetleyici, bir DC kıyıcı ve bir PMDC motor modelinden oluşmaktadır. Bulanık mantık tabanlı denetim süreci üç aşamalıdır. Bunlar:

- Bulanıklaştırma,
- Kural tabanı ve sonuçlandırma,
- Durulaştırma

adımlardır.

2.1. Bulanıklaştırma

En basit üyelik fonksiyonu düz çizgilerle elde edilen üyelik fonksiyonlardır. Bu ilkedan hareketle üç noktanın birer doğruyla birleştirilmesinden elde edilen üçgen tipli üyelik fonksiyonu bulanık denetimde çokça kullanılan bir yapıdır. Nokta sayısının bir artırılması durumunda ise yamuk tipli üyelik fonksiyonu elde edilir. Ayrıca, Gauss ve genelleştirilmiş çan tipli üyelik fonksiyonları pürüzsüzlükleri ve genellikle simetrik oluşlarından dolayı pekçok uygulamada tercih edilmektedirler. Bu iki tip üyelik fonksiyonunun bir diğer

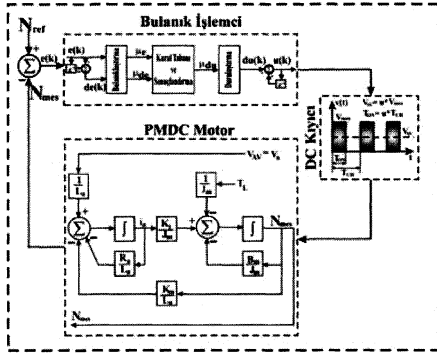
önemli özelliği ise ayrık uzayın her noktasında sıfırdan farklı değerler almalarıdır. Bu sebeple hem en basit üyelik fonksiyonları olan üçgen ve yamuk ve hem de daha karmaşık ve uzayda hep sıfırdan farklı değerler alan Gauss ve çan tipli üyelik fonksiyonları bu çalışmada hata, e , ve hatadaki değişim, ce , ifadelerinin bulanıklaştırılmasında kullanılmışlardır. Hata ifadesi olarak referans hız değeri N_{ref} ile ölçülen hız değeri N_{mes} arasındaki fark alınmıştır. Herhangi bir k . örnekleme anı için hata değeri:

$$e(k) = N_{ref} - N_{mes}(k) \quad (1)$$

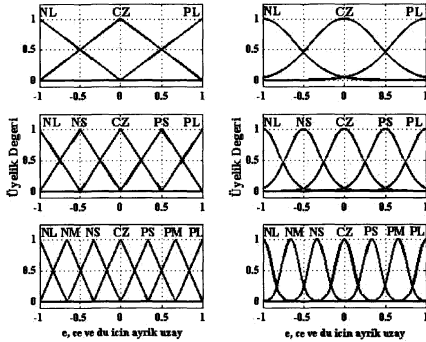
hatadaki değişim ifadesi ise:

$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (2)$$

eşitlikleri ile tanımlanmıştır. Burada $e(k-1)$ hatanın bir önceki örnekleme anındaki değerini göstermektedir.



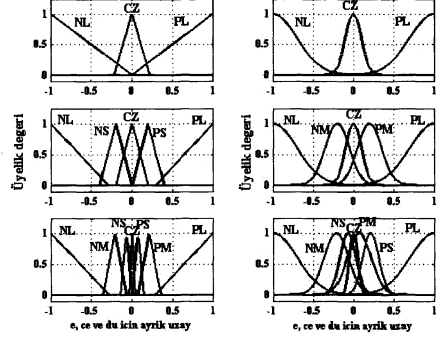
Şekil 1. Sistemin genel yapısı.



Şekil 2. Eşit bölmelendirilmiş üyelik fonksiyonları.

Sistemin çalışma şartlarında pekçok üyelik fonksiyonu eğimi deneme yanılma yöntemi ile denenmiş en iyi sonucu veren eğri bu çalışma için seçilmiştir. Üyelik fonksiyonlarının sayısı ise literatürde denetim amacı ile kullanılmış olan bulanık denetleyicilerdeki sayı olarak seçilmiştir [9], [10], [11], [12] ve [13]. Literatürdeki bu çalışmalarda, üyelik fonksiyonlarının sayısı hep tek sayı olarak seçildiğinden bu çalışmada da üyelik fonksiyonlarının sayısı tek sayı olarak alınmıştır [9], [10], [11], [12], [13], [15] ve [16]. Ayrık uzayı eşit bölmelendirilmiş üyelik fonksiyonlarının şekli ve aralığı şekil 2' de verilmiştir. Seçilmiş olan aralık olası muhtemel en

büyük hata ve hatadaki değişim değerlerine göre normalize edilerek kullanılmıştır [10]. Bu aralıklar e , ce ve çıkış değişkeni du için aynı olup $[-1, 1]$ aralığındadır. Eşit olmayan bölmelendirme için elde edilen üyelik fonksiyonlarının şekli ve aralıkları ise şekil 3' de verilmiştir. Farklı sayıdaki üyelik fonksiyonları ve bunlara ait aralıklar ise yine şekil 2 ve şekil 3' de verilmiştir. Giriş değişkenleri olan e ve ce için üyelik değerleri bu şekillerdeki üyelik fonksiyonları yardımı ile belirlenmektedir. Bu dönüştürme adımı bulanık denetimin ilk adımı olup bulanıklaştırma olarak isimlendirilmektedir.

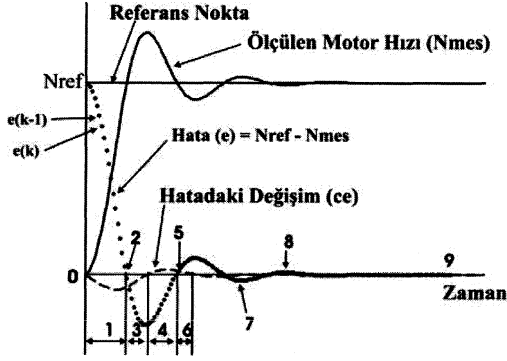


Şekil 3. Eşit olarak bölmelendirilmemiş üyelik fonksiyonları.

2.2. Kural tabanı ve sonuçlandırma

Sistemin girişi ile çıkışı arasındaki ilişki bulanık denetimin en önemli kısmıdır. Bu ilişki bulanık mantık tabanlı denetim sisteminin performansı üzerinde doğrudan bir etkiye sahip olduğundan, doğru bir şekilde belirlenmesi büyük önem taşımaktadır. Bu ilişki kural tabanı olarak isimlendirilmekte ve Eger-İse (If-Then) cümleleri ile yapılandırılmaktadır. Kuralların tanımlanmasında referans hız değerinin en küçük hata ile takip edilmesi mantığı temel olarak alınmaktadır. Referans hız değeri ile motorun ölçülen hız değeri arasındaki fark bu kuralların oluşturulmasında en önemli role sahip etkindir [10]. Hadaki değişim hataya göre daha az etkili bir parametredir. Bu sebeple denetim eyleminin artırma veya azaltma yönünde doğru bir şekilde belirlenebilmesi için sisteme ait hata ve hatadaki değişim değerlerinin bilinmesi ve gözlemlenmesi gerekmektedir. Bu sebeple bu çalışmada incelenen PMDC motora ait adım fonksiyonu tepkesi öncelikle elde edilmiş, daha sonra bu tepke şekil 4' de gösterildiği gibi 9 ayrı parçaya bölünmüştür. Parçalara ayrılmış olan bu bölmelerin herbiri birer bulanık kurala karşı düşürülerek sisteme ait kural tabanının yapılandırılması sağlanmıştır. Şekil 4' de elde edilen PMDC motorun adım tepkesine bağlı olarak denetim çıkışının, du , işareti aşağıdaki cümlelerle belirlenmiştir:

- Eğer e pozitif ve ce negatif ise du pozitifdir.
- Eğer e sıfıra yakın ve ce negatif ise du negatifdir.
- Eğer e negatif ve ce negatif ise du negatifdir.
- Eğer e negatif ve ce pozitif ise du negatifdir.
- Eğer e sıfıra yakın ve ce pozitif ise du pozitifdir.
- Eğer e pozitif ve ce pozitif ise du pozitifdir.
- Eğer e negatif ve ce sıfıra yakın ise du negatifdir.
- Eğer e pozitif ve ce sıfıra yakın ise du pozitifdir.
- Eğer e sıfıra yakın ve ce sıfıra yakın ise du sıfıra yakındır.



Şekil 4. PMDC motorun adım tepkesi.

Bu varsayımlar tablo 1' de gösterildiği gibi tablo haline dönüştürülebilir.

Tablo 1. Adım tepkesinden elde edilen kontrol değişkeninin işareti.

Bölge	e	ce	du
1	+	-	+
2	0	-	-
3	-	-	-
4	-	+	-
5	0	+	+
6	+	+	+
7	-	0	-
8	+	0	+
9	0	0	0

Bu dönüştürmede, kurallardan biri örneğin; e NB (Negatif Büyük) ve ce NB olduğu zaman du 3. bölgeye düşmekte ve işareti ise negatif (NB) olmaktadır. Buna rağmen, ce SY (Sıfıra Yakın) olduğu zaman ise du ' nun işareti negatif olacak fakat üyelik fonksiyonu NO (Negative Orta) ile tanımlanacaktır. Bunun sebebi hatadaki değişim, ce , kararlı hale ulaşmış olmasına rağmen hata, e , halen negatif büyük aralığında değişmektedir. Benzer şekilde, e PK (Positive Küçük) ve ce PB olduğunda du ' nun üyelik değeri PB (Pozitif Büyük) ile tanımlanmaktadır. Tablo 2' deki 26. kural bu açıklamalar ışığında "Eğer e SY ve ce PK ise du PK" şeklinde atanmıştır. Tablo 2' deki 49 kurallı yapının en dış satır ve sütunları silinecek olursa elde edilecek olan yapı tablo 3' de verilen 25 kurallı yapı olup bunun da benzer şekilde azaltılması ile tablo 4' deki kural tabanı elde edilmiş olur. Her üç tabloda 9 kurallı kural tabanının elde edilmesindeki temel yaklaşım göz önüne alınarak elde edilmektedir. Elde edilen her bir kural şekil 4' deki aynı aralığa farklı biçimlerde denk düşmektedir. Bu kısım ise bulanık denetimin ikinci aşaması olup kural tabanı olarak isimlendirilmektedir.

Tablo 2. 49 kurallı kural atama tablosu.

e	ce						
	NB	NO	NK	SY	PK	PO	PB
NB	NB _{du} ¹	NB _{du} ²	NB _{du} ³	NO _{du} ⁴	NO _{du} ⁵	NK _{du} ⁶	SY _{du} ⁷
NO	NB _{du} ⁸	NO _{du} ⁴	NO _{du} ¹⁰	NO _{du} ¹¹	NK _{du} ¹²	SY _{du} ¹³	PK _{du} ¹⁴
NK	NB _{du} ¹⁵	NO _{du} ¹⁶	NO _{du} ¹⁷	NK _{du} ¹⁸	SY _{du} ¹⁹	PK _{du} ²⁰	PO _{du} ²¹
SY	NO _{du} ²²	NO _{du} ²³	NK _{du} ²⁴	SY _{du} ²⁵	PK _{du} ²⁶	PO _{du} ²⁷	PO _{du} ²⁸
PK	NO _{du} ²⁹	NK _{du} ³⁰	SY _{du} ³¹	PK _{du} ³²	PO _{du} ³³	PO _{du} ³⁴	PB _{du} ³⁵
PO	NK _{du} ³⁶	SY _{du} ³⁷	PK _{du} ³⁸	PO _{du} ³⁹	PO _{du} ⁴⁰	PO _{du} ⁴¹	PB _{du} ⁴²
PB	SY _{du} ⁴³	PK _{du} ⁴⁴	PM _{du} ⁴⁵	PO _{du} ⁴⁶	PB _{du} ⁴⁷	PB _{du} ⁴⁸	PB _{du} ⁴⁹

Tablo 3. 25 kurallı kural atama tablosu.

e	ce				
	NO	NK	SY	PK	PO
NO	NO _{du} ¹	NO _{du} ²	NK _{du} ³	NK _{du} ⁴	SY _{du} ⁵
NK	NO _{du} ⁶	NK _{du} ⁷	NK _{du} ⁸	SY _{du} ⁹	PK _{du} ¹⁰
SY	NK _{du} ¹¹	NK _{du} ¹²	SY _{du} ¹³	PK _{du} ¹⁴	PK _{du} ¹⁵
PK	NK _{du} ¹⁶	SY _{du} ¹⁷	PK _{du} ¹⁸	PK _{du} ¹⁹	PO _{du} ²⁰
PO	SY _{du} ²¹	PK _{du} ²²	PK _{du} ²³	PO _{du} ²⁴	PO _{du} ²⁵

Tablo 4. 9 kurallı kural atama tablosu.

e	ce		
	NB	SY	PB
NB	NB _{du} ¹	NB _{du} ²	SY _{du} ³
SY	NB _{du} ⁴	SY _{du} ⁵	PB _{du} ⁶
PB	SY _{du} ⁷	PB _{du} ⁸	PB _{du} ⁹

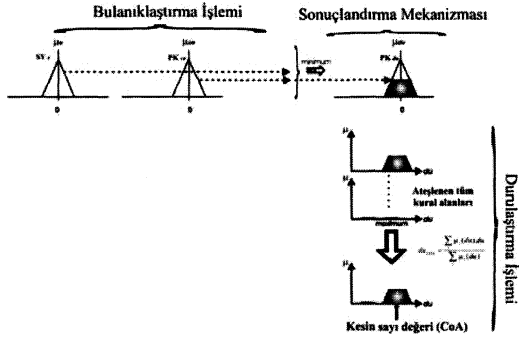
2.3. Durulaştırma

Üçüncü ve son adım olarak, tüm kurallardan elde edilen sonuçlar durulaştırma aşamasında kesin sayı değerine dönüştürülür. Bulanık değerlerin kesin sayı değerine dönüştürülmesi işleminde "Alanların Ortası" (CoA) yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem Mamdani [1] tarafından önerilmiş olup matematiksel ifadesi:

$$du_{COA} = \frac{\sum_i \mu_i(du) \cdot du}{\sum_i \mu_i(du)} \quad (3)$$

şeklinde. Burada $\mu_i(du)$, du ' nun üyelik derecesini göstermektedir. Bu adımın amacı, denetim eyleminde tetiklenen kuralların birleştirilerek uygun denetim eyleminin belirlenmesidir. Tek bir durum için birden fazla kuralın aktif hale gelmesi durumu bu aşamada incelenmektedir. Birden fazla kuralın bir durum için

aktif hale gelmesi durumunda her bir kurala ait alanların birleştirilmesi ile sonuçlandırma gerçekleştirilmektedir. Bu adım şekil 5' da kısaca özetlenmiştir.

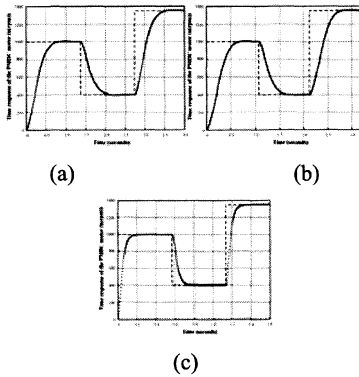


Şekil 5. Durulaştırma işlemi.

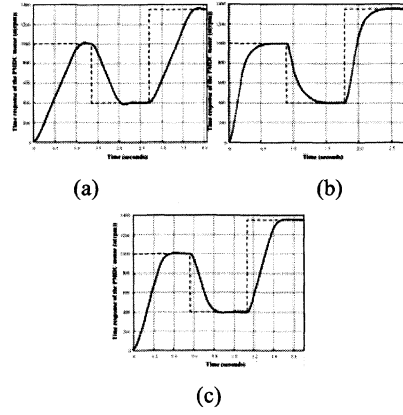
3. PMDC motor denetiminde farklı tip bulanık denetleyicilerin etkisi

Bu çalışmada, farklı tip üyelik fonksiyonları ve farklı sayıdaki kuralların PMDC motor denetimi üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu etkileri açık bir şekilde görebilmek için, PMDC motorun adım tepkisi gözlenmiş ve farklı tipteki bulanık denetleyiciler için karşılaştırılmıştır. Bu işlem için öncelikle motorun dinamik modeli elde edilmiş, simülasyon sonucunda motorun farklı denetleyiciler için zaman domeninde hızı temel büyüklük olarak alınmıştır.

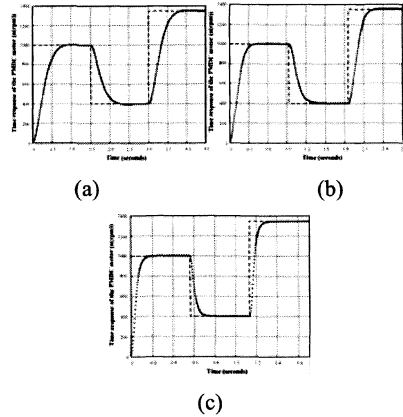
PMDC Motorun denetimli hız karakteristiğinin 49, 25 ve 9 kurallı, eşit bölmelenendirilmiş, üçgen tipli üyelik fonksiyonlu bulanık denetleyici için elde edilmiş şekli şekil 6' da verilmiştir. Eşit olmayan bölmelenendirilmeye sahip üçgen tipli üyelik fonksiyonlu bulanık denetleyici için elde edilmiş olan denetimli motor hızı [10] ve [11] şekil 7' de gösterilmiştir. Şekil 6 ve 7' ye benzer şekilde Gauss tipli üyelik fonksiyonu için PMDC motorun denetimli hız değişimleri şekil 8 ve 9' da verilmiştir.



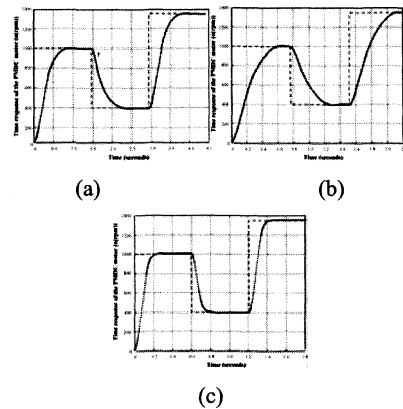
Şekil 6. Eşit bölmeli, üçgen tipli üyelik fonksiyonuna sahip bulanık denetleyicili sistem çıkışı: (a) 49 kural, (b) 25 kural, (c) 9 kural yapısı.



Şekil 7. Eşit bölmelenendirilmemiş, üçgen tipli üyelik fonksiyonuna sahip bulanık denetleyicili sistem çıkışı: (a) 49 kural, (b) 25 kural, (c) 9 kural yapısı.



Şekil 8. Eşit bölmeli, Gauss tipli üyelik fonksiyonuna sahip bulanık denetleyicili sistem çıkışı: (a) 49 kural, (b) 25 kural, (c) 9 kural yapısı.



Şekil 9. Eşit bölmelenendirilmemiş, Gauss tipli üyelik fonksiyonuna sahip bulanık denetleyicili sistem çıkışı: (a) 49 kural, (b) 25 kural, (c) 9 kural yapısı.

Tüm şekillerden gözlemlenebileceği gibi referans hız değerindeki artış veya azalışın motorun referans hızı takip etmesi üzerinde bir etkisi yoktur. Farklı tip üyelik fonksiyonları ve farklı sayıdaki kural tabanının çıkış tepkisi üzerindeki etkisini daha iyi gözlemek için, referans hız değeri önce 1000' den 400' e, daha sonra 400' den 1350 rpm değerlerine değiştirilerek denetlenen motor çıkışı izlenmiştir.

Kural atama tabloları sistem davranışına göre belirlendiği için, üyelik fonksiyonlarının aralıkları ve kural karar tablolarının yapılandırılması denetlenen sisteme göre belirlenmektedir. Bir kez üyelik fonksiyonları yapılandırıldığında, bu üyelik fonksiyonları denetlenen sistemin kararlı bir şekilde çalışmasını sağlayacak şekilde olmalıdır. Üyelik fonksiyonlarında olması muhtemel bir değişiklik kural tablosunu ve dolayısı ile sistemin kararlılığını değiştirecektir.

4. Sonuçlar

Farklı tip bulanık mantık tabanlı denetleyicilerin PMDC motor denetimine uygulamaları ve bu uygulamalara ait elde edilen sonuçlar şekil 6, 7, 8 ve 9' da verilmiştir. Üç farklı referans hız değeri bulanık denetleyicileri test etmek ve güvenilirliklerini denemek amacı için kullanılmıştır. Tüm durumlar için, yukarıda değinildiği gibi, referans hız değeri 1000' den 400' e daha sonra ise 400' den 1350 rpm değerlerine değiştirilmiş ve böylece denetlenen PMDC motorun referans hız değerini takip etmedeki yeteneği incelenmiştir. Eşit ve eşit olmayan bölmelendirilmeye sahip üçgen tipli üyelik fonksiyonlarının farklı sayıdaki kural tabanlı uygulamaları şekil 6 ve şekil 7' de verilmiştir. Benzer şekilde Gauss tipli üyelik fonksiyonlarının PMDC motor denetimine uygulaması sonucunda elde edilen denetlenen hız-zaman değişim eğrileri şekil 8 ve şekil 9' da gösterilmiştir. Tüm durumlar için yük torku sabit olarak kabul edilmiştir. Tüm şekiller incelendiğinde, 9 kural tabanının kullanıldığı durumlarda oturma süresinin daha kısa olduğu gözlenmiştir. Yine tüm şekiller kendi arasında değerlendirildiğinde eşit bölmelendirmeli üyelik fonksiyonlarının PMDC motor denetiminde ve referans hız değerini takip etme olgusu için daha etkili olduğu gözlenmiştir. Aşım değeri tüm durumlar için % 2' den az olup, tablo 5' den görüleceği gibi eşit bölmelendirilmiş Gauss tipli üyelik fonksiyonuna ve 9 kurala sahip bulanık denetleyici incelenen diğer denetleyicilere göre daha iyi sonuçlar vermiştir. Ayrık uzayın bölmelendirilmesi eşit olmaktan uzaklaştıkça oturma süresi ve referans hız değerine ulaşma süresi giderek artmıştır. 4 farklı tip üyelik fonksiyonuna, farklı bölmelendirilmeye ve farklı sayıdaki kural tabanına sahip 24 ayrı bulanık denetleyici kendi içerisinde oturma süresi ve aşım değerine göre karşılaştırılmış ve elde edilen sonuçlar tablo 5' de verilmiştir. Elde edilen bu sonuçlar daha önce literatürde verilmiş olan sonuçlarla benzerlik göstermektedir [10]. [11] numaralı referansta verildiği gibi 9 kuralı bulanık denetleyicinin PMDC motor denetimi için daha uygun olduğu görülmüştür. Daha önceki çalışmalarda [10] ve [11] ayrık uzayın bölmelendirilmesi dikkate alınmamış olup, bu çalışma ile uzayın bölmelendirilmesinin de bulanık mantık tabanlı denetleyiciler ile denetlenen sistemin kararlılığı ve çıkışı üzerinde etkiye sahip olduğu gözlenmiştir. PMDC motor sürücü düzeneklerinin denetiminde yapay zeka yaklaşımlarının daha

kararlı ve gürbüz davranış gösterdiği daha önce yapılmış olan çalışmalarda da bildirilmiştir [17]. Sistemlerin matematiksel modeline ve parametrelerine bağlı kalmadan sistemlerin bulanık denetimle denetlenebilmesi, sıradan denetim tekniklerine göre gerçek zamanlı uygulamalarda tasarım zamanını azaltması ve sistem yapısının daha basit olması gibi sebeplerle çokca tercih edilmektedir [18].

Tablo 5. 4 farklı tip üyelik fonksiyonlarının farklı yapılandırılmalarına ait karşılaştırma tablosu.

Üyelik Fonksiyonunun Tipi	Oturma süresi	Aşım (%)
Eşit bölünmüş üçgen tip ÜF 9 kural	0.16	0.25
Eşit bölünmüş üçgen tip ÜF 25 kural	0.62	0.41
Eşit bölünmüş üçgen tip ÜF 49 kural	0.78	0.53
Eşit bölünmemiş üçgen tip ÜF 9 kural	0.35	0.62
Eşit bölünmemiş üçgen tip ÜF 25 kural	0.59	0.96
Eşit bölünmemiş üçgen tip ÜF 49 kural	1.18	1.22
Eşit bölünmüş Gauss tip ÜF 25 kural	0.35	0.35
Eşit bölünmüş Gauss tip ÜF 49 kural	0.82	0.47
Eşit bölünmemiş Gauss tip ÜF 9 kural	0.21	0.74
Eşit bölünmemiş Gauss tip ÜF 25 kural	0.58	0.57
Eşit bölünmemiş Gauss tip ÜF 49 kural	0.85	0.23
Eşit bölünmüş yamuk tip ÜF 9 kural	0.18	0.33
Eşit bölünmüş yamuk tip ÜF 25 kural	0.88	0.51
Eşit bölünmüş yamuk tip ÜF 49 kural	1.04	0.84
Eşit bölünmemiş yamuk tip ÜF 9 kural	0.46	0.92
Eşit bölünmemiş yamuk tip ÜF 25 kural	0.71	1.18
Eşit bölünmemiş yamuk tip ÜF 49 kural	0.96	1.58
Eşit bölünmüş çan tipi ÜF 9 kural	0.23	0.35
Eşit bölünmüş çan tipi ÜF 25 kural	0.45	0.63
Eşit bölünmüş çan tipi ÜF 49 kural	0.98	1.01
Eşit bölünmemiş çan tipi ÜF 9 kural	0.30	0.84
Eşit bölünmemiş çan tipi ÜF 25 kural	0.76	0.77
Eşit bölünmemiş çan tipi ÜF 49 kural	1.11	0.52

5. Tartışma

Bu çalışmada, 24 ayrı tip bulanık denetleyici tasarlanmış ve PMDC motor hız denetimine uygulanmıştır. Kuralların sayısı ve üyelik fonksiyonlarının tipleri bu amaç için incelenmiştir. Kural tabanının belirlenmesi için sistem davranışına bağlı olarak yeni bir yaklaşımda verilmiştir. Yapılan bu çalışma sonucunda, herhangi bir sistemin bulanık mantık tabanlı denetiminde üyelik fonksiyonlarının türleri, yapılandırılması ve kural sayısının büyük bir etkiye sahip olduğu gözlemlenmiştir.

6. Kaynakça

- [1] E.H. Mamdani, ve S. Assilian, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," *Int. J. Man-Machine Studies*, Cilt: 7, s: 1-13, 1975.
- [2] L.A. Zadeh, "Fuzzy sets," *Information and Control*, Cilt: 8, s: 338-353, 1965.
- [3] L.A. Zadeh, "Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Cilt: 7, s: 28-44, 1973.
- [4] P.J.C. Branco ve J.A. Dente, "An experiment in automatic modeling an electrical drive system using fuzzy logic," *IEEE Transactions on Systems, Man, and*

- Cybernetics-Part C: Applications And Reviews*, Cilt: 28, No: 2, s: 254-262, 1998.
- [5] J.M. Mendel, "Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial," *Proc. of the IEEE*, Cilt: 83, No: 3, s: 345-377, 1995.
 - [6] R. Jager, "Fuzzy logic in control", PhD Thesis, Delft University Holland, 1995.
 - [7] J. Fonseca, J.L. Afonso, J.S. Matins, ve C. Couto, "Fuzzy logic speed control of an induction motor," *Microprocessors and Microsystems*, Cilt: 22, s: 523-534, 1999.
 - [8] G.C. Sousa, B.K. Bose, ve J.G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimisation control of an indirect vector controlled induction motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Cilt: 42, No: 2, s: 192-198, 1995.
 - [9] O. Gundogdu ve K. Erenturk "Fuzzy control of a dc motor driven four-bar mechanism," *Mechatronics*, Cilt: 15, s: 423-438, 2005.
 - [10] K. Erenturk, "MATLAB-Based GUIs for Fuzzy Logic Controller Design and Applications to PMDC Motor and AVR Control," *Computer Applications in Engineering Education*, Cilt: 13, No: 1, s: 10-25, 2005.
 - [11] I. Eminoglu, ve I.H. Altas, "The effects of the number of rules on the output of a fuzzy logic controller employed to a PM d.c. motor," *Computers&Electrical Engineering*, Cilt: 24, s: 245-261, 1998.
 - [12] K. Erenturk, ve I.H. Altas, "Fault identification in a radial power system using fuzzy logic," *Instrumentation Science and Technology*, Cilt: 32, No: 6, s: 641-653, 2004.
 - [13] G.C.D. Sousa, ve B.K. Bose, "A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter dc machine drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Cilt: 30, No: 1, s: 34-44, 1994.
 - [14] M.K. El-Sherbiny, G. El-Saady, ve A.M. Yousef, "Efficient fuzzy logic load-frequency controller," *Energy Conversion and Management*, Cilt: 43, s: 1853 -1863, 2002.
 - [15] K.M. Moulton, A. Cornell, ve E. Petriu, "A fuzzy error correction control system," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Cilt: 50, No: 5, s: 1456-1463, 2001.
 - [16] E. Yesil, M. Guzelkaya, ve I. Eksin, "Self tuning fuzzy PID type load and frequency controller," *Energy Conversion and Management*, Cilt: 45, s: 377-390, 2004.
 - [17] F.M. El-Khouly, A.S. Abdel-Ghaffar, A.A. Mohammed ve A.M. Sharaf, "Artificial intelligent speed control strategies for permanent magnet DC motor drives," *Industry Applications Society Annual Meeting 1994*, s: 379-385, 1994.
 - [18] H. Peyravi, A. Khoei, ve K. Hadidi, "Design of an analog CMOS fuzzy logic controller chip," *Fuzzy Sets and Systems*, Cilt: 132, s: 245-260, 2002.

GUNT RT 512 SIVI SEVİYE DENETİM CİHAZININ BULANIK DENETİMİ

Meral Özarslan¹, Ömer Faruk Bay^{2*}

¹Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Gazi Üniversitesi, 06500 Beşevler, Ankara

² Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Gazi Üniversitesi, 06500 Beşevler, Ankara
omerbay@gazi.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, eğitim amaçlı olarak kullanılan GUNT RT 512 sıvı seviye denetim cihazının denetimi, bulanık mantık denetleyicisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. GUNT Hamburg firmasının ürettiği RT 512 sıvı seviye denetim cihazının geleneksel denetim algoritmasına alternatif olarak bulanık mantık denetim algoritması geliştirilmiştir. Denetim işlevini gerçekleştiren bulanık mantık algoritması, PicBasic diliyle yazılmış olup denetleyici olarak da Microchip firmasının ürettiği PIC16F877 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Cihaz, seviye tüpünde bulunan sıvıyı istenen seviyeye getirmek ve orada tutmak için pnömatrik vanaya gönderilecek olan akımı geleneksel denetim algoritmasıyla belirlemektedir. Cihazın mevcut PID denetleyici ile yapılan denetim sonuçlarıyla, sıvı seviyesini istenen seviyede tutmak için geliştirilmiş olan bulanık mantık denetleyicisi sonuçları karşılaştırılmış ve bulanık mantık denetleyici cevabının daha hızlı ve daha doğru olduğu gözlemlenmiştir.

1. Giriş

Bulanık mantık denetleyiciler denetim uygulamalarında gittikçe artarak yoğun bir şekilde kullanılmakta ve başarılı sonuçlar elde edilmektedir. A.Lütfi Zadeh tarafından 1965 yılında ortaya atılmasından [1] bu yana bulanık mantık denetleyiciler, klima sistemi, otomatik odaklama, otomatik denetim, servomotor denetimi, reaktör sıcaklık denetimi, çamaşır makinesi ve sıcaklık denetleyicisi gibi işlemlerle denetim alanında, ekonomi, yönetim ve tıp alanlarında sıklıkla kullanılmaktadır.

Sıcaklık, basınç, nem, hız, debi gibi fiziksel değişimlerin doğrusal olmaması, bunların denetiminde bulanık mantık denetiminin tercih edilmesini sağlamaktadır. Bu yüzden, bulanık mantık denetleyici süreç denetiminde, çimento fırını, cam eritme ocağı, yağmur suyu pompalama, tünel havalandırma, su arıtma sistemleri gibi bir çok uygulama alanına sahiptir [2].

Denetim sistemi için istenen en temel özellikler; kararlı çalışma, geçici durum çalışması halinde hızlı cevap, kalıcı durum davranışdır. İdeal bir denetim sisteminin kararlı, hızlı ve duyarlı olması gerekmektedir. Bulanık mantık denetleyici yöntemi, süreçlerin

geleneksel tekniklerle analizi için karmaşık veya bilginin mevcut kaynaklarının yorumunun yanlış veya kesin olmayan durumlar içermesi halinde çok kullanışlı görünmektedir. Bulanık mantık denetleyicisi, uzman bilgisine dayalı dilsel denetim stratejisini otomatik denetim stratejisine dönüştüren bir algoritma sağlamaktadır. Yapılan uygulama çalışmaları, bulanık mantık denetleyici sonuçlarının, geleneksel denetim algoritmalarıyla elde edilen sonuçlardan daha üstün nitelikli olduğunu göstermektedir [3].

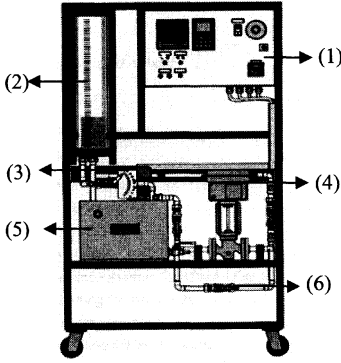
Günümüze kadar çeşitli sıvı seviye denetim işlemleri çeşitli denetim algoritmalarıyla gerçekleştirilmiştir. Saini ve Singh sıvı seviye denetimiyle ilgili yaptıkları çalışmada, seçtikleri bir fabrikada, sıvı seviyesinin denetimi için gerçek zamanlı, bulanık kural tabanlı bir denetleyici tasarlamışlardır. Farklı şartlarda testler yapmışlar ve bulanık denetleyicinin geleneksel PID denetleyiciden çok üstün başarımlar gösterdiğini tespit etmişlerdir [4]. Bir diğer sıvı seviye denetim uygulaması da Ghwanmeh ve diğerleri tarafından gerçekleştirilmiştir. Yaptıkları bu projede kendi kendine öğrenen bir bulanık mantık denetimi geliştirmişlerdir. Geliştirilen sistemle süreç hakkında sınırlı bilgiye sahip olunsu bile, uygun kuralların ve uygun süreç cevaplarının elde edildiği görülmüştür [5]. Lara ve diğerleri yayınlanan makalelerinde bir bulanık mantık yazılım geliştirme sistemi kullanarak, düşük maliyetli, 8 bitlik bir mikrodenetleyici içine dört-kurallı PD bulanık algoritma geliştirmişlerdir. Böylece öğretici sıvı seviye denetimi için bağımsız bir bulanık denetleyici geliştirmişlerdir [6].

Denetimi gerçekleştirilen cihazın orijinal denetleyicisi, sıvının seviyesini PID metoduna göre denetlemektedir. Yapılan bu çalışmada, seviye tüpünde bulunan sıvının seviyesinin tuş takımından girilen seviyeye getirilmesi, PIC 16F877 tabanlı bir bulanık mantık denetleyici ile sağlanmaktadır. Cihazın bulanık denetimini tasarlanan üç ayrı devre kartı geliştirmektedir. Bu kartlar; besleme kartı, bulanık mantık denetimi kartı ve tuş takımı - LCD denetim kartıdır.

2. GUNT RT 512 Sıvı Seviye Denetim Cihazı

GUNT RT 512 sıvı seviye denetim cihazı, seviye tüpünde bulunan sıvıyı denetleyici tarafından girilen seviye bilgisine getirme işlemini gerçekleştirmektedir. Aşağıda numaraları ile birlikte cihazı oluşturan parçalar açıklanmaktadır.

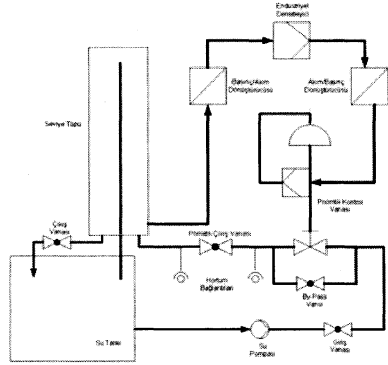
- (1) Anahtarlama Kabini: Tüm elektrik denetimleri ve ölçüm uçları anahtarlama kabiniinde bulunmaktadır.
 - (2) Seviye Tüpü: Saydam plastik tüp, seviye tankı olarak görev yapmaktadır.
 - (3) Sıvı Pompası: Suyun döngüsünü sağlamaktadır.
 - (4) Pnömatik denetim vanası: Denetleyiciden gelen akıma göre, vananın açılma miktarını belirlemektedir.
 - (5) Su Tankı: Kaynak tank olarak sıvının tutulduğu depo görevini yapmaktadır.
 - (6) By-pass denetim vanası: Bu cihazla başka bir cihazın kaskat bağlantısı için kullanılan bir vanadır.
- Şekil 1'de cihaz üzerinde bulunan bölümler numaralarıyla gösterilmektedir.



Şekil 1: Sıvı seviye denetim cihazının görünüşü

2.1 Süreç Diyagramı

Şekil 2 'de cihazın süreç diyagramı görülmektedir. Seviye tüpünde bulunan sıvının basıncı, basınç dönüştürücü tarafından akıma dönüştürülmektedir. Bu akım, cihazın üzerinde bulunan UDC 5000 endüstriyel denetleyici tarafından giriş olarak değerlendirilmekte ve belirlenen referans seviye bilgisi ile karşılaştırılmaktadır. Buna göre pnömatik denetim vanasına gönderilecek olan akım belirlenmektedir. Bu akım pnömatik kontrol vanası için gerekli olan basınca, akım/basınç dönüştürücü yoluyla dönüştürülmektedir. Bu basınca göre denetim vanasının ne kadar açılacağı ve buna göre seviye tüpüne ne kadar su gönderileceği belirlenmektedir.



Şekil 2: Sıvı seviye denetim cihazı süreç diyagramı

3. Bulanık Mantık Denetleyicinin Sisteme Uygulanması

Bulanık denetleyiciler, sembolik denetleyicilerin özel bir sınıfı olarak düşünülmektedir. Sembolik denetleyicilerin üç temel birimi; sayısal değerlerin sembolik değerlere atanması için bulanıklaştırma, karar verme için bulanık çıkarım ve sembolik değerlerin sayısal değerlere atanması için durulştırma birimleridir [7].

Bulanıklaştırma ünitesi, sayısal veriler üzerinde ölçek değişikliği yaparak bunu bulanık veriler biçimine dönüştürmektedir. Bulanıklaştırma, sistem giriş değişkenlerinin belirlenen aralıklara yerleştirilmesini gerektirmektedir. Yerleştirilmiş veriler, sistem giriş değişkenleri için tanımlanmış bulanık kümelerin etiketleri olarak uygun sözel terimlere çevrilmelidir [8].

Bulanık mantık denetleyicinin giriş değişkenleri olarak seviye hatası ($e(k)$) ve seviye hatasındaki değişim ($de(k)$) değerleri alınmıştır. Seviye hatası, istenen sıvı seviye yükseklik değerinden o anda basınç dönüştürücüsünden alınan gerçek sıvı seviye yükseklik değerinin farkı alınarak bulunur. Bu değer (1) eşitliğinde verilmektedir.

$$e(k) = rs - gs \quad (1)$$

Yukarıdaki (1) eşitliğinde, rs tuş takımından girilen, arzu edilen seviye değeridir. gs ise basınç dönüştürücüsünden alınan ve seviye tüpünde bulunan suyun o andaki yükseklik değeridir.

Seviye hatasındaki değişim, şimdiki seviye hata değerinden bir önceki seviye hata değerinin farkı alınarak bulunur. Bu değer (2) eşitliğinde verilmektedir.

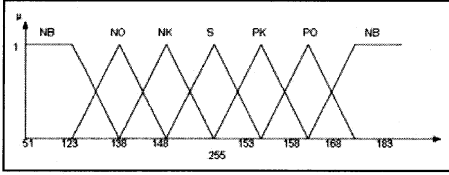
$$de(k) = e(k) - e(k-1) \quad (2)$$

Bulanık mantık denetleyicisinin çıkışı ise pnömatik vanaya gönderilecek olan akım bilgisinin gerilim olarak sayısal karşılığıdır. Bulanık mantık denetleyicinin çıkışı direk olarak DAC0808' e uygulanmaktadır. Bu çıkış sayesinde pnömatik vananın denetimi yapılmaktadır.

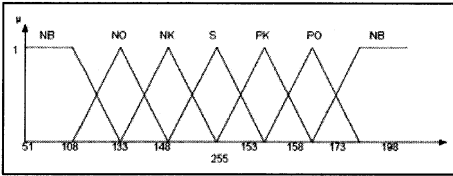
Bulanık mantık denetleyici çıkışı (3) eşitliğinde verilmiştir.

$$d(k) = d(k-1) \pm du(k) \quad (3)$$

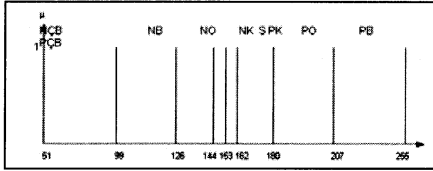
Bulanık mantık denetleyicide iki adet giriş için [51,255] aralığında toplam 7, çıkış için ise yine aynı aralıkta 9 adet dilsel etiket tanımlanmıştır. Aralığın bu şekilde tanımlanmasının sebebi, tüm işlemlerin 8 bite göre yapılmasıdır. Girişler için tanımlanmış dilsel etiketler, NB (Negatif Büyük), NO (Negatif Orta), NK (Negatif Küçük), S (Sıfır), PK (Pozitif Küçük), PO (Pozitif Orta), PB (Pozitif Büyük)'dir. Mikrodenetleyici çıkışında sayısal - analog dönüştürücü yoluyla analoga, gerilim - akım dönüştürücü yoluyla da akıma dönüştürülen çıkış değişkeni 9 adet dilsel etiketle tanımlanmıştır. Bunlar, NÇB (Negatif Çok Büyük), NB (Negatif Büyük), NO (Negatif Orta), NK (Negatif Küçük), S (Sıfır), PK (Pozitif Küçük), PO (Pozitif Orta), PÇB (Pozitif Çok Büyük)'dir. Denetleyicide, giriş değişkenleri için üyelik işlevi tipi endüstriyel uygulamalarda en çok tercih edilen üçgen tiptir. Bunun sebebi, üçgen üyelik işlevinin doğrusal özelliğe sahip olması ve üyelik değerinin kısa sürede elde edilmesidir [9]. Çıkış değişkeni için ise singleton (bulanık teklik) kullanılmıştır. Bulanık teklik stratejisi, doğal ve gerçekleştirilmesi kolay olduğu için bulanık mantık denetleme uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Hata, hatadaki değişim ve çıkış için kullanılan üyelik işlevleri de sırasıyla Şekil 3, Şekil 4 ve Şekil 5'de görülmektedir.



Şekil 3: Hata için üyelik işlevi



Şekil 4: Hatadaki değişim için üyelik işlevi



Şekil 5: Çıkış için üyelik işlevleri

Bulanık mantık denetleyicinin girişleri ve çıkışları arasındaki bulanık kurallar sistemin dinamik davranışı incelenerek elde edilmiştir. Dinamik sinyal analizi ile bir sistem hakkında deneyime sahip olunmasa bile sistemin denetiminin bulanık mantık denetleyici ile gerçekleştirilmesi sağlanabilmektedir. Kural tabanı oluşturmada bu yöntem kullanılmıştır.

Dinamik sinyal analizinden elde edilen, geçiş ve uç noktadaki dilsel etiketlere göre üretilmiş kural tablosu çizelge 1'de görülmektedir.

Çizelge 1: Bulanık mantık denetleyici için kural tablosu

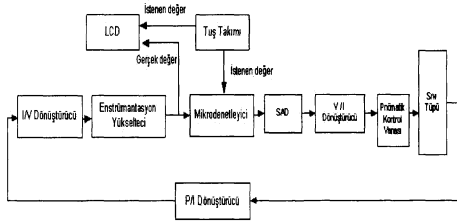
	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	NÇB	NB	NB	NO	NK	NK	S
NO	NB	NB	NO	NK	NK	S	PK
NK	NB	NO	NK	NK	S	PK	PK
S	NO	NK	NK	S	PK	PK	PO
PK	NK	NK	S	PK	PK	PO	PB
PO	NK	S	PK	PK	PO	PB	PB
PB	S	PK	PK	PO	PB	PB	PÇB

Durulaştırma yöntemlerinden endüstriyel denetimler için en uygun olanı ağırlık merkezi yöntemidir [7]. Gerçekleştirilen BMD'de ağırlık merkezi yöntemi kullanılmıştır.

4. Uygulama Devresi

RT 512 sıvı seviye denetim cihazını bulanık mantık denetleyici ile denetlemek için tasarlanmış olan devrenin blok şeması şekil 6'da görülmektedir. Temel olarak cihazın denetimini PIC16F877 mikrodenetleyicisi gerçekleştirmektedir. Basınç dönüştürücüsü, saydam sıvı seviye tüpünde bulunan sıvının basınç bilgisini akıma dönüştürdüğünden, bu akım değerinin PIC16F877 mikrodenetleyicisi için gerilim bilgisine dönüştürülmesi gerekmektedir. Akımı gerilime dönüştürmek için basınç dönüştürücüye seri olarak 250 Ω değerinde metal film bir direnç bağlanmıştır. Bu direnç sayesinde 4 - 20 mA arasında değişen akım değeri, 1 - 5 V arasında değişen gerilim değerine dönüştürülmektedir. Bu gerilim değerinin yüksek doğruluklu olarak mikrodenetleyicinin Analog/Sayısal Dönüştürücü girişine (RA0 portuna) uygulanması için enstrümantasyon yükseltici kullanılmaktadır. Mikrodenetleyici içerisinde gerçekleştirilen tüm işlemler 8 bitlik sayısal değerlerle yapılmaktadır. Mikrodenetleyicinin çıkışı yine 8 bitlik sayısal bir değerdir. Bu değer sayısal bir değer olduğundan, analoga dönüştürülmesi gerekir. Bu işlemi, 8 bitlik Sayısal / Analog Dönüştürücü devresi gerçekleştirmektedir. Sıvı seviye tüpüne gönderilecek olan sıvının miktarını, iki yönlü pnömatik denetim vanası belirlemektedir. Bu vana, girişine gelen akım miktarına bağlı olarak açılır veya kapanır. Pnömatik denetim vanası akım denetimli bir vanadır. O halde, dönüştürücü çıkışındaki analog gerilim bilgisinin pnömatik denetim vanası için akıma dönüştürülmesi gerekmektedir. Bunun için gerilim/akım dönüştürücü devresi kullanılmaktadır.

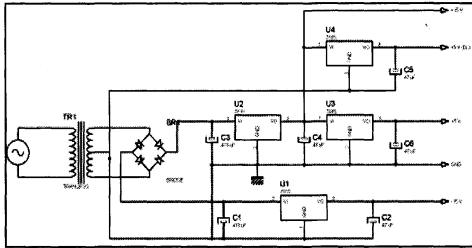
Bu devrenin çıkışındaki akım değeri bulanık denetleyici çıkışından gelen bilgiye göre belirlenmektedir.



Şekil 6: RT 512'nin bulanık mantıkla denetimini sağlayan sisteminin blok şeması

4.1. Besleme Kartı

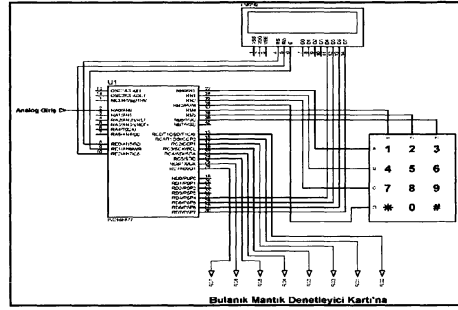
Tasarlanan devrede bulunan enstrümantasyon yükseltici, SAD ve V/I dönüştürücü devreleri ile tuş takımı denetim devresinde bulunan LCD'nin için gerilime ihtiyaç duyulmaktadır. Bu gerilim besleme kartından elde edilmektedir. Besleme kartından; +5 V, +15 V ve -15 V gerilim değerleri sağlanmaktadır. Ayrıca, LCD'nin arka zemin aydınlatması için (backlight) +5 V bu değerlerden ayrı olarak üretilmektedir. Şekil 7, +15 V, -15 V, +5 V çıkışları veren devre şemasını göstermektedir.



Şekil 7: Besleme devresi

4.2 Tuş Takımı ve LCD Denetim Kartı

Tuş takımı ile LCD devre şeması Şekil 8'de görülmektedir. Bu kartın ayrı yapılmasının sebebi, esnek bir kullanım sağlamaktır. Tuş takımı ile LCD aynı kartta olduğundan, yapılacak küçük değişikliklerle, farklı bir sistemin denetimi için istenen değeri girme ve bu değerleri gösterme işlevi kolaylıkla ve kısa sürede gerçekleştirilebilecektir.

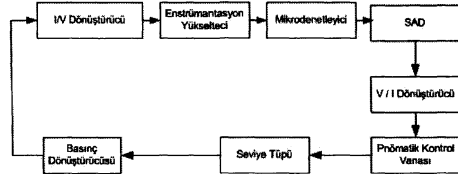


Şekil 8: Tuş takımı ve LCD denetim kartı devre şeması

Tuş takımından girilen istenen değer, PIC16F877 mikrodenetleyicisinin C portuna gönderilmektedir. Bu kartın C portundan gönderilen referans seviye bilgisi, bulanık mantık denetleyici kartında bulunan PIC16F877 mikrodenetleyicisinin yine C portundan alınmaktadır.

4.3 Bulanık Mantık Denetleyici Kartı

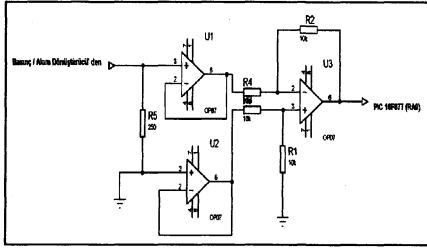
Bulanık mantık denetleyici kartı, farklı devrelerin bir araya getirilmesiyle oluşturulmuştur. Bu kartın blok diyagramı Şekil 9'da görülmektedir.



Şekil 9: Bulanık mantık denetim kartı blok diyagramı

4.3.1. Akım / gerilim dönüştürücüsü ve enstrümantasyon yükseltici

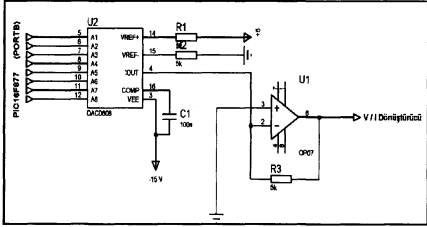
RT 512 sıvı seviye denetim cihazı üzerinde bulunan basınç/akım dönüştürücü, seviye tüpünde bulunan suyun basıncını 4-20 mA arasında akıma dönüştürmektedir. Seviye tüpündeki 0 cm, P / I dönüştürücü çıkışında 4 mA' e, 60 cm ise 20 mA' e dönüşmekte ve ara değerler için de doğrusal değişimler göstermektedir. Tasarlanan devrede cihazın denetiminin PIC mikrodenetleyicisi ile sağlanması, girişin gerilim olmasını gerektirmektedir. Bu amaçla, sıvı seviye tüpünün hemen altında bulunan P/I dönüştürücüye seri olarak bir metal film direnç bağlanmıştır. Bağlanan bu direncin uçlarından paralel olarak 1-5 V arasında gerilimler elde edilmektedir. Bu gerilimin mikrodenetleyiciye uygulanabilmesi için, CMRR (ortak modu bastırma oranı) çok yüksek olan enstrümantasyon yükseltici kullanılmıştır. Mikrodenetleyici girişine uygulanacak olan gerilim sinyalini elde etmek için kullanılmış olan devre şeması Şekil 10'da görülmektedir.



Şekil 10: Enstrümantasyon yükseltici devre şeması

4.3.2. Sayısal / analog dönüştürücü

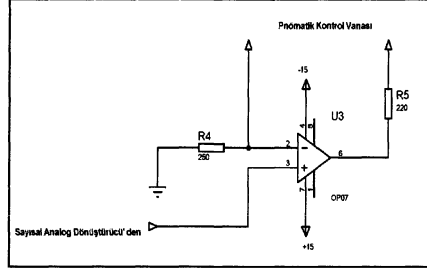
PIC 16F877'nin çıkışı, girişine gelen 1–5 V arasındaki gerilime bağlı olarak hesaplanan 8 bitlik sayısal gerilim bilgisidir. PIC' in B portundan alınan bu sayısal verinin analoga dönüştürülmesi Şekil 11' deki devre ile gerçekleştirilmektedir.



Şekil 11: SAD devre şeması

4.3.3. Gerilim / akım dönüştürücü

Gerim/akım dönüştürücü devresi, SAD'dan gelen gerilimi akıma dönüştürmektedir. Gerilimin akıma dönüştürülmesinin sebebi, seviye tüpüne gönderilecek suyun miktarını belirleyen pnömatik denetim vanasının akımla belirlenmesidir. Pnömatik denetim vanasına gelen akımın miktarına bağlı olarak vana belirli oranlarda açılıp kapatılmaktadır. Gerilim/akım dönüştürücü devresi Şekil 12'de görülmektedir.



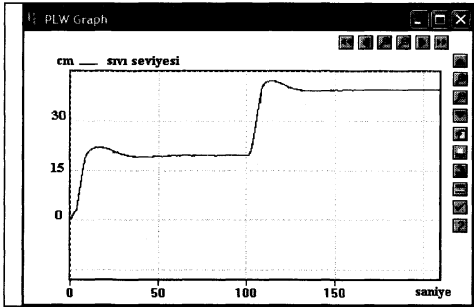
Şekil 12: Gerilim / akım dönüştürücü devre şeması

5. Deneysel Sonuçlar ve İrdelenmesi

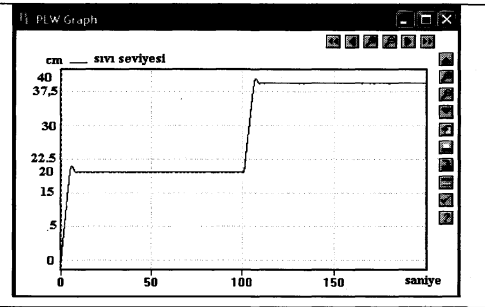
Tasarlanan bu denetleyicinin başarımını sınamak için PICO ADC 212 veri alış veriş kartı kullanılarak sistem tepkilerinin bilgisayar ortamına taşınması sağlanmıştır. Analizlerde, UDC 5000 PID denetleyicisi ve bulanık mantık denetleyicisi kullanılarak sistemin tepkileri incelenmiştir. UDC 5000 denetleyicisinin PID katsayıları deneme yanılma metodu ile ayarlanmıştır. Sistemin bulanık mantık denetleyicisi ile istenen değere daha kısa sürede ve daha az aşımına ulaştığı görülmüştür.

İstenen değer, sistem çalışmaya başlar başlamaz 0 cm' den 20 cm' ye, 100 saniye sonra da 20 cm' den 40 cm' ye çıkarılmıştır. Şekil 13(a) incelendiğinde UDC 5000 denetleyicisi ile aşımın çok fazla olduğu ve sistemin kalıcı durum davranışı göstermesi için yaklaşık 45 saniye geçmesi gerektiği görülmektedir. Şekil 13(b)'de aynı artış miktarlarında bulanık denetimin tepkisi incelenmiştir. Sistemin kalıcı durum davranışı göstermesi yaklaşık 12 saniye olmaktadır. Ayrıca aşımın çok küçük değerlere düşmektedir.

Şekil 14, azalan değerler için sistemlerin tepkilerini göstermektedir. Burada 50 cm' den 30 cm' ye ve 110 saniye sonra 30 cm' den 10 cm' ye düşürülen sıvı seviyeleri için sistem tepkisi incelenmektedir. Analizlerde bulanık denetimin azalan değerlerde yaklaşık 15 saniye sonunda kararlı hale geldiği ve aşımın 2 cm' den fazla olmadığı dikkat çekmektedir.

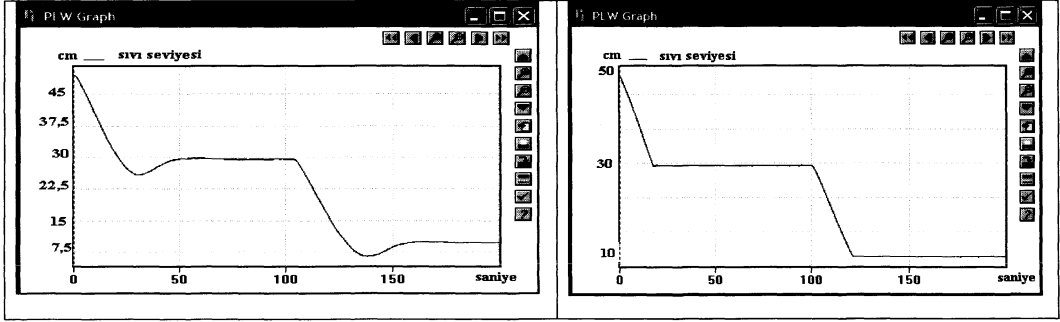


(a) UDC 5000 ile sistem tepkisi



(b) BMD ile sistem tepkisi

Şekil 13: Artan değerler için sistem tepkileri



(a) UDC 5000 ile sistem tepkisi

(b) BMD ile sistem tepkisi

Şekil 14: Azalan değerler için sistem tepkileri

6. Sonuç

Bu çalışmada BMD, cihazın orijinal denetleyicisine bir alternatif olarak geliştirilmiştir. Cihazın orijinal denetleyicisi olan UDC 5000, sistemin sadece PID denetim algoritması ile denetimine izin vermektedir. BMD ile cihazın alternatif denetim yollarından biri olan bulanık mantıkla gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir.

Önerilen bulanık mantık denetleyici, PIC ile gerçekleştirildiğinden hem daha ucuza mal olmuş hem de alan olarak az yer kapladığından cihazın mobil kullanımı için iyi bir çözüm olmuştur. Ayrıca bulanık mantık ile kuralların belirlenmesi, karmaşık matematiksel denklemlerin zorunluluğunu ortadan kaldırmıştır.

Yapılan analizlerden de anlaşılacağı gibi sistem tepkilerinin iyileştirilmesi bulanık mantık ile iyi bir şekilde yapılmaktadır. Sistem tepkisinin hızı ve doğruluğu süreç denetiminde çok önemlidir. Bu yüzden tasarlanan bulanık mantık denetleyici süreç denetimi için iyi bir çözüm olmuştur. Ayrıca GUNT RT 512 cihazının bulanık mantık algoritmasının öğretiminde ve deneylerinde kullanılması mümkün hale getirilmiştir.

7. Teşekkür

Bu çalışma Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenmiştir.

8. Kaynakça

[1] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets," Information and Control, vol. 8, pp. 338-353, 1965.

[2] D. G. Schwartz, G. J. Klir, H. W. Lewis and Y. Ezawa, "Application of Fuzzy Sets and Approximate Reasoning," Proceedings of The IEEE, vol. 82, no. 4, pp. 482-497, 1994.

[3] C. C Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller _ Part I," IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, vol. 20, no. 2, pp. 404-418, April 1990.

[4] J. S. Saini, Y. P. Singh, "Use Of Causal Knowledge in a Real-Time Fuzzy Logic Controller," in IEEE/IAS International Conference on Industrial Automation and Control, 1995, pp. 101-108.

[5] S. H. Ghwanmeh, K. O. Jones, D. Williams, "Online Performance Evaluation of a Self-Learning Fuzzy Logic Controller Applied to Nonlinear Processes," in Proceedings of the Fifth IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 1996, pp. 394-399.

[6] F. Lara, N. Sánchez, D. Zaldívar, "Real Time Fuzzy Microcontroller for a Didactic Level System," in International Electronic Engineer Conference Electro 2001, 2001, pp. 153-158.

[7] Ö. F. Bay, "Anahtarlama Relüktans Motorun Sayısal Sinyal İşlemcisi Tabanlı Bulanık Kontrolü," Politeknik Dergisi, vol. 2, no. 3, pp. 7-21, 1999.

[8] İ. Atacak, Ö. F. Bay, "Bulanık Mantık Denetimli Seri Aktif Güç Filtresi Kullanarak Harmonik Gerilimlerin Bastırılması," Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der., vol. 19, no. 2, pp. 205-215, 2004.

[9] Ö.F. Bay and C. Elmas, "Modeling of the inductance variation and control of the switched reluctance motor based on fuzzy logic", Intelligent Automation and Soft Computing, vol.10, no.3, pp.233-246, 2004

Bulanık Mantık Denetimli Bir Fazlı Kesintisiz Güç Kaynağının Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

İsmail Atacak,

Ömer Faruk Bay,

Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Teknik Eğitim Fakültesi, Gazi Üniversitesi,
omerbay@gazi.edu.tr

Özetçe

Günümüzde kritik yüklerin yaygın bir şekilde kullanılması; bu yüklerle kesintisiz, yüksek kaliteli ve güvenilir güç sağlayan kesintisiz güç kaynaklarının (KGK) tasarımını ve üretimini zorunlu bir duruma getirmiştir. Bu çalışmada; bir fazlı, güç faktörü düzeltilmeli bir KGK' nın denetimi için bulanık mantık (BM) denetleyicisi önerilmektedir. Önerilen denetleyicinin başarımını kıyaslamak için, KGK aynı zamanda oransal-integral (PI) denetleyici kullanılarak da denetlenmektedir. KGK' nın güç faktörü düzeltme (GFD) katmanında ortalama akım kontrol tekniği ve evirici katmanında akım mod kontrol tekniği kullanılmaktadır. Doğrusal olmayan yük şartlarında yapılan benzetim ve uygulama çalışmalarının sonucunda; güç faktörü düzeltme ve düşük harmonikli çıkış gerilimi elde etmede, BM denetimli KGK' nın PI denetimli KGK' dan daha iyi bir başarıma sahip olduğu gözlenmiştir.

1. Giriş

Kritik yükler; hat gerilimindeki değişimlere ve elektrik kesintilerine karşı hassas cihazlar oldukları için, bu yüklerin temiz ve kesintisiz bir güç ile beslenmesi hayati bir öneme sahiptir. Günümüzde kritik yüklerin bu gereksinimleri, yüksek başarılı KGK' lar kullanılarak karşılanmaktadır [1]. Genel olarak KGK' ların başarımına; bu sistemlerde kullanılan devre topolojileri, güç devrelerinde kullanılan filtre devrelerinin tasarımı, KGK' ların denetlenmesinde kullanılan denetim teknikleri ve denetleyiciler karar verir. KGK' larda yükün tipine ve yapılan uygulamaya göre beklemesiz (on-line), hat etkileşimli (line-interactive) ve beklemeli (standby) devre topolojileri yaygın olarak kullanılır [2, 3]. Her topolojinin kendisine göre üstünlük ve sakıncaları olmasına rağmen, beklemesiz devre topolojisi yüke daha regüleli ve daha temiz bir güç sağlar.

Kesintisiz güç kaynaklarının denetiminde; gerilim mod denetim tekniği, akım mod denetim tekniği, sınır akım denetim tekniği, histerisiz denetim tekniği, tepe akım denetim tekniği ve ortalama akım denetim tekniği gibi denetim teknikleri yaygın olarak kullanılır [3, 4-6]. Bu teknikler içerisinde; oransal-integral-türev (PID) denetleyici, oransal-integral (PI) denetleyici ve oransal-türev (PD) denetleyici;

yapılarının basit olması ve farklı çalışma şartlarındaki güçlü performanslarından dolayı sıkça kullanılır. Bununla birlikte zamanla değişen yükler, değişken kaynak gerilimleri gibi faktörler bu denetleyicilerin performansını belirleyen denetim parametrelerinin seçimini zorlaştırır. Son zamanlarda BM denetleyicileri, özellikle DA/DA dönüştürücü, evirici ve aktif güç filtreleri gibi güç elektroniği devrelerinde geleneksel denetleyicilere alternatif bir denetleyici olarak kullanılmaktadır [1, 7, 8]. BM denetleyiciler doğası itibari ile işlemlerini dilsel değişkenler kullanarak gerçekleştiren doğrusal olmayan ve uyarlamalı bir yapıya sahiptir. Bu yapı, yük ve parametre değişimlerinde denetleyiciye daha hızlı ve daha güçlü bir performans sağlar. BM denetleyicilerin bir başka avantajı ise sisteme ait her hangi bir matematiksel modeli gerektirmemeleridir [9-12].

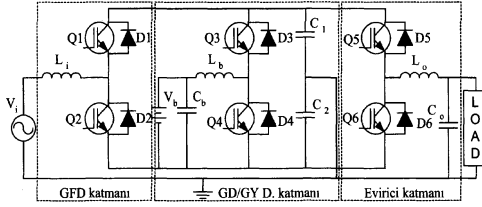
BM denetleyicide kullanılan algoritmanın gereğinden fazla aritmetik işleme sahip olması, bu denetleyicilerin güç dönüştürücülerinde uygulamasını zorlaştırır. Günümüzde sayısal sinyal işlemciler gibi hızlı işlemcilerin üretilmesi ile BM algoritması gibi birçok algoritmanın farklı uygulamalarda kullanımı mümkün hale gelmiştir [13-16].

Bu çalışmada, BM denetimli bir KGK tasarlanmış ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. İkinci bölümde tasarlanan KGK' nın yapısı ve modeli, üçüncü bölümde KGK' nın denetimi anlatılmaktadır. Dördüncü bölümde yapılan benzetim ve uygulama çalışmaları verilmektedir. Son bölümde ise BM ve PI denetleyicilerin başarımları karşılaştırılmaktadır.

2. KGK' nın Yapısı ve Modeli

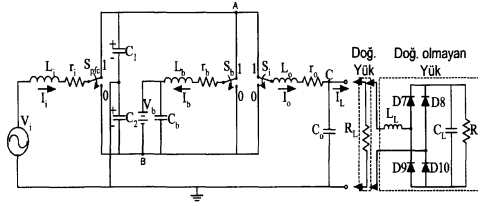
Şekil 1' de tasarlanan KGK' nın temel devre şeması verilmektedir. Sistem; GFD katmanı, gerilim düşüren / gerilim yükselten dönüştürücü katmanı ve evirici katmanı olmak üzere üç katmandan oluşur. GFD katmanı, 110 V / 50 Hz' lik alternatif akım (AA) gerilimini 450 V' luk doğru akım (DA) gerilimine çeviren ve giriş güç faktörünü düzelten yarım köprü tipi bir dönüştürücüdür. Gerilim düşüren / gerilim yükselten dönüştürücü katmanı, KGK' nın çalışma modlarına göre iki işlevi yerine getirir. Bu katman; yük AA hatından beslendiği durumda 450 V DA gerilimini 120 V' luk akü gerilimi seviyesine düşürürken, yük aküden beslendiği durumda 120 V' luk akü gerilimini 450 V' luk DA hat

gerilimine yükseltir. Sistemdeki son katman yarım köprü tipi bir evirici devresi olup, 450 V' luk DA hat gerilimini 110 V / 50 Hz' lik AA yük gerilimine çevirmektedir.



Şekil 1: Tasarlanan kesintisiz güç kaynağına ait temel devre şeması

Önerilen KKG iki çalışma moduna sahiptir. İlk moda yüke enerji; hat geriliminden yararlanılarak, GFD katmanı, gerilim düşüren dönüştürücü katmanı ve evirici katmanının birbiri ile eş zamanlı çalıştırılması ile sağlanır. İkinci mod, hat geriliminde % 30' un üzerinde bir değişim ya da gerilim kesintisi olduğu zaman devreye girer. Bu durumda yüke enerji, akü tarafından, gerilim yükseltken dönüştürücü ve evirici devresinin eş zamanlı çalıştırılması ile sağlanır. Çalışma modlarına göre, Şekil 1' verilen güç devresinin eş değer devre şeması Şekil 2' de gösterildiği gibi elde edilmiştir.



Şekil 2: KKG'nin güç devresinin eş değer devre şeması

Yarım köprü tipi IGBT modülleri tek bir anahtarla temsil edilmiştir. S_{pfc} , S_b ve S_{inv} anahtarları, GFD katmanı, gerilim düşüren/gerilim yükseltken dönüştürücü katmanı ve evirici katmanındaki diyot ve IGBT'lerin iletim ve kesim durumlarını gösterir. Her iki çalışma moduna göre elde edilen diferansiyel denklemler aşağıda verilmiştir.

Mod I için eşitlikler;

$$\frac{\partial I_i}{\partial t} = \frac{V_i - I_i r_i - S_{pfc} V_{C1} + (1 - S_{pfc}) V_{C2}}{L_i} \quad (1)$$

$$\frac{\partial I_b}{\partial t} = \frac{(V_{C1} + V_{C2}) S_b - I_b r_b - V_b}{L_b} \quad (2)$$

$$\frac{\partial I_o}{\partial t} = \frac{V_{C1} S_i - V_{C2} (1 - S_i) - I_o r_o - V_{Co}}{L_o} \quad (3)$$

$$\frac{\partial V_{C1}}{\partial t} = \frac{I_i S_{pfc} - I_b S_b - I_o S_i}{C_1} \quad (4)$$

$$\frac{\partial V_{C2}}{\partial t} = \frac{-I_i (1 - S_{pfc}) - I_b S_b + I_o (1 - S_i)}{C_2} \quad (5)$$

$$\frac{\partial V_{Co}}{\partial t} = \frac{I_o - I_L}{C_o} \quad (6)$$

Mod II için eşitlikler;

$$\frac{\partial I_b}{\partial t} = \frac{V_b - S_b (V_{C1} + V_{C2})}{L_b} \quad (7)$$

$$\frac{\partial I_o}{\partial t} = \frac{V_{C1} S_i - V_{C2} (1 - S_i) - I_o r_o - V_{Co}}{L_o} \quad (8)$$

$$\frac{\partial V_{C1}}{\partial t} = \frac{I_b - I_o S_i}{C_1} \quad (9)$$

$$\frac{\partial V_{C2}}{\partial t} = \frac{I_b + I_o (1 - S_i)}{C_2} \quad (10)$$

$$\frac{\partial V_{Co}}{\partial t} = \frac{I_o - I_L}{C_o} \quad (11)$$

Doğrusal olmayan yük için eşitlikler;

$$\frac{\partial I_{Ld}}{\partial t} = \frac{|V_{Co}| - V_{CL}}{L_L} \quad \text{if } \{|V_{Co}| > V_{CL}\} \quad (12)$$

$$\frac{\partial I_{Ld}}{\partial t} = 0 \quad \text{otherwise}$$

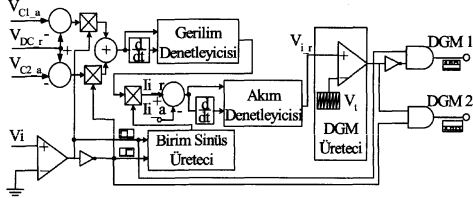
$$\frac{\partial V_{CL}}{\partial t} = \frac{I_{Ld} - \frac{V_{CL}}{R_L}}{C_L} \quad (13)$$

Doğrusal olmayan yük gerilimine ait denklemlerin elde edilmesinde, doğrultmaç devresinde kullanılan diyotlar ideal kabul edildiği için bu elemanlar üzerinde düşen gerilimler ihmal edilmiştir.

3. KKG'nin Denetimi

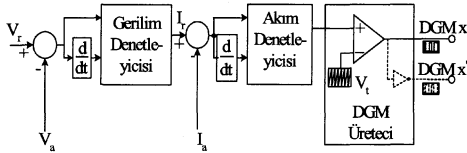
KKG, ortalama akım denetim tekniği ve akım mod denetim tekniği olmak üzere iki farklı teknik kullanılarak denetlenmektedir. KKG'nin GFD katmanında ortalama akım denetim tekniği kullanılırken; gerilim düşüren/gerilim yükseltken dönüştürücü ve evirici katmanlarında, akım mod denetim tekniği kullanılmaktadır. Şekil 3' te ortalama akım denetim tekniğinin blok diyagramı gösterilmiştir. Bu teknikte güç anahtarlarını denetlemek için iki döngü kullanılır. Gerilim döngüsü, DA hat gerilimini 450 V' da sabit tutarken, akım döngüsü giriş akımını hat gerilimi ile aynı faza getirir. Birim

sinüs üretici, hat gerilimi ile aynı fazda ve birim genlikli bir sinüsoidal dalga üretir. DGM üretici ise akım döngüsünün ürettiği referans sinyali ile taşıyıcı sinyali karşılaştırarak güç anahtarları için gerekli DGM sinyallerini üretir.



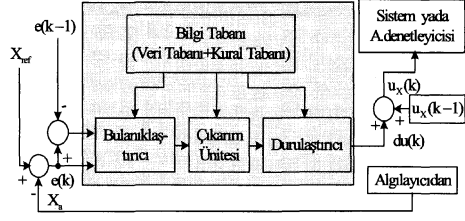
Şekil 3: Ortalama akım denetim tekniğinin blok diyagramı

Şekil 4' te gösterildiği gibi akım mod denetim tekniği gerilim döngüsü, akım döngüsü ve DGM üretici olmak üzere üç katmandan oluşur. Gerilim döngüsü, denetlenen katman çıkışındaki hata gerilimine bağlı olarak bir referans akım üretir. Akım döngüsü, bu referans akımla ilgili katman çıkışındaki akım arasındaki hataya bağlı olarak DGM üretici için gerekli referans sinyalinin elde eder. DGM üretici, referans sinyali ile taşıyıcı sinyali karşılaştırarak güç anahtarları için gerekli DGM sinyallerini üretir.



Şekil 4: Akım mod denetim tekniğinin blok diyagramı

Yukarıdaki teknikler içerisinde kullanılan akım döngüsü, gerilim döngüsünden daha hızlı bir döngüdür. Uygulama çalışmalarında gerilim döngüsü 10 KHz' de, akım döngüsü 20 KHz' de çalıştırılmıştır. Her iki teknikteki gerilim ve akım döngüleri, hata sinyallerini bastırmak için içerisinde bir denetleyici kullanılır. Şekil 5' te bu teknikler içerisinde kullanılan BM denetleyiciye ait blok diyagram gösterilmiştir. BM denetleyicisi; bulanıklaştırma ünitesi, bilgi tabanı ünitesi, çıkarım ünitesi ve durulaştırma ünitesinden oluşur. Bulanıklaştırma işlemi süresince tüm gerçek değerler uygun dilsel değişkenlere dönüştürülür. Bilgi tabanı ünitesi kural tabanı ve veri tabanı olmak üzere iki üniteden oluşur. Kural tabanı, sistemin çalıştırılmasından elde edilen tüm dilsel kuralları içerir. Çıkarım ünitesi, denetim kuralları ve dilsel değişken tanımlarına göre bulanık denetim sonucunu elde eder. Bu çıkarım sonucu durulaştırma ünitesinde uygun durulaştırma metodu kullanılarak gerçek değerlere dönüştürülür.



Şekil 5: BM denetleyicinin blok diyagramı

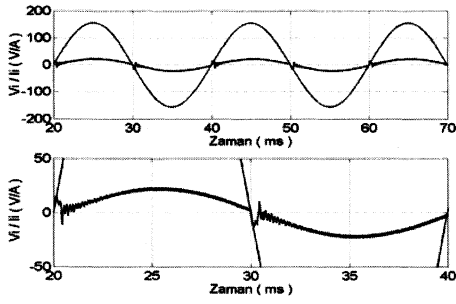
Denetleyicide giriş değişkenleri olarak, her bir katman çıkışındaki akım ve gerilimin hatası ile bu hatadaki değişim alınmıştır. Çıkış değişkeni olarak ise akım denetleyicisi ya da DGM üreticinin giriş referansındaki değişim seçilmiştir. BM denetleyicide giriş üyelik fonksiyonları olarak üçgen tipi üyelik fonksiyonları, çıkış üyelik fonksiyonları olarak teklif tipi üyelik fonksiyonları kullanılmıştır. Sistemi denetlemek için kural tabanında 25 kural seçilmiştir. Çıkarım ünitesinde max-min çıkarım metodu, durulaştırma ünitesinde ise ağırlık merkezi metodu kullanılmıştır.

4. Benzetim Çalışmaları ve Deneysel Sonuçlar

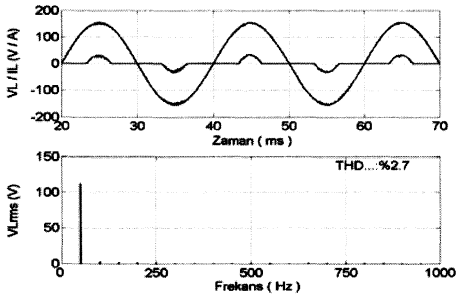
110 volt 50 Hz lik KGK' nun benzetim ve uygulama çalışmaları, güç katmanlarında kullanılan LC filtre elemanlarının $L_1 = 500\mu\text{H}$, $C_1 = C_2 = 2200\mu\text{F}$, $L_b = 1.4\text{mH}$, $C_b = 270\mu\text{F}$, $L_o = 300\mu\text{H}$, $C_o = 30\mu\text{F}$ değerleri ile 20 KHz' lik anahtarlama frekansı kullanılarak yapılmıştır. KGK' nun denetimi, TMS320F2812 sayısal sinyal işlemcisinde yazılan bir program aracılığı ile gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma, bir prototip üretim çalışması olduğu için, sistem tasarımı 110 V, 50 Hz' e göre yapılmıştır.

Şekil 6' da 1 KVA' lik doğrusal olmayan yük için PI denetimli KGK' nun giriş akım ve gerilim dalga şekillerine ait benzetim sonuçları gösterilmektedir. Şekillerden PI denetimli KGK' nun giriş akım ve gerilimi arasındaki faz farkını düzeltmesine rağmen, sıfır geçiş noktalarının yaklaşık 1.9 ms' lik zaman aralığında akım dalga şeklinde bir bozulma olduğu gözlenmiştir. Şekil 7' de PI denetimli KGK' nun çıkış akım-gerilim dalga şekilleri ve harmonik spektrumuna ait benzetim sonuçları gösterilmektedir. KGK çıkışından %2.7' lik THD oranına sahip sinüsoidal bir yük gerilimi elde edildiği görülmüştür.

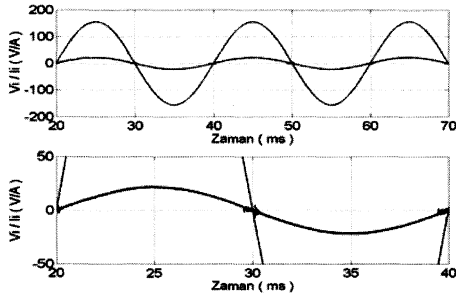
1 KVA' lik doğrusal olmayan yük için, BM denetimli KGK' nun giriş akım ve gerilim dalga şekillerine ait benzetim sonuçları Şekil 8' de verilmektedir. PI denetimli KGK' nun giriş akımının sıfır geçiş noktalarında oluşan bozulmayı, BM denetimli KGK' nun daha kısa sürede düzeltildiği gözlenmiştir. Şekil 9' da verilen dalga şekilleri ve harmonik spektrumundan, BM denetimli KGK' nun PI denetimli KGK' ya göre daha iyi bir çıkış gerilimine sahip olduğu görülmektedir. Harmonik spektrumundan çıkış gerilimindeki THD oranı %2.1 olarak elde edilmiştir.



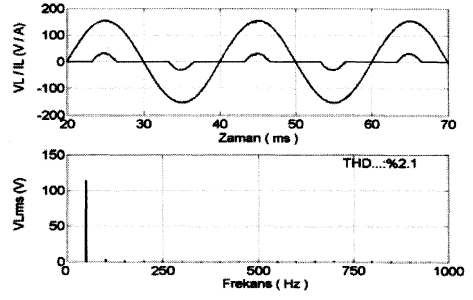
Şekil 6: PI denetimli KGC' nin giriş akımı ve gerilimine ait benzetim sonuçları



Şekil 7: PI denetimli KGC' nin çıkış akımı, gerilimi ve harmonik spektrumuna ait benzetim sonuçları



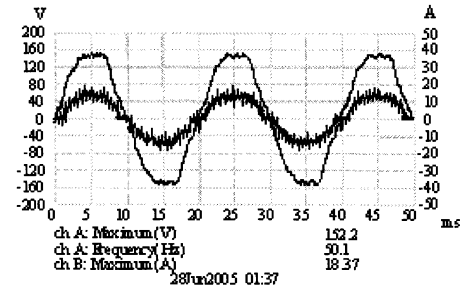
Şekil 8: BM denetimli KGC' nin giriş akımı ve gerilimine ait benzetim sonuçları



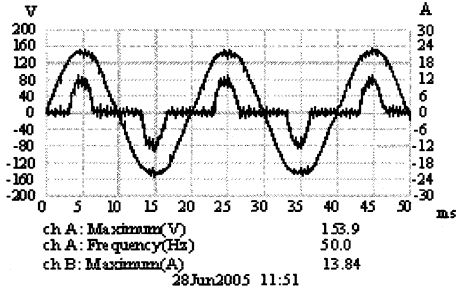
Şekil 9: BM denetimli KGC' nin çıkış akımı, gerilimi ve harmonik spektrumuna ait benzetim sonuçları

Şekil 10, doğrusal olmayan yük için PI denetimli KGC' nin giriş akım ve gerilim dalga şekillerine ait deneysel sonuçları göstermektedir. Dalga şekillerinden, PI denetimli KGC' nin akımın sıfır geçiş noktalarının yaklaşık 0.8 ms' lik zaman aralığında oluşan bozulmayı düzeltmede başarısız olduğu ve giriş akımındaki harmonik oranının yüksek olduğu gözlenmiştir. Şekil 11 ve Şekil 12' de sırası ile PI denetimli KGC' nin çıkış akım, gerilim dalga şekilleri ve çıkış gerilimine ait harmonik spektrumunun deneysel sonuçları gösterilmektedir. KGC çıkışından, 153.9 V, 50 Hz ve %5.1' lik harmonik oranına sahip bir sinüsoidal bir yük gerilimi elde edilmiştir.

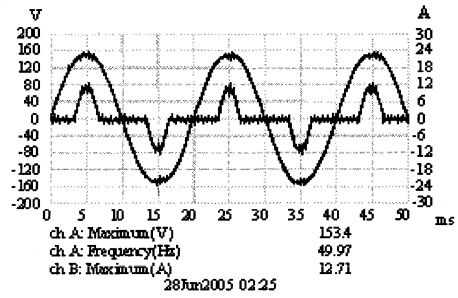
BM denetimli KGC' nin giriş akımı ve gerilimine ait deneysel sonuçlar Şekil 13' te verilmektedir. Giriş akımının sıfır geçiş noktalarında oluşan bozulmayı düzeltmede, BM denetimli KGC' nin, PI denetimli KGC' dan daha iyi bir başarıma sahip olduğu görülmüştür. Şekil 14 ve Şekil 15, BM denetimli KGC' nin çıkış akımı, gerilimi ve çıkış geriliminin harmonik spektrumuna ait deneysel sonuçlarını göstermektedir. Dalga şekillerinden, KGC' nin 153.4 V, 49.97 Hz ve %3.8 harmonik oranına sahip sinüsoidal bir yük gerilimi ürettiği gözlenmiştir.



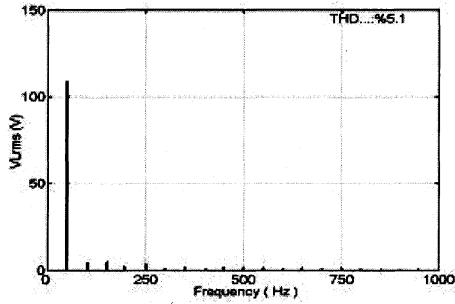
Şekil 10: PI denetimli KGC' nin giriş akımı ve gerilimine ait deneysel sonuçları



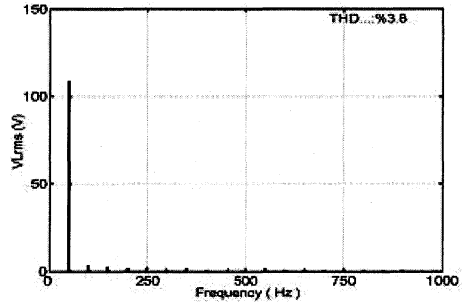
Şekil 11: PI denetimli KKK' nın çıkış akımı ve gerilimine ait deneysel sonuçları



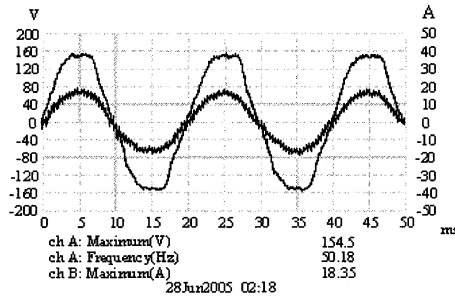
Şekil 14: BM denetimli KKK' nın çıkış akımı ve gerilimine ait deneysel sonuçları



Şekil 12: PI denetimli KKK' nın çıkış gerilimine ait harmonik spektrumu



Şekil 15: BM denetimli KKK' nın çıkış gerilimine ait harmonik spektrumu



Şekil 13: BM denetimli KKK' nın giriş akımı ve gerilimine ait deneysel sonuçları

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, BM denetimli bir KKK tasarlanmış ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. KKK' nın denetiminde TMS320F2812 sayısal sinyal işlemcisi kullanılmıştır. Önerilen denetleyicinin performansını değerlendirmek için sistemin denetiminde aynı zamanda PI denetleyici de kullanılmıştır. Yapılan benzetim çalışmaları sonucunda; giriş akımının sıfır geçiş noktalarında oluşan bozulmaların düzeltilmesinde, BM denetleyicinin PI denetleyiciden yaklaşık 3.6 kat daha hızlı bir dinamik cevaba sahip olduğu görülmüştür. İki denetleyici KKK çıkış gerilimindeki THD oranlarına göre karşılaştırıldıkları zaman, BM denetimli KKK'nın PI denetimli KKK' dan %0.6 daha düşük harmoniğe sahip bir gerilim ürettiği gözlenmiştir. Uygulama çalışmalarında ise BM denetleyicinin PI denetleyiciden yaklaşık 4 kat daha hızlı bir dinamik cevaba ve %1.3 daha düşük bir gerilim harmoniğine sahip olduğu görülmüştür.

Doğrusal olmayan yük şartlarında yapılan benzetim ve uygulama çalışmalarının sonuçları; güç faktörü düzeltme ve düşük harmonikli çıkış gerilimi elde etmede, BM denetleyicinin PI denetleyiciden daha iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermiştir.

6. Teşekkür

Bu çalışma Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenmiştir.

7. Kaynakça

- [1] [1] N.M. Abdel-Rahim, A. Latif Elshafei, Hierarchical Fuzzy-Logic Control for A Single-Phase Voltage Source UPS Inverter, in: IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronic society, USA, 262-267 (2002).
- [2] [2] S. Karve, Three of a kind: UPS topologies IEC standard, IEE Review 46: 27-31 (2000).
- [3] [3] S. B. Bekiarov, A. Emadi, Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control, in: 17th Applied Power Electronics Conference, Dallas, 597-604 (2002).
- [4] [4] J. Klein, M.K. Nalbant, Power factor correction incentives, standards and techniques, PCIM Magazine 26-31 (1990).
- [5] [5] Z. Yang, Recent developments in high power factor switch mode converters, in: IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Canada, 2: 477-480 (1998).
- [6] [6] H. Wu, D. Lin, D. Zhang, K. Yao, Z. Zhang, A current mode control technique with instantaneous inductor current feedback for UPS inverters, in: 14th Annual Applied Power Electronics Conference, USA, 2: 951-957 (1999).
- [7] [7] Ö.F. Bay, Ö. Deperlioğlu, Ç. Elmas, Fuzzy control of DC-DC converters based on user friendly design, International Journal of Electronics 90: 445-458 (2003).
- [8] [8] İ. Atacak, Ö.F. Bay, Bulanık mantık denetimli seri aktif güç filtresi kullanarak harmonik gerilimlerin bastırılması, G.Ü. Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi 19: 205-215 (2004).
- [9] [9] D. Misir, A. Malki, G. Chen, Design and Analysis a Fuzzy Proportional- Derivative Controller, Fuzzy Sets and System 17: 297-314 (1996).
- [10] [10] B.-R. Lin, C. Hua, Uninterruptible Power Supply With Fuzzy Logic Approach, in: International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, USA, 2: 1123-1128 (1993).
- [11] [11] N.A. Azli, W.S. Ning, Application of Fuzzy Logic in an Optimal PWM Based control Scheme for a Multilevel Inverter, in: The 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems 2: 1280-1285 (2003).
- [12] [12] H. Osterholz, Simple Fuzzy Control of a PWM Inverter for a UPS System, in: 17th International Telecommunications Energy Conference, Netherlands, 565-570 (1995).
- [13] [13] Y. Shi, P.C. Sen, Application of variable structure fuzzy logic controller for DC-DC converters, in: IEEE 27th Annual Conference of Industrial Electronics Society, Denver, CO, 3: 2026-2031 (2001).
- [14] [14] G. Kopasakis, Fuzzy current-mode control and stability analysis, in: IEEE 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, Las Vegas, NV. 1: 20-29 (2000).
- [15] [15] S. Buso, S. Fasolo, P. Mattavelli, Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators, IEEE Transactions on Industry Applications 37: 1846-1854 (2001).
- [16] [16] T.-L. Tai, C.-H. Chen, UPS inverter design using discrete time sliding mode control scheme, IEEE Transaction on Industrial Electronics 49: 67-75 (2002).

BULANIK MANTIK DENETİMLİ YAKIT HÜCRESİ BESLEMELİ BAĞIMSIZ BİR ENERJİ DÖNÜŞÜM SİSTEMİ TASARIMI

Sinan Pravadalıoğlu, Gökçen Baş
Dokuz Eylül Üniversitesi, KOSGEB Teknoloji ve Araştırma Merkezi, İzmir
pravadalioglu@deu.edu.tr gokcen.bas@deu.edu.tr

ÖZETÇE

Bağımsız ve dağıtık biçimde enerji üretimine olanak sağlayan yakıt pilleri, tüm dünyada olduğu gibi ülkemizde de daha fazla önem kazanacak ve geniş uygulama alanı bulacaktır. Bu çalışmada yakıt hücreleri için, düşük maliyetli bir evirici tasarımı incelenmiştir. Yakıt hücresi tarafından üretilen ve sabit olmayan doğru gerilim (DC), endüstri ve konut tipi uygulamalarda yaygın olarak kullanılan almaçlar için alternatif gerilim (AC) biçimine dönüştürülmelidir. Ayrıca sistemden elde edilen gerilimin içeriğinde bulunan harmoniklerin olumsuz etkileri bastırılarak uluslararası IEEE 519 standartlarına uygun hale getirilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada düşük maliyetli optimum anahtarlamalı bir evirici devre yapısı ve bulanık (fuzzy) mantık dijital kontrol sistemi incelenmiş ve sunulmuştur.

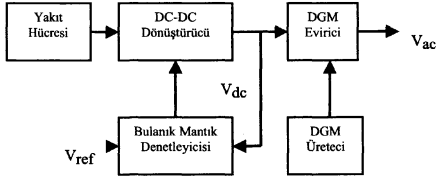
1. GİRİŞ

Ülkelerin enerji ihtiyacı nüfus ve sanayileşmenin etkisi ile giderek artmaktadır. Ancak son yıllarda yaşanan iklim değişiklikleri ve buna yol açan fosil yakıtlarının kullanımı nedeniyle, artan enerji ihtiyacını çevreye zarar vermeden karşılamak bir zorunluluk haline gelmiştir. Japonya'nın Kyoto kentinde imzalanan, çevreye zarar veren emisyon gazlardan özellikle karbondioksitin (CO₂) azaltılmasıyla ilgili olan Kyoto Protokolü, ülkeleri hedeflenen oranlarda sorumlu yapmıştır. Bu sorumluluğa sahip ülkelerden, sera gazlarının oranını azaltamayan ülkelere karbon vergisi adı altında cezalar öngörülmekte ve yenilenebilir enerji kaynakları kullanımının artırılması hedeflenmektedir. İklim değişikliğine yol açan kömür, petrol gibi fosil yakıtlar yerine rüzgar, güneş, hidrojen, hidrolik, biyokütle ve jeotermal gibi yenilenebilir enerji kaynakları kullanımının gerekliliği üzerinde durulmaktadır. Türkiye, Kyoto protokolüne henüz imza atmamış olsa da, belirlenen benzer hükümler ile Avrupa Birliği uyum sürecinde de karşılaşacaktır.

Coğrafi şartlardan (rüzgar hızı, gündüz ve gece zaman dilimine göre değişen ışık şiddeti vb.) bağımsız

olarak ve ihtiyacın olduğu yerde kesintisiz biçimde enerji üretimine olanak sağlayan yakıt hücreleri, yenilenebilir enerji kaynakları içinde özel bir yere sahiptir. Bu nedenle yakıt hücreleri ile ilgili olarak hızla artan bir biçimde araştırma ve geliştirme çalışmaları yapılmaktadır[1,2]. Bu çalışmada, yakıt hücresi beslemeli düşük maliyetli bir enerji dönüşüm sisteminin tasarımı incelenmiştir. Yakıt hücresi tarafından üretilen ve sabit olmayan doğru gerilim (DC), endüstri ve konutlarda kullanılan alternatif gerilim (AC) biçimine bir evirici üzerinden dönüştürülmektedir. Ancak DC-AC eviricili sistemlerden sağlanan çıkış geriliminde harmonikler mevcuttur. Harmonikler, çıkış geriliminde bozulmalara, devrede bulunan anahtarlama elemanları ve yük üzerinde kayıpların artmasına sebep olmaktadır. Bu olumsuz etkileri azaltmak için, çıkış geriliminde mevcut bulunan düşük dereceli harmoniklerin bastırılması ve böylece gerilimin uluslararası IEEE 519 standartlarına uygun hale getirilmesi gerekmektedir. Ayrıca AC gerilimle beslenen elektrikli cihazlara kararlı bir besleme sağlamanın yanında, arıza durumlarında hem yükü hem de yakıt hücresini koruyacak bir kontrol sisteminin tasarlanması da gerekmektedir. Yapılan çalışmada düşük maliyetli optimum anahtarlamalı bir Evirici devre yapısı ve bulanık (fuzzy) mantık dijital kontrol sistemi incelenmiş ve sunulmuştur. Bu çalışmada anlatılan bağımsız enerji dönüşüm sistemi ve benzer uygulamaların, elektrik enerjisi dağıtım merkezlerinden ve hatlarından uzak yerleşim ve üretim alanlarında, özellikle kırsal bölgelerde, önümüzdeki dönemlerde yaygın olarak kullanılacağına inanılmaktadır.

Enerji dönüşüm sistemine ilişkin prensip gösterim Şekil 1'de verilmiştir. Yakıt Hücresinden sağlanan düşük değerli DC gerilimi yükselterek, istenilen seviyeye çıkarabilmek amacıyla bir yükseltici DC-DC dönüştürücü kullanılmaktadır. Bu dönüştürücünün çıkışından alınan DC gerilimin değeri, anahtarlama elemanının iletimde kalma oranına bağlıdır. Elde edilen yükseltilmiş gerilim, enerji dönüşüm sisteminin DC-AC Evirici katını beslemektedir. Darbe Genişliği Modülasyonlu Evirici, dönüştürücüden sağlanan gerilimi, harmonikleri bastırılmış uluslararası standartlarda AC gerilime çevirmektedir.



Şekil 1: Enerji dönüşüm sistemi prensip gösterimi

2. YAKIT HÜCRESİ

Yakıt Hücresinin tipi uygulama koşullarına göre seçilir. Elektrolit cinsi, hücre malzemesi, çalışma sıcaklığı gibi karakteristikleri de bu seçim kriterlerini oluşturmaktadır. PEM (proton değişim membranlı) yakıt hücresi yüksek güç yoğunluğu ve düşük sıcaklık çalışma değerleri (50 -100°C) ile uygulamalarda avantaj sağlamaktadır. Bu çalışmada seçilen PEM Yakıt Hücresinin elektriksel modelinin denklemleri aşağıda gösterilmiştir [3,4].

$$V_{YH} = E - V_{akt} - V_{ohm} - V_{kons} \quad (1)$$

$$V_{yığın} = n * V_{YH} \quad (2)$$

$$V_{akt} = V_0 + V_a (1 - e^{-ci}) \quad (3)$$

$$V_{ohm} = i * R_{ohm} \quad (4)$$

$$V_{kons} = i * [c_2 (\frac{i}{i_{maks}})]^{c_3} \quad (5)$$

V_{YH} : Bir Yakıt Hücresi Uç Gerilimi

E : Yakıt Hücresi Açık Devre Gerilimi

V_{akt} : Aktivasyon Kaybı

V_{ohm} : Ohmik Kayıp

V_{kons} : Konsantrasyon Kaybı

i : Akım yoğunluğu

R_{ohm} : İç Direnç

$V_{yığın}$: Yiğim Gerilimi

n : Hücre Sayısı

V_0 : Sıfır akım yoğunluğunda gerilim düşümü

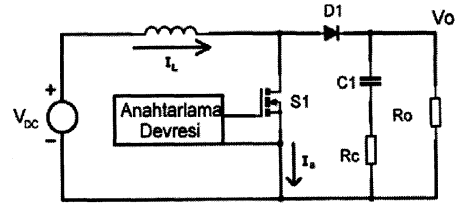
i : Akım yoğunluğu

R_{ohm} : İç Direnç

c, c_1, c_2, c_3 : Sabitler

3. DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Yakıt hücreleri, düşük gerilim ve yüksek akım çıkış karakteristiğine sahip olması nedeniyle yük değişimlerine karşı çok duyarlıdır. DC-DC dönüştürücüler, yakıt hücresi uygulamalarında çok önemli bir role sahip olacaktırlar. Çıkış gerilimindeki dalgalanmalar, ters akımlar, ani yük değişiklikleri gibi yakıt hücresinin ömrünü kısıtlayan bozucu etkilere karşı, DC-DC dönüştürücüler koruma işlemi de yapmalıdır. DC-DC dönüştürücünün cevap verme süresi, sistemdeki yakıt uygunlaştırıcısı (reformer) ile kıyaslandığında çok kısadır. Dolayısıyla sistemin iyi korunabilmesi için, yük değişimlerine karşı ilk olarak dönüştürücünün kontrol edilmesi gerekmektedir. Bununla birlikte yük değişimlerine karşı sistemi arzu edilen işletme noktasında çalıştırabilmek ve verimliliğini artırabilmek için hem yakıt hem de dönüştürücü kontrolleri yapılmalıdır. Bu çalışmada yakıt akışının kontrolü yapılmamış sadece elektrik enerjisi dönüşüm sistemi incelenmiştir.

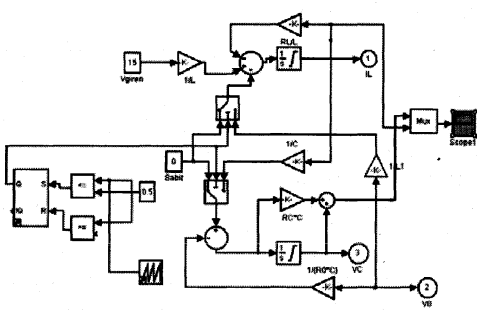


Şekil 2: Yükseltici DC-DC Dönüştürücü Devresi

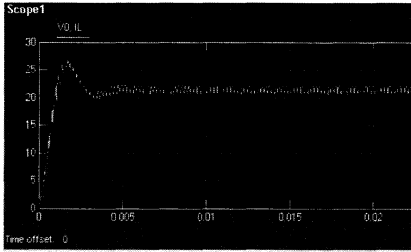
Şekil 2'de DC-DC Dönüştürücü Devresi gösterilmiştir. Bu devrede bulunan diyot oluşabilecek ters akımı sınırlarken kapasite de yük uçlarında sürekli bir gerilimin var olmasını sağlamaktadır. Bulanık mantık denetleyicisinden sağlanan kontrol işareti ile DC-DC güç dönüştürücüsü anahtarlama elemanı uygun sürelerde iletim ve kesime geçirilerek, çıkışta sağlanan DC gerilim istenilen değerde sabit olarak tutulabilir. Şekil 3'te DC-DC dönüştürücü MATLAB/SIMULINK Modeli ile gerilim ve akım değişimleri gösterilmiştir. Şekil 4'te DC-DC dönüştürücü çıkış geriliminin ayar prensibi ve değişimi verilmiştir.

4. EVİRİCİ

Eviriciler, DC gerilimini, istenilen değer ve frekansta AC gerilimine dönüştüren güç elektroniği düzenleridir. Tek ve üç fazlı olarak geniş bir alanda yaygın şekilde kullanılmaktadır. Eviriciden beslenen almaçlar harmonikler nedeniyle gerçek performanslarını gösteremez. Gerilim dalgası Fourier analizi ile temel ve harmonik bileşenlerine ayrılarak incelenebilir.

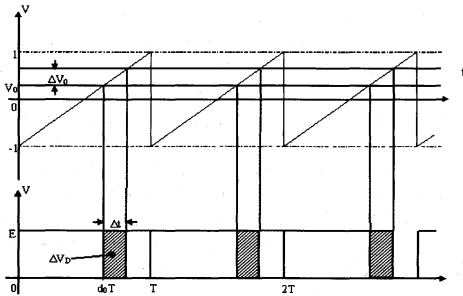


a.) MATLAB/SIMULINK Modeli



b.) Gerilim ve Akım değişimleri

Şekil 3: Yükseltici DC-DC dönüştürücü MATLAB/SIMULINK Modeli ile Gerilim ve Akım değişimleri



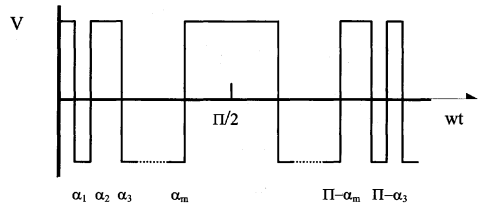
Şekil 4: DC-DC dönüştürücü çıkış geriliminin ayar prensibi ve değişimi

Yakıt Hücresini daha etkin bir kaynak olarak kullanabilmek için optimum sayıda anahtarlama açısının ve optimum darbe genişliklerinin hesaplanması gerekmektedir. Bu yöntem Kayıpsız DGM (Darbe Genişliği Modülasyonu) ya da Programlanmış DGM olarak adlandırılır.

Kayıpsız DGM yöntemi, evirici çıkış gerilimindeki istenmeyen harmonikleri bastırırken, temel bileşen genliğini en büyük yapan anahtarlama açılarının hesap edilmesi esasına dayanır. Bu sayede evirici devresindeki anahtarlama elemanları belirli zamanlarda anahtarlanaarak özellikle düşük frekanslı harmoniklerin yok edilmesi gerçekleştirilir [5,6].

Anahtarlama frekansındaki azalış, evirici anahtarlama kayıplarının düşmesini sağlarken, oluşan ısıyı dağıtmak için kullanılan soğutucu boyutları da küçülecektir. Ancak bütün harmoniklerin evirici devresinde yok edilmesine imkân yoktur. Kabul edilebilir harmonik seviyesi, elektrik güç sistemleri için IEEE 519 Standardıyla belirlenmiş ve gerilimin distorsiyon faktörü %5 olarak sınırlandırılmıştır.

Evirici çıkış geriliminin kalitesi, distorsiyon faktörü (DF) ile tanımlanır. Distorsiyon faktörünü küçültmek ve eviriciden beslenen almaçların çektiği akım şeklini sinüs işaretine daha çok yaklaştırmak için bir periyottaki anahtarlama sayısı artırılabilir. Ancak anahtarlama sayısı arttıkça, doğru gerilimden faydalanma oranı azalmaktadır. Çünkü evirici girişindeki doğru gerilimden faydalanma oranı, anahtarlama sayısı ile ters orantılıdır. Ayrıca anahtarlama sayısının artması anahtarlama kayıplarının büyümesine neden olmaktadır. Programlanmış DGM ile bir eviricinin çıkış gerilimindeki harmonikleri yok etmek için uygulanan çözüm yöntemi aşağıda açıklanmıştır. Bu amaç için bir bilgisayar programı geliştirilmiş ve optimum sayıda anahtarlama açısı hesaplanmıştır [7]. Hesaplanan anahtarlama açıları, evirici anahtarlama elemanlarını sürmek için kullanılmıştır. Optimize edilmiş DGM işareti Şekil 5'te gösterilmiştir.



Şekil 5: Optimize edilmiş DGM işareti

İşaretin Fourier serisi ile ifadesi,

$$f(wt) = \sum_{k=1}^{\infty} [a_n \sin(nwt) + b_n \cos(nwt)] \quad (6)$$

$$a_n = \frac{1}{\Pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (7)$$

$$b_n = \frac{1}{\Pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (8)$$

Burada çeyrek dalga simetrisi vardır ve sadece çift harmonikler mevcut olacaktır. Ancak bunlar, fonksiyon çift fonksiyon olduğu için elenecek ve sadece aşağıda verilen Fourier katsayısı mevcut kalacaktır. Sonuçta optimal anahtarlama açılarının hesaplanmasıyla harmoniklerden arındırılmış bir çıkış gerilimi elde edilir. a_n , temel bileşen de dahil olmak üzere var olan harmoniklerin genliklerini göstermektedir ve birinci harmonik geriliminin temel bileşenidir.

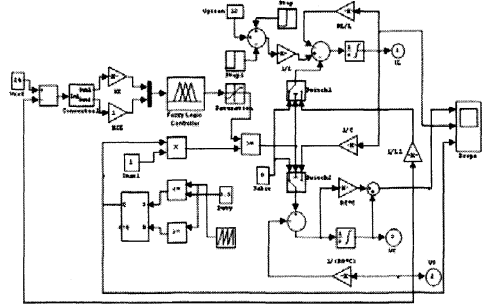
$$a_n = \frac{4}{np} \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} \cos(nak) \quad (9)$$

Denklemden n harmonik numarasını, m ise bir çeyrek periyottaki anahtarlama sayısını göstermektedir. Bir çeyrek periyottaki anahtarlama sayısı, yok edilmek istenilen harmonik sayısına göre seçilir. Yapılan çalışmada evirici çıkış geriliminin 3, 5, 7, 9, 11, 13 ve 15 numaralı harmoniklerini yok ederken temel bileşeni en yüksek değerde tutabilmek için, 8 tane doğrusal olmayan denklem çözülerek 8 tane anahtarlama açısının hesaplanması gerekmiştir. Hesaplanmış olan bu açılar mikrokontrolörün hafızasına yüklenerek, kesme mantığı doğrultusunda ilgili çıkış uçları üzerinden evirici anahtarlama elemanlarını sürmek için kullanılmıştır.

5. BULANIK MANTIK (FUZZY) DENETİMİ

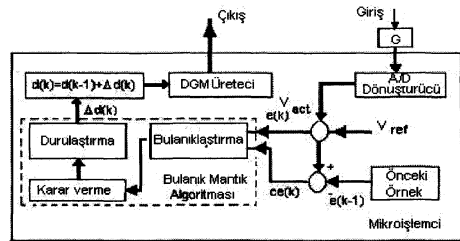
Bulanık Mantık Denetimi (BMD) yöntemi, doğrusal olmayan sistemlerin geri beslemeli olarak kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. Devredeki ani değişikliklerin yaratacağı gerilim ve akım sınımlarını denetim altına alabilmek amacıyla, kesin matematiksel modele ihtiyaç duyulmadan uygulanabilen bir kontrol yöntemidir. Hızlı ölçme ve değerlendirme yapabilen mikroişlemci veya dijital sinyal işlemcilerle gerçekleştirilmektedir.

Gerçekleştirilen çalışmada, yükseltici DC-DC Dönüştürücünün geri beslemeli olarak kontrolü için Bulanık Mantık Denetim algoritması uygulanmış ve bu amaçla tasarlanmış olan MATLAB/SIMULINK Model Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6: Bulanık Mantık Denetimli Yükseltici DC-DC Dönüştürücü MATLAB/SIMULINK Modeli

Uygulama devresi için geliştirilen Bulanık mantık denetleyici prensip şeması da Şekil 7'de gösterilmiştir. Bulanık Mantık Algoritması girişleri; hata $e(k)$ ve hata değişimi $ce(k)$ iken, çıkışı $d(k)$ yükseltici DC-DC dönüştürücünün iletimde kalma zamanıdır. Matematiksel ifadeleri aşağıda verilmiştir,



Şekil 7: BMD Prensip gösterimi

$$e(k) = V_{ref} - V_{act} \quad (10)$$

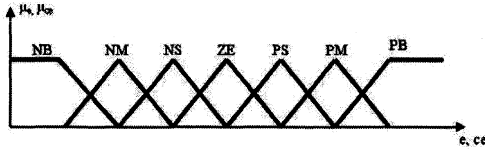
$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (11)$$

$$d(k) = d(k-1) + \Delta d(k) \quad (12)$$

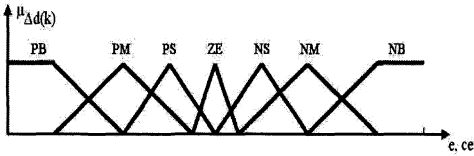
Bu üç bulanık mantık değişkeninin her birinin sözel olarak ifade edilen yedi farklı üyelik grubu vardır ve üyelik fonksiyonlarının değişimi Şekil 8'de gösterilmiştir. Mikroişlemci, yapısında bulunan Analog-Dijital çevirici vasıtasıyla DC-DC dönüştürücü çıkış gerilimini okur. Referans değerine göre hatayı,

zamana göre hatanın değişimini yani BMD'nin girişlerini ve bunlara bağlı olarak üyelik derecelerini hesaplar. Bulanık Mantık Denetim yöntemi 3 aşamadan oluşmaktadır. Bunlar sırasıyla;

- 1.) Bulanıklaştırma
- 2.) Karar verme
- 3.) Durulaştırma.



a.) Giriş değişkenlerinin üyelik fonksiyonları



b.) Çıkışın üyelik fonksiyonu

Şekil 8: Giriş ve çıkış üyelik fonksiyonlarının değişimi

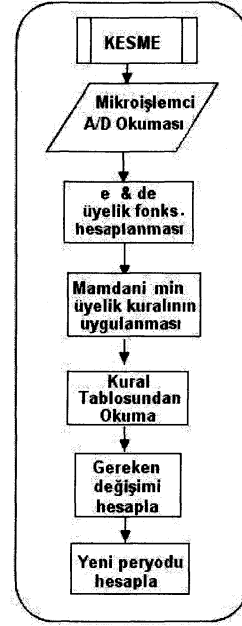
BMD çıkışından sabit bir değer alabilmek için bu çalışmada Ağırlık Merkezi Yöntemi uygulanmıştır [8,9,10,11,12].

Şekil 4'te gösterildiği gibi DC-DC dönüştürücü çıkış gerilimi, denklem 12'ye göre tekrar düzenlenirse,

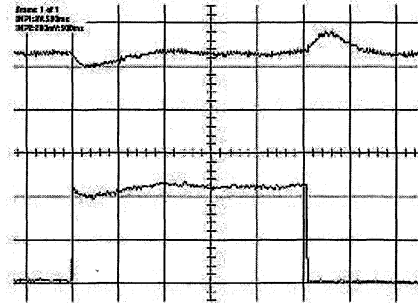
$$V_o(t) = V_o(t - T) \pm \Delta V_o(t) \quad (13)$$

olacaktır. Mikroişlemci zamanlayıcısı kesme alt rutini olarak periyodik bir biçimde çalıştırılan Bulanık Mantık Denetimine ilişkin akış şeması Şekil 9'da gösterilmiştir.

Yük akımında yaratılan birim basamak değişimlere rağmen anahtarlama devresi kontrol işareti ayarlanarak yani anahtarlama elemanının iletimde kalma zamanı, bulanık mantık algoritmasıyla düzenlenerek yükseltici DC-DC Dönüştürücü çıkış gerilimi sabit tutulmuştur. Uygulama devresinden alınan DC-DC Dönüştürücü çıkış gerilimi ve yük akımının zamana göre değişimleri Şekil 10'da gösterilmiştir.



Şekil 9: Bulanık Mantık Denetim Akış Şeması



Şekil 10: DC-DC Dönüştürücü çıkış geriliminin yük bağı olarak zamana göre değişimi

6. SONUÇLAR

Bulanık mantık algoritması genel amaçlı bir mikroişlemciyle gerçekleştirilerek, Yükseltici DC-DC dönüştürücü çıkışı, diğer bir deyişle Evirici giriş gerilimi sabit tutulmuş ve dolayısıyla çıkışta alınan AC geriliminin belirli sınırlar içerisinde kalması sağlanmıştır. Bu amaçla doğrusal olmayan bulanık

mantık kurallarıyla denetlenen bir PI-kontrolör geliştirilmiştir.

Klasik kontrolörler (P, PI, PID) kesin matematiksel modellere dayanan basit yapıları sistemlerdir ve endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, kontrol edilen sisteme ilişkin parametrelerin değişmesi, kesin bir matematiksel modelinin bulunmaması ve bozucu etkilerin mevcut olması durumlarında, klasik kontrolörler yetersiz kalmakta ve performansları düşük olmaktadır.

Bulanık mantık denetimi algoritması, sözel kuralları otomatik kontrol sistemine uyarlamaya imkân verir. Bulanık mantık PI-kontrolörlerin, klasik PI-kontrolörlere göre en belirgin farkı değişken kazançla sahip olmasıdır. Dolayısıyla doğrusal olmayan bir karakteristiğe sahiptir ve doğrusal olmayan fiziksel büyüklüklerin denetlenmesinde, klasik kontrol yöntemlerine göre daha yüksek başarı sağlamaktadır.

Bu çalışmada geliştirilen düşük maliyetli optimum anahtarlamalı bir evirici devre yapısı ve bulanık (fuzzy) mantık dijital kontrol sistemi ile ani yük değişikliklerinde ortaya çıkabilecek salınımlar ve tepeden tepeye değişimler en az seviyeye indirilmiş, kararlı bir sistem elde edilmiştir.

REFERANSLAR

- [1] H. R. Wolk, "Fuel cells for homes and hospitals," IEEE Spectr., vol. 36, no. 5, pp. 45-52, May, 1999.
- [2] K.Rajashekara, "Hybrid Fuel-Cell Strategies for Clean Power Generation", IEEE Trans. on Industry App., Vol. 41, No. 3, May/June, 2005
- [3] Fuel Cell Systems, L.J.M.J.Blomen, M.N.Mugerwa, Plenum Press., 1993
- [4] Gökçen Baş, Doktora Seminer Çalışması, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, Dokuz Eylül Üniversitesi, 2006
- [5] H.S. Patel and R.G. Hof, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part I ", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-10, pp. 666-673, 1974.
- [6] J.R. Wells et al "Selective Harmonic Control: A General Problem Formulation and Selected Solutions", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 20, No. 6, Nov., 2005
- [7] Sinan Pravadalıoğlu, "Kişisel Bilgisayar ile Üç Fazlı Bir Asenkron Motorun PWM Yöntemiyle ve Geri Beslemeli Olarak Hızını Kontrol Eden Dijital Bir Sistemin Gerçekleştirilmesi ve Oluşan Harmoniklerin İncelenmesi", Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, 1995
- [8] Ross T.J., Fuzzy Logic with Engineering Applications, McGraw-Hill: New York, 1995.
- [9] Hyo S.Park and Hee J.Kim., "Simultaneous control of buck and boost dc-dc converter by fuzzy controller", ISIE Proceedings, pp. 1021-1025, Pusan, Korea., 2001
- [10] C.C. Lee, Fuzzy logic in control systems, Fuzzy logic controller-Part I, II, IEEE Trans. Sys.Man Cybern., Vol. 20., No.2, Mar/Apr., 1990.
- [11] Sinan Pravadalıoğlu, Eyup.Akpınar, "Implementation of Fuzzy Controller for DC-Servo Drive Using a Low-cost 8-bit Microcontroller" EPE-PEMC 2002 (10th International Power Electronics and Motion Control Conference), 9-11 September 2002, Cavtat & Dubrovnik, Croatia.
- [12] Sinan Pravadalıoğlu, "Single-chip fuzzy logic controller design and an application on a permanent magnet dc motor", Elsevier Trans., EAAI-Engineering Applications of Artificial Intelligence, pp. 881-890, Vol. 18, Oct., 2005

Katsayı Diyagram Yönteminin Doğrusal Olmayan Sistemlere Uygulanması

Onur Bölükbaşı¹, Ömür Öcal², Atilla Bir³

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
bolukbasio@itu.edu.tr

²Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Kadir Has Üniversitesi, Cibali
ocal@khas.edu.tr

³Kontrol Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
abir@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Katsayı Diyagram Yönteminin, kısım kısım doğrusal olmayan sistemlere uygulanmasının nasıl yapıldığı açıklanacak ve çeşitli örneklerle uygulanacaktır. Uygulamalar, çeşitli doğrusal olmayan sistemler ele alınarak, bu çalışmada geliştirilmiş olan KDY ve Doğrusal olmayan sistemler için MATLAB programında hazırlanmış yazılım programı ile elde edilen benzetişim sonuçları verilecektir.

1. Giriş

Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY) kontrol sistemlerinde kararlı, yüksek verimli ve dayanıklı sistemler oluşturmak amacıyla geliştirilen bir kontrolör tasarım yöntemidir. KDY polinomsal gösterime sahip, tasarım prosedürü basit ve kolay bir tasarım yöntemidir. KDY yeni bir yöntem olarak görünmesine rağmen, temel ilkeleri, endüstride ve kontrol çevrelerinde servo kontrol, çelik-millerinde motor hız kontrolü, gaz türbin kontrolü ve uzay araçlarının konum kontrolü gibi konularda başarılı uygulamalarla kırk yılı aşkın süredir kullanılmaktadır [1].

Kontrol probleminde kontrol edilecek fiziksel sistemi tanımlayan matematiksel model tasarımcı tarafından oluşturulur. Ancak matematiksel model sistemi tam olarak tanımlamaz. Sistem davranışını belirli çalışma koşulları altında ve izin verilen toleranslar doğrultusunda yaklaşık olarak ifade eder. Bundan dolayı, doğrusal olmayan sistemlerde yeterli dayanıklılıkta kontrolör tasarımı zordur. Uygulamada genelde sistemler farklı doğrusal olmayan özellikler gösterir. Takip eden bölümlerde KDY ile ilgili ayrıntılar ele alınacak ve belirli bazı doğrusal olmayan sistemlerin kontrolörleri KDY yöntemi uygulanarak tasarlanacaktır.

2. Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY)

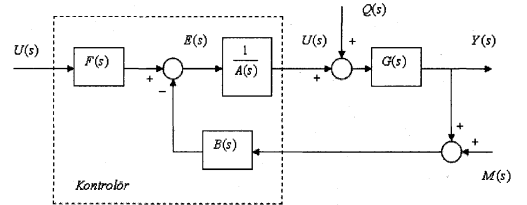
Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY), kontrol sistemlerinde kontrolör tasarlamak için geliştirilmiş olan bir tasarım

yöntemidir ve endüstride çeşitli uygulamalarda yaygın şekilde kullanılmaya başlanmıştır. Bunlardan başlıcaları uyduların durum kontrolü, çelik-mil motor hız kontrolü, bir armatür kontrollü DC motorun dayanıklı konum kontrolü şeklindedir.

Kontrol Mühendisleri tasarladıkları kontrol sistemlerini fiziksel olarak gerçekleyecekleri için dayanıklı, güçlü ve kararlı olmasını isterler. Bu yüzden günümüze kadar bir çok kontrolör tasarım yöntemleri ortaya atılmış ve çeşitli alanlarda kullanılmıştır. Fakat bu yöntemlerin çoğu daha karmaşık sistemlere doğru ilerledikçe dayanıklılık ve hesaplama konusunda zayıf kalmaktadır. KDY bu kontrol yöntemlerine göre oldukça güçlü, dayanıklı, hesabı kolay ve anlaşılırdır ve bu yöntem kullanılarak tasarlanmış sistemler için kapalı çevrim çıkış yanıtı aşısız ve oldukça hızlı doyuma ulaşan ve bozucu etkilerini hızlı bir şekilde giderebilir özellikte oldukları gözlenmiştir[2].

2.1. KDY Kontrol Sistem Yapısı

Tek giriş - tek çıkışlı sistemler için katsayı diyagram yöntemi standart blok diyagramı Şekil 1' de gösterilmiştir.



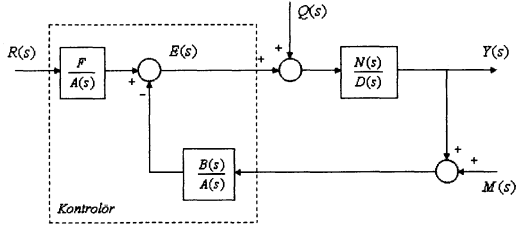
Şekil 1: KDY kontrol sistemine ilişkin temel blok diyagramı.

Burada $r(t)$ kontrol sisteminin referans girişini, $y(t)$ çıkışını, $u(t)$ kontrol işaretini, $q(t)$ sisteme etkileyen bozucu işaretini, $e(t)$ hata işaretini ve son olarak $m(t)$ ise ölçme

gürültüsünü ifade eder. Benzer şekilde $A(s)$ kontrolör transfer fonksiyonunun paydasını, $F(s)$ referans pay ve $B(s)$ ise geri besleme pay polinomunu ifade eder. $G(s)$ kontrol edilmesi istenen sistem transfer fonksiyonudur ve

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (1)$$

şeklinde iki polinom oranı ile ifade edilebilir. $N(s)$ sistemin transfer fonksiyonunun pay polinomu, $D(s)$ ise payda polinomudur. Fiziksel sistemlerde polinomların mertebeleri arasındaki ilişki $\deg\{D(s)\} \geq \deg\{N(s)\}$ koşulunu sağlamalıdır. Şekil 1' deki blok diyagram aynı zamanda Şekil 2' deki gibi de oluşturulabilir.



Şekil 2: KDY kontrol sistemine ilişkin temel blok diyagramı.

Eğer şekil 1' den $Y(s)$, $U(s)$ ve $E(s)$ hesaplanacak olursa $P(s)$ karakteristik polinomu

$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i$$

olmak üzere,

$$Y(s) = \frac{A(s)N(s)}{P(s)} Q(s) + \frac{F(s)N(s)}{P(s)} R(s) - \frac{B(s)N(s)}{P(s)} M(s)$$

$$U(s) = \frac{F(s)D(s)}{P(s)} R(s) - \frac{B(s)N(s)}{P(s)} Q(s) - \frac{B(s)D(s)}{P(s)} M(s)$$

ve

$$E(s) = \frac{A(s)F(s)D(s)}{P(s)} R(s) - \frac{A(s)B(s)N(s)}{P(s)} Q(s) - \frac{A(s)B(s)D(s)}{P(s)} M(s)$$

şeklinde elde edilir.

2.2. Performans Parametreleri Ve Karakteristik Polinom

KDY tasarım yönteminde, sistem karakteristik polinomunun katsayıları cinsinden bazı tasarım parametrelerine ihtiyaç duyulur. Bunlar; eşdeğer zaman sabiti τ , kararlılık indeksi γ_i ve kararlılık sınır indeksi γ_i^* dir.

Bu parametreler

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}} \quad i = 1 - (n-1) \quad \gamma_0 = \gamma_n = \infty \quad (2a)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (2b)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i-1}} + \frac{1}{\gamma_{i+1}} \quad (2c)$$

şeklinde tanımlanır.

Bu katsayılar $P(s)$ karakteristik polinomu zs' in bir polinomu şeklinde ifade edebilmek ve sistemi istenilen amaca uygun bir şekilde tasarlayabilmek için tanımlanmıştır. Bu durumda $P(s)$ karakteristik polinomu (2)' deki ifadeler cinsinden

$$P(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^*} \right) (zs)^i \right] + zs + 1 \quad (3)$$

şeklinde. Ayrıca burada a_i karakteristik polinom katsayıları denklem (2) yardımıyla

$$a_i = \frac{\tau^i}{\prod_{j=1}^{i-1} \gamma_j^*} a_0 \quad (4)$$

şeklinde de yazılabilir.

2.3. Katsayı Diyagramı (KD)

Katsayı Diyagramı (KD), sol ekseninde $P(s)$ Karakteristik polinom, $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinom katsayılarının ve sağ ekseninde de sistem parametrelerinin bir düzlem üzerinde gösterilmesiyle oluşan bir çeşit grafikdir ve Bode diyagramına benzemektedir[5].

Bu diyagramla sistemin kararlı olup olmadığı, hızlı olup olmadığı ya da dayanıklı olup olmadığı gözlemlenebilir [1,5,6].

2.4. Tasarım Parametreleri

Kararlılık indeksi ve kararlılık

Kontrolörlü bir sistemin, kapalı çevrimli karakteristik polinomu Hurwitz kararlılığına sahip olmalıdır.

KDY Routh-Hurwitz kriterine ek olarak Lipatov-Sokolov kriterinide bünyesine dahil etmiştir (Manabe, 1994c).

Lipatov-Sokolov kriterine göre kararlılık ve kararsızlık için gerekli koşullar aşağıda gösterilmiştir [5-9].

1. Kararsızlık için zorunluluk koşulları:

Koşul a: Performans parametreleri cinsinden ifade edilirse;

$$\gamma_{i-1}\gamma_i \leq 1 \quad \exists i \text{ için } i = 2,3 \dots n-1 \quad (5a)$$

olarak tanımlanır. Bu koşul, 3. mertebeden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_{i-1}a_i \leq a_{i-2}a_{i+1} \quad \exists i \text{ için } i = 2,3 \dots n-1 \quad (5b)$$

şeklinde de ifade edilebilir.

2. Kararlılık için zorunluluk koşulları:

Koşul a: Kararlılık sınır koşulu diye ifade edilir. Performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_i \gamma_{i-1} > 2.1505 \quad \forall i \text{ için, } i = 2, 3, \dots, n-1 \quad (6a)$$

şeklinde tanımlanır ve 3. mertebeden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_i a_{i-1} > 2.1505 a_{i+1} a_{i-2} \quad \forall i \text{ için, } i = 2, 3, \dots, n-1 \quad (6b)$$

elde edilir.

Koşul b: Performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_i > 1.1236 \gamma_i^* \quad \forall i \text{ için, } i = 2, 3, \dots, n-2 \quad (7a)$$

şeklinde ifade edilir. 4. mertebeden kısmi polinomlar cinsinden ise

$$a_i > 1.1236 \left(a_{i+2} \frac{a_{i-1}}{a_{i+1}} + a_{i-2} \frac{a_{i+1}}{a_{i-1}} \right) \quad \forall i \text{ için, } i = 2, 3, \dots, n-1 \quad (7b)$$

İstenen karakteristik polinomu elde etmek için, kararlılık koşullarından ilki sınır koşulu olarak değerlendirilebilir. Bu değerlerin nasıl elde edildiği ve Lipatov-Sokolov kriteri hakkında daha geniş bilgi [6,8,9]'de mevcuttur.

Standart Manabe Biçimi

KDY yöntemi için önerilen standart biçim

$$\gamma_{n-1} \sim \gamma_2 = 2, \quad \gamma_1 = 2.5 \quad (8)$$

şeklinde. Manabe, bunu sistemin belirli sistem parametre değerlerini incelemesi sonucu elde etmiş ve kolay akıld kalabilen diye yuvarlamıştır[1,6].

Tasarım Prosedürü

Burada iki farklı yerden elde edilen P(s) karakteristik polinomları eşitlenerek diaphontine eşitliği elde edilir:

$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i \quad (9)$$

$$= a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_j} \right) (z\tau)^i \right] + z\tau + 1$$

buradan da bu eşitlik matris haline getirilirse

$$A(s) = \sum_{i=0}^p l_i s^i \quad \text{ve} \quad B(s) = \sum_{i=0}^q k_i s^i$$

olmak üzere

$$[C]_{rxr} \begin{bmatrix} l_i \\ k_i \end{bmatrix}_{rx1} = [a_i]_{rx1} \quad (10)$$

şeklinde Silvester biçimine dönüştürülür.

Burada C matris değerleri ve a_i değerleri bilinmektedir. Çünkü denklem (2) vasıtasıyla, denklem (3)'ten P(s) karakteristik polinomu hesaplanabilmektedir. Denklem (10), l_i ve k_i değerlerini bulabilmek için kullanılır ki bu değerlerde A(s) ve B(s) kontrolör polinomlarının katsayılarıdır. F referans payı ise

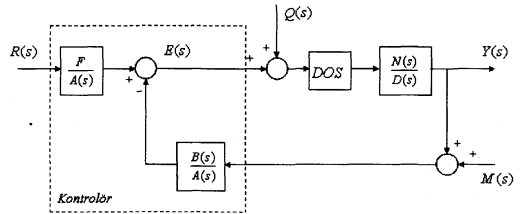
$$F = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \Bigg|_{s=0} \quad (11)$$

denkleminde hesaplanabilir.

Yalnız kontrolör polinomları hesaplanırken dikkat edilmesi gereken husus eşdeğer zaman sabitinin $\tau = T_s / (2.5 - 3)$ şeklinde ele alınır. Sistemin yapısında yer alan türdeki lineersizliklerin giderilmesi bazen olanaksızdır. Kontrol sistemlerinde bu türden doğrusal olmayan özellikler genellikle kontrol sisteminin davranışını olumsuz yönde etkiler. Örneğin boşluk türü doğrusal olmayan bir davranış sisteminin kararsızlığına, bir diğer ölü bölgeci davranış ise kararlı hal hatalarına yol açar. Sistemin yapısına sonradan eklenen lineersizliklerin bazıları sistem performansını artırmak için ve / veya sistemin yapısını basitleştirmek için bilinçli ilave edilir. Sisteme sonradan eklenen doğrusal olmayan durumlara en basit örnek geleneksel röleli sistemlerdir. Sisteme eklenen doğrusal olmayan elemanların belirli özel çalışma koşulları altında sistem performansını arttırabileceği, ancak diğer çalışma koşulları altında sistem performansını olumsuz yönde etkileyeceği bilinmelidir[7].

3. Doğrusal Olmayan Sistemler (DOS)

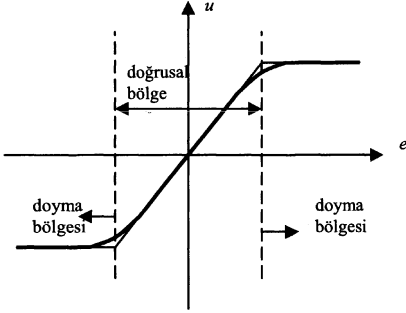
Kontrol sistemlerinde farklı türden doğrusal olmayan davranışlara rastlanır. Doğrusal olmayan davranışlar sistemin yapısında yer alan ya da sisteme sonradan eklenmiş olmasına göre iki türde ele alınır. Sistemin yapısında yer alan türdeki lineersizliklerin giderilmesi bazen olanaksızdır. Kontrol sistemlerinde bu türden doğrusal olmayan özellikler genellikle kontrol sisteminin davranışını olumsuz yönde etkiler. Örneğin boşluk türü doğrusal olmayan bir davranış sisteminin kararsızlığına, bir diğer ölü bölgeci davranış ise kararlı hal hatalarına yol açar. Sistemin yapısına sonradan eklenen lineersizliklerin bazıları sistem performansını artırmak için ve / veya sistemin yapısını basitleştirmek için bilinçli ilave edilir. Sisteme sonradan eklenen doğrusal olmayan durumlara en basit örnek geleneksel röleli sistemlerdir. Sisteme eklenen doğrusal olmayan elemanların belirli özel çalışma koşulları altında sistem performansını arttırabileceği, ancak diğer çalışma koşulları altında sistem performansını olumsuz yönde etkileyeceği bilinmelidir[7].



Şekil 3: KDY kontrol sisteminin lineersizlik içeren temel blok diyagramı.

3.1. Doğrusal Olmayan Doymalı Sistemler

Giriş işaretinin genliği küçük olduğunda, sistem çıkış işaretinin genliği genellikle girişle orantılı olarak artar. Ancak giriş işareti belli bir seviyeye ulaştığında, çıkışta çok az yada hiç artış görülmez. Sistem çıkışı eriştiği en büyük genlik değerinde sabit kalır. Bu durum gerçekleştiğinde sistem doymadadır denir.

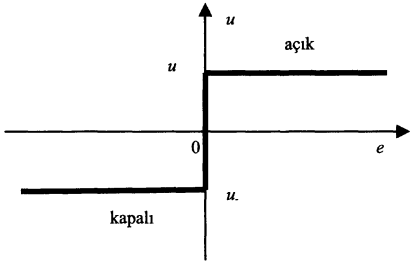


Şekil 4: Doğrusal Olmayan Doymalı Bir Sistem.

3.2. Doğrusal Olmayan Açma-Kapamalı Sistemler

Doymanın limit hali, doğrusal olmayan aç-kapa veya ideal anahtarlama karşı düşer. Bu doğrusal davranış aralığının sifıra düştüğü (eğimin dik olduğu) durumdur. Doğrusal olmayan aç-kapa sistemlerin örnekleri uzay araçları kontrolünde jetlerin ve elektrik rölelerinin devreye sokulmasında görülür[3].

Doğrusal olmayan aç-kapa sistemleri, doğrusal olmayan doymaya benzer etkilere sahiptir.

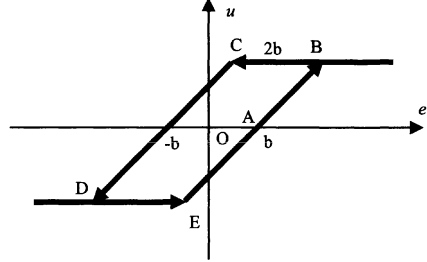


Şekil 5: Doğrusal Olmayan Açma - Kapamalı Sistem.

3.3. Doğrusal Olmayan Boşluk ve Histeresiz Karakteristikli Sistemler

Boşluk (Backlash) genellikle dişli sistemlerinde görülür. Bu özellikli dişli sistemlerdeki küçük boşluklardan kaynaklanır. Dişli takımlarında dişli çiftleri arasında her zaman, üretim ve montaj hatalarına bağlı olarak, küçük boşluklar oluşur. Boşluk sonucunda, çeviren dişli boşluktan daha küçük bir açıyla döndüğünde çevrilen dişli hareket etmez. Bu ölü bölgeye karşı düşer (Şekil 6' da OA aralığı). İki dişli arasında temas sağlandığında diğer dişli doğrusal biçimde (AB aralığı) çevrilen dişlinin dönüşünü izler. Ters yöne dönen çeviren dişli 2b kadar bir mesafe döndüğünde çevrilen dişli yine dönmeye başlar.

Bu da şekil 6' da BC aralığına denk gelir. Tekrar iki dişli arasında temas sağlandıktan sonra diğer dişli ters yönde (CD aralığına karşı düşer) çevrilen dişlinin dönüşünü izler. Bundan dolayı, eğer çevrilen dişli periyodik hareket ediyorsa diğer dişli kapalı EBCD yolunda gösterilen biçimde hareket edecektir. Şekilde B, C, D, E noktalarının yükseklikleri sinüzoidal girişin genliğine bağlıdır.



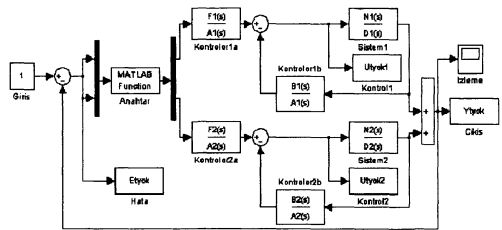
Şekil 6: Doğrusal Olmayan Histeresiz Tipi Sistem.

Boşluğun en önemli özelliği birden fazla değer alabilmesidir. Her girişe karşılık iki çıkış değeri oluşabilir. İkisinden hangisinin oluşacağı girişin önceki değişim yönüne bağlıdır.

Bundan sonra, bu bölümde kısaca bahsedilen doğrusal olmayan sistemlerin uygulamaları anlatılacaktır.

4. Uygulamalar

Bu bölümde doğrusal olmayan kontrol sistemleri için katsayı diyagram yöntemi kullanılarak kontrolör tasarlanacaktır. En sık karşılaşılan doğrusal olmayan türden sistemler uygulanacaktır. Her durum için basamak giriş yanıtı ve kontrol işareti çizilmiş ve ayrıca sisteme etkileyen bozucuların etkisi incelenmiştir.



Şekil 7: Doğrusal olmayan sistemler için KDY temel blok diyagramı

4.1. Uygulama 1

Açık çevrim transfer fonksiyonu denklem (4.1)'de verilmiş olan sistemin 3 kökü de sol yarı s-düzlemin de bulunduğu için kararlıdır.

$$G(s) = \frac{1}{(s+2)^2(s+1)} \quad (12)$$

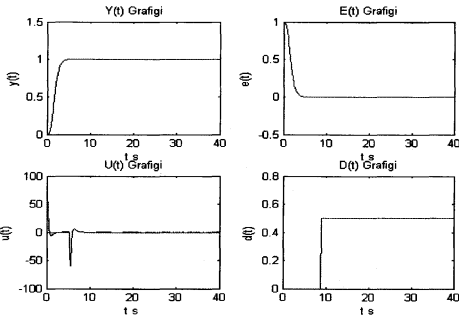
Bu sistem aç-kapa lineersizliği ile kontrol etmek istenmektedir. Aç-kapa lineersizliğinin genliği $k = 0,3'$ tür. Bu sistemin dinamiği daha uygun ve daha dayanıklı bir hale getirip ve aynı zamanda sistemin $t_s = 4,5$ saniyede yerleşmesi istensin. Sisteme 9 saniye sonra, genliği 0,5 olan basamak bozucusu uygulandığını varsayalım. Bu sistem parça parça doğrusal bir sistem olduğu için her bir parçaya ilişkin KDY kontrolör polinomları farklı elde edilecektir. Her bir bölge için farklı kontrolörler tasarlanacaktır. Bu uygulamada iki farklı bölgenin bulunmasından dolayı iki kontrolör tasarlanacaktır. Tasarım parametreleri, Standart Manabe biçimi kullanıldığından karahlık indeksleri

$$\gamma_i = [2,5, 2, 2, 2, 2, 2, 2] \quad (13)$$

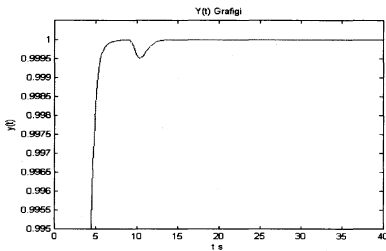
ve τ eşdeğer zaman sabiti

$$\tau = \frac{t_s}{2,5 \sim 3} = \frac{4,5}{2,5} = 1,8 \quad (14)$$

olarak seçilir. Uygulama 1' e ait $y(t)$ birim basamak yanıtı, $u(t)$ kontrol işareti, $d(t)$ bozucu işareti ve $e(t)$ etkin hata Şekil 8' de gösterilmiştir. Özellikle $y(t)$ kapalı çevrim çıkış işaretinin aşırı olarak elde edildiği ve basamak tipi bozucunun etkisinin hızlı bir şekilde giderildiği Şekil 9' da görülmektedir.



Şekil 8: Uygulama 1' e ait $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı, sisteme etki eden $u(t)$ kontrol işareti, $e(t)$ hata işareti, $d(t)$ bozucu işareti.



Şekil 9: Denklem 4.1'e ait sistemin doğrusal olmayan aç-kapa davranışının etkimesiyle KDY ile tasarlanan sistemin birim basamak giriş yanıtında oluşan bozucu etkisi.

4.2. Uygulama 2

Açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem (15)' te verilmiş olan sistemin yerleşme zamanını $t_s = 4,5$ saniye olması istensin.

$$G(s) = \frac{(s+5)}{(s+1)(s+2)} \quad (15)$$

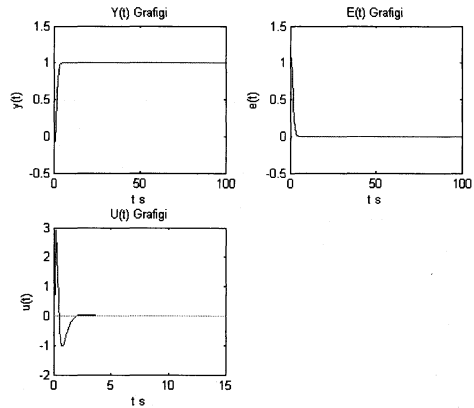
Sistem kutupları $s_{k1} = -1$ ve $s_{k2} = -2$ sol yarı s -düzleminindedir. Sistemde ayrıca $s_0 = -5$ de bir adet sıfır bulunmaktadır. Sistemde histeresiz biçiminde lineersizlik bulunmaktadır. Histeresiz lineersizliğinin genliği $k = 1'$ dir. Histeresizin hata ifadesini gösteren eksenini kesen noktaları $b_1 = 0,6$ ve $b_2 = -0,6'$ dir. Eğim de $m = 1'$ dir. KDY kullanılarak kontrol edilmek istenen bu sistemin pay ve payda polinomları lineersizlikten dolayı etkilenecektir. Bundan dolayı her bir durum için KDY'de ki parametreler (16) olacaktır. Histeresiz lineersizliğinin sonucunda dört farklı kontrolör tasarlanacaktır. Bu kontrolörler oluşturduğumuz yazılım ile kolayca tasarlanabilmektedir. Tasarım parametreleri belirlerken, Standart Manabe biçimi kullanıldığından

$$\gamma_i = [2,5, 2, 2, 2, 2, 2, 2] \quad (16)$$

ve τ eşdeğer zaman sabiti

$$\tau = \frac{t_s}{2,5 \sim 3} = \frac{4,5}{2,5} = 1,8 \quad (17)$$

olarak hesaplanır. İlgili parametreler yazılıma girildikten sonra sonuçlar elde edilir. Uygulama 2' ye ilişkin ait $y(t)$ birim basamak yanıtı, $u(t)$ kontrol işareti ve $e(t)$ etkin hata işareti Şekil 10' da gösterilmiştir.



Şekil 10: Uygulama 2' ye ait $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı, $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti.

4.3. Uygulama 3

Açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem (18)' de verilmiş olan sistemin yerleşme zamanını 4,5 saniye olması istensin.

$$G(s) = \frac{(s+4)}{s(s+1)(s-1)} \quad (18)$$

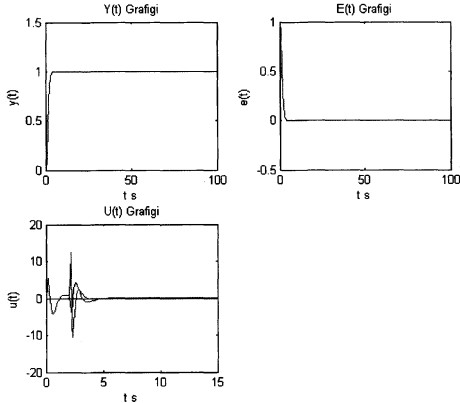
Sistem kutupları $s_{k1} = -1$ sol yarı s düzleminde, $s_{k2} = 1$ sağ yarı s düzleminde, $s_{k3} = 0$ de orijindedir. Sistemde ayrıca $s_0 = -4$ de bir adet sıfır bulunmaktadır. Sistemde doymalı biçiminde lineersizlik bulunmaktadır. Doymalı lineersizliğin genliği $k = 0,5'$ tir. Eğim de $m = 2'$ dir. KDY kullanılarak kontrol edilmek istenen bu sistemin pay ve payda polinomları doğrusal olmayan davranıştan dolayı etkilenecektir. Bundan dolayı her bir durum için KDY ile farklı kontrolörler hesaplanacaktır. Doymalı lineersizliğin sonucunda üç farklı kontrolör tasarlanacaktır. Bu kontrolörler oluşturduğumuz yazılım ile kolayca tasarlanabilmektedir. Tasarım parametreleri belirlerken, Standart Manabe biçimi kullanıldığından

$$\gamma_i = [2,5, 2, 2, 2, 2, 2, 2] \quad (19)$$

ve τ eşdeğer zaman sabiti

$$\tau = \frac{t_s}{2,5 \sim 3} = \frac{4,5}{2,5} = 1,8 \quad (20)$$

olarak hesaplanır. İlgili parametreler yazılıma girildikten sonra sonuçlar elde edilir. Uygulama 3' e ilişkin ait $y(t)$ birim basamak yanıtı, $u(t)$ kontrol işareti ve $e(t)$ etkin hata işareti Şekil 11' de gösterilmiştir.



Şekil 11: Uygulama 3' e ait $y(t)$ birim basamak girişi yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti.

5. Sonuçlar

Son yıllarda kontrol sistemlerinin modelleri gerçeğe yakın oluşturulmaya çalışıldığından gittikçe daha karmaşık ve yüksek mertebelerde elde edilmektedir. İhtiyaçlara yönelik olarak kontrolör tasarım yöntemlerinin de sürekli geliştirilmesi gerekmektedir. Önceki bölümlerden anlaşılacağı üzere KDY, sadece basit sistemler için değil, karmaşık kontrol sistemlerindeki kontrolörleri tasarlamak için de geliştirilmiş, polinomsal gösterime yönelik çok etkin bir kontrol tasarım yöntemidir. KDY yönteminin temel prensipleri oluşturulurken, bazı klasik ve modern kontrol tekniklerinin üstünlükleri alınmış, yöntemin temel prensipleri uygun bir şekilde getirilmiş ve ana yapının oluşturulmasında daha önceki

deneyim ve fikirlerden de yararlanılmaya çalışılmıştır. Bunun sonucunda ortaya çıkan çok etkili ve verimli kontrol tasarım yöntemi ve ayrıca kolay tasarım prosedürü ile kontrol sistemlerinin tasarımları kolaylaşmıştır. KDY yöntemi kullanılarak tasarlanan bir sistemin kapalı çevrim çıkış yanıtının aşısız bir şekilde oldukça hızlı yerleştiği görülür. Bununla birlikte elde edilen kontrol sistemi daha dayanıklıdır ve bozucu etkilerini hızlı bir şekilde giderir [5-7]. Eğer sistemde herhangi bir aşım gözlenirse kararlılık indekslerinde ufak değişiklikler yapıldığında istenilen aşısız yanıt hemen elde edilebilir. Tasarım prosedürü çok basit olduğu gibi çok kolay da sistemlere uygulanabilir.

Bu çalışmada en sık karşılaşılan belirli doğrusal olmayan sistemler incelenmiştir. Kısım kısım doğrusal olarak ifade edilebilen sistemler anahtarlama yöntemine başvurularak modellenmiştir. Bunlar doymalı, açmalı-kapamalı ve histeresiz karakteristikli doğrusal olmayan elemanları kapsayan sistemlerdir. Günümüzdeki birçok uygulamada yer alan bu tür doğrusal olmayan elemanların KDY yöntemiyle tasarlanan kontrolör ile sistem yanıtının aşısız ve istenilen yerleşme süresinde yerleştiği verilen örneklerden görülmüştür.

Sonuç olarak yukarıdaki çalışmaya ek olarak ileriki çalışmalarda belirli doğrusal olmayan sistemler için KDY' nin günümüzde yaygın bir şekilde uygulanan diğer tasarım yöntemleriyle de karşılaştırılıp, üstünlükleri gösterilecek ve gerçek zamanda belirli sistemler için uygulamaları yapılacaktır.

6. Kaynakça

- [1] S. Manabe, "Coefficient Diagram Method," 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Seoul, Korea, 1998.
- [2] S. Manabe, *Adaptive Fuzzy Systems and Control, Design and Stability Analysis*, 13th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Palo Alto, CA, 1994.
- [3] J.J.E. Slotine ve W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, 1990.
- [4] Isidori, A., 1995. *Nonlinear Control Systems*, Springer Verlag, Berlin, New York.
- [5] Hamamcı, S. E., 2002. *Katsayı Diyagram Metodu' nun Özel Durumlara ve ÇGÇÇ Sistemlere Uygulanması*, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [6] Öcal, Ö. (2004), *Katsayı Diyagram Yönteminin (KDY) kuramsal altyapısı ve değişik sistemlere uygulanması*, Yüksek Lisans Tezi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği, Fen Bilimleri Enstitüsü, İTÜ, İstanbul.
- [7] Bölükbaşı, O. (2005), *Katsayı Diyagram Yönteminin (KDY) Doğrusal Olmayan Sistemlere Uygulanması*, Yüksek Lisans Tezi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği, Fen Bilimleri Enstitüsü, İTÜ, İstanbul.
- [8] Lipatov, A.V., (1976), *Some necessary and sufficient conditions that polynomials be of Hurwitz type*, Differents, Urayn, 12, 2269-2270
- [9] Sokolov, N. I. ve Lipatov, A. V., 1972, *On necessary conditions for stability of linear systems*, Tr. Mosk. Aviats. Inst., 240, 26-30.

Zamanla Değişen Doğrusal Yüzeyler Tasarlayarak Doğrusal Olmayan Sistemlerin Kayan Kipli Kontrolü

Beyza GÖKBİLEN¹, Metin U. SALAMCI²

¹Makina Mühendisliği Bölümü

Gazi Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, 06570 Maltepe, ANKARA
b_gokbilen@yahoo.com

²Makina Mühendisliği Bölümü

Gazi Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, 06570 Maltepe, ANKARA
msalamci@gazi.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, bir grup doğrusal olmayan sistemin kontrolü için, zamanla değişen doğrusal yüzey kullanılarak Kayan Kipli Kontrol (KKK) yöntemi önerilmiştir. Çalışmada sunulan metot, zamanla değişmeyen doğrusal sistemler için KKK yöntemi ve zamanla değişen sistemlerin belli noktalarda dondurulması tekniğine dayanmaktadır. Doğrusal olmayan sistem her bir zaman aralığında dondurulmakta ve sistem matrisleri bu çalışma noktalarındaki değerlerle hesaplanmaktadır. Bu işlem sonucunda zamanla değişmeyen doğrusal sistem modeli elde edilmekte ve her bir zaman adımında standart KKK tasarım yöntemi uygulanmaktadır. Bulunan her bir doğrusal sisteme ait doğrusal kayma yüzeylerinin birleştirilmesiyle eğimi zamanla değişen kayma yüzeyi elde edilmektedir. Çalışmada, kayma yüzeyi parametrelerinin bulunabilmesi için optimum kayma yüzeyi tasarımı yöntemi kullanılmıştır. Geliştirilen metot, bir ters sarkaç modeline uygulanmış ve benzetim sonuçları elde edilmiştir.

1. Giriş

Doğrusal sistemler için KKK yöntemi ile ilgili bir çok çalışma ve uygulama yapılmıştır [1,2]. KKK yöntemi, sistemi denge noktasına ulaştıracak kayma yüzeyinin bulunması ve sistemi bu yüzeye yönlendirecek ve bu yüzey üzerinde tutacak kontrol girişinin tasarlanması olarak iki aşamadan oluşur [3,4]. Kayma yüzeyinin tasarlanabilmesi için genellikle sistem, uygun koordinat dönüşümü ile kontrol girişinin olduğu ve olmadığı iki alt sisteme ayrılır. Kontrol girişinin olmadığı alt sistemi kararlı yapacak şekilde kayma yüzey parametrelerinin belirlenmesi ile kayma yüzeyi tasarımı gerçekleştirilir. Sistemin iki alt sisteme ayrılmasında kullanılacak koordinat dönüşüm matrisi doğrusal sistemler için belirlenebilse de, doğrusal olmayan sistemler için böyle bir dönüşüm matrisi her zaman bulunamayabilmekte, bu matris bulunsu bile, kontrol girişini içermeyen alt sistemin kararlılığını sağlayacak yüzey parametreleri kolayca elde edilemeyebilmektedir [5,6,7]. Belirtilen zorluklar nedeniyle doğrusal olmayan sistemler için KKK tasarımı hala aktif bir araştırma alanını oluşturmaktadır.

Bu çalışmada bir grup doğrusal olmayan sistem için zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak KKK yöntemi önerilmiştir. Yöntem, sistemin seçilen her bir zaman aralığında dondurularak, bu noktadaki durum değişkenlerince değerlendirilmesi esasına dayanır. Elde edilen her bir doğrusal sistem için kayma yüzey parametreleri belirlenir. Böylelikle doğrusal olmayan sistemler için KKK problemi, zamanla değişmeyen doğrusal sistemler için KKK problemine döndürür. Belirlenen tüm kayma yüzeylerinin birleştirilmesi ile, doğrusal olmayan sistem için, eğimi zamanla değişen doğrusal kayma yüzeyi belirlenmiş olur. Kayma yüzeyi eğimlerinin belirlenmesi amacıyla optimum kayma yüzeyi tasarımı yöntemi kullanılmıştır. Doğrusal sistemlere KKK uygulanmasında optimum kayma yüzeyi tasarımı yönteminin kullanılmasına ilişkin bir çok çalışma yapılmıştır. [2,3,4,9]. Bu çalışmada doğrusal olmayan sistemin her bir zaman aralığında dondurulması ve bu noktadaki durum değişkenlerince değerlendirilmesi ile elde edilen ardışık zamanla değişen doğrusal sistemlerden her birine ait kayma yüzeyi parametreleri optimum kayma yüzeyi tasarımı yöntemi kullanılarak bulunmuştur.

Bu çalışmanın 2. bölümünde doğrusal olmayan sistemler için zamanla değişen yüzey kullanılarak KKK tasarımı, 3. bölümünde optimum kayma yüzeyi tasarımı yöntemi anlatılmış, 4. bölümde ise açıklanan yöntemler bir ters sarkaç mekanizmasına uygulanmıştır. Mekanizmaya zamanla değişen doğrusal yüzey kullanılarak KKK yöntemi uygulandığında elde edilen benzetim sonuçları, kayma yüzeyinin sabit alındığı KKK uygulandığında elde edilen benzetim sonuçları ile beraber 4. bölümde sunulmuştur. 5. bölümde ise sonuç verilmiştir.

2. Doğrusal olmayan sistemler için zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak KKK

Bu çalışmada ele alınan doğrusal olmayan sistemlerin aşağıdaki denklem ile tanımlandığı varsayılmıştır.

$$\dot{x} = A(x)x + B(x)u \quad (1)$$

Burada $x \in R^n$, $u \in R^m$, $A(x) \in R^{n \times n}$ ve $B(x) \in R^{n \times m}$ şeklinde tanımlıdır. Denklem (1) ile ifade edilen sistem herbir zaman aralığında dondurulur ve bu noktadaki durum değişkenlerince değerlendirilirse, ardışık zamanla değişmeyen doğrusal sistemler elde edilir. Elde edilen ardışık sistemlerin kararlılığının sağlanması ile, denklem (1) ile tanımlı doğrusal olmayan sistemin de kararlılığı sağlanmış olacaktır. Yöntemin kararlılık sonuçları [10] ve [11] nolu kaynaklarda verilmektedir.

Denklem (1) ile ifade edilen doğrusal olmayan bir sistem için, sistemin $A(x)$ ve $B(x)$ matrisleri içinde yer alan x , bir parametre olarak düşünülür ve sistem, $\theta(t)$ bir (n) boyutlu zamanla değişen parametre vektörü olmak üzere aşağıdaki biçimde ifade edilir,

$$\dot{x} = A(\theta(t))x + B(\theta(t))u \quad (2)$$

Sistemin seçilen her bir zaman aralığında dondurulması metodunu uygulayabilmek için, denklem (1) ve (2) ile ifade edilen sistemlerin zamanla küçük değişimler gösterdiği varsayılmıştır. Böylelikle standart kararlılık ve geribesleme kontrolü tasarım metodları sonuçları kullanılabilir [12-15]. Denklem (2) ile ifade edilen sistem için kayma yüzeyi, zamanla değişmeyen doğrusal sistemler için kullanılan koordinat dönüşüm matrisine benzer bir dönüşüm matrisi kullanılarak tasarlanabilir. $T(\theta(t))$, tüm $\theta(t)$ 'ler için parametreye bağlı ve tekil olmayan bir koordinat dönüşüm matrisi olarak düşünülürse,

$$\xi = T(\theta)x \quad (3)$$

koordinat dönüşümü ile sistem, aşağıdaki biçimde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1 &= A_{11}^*(\theta(t))\xi_1 + A_{12}^*(\theta(t))\xi_2 \\ \dot{\xi}_2 &= A_{21}^*(\theta(t))\xi_1 + A_{22}^*(\theta(t))\xi_2 + B_2^*(\theta(t))u \end{aligned} \quad (4)$$

Burada,

$$\begin{bmatrix} A_{11}^*(\theta) & A_{12}^*(\theta) \\ A_{21}^*(\theta) & A_{22}^*(\theta) \end{bmatrix} = (T(\theta)A(\theta) + \dot{T}(\theta))T^{-1}(\theta) \text{ ve}$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ B_2^*(\theta) \end{bmatrix} = T(\theta)B(\theta)$$

şeklinde uygun matris boyutları ile ifade edilebilir. Böylelikle sistem, zamanla değişmeyen doğrusal sistemlerde olduğu gibi $T(\theta(t))$ koordinat dönüşüm matrisi kullanılarak iki alt sisteme ayrılmış olur. Yeni koordinat sistemindeki kayma yüzeyi ise aşağıdaki biçimde tanımlanabilir.

$$\sigma(\xi_1, \xi_2) = \xi_2 + C(\theta(t))\xi_1 \quad (5)$$

Parametreye bağlı (zamanla değişen bir fonksiyon olan) $C(\theta(t))$ kayma yüzeyi eğimleri, sistemin kayma yüzeyi üzerinde, $\sigma(\xi_1, \xi_2) = 0$, kararlı davranışını sağlayacak şekilde seçilir. Kayma yüzeyi üzerinde $\xi_2 = -C(\theta(t))\xi_1$ olduğundan

$C(\theta(t))$ 'nin bir geribesleme kazanç matrisi olarak düşünülmesiyle, ξ_1 alt sistemi için bir geribesleme kontrol girişi gibi değerlendirilebilir. Böylelikle, kayma yüzeyi üzerindeki sistem davranışı, aşağıdaki sistemin davranışı ile tanımlanabilmektedir.

$$\dot{\xi}_1 = (A_{11}^*(\theta) - A_{12}^*(\theta)C(\theta))\xi_1 = A_s(\theta)\xi_1 \quad (6)$$

Denklem (6)'da belirtilen sistemin zamanla küçük değişimler gösteren bir sistem olduğu kabul edilmiştir ve $A_s(\theta(t))$ 'nin yeterince küçük olmasının sağlanmasıyla, eğer her bir $\theta(t)$ değerinde dondurularak elde edilen sistemler kararlı ise, denklem (2) ile tanımlı zamanla değişen sistem de kararlıdır [12,14].

Denklem (1) ile ifade edilen doğrusal olmayan sistem, bir $t=t_s$ ve $x=x(t_s)=x_s$ anı için incelenirse, sistem denklemi bu noktada aşağıdaki biçimde ifade edilen zamanla değişmeyen doğrusal bir sistem denklemine dönüşür.

$$\dot{x} = A(x_s)x + B(x_s)u = A_s x + B_s u \quad (7)$$

Böylelikle doğrusal olmayan sistem için KKK problemi, zamanla değişmeyen doğrusal sistemler için KKK problemine dönüşür ve doğrusal sistemlerde olduğu gibi kayma yüzeyinin belirlenmesi ve sistemi bu yüzeye yönlendirecek ve yüzey üzerinde tutacak kontrolcünün tasarlanması olarak iki aşamadan oluşur. Denklem (7) ile ifade edilen zamanla değişmeyen doğrusal sisteme KKK uygulanabilmesi için, sistem öncelikle bir $z = Tx$ koordinat dönüşümü ile kontrol girişinin olduğu ve olmadığı iki alt sisteme ayrılır.

$$\dot{z} = T\dot{x} = TAT^{-1}z + TBu = A^*z + B^*u = \begin{bmatrix} A_{11}^* & A_{12}^* \\ A_{21}^* & A_{22}^* \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} 0 \\ B_2^* \end{bmatrix}$$

Böylelikle sistem Düzenli Biçim (Regular Form) denilen aşağıdaki alt sistemlere dönüşür.

$$\dot{z}_1 = A_{11}^*z_1 + A_{12}^*z_2 \quad (8.a)$$

$$\dot{z}_2 = A_{21}^*z_1 + A_{22}^*z_2 + B_2^*u \quad (8.b)$$

Sistemi denge noktasına ulaştıracak kayma yüzeyi, $\sigma(z)$, denklem (8.a) ile ifade edilen, kontrol terimi içermeyen alt sistem kullanılarak bulunacaktır. Kayma yüzeyi

$$\sigma(z) = z_2 + Cz_1 \quad (9)$$

denklemi ile tanımlanır ve burada $C \in R^{m \times n}$ yüzey eğim matrisidir. Kayma yüzeyi üzerinde $\sigma(z) = 0$ olduğundan $z_2 = -Cz_1$ şeklinde yazılır ve z_2 terimi denklem (8.a)'daki alt sistem için, kazanç katsayı matrisi C olan bir durum geribeslemesi gibi düşünülürse, eğim matrisi, denklem (8.a) ile ifade edilen sistemi kararlı kılacak şekilde seçilir [8].

Sistemi kayma yüzeyi üzerine yönlendirecek ve bu yüzey üzerinde tutacak kontrol girişi aşağıdaki şartları sağlayacak şekilde tasarlanır.

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(x) < 0 \text{ için } \sigma(x) > 0 \\ \dot{\sigma}(x) > 0 \text{ için } \sigma(x) < 0 \end{aligned} \quad (10)$$

Böylelikle $t \rightarrow \infty$ iken $\sigma(z) \rightarrow 0$ sağlanır. Sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek kontrol terimi, eşdeğer kontrol (u_{eq}), kayma yüzeyi denkleminin türevi alınarak aşağıdaki şekilde bulunur.

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(z) &= C\dot{z}_1 + \dot{z}_2 = 0 \\ &= C(A_{11}^* z_1 + A_{12}^* z_2) + A_{21}^* z_1 + A_{22}^* z_2 + B_2^* u_{eq} \end{aligned}$$

Eşitlik düzenlenirse,

$$u_{eq} = -(B_2^*)^{-1} \left[(CA_{11}^* + A_{21}^*) z_1 + (CA_{12}^* + A_{22}^*) z_2 \right] \quad (11)$$

bulunur. Sistemi kayma yüzeyi üzerinde tutacak doğrusal olmayan kontrol terimi, u_n ise

$$u_n = -k \cdot \text{sign}(\sigma(z)) \quad (12)$$

şeklinde ifade edilir ve burada $k \in R^+$. k büyüdükçe sistemin kayma yüzeyine ulaşma hızı artar ancak k değerinin fazla büyümesi sistemde çarptırma genliğini artırır. k değerinin seçimi bu iki husus göz önüne alınarak yapılmalıdır. Toplam kontrol, u ise

$$u = u_{eq} + u_n \quad (13)$$

şeklinde bulunur. Zamanla değişmeyen doğrusal sistemler için açıklanan KKK tasarımı basamaklarının, her bir zaman aralığı için tekrarlanacağı düşünülürse, kayma yüzeyi eğimi de her bir zaman aralığı için değişecektir. Bu durumda kayma yüzeyi denklemini $\sigma(z, t) = C(t)z$ şeklinde ifade edilir ve eşdeğer kontrol terimi ise aşağıdaki denklem ile verilir.

$$u_{eq} = -[C(t)B_2^*]^{-1} \left[(\dot{C}(t) + C(t)A_{11}^* + A_{21}^*) z_1 + (C(t)A_{12}^* + A_{22}^*) z_2 \right] \quad (14)$$

3. Optimum Kayma Yüzeyi Tasarımı

Doğrusal sistemler için optimum kontrol, aşağıda tanımlanan kuadratik performans kriterini minimum yapacak şekilde tasarlanır [16].

$$J = \int_0^t [x^T Q(t)x + u^T P(t)u] dt \quad t_1 \leq \infty \quad (15)$$

Burada, Q ve P matrisleri simetrik, Q matrisi pozitif tanımlı veya pozitif yarı tanımlı, P matrisi ise mutlaka pozitif tanımlı olarak seçilir. Aşağıda belirtilen Riccati denkleminin $R(t)$ matrisi (simetrik, pozitif tanımlı) elde edildikten sonra

$$\begin{aligned} \dot{R}(t) + R(t)A(t) + A^T(t)R(t) \\ - R(t)B(t)P^{-1}(t)B^T(t)R(t) + Q(t) = 0 \end{aligned} \quad (16)$$

optimum kontrol,

$$u^{op} = -\underbrace{P^{-1}(t)B^T(t)R(t)}_{K^T} x \quad (17)$$

eşitliği ile bulunur. Kayma hareketinin optimum olduğu kayma yüzeyi denkleminin elde edilmesi için ise, denklem (15)'deki kontrol teriminin ihmal edilmesiyle elde edilen

$$J = \int_0^t x^T Q(t)x dt \quad Q(t) \geq 0 \quad (18)$$

fonksiyonu minimize edilmeye çalışılır. Kontrol teriminin dahil edilmemesinin sebebi, kayma yüzeyi denkleminin sistemin kontrol içermeyen alt sistemi kullanılarak bulunmasıdır. Kayma yüzeyi denkleminin bulunabilmesi için minimize edilmeye çalışılan fonksiyona, T koordinat dönüşüm matrisi kullanılarak koordinat dönüşümü uygulanırsa,

$$[T^{-1}(t)]^T Q(t)T^{-1}(t) = \begin{bmatrix} Q_{11}(t) & Q_{12}(t) \\ Q_{21}(t) & Q_{22}(t) \end{bmatrix} \text{ olmak üzere}$$

$$J = \int_0^t \left\{ z_1^T Q_{11}(t)z_1 + 2z_1^T Q_{12}(t)z_2 + z_2^T Q_{22}(t)z_2 \right\} dt \quad (19)$$

eşitliği elde edilir. Yeni bir ζ değişkeni tanımlanarak,

$$\zeta = z_2 + Q_{22}^{-1}(t)Q_{12}^T(t)z_1 \quad (20)$$

Kontrol girişinin bulunmadığı alt sistem (denklem (8.a)) ve minimize edilecek performans kriteri (denklem (19)) aşağıdaki şekilde yeniden tanımlanabilir.

$$\dot{z}_1 = [A_{11}^*(t) - A_{12}^*(t)Q_{22}^{-1}(t)Q_{12}^T(t)]z_1 + A_{12}^*(t)\zeta \quad (21)$$

$$J = \int_0^t \left\{ z_1^T [Q_{11}(t) - Q_{12}(t)Q_{22}^{-1}(t)Q_{12}^T(t)]z_1 + \zeta^T Q_{22}(t)\zeta \right\} dt$$

olarak bulunur. $\bar{Q}(t) = Q_{11}(t) - Q_{12}(t)Q_{22}^{-1}(t)Q_{12}^T(t)$ ve $\bar{P}(t) = Q_{22}(t)$ olarak tanımlanırsa,

$$J = \int_0^t \left\{ z_1^T \bar{Q}(t)z_1 + \zeta^T \bar{P}(t)\zeta \right\} dt \quad (22)$$

bulunur. Diğer yandan,

$$\dot{R}(t) + R(t)\bar{A}(t) + \bar{A}^T(t)R(t) - R(t)\bar{B}(t)\bar{P}^{-1}(t)\bar{B}^T(t)R(t) + \bar{Q}(t) = 0$$

$\bar{A}(t) = A_{11}^*(t) - A_{12}^*(t)Q_{22}^{-1}(t)Q_{12}^T(t)$ ve $\bar{B}(t) = A_{12}^*(t)$ olarak tanımlanırsa

$$\zeta^{op} = -\bar{P}^{-1}(t)A_{12}^{*T}(t)R(t)z_1 = -Q_{22}^{-1}(t)A_{12}^{*T}(t)R(t)z_1 \quad (23)$$

olarak bulunur. Denklem (21) ve (23) kullanılarak

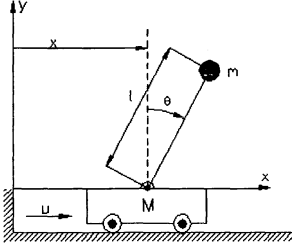
$$z_2 = -C_1^{op}(t)z_1 = -Q_{22}^{-1}(t) \left[A_{12}^{*T}(t)R(t) + Q_{12}^T(t) \right] z_1 \quad (24)$$

$$\sigma(z, t) = z_2 + C_1^{op}(t)z_1 \quad (25)$$

Denklem (25) ile tanımlı kayma yüzeyi denklemini elde edilir.

4. Uygulama: Ters Sarkaç Mekanizması

Doğrusal olmayan sistemlerin, zamanla değişen yüzey kullanılarak KKK yönteminin başarısını göstermek amacıyla yöntem, bir ters sarkaç mekanizmasına uygulanmıştır. Uygulama için seçilen ters sarkaç modeli Şekil 1'de görülmektedir. Ters sarkaç modeli ve model parametreleri Kaynak [17]'den alınmıştır.



Şekil 1: Ters sarkaç mekanizması

Sistem parametreleri aşağıda verilmiştir.

- $M = 3$ kg platformun kütlesi
- $m = 0.5$ kg sarkacın kütlesi
- $l = 0.5$ m sarkacın boyu
- $b = 2$ kg/sn sürtünme katsayısı

Sistemin hareket denklemleri Denklem (1) ile tarif edilebilir. Buradaki doğrusal olmayan matrisler aşağıda verilmektedir.

$$A(x) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-b}{d(x_3)} & \frac{-mg \cos(x_3) \sin(x_3)}{d(x_3)x_3} & \frac{ml \sin(x_3)(x_4)}{d(x_3)} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{b \cos(x_3)}{d(x_3)l} & \frac{(M+m)g \sin(x_3)}{d(x_3)l x_3} & \frac{-ml \sin(x_3) \cos(x_3)(x_4)}{d(x_3)l} \end{bmatrix}$$

$$B(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{l}{d(x_3)} \\ 0 \\ \frac{-\cos(x_3)}{d(x_3)l} \end{bmatrix} \text{ ve } d(x_3) = M + m - m \cos^2(x_3)$$

Denklem (1) ile verilen doğrusal olmayan sistem denklemleri her bir zaman aralığında dondurulur ve bu noktadaki durum değişkenleri yerlerine yazılırsa, ardışık, zamanla değişmeyen doğrusal sistemler elde edilir. Bir $t = t_s$ anı için bulunan zamanla değişmeyen doğrusal sistem, uygun koordinat dönüşümü uygulanarak aşağıdaki biçime getirilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \\ \dot{z}_4 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11}^* & a_{12}^* & a_{13}^* & a_{14}^* \\ a_{21}^* & a_{22}^* & a_{23}^* & a_{24}^* \\ a_{31}^* & a_{32}^* & a_{33}^* & a_{34}^* \\ a_{41}^* & a_{42}^* & a_{43}^* & a_{44}^* \end{bmatrix}}_{A^*} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ b^* \end{bmatrix}}_{B^*} u \quad (26)$$

Sisteme ait kayma yüzeyi denklemi,

$$\sigma(z, t) = C_1(t)z_1 + C_2(t)z_2 + C_3(t)z_3 + z_4 \quad (27)$$

şeklinde ifade edilir ve kayma yüzeyi üzerinde

$$z_4 = -C_1(t)z_1 - C_2(t)z_2 - C_3(t)z_3 \quad (28)$$

bulunur. Sistemin kontrol terimi içermeyen alt sistemi kullanılarak,

$$\dot{z} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11}^* & a_{12}^* & a_{13}^* \\ a_{21}^* & a_{22}^* & a_{23}^* \\ a_{31}^* & a_{32}^* & a_{33}^* \end{bmatrix}}_{A_{11}^*} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} a_{14}^* \\ a_{24}^* \\ a_{34}^* \end{bmatrix}}_{A_{12}^*} z_4 \quad (29)$$

yazılırsa ve $\bar{A} = A_{11}^*$ ve $\bar{B} = A_{12}^*$ kabul edilerek, her bir zaman aralığı için aşağıda belirtilen Riccati denkleminin çözümü bulunursa,

$$\dot{R}(t) + R(t)\bar{A}(t) + \bar{A}^T(t)R(t) - R(t)\bar{B}(t)\bar{P}^{-1}(t)\bar{B}^T(t)R(t) + \bar{Q}(t) = 0 \quad (30)$$

optimum kayma yüzeyi eğimleri,

$$C^{op} = [C_1^{op}(t) \ C_2^{op}(t) \ C_3^{op}(t)] = \bar{P}^{-1}(t)\bar{B}^T(t)R(t) \quad (31)$$

şeklinde bulunur. \bar{Q} ve \bar{P} matrisleri, sistem cevabının nasıl olması istenildiğine göre belirlenir. Ancak bu çalışmada \bar{Q} ve

\bar{P} matrisleri, kontrolü gerçekleştirmek kaydıyla gelişigüzel seçilmiştir, belirlenen bir sistem cevabı hedeflenmemiştir.

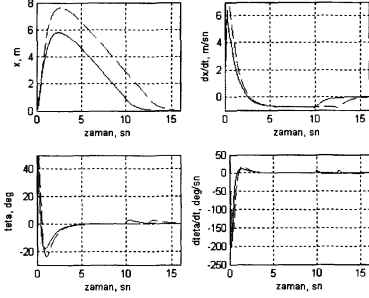
$$\bar{Q}(t) = \begin{bmatrix} 140 \times B(2,1) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 8 \end{bmatrix} \text{ ve } \bar{P} = [0.07]$$

olarak alınmıştır.

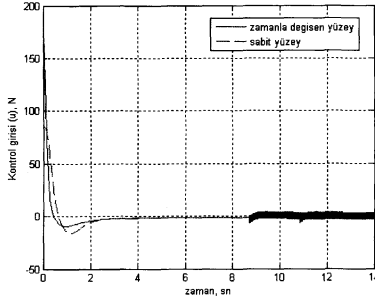
4.1. Benzetim Sonuçları

Ters sarkaç mekanizmasına, zamanla değişen doğrusal yüzey kullanılarak KKK yöntemi uygulanmış ve $k=3$, $\Delta t = 0.01$ seçilerek, üç başlangıç koşulu için benzetim sonuçları elde edilmiştir. Ayrıca tasarım parametreleri aynı tutularak, mekanizmaya sabit yüzey kullanılarak KKK uygulanmış ve her iki yöntemin benzetim sonuçları bir arada sunulmuştur.

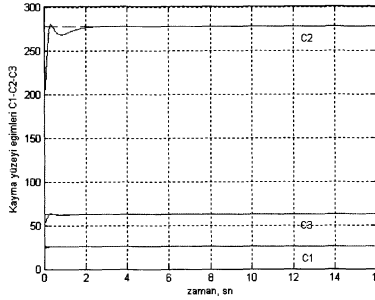
Şekil 2, 3 ve 4'de $x=[0 \ 0 \ 60 \ 0]^T$ başlangıç koşulu için kontrol edilmiş sisteme ait benzetim sonuçları verilmektedir. $\theta = 60^\circ$ sarkaç konumu için sabit ve zamanla eğimi değişen yüzey kullanılarak KKK uygulandığında, sistemin kontrolünün iki yöntemle de mümkün olduğu görülmektedir. Ancak sabit yüzey kullanılarak KKK uygulamasında sistemin kayma yüzeyine ve denge noktasına ulaşma süresi uzamaktadır.



Şekil 2: $\theta = 60^\circ$ için sistem cevabı (kesikli çizgi=sabit yüzey, düz çizgi=eğimi zamanla değişen yüzey)



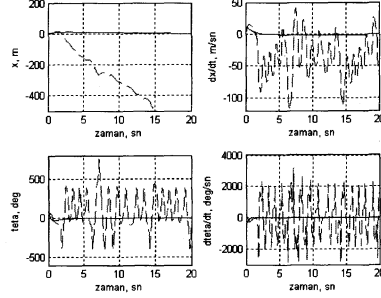
Şekil 3: $\theta = 60^\circ$ için kontrol girişi (kesikli çizgi=sabit yüzey, düz çizgi=eğimi zamanla değişen yüzey)



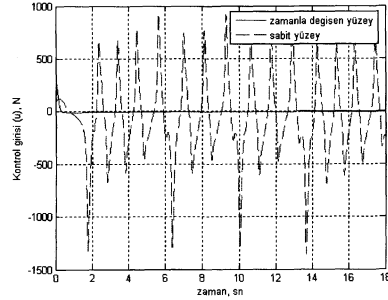
Şekil 4: $\theta = 60^\circ$ için kayma yüzeyi eğimleri (kesikli çizgi=sabit yüzey, düz çizgi=eğimi zamanla değişen yüzey)

Şekil 5, 6 ve 7'de ise $x=[0 \ 0 \ 73 \ 0]^T$ başlangıç koşulu için kontrol edilmiş sisteme ait benzetim sonuçları verilmektedir. Ters sarkaç modeline $\theta = 73^\circ$ için sabit yüzey ve zamanla eğimi değişen yüzey kullanılarak KKK uygulandığında, sistemin sabit yüzey kullanılarak KKK yöntemi ile kontrol edilemeye başladığı görülmektedir. Zamanla eğimi değişen

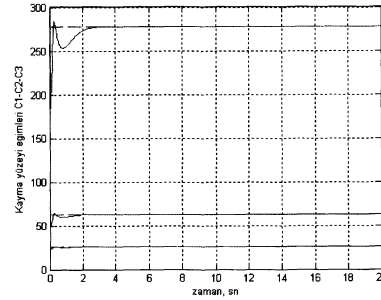
yüzey kullanılarak KKK yöntemi ise $\theta = 73^\circ$ için başarılı sonuçlar vermektedir. Yapılan benzetimlerde $\theta = 73^\circ$ üzerindeki açılarda sabit eğime sahip kayma yüzeyi kullanılmasının sarkacın denetimini gerçekleştirmediği gözlemlenmiştir. Bu nedenle bundan sonraki benzetim sonuçları sadece eğimi zamanla değişen kayma yüzeyi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 5: $\theta = 73^\circ$ için sistem cevabı (kesikli çizgi=sabit yüzey, düz çizgi=eğimi zamanla değişen yüzey)

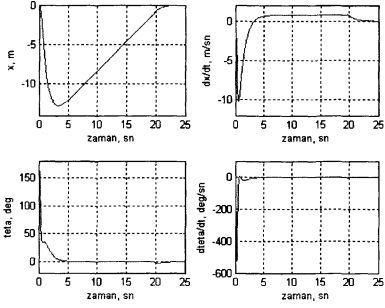


Şekil 6: $\theta = 73^\circ$ için kontrol girişi (kesikli çizgi=sabit yüzey, düz çizgi=eğimi zamanla değişen yüzey)

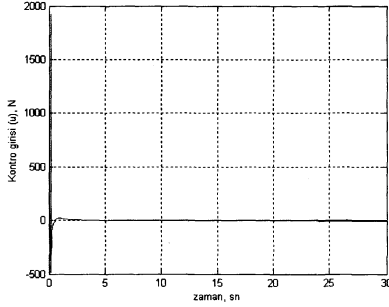


Şekil 7: $\theta = 73^\circ$ için kayma yüzeyi eğimleri değişimi (kesikli çizgi=sabit yüzey, düz çizgi=eğimi zamanla değişen yüzey)

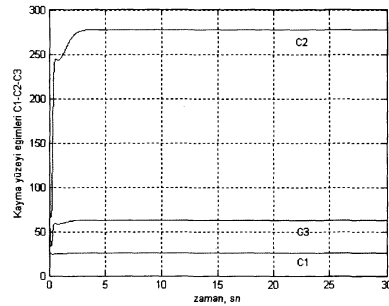
Şekil 8, 9 ve 10'da $x=[0 \ 0 \ 175 \ 0]^T$ başlangıç koşulu için kontrol edilmiş sisteme ait benzetim sonuçları verilmektedir. Ters sarkaç modeline $\theta = 175^\circ$ için zamanla eğimi değişen yüzey kullanılarak KKK uygulandığında, kontrolün büyük açıları için de başarılı olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 8: $\theta = 175^\circ$ için sistem cevabı (kesikli çizgi=sabit yüzey, düz çizgi=eğimi zamanla değişen yüzey)



Şekil 9: $\theta = 175^\circ$ için kontrol girişi (kesikli çizgi=sabit yüzey, düz çizgi=eğimi zamanla değişen yüzey)



Şekil 10: $\theta = 175^\circ$ için kayma yüzeyi eğimleri değişimi (kesikli çizgi=sabit yüzey, düz çizgi=eğimi zamanla değişen yüzey)

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü için zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak KKK yöntemi önerilmiş ve yöntem doğrusal olmayan hareket denklemlerine sahip bir evrik sarkaç modeline uygulanarak benzetim sonuçları elde edilmiştir. Aynı sarkaç modeline sabit yüzey kullanılarak KKK yöntemi de uygulanarak, iki metodun benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, zamanla değişen yüzey kullanılarak KKK yönteminin başarısını göstermektedir.

6. Kaynakça

- [1] K.K.D. Young, (editör), *Variable Structure Control for Robotics and Aerospace Applications*, Elsevier, Amsterdam, 1993.
- [2] A.S.I. Zinober, (editör), *Deterministic Control of Uncertain Systems*, Peter Peregrinus Ltd., Londra, 1990.
- [3] V.I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*, Springer Verlag, Berlin, 1992.
- [4] V.I. Utkin, K.D. Yang, Methods for Constructing Discontinuity Planes in Multidimensional Variable Structure Systems, *Automation and Remote Control*, Cilt: 39, s:1466-1470, 1978.
- [5] S.P. Banks, M.U. Salamcı, D. McCaffrey, Non-Local Stabilization of Nonlinear Systems Using Switching Manifolds, *International Journal of Systems Science*, Cilt: 31, No: 2, s:243-254, 2000.
- [6] R.A. DeCarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews, Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial, *Proc. IEEE*, Cilt: 76, No: 3, s:212-232, 1988.
- [7] M.U. Salamcı, M.K. Özgöre, S.P. Banks, Sliding Mode Control with Optimal Sliding Surfaces for a Missile Autopilot Design, *AIAA J. of Guid., Cont. and Dyn.*, Cilt: 23, No: 4, s:719-727, 2000.
- [8] G.S. Tombul, M.U. Salamcı, C. Doğan, Nonlinear Sistemler için Değişken Yüzey Kullanılarak Kayan Kipli Denetim Tasarımı, TOK'05 Otomatik Kontrol Toplantısı, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, s:83-87, 2005.
- [9] A.G. Luk'yanov, V.I. Utkin, Methods of Reducing Equations for Dynamic Systems to a Regular Form, *Automation and Remote Control*, Cilt: 42, No:4, s:413-420, 1981.
- [10] H.H. Rosenbrock, The Stability of Linear Time-dependent Control Systems, *J.Electronics and Control*, Cilt: 15 s:73-80, 1963.
- [11] M.U. Salamcı, G.S. Tombul, Sliding Mode Design with Time Varying Sliding Surfaces for a Class of Nonlinear Systems, CCA'06, IEEE, International Conference on Control Applications, Munich, Germany (in press)
- [12] C.A. Desoer, Slowly Varying System $\dot{x} = A(t)x$, *IEEE Transactions Automatic Control*, Cilt: 14, No: 6, s:780-781, 1969.
- [13] C.A. Desoer, B. Peikari, "The Frozen Operating Point" Method of Small-Signal Analysis, *IEEE Trans. Automatic Control*, Cilt: 15, No: 3 s: 259-261, 1970.
- [14] H.K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 2nd Edition, Prentice Hall, New Jersey, 1996.
- [15] E.W. Kamen, P.P. Khargonekar, A. Tannenbaum, Control of Slowly Varying Systems, *IEEE Trans. Automatic Control*, Cilt: 34, No: 12, s:1283-1285, 1989.
- [16] F.L. Lewis, L.S. Vassilis, *Optimal Control*, 2nd Edition, Wiley, New York, 1995.
- [17] R.N. Gasimov, A. Karamanoğlu, Yazıcı, A nonlinear Programming Approach for the Sliding Mode Control Design, *Applied Mathematical Modelling*, Cilt: 29, s: 1135-1148, 2004.
- [18] B. Gökbilen, Doğrusal Olmayan Sistemlerin Zamanla Değişen Doğrusal Yüzey Kullanılarak Kayan Kipli Kontrolü ve Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2006.

Aaç Yörüngeli Küçük Uydularının Doğrusal Olmayan Konum Kontrolü

Soner Karataş¹, Prof. Dr. Erol Kocaođlan²

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
skaratas@meteor.gov.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
erolkoc@eee.metu.edu.tr

Özetçe

Küçük uydu çalışmalarını günümüzde hız kazanmıştır. Birçok üniversite ve özel kuruluş uydu yapımı çalışmalarına katılmaktadır. Farklı görevleri yerine getirmek üzere uydular bazı alt birimleri barındırmaktadır. Bunları başlıca konum belirleme ve kontrol birimi, haberleşme birimi ve enerji birimi olarak sayabiliriz. Konum belirleme ve kontrol birimi uyduların istenilen görevi yerine getirmesi için ihtiyaç duyulan birimdir. Uydular, uzay ortamında farklı çevresel bozukluklara maruz kaldıkları için konumlarını sürekli olarak tespit etmeli ve istenilen konuma gelmelerini sağlamalıdır. Bu bildiriye, düşük yörüngeli (LEO-Low Earth Orbit) küçük uyduların davranış-konum hareketini kontrol etmek üzere tasarlanmış doğrusal olmayan konum kontrolcüsü anlatılmıştır. Doğrusal olmayan konum kontrolcüsü olarak Quaternion geri besleme kontrolcüsü seçilmiş ve küçük uydu parametreleri kullanılarak benzetim sonuçları verilmiştir. Tetikleyici olarak tetrahedral yapıdaki dört adet tepki tekeri seçilmiştir.

1. Giriş

Günümüzde düşük yörüngeli küçük uyduların sayısı hızla artmaktadır. Standford Üniversitesi Uzay Sistemleri Araştırma Laboratuvarından Prof. Dr. Bob Twiggs ve California Polytechnic Üniversitesi tarafından geliştirilen Cubesat projesi, uzay çalışmalarına başlamamış üniversitelerin bu eksikliklerini gidermesini sağlamıştır. 60'tan fazla üniversite ve yüksek okul bu projeye katılmış, küçük uyduları ile uzay teknolojilerine adım atmış ve öğrencilerinin bu alanda yetişmesini sağlamıştır. Türkiye de ise Tübitak Bilten küçük uydu teknolojilerini ülkemize kazandırmak için BİLSAT projesine başlamış ve 27 Eylül 2003 yılında Türkiye'nin ilk küçük uydusu BİLSAT'ı fırlatmış ve bu alanda yetişmiş elemana sahip olmayı başarmıştır.

Bu bildiriye düşük yörüngeli küçük uyduların konum kontrolünde kullanılacak quaternion geri besleme kontrolcüsü anlatılarak benzetim sonuçları verilecektir. Bölüm 2 'de gerekli olan tanımlar ve matematiksel modeller

verilmektedir. Kontrolcü tasarımı bölüm3'te anlatılmaktadır. Bölüm 4'te matlab ve simulink yazılımları kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları verilmektedir. Sonuç ve öneriler kısmında elde edilen sonuç yorumlanmakta ve ileriki çalışmalar için öneriler getirilmektedir.

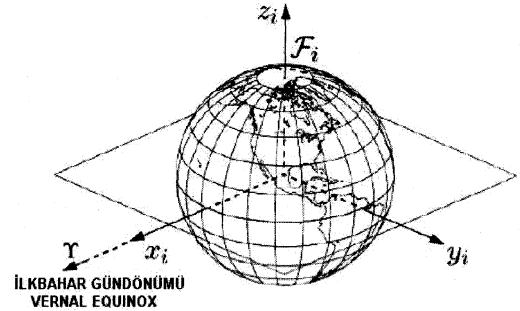
2. Tanımlar

2.1. Referans Çerçevesi

Üç boyutlu uzayda konum belirleme ve kontrolü için çeşitli koordinat çerçeveleri tanımlanmaktadır. Referans çerçeve F_A ile gösterilmekte ve A hangi sistemin söz konusu olduğunu belirtmektedir.

2.1.1. Dünya merkezli Atalet Çerçevesi-ECI

Bu çerçeve uzayda sabitlenmiş ve orijini dünyanın merkezinde bulunmaktadır. x_i eksen vernal ekinoksuna doğru, y_i eksen ekvatorial düzlemi 90° ile kesmekte ve z_i eksen kuzey kuptu boyunca uzanmaktadır.

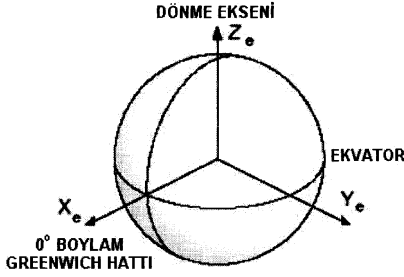


Şekil 1: ECI Çerçevesi.

2.1.2. Dünya merkezli Dünya Sabitli Çerçeve-ECEF

Bu çerçevenin orijini de dünyanın merkezinde bulunmaktadır. Bununla birlikte x_e ve y_e eksenleri yerküre

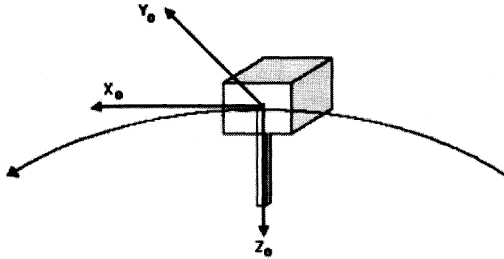
ile birlikte ECI çerçevesine göre dönmektedir. Z_e eksenini kuzey kuptu boyunca uzanmaktadır ve dönüş bu eksene göre olmaktadır. X_e eksenini Greenwich meridyeni ve ekvator arasındaki kesişimde, 0 enlem ve 0 boylamındadır. y_e eksenini sağ el sistemini tamamlamaktadır.



Şekil 2: ECEF Çerçevesi.

2.1.3. Yörünge Çerçevesi

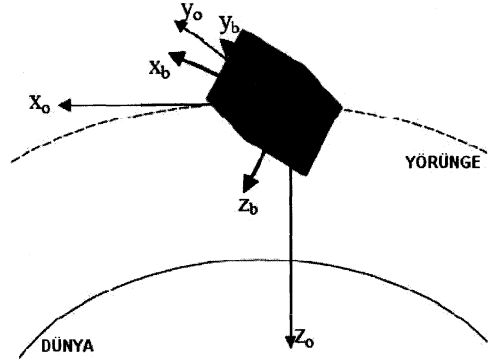
Yörünge çerçevesinin orijini uydunun kütle merkezi ile çakışıktır. Z_o eksenini her zaman aşağı noktadır (Dünyanın merkezi). X_o eksenini yörüngeyi tanımlayan boyundur ve X_o eksenini Z_o eksenine diktir. y_o eksenini sağ el sistemini tamamlamaktadır.



Şekil 3: Yörünge Çerçevesi.

2.1.4. Gövde Çerçevesi

Gövde çerçevesinin orijini de uydunun kütle merkezi ile çakışıktır. Yörünge çerçevesinden farklı olarak gövde çerçevesi uydunun gövdesi ile sabitlenmiştir. Z_o eksenini her zaman aşağı noktadır (Dünyanın merkezi). X_b ve y_b eksenleri uydunun roll, pitch, yaw konumundaki yörünge çerçevesindeki konumu ile çakışıktır. Z_b eksenini uydunun alt noktasını göstermektedir.



Şekil 4: Gövde Çerçevesi.

2.2. Dönüş Matrisi

Dönüş matrisi, iki referans çerçevesi arasındaki dönüş ilişkisini vermektedir ve R sembolü ile gösterilmektedir. A çerçevesinden b çerçevesine dönüşü sağlayan dönüş matrisi R_a^b ile gösterilmektedir. Bir çerçevedeki vektörden diğer bir çerçevedeki vektöre geçişi sağlayan dönüş matrisi ise şu şekilde ifade edilir.

$$v^a = R_b^a v^b \quad (1)$$

Dönüş matrisi aşağıda verilen özelliklere sahiptir.

$$R_B^A = (R_A^B)^{-1} = (R_A^B)^T \quad (2)$$

$$R_B^A R_A^B = 1_{3 \times 3} 1_{3 \times 3} = \text{Birim Matris} \quad (3)$$

2.3. Açısal Hız

Açısal Hız ω_{AB}^A , dönüş matrisinin hızı olarak ifade edilir. Zaman içinde gerçekleşen açısal yer değişikliğini incelemek için kullanılır. ω_{AB}^A ifadesi, A çerçevesinin (F_A) B çerçevesine göre (F_B) A çerçevesindeki (F_A) açısal hızı olarak tanımlanır. Açısal hızlar aynı referans çerçevesinde ise direk olarak toplanabilmektedir. Örneğin;

$$\omega_{BI}^B = \omega_{BO}^B + \omega_{OI}^B, \quad (4)$$

B çerçevesinde olan bu iki açısal hız direk olarak toplanabilmektedir. Fakat açısal hızlar farklı referans çerçevelerinde ise dönüşüm matrislerinin kullanılması gerekmektedir.

$$\omega_{BI}^B = \omega_{BO}^B + R_O^B \omega_{OI}^O \quad (5)$$

örneğin olduğu gibi B ve O çerçevelerindeki iki açısal hızın toplanabilmesi için R_O^B dönüşüm matrisi kullanılmaktadır. Dönüşüm matrisi ve açısal hız arasındaki ilişki Kaynak 3 ve Kaynak 6 da şu şekilde verilmektedir.

$$\dot{R}_B^A = S(\omega_{AB}^A) R_B^A \quad (6)$$

2.4. Konum Gösterimi

Uyduların konumları çeşitli gösterimler kullanılarak ifade edilebilir. Bununla birlikte konum belirleme ve kontrolü uygulamalarında çoğunlukla Euler açıları ve Birim Quaternionlar gösterimleri kullanılmaktadır. Euler açıları gösterimi tekillik sorununa neden olduğu için benzetimlerde Birim Quaternionlar gösterimleri tercih edilmektedir.

Tablo 1: Konum Gösterimleri

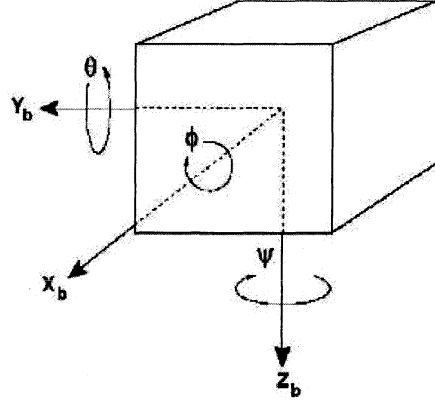
Konum Gösterimi	Parametre Sayısı	Özellikleri
Euler Açılıarı	3	Asgari Grup
		Temiz fiziksel izah
		Dönüşüm matrisinde trigonometrik fonksiyonlar
		Belirli dönüşümler için tekil
		Analitik incelemelerde kullanılmakta
Birim Quaternion lar	4	Herhangi bir dönüşüm için tekil değil
		Temiz fiziksel izahı yok
		Fazladan bir parametre
		Benzetimde ve veri işlemede yoğunlukla kullanılmakta

2.5. Euler Açılıarı

Euler açıları gösteriminde uyduların konumları 3 parametre; roll (ϕ) pitch (θ) yaw (ψ) açıları kullanılarak gösterilmektedir. ϕ , θ ve ψ açıları bir çerçeveden diğer bir çerçeveye dönüş esnasında sırasıyla x , y , z eksenlerindeki dönüş açılarını temsil etmektedir. Dönüş matrisi R_O^B , z ekseninde ψ açısı dönüşü, y ekseninde θ açısı dönüşü ve x ekseninde ϕ açısı dönüşü ile tanımlanmaktadır. Böylece dönüşüm matrisi şu şekilde gösterilmektedir.

$$R_B^O = R_z(\psi)R_y(\theta)R_x(\phi) = \begin{bmatrix} c\psi c\theta & -s\psi c\theta + c\psi s\theta s\phi & s\psi s\theta + c\psi c\theta s\phi \\ s\psi c\theta & c\psi c\theta + s\psi s\theta s\phi & -c\psi s\theta + s\psi c\theta s\phi \\ -s\theta & c\theta s\phi & c\theta c\phi \end{bmatrix} \quad (8)$$

DÜŞÜK YÖRÜNGELİ KÜÇÜK UYDU



Şekil 5: Euler Açılıarı.

2.6. Birim Quaternionlar

Birim Quaternionlar ilk olarak İrlandalı matematikçi Sir William Rowan Hamilton tarafından 1843 yılında tanımlanmıştır. Quaternionlar bir gerçel ve 3 sanal boyut olmak üzere toplam 4 boyuta sahiptir. i, j ve k olarak bilinen her bir sanal boyut -1 'in karekökü değerine sahip olup karşılıklı olarak birbirlerine diklerdir. Quaternionlar aşağıdaki gibi gösterilmektedir.

$$a + ib + jc + kd \quad (9)$$

Birim quaternionlar birim vektör (k_x, k_y, k_z) etrafında ϕ açısı kadar dönüşü temsil etmektedir ve şu şekilde gösterilmektedir.

$$\eta = \cos \frac{\phi}{2}, \quad \epsilon = \begin{bmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \epsilon_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_x \sin(\phi/2) \\ k_y \sin(\phi/2) \\ k_z \sin(\phi/2) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$q = \begin{bmatrix} \eta \\ \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \epsilon_3 \end{bmatrix}$$

Birim quaternionlar kullanılarak dönüşüm matrisi şu şekilde hesaplanmaktadır.

$$R_B^O(q) = R_{\eta, \epsilon} = 1_{3 \times 3} + 2\eta S(\epsilon) + 2S^2(\epsilon) \quad (11)$$

Yukarıdaki eşitlik hesaplanıp transposu alınarak $R_O^B(q)$ dönüşüm matrisi birim quaternion cinsinden bulunmuş olur.

$$R_o^B = (R_o^O)^T = \begin{bmatrix} 1 - 2(\varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2) & 2(\varepsilon_1\varepsilon_2 + \varepsilon_3\eta) & 2(\varepsilon_1\varepsilon_3 - \varepsilon_2\eta) \\ 2(\varepsilon_1\varepsilon_2 - \varepsilon_3\eta) & 1 - 2(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_3^2) & 2(\varepsilon_2\varepsilon_3 + \varepsilon_1\eta) \\ 2(\varepsilon_1\varepsilon_3 + \varepsilon_2\eta) & 2(\varepsilon_2\varepsilon_3 - \varepsilon_1\eta) & 1 - 2(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) \end{bmatrix} \quad (12)$$

2.7. Küçük Uyduların Dinamik Modelleri

Uydular katı gövde olarak modellenirler ve dinamik modeli Newton-Euler düzenlemeleri kullanılarak türetilir. Uyduların genel matematiksel dinamik modeli Kaynak 2 ve Kaynak 7 de şu şekilde verilmiştir.

$$I^B \omega_{BI}^B + \omega_{BI}^B \times (I^B \omega_{BI}^B) = \tau^B = \sum_k \tau_k^B \quad (13)$$

Bu denklemde;

I^B : Gövde çerçevesindeki Atalet Momentini

ω_{BI}^B : Gövde çerçevesinin atalet çerçevesine göre gövde çerçevesindeki açısal hızını

τ^B :Gövde çerçevesindeki uydu üzerindeki toplam torku göstermektedir.

Genel olarak uydu üzerine etki eden torklar yerçekimi irtifa torkundan (τ_g^B), manyetik torktan (τ_m^B) ve reaksiyon tekeri torkundan (τ_r^B) oluşmaktadır.

$$\tau^B = \tau_g^B + \tau_m^B + \tau_r^B \quad (14)$$

2.8. Küçük Uyduların Kinematik Modelleri

Kaynak 2 ve Kaynak 7 de fark denklemleri şu şekilde verilmektedir.

$$\dot{\eta} = -\frac{1}{2} \varepsilon^T \omega_{BO}^B \quad (15)$$

$$\dot{\varepsilon} = \frac{1}{2} [\eta 1_{3 \times 3} + S(\varepsilon)] \omega_{BO}^B$$

Bu denklemlerin birleştirilmiş gösterimi şu şekilde olmaktadır.

$$\dot{q} = \begin{bmatrix} \dot{\eta} \\ \dot{\varepsilon} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\varepsilon^T \\ \eta 1_{3 \times 3} + S(\varepsilon) \end{bmatrix} \omega_{BO}^B \quad (16)$$

Genel olarak uydu üzerine etki eden torklar yerçekimi irtifa torkundan (τ_g^B), manyetik torktan (τ_m^B) ve reaksiyon tekeri torkundan (τ_r^B) oluşmaktadır.

$$\tau^B = \tau_g^B + \tau_m^B + \tau_r^B \quad (17)$$

2.9. Tepki Tekerleri Torku

Tepki tekerlerinin manyetik torkulara göre ana avantajı uyduların kontrolünün bulunduğu yerden bağımsız olarak

yapılabilmesini sağlamasıdır. Tepki tekerleri denklemleri Kaynak 7 de şu şekilde verilmektedir.

$$\tau_r^B = \left(\frac{dh_r}{dt} \right)^B + \omega_{BI}^B \times h_r - \tau_f^B \quad (18)$$

τ_r^B : Tepki Tekerleri Torku

h_r : Tepki tekerinin açısal momentumu. $h_r = I_r \omega_r$

τ_f^B : Tepki tekerinin sürtünme torku

2.10. Yerçekimi İrtifa Torku

Yerçekimi alanındaki değişim nedeniyle yerçekimi irtifa torku oluşmaktadır. Bir cisim etkileyen yerçekimi kuvveti, cismin dünyadan olan uzaklığının karesi ile ters orantılıdır. Yani uydu dünyaya yaklaştıkça uyduya etkileyen yerçekimi kuvveti artacaktır. Gövde çerçevesindeki yerçekimi irtifa torku şu şekilde verilmektedir.

$$\tau_g^B = 3\omega_o^2 c_3^B \times (Ic_3^B), \quad \omega_o^2 = \frac{\mu}{R^3} \quad (19)$$

τ_g^B : Yerçekimi irtifa torku

ω_o^2 : Yörünge çerçevesinin y eksenine göre açısal hızı

c_3^B : R_O^B dönüşüm matrisinin 3. sütunu

$\mu = 3.986 * 10^{14} \text{ Nm}^2 / \text{kg}$

R : Uydu'nun dünyanın merkezinden uzaklığı

3. Kontrolcü Tasarımı

Quaternion geri besleme kontrolcüsü, alçak yörüngeli küçük uyduların doğrusal olmayan konum kontrolcüsü olarak kullanılabilir. Bu kontrolcüde, konumdaki sapma hesaplanarak konum kontrol edilmektedir. Genel olarak gövdenin istenen oryantasyonu R_d ile gerçek oryantasyonu ise R ile gösterilmektedir. Dönüşüm matrisleri söz konusu olunca, konumdaki sapma gerçek oryantasyondan istenen oryantasyonun çıkarılması ile hesaplanamamaktadır. İstenen oryantasyon R_d ile gerçek oryantasyon R arasındaki sapma dönüşüm matrisleri kullanılarak şu şekilde bulunabilmektedir.

$$\tilde{R} \square R_d^T R, \quad R(\tilde{q}) \square R^T(q_d)R(q) = R(q_d^*)R(q) \quad (19)$$

q_d : istenilen quaternion

q_d^* : q_d 'nin kompleks konjige çifti

q : Gerçek quaternion

\tilde{q} : Gerçek Hata

Quaternion gösteriminde ardaşıl dönüşümler $R(q_d^*)R(q) = R(q_d^* \otimes q)$ ile hesaplanmaktadır. Bu eşitlikte \otimes , quaternion çarpım operatörüdür. Böylece quaternion gösteriminde hata şu şekilde yazılabilmektedir;

$$\tilde{q} = \dot{q}_d \otimes q = \begin{bmatrix} \eta_d & \varepsilon_d^T \\ -\varepsilon_d & \eta_d 1_{3 \times 3} - S(\varepsilon_d) \end{bmatrix} q \quad (20)$$

$$\tilde{q} = \begin{bmatrix} \eta_d \eta + \varepsilon_d^T \varepsilon \\ \eta_d \varepsilon - \eta \varepsilon_d - \varepsilon_d \times \varepsilon \end{bmatrix} \quad (21)$$

Konumdaki sapma, \tilde{q} 'in son üç elementinden oluşmaktadır.

$$\tilde{\varepsilon} = \eta_d \varepsilon - \eta \varepsilon_d - \varepsilon_d \times \varepsilon \quad (21)$$

Sapmanın türevi ise şu şekilde hesaplanmaktadır.

$$\dot{\tilde{\varepsilon}} = \dot{\eta}_d \varepsilon + \eta_d \dot{\varepsilon} - \dot{\eta} \varepsilon_d - \eta \dot{\varepsilon}_d - \dot{\varepsilon}_d \times \varepsilon - \varepsilon_d \times \dot{\varepsilon} \quad (22)$$

Oransal ve türevsel sabitler kullanılarak uygulanması gereken tork vektörü hesaplanabilmektedir.

$$u = -K_p \tilde{\varepsilon} - K_d \dot{\tilde{\varepsilon}} \quad (23)$$

Bu eşitlikte K_p oransal kazanç sabiti, K_d türevsel kazanç sabitidir.

4. Benzetim Sonuçları

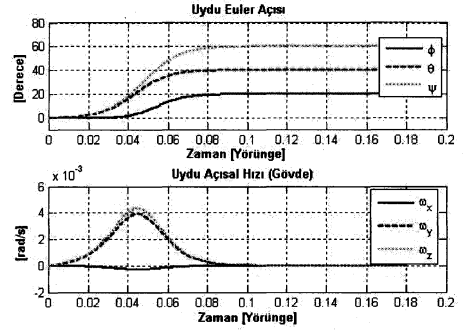
Matlab ve Simulink yazılımları kullanılarak quaternion geri besleme kontrolcüsünün benzetimleri yapılmıştır. Benzetimler yapılırken küçük uydu parametreleri benzerlerine yakın şekilde seçilmiştir. Tablodaki bu değerler verilmiştir. Tetikleyici olarak tetrahedral yapıdaki 4 adet tepki tekeri düşünülmüştür. Aerodinamik bozucu tork $3.4245e-7$ Nm olarak hesaba katılmıştır.

Tablo 2: Benzetim Değerleri

Parametre	Değer
Başlangıç Açısal Hızı	$\omega_{BO}^B = [0 \ 0 \ 0]^T$
Başlangıç Euler Açıları	$[\phi \ \theta \ \psi] = [0 \ 0 \ 0]$
Oransal Kazanç Parametresi	0.5
Türevsel Kazanç Parametresi	2.5
İstenilen Euler Açısı	Durum 1: $[\phi \ \theta \ \psi] = [20 \ 40 \ 60]$
	Durum 2: $[\phi \ \theta \ \psi] = [0 \ 75 \ 0]$
Atalet Momenti	$I_x = 9.1, I_y = 9.2, I_z = 9.3$
Yörüngesi	650 km

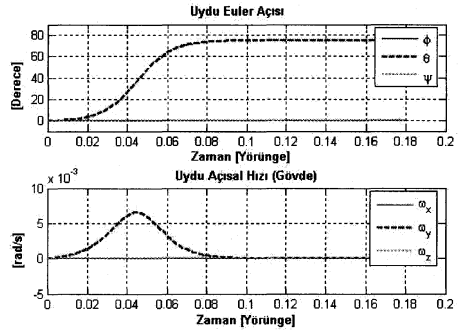
Durum1: Durum1 'de uydunun her üç ekseninde konumunu değiştirmesi istenmiş ve sonuçları şekil 6 da gösterilmiştir. Quaternion geri besleme kontrolcüsü kullanılarak yaklaşık 0.09 yörünge zamanında uydunun istenilen konuma geldiği

görülmektedir. Bu durumda yükselme zamanı 0.04 yörünge, oturma zamanı 0.07 zamanı olmaktadır.



Şekil 6: Durum1-Sistem çıktısının zamana göre gezinmesi.

Durum2: Durum2 'de uydunun sadece pitch ekseninde konumunu değiştirmesi istenmiş ve sonuçları şekil 7 de gösterilmiştir. Quaternion geri besleme kontrolcüsü kullanılarak yaklaşık 0.08 yörünge zamanında uydunun istenilen konuma geldiği görülmektedir. Bu durumda yükselme zamanı 0.04 yörünge, oturma zamanı 0.07 zamanı olmaktadır.



Şekil 7: Durum2-Sistem çıktısının zamana göre gezinmesi

5. Sonuç ve Öneriler

Quaternion geri besleme kontrolcüsü tetrahedral yapıda tepki tekerleri kullanıldığında küçük uydunun kısa zamanda istenilen konuma gelmesini sağlamaktadır. İleriki çalışmalarda tepki tekerleriyle birlikte manyetik tetikleyiciler de hesaba katılarak Quaternion geri besleme kontrolcüsü tasarlanabilir ve daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Ayrıca uzayda uydu üzerine etki eden bozucu torkların modellenmesi ile gerçeğe yakın benzetimler yapılabilir.

6. Kaynakça

- [1] J.R. Wertz ve W.J. Larson, *Space Mission Analysis and Design*, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [2] T.I. Fossen, "Marine Control Systems" Marine Cybernetics, Trondheim, Norway, 2002.
- [3] R. Kristiansen, "Attitude Control of a Microsatellite" Master Thesis, NTNU, Norway, 2000
- [4] H.K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 2000

- [5] C. Kaplan, LEO Satellites-Attitude determination and control components, some linear control methods, Master Thesis, METU, 2006
- [6] S. Karataş, LEO Satellites-Dynamic Modelling, Simulations and some Nonlinear Attitude Control Techniques, Master Thesis, METU, 2006
- [7] J. Gravdahl, Olav, Egeland, Modelling and Simulation for Control, NTNU, 2001

Ortalama Kuramı ve Merkezi Katmanlı Uzay Kuramı ile Galerkin Modellerinin Çözümlemesi ve Doğrusal Olmayan Kontrolü

Coşku Kasnakoğlu¹, Andrea Serrani¹

¹Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Ohio State University, Columbus, Ohio, A.B.D.

Özetçe

Bu makalede, dinamik denklemleri duruma göre karesel biçimde olan, durum ile girişe göre de çift doğrusal biçimde olan ve sıfır giriş koşulunda Hopf çatallanması gösteren doğrusal olmayan kontrol sistemleri incelenmiştir. Bu model için tasarlanan bir doğrusal kontrol, kişisel biçimler ve merkezi katmanlı uzay kuramı kullanılarak çözümlenmiştir. Çözümleme sonucunda salınım genliğinin, hem kontroldeki doğrusal terimlere, hem de merkezi katmanlı uzay ile ilgili olan terimlere bağlı olduğu tespit edilmiştir. İkincisinden faydalanmak amacıyla doğrusal olmayan bir kontrol yasası tasarlanmıştır. Zamanla değişen periyodik bir koordinat değişimi, zaman ölçeklemesi ve ortalama yöntemleri kullanılarak kapalı döngü sistemi basitleştirilmiştir. Merkezi katmanlı uzay kuramı kullanılarak, limit çevrimlerinin sayısını ve kararlılık tiplerini belirleyen koşullar ile, salınım genliği için analitik ifadeler çıkarılmıştır.

1. GİRİŞ

Dinamiği duruma göre karesel ve durum ile girişe göre çift doğrusal olan sistemler pek çok alan ve uygulamada kendini göstermektedir. Bu tip bir sistem modeli olan Galerkin modeli özellikle kovuk akım kontrolü uygulamalarında sıkça kullanılmaktadır. Örneğin, makaslama katmanları için düşük boyutlu ampirik Galerkin modelleri geliştirilmiş [8]; silindirik etrafi akımları için bu modellerin sıradüzenleri incelenmiş [10]; bu modellerin dayanıklılığı ve dinamik erimleri üzerinde çalışılmış [9]; ve bu modeller kullanılarak sistem kararlılık çözümlemesi, kontrol tasarımı ve dinamik kestirimler yapılmıştır [12, 18]. Galerkin modelleri, bazı kısmi türevsel denklem sistemleri için kontrol tasarımı da kullanılmıştır [4, 1]. Ast dikgen ayrışım (POD) ve Galerkin izdüşümü modelleri sıkıştırılabilir akışkanlar için karesel Galerkin modelleri geliştirilmiş [14]; ve Galerkin izdüşümü kullanılarak elde edilen adi türevsel denklemleri kapatan geri çatılma denklemleri türetilerek, POD tekniğini sürekli simetrik sistemlere uygulamak için bir yöntem geliştirilmiştir [16].

Burada sunulan iş temel olarak, Galerkin modeli ile temsil edilen bir sistemin, doğrusal olmayan sistem kuramının önemli bir aracı olan merkezi katmanlı uzay kuramı [19] kullanılarak basitleştirilmesi, çözümlenmesi ve kontrolü ile ilgilidir. Merkezi katmanlı uzay kuramının kullanıldığı çok sayıda uygulamalardan bazı örnekler vermek gerekirse: sanal eksen üzerinde denetlenemeyen modlar içeren bir doğrusallaştırmaya sahip kontrol sistemlerinin yerel kararlılaştırılması [2];

zamanda ayrıık doğrusal olmayan sistemlerin, pürüzsüz durum geribeslemesi ile kararlılaştırılabilirliği için gerekli ve yeterli koşullar türetilmesi [7]; karma evreli doğrusal olmayan bir takım sistemlerin durum geribeslemesi ile yerel kararlılaştırılması [3].

Bu makaledeki amaç, akım kontrolü problemlerinde sıkça karşılaşılan sistem tipini temsil eden bir Galerkin modelinden başlayarak, ortalama kuramı ve merkezi katmanlı uzay kuramı uygulamak sureti ile bu modeli çözümlmek, basitleştirmek ve kontrol etmektir. Makale şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 2 problemin tanımını verdikten sonra, Bölüm 3 probleme klasik doğrusal kontrol yaklaşımını, akabinde Bölüm 4 de model indirgemesi ve doğrusal olmayan kontrol tasarımı ile çözümlemesini içermektedir. Bölüm 5 sonuçların bir kovuk akım kontrol problemine uygulanmasını, Bölüm 6 benzetim sonuçlarını ve nihayet Bölüm 7 genel değerlendirmeleri ve gelecekte planlanan çalışmalarını sunmaktadır.

2. PROBLEMİN TANIMI

Aşağıdaki N boyutlu doğrusal olmayan kontrol sistemini ele alalım

$$\dot{a}_i = \sum_{j=1}^N l_{ij} a_j + \sum_{j,k=1}^N q_{ijk} a_j a_k + \left(r_i + \sum_{j=0}^N s_{ij} a_j \right) u \quad (1)$$

Burada $i = 1 \dots N$. Sistem (1) aşağıdaki gibi de ifade edilebilir

$$\dot{a} = La + Q(a) + (R + Sa)u$$

Burada $a = \{a_i\}_{i=1}^N \in \mathbb{R}^N$, $u \in \mathbb{R}$, $L = \{l_{ij}\}_{i,j=1}^N \in \mathbb{R}^{N \times N}$, $Q(a) = \{a^T Q_i a\}_{i=1}^N \in \mathbb{R}^N$, $Q_i = \{q_{ijk}\}_{j,k=1}^N \in \mathbb{R}^{N \times N}$, $R = \{r_i\}_{i=1}^N \in \mathbb{R}^N$ ve $S = \{s_{ij}\}_{i,j=1}^N \in \mathbb{R}^{N \times N}$.

Varsayım 1. Sistem (1)'in, $u = 0$ olduğu vakit, bir Hopf çatallanması gösterdiği ve L 'nin özdeğer spektrumunun aşağıdaki biçimde olduğu varsayılacaktır: $\text{spec}(L) = \{\sigma + j\omega, \sigma - j\omega, -\lambda_1, \dots, -\lambda_N\}$. Burada $\sigma > 0$, $\omega > 0$, $\lambda_i > 0$ ve $i \neq j$ için $\lambda_i \neq \lambda_j$.

Sistem (1), terslenebilir bir koordinat dönüşümü vasıtasıyla kişisel koordinatlarda ifade edilebilir

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= F_1 \eta + \varphi_1(\eta, \zeta) + (G_1 + \gamma_1(\eta, \zeta))u \\ \dot{\zeta} &= F_2 \eta + \varphi_2(\eta, \zeta) + (G_2 + \gamma_2(\eta, \zeta))u \end{aligned} \quad (2)$$

Burada

$$\eta = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}, \zeta = \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \\ \vdots \\ \zeta_{N-2} \end{bmatrix}, F_1 = \begin{bmatrix} \sigma & -\omega \\ \omega & \sigma \end{bmatrix}$$

ve $F_2 = \text{diag}(-\lambda_1, \dots, -\lambda_N)$. Ayrıca $G_1 \in \mathbb{R}^2$, $G_2 \in \mathbb{R}^{N-2}$, ve $\varphi_1, \gamma_1 : \mathbb{R}^2 \times \mathbb{R}^{N-2} \rightarrow \mathbb{R}^2$ ve $\varphi_2, \gamma_2 : \mathbb{R}^2 \times \mathbb{R}^{N-2} \rightarrow \mathbb{R}^{N-2}$ koordinat merkezinde sıfır değeri alan sürekli türevlenebilir fonksiyonlardır.

Model (2), akım kontrol problemlerinde indirgenmiş modeller kullanılarak elde edilen bir sistem sınıfını temsil eder. Benzeri modeller örneğin silindirik dalga problemleri [10, 8], kovuk akım kontrolü ve kestirimi [15], burgaç atma için en iyi geribesleme kontrolü [17], ve sentetik jet akımlarını tanımlamak [13] için kullanılmıştır. Burada kontrolün temel amacı Hopf çatalanmasından doğan salınım genliğini azaltmak veya mümkünse salınımı tamamıyla yok etmektir.

3. KONTROLÜN DOĞRUSAL KISMININ ÇÖZÜMLEMESİ

Çözümlemeyi basitleştirmek için genellik kaybı olmadan $N = 4$ kabul edilebilir; daha fazla sayıda kararlı mod bulunması durumunda çözümlemenin nasıl genişletilebileceğini görmek zor değildir. Aşağıdaki gibi bir kontrol yasasını ele alalım

$$u = K\eta + \bar{K}(\eta)$$

Burada $\bar{K}(\eta) = \mathcal{O}(\eta^2 + \eta^2) = \mathcal{O}(\rho^2)$. Ayrıca $\rho = \sqrt{\eta^2 + \eta^2}$ ve $\theta = \arctan(\eta_2/\eta_1)$ η 'nin kutupsal koordinatlarda gösterimidir. Verilen kontrol yasası altında kapalı döngü geribesleme sistemi aşağıdaki gibidir

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= (F_1 + G_1 K)\eta + \varphi(\eta, \zeta) + \gamma_1(\eta, \zeta)K\eta \\ &\quad + (G_1 + \gamma_1(\eta, \zeta))\bar{K}(\eta) \\ \dot{\zeta} &= F_2 \zeta + G_2 K\eta + \varphi_2(\eta, \zeta) + \gamma_2(\eta, \zeta)K\eta \\ &\quad + (G_2 + \gamma_2(\eta, \zeta))\bar{K}(\eta) \end{aligned} \quad (3)$$

Burada

$$F_1 + G_1 K = \begin{bmatrix} \sigma + g_{1,1}K_1 & -\omega + g_{1,1}K_2 \\ \omega + g_{1,2}K_1 & \sigma + g_{1,2}K_2 \end{bmatrix},$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} g_{11} \\ g_{12} \end{bmatrix}, G_2 = \begin{bmatrix} g_{21} \\ g_{22} \end{bmatrix}$$

ve $K = [K_1 \ K_2]$. Bu sistemi kipsel forma dönüştürürsek

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= \bar{F}_1(K)\eta + \bar{\Phi}_1(\eta, \zeta, K) \\ \dot{\zeta} &= F_2 \zeta + \bar{\Phi}_2(\eta, \zeta, K) \end{aligned} \quad (4)$$

Burada

$$\bar{F}_1(K) = \begin{bmatrix} \bar{\sigma}(K) & -\bar{\omega}(K) \\ \bar{\omega}(K) & \bar{\sigma}(K) \end{bmatrix}$$

ve $\bar{\Phi}_1, \bar{\Phi}_2 : \mathbb{R}^2 \times \mathbb{R}^2 \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^2$ doğrusal olmayan terimleri toplamaktadır. Ayrıca

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}(K) &= \sigma + 1/2 g_{1,2}K_2 + 1/2 g_{1,1}K_1 \\ \bar{\omega}(K) &= \frac{1}{2}(-g_{1,2}^2 K_2^2 - 2 g_{1,2}K_2 g_{1,1}K_1 - g_{1,1}^2 K_1^2 \\ &\quad + 4\omega^2 - 4\omega g_{1,1}K_2 + 4 g_{1,2}K_1\omega)^{1/2}. \end{aligned}$$

$\bar{\sigma}$ 'ya açık dinamiğe sahip bir durum olarak bakılırsa, sistem (4) için gezinmelerin yerel davranışını incelemek için merkezi katmanlı uzay kuramını kullanmak mümkün olacaktır. Sistemi kutupsal koordinatlara çevirirsek: $\dot{\rho} = \bar{\sigma}\rho + \mathcal{O}(\rho^2)$, merkezi katmanlı uzaya şu şekilde bir açılımla yaklaşılabilir: $\zeta = h(\rho, \bar{\sigma}) = \alpha_1(K)\rho^2 + \alpha_2(K)\bar{\sigma}^2 + \alpha_3(K)\rho\bar{\sigma} + \mathcal{O}(3)$. Bunu homoloji denkleminde yerine koyarsak:

$$\frac{\partial h}{\partial \rho}(\rho, \bar{\sigma}) (\bar{\sigma}\rho + \mathcal{O}(\rho^2)) = F_2 h(\rho, \bar{\sigma}) + \bar{\Phi}_2(\rho, \theta, h(\rho, \bar{\sigma}), K)$$

ve α_i için çözersek: $\alpha_2 = \alpha_3 = 0$. Bu durumda merkezi katmanlı uzay için açık olmayan en düşük dereceli yaklaşılma şu şekilde olmaktadır: $\zeta = h(\rho) = \alpha_1(K)\rho^2 + \text{Y.D.T.}$; bunu yukarıda yerine koyarsak ve kutupsal koordinatlara dönüştürürsek

$$\begin{aligned} \dot{\rho} &= (\bar{\sigma}(K) - \bar{\alpha}(K)\rho^2)\rho + \text{Y.D.T.} \\ \dot{\theta} &= \omega + \bar{\beta}(K)\rho^2 + \text{Y.D.T.} \end{aligned} \quad (5)$$

Burada $\bar{\alpha}(K)$ ve $\bar{\beta}(K)$ merkezi katmanlı uzaya bağlı parametreler olup, Y.D.T. de 'yüksek dereceli terimler' manasına gelmektedir. $\bar{\sigma}(0) > 0$ ve $\bar{\alpha}(0) > 0$ olduğu gerçeği Varsayım 1'in bir sonucudur. (5)'ten görüldüğü üzere, eğer $\bar{\sigma}(K) < 0$ ve $\bar{\alpha}(K) > 0$ ise, o zaman $\rho = 0$ asimptotik kararlıdır. Eğer $\bar{\sigma}(K) < 0$ ve $\bar{\alpha}(K) < 0$ ise $\rho = 0$ kararsızdır ve ayrıca sistemin kararsız bir limit çevrimi vardır. Eğer $\bar{\sigma}(K) > 0$ ve $\bar{\alpha}(K) < 0$ ise $\rho = 0$ kararsızdır ve sistemin limit çevrimi yoktur. İlginç durum $\bar{\sigma}(K) > 0$ ve $\bar{\alpha}(K) > 0$ olduğu durumdur; bu durumda $\rho = 0$ kararsızdır ve sistemin kararlı bir salınımı vardır. Bu salınımın genliği aşağıdaki ifadeyle verilir

$$\rho^* = \sqrt{\frac{\bar{\sigma}(K)}{\bar{\alpha}(K)}}, \quad \omega^* = \omega + \beta(K)\frac{\bar{\sigma}(K)}{\bar{\alpha}(K)} \quad (6)$$

$\bar{\sigma}(K) = \sigma + 1/2 g_{2,2}K_2 + 1/2 g_{1,1}K_1$ ve $\bar{\alpha}(K)$ ifadelerinin merkezi katmanlı uzaydan geldiğini hatırlarsak ve (6) numaralı denkleme baktığımızda, geribesleme ile ρ^* değerini azaltmanın iki yolu olduğu görürüz: K vasıtasıyla $\bar{\sigma}(K)$ 'yi azaltmak, veya $\bar{\alpha}(K)$ 'yi artırmak.

$\bar{\sigma}$ 'nin kontrolün doğrusal kısmı ile ilgili olduğunu hatırlayınız. Doğrusal sistem kuramı kullanılarak bir kontrol tasarlanmaya çalışıldığı zamanki yaklaşım, $\bar{\sigma}$ değerini değiştirmek üzerinde odaklanılarak, merkezi katmanlı uzay ile ilgili olan ve kontrolün doğrusal olmayan kısmından gelen terimi ihmal etmek, ve doğrusal kısmın K 'ya göre değişiminin $\bar{\alpha}(K)$ 'ya üstün geleceğini ummaktır.

Yukarıda incelenen yaklaşım kullanılarak yapılan akım kontrolü uygulamalarında örnek olarak silindir etrafı akım için [11] ve kovuk akımı için [15] verilebilir. Bu çalışmalarda yazarlar, sistemi (r, θ) kutupsal koordinatlarına çevirdikten sonra, acı θ 'ya göre ortalama alıp, kontrol vektörü merkez-çevre doğrultülü olacak şekilde K değerini seçmek yöntemini uygulamışlardır. Bunun dışında [20] numaralı referansta sistemin doğrusallaştırılmasına dayanan bir doğrusal karesel kontrol tasarımı yapılmıştır. Ayrıca [5] numaralı referansta kovuk akımı için indirgenmiş dereceli doğrusal modeller akımın altuzayları olarak üretilmiş, ki her model dışsal bozan etkenlerler arasındaki faz farkı ile ilişkilendirilen modları temsil etmektedir, ve bozan etken zayıflatması için bir

değişken parametrelili doğrusal kontrol tasarlanmıştır. Bütün bu çalışmalardaki kontrol sistem parametrelerine dayandığından sistemin çok doğru bir modeline ihtiyaç duyulmakta olması muhtemel dayanıklılık sorunlarını gündeme getirmektedir.

Bu makalenin amacı kontrolün doğrusal olmayan kısmının etkisinin bir incelemesini vermektir; bunu yapmaktaki amaç, $\bar{\alpha}(K)$ vasıtasıyla, doğrusal olmayan terimleri ihmal etmek yerine kullanma yolu seçildiği zaman kontrolün başarımının artırılıp artırılamayacağını görmektir. Bu yaklaşım ayrıca, sistemin doğrusal kontrol edilebilirliğinin sınırlı olmasından dolayı $\bar{\sigma}$ değerinin yeterince azaltılamadığı durumlar için de faydalı olacaktır. Ek bir amaç da, kontrol tasarımında sistem parametrelerini kullanımını sınırlandırarak dayanıklılığı artırmaktır.

Bu amaç doğrultusunda önce ortalama kuramı [6] kullanılarak sistem basitleştirilecek ve kontrol tasarımında kullanılacak yapılar elde edilecektir.

4. MODEL İNDİRGEMESİ VE DOĞRUSAL OLMAYAN KISMIN İNCELENMESİ

Sistem (2) için, $u(\eta, K)$ biçiminde parametreye bağlı bir kontrol yasası ele aldım. Burada u pürüzsüz olup, $u(0, K) = 0$ ve $\frac{\partial u}{\partial \eta} \Big|_{\eta=0} = 0$. Kapalı döngü sistemi aşağıdaki gibidir

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= F_1 \eta + \varphi_1(\eta, \zeta) \\ &\quad + (G_1 + \gamma_1(\eta, \zeta))u(K, \eta) =: f_\eta(\eta, \zeta) \\ \dot{\zeta} &= F_2 \zeta + \varphi_2(\eta, \zeta) \\ &\quad + (G_2 + \gamma_2(\eta, \zeta))u(K, \eta) =: f_\zeta(\eta, \zeta) \end{aligned} \quad (7)$$

Zamanla değişen $\eta^\vartheta = R(\vartheta)\eta$ periyodik koordinat değişimini tanımlayalım. Burada

$$R(\vartheta) = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix}, \quad \vartheta = \omega_c t$$

ve ω_c limit çevriminin salınım frekansı olup, (6) ifadesindeki gibidir. Burada ϑ değişkenine yeni bir zaman ölçeği gözüyle bakılabilir. Üstteki dönüşümü kullanarak aşağıdaki ifade elde edilebilir

$$\begin{aligned} \dot{\eta}^\vartheta &= R^T(\vartheta) f_\eta(R(\vartheta)\eta, \zeta) =: f_\eta^\vartheta(\vartheta, \eta^\vartheta, \zeta^\vartheta) \\ \dot{\zeta}^\vartheta &= f_\zeta(R(\vartheta)\eta, \zeta) =: f_\zeta^\vartheta(\vartheta, \eta^\vartheta, \zeta^\vartheta). \end{aligned} \quad (8)$$

$\epsilon = \omega_c^{-1}$ şeklinde tanımlarsak

$$\begin{aligned} \frac{d\eta^\vartheta}{d\vartheta} &= \epsilon f_\eta^\vartheta(\vartheta, \eta^\vartheta, \zeta^\vartheta) \\ \frac{d\zeta^\vartheta}{d\vartheta} &= \epsilon f_\zeta^\vartheta(\vartheta, \eta^\vartheta, \zeta^\vartheta) \end{aligned} \quad (9)$$

Burada f_η^ϑ and f_ζ^ϑ değişkenleri ϑ ve ϵ değişkenlerine göre sınırlıdır çünkü bunlar sadece sin ve cos fonksiyonları içerisindedir yer almaktadır. ϑ 'ya yeni bir zaman değişkeni olarak bakılır ve $\vartheta \in [0, 2\pi]$ aralığında ortalama alınır aşağıdaki ortalama sistemi elde edilir

$$\frac{d\bar{\eta}^\vartheta}{d\vartheta} = \epsilon (2\pi)^{-1} \int_0^{2\pi} f_\eta^\vartheta(\vartheta, \eta^\vartheta, \zeta^\vartheta) d\vartheta \quad (10)$$

$$\frac{d\bar{\zeta}^\vartheta}{d\vartheta} = \epsilon (2\pi)^{-1} \int_0^{2\pi} f_\zeta^\vartheta(\vartheta, \eta^\vartheta, \zeta^\vartheta) d\vartheta. \quad (11)$$

Buradan $t = \epsilon \vartheta$ özgün zaman ölçeğine geri dönülür ve (8) ifadesi kullanılırsa

$$\begin{aligned} \frac{d\eta^\vartheta}{dt} &= (2\pi)^{-1} \int_0^{2\pi} R^T(\vartheta) f_\eta(R(\vartheta)\eta, \zeta) d\vartheta \\ \frac{d\zeta^\vartheta}{dt} &= (2\pi)^{-1} \int_0^{2\pi} f_\zeta(R(\vartheta)\eta, \zeta) d\vartheta. \end{aligned} \quad (12)$$

Yukarıdaki f_η^ϑ ve f_ζ^ϑ değerlerinin $u(\eta, K)$ giriş değerine örtük olarak bağlı olduğunu hatırlayınız. İfadeleri basitleştirmek için bu noktadan sonra ϑ^* üstsimgesi kullanılmayacaktır.

Önceki bölümde belirtildiği gibi buradaki amaç kontrolün doğrusal olmayan kısmının etkisini tek başına incelemektir. Fazdan bağımsız $u = u(\rho, K)$ biçimindeki herhangi bir kontrol yasasının bunu başaracağını ve aşağıdaki gibi bir ortalama sistem dinamiğine sebep vereceğini göstermek mümkündür

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\eta} \\ \dot{\zeta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} F_1 & 0 \\ 0 & F_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta \\ \zeta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_1(\eta, \zeta) \\ \Phi_2(\eta, \zeta) \end{bmatrix} \\ &\quad + \left(\begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1(\eta) \\ g_2(\zeta) \end{bmatrix} \right) u(\rho, K) \end{aligned} \quad (13)$$

Burada

$$\begin{aligned} \Phi_1(\eta, \zeta) &= \begin{bmatrix} \phi_{11}\eta_1\zeta_1 + \phi_{12}\eta_1\zeta_2 + \phi_{21}\eta_2\zeta_1 + \phi_{22}\eta_2\zeta_2 \\ -\phi_{21}\eta_1\zeta_1 - \phi_{22}\eta_1\zeta_2 + \phi_{11}\eta_2\zeta_1 + \phi_{12}\eta_2\zeta_2 \end{bmatrix} \\ \Phi_2(\eta, \zeta) &= \begin{bmatrix} \phi_{31}(\eta_1^2 + \eta_2^2) + \phi_{32}\zeta_1^2 + \phi_{33}\zeta_2^2 + \phi_{34}\zeta_1\zeta_2 \\ \phi_{41}(\eta_1^2 + \eta_2^2) + \phi_{42}\zeta_1^2 + \phi_{43}\zeta_2^2 + \phi_{44}\zeta_1\zeta_2 \end{bmatrix} \\ B_2 &= \begin{bmatrix} b_{21} \\ b_{22} \end{bmatrix}, \quad g_1(\eta) = \begin{bmatrix} g_{11}\eta_1 + g_{12}\eta_2 \\ -g_{12}\eta_1 + g_{11}\eta_2 \end{bmatrix}, \\ g_2(\zeta) &= \begin{bmatrix} g_{31}\zeta_1 + g_{32}\zeta_2 \\ g_{41}\zeta_2 + g_{42}\zeta_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Bu noktadan itibaren giriş $u = K\rho^2$ olarak sabitlenecektir.

Açıklama 2. Giriş için yapılan bu seçime bazı açıklamalar getirilebilir: Öncelikle $u = K\rho$ biçiminde bir kontrol yasası, $\eta = 0$ noktasında pürüzsüz olmadığından kullanılamaz. İkinci olarak, yukarıdaki biçimi faza bağımlı bir kontrol kullanarak da elde etmek mümkündür. Örneğin, $u = \frac{\pi}{2} K\rho^2 \sin(\frac{1}{2}\theta)$ biçiminde bir kontrol için ortalama sistem denklemlerinin (13) ifadesindeki denklemlerin aynı olacağını göstermek mümkündür.

Yukarıdaki ifade $\rho = \sqrt{\eta_1^2 + \eta_2^2}$ ve $\theta = \arctan(\eta_2/\eta_1)$ dönüşümü ile kutupsal koordinatlarda ifade edilirse

$$\begin{aligned} \dot{\rho} &= (\sigma + \phi_{1,1}\zeta_1 + \phi_{1,2}\zeta_2 + g_{1,1}K\rho^2) \rho \\ \dot{\theta} &= \omega - \phi_{2,1}\zeta_1 - \phi_{2,2}\zeta_2 - g_{2,2}K\rho^2 \\ \dot{\zeta}_1 &= -\lambda_1\zeta_1 + \phi_{3,4}\zeta_1\zeta_2 + \phi_{3,2}\zeta_1^2 + \phi_{3,3}\zeta_2^2 + \phi_{3,1}\rho^2 \\ &\quad + (b_{2,1} + g_{3,1}\zeta_1 + g_{3,2}\zeta_2) K\rho^2 \\ \dot{\zeta}_2 &= -\lambda_2\zeta_2 + \phi_{4,4}\zeta_1\zeta_2 + \phi_{4,2}\zeta_1^2 + \phi_{4,3}\zeta_2^2 + \phi_{4,1}\rho^2 \\ &\quad + (b_{2,2} + g_{4,1}\zeta_1 + g_{4,2}\zeta_2) K\rho^2 \end{aligned} \quad (14)$$

(14) ifadesinden, σ değişkeni açık dinamiğe sahip bir durum

olarak görülürse, aşağıdaki ifade yazılabilir

$$\begin{bmatrix} \dot{\sigma} \\ \dot{\rho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma \\ \rho \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{11}(\sigma, \rho, \zeta) \\ \varphi_{12}(\sigma, \rho, \zeta) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\zeta}_1 \\ \dot{\zeta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda_1 & 0 \\ 0 & -\lambda_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{21}(\sigma, \rho, \zeta) \\ \varphi_{22}(\sigma, \rho, \zeta) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Burada $\varphi_1 = [\varphi_{11} \ \varphi_{12}]^T$ ve $\varphi_2 = [\varphi_{21} \ \varphi_{22}]^T$, (14) ifadesindeki doğrusal olmayan terimleri içermektedir. Açıkça görülebilir ki $\varphi_1(0, 0, 0) = \varphi_2(0, 0, 0) = 0$. O halde sistem (15) için $\zeta = \bar{\zeta}(\sigma, \rho)$ şeklinde bir merkezi katmanlı uzay vardır. Burada $\bar{\zeta} = [\bar{\zeta}_1 \ \bar{\zeta}_2]^T$. Merkezi katmanlı uzay $i = 1, 2$ için aşağıdaki denklemler sağlar

$$\frac{\partial \bar{\zeta}_i}{\partial \rho} \varphi_{12}(\sigma, \rho, \bar{\zeta}(\sigma, \rho)) = -\lambda_i \bar{\zeta}_i(\sigma, \rho) + \varphi_{2i}(\sigma, \rho, \bar{\zeta}_i(\sigma, \rho)) \quad (16)$$

ve sistem (15) dinamiği yerel olarak bu merkezi katmanlı uzaya çekilir [19].

(16) ifadesindeki türevsel denklemler doğrudan çözmek için fazla karışık olduğundan, aşağıdaki gibi bir yaklaşımlama gereksinim vardır

$$\bar{\zeta}_i(\rho, \sigma) = c_{i,0}(\sigma) + c_{i,1}(\sigma)\rho + c_{i,2}(\sigma)\rho^2 + c_{i,3}(\sigma)\rho^3 + c_{i,4}(\sigma)\rho^4 + \mathcal{O}(\rho^5) \quad (17)$$

Bu yaklaşımlamanın, merkezi katmanlı uzay koşulları olan, $i = 1, 2$ için $\bar{\zeta}_i(0, 0) = 0$, $D\bar{\zeta}_i(0, 0) = 0$ ifadelerini sağlayabilmesi için, $c_{i,0}(0) = 0$, $c_{i,1}(0) = 0$ koşullarını sağlaması zorunludur. (17) ifadesini (16) ifadesinde yerine koyar ve katsayıları çözersek

$$\begin{aligned} c_{1,0} &= 0, \quad c_{2,0} = 0, \quad c_{1,1} = 0, \quad c_{2,1} = 0 \\ c_{1,2} &= \frac{2\sigma K b_{2,1} + 2\sigma \phi_{3,1} + \lambda_2 K b_{2,1} + \lambda_2 \phi_{3,1}}{4\sigma^2 + 2\sigma\lambda_2 + 2\lambda_1\sigma + \lambda_1\lambda_2} \\ c_{2,2} &= \frac{2\sigma K b_{2,2} + 2\sigma \phi_{4,1} + \lambda_1 K b_{2,2} + \lambda_1 \phi_{4,1}}{4\sigma^2 + 2\sigma\lambda_2 + 2\lambda_1\sigma + \lambda_1\lambda_2} \\ c_{1,3} &= 0, \quad c_{2,3} = 0 \\ c_{1,4} &= [\lambda_2 c_{2,2} g_{3,2} K + \lambda_2 c_{1,2} g_{3,1} K + \lambda_2 c_{2,2} c_{1,2} \phi_{3,4} \\ &\quad - 2\lambda_2 c_{1,2} \phi_{1,2} c_{2,2} - 2\lambda_2 c_{1,2} g_{1,1} K \\ &\quad + 4\sigma c_{2,2} c_{1,2} \phi_{3,4} + 4\sigma c_{2,2} g_{3,2} K + 4\sigma c_{1,2} g_{3,1} K \\ &\quad - 8\sigma c_{1,2} \phi_{1,2} c_{2,2} - 8\sigma c_{1,2} g_{1,1} K - 8\sigma \phi_{1,1} c_{1,2}^2 \\ &\quad + 4\sigma c_{1,2}^2 \phi_{3,2} + 4\sigma c_{2,2}^2 \phi_{3,3} - 2\lambda_2 \phi_{1,1} c_{1,2}^2 \\ &\quad + \lambda_2 c_{1,2}^2 \phi_{3,2} + \lambda_2 c_{2,2}^2 \phi_{3,3}] \\ &\quad / [4\sigma\lambda_2 + 4\lambda_1\sigma + \lambda_1\lambda_2 + 16\sigma^2] \\ c_{2,4} &= [\lambda_1 c_{2,2} c_{1,2} \phi_{4,4} - 2\lambda_1 c_{2,2} g_{1,1} K - 2\lambda_1 c_{2,2} \phi_{1,1} c_{1,2} \\ &\quad + 4\sigma c_{1,2} g_{4,1} K + 4\sigma c_{2,2} g_{4,2} K + 4\sigma c_{2,2} c_{1,2} \phi_{4,4} \\ &\quad - 8\sigma c_{2,2} g_{1,1} K - 8\sigma c_{2,2} \phi_{1,1} c_{1,2} + \lambda_1 c_{1,2} g_{4,1} K \\ &\quad + \lambda_1 c_{2,2} g_{4,2} K + 4\sigma c_{2,2}^2 \phi_{4,3} + 4\sigma c_{1,2}^2 \phi_{4,2} \\ &\quad + \lambda_1 c_{2,2}^2 \phi_{4,3} + \lambda_1 c_{1,2}^2 \phi_{4,2} - 8\sigma \phi_{1,2} c_{2,2}^2 \\ &\quad - 2\lambda_1 \phi_{1,2} c_{2,2}^2] \\ &\quad / [4\sigma\lambda_2 + 4\lambda_1\sigma + \lambda_1\lambda_2 + 16\sigma^2]. \end{aligned}$$

Bu ifade tamamen açılır, sadeleştirilir ve benzer terimler toplanırsa aşağıdaki gibi bir yapı elde edilir

$$\begin{aligned} c_{1,2} &= \mu_{1,2,1} + \mu_{1,2,2} K \\ c_{2,2} &= \mu_{2,2,1} + \mu_{2,2,2} K \\ c_{1,4} &= \mu_{1,4,1} + \mu_{1,4,2} K + \mu_{1,4,3} K^2 \\ c_{2,4} &= \mu_{2,4,1} + \mu_{2,4,2} K + \mu_{2,4,3} K^2. \end{aligned} \quad (18)$$

(18) eşitliği (17) ifadesinde yerle konur ve bu da (14) ifadesinde yerine konduktan sonra benzer terimler toplanırsa

$$\dot{\rho} = (\sigma + d_1 \rho^2 + d_2 \rho^4) \rho \quad (19)$$

Burada

$$\begin{aligned} d_1 &= \phi_{1,2} (\mu_{2,2,1} + \mu_{2,2,2} K) + \phi_{1,1} (\mu_{1,2,1} + \mu_{1,2,2} K) \\ d_2 &= \phi_{1,1} (\mu_{1,4,1} + K \mu_{1,4,2} + K^2 \mu_{1,4,3}) \\ &\quad + \phi_{1,2} (\mu_{2,4,1} + K \mu_{2,4,2} + K^2 \mu_{2,4,3}) \end{aligned} \quad (20)$$

Yukarıdaki (19) numaralı ifadede $\sigma + d_1 \rho^2 + d_2 \rho^4$ polinomunun artı değerli kökleri $\{\rho_1, \rho_2\}$ aşağıdaki gibi elde edilir

$$\{\rho_1, \rho_2\} = \sqrt{\frac{-d_1 \pm \sqrt{d_1^2 - 4d_2\sigma}}{2d_2}} \quad (21)$$

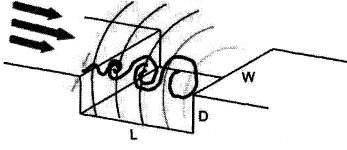
Şimdi (21) denklemindeki kökleri d_1 ve d_2 'nin işaretine göre inceleyelim. Öncelikle $\sigma > 0$ olduğunu hatırlayınız ve herhangi bir artı kök bulunabilmesi için $d_1^2 - 4\sigma d_2 > 0$ olması gerektiğini gözlemleyiniz. Bu noktadan sonra bu eşitsizliğin sağlandığı varsayılacaktır.

Eğer $d_2 > 0$ ise, (21) ifadesinin gerçel kökü olabilmesi için $-d_1 \pm \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} > 0$ olması gerekir. Eğer $d_1 > 0$ ise $-d_1 - \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} > 0$ olması imkansızdır ve $-d_1 + \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} > 0$ olması için $d_2 < 0$ olması gereklidir ki şu andaki durum için bu da mümkün değildir. O halde $d_2 < 0$, $d_1 > 0$ durumunda gerçel çözüm yoktur. Eğer $d_1 < 0$ ise $-d_1 + \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} > 0$ ifadesinin sağlandığı açıktır. $-d_1 - \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} > 0$ ifadesi de bu durum için $d_2 > 0$ olduğundan sağlanmaktadır. O halde $d_2 < 0$, $d_1 < 0$ için iki gerçel çözüm vardır.

Eğer $d_2 < 0$ ise, (21) ifadesinin gerçel kökü olabilmesi için $-d_1 \pm \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} < 0$ olması gerekir. Eğer $d_1 > 0$ ise $-d_1 + \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} < 0$ ifadesi $d_2 > 0$ olduğundan sağlanmaz. Fakat bu durumda $-d_1 - \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} < 0$ ifadesi sağlanmakta olduğundan $d_2 < 0$, $d_1 > 0$ durumu için sadece bir gerçel çözüm olduğu görülür. Eğer $d_1 < 0$ ise $-d_1 + \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} < 0$ sağlanmaz fakat $-d_1 - \sqrt{d_1^2 - 4\sigma d_2} < 0$ sağlanır. O halde $d_2 < 0$, $d_1 < 0$ için de tek gerçel çözüm vardır. Bu iki sonuç birleştirilirse $d_2 < 0$ için her zaman tek gerçel çözüm olacağı görülür.

5. ÖRNEK

Galerkin modeli akım kontrolü uygulamalarında akım dinamiğini tanımlayan indirgenmiş dereceli bir model olarak sıkça kullanılmaktadır. Örnek olarak bir kovuk üzerindeki hava akımının bir sentetik jet eyleyici, örneğin bir akustik eyleyici ile kontrolü verilebilir. (bkz. Şekil 1). Kovuk akımı sistemi için



Şekil 1: Akustik eyleyici ile kovuk üstündeki hava akımının kontrolü

indirgenmiş dereceli bir model türetmek için önce aşağıdaki Navier-Stokes denklemleri ile başlayalım

$$\partial_t u + \nabla \cdot (u u) = -\nabla p + \frac{1}{Re} \Delta u \quad (22)$$

Sistem girişi, sınır koşulları içinde gömülüdür. Yukarıda $u(x, t)$ hız alanı, p basınç ve Re Reynold sayıdır. Daha sonra sistem için ast dikgen ayrışım (POD) modları elde edilir; bunlara $\{u_i(x)\}_{i=0}^N$ diyelim. Bu POD modları birimdik bir kümedir, yani $(u_i, u_j)_\Omega = \delta_{ij}$; burada Ω uzamsal akım tanım kümesidir ve iç çarpım $(u, v) := \int_\Omega u \cdot v dV$ şeklinde tanımlanmaktadır. Hız vektörü u 'nun POD modları üzerine izdüşümünden aşağıdaki POD açılımı elde edilir

$$u(x, t) \approx u^{[N]} = u_0(x) + \sum_{i=1}^N a_i(t) u_i(x) \quad (23)$$

Burada $a_i(t)$ katsayıları zaman bağımlılığını kapsar. Sonraki aşama Galerkin izdüşümüdür (GP). Bunun için (23) ifadesi (22) ifadesinde yerine konarak zaman katsayıları $\{a_i(t)\}_{i=0}^N$ cinsinden dinamik denklemler elde edilir. Bundan sonra $\tilde{a} = a - a_0$ işlemleriyle sistem durumu, denge noktası a_0 kadar kaydırılınca aşağıdaki sonuç elde edilir

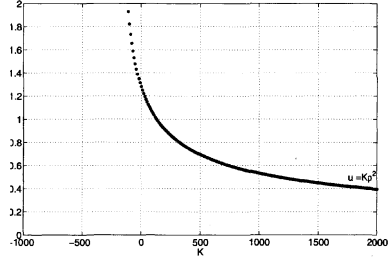
$$\begin{aligned} \dot{\tilde{a}}_i &= \frac{1}{Re} \sum_{j=1}^N \tilde{l}_{ij} \tilde{a}_j + \sum_{j,k=1}^N \tilde{q}_{ijk} \tilde{a}_j \tilde{a}_k \\ &+ \left(\tilde{r}_i + \sum_{j=0}^N \tilde{s}_{ij} \tilde{a}_j \right) u \end{aligned} \quad (24)$$

Burada l_{ij} , q_{ijk} , r_i ve s_{ij} Galerkin sistemi katsayılarıdır. Bu sistem (1) ile kıyaslandığında makalede üzerinde çalışılan yapıda olduğu görülmektedir. O halde $u = K\rho^2$ kontrolü uygulandığında indirgenmiş sistem (19) ifadesindeki biçimde olacaktır. Sayısal benzetim için, [20] çalışmasındaki kovuk akımı deney kurulumundaki değerler kullanılacaktır. Bu değerleri kullanarak (20) ifadesindeki d_1 ve d_2 değerleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir

$$\begin{aligned} d_1 &= -5.0579 \cdot 10^{-4} K - 0.0876 \\ d_2 &= -7.4279 \cdot 10^{-8} K^2 - 1.0121 \cdot 10^{-4} - 0.0149 \end{aligned} \quad (25)$$

Yine yukarıdaki denklemlerden ayrırtç değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir

$$\begin{aligned} d_1^2 - 4\sigma d_2 &= 3.1053 \cdot 10^{-7} K^2 + 1.6316 \cdot 10^{-4} K \\ &+ 0.0187 \end{aligned} \quad (26)$$



Şekil 2: Yatışkın durumdaki salınım genliği ρ^* kontrol kazancı K 'ye karşı

Yukarıdaki denklemlerin incelenmesinden d_1 değerinin $K < -173.2063$ için artı değerli ve $K > -173.2063$ için eksi değerli; d_2 değerinin $K < -1194.3$ veya $K > -168.2720$ için artı değerli ve $K > -168.2720$ için eksi değerli; $d_1^2 - 4\sigma d_2$ değerinin ise $K < -357.0527$ veya $K > -168.3783$ için artı değerli ve $-357.0527 < K < -168.3783$ için eksi değerli olduğu görülür. Buradan, önceki bölümdeki inceleme sonuçlarına dayanarak, $K \in (-1194.3, -168.3783)$ için sıfır, $K \in (-\infty, -1194.3) \cup (-168.2720, \infty)$ için bir, ve $K \in (-168.3783, -168.2720)$ için iki artı değerli gerçel çözüm olduğunu sonucu çıkmaktadır. Şekil 2, $K \in [-1000, 1000]$ aralığında, salınım genliği ρ^* 'ın, kontrol kazancı olan K 'ye göre değişimini göstermektedir. Bu grafik yukarıdaki merkezi katmanlı uzay çözümlemesine dayanarak hesaplanmıştır. Bu aralıkta, K 'nin artı değerlerinin ρ^* 'ı azalttığı, eksi değerlerinin ise $K \approx -200$ 'ya kadar artırdığı, bu K değerinden sonra da sistemin kararlı bir salınımı olmadığı görülmektedir.

6. BENZETİM SONUÇLARI

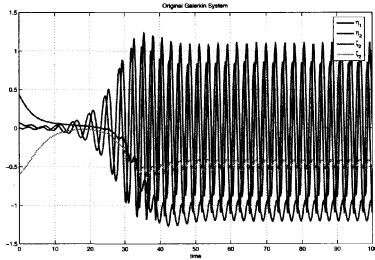
Önceki bölümlerdeki çözümlemelerin geçerliliğini göstermek ve indirgenmiş ortalama sisteminin özgün Galerkin sistemine ne kadar iyi bir yaklaşıklıkla olduğunu görmel için bu iki sistem üzerinde bir dizi MATLAB benzetimi yapılmıştır. Önceki bölümde söylendiği gibi [20] referansındaki parametreler kullanılmıştır.

Şekil 3 özgün sistem ve ortalama sistemi için açık döngüdeki benzetim sonuçlarını göstermektedir. Sistemin bir süre sonra genliği 1 civarında bir salınım sürdürdüğü gözlemlenmektedir. Bu sonuç Şekil 2'deki merkezi katmanlı uzay yönteminin öngörüsü ile tutarlıdır.

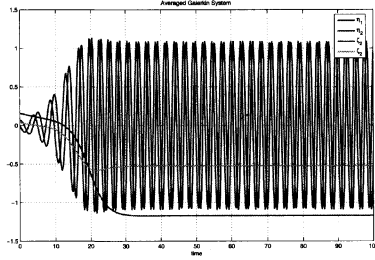
Şekil 4 özgün sistem ve ortalama sistemi için $u = K\rho^2$ ve $K = 500$ olduğu durumu göstermektedir. Sistemin hala kararlı bir salınımı olmakla birlikte, bu salınımın genliğinin 0.6-0.7 civarına düştüğü gözlemlenmektedir. Bu sonuç da Şekil 2'deki merkezi katmanlı uzay yönteminin öngörüsü ile tutarlıdır.

Şekil 5 özgün ve ortalama sistemi için $u = K\rho^2$ ve $K = -100$ olduğu durumu göstermektedir. Salınım genliğinin 1.5 civarına çıktığı gözlemlenmektedir. Sistemin bu davranışı da, Şekil 2'de görüldüğü üzere, merkezi katmanlı uzay yöntemi tarafından tahmin edilen davranış ile tutarlıdır.

Şekil 6 özgün ve ortalama sistemi için $u = K\rho^2$ ve



(a) Özgün



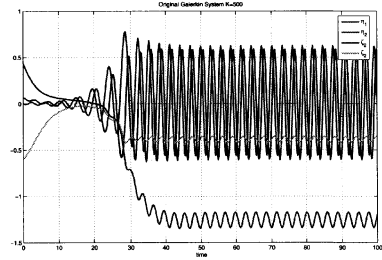
(b) Ortalama

Şekil 3: Kontrolsüz durumda özgün ve ortalama Galerkin sistemleri

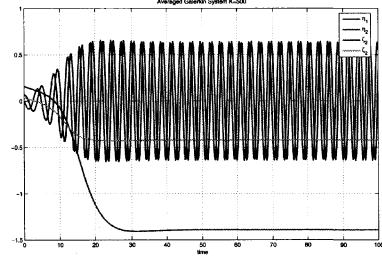
$K = -200$ olduğu durumu göstermektedir. Bu K değeri için sistemin kararlı bir salınımına yakınsamadığı ve en nihayetinde kararsızlaştığı gözlemlenmektedir. Bu sonuç da yine önceki bölümdeki çözümleme ve Şekil 2 ile tutarlıdır: $K = -200$ değeri $(-168.3783, -168.2720)$ aralığında olup, bu aralıkta ρ^* için artı değerli gerçek kök bulunmadığı sonucuna önceki bölümde varılmıştı.

7. SONUÇLAR VE GELECEKTEKİ ÇALIŞMALAR

Bu makalede dinamiği bir Galerkin modeli tarafından belirlenen doğrusal olmayan bir kontrol sistemi üzerinde çalışılmıştır. Sıfır giriş için bir Hopf çatalanması gösteren bir model üzerinde odaklanılmıştır; bu akım kontrolü uygulamalarında sıkça karşımıza çıkan bir modeldir. Kipsel formlar ve merkezi katmanlı uzay kuramı kullanılarak doğrusal kontrolün etkisi incelenmiştir. Bunun sonucunda salınım genişliğinin, hep doğrusal terimlere hem de merkezi katmanlı uzaya bağlı terimlere dayandığı görülmüştür. Sonuncusu doğrusal kontrol tasarımında genellikle ihmal edilmekle beraber, sadece bu terimleri kullanarak da salınımın azaltılabileceği savunulmuştur. Zamanla değişen bir koordinat değişimi, zaman ölçeklemesi ve ortalama kuramı kullanılarak sistem modeli basitleştirilmiştir. Bu yordam ile, belli kontrol tipleri için, özgün sistemden çok daha açık yapıya sahip bir sisteme ulaşıldığı görülmüştür. Merkezi katmanlı uzayı kullanılarak ortalama sistemi daha da basitleştirildikten



(a) Özgün



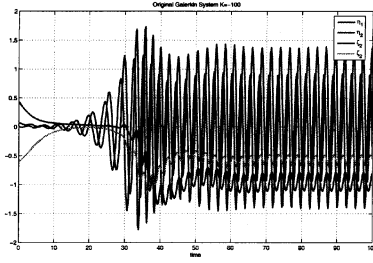
(b) Ortalama

Şekil 4: $u = K\rho^2$ ve $K = 500$ için özgün ve ortalama Galerkin sistemleri.

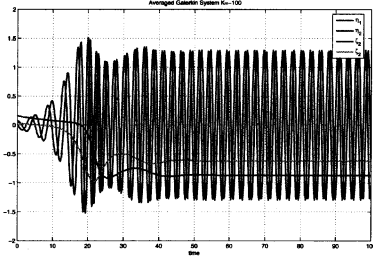
sonra kapalı döngü sisteminin limit çevrimlerinin sayısı ve kararlılık tipini belirleyen koşullar çıkarmak ve salınım genişliğini belirten ifadeler türetmek mümkün olmuştur. Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, kovuk akımı kontrolü problemi örneği üzerinde denenmiş ve doğrulanmıştır. Gelecekteki çalışmalar arasında Galerkin modeli için gözlemci tasarımı ve sonuçların gerçek bir kovuk akımı deney sistemi üzerinde doğrulanması sayılabilir.

8. Kaynakça

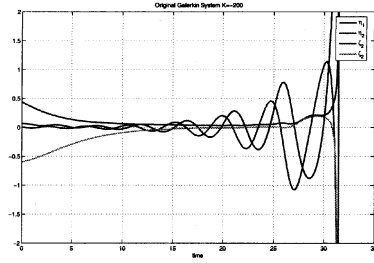
- [1] A. Armaou and P. D. Christofides. Finite-dimensional control of nonlinear parabolic pde systems with time-dependent spatial domains using empirical eigenfunctions. *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 11(2):287–317, 2001.
- [2] S. Behtash and S. Sastry. Stabilization of nonlinear systems with uncontrollable linearization. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 33(6):585–90, 1988.
- [3] Daizhan Cheng and C. Martin. Stabilization of nonlinear systems via designed center manifold. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 46(9):1372 – 1383, Sept 2001.
- [4] N. H. El-Farra, A. Armaou, and P. D. Christofides. Analysis and control of parabolic pde systems with input constraints. *Automatica*, 39(4):715–25, 2003.
- [5] Kristin Fitzpatrick, Yunfei Feng, Rick Lind, Andrew J.



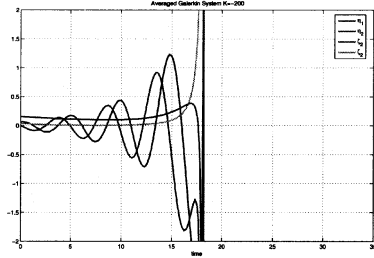
(a) Özgün



(b) Ortalama



(a) Özgün



(b) Ortalama

Şekil 5: $u = K\rho^2$ ve $K = -100$ için özgün ve ortalama Galerkin sistemleri.

Şekil 6: $u = K\rho^2$ ve $K = -200$ için özgün ve ortalama Galerkin sistemleri.

Kurdila, and David W. Mikolaitis. Flow control in a driven cavity incorporating excitation phase differential. *JOURNAL OF GUIDANCE, CONTROL, AND DYNAMICS*, 28(1):63–70, January 2005.

- [6] Hassan K. Khalil. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall,, Upper Saddle River, NJ ;, c1996.
- [7] Wei Lin and C.I. Byrnes. Design of discrete-time nonlinear control systems via smooth feedback. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 39(11):2340 – 2346, Nov 1994.
- [8] B. R. Noack, K. Afanasiev, M. Morzynski, G. Tadmor, and F. Thiele. A hierarchy of low-dimensional models for the transient and post-transient cylinder wake. *Journal of Fluid Mechanics*, 497:335–63, 2003.
- [9] B. R. Noack and H. Eckelmann. A global stability analysis of the steady and periodic cylinder wake. *Journal of Fluid Mechanics*, 270:297–330, 1994.
- [10] B. R. Noack, P. Papis, and P. A. Monkewitz. The need for a pressure-term representation in empirical Galerkin models of incompressible shear flows. *Journal of Fluid Mechanics*, 523:339–65, 2005.
- [11] B.R. Noack, G. Tadmor, and M. Morzyński. Actuation models and dissipative control in empirical Galerkin models of fluid flows. In *The 2004 American Control Conference*, pages 0001–0006, Boston, MA, U.S.A., June 30–July 2, 2004, 2004. Paper FrP15.6.

- [12] B.R. Noack, G. Tadmor, and M. Morzynski. Low-dimensional models for feedback flow control. Part I: Empirical galerkin models. In *2nd AIAA Flow Control Conference*, Portland, Oregon, U.S.A., June 28 – July 1, 2004, 2004. AIAA Paper 2004-2408 (invited contribution).
- [13] O. K. Rediniotis, Jeonghwan Ko, and A. J. Kurdila. Reduced order nonlinear Navier-Stokes models for synthetic jets. *Transactions of the ASME. Journal of Fluids Engineering*, 124(2):433–443, 2002.
- [14] C. W. Rowley, T. Colonius, and R. M. Murray. Model reduction for compressible flows using pod and galerkin projection. *Physica D*, 189(1-2):115–29, 2004.
- [15] C. W. Rowley and V. Juttijudata. Model-based control and estimation of cavity flow oscillations. In *CDC-ECC '05 44th IEEE Conference on Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference.*, pages 512 – 517, Dec 2005.
- [16] C. W. Rowley and J. E. Marsden. Reconstruction equations and the karhunen-loeve expansion for systems with symmetry. *Physica D*, 142(1-2):1–19, 2000.
- [17] S. N. Singh, J. H. Myatt, G. A. Addington, S. Banda, and J. K. Hall. Optimal feedback control of vortex shedding using proper orthogonal decomposition models. *Transactions of the ASME. Journal of Fluids Engineering*, 123(3):612–618, 2001.

- [18] G. Tadmor, B.R. Noack, M. Morzynski, and S. Siegel. Low-dimensional models for feedback flow control. Part II: Controller design and dynamic estimation. In *2nd AIAA Flow Control Conference*, Portland, Oregon, U.S.A., June 28 – July 1, 2004, 2004. AIAA Paper 2004-2409 (invited contribution).
- [19] Stephen Wiggins. *Introduction to Applied Nonlinear Dynamical Systems and Chaos*. Springer-Verlag, New York, c1990.
- [20] X. Yuan, E. Caraballo, M. Debiasi, J. Little, A. Serrani, H. Özbay, and M. Samimy. Experimental results and bifurcation analysis on scaled feedback control for subsonic cavity flows. Accepted to the 2006 Mediterranean Control Conference, Ancona, Italy, 2006.

pH Nötralizasyon Prosesinin Yapay Sinir Ağı ile Kontrolü

İbrahim Alişkan¹, Kayhan Gülez¹, Galip Cansever¹

¹Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
{ialiskan, gulez, cansever}@yildiz.edu.tr

Özetçe

Klasik kontrol teknikleri, zayıf asit-kuvvetli baz nötralizasyon prosesi gibi lineer olmayan sistemleri kontrol etmede yeterince başarılı olamamaktadırlar. Yine, klasik kontrol tekniklerinin başarımlarını göz önüne alınacak olursa, yapay zeka temelli kontrol tekniklerinin, bu gibi sistemleri kontrol etmede daha başarılı oldukları bir gerçektir. Bu sebeple, çalışmada lineer olmayan bir sistem olan, asetik asit içeren atık sıvının sodyum hidroksit ile nötralizasyonu (zayıf asit-kuvvetli baz reaksiyonu) işleminin kontrolünde, bir yapay zeka ürünü olan, yapay sinir ağı kullanılmıştır. Başarımı görebilmek adına, çalışma MATLAB-Simulink yazılımsal ortamında gerçekleştirilmiştir. Ancak, geliştirilen kontrol sisteminin ne denli başarılı olduğunun anlaşılabilmesi için, bir kıyas ve/veya ölçüt gerekmektedir. Bu amaçla kapatma adına da, prosesin kontrolünde bir klasik kontrol tekniği olan, PID (Katsayı-İntegral-Türev) kontrol tekniği kullanılmış ve her iki kontrolöre ait çıkış değerlerinin kıyaslanması yoluna başvurulmuştur.

1. Giriş

Yıllar boyunca proses kontrol, bir bilim dalından daha çok bir sanat ve eğitim alanı gibi ele alınmıştır. Bu alanda çalışanlar, bilimsel verilerden daha çok kendi deneyimlerine güvenmişler ve deneme-yanılma yöntemleri ile sorunlara çözüm bulmaya çalışmışlardır. Bu kişiler için olayın matematiksel olarak ifadesi ve çözümü oldukça zor görünmekte idi [1]. Ancak, komplike sistemleri kontrol etmek için, komplike kontrol sistemlerinin tasarlanması ve uygulanması gerekmektedir. Örneğin burada, bir atık su sistemindeki zayıf asit olan asetik asidin (CH_3COOH), kuvvetli bir baz olan sodyum hidroksit (NaOH) ile nötrale edilmesine ilişkin prosesin kontrolüne çalışılmıştır. Bu tip bir çalışmanın gerçek hayattaki uygulamasında, iki farklı çözümden bahsedilebilir. Basit olan yapıda, bir işçi veya işçiler grubu dönüşümlü olarak 24 saat boyunca prosesin başında bekleyerek, prosesin istenilen pH bandı sınırları içerisinde kalmasını sağlayabilirler. Görüldüğü gibi, hem kontrol sisteminin hassasiyeti insanın duyu sınırlarına (insan duyu küçük sinyal değişimlerini algılayamaz; mm, kHz vs.) çekilmiş olur hem de yüksek bir maliyet ve işgücü kaybı söz konusudur. Sorunun çözümünde kullanılabilir olan ve de prosese özel bir kontrolör tasarlanacak olan ikinci yöntem ise, iki bölümde ele alınabilir. İlk olarak, ele alınan prosesin matematiksel modeli

oluşturularak, bu modelin parametrelerinden hareketle uygun kontrolör geliştirilir. İkinci adımda da, elde edilen matematiksel kontrolör ifadesi, mekanik ve elektriksel elemanlar aracılığı ile gerçek dünyaya adapte edilmiş olur.

Öte yandan, lineer olmayan sistemlerin kontrolü klasik kontrol teknikleri açısından gerçekten sorun olmuştur. Zira, klasik tip kontrolörler (P, PI, PD, PID), bu sistemleri kontrol etmede yeterince başarılı olamamaktadırlar. Son yıllarda, yapay zeka tabanlı kontrol sistemleri (bulanık mantık, yapay sinir ağları, adaptif kontrol vs.), geliştirme olanakları oldukça gelişmiştir. Bu tip kontrol sistemleri, lineer olmayan sistemleri kontrol etmede, klasik kontrol sistemlerine nazaran daha başarılı konumdadırlar. Şu gerçeği de kabul etmek gerekir ki, ister klasik olsun ister yapay zeka ürünü olsun geliştirilen bütün bu kontrol sistemleri, belirli bir sisteme özel olarak geliştirilmektedir. Yani, bir doğru akım motoru hız kontrolü için geliştirilen yapı, bir atıksu prosesinde hiç bir işe yaramamaktadır. Bu da, bizim sistemlerimizin zeki ve tam olarak öğrenilebilir olmadığını göstermektedir.

Çalışmada ele alınan proses, bir zayıf asit-kuvvetli baz prosesi olduğuna göre; pH kavramının ele alınması gerekmektedir. Zira pH, sıvının asitlik ölçütüdür ve de aşağıdaki şekilde matematiksel olarak ifade edilebilir [2].

$$pH = -\log[H^+]$$

Burada $[H^+]$, sıvının içerisindeki hidrojen iyonu derişimini göstermektedir. Saf su için, pH değeri, 7'dir. Bu değer aynı zamanda, nötr noktası olarak kabul edilebilir. Bu değer üzerinde pH değerleri, bazik ve altındaki değerler ise, asidik olarak kabul edilmektedir [2] [3].

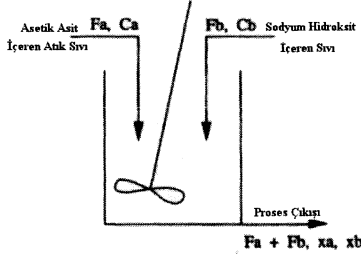
Böylesine bir prosesi kontrol etmek için ilk olarak, prosesin matematiksel modeli elde edilmiştir. Daha sonra, hem PID hem de yapay zeka ürünü olan yapay sinir ağı ile sistemin kontrolü MATLAB ortamında simüle edilmiş ve her iki duruma ait sistem çıktıları kıyaslanarak, performans incelemesi yapılmıştır. PID kontrolör kullanılması temel amaç, geliştirilen yapay sinir ağı tabanlı kontrol sisteminin performansının ele alınmasında bir ölçüte ihtiyaç duyulması olarak açıklanabilir.

2. Zayıf Asit-Kuvvetli Baz Prosesi ve Bu Prosesine Ait Matematiksel Model

pH prosesi, asidik ve bazik bölgeler arasındaki kimyasal bir reaksiyon olarak açıklanabilir. Prosesin matematiksel modeli; prosese giren elemanların toplam değeri, kimyasal ve iyonik dengeler göz önüne alınarak elde edilebilir [3]. Çalışmada iki farklı tip pH prosesine ait model elde edilmiştir. İlk olarak, kuvvetli asit-kuvvetli baz reaksiyonuna ait model elde

edilmiştir (bölüm 2.1). Daha sonra zayıf asit-kuvvetli baz reaksiyonuna ait model elde edilmiştir (bölüm 2.2). Kuvvetli asit-kuvvetli baz reaksiyonunun ele alınıp nedeni, zayıf asit-kuvvetli baz reaksiyonunun lineer olmayan yapısının daha iyi anlaşılmasını ve asit baz reaksiyonlarının temel yapısının anlaşılmasını sağlamak olarak belirtilebilir.

Görsel bir yapı oluşturmak adına, Şekil 1'de prosesin genel durumu görülebilir.

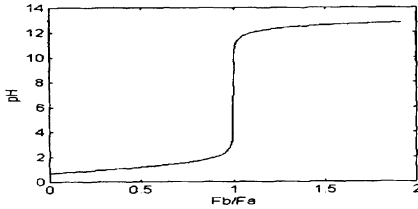


Şekil 1: pH prosesine ait görsel tanımlama.

Suyun çözünürlük sabitinin 25° C'deki değerinin, $K_w = 10^{-14}$ olduğunu göz önüne alarak, aşağıdaki formülden de hareketle pH değerinin 0-14 aralığında değiştiğini belirtmek mümkün olacaktır.

$$K_w = [H^+][OH^-]$$

pH prosesi oldukça lineer olmayan bir yapıya sahiptir ve özellikle de pH = 7 değeri çevresinde hassas bir yapı gösterir. Prosesle bu nokta etrafında yapılacak olan etkiler çok iyi hesaplanmalıdır (Şekil 2) [4]. Aksi takdirde, prosesin kontrolden çıkması çok kolay olacaktır.



Şekil 2: pH parametresine ait değişim eğrisi.

2.1. Kuvvetli Asit-Kuvvetli Baz Kimyasal Reaksiyonunun Matematiksel Modeli

Kuvvetli asitler ve kuvvetli bazlar, suda tamamı ile çözünürler ve bu iki reaksiyon elemanından birisi bitene kadar aralarındaki nötrleşme reaksiyonu devam eder [2]. Eğer asit miktarı fazla ise, $pH < 7$ (asidik) veya baz miktarı fazla ise, $pH > 7$ (bazik) olacak şekilde bir karışım elde edilir.

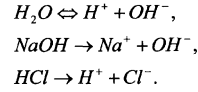
Basit olarak, HCl (Hidro Klorik Asit) (kuvvetli asit) ile NaOH (Sodyum Hidroksit) (kuvvetli baz) arasındaki nötrleşme reaksiyonunu ele alalım. Şekil 1'de verilen yapıda karışım işleminin optimum olduğunu kabul edersek, bu reaksiyona ait denge eşitlikleri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$V\dot{x}_a = F_a C_a - (F_a + F_b)x_a,$$

$$V\dot{x}_b = F_b C_b - (F_a + F_b)x_b,$$

Verilen eşitliklerde; V: reaksiyon tankının toplam hacmini, x_a : asit konsantrasyonunu, x_b : baz konsantrasyonunu, F_a : asit içeren sıvının akış hızını, F_b : baz içeren sıvının akış hızını, C_a : akışkan sıvı içerisindeki asit konsantrasyonunu, C_b : akışkan sıvı içerisindeki baz konsantrasyonunu ifade etmektedirler.

Su içerisinde; HCl, NaOH ve suyun ayrışma reaksiyonları da, aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.



Sıvı içerisindeki toplam iyon denegesinin elektriksel olarak sağlanması gerektiği de göz önüne alınırsa, aşağıdaki ifade elde edilecektir.

$$[Na^+] + [H^+] = [Cl^-] + [OH^-]$$

İfade içerisindeki; $[X]$, X iyonuna ait konsantrasyonu belirtmektedir. Suyun iyonlaşma sabiti bilindiği, x_a ve x_b 'nde aşağıdaki şekilde ifade edilebileceğinden hareketle, prosese ait model şu eşitlik ile ifade edilebilir.

$$x_a = [Cl^-], \quad x_b = [Na^+]$$

$$[H^+]^2 + [H^+](x_b - x_a) - K_w = 0,$$

Son ifade içerisinde küçük bir düzenleme için, $pH = -\log[H^+]$ kabulü ortaya konulursa,

$$pH = -\log_{10} \left(\sqrt{(x_b - x_a)^2 / 4 + K_w} + (x_b - x_a) / 2 \right),$$

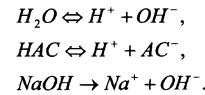
olarak elde edilir.

Elde edilen son pH eşitliği; lineer olmayan fonksiyonlardan olan logaritma, karesel ifade ve karekök fonksiyonlarını içermektedir. Bu da, pH eşitliğinin lineer bir yapıya sahip olmadığını göstermektedir.

2.2. Zayıf Asit-Kuvvetli Baz Kimyasal Reaksiyonunun Matematiksel Modeli

Zayıf asidin temel göstergesi, suda tamamen çözünmemesi olarak belirtilebilir [2]. Bunlardan her biri suda kendisine has çözünürlük sabiti ile orantılı olarak çözünür.

Bu çalışmada asetik asit (HAC) ile sodyum hidroksit (NaOH) arasındaki reaksiyon ele alınacaktır.



Matematiksel modele ulaşabilmek adına yapılacak olan ilk işlem, elektron (iyon) denge eşitliğini ortaya koymaktır.

$$[Na^+] + [H^+] = [AC^-] + [OH^-]$$

Sonuca ulaşmak için; $x_a = [HAC] + [AC^-]$ ve $x_b = [Na^+]$ eşitliklerinden faydalanılabilir. Asetik asidin çözünürlük sabiti 25° C için, $K_a = 1.778 \cdot 10^{-5}$ olup, aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$K_a = \frac{[AC^-][H^+]}{[HAC]}$$

Bütün bu kabuller ve eşitliklerin kullanılması ile,

$$[H^+]^b + [H^+]^b \{K_a + x_b\} + [H^+] \{K_a(x_b - x_a) - K_a\} - K_a K_a = 0$$

eşitliği elde edilir. Son olarak, $pK_a = -\log K_a$ kabulü ile de,

$$x_b + 10^{-pH} - 10^{pH-14} - \frac{x_a}{1 + 10^{pK_a - pH}} = 0$$

eşitliği elde edilir. Bu ifade prosese ait matematiksel modeli belirtmektedir.

Gerek kuvvetli asit-kuvvetli baz gerekse de zayıf asit-kuvvetli baz reaksiyonları dinamik ifadeler içermemektedirler. Ancak, sıvı akış hızları ve reaksiyona giren elemanların çözünürlük kapasiteleri gibi etmenler, matematiksel modelin yapısı üzerinde etkili olmaktadır. Öte yandan, pH prosesi dış etmenlere açık bir yapıya sahip olduğundan dolayı, çok küçük değerli bozucular bile sistemi denge noktasından uzaklaştırabilmektedir. Bütün bunlar, kontrolü amaçlanan prosesin hassas bir yapıya sahip olduğu gerçeğini ortaya koymaktadır.

2.3. Lineer Olmayan Sistemlerin Kontrolü

Lineer olmayan sistemlerin kontrolü ile ilgili temel fikir, yapay zeka ürünü olan kontrol sistemlerinin, klasik kontrol tekniklerine göre daha başarılı olduklarıdır. Bu durum oluşmasındaki en önemli etmen ise, yapay zeka ürünü olan kontrolörlerin, kontrol edilecek olan prosesin dinamik yapısına ayak uydurabilmesi olarak gösterilebilir.

Lineer ve lineer olmayan sistemler arasındaki kontrol açısından ön plana çıkan bazı farklılıklar aşağıda sıralanmıştır.

- Süperpozisyon teoremine uygunluk, lineer sistemlerin temel özelliklerinden birisidir. Bu özellik, lineer bir sistemi tanımlamada göz önüne alınabilecek parametrelerden birisini teşkil etmektedir. Fakat, bu özellik lineer olmayan sistemler için geçerli değildir.
- Lineer sistemlerde stabilite, sadece sistem parametrelerine dayanmaktadır. Lineer olmayan sistemlerde ise stabilite; başlangıç şartlarına, giriş işaretinin yapısına ve sistem parametrelerine bağlılık göstermektedir.
- Lineer sistemlerde sisteme ait çıkış işareti, giriş işareti ile aynı frekansta ve özelliklerde olup, faz farkı ve genlik değişimi meydana gelebilecek sinyal değişiklikleridir. Lineer olmayan sistemlerde ise, çıkış işareti, giriş işaret frekansına ek olarak harici sinyaller içerebileceği gibi giriş sinyal frekansı çıkışta görülmez.
- Kaskat yapı içerisindeki iki lineer elemanın yerdeğiştirilmesi, çıkış sinyali üzerinde herhangi bir değişikliğe sebep olmazken, bu elemanlardan birisinin dahi lineer olmayan bir eleman olması bu durumu değiştirir. Zira, lineer olmayan eleman için giriş sinyali değişeceğinden, oluşacak olan çıkış sinyali de değişecektir.

- Sabit lineer sistemler için stabilite, tam olarak tanımlanabilen bir parametredir. Lineer olmayan sistemlerde kararsızlık ise, sabit genlikte fakat rastgele frekans değerlerinde ve değişik dalga şekillerinde oluşan çıkış sinyali anlamına gelebilmektedir [5].

Tüm bu etmenler ve farklılıklar, lineer olmayan bir sistemi kontrol etme amacı ile geliştirilen bir kontrolörün tasarımında göz önüne alınmalıdır. Aksi takdirde, geliştirilecek olan kontrolörün başarısız olması olağan bir durum olacaktır.

3. Kontrol İşleminde Kullanılan Kontrol Teknikleri

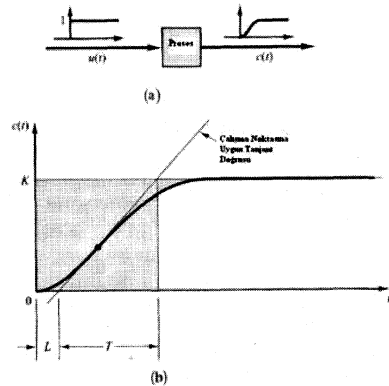
Çalışmada iki farklı tip kontrol tekniği, pH prosesini kontrol etme amacı ile kullanılmıştır. İlk olarak klasik kontrol tekniği olan PID kontrolör sisteme uygulanmıştır. Daha sonra da, yapay sinir ağı ile prosesin kontrolüne çalışılmıştır. İki farklı yapı kullanmadaki amaç; kıyaslama yolu ile hangi mimarinin daha başarılı olduğunu görebilmek ve yapay zeka ürünü kontrol tekniklerinin klasik kontrol tekniklerine göre bu alandaki üstünlüğünü ispatlamaktır.

3.1. Prosese Uygun PID Kontrolörün Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları

Eğer kontrolü amaçlanan sistemin matematiksel modeli elimizde mevcut ise, sistemin geçici hal ve sürekli hal çıkış sinyallerinden hareketle kontrolör tasarımında çeşitli yöntemler kullanılabilir [6]. Çalışmanın bundan önceki bölümünde sisteme ait matematiksel model elde edilmiş olup, kontrolör tasarımına geçilebilir.

Ziegler-Nichols kuralları bu çalışmada ele alınan tasarım yöntemi olup, PID kontrolörün parametreleri olan; K_p (katsayı), T_i (integral zamanı) ve T_d (türev zamanı) bu yöntem dahilinde belirlenecektir.

Tasarımın ilk adımı, Şekil 3'den de görüleceği gibi kontrolörün parametrelerinin atanmasında kullanılacak olan ve prosesin birim basamak giriş sinyaline vermiş olduğu cevaba ait parametreler olan, T (zaman sabiti) ve L (gecikme zamanı) değerlerinin elde edilmesidir.



Şekil 3: a: Prosese birim basamak giriş sinyalinin uygulanması, b: T ve L parametrelerinin elde edilmesi.

Kontrolöre ait her bir parametreler, T ve L parametrelerinden hareketle aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

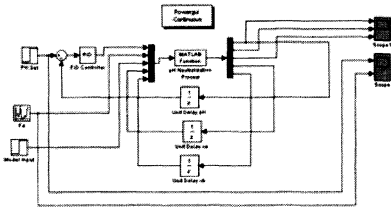
$$K_p = 1.2 \frac{T}{L}, \quad T_i = 2L, \quad T_d = 0.5L,$$

Kontrolöre ait genel matematiksel ifade ise,

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right),$$

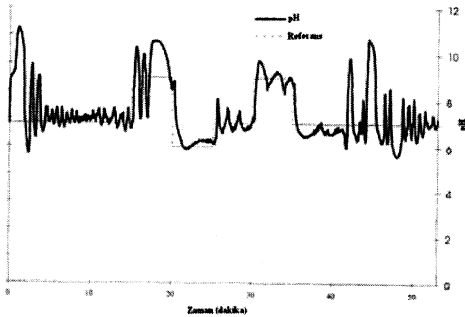
şeklinde elde edilir [6].

MATLAB-Simulink yazılımsal ortamında gerçekleştirilen simülasyon işlemine ait parametreler ve tasarımı gerçekleştirilen PID kontrolör Şekil 4'te görülebilir [7].



Şekil 4: PID kontrolörün prosese uygulanmasını içeren simülasyon devresi.

Bu simülasyon yapısına ait giriş-çıkış sinyal yapısı Şekil 5'te yer almaktadır.



Şekil 5: PID kontrolörün uygulandığı kapalı çevrim sisteme ait giriş-çıkış dalga şekilleri.

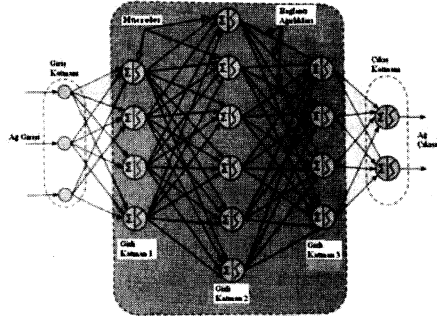
Görüldüğü gib PID kontrolör, prosesi tam olarak kontrol altına alamamıştır. Zira, referans giriş sinyalinin -2-+3 bandında bir çıkış sinyali elde edilmiştir. En basitinden, nötr noktasına (pH=7) ayarlamayı planladığımız bir durumda, belirtilen bant değerlerindeki bir sapma sistemi asidik veya bazik duruma taşıyabilir. Bu da, kontrolörün yeterince başarılı olmadığını göstermektedir. Şimdi, gerek teorik gerekse de deneysel çalışmaların bir sonucu olarak, geliştirilen yapay sinir ağı kontrol sisteminin bu performanstan daha iyisini sunmasını beklemekteyiz.

3.2. Yapay Sinir Ağları ve Prosese Uygun Yapay Sinir Ağı Kontrolörün Gerçeklenmesi

3.2.1. Yapay Sinir Ağları

İnsan beyninin çok karmaşık durumlar ve değişken çevre şartları altında dahi, karmaşık problemlere getirmiş olduğu çözümler ve geçmişten gelen altyapıyı (öğrenme ve tecrübe) kullanabilmesi onun en muhteşem yönlerindedir. Yapay sinir ağları, insan beyni ile aynı yapıda çalışması amacı ile geliştirilen sistemlerdir. Fakat şunu belirtmek gerekir ki, hem teorik hem de pratik çalışmalar açısından tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilen sistemler, insan beynine nazaran çok basit kalmaktadır. Çünkü insan beyni milyonlarca farklı işlemi gerçekleştiren ve insanın hayatı boyunca karşılaştığı sorunlara yanlış veya doğru çözümler üreten bir sistem iken, tasarımı yapılan yapay sinir ağları ancak tek bir soruna çözüm üretebilmekte ve farklı herhangi bir problem karşısında hiç bir çözüm üretmemektedir. Burada en önemli etmenlerden birisi, gerçek insan beyninin milyonlarca hücreye sahip olması, yapay sinir ağlarının hücre sayısının ise en fazla olarak yüzlerle ifade edilmesidir.

Yapay sinir ağı paralel olarak gruplanmış hücreler ile bu grupların ard arda dizilmesinden (kaskad yapıyı oluşturan katmanlar) oluşmaktadır. Yapıyı oluşturan en alt birimler ise, hücreler ve düğümler olarak nitelendirilebilir. Şekil 8'den de görüldüğü gibi, ağ içerisinde veri akışı katmanlar arasında tek yönlü (ileriye doğru) veya çift yönlü (hem ileri hem geri yönde) olarak gerçekleşebilir [8].



Şekil 6: Dört katmanlı ve çok yönlü yapay sinir ağı yapısına örnek.

Önemli olan nokta, hücrelerin neye göre ve nasıl karar verdikleridir. Karar vermede; girişler, her bir girişe ait ağırlık, eşik değeri ve hücrenin kullandığı aktivasyon fonksiyonu etkili olurlar. w_{ik} ; k. hücrenin i. girişine ait ağırlık değeri olmak üzere, hücreye ait çıkış değeri olan o_k , aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$o_k = f \left(\sum_i w_{ik} x_i - \theta_k \right)$$

Bir yapay sinir ağı için öğrenme kavramı, her bir girişe ait ağırlıkların değiştirilmesi veya ayarlanması olarak tanımlanabilir (burada eşik değerinde, hücreye bir giriş olarak ele alınabileceği ve de eşik değere ait ağırlık değerinin de değiştirilebileceğini göz önüne almak gerekmektedir).

Ağ tasarımının ikinci kısmını oluşturan, öğrenme aşamasında; Hebb, Perceptron, Delta vs. gibi öğrenme algoritmalarından birisi tasarımı yapılan ağa uygun ise kullanılabilir. Bu çalışmada, MLP (Çok Katmanlı Algılayıcı) ağ yapısı kullanılmış ve geriye yayılım yöntemi ile de ağın eğitimi gerçekleştirilmiştir. Her şeyden önce, buradaki öğrenme işlemi, öğreticili bir öğrenme yapısıdır. Elimizde bulunan ve daha önceden sonuçları bilinen giriş-çıkış çiftleri (örnekleri) ağa tek tek sunulur. İki aşamalı bir hesaplama işlemi gerçekleştirilir. İlk olarak, ileri yönde hesaplama işlemleri gerçekleştirilir. Ağa giriş(ler) verilir ve her bir hücre ilgili girişleri alarak, çıkış değerlerini oluşturur.

$$y_k = Sgm\left(\sum_i w_{ik} x_i - \theta_k\right)$$

Burada; x_i i. giriş, w_{ik} i. girişe ait ağırlık değeri, θ_k hücreye ait eşik değeri (çalışmada bu değerde hücreye giriş olarak ele alınıp, kendi ağırlık değeri ile çarpılarak hesaba alınmıştır). Eğitim hesaplamalarının ikinci adımı, geri yönde hesaplama işlemleri oluşturur. Burada ağın çıkış değeri (y_i) ile önceden bilinen çıkış değeri (d_i) karşılaştırılır ve hata değeri elde edilir [8]. Yapılan hesaplamalara ilişkin veriler, aşağıdaki şekilde kullanılmaktadır. Yine, λ , öğrenme katsayısı (0-1 aralığındadır) ve α , momentum katsayısı (0-1) gibi tasarımcıya opsiyonelleşme (eğitim adımları açısından) olanağı tanıyabilecek ek parametreler eğitim işleminde kullanılmıştır. Ağ tasarımında opsiyonelleşmeye olanak sağlayan bir diğer yöntemi ise, aktivasyon fonksiyonu olarak klasik fonksiyonlardan birisini seçmek yerine uygun görülen başka bir matematiksel ifadenin kullanılabilmesi oluşturur.

Yukarıdaki veriler ışığında, eşik değerinin de her bir elemana giriş olarak uygulandığını ve YSA yapısının tek bir çıkış hücresi içerdiğini göz önüne alarak, eğitime ilişkin ağırlık güncelleme eşitlikleri aşağıdaki şekilde olacaktır.

Çıkış hücresine ait ağırlık güncellemesi;

$$\Delta w_i(t) = \lambda \cdot \delta_i \cdot x_i + \alpha \cdot \Delta w_i(t-1),$$

$$\delta_i = f'(net) \cdot e = y_i \cdot (1 - y_i) \cdot (d_i - y_i).$$

Ara katmanlar için ağırlık değişimi (m. hücreye j. giriş için);

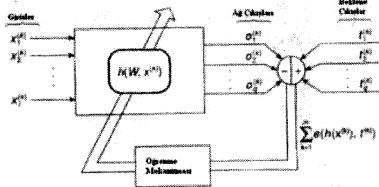
$$\Delta w_{jm}(t) = \lambda \cdot \delta_m \cdot x_{jm} + \alpha \cdot \Delta w_{jm}(t-1),$$

$$\delta_m = y_m \cdot (1 - y_m) \cdot \delta_i \cdot w_i.$$

Her bir durum için son ağırlık değeri;

$$w(t+1) = w(t) + \Delta w(t).$$

Şekil 7'de görsel olarak, bu algoritma sunulmuştur.



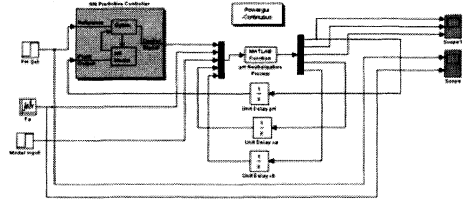
Şekil 7: Geriye yayılım yöntemi ile YSA eğitimi.

3.2.2. pH Prosesine Uygun Yapay Sinir Ağının Tasarımı ve Simülasyonu

Zayıf asit-kuvvetli baz reaksiyonuna ait matematiksel modeli içeren ifadelerle dikkat edilirse, lineer olmayan ifadeler içerdikleri rahatlıkla görülmektedir. Bizim amacımızın, prediktif bir yapı ortaya koymak olduğu da unutulmamalıdır. Basit lineer sistemler için tek katmanlı YSA yapıları yeterli olmaktan iken, burada prosesi modelleyecek olan ilk YSA yapısının 4 (dört) katmanlı (üç saklı katman ve bir çıkış katmanı) mimarisi ancak yeterli olmaktadır. Ağın mimarisi, çok katmanlı algılayıcı modeline uygun olarak geliştirilmiş olup, aktivasyon fonksiyonu olarak sigmoid fonksiyonu kullanılmıştır (türevi alınabilir fonksiyon yapısı). Eğitim için uygun algoritma olarak, geriye yayılım algoritması seçilmiştir [8].

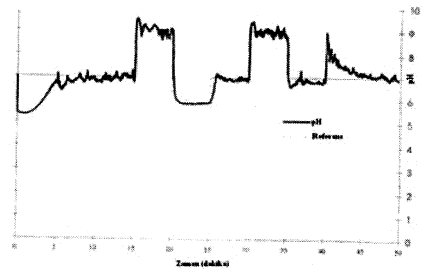
$$sigmoid(x) = \frac{1}{1 + \exp(-x)}$$

İki bölümden oluşan YSA yapısının bu bölümünü, prediktif YSA kontrolör oluşturmaktadır. Daha basit olan bu mimari, 3 (üç) katmandan (2 saklı katman ve çıkış katmanı) oluşmaktadır. Genel sistem yapısı içerisinde kontrolör, ağ çıkışı ile proses çıkışı kıyaslayarak uygun kontrol sinyalini üretmeye çalışmakla yükümlüdür. Ağ yapısı ve eğitim işlemleri açısından ise, YSA modeli oluşturan kısım ile aynı yöntem ve özellikleri ihtiva etmektedir. Bir diğer ortak noktaları ise, her iki YSA mimarisinin de tek adet çıkış hücresine sahip olmalarıdır. YSA mimarilerini de içeren, kapalı sistem simülasyon yapısı Şekil 8'de yer almaktadır [9].



Şekil 8: Kapalı sistemi oluşturan bütün elemanları içeren simülasyon yapısı.

Şekil 9, değişken asit akış değerlerine karşılık, kontrolörün pH değerini istenen referans değere ulaştırma performansını ortaya koymaktadır.



Şekil 9: YSA kontrolörü ve YSA modeli de içeren yapıya ait simülasyon sonuçları.

4. Tasarımı Gerçekleştirilen Kontrolörlerin Performans Değerlendirmeleri

Bir kontrolör için temel performans parametresini, referans işaret ile sistem çıkışı arasındaki farkın oluşturduğu, hata sinyali vermektedir. Sayısal değerler kullanılabilmesi gibi, bu değerlerin bir grafiksel yapı üzerinde derlenmesi ile de değerlendirme yoluna gidilebilir. Bu çalışmada grafiksel bir yapı kullanılarak, daha detaylı ve de görsel içerikli bir değerlendirme yöntemi tercih edilmiştir.

4.1. PID Kontrolöre Ait Performans Değerlendirmesi

Şekil 5 ortaya koymaktadır ki, PID kontrolör çok da başarılı bir kontrol performansı ortaya koyamamıştır. Özellikle referans değer değişim noktalarında kontrolör yetersiz kalmış ve sistemi istenilen değere tam olarak yaklaştıramamıştır. Bu noktalarda, proses çıkışında salınımlar meydana gelmekte ve de en az 3 dakika süren salınımlardan sonra, referans değere tam bir ulaşım değil de sınırlı bir yaklaşıma (sürekli salınım) söz konusu olmaktadır.

Görsel bir yaklaşım için ise, Şekil 10'da verilen, IAE (zamana göre toplam hata) grafiği yeterli olacaktır.

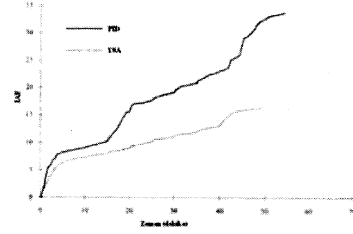
4.2. YSA Kontrolöre Ait Performans Değerlendirmesi

Şekil 9'dan da görüldüğü üzere, kontrolör iki farklı noktada sistemin kontrolünü kaybetmektedir. Bunlardan ilki, çalışmanın başlangıç zamanıdır. Fakat bu noktanın dikkate alınmaması gerekmektedir. Çünkü, prosesin hassas yapısından dolayı kontrolör, sisteme küçük etkilerle müdahale ederek referans değere ulaşmayı adım adım gerçekleştirebilmiştir ki, bu da bizim arzu ettiğimiz çalışma şeklidir. Prosesle karşı kontrol sinyalindeki yüksek değerli artışlar ve azalışlar, prosesin tamamı ile kontrolden çıkmasına ve sonu gelmeyen salınımlara sebebiyet verebilir (PID kontrolörde olduğu gibi). İkinci nokta ise, çalışmanın 41. dakikasında meydana gelmiştir. Bu noktada referans değerinde bir değişiklik olmamasına karşılık, kontrolör sisteme yanlış bir müdahalede bulunmuş ve referans değerinden sapmaya sebebiyet vermiştir. Akabinde bu hata giderilmiş olmasına karşılık, kontrolörün bu tip bir hata yapmasının muhtemel sebepleri aşağıda sıralanmıştır.

- Çalışma simülasyonu olarak gerçekleştirildiğinden dolayı, matematiksel modelin yapısında veya işletilmesinde yerel bir yanlışlık meydana gelmiş olabilir,
- YSA'nın eğitim işlemi yetersiz olmuş olup, tam bir öğrenme meydana gelmemiş olabilir,
- YSA'nın eğitimi gereğinden uzun tutularak, ezberlemeye sebebiyet verilmiş olabilir,
- Geliştirilen YSA mimarisinde, hücre veya katman sayısının fazlalığı veya yetersizliği söz konusu olabilir,
- YSA için kullanılan giriş-çıkış parametrelerinin yetersizliği,

gibi etmenlerden dolayı bu hata meydana gelmiş olabilir.

Daha tutarlı bir analiz açısından, Şekil 10'da verilen grafiğin ele alınarak, iki kontrolör arasında bir kıyaslama yapılması daha da geçerli olacaktır. Grafiklere dikkat edilirse, zaman ilerledikçe, YSA kontrolörün performansının PID kontrolöre göre, çok daha iyileştiği rahatlıkla görülebilmektedir.



Şekil 10: Toplam hatanın (IAE) zamana göre değişimi.

5. Sonuçlar

Yapay zeka ürünü kontrol tekniklerinin, lineer olmayan sistemleri kontrol etmedeki üstünlükleri burada da görülmüştür (Şekil 10'da yer alan grafik bunun bir kanıtıdır).

PID kontrolörün performansı, optimizasyon teknikleri ile geliştirilebilir. Ancak, aynı işlemlerin YSA için de yapılabileceğini unutmamak gerekmektedir.

Prediktif kontrol yapısında, kontrolör hata gerçekleşmeden hatayı tahmin ederek, sistemi bu hatadan koruyacak kontrol sinyalini geliştirmektedir. Bu özellik, klasik kontrol teknikleri için geçerli olmaz iken, yapay zeka ürünü kontrol sistemlerinin artlarından sadece birisini oluşturmaktadır.

Günümüzde geliştirilen YSA mimarilerinin en büyük eksikliği, tek bir amaç ve sistem için geliştirilebilir olmalarıdır (aynı şey bu çalışma için de geçerlidir). Oysa ki, insan beyni çok geniş bir alanda çalışma gösteren sinir mimarisi örneğidir. Bu nedenle, YSA sistemlerinin ihtiyacı olan şey; aynı işlemlerin tekrarı değil, yeni bir teori ile farklı alanlara açılabilme yeteneğinin kazandırılmasıdır.

6. Kaynakça

- [1] W.I. Caldwell, G.A. Coon, L.M. Zoss, *Frequency Response for Process Control*, McGraw Hill, New York: 1959, p. 3.
- [2] J.C. Kotz and P. Treichel, *Chemistry & Chemical Reactivity*, Saunders College Pub., 1996, p. 795..
- [3] C.T. Leondes, *Neural Network Systems, Techniques and Applications: Industrial and Manufacturing Systems*, Academic Press, Sandiego: 1998, p. 87.
- [4] L.E. Zarate, P. Resende and B. Menezes, "A fuzzy logic and variable structure based controller for pH control," in *IECON'01: the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 0-7803-7108-9, pp. 37-42.
- [5] S.M. Shinnars, *Modern Control System Theory and Application*, Addison-Wesley, Mass.: 1972, p.360.
- [6] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, NJ: 2002, p. 682.
- [7] R. H. Bishop, *Modern Control Systems Analysis and Design Using Matlab Simulink*, Addison-Wesley, California: 1997, p. 224.
- [8] F.O. Karray and C. De Silva, *Soft Computing and Intelligent Systems Design Theory, Tools and Application*, Addison-Wesley, Harlow: 2004, p. 223.
- [9] K. Ogata, *Solving Control Engineering Problems Using MATLAB*, Prentice Hall, NJ: 1994.

YAPAY SİNİR AĞI TABANLI KAYAN KIPLİ DENETİMCİNİN VE BOZUCU GÖZLEMCİLİ STANDART KAYAN KIPLİ DENETİMCİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

E. Y. Erdem¹, A. Sabanovic²

¹Mekatronik Programı
Sabancı Üniversitesi, İstanbul
yeganerdem@su.sabanciuniv.edu

²Mekatronik Programı
Sabancı Üniversitesi, İstanbul
asif@sabanciuniv.edu

Özetçe

Bu çalışmada iki farklı Kayan Kipli Denetimcinin performansları karşılaştırılacaktır. İlk denetim mekanizması [1] tabanlı olup, Zamanda Ayrık Bozucu Gözlemcili Denetim Mekanizmasıdır. İkincisi ise [2] tabanlı olup, Eşdeğer Denetimi Yapay Sinir Ağlarıyla Tahmin Edilen Kayan Kipli Denetimdir. Her iki algoritma da bilinmeyen dinamiği ve haricî bozucusu olan sistemlerin denetimi için elverişlidir. Bu iki algoritma dışarıdan bozucu yaratılarak doğru akımlı motorlar üzerinde test edilmiştir. Deneyler iki mekanizmanın da yeterli performans gösterdiklerini doğrulamaktadır.

1. Giriş

Bugün çoğu mekanik sistemler için yüksek duyarlılık hareket ihtiyaç haline gelmiştir. Performans ölçütleri zorlaştıkça, PID gibi klasik endüstriyel denetim mekanizmaları yetersiz kalmıştır. Literatürde pek çok denetim yöntemleri bulunduğu halde kesin olarak bilinmeyen sistem parametreleri, haricî bozucu ve yüksek mertebeli dinamikler kontrol mühendisleri için hala önemli sorunlar olarak kalmıştır. Kayan Kipli Denetim Teorisi denetim mekanizması tasarımına sistematik bir yaklaşım getirmesinin yanında bilinmeyen sistem parametreleri ve haricî bozucusu olan sistemlerde kararlılık sağlamıştır [3]. Fakat kayan kipli denetim mekanizmasının tasarımı sistemin matematiksel modelinin bilinmesini gerektirir. Bu da modellemesi zor, parametre değişimi geniş bir ölçeğe dağılmış ve beklenmeyen dış bozucusu olan sistemlerdeki uygulamalarda performansın düşmesine sebep olur. Bu gibi uygulamalarda sistemin matematiksel modeli tam olarak bilinmese de denetim mekanizmasının öngörülen performansı göstermesi gerekir [4]. Daha önce yapay sinir ağlarının herhangi bir doğrusal olmayan fonksiyonu tahmin edebildiği gösterilmiştir. Bu nedenle yapay sinir ağlarının prensipleri kullanılarak denetim mekanizması tasarlanırsa bilinmeyen sistem parametreleri, uygulama sırasındaki parametre değişiklikleri ve haricî bozucudan kaynaklanan zorluklar giderilebilir.

Bu şekilde akıllı denetim mekanizmalarının kayan kip yaklaşımıyla birleştirilerek kullanılması fikri daha önce pek çok araştırmacı tarafından kullanılmıştır. Örneğin [4]'te

Yıldız, Abidi ve Sabanovic yapay sinir ağlarının uygun bir hata fonksiyonunu geri yayılım algoritmasıyla küçültmesini sağlayarak gerekli denetim girişini hesaplamışlardır. [5]'te ise Rodie, Jezernik, Sabanovic ve Safarie indüklemeye motoruyla sürülen tek eksenli SS robotik manipülatörünün gürbüz ve kesin izlemesini sağlamak için kayan kip tabanlı öğrenim algoritması kullanmışlardır.

Bu çalışmada ise Morioka, Sabanovic, Wada ve Jezernik'in yaptığı çalışmanın devamı olarak yapay sinir ağları kullanılarak sistemin bilinmeyen dinamiği ve haricî bozucusu öngörülerek tahminsel bir eşdeğer denetim elde edilmiştir. Bu denetim doğru akımlı motor üzerinde dışarıdan bozucu yaratılarak test edilmiştir. Bu denetimin performansını eşdeğer denetimin içindeki bilinmeyen fonksiyonların doğruya en yakın şekilde tahmin edilmesine dayanmaktadır [2]. Yapay sinir ağlarının kayan kip yaklaşımıyla birleştirilmesinden elde edilen denetimin performansını ve tasarımını daha iyi anlamak için bu denetim [1]'de gösterilen standart Zamanda Ayrık Bozucu Gözlemcili Denetim ile karşılaştırılmıştır.

Bu çalışma şu şekilde düzenlenmiştir. İkinci bölümde [1]'deki çalışma özetlenerek standart Zamanda Ayrık Bozucu Gözlemcili Denetim gösterilmiştir, üçüncü bölümde [2] referans alınarak Eşdeğer Denetimi Yapay Sinir Ağlarıyla Tahmin Edilen Kayan Kipli Denetim açıklanmıştır. Dördüncü bölümde ise iki denetimin karşılaştırılması yapılarak deney sonuçları gösterilmiştir.

2. Problemin Formül Şeklinde İfade Edilmesi

2.1. Sistem

Aşağıda verilen sürekli zamanlı sistemi dikkate alınız

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu + f(x, t) \\ y(t) &= Gx(t)\end{aligned}\quad (1)$$

Burada durum $x(t) \in \mathcal{R}^n$, çıktı $y(t) \in \mathcal{R}^m$, denetim

$u(t) \in \mathcal{R}^m$ ve bozucu

$$f(t) = (d(x, t) + \Delta B(x, t)u(x, t) + \Delta Ax) \in \mathcal{R}^m$$

olarak verilmiştir. Bozucunun sarsıntısız ve sınırlı olduğu kabul edilmektedir ve $d(x,t) \in R^l$ dışsal bozucu girişini, $\Delta B(x,t)$ sistemin kazanç matrisindeki değişme miktarını, ΔA sistem matrisi A 'daki değişim miktarını göstermektedir. Matris B 'nin rankının m olduğu kabul edilmektedir. Burada doğrusalsızlıklar harici kuvvetle beraber sisteme etki eden bozucuya ek olarak alınmaktadır.

(1)'in eşdeğer ayrık zamanlısı aşağıda gösterildiği gibi verilebilir.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \Phi x_k + \Gamma u_k + d_k \\ y_k &= G x_k \end{aligned} \quad (2)$$

burada $\Phi = e^{AT}$, $\Gamma = \int_0^T e^{A\tau} d\tau B$,
 $d_k = \int_0^T e^{A\tau} B f((k+1)T - \tau) d\tau$ olup, d_k bozucu ve T örnekleme zamanıdır.

2.2. Kayan Kip Yüzeyinin Seçimi

Bu denetim için kayan kip yüzeyi aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$\sigma(t) = Cx(t) \quad (3)$$

Burada $C \in R^{m \times n}$ m ranklı, sabit bir matristir. (2)'deki gibi bir sistem için kayan kip yüzeyi $\sigma = 0$ şeklinde seçildi. Sürekli zamanda Lyapunov fonksiyonunun adayı $V = \frac{1}{2} \sigma^T \sigma$ olarak belirlenmiş olup denetim buna göre tasarlanmıştır. Üstel kararlılığın sağlanabilmesi için Lyapunov fonksiyonunun türevi $\dot{V} = -\sigma^T H \sigma$ olarak seçilmiştir, burada H sabit bir matristir. $\dot{V} = -\sigma^T H \sigma$ 'dan $\sigma^T (\dot{\sigma} + E\sigma) = 0$ ifadesi çıkartılabilir ve üstel kararlılığın sağlanması için de denetimin $\dot{\sigma} + H\sigma = 0$ 'ı sağlaması gerekmektedir. (1)'de verilen sistem için (3)'teki gibi bir kayan kip yüzeyi seçilerek eşdeğer denetim aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$u_{eq}(x,t) = -(CB)^{-1} C(Ax(t) + f(x,t)) \quad (4)$$

Ve sistemin kayan kipteki hareketi şu şekildedir:

$$\dot{x}(t) = \left(A - B(CB)^{-1}CA \right) x(t) + \left(I - B(CB)^{-1}C \right) f(x,t). \quad (5)$$

(5)'teki hareket uyumlu bozucu gibi etkenlere bağımlı değildir, örneğin bozucu $f(x,t) = B\phi(x,t)$ olarak ifade edilir.

Kayan kip yüzeyinin kesikli zamandaki sürümü Euler'in yaklaşımıyla bulunmaktadır. Böylece kesikli zamanda kayan kip yüzeyi aşağıdaki şekilde verilmektedir:

$$\sigma_{k+1} = (I - D)\sigma_k = (I - D)Cx_k = -Dx_k \quad (6)$$

Burada $D = TH$ olup eşdeğer denetim aşağıdaki şekilde çıkartılmıştır.

$$u_k^{eq} = (CT)^{-1} \left[-(\bar{D} + C\Phi)x_k - Cd_k \right] \quad (7)$$

Burada C , (CT) matrisinin tersi alınabilecek şekilde seçilmiştir. Yeni denetim sistem denkleminde yerine konulursa aşağıdaki yeni denklem elde edilecektir.

$$x_{k+1} = \left[\Phi - \Gamma(CT)^{-1}(\bar{D} + C\Phi) \right] x_k - \left(\Gamma(CT)^{-1}C - I \right) d_k \quad (8)$$

(4) ya da (7)'deki eşdeğer denetimin uygulanması için sistemdeki bozucunun bilinmesi ya da bozucunun sınırlarının dikkate alındığı bir kesikli zaman denetiminin uygulanması gerekmektedir. Bu bildiride sistemlerin denetiminde tahmin edilen bozucu kullanılmaktadır. Tahmin etmede ilk metot [1]'deki yöntem olup kesikli zaman kayan kipli denetim için uygundur. Bu metotta bozucunun sürekli olduğu kabul edilip bir önceki zaman stepindeki değeri kullanılmaktadır, böylece bozucu gözlemcisi bozucunun bir önceki zaman stepindeki değeridir, yani $d_{k-1} = x_k - \Phi x_{k-1} - \Gamma x_{k-1}$. Bu durumda denetim

$u_k^{eq} = (CT)^{-1} \left[-(\bar{D} + C\Phi)x_k - Cd_{k-1} \right]$ olur. Diğer metot da [2]'de gösterildiği gibi yapay sinir ağınnın eşdeğer denetimin hesaplanmasında kullanılmasıdır.

3. Yapay Sinir Ağı Tabanlı Kayan Kipli Denetim

Kayan kip yüzeyi yine (3)'teki gibi seçilmiştir, $\sigma(t) = Cx(t)$. Denetim $\dot{\sigma} + D\sigma = 0$ denklemi kullanılarak ve üstel kararlılığı sağlayacak şekilde aşağıdaki gibidir.

$$u(x,t) = -(CB)^{-1} C(f(x,t) + Ax) - (CB)^{-1} H\sigma \quad (9)$$

Burada (7)'de gösterildiği gibi $u_{eq}(x,t) = -(CB)^{-1} C(Ax(t) - f(x,t))$ denklemi geçerlidir.

Bu eşdeğer denetimin uygulanabilmesi için bilinmeyen fonksiyonların tahmini için yapay sinir ağlarının kullanılması gerekmektedir. Bu nedenle doğrusal olarak birleştirilmiş doğrusal olmayan $(C(Ax(t) + f(x,t)))$ fonksiyonu iki katlı yapay sinir ağında eşleştirilmiş değeri ile değiştirilmiş ve B matrisi yerine de tahminsel değeri kullanılmıştır. Böylece denetim aşağıda gösterilen hale gelmiştir.

$$u(x,t) = -(CB)^{-1} (CN(x,t)) - (CB)^{-1} D\sigma \quad (10)$$

(10)'da verilen denetimin ilk kısmı yapay sinir ağlarına bağlı kısım olup ileri beslemeli, ikinci kısım ise doğrusal geri beslemeli denetim olarak isimlendirilmektedir. Yapay sinir ağı iki katlı olarak tasarlanmış olup S_0 kadar girişi, ilk katmanda S_1 kadar nöronu ve ikinci katmanda ise S_2 kadar nöronu olduğu belirlenmiştir. S_0 , S_2 parametreleri sistemin boyutlarına bağlı olup S_1 tasarım parametresidir.

Lyapunov fonksiyonunun zamana bağlı türevi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}\dot{X} &= \sigma^T \dot{\sigma} = \sigma^T C \dot{x} = \sigma^T C(Ax + f + Bu) \\ &= \sigma^T C(Ax + f - N) - \sigma^T D \sigma\end{aligned}\quad (11)$$

Yukarıdaki denklemden Lyapunov fonksiyonunun zamana bağlı türevinin seçilmiş fonksiyonu sağlaması için yapay sinir ağlarının aşağıda verilen koşulu sağlaması gerektiği çıkartılabilir.

$$\left\| \sigma^T C((Ax + f(x,t)) - N(x,t)) \right\|_{\sigma \neq 0} < \left\| \sigma^T D \sigma \right\|.$$

Bu koşul sağlandığında Lyapunov fonksiyonunun zamana bağlı türevi negatif olur ve $\sigma \rightarrow 0$ koşulu kesin olarak sağlanır. Sonuç olarak tahmin hatası J aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$J = C(Ax - f(x,t)) - CN(x,t) \quad (12)$$

(12) kullanılarak aşağıdaki sonuç çıkartılabilir.

$$\sigma^T (\dot{\sigma} + D\sigma) = \sigma^T C(Ax + f - N) \Rightarrow \sigma \neq 0 \Rightarrow J = \dot{\sigma} + D\sigma.$$

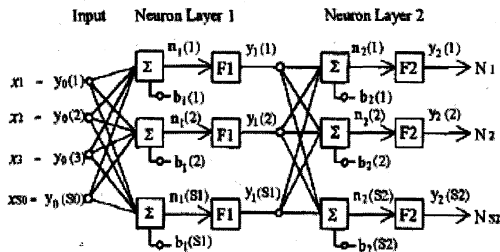
Bu sonuç da çevrimiçi olarak hata hesaplanmasını mümkün kılmaktadır, bu da yapay sinir ağının çevrim dışı şekilde öğrenmesi gerekliliğini ortadan kaldırmaktadır. Bu da küçültülecek fonksiyonun çok basit olarak seçilebilmesini sağlamaktadır. Bu fonksiyon aşağıda gösterilmektedir.

$$E = \frac{1}{2} \|D\sigma + \dot{\sigma}\|^2 \quad (13)$$

Hata fonksiyonu, E sifıra yaklaştıkça CN de $C(Ax + f)$ fonksiyonuna yaklaşmaktadır. Kayan kip yüzeyi

$C\dot{x} = \dot{\sigma} \in \mathfrak{R}^m$ olarak tanımlandığı için tahmin ancak m boyutlu vektörler için yapılabilir, bu sebeple eşleşme CN 'den $C(Ax + f)$ fonksiyonudur, N 'den $C(Ax + f)$ 'ya değildir. Bundan sonra açıklanacak olan kısımlar Morioka, Sabanovic, Wada ve Jezernik'in çalışmasını, [2], takip etmektedir.

Yapay sinir ağının yapısı aşağıda gösterilmektedir.



Şekil 1 : Yapay Sinir Ağının Yapısı

Giriş vektörü N ve nöron katmanının çıkış vektörü y_l aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$N_l = W_l y_{l-1} + b_l, \quad y_l = F_l(N_l), \quad l=1,2$$

Burada l katman numarası, N_l , y_l ve b_l $S_l \times 1$ vektörler ve W_l da $S_l \times S_{l-1}$ matristir. W_l , $(l-1)$ 'inci katmandan l 'ninci katmana giden ağırlık matrisidir. Eyleyici fonksiyonlar $F1$ ve $F2$ olarak aşağıda gösterilen hiperbolik tanjant fonksiyonları kullanılmıştır. Buradaki $F1$ ve $F2$ [2]'de kullanılan fonksiyonlardan farklıdır.

$$\begin{aligned}F(x) &= F1(x) = F2(x) = a \tanh(bx), \quad F'(x) \\ &= ab \operatorname{sech}^2(bx), \quad (a,b) > 0\end{aligned}$$

Ağırlık matrislerindeki güncelleme bayır inışı metodu kullanılarak aşağıda gösterilen şekilde yapılmıştır.

$$\Delta W_l(i, j) = -\eta \frac{\partial E}{\partial W_l(i, j)}, \quad l=1,2 \quad (14)$$

(14) kullanılarak yapılacak güncellemeyi hesaplamak için hata fonksiyonu E 'nin l 'ninci nöron katmanının çıkışına göre türevinin alınması gerekmektedir. Türev vektörünün gösterilişi aşağıdaki gibidir.

$$D_l = [D_{l1}, D_{l2}, \dots, D_{ls}]^T \quad \text{ve} \quad D_l(i) = -\frac{\partial E}{\partial n_l(i)} \quad (15)$$

İkinci katmanın türev vektörü aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$D_2(i) = \left(\sum_{k=1}^p \{d_{kk} \sigma_k + \dot{\sigma}_k\} c_{ki} \right) F'(n_2(i)) \quad (16)$$

Burada p D matrisinin derecesi ve c_{ki} de C matrisinin ki 'ninci elemanıdır. C matrisi anahtarlama yüzeyini ve D matrisi ise yaklaşım eğimini belirlemektedir. Böylece uygun D ve C matrisleri seçilerek CN 'den Cf 'ye hızlı bir yaklaşım elde edilebilir.

Birinci katmanın türev vektörü ise aşağıdaki gibidir.

$$D_1(i) = \left(\sum_{k=1}^{S2} \{D_2(k) \cdot W_2(k, i)\} \right) F'(n_1(i)) \quad (17)$$

Sonuç olarak ağırlık matrisinin güncellemesi aşağıdaki gibi olur.

$$\Delta W_l(i, j) = \eta D_l(i) y_{l-1}(j), \quad l=1,2 \quad (18)$$

4. İki Algoritmanın Karşılaştırılması ve Deneyler

II. ve III. Bölümlerde geliştirilen algoritmaların ikisi de bilinmeyen doğrusal olmayan dinamiği ve harici bozucusu olan sistemler için geliştirilmiştir. İlk algoritmada sistemin doğrusalsızlığı sistemdeki dış bozucuya ek olarak alınmış ve dış bozucu sürekli kabul edilerek bir önceki zaman adımındaki değeri kullanılmıştır. İkinci algoritmada ise bilinmeyen doğrusal olmayan sistem dinamiği ve bozucu yapay sinir ağırları kullanılarak tahmin edilmiştir. Teorik

olarak her iki algoritmanın da sonuçlarının benzer olması beklenmektedir.

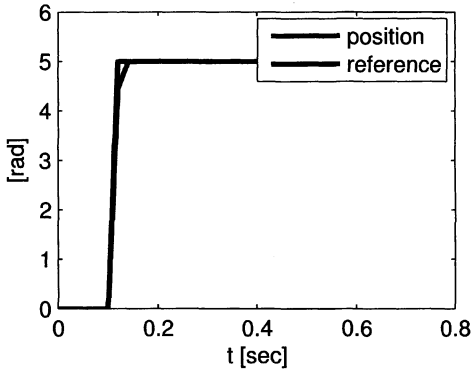
Karşılaştırma yapılabilmesi için iki algoritma aynı sistem üzerinde uygulanmıştır. Deney düzeneği Maxon DC motor, pozisyonu okuyabilmek için kullanılan enkoder ve denetim donanımından (PC ve DSPACE DS1102)'den oluşmaktadır. Tablo I motorun özelliklerini göstermektedir.

Tablo I: DC motorun özellikleri

Sembol	İsim	Değer
J	Atalet	134×10^{-5}
B	Yay sabiti	10^{-5}
K_t	Dönüşüm oranı	60.3×10^{-3}

Her iki deneyde de referans olarak 5 radyanlık bir basamak sinyali verilmiştir. C matrisi ise hız parametrelerine göre pozisyon parametreleri üzerinde daha etkili olacak şekilde ayarlanmıştır.

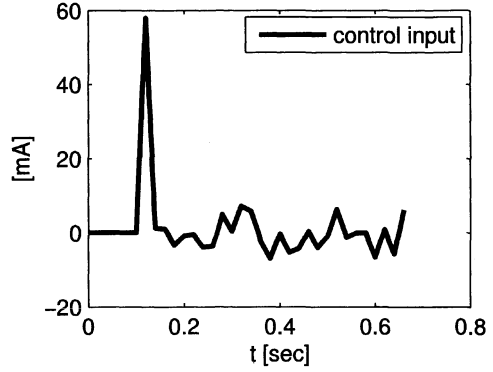
İlk deney kesikli zamanda bozucu gözlemcili, standart kayan kipli denetimin performansını test etmek için yapılmıştır. Aşağıdaki ilk şekil sistemin verilen basamak sinyaline tepkisini göstermektedir.



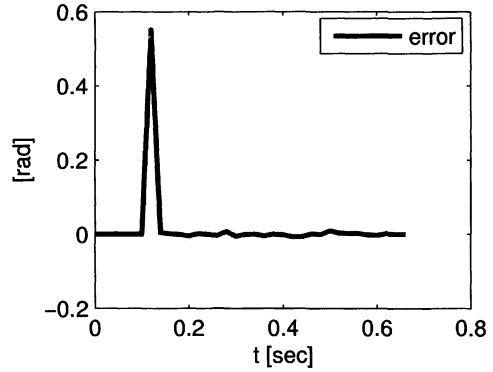
Şekil 2: Sistemin basamak tepkisi.

Burada motorun hareketi ve referansın verilmesi aynı anda etkili hale getirilmiştir ve motorun basamak sinyalinin yükselişini hızlı bir şekilde takip ettiği görülmektedir. Bunun yanı sıra yakınsama süresinin çok kısa olmasına da dikkat çekilmesi gerekir.

Aşağıda gösterilen şekiller ise sisteme verilen denetim girişini ve sistemin referansı izlemedeki hata miktarını göstermektedir.



a.

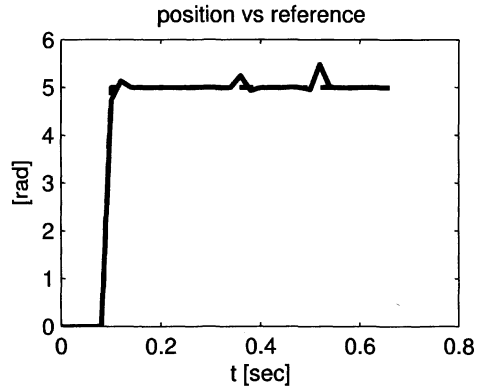


b.

Şekil 3: a. Denetim girişi. b. İzleme hatası.

Buradan görülebileceği gibi sistemde yatışkın durum hatası bulunmaktadır; fakat bu hata 0.001 radyan civarlarındadır ve sistemin hızı nedeniyle beklenen bir sonuçtur.

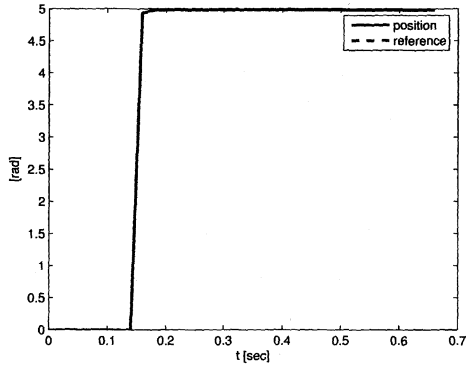
Sistemin bozucu olduğu zamanki performansını görebilmek için dışarıdan motorun pozisyonu yatışkın durumundan değiştirilerek bozucu oluşturulmuştur. Aşağıdaki şekil sonucu göstermektedir.



Şekil 4: Bozucu olduğu durumda motorun tepkisi.

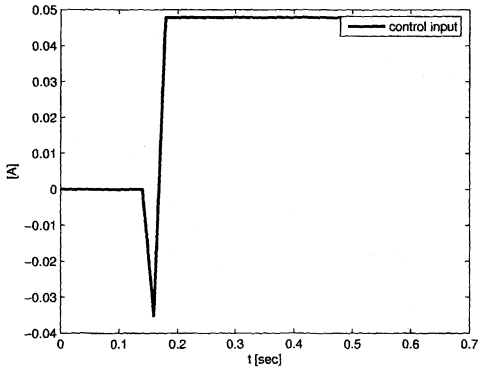
Şekil 4'ten de görülebileceği gibi sistemin konumu bozulduğunda denetim mekanizması sistemi istenilen konuma geri çekmektedir. Ayrıca sistemin bulunduğu konumu koruması yüksek kazanç parametrelerine de bağlıdır.

İkinci deney de ise sistemin yapay sinir ağı tabanlı kayan kipli denetimli performansı test edilmiştir. Bu denetim önceki deneyde kullanılan düzeneğe uygulanmıştır. Bu uygulamada yapay sinir ağının ilk katmanında 3, ikinci katmanında da 2 nöron bulunmaktadır. İlk deneyde olduğu gibi C matrisi konum parametrelerinin üzerinde daha çok etkisi olacak şekilde seçilmiştir. Aşağıdaki şekil sistemin basamak tepkisini göstermektedir.

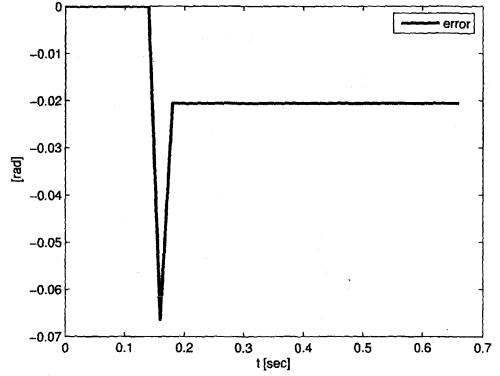


Şekil 5: Sistemin basamak tepkisi

Bu şekilden sistemin basamak tepkisinin çok hızlı olduğu görülmektedir. Sistem basamak sinyalinin çıkışını da hızlı bir şekilde takip edebilmektedir. Aşağıdaki şekiller ise sırasıyla sisteme uygulanan denetim girişini ve takip hatasını göstermektedir.



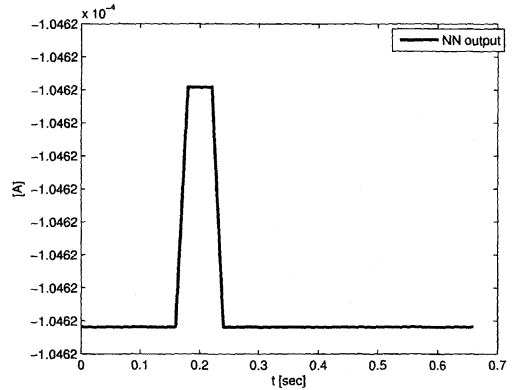
a.



b.

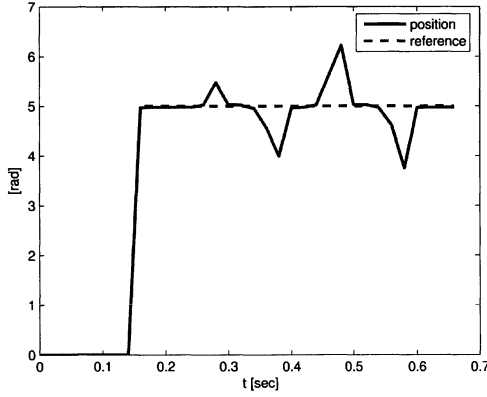
Şekil 6: a. Denetim girişi. b. Takip hatası

Denetim girişi önceki deneydekine göre daha pürüzsüzdür. Bunun nedeni ilk deneyde hızın hesaplanabilmesi için türevinin kesikli zamanda alınmasından kaynaklanan küçük gürültüdür. İkinci denetim mekanizmasında ise kabul edilebilir bir yatışkın durum hatası görülmektedir. Aşağıdaki şekil yapay sinir ağının çıkışını göstermektedir.



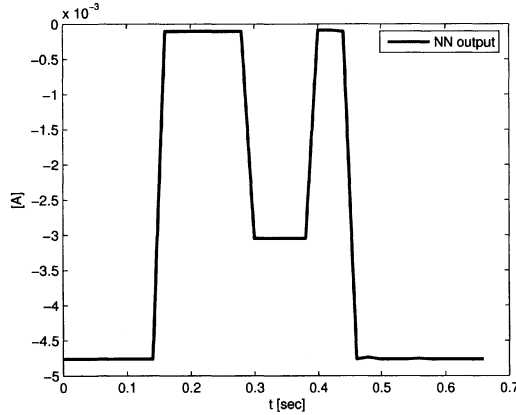
Şekil 7: Yapay sinir ağı çıkışı.

Sistemde bozucu yokken sadece doğrusal geri besleme kısmı sisteme etki etmektedir ve yapay sinir ağının çıkışı sıfır olmaktadır. Böylece bu koşulda sinir ağının bir etkisi olmamaktadır. Sinir ağının da sistem üzerindeki etkisini görebilmek için önceki deneyde olduğu gibi motorun pozisyonu değiştirilerek sistemde haricî bozucu oluşturulmuştur. Aşağıdaki şekilde sistemin tepkisi görülmektedir.



Şekil 8: Sistemin bozucu olduğundaki tepkisi.

Yapay sinir ağının çıkışı ise aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 9: Yapay sinir ağının bozucu olduğu zamandaki tepkisi

Sistemin bu durumdaki tepkisinin de hızlı olduğu görülmektedir ama ilk deneye göre daha yavaştır. Sisteme bozucu etki ettiği zaman sinir ağı sistemi istenilen konumuna getirmek için ağırlık matrislerini güncellemektedir.

İki denetimin performansları karşılaştırıldığında şekil 2 ve 5'in çok benzer sonuçlar gösterdiği söylenebilir. Fakat ilk deneyde hızlı bulmak için kesikli zamanda alınan türev sistemde gürültünün armasına sebep olmaktadır. Her iki denetim de benzer sonuçlar verirken, bilinmeyen dinamiği ve bozucusu olan sistemler için uygundur.

5. Sonuç

Bu bildiriye daha önceden yayınlanmış olan yapay sinir ağı tabanlı kayan kipli denetim yeniden formüle edilmiş ve deneysel olarak da doğrulanıp performansı standart bir kayan kipli denetimle karşılaştırılmıştır. Denetim doğrusal geri beslemeli ve yapay sinir ağının oluşturduğu ileri beslemeli kısımlardan oluşmaktadır. Yapay sinir ağı eşdeğer denetimdeki bilinmeyen doğrusal olmayan fonksiyonları

tahmin etmek için kullanılmıştır. Sonuç olarak da eşdeğer denetim tahmin edilmiştir.

Kullanılan her iki denetimin de performansları karşılaştırıldığında iki algoritmanın da sistemdeki bilinmeyen dinamiği ve dış bozucuyu tahin etmede başarılı olduğu görülmektedir. Deneysel olarak yapay sinir ağının bilinmeyen dinamik ve bozucu karşısında gerçek eşdeğer denetimi kesin olarak ve hızlı bir biçimde tahmin ettiği gösterilmiştir. Fakat ikinci denetimin yakınsama süresinin ilk denetime göre çok az daha hızlı olduğu görülmüştür.

6. Referanslar

- [1] E. Y. Erdem, K. Abidi, A. Sabanovic, "Evaluation of Error Bound for a DT Sliding Mode Control with Disturbance Observer", in Proceedings, 9th International Workshop on Advanced Motion Control, IEEE AMC'06, March 27-29, 2006, Istanbul, Turkey, Vol. 2, pp. 224-229.
- [2] H. Morioka, A. Sabanovic, K. Wada, K. Jezernik, "Sliding Mode Control with Estimated Equivalent Control for MIMO Affine Nonlinear Systems", in Proceedings, 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996 IEEE IECON, Vol. 1, 5-10 Aug., 1996, pp. 256-263.
- [3] K. Abidi, "Sliding-Mode Control for High-Precision Motion Control Systems", Master Thesis submitted to the Faculty of Engineering and Natural Sciences of Sabanci University, Istanbul, Spring 2004.
- [4] Y. Yildiz, K. Abidi, A. Sabanovic, "A novel approach to Neuro-Sliding Mode Controllers for Systems with Unknown Dynamics", IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2003, Vol.1, 10-12 Dec. 2003, Maribor, Slovenia, pp. 304 - 308.
- [5] M. Rodic, K. Jezernik, A. Sabanovic, R. Safaric, "Sliding Mode Based Neural Network Learning Procedure", in Proceedings, 5th International Workshop on Robotics in Alpe-Adria-Danube region, June 10-13, 1996, I.J. Rudas, ed., [Budapest], Hungarian Robotics Association, 1996, pp. 547-552.

Yapay Sinir Ağı Kontrollü AC-AC Dönüştürücü ile Gerilim Dalgalanmasını ve Harmonikleri Düzenleyici AC-DC Dönüştürücü

Kayhan Gülez¹, İbrahim Alışkan¹, Tarık Veli Mumcu¹, Galip Cansever¹

¹Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

{gulez, ialiskan, tmumcu, cansever}@yildiz.edu.tr

Özetçe

Yapay sinir ağı kontrollü AC gerilim regülatörü ve akım harmoniklerini kompanze etmek amacı ile de PWM tipi aktif filtre sistemi, bu çalışmada gerçekleştirilmiştir. AC-AC gerilim regülatörüne, yapay sinir ağı tabanlı anahtarlama kontrollü uygulanarak, anahtarlama kayıplarının azaltılmasına ve de anahtarlama süreleri arasındaki zaman gecikmelerinin minimize edilmesine çalışılmıştır. Çalışmada mosfet kullanılmasındaki temel amaç, en iyi anahtarlama frekans değerine (mümkün olan en yüksek değer) ulaşmaktır. Bu sebeplerden dolayı geliştirilen yapı; hızlı anahtarlama cevabı, basit ve daha akıllı bir mimari ve daha iyi bir çıkış dalga şekli gibi üstün özelliklere sahiptir. Yapay sinir ağı, yarı iletken elemanların tetikleme açısı değişimlerinden ve de değişken lineer olmayan yüklerden kaynaklanan problemlere göre parametre tanımlamaları ile en uygun ve hızlı çözümü üretmektedir. Diğer taraftan, akım harmoniklerinin hat üzerindeki etkisinin ortadan kaldırılması (kabul edilebilir sınırlara çekilmesi) amacı ile PWM tipi DC-AC inverter devresi aktif filtre olarak kullanılmıştır. MATLAB, geliştirilen yeni yapının simülasyonu ve performansının testi amacı ile kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar, geliştirilen yeni kontrol sisteminin başarısını ve etkinliğini ortaya koymaktadır.

1. Giriş

Güç sistemlerindeki kalite sorunu, çoğu endüstri alanlarındaki ana sorunlardan birisidir. Güç sistemindeki akım ve gerilim parametrelerinin durumu ticari, endüstriyel ve de ev kullanıcıları için temel göstergelerden birisidir. Kullanıcılar için gerilim dalga şeklinin yapısı, kullanıcının sahip olduğu yüklerin durumuna göre değişiklik göstermektedir. Zira, lineer bir yüke sahip bir kullanıcı için gerilim dalga şeklinde herhangi bir bozulma meydana gelmez iken, lineer olmayan bir veya daha fazla yüke sahip kullanıcı için yükün devreye alınıp-çıkartılma durumlarına bağlı olarak gerilim sinyalinde bozulmalar meydana gelecektir [1].

Harmonik üretmeyen yükler için akım kalitesi, gerilim sinyalinin yapısına bağlılık gösterirken, harmonik üreten lineer olmayan yükler için ise, akım kalitesi, yükün durumuna bağlılık gösterir. Bu da, hafif yüklerde akım şeklinde maksimum bozulma, tam yükte de maksimum genlikte harmonik akımları söz konusu olacağı anlamını taşımaktadır. Endüstride karşılaşılan genel güç kalite problemleri; anahtarlama, gerilim sinyalinde çöküntüler ve/veya tepeler,

uzun süreli gerilim düşüklükleri, harmonikler ve gerilim sinyalindeki ani darbeler olarak sıralanabilir [1] [2] [3].

Yarı iletken elemanların anahtarlama etkileri ile meydana gelen geçici etkiler, 10-100 µs zaman aralığında ve de genlik olarak ise, 20 kV'a ulaşabilen tepe değerlere varabilmektedir.

Aslında bu tür güç sistemi problemleri, bir gün içerisinde birkaç defa meydana gelebilmektedir (yarı iletkenlerin anahtarlama etkileri hariç, bunlar için durum, yarı iletkeni içeren devrenin çalışma durumuna bağlılık göstermektedir).

Gerilim sinyalindeki çöküntüler ise, Bell Laboratuvarları tarafından yapılan araştırmalar da ortaya konulduğu gibi toplam güç sistem problemlerinin %87'sini oluşturmaktadır [7].

Güç sistemlerindeki sorunlar, hassas elemanların çalışmalarını engelleyecek boyutları aşarak, klasik elektriksel aletlerin (trafolar, elektrik motorları vs.) bile çalışmalarında aksamalara yol açan boyutlara ulaşabilmektedirler. Bu tip durumlarda, sisteminize kesintisiz güç kaynağı gibi elemanları ilave etmeniz gerekmektedir (bu tip yapıların ise, verebilecekleri güç değerleri sınırlıdır) veya başka bir çözüm olarak da güç yönetim sistemi geliştirmeniz gerekmektedir.

Yapay sinir ağı ile kontrol edilen AC-AC gerilim regülatörü, bu yarı iletken elemanların anahtarlamaından kaynaklanan gerilim sinyal bozulmalarını düzenleme amaçlı olarak kullanılmıştır.

Periyodik olan elektriksel bir sinyal, saf sinusoidal sinyallerin toplamı şeklinde ifade edilebilir [12]. Lineer olmayan yükler hem gerilim dalga şeklinde hem de akım dalga şeklinde bozulmalara yol açmaktadır. Bu sorunun çözümünde pasif filtre (LC filtre) veya aktif filtre kullanılabilir. Genelde basit oluşundan dolayı pasif filtre kullanımı tercih edilmektedir. Ancak pasif filtre şu dezavantajlara sahiptir; geniş bir hacim ve alan ihtiyacına, devreye ek bir yük getirme, rezonans ve belli (sabit) harmonik bileşenler için kompanzasyon görevini yerine getirme. Bu sebeplerle, klasik pasif filtreler bu soruna tam çözüm getirememektedirler [8].

Diğer etkili bir çözüm yöntemi ise, aktif filtrelerin kullanımı olarak gösterilebilir. Aktif güç filtrelerinin temel avantajları ise; istenmeyen harmoniklerin eliminasyonu, güç faktörü kompanzasyonu ve sistemi yeniden düzenleyerek sistemin dengede kalmasını sağlamak olarak sıralanabilir [8].

Tasarımı gerçekleştirilen yapay sinir ağı kontrollü AC-AC gerilim regülatörü ve akım kontrollü PWM tipi DC-AC inverter (aktif filtre olarak kullanılmıştır), bu sorunların çözümünde kullanılmıştır.

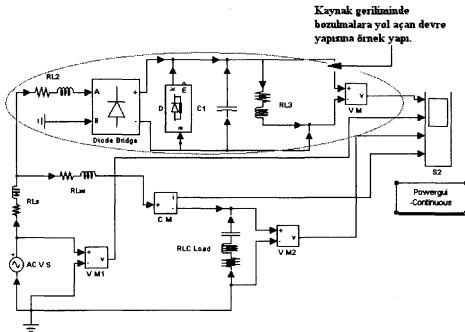
2. AC-AC Gerilim Regülatörü ve Yapay Sinir Ağı Tabanlı Kontrol Sistemi

2.1. AC/AC Düşürücü-Yükseltici Dönüştürücü

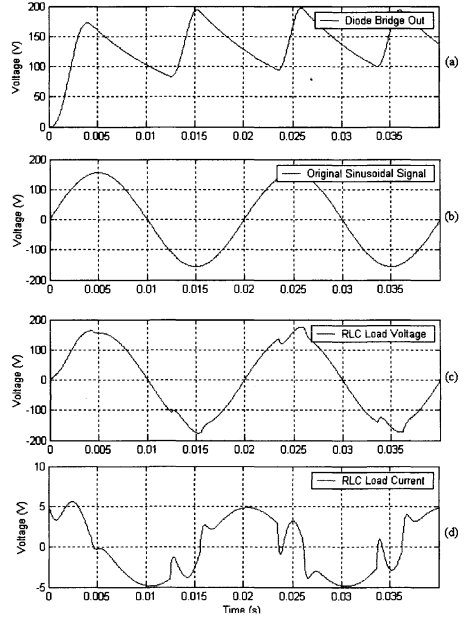
AC/AC düşürücü dönüştürücüler, hassas yüklerin geriliminin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Ayrıca gerilimdeki ani yükselmeler (dalgalanmalar ve darbeler) hassas cihazların bozulmasına yol açmaktadırlar. Bu yapının kullanılmasının bir başka nedeni ise, bazı cihazların çalışma gerilim değerlerinin şebeke gerilim değerlerinin altında olmasıdır. Bu tip dönüştürücüler ile belirtilen cihazlara gerilim kaynağı, sağlanmış olmaktadır. Bu çalışmada ise, düşürücü tip dönüştürücü, yük gerilimdeki ani darbelerden ve dalgalanmalardan kaynaklanan yükselmeleri regüle etmek amacıyla kullanılmıştır.

AC/AC yükseltici dönüştürücüler, genellikle motor veya generatör gibi elektromekanik cihazlarla birlikte kullanılmaktadır. Böylece bu tip dönüştürücüler aracılığı ile devreye yeni bir elektromekanik (hareketli) yapı ekmeden doğrudan frekans dönüşümünün yolu açılmış olmaktadır. Dönüştürücü yapısı içerisinde bir doğrultma (DC gerilim oluşturma) işlemini gerçekleştirmektedir. Bu DC gerilim kullanılarak istenilen genlikte ve frekansta AC gerilim inverter aracılığı ile üretilmektedir. İnverter devresinde, tristör veya IGBT elemanlarından, çalışma frekans ve genlik değerine uygun olan kullanılabilir. Eğer harici bir gerilim dönüşümü istenmekte ise, dönüştürücünün hem girişine hem de çıkışına transformatörler ilave edilebilir. Bu yol ile, hem istenilen gerilim dönüşümü hem de dönüştürücünün giriş ve çıkış yönlerinden (devrelerinden) izolasyonu sağlanmış olacaktır. Son olarak, DC devreye bir akü ilavesi ile de dönüştürücünün performansı artırılabilir.

Gerçek hayatta aynı hat üzerinde zamana bağlı olarak, gerilim yükselmeleri-düşmeleri ve anlık darbeler meydana gelebilir. Tek bir AC kaynağın (hattın) birden fazla yükü beslediğini ve bu yüklerden sadece birisinin bile lineer olmasının, hattın dengesinin bozulması ve de hatta harmonikler ile dalgalanmaların meydana geleceği gerçeği ortadadır. Şekil 1'de bu tarz harmonik üreten ve de hat geriliminde dalgalanmalar oluşturan, yarı iletken elemanlar içeren bir yapı görülmektedir. Yine Şekil 2'de ise, bu devrenin yol açtığı gerilim yükselme ve çöküntüleri görülebilir.

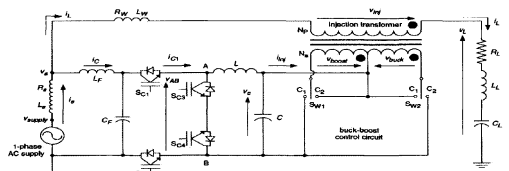


Şekil 1: Kaynak geriliminde bozulmalara yol açan örnek devre yapısı.



Şekil 2: Şekil 1'deki devreye ait çıkış dalga şekilleri {a: Diyot köprüsüne ait çıkış gerilimi, b: Orijinal 50 Hz frekans değerinde sinüsoidal dalga şekli, c: RLC yüküne ait kaynak gerilimi, d: RLC yük akımı dalga şekli}.

Sorunun çözümü için, bir enjeksiyon transformatörü kullanarak, bu trafonun ikincil sargıları aracılığı ile ihtiyaca uygun olarak düşürücü veya yükseltici dönüştürücü uygulaması gerçekleştirilmekte ve ana hatta aktarılmaktadır. Yük gerilimindeki çöküntüler ve yükselmeler bu yöntem ile kontrol altına alınmıştır. Görüldüğü gibi hem izolasyon hem de kontrol işlemi gerçekleştirilmiştir. Amaç; gerilimi bir çizgide tutarak çizgi kontrolü yapmak değil, bunun yerine gerilimi belli bir bantta tutarak bant kontrolünü gerçekleştirmektedir. Zaten çizgi tipi sıfır hata kontrolü yapay sinir ağı mantığına da uymamaktadır. Şekil 3'te kullanılan AC-AC gerilim regülatörü görülmektedir.

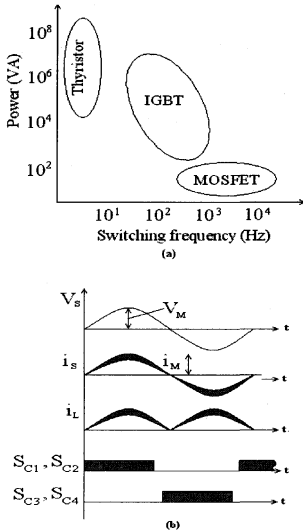


Şekil 3: Besleme gerilimindeki geçici hal durumlarını kontrol etmek amacıyla kullanılan AC-AC düşürücü/yükseltici dönüştürücü devre yapısı.

Enjeksiyon transformatörünün ikincil sargılarında yapılacak olan küçük bir modifikasyon ile sistem gerilim yükselme ve çöküntülerine müdahale edilecek konuma gelmektedir. Yapılan işlem, ikincil sargılara bir orta uç

eklemek olarak açıklanabilir [2]. Gerilim çöktürmelerinde S_{w1} ve S_{w2} anahtarları, C_1 konumuna geçmektedir. Yine gerilim yükselmelerinde ise, S_{w1} ve S_{w2} anahtarları, C_2 konumuna geçmektedir. Ayrıca, S_{C1} ve S_{C2} anahtarları ile S_{C3} ve S_{C4} anahtarları, çalışma çiftlerini oluşturmaktadırlar. Bu anahtar çiftleri, eş zamanlı olarak çalışmak sureti ile gerekli olan tepki sinyalinin hatta sağlamaktadırlar [1]. Kullanılan trafonun çevrim oranı (N_p/N_s), $1/6$ 'dır. Şekil 3'te belirtilen R_S ve L_S değerleri, kaynağa ait direnç ve endüktans değerleridir. R_w ve L_w değerleri ise, kaynak ile transformatör arasındaki hatta ait direnç ve endüktans değerleridir. L ve C elemanları da, A-B noktaları arasındaki yüksek frekanslı bileşenleri elemine etmek amacıyla kullanılan pasif filtreye ait bileşenlerdir. Statik gerilim regülatörünün anahtarlama frekansının 25 kHz (S_{C1} - S_{C4}) olduğunu düşünürsek, bu yüksek frekanslı işaret LC filtresi aracılığı ile sinusoidal tek bir sinyal haline getirilmektedir [3]. Son olarak, LC filtre, AC-AC dönüştürücünün yüksek frekansıdaki anahtarlanmasından EMI (Elektro Manyetik Girişim) etkilerinin absorbe edilmesi görevini de üstlenmiştir.

Önemli olan bir diğer nokta ise, dönüştürücünün istenilen frekansta ve şebeke ile senkronize olarak çalışabilmesi gerekmektedir. Bu nedenden dolayı, Şekil 4'te de belirtildiği üzere, çalışmanın amacına uygun elemanın seçiminde çalışma frekansı ve güç değerleri etkin olmaktadır.



Şekil 4: Çalışmada kullanılan yarı iletken elemanlara ait çalışma frekans ve güç değerleri (bandı) (a). Tasarlanan AC/AC dönüştürücüye ait zamanlama diyagramı (b).

2.2. Anahtarlama Konumları ve Yapay Sinir Ağı Tabanlı Kontrolör Tasarımı

Yapay sinir ağı, düşürücü-yükseltici dönüştürücü aracılığı ile hat gerilimini, kontrol bandı olan, kaynak geriliminin $\pm 3\%$ değerleri arasında tutmaya çalışmaktadır. Tablo 1, verilen bant sınır değerlerinden hareketle oluşturulan, düşürücü veya yükseltici dönüştürücü olarak çalışma bölgelerini

göstermektedir. Görüldüğü gibi yapay sinir ağı hat gerilimini çizgide değil, belirli bir bant içerisinde tutma amacı ile kullanılmıştır. Bu da, sinir sistem ağı mantığı ile bire bir örtüşmektedir.

Tablo 1: AC Kaynak $\pm 03\%$ bandındaki çalışma alanı için düşürücü/yükseltici dönüştürücü olarak çalışma durumu.

AC Kaynak Gerilimi	Girişler Kaynak Gerilim ile Yük Gerilimi Farkı	Çıkışlar	
		Düşürücü	Yükseltici
> 0	≥ -4.7 V	0	1
	-4.7 V <...< 4.7 V	0	0
	≤ 4.7 V	1	0
≤ 0	≤ -4.7 V	0	1
	-4.7 V <...< 4.7 V	0	0
	≥ 4.7 V	1	0

Aynı zamanda elimizde bulunması gereken bir diğer bilgi ise, regülatörün doğru olarak çalışabilmesi için hangi durumda hangi mosfetin devreye alınması gerektiği bilgisidir. Tablo 2, Tablo 3 ve Tablo 4 bu bilgileri içermektedir. Dikkat edilecek olursa, Tablo 3 ile Tablo 4'e ait giriş parametreleri ilk iki tablodan farklıdır. Bunun sebebi olarak, devredeki L elemanın manyetik alanında depoladığı enerjinin karşılığı olan akımı devreden uzaklaştırma gereği gösterilebilir. Eğer bu işlem gerçekleştirilmeden devreden geçen akım durdurulmaya çalışılırsa, L elemanı $di(t)/dt$ (akımı kesme hızı) ile orantılı olacak şekilde gerilim üretmeye başlayacaktır. Bu gerilim çok yüksek değerlere ulaşarak, devredeki diğer elemanlara zarar verebilmektedir (bütün devreye zarar verecek gerilim değerlerinin bile oluşması söz konusudur).

Tablo 2: M1 ve M2 mosfetleri için zamanlama diyagramı.

AC Kaynak Gerilimi	Girişler Kaynak Gerilim ile Yük Gerilimi Farkı	Çıkışlar	
		M1 Mosfet	M2 Mosfet
> 0	≥ 4.7 V	1	0
	-4.7 V <...< 4.7 V	0	0
	≤ 4.7 V	1	0
≤ 0	≤ -4.7 V	0	1
	-4.7 V <...< 4.7 V	0	0
	≥ 4.7 V	0	1

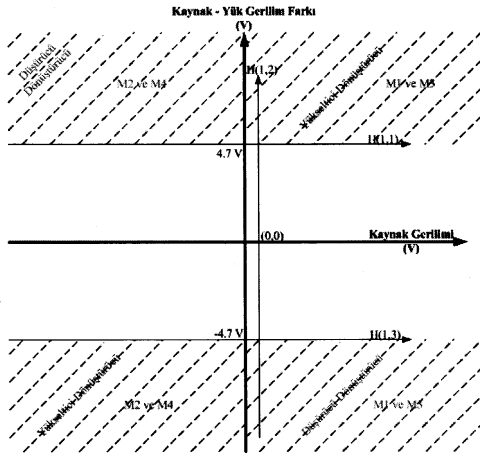
Tablo 3: M3 mosfeti için zamanlama diyagramı (Koyu renkli bölüm, tabloyu tamamlamak için yerleştirilmiştir, gerçek uygulamalarda bu bölüm gerçekleşmez).

AC Kaynak Gerilimi	Girişler z^{-2} M2	Çıkış	
		z^{-1} M2	M3 Mosfet
> 0	0	0	0
	1	1	0
		0	1
≤ 0	0	0	0
		1	0
	1	0	0

Tablo 4: M4 mosfeti için zamanlama diyagramı (Koyu renkli bölüm, tabloyu tamamlamak için yerleştirilmiştir, gerçek uygulamalarda bu bölüm gerçekleşemez).

AC Kaynak Gerilimi	Girişler		Cıkış
	z^{-2} M2	z^{-1} M2	M4 Mosfet
> 0	0	0	0
		1	0
≤ 0	0	0	0
		1	0
	1	0	1
		1	0

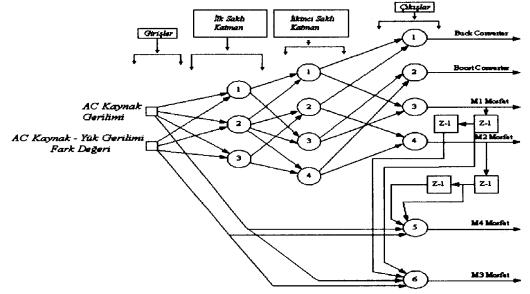
Aslında bütün bu çalışma alanları, Şekil 5'ten rahatlıkla görülebilmektedir. Yine bu şekilden hareketle tasarımı yapılacak olan, yapay sinir ağı tabanlı kontrolörün kaç saklı katman içereceğini ve de her bir saklı katmanın kaç hücreden oluşacağını hesaplamak oldukça kolaydır.



Şekil 5: Düşürücü/yükseltici dönüştürücü olarak çalışma alanları ve mosfetlerin çalışma alanları {H(1,x): saklı katman 1'e ait x. hücre}.

Şekil 5'ten de görüldüğü gibi, ilk saklı katman 3 hücreden meydana gelmektedir. Her bir hücreye ait karar sınırı, şekil üzerinde gösterilmiştir. Yapılan işlem, eşik değeri olarak hücrenin öğrenmesini istediğimiz doğrunun değeri verilmesinden ibarettir [4]. İkinci saklı katman 2+2 (4) hücreden oluşmaktadır. İkinci saklı katmandaki her bir hücre, ilk saklı katmandaki iki hücreden giriş olarak, dört farklı çalışma bölgesinden kendisinden öğrenmesi beklenen bölgede olup olmadığını belirlemeye çalışmaktadır. Son olarak, çıkış katmanındaki altı (6) hücreden her biri, ilgili girişleri saklı katman hücrelerinden ve/veya ihtiyaca uygun olarak diğer bölgelerden alarak; düşürücü/yükseltici dönüştürücü çalışma ve M1-M4 mosfetlerinin çalışma bölgelerini bulmaya

çalışmaktadırlar. Bu açıklamaların ayrıntısı ise, Şekil 6'da görülmektedir.



Şekil 6: Tasarımı gerçekleştirilen yapay sinir ağı tabanlı kontrolör.

Ağın eğitiminde perceptron eğitim algoritması kullanılmıştır [5] [10].

$$O = f\left(\sum_{i=1}^l w_i x_i - \theta\right)$$

Burada, O : çıkış, w : ağırlık matrisi, x : giriş matrisi, f : aktivasyon fonksiyonu (signum), θ : eşik değeri.

Ağın öğrenmesi için, eğitici öğrenme yöntemi kullanılmıştır.

$$\Delta w_i = \eta [t - f(\sum_{i=1}^l w_i x_i - \theta)] x_i$$

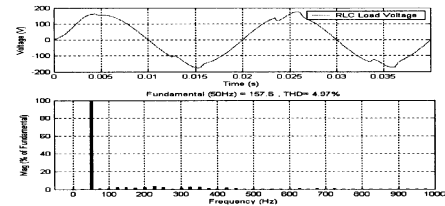
Formüle, η : öğrenme oranı, t : bilinen çıkış değeridir.

$$\begin{cases} \Delta \theta = -2\eta t, t \neq \text{sgn}\left(\sum_{i=1}^l w_i x_i - \theta\right) \\ \Delta \theta = 0, \text{otherwise} \end{cases}$$

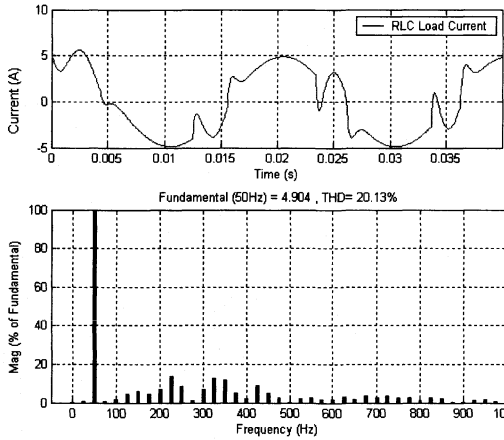
Hesaplamaları ile ağın eğitimi gerçekleştirilmiştir.

2.3. Harmonik Analizi ve Akım Kontrollü-Gerilim Kaynaklı İnverter

İkinci bir işlem olarak, yapılması gereken, akım harmoniklerinin kompanse edilmesinin gerekliliğidir. Şekil 7a-b'den de görüldüğü üzere, gerek yük akımı gerekse de yük gerilimi harmonikler içermektedir.



Şekil 7.a: Yük gerilimine ait dalga şekli ve bu değişkene ait harmonik diyagramı.



Şekil 7.b: Yük akımına ait dalga şekli ve bu değişkene ait harmonik diyagramı.

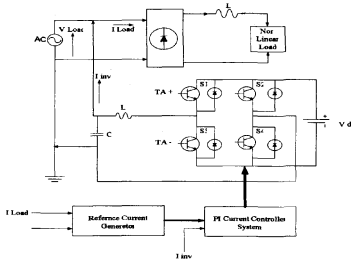
Toplam harmonik distorsiyonu (THD), aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$THD = \frac{[V_{rms}^2 - V_{1(rms)}^2]^{1/2}}{V_{1(rms)}} \quad [12].$$

Yine yukarıda verilen dalga şekilleri, fourier serisine açılabilir.

$$V = V_0 + V_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \dots + V_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad [12].$$

Besleme gerilimini toplam harmonik distorsiyon değeri, 4.97%'dir. Bu değer kabul edilebilir değerler içindedir. Ancak akım için aynı şeyi söylemek mümkün değildir. Zira, akım için THD değeri, 20.13%'dür. Bu sebeple, akım harmoniklerinin kabul edilebilir sınırlar içerisine çekilmesi gerekmektedir. Eğer pasif LC filtre(ler)si kullanacak olsa idik, akım dalga şeklinin zaman eksenine etrafındaki simetrik hareketini göz önüne alarak, çift dereceli harmoniklerin olamayacağını dikkate alabiliriz. Burada, pasif filtre yapısı burada kullanılabilir. Fakat, pasif filtre yapısı, çalışmanın giriş bölümünde belirtilen bir dizi dezavantajlara sahiptir. İşte bu nedenle, Şekil 8'de belirtilen akım kontrollü-gerilim kaynaklı inverter devresi aktif filtre olarak kullanılmıştır.



Şekil 8: Aktif filtre olarak kullanılan, akım kontrollü-gerilim kaynaklı inverter devresi.

Temel prensip, aktif akım (orijinal 50 Hz'lik sinüs dalga şekli) değerini (I_p), toplam hat akımından (I_1) elde etmektir. Elde edilen değer, toplam hat akımından çıkartılırsa geriye kalan sinyaller; harmonik akımları (I_{har}) ve reaktif akımdan (I_Q) ibarettir. İşte referans akım değeri (I_{ref}), bu iki akımın toplamının tersi olarak sisteme verilecektir.

$$I_{ref} = -(I_1 - I_p) \quad [8].$$

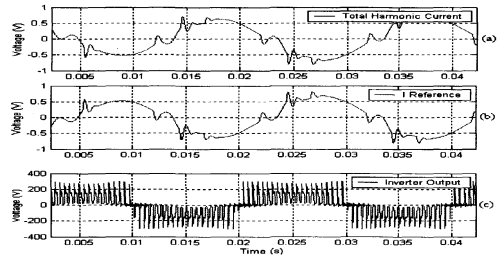
Hata sinyali ise;

$$e = I_{ref} - I_{inv},$$

olarak PI kontrolöre uygulanmaktadır.

PI kontrolöre ait parametreler Ziegler-Nicholes Kuralları ile rahatlıkla hesaplanabilir [11]. PI kontrolör için; $K_p=0.9.(T/L)$ ve $T_i=L/0.3$ katsayı ve integratör bileşenlerini oluşturmaktadır. T (zaman sabiti) ve L (gecikme zamanı) değerleri ise, Şekil 8'de verilen sisteme birim basamak girişi uygulanması halinde sistem çıkış geriliminin buna vermiş olduğu cevaba ait parametrelerdir. Dikkate edilirse, birim basamak girişi sistemin tamamı devrede iken uygulanmıştır. Zira, tasarımı gerçekleştirilen PI kontrolör sistemin tamamı devrede iken çalışacaktır.

Ayrıca, PWM sinyalleri üretmek için ise, kontrolör çıkışı frekansı 1080 Hz olan testere dişi dalga ile karşılaştırılmaktadır [8] [9]. İnverterin 1 kHz'lik bir sinyal ile çalıştığı da göz önüne alınacak olursa, güç elemanı olarak Şekil 4.a'da da belirtildiği üzere IGBT elemanı bu çalışmada rahatlıkla kullanılabilir. Her ne kadar kısa süreli (μs) darbeleri tamamı ile elemine edilemek için yüksek frekanslı (MHz) eviricilere ihtiyaç duyulsa da, güç anahtarlarının bu ihtiyacı tam anlamı ile karşılayamayacakları bir gerçektir. Bu nedenle Şekil 4'te belirtildiği gibi, IGBT elemanın anahtarlama frekans bandının üst sınırını oluşturan 1 kHz'lik değer eviricinin çalışma frekans değeri olarak seçilmiştir. Burada da görüldüğü gibi eviriciler için frekans belirleme de hem elemanın çalışma frekans bandı hem de elemanın taşıyabileceği akım-gerilim değerleri etkili olmaktadır. Şekil 9, inverterin giriş ve çıkış dalga şekillerini içermektedir.

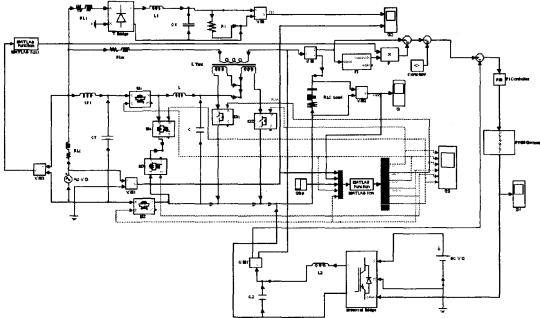


Şekil 9: a: ($I_1 - I_p$), b: I_{ref} , c: İnverter çıkış dalga şekli (PWM).

3. AC-AC Gerilim Regülatörü ve Aktif Harmonik Filtresi

Şekil 8'de belirtilen aktif harmonik filtresi, hem harmonik akımları hem de reaktif akım bileşenini kompanse edebilecek kapasitededir.

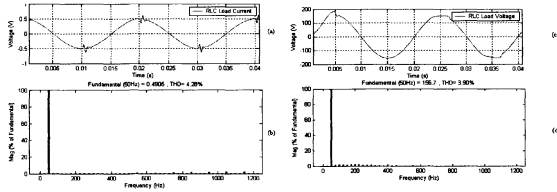
Şekil 10'da gösterildiği gibi AC-AC düşürücü-yükseltici dönüştürücü devresinde mosfetler kullanılmıştır. Bunkadi temel amaç; özellikle darbe şeklindeki gerilim değişimlerine yüksek hızda (frekansta) cevap verebilmektir.



Şekil 10: Tasarımı yapılan AC-AC voltaj regülatörü ve aktif harmonik filtresi (Matlab Fcn bloğu, yapay sinir ağı yazılımını içermektedir. Matlab Fcn1 bloğu, AC kaynak gerilimi ile senkronize ve aynı frekans değerinde olan, genliği birim değerdeki sinüs işaretini üretmektedir.).

3.1. Tasarımı Gerçekleştirilen Sistemin Performansı

Geliştirilen yeni yapının performansının tam olarak anlaşılabilmesi için yapılması gereken işlem, Şekil 1.b ile Şekil 11'i kıyaslamak olarak belirtilebilir.



Şekil 11: a: Besleme gerilimi, b: Besleme gerilimi harmonik diyagramı, c: Yük akımı, d: Yük akım harmonik diyagramı.

Buradan da görüldüğü üzere; gerilim harmonikleri toplam gerilim değerinin 3%'ü değerine gerilemiştir ve toplam akım harmonikleri de toplam akım değerinin 5%'inden bile daha küçük değerlere çekilebilmiştir.

4. Sonuçlar

AC gerilim regülatöründe, yüksek frekanslara ulaşabilmek adına mosfet yarı iletken güç elemanı kullanılmış ve bu duruma ait çıkış değerleri analiz edilmiştir. Sonuçlar göstermektedir ki, kısa süreli voltaj dalgalanmalarına (darbelere) müdahale edebilmek için, yüksek frekanslarda çalışabilecek elemanlar kullanmak gerekmektedir.

Çalışmanın ortaya koymuş olduğu bir diğer sonuç ise, yapay sinir ağı tabanlı kontrol sisteminin prediktif bir yapı ortaya koyarak, sistemin istenilen banttan çıkması için gerekli olan sinyali daha sistem bant sınır değerlerine

ulaşmadan üretilmesidir. Halbuki, klasik kontrolde kontrolöre giriş olarak ele alınan ve işlenen sinyal, hata sinyalidir. Bu da, önce sistem banttan çıkmalı ve hata oluşmalıdır ki, kontrolör sisteme müdahale edebilsin anlamını taşımaktadır. İşte, üretilmesi gereken bu kontrol sinyali geciktiğinden dolayı, sistemin istenilen bantta ya da değerde tutulabilmesi her zaman mümkün olamamaktadır. Yapay sinir ağı mimarisi, kontrol sinyalindeki bu gecikmeleri ortadan kaldırmaktadır. Zira çalışmanın merkezini de bu kısım oluşturmaktadır. İncelenen kaynakların çoğunluğunda gerilim kontrolü için klasik kontrol tekniklerinden faydalanılmıştır. Yapının içerisine, yapay zekayı yerleştirerek geri besleme gecikmelerinden kaynaklanacak olan zamanlama hatalarının önüne geçilmeye çalışılmıştır.

Yük akımındaki harmonikler, akım kontrollü-gerilim kaynaklı inverter ile kompanze edilebilmiş ve uygun sınırlara çekilebilmiştir. Bu tip bir inverter çalışma yapısı (taşıyıcı frekansın 1 kHz civarında olduğu yapı) içerisinde IGBT güç elemanları rahatlıkla kullanılabilir. IGBT'nin, mosfete nazaran daha yüksek güçlü olduğu unutulmamalıdır. Zira, harmoniklerin artması durumunda, hatta daha yüksek değerlerde akım enjekte etme gereği ortaya çıkmaktadır.

5. Kaynakça

- [1] Srinivasan, K. and Jutras, R.: "Conforming and nonconforming current for attributing steady state power quality problems," IEEE Trans. on Power Deliv., 13 (1), ss.212-217, 1998.
- [2] Steciuk, P. B. and Redmon, J. R.: "Voltage sag analysis peaks customer service," IEEE Comput. Appl. Power, Vol. 9, ss. 48-51, 1996.
- [3] Hietpas, S.M., and Naden, M.: "Automatic voltage regulator using an ac voltage-voltage converter," IEEE Trans. on Ind. Appl., 36, (1), ss. 33-38, 2000.
- [4] Mumcu, T.V., Gulez, K. and Mercimek, M.: "Switching Control of an AC/DC Converter by Neural Networks," International Journal of Information Technology, 11, No.5, 78-86, 2005.
- [5] Haykin, S. S.: Neural networks: a comprehensive Foundation, Prentice Hall, 1999.
- [6] MATLAB, Simulink, Math Works Inc. 3 Apple Hill Drive Natick, MA, 01760-2098 USA
- [7] American Power Conversion APC www.apcc.com/power/power_event.cfm
- [8] Leobarda Cortes B., Sergio Horta M, Abraham Claudio S. and Victor M. Cardenas G.: "Single-Phase active power filter for reactive power and harmonic compensation," Power Electronics Congress, CIEP 98, VI IEEE International, Pages:184-187, IEEE, 1998.
- [9] Fabiana Pöttker de Souza and Ivo Barbi: "Power factor correction of linear and non-linear loads employing a single phase active power filter based on a full-bridge current source inverter controlled through the sensor of the mains current," Power Electronic Specialists Conference, 30th Annual IEEE, Volume I, Pages: 387-392, IEEE, 1999.
- [10] Fakhreddine O. Karray and Clarence de Silva: Soft computing and intelligent systems design, Addison Wesley, 2004.
- [11] Katsuhiko Ogata: Modern control engineering, Prentice Hall, 2002.
- [12] Cyril W. Lander: Power electronics, Mc Graw Hill, 1993.

Dalga Biçimlerinin Aktif Öğrenen Olasılıksal Sinir Ağları ile Sınıflanması

Gökhan Bilgin¹, Bülent Bolat²

¹Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
gokhanb@ce.yildiz.edu.tr

²Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
bbolat@yildiz.edu.tr

Özetçe

Dalga biçimlerinin sınıflandırılması işaret işleme uygulamalarında büyük bir önem taşır. Bu çalışmada dalga biçimi sınıflandırma problemi istatistiksel sinir ağları yapıları ile incelenmiştir. Öncelikle üç istatistiksel sinir ağı (RBF, GRNN ve PNN) kullanılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Daha sonra bu ağlardan başarıları en yüksek olan PNN, bir aktif öğrenme metodu ile eğitilerek daha yüksek başarımlar elde edilmeye çalışılmıştır. Birçok yapay sinir ağı uygulamalarında bütün örnek uzayını temsil edebilen en iyi eğitim kümesini seçebilmek en önemli problemlerden birisini oluşturur. Bu çalışmada, nispeten yeni ve PNN yapısına uygun bir aktif öğrenme algoritması kullanılmış ve aktif öğrenmenin başarıma katkısı irdelenmiştir.

1. Giriş

Dalga biçimlerinin sınıflandırılması işaret işleme uygulamalarında büyük bir önem taşır. Dalga biçimleri, temel olarak tek boyutlu işaretlerdir. Özellikle tıp, elektronik, haberleşme, jeodezi, bilgisayar mühendisliği alanlarında sıkça kullanılan dalga biçimi analizi, ECG, EEG gibi biyolojik işaretlerin yorumlanması, konuşma tanıma, anlama ve doğrulama, yeraltı ve uzay verilerinin işlenmesi gibi geniş uygulama alanlarına sahiptir. Bu çalışmada, istatistiksel sinir ağlarının dalga biçimi sınıflandırma problemindeki başarımları irdelenmiştir.

Önerilen ağların başarımlarını daha önceki çalışmalarla karşılaştırabilmek için, veri kümesi olarak UCI Machine Learning Repository [1] veri tabanında yer alan dalga biçimi veri kümesi kullanılmıştır. UCI veritabanı işlemsel zeka ve makine öğrenmesi alanlarında sıkça kullanılan denektaşı veri kümelerini içermektedir. Yüksek miktardaki veri işlemenin işlemsel yükünü azaltmak için veri kümesine Temel Bileşen Analizi (Principal Component Analysis PCA) uygulanmıştır.

Breiman ve diğerleri [2] dalga şekli veri kümesini birçok farklı algoritma ile işlemişlerdir. Bu çalışmada Optimal Bayes ile %86, CART karar ağacı algoritması ile %72, k-en yakın komşu (k-NN) algoritması ile %78 çeşitli çok katmanlı algılayıcı yapıları ile de (MLP) en fazla % 77 başarı sağlanmıştır. Yapılan tüm denemelerde 300 eğitim ve 4700 test örneği kullanılmıştır. Eick ve diğerleri [3] k-NN'den türetilmiş NR (nearest representative) algoritması yardımcıyla

%84.1, 1-NN ile %79.6 ve C4.5 ile de %78.1 başarımlar elde etmiştir. Diğer bir çalışmada ise Gama ve diğerleri [4] C4.5 ile %81.83, VFDtCNB (Variance Fractional Dimension Trajectory-Naive Bayes) ile % 82.85 ve VFDtCMC (Majority Class) ile de %79.84 başarımlar elde etmiştir.

Çalışmanın ilk aşamasında üç istatistiksel sinir ağı yapıları (RBF, GRNN ve PNN) kullanılmış ve elde edilen başarımlar karşılaştırılmıştır. Daha sonra, bir aktif öğrenen PNN dalga şekli veri kümesi ile eğitilmiş ve aktif öğrenmenin başarıma etkisi araştırılmıştır.

2. İstatistiksel Sinir Ağları

2.1. Radyal Tabanlı Fonksiyon Sinir Ağları

Radyal tabanlı fonksiyon ağlarında (Radial Basis Functions - RBF) temel fikir, bir grup radyal taban fonksiyonunu istenen f fonksiyonuna yaklaşıyor şekilde ağırlıklandırarak toplamaktan ibarettir [5]. RBF üç katmanlı bir yapıdır. Giriş katmanı giriş vektör uzayı ile, çıkış katmanı da örüntü sınıfları ile ilişkilidir. Böylelikle tüm yapı, gizli katmanın yapısı ve gizli katman ile çıkış katmanı arasındaki ağırlıkların belirlenmesine indirgenir. Gizli katmandaki nöronların aktivasyon fonksiyonları bir C_j merkezi ve σ_j bant genişliği ile belirlenir. Aktivasyon fonksiyonu,

$$\phi_j(X) = \exp\left(-\frac{\|X - C_j\|^2}{2\sigma_j^2}\right) \quad (1)$$

eşitliği ile tanımlanan bir Gauss eğrisidir. Çıkış katmanındaki j . nöronun çıkışı için genel eşitlik ise denklem (2)'de verilmiştir. Burada w_{ij} gizli nöron i ve çıkış nöronu j arasındaki ağırlık katsayısıdır.

$$s_j(X) = \sum_{i=1}^K w_{ij} \phi_i(X) + b_j \quad (2)$$

2.2. Genel Regresyon Sinir Ağları

Genel regresyon sinir ağları (General Regression Neural Networks - GRNN) RBF ağlarının merkez ve bant genişliklerinin eğitime verisinin deterministik fonksiyonları

olarak belirlendiği özel bir durumdur. Başka bir deyişle, bu tür ağlarda eğitim için yinelemeli yöntemler kullanılmaz.

GRNN'de bir x_i eğitime girişi, ağdaki Gauss çekirdeklerden birinin merkezi olarak atanır. Herhangi bir giriş vektörü x için i . GRNN biriminin çıkışı şu şekilde hesaplanır:

$$\beta_i = \exp\left[-\frac{(x-x_i)^T(x-x_i)}{2\sigma^2}\right] \quad (3)$$

Burada σ , kullanıcı tarafından belirlenen bir yumuşatma parametresidir. Herhangi bir x girişi için ağırlık çıkışı y şu şekilde hesaplanır:

$$y = \sum_{i=1}^K \alpha_i y_i \quad (4)$$

Burada α katsayıları ise şu şekilde hesaplanır.

$$\alpha_i = \frac{\beta_i}{\sum_{i=1}^K \beta_i} \quad (5)$$

Eğer giriş vektörü x , herhangi bir x_i eğitime vektörüne yakın ise, x_i 'ye ilişkin α_i en büyük olacak ve istenen çıkış y , x_i 'ye ilişkin y_i çıkışına yaklaşacaktır [6].

2.3. Olasılıksal Sinir Ağları

Olasılıksal sinir ağları (Probabilistic Neural Network - PNN) Bayes-Parzen kestiriciler olarak da bilinir. K_1 ve K_2 sınıflarından birine ait, m -boyutlu bir x vektörü olsun. K_1 ve K_2 sınıflarına ait olasılık yoğunluk fonksiyonları $F_1(x)$ ve $F_2(x)$ olsun. Bayes Teoremi'ne göre x vektörü,

$$\frac{F_1(x)}{F_2(x)} > \frac{L_1 P_2}{L_2 P_1} \quad (6)$$

eşitsizlik doğru ise K_1 , eşitsizliğin tersi doğru ise K_2 sınıfına aittir. Burada P_1 ve P_2 , K_1 ve K_2 sınıflarının görülme olasılığıdır. L_1 , x vektörünün K_1 sınıfına ait iken K_2 olarak yanlış sınıflama oranı; L_2 ise x vektörünün K_2 sınıfına ait iken K_1 olarak yanlış sınıflama oranıdır ve maliyet fonksiyonu olarak adlandırılır [7]. Buradan görüleceği gibi, $F_1(x)$, $F_2(x)$, L_1 ve L_2 'nin bilinmesi durumunda x vektörünün en yüksek olasılıkla hangi sınıfa ait olduğu tespit edilebilir. PNN'lerde sınıflara ait yoğunluk fonksiyonları Parzen Penceresi [8] adı verilen bir yöntem kullanılarak aşağıdaki şekilde bulunur:

$$F(x) = \frac{1}{(2\pi)^{m/2} \sigma^m n} \sum_{i=1}^n \exp\left[-\frac{(x-x_i)^T(x-x_i)}{2\sigma^2}\right] \quad (7)$$

Burada n eğitim verisi sayısı, m giriş uzayının boyutu, i örüntü sıra numarası ve σ ise ayarlanabilir bir yumuşatma terimidir.

2.4. Temel Bileşen Analizi

Temel bileşen analizi, veri kümesinden "doğru" özelliklerin çıkarılması için kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntemle ilişkili değişkenlerden oluşan bir veri kümesi, ilişkisiz değişkenlerin oluşturduğu bir veri kümesine dönüştürülür. d -boyutlu n adet

örnek içeren bir veri kümesi verilmiş olsun. x_1, \dots, x_n örneklerine ait $d \times d$ boyutlu kovaryans matrisi şu şekilde hesaplanır:

$$\Sigma = \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^n (x_k - \mu)(x_k - \mu)^T \quad (8)$$

Burada μ ortalama vektörünü göstermektedir ve aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k \quad (9)$$

Kovaryans matrisi yardımıyla elde edilen özvektörler yeni vektör uzayının taban vektörlerini temsil ederken, bu özvektörlere ilişkin özdeğerler ise özvektörün "önemi"ni belirten katsayıları verir.

Elde edilen n adet özdeğer büyükten küçüğe doğru sıralandığında en büyük k adet özdeğere ilişkin özvektörler boyutu azaltılmış uzayın temel bileşenlerini oluşturur. Geriye kalan $n-k$ adet özvektörün ise yalnızca gürültü taşıdığı varsayılır. Özgün veri, sütunları seçilen özvektörlerden oluşan $d \times k$ boyutlu A izdüşüm matrisi kullanılarak temel bileşen uzayında şu şekilde izdüşürülür:

$$x' = A^T(x - \mu), \quad (10)$$

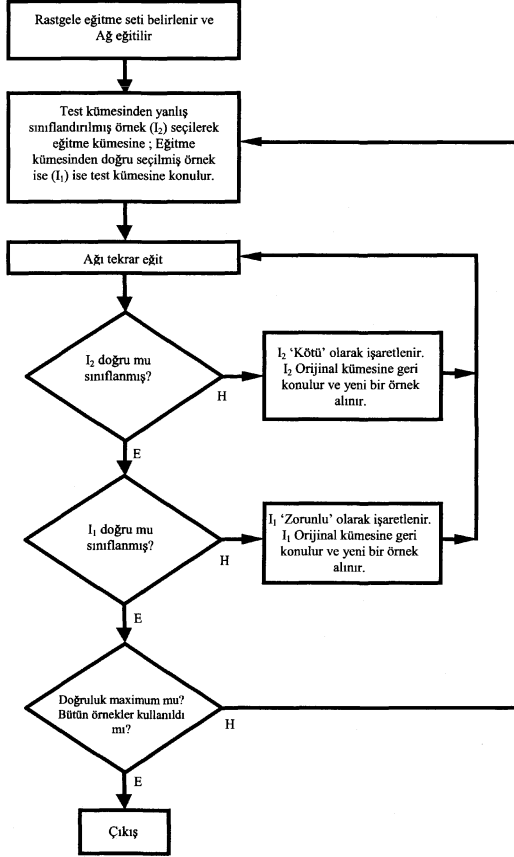
Burada x' , gözlemlerin izdüşümünü göstermektedir. Geometrik olarak veriler d -boyutlu uzayda hiperelipsoid şeklinde bir bulut gibi gösterilebilir. Kovaryans matrisinin özvektörleri ise hiperelipsoidin temel eksenlerini oluşturmaktadır. Temel bileşen analizi, bulutun en çok değişimi gösterdiği doğrultuları seçmektedir [9].

3. Aktif Öğrenme

Geleneksel öğrenme yöntemlerinde öğrenen yapı pasif bir gözlemci gibi davranır. Eğitim kümesi, olay uzayının rasgele seçilen bir alt kümesidir. Öğrenen yapının eğitim kümesi üzerinde her hangi bir işlem yapma yetisi yoktur. Nispeten yeni bir kavram olan aktif öğrenenler ise çevreleri ile etkileşim halindedirler. Bir aktif öğrenen, olay uzayından yeni verileri alarak eğitim kümesine ekleyebilir ya da mevcut eğitim kümesi içindeki gereksiz bilgi taşıyan veriyi çıkarabilir. Bu iki yeteneğiyle aktif öğrenen, olay uzayını daha iyi temsil edebilecek ve genelleştirme başarımını artıracak bir örnek uzayını oluşturabilir.

Literatürde birçok aktif öğrenme algoritması mevcuttur, ancak bu algoritmaların çoğu çıkışı sürekli değerler alabilen ağ yapıları için geliştirilmiştir. PNN gibi çıkışı ikili kodlanmış biçimde olan ağlar için uygun olan algoritmaların biri de Bolat ve Yıldırım tarafından gerçekleştirilen Veri Takas Yöntemi'dir. Yöntem, rasgele seçilmiş bir eğitim kümesi ile başlar. İlk eğitimden sonra test kümesi ağı uygulanır. Test kümesinden eğitimde yanlış sınıflandırılan bir örnek (I_1) test kümesine, eğitim kümesinden doğru sınıflandırılan bir örnek (I_2) ise test kümesine konarak ağ yeniden eğitilir. İkinci eğitimden sonra I_1 eğitim kümesinde olduğu halde yanlış sınıflandırılıyorsa bu örnek "kötü" olarak etiketlenir ve işlem boyunca bir daha ele alınmaz. I_1 ve I_2 özgün yerlerine konarak bir önceki adım

tekrarlanır. I_1 doğru sınıflandırıldığı halde I_2 yanlış sınıflandırılıyor ise I_2 vazgeçilmez bir eğitime verisidir. I_2 özgün yerine konularak eğitime kümesinden doğru sınıflandırılan yeni bir örnek seçilir ve işlem tekrarlanır. I_2 de doğru sınıflandırılıyor ise işlemin bu basamağı başarıyla sonlandırılmıştır ve tüm süreç başka bir I_1 - I_2 ile yinelenir. Yöntem başarım en iyi olana ya da işlenecek veri kalmayana kadar tekrarlanır [10,11].



Şekil 1: Aktif Öğrenme algoritması akış diyagramı

4. Uygulama

Dalga biçimi veri kümesinde üç sınıfa bölünmüş toplam 5000 adet örnek bulunmaktadır. Her sınıftaki örnekler gürültü içermekte ve 21 öznitelikle ifade edilmektedir. Sınıf 0, 1657 örnek; sınıf 1, 1647 örnek ve Sınıf 2, 1696 örnek içermektedir.

Eğitime kümesi her bir sınıftan 100 örnek alınarak oluşturulmuştur. Geri kalan veri, her sınıftan biner adedi test grubu ve kalan 1700 adedi ise doğrulama grubu olmak üzere iki alt kümeye ayrılmıştır.

İstatistiksel ağların en önemli zayıflığı, aşırı bellek tüketimidir. Kullanılan veri kümesindeki örnek sayısı ve öznitelik vektörünün boyutu düşünüldüğünde, ağların başarımlarının azalması pahasına olsa bile bellek gereksiniminin azaltılması önem kazanmaktadır. Bu

düşünceden yola çıkarak, veri kümesi üzerinde PCA uygulanmış ve öznitelik vektörünün boyutu azaltılmıştır. Yapılan denemeler sonucunda öznitelik sayısının 5'e düşürülmesiyle birlikte tüm ağlar için en yüksek başarımın elde edildiği gözlemlenmiştir[12]. Ağların eğitimi aşamasında en uygun σ değerleri bir deneme yanılma süreciyle bulunmuştur. Çalışmanın son aşamasında veri kümesi bir aktif öğrenen PNN'e uygulanarak aktif öğrenmenin başarımı etkisi araştırılmıştır.

5. Sonuçlar

Yapılan denemelerde elde edilen sonuçlar Tablo 1'de verilmiştir. En yüksek test başarımı PNN ile %85.37 olarak elde edilirken, en düşük başarım ise RBF ile %74.76 olarak elde edilmiştir. RBF'in diğer istatistiksel ağlardan daha düşük başarım göstermesinin nedeni, bu ağ yapısının sınıflama problemlerinden çok eğri uydurma problemlerine uygun olmasındandır. Elde edilen bu sonuçlar daha önce yapılmış olan çalışmalarda bildirilen başarımlara yakındır. Geçmiş çalışmalarda elde edilen en yüksek başarım Optimal Bayes ağlar ile %86 olmuştur [2].

Tablo 1: Geleneksel istatistiksel ağlarla elde edilen başarımlar

Ağ	Eğitime (%)	Test (%)	Doğrulama (%)
RBF	100	74.76	76.3
GRNN	92.33	84.33	84.82
PNN	91.33	85.37	86.12

Aktif öğrenen PNN ile yapılan denemeler sonucunda test başarımı %87'ye, doğrulama başarımı ise %87.06'ya yükselmiştir (Tablo 2). Bu sonuçlar geçmişte yapılmış olan çalışmalardan da yüksektir.

Tablo 2: Aktif Öğrenen PNN ile elde edilen başarımlar

Eğitime (%)	Test (%)	Doğrulama (%)
93	87	87.06

Elde edilen bu sonuçlar ışığında, istatistiksel ağların bu problemde diğer ağlar kadar başarılı olduğu görülmüştür. İstatistiksel ağlar arasında en yüksek başarımı veren PNN, aktif öğrenme algoritması ile eğitildiğinde ise başarımı daha da artmıştır. Buradan, aktif öğrenmenin başarıma olumlu katkıda bulunduğu söylenebilir.

6. Kaynakça

- [1] UCI Machine Learning Repository <ftp://ftp.ics.uci.edu/pub/machine-learning-databases/waveform>
- [2] L. Breiman, J.H Friedman, R.A Olshen, C.J Stone, *Classification and Regression Trees*, Chapman & Hall/CRC, s:43-49,1984
- [3] C.F. Eick, N. Zeidat ve R. Vilalta, "Using Representative-Based Clustering for Nearest Neighbor Dataset Editing". International Conference on Data Mining, Brighton, UK, s:375-378, 2004
- [4] J. Gama, R. Rocha, ve P. Medas, "Accurate decision trees for mining high-speed data streams", P.Domingos and C.

- Faloutsos eds, Procs. of the 9th ACM SigKDD. ACM Press, 2003.
- [5] M. Verleysen ve K. Hlavackova, "An Optimized RBF Network for Approximation of Functions", Proc. European Symposium on Artificial Neural Networks", Brussels, Belgium, 175-180, 1994
 - [6] D.F. Specht, "A General Regression Neural Network", *IEEE Transactions on Neural Networks*, Cilt 2, Nov., s:568-576. 1991
 - [7] T.C. Goh, "Probabilistic Neural Network for Evaluating Seismic Liquefaction Potential", Proc. Of IEEE Int. Symposium on Intelligent Systems, Varna, Bulgaria, s:16-20, 2002,
 - [8] E. Parzen, "On Estimation of a Probability Density Function and Mode", *Annals of Mathematical Statistics*, 33, 1065 - 1076, 1962.
 - [9] R. O. Duda, P. E. Hart, ve D. G. Stork, *Pattern Classification 2nd ed.*, Wiley-Interscience, 2000
 - [10] B. Bolat ve T. Yıldırım, "Performance Increasing Methods for Probabilistic Neural Networks", *Pakistan Journal of Information and Technology*, Cilt. 3, No 2, 250-255, 2003.
 - [11] B. Bolat ve T. Yıldırım, "Active Learning for Probabilistic Neural Networks", *Lecture Notes in Computer Science*, Say. 3610, s: 110-118, 2005
 - [12] G. Bilgin ve T.Yıldırım, "Waveform Classification with Statistical Neural Networks", Proc. of Applied Electronics, pp.45-47, Pilsen, Czech Republic, 7-8 September, 2005.

HAZERFAN İNSANSIZ HAVA ARACININ UZUNLAMASINA HAREKET KONTROLÜ

Raziye Tekin¹, Erkan Abdülhamitbilal², Fuat Gürleyen³

¹ İstanbul Teknik Üniversitesi
tekinr@itu.edu.tr

² Rotam, İstanbul Teknik Üniversitesi
erkan@rotam.itu.edu.tr

³ Kontrol ve Kumanda Anabilim Dalı, İstanbul Teknik Üniversitesi
gurleyen@elk.itu.edu.tr

Gelişen havacılık teknolojisiyle birlikte gelişimini sürdüren insansız hava araçları son zamanlarda üzerinde araştırmalar ve yatırımlar yapılan öncelikli konulardan biri olmuştur. Hava araçlarında insan faktörünü azaltmak ve kontrolü bilgisayar sistemlerinden sağlamak insansız havacılığın öncelikli amacıdır. Bu çalışmada, Hazerfan insansız hava aracının

Özetçe

(İHA) uzunlamasına hareket denklemleri çıkartılmış ve kararlılığı incelenmiştir. Kararlılık incelenmesiyle, kontrolör olarak neye ihtiyaç duyduğu tesbit edilmiş, PID ve diğer kontrolörler, köklerin yer eğrisi yöntemi ile tasarlanmış, ve sistem zaman cevapları Matlab kullanılarak analiz edilmiştir.

1. GİRİŞ

Bu çalışmanın amacı, Hazerfan insansız hava aracının bir otopilotile yerden kumanda edilmeden çeşitli görevleri yerine getirmesini sağlayabilmektir. Bu çalışma kapsamında, Hazerfan insansız uçağının uzunlamasına hareket denklemleri çıkartılmış, öncesinde lineer olmayan sistem yüksekliğinin 50 m ve ilerlemesine hızın 11m/s olduğu uçuş şartı için lineerleştirilmiş, daha sonra uzunlamasına harekete elevatörün etkisi incelenmiştir. Kararlılık analizi yapılmış ve PID ve diğer kontrolörler tasarlanmıştır. Tasarım aşamasında, sistem kontrol edilmesi zor, kararsız bir yapıya sahip olduğu için kararlılığın sağlanması öncelikli kriteri oluşturmaktadır. Kontrolör tasarımı, sol yarı düzlemde sıfır- kutup silme, filtre

tasarım yöntemleri uygulanmış ve çoğunlukla pratikte kullanılan gerçek PID denilen transfer fonksiyonunda pay ve paydanın derecesi eşit olan kontrolör yapısı kullanılmıştır. Sistem zaman cevapları analiz edilmiştir.

2. UZUNLAMASINA HAREKET DENKLEMLERİ

Bilindiği üzere, uçak üzerindeki oluşan tüm kuvvet ve moment denklemleri dünya eksen takımında aşağıdaki ifade edilmektedir [2].

$$\begin{aligned}
 m(\dot{U} + QW - RV) &= F_{G_x} + F_{A_x} + F_{T_x} \\
 m(\dot{V} + RU - PW) &= F_{G_y} + F_{A_y} + F_{T_y} \\
 m(\dot{W} + PV - QU) &= mg \cos \phi \cos \theta + F_{G_z} + F_{A_z} + F_{T_z}
 \end{aligned} \tag{1}$$

F_G : Yerçekimi kuvveti

F_A : Aerodinamik kuvvet

F_T : İtici Kuvveti

Gövde eksen takımında matris formda yazacak olursak eğer,

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix} = mg \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \sin \phi \cos \theta \\ \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & \sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 & 0 \\ \sin \beta & 0 & 0 \\ -\cos \beta & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D \\ 0 \\ L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \phi_T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \phi_T & 0 & \cos \phi_T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \tag{2}$$

Moment denklemleri ise,

$$\begin{bmatrix} L \\ M \\ N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{xx} & I_{xy} & I_{xz} \\ I_{xy} & I_{yy} & I_{yz} \\ I_{xz} & I_{yz} & I_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{P} \\ \dot{Q} \\ \dot{R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -R & Q \\ R & 0 & -P \\ -Q & P & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xx} & I_{xy} & I_{xz} \\ I_{xy} & I_{yy} & I_{yz} \\ I_{xz} & I_{yz} & I_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \\ R \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\begin{bmatrix} L \\ M \\ N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{xx} \dot{P} + I_{zz} \dot{R} + QR(I_{zz} - I_{yy}) + PQI_{xz} \\ I_{yy} \dot{Q} + PR(I_{xx} - I_{zz}) + (R^2 - P^2)I_{xz} \\ I_{zz} \dot{R} + I_{xx} \dot{P} + PQ(I_{yy} - I_{xx}) - QR I_{xz} \end{bmatrix} \tag{4}$$

olmaktadır.

Doğrusallaştırma için, denge durumunda küçükbozuntular varsayımı uygulandığında, ilerlemesine lineerleştirilmiş hareket denklemleri aşağıdaki gibi olmaktadır [2].

$$m(\dot{u} - V_1 r - R_1 v + W_1 q + Q_1 w) = -mg \theta \cos \theta_1 + f_A \tag{5}$$

$$I_{yy} \dot{p} + (I_{xx} - I_{zz})(P_1 r + R_1 p) + I_{xz}(2P_1 p - 2R_1 r) = m_A \tag{6}$$

$$m(\dot{w} - U_1 q - Q_1 u + V_1 p + P_1 v) = -mg \phi \sin \theta_1 - mg \phi \sin \phi_1 \cos \theta_1 + f_A \tag{7}$$

$$\Delta X = \frac{\partial X}{\partial u} V u + \frac{\partial X}{\partial w} V w + \frac{\partial X}{\partial \delta_e} V \delta_e \tag{8}$$

$$\Delta Z = \frac{\partial Z}{\partial u} V u + \frac{\partial Z}{\partial w} V w + \frac{\partial Z}{\partial \delta_e} V \delta_e + \frac{\partial Z}{\partial q} V q + \frac{\partial Z}{\partial \delta_e} V \delta_e \tag{9}$$

$$\Delta M = \frac{\partial M}{\partial u} V u + \frac{\partial M}{\partial w} V w + \frac{\partial M}{\partial \delta_e} V \delta_e + \frac{\partial M}{\partial q} V q + \frac{\partial Z}{\partial \delta_e} V \delta_e \tag{10}$$

Bu denklemleri, durum uzayında yazacak olursak, $\dot{x} = A x + B u$;
A ve B matrisleri;

$$A = \begin{bmatrix} \frac{X_u}{m} & \frac{X_w}{m} & \frac{X_q}{m} - w_0 & -g \cos \theta_0 \\ \frac{Z_u}{m} & \frac{Z_w}{m} & \frac{Z_q}{m} + u_0 & -g \cos \phi_0 \sin \theta_0 \\ \frac{M_u}{I_{yy}} & \frac{M_w}{I_{yy}} & \frac{M_q}{I_{yy}} & 0 \\ 0 & 0 & \cos \phi_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{X_{\delta_e}}{m} & \frac{Z_{\delta_e}}{m} & \frac{M_{\delta_e}}{I_y} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad X = [u \ w \ Q \ \theta]^T, \quad u = [\delta_e] \text{ olmaktadır.}$$

3. UZUNLAMASINA UÇUŞ DİNAMİĞİNİN ANALİZİ

Sisteme ait veriler, modelimizde yerine konulup, trim şartında incelendiğinde, sisteme ait A ve B matrisleri (12) de verilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix} -0.0234 & 1.0161 & 0 & -8.7352 \\ -1.7654 & -7.2092 & 11 & -4.4647 \\ -4.4268 & -7.9806 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} -0.607 \\ -8.68 \\ -136.3172 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Cramer kuralı yardımıyla transfer fonksiyonlar elde edilirse,

$$\frac{U(s)}{\delta_e(s)} = \frac{-0.6 (s-13.05) (s^2+35.05s+1101)}{(s+1.336) (s-1.431) (s^2+7.325s+92.36)} \text{ ve} \quad (13)$$

$$\frac{q(s)}{\delta_e(s)} = \frac{s(s+6.46) (s+0.2453)}{(s+1.336) (s-1.431) (s^2 + 7.327s + 92.36)} \quad (14)$$

olmaktadır.

Sistem tamamıyla kontrol edilebilir ve gözlenebilir olduğu için, sisteme ait transfer fonksiyonlarında mod kaybı söz konusu olmamaktadır. Böylelikle, gerçek sistemin özellikleri bu transfer fonksiyonları ile tam olarak ortaya konulmaktadır [3].

Eğer açık çevrim karakteristik denklemini analiz edecek olursak, bir çift kompleks eşlenik kökü, bir adet negatif gerçek kök ve sistemi kararsız kılan bir adet pozitif gerçek kök bulunduğu görülecektir[1].

$$\Delta_0(s) = (s+1.336) (s-1.431) (s^2+7.327s+92.36) = 0 \quad (15)$$

$$\left. \begin{array}{l} \omega_n = 9.61 \text{ rad/s} \\ \xi = 0.3812 \\ T = 0.2738 \text{ s} \end{array} \right\} \rightarrow \text{kısa period osilasyonu}$$

$$s_1 = -1.336 \rightarrow \text{kararlı mod}$$

$$s_2 = 1.431 \rightarrow \text{kararsız mode}$$

$$s_{3,4} = -3.6635 \pm 8.8847i \rightarrow \text{kısa period mod}$$

$s_{3,4}$ için

Sistem aşırı derecede kararsız olduğu için, kararlı ve iyi performans gösteren bir sistem cevabı elde etmek en önemli problemdir. Uzunlamasına hareket kontrolünde ilerlemesine hız ve yunuslama açısı oranı kontrolünü gerçekleştirmek yeterli olacaktır. Bu yüzden ilerlemesine hız kontrolü ve yunuslama açısı oranı için kontrolörler tasarlanmıştır.

4. KONTROLÖR TASARIMI

4.1 İlerlemesine hız kontrolü

Eğer ilerlemesine hız kontrolü için sistemin transfer fonksiyonunu inceleyecek olursak;

$\frac{U(s)}{\delta_e(s)}$ (13) için negatif geri besleme yapabilmek için sistemin

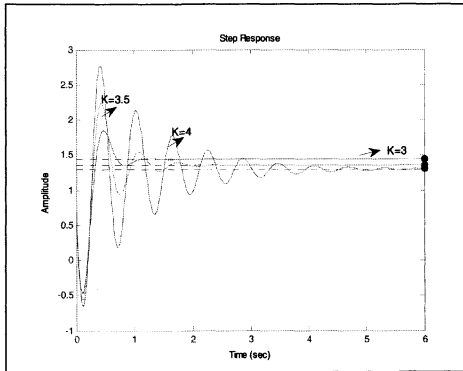
fazının çevrilmesi gerekecektir. Sistemin fazı 180° çevrildikten sonra kontrolör tasarımı yapılacaktır. Kontrolör, kompleks kutup ve sıfırlar notch filtresi ile yüksek frekanslar için kararsız bölgeye geçmesi engellenmiş, kararlı kutup olan $s=-1.336$ silinmiş, $s=15$ 'e kararsız olan bir sıfır atayarak, kontrolör

$$C(s) = \frac{(s^2 + 7.325s + 92.36)(s + 1.336)(s - 15)}{(s^2 + 35.05s + 1101)(s + 75)}$$

(16) olarak tasarlanmış, kök eğrisinin kollarının sol yarı s düzlemine geçmesi sağlanmıştır. Kontrol edilen sistemin birim basamak girişi için kapalı çevrim cevabı ve çeşitli kazanç değerleri için sürekli hal, yerleşme zamanı ve aşım değerleri Tablo- 1 verilmiştir.

Tablo-1: İlerlemesine hız kontrolü ile sistemin birim basamak girişi için çeşitli kazanç değerleri ile kapalı çevrim cevapları

Kp	Sürekli hal	Yerleşme zamanı	% Aşım
3	1.44	0.998s	28.4
3.5	1.35	1.78s	65.2
4	1.3	4.16s	114

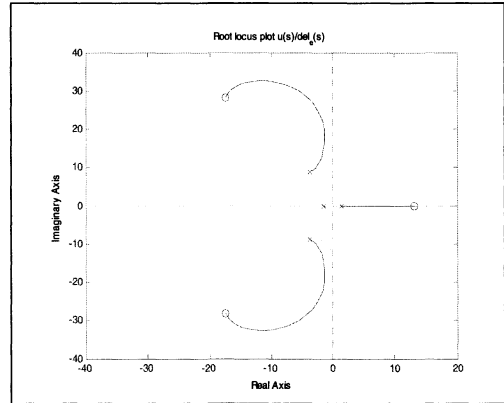


Şekil 1: Birim basamak girişi için çeşitli kazanç değerlerinde sistem cevapları

Kök eğrisi grafiklerinden de görüldüğü üzere, sistemin kök eğrisinin sağ yarı düzlemde bulunan kolları, kontrolör sayesinde sol yarı düzleme geçirilmiş ve belirli kazanç aralığı için sistem cevabı istenen sınırlar arasında kalabilmektedir

4.2 Yunuslama Açısı Oranı Kontrolü

İlerlemesine hız kontrolünde olduğu gibi,

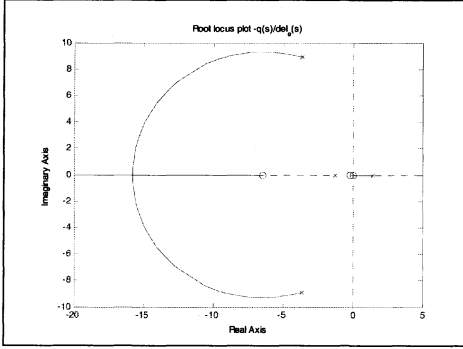


Şekil 2: Sistemin kök eğrisi

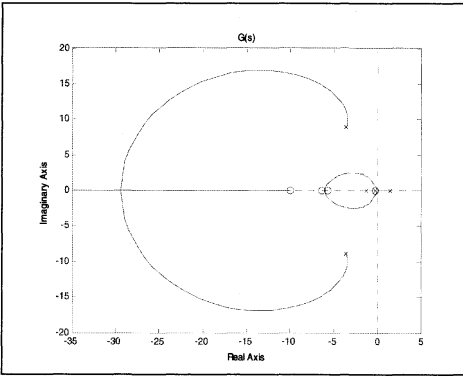
$q(s)$

$\delta_e(s)$ (14) transfer fonksiyonunda, negatif geri besleme

yapabilmek için sistemin fazının 180° çevrilmesi gerekecektir. Bu sistem için klasik PID kabul edilebilir cevaplar için yeterli olmamaktadır, bu yüzden daha gerçekçi bir PID yapısı kullanılmıştır. Bu PID ile, referans girişlerindeki süreksizlik, kontrolöre giden hata fonksiyonunda sıçramaları, süreksizliği ve büyük aktuator sinyalleri engellenmiş olacaktır. Gerçekçi PID bu sinyalleri bastıracaktır [3].



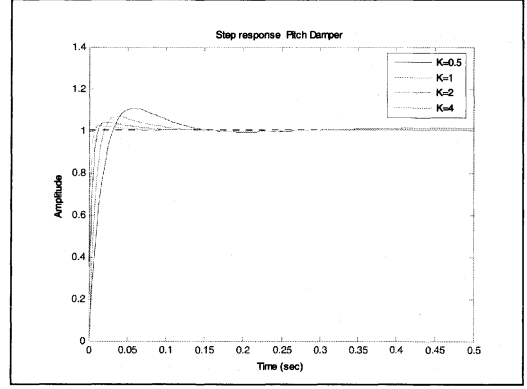
Şekil3: Sistemin kök eğrisi



Şekil5: Kontrollü sistemin kök eğrisi

$$C(s) = \frac{(s+5.8)(s+10)}{s(s+0.22)} \quad (17)$$

Kullanılan kontrolörde ayrıca, diğer kutup ve sıfırların yerleri, sistemin baskın kutuplarını istenen bölgeye çekecek şekilde seçilmiştir. Bu kontrolör ile sistemin birim basamak girişi için kapalı çevrim cevabı ve çeşitli kazanç değerleri için yerleşme zamanı ve aşım değerleri Tablo-2' de verilmiştir. Kök eğrisi grafiklerinden görüldüğü üzere kararsız bölgedeki kolların kararlı bölgeye geçmesi sağlanmıştır.



Şekil6: Birim basamak girişi için çeşitli kazanç değerlerinde sistem cevapları

Tablo-2 Yunuslama açısı kontrolü ile sistemin birim basamak girişi için çeşitli kazanç değerleri için yerleşme zamanı ve aşım değerleri

Kp	Yerleşme Zamanı	% Aşım
0.5	0.23	10
1	0.0899	6.55
2	0.557	3.94
4	0.0206	2.22

Bu çalışma İTÜ UUBF BAP projesi (Proje yürütücüsü Prof.DR. Elbrus Caferov) kapsamında yapılmıştır. Bu proje sayesinde Hazerfan İHA'nın uzunlamasına hareketi incelenmiş ve lineerleştirilen uçuş şartı için kontrolü sağlanmıştır. Sistem kararsız dinemlere sahip olduğundan dolayı, kontrol edilebilirlik ilk olarak değerlendirilmek zorunda olduğumuz bir durumdur. Bu çalışmamızda tasarladığımız kontrolörler ile kararsızlığımıza çözüm getirmiş olmaktadır. İleriye dönük, çalışma olarak durum uzayında dayanıklı kontrolörler tasarlamak faydalı olacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] Tekin, R. Equations of Motion of Hazerfan UAV and Autopilot Design, İTÜ Kontrol Muh. Lisans Tezi, 2006
- [2] Yechout, T. Introduction to Aircraft Flight Mechanics, American Institute of Aeronautics and Astronautics Publishing 2003
- [3] Ogata, K. Modern Control Engineering New Jersey Prentice Hall Publishing 2002
- [4] Chen, C. Analog and Digital Control System Control Design. China Saunders College Publishing 1993

OİUH Sınıfı bir İnsansız Hava Aracının Doğrusal Olmayan Dinamik Modelinin Oluşturulması ve Otomatik Uçuş Kontrol Sistemi Tasarımı

Deniz Karakaş¹ ve Ethem Hakan Orhan²

¹Uçuş Bilimleri Grubu

TAI – Tusaş Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş., ODTÜ-Teknokent, Ankara
dkarakas@tai.com.tr

² Uçuş Bilimleri Grubu

TAI – Tusaş Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş., ODTÜ-Teknokent, Ankara
horhan@tai.com.tr

Özetçe

Özellikle son dönemde otomatik kontrol uygulamalarında gelinen nokta insansız hava araçlarının etkin kullanımını mümkün kılmış, belli görevler için insanlı sistemlere göre zaten pek çok kullanım avantajı bulunması nedeniyle de insansız sistemlerin tasarımı ve geliştirilmesi havacılık endüstrisinin yeni ilgi odaklarından biri haline gelmiştir. Bu bildiride düşük hızlarda uçan, OİUH (Orta İrtifa-Uzun Süre Havada Kalış) sınıfı, öncelikli görevi keşif ve gözetleme olan bir insansız hava aracının, MATLAB-Simulink ortamında modellenmesi ve uçuş kontrol sistemi ön tasarım evresi anlatılmıştır. Uçuş kontrol gereksinimlerinin belirlenmesi ve dinamik kararlılık analizleri uçuş kontrol sistemi ön tasarımına taban oluşturmaktadır. Bu taban üzerine kurulan ise doğrusal olmayan modelin farklı uçuş koşullarında doğrusallaştırılması sonucu elde edilen doğrusal modeller üzerine tasarlanan; boylamasına ve yanal-yön eksenlerde kararlılık artırma ve sabitleme işlevi gören bir uçuş kontrol sistemidir.

Giriş

OİUH (Orta İrtifa-Uzun Süre Havada Kalış) kategorisi insansız hava araçları gerek askeri keşif görevlerinde gerekse orman/yanık gözetleme, arama-kurtarma, boru hattı izleme, yapılaşma takibi gibi sivil uygulamalarda pek çok farklı amaçla kullanılmaktadırlar. Bu hava araçları, pilot performansını kısıtlamasından bağımsız olarak çok uzun sürelerle (>24 saat) kesintisiz görev yapabilmekte, filo konsepti çerçevesinde 2 ya da 3 uçaklık paketler kullanılması sonucu sürekli gözetleme imkanı sağlayabilmekte, kullanılacak gözetleme ekipmanına bağlı olmak kaydıyla gece ve gündüz, kapalı havalarda görüntü alabilmektedirler.

Uzun süre havada kalış özelliği, otomatik uçuş kontrolü tasarımı açısından anahtar nokta olarak ortaya çıkmaktadır. Görev gereksinimleri, uçağın yer kontrol istasyonu ile herhangi bir veri linki kuramayacağı durumlarda dahi görevine problemsiz bir şekilde devam edebilmesi gereğini ortaya koymaktadır. Veri linkinin olduğu ve hava aracının yer pilotunun komutlarıyla doğrudan kumanda edildiği durumlarda ise gerek veri linki gecikmeleri, gerekse pilotun uçak içinde bulunmamasından kaynaklanabilecek hissiyat yetersizliği,

uçğa seyir emniyetiyle çelişebilecek komutlar verilmesine sebep olabilir. Bütün bu nedenlerden dolayı uçak iniş ve kalkış dahil olmak üzere tüm uçuş fazlarında bütünüyle otonom bir uçuş kontrol sistemiyle idare edilebilir olmalıdır. Her durumda, otonom uçuş kontrol sisteminin, bahsedilen problemleri ortadan kaldırabilmek üzere oluşturulacak eksiksiz bir zarf koruma sistemini içermesi şarttır.

Bu çalışmada, uçak dinamik modelinin oluşturulmasında kullanılan metodlar ve yaklaşımlardan bahsedilmiş, doğrusal olmayan modelden doğrusal model elde etme yöntemi anlatılmış ve sonuç olarak elde edilen doğrusal model kullanılarak yapılan analizler ve farklı modlar için çalışılmış Doğrusal Kuadratik Kontrolcü (DKK) tasarımları ortaya konmuştur.

Amaç

Bu çalışmanın amacı, yanal-yön eksenlerdeki farklı uçuş kontrol modlarında (yön sabitleme, yatış açısı sabitleme) DKK' nün kapalı döngü uçak dinamiği üzerindeki etkisinin incelenmesi, doğrusal model temel alınarak tasarlanan kontrolcünün doğrusal olmayan modeldeki etkinliğinin izlenmesi ve atmosferik saptırmalar karşısında kontrolcü performansının gözlenmesi şeklinde özetlenebilir.

Çalışma aşağıda anlatıldığı gibi yapılandırılmıştır:

Öncelikle, hava aracı tasarımını doğrudan etkileyen görev gereksinimleri ve bunlara karşılık oluşturulan çözüm ortaya konmuştur. Hava aracı kavramsal tasarımı genel özellikleri verilmiştir. Oluşturulan yüzey geometrisi temel alınarak yapılan aerodinamik çözümlerden bahsedilmiş, hesaplamalı akışkanlar mekaniği çözümleri ve ampirik yaklaşımların birlikte kullanımıyla hava aracı aerodinamik modelinin oluşturulması anlatılmıştır. Genel benzetim yaklaşımı, farklı bileşenlerin modele eklenmesi, atmosfer modeli, rüzgar-türbülans modellemesi, ve motor modelinden bahsedilmiştir. Trim yaklaşımı ve doğrusal olmayan sistemin elde edilen trim noktaları etrafında doğrusallaştırılması anlatılmış, elde edilen doğrusal sistem matrisleri ortaya konmuştur. Bu doğrusal sistem temel alınarak farklı uçuş kontrol modları için DKK kazanç matrisleri oluşturulmuş ve bunların performansı kapalı döngü sistemde incelenmiştir. Son olarak da oluşturulan otomatik kontrol sisteminin doğrusal olmayan modelde atmosferik saptırmalar altındaki etkinliği incelenmiştir.

Hava Aracı

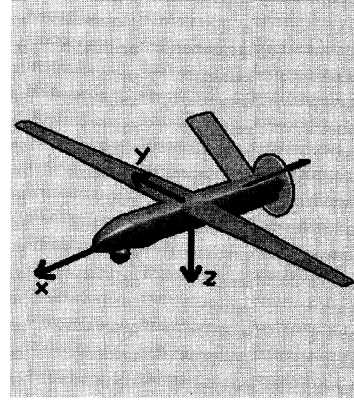
Hava aracı kavramsal tasarımını şekillendiren temel kriterler taşınacak faydalı yük ağırlığı, minimum havada kalış süresi ve maksimum seyir irtifası gereksinimleri olmuştur. Hava aracının 213 kg ağırlığındaki faydalı yükü 30000 ft irtifada 24 saat süreyle taşıyabilmesi gerekmektedir. Taşınması beklenen faydalı yükler elektro-optik kamera ve kızılötesi kamera/işaretleyici içeren bir taret, bir SAR (sentetik açıklık radarı) ve ilgili ikincil sistemlerden oluşmaktadır.

Yapılan ön aerodinamik çalışmalar, fayda/maliyet analizleri, uygulanabilirlik değerlendirmeleri sonucunda, itici konfigürasyonda tek piston motorlu, değişken hatveli pervaneli, V – kuyruklu bir konfigürasyonda karar kılınmıştır. Kavramsal tasarım aşaması seviyesinde yapılan ilk çalışmalarda uçağın genel karakteristikleri için belirlenen bazı değerler Tablo 1’de verilmektedir.

Geometrik Özellikler	
Kanat	
Alan	13.6 m ²
Açıklık	17.3 m
AR	22.0
Uç/Kök (veter oranı)	0.4
Ok Açısı (c4)	0.0 derece
Geometrik Büküm	-1.0 derece
Dihedral	1.5 derece
Kuyruk	
Alan	2.9 m ²
Açıklık	3.8 m
AR	5.0
Uç/Kök (veter oranı)	1.0
Ok Açısı (c4)	0.0 derece
Geometrik Büküm	0.0 derece
Dihedral	34.3 derece
Gövde	
Uzunluk	7.0 m
Genişlik (maksimum)	0.83 m
Yükseklik (maksimum)	0.85 m
Kütsesel Özellikler	
Operasyonel Boş Ağırlık	816 kg
Toplam Faydalı Yükler	213 kg
Yakıt	250 kg
Maksimum Kalkış Ağırlığı	1280 kg

Tablo 1. Hava Aracı Genel Karakteristikleri

Belirlenen konfigürasyon temel alınarak oluşturulan dış geometrinin bir gösterimi Şekil 1’de sunulmuştur.



Şekil 1. Hava Aracı Dış Görünümü ve Gövde Eksen Takımı

Aerodinamik Veritabanı

Hava aracı aerodinamiği, aerodinamik merkez üzerinde etkin boyutsuz katsayılar biçiminde modellenmiştir. Bu katsayılar, farklı hücum açısı-kayış açısı kombinasyonlarında, farklı kontrol yüzeyi sapmaları için elde edilmiştir. Kontrol yüzeyi sapmalarının katsayılarda ortaya çıkardığı değişiklikler kontrol yüzeyi etkisi olarak ayrıştırılmıştır. Uçak üzerinde herhangi bir anda etkin olan aerodinamik katsayılar; gövde-kanat-kuyruk değerleri ve kontrol yüzeyi sapmalarının bu değerler üzerinde oluşturduğu değişikliklerin toplanması sonucu elde edilmektedir. Kuvvet/moment katsayılarının oluşturulması için uygulanan şablon, (1)de gösterildiği gibidir:

$$C_{tüm_uçak} = C_{kanat_gövde} + \Delta C_{kuyruk} + \Delta C_{dümen_sağ} + \Delta C_{dümen_sol} + \Delta C_{kanatçık} + \Delta C_{yer_etkisi} + \Delta C_{dinamik_etkiler} \quad (1)$$

Kaldırma ve sürüklenme kuvvetleri, genel uygulamayla uyumlu olması açısından, rüzgar eksen takımında, diğer kuvvet ve moment katsayıları ise, kullanım kolaylığı açısından gövde eksen takımında tanımlanmıştır. Uygulamada, tüm boyutsuz katsayılar, aerodinamik merkez orijinli tanımlanmış bir gövde eksen takımına taşınır, daha sonra anlık ağırlık merkezi üzerindeki etkiler hesaplanır, boyutsuz katsayılar, dinamik basınç ve uygun uzunluk değerleriyle çarpılarak ağırlık merkezi üzerinde etkin gerçek kuvvet ve momentler elde edilir.

Bu çalışmada kullanılan aerodinamik veritabanı, “xPan” panel çözücüsü ile elde edilmiştir. Önceden belirlenen hücum açısı-kayış açısı-kontrol yüzeyi sapması kombinasyonlarında, normal seyir şartları için çözümler yapılmış, daha sonra her katsayı için (1)de belirtilen yapıda veri tabloları oluşturulmuştur. Dinamik türevlerin elde edilmesinde ise “USAF Digital Datcom” programından faydalanılmıştır. Hava aracı itici konfigürasyonda olduğu için, pervane indirekt etkilerinin modellenmesine gerek duyulmamıştır.

Benzetim Ortamı

Hava aracı benzetim modeli, aerodinamik veritabanının yanında atmosfer, rüzgar-türbülans ve motor modeli

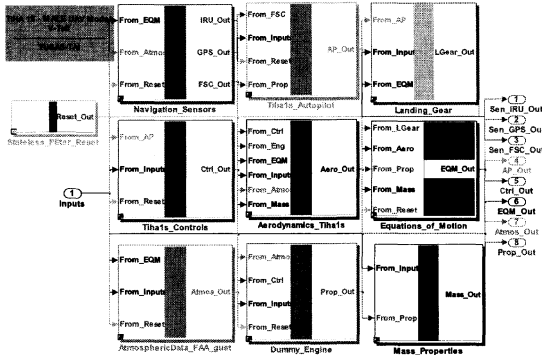
bileşenlerinden oluşmaktadır. Seyrüsefer algılayıcıları, iniş takımı dinamiği, pilot modeli, yerçekimi etkileri gibi unsurlar henüz modele eklenmemiştir.

Atmosfer modeli olarak ISA Standart Atmosfer modeli kullanılmıştır. Bu model, deniz seviyesinden atmosferin troposfer katmanına kadar olan irtifalarda, hava basıncını, sıcaklığını, yoğunluğunu ve ses hızını deniz seviyesinden yüksekliğin bir fonksiyonu olarak vermektedir.

Atmosferik türbülans/sağanak etkileri için Von Karman türbülans modeli kullanılmıştır. Bu model hava aracının yerden yüksekliği, etkin rüzgar hızı ve yönü ve hava aracı hızı bilgilerini girdi olarak alıp, gövde eksen takımı üzerinde normal dağılımlı hız sapsmaları üretmektedir. Türbülans hafif, orta seviyeli ve kuvvetli olarak üretilebilmektedir. Kontrolcü performansının değerlendirilmesi açısından bu olanak oldukça faydalıdır.

Motor ihtiyaçları belli olmakla beraber, motor seçimi henüz yapılmamıştır, bu sebeple elde hazır bir motor modeli mevcut değildir. Ancak ihtiyaçlardan yola çıkılarak hayali bir motor modeli oluşturulmuş, tipik bir piston motor dinamiği, gecikmeleri ve limitleriyle tanımlanmıştır. Benzer bir yaklaşım, eyleyiciler için de uygulanmıştır. Eyleyici dinamiğiyle ilgili elde henüz bir veri olmadığından birtakım tipik eyleyici modelleri kullanılmıştır.

Doğrusal olmayan dinamik modelin yapısını göstermek amacıyla MATLAB-Simulink modelinin genel bir dış görünümü Şekil 2’de sunulmuştur.



Şekil 2. Doğrusal Olmayan Benzetim Modeli Genel Görünümü

Trim-Doğrusallaştırma

Doğrusal olmayan benzetim modeli bir kez oluşturulduktan sonra dinamik analizlerin yapılabilmesi için öncelikle hava aracının belli denge koşullarının belirlenebilmesi gerekmektedir. Doğrusal olmayan sistem, bu denge koşullarının etrafında bazı nümerik sapma metodları kullanılarak doğrusallaştırılabilir. Böylece hava aracı dinamiği, alışılmış durum denklemleri gösterimine taşınabilir ve literatürde geniş yer tutan doğrusal analiz ve tasarım metodlarının kullanılması mümkün olabilir. Nümerik doğrusallaştırmada önemli bir nokta, kullanılan parametrelerin farklı tercihinden ortaya çıkabilecek model uyumsuzluğu

problemleridir. Bu sebeple, doğrusallaştırma işlemi sonrası, doğrusal ve doğrusal olmayan model tepkilerinin karşılaştırılarak işlemin başarıını kontrol edilmelidir.

Bir trim noktasında oluşturulan doğrusal model kullanılarak gerekli analiz/tasarım çalışmaları yapıldıktan sonra, aynı işlem belirlenecek diğer trim noktalarında da tekrarlanır. Böylece bütün bir uçuş zarfı için analizler yapılmış ve kontrolcü kazançları belirlenmiş olur. Uygun kazanç seçimi (ing. gain scheduling) algoritmaları kullanılarak, hava aracının uçuş zarfı içerisinde her durum için uygun kontrolcü kazançlarını kullanması sağlanabilir. Böylece doğrusal olmayan sistemin, farklı durumlara karşılık gelen doğrusal sistemler kullanılarak geliştirilen bir kontrolcü yardımıyla denetlenmesi sağlanmış olur.

Bu çalışmada da benzer bir yaklaşım benimsenmiştir. Ancak dinamik analizler sadece tek bir trim noktası etrafında belirlenen doğrusal model kullanılarak yapılmış, kazanç seçimi uygulaması ileriki çalışmalara bırakılmıştır. Seçilen denge noktasında ağırlık merkezi %23.8 MAC noktasındadır ve seyir hızı 90 kts., seyir irtifası 10000 ft.dir. Uçak bu şartlarda denge uçuşu yapacak şekilde trimlenmiştir.

Boylamasına eksen ve yanal-yön eksen durum vektörleri ve, boylamasına eksen ve yanal-yön eksen kontrolleri sırasıyla (2) ve (3)de tanımlanmıştır.

$$x_{boyl} = \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_yöminde_hız(m/s) \\ z_yöminde_hız(m/s) \\ yunuslama_açısı(rad) \\ yunuslama_hız(rad/s) \\ -irtifa(m) \end{bmatrix}, x_{yanal} = \begin{bmatrix} v \\ f \\ p \\ r \\ j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_yöminde_hız(m/s) \\ yatış_açısı(rad) \\ yatış_hız(rad/s) \\ dönüş_hız(rad/s) \\ istikamet_açısı(rad) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$u_{boyl} = \begin{bmatrix} \delta_{column} \\ \delta_{throttle} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} irtifa_dümeni_girdisi(derce) \\ gaz_kolu_pozisyonu(yüzde) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$u_{yanal} = \begin{bmatrix} \delta_{wheel} \\ \delta_{pedal} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} kanatçık_girdisi(derce) \\ yön_dümeni_girdisi(derce) \end{bmatrix}$$

Bu tanımlara göre, yukarıda belirtilen şartlarda trimlenen uçağın trim vektörleri aşağıdaki gibidir:

$$x_{boyl_trim} = \begin{bmatrix} u \\ w \\ \theta \\ q \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 53.82m/s \\ -0.702m/s \\ -0.013rad \\ 0rad/s \\ -3048m \end{bmatrix}, u_{boyl_trim} = \begin{bmatrix} \delta_{column} \\ \delta_{throttle} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.3579^\circ \\ 48.186\% \end{bmatrix}$$

$$x_{yanal_yon_trim} = \begin{bmatrix} v \\ \phi \\ p \\ r \\ \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0m/s \\ 0rad \\ 0rad/s \\ 0rad/s \\ 0rad \end{bmatrix}, u_{yanal_yon_trim} = \begin{bmatrix} \delta_{wheel} \\ \delta_{pedal} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0^\circ \\ 0 \end{bmatrix}$$

Bu denge konumunda yapılan doğrusallaştırma sonucunda uçağın doğrusal durum denklemleri $\dot{x} = Ax + Bu$ yapısında ifade edildiğinde, sistem matrisleri (A) ve girdi matrisleri (B), aşağıdaki gibi elde edilmektedir:

$$A_{boyl} = \begin{bmatrix} -0.0217 & 0.1095 & -9.806 & 0.3824 & 0 \\ -0.4029 & -3.854 & 0.05393 & 29.31 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -0.01095 & -1.905 & 0 & -16.21 & 0 \\ 0.013 & 0.9999 & -53.82 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_{boyl} = \begin{bmatrix} 0.004463 & 0.01023 \\ -0.08863 & -0.006634 \\ 0 & 0 \\ -0.07261 & -0.007767 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

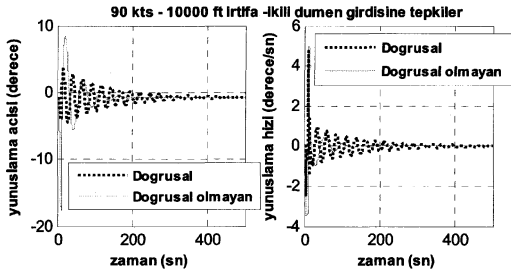
$$A_{\text{yanal_yön}} = \begin{bmatrix} -0.161 & 9.805 & -0.984 & -53.56 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -0.013 & 0 \\ -0.325 & 0 & -16.5 & 4.404 & 0 \\ 0.0404 & 0 & -1.599 & -0.002 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad B_{\text{yanal_yön}} = \begin{bmatrix} -0.00578 & 0.0516 \\ 0 & 0 \\ -1.556 & 0.1054 \\ -0.0599 & -0.025 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Boylamasına ve yanal-yön eksenleri arasındaki etkileşimin (ing. coupling) çok küçük olduğu gözlemlendiğinden, analizler bu ikisi için ayrı yapılacaktır. Bu durum aşağıda verilmiş olan bütün sistem (boylamasına ve yanal-yön bir arada) modal matris analizi ile de anlaşılmaktadır.

Modal matriste 1. sütun yükseklik moduna, 2. sütun baş açısı moduna, 3. ve 4. sütunlar kısa vadeli (ing. short-period) moda, 5. sütun yatış moduna, 6. ve 7. sütunlar uzun vadeli (ing. phugoid) moda, 8. sütun spiral moda, 9. ve 10. sütunlar ise Dutch-roll moduna karşılık gelmektedir. Boylamasına uçuş modlarında (kısa vadeli ve uzun vadeli) daha büyük olan değerlerin boylamasına durum vektörüne karşılık geldiği; yanal-yön modlarda (Dutch-roll, spiral ve yatış) ise büyük olan değerlerin yanal-yön durum vektörüne karşılık geldiği gözlemlenmektedir.

$$\begin{bmatrix} u \\ w \\ \theta \\ q \\ z \\ v \\ \phi \\ p \\ r \\ \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0.0196 & 0.0015 & -0.0002 & -0.1786 & 0.013 & -0.0161 & 0.0003 & 0.005 \\ 0 & 0 & 0.9681 & 0 & 0.0016 & 0.0104 & 0.001 & -0.0003 & -0.0002 & 0.0003 \\ 0 & 0 & 0.0222 & 0.0045 & 0 & 0 & 0.005 & -0.0001 & -0.0001 & 0.0002 \\ 0 & 0 & -0.204 & 0.139 & -0.0004 & -0.0011 & 0 & 0 & 0.0004 & 0.0001 \\ 1 & 0 & 0.028 & 0.0126 & 0 & -0.9838 & 0 & 0.153 & 0.0044 & 0.002 \\ 0 & 0 & -0.0001 & 0 & -0.3889 & 0 & 0 & 0.142 & -0.999 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0564 & 0 & 0 & 0.126 & 0.0021 & 0.0103 \\ 0 & 0 & -0.0001 & 0.0001 & -0.9152 & 0 & 0 & 0.003 & 0.0205 & 0.0072 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0894 & 0 & 0 & 0.023 & -0.0014 & 0.036 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0.0055 & 0 & 0 & 0.969 & 0.0175 & 0.0013 \end{bmatrix}$$

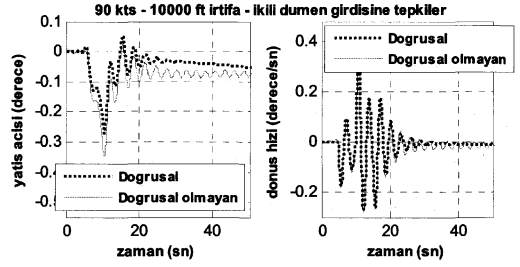
Doğrusallaştırılmış modelle doğrusal olmayan modelin büyük ölçüde benzeşmesi doğrusal uçuş kontrol sistemi tasarımında önem taşımaktadır. Doğrusal model üzerinde tasarlanan uçuş kontrol sisteminin doğrusal olmayan modelde ve gerçek hava aracında doğru çalışmasını belirleyen budur. Bu benzeşimi görmek amacıyla aynı girdilere doğrusal ve doğrusal olmayan modelin verdiği cevaplar karşılaştırılmıştır. Bazı karşılaştırma sonuçları Şekil 3 ve 4'te sunulmuştur.



Şekil 3. Dümen girdisine yunuslama açısı ve hızı cevapları

Yanal-Yön Kontrolcü Tasarımı

Sistemin kararlılık ve performans gereksinimlerini karşılamak için doğrusallaştırılmış model üzerine yanal-yön ekseninde Doğrusal Kuadratik Kontrolcü (DKK) tasarımı yapılmıştır.



Şekil 4. Dümen girdisine yatış açısı ve dönüş hızı cevapları

Doğrusal Kuadratik Metod temel alınarak, $\dot{x} = Ax + Bu$ olarak belirtilen sistem dinamiği üzerinden (4)de verilen geri besleme kontrol kuralındaki optimal K - kazanç matrisi belirlenerek açık döngü kararsız bir sistemi kapalı döngüde kararlı hale getirmek ve/veya sistemin kararlılığını arttırmak mümkündür.

$$u = -Kx \quad (4)$$

Amaç (5)de verilen performans indeksini minimize etmektir.

$$J = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (5)$$

Q ve R , sırasıyla durum ve girdi vektörlerine uygulanan diyagonal ağırlık matrisleridir.

Optimal K - kazanç matrisi (6)de verilen işlemle elde edilir ve böylece J - performans indeksi minimize edilmiş olur.

$$K = R^{-1} B^T S \quad (6)$$

(6)daki bilinmeyen S matrisi ise Q ve R parametreleri için (7)de verilen Riccati denkleminin çözülmesi ile elde edilir.

$$A^T S + SA - SBR^{-1}B^T S + Q = 0 \quad (7)$$

Q ve R diyagonal ağırlık matrislerinin elde edilmesinde başlangıç değerlerini bulmak için (8)de verilen 'Bryson Inverse Square' metodu kullanılmıştır.

$$Q : \left\{ q_{ii} = \frac{1}{q_i(\max)^2} \right\}_{i=1}^n, R : \left\{ u_{ii} = \frac{1}{u_i(\max)^2} \right\}_{i=1}^m \quad (8)$$

(8)deki eşitliklerde n , A matrisinin derecesi; m ise B matrisinin sütun sayısıdır. $q_i(\max)$ hangi durum değişkenini temsil ediyorsa o durum değişkeninin alabileceği maksimum değere karşılık gelir. Aynı şekilde $u_i(\max)$ hangi girdiyi temsil ediyorsa o girdinin alabileceği maksimum değerdir.

Bu çalışmada, bütün durum değişkenleri geri beslenmiştir. Ayrıca kontrolcünün referans bir girdiyi minimum hata payıyla takip edebilmesi için içsel (ing. internal) model tasarımı yapılmıştır. İç model tasarımında temel mantık, referans girdinin bir iç modelini oluşturarak kontrolçüye tanıtmaktır. Referans girdi adım (ing. step) olarak alınmıştır.

$\dot{x} = Ax + Bu$, $y = Cx$ olarak tanımlanan sistem için, referans girdi $r = x_r$ ve step girdi olduğu için $\dot{r} = 0$ ise, takip hatası ve bunun türevi sırasıyla $e = y - r$, $\dot{e} = \dot{y} - \dot{r} = C\dot{x}$ olur.

$z = \dot{x}$, $w = \dot{u}$ olarak tanımlama yapılırsa da yeni sistem modeli (9)'da belirtilen yapıya gelmiş olur.

$$\begin{pmatrix} \dot{e} \\ \dot{z} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & C \\ 0 & A \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e \\ z \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix} w \quad (9)$$

Eğer (9)'da verilen denklem kontrol edilebilir ise geri besleme yapısı (10)'da verildiği gibidir.

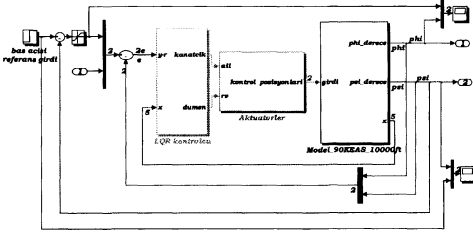
$$w = -K_{lqr1}e - K_{lqr2}z \quad (10)$$

(10)'un integrali alınarak (11)'deki kompensatör elde edilir.

$$u(t) = -K_{lqr1} \int_0^t e(\tau) d\tau - K_{lqr2}x(t) \quad (11)$$

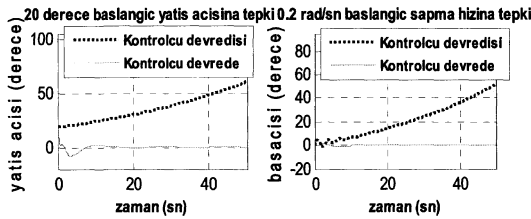
(11), adım referans girdisinin integratör olan iç modelinin kontrolçüye tanıtıldığı denklemdir.

Bu çalışmada MATLAB LQR fonksiyonu ve Simulink kullanılarak yanal-yön eksenlerde kontrolcü tasarlanmıştır. Kontrolcünün yatış açısı ve baş kontrolü yapması beklenmektedir. Kontrolcünün genel bir görünümü Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5. Kontrolcünün Genel Görünümü

Şekil 6'da kontrolcü devredeyken ve devre dışındayken doğrusal model atım tepkileri (ing. impulse response) verilmiştir.



Şekil 6. 20 derece ilk yatış açısına yatış açısı ve 0.2 rad/sn ilk dönüş hızına baş açısı tepkileri

Sonuçlar

Yanal-yön kontrolcünün doğrusal model, doğrusal olmayan model ve doğrusal olmayan modelde türbülans etkisi altındaki etkinliği Şekil 7 ve 8'de sunulmuştur.

Türbülans etkisi analizleri, ortalama olarak, yatay ekseninde sağ yandan (benzetim başlangıç anında 90 dereceden) 20 kts, ve düşey ekseninde yukarı yönde 5 kts büyüklükte sabit hız ve doğrultudaki rüzgar üzerine, üç doğrultuda farklı çekirdekli rastgele sayı üreteçlerinden alınan gürültü değerlerinin, farklı yönlerde irtifa ve hava hızına bağlı olarak tanımlanmış farklı frekans değerleriyle çarpılmasıyla elde edilen rüzgar hızı değişimlerinin zaman integrallerinin eklenmesiyle elde edilen toplam hızlar kullanılarak yapılmıştır.

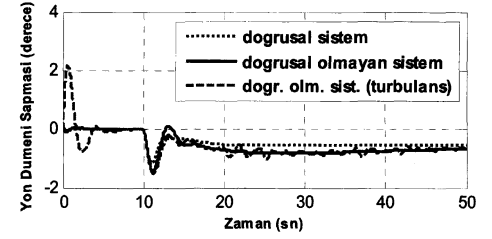
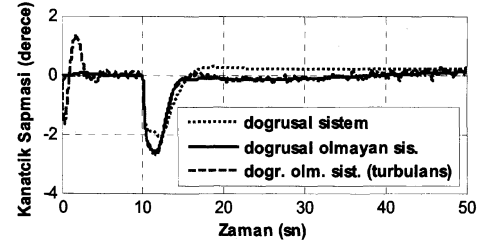
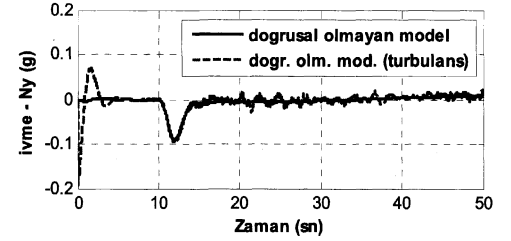
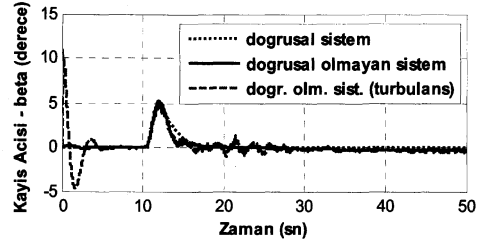
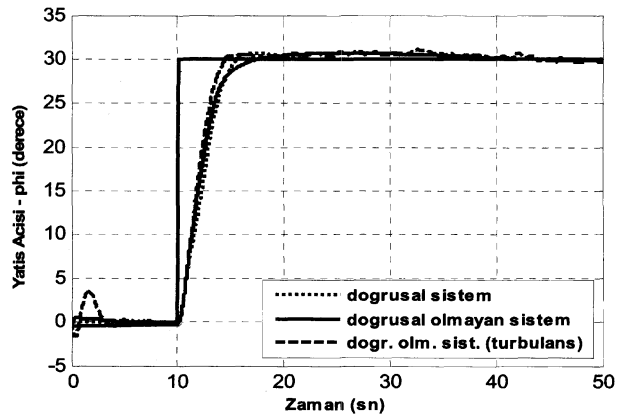
Şekil 7'de, yatış sabitleme modu etkinliği gözlemlenebilir. 10. saniyede 30 derecelik bir yatış açısı girdisine hava aracı yaklaşık 5 saniyede, %3.0 den küçük bir sapmayla tepki vermektedir. Doğrusal sistemde ve türbülans altında performansta kayda değer bir düşüş gözlenmemektedir. Yatış açısının korunmasının yanı sıra, kayış açısı ve yanal ivmenin de sifıra yakın değerlerde korunuyor olması koordineli dönüşün yapılabildiğini göstermektedir.

Otopilot yön koruma modunun etkinliği ise Şekil 8'de görülebilir. 180 derecelik bir tam dönüş, maksimum 30 derecelik bir yatış açısı limitlemesiyle 50 saniyede gerçekleştirilebilmektedir. Türbülans ve yan rüzgar etkileri altında bu süre 60 saniye civarına erişmektedir. Dönüşte kayda değer bir yanal ivme oluşmamakta, yoğun yan rüzgar ve türbülansa rağmen dümen sapması manevra için fazlasıyla yeterli kalmaktadır. Gözlenen tek problem, dönüş manevrasında herhangi bir hız ve irtifa sabitleme aktivitesi olmadığından kaydedilen irtifa kaybıdır.

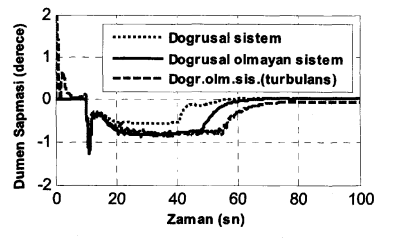
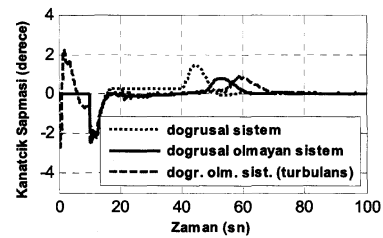
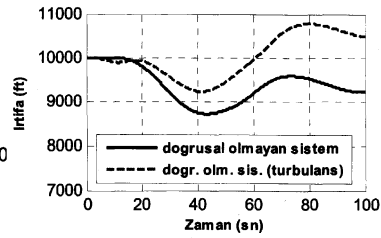
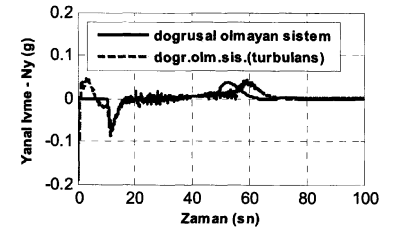
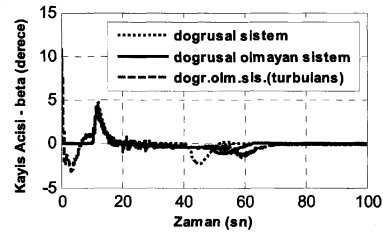
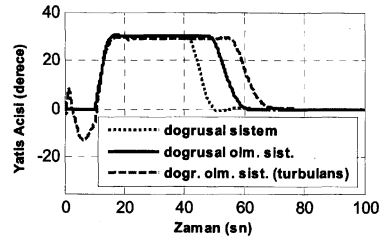
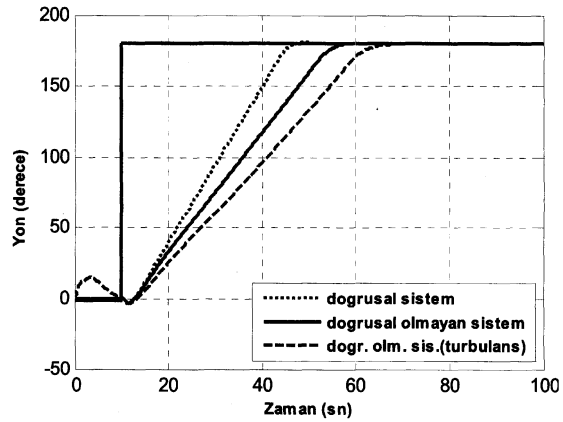
Bu çalışmanın devamında boylamasına eksen modları için de benzer yapıda bir kontrolcü tasarlanması, farklı dinamik basınç şartlarında elde edilecek kazanç matrisleri kullanılarak doğrusal olmayan sistemde kazanç seçimi yapılarak performansın iyileştirilmesi hedeflenmektedir. Ayrıca, benzetim kalitesi ve detayının artırılması kontrolcü kalitesini de arttıracaktır. Farklı otopilot modlarının birlikte çalışması ve kontrol yüzeylerinde meydana getirdikleri etkileşimin de incelenmesi gerekmektedir.

Kaynakça

- [1] B.L. Stevens ve F.L. Lewis, "Aircraft Control and Simulation," Wiley, 2003.
- [2] D. McLean, "Automatic Flight Control Systems," Prentice-Hall, 1990.
- [3] R.C Dorf ve R.H. Bishop, "Modern Control Systems," Pearson – Prentice Hall, 2005.
- [4] A. Ross, "Modelling and Control of the SimiCon UAV," MS Tezi, University of Glasgow, Department of Electronics and Electrical Engineering, Ocak-2003
- [5] Kirk, D. E., Optimal Control Theory, PTR Prentice-Hall, New Jersey, 1970.



Şekil 7. Yatıs Sabitleme Tepkileri



Şekil 8. İstikamet Sabitleme Tepkileri

Bir Füzenin Kontrol-Tahrik Sisteminin Kontrolü için Kayan Kip Tekniğinin Uygulanması

ALİ OSMAN MERTTOPÇUOĞLU, ALPER KAHVECİOĞLU

ROKETSAN A.Ş.
Ankara, TÜRKİYE

Özetçe

Aerodinamik kontrollü bir füzenin kontrol-tahrik sistemi (KTS) için kayan-kip kullanan bir kontrolcünün tasarım ve analizi yapılmıştır. Sistemin içerisinde bir DC-motor, aktarım mekanizması, kontrol yüzeyi ve pozisyon geribesleme cihazı vardır. Sistem, doğrusal olmayan model özellikleri ve kontrolcünün bilgisi dışında olan aerodinamik yük ve dışı boşluğu gibi bozucu etkenlere karşın performans beklentilerini karşılamak zorundadır. Diğer bir güçlük de DC-motor parametrelerinde ve besleme voltajında olan belirsizliklerdir. Kontrolcünün etkinliği ve gürbüzlüğü bir dizi benzeşim kullanılarak gösterilmiştir.

1. Giriş

Uğraşılan sistem, bir DC-motor, bir aktarma mekanizması ve bir tahrik yüzeyinden oluşan bir kontrol-tahrik sistemidir (KTS). Sistem, önemli ölçüde doğrusal olmayan özellikler göstermektedir. Ayrıca sistem parametrelerinde de belirsizlikler vardır.

Bu sistem için kayan-kip temelli bir kontrolcü tasarlanmıştır. Kayan-kip yaklaşımı doğrusal olmayan sistemleri için çok elverişlidir, bu yüzden de sıklıkla kullanılmaktadır. Bundan başka, modeldeki belirsizliklere karşı gürbüzlük sağlamasıyla da tanınır. Okuyucu, konuyla ilgili literatürde bir çok kaynak bulabilir, örnek olarak [1-3].

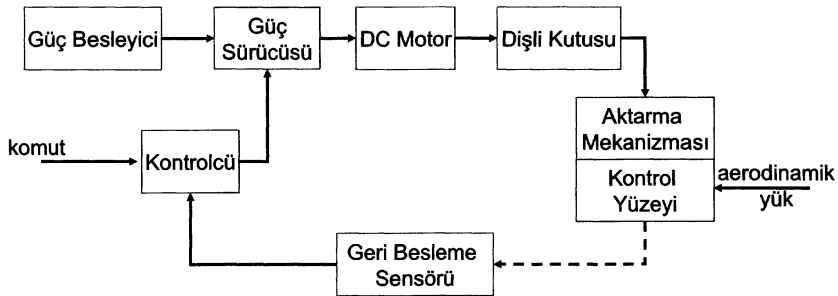
İkinci kısım kısaca sistem modelini tanıtmaktadır. Kontrolcünün geliştirilmesi ve analizi üçüncü kısımda bulunmaktadır. Kontrolcünün etkinliği çeşitli benzeşimler aracılığıyla incelenmiştir; bunların bazıları dördüncü kısımda sergilenmiştir. Son olarak beşinci kısımda bazı değerlendirmeler yer almaktadır.

2. KTS Modeli

Eldeki model bir füzeye yerleştirilecek olan bir elektromekanik KTS'dir. Literatürde çok miktarda kaynak bulunabilir; örnek olarak [4]. Sistemin bilindik akış şeması Şekil 1'de verilmiştir. Sistem, füze ana işlemcisinden gelen kontrol yüzey açılı komutunu girdi olarak kabul etmektedir. Kontrolcüden gelen voltaj komutları bir termal bataryadan sağlanan güç aracılığı ile gerçekleştirilmektedir. Kontrolcünün çıktısı sabit genlikteki bir darbe genişliği modülasyon sinyalidir. Böylece kontrol komutunun büyüklük ve yönü bir çalışma çevrimi aracılığıyla belirlenir. Sunuça aşağıdaki model elde edilir:

$$V_{girdi} = V_{güçsistemi} \cdot u \quad (1)$$

Burada $V_{güçsistemi}$ güç besleyicisinden gelen anlık voltaj ve $u \in [-1,1]$. Batarya ve güç sürücüsü dinamikleri, diğer sistem elemanlarına kıyasla, çok daha hızlı oldukları gerekçesiyle modele dahil edilmemişlerdir.



Şekil 1 Elektromekanik Kontrol Tahrik Sistemi Akış Şeması

DC-motor elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirmektedir; çalışması aşağıdaki denklemler yoluyla açıklanabilir:

$$i_{motor} = (V_{giridi} - K_B \cdot \omega_{motor}) / R \quad (2)$$

$$T_{motor} = K_T \cdot i_{motor} - \dot{\omega}_{motor} \cdot J_{motor} - T_{motorsürtünme} \quad (3)$$

Burada R , K_T , K_B sırasıyla DC-motor'un direnci, tork sabiti ve ters-gerilim sabitidir. Fakat, bu parametreler ayrıca bir dikkat gerektirmektedirler; çünkü gerçekte seri üretim toleranslarından kaynaklanan belirsizlikler içermektedirler. Bundan başka, bunlar zamanın ve/veya sıcaklığın doğrusal olmayan fonksiyonlarıdır. Sonuçta bu parametreler kabullenilen değerler etrafında deneyce belirlenmiş dağılımlara sahip rastsal sayılar olarak modellenmişlerdir. Ayrıca, DC-motorun endüktansının ihmal edildiği görülebilir. Bu yaklaşım sıkça kullanılır, çünkü DC-motorun elektriksel zaman sabiti 10^{-5} saniye mertebesinde.

Motor torku içinde boşluk olmadığı farzedilen bir dişli-kutusu ile aktarılmaktadır. Dişli-kutusu için yazılan denklemler aşağıdaki gibidirler:

$$T_{aktarm} = T_{motor} \cdot \eta_{dişli} \cdot n_{dişli} \quad (4)$$

$$\omega_{trans} = \omega_{motor} / n_{dişli} \quad (5)$$

Burada $n_{dişli}$ dişli oranı ve $\eta_{dişli}$ dişli verimidir. T_{aktarm} ve ω_{aktarm} ise sırasıyla aktarım torku ve aktarım hızıdır.

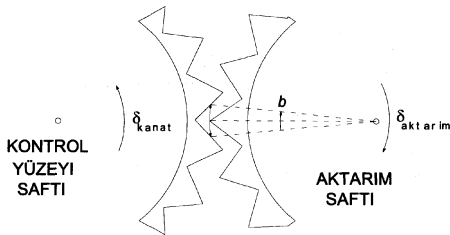
Kontrol yüzeyi üzerindeki direnç aerodinamik menteşe momentidir. Aerodinamik menteşe momenti Mach sayısının, füze hücum açısının ve yüzey kırılma açısının bir fonksiyonu olarak belirlenir ve sistem tasarımcısı tarafından bir tablo halinde verilir. Aerodinamik momentinin değeri ve işareti kontrolcü açısından belirsizdir, çünkü kontrolcü Mach sayısını ve hücum açısını bilmemektedir. Yüzey şaftı etrafındaki denklem aşağıdaki gibidir:

$$T_{aktarm} = \dot{\omega}_{kanat} \cdot J_{kanat} - T_{aerodinamik} - T_{kanatsürtünme} \quad (6)$$

Aktarma mekanizması ve kanatçık arasındaki ilişki Şekil 2'de gösterilmektedir. Bu ikili iki serbestlik derecesiyle modellenmiştir. Burada δ_{trans} ve δ_{fin} aktarma mekanizmasındaki ve kanatçıktaki konum değişiklikleridirler

$$\dot{\delta}_{aktarm} = \omega_{aktarm} \quad (7-a)$$

$$\dot{\delta}_{kanat} = \omega_{kanat} \quad (7-b)$$



Şekil 2 Aktarma Mekanizması & Kanatçık Şeması

Fakat dişli boşluğu kapandığı zaman iki eleman arasında bir çarpışma gerçekleşir ve beraber hareket etmeye başlarlar. Çarpışma sırasındaki elastik kuvvetler ve onlara bağlı çarpışma dinamiği ve geçiş süreci dikkate alınmamakta ve çarpışma sonrasındaki değerler momentumun korunumu prensibi uygulanarak hesaplanmaktadır.

Temas anından itibaren aşağıdaki koşullar sağlanmak zorundadırlar:

$$\delta_{aktarm} + \delta_{ikboşluk} - \delta_{kanat} = b \quad (8-a)$$

$$\omega_{kanat} = \omega_{aktarm} \quad (8-b)$$

Burada b toplam dişli boşluğu ve $\delta_{initgap}$ başlangıçtaki relatif pozisyonudur. Eğer temas sağlanmazsa iki şaftın denklemleri bağımsız çözülür ve $T_{aktarm} = 0$ alınır. Bu sırada ise aşağıdaki bağıntı geçerlidir:

$$\delta_{aktarm} + \delta_{ikboşluk} - \delta_{kanat} < b$$

Bu çalışmada, veri geribesleme işinin kanatçık şaftı üzerine yerleştirilmiş bir potansiyometre ile gerçekleştiriliği kabullenilmiştir. Orijinal modelde algılayıcı belirsizlikleri de dikkate alınmıştır; fakat kontrolcünün bu hataları düzeltmesi beklenemeyeceği için potansiyometre ideal farzedilmiştir. Benzeri şekilde model, kanatçık yerleşim hatası ve şaftın elastik bozulmalarını da içermektedir; fakat bu etkiler potansiyometrenin ölçüm imkanının ötesinde olduğu için bu çalışmada dikkate alınmamışlardır.

3. Kontrolcü Yapısı

Eğer aerodinamik yük, sürtünme ve dişli boşluğu terimleri katılmazlarsa (1-8) denklemleri aşağıdaki şekilde indirgenir:

$$\dot{\delta} = \omega \quad (9-a)$$

$$\dot{\omega} = u \cdot a - \omega \cdot \tau \quad (9-b)$$

Burada δ ve ω , karşılık gelen kanatçık dinamiği değişkenleridir. a maksimum ivme, τ ise sönümleme katsayısı olarak görülebilir.

$$a = \frac{V_{güçsistemi} \cdot K_T \cdot n_{dişli} \cdot \eta_{dişli}}{R \cdot J_{toplak}}$$

$$\tau = \frac{K_B \cdot a}{V_{güçsistemi}}$$

Aşağıdaki terim kayan yüzey olarak tanımlanmaktadır:

$$\sigma = \delta - \delta_{ref} + \omega \cdot \frac{|\omega|}{2 \cdot a} \quad (10)$$

Bu tanım, (10), aşağıdaki nokta için asimptotik yaklaşma şartını sağlamaktadır:

$$\delta = \delta_{ref} \quad \omega = 0$$

Burada amaç, ω 'nın aşırı değerlere ulaşmasını engellemektir; aslında $\delta + \omega \cdot |\omega| / (2 \cdot a)$ terimi, ω hızındaki bir kanatçığın a ivmesi ile yavaşlayarak sıfır konumuna gelebileceği bir açıya karşılık gelmektedir.

Bölümün geri kalan kısmında iki farklı kontrol kanununun kararlılığı incelenmektedir. Önce aşağıdaki kontrol kanunu ele alınacaktır:

$$u = -\text{sgn}(\sigma) \quad (11)$$

Aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu kabul edilir:

$$L \triangleq \frac{1}{2} \cdot \sigma^2$$

Eğer (10) üzerinde taraf tarafa türev alınır ve (9-b) ile beraber kullanılırsa aşağıdaki bağıntı elde edilir:

$$\sigma \cdot \dot{\sigma} = \sigma \cdot \left(\omega + \dot{\omega} \cdot \frac{|\omega|}{a} \right) = \omega \cdot \sigma \cdot \left(1 - \tau \cdot \frac{|\omega|}{a} \right) - |\omega| \cdot \sigma \cdot u$$

Böylece, $\frac{d}{dt} L < 0$ koşulu aşağıdaki şartlara ulaştırır:

$$\text{eger } \omega \cdot \sigma \leq 0 \quad \text{ise} \quad u \cdot \sigma < 0$$

$$\text{eger } \omega \cdot \sigma > 0 \quad \text{ise} \quad \omega \cdot \sigma \cdot (1 + u \cdot \text{sgn}(\sigma)) \leq 0$$

Kontrol kanununun, (11), bu koşulları sağladığı belirgindir. Bundan başka doğrusal geri besleme tarzında bir kontrol kanunu ele alınmıştır:

$$u = -(k_\omega \cdot \omega + k_\sigma \cdot \sigma + k_\xi \cdot \xi), \quad |u| \leq 1 \quad (12)$$

ξ integral terimidir. Yüzeyin, model belirsizliklerinden dolayı, sıfır-harici bir değere yakınsamasına engel olması için konmuştur. Şu şekilde tanımlanır:

$$\dot{\xi} = \text{Sat}(\sigma, \sigma_{\text{snir}}) \cdot dt$$

Sat satürasyon fonksiyonu, σ_{snir} ise sınırlayıcı değerdir. Bazı düzenlemelerden sonra aşağıdaki denklem kümesi elde edilir.

$$\dot{\omega} = -(k_1 \cdot \omega + k_2 \cdot \sigma + k_3 \cdot \xi) \quad (13-a)$$

$$\dot{\sigma} = \omega - \frac{|\omega|}{a} \cdot (k_1 \cdot \omega + k_2 \cdot \sigma + k_3 \cdot \xi) \quad (13-b)$$

$$\dot{\xi} = \sigma \quad (13-c)$$

k_1, k_2, k_3 katsayıları seçilmiş parametrelerdir. Aslında, bunlar aşağıda tanımlanan Hurwitz polinomunun katsayılarıdır:

$$P(s) \triangleq s^3 + k_1 s^2 + k_2 s + k_3 \triangleq (s^2 + 2 \cdot \omega_f \cdot \zeta_f \cdot s + \omega_f^2) \cdot (s + \lambda_f)$$

ω_f, ζ_f ve λ_f ise tasarım parametreleridir.

Ardından, (13) matris formunda yazılır:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{\sigma} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \hat{A} \begin{bmatrix} \omega \\ \sigma \\ \xi \end{bmatrix} \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} -k_1 & -k_2 & -k_3 \\ 1 - \frac{|\omega|}{a} \cdot k_1 & -\frac{|\omega|}{a} \cdot k_2 & -\frac{|\omega|}{a} \cdot k_3 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Bu matrisin karakteristik denklemi aşağıdaki gibidir:

$$\Delta = s^3 + \left(k_1 + \frac{|\omega|}{a} \cdot k_2 \right) \cdot s^2 + \left(k_2 + \frac{|\omega|}{a} \cdot k_3 \right) \cdot s + k_3$$

Routh-Hurwitz kriterine göre, $s^3 + \alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3$ şeklinde yazılan üçüncü derecedeki bir sistemin kararlılığı aşağıdaki koşullarla temin edilebilir:

$$\text{i) } \alpha_1 > 0, \alpha_2 > 0, \alpha_3 > 0, \text{ ve}$$

$$\text{ii) } \alpha_1 \cdot \alpha_2 > \alpha_3$$

Bu koşulların sağlandıkları görülmektedir. En sonunda, $k_\omega, k_\sigma, k_\xi$ kazançları (13-a) denkleminin (12) ve (9-b) içerisinde kullanılması sonucunda bulunacaktır.

Böylece, kontrol eylemi aşağıdaki değişken yapıtlı sistem ile ifade bulur:

$$u = \begin{cases} -\text{sgn}(\sigma) & \text{if } |\sigma| > \sigma_{\text{anahtar}} \\ -(k_\omega \cdot \omega + k_\sigma \cdot \sigma + k_\xi \cdot \xi) & \text{if } |\sigma| < \sigma_{\text{anahtar}} \end{cases}$$

Burada σ_{anahtar} anahtar parametredir. Birinci kontrol kanunu hızlı yakınsama için tercih edilmektedir. İkinci kontrol kanunu ise çitürtden kaçınmayı garantiler ve kararlı-hal davranışını iyileştirir.

4. Benzeşimler

Benzeşimlerde kullanılan parametre değerleri Tablo-1'de verilmiştir. Bu parametrelerin bazıları kesin olmadıklarından benzeşimlerde rastsal sayı olarak değerlendirilmektedirler; bunların dağılım özellikleri de aynı tabloda verilmiştir. Bu bölümde, geçen bölümde bahsedilen kontrolcünün performansı benzeşimler yoluyla analiz edilmektedir. Benzeşimler MATLAB ortamında 0.0001 saniyelik zaman aralığı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo 1 Benzeşimlerde Kullanılan Parametreler

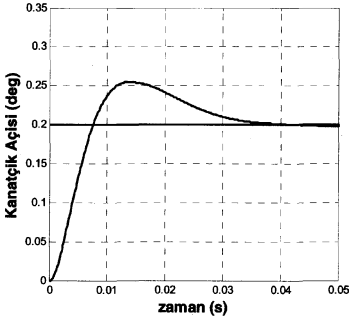
PARAMETRE	KABUL DEĞER	DAĞILIM ÖZELLİKLERİ
Direnç	17.5 Ohm	Kabul Değer Etrafında Normal - 15% Standart Sap.
Ters Gerilim Sabiti	0.02 V/(rad/s)	Kabul Değer Etrafında Normal - 5% Standart Sap.
Tork Sabiti	0.02 N.m/Ampere	Kabul Değer Etrafında Normal - 5% Standart Sap.
Besleme Voltajı	28.0 V	24 V - 32 V Aralığında Düzgün
Dişli Boşluğu (ilk)	$b/2$	$0^\circ - 0.2^\circ$ Aralığında Düzgün
Dişli Oranı	130	Deterministik
Dişli Verimi	0.6	Deterministik
Rotor Atal Mom.	$2.0 \cdot 10^{-7}$ kg.m ²	Deterministik
Kanatçık Atal Mom.	$3.5 \cdot 10^{-4}$ kg.m ²	Deterministik

Bütün benzeşimlerde aerodinamik menteşe momenti hesabı deniz seviyesinde ve standart atmosfer kullanılarak yapılmaktadır. Bu çalışmada Mach sayısı 1 alınmıştır; çünkü menteşe momenti en yüksek değere sesgeçimi hızlarında ulaşmaktadır.

Bu benzeşimlerde kullanılan kontrolcünün tasarım parametreleri için ise şu değerler seçilmiştir:

$$\sigma_{anahlar} = \sigma_{sınır} = 0.2 \text{ deg}$$

$$\omega_f = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/sec} \quad \zeta_f = 0.7 \quad \lambda_f = 100 \text{ rad/sec}$$

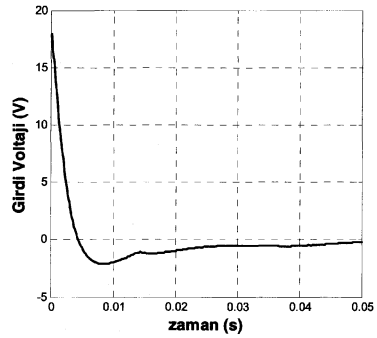


Şekil 3-a: 0.2° Komutu için Pozisyon Cevabı

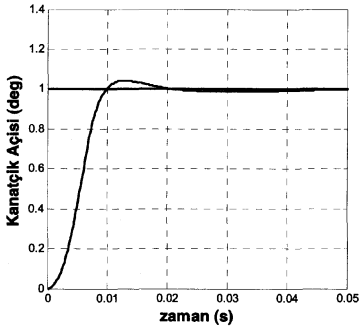
4.1 İdeal Sistem, Basamak Girdi

Birinci benzeşim grubunda, sistemin verilen bir kanat açısı değerine ulaşması istenmektedir. Olağan koşullar (hücum açısı sıfır, dişli boşluğu yok, parametrelerde belirsizlik yok) uygulanmakta ve benzeşimler 0.05 saniye sürmektedir.

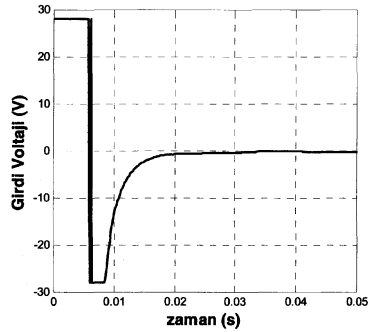
Çalışma 0.2° (Şekil 3), 1.0° (Şekil 4), and 5.0° (Şekil 5), değerleri için tekrarlanmakta ve kontrolcünün etkinliği üç farklı ölçekte gözlemlenmektedir. Her üç durumda da voltaj komutları beraber verilmiştir.



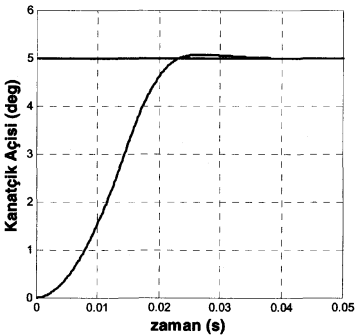
Şekil 3-b: 0.2° Komutu için Kontrolcü Cevabı



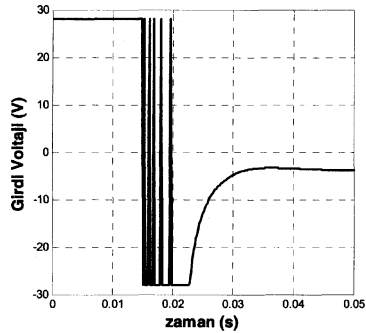
Şekil 4-a: 1° Komutu için Pozisyon Cevabı



Şekil 4-b: 1° Komutu için Kontrolcü Cevabı



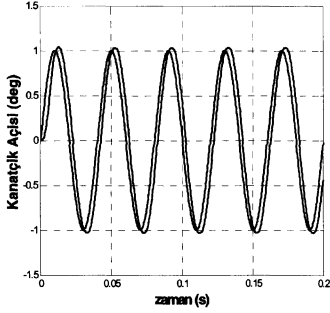
Şekil 5-a: 5° Komutu için Pozisyon Cevabı



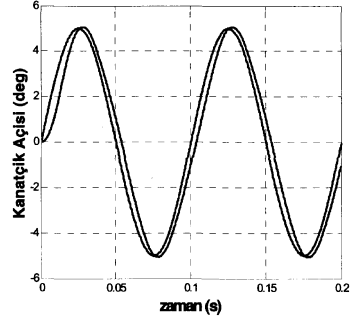
Şekil 5-b: 5° Komutu için Pozisyon Cevabı

4.2 İdeal Sistem, Sinüs Girdisi

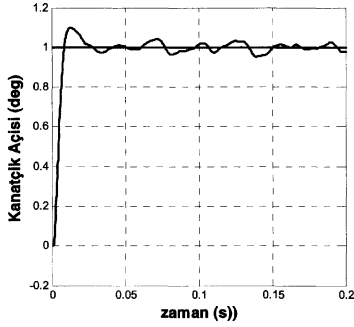
Bu kısımda, kontrolcünün frekans cevabı denenmektedir. Tekrar, kabullenilmiş koşullar kullanılmaktadır. Burada, sistem cevapları referans sinyalle beraber sunulmaktadır. Bu test 1° için 25 Hz'te (Şekil 6-a), ve 5° için 10 Hz'te (Şekil 6-b) tekrarlanmıştır. Her iki durumda da sistemin referans sinyali 0.2 saniye boyunca başarıyla takip ettiği gözlemlenmiştir.



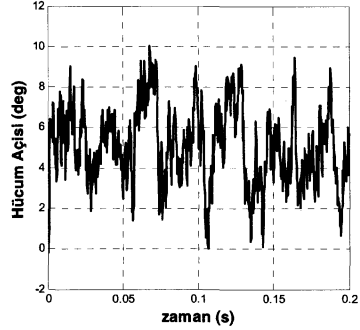
Şekil 6-a: (1° , 25 Hz) için Frekans Cevabı



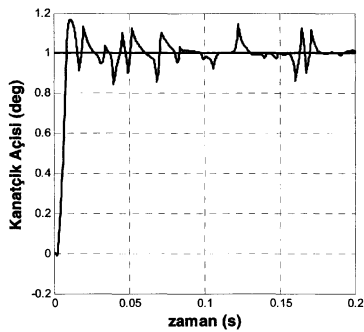
Şekil 6-b: (5° , 10 Hz) için Frekans



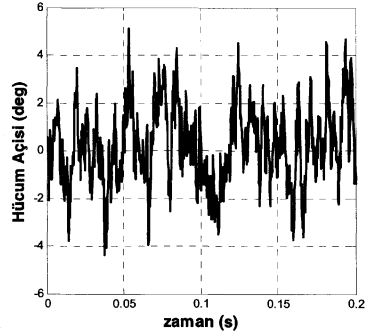
Şekil 7-a: Pozisyon Cevabı - Hücüm Açısı 5° Etrafında Rastsal Olarak Değişmekte



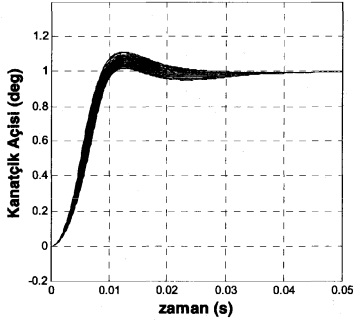
Şekil 7-b: Pozisyon Cevabı - Hücüm Açısı 0° Etrafında Rastsal Olarak Değişmekte



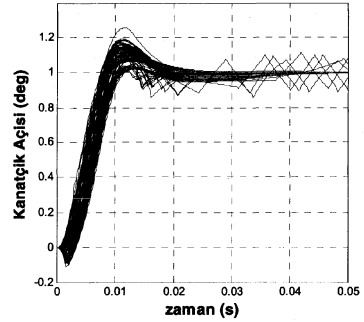
Şekil 8-a: Pozisyon Cevabı - Hücüm Açısı 0° Etrafında Rastsal Olarak Değişmekte



Şekil 8-b: Pozisyon Cevabı - Hücüm Açısı 0° Etrafında Rastsal Olarak Değişmekte



Şekil 9-b: Belirsiz Koşullarda Pozisyon Cevabı –
(Dişli Boşluğu Yok)



Şekil 9-b: Belirsiz Koşullarda Pozisyon Cevabı –
(Dişli Boşluğu Var)

4.4 Belirsiz Parametreler, Basamak Girdi

Bu benzeşim grubu kontrolcü gürbüzülüğünün parametre belirsizlikleri karşısındaki durumunu incelemek amacıyla düzenlenmektedir. Çalışmalar, 100 benzeşimlik gruplar halinde düzenlenmiştir. Bu benzeşimlerde parametreler rastsal değişkenler olarak kullanılmaktadırlar. Parametrelerin değişimleri yavaş oldukları için benzeşim süresi içerisinde değişmiyor kabul edilmektedirler; bu parametrelerin dağılım özellikleri Tablo-1’de verilmektedirler. Her benzeşim 0.05 saniye devam etmektedir. Cevaplar toplu olarak aynı şekil içerisinde sunulmaktadır. Burada iki duruma yer ayrılmıştır. Birinci durumda (Şekil 9-a), dişli boşluğu yok kabul edilmektedir; ikinci durumda (Figure 9-b), ise dişli boşluğu 0.2° alınmaktadır. Her iki durumda da hücum açısı $[-5^\circ, 5^\circ]$ aralığında değişmektedir.

5. Değerlendirme

Bu bölümde, geliştirilen kontrolcünün bazı özelliklerine dikkat çekilmektedir. Herşeyden önce, sistemin yüksek açı komutlarında bile hızlı ve sorunsuz olarak yakınsadığı görülmektedir. Kontrolcünün limitlendiği durumlarda sık sık görülen yüksek miktarlarda hedef-aşmaları ve kontrol kökenli salınımlara rastlanmamaktadır. Küçük komutlarda veya geriye küçük miktarda düzeltmeler kaldığı zamanlarda ise sistem doğrusal bir yakınsama göstermektedir. KTS’de parametrelerdeki belirsizliğin fazla olduğu, yani parametrelerin kabullenildikleri değerlerden çokça saptıkları bilinmektedir. Fakat yine de, sistemin cevabında, ideal cevaptan fazla bir sapma görülmektedir. Mentеше momenti bilinmemekte ve bozucu etki olarak ele alınmaktadır. Aerodinamik yük kimi zaman zaman yüksek, ve hatta inişli çıkışlı değerler alabilmektedir. Kontrolcü sistem cevabını dar bir bant içinde tutmayı başarabilmektedir. Dişli boşluğu etkilerinin tamamen ortadan kaldırılabilmesi bu çalışma açısından olanaklı görünmemektedir; bunun için her iki şafttan da ölçüm alınması lazımdır. Ancak, bu durumda bile sistemin referans sinyali, ortalama olarak bile olsa, takip ettiği görülmektedir.

6. Kaynakça

1. Lin C.F. “Advanced Control System Design”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1994.
2. Utkin V.I. “Sliding Modes in Control and Optimization”, Springer-Verlag, Berlin, 1992.
3. Isidori A. “Nonlinear Control Systems” Springer-Verlag, London, 1995.
4. de SILVA C.W. “Control Sensors and Actuators” Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1989.

Bir Füze Otopilotu için Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı

Beyza GÖKBİLEN¹, Metin U. SALAMCI²

¹ Makine Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, 06570 Maltepe, ANKARA
b_gokbilen@yahoo.com

² Makine Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, 06570 Maltepe, ANKARA
msalamci@gazi.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, doğrusal olmayan hareket denklemlerine sahip bir füze modeline, normal ivme takibi amacıyla, zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak Kayan Kipli Kontrol (KKK) yöntemi uygulanmıştır. Yöntem, doğrusal olmayan sistemin her bir zaman aralığında dondurulması ve bu noktadaki durum değişkenlerince değerlendirilmesiyle, ardışık, zamanla değişmeyen doğrusal sistemlerin elde edilmesi esasına dayanır. Bulunan her bir doğrusal sisteme ait doğrusal kayma yüzeylerinin birleştirilmesi ile, doğrusal olmayan sistem için, eğimi zamanla değişen doğrusal kayma yüzeyi elde edilmiş olur. Bu çalışmada kayma yüzeyi parametrelerinin bulunabilmesi için kök yerleştirme metodu kullanılmıştır. Kayma yüzeyinin bulunmasından sonra sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek ve bu yüzey üzerinde tutarak denge noktasına ulaşmasını sağlayacak kontrolcünün tasarımı yapılmıştır.

1. Giriş

Doğrusal sistemler için KKK tasarımı, kayma yüzeyi olarak adlandırılan ve sistemi denge noktasına ulaştıracak olan doğrusal yüzeyin bulunması ve sistemi bulunan kayma yüzeyi üzerine yönlendirecek ve bu yüzey üzerinde kalmasını sağlayacak kontrolcünün tasarlanması olmak üzere iki adımda gerçekleştirilir. Kayma yüzeyinin ve kontrolcünün tasarlanabilmesi için sistem, öncelikle doğrusal bir koordinat dönüşüm matrisi seçilerek, "Düzenli Biçim" (Regular Form) denilen şekilde tanımlanır. Böylelikle sistem, kontrol teriminin olduğu ve olmadığı iki alt sisteme ayrılır. Kayma yüzeyi, kontrol teriminin olmadığı alt sistemi kararlı kılmak şeklinde tasarlanır. Kontrolcü ise sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek ve daha sonra bu yüzey üzerinde tutacak şekilde tasarlanır [1,2,3,4].

Doğrusal olmayan sistemler için KKK tasarımı aynı adımlar uygulanarak gerçekleştirilmek istendiğinde ise doğrusal olmayan sistemi "Düzenli Biçim"e dönüştürecek koordinat dönüşüm matrisi her zaman bulunamayabilmektedir. Böyle bir koordinat dönüşümü bulunabilse bile, kontrol girişinin olmadığı alt sistemi kararlı kılmak yüzey parametreleri

kolayca belirlenemeyebilmektedir[5,6,7]. Belirtilen zorluklar, doğrusal olmayan sistemler için uygun bir doğrusal olmayan kontrol yönteminin tasarlanması ihtiyacını ortaya çıkarmaktadır.

Bu çalışmada denklem (1) ile ifade edilebilen bir grup doğrusal olmayan sistemler için, zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak KKK yöntemi önerilmiştir.

$$\dot{x} = A(x)x + B(x)u \quad (1)$$

Burada $x \in R^n$, $u \in R^m$, $A(x) \in R^{n \times n}$ ve $B(x) \in R^{n \times m}$ şeklinde tanımlıdır.

Zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak KKK tasarımı yapılırken, denklem (1) ile tanımlanabilen doğrusal olmayan sistem, seçilen her bir zaman aralığında dondurulur ve bu noktalardaki durum değişkenleri yerine yazılarak ardışık zamanla değişmeyen doğrusal sistemler elde edilir. Her bir doğrusal sisteme ait doğrusal kayma yüzeylerinin birleştirilmesi ile denklem (1) ile tanımlı doğrusal olmayan sisteme ait, eğimi zamanla değişen doğrusal kayma yüzeyi elde edilir. KKK tasarımı, kontrol terimini içeren alt sistem kullanılarak, gerekli kontrol girişinin bulunması ile tamamlanır[8].

Bu çalışmanın 2.bölümünde doğrusal olmayan sistemler için zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak KKK yönteminin teorik alt yapısı açıklanmış, 3. bölümde ise yöntem, doğrusal olmayan hareket denklemlerine sahip bir füze modeline, normal ivme takibini sağlamak amacıyla uygulanmış ve benzetim sonuçları elde edilmiştir. 4. bölümde sonuçlar sunulmuştur.

2. Doğrusal Olmayan Sistemler için Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı

Bu bölümde denklem (1) ile tarif edilebilen doğrusal olmayan sistemler için KKK tasarımı yöntemi verilmektedir [13]. Bu amaçla, sistemin $A(x)$ ve $B(x)$ matrisleri içinde yer alan x , bir parametre olarak değerlendirilmekte ve sistem, $\theta(t)$

bir (n) boyutlu zamanla değişen parametre vektörü olmak üzere aşağıdaki biçimde ele alınmaktadır.

$$\dot{x} = A(\theta(t))x + B(\theta(t))u \quad (2)$$

Denklem (1) veya (2) ile verilen sistemin KKK tasarımı için, bu çalışmada doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerin KKK tasarımı ve doğrusal olmayan (veya zamanla değişen) sistemlerin “dondurulma tekniği” (freezing technique) birlikte kullanılmaktadır. Bu yöntemin uygulanabilmesi için genel olarak yapılan “sistemlerin zamanla küçük değişimler gösteriyor olması” kabulü, bu çalışmada da geçerlidir. Böylelikle [9-12]'de belirtilen klasik kararlılık ve geribesleme kontrolü tasarımı metodlarının sonuçları kullanılabilir.

Denklem (2) ile tanımlı sistemin kayma yüzeyi tasarımının gerçekleştirilebilmesi için, doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerde olduğu gibi, denklem (3) ile tanımlı bir koordinat dönüşümü kullanılmaktadır.

$$\xi = T(\theta)x \quad (3)$$

Burada $T(\theta(t))$, tüm $\theta(t)$ 'ler için parametreye bağlı ve tekil olmayan bir koordinat dönüşüm matrisidir ve bu matris yardımıyla sistem,

$$\begin{bmatrix} A_{11}^*(\theta) & A_{12}^*(\theta) \\ A_{21}^*(\theta) & A_{22}^*(\theta) \end{bmatrix} = (T(\theta)A(\theta) + \dot{T}(\theta))T^{-1}(\theta) \text{ ve}$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ B_2^*(\theta) \end{bmatrix} = T(\theta)B(\theta)$$

olmak üzere, aşağıda verilen denklemde olduğu gibi “Düzenli Biçime” dönüştürülmektedir.

$$\dot{\xi}_1 = A_{11}^*(\theta(t))\xi_1 + A_{12}^*(\theta(t))\xi_2 \quad (4)$$

$$\dot{\xi}_2 = A_{21}^*(\theta(t))\xi_1 + A_{22}^*(\theta(t))\xi_2 + B_2^*(\theta(t))u$$

Kayma yüzeyi, yeni koordinat sisteminde

$$\sigma(\xi_1, \xi_2) = \xi_2 + C(\theta(t))\xi_1 \quad (5)$$

denkleminde tanımlanabilir. Burada zamanla değişen bir fonksiyon olan $C(\theta(t))$ kayma yüzeyi eğimleri, sistem kayma yüzeyi üzerinde iken, $\sigma(\xi_1, \xi_2) = 0$, sistemin kararlı davranışını sağlayacak şekilde seçilir. Kayma yüzeyi üzerinde $\xi_2 = -C(\theta(t))\xi_1$ olduğundan, kayma yüzeyi denkleminin aşağıdaki biçimde ifade edilmesi mümkündür.

$$\dot{\xi}_1 = (A_{11}^*(\theta) - A_{12}^*(\theta)C(\theta))\xi_1 = A_s(\theta)\xi_1 \quad (6)$$

Denklem (6) ile tanımlı sistemin zamanla küçük değişimler gösteriyor olduğu varsayılarak her bir $\theta(t)$ için dondurulan sistemin kararlılığı sağlanabilirse, $A_s(\theta(t))$ matrisinin yeterince küçük olmasıyla, denklem (2) ile tanımlı sistemin de kararlılığı sağlanmış olur [9,11].

Dondurulma tekniğinin kullanılması ile zamanla değişmeyen doğrusal sistemlerin elde edilebilmesi için, ilk olarak $A(x)$ ve $B(x)$ matrislerinin $x_0 = x(0)$ başlangıç noktasındaki değerleri hesaplanırsa

$$x = A(x(0))x + B(x(0))u = Ax + Bu \quad (7)$$

denklem (7) ile belirtilen doğrusal zamanla değişmeyen sistem elde edilir. Aynı şekilde, her bir nokta için yeni durum değişkenlerinin denklem (1)'de yerine konulmasıyla, farklı (A, B) çiftlerine sahip, sonlu sayıda doğrusal zamanla değişmeyen sistem elde edilmiş olur. Böylelikle doğrusal olmayan sistemler için KKK tasarımı problemi, doğrusal zamanla değişmeyen sistemler için KKK tasarımına dönüştürülmüş olur.

Kayma yüzeyinin tasarlanabilmesi için, denklem (7)'deki doğrusal sistemi, Düzenli Biçime dönüştürecek tekil olmayan bir T doğrusal dönüşüm matrisi seçilerek, sisteme $z = Tx$ şeklinde bir koordinat dönüşümü uygulanır.

$$\dot{z} = T \dot{x} = TAT^{-1}z + TBu = \begin{bmatrix} A_{11}^* & A_{12}^* \\ A_{21}^* & A_{22}^* \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} 0 \\ B_2^* \end{bmatrix}$$

Bu dönüşüm ile sistem, $z_1 \in R^{n-m}$ ve $z_2 \in R^m$ olmak üzere

$$\dot{z}_1 = A_{11}^* z_1 + A_{12}^* z_2 \quad (8.a)$$

$$\dot{z}_2 = A_{21}^* z_1 + A_{22}^* z_2 + B_2^* u \quad (8.b)$$

denklem (8.a) ve denklem (8.b) ile ifade edilebilen iki alt sisteme ayrılmış olur.

Kayma yüzeyi, aşağıdaki denklemle ifade edilebilir

$$\sigma(z) = z_2 + Cz_1 \quad (9)$$

$C \in R^{m \times n}$ yüzey eğim matrisinin değerleri, kontrol terimini içermeyen denklem (8.a) ile ifade edilebilen alt sistem kullanılarak bulunur. Kayma yüzeyi üzerinde, $\sigma(z) = 0$ olacağından, $z_2 = -Cz_1$ yazılır ve denklem (8.a)'da yerine konulursa

$$\dot{z}_1 = \underbrace{[A_{11}^* - A_{12}^* C]}_{A_{red}} z_1 \quad (10)$$

denklem (10) ile gösterilen indirgenmiş sistem denklemi elde edilir ve bu sistemi kararlı kılacak C yüzey eğim parametrelerinin bulunması ile kayma yüzeyi tasarımı tamamlanır.

Sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek ve bu yüzey üzerinde kalmasını sağlayacak kontrolcü ise aşağıdaki şartları sağlayan bir Lyapunov fonksiyonu yardımı ile bulunabilir.

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(x) < 0 \text{ için } \sigma(x) > 0 \\ \dot{\sigma}(x) > 0 \text{ için } \sigma(x) < 0 \end{aligned} \quad (11)$$

Böylelikle, kontrol girişi; eşdeğer kontrol (u_{eq}) ve nonlinear kontrol (u_n) terimi olmak üzere iki kısımdan oluşur. Eşdeğer kontrol terimi, kontrolcünün, sistemi kayma yüzeyi üzerine yönlendirecek kısımdır ve kayma yüzeyi denkleminin türevi alınarak aşağıdaki biçimde bulunur.

$$\begin{aligned}\dot{\sigma}(z) &= C\dot{z}_1 + \dot{z}_2 = 0 \\ &= C(A_{11}^*z_1 + A_{12}^*z_2) + A_{21}^*z_1 + A_{22}^*z_2 + B_2^*u_{eq}\end{aligned}$$

ve denklemin düzenlenmesi ile,

$$u_{eq} = -(B_2^*)^{-1}[(CA_{11}^* + A_{21}^*)z_1 + (CA_{12}^* + A_{22}^*)z_2] \quad (12)$$

Nonlinear kontrol terimi ise sistemin kayma yüzeyi üzerinde kalmasını ve böylelikle denge noktasına ulaşmasını sağlar ve $k \in R^+$ olmak üzere $u_n = -k \cdot \text{sign}(\sigma(z))$ ile ifade edilebilir. Böylece, toplam kontrolcü, u ise $u = u_{eq} + u_n$ olarak tanımlanır.

Zamanla değişmeyen doğrusal sistemin KKK için açıklanan adımların, bulunan her bir doğrusal sistem için tekrarlanması gerekmektedir. Bu durumda kayma yüzeyi eğimi değişmekte ve böylelikle zamanla değişen yüzeye sahip kayma yüzeyi oluşmaktadır. Bu durumda kayma yüzeyi denklemini,

$$\sigma(z, t) = C(t)z \quad (13)$$

ile verilebilir. Böylece doğrusal olmayan sistemi zamanla değişen kayma yüzeyi üzerine yönlendiren eşdeğer kontrol terimi

$$u_{eq} = -[C(t)B_2^*]^{-1}[(\dot{C}(t) + C(t)A_{11}^* + A_{21}^*)z_1 + (C(t)A_{12}^* + A_{22}^*)z_2]$$

şeklinde ifade edilebilir.

3. Uygulama: Füze Modeli

Doğrusal olmayan sistemlerin, zamanla değişen yüzey kullanılarak KKK yönteminin başarısını göstermek amacıyla yöntem, bir füze modeline uygulanmıştır. Uygulama için seçilen füze modeline ait sistem denklemleri ve parametreler [14] nolu kaynaktan alınmıştır ve daha önce farklı kontrol yaklaşımları ile birçok araştırmacı tarafından çalışılmıştır [15-19]. Mach 3'de 20000 ft yüksekliğinde seyreden füzenin kuyruk kumandası ile yunuslama eksenindeki hareketi kontrol edilmeye çalışılmaktadır. Bu çalışmada füze modeline, zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak KKK yöntemi, normal ivme takibi amacıyla uygulanmaktadır. Füzenin hareket denklemleri,

$$\begin{aligned}\dot{\alpha}(t) &= K_\alpha M C_n [\alpha(t), \delta(t), M] \cos(\alpha(t)) + q(t) \\ \dot{q}(t) &= K_q M^2 C_m [\alpha(t), \delta(t), M]\end{aligned} \quad (14)$$

ile verilmektedir. Buradaki aerodinamik katsayılar

$$\begin{aligned}C_n[\alpha, \delta, M] &= \text{sgn}(\alpha)[a_n|\alpha|^3 + b_n|\alpha|^2 + c_n(2 - M/3)|\alpha|] + d_n\delta \\ C_m[\alpha, \delta, M] &= \text{sgn}(\alpha)[a_m|\alpha|^3 + b_m|\alpha|^2 + c_m(-7 + 8M/3)|\alpha|] + d_m\delta\end{aligned}$$

ile verilir. Sistem çıkışı normal ivme olup,

$$\eta(t) = K_z M^2 C_n [\alpha(t), \delta(t), M] \quad (15)$$

denklem (15) ile ifade edilir. Denklemlerde belirtilen sistem değişkenleri

$$\begin{aligned}\alpha(t) &= \text{Hücum açısı (deg)} \\ q(t) &= \text{Yunuslama hızı (deg/s)} \\ \delta_c(t) &= \text{Kuyruk kumanda açısı (deg)} \\ \delta(t) &= \text{Gerçek kuyruk açısı (deg)} \\ \eta_c(t) &= \text{Referans ivme (g cinsinden)} \\ \eta(t) &= \text{Gerçek normal ivme (g cinsinden)}\end{aligned}$$

şeklinde temsil edilmiştir ve füze modeline ait parametreler, Tablo 1'de sunulmuştur.

Tablo 1: Füzenin yunuslama eksenine ait katsayıları

$K_\alpha = (0.7)P_0S / mv_s$	
$K_q = (0.7)P_0Sd / I_y$	
$K_z = (0.7)P_0S / m$	
$P_0 = 973.3 \text{ lbs} / \text{ft}^2$	20000ft'deki statik basınç
$S = 0.44 \text{ ft}^2$	Referans yüzey alanı
$m = 13.98 \text{ slugs}$	Kütle
$v_s = 1036.4 \text{ ft/s}$	20000ft'deki ses hızı
$d = 0.75 \text{ ft}$	Referans çapı
$I_y = 182.5 \text{ slug.ft}^2$	Yunuslama atalet momenti
$a_n = 0.000103 \text{ deg}^{-3}$	$a_m = 0.000215 \text{ deg}^{-3}$
$b_n = -0.00945 \text{ deg}^{-2}$	$b_m = -0.0195 \text{ deg}^{-2}$
$c_n = -0.1696 \text{ deg}^{-1}$	$c_m = 0.051 \text{ deg}^{-1}$
$d_n = -0.034 \text{ deg}^{-1}$	$d_m = -0.206 \text{ deg}^{-1}$

Sistem modeli denklem (14) ile ifade edilen sistem denklemlerine, istenilen ivme ile gerçekleşen ivme arasındaki hatanın üçüncü bir durum denklemini olarak eklenmesi ile elde edilebilir. Bu durumda e =hata sinyali ve η_c =takip edilmeye çalışılan referans normal ivme olmak üzere sistem çıkışı ve hata aşağıdaki şekilde tanımlıdır [7].

$$y = \int \eta dt, \quad (16)$$

$$e = \int (\eta - \eta_c) dt \quad (17)$$

ve yeni durum denklemini denklem (17)'nin türevinin alınması ile elde edilir.

$$\dot{e} = \eta - \eta_c = a_{31}(\alpha)\alpha + b_{31}\delta - \eta_c \quad (18)$$

Böylelikle denklem (19) ile ifade edilen sistem denklemleri bulunur.

$$\begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{q} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11}(\alpha) & 1 & 0 \\ a_{21}(\alpha) & 0 & 0 \\ a_{31}(\alpha) & 0 & 0 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \alpha \\ q \\ e \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_{11}(\alpha) \\ b_{21} \\ b_{31} \end{bmatrix}}_B \delta + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\eta_c \end{bmatrix}}_N \quad (19)$$

Burada;

$$a_{11} = K_\alpha M (a_n \alpha^2 + b_n |\alpha| + c_n) \cos(\alpha)$$

$$a_{21} = K_q M^2 (a_m \alpha^2 + b_m |\alpha| + c_m)$$

$$b_{11} = K_\alpha M \cos(\alpha) d_n$$

$$b_{21} = K_q M^2 d_m$$

$$a_{31} = K_z M^2 (a_n \alpha^2 + b_n |\alpha| + c_n)$$

$$b_{31} = K_z M^2 d_n$$

Denklem (19) ile ifade edilen sisteme uygulanacak kontrolün amacı, sistem çıkışı olan normal ivmenin, belirlenen η_c referans ivmeyi takip etmesidir. Doğrusal zamanla değişen yüzeyler kullanarak KKK uygulayabilmek için, sistem seçilen her bir $t = t_s$ anında $x = x_s$ durum değişkenlerince değerlendirilirse

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(x(t_s))x + B(x(t_s))u + N(t) \\ &= A_s x + B_s u + N_s \end{aligned} \quad (20)$$

doğrusal zamanla değişmeyen sistem elde edilir. Denklem (20) ile belirtilen sistemi Düzenli Biçime dönüştürecek tekil olmayan T koordinat dönüşüm matrisi bu çalışmada aşağıdaki şekilde seçilmiştir.

$$T(t) = \begin{bmatrix} 1 & -(b_{11}/b_{21}) & 0 \\ 0 & 1 & -(b_{21}/b_{31}) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Koordinat dönüşümünün uygulanması ile denklem (20) ile tanımlı sistem, aşağıda belirtilen iki alt sisteme ayrılır,

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11}^* & a_{21}^* & a_{31}^* \\ a_{21}^* & a_{22}^* & a_{23}^* \\ a_{31}^* & a_{32}^* & a_{33}^* \end{bmatrix}}_{A^*} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b^* \end{bmatrix}}_{B^*} u + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1^* \\ n_2^* \\ n_3^* \end{bmatrix}}_{N^*} \quad (21)$$

ve kayma yüzeyi, kontrol girişinin olmadığı alt sistem kullanılarak tasarlanır.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= a_{11}^* z_1 + a_{12}^* z_2 + a_{13}^* z_3 + \eta_1^* \\ \dot{z}_2 &= a_{21}^* z_1 + a_{22}^* z_2 + a_{23}^* z_3 + \eta_2^* \end{aligned} \quad (22)$$

Kayma yüzeyi,

$$\sigma(z, t) = C_1(t)z_1 + C_2(t)z_2 + z_3 \quad (23)$$

ile tanımlıdır ve kayma yüzeyi üzerinde $\sigma(z, t) = 0$ olduğundan $z_3 = -C_1(t)z_1 - C_2(t)z_2$ şeklinde yazılır ve z_3 terimi denklem (22)'de yerine konulursa

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11}^* - C_1(t)a_{13}^* & a_{12}^* - C_2(t)a_{13}^* \\ a_{21}^* - C_1(t)a_{23}^* & a_{22}^* - C_2(t)a_{23}^* \end{bmatrix}}_{A_{red}} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1^* \\ \eta_2^* \end{bmatrix} \quad (24)$$

denklem (24) ile ifade edilen indirgenmiş sistem denklemi elde edilir ve kayma yüzeyi parametreleri, bu sistemin kararlı davranışını sağlayacak biçimde seçilir. Denklem (24) ile verilen sistemin kararlılığının araştırılması için, sistem aşağıdaki biçimde gösterilirse,

$$\dot{x} = f(x) = Ax + g(x) \quad (25)$$

Burada A, denge noktası etrafında doğrusallaştırılmış sistem matrisidir.

$$A = \left. \frac{\partial f}{\partial x}(x) \right|_{x=0}$$

Denklem (25) ile tanımlı bir sistem için, P pozitif tanımlı bir matris olmak üzere, Lyapunov fonksiyonu

$$V(x) = x^T P x \quad (26)$$

yazılır ve fonksiyonun türevi alınırsa,

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= x^T P \dot{x} + \dot{x}^T P x \\ &= x^T P f(x) + f^T(x) P x \\ &= x^T P [Ax + g(x)] + [x^T A^T + g^T(x)] P x \\ &= x^T \underbrace{(PA + A^T P)}_{-Q} x + 2x^T P g(x) \end{aligned} \quad (27)$$

denklem (27) bulunur ve Q simetrik pozitif bir matris alınarak

$$\dot{V}(x) = -x^T Q x + 2x^T P g(x) \quad (28)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, denklemin sağ tarafındaki ilk terim negatif tanımlı iken ikinci terim tanımsızdır. Denklemin sağ tarafındaki ilk terimin, ikinci terimi bertaraf edecek kadar negatif eksende orijinden uzak seçilmesiyle $\dot{V}(x)$ 'in negatif tanımlı olması sağlanır [11].

Sonuç olarak denklem (28) ile ifade edilen sistemin kararlılığı, sistem kutuplarının negatif eksende, η^* teriminden gelen bozucu etkiyi bertaraf edecek kadar orijine uzak seçilmesiyle sağlanacaktır. Bu çalışmada, sistem kutupları, $\lambda = [-250 \ -380]$ olarak seçilmiştir. Kayma yüzeyi tasarımının tamamlanmasından sonra, kontrolcü tasarımı, sistemin kontrol uygulanan alt sistemi kullanılarak yapılacaktır.

Sistemi kayma yüzeyi üzerine getiren eşdeğer kontrol terimi, kayma yüzeyi denkleminin türevi alınarak aşağıdaki biçimde elde edilir.

$$u_{eq} = -[b^*]^{-1} \begin{pmatrix} \dot{C}_1(t)z_1 + \dot{C}_2(t)z_2 \\ + (C_1a^*_{11} + C_2a^*_{21} + a^*_{31})z_1 \\ + (C_1a^*_{12} + C_2a^*_{22} + a^*_{32})z_2 \\ + (C_1a^*_{13} + C_2a^*_{23} + a^*_{33})z_3 \\ + C_1n^*_1 + C_2n^*_2 + n^*_3 \end{pmatrix} \quad (29)$$

Toplam kontrol u , ise

$$u = u_{eq} - k \text{sign}(\sigma(z,t)) \quad (30)$$

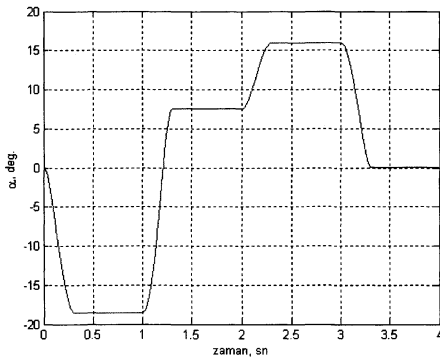
denklem (30) ile bulunur.

3.1. Benzetim Sonuçları

Zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak KKK yöntemi, başlangıç koşulu $x_0 = [0,1 \ -0,2 \ 0]^T$, sistem kutupları $\lambda = [-250 \ -380]$ ve kontrol parametresi $k = 1$ seçilerek, $\Delta t = 0.003$ zaman aralığı için seçilen füze modeline uygulanmış ve aşağıdaki benzetim sonuçları elde edilmiştir.

Şekil 1, 2 ve 3, tasarlanan KKK yönteminin uygulanması sonucunda sistemin durum değişkenlerinin değişimini vermektedir. Her ne kadar 3. durum değişkeni izlenmek istenen normal ivme değeri ile sistemin takip ettiği normal ivme değeri arasındaki hata olarak tarif edilmiş olsa da, Şekil 3'de bu hata değeri yerine izlenmek istenen normal ivme değeri ve izlenen normal ivme değeri birlikte verilmiştir.

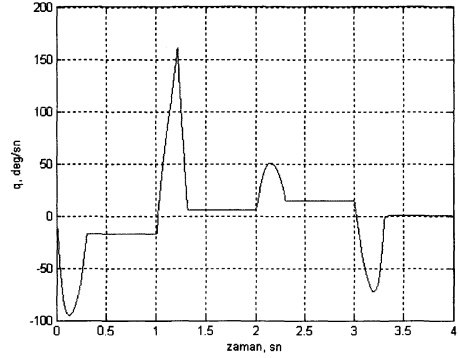
Şekil 4'de geliştirilen kontrol yönetimi sonucunda uygulanan kayan kipli kontrol girişi verilmektedir. Şekil 5 ve 6 ise zamanla değişen kayma yüzeyi eğimlerini göstermektedir.



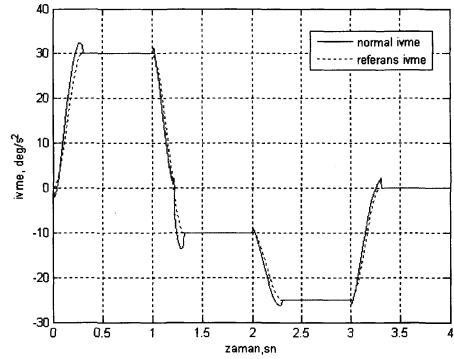
Şekil 1: Füzenin hücum açısı değişimi

Füze modeline ait sonuçlar incelendiğinde hücum açısının $\mp 20^\circ$ 'lik bir değişim sergilediği görülmektedir. Füzenin yunuslama hızı ise -100 deg/s ile 150 deg/s arasında

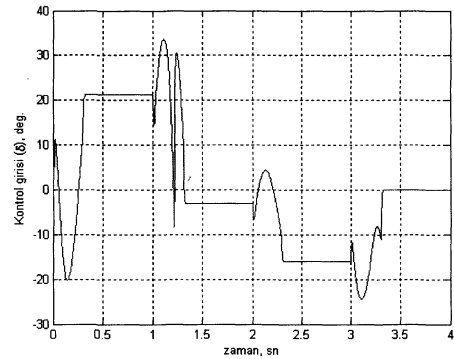
değişmiştir. Sisteme ait kontrol girişi değişimi grafikleri incelendiğinde ise sistemin yaklaşık olarak maksimum 34 derecelik bir kuyruk kumanda açısı değişimi ile kontrol edilebildiği görülmektedir. Kayma yüzeyi eğimlerindeki değişimler incelendiğinde ise C_1 eğiminin 0,845 ile 0,852 değerleri arasında, C_2 eğiminin ise 0,217 ile 0,144 değerleri arasında değişim sergilediği görülmektedir.



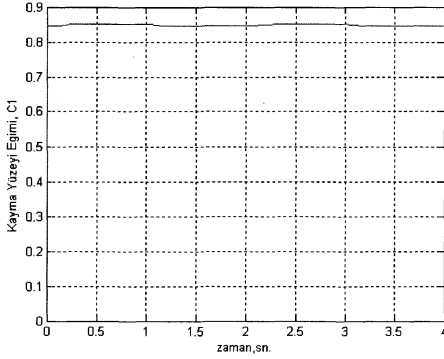
Şekil 2: Füzenin yunuslama hızı değişimi



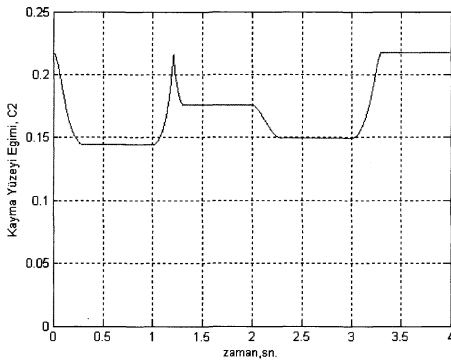
Şekil 3: Füzenin referans-gerçek normal ivme değişimi



Şekil 4: Kontrol girişi değişimi



Şekil 5: Kayma yüzeyi eğimi ($C_1(t)$)



Şekil 6: Kayma yüzeyi eğimi ($C_2(t)$)

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, zamanla değişen doğrusal yüzeyler kullanılarak KKK yöntemi, doğrusal olmayan hareket denklemlerine sahip bir füze modeline, normal ivme takibi amacıyla uygulanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları, yöntemin başarısını göstermektedir.

5. Kaynakça

- [1] K.K.D. Young, (editör), *Variable Structure Control for Robotics and Aerospace Applications*, Elsevier, Amsterdam, 1993.
- [2] A.S.I. Zinober, (editör), *Deterministic Control of Uncertain Systems*, Peter Peregrinus Ltd., Londra, 1990.
- [3] Utkin, V.I., "Sliding Modes and Their Applications in Variable Structure Systems", Mir Publishers, Moscow, 1978.
- [4] V.I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*, Springer Verlag, Berlin, 1992.
- [5] S.P. Banks, M.U. Salamcı, D. McCaffrey, Non-Local Stabilization of Nonlinear Systems Using Switching Manifolds, *International Journal of Systems Science*, Cilt: 31, No: 2, s:243-254, 2000.

- [6] R.A. DeCarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews, Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Sytems: A Tutorial, *Proc. IEEE*, Cilt: 76, No: 3, s:212-232, 1988.
- [7] M.U. Salamcı, M.K. Özgören, S.P. Banks, Sliding Mode Control with Optimal Sliding Surfaces for a Missile Autopilot Design, *AIAA J. of Guid., Cont. and Dyn.*, Cilt: 23, No: 4, s:719-727, 2000.
- [8] G.S. Tombul, M.U. Salamcı, C. Doğan, Nonlinear Sistemler için Değişken Yüzey Kullanılarak Kayan Kipli Denetim Tasarımı, TOK'05 Otomatik Kontrol Toplantısı, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, s:83-87, 2005.
- [9] C.A. Desoer, Slowly Varying System $\dot{x} = A(t)x$, *IEEE Transactions Automatic Control*, Cilt: 14, No: 6, s:780-781, 1969.
- [10] C.A. Desoer, B. Peikari, "The Frozen Operating Point" Method of Small-Signal Analysis, *IEEE Trans. Automatic Control*, Cilt: 15, No: 3 s: 259-261, 1970.
- [11] H.K. Khalil, Nonlinear Sytems, 2nd Edition, *Prentice Hall*, New Jersey, 1996.
- [12] E.W. Kamen, P.P. Khargonekar, A. Tannenbaum, Control of Slowly Varying Systems, *IEEE Trans. Automatic Control*, Cilt: 34, No: 12, s:1283-1285, 1989.
- [13] M.U. Salamcı, G.S. Tombul, Sliding Mode Design with Time Varying Sliding Surfaces for a Class of Nonlinear Sytems, CCA'06, IEEE, International Conference on Control Applications, Munich, Germany (in press)
- [14] Reichert, R.T., Nichols, R.A.,Rugh, W.J., "Gain Scheduling for H-Infinity Controllers: A Flight Control Example", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Cilt:1,No:(2), s:69-79,1993.
- [15] Devaud,E., Siguerdidjane,S.,Font,S., "Some Control Strategies for a High-Angle-of-Attack Missile Autopilot", *Control Engineering Practice*, Cilt:8, s:885-892 ,2000.
- [16] Biannic, J.M., Apkarian, P., "Missile Autopilot Design via a Modified LPV Synthesis Technique", *Aerospace Science and Technology*, 3(3): 153-160, 1999.
- [17] Wu, F., Packard, A., Balas, G., "LPV Control Design for Pitch-Axis Missile Autopilots", Proceedings of the 34th Conference on Decision and Control, New Orleans, s:188-193, 1995.
- [18] Döll, C., Gorrec, Y.L., Ferreres, G., Magni, J.F., "A Robust Self-Scheduled Missile Autopilot: Design by Multi-Model Eigenstructure Assignment", *Control Engineering Practice*, Cilt: 9, s:1067-1078, 2001.
- [19] Chen, W.H., Donald, J.B., Peter, J.G., "Optimal Control of Nonlinear Sytems: A Predictive Control Approach", *Automatica*, Cit:39, s:633-641, 2003.
- [20] B. Gökbilen, Doğrusal Olmayan Sistemlerin Zamanla Değişen Doğrusal Yüzey Kullanılarak Kayan Kipli Kontrolü ve Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2006.

Yapay Sinir Ağlarıyla P.M.D.C Motorlarda Arıza Sınıflandırmasına İlişkin Modelleme, Kontrol ve Durum İzleme

H. Erinc Karatoprak, Tayfun Şengüler, Serhat Şeker

Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
erinc_karatoprak@yahoo.com
tayfun@elk.itu.edu.tr
seker@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada kalıcı mıknatıslı bir doğru akım motorunun yapay sinir ağlarıyla (YSA) modellenmesi, ters model yaklaşımıyla hız kontrolü, durum izleme ve arıza tespiti üzerine bir uygulama yapılmıştır. Ters model ile motorun açık çevrim hız kontrolü, paralel motor modeli ile de durum izleme ve arıza tespiti gerçekleştirilmiştir. Bu anlamda motorun açık çevrim hız kontrolü yapılmış ve arızanın kaynağının mekanik yada elektriksel olduğunun ayrımı YSA ile kolayca belirlenebilmiştir.

1. Giriş

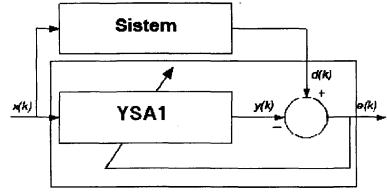
Modelleme, kontrol, durum izleme ve arıza belirlenmesi mühendislik alanındaki oldukça önemli ve zor problemleri teşkil eder. Bu problemlerin çözümü birçok mühendislik uygulaması için gereklidir. Yoğun bakım ünitelerindeki küçük D.C. motorlardan, nükleer santrallerde kullanılan dev motorlara kadar bütün motor uygulamalarını ilgilendirir. Bu konularda pek çok yöntem uygulanmış ve farklı yaklaşımlarla sonuçlar elde edilmiştir. Sistemlerin karmaşıklığı ve güvenilirlik ihtiyacı arttıkça kullanılan matematiksel modeller ancak belirli aralıklarda olumlu sonuçlar vermektedir. YSA ile yapılan sistemler karmaşık matematiksel modeller yerine, ulaşılması kolay ölçüm verileriyle çalışır [1-3]. Bu çalışma yapay sinir ağlarını kullanarak motorun açık çevrim hız kontrolü, durum izleme ve arıza belirleme konularını içeren bir uygulama üzerinedir.

2. Yapay Sinir Ağları ile Modelleme

Günümüzde mühendislik uygulamalarını oluşturan pek çok sistemin lineer olmayan özellik taşıması ve bu sistemlerin matematiksel modellerinin çıkarılmasındaki güçlükler bu konuda farklı tekniklerin kullanılması ihtiyacını doğurmuştur. YSA ile yapılan modellemeler bu problemi aşmada son derece başarılıdır [4,5].

2.1. Paralel Modelleme

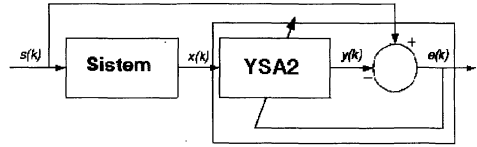
Sistemin giriş ve çıkış verileri YSA'nın eğitim aşamasında kullanılır. YSA; öğrenme aşaması bittiğinde uygulanan her girişe karşı sistemle aynı cevabı verir. Böylece sistemin modeli basit biçimde elde edilmiş olur.



Şekil 1: YSA ile Paralel Modelleme

2.2. Ters Modelleme

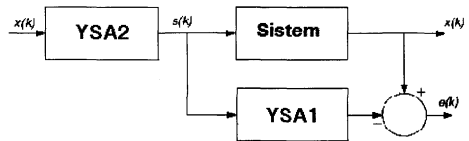
Sistemden alınan çıkış değerleri YSA'na giriş, giriş değerleri ise YSA'nın çıkışı alınarak sistemin ters modeli oluşturulur.



Şekil 2: YSA ile Ters Modelleme

2.3. Paralel Model ve Ters Modelin Birleştirilmesi

Öğrenme işlemleri tamamlandıktan sonra YSA'lar ve sistem aşağıdaki gibi bağlanır. Sistemin üretmesi istenen referans girildiğinde, ters YSA modeli sayesinde gerekli kontrol işareti üretilir ve paralel bağlı YSA sayesinde de sistemin öğrenme durumundaki (nominal çalışma) halinden ne kadar uzaklaştığı; yani sistemdeki değişimler izlenir.

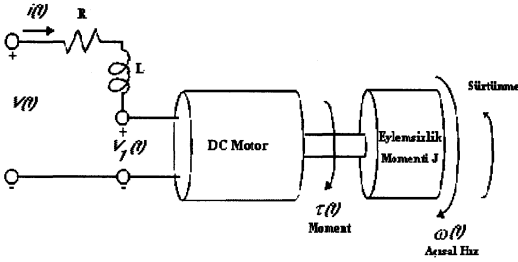


Şekil 3: Birleştirilmiş Yapıda Melez Modelleme

3. Kalıcı Miktanlı Doğru Akım Motoru (P.M.D.C. Motor)

D.C. motorların en büyük avantajı armatür gerilimiyle kolaylıkla hız kontrolü yapılabilmesidir. Günümüzde A.C. motorların hız kontrolünde kullanılan ayarlanabilir frekanslı sürücüler, yapısındaki güç elektroniği elemanları (diyot, tristör, mosfet vb...) nedeniyle şebekede ciddi harmonik sorunları yaratmakta olup D.C. motorların hız kontrolünde böyle sorunlar yaşanmamaktadır. Bu yüzden endüstrideki uygulama alanları oldukça artmış D.C. motorlar için daha gelişmiş kontrol ve denetleme ihtiyaçları doğmuştur [6,7].

3.1. D.C. Motorun Matematiksel Modeli



Şekil 4: P.M.D.C Motor

Motorun endüvi gerilimi

$$V_1(t) = K \omega(t) \quad (1)$$

olup moment büyüklüğü;

$$\tau(t) = K i(t) \quad (2)$$

ile verilebilir. Bu anlamda D.C. motorun davranışı aşağıdaki diferansiyel denklemlerle gösterilir.

$$\frac{d\omega}{dt} + B\omega(t) = K i(t) \quad (3)$$

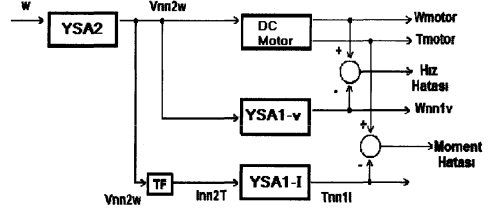
$$L \frac{di}{dt} + R i(t) = V(t) - K \omega(t) \quad (4)$$

Laplace dönüşümünün denklem (3) ve (4)'e uygulanmasıyla aşağıdaki transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K}{(J s + B)(L s + R) + K^2} \quad (5)$$

4. Uygulama

Aşağıdaki şekilde YSA'nın P.M.D.C. motor modelleme, sistem tanımlama, açık çevrim kontrol ve arıza bulma ve sınıflandırması üzerine bir uygulamasının blok diyagramı yer almaktadır.



Şekil 5: Örnek sistem (D.C. Motor)

YSA1-v: Motorun gerilim-hız karakteristiğini gerçekleyen paralel YSA modeli.

YSA1-I: Motorun akım-moment karakteristiğini gerçekleyen paralel YSA modeli.

YSA2 : Motorun verilen referans hız değerleri için gerekli gerilimi üreten ters (seri) YSA modeli.

TF :Denklem (6) ve denklem (7) yardımıyla YSA'na motorun moment-akım karakteristiğini öğretmek için kullanılan dönüştürücü.

$$I = \frac{(V - K \omega)}{R} \quad (6)$$

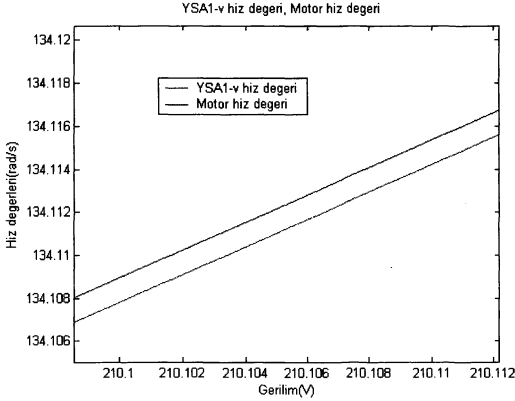
$$\tau = K I \quad (7)$$

Motor parametreleri;

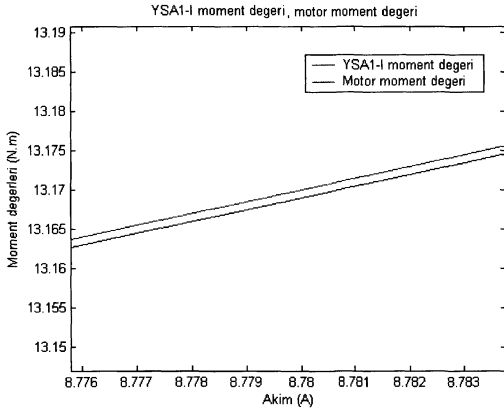
- rotorun eylemsizlik momenti (J) = 0.01 kg.m²/s²
- viskos sürtünme katsayısı (b) = 0.1 Nms
- elektromotor kuvveti sabiti K = 1.5 Nm/A
- motor direnci (R) = 1 ohm
- motor endüktansı (L) = 0.5 H
- Motorun transfer fonksiyonu;

$$\frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{1.5}{0.005 s^2 + 0.06 s + 2.35} \quad (8)$$

Yapılan uygulamada öncelikle motor istenilen hız aralığında (115-140 rad/s) çalıştırılmış ve YSA bu aralıktaki verilerle eğitilmiştir. Eğitim aşaması bittikten sonra YSA'lar Şekil 5'teki gibi sisteme bağlanarak durum izleme ve açık çevrim kontrol uygulamasında kullanılmıştır. Bu aşamada sistem parametreleri değiştirilerek sanal arızalar (rulman, sargı, izolasyon vb...) oluşturulmuş ve YSA'nın cevapları gözlenmiştir.



Şekil 6: Normal çalışma durumunda gerilim değişimine karşı YSA'nın ve motorun hız değişimi



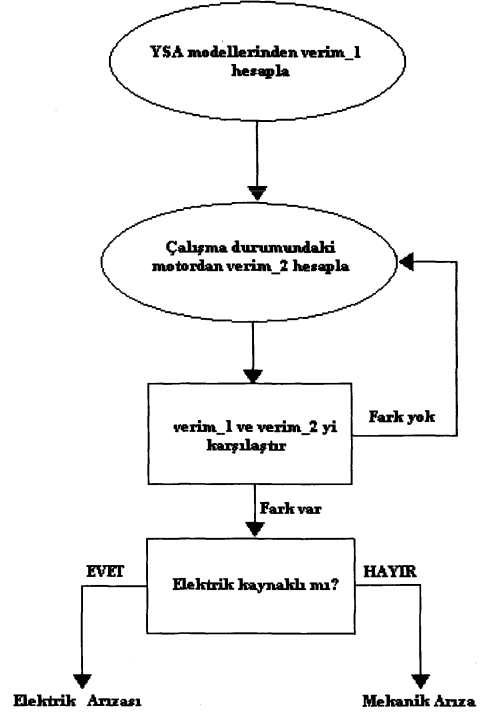
Şekil 7: Normal çalışma durumunda akım değişimine karşı YSA'nın ve motorun moment değişimi

Normal çalışma durumunda; sistem ve YSA çıkışları bir algoritma ile karşılaştırılarak sistemde bir arıza olmadığı, hızdaki ve momentteki farkın YSA hata payı ve bozucu etkilerden kaynaklandığı tespit edilmektedir.

Arıza durumunu algılamak için algoritma iki adımda çalışır. Birinci adım sistemi öğrenme aşamasında gerçekleşir. Motorun belirli aralıklarla hesaplanan verimi algoritmada saklanır ve çalışma durumuna geçildiğinde hesaplanan yeni verimlerle karşılaştırılır. Verimdeki kayda değer bir değişikliğin sebebi ancak ve ancak motorda ki bir bozulmadan (sıcaklıkla direncin ve sürtünmenin belli aralıklarda değişimi hariç) kaynaklanacağı için verimdeki değişiklik istenen hassasiyeti geçtiğinde algoritma arıza tanısı koyar ve arıza sınıflandırma işlemini gerçekleştirir.

4.1. Arıza Sınıflandırma Algoritması

Uygulamada kullanılan arıza sınıflandırma algoritmasına ilişkin akış diyagramı aşağıdaki gibidir.



Şekil 8: Arıza sınıflandırma algoritmasına ilişkin akış diyagramı

Arızanın elektrik ya da mekanik kaynaklı olup olmadığının ayrımı yapılırken, algoritma motor ve YSA'lardan aldığı değerlerden hesapladığı R,L,b ve J değerlerini karşılaştırır.

Şekil 9'da motorun elektrikselsel parametreleri (R,L) hassasiyet sınırlarının ötesinde değişmiş ve algoritma bunu anlayıp sistemde elektrikselsel bir arıza olduğunu tespit etmiştir.

Şekil 10'da motorun mekanik parametreleri de (J,b) hassasiyet sınırları dışında değişmiş ve algoritma bunu anlayıp sistemde mekanik bir arıza olduğunu tespit etmiştir.

5. Sonuçlar

YSA ile lineer veya nonlineer sistemler ne kadar kompleks olursa olsun kolaylıkla modellenebilir. Bu modeller durum izleme, açık çevrim kontrol ve arıza analizinde kullanıldığında da olumlu sonuçlar vermektedir. Yapılan simülasyonda kalıcı mıknatıslı doğru akım motorunun YSA ile modeli çıkarılarak durum izleme, açık çevrim kontrol ve arıza analizi gerçekleştirilmiştir. Sonuçların doğru ve tutarlı olduğu gözlenmiştir.

6. Kaynakça

[1] S. Parmaksiz, E. Albas, A. Duyar, V. Eldem, J.Wetherilt, and T. Durakbasa, "Development of a Model Based Fault Detection System for Electrical Motors," Proceedings of the 1997 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Carry-le-Rouet, France, pp. 37-40, 1997.

[2] Atay, F. M., Albas, E., Eldem, V., "Modeling and Identification of saturation in electrical machinery", Proceedings of the 1999 International Conference on the Integration of Dynamics, Monitoring, and Control, Manchester, United Kingdom, pp.343-347, 1999.

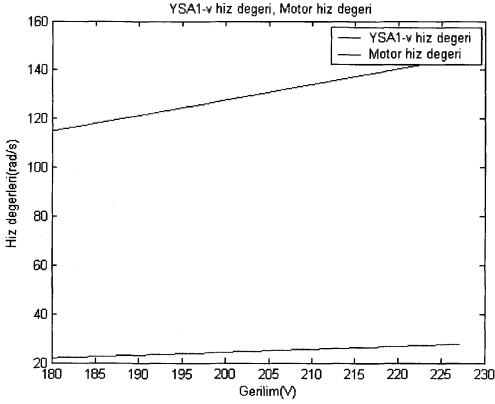
[3] Albas, E., Eldem, V., Atay, F. M., "Identification of Compressor Faults Through a Model Based Fault Detection Approach", Proceedings of the 2000 International Compressor Engineering Conference, Purdue University, West Lafayette, IN, USA, Vol. 2, pp. 539-546, 2000.

[4] Jand, Jhy-Shing., Sun, Chuen-Tsai., Mizutani, Eiji., *Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence*, Pearson Education, 1996.

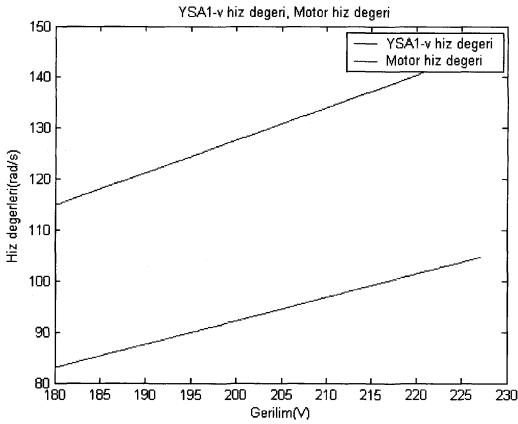
[5] Demuth, Howard., Beale, Mark., *Neural Network Toolbox for Use with Matlab User's Guide*, The Mathworks Inc., 2002.

[6] Stephen J, Chapman., *Electrical Machinery Fundamentals Second Edition*, Mcgraw-Hill, 1991.

[7] Kuo, Benjamin C, Golnaraghi, Farid., *Automatic Control Systems*, Wiley, 2002.



Şekil 9: Elektriksel arıza durumunda (izolasyon arızası) gerilim değişimine karşı YSA'nın ve motorun hız değişimi



Şekil 10 : Mekanik arıza durumunda gerilim değişimine karşı YSA'nın ve motorun hız değişimi

Yapay Sinir Ağları kullanarak hazırlanan bir Hisse Senedi Değer Tahmini Uygulaması

A. Murat Özbayoğlu¹

¹Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara
mozbayoglu@etu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, borsada işlem gören hisseler ve endekslerin geçmiş verileri incelenerek, yapay sinir ağları yardımıyla bir sonraki işlem günündeki değerinin tahmini amaçlanmıştır. Sistemde girdi olarak bazı temel teknik analiz parametreleri kullanılmış, çıktı olarak da hisse senedinin bir sonraki gün sonundaki tahmini değeri istenmiştir. Oluşturulan modelde geri beslemeli yapay sinir ağları kullanılmıştır. Sistemi test etmek için NYSE bünyesinde yer alan Türkcell hisselerinin 1 Haziran 2001 ve 20 Temmuz 2006 arasındaki verilerinden faydalanılmıştır. Yapay sinir ağları 1 Haziran 2001 ve 31 Aralık 2005 tarihleri arasındaki veriler kullanılarak eğitilmiş, oluşturulan ağırlık matrisi de, 3 Ocak ve 20 Temmuz 2006 arasındaki veriler üzerinde denenmiştir. Sonuçların analizi için bir portföy oluşturulmuş, bu portföy temel teknik analiz metotları ve yatırım fonları performanslarıyla karşılaştırılmış ve neticede oluşturulan modelin, aynı dönem içinde diğer bütün yatırım araçlarına göre en yüksek getiriyi sağladığı gözlemlenmiştir.

1. Giriş

Borsa, serbest piyasa ekonomisi içerisinde yer alan ve genel ekonomik durumun nabzını ölçen en önemli göstergelerden biridir. Bunun yanı sıra, bankalar ve finansal kurumlar, borsanın performansından direk olarak etkilenmektedirler. Ayrıca pek çok kişi gündelik yatırımlarını veya kişisel emeklilik yatırımlarını borsa bünyesinde işlem gören hisse senetleri ve yatırım fonları şeklinde değerlendirmektedirler. Dolayısıyla, borsanın genel yönü, hisse senetlerinin ve fonların nasıl bir hareket izleyeceği, bir sonraki günün borsa kapanış değerleri gibi verilerin tespiti ve bu yönde yapılan çalışmalar oldukça ilgi çekmektedir.

Finans uzmanları, borsa endeksi ve hisse senedi verilerinin tahmini için temel göstergeler ve teknik analiz olarak iki ana belirtken kullanılmaktadırlar. Temel göstergeler, firmaların ve endeksi oluşturan grubun mali durumunu, sektörün içindeki durumunu, gelir gider verilerini, kar zarar rakamlarını dikkate alır. Teknik analiz ise hisse senetlerinin açılış kapanış değerlerini, işlem hacmini, destek direnç noktalarını takip eder, firmaya ait mali veriler dikkate alınmaz [1]. Genel olarak, finansal tahmin sistemlerinde, bu iki gösterge beraber kullanılır ve bu şekilde en iyi sonuç elde edilmeye çalışılır.

Borsayı etkileyen faktörler yalnızca firmaların mali durumu ve teknik verilerle sınırlı değildir. Ülkenin ve dünyanın politik durumu, çevresel faktörler, doğal afetler ve bunun gibi çok sayıda önceden tahmin edilmesi çok zor olan, hatta bazen mümkün olmayan çok sayıda parametre bulunabilir. Bu da sağlıklı ve istikrarlı bir finans tahmin sistemi oluşturmayı çok zorlaştırır. Bazı araştırmacılar, temel göstergeler ve teknik analiz dışında gelişen çevresel ve politik olayları web üzerinden izleyerek borsa tahmini yapan uygulamalar geliştirmektedirler [2].

1.1. Borsa tahmin uygulamaları

Borsa tahmini için kullanılan temel göstergelerin yorumu uzmandan uzmana farklılıklar gösterebilir. Fakat teknik analiz verilerin zaman serisi analizlerine dayandığı için çoğunlukla aynı sonucu verir. Dolayısıyla, otomatik finansal tahmin uygulamalarında genellikle teknik analiz öncelikli tercih olmaktadır. Fakat buradaki zorluk, teknik analiz için kullanılan değişken sayısının çokluğuna bağlı olarak sağlıklı karar verebilecek bir mekanizma oluşturmaktır; çünkü seçilen öğelere göre bazı parametreler diğerleriyle çelişkili tahminlerde bulunabilir.

Finansal verileri direk olarak kullanan zaman serisi analizleri, regresyon modelleri bulunduğu gibi teknik analiz sonuçlarını yorumlayan karar destek sistemleri, uzman sistemler de geliştirilmiştir [3]. Kullanılan birçok teknik analiz parametresi birbirlerinden bağımsız olmayıp aralarında ilişki vardır. Bu sebeple, bağımsız değişken seçimi ve mümkün olduğu ölçüde az fakat önemli girdi seçimi, sistemin performansını olumlu yönde etkileyeceğinden çok önem kazanmaktadır. Bağımsız parametre seçiminde aşağıdaki gruplamaya dikkat edilebilir [4].

- Borsanın veya hisse senedinin genel durumuyla ilgili göstergeler: Bu şekilde, verilerin artma veya azalma eğilimi, bir bant aralığında veya çevrim şeklinde hareketi gibi durumlar takip edilir. John Ehlers'in MESA filtresi buna bir örnek olarak gösterilebilir [5,6].
- Eğilim göstergeleri: Çeşitli hareketli ortalama değerleri kullanılır; Basit Hareketli Ortalama (SMA), Ağırlıklı Hareketli Ortalama (WMA), Üssel Hareketli Ortalama (EMA) gibi
- Çevrim göstergeleri: Herhangi bir eğilim görülmediği durumlarda önem kazanır; Stokastik, Momentum, Bağlı

Güç göstergesi (RSI), Hareketli Ortalama Yakınlaşma Uzaklaşma (MACD) gibi göstergeler vardır.

- Oynaklık göstergeleri: Verilerin belli bir zaman içindeki standart sapmalarıyla ilgilidir; Bollinger aralıkları gibi

Bu özelliklerin haricinde bilinen bazı çizge şablonlarını takip eden ve verilerin bu şablonlara uyumuna dikkat eden sistemler de mevcuttur [4,7].

1.2. Borsa tahmininde yapay sinir ağları kullanımı

Yapay sinir ağları, fonksiyon yakınsaması, kontrol, örüntü tanıma, öbekleme gibi matematiksel veya istatistiksel olarak zor olarak nitelendirilen çok çeşitli uygulamalarda kullanılmaktadır. Son yıllarda finansal verilerin tahmini için de değişik yapay sinir ağları uygulamaları geliştirilmiştir[8]. Bu modeller arasında bulanık mantık içeren modeller [9,10], bulanık mantık ve yapay sinir ağlarını birlikte kullanan modeller [11,12,13] olduğu gibi genetik algoritmalar [14] ve Saklı Markov Modeli [15] gibi yaklaşımlar da yer almaktadır.

Bazı uygulamalarda önceki günlere veya haftalara ait hisse senedi verileri girdi olarak kullanılıp, ertesi gün veya haftanın kapanış değeri tahmin edilmeye çalışılmaktadır. Bununla beraber, girdi olarak çeşitli teknik analiz verilerinin kullanıldığı uygulamalar da geliştirilmiştir.

2. Tasarım

Önerilen sistemde geri beslemeli yapay sinir ağları [16] kullanılmıştır. Oluşturulan modelde 6 girdi nöronu, 1 saklı katmanda yer alan 16 nöron ve çıktı katmanında 1 nöron düşünülmüştür. Tüm katmanlarda transfer fonksiyonu olarak hiperbolik tanjant seçilmiş, öğrenme metodu olarak ortalama hataların kareleri (MSE) uygulanmıştır. Öğrenme esnasında öğrenmeyi hızlandırıcı olarak 0.7 değerinde bir momentum katsayısı kullanılmıştır.

Sistemde girdi olarak yaygınca kullanılan teknik analiz parametreleri ve bunların bileşkeleri seçilmiştir. Bu aşamada

sistem 6 girdi kullanılmaktadır. Sistem çıktısı olarak da bir sonraki gün için 50 gün ortalama değeriyle olan fark alınmaktadır. Kullanılan hisse senetleri ve endeks değerlerinden bağımsız bir sistem yaratmak için değerler yüzdesel olarak normalleştirilmiştir.

3. Sonuçlar

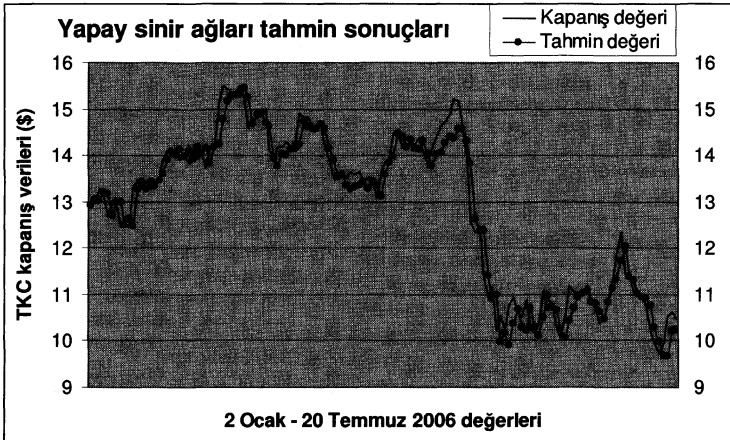
3.1. Yapay sinir ağları eğitimi

Tasarlanan yapay sinir ağları modeli bir Java programı hazırlanarak test edilmiştir. Sistemde girdi olarak kullanılan teknik analiz verileri hesaplanmış ve veriler yapay sinir ağlarına iletilmiştir. Yapay sinir ağları da bu veriler kullanılarak eğitilmiş, oluşan ağırlık matrisi de sistemin sınanması için kullanılmıştır.

Sistemi eğitirken ve test ederken kullanılan veriler NYSE üzerinde işlem gören Türkcell (TKC) senetlerinin 1 Haziran 2001 ile 20 Temmuz 2006 arasındaki değerlerden alınmıştır.

1 Haziran 2001 ile 30 Aralık 2005 arasındaki değerler, yapay sinir ağlarının eğitimi için, 3 Ocak 2006 ile 20 Temmuz 2006 arasındaki değerler de eğitilmiş bu sistemin test edilmesi için kullanılmıştır.

Bu şekilde oluşturulan 1150 eğitim verisi, yaklaşık 50000 iterasyon sonucu MSE 0.0012'nin altına inene kadar eğitilmiş, elde edilen ağırlık matrisi test verilerinde kullanılmıştır. Şekil 1'de yapay sinir ağlarının tahmin sonuçlarının gerçek kapanış değerleriyle karşılaştırılması bir çizge üzerinde sunulmaktadır. Burada 2001-2005 arasındaki verilerle eğitildikten sonra oluşturulan aynı ağırlık matrisi bütün test verileri üzerinde kullanılmıştır. Ertesi günün kapanış değerinin tahmini için yapay sinir ağlarına girdi olarak verilen teknik analiz parametreleri hesaplanmış, sistem de ertesi günkü kapanış değeri için bu girdilerle bir tahminde bulunmuştur.



Şekil 1: Test verilerinde yapay sinir ağları tahminin gerçek kapanış değerleriyle karşılaştırılması

Test verilerindeki 138 günlük kapanış değerleri incelendiğinde bir önceki güne göre artış görülen 70, bir önceki güne göre azalış görülen 67, değerinin aynı kaldığı 1 gün görülmektedir. Yapay sinir ağları ise aynı dönemde 48 gün artış ve 90 gün azalış tahmin etmiştir. Sonuçlar karşılaştırıldığında yapay sinir ağları 138 günün 79'unda eğilimi doğru tahmin etmiştir, bu da %57.25'lik bir başarı oranına karşılık gelmektedir.

Elde edilen sonuçlar sistemde girdi olarak kullanılan teknik analiz parametrelerinden oluşan bir karar destek sistemiyle karşılaştırılmıştır. Bunu gerçekleştirebilmek için 3 Ocak 2006 tarihinde tanesi 12.82 dolardan 1000 adet Türkcell (TKC) hissesi alınmak üzere 12820 dolarla başlandığı varsayıp buna uygun bir portföy oluşturulmuştur. 21 Temmuz 2006 tarihinde ise Türkcell hisseleri 10.49 dolar değerinde iken tekrar nakit paraya dönülmüştür. Bu portföy, teknik analiz parametrelerinin her biri veya bileşekleriyle oluşturulan ve al-tut-sat kararları veren değişik sistemlerle denenmiştir. Aynı şekilde portföy yöneticisi, yapay sinir ağlarının tahminlerine dayanarak artış beklendiği günler için al-tut, değişiklik beklenmediği günlerde tut veya alma, azalış beklendiği günler için ise sat komutlarını uygulayarak bu sonuçları karar destek sistemiyle karşılaştırmıştır. Sonuçlar Tablo 1'de özetlenmiştir.

Tablo 1: 3 Ocak 2006'da 1000 Türkcell hissesi alımıyla oluşturulan portföylerin 21 Temmuz 2006'daki getirileri

Uygulanan yöntem	21 Temmuz 2006 Portföy değeri (\$)	Net yüzde getiri (%)
Nakit	12,820	0
Al ve Tut	10,490	-18.17
MACD	15,961	24.50
50 gün hareketli ortalama	12,560	-2.03
20 gün hareketli ortalama	10,843	-15.42
MESA hareketli ortalama	13,855	8.07
%10-90 Bollinger bandı	13,183	2.83
RSI Bağıl güç göstergesi	10,028	-21.78
Göstergeler %100 doğru	12,452	-2.87
Göstergeler %80 doğru	15,686	22.36
Göstergeler %70 doğru	13,569	5.84
Yapay sinir ağları (azalışta sat, artışta al)	18,556	44.74
Yapay sinir ağları (aradaki fark 0.05'den fazla ise al veya sat)	19,658	53.34

Tablo 1 incelendiğinde yapay sinir ağlarıyla oluşturulan 2 portföy yöneticisinin yaklaşık 7 aylık dönem sonunda açık farkla en yüksek getiriyi kazandırdığı görülmüştür. İki karar mekanizması arasındaki fark bir modelde herhangi bir azalış veya artış durumunda alım veya satım yapılması, diğerinde ise eğer bir sonraki işlem günü kapanışı için tahmin edilen değer ile aynı günün kapanış değeri arasındaki fark 0.05 ve daha az ise, herhangi bir alım satım işlemi gerçekleştirilmemesidir. Tabloda da görüldüğü gibi bu önerilen ikinci model birinciyeye kıyasla %8'in üzerinde bir kazançla sonuçlanmıştır.

Bir başka dikkat edilmesi gereken husus da alım satım işlemleri esnasında verilecek olan komisyonlardır. Buna göre çok fazla alış satış yapılan bir portföyün reel getirisi düşecektir. Her alım satım işlemi için \$20 komisyon alındığını

varsayarak model karşılaştırmalarını tekrar yapıldığında, benzer sonuçlarla karşılaştırıldığı görülmektedir. Bu durum Tablo 2'de gösterilmektedir.

Tablo 2: 3 Ocak 2006'da 1000 Türkcell hissesi alımıyla oluşturulan portföylerin her alım satım için \$20 ödenmesi durumunda 21 Temmuz 2006'daki getirileri

Uygulanan yöntem	21 Temmuz 2006 Portföy değeri (\$)	Net yüzde getiri (%)
Nakit	12,820	0
Al ve Tut	10,490	-18.17
MACD	15,737	22.75
50 gün hareketli ortalama	12,560	-2.18
20 gün hareketli ortalama	10,771	-15.98
MESA hareketli ortalama	13,706	6.91
%10-90 Bollinger bandı	13,082	2.04
RSI Bağıl güç göstergesi	10,013	-21.90
Göstergeler %100 doğru	12,333	-3.80
Göstergeler %80 doğru	15,469	20.66
Göstergeler %70 doğru	13,328	3.96
Yapay sinir ağları (azalışta sat, artışta al)	17,747	38.43
Yapay sinir ağları (aradaki fark 0.05'den fazla ise al veya sat)	19,209	49.84

Yapay sinir ağları modelinin %50'ye yakın bir getiri sağladığı dönemde, dünyadaki başlıca bazı borsa endekslerine bağlı portföylerin değerlerinde azalma görüldüğünü gözlemlemekteyiz. Tablo 3'de aynı dönemde önemli bazı endekslerin performansı gösterilmektedir.

Tablo 3: 3 Ocak 2006 - 21 Temmuz 2006 döneminde bazı endekslerin performansı

Endeks	3 Ocak 2006 değeri	21 Temmuz 2006 değeri	Net yüzde getiri (%)
IMKB 100 (Türkiye)	40,665	36,536	-10.15
IMKB 30 (Türkiye)	51,837	46,234	-10.81
Dow Jones (ABD)	10,718	10,938	2.05
Nasdaq (ABD)	2,216	2,035	-8.17
S&P 500 (ABD)	1,248	1,249	0
DAX (Almanya)	5,450	5,451	0
N225 (Japonya)	16,362	14,821	-9.42
FTSE (İngiltere)	5,682	5,720	0.67

4. Tartışma

Bu çalışmada borsa endeks veya hisse senetlerinin çeşitli teknik analiz verileri ve yapay sinir ağları yardımıyla bir sonraki işlem günü için değerlerinin tahmin edilmesine yönelik

bir sistem önerilmiştir. Bu sistem, öncelikle yaygınca kullanılan bağımsız teknik analiz parametrelerini hisse senedi verilerinden faydalanarak hesaplar; çıkan sonuçlar bir geri beslemeli yapay sinir ağları modelinin eğitilmesi için kullanılır. Yapay sinir ağları eğitildikten sonra kendisine verilen yeni verilere göre ertesi günün verilerini hesaplamaya çalışır.

Eğitim için seçilmiş veriler 4-5 yıllık bir dönemden alındığı için, model dönem içinde hem artış trendi, hem azalış trendi, hem de herhangi bir eğilim göstermeyen fakat bazı şablonlara veya çevrimlere uygunluk gösteren verilerle karşılaşmış olacaktır. Bu şekilde daha önce rastlamış olduğu bir durumun veriden çıkarılması mümkün olmuştur.

Yapay sinir ağlarına girdi seçimi ve kurulumu da sistemi gereksiz bilgilerle boğmadan, mümkün olduğunca bağımsız parametrelere bağlı olarak çalışmasını sağlaması açısından önemlidir. Modelde bu özellikler sağlanmaya çalışılmış, ilerleyen günlerde modele başka teknik analiz parametreleri girdi olarak verilerek, ne gibi sonuçlar elde edileceği test edilecektir.

Oluşturulan modelde Türkcell hisselerinin 2001-2006 arasındaki verileri eğitim ve test amacıyla kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar, modelin portföy yönetimi konusunda oldukça başarılı olduğunu göstermiştir. Yakın gelecekte, bu çalışmanın devamı olarak sistemin, aynı şekilde başka hisse senetleri verileriyle de test edilerek, istikrarlı sonuçlar elde edilip edilmediği gözlemlenecektir.

5. Kaynakça

- [1] J. Murphy, "Technical Analysis of the Financial Markets: A Comprehensive Guide to Trading Methods and Applications", Prentice Hall Pres, 1999.
- [2] B. Wuthrich, V. Cho, S. Leung, D. Permunetilleke, K. Sankaran ve J. Zhang, "Daily stock market forecast from textual web data", *1998 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, 1998*, Cilt: 3, s: 2720-2725, 11-14 Ekim 1998.
- [3] T. Çetinyokuş ve H.Gökçen, "Borsada Göstergelerle Teknik Analiz İçin Bir Karar Destek Sistemi", *Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der.*, Cilt: 17, No: 1, s:44-58, 2002.
- [4] H. Pan, "A Joint Review of Technical and Quantitative Analysis of Financial Markets Towards A Unified Science of Intelligent Finance," *2003 Hawaii International Conference on Statistics and Related Fields*, 2003.
- [5] J. Ehlers, "MESA and Trading Market Cycles", 2. baskı, John Wiley and Sons, 2002.
- [6] J. Ehlers, "Rocket Science for Traders: Digital Signal Processing Applications", John Wiley and Sons, 2001.
- [7] G.L. Morris, "Candlestick Charting Explained: Timeless Techniques for Trading Stocks and Futures", McGraw-Hill Trade, 1995.
- [8] A. Atiya, N. Talaat ve S. Shaheen, "An efficient stock market forecasting model using neural networks", *International Conference on Neural Networks, 1997*, Cilt: 4, s: 2112-2115, 9-12 Haziran 1997.
- [9] Y. Hiemstra, "A Stock Market Forecasting Support System based on Fuzzy Logic", *Information Systems: Decision Support and Knowledge Based Systems, Proceedings of the Twenty-Seventh Hawaii International Conference on System Sciences*, Cilt: 3, s 281-287, 4-7 Ocak 1994.
- [10] D.E. Kourouliotis, I.E. Diakoulakis ve D.M. Emir, "A fuzzy cognitive-map based stock market model: synthesis, analysis and experimental results", *The 10th IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, Cilt: 1, s: 465-468, 2-5 Aralık 2001.
- [11] R.J. Kuo, L.C. Lee ve C.F. Lee, "Integration of artificial neural Networks and fuzzy Delphi for stock market forecasting", *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Cilt: 2, s: 1073-1078, 14-17 Ekim 1996.
- [12] F. Abed Rouai ve M. Ben Ahmed, "An efficient combination of traditional financial time series and neurofuzzy techniques for stock market forecasting and modeling", *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Cilt: 1, s: 385-390, 6-9 Ekim 2002.
- [13] R.J. Li ve Z.B. Xiong, "Forecasting stock market with fuzzy neural Networks", *Proceedings of 2005 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Cilt: 6, s: 3475-3479, 18-21 Ağustos 2005.
- [14] J. Rui ve K.Y. Szeto, "Discovering investment strategies in portfolio management: a genetic algorithm approach", *ICONIP '02 Proceedings of the 9th International Conference on Neural Information Processing, 2002*, Cilt: 3, s: 1206-1210, 18-22 Kasım 2002.
- [15] M.R. Hassan ve B. Nath, "Stock market forecasting using hidden markov model: a new approach", *ISDA '05 Proceedings of the 5th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications, 2005*, s: 192-196, 8-10 Eylül 2005.
- [16] M.Ö. Efe ve O. Kaynak, "Yapay Sinir Ağları ve Uygulamaları", Boğaziçi Üniversitesi Yayınları, 2004.

Asenkron Motorlarda Arıza Teşhisi için Zaman Serileri Veri Madenciliği ve Yapay Sinir Ağı Tekniklerinin Kullanımı

İlhan AYDIN¹, Mehmet KARAKÖSE², Erhan AKIN³

^{1, 2, 3}Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
{iaydin, mkarakose, eakin}@firat.edu.tr

Özetçe

Başlama aşamasındaki arızalarının erken teşhisi ve tespiti asenkron motorların verimli çalışması ve çevrimiçi durum değerlendirmesi için önemlidir. Bu çalışmada asenkron motorlarda kırık rotor çubuğu arızalarını teşhis etmek için zaman serileri veri madenciliği ve yapay sinir ağı teknikleri verilmiştir. İlk teknik kırık rotor arızalarını teşhis etmek için yapay sinir ağları ve motor akım imza analizi tekniğini birleştirir. İkinci teknik ise motorun üç fazından elde edilen akım sinyallerinden uzay vektörünü oluşturarak arıza teşhisi için zaman serileri veri madenciliği tekniğini uygular. Her iki yöntemin de en önemli avantajı arıza teşhisi için sadece akım bilgisinin kullanılmasıdır. Ayrıca zaman serileri veri madenciliği yöntemi ile arızayı teşhis etmek için on periyotluk akım bilgisine bakmak yeterlidir. Diğer bir avantaj ise yöntem akım bilgisinin örnekleme frekansından bağımsız bir şekilde çalışmaktadır. Önerilen yöntemler için deneysel sonuçlar verilmiş ve başarılı sonuçlar alınmıştır.

1. Giriş

Modern endüstriyel süreçler gittikçe karmaşık donanımlar içeren elektriksel sürücülere ihtiyaç duymaktadır. Bu süreçler içinde asenkron motorlar endüstrideki motorların %80'ini oluştururlar [1]. Üç fazlı asenkron motorlar sağlamlık, düşük maliyet, güvenilirlik ve yüksek performanslarından dolayı en çok tercih edilen motor tipleridir. Asenkron motorlar askeri ve nükleer fabrikalar gibi kritik uygulamalarda da sık sık kullanılır. Bu tür uygulamalarda güvenilirlik üst seviyededir. Erken bir aşamada arıza teşhisi ve tespiti ciddi arızalar oluşmadan önce potansiyel performans düşüklüklerini engeller [2].

Arıza teşhis sistemleri insan bilgisi, matematiksel modeller ve yapay zeka teknikleri gibi farklı yöntemlere dayalıdır. Matematiksel modeller motor hakkında çok fazla bilgi gerektirdiklerinden arıza teşhisi için kullanılmaları pek uygun değildir. Asenkron motor arızalarının belirlenmesi için bazı teşhis yöntemleri sıcaklık ölçümü, kimyasal analiz, gürültü izleme ve radyo frekans yayılımı gibi teknikler kullanılır [3]. Bu teknikler moment, hız ve titreşim gibi mekaniksel parametrelere ihtiyaç duyar. Fakat bunlar birçok durumda maliyetli olup uygulanması zordur. Akım sinyalleri ise arıza teşhisi ve durum izlenmesi için kolayca elde edilebilir. Akım sinyalleri kullanılarak sağlam ve arızalı motor durumlarının birbirinden ayırt edilebilmesi için bu sinyallerden farklı özelliklerin çıkarılması gereklidir. Sağlam ve arızalı motorun lineer olmayan davranışları ve gürültü gibi etkiler bu işlemleri daha da karmaşık hale getirir. Arızalar asenkron motorun mil

yatağı, stator, rotor gibi bileşenleri ile ilgilidir [4]. Asenkron motor arızaları yapay zeka teknikleri kullanılarak bir uzmana ihtiyaç duyulmadan teşhis edilebilir. Povinelli ve diğ. [5] kırık rotor, eksantriklik ve kırık sonlandırıcı halka arızalarını teşhis etmek için zaman serileri veri madenciliği yöntemini kullanmışlardır. Zaman serisi olarak sonlu elemanlar yöntemi ile elde edilen moment verisi alınmıştır. Arıza teşhisi için moment bilgisinin kullanımı pek tercih edilmemektedir. Çünkü moment verisini elde etmek maliyetli ve zordur. Yeh ve diğ. [6] arıza teşhisi için zaman serisi veri madenciliği yöntemini kullanan yeni bir yöntem sunmuşlardır. Önerdikleri yöntem ile birden altıya kadar stator sarımlarının kısa devre arızalarını teşhis etmişlerdir. Altug ve diğ. [7] üç fazlı bir asenkron motorun sürtünme durumlarını tahmin etmek için bulanık uyarlamalı öğrenme kontrol sistemi ve uyarlamalı ağ tabanlı bulanık çıkarım sistemi önermişlerdir. Park vektör yaklaşımı ve motor akım imza analizi gibi arıza teşhis yaklaşımları stator ve rotor arızalarını teşhis etmek için kullanılmıştır [3, 4, 8, 9, 12]. Aydın ve diğ. [13] kırık rotor, eksantriklik, sarım ve mil yatağı arızalarını teşhis etmek için yumuşak hesaplama tabanlı bir yöntem sunmuşlardır. Arıza teşhisi için motor akımı ve rotor hızı gibi bilgiler kullanılmıştır. Akım ve hız bilgisi kullanılarak zaman serileri veri madenciliği yöntemi ile stator sarım arızaları ve sürtünme arızaları teşhis edilmiştir [14]. Yumuşak hesaplama dayalı bir arıza teşhis yöntemi kırık rotor, sarım ve sürtünme arızalarının teşhisi için önerilmiştir [15]. Önerilen yaklaşımda sarım ve sürtünme arızalarını teşhis etmek için ileri beslemeli yapay sinir ağları, kırık rotor ve eksantriklik arızaları için bulanık mantık kullanılmıştır.

Bu yaklaşımda zaman serileri veri madenciliği için üç faz akımı kullanılmıştır. Her bir motor durumu için üç faz akımı kullanılarak oluşturulan uzay vektörü zaman serisi için uygun gömülme boyutu ve zaman gecikmesi seçilerek faz alanı oluşturulmuştur. Arızalı ve sağlam örüntüler faz alanında her bir kümedeki nokta sayısı ve küme merkezi gibi iki özellik kullanılarak çıkarılır. Bulanık üyelik fonksiyonu küme yoğunluğunu hesaplamak için kullanılmıştır. İlk olarak bir kırık rotor çubuğu arızasını teşhis etmek için motor akım imza analizi ve yapay sinir ağları kullanılmıştır. Sağlam ve kırık rotor çubuğu arızalı motor verileri yedi farklı durumda alınmıştır. Kırık rotor çubuğu arıza imzaları motor akım spektrumundan çıkarılmıştır ve yapay sinir ağı ile arızalı ve sağlam motor durumlarını sınıflandırılmıştır. Kırık rotor arızalarının teşhisi için kullanılan ikinci yaklaşım zaman serileri veri madenciliği yöntemine dayalıdır. İlk olarak üç fazlı asenkron motorun faz akımları uzay vektörüne dönüştürülmüştür. Bu vektör zaman serisi verisi olarak kullanılmıştır. Faz alanını oluşturmak için zaman gecikmesi karşılıklı bilgi yöntemi ile ve gömülme boyutu yanlış en yakın

komşu algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Bulanık üyelik fonksiyonu çoklu faz alanında bir kümedeki nokta yoğunluğunu belirlemek için kullanılmıştır. Bu parametre motorun sağlam ve arızalı durumlarını başarılı bir şekilde ayırt edebilmektedir. Her iki yöntem de arıza teşhisi için sadece motor akımlarını kullanarak arıza teşhisi yapmaktadır. Motor akım imza analizinde motor kayma değerinin hesaplanması için faz akımları kullanılmıştır.

2. Arıza Teşhisi için Önerilen Yaklaşımlar

2.1. Kırık Rotor Çubuğu Arızalarının Teşhisi için Motor Akım İmza Analizi ve Yapay Sinir Ağı Yaklaşımı

Akım sinyalleri bir ön işleme adımından geçirilerek yapay sinir ağına verilmektedir. Ön işleme adımı olarak motorun A fazından alınan akım sinyallerine motor akım imza analizi uygulanmıştır. Arızaları teşhis etmek için yapay sinir ağı kullanılmıştır. Arıza teşhis yaklaşımı iki temel adımdan oluşmaktadır. Bu adımlar aşağıda verilmiştir:

- Özellik çıkarımı- Motor akım imza analizi
- Arıza teşhisi- İleri beslemeli yapay sinir ağı

2.1.1. Özellik Çıkarımı-Motor Akım İmza Analizi

Motor akım imza analizi kırık rotor, eksantriklik ve stator arızalarının teşhisi için kullanılır. Bu yöntem motor akımı için parametrik ve parametrik olmayan yöntemler içerir [8]. Kırık rotor arızaları hat frekansının yan bant bileşenleri incelenerek belirlenebilir. Rotor çubuğu ile sonlandırıcı halka bağlantı noktası alanında oluşan çatlaklar motorun başlama zamanı uzun olduğunda büyük olur. Sonlandırıcı halka veya rotor çubuğundaki kırıklar besleme akımında genlik ve faz açısı modülasyonu üretecektir. Kırık rotor çubuğu ile ilgili yan bant bileşenleri denklem (1)'e göre hesaplanır.

$$f_b = (1 \pm 2s)f_h \quad (1)$$

Burada f_h hat frekansını, f_b kırık rotor çubuğu ile ilgili yan bant frekanslarını ve s ise motor kaymasını gösterir. Bu yan bant bileşenlerinin genliği iki özelliğe bağlıdır. Düşük yan bant bileşeninin genliği $f_b = (1 - 2s)f_h$ kırık rotor çubuklarının sayısına göre değişirken, yüksek yan bantın genliği $f_b = (1 + 2s)f_h$ hız salınımlarına bağlıdır [9]. Bu çalışmada motorun mekanik hızını hesaplamak için stator akımını kullanılmaktadır. Çünkü bir asenkron motorun bu bilgisi stator akımlarında saklıdır. Bir asenkron motorda slotlar stator ile rotor arasındaki hava boşluğunda sürekli bir değişim oluşmasını sağlar. Kayma değerinin hesaplanması için denklem (2)'deki gibi bir formül kullanılmıştır.

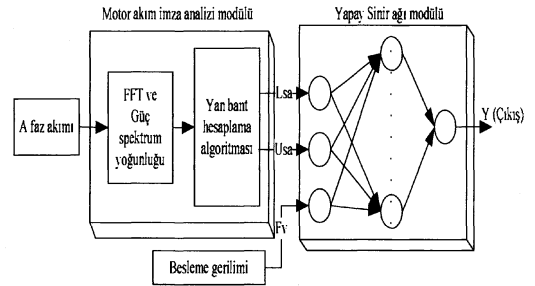
$$s = 1 - \frac{1}{N} \left[p \left(1 + \frac{f'}{f_h} \right) \right] \quad (2)$$

Burada N rotor sayısını, p motorun çift kutup sayısını ve f' ise ilk slot harmoniğinin frekansını gösterir.

2.1.2. Yapay Sinir Ağı Modülü

Yapay sinir ağları insanın sinir sisteminin matematiksel modelinin bir benzetimi olarak ortaya çıkmıştır [3]. Yapay sinir ağları herhangi bir problemi öğrenmek için verilen eğitim kümesi ile eğitilerek ağırlıkların günceller. İleri beslemeli

yapay sinir ağları en çok kullanılan sinir ağı modelleridir. Bu tip bir yapay sinir ağı bir giriş, bir çıkış ve bir veya daha fazla gizli katmandan oluşur. İleri beslemeli bir yapay sinir ağını eğitmek için en çok kullanılan algoritma geriye yayılım öğrenme algoritmasıdır. Bu çalışmada arıza teşhisi için üç katmanlı ileri beslemeli bir yapay sinir ağı önerilmiştir. Yapay sinir ağının eğitimi için geriye yayılım öğrenme algoritması kullanılmıştır. Üç fazlı motorun A fazından alınan akım sinyalleri motor akım imza analizi ile akım spektrumuna dönüştürülmüştür. Akım spektrumu Hızlı Fourier Dönüşümü (HFD) ve güç spektrum yoğunluğu ile elde edilir. Akım spektrumunda kırık rotor çubuğu ile ilgili düşük yan bant $((1 - 2s)f_h)$ ve yüksek yan bant $((1 + 2s)f_h)$ frekanslarının genlikleri hesaplanmıştır. Önerilen arıza teşhis şeması şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Yapay sinir ağı tabanlı arıza teşhis şeması.

Hat frekansının genişliğinden alt yan bantın genliği çıkarılarak elde edilen değer yapay sinir ağının ilk girişini oluşturur. Bu giriş şekil 1'de Lsa olarak adlandırılmıştır. Yapay sinir ağının ikinci girişi aynı işlem üst yan bant için uygulanarak elde edilmiştir. Bu ifade şekil 1'de Usa olarak verilmiştir. Üçüncü giriş ise Fv olarak gösterilmiş olup besleme geriliminin değeridir. Yapay sinir ağının giriş ve çıkışları $[0,1]$ aralığında normalize edilmiştir.

2.2. Zaman Serileri Veri Madenciliği Yöntemi

Bir zaman serisi herhangi bir sistemden belirlenen zaman aralıklarında elde edilen verilerdir. Denklem (3)'te örnek bir zaman serisi verilmiştir. Zaman serisi veri madenciliği (ZSVM) metodu zaman üzerinde alınan verilerden ilginç örüntülerin çıkarılmasıdır [10]. Burada kullanılan metod zaman gecikmeli gömülmeye dayalı olup, Taken teoremine göre zaman serisi faz alanına dönüştürülür [11]. Uygun bir zaman gecikmesi ve gömülme boyutunun seçilmesi ile faz alanında zaman serisi dinamikleri uygun bir şekilde temsil edilmiş olur.

$$X = \{x_t, t = 1, \dots, N\} \quad (3)$$

Denklem (3)'te t örnekleme zamanını ve N zaman serisinin boyutunu gösterir. Denklem (3)'te verilen bir zaman serisinin faz alanı denklem (4)'teki gibi oluşturulur.

$$X_t = (x_{t-(b-1)\tau}, \dots, x_{t-2\tau}, x_{t-\tau}, x_t) \quad (4)$$

Burada b gömülme boyutunu ve τ ise zaman gecikmesini gösterir. Denklem (4)'te X_t faz alanında bir noktaya karşılık gelir. Zaman gecikmesi τ karşılıklı bilgi yöntemine göre belirlenirken, gömülme boyutu b yanlış en yakın komşu algoritmasına göre belirlenir.

Faz alanı için uygun bir zaman gecikmesinin seçilmesi gerekir. Eğer τ zaman serisinin örnekleme oranına göre çok küçük seçilirse faz alanındaki noktalar birbirine çok yakın olurlar. Zaman gecikmesi τ çok büyük olduğunda ise ardışık elemanlar birbirinden bağımsız olur ve noktalar faz alanını tamamen kaplar. Faz alanının oluşturulmasında uygun zaman gecikmesinin belirlenmesi için kullanılan karşılıklı bilgi yöntemi denklem (4)'te verilmiştir.

$$M(X_t, X_{t-\tau}) = \sum_{i,j} p_{ij}(\tau) \ln p_{ij}(\tau) - 2 \sum_{i,j} p_i \ln p_i \quad (5)$$

Burada p_i, X_t 'nin histogramda i. kutuda kalma olasılığı ve $p_{ij} X_t$ 'nin i. kutuda kalma ve $X_{t-\tau}$ 'nin j. kutuda kalma olasılığıdır. Bu yöntemde de karşılıklı bilgi fonksiyonunun ilk minimuma ulaştığı gecikme değeri τ zaman gecikmesi olarak alınır [16].

Faz alanı için minimum bir gömülme boyutunun belirlenmesi faz alanında benzersizlik için önemlidir. Bu özelliğin belirlenmesi için yanlış en yakın komşu algoritması kullanılır [4]. Elde edilen minimum gömülme boyutlu faz alanı orijinal zaman serisinin aynı topolojik özelliklerine sahip olacaktır. Aşağıda denklem (6)'da bu yöntem verilmiştir.

$$r_i = \sqrt{\frac{\|X_i^{b+m} - X_j^{b+m}\|^2 - \|X_i^b - X_j^b\|^2}{\|X_i^b - X_j^b\|^2}} \quad (6)$$

Burada $\|X_i^b - X_j^b\|$ iki nokta arasındaki öklid mesafesidir. R^b 'de her nokta X_i^b ile tanımlanır [1]. X_i^b 'nin en yakın komşusu X_j^b 'dir. r_i verilen bir v eşik değerini aştığında X_i^b yanlış bir en yakın komşuya sahip olarak işaretlenir. $\|X_i^{b+m} - X_j^{b+m}\|$ değeri gömülme boyutunun m kadar artırılması ile oluşturulan faz alanında en yakın iki nokta arasındaki mesafedir. Bu algoritma $r_i > v$ için veri noktalarının sayısı R^b 'da sıfır olduğunda b gömülme boyutu olarak tanımlanır. Faz alanı için zaman gecikmesi ve gömülme boyutu belirlendikten sonra bu alanda veri madenciliği teknikleri kullanılarak zaman serileri analiz edilir. Kırık rotor çubuğu arızalarının teşhisi için zaman serileri veri madenciliği önerilen ikinci yöntemdir. Faz alanını oluşturacak zaman serisini elde etmek için denklem (7)'de verilen uzay vektörü üç faz akımından elde edilmiştir. Gömülme boyutu ve zaman gecikmesi yanlış en yakın komşu algoritması ve karşılıklı bilgi yöntemi kullanılarak elde edilmiştir.

$$Is(t) = \frac{2}{3} (i_a(t) + \beta i_b(t) + \beta^2 i_c(t)) \quad (7)$$

Burada i_a, i_b ve i_c faz akımlarını gösterir ve $\beta = e^{j2\pi/3}$ ise karmaşık uzay operatörüdür. Denklem (7)'deki akım uzay

vektörü karmaşık sayılara sahip olup zamanın bir fonksiyonudur. Bu yüzden zaman serisi olarak akım uzay vektörünün mutlak değeri alınır. Asenkron motorun her bir durumu için faz alanı oluşturularak faz alanındaki her bir kümenin merkez noktaları belirlenir. Her bir durum için elde edilen faz alanları birleştirilerek çoklu faz alanı oluşturulur. Böylece motorun sağlam ve arızalı durumları çoklu faz alanında temsil edilir. Denklem (8)'deki Gaussian biçimli fonksiyonun toplamı her bir kümedeki noktaların yoğunluklarını hesaplamak için kullanılır.

$$F = \sum_{t=1}^N e^{-\frac{\|v-x_t\|^2}{2\tau^2}} \quad (8)$$

Denklem (8)'de v küme merkez noktasını, x_t faz alanında bir noktayı ve τ ise küme yarıçapını gösterir. Küme yoğunluğu ise F değeri ile gösterilmiştir. Burada N değeri faz alanındaki toplam nokta sayısı olup, $\|v-x_t\|$ ise faz alanındaki bir nokta ile merkez arasındaki öklid mesafesidir. Faz alanındaki bir kümenin merkez noktaları ve her bir kümedeki nokta yoğunluğu kırık rotor arızalarının belirlenmesi için ayırıcı bir parametre olarak kullanılır. Önerilen zaman serisi veri madenciliği algoritmasının adımları aşağıda verilmiştir.

1. Ön işleme adımı
 - 1.1. Motorun üç faz akımının uzay vektörüne dönüştürülmesi ve uzay vektörünün mutlak değerinin hesaplanması
 - 1.2. Karşılıklı bilgi yöntemine göre faz alanı için zaman gecikmesinin belirlenmesi
 - 1.3. Yanlış en yakın komşu algoritması ile faz alanının gömülme boyutunun hesaplanması ve faz alanının oluşturulması
2. Eğitim aşaması
 - 2.1. Faz alanındaki her bir kümenin merkez noktalarının çıkarılması
 - 2.2. Denklem (8) kullanılarak her bir faz alanı için kümedeki nokta yoğunluğunun belirlenmesi
 - 2.3. Adım 2.1. ve 2.2. kullanılarak bütün kümeler için özelliklerinin bulunması
3. Test aşaması ve değerlendirme

Yukarıdaki algoritma arıza teşhisine başarılı bir şekilde uygulanmıştır. Algoritmanın ilk adımı ön işleme olup bu aşamada faz alanının oluşturulması için üç faz akımı üzerinden yapılan uzay vektör dönüşümü, zaman gecikmesi ve gömülme boyutu gibi parametrelerin belirlenmesi sağlanmıştır. İkinci adım eğitim aşaması olup bu aşama çevrimdışı olarak yapılır. Son aşamada ise gelen test verileri ile algoritmanın doğruluğu çevrimci olarak değerlendirilmiştir.

3. Deneysel Sonuçlar

Gerçek bir deney düzeneği oluşturulup sağlam ve arızalı motorlardan veriler deneysel olarak alınmıştır. Kurulan deney düzeneği şekil 2'de verilmiştir. Deney düzeneğinde kullanılan üç fazlı asenkron motorun özellikleri tablo 1'de verilmiştir. Motorun faz akımlarını ölçmek için üç adet akım duyargası kullanılmıştır. Ölçülen bu akım değerleri 16 bitlik Advantech PCL-816 model bir veri toplama kartı aracılığıyla bilgisayara aktarılmıştır. Her bir durum için örnekleme oranı 1000, 3000,

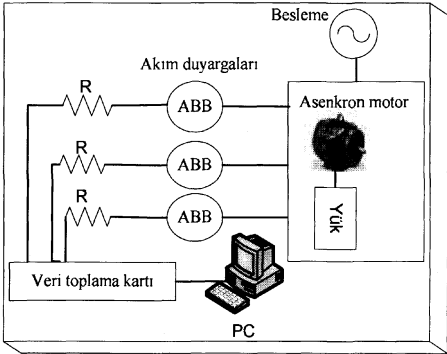
5000, 8000 örnek/saniye ile faz akımları üç saniye boyunca okunarak bilgisayara kaydedilmiştir. Kurulan deney düzeneği şeması şekil 3'te gösterilmiştir. Asenkron motor 140, 180, 220, 260, 300, 340 ve 380 V besleme gerilimleri ile çalıştırılarak sağlam ve arızalı motor verileri alınmıştır. Her bir örnekleme oranı için 28 akım veri kümesi elde edilmiştir. Akım spektrumu için motorun sadece A fazı kullanılmıştır. Akım spektrumu Hızlı Fourier Dönüşümü ve güç spektrum yoğunluğu hesaplanarak oluşturulmuştur. Besleme gerilimi 180 V olan tek kırık rotor çubuğuna sahip motora ait akım spektrumu şekil 4'te verilmiştir.



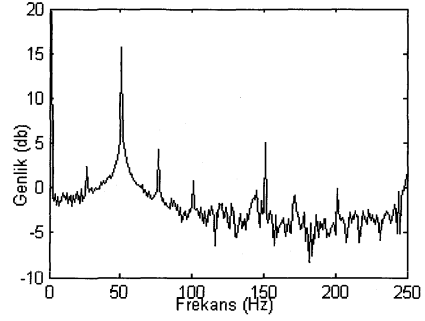
Şekil 2: Sağlam ve arızalı motor verilerini elde etmek için kurulan deney düzeneği.

Tablo 1: Deneyde kullanılan asenkron motorun özellikleri

Özellik	Değer
Güç	0.37 kw
Besleme gerilimi	380 V
Tam yük akımı	1.2 A
Besleme frekansı	50 Hz
Kutup sayısı	4
Rotor çubuklarının sayısı	22
Tam yükte çalışma hızı	1390 rpm

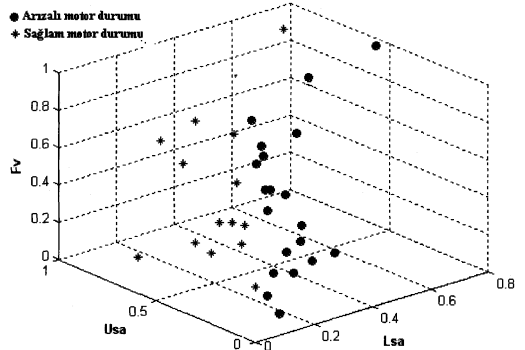


Şekil 3: Deney düzeneği şeması.

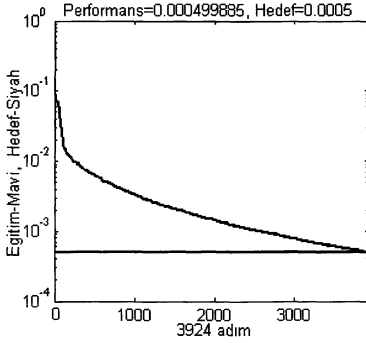


Şekil 4: 180 V ile beslenen bir kırık rotorlu motorun akım spektrumu.

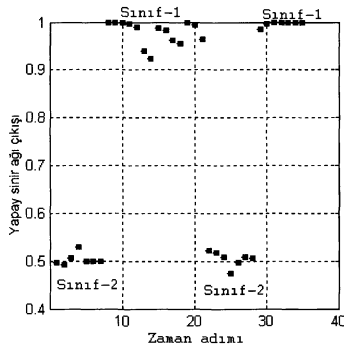
Motor akım spektrumu elde edildikten sonra Lsa ve Usa değerleri hesaplanmıştır. Şekil 5'te Lsa, Usa ve Fv değerlerinin 3 boyutlu grafiği gösterilmiştir. Arızalı ve sağlam motor durumlarını birbirinden ayırt etmek için üç katmanlı ileri beslemeli bir yapay sinir ağı kullanılmıştır. Yapay sinir ağının girişleri Fv, Lsa ve Usa değerleridir. Momentum katsayısı ve öğrenme oranı deneme yanılma yoluyla 0.7 ve 0.1 olarak belirlenmiştir. Orta katmanda 20 düğüm kullanılmıştır. Yapay sinir ağının eğitimi için geriye yayılım öğrenme algoritması kullanılmış ve algoritmanın eğitim hızını geliştirmek için eğim düşme algoritması eklenmiştir. Ortalama hatanın karesi 0.0005 olarak seçilmiş ve eğitimin adım sayısı 5000 olarak belirlenmiştir. Yapay sinir ağının eğitim hata grafiği şekil 6'da verilmiştir. Yapay sinir ağının çıkışları sağlam motor için 0.5 ve arızalı motor için 1.0 olarak alınmıştır. Test aşamasında gelen giriş değerlerine göre yapay sinir ağının çıkışları şekil 7'de gösterilmektedir. Bu sonuçlar giriş-çıkış çiftleri şeklinde detersel olarak tablo 2'de verilmiştir.



Şekil 5: Fv, Lsa ve Usa'nın 3 boyutlu grafikleri.



Şekil 6: Yapay sinir ağı eğitim hata grafiği.



Şekil 7: Yapay sinir ağı test sonuçları.

Tablo 2: Giriş ve çıkışlara göre yapay sinir ağı test sonuçları

Lsa	Vsa	Fv	Y
0.1738	0.8529	0	0.4982
0.4335	0.2381	0.16667	0.95915
0.2391	0.409	0.3333	0.52031
0.07941	0.238	0.5	0.50336
0.1914	0.1285	0.33333	0.9888

Şekil 7'de zaman üzerinde çevrimiçi olarak sağlam ve arızalı motor verileri karışık bir şekilde verilmiştir. Test verisi deney düzeneğinden 8000 örnek/saniye ile alınmıştır. Yapay sinir ağının çıkışı Y 0.5 değeri ile sağlam motor durumunu ve 1.0 değeri ile arızalı motor durumunu göstermektedir. Şekil 7'den de açıkça görüldüğü gibi test verileri başarılı bir şekilde ayırt edilmiştir. Bu şekilde sınıf-1 arızalı motor durumunu gösterirken, sınıf-2 sağlam motor durumunu göstermektedir. Lsa, Usa ve Fv değerleri [0,1] aralığında normalleştirilmiştir. Bu yöntemin avantajlarından biri motorun kayma değerini hesaplamak için akım bilgisinin kullanılmasıdır.

Kırık rotor çubuğu arızalarının teşhisi için önerilen ikinci yaklaşım zaman serileri veri madenciliği yöntemidir. Motorun üç faz akımı arıza teşhisi için kullanılmıştır. Bu akım değerleri denklem (7) kullanılarak uzay vektörüne dönüştürülmüştür. Her bir motor durumu için faz alanı oluşturulmuştur. Faz alanı

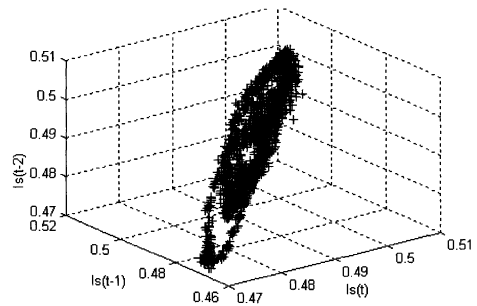
in zaman gecikmesi karşılıklı bilgi yöntemine göre bir olarak belirlenmiştir. Yanlış en yakın komşu algoritmasına göre gömülme boyutu ise üç olarak bulunmuştur. Üç boyutlu faz alanı vektörü $I_s(t) = (I_s(t-2), I_s(t-1), I_s(t))$ olarak oluşturulur. Faz alanında küme yarıçapı 0.1 olarak belirlenmiştir. Her bir faz alanındaki noktaların yoğunluğunu belirlemek için Gaussian biçimli bir üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Sağlam motor için eğitim sonuçları tablo 3'te verilmiştir. Tablo 3'te chx, chy ve chz değerleri farklı durumlardaki sağlam bir motor için x, y ve z eksenlerinde kümenin merkez noktalarını gösterir. Yoğunluk değeri ise kümedeki veri noktalarının sayısını gösterir. Bu parametreler test aşaması için örnek bir veritabanı oluşturur. Bir test verisi geldiğinde bu veri her bir durum ile ayrı ayrı karşılaştırılır. Minimum değer elde edildiğinde test verisinin o sınıfa ait olduğu belirlenir. Tablo 4'te iki ayrı test sonucu verilmiştir. Bir kırık rotor çubuğuna sahip 220 V ile beslenen motor için faz alanı şekil 8'de verilmiştir.

Tablo 3: Sağlam motor için eğitim sonuçları

Yoğunluk	chx	chy	chz	Gerilim(V)
0	0	0	0	140
1.161	0.16413	0.16404	0.16415	180
0.864	0.20744	0.2074	0.207275	220
0.809	0.25629	0.25636	0.25617	260
0.779	0.31043	0.31037	0.31043	300
0.825	0.39135	0.39132	0.39137	340
0.784	0.50558	0.50565	0.50553	380

Tablo 4: Sağlam eğitim verisine uygulanan iki test sonucu

Test_1 sonuçları	Test_2 sonuçları
0	0.83153
0.0463	0.34421
0.0167	0.68425
0.0379	0.85984



Şekil 8: Bir kırık rotor çubuğuna sahip motor için faz alanı.

Tablo 4'te Test_1 ve Test_2 için kullanılan veriler deney düzeneğinden 5000 örnek/saniye ile elde edilmiştir. Test_1'in sonuçlarının sağlam bir motora ait olduğu görülmektedir. Çünkü test ile eğitim arasındaki fark çok küçük çıkmıştır.

Test_2 sonuçlarının ise arızalı bir motora ait olduğu görülmektedir. Çünkü referans olarak kullandığımız eğitim verisi ile test verisi arasındaki fark çok yüksek çıkmıştır. Bu yöntemin bir diğer avantajı ise eğitim için kullanılan verinin 8000 örnek/saniye ile alınması ve test verisinin 5000 örnek/saniye ile alınmasına rağmen sınıflandırmanın başarılı bir şekilde yapılabilmesidir. Bu durum yöntemin örnekleme oranından bağımsız olduğunu göstermektedir. Yöntemde eğitim ve test için akım verilerinden sadece on periyot alınmıştır.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada asenkron motorlardaki kırık rotor arızalarının teşhisi için iki ayrı yöntem sunulmuştur. Sağlam ve arızalı motora ait veriler yedi farklı besleme gerilimi ile motorlar çalıştırılarak alınmıştır. Birinci yöntemde akımdan özellik çıkarmak amacıyla motor akım imza analizi ve bu özelliklere göre arıza durumlarını sınıflandırmak amacıyla yapay sinir ağı kullanılmıştır. Sunulan yöntem ile sağlam ve arızalı motorun durumları başarılı bir şekilde birbirinden ayırılmıştır. Bu yöntemin en önemli avantajı arıza teşhisi için sadece motor akımının kullanılmasıdır. İkinci yöntemde kırık rotor arızalarını belirlemek için zaman serileri veri madenciliği yöntemi kullanılmıştır. Üç faz akımından uzay vektörü elde edilerek faz alanı oluşturulmuş ve her bir durum için oluşturulan bu faz alanları birleştirilerek çoklu faz alanı elde edilmiştir. Her bir duruma ait nokta yoğunluğu için Gaussian biçimli bir bulanık üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Bu özellik sağlam ve arızalı durumları başarılı bir şekilde ayırt etmektedir. Bu yöntemin test aşamasında farklı örnekleme oranları ile alınan akım sinyalleri kullanılmış ve başarılı sonuçlar alınmıştır. Zaman serileri veri madenciliği yöntemi ile kırık rotor çubuğu arızalarını teşhisi için daha önce yapılan çalışmalar oldukça maliyetli ve hassas ölçümler gerektiren moment bilgisini kullanmışlardır. Bu tür ölçümler gürültüye duyarlıdır. Arıza teşhisinde önemli olan motorun çalışma ortamlarında çevrimiçi izleme ile arızaların teşhis edilmesinin sağlanmasıdır. Ayrıca yöntemin arızaları teşhis etmesi için sadece on periyotluk bir süre ile akım bilgilerinin izlenmesi yeterlidir.

5. Kaynakça

[1] M. E. H. Benbouzid ve G. B. Kliman, "What Stator Current Processing Based Technique to use for Induction Motor Rotor Faults Diagnosis?," *IEEE Trans. Energy Conv.*, Cilt: 18, No: 2, s: 238-244, 2003.

[2] T. K. Czeslaw, T. O. Kowalska. "Neural Network Application for Induction Motor Fault Diagnosis". *Mathematics and Computers in Simulation*, Cilt: 63 , No: 3, s: 435-448, 2003.

[3] M. Y. Chow, *Methodologies of Using Neural Network and Fuzzy Logic Technologies for Motor Incipient Fault Detection*, World Scientific, 1997.

[4] G.G. Acosta, C.J. Verucchi ve E.R. Gelso, "A current monitoring system for diagnosing electrical failures in induction motors", *Mechanical System and Signal Processing* 20, Cilt:20,s:953-965, 2006,

[5] J.F. Bangura, R. J. Povinelli, N. A. O. Demerdash ve R. H. Brown, "Diagnostics of Eccentricities and Bar/End-Ring Connector Breakages in Polyphase Induction Motors Through a Combination of Time-Series Data Mining and

Time-Stepping Coupled FE-State-Space Techniques", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Cilt 39., No 4.s: 1005-1013, 2003.

- [6] C. Yeh, R. J. Povinelli, B. Mirafzal ve N. A. O. Demerdash, "Diagnosis Of Stator Winding Inter-Turn Shorts in Induction Motors Fed by PWM-Inverter Drive Systems using a Time-Series Data Mining Technique", *IEEE International conference on power system technology (POWERCON2004)*, Singapore, s:1-6, 2004.
- [7] S. Altug, M.Y. Chow ve H. J. Trussel, "Fuzzy Inference Systems Implemented on Neural Architectures for Motor Fault Detection and Diagnosis", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Cilt: 46, No:6, s: 1069-1079, 1999.
- [8] B. Ayhan, M. Y. Chow ve M. H. Song, "Multiple Signature Processing-based Fault Detection Schemes for Broken Rotor Bar in Induction Motors", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Cilt: 20 , No: 2, s: 336-343, 2005.
- [9] M. Haji ve H.A. Toliyat, "Pattern Recognition- A Technique for Induction Machines Rotor Fault Detection "Eccentricity and Broken Bar Fault", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Cilt: 16, No: 4, s: 312-317, 2001
- [10] X. Feng ve H. Huang, "A Fuzzy-Set-Based Reconstructed Phase Space Method for Identification of Temporal Patterns in Complex Time Series", *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, Cilt: 17, No: 5, s: 601-613, 2005.
- [11] F. Takens, "Detecting Strange Attractors in Turbulence," *Lecture Notes in Mathematics*, Cilt: 898, New York, Springer, 1981.
- [12] H. Nejjari ve M.E. H. Benbouzid, "Monitoring and diagnosis of induction motors using a current park's vector pattern learning approach", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Cilt: 36, No.3, s: 730-735, 2000.
- [13] İ. Aydın, M. Karaköse, E. Akın, "Asenkron Motorlarda Hata Teşhisi için Yeni Bir Yumuşak Hesaplama Yaklaşımı", TOK'05 Otomatik Kontrol Konferansı, İstanbul, Türkiye, s:375-380, 2005
- [14] İ. Aydın, M. Karaköse, E. Akın, "Zaman Serileri Veri Madenciliği Tekniği Kullanılarak Asenkron Motorlarda Sarım ve Sürtünme Hatalarının Teşhisi", EMO2005 11. Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Kongresi, İstanbul, Türkiye, s:140-143, 2005
- [15] İ. Aydın, M. Karaköse, E. Akın, "Bağımsız Sistem Tabanlı Bulanık Arıza Teşhis Algoritması", ASYU-INISTA 2006, İstanbul, Türkiye, s: 47-51, 2006.
- [16] H. Kantz ve T. Schreiber, "Nonlinear Time Series Analysis", Cambridge University Press, 1997

Doğrusal Olmayan Sistemlerdeki Arızaların RBF Tabanlı YSA ile Ayırt Edilmesi

Okan Özgönenel¹, Erdal Kılıç², Ali Ekber Özdemir³

¹ Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Kurupelit – Samsun
okanoz@omu.edu.tr

^{2,3} Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Kurupelit - Samsun
ekilic@omu.edu.tr, eozdemir@omu.edu.tr

Özetçe

Enerji sistemlerinde doğrusal olmayan elemanların başında transformatörler gelmektedir ve bu cihazların beklenmedik bir şekilde devre dışı kalmaları hem zaman hem de para kaybına yol açmaktadır. Bu nedenle arıza akımlarının ve normal çalışma akımlarının ayırt edilmesi konusunda günümüzde çok sayıda çalışma yapılmaktadır. Bu çalışmada, RBF tabanlı bir yapay sinir ağı (YSA) kullanılarak doğrusal bir sistem olmayan transformatör iç arızalarının ayırt edilmesi üzerine çalışılmıştır. Temel bileşenler analizi (TBA) olarak adlandırılan teknik ile transformatör üç faz akımlarının gerçek rms değerleri kullanılarak özellik vektörleri çıkarılmıştır. Daha sonra, elde edilen bu özellik vektörleri RBF tabanlı YSA'nın eğitiminde ve gerçek zamanlı hataları ayırt etme işleminde kullanılmıştır. Eğitilen RBF tabanlı ağ ile üç fazlı transformatörde oluşabilecek hatalar gerçek zamanda ayırt edilmekte, bu ağ 'hata yok', 'tek fazda hata var' ve 'çoklu fazlarda hata var' gibi kararlar üretmektedir. Önerilen tekniğin başarımını göstermek amacı ile laboratuvar ortamında çok sayıda gerçek zamanlı deneyler yapılmıştır. Önerilen tekniğin doğrusal olmayan sistemlerde oluşabilecek arızaları ayırt etmekte kullanılabileceği düşünülmektedir.

1. Giriş

Bu çalışmada doğrusal olmayan bir sistem olan üç fazlı transformatörlerdeki iç arızalar ele alınmıştır. Transformatörler elektrik güç dağıtım sisteminin en önemli elemanlarından olup, böyle bir elemanın yokluğu çok ciddi sonuçlara yol açabilir. Transformatör arızalarının algılanması ve tanımlanması amacıyla çok sayıda teknikler kullanılmaktadır. Transformatörü iç arızalardan korumak amacıyla tasarımı, üretim ve bakım aşamalarında kapsamlı çalışmalar gerçekleştirilmektedir. İç arızaları algılamaya yöntemlerinin başında çözülmüş gaz analizi gelmektedir ve maliyeti oldukça yüksek olmasına karşın yıllarca başarı ile sürdürülmektedir. Ancak iç arızaları ortadan kaldırmak için en son teknikler kullanılsa bile hala varlığını sürdürmektedir [1].

Kağıt yalıtımda kullanılan selülozun bozulma derecesi de iç arızaların tanımlanmasında kullanılan standart yöntemlerden biridir. Diğer yöntemler arasında sargı deformasyonlarının algılamak amacıyla transfer fonksiyonlarının hesaplanmasına dayanmaktadır. Deformasyonlar veya sargı konumlarının geometrik

olarak değişmesi sonucu sargı iç kapasitelerinin değişmekte dolayısıyla sistemin transfer fonksiyonları değişmektedir.

Modern güç transformatörleri üzerinde yapılan çalışmaların sonucunda transformatörlerin devre dışı kalmalarının nedenini (%70 - %80) iç sargı arızaları oluşturmaktadır. Kısa devreler sargı yalıtımlarının bozulması sonucunda yakın sargılar arasında veya sarımların kendi üzerinde oluşan arızalardır. Genel olarak bunlar sarım – sarım ve sarım – toprak arızaları olarak adlandırılmaktadır [2].

Üç fazlı transformatör için sargı arızalarını temel alan transformatör modeli [3] nolu kaynağa tanımlanmıştır. Bu model temel olarak arızalı sargının iki ana parçaya ayrılması ilkesine dayanmaktadır. Bu temel ilke transformatörün diferansiyel koruması amacıyla da kullanılabilir. Bu model kullanılarak koruma algoritmasının davranışını önceden kestirmek amacıyla çok çeşitli iç arıza türleri oluşturulabilmektedir. İç arıza oluşması durumunda transformatörün genel modeli [4] nolu kaynakçada verilmiştir. Ancak bu transformatör modeli sadece dış arızalar içindir. Daha kapsamlı bir iç arıza modeli [5] nolu kaynakçada bulunabilir. Bu modelde manyetik akının dağılımına göre bir iç arıza modeli oluşturulmuştur. Yöntem çevrim dışı olarak çalışmaktadır.

Günümüzde transformatör iç arızaların algılanması amacıyla bulanık mantık ve YSA'ların birlikte kullanıldığı algoritmalar göze çarpmaktadır. Koruma algoritması olarak önerilen bu teknik ile iç arıza akımları ve müknaatıslanma akımları ayırt edilebilmektedir. Ancak bu önerilen algoritmalar çevrim dışı olarak çalışmaktadır [6], [7].

Daha zekice bir yaklaşım da Zahra Moravej ve M. Sanaye Pasand tarafından iki farklı YSA tabanlı bir diferansiyel röle algoritması olarak önerilmiştir. Yöntemlerin ilki, geleneksel ileri beslemeli-hatanın geriye yayıldığı bir yapı ve diğeri ise öğrenme algoritması olarak minimum RBF yöntemini kullanmaktadır. Bu önerilen tekniğin başarımı EMTF-ATP ortamında çevrim dışı olarak denenmiştir.

Bu çalışmada; deneysel üç fazlı bir transformatör (1000VA, 380/220V, Y/Y, 1 Tesla, 50Hz) üzerinde çok

sayıda gerçek zamanlı iç arızalar oluşturulmuştur. Her bir faz sargısı hem birincil hem de ikincil yanlarda 5 sarım ve 10 sarımlık kademe sargılarına sahiptir. Önerilen çevrim içi teknik ile hem tek bir sargı üzerindeki iç arıza hem de farklı iki sargıda oluşturulan iç arızalar kolayca algılanabilmekte ve hatta bunların oluş yüzdeleri de elde edilebilmektedir.

2. Temel Bileşenler Analizi ile Özellik Vektörlerinin Çıkartılması

Özellik vektörlerini çıkarmak için, deneysel transformatörün örneklenmiş birincil yan akımlarının gerçek rms değerleri kullanılmıştır. Akımların rms değerleri temel bileşenler analizi (TBA) ile tek bir özellik vektörü haline dönüştürülmüştür. Olası farklı hata senaryoları sonucunda elde edilen özellik vektörleri başlangıçta RBF tabanlı YSA'yı eğitmek için kullanılmıştır. Daha sonra gerçek çalışmada o anda elde edilen özellik vektörü eğitilmiş RBF ağa giriş olarak uygulanmıştır. TBA ile özellik vektörü çıkarma yöntemi kısaca aşağıdaki gibidir:

Temel bileşenler yöntemi aralarında yüksek korelasyon bulunan birbiriyle ilişkili çok değişkenli verilerin, doğrusal dönüşüm sonucunda birbirleriyle ilişkisiz yeni bir koordinat sistemine dönüştürme işlemidir. Temel bileşenler yöntemindeki esas amaç verinin boyutunu azaltmaktır. Boyuttaki azalma hesaplama zamanını düşürmekte ve gürlüğünün etkisini yok etmektedir. Temel bileşenler yöntemindeki veri matrisi Y aşağıdaki gibi ayrıştırılabilir:

$$Y = W\Sigma^{1/2}V^T \quad (1)$$

(1) nolu eşitlikte W , YV^T ilişki matrisinin öz vektörlerinden oluşan $m \times m$ boyutlu bir matris, V ise $Y^T Y$ veri ilişki matrisinin öz vektörlerinden oluşan $n \times n$ boyutlu bir matrisidir. $W^{1/2}$ matrisinin köşegen elemanları $Y^T Y$ in λ_i ($i=1, \dots, n$) öz değerlerinin pozitif kare köküdür ve tekil değerler olarak adlandırılmaktadırlar. Y matrisinin ana bileşenleri, değer matrisinin (T) sütunlarıdır ve aşağıdaki eşitlik yardımı ile hesaplanmaktadır.

$$T = YV = W\Sigma^{1/2} \quad (2)$$

$$t_i = Yv_i \quad (i = 1..n) \quad (3)$$

t_i bileşenin varyansı (4) nolu eşitlikle hesaplanmıştır.

$$\text{var}(t_i) = v_i Y^T Y v_i = \lambda_i \quad (4)$$

burada λ_i , i . özvektörle ilgili özdeğeri göstermektedir.

İlişki matrisi simetrik olduğundan tüm özdeğerleri sıfırdan büyük veya sıfıra eşittir. Tekil değer ayrışım (SVD) yöntemi kullanılarak ana bileşenler aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$Z = [W_1 \quad W_2] \begin{bmatrix} \Sigma_1^{1/2} & 0 \\ 0 & \Sigma_2^{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_r^T \\ \hat{V}_r^T \end{bmatrix} \\ = [W_1 \Sigma_1^{1/2} \quad W_2 \Sigma_2^{1/2}] \begin{bmatrix} V_r^T \\ \hat{V}_r^T \end{bmatrix} = [T_r \quad \hat{T}_r] \begin{bmatrix} V_r^T \\ \hat{V}_r^T \end{bmatrix} \quad (5)$$

(5) nolu eşitlik yardımı ile V_r ve \hat{V}_r değerleri ve eşitlik (6) hesaplanmaktadır.

$$V_r = \Sigma_1^{-1/2} W_1 Y \quad \text{ve} \quad \hat{V}_r = \Sigma_2^{-1/2} W_2 Y$$

$$Y = T_r V_r^T + \hat{T}_r \hat{V}_r^T \quad (6)$$

$$= Y V_r V_r^T + Y \hat{V}_r \hat{V}_r^T = \hat{Y} + \hat{Y}$$

(6) nolu eşitlikte W_1 ve W_2 veri ve hata ile ilişkili indirgenmiş özvektörler, V_r ve T_r ise indirgenmiş yük ve skor matrisleri olarak adlandırılmaktadır.

Yukarıdaki denklemde indirgenmiş W_1 ve W_2 matrisleri kullanılarak veri

$$Y = W_1 W_1^T Y + W_2 W_2^T Y = \hat{Y} + \hat{Y} \quad (7)$$

şeklinde de ifade edilebilir. (6) ve (7) nolu eşitlikler yardımı ile ana bileşenler yöntemi sistemi aslında model \hat{Y} ve hata \hat{Y} ile ilgili iki parçaya böler [8], [9].

Özellik vektörü $R = \|Y - \hat{Y}\|$ şeklinde ifade

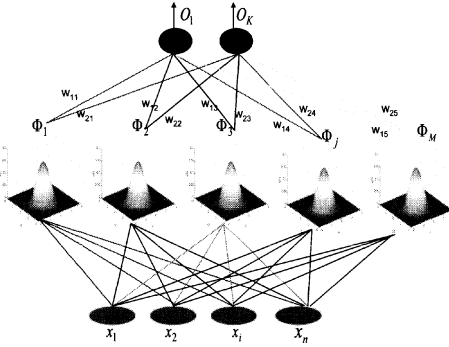
edilebilir. Burada \hat{Y} sistemde hata yokken elde edilen öz vektörler ile ölçülen sistem çıkış büyüklükleri kullanılarak sistemin o anki üretmesi gereken çıkış büyüklüklerinin bir tahminidir.

3. RBF Tabanlı YSA

Alternatif bir yapay zeka yöntemi olan RBF (Radyal Tabanlı İşlev) ağları, yapıları bakımından çok katlı perceptron ağlarından belirgin bir biçimde ayrılırlar. Bu ayırım temel olarak RBF ağlarında, çok katlı perceptron ağlarının aksine tek bir gizli katmanın olması ve aktivasyon işlevi olarak radyal taban fonksiyonlarının kullanılmasındadır. Bununla birlikte bir RBF ağının üretecek olduğu çıkış, gizli katmanda bulunan her bir radyal taban işlevinin ürettiği çıkışların doğrusal bileşkesidir.

Bir RBF ağının çalışma ilkesi, gizli katmanda bulunan RBF'lerin, ağına istenilen giriş-çıkış ilişkisini sağlaması için uygun genişlik ve merkez parametreleri ile çözüm uzayına yerleştirilmeleri olarak açıklanabilir. Yani veri takımında bulunan her bir giriş verisi için, ağdaki her bir RBF bu verinin kendi merkezine olan uzaklığı ile doğru orantılı bir değer üretir. RBF'lerin her birinin ürettiği bu değerler çıkış katında ağırlıklandırılarak toplanır. Böylece ağına bu giriş verisi

için ürettiği çıkış elde edilmiş olur. Bir RBF Ağının yapısı aşağıda verilen şekildeki gibidir.



Şekil 1: Tipik bir RBF ağının gösterimi

Şekil 1’de; x_i : giriş verileri, Φ_j : girişlere karşılık düşen RBF’lerin ürettikleri çıkışları, w_{jk} : ağırlık katsayılarını, O_k : ağının ürettiği çıkışları göstermektedir.

Pek çok radyal taban işlevi olmasına karşılık uygulamalarda RBF ağları için yaygın olarak Gauss (Gaussian) biçimli radyal taban işlevi kullanılır. Gizli katman nöronlarının aktivasyon işlevi olarak Gauss fonksiyonunun kullanıldığı durumda, giriş veri takımındaki her bir veri için her bir gizli katman nöronunun üreteceği çıkış değeri aşağıda verilen (8) eşitliği ile hesaplanır.

$$\Phi_j = e^{-\left[\frac{|x-c_j|^2}{\sigma_j^2}\right]} \quad (8)$$

Eşitlik (8)’de “ c_j ”, j. RBF ‘in merkezini, “ σ_j ise j. RBF’in genişliğini ifade eden parametrelerdir. Ağıın üreteceği çıkış “y” ise (9) eşitliğinde gösterildiği gibidir.

$$y = \sum_{j=1}^m w_j \Phi_j \quad (9)$$

Çıkış işaretini için genel bir ifade olan eşitlik (10) kullanılır.

$$y = \sum_{j=1}^m w_j e^{-\left[\frac{|x-c_j|^2}{\sigma_j^2}\right]} \quad (10)$$

Eşitlik (8) ve (10)’da görülen $\|x-c_j\|$ ifadesi x giriş veri takımındaki verilerin, gizli katmandaki J. RBF’in merkezine olan öklid uzaklığını temsil etmektedir. Ağ çıkışı ağırlıklandırılmış RBF çıkışlarının toplamı şeklinde elde edilmektedir [10], [11].

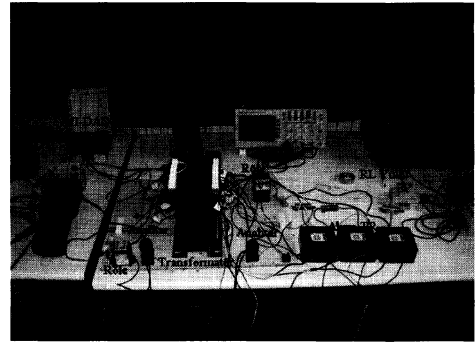
Bu çalışmada doğrusal olmayan sistemlerde (transformatörler) oluşabilecek arızaları ayırt etmek için bir adet RBF YSA kullanılmış ve bu ağıın yapısı; tek girişli, gizli katmanında sekiz adet RBF sinirinin

bulunduğu ve üç çıkışı olan bir ağıdır. Giriş ve çıkış ilişkisi Şekil 3’deki gibidir.

Önerilen ağ yapısı bu haliyle bir bulanık mantık karar verici ile birebir eşdeğerdir. Ağıın eğitilmesinde GD (gradient descent) algoritması kullanılmıştır.

4. Deneysel Çalışmalar

Deneysel çalışmalarda 1000VA, 380/220V, Y/Y, 50Hz, üç fazlı bir transformatör kullanılmıştır. İç sargı arızalarını oluşturmak amacı ile hem birincil yan hem de ikincil yanda çok sayıda kademe sargıları (5 ve 10 sarımlık) dışarı çıkartılmıştır. İç sargı arızaları, bir anahtar ve elektro-mekanik röle tarafından el ile denetlenerek oluşturulmaktadır. Kısa devre edilen sarımlar içinden geçen arıza akımının çok yüksek değerlerde olması nedeniyle arıza direnci üzerinden (birincil yanda 1Ω - ikincil yanda 0.5Ω) kısa devreler oluşturulmuştur. Şekil 2’de laboratuvar ortamında kurulan deney düzeneği görülmektedir.



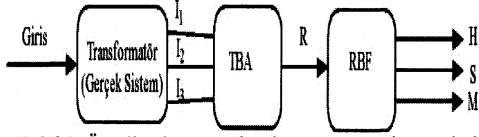
Şekil 2: Laboratuvar ortamında gerçekleştirilen gerçek zamanlı deneyler

Transformatörün birincil yan akımları MATLAB™ ortamında NI-DAQ PCI 16MIO yardımı ile 2000Hz de örneklenecek alınmıştır. Dolayısı ile periyot başına 40 örnek düşmektedir. Tüm gerçek zamanlı benzeşimler 1.5 sn süre içerisinde gerçekleştirilmiştir. Transformatörün değişik çalışma koşullarına ait 14 adet çevrim içi çalışma verilerinin yarısı RBF tabanlı YSA’yı eğitmek diğer yarısı da ağıın performansını denemek amacıyla kullanılmıştır. Eğitim verileri aşağıdaki yapıda oluşturulmuştur.

$$Eğitim = [R F S M] \quad (11)$$

(11) nolu eşitlikte R vektörü üç faz akımlarının gerçek rms değerleri kullanılarak TBA sonucunda elde edilen özellik vektörünü, F vektörü iç arıza anında sargının yüzde kaçlık bir bölümünün kısa devre olduğunu, S vektörü sadece bir faz sargısında iç arıza olduğunu ve M vektörü ise aynı anda ikiden fazla faz sargısında iç kısa devre arızalarının olup olmadığını

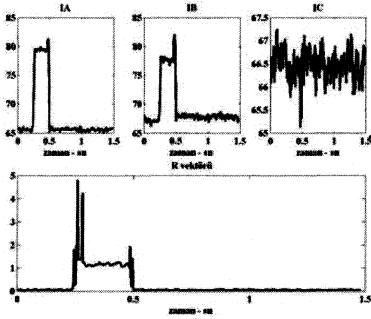
göstermektedir. Önerilen sistemin genel gösterimi Şekil 3'de görüldüğü gibidir.



Şekil 3: Önerilen koruma algoritmasının genel gösterimi

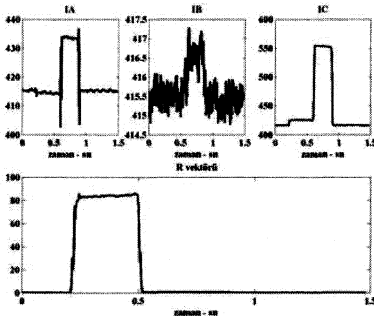
Şekil 3'de de görüldüğü gibidir. Bu çalışmada değişik bağlantı gruplarında iç kısa devreler oluşturulmuş ve önerilen tekniğin başarımı denenmiş, fakat transformatörün yalnız yıldız/yıldız bağlantı grubuna ait deneysel veriler kullanılmıştır.

Şekil 4 'de ise transformatörde boş çalışma anında A faz sargısında birincil yanda 151-156 sarımlar arası iç kısa devre oluşturulmuştur. Arıza 0.24sn – 0.5sn arasındadır. İlk satırda üç faz akımların gerçek rms değerleri ve ikinci satırda ise ilgili TBA çıkışı görülmektedir.



Şekil 4: A fazı 151-156 sarımlar arası kısa devre. Birincil yan akımlar ve ilgili R vektörü (TBA çıkışı)

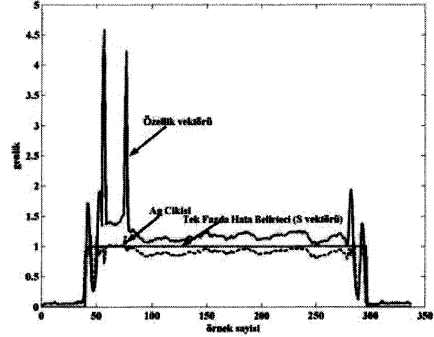
Şekil 5'de ise transformatör R-L yükü beslemektedir ve yükün özellikleri şöyledir: 128W, 265VA, $\cos \phi = 0.48$, 382/202V. C faz sargısında ilk olarak 250-255 sarımlar arası daha sonra da 255-260 sarımlar arası ardışıl olarak kısa devre edilmiştir.



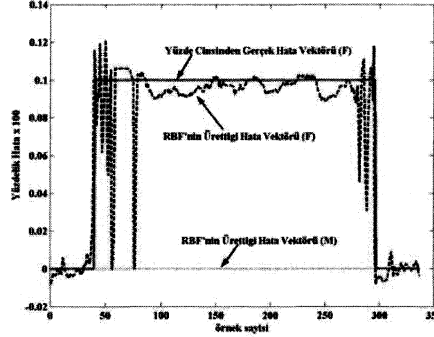
Şekil 5: C fazı 250-255-260 sarımlar arası kısa devre. Birincil yan akımlar ve ilgili R vektörü (TBA çıkışı)

Şekil 4 ve Şekil 5'de IA A fazı akımını, IB B fazı akımını vs IC ise C fazı akımını göstermektedir ve mA cinsindedir.

Aşağıda RBF tabanlı YSA'nın ürettiği çıkışlar ölçeklendirme sorunu yüzünden 2 ayrı şekil üzerinde verilmiştir.



(a)



(b)

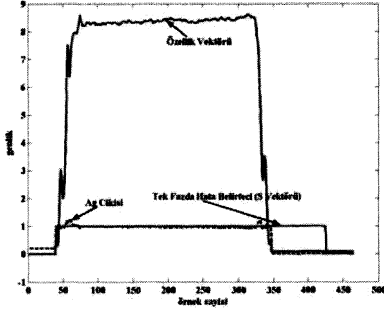
Şekil 6: Birincil yanda A fazı 151-156 sarımlar arası iç kısa devre hatasında RBF tabanlı YSA'nın ürettiği çıkışlar, (a) S vektörü, (b) M ve F vektörleri

Bu çalışmada kullanılan RBF tabanlı ağ yapısının değişkenleri ve başlangıç değerleri Tablo 1 'de verilmiştir.

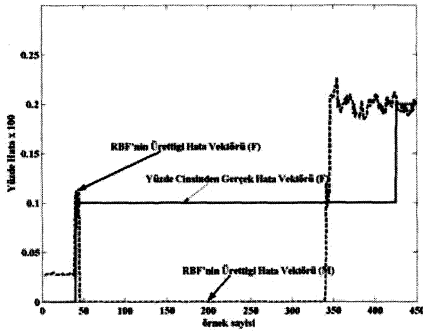
Tablo 1: Eğitim algoritmasında kullanılan başlangıç değerleri ve değişkenler

Parametreler	Değerleri	
μ_w	0,09	0,09
μ_c	0,08	0,08
μ_σ	0,07	0,07
RBF Sayısı	8	8
Yineleme	100	20
W_0	0,1	0,1
e_n^2	1.66	1,49

μ_w = Ağırlıklar için öğrenme katsayısı
 μ_c = Merkezler için öğrenme katsayısı
 μ_{\square} = Genişlikler için öğrenme katsayısı
 W_0 = Ağırlıkların başlangıç değeri
 e_n^2 = Son yinelemedeki hata kareler toplamı



(a)



(b)

Şekil 7: Birincil yanda C fazı 250-255-260 sarımlar arası iç kısa devre hatasında (ardışıl) RBF tabanlı YSA'nın ürettiği çıkışlar, (a) S vektörü, (b) M ve F vektörleri

5. Sonuçlar

Son yıllarda yapılan çalışmalar göstermiştir ki, transformatörlerin devre dışı kalma nedenlerinin (%70 ila %80) başında iç sargı arızaları gelmektedir. Bu nedenle transformatörlerin normal çalışma akımlarının arıza akımlarından ayırt edilmesi oldukça önem arz etmektedir. Bu çalışmada doğrusal olmayan bir sistem olan transformatörün iç arıza akımları (gerek birincil yanda gerekse de ikincil yanda oluşturulan) TBA tabanlı bir RBF ağı ile başarılı bir şekilde ayırt edilmiş ve hatalarla ilgili yüzdeler dahi verilebilmiştir.

Bu önerilen teknik sadece transformatörün birincil yan akımlarının gerçek rms değerlerine ihtiyaç duymaktadır. Düşük maliyetli bir sayısal işaret işleyici

kullanılarak bu teknik çevrim içi olarak da çalışabilmektedir. Önerilen bu yöntem doğrusal olmayan karmaşık sistemlerde hata ayırt etmede kullanılabilir.

Gelecek çalışmada; tek bir özellik vektör yerine bir den fazla özellik vektörü kullanarak, faz sargılarında (gerek birincil yanda gerekse ikincil yanda) oluşabilecek çoklu hataları hem öncelik hem de yüzdeler olarak daha doğru bir şekilde ayırt etmeye çalışacağız.

6. Kaynaklar

- [1] T. Kawamura, M. Ueda, K. Ando, T. Maeda, Y. Abiru, M. Watanabe, K. Moritsu "Prevention Of Tank Rupture Due To Internal Fault Of Oil,Filled Transformer", CIGRE International Conference on Large High Voltage Electric Systems, 12-02, 1988 Session
- [2] P. P. Buckle, K. L. Butler, N. D. R. Sarma, A. Kopp "Simulation Of Incipient Transformer Faults", Power System Automation Laboratory Texas A&M University, College Station, TX.
- [3] P. Bastard, P. Bertrand, M. Mevner "A Transformer Model For Winding Faults Studies", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 9, No. 2, April 1994.
- [4] Guzman Diaz Gonzales *et al*, "Diagnosis of a turn to turn short circuit in power transformers by means of zero sequence current analysis", *EPSR*, Vol. 69, 2004, pp.321-329.
- [5] M. Kezunovic, Y. Guo, "Modeling and simulation of the power transformer faults and related protective relay behaviour", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 15, no. 1, pp. 44-50, 2000.
- [6] Z.Q. Bo, G.C. Weller, T. Lomas, "A new technique for transformer protection based on transient detection", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 15, no. 3, pp. 870875, 2000.
- [7] A.L. Orielle-Fernandez, N.K.I. Ghonaim, J.A. Valencia, "A FIRANN as a differential relay for three phase transformer protection", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 16, no. 2, pp. 215-218, 2001.
- [8] Kılıç E., fault detection and diagnosis in nonlinear dynamical systems, Ph.D. dissertation, Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2005.
- [9] Moya E., G. I. Sainz, B. Grande, M. J. Fuente and J. R. Peran, "Neural PCA based fault diagnosis", *Proceeding of the European Control Conference*, pp 809-813, 2001.
- [10] Namyong Kim, Hyung-Gi Byun, and Ki Hyeon Kwon, "Learning behaviors of Stochastic Gradient Radial Basis Function Network Algorithms for Odor Sensing Systems", *ETRI Journal*, Volume 28, Number 1, February 2006, PP:59,66
- [11] Friedhelm Schwenker, Hans A.Kestler,Günther Palm, "Three learning phases for radial-basis-function networks", *Neural Networks* 14,PP:439-458, 2001 Elsevier.

Yunus Yüzme Hareketinin Modellenmesi Ve Optimizasyonu

Berrak Karaca¹, Ahmet Kuzucu²

¹Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Gümüşsuyu
berrakkaraca@gmail.com

²Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Gümüşsuyu
kuzucuah@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma kapsamında yunus yüzme hareketleri incelenmiş ve temel özelliklerden ödün vermeden olabildiğince basit bir matematik modeli oluşturulmuştur. Bu modelden hareketle MATLAB® Simulink ortamında yüzme hareketi ile ilgili çeşitli senaryolar oluşturularak sınanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları iyileştirilmiş ve yunusun yüzmesini sağlayacak olan itme kuvvetini en büyük yapacak hareket koordinasyonunun belirlenmesi üzerinde çalışılmıştır. Ulaşılan en iyi sonuçlar irdelenerek bir yunus prototipinin tasarımı için önermeler üretilmiştir.

1. Giriş

Yunuslar, pek çok mühendislik sistemi için yaratıcı fikirlerle kaynak oluşturmaktadır. Günümüzde yaygın olarak kullanılan pervaneli su altı taşıtları, pervanenin hareketinin oluşturduğu yoğun türbülans izi nedeniyle kolaylıkla izlenebilmekte, pervane verimi hıza göre değişmektedir. Buna karşılık yunus türü bir su altı aracı pervane kadar yoğun iz bırakmadan ilerleyebilmenin yanı sıra daha sessiz ve verimli çalışabilecektir. Bu avantajlar yunus türü su altı araçların pervaneli su altı taşıtlarına kıyasla daha cazip kalmaktadır. Yunus tipi robotların birçok kullanım alanı vardır. Bunların en önemlileri, gözlem ve keşif, askeri uygulamalar, mayın tarama ve arama - kurtarma çalışmalarıdır.

Dalyan ve diğ. (2004) yatay kuyruklu yunus türü bir su altı gözlem ve keşif robotunun ilk tasarım çalışmalarını İ.T.Ü. Makine Fakültesi bünyesinde yaparak, bir prototip üretmişlerdir. **Doğangil ve diğ. (2005)** ise 4 serbestlik dereceli bu prototipi geliştirerek otonom hale getirmeye çalışmış, su altı robotunun gerek yüzme gerekse manevra hareketlerinin mikro denetleyici ile uzaktan kontrolü üzerinde çalışmışlardır. İ.T.Ü. Makine Fakültesi bünyesinde yapılan her iki prototipin de kanal deneyleri sırasında yunus yüzme başarımı için eklemelerin hareket uyumunun çok önemli olduğu gözlenmiştir. Bu nedenle yunus robot davranışının ayrıntılı benzetimine gerek duyulmuştur.

Yunus yüzme mekaniği ile ilgili literatürde yer alan önemli çalışmalardan birisi "Gray Paradoksu" nu tanımlayan Sir James Gray'e ait olan çalışmadır [3]. Gray, yunusun gövdesini

2 metrelik tek yüzü bir düz plaka olarak modellemiştir Rijit bir gövdeden oluşan bu basit hidrodinamik modeli sürüklenme kuvvetini hesaplamak amacıyla kullanmış ve aktif olarak yüzen yunus ile yunusun yüzdüğü hızda çektiği rijit modelden elde ettiği sonuçları karşılaştırmıştır. Elde ettiği sonuçlar, hesaplanan sürüklenme kuvvetinin, yunusun kasları tarafından sağlanan güç ile karşılanamayacağını göstermiştir [4]. Başlangıçta yunusların kütle ve hızını göz önünde bulundurarak türbülanslı sınır tabaka akış halinin mevcut olduğunu varsayan Gray, çalışmaları sonrasında yunusların etraflarındaki türbülanslı akışı laminer hale getirdiklerini öne sürmüştür. Gray'ın çalışmaları yunusla ilgili birçok çalışmaya temel teşkil etmiştir.

Bu çalışmada yunusun yüzme sırasında gerçekleştirdiği itme kuvvetinin yalnızca kuyruk hareketi ile değil, fakat yunusun tüm uzuvları ve gövdesi ile de oluşturulacağı düşünülmüştür. Sınır tabakanın laminleştirilmesi gibi akışkanlar mekaniği temelli yaklaşımlar yanında yüzme hareket koordinasyonunun tüm gövde hareketlerini de içermesi yunus etkinliğini açıklayabilecek bir yaklaşım olarak ele alınmıştır. Bu sebeple önceki çalışmalarda üretilen yunus prototipi de göz önünde bulundurularak yunus yüzme hareketinin matematik modeli oluşturulmuş ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Benzetim sonuçları iyileştirilerek ve elde edilen en iyi sonuçlar irdelenerek bir yunus prototipinin tasarımı için önermeler üretilmiştir.

2. Yunus yüzme hareketleri

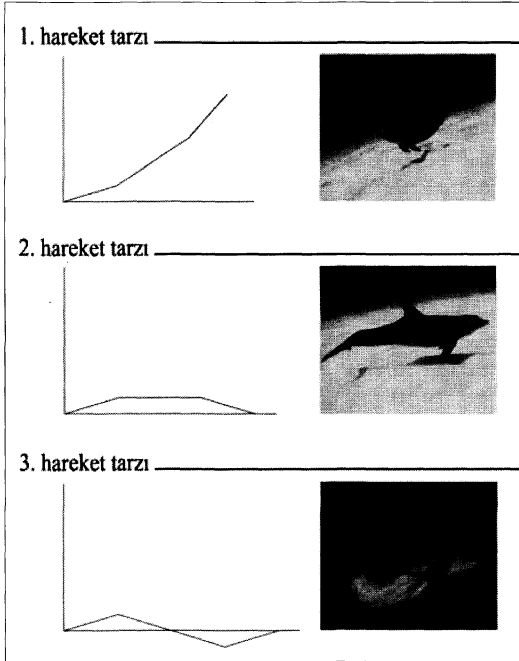
2.1. Yunus yüzme hareketinin avantajları

Yunuslar kuyruklarının yatay olması nedeniyle sığ sularda ve yüzeyin hemen altında dikey kuyruklu rakiplerine göre avantajlıdır. Dikey kuyruklu deniz canlılarının dezavantajı, kuyruğun yüzeye yakın yüzerken su içinde kalmayan bölümünün, sığ sularda ise dibe sürünmesinin neden olduğu güç kaybıdır. Dikey kuyruklu deniz canlıları yüksek manevra kabiliyetine sahiptirler fakat dönüş sırasında kıvrıldıkları için hızlarında azalma olmaktadır. Dikey kuyrukluların aksine yunuslar dönüş sırasında hızlarını düşürmek zorunda kalmazlar. Manevra yan yüzgeçlerle başlatıldığından, yunuslar, burğu hareketi gibi daha karmaşık hareketleri de

gerçekleştirilebilirler. Yunus, yüzerken kolayca algılanabilen bir kuyruk izi bırakmamaktadır. Bu özellik yunus robotu pratik olarak izlenemez yapmakta ve gerek savunma gerekse güvenlik ve gözlem keşif alanlarında çok avantajlı kılmaktadır. Ayrıca yunus yüzmeye hareketi pervane ile elde edilen yüzmeye hareketine nazaran daha sessiz ve verimli olmaktadır.

2.2. Hareket türleri

Çevresel gözlemler ışığında yunuslar için belli hareket türleri olduğu belirlenmiştir. Yunuslar için yüksek hızlar kaçma ve aktif kovalama sırasında gözlemlenir fakat yüksek enerji harcanmasına sebep olur [4]. Düşük hızlar ise yiyecek arama veya göç etme sırasında gözlemlenir [4]. Temel olarak benimsenen 3 farklı çalışma tarzı Şekil 1'de gösterilmektedir. Yunus yüzmeye hareketlerinin suya göre bir "gezer dalga" oluşturduğu düşüncesi ile, bunlardan 3. hareket tarzının düşük hızlarda ve geri hareketin sağlanmasında, 2. hareket tarzının orta hızlarda, 1. hareket tarzının ise yüksek hızlarda etkin olacağı öngörülmektedir.



Şekil 1: Hareket tarzlarına göre eklem pozisyonları (siyah çizgiler eklemeleri temsil etmektedir.).

Bu üç hareketin aynı frekansta ancak aralarında faz farkı bulunan harmonik fonksiyonlarla ifade edilebileceği düşünülmüştür.

3. Yunus modeli

3.1. 4 uzuvlu 3 eklemli mekanizma dinamiği

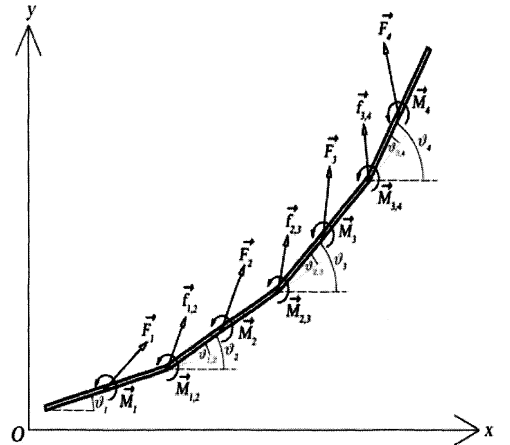
Bu çalışmada, önceki çalışmalardan farklı olarak hareketi sağlayan sürtünme kuvvetlerinin yalnızca kanatta değil hareket eden tüm uzuvlarda olduğu varsayılarak Şekil 2'deki 4 uzuvlu, üç eklemli robotik mekanizma ele alınmıştır.

Hareket ifadeleri için Newton-Euler yazımı yunusun hareketine uygun şekilde düzenlenirse i . uzuv için kuvvet ve moment dengesi ifadeleri genel olarak şu şekilde yazılabilir:

$$-\vec{f}_{i,i+1} + \vec{f}_{i-1,i} + \vec{F}_i - m_i \vec{v}_{ci} = 0 \quad (1)$$

$$-\vec{M}_{i,i+1} + \vec{M}_{i-1,i} + (-\vec{r}_{i-1,i}) \times (\vec{f}_{i-1,i}) + (-\vec{r}_{i,c_i}) \times (-\vec{f}_{i,i+1}) + \vec{M}_i - I_i \vec{\omega}_i = 0 \quad (2)$$

Bu denklemlerde, $\vec{f}_{i,i+1}$, i uzvu ile $i+1$ uzvu arasındaki etkileşim kuvvetini; $\vec{f}_{i-1,i}$, $i-1$ uzvu ile i uzvu arasındaki etkileşim kuvvetini; \vec{F}_i , i uzvuna etki eden sürüklenme kuvvetini; $\vec{M}_{i,i+1}$, i uzvu ile $i+1$ uzvu arasındaki etkileşim momentini; $\vec{M}_{i-1,i}$, $i-1$ uzvu ile i uzvu arasındaki etkileşim momentini; \vec{M}_i , i uzvuna etki eden sürüklenme momentini; I_i , i uzvu için atalet momentini; $\vec{\omega}_i$, i uzvunun açısal hızını; $\vec{\alpha}_i$, i uzvunun açısal ivmesini; m_i , i uzvunun kütesini; \vec{r}_{i,c_i} , O_i noktasından C_i ağırlık merkezine doğru olan pozisyon vektörünü; $\vec{r}_{i,c_{i+1}}$, O_i noktasından C_{i+1} ağırlık merkezine doğru olan pozisyon vektörünü; \vec{v}_{c_i} , i uzvunun ağırlık merkezindeki doğrusal hızını; \vec{a}_{c_i} , i uzvunun ağırlık merkezindeki doğrusal ivmesini ifade etmektedir.



Şekil 2: Matematik modelin oluşturulduğu 4 uzuvlu, 3 eklemli robotik mekanizma.

3.2. Diferansiyel denklemleri

Yunusun 1. uzvundaki (gövde) etkileşim kuvveti $\vec{F}_{0,1}$ 'in ve 4. uzvundaki (kuyruk) etkileşim kuvveti $\vec{F}_{4,5}$ 'in sıfır olduğu varsayılarak, (1) ifadesi her bir uzuv için ayrı ayrı yazılmıştır. Bu ifadeler iteratif olarak düzenlenip, \vec{v}_i ivmesinin elde edileceği tek bir ifade olarak yazılmıştır.

$$m_1 \dot{\vec{v}}_1 = -(m_4 \dot{\vec{v}}_4 + m_3 \dot{\vec{v}}_3 + m_2 \dot{\vec{v}}_2) + (\vec{F}_4 + \vec{F}_3 + \vec{F}_2 + \vec{F}_1) \quad (3)$$

$\vec{v}_{2,2}, \vec{v}_{3,3}, \vec{v}_{4,4}$ hızları \vec{v}_i 'den ardışık olarak elde edilebilir.

Direkt kinematik çözümde konum ifadesi;

$$\begin{bmatrix} x_{i+1} \\ y_{i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_i \cos \theta_i + (l_{i+1} - l_{i,i}) \cos \theta_{i+1} \\ l_i \sin \theta_i + (l_{i+1} - l_{i,i}) \sin \theta_{i+1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

şeklinde yazılır. Burada l_i , i uzvunun uzunluğu; $l_{i,i}$, i uzvunun ağırlık merkezine kadar olan uzunluğudur. $l_{i,i}$ i uzvunun açılabilir yer değiştirilmesi; $l_{i+1,i}$, $i+1$ uzvunun açılabilir yer değiştirmesidir. Bu ifadenin türevi alınarak her bir uzvun doğrusal hızı kendinden bir önceki uzvun doğrusal hızı ve iki uzuv arasındaki $\dot{\theta}_i$ doğrusal hız farkının toplamı şeklinde yazılabilir.

$$\vec{v}_{i+1} = \vec{v}_i + l_{i,i} \dot{\theta}_i \vec{e}_i \quad (5)$$

Doğrusal hız ve ivme ifadeleri de \vec{v}_i ifadesinde yerine konulduğunda sistemin girişlerine bağlı olarak yunusun doğrusal hızını ve ivmesini elde etmek için gerekli olan ifade edilmiş olur.

$$\dot{\vec{v}}_i =$$

$$\begin{aligned} &= \left(\frac{1}{m_1 + m_2 + m_3 + m_4} \right) (\vec{F}_1 + \vec{F}_2 + \vec{F}_3 + \vec{F}_4) - \\ &- l_{3,4} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_{3,4} \\ \ddot{\theta}_{4,4} \end{bmatrix} + l_{3,4} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{3,4}^2 \\ \dot{\theta}_{4,4}^2 \end{bmatrix} - \\ &- l_{3,4} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_{2,3} \\ \ddot{\theta}_{3,3} \end{bmatrix} + l_{2,3} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{2,3}^2 \\ \dot{\theta}_{3,3}^2 \end{bmatrix} - \\ &- l_{2,4} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_{1,2} \\ \ddot{\theta}_{2,2} \end{bmatrix} + l_{2,4} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{1,2}^2 \\ \dot{\theta}_{2,2}^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

Burada;

$$l_{2,4} = \frac{m_2 + m_3 + m_4}{m_1 + m_2 + m_3 + m_4} \quad (7)$$

$$l_{3,4} = \frac{m_3 + m_4}{m_1 + m_2 + m_3 + m_4} \quad (8)$$

$$l_{4,4} = \frac{m_4}{m_1 + m_2 + m_3 + m_4} \quad (9)$$

$$l_{i,i+1} = \begin{bmatrix} -l_i \sin \theta_i & -l_{i,i+1} \sin \theta_{i+1} \\ l_i \cos \theta_i & l_{i,i+1} \cos \theta_{i+1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$l_{i,i+1} = \begin{bmatrix} -l_i \cos \theta_i & -l_{i,i+1} \cos \theta_{i+1} \\ -l_i \sin \theta_i & -l_{i,i+1} \sin \theta_{i+1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

şeklinde dir.

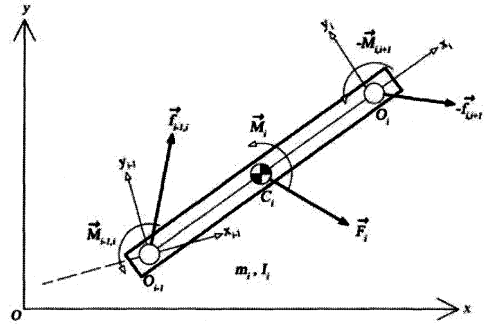
3.3. Moment denklemleri

1. uzuv için $\vec{M}_{0,1}$ momentinin, 4. uzuv için ise $\vec{M}_{4,5}$ momentinin sıfır olduğu varsayılarak, (2) ifadesi her bir uzuv için ayrı ayrı yazılmıştır. Bu ifadeler yazılırken tüm vektörler ve rotasyonlar başlangıç eksen takımına göre tanımlanmış, iteratif olarak düzenlenip, $\dot{\theta}_i$ açısal ivmesinin elde edilebileceği tek bir ifade olarak yazılmıştır.

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_i &= \\ &= \left(\frac{1}{l_i + l_{i+1} + l_{i+2} + l_{i+3}} \right) (-\ddot{\theta}_{1,2} (l_{i+2} + l_{i+3} + l_{i+4}) - \\ &- \ddot{\theta}_{2,3} (l_{i+3} + l_{i+4}) - \ddot{\theta}_{3,4} (l_{i+4}) + \\ &+ (M_1 + M_2 + M_3 + M_4) - \\ &- (l_{i+4} \vec{e}_{3,4}^T \vec{F}_4 + l_{i+3} (\vec{e}_{2,3} + \vec{e}_{3,4})^T \vec{F}_3 + \\ &+ l_{i+2} (\vec{e}_{1,2} + \vec{e}_{2,3})^T \vec{F}_2 + l_{i+1} \vec{e}_{1,2}^T \vec{F}_1) \end{aligned} \quad (10)$$

Burada;

$$\vec{e}_i = \begin{bmatrix} -\sin \theta_i \\ \cos \theta_i \end{bmatrix} \quad \text{şeklinde ifade edilmektedir.}$$



Şekil 3: i . uzuv için moment ve kuvvetler.

Bu ifadelerde 2., 3. ve 4. uzuvlar için açısal yer değiştirme ifadelerini 1. uzvun açısal yer değiştirmesi ile uzuvlar arasındaki açısal yer değiştirme farkının toplamı olarak yazarak göreceli hareketleri ifadelere dahil edebiliriz. Bu ifadelerin türevi alınarak açısal hız ifadeleri, açısal hız ifadelerinin türevi alınarak ise açısal ivme ifadeleri benzer şekilde elde edilebilir.

Gövde olan 1. uzvun hareketini dikkate aldığımızda, mekanizma için bilinen girişler $\ddot{\theta}_{3,4}(t); \dot{\theta}_{3,4}(t); \theta_{3,4}(t)$; $\ddot{\theta}_{2,3}(t); \dot{\theta}_{2,3}(t); \theta_{2,3}(t)$ ve $\ddot{\theta}_{1,2}(t); \dot{\theta}_{1,2}(t); \theta_{1,2}(t)$ yörtüğü olacaktır. Bu girişlere karşılık mekanizma çıkışları $\theta_1, \dot{\theta}_1$ ve \vec{v}_1 olacaktır.

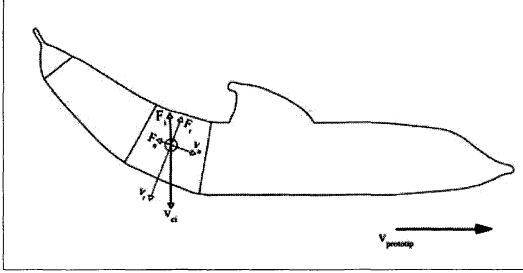
3.4. Sürüklenme katsayılarının ifadesi

Sürüklenme kuvvetinin sadece sürtünmelerden kaynaklandığı ve basıncın sürüklenme üzerindeki etkisinin çok düşük olduğu

dikkate alındığında yunusun düşük hızlardaki hareketi için sürüklenme kuvvetinin laminer akıştaki viskoz sürtünme kuvvetlerinden oluştuğu varsayılabilir. Yunusun yüksek hızlardaki hareketi için ise sürüklenme kuvvetinin türbülanslı akıştaki sürtünme kuvvetlerinden oluştuğu varsayılabilir.

□ksel sürtünme kuvveti \vec{F}_n ve yanal sürtünme kuvveti \vec{F}_t olmak üzere toplam sürtünme kuvveti \vec{F} bu iki kuvvetin toplamı olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$\vec{F} = \vec{F}_n + \vec{F}_t \quad (11)$$



Şekil 4: □zuv sürüklenme kuvvetinin uzuv hızına bağlı ifadesinin gösterimi.

3.4.1. Laminer akışta viskoz sürtünme kuvvetleri

Akışkan içinde düşük hızda hareket halinde eksenel sürtünme kuvveti \vec{F}_n 'in, sadece v_n 'in fonksiyonu olduğu ve yanal sürtünme kuvveti \vec{F}_t 'in, sadece v_t 'nin fonksiyonu olduğu varsayılırsa;

$$\vec{F}_n = -b_n \vec{v}_n \quad (12)$$

$$\vec{F}_t = -b_t \vec{v}_t$$

ifadeleri elde edilir. Burada b_n laminer akış için uzvun eksenel, b_t ise yanal sürtünme katsayısıdır.

Yanal ve eksenel kuvvetlerin ifadeleri \vec{F}_i ifadesinde yerlerine yazılırsa;

$$\vec{F}_i = -b_n \|\vec{v}_n\| \vec{n} - b_t \|\vec{v}_t\| \vec{t} \quad (13)$$

denklemleri elde edilir. Bu ifade düzenlenerek yazıldığında;

$$\vec{F}_i = -\underline{R}_i^0 \begin{bmatrix} b_n & 0 \\ 0 & b_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n \\ v_t \end{bmatrix} \quad (14)$$

ifadesi elde edilir. Burada \underline{R}_i^0 rotasyon matrisidir.

$$\begin{bmatrix} v_n \\ v_t \end{bmatrix} = (\underline{R}_i^0)^T \vec{v}_i \quad (15)$$

şeklinde yazılabilir. Bu ifade (14) denkleminde yerine yerleştirildiğinde \vec{F}_i laminer akış için viskoz sürtünme kuvveti ifadesi elde edilmiş olur:

$$\vec{F}_i = -\underline{R}_i^0 \underline{B} (\underline{R}_i^0)^T \vec{v}_i \quad (16)$$

Burada $b_n \ll b_t$ olacak şekilde \underline{B} matrisi;

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} b_n & 0 \\ 0 & b_t \end{bmatrix} \quad (17)$$

şeklinde.

3.4.2. Türbülanslı akışta sürtünme kuvvetleri

Akışkan içinde yüksek hızda harekette toplam sürtünme kuvveti \vec{F}_i şu şekilde ifade edilebilir:

$$\vec{F}_i = \|\vec{F}_n\| \vec{n} + \|\vec{F}_t\| \vec{t} = [\vec{n} \quad \vec{t}] \begin{bmatrix} \|\vec{F}_n\| \\ \|\vec{F}_t\| \end{bmatrix} \quad (18)$$

$[\vec{n} \quad \vec{t}]$ ifadesi \underline{R}_i^0 rotasyon matrisine eşdeğerdir.

$$\vec{F}_i = \underline{R}_i^0 \begin{bmatrix} \|\vec{F}_n\| \\ \|\vec{F}_t\| \end{bmatrix} \quad (19)$$

Burada türbülanslı akışta eksenel sürtünme kuvveti \vec{F}_n 'nin, sadece v_n^2 'in fonksiyonu olduğu ve yanal sürtünme kuvveti \vec{F}_t 'in, sadece v_t^2 'nin fonksiyonu olduğu varsayılırsa;

$$\|\vec{F}_n\| = -d_n \|v_n\|^2 \quad (20)$$

$$\|\vec{F}_t\| = -d_t \|v_t\|^2$$

ifadeleri elde edilir. Burada d_n türbülanslı akış için uzvun eksenel, d_t ise yanal sürtünme katsayısıdır.

Toplam sürtünme kuvveti ifadesi bu ifadeler ışığında ve (19) denkleminde göre tekrar yazılırsa;

$$\vec{F}_i = -\underline{R}_i^0 \begin{bmatrix} d_n v_n^2 \\ d_t v_t^2 \end{bmatrix} = -\underline{R}_i^0 \begin{bmatrix} d_n & 0 \\ 0 & d_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n & 0 \\ 0 & v_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n \\ v_t \end{bmatrix} \quad (21)$$

elde edilir. Bu ifadede $\begin{bmatrix} v_n \\ v_t \end{bmatrix}$ ifadesi şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} v_n \\ v_t \end{bmatrix} = (\underline{R}_i^0)^T \vec{v}_i = \begin{bmatrix} \vec{n}^T \\ \vec{t}^T \end{bmatrix} \vec{v}_i = \begin{bmatrix} \vec{n}^T \vec{v}_i \\ \vec{t}^T \vec{v}_i \end{bmatrix} \quad (22)$$

(22) ifadesi toplam sürtünme kuvveti ifadesinde yerine koyulduğunda;

$$\vec{F}_i = -\underline{R}_i^0 \underline{D} \begin{bmatrix} \vec{n}^T \vec{v}_i & 0 \\ 0 & \vec{t}^T \vec{v}_i \end{bmatrix} (\underline{R}_i^0)^T \vec{v}_i \quad (23)$$

elde edilir. Burada $d_n \ll d_t$ olacak şekilde \underline{D} matrisi;

$$\underline{D} = \begin{bmatrix} d_n & 0 \\ 0 & d_t \end{bmatrix} \quad (24)$$

şeklinde.

3.5. Sürüklenme momentlerinin ifadesi

Sürüklenme momenti M_i 'nin sürüklenme momenti katsayısı b_r ve uzuvların θ_i açısız hızının fonksiyonu olduğu varsayılarak;

$$M_i = -b_i \dot{\theta}_i \quad (25)$$

olarak alınmıştır.

4. Benzetim

Benzetim programının yapısı ileride yapılacak çalışmalarda kolaylıkla kullanılabilir şekilde mümkün olduğunca anlaşılabilir, yalın ve esnek olarak tasarlanmıştır.

4.1. Benzetim ortamı

Benzetim çalışmaları MATLAB® programı 7.0 versiyonu içinde bulunan Simulink programındaki parçalar yardımıyla oluşturulmuştur. Bu benzetim ortamının seçilmesinin sebebi, yapısının sistemin bileşenlerine uygun olmasıdır.

4.2. Benzetim programı

Benzetim programında girişler matematik modelin sunulduğu bölümde ifade edildiği şekilde $\dot{\theta}_{i,j+1}(t); \dot{\theta}_{i,j+1}(t); \theta_{i,j+1}(t)$ yörgeleridir. Bu yörgelere karşılık gelen sistem çıkışları $v_{ci}; \theta_i; \dot{\theta}_i$ ile ileri yöndeki hareketi sağlayan itme kuvvetidir.

Programda giriş yörgeleri $\theta_{i,j+1} \cos(2\pi ft + \varphi_i)$ şeklinde kosinüs harmonik fonksiyonları olarak verilmiştir. Burada φ_i uzuvlar arasındaki faz farklarını; t zaman; f ise hareketin frekansını ifade etmektedir.

Benzetim programının yapısı temelde Yunus'un matematiksel modelindeki tüm ifadeleri içeren bir model içine yerleştirilmiş bir fonksiyon bloğuna dayanmaktadır. Bu fonksiyon bloğunun girişlerini 1. uzvun x ve y doğrultusundaki doğrusal hız ve ivmesi; uzuvların birbirlerine göre açıları, açısal hızları ve açısal ivmeleri; uzuvların açıları kullanılarak elde edilen sinüs ve kosinüs değerleri ile 1. uzvun açısal hız ve ivme değerleri oluşturmaktadır. Bu girişlere karşılık çıkış değerleri temel olarak 1. uzvun için x ve y doğrultusundaki doğrusal hız ve ivme değerleri olacaktır. 1. uzvun için x ve y doğrultusundaki doğrusal hız ve ivme değeri entegre edilmekte ve doğrusal hız değerleri elde edilmektedir. Bu değerler, doğrusal hız değerleri ile birlikte bir sonraki adımdaki hesaplamalar için fonksiyon bloğuna giriş olarak geri dönmektedir. Benzer şekilde 1. uzvun için açısal hız değeri entegre edilmekte ve 1. uzvun için açısal hız değerleri elde edilmektedir. Bu değer tekrar entegre edilerek 1. uzvun için açı değeri elde edilmektedir. Bu 1. uzvun için açısal hız, açısal hız ve açı değerleri bir sonraki adımdaki hesaplamalar için fonksiyon bloğuna giriş olarak geri dönmektedir.

Birinci uzvun ağırlık merkezinin hızı v_{ci} , aynı zamanda Yunus'un hızını vermektedir. Yunus'un birinci uzvu ile ikinci uzvu arasındaki etkileşim kuvveti ile aynı büyüklükte fakat ters yönde oluşan kuvvetin x yönündeki bileşeni ise Yunus'un ileri doğru itme kuvvetidir.

Sistemden elde edilen çıkışlar bir sonraki hesap adımındaki hesaplamalarda kullanılacak değerleri ve Yunus'un yüzmesi ile ilgili önemli iki parametre olan Yunus'un hızı ile itme kuvveti değerlerini vermektedir.

İTÜ Makine Fakültesi bünyesinde önceki çalışmalarda tasarlanan Yunus prototipinin konstrüktif tasarımı sonucunda elde edilen veriler ışığında birinci uzvu ile x eksenindeki açının ve her bir uzvun kendisinden bir önceki uzvu ile arasındaki açının en büyük ve en küçük değeri belirlenerek her

bir açı değeri bu değerlerle sınırlandırılmıştır. Herhangi bir uzvun açı değerinin bu değerleri aşması halinde açı değeri sınır değerinde kalacaktır.

Benzetim programında hesap adımının seçimi sonuçların doğruluğu açısından önem taşımaktadır. Hesap adımı, hareketlerin frekanslarına bağlı olarak programın hassasiyetini bozmayacak en büyük değerde alınmıştır. Çözücü olarak Runge-Kutta IV yöntemi seçilmiştir.

Benzetim programında kullanılan uzuvlara ait parametreler İTÜ Makine Fakültesi bünyesinde **Dalyan ve diğ. (2004)** ve **Doğangil ve diğ. (2005)** tarafından yapılan Yunus prototipi göz önünde bulundurularak belirlenmiştir. Uzuvların sürtünme katsayıları ise benzer şekilde Yunus prototipinin yapısı göz önünde bulundurularak tahmini olarak belirlenmiştir. Yerleştirilmiş fonksiyon bloğu içinde ise öncelikli olarak giriş ve çıkış parametreleri tanımlanmakta, daha sonra hesaplamalar için gerekli olan uzuvlara ait çeşitli büyüklükler ve katsayılar verilmektedir. Daha sonra matematiksel model temel alınarak çıkış değerlerini hesaplamak üzere çeşitli ifadeler ve denklemler alt alta sıralanmıştır.

5. Yunus yüzme davranışlarının optimizasyonu

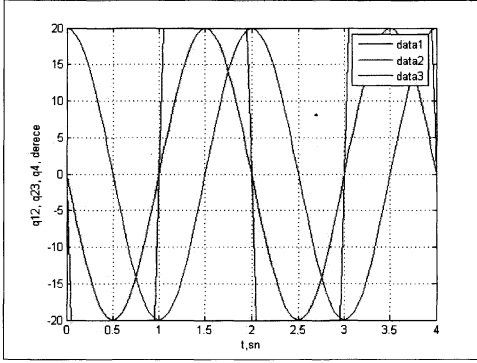
Yunus hareketlerinin en yüksek hızı verecek biçimde optimizasyonu sonucunda elde edilen veriler ileride yapılacak Yunus robot tasarımlarında kullanılarak, istenen sonuçlara daha kolay ulaşılması sağlayacaktır. Yunus yüzme modelinde 1. uzvu gövdeyi temsil etmektedir ve kararlı platform oluşturmak üzere bu uzvun x eksenini ile arasındaki açının değişimlerinin minimumda tutulması gerekmektedir. 2. uzvu gövdeye iletilecek momenti en küçük yapan karşı moment uzvudur. 3. uzvu ise kuyruğu temsil eden 4. uzvun hareketini veren temel uzvudur. Yunus yüzme davranışlarının optimize edilmesi, Yunus'un yüzmesini sağlayacak olan itme kuvvetini en büyük ve 1. uzvun açı değerindeki değişimleri en küçük yapacak hareket koordinasyonunun belirlenmesi olarak algılanmalıdır.

5.1. Senaryo 1

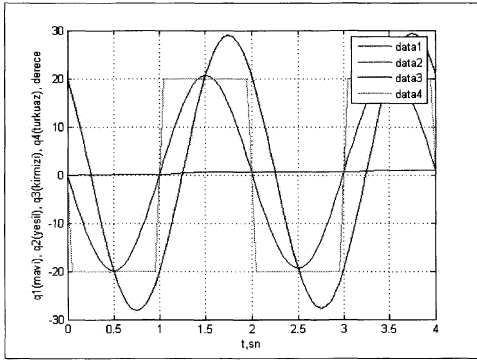
İlk senaryoda Yunus'un içinde bulunduğu akışkanın hızının sıfır olduğu ve akışın laminar olduğu durum için çalışmalar yapılmıştır. İTÜ Makine Fakültesi bünyesinde **Dalyan ve diğ. (2004)** ve **Doğangil ve diğ. (2005)** tarafından yapılan çalışmaların ışığında bu durum için giriş yörgelerindeki uzvu en büyük açı değerleri $\pi/9$ radyan alınmıştır.

Yunus yüzme hareketleri de göz önünde bulundurularak giriş yörgeleri için çeşitli faz farkı kombinasyonları denenmiş; optimizasyon amaçları doğrultusunda en iyi sonuçları veren kombinasyon seçilmiştir.

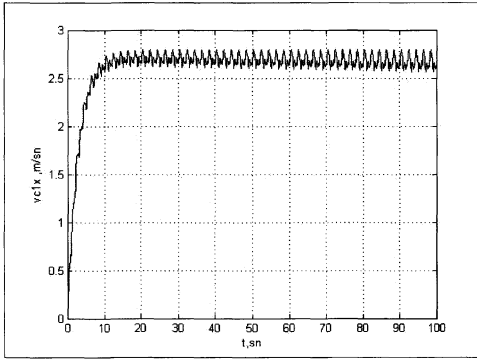
Bu senaryo için $\theta_{3,4}(t)$ yerine kuyruk uzvunun x eksenini ile arasındaki açı değeri olan $\theta_4(t)$ 'nin doğrudan giriş yörgesi olarak sisteme verilmesinin daha uygun olacağı görülmüştür. Çalışmalar sonucunda bu açı değerinin çeyrek periyot boyunca en büyük değerinde kalarak, çeyrek periyodun sonunda mümkün olduğunca hızlı şekilde en küçük değerini alıp çeyrek periyot boyunca da bu değerde kaldığı, böylelikle bir pompa elemanı gibi çalıştığı durumda Yunus'un pozitif ortalama itme kuvvetleri elde ettiği ve pozitif hız ile yüzdüğü görülmüştür. İlk senaryo için en uygun faz farklarının $\theta_{1,2}(t)$ ve $\theta_4(t)$ için $\pi/2$; $\theta_{2,3}(t)$ için ise 0 olduğu belirlenmiştir.



Şekil 3: Senaryo 1 için en uygun faz farkları ile 0.5 Hz. frekansında giriş yörüngeleri.



Şekil 4: Senaryo 1 için en uygun faz farkları ile 0.5 Hz. frekansında uzun açılarının zamanla değişimi.



Şekil 5: Senaryo 1 için en uygun faz farkları ile 0.5 Hz. frekansında yunusun ileri doğru hareketini sağlayan 1. uzvu doğrusal hızının x yönündeki bileşeninin zamanla değişimi.

En uygun faz farkı değerleri elde edildikten sonra bu faz farkı değerlerinde yunus prototipi için en uygun frekansın belirlenmesi için gerçek yunus yüzme frekansları da göz önünde bulundurularak 0.1 Hz. ile 1 Hz. arasındaki frekanslar benzetim programında denenmiştir (Tablo 1).

Tablo 1: Senaryo 1 için Çeşitli Frekans Değerlerine Karşılık Gelen Ortalama Hız Değerleri

Frekans (Hz)	V_{∞} (m/sn)
0.1	0,5
0.2	1
0.3	1,5
0.4	2,2
0.5	2,7
1	4,5
1,25	4,75
1,5	4
2	3,2
2,5	0,8

Tablo 2: Senaryo 1 için Çeşitli Frekans Değerlerine Karşılık Gelen Ortalama İtme Kuvveti Değerleri

Frekans (Hz)	F_x (N)
0.1	15
0.2	25
0.3	50
0.4	75
0.5	80
1	200
1,25	270

Tablodaki değerler incelendiğinde frekansın optimum değerine ulaşana kadar giriş yörüngelerindeki frekans artırıldığında sistemin kararlı rejim ortalama hızı v_{∞} ve x yönündeki ortalama itme kuvveti F_x değerlerinin arttığı gözlenmiştir. Sistemin kararlı rejim hız değeri 1.25 Hz. frekansında en büyük değerine ulaşmakta 1.25 Hz den büyük frekans değerlerinde ise kararlı rejim hız değerleri azalmaktadır. Yunus yüzme hareketi için bu senaryoda optimum frekans değeri 1.25 Hz dir. Bu sonuç **Dalyan ve diğ. (2004)** de sunulan hidromekanik analiz sonuçları ile uyumludur.

5.2. Senaryo 2

İkinci senaryoda yunusun içinde bulunduğu akışkanın hızının sıfırdan farklı olduğu ve akışın laminar olduğu durum için çalışmalar yapılmıştır. Yapılan benzetim çalışmalarında 1. senaryodan da yararlanılarak yunusun içinde bulunduğu akışkanın hızı 4 m/sn olarak alınmıştır. Bu durum için yapılan çalışmalar ışığında giriş yörüngelerindeki uzun en büyük açı değerlerinin $\pi/12$ radyan alınmasının uygun olduğu görülmüştür.

Yunus yüzme hareketleri de göz önünde bulundurularak giriş yörüngeleri için çeşitli faz farkı kombinasyonları denenmiş; optimizasyon amaçları doğrultusunda en iyi sonuçları veren kombinasyon belirlenmiştir. İkinci senaryo için en uygun faz farkları $\theta_{1,2}(t)$ ve $\theta_{3,4}(t)$ için 0; $\theta_{2,3}(t)$ için ise π radyan olarak seçilmiştir. Bu koşullar altında yapılan çalışmalarda hızı sıfırdan farklı akışkan içinde bulunması halinde yunus prototipi birinci senaryoya göre daha yüksek frekanslarda yüzebilmektedir. Farklı frekanslar sonucunda elde edilen

kararlı rejim ortalama hız ve itme kuvveti değerleri Tablo 3 ve Tablo 4'te verilmiştir.

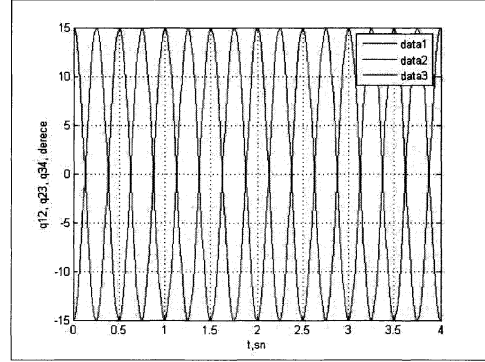
Tablo 3: Senaryo 2 için Çeşitli Frekans Değerlerine Karşılık Gelen Ortalama Hız Değerleri

Frekans (Hz)	V_{∞} (m/sn)
0,5	1,75
0,75	6,5
1	11
1,25	14
1,5	16
2	19
3	18
4	14
6	10

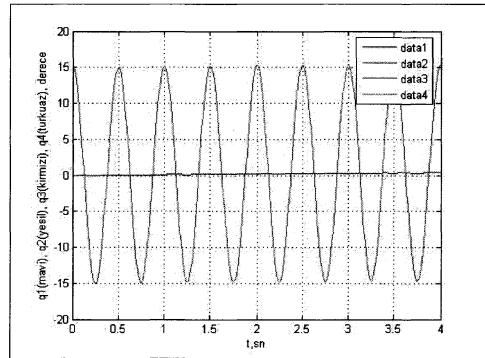
Tablo 4: Senaryo 2 için Çeşitli Frekans Değerlerine Karşılık Gelen Ortalama İtme Kuvveti Değerleri

Frekans (Hz)	F_x (N)
0,5	5
0,75	11
1	20
1,25	30
1,5	35
2	64

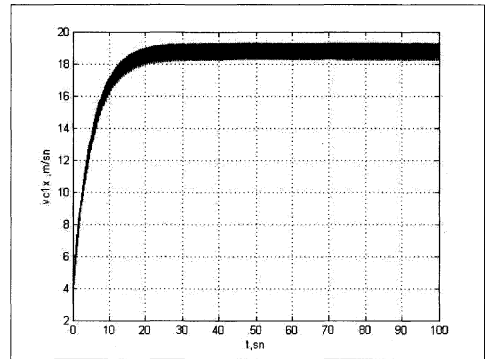
Tablodaki değerler incelendiğinde giriş yörüngelerindeki frekans arttırıldığında frekansın optimum değerine kadar sistemin kararlı rejim ortalama hızı ve x yönündeki ortalama itme kuvvetinin arttığı gözlenmiştir. Sistemin kararlı rejim hız değeri 2 Hz. frekansında en büyük değerine ulaşmakta 2 Hz.'den büyük frekans değerlerinde ise kararlı rejim hız değerleri azalmaktadır. Yunus yüzmeye hareketi için bu senaryoda optimum frekans değeri 2 Hz.'dir. Bu senaryo için optimum frekans değeri 1. senaryodaki optimum frekans değerine oranla yüksektir. Bunun sebebi bu senaryoda yunusun akışkana göre başlangıç hızının sıfırdan farklı olmasıdır. Ortalama hız arttıkça yunus yüzmeye etkinliği de artmaktadır. Her iki senaryoda da bir optimum hareket frekansı olduğu, hareket frekansının bu optimum değerlerin üzerine çıkması halinde kararlı rejim hızının azaldığı gözlenmektedir.



Şekil 6: Senaryo 2 için en uygun faz farkları ile 2 Hz. frekansında giriş yörüngeleri.



Şekil 7: Senaryo 2 için en uygun faz farkları ile 2 Hz. frekansında uzun açılarının zamanla değişimi.



Şekil 8: Senaryo 2 için en uygun faz farkları ile 2 Hz. frekansında yunusun ileri doğru hareketini sağlayan 1. uzuv doğrusal hızının x yönündeki bileşeninin zamanla değişimi.

5.3. Optimizasyon sonuçları

Oluşturulan iki senaryo benzetim programında sınanarak optimizasyon amaçları doğrultusunda en iyi sonuçların elde

edilmesi için sistemin giriş yörüngelerindeki frekans ve faz açısı parametrelerinin en uygun değerleri bulunmuştur.

Akışın laminar ve yunusun içinde bulunduğu akışkanın hızının sıfır olduğu durumda (1. Senaryo) yunus, akışkanın hızının sıfıra eşit olmadığı duruma (2. Senaryo) göre daha düşük frekanslarda yüzelebilmektedir. 2. senaryoda yunusun yüzmeye başladığı bir frekans alt değeri vardır. Bu frekans değerinin altında yunusun kararlı rejim ortalama hızı akışkanın hızından düşüktür. Her iki senaryoda da yunusun kararlı rejim ortalama hızı ve itme kuvveti değerleri giriş yörüngelerine verilen frekans değerleri optimum yüzmeye frekansına değerine yaklaştıkça artmaktadır. Optimum frekans değerlerinden büyük frekanslar ise yunusun hızı azalmaktadır.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada yunus türü bir su altı aracının tasarımına ışık tutacak şekilde yunus yüzmeye hareketi incelenmiş ve matematiksel modeli oluşturulmuştur. Matematiksel model oluşturulurken önceki çalışmalardan farklı olarak hareketi sağlayan sürtünme kuvvetlerinin yalnızca kanatta değil hareket eden tüm uzuvlarda olduğu varsayılarak 4 uzuvlu, üç eklemlili robotik mekanizma ele alınmıştır. Matematik model sonucunda elde edilen ifadeler yardımıyla MATLAB® programı içinde bulunan Simulink programındaki modüller kullanılarak oluşturulan benzetim programında çeşitli deneyler yapılmıştır.

Oluşturulan benzetim programı ileride yapılacak çalışmalarda çeşitli parametrelerin kolaylıkla değiştirilmesine uygun şekilde esnek tasarlanmıştır. Benzetim programında sistemin giriş yörüngelerindeki faz farkları ve frekanslar değiştirilerek yunusun yüzmesini sağlayacak olan itme kuvvetini en büyük ve 1. uzvun açısı değerindeki değişimleri en küçük yapacak hareket koordinasyonunu belirlenmiştir.

Optimizasyon çalışmaları sonucunda oluşturulan yüzmeye senaryoları için optimum faz açıları ve frekans değerleri elde edilmiştir. Laminar akışta yunus yüzmeye hareketinin sağlanması için uzuvlara giriş olarak verilmesi gereken yörüngeler belirlenmiştir. Giriş yörüngelerine verilen frekans değerleri optimum yüzmeye frekansına değerine yaklaştıkça yunusun kararlı rejim ortalama hızı ve itme kuvveti değerleri artmakta, optimum frekans değerlerinden büyük frekanslarda ise yunusun hızı azalmaktadır.

Bu çalışmada elde edilen matematik model ve benzetim programı ileride yapılacak çalışmalar için bir platform teşkil edecektir. Benzetim programından yüzmeye hareketi sırasında eklemelere uygulanması gereken momentler elde edilebilmektedir. Eklem momentlerini sağlayacak eyleyicilerin boyutlandırılması ve uygulanacak hareket kontrol algoritmaları kolaylıkla belirlenecek ve benzetim ortamında sınanabilecektir. Matematik modelin gerçek koşullar altında sınanabilmesi için uzuvların akışkan içindeki eksenel ve yanal sürüklenme kuvvetlerinin ve bu kuvvetlere karşı gelen sürtünme katsayılarının deneysel biçimde belirlenmesi gerekmektedir. Bu deneyler İ. T. Ü. Makina Fakültesi Deneysel Hidromekanik Laboratuvarı kanalında gerçekleştirilecektir. Gerek deneysel çalışma gerekse benzetim çalışmalarının amacı saatte 20 km hızın üzerine çıkabilen, üç boyutta manevra yapabilen ve 30 dakikadan fazla operasyon ömrü olan uzaktan kumandalı işlevsel bir prototipin gerçekleştirilmesidir.

7. Kaynakça

- [1] E. Dalyan, T. Görüney, A. Kuzucu, S. Tüfekçi, K. Uludağ, "Yunus Türü Sualtı Gözlem ve Keşif Robotu," SAVTEK 2004 Savunma Teknolojileri Kongresi, O.D.T.Ü., Ankara, s: 297-305, 2004.
- [2] G. Doğançil, A. Kuzucu, E. Özçiçek, "Bir Robot Yunusun Tasarımı ve Geliştirilmesi," TOK'05 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, İ.T.Ü., İstanbul, Türkiye, s: 273-278, 2005.
- [3] P.W. Carpenter, C. Davies, M.A. Grosenbaugh, A.D. Lucey, M.J. Wolfgang, "Hydrodynamics and Compliant Walls: Does the dolphin have a secret?," *Current Science*, No: 79-6, s:758-765, 2000.
- [4] F.E. Fish, J.J. Rohr, "Review of Dolphin Hydrodynamics and Swimming Performance," *Technical Report 1801*, SSC San Diego, 1999.
- [5] G. Antonelli, *Underwater Robots: Motion and Force Control of Vehicle-Manipulator Systems*, Springer-Verlag, 2003.
- [6] H. Asada, J.-J.E. Slotine, *Robot Analysis and Control*, Wiley Interscience Publication, 1986.
- [7] D.S. Barrett, M.A. Grosenbaugh, M.S. Triantafyllou, M.J. Wolfgang, D.K.P. Yue, "Drag Reduction in Fish-Like Locomotion," *Journal of Fluid Mechanics*, No: 392, s:183-212, 1999.
- [8] J.B.C. Davies, D.M. Lane, M. Sfakiotakis, "Review of Fish Swimming Modes for Aquatic Locomotion," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, No: 24-2, s:237, 1999.
- [9] R.-C. Chen, T.-L. Li, C.-C. Lin, "Experimental Determination of the Hydrodynamic Coefficients of an Underwater Manipulator," *Journal of Robotic Systems*, No: 16(6), s: 329-338, 1999.
- [10] G.S. Triantafyllou, M.S. Triantafyllou, D.K.P. Yue, "Hydrodynamics of Fishlike Swimming," *Annu. Rev. Fluid Mech.*, No: 32, s: 33-53, 2000.
- [11] G.S. Triantafyllou, M.S. Triantafyllou, "An Efficient Swimming Machine," *Scientific American*, No: 272-3, s: 64-70, 1995.
- [12] Th.Y.-T. Wu, "Hydromechanics of Swimming of Fishes and Cetaceans," *Advances in Applied Mechanics Volume II*, s: 1-61, Eds. C.S. Yih, Academic Press, 1971.
- [13] J. Yuh, "Design and Control of Autonomous Underwater Robots: A Survey," *Autonomous Robots*, No: 8, s: 7-24, 2000.

Kaotik Dinamiklerin En Küçük Kareler Destek Vektör Makineleriyle Yeniden Oluşturulması

Serdar İplikçi¹

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, Kınıklı Kampüsü, 20040, Denizli
iplikci@pau.edu.tr

Özetçe

Bu bildiri, kaotik bir sisteme ilişkin Darbeler-Arası Aralıkların (Inter-Spike Intervals - ISI) gözlenmesiyle elde edilen verilerle kaotik sistemin dinamik olarak En-Küçük Kareler Destek Vektör Makineleri (Least Squares Support Vector Machines - LS-SVM) ile yeniden oluşturulduğu çalışmada [1] önerilen yöntem ve elde edilen sonuçlar sunulmuştur. LS-SVM'ler, yüksek genelleme kapasitesine sahip olmanın yanı sıra global minimumu garanti ederler. Benzetim sonuçlarında görüldü ki LS-SVM modeli ile kaotik bir sistemin kestirim ufku dahilinde kısa dönem kestiriminin yanında sistemin bazı dinamik-değişmezlerini de çok küçük bir hatayla belirlemek mümkündür. Ayrıca, model, başarımını farklı gürlütlü ortamları için de kabul edilebilir düzeyde sürdürmüştür.

1. Giriş

Doğrusal-olmayan dinamikler alanında önemli bir mesele olan kaotik sistemlerin dinamik olarak yeniden oluşturulması problemi, matematiksel modeli bilinmeyen kaotik sistemin gözlemlenmesinden elde edilen tek bir zaman serisiyle sistemin dinamiklerini de temsil edebilecek bir modelin elde edilmesidir. Elde edilen bu model ile kaotik sistemin kısa-dönem davranışının kestirimini yapılabilmesinin yanında modelin davranışı sisteminkine dinamik olarak çok yakın olmalıdır öyle ki ilinti boyutu (correlation dimension) ve en büyük Lyapunov üsteli aynı olmalıdır. Literatürde kaotik sistemlerin kestirimi için yerel teknikler ve Yapay Sinir Ağları (YSA) gibi çeşitli yöntemler önerilmiştir [2-7]. SVM tabanlı tekniklerle de kaotik [8-10] ve kaotik olmayan [11-12] zaman serisi tahmini başarıyla gerçekleştirilmiştir. Diğer yandan, kaotik zaman serisinden dinamik olarak yeniden oluşturma problemi RBF kullanan YSA'lar [13] ve SVM'lerle [14] gecikmeli faz uzayında çözülmüştür.

Burada sonuçlarını sunduğumuz daha önceki çalışmada [1] ise bir noktasal sürecin (point process) dinamik olarak yeniden oluşturulması LS-SVM algoritmasıyla gerçekleştirilmiştir. LS-SVM kullanmanın ardında, onların global minimumu bulurken sadece bir doğrusal denklem sistemi çözmeleri ve böylece çözümü çok daha hızlı bulmaları gerçeği yatmaktadır. Bu avantajları nedeniyle LS-SVM'ler pek çok uygulama alanı bulmuştur [15-21].

Burada sunduğumuz çalışmada, noktasal süreç, kaotik bir akışın Darbeler-Arası Aralık zaman serisinden elde edilmiştir. Genellikle sinirsel, biyolojik ve kimyasal süreçlerde karşımıza çıkan noktasal süreçler bazı dinamik bilgiler taşıyan zamansal-

noktasal olaylarla tanımlanmıştır. Noktasal bir süreçteki iki olay arasındaki zaman Darbeler-Arası Aralık (Inter-Spike Intervals - ISI) ile adlandırılmaktadır. Literatürde, ISI zaman serisiyle ilinti boyutu [22-23], Lyapunov üsteli [24-26], kısa-dönem kestirim ve kontrol [23] yapılmıştır.

Bu çalışmada, sistemin gözlenebilen tek bir büyüklüğü olduğu ve bu büyüklüğün genişliğinin ölçülemediği onun yerine sadece ISI zamanlarının ölçülebildiği varsayılmıştır. Kaotik sisteme ilişkin ISI zaman serisi Integralle-ve-Ateşle (Integrate-and-Fire - IF) modeliyle elde edilmiştir.

2. Dinamik Olarak Yeniden Oluşturma Problemi

Aşağıdaki gibi verilen bir kaotik akışı ele alalım,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}(\mathbf{x}(t)) \quad (1)$$

burada $\mathbf{x}(t)$ n-boyutlu durum vektörüdür. Kaotik sisteme ilişkin gözlenebilir bir büyüklüğü $v(t)$ ile gösterirsek, gözlenen ISI büyüklüklerinden oluşan durum vektörünü oluşturmak için (2)'de verilen IF modeli kullanılarak her bir I_i değeri $I_i = t_i - t_{i-1}$ formülüyle bulunabilir.

$$\int_{t_{i-1}}^{t_i} v(t) dt = \Theta \quad (2)$$

burada Θ ateşleme eşiğidir. Bu modelle I_i değerleri bulunurken her ateşleme sonunda integral sıfırlanır. Bu şekilde hesaplanan I_i 'lerle durum vektörü aşağıdaki şekilde biçimlendirilir.

$$\mathbf{I}_i = [I_i \ I_{i-1} \ I_{i-2} \ \dots \ I_{i-d_E+1}] \quad i \geq d_E \quad (3)$$

burada d_E gömme boyutudur ve d_C kaotik sistemin kapasite boyutu olmak üzere $d_E \geq 2 d_C$ seçimi faz uzayının yeniden oluşturulabilmesi için yeterlidir [27].

ISI zaman serisi elde edildikten sonra, eğitim aşamasında, $T = \{\mathbf{I}_i, I_{i+1}\}_{i=d_E}^{N_i+d_E-1}$ şeklinde eğitim verisi elde edilir, burada \mathbf{I}_i vektörü i 'nci eğitim girişi, I_{i+1} ona karşı düşen çıkış, N_i de eğitim verisi sayısıdır. Eğitim aşamasının sonunda

$\hat{\mathbf{I}}_n = \sum_{k=1}^{N_i} \alpha_k K(\mathbf{I}_k, \mathbf{I}_n) + b$ şeklinde bir LS-SVM modeli elde edilir, burada \mathbf{I}_k eğitim veri kümesi T 'deki k 'nci giriş vektörü, α_k buna karşı düşen çarpan, b ön-gerilim terimi, K çekirdek

(kernel) fonksiyonu ve \hat{I}_n de modelin giriş vektörüne karşı ürettiği çıkıştır. Burada eğitim ile daha sonra bahsi geçecek optimizasyon probleminin çözülmesi sonucunda α_k ve b değerlerinin bulunması kastedilmektedir.

Kestirim aşamasında ise, eğitimde elde edilen LS-SVM modeline $\mathbf{I}_{N_t+d_E}$ vektörü ilk giriş olarak uygulanır, buna karşı modelin ürettiği çıkış $\hat{I}_{N_t+d_E+2}$ giriş vektöründeki en eski elemanın yerine kullanılarak bir sonraki giriş vektörü elde edilir. Elde edilen çıkışın daha sonra giriş olarak kullanıldığı bu işlem her defasında tekrarlanarak modelin otonom bir şekilde $\{\hat{I}_i\}_{i=N_t+d_E+1}^{N_t+d_E+N_p}$ gibi bir zaman serisi üretmesi sağlanır, burada N_p kestirim uzunluğudur.

Elde edilen modelin güvenilirliğinin sayısal olarak değerlendirilmesi için modelin ürettiği bu zaman serisine ilişkin sonraki alt-bölgelerde anlatılan Düzgelenmiş Kestirim Hatası (Normalized Prediction Error - NPE), en büyük Lyapunov üsteli (λ^+) ve ilinti boyutu (D_2) büyüklükleri kullanılmıştır.

2.1. Kısa-dönem Kestirim ve Kestirim Ufku

Elde edilen modelin kestirim ufku t_{hp} boyunca sergilediği kısa-dönem kestirim performansı (4)'de verilen NPE ile değerlendirilir.

$$NPE = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{N_k \sigma_I^2} \sum_{n=1}^{N_k} (I_{n+N_t+d_E} - \hat{I}_{n+N_t+d_E})^2 \right) \quad (4)$$

burada σ_I^2 $\{I\}$ zaman serisinin değişimsidir (variance). Diğer taraftan, bir kaotik sistemin kestirim ufku (5) ile bulunmaktadır.

$$t_{hp} = \frac{1}{\lambda^+} \ln \frac{L}{\varepsilon}, \quad (5)$$

burada L kabul edilebilir bir kestirim için bir tolerans ölçütü ve ε ilk koşullar arasındaki uzaklıktır. Kestirim ufku, ε ile başlayan ilk koşullar arasındaki uzaklığın L 'ye eşit olana kadar geçen süredir.

2.2. En Büyük Lyapunov Üsteli ve İlinti Boyutu

Bir kaotik sistemin metrik ve dinamik karakteristikleri, bazı koşullar altında, ISI zaman serileriyle yeniden oluşturulan çerkerde de muhafaza edildiği gösterilmiştir [26,28]. [24-26]'da önerilen yöntemi izleyerek $v(t)$

büyükliğünün düzgün-olmayan bir $[t_1, t_{N_p}]$ aralığındaki genlik değerleri $\{\hat{I}_i\}_{i=1}^{N_p}$ şeklindeki ISI zaman serisinden

$$\hat{v}(t_i) \approx \frac{\Theta}{\hat{I}_i}, \quad (6)$$

ile elde edilebilir ama buradaki t_i zaman aralıkları eşit bir şekilde bölmelenmemiştir. Fakat bir eğri uydurma (cubic spline) tekniği ile $\hat{v}(t)$ 'nin ara değerleri bulunarak zaman

sabiti τ_{int} olan düzgün bir zaman ölçeği elde edilebilir. Daha sonra, aradegerleme (interpolation) ile bulunan $\hat{v}_{int}(t)$ işareti kullanılarak [29]'da ki yöntemle en büyük Lyapunov üsteli bulunur.

Benzer şekilde, [22-23]'te de gösterildiği gibi kaotik bir sistemin ilinti boyutu ISI zaman serisinden bulunabilir. Bu çalışmada, ilinti boyutunun hesabı Grassberger ve Procaccia [30] tarafından önerilen yöntemle bulunmuştur. Buna göre, $\{\hat{\mathbf{I}}_1, \hat{\mathbf{I}}_2, \dots, \hat{\mathbf{I}}_{N_p}\}$ vektörleri LS-SVM modelinin ürettiği kestirim yörüngesindeki N_p adet nokta olsun. İlinti boyutu (D_2), (7)'de verilen ilinti integrali $C(N_p, r)$ hesaplanarak bulunur.

$$C(N_p, r) = \frac{2}{N_p(N_p-1)} \sum_{i=1}^{N_p} \sum_{j=i+1}^{N_p} H(r - \|\hat{\mathbf{I}}_i - \hat{\mathbf{I}}_j\|), \quad (7)$$

burada $H(\cdot)$ birim basamak fonksiyonudur ve $\|\hat{\mathbf{I}}_i - \hat{\mathbf{I}}_j\|$ da $\hat{\mathbf{I}}_i$ ve $\hat{\mathbf{I}}_j$ vektörleri arasındaki Öklit uzaklığı normudur. $\log C(N_p, r)$ 'ye karşılık çizilen $\log r$ eğrisinin küçük r 'ler için doğrusal bölgedeki eğimi ilinti boyutunu verir.

3. LS-SVM ile Bağlanım

SVM algoritmaları sınıflandırma ve bağlanım problemlerini çözmek için önerilmiş [31-33] ve ardından pek çok alana uygulanmıştır [34-35]. İstatistiksel Öğrenme Teorisi ve Yapısal Riski Enküçültme İlkesi'ne dayanan SVM'ler global çözümü, bir Karesel Programlama (Quadratic Programming - QP) problemini çözümler bulurlar. Diğer taraftan LS-SVM algoritmaları ise bu işi daha kolay bir şekilde yani bir QP problemi çözmek yerine doğrusal bir denklem sistemini çözümler bulurlar [36-39].

$\mathbf{x}_k \in X \subseteq \mathbf{R}^n$, k^{nci} giriş verisi ve $y_k \in Y \subseteq \mathbf{R}$ da buna karşı düşen çıkış büyüklüğü olmak üzere bir $\{\mathbf{x}_k, y_k\}_{k=1}^N$ şeklinde eğitim kümesi verilsin. Giriş ve çıkış verileri arasındaki ilişkiyi modelleyecek bir LS-SVM bağlanım modeli (8) elde edilmek isteniyor. Dinamik olarak yeniden oluşturma aşamasında, $k=d_E, \dots, N_t+d_E-1$ için $\mathbf{x}_k \equiv \mathbf{I}_k$ ve $y_k \equiv I_{k+1}$ alınacaktır.

$$f(\mathbf{x}) = \mathbf{w}^T \phi(\mathbf{x}) + b, \quad (8)$$

burada $\mathbf{w} \in \mathbf{R}^{n_h}$ ağırlık vektörü, $\phi(\cdot): \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^{n_h}$ giriş uzayından öznitelik uzayına doğrusal-olmayan bir dönüşüm ve b ön-gerilim terimidir. Bu modelin ikincil formu şu şekildedir:

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{k=1}^N \alpha_k K(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}) + b, \quad (9)$$

burada α_k 'lar pozitif gerçel sabitler olup $K(\cdot)$ ise tüm \mathbf{x} , $\mathbf{z} \in X$ için tanımlı

$$K(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = \langle \phi(\mathbf{x}), \phi(\mathbf{z}) \rangle, \quad (10)$$

şeklinde bir çekirdek (kernel) fonksiyonudur. Öznitelik uzayındaki iç-çarpım çekirdek fonksiyonu tarafından gerçekleştirildiğinden $\phi(\cdot)$ dönüşümünün doğrudan bilinmesine gerek yoktur. Bu çalışmada bir Gaussian (11) fonksiyon çekirdek olarak kullanılmıştır.

$$K(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = \exp\left(-\frac{\|\mathbf{x}-\mathbf{z}\|^2}{\sigma^2}\right), \quad (11)$$

burada σ fonksiyonun genişlik parametresidir.

LS-SVM algoritması, bu bağlanım problemini aşağıdaki optimizasyon problemine dönüştürür:

$$\text{Enküçült: } \frac{1}{2} \mathbf{w}^T \mathbf{w} + \frac{1}{2} \gamma \sum_{i=1}^N \xi_i^2, \quad (12a)$$

$$\text{Kısıtlamalar: } y_i = \mathbf{w}^T \phi(\mathbf{x}_i) + b + \xi_i, \quad i=1, 2, \dots, N, \quad (12b)$$

burada γ ayar parametresidir ve her bir hata değişkeni $\xi_i \in \mathbf{R}$ 'dir.

LS-SVM algoritması birtakım düzenlemelerden sonra bu bağlanım problemini, aşağıdaki şekilde bir doğrusal denklem sistemine dönüştürmektedir.

$$\begin{bmatrix} 0 & \mathbf{1}_{N \times 1}^T \\ \mathbf{1}_{N \times 1} & \mathbf{K} + \gamma^{-1} \mathbf{E}_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b \\ \boldsymbol{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{y} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

burada \mathbf{K} i^{inci} - j^{inci} elemanı $[\mathbf{K}]_{ij} = \langle \phi(\mathbf{x}_i), \phi(\mathbf{x}_j) \rangle = K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)$ şeklinde olan $N \times N$ -boyutlu çekirdek matrisi, $\mathbf{1}_{N \times 1}$ vektörü 1'lerden oluşan $N \times 1$ -boyutlu bir vektör, \mathbf{E}_N $N \times N$ -boyutlu birim matris olup diğer vektörler $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1 \dots \alpha_N]^T$ ve $\mathbf{y} = [y_1 \dots y_N]^T$ şeklindedir. Böylece LS-SVM modeli (14)'teki gibi elde edilir.

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{k=1}^N \alpha_k^* K(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}) + b^*, \quad (14)$$

burada α_k^* ve b^* (13)'teki doğrusal denklem sisteminin çözümüdür.

4. Bir Örnek ve Benzetim Sonuçları

Bu bölümde örnek olarak denklemleri (15)'te verilen üç-boyutlu Rössler sistemi ele alınmıştır.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= -(y+z) \\ \dot{y} &= x+ay, \\ \dot{z} &= b+(x-c)z \end{aligned}, \quad (15)$$

burada $a=0.20$, $b=0.20$ ve $c=5.70$ alınmasıyla kaotik bir davranış elde edilir [40]. Bu parametre değerleri için sistemin en büyük Lyapunov üstelinin $\lambda^+ = 0.0714$ (e -tabanına göre) ve ilinti boyutunun ise $D_2 = 2.0$ olduğu bilinmektedir. Benzetimlerde, $v(t) = x(t) + 30$ olarak seçilip ateşleme eşiği $\Theta = 25$ olarak alındığında elde edilen ISI zaman serisinin ortalama değeri $\bar{I} = 0.82$ olarak bulunmuştur ki bu değer

temel periyodun $T_0 \cong 5.9$ bir çeyreğinden de küçüktür.

Gömme boyutu $d_E = 5$, $\tau_{\text{int}} = 1.0$ sn olarak alınmış, kestirim ufku ise $t_{hp} = 64$ sn olarak hesaplanmıştır. Çekirdek parametresi σ , [14]'teki öneriler doğrultusunda $\sigma = \sqrt{0.5 d_E \langle I^2(\cdot) \rangle} = 1.33$ değerine sabitlenmiştir, burada

$\langle I^2(\cdot) \rangle = \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} I_i^2$ şeklinde olup $\{I_i\}$ zaman serisinin gücüdür.

Benzetimlerde, kaotik sisteme ilişkin diferansiyel denklemler sabit 100 μs zaman aralıklı $4^{\text{uncü}}$ dereceden Runga-Kutta metoduyla sayısal olarak çözülmüştür. ISI zaman serisini üretebilmek için sistemin durumlarından biri alınarak IF modelinden geçirilmiştir. Eğitim verisi 1000 ($N_t = 1000$) noktadan oluşmaktadır. Elde edilen LS-SVM modeli daha sonra 10000 ($N_p = 10000$) adımlık kestirim yörüngesi üretilmiştir. γ parametresinin değeri 10^0 'dan $10^{3.9}$ 'a kadar değiştirilerek elde edilen LS-SVM modellerinin performansları incelenmiştir.

Bundan başka, elde edilen modellerin ölçüm hatalarına karşı dayanıklılıklarını belirlemek için, ölçülen ISI zaman serisine, dört serbestlik dereceli bir *Student t-dağılımı* ile üretilmiş sıfır ortalama değerli Gaussian-olmayan gürültü, veya Gaussian beyaz gürültü eklenmiştir. Eklenen gürültünün işaret-gürültü oranı (signal-to-noise ratio - SNR),

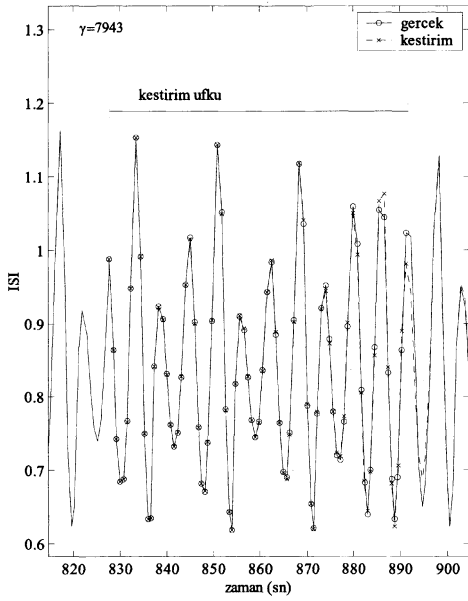
$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_{\text{işaret}}^2}{\sigma_{\text{gürültü}}^2} \right) \text{ dB}, \quad (16)$$

ile verilmektedir, burada $\sigma_{\text{işaret}}^2$ ve $\sigma_{\text{gürültü}}^2$ büyüklükleri sırasıyla işaretin ve gürültünün değişimi (variance) değerleridir. Benzetimlerde, ölçülen büyüklüklere 25 dB'lik gürültü eklenmiştir.

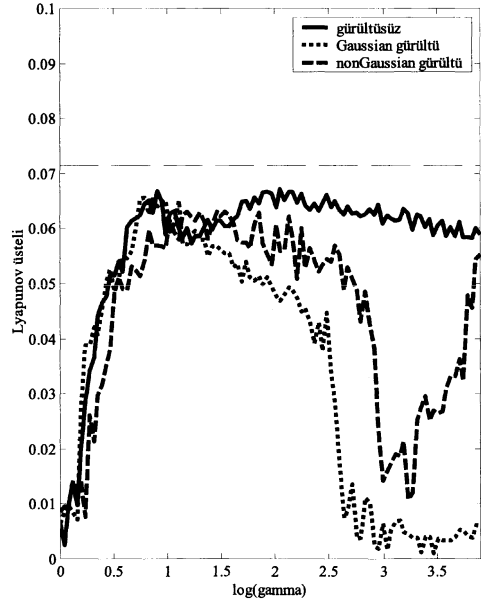
Şekil 1'de kaotik sistemden üretilen gerçek ISI zaman serisi ile LS-SVM modelinin ürettiği ISI zaman serisi modelin görelisi olarak iyi performans gösterdiği $\gamma = 7943$ değeri için verilmiştir. Görüldüğü gibi iki zaman serisi kestirim ufkunun büyük bir bölümünde üst üste çakışmaktadır, ancak ufkun sonuna doğru sapmalar başlamaktadır. Sonuç olarak, elde edilen model oldukça iyi bir kısa-dönem kestirim performansı sergilemektedir.

Şekil 2'de ise değişik gürültü durumları ve γ değerleri için elde edilen LS-SVM modellerinin ilinti boyutu (D_2) kestirimleri görülmektedir. LS-SVM'ler, gürültüsüz durumda, geniş bir γ spektrumunda gerçeğe yakın D_2 değerleri üretirken, gürültü eklendiğinde ise ancak $\gamma = 10^1$ civarında iyi sonuçlar alınabilmektedir.

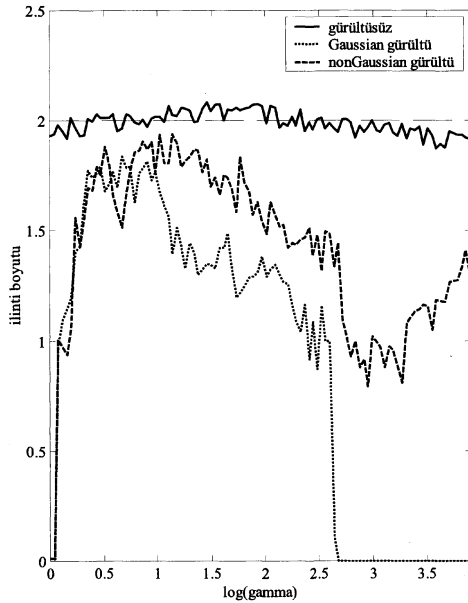
Şekil 3'te de benzer şekilde modellerin Lyapunov üsteli kestirimleri görülmektedir. Gürültüsüz durumda modeller belli bir yüzdelik hata ile λ^+ kestirimleri yapabilirken, gürültülü durumda Lyapunov üsteli kestirim performansları oldukça düşmüştür.



Şekil 1: Gerçek ISI ile LS-SVM modelinin ürettiği ISI zaman serileri ile kısa-dönem kestirim performansı.



Şekil 3: Değişik gürültü tipleri ve γ değerleri için elde edilen LS-SVM modellerinin Lyapunov üsteli kestirimleri.



Şekil 2: Değişik gürültü tipleri ve γ değerleri için elde edilen LS-SVM modellerinin ilinti boyutu kestirimleri.

5. Sonuçlar

Bu bildiriye, yitirgen (dissipative) bir kaotik sistem tarafından üretilen noktasal sürecin ölçülen ISI zaman serisinden elde edilen verilerle eğitilen LS-SVM modeliyle yeniden oluşturan yöntem [1] sunulmuştur. Bir sistemin dinamik olarak yeniden oluşturulması, elde edilen modelin sistemle yaklaşık olarak aynı davranmasını gerektirir öyle ki bu model sistemin kısa-dönem davranışını kestirebilmeli ve ilinti boyutu, Lyapunov üsteli gibi bazı değişmezlerini belli bir doğrulukla tahmin edebilmelidir. Bu amaçla, modeli elde etmek için gerekli yaklaşımlama (approximation) aracı olarak yüksek genelleme kapasiteleri ve global minimumu bulmayı garanti etmeleri nedeniyle LS-SVM yapısı tercih edilmiştir.

Benzetimlerde, LS-SVM modelleri IF modeliyle üretilen ISI zaman serilerinden elde edilen verilerle eğitilmiştir. Daha sonra modellerin, belli bir başlangıç koşulundan itibaren oldukça uzun bir zaman serileri üretmeleri sağlanmıştır. Bu zaman serileri ile sistemin kısa-dönem kestirimi ve dinamik değişmezlerinin kestirimi yapılarak modellerin yeniden oluşturma performansları $[10^0, 10^{3.9}]$ aralığında değişen γ parametresinin bir fonksiyonu olarak belirlenmiştir. Buna göre, $[10^2, 10^3]$ aralığında γ parametresine sahip modeller gürültüsüz ortamda oldukça iyi bir performans sergilemişlerdir. Diğer taraftan, gürültülü durumlarda, bu performans aynı γ aralığı için aşırı-öğrenmeden (over-fitting) dolayı oldukça kötüleşmiş olup sadece $\gamma=10$ civarında kabul edilebilir bir başarımdan söz edilebilmektedir.

Sonuç olarak LS-SVM modelleri, ISI zaman serileriyle noktasal süreçlerin yeniden oluşturulması konusunda oldukça iyi bir potansiyele sahiptirler. Başka bir deyişle, modeller sistemin kestirim ufku dahilindeki davranışını doğru bir şekilde öngörebildiği gibi sistemin birtakım dinamik değişimlerini de kestirebilmektedir. Gürültülü durumlarda ise modellerin performansları küçük γ değerleri için kabul edilebilir düzeyde olup LS-SVM tekniklerinin gelişmesine paralel olarak daha da iyileştirilebilir.

6. Teşekkür

Bu çalışmada, künyesi aşağıda belirtilen makalenin bazı bölümlerinden Elsevier'in izniyle alıntı yapılmıştır. This work is reprinted from *Physica D*, Vol. 216, S. İplikçi, "Dynamic Reconstruction of Chaotic Systems from Inter-Spike Intervals Using Least Squares Support Vector Machines", 282-293, Copyright (2006), with permission from Elsevier.

7. Kaynakça

- [1] S. İplikçi, "Dynamic Reconstruction of Chaotic Systems from Inter-Spike Intervals Using Least Squares Support Vector Machines," *Physica D*, Cilt: 216, No: 2, s: 282-293, 2006.
- [2] D. Farmer J. ve J.J. Sidorowich, "Predicting Chaotic Time Series," *Phys. Rev. Lett.*, Cilt: 59 s: 845-848, 1987.
- [3] M. Casdagli, "Nonlinear Prediction of Chaotic Time Series," *Physica D*, Cilt: 35, s: 335-356, 1989.
- [4] A.E. Badel, D. Guégan, L. Mercier ve, O. Michel, "Comparison of Several Methods to Predict Chaotic Time Series", Proceedings of the IEEE-ICASSP'97, Germany, s: V.3793-V.3796, 1997.
- [5] J.C. Principe, A. Rathie, ve J.M. Kuo, "Prediction of Chaotic Time Series with Neural Networks and the Issue of Dynamic Modeling," *Int'l Journal of Bifurcation and Chaos*, s: 2989-996, 1992.
- [6] S. Tronci, M. Giona ve R. Baratti, "Reconstruction of Chaotic Time Series by Neural Models: A Case Study," *Neurocomputing*, Cilt: 55, s: 581-591, 2003.
- [7] M.R. Cowper, B. Mulgrew ve C.P. Unswort, "Nonlinear Prediction of Chaotic Signals Using a Normalized Radial Basis Function Network," *Signal Processing*, Cilt: 82, s: 775-789, 2002.
- [8] S. Mukherjee, E. Osuna, ve F. Girosi, "Nonlinear Prediction of Chaotic Time Series Using Support Vector Machines," Proc. of the IEEE Sig. Proc. Soc. Workshop, NNNSP'97 Neural Networks for Sig. Proc. VII, USA, s: 511-520, 1997.
- [9] K.R. Müller, A.J. Smola, G. Rätsch, B. Schölkopf, J. Kohlmorgen, ve V. Vapnik, "Predicting Time Series with Support Vector Machines," Proc. of the 7th Int'l. Conf. on Artificial Neural Networks, Switzerland, s: 999-1004, 1997.
- [10] Y. M. Ying ve W.X. Dong, "Chaotic Time Series Prediction Using Least Squares Support Vector Machines," *Chinese Physics*, Cilt: 13, s: 454-458, 2004.
- [11] L. Cao, "Support Vector Machines Experts for Time Series Prediction," *Neurocomputing*, Cilt: 51, s: 3321-339, 2003.
- [12] L. Cao, "Financial Forecasting Using Support Vector Machines," *Neural Comp. Appl.*, Cilt: 10, s: 184-192, 2001.
- [13] S. Haykin, S. Puthusserypady ve P. Yee, "Dynamic Reconstruction of Sea Clutter Using Regularized RBF Networks," Conference Record of the 32nd Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers 1, s: 19-23, 1998.
- [14] D. Mattera, ve S. Haykin, "Support Vector Machines for Dynamic Reconstruction of a Chaotic System," *Advances in Kernel Methods: Support Vector Learning*, the MIT Press, Cambridge, MA, 1999.
- [15] I. Goethals, K. Pelckmans, J.A.K. Suykens ve B. De Moor, "Identification of MIMO Hammerstein Models Using Least Squares Support Vector Machines," *Automatica*, Cilt: 41, s: 1263-1272, 2005.
- [16] J.A.K. Suykens, J. Vandewalle ve B. De Moor, "Optimal Control by Least Squares Support Vector Machines," *Neural Networks*, Cilt: 14, s: 23-35, 2001.
- [17] J.A.K. Suykens ve J. Vandewalle, "Chaos Control Using Least Squares Support Vector Machines," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Cilt: 27, s: 605-615, 1999.
- [18] M. Ye, "Control of Chaotic System Based on Least Squares Support Vector Machine Modeling," *Acta Physica Sinica*, Cilt: 54, s: 30-34, 2005.
- [19] T. Van Gestel, J.A.K. Suykens, D.E. Baestaens, A. Lambrechts, G. Lanckriet, B. Vandaele, B. De Moor ve J. Vandewalle, "Financial Time Series Prediction Using Least Squares Support Vector Machines within the Evidence Framework," *IEEE Transactions on Neural Networks*, Cilt: 12, s: 809-821, 2001.
- [20] M. Ye ve X.D. Wang, "Chaotic Time Series Prediction Using Least Squares Support Vector Machines," *Chinese Physics*, Cilt: 13, s: 454-458, 2004.
- [21] M. Espinoza, J.A.K. Suykens ve B. De Moor, "Load Forecasting Using Fixed-size Least Squares Support Vector Machines," *Lecture Notes in Computer Science*, Cilt: 3512, s: 1018-1026, 2005.
- [22] T. Castro ve T. Sauer, "Correlation Dimension of Attractors through Interspike Intervals," *Physical Review E*, Cilt 55, s: 287-290, 1997.
- [23] M. Ding ve W. Yang, "Deterministic Point Processes Generated by Threshold Crossings: Dynamics Reconstruction and Chaos Control," *Physical Review E*, Cilt: 55, s: 2397-2402, 1997.
- [24] A.N. Pavlov, O.V. Sosnovtseva, E. Mosekilde, ve V.S. Anishchenko, "Extracting Dynamics from Threshold-Crossing Interspike Intervals: Possibilities and Limitations," *Physical Review E*, Cilt 61, s: 5033-5044, 2000.
- [25] A.N. Pavlov, O.V. Sosnovtseva, E. Mosekilde, ve V.S. Anishchenko, "Chaotic Dynamics from Inter-spike Intervals," *Physical Review E*, Cilt: 63, s: 036205-1--036205-5, 2001.
- [26] A.N. Pavlov ve V.S. Anishchenko, "Dynamic Characteristics of Chaotic Processes Determined from Point Process Analysis," *Technical Physics Letters*, Cilt: 26, s: 671-674, 2000.
- [27] T. Sauer, "Reconstruction of Dynamical Systems from Interspike Intervals," *Phys. Rev. Lett.*, Cilt: 72, s: 3811-3814, 1994.

- [28] D.M. Racicot ve A. Longtin, "Interspike Interval Attractors from Chaotically Driven Neuron Models," *Physica D*, Cilt: 104, s: 184-204, 1997.
- [29] A. Wolf, J.B. Swift, H.L. Swinney ve J.A. Vastano, "Determining Lyapunov Exponents from a Time Series," *Physica D*, Cilt:16, s: 285-317, 1985.
- [30] P. Grassberger ve I. Procaccia, "Measuring the Strangeness of Strange Attractors", *Physica D*, Cilt 9: s: 189-208, 1983.
- [31] V. Vapnik, *The Nature of Statistical Learning Theory*, Springer-Verlag, 1995.
- [32] V. Vapnik, *Statistical Learning Theory*, John Wiley, New York, 1998.
- [33] V. Vapnik, "The Support Vector Method of Function Estimation," *Nonlinear Modeling Advanced Black Box Techniques*, Edited by J.A.K. Suykens, J. Vandewalle, Kluwer Academic Publishers, Boston, s: 55-85, 1998.
- [34] B. Schölkopf, C.J.C. Burges, ve A.J. Smola, *Advances in Kernel Methods: Support Vector Learning*, The MIT Press, Cambridge, MA, 1999.
- [35] N. Cristianini ve J.S. Taylor, *An Introduction to Support Vector Machines and Other Kernel-Based Learning Methods*, Cambridge University Press, New York, 2000.
- [36] J.A.K. Suykens, ve J. Vandewalle, "Least Squares Support Vector Machine Classifiers," *Neural Processing Letters*, Cilt: 9, s: 293-300, 1999.
- [37] C. Saunders, A. Gammerman, ve V. Vovk, "Ridge Regression Learning Algorithm in Dual Variables," *Proceedings of the 15th Int'l. Conference on Machine Learning ICML'98*, s: 515-521, 1998.
- [38] J.A.K. Suykens, J. De Brabanter, L. Lukas, ve J. Vandewalle, "Weighted Least Squares Support Vector Machines: Robustness and Sparse Approximation," *Neurocomputing*, Cilt: 48, s: 85-102, 2002.
- [39] J.A.K. Suykens, L. Lukas, ve J. Vandewalle, "Sparse Least Squares Support Vector Machine Classifiers," *Proc. of the European Symposium on Artificial Neural Networks ESANN'2000*, Brugges, Belgium, s: 37-42, 2000.
- [40] O. E. Rössler, "An Equation for Continuous Chaos," *Physics Letters A*, Cilt: 57, s: 397-398, 1976.

Aerodinamik Akışların Modellenmesinde Döngülü Olan ve Olmayan 7 Yaklaşımın Uygulanması

Mehmet Önder Efe¹, Marco Debiasi², Peng Yan³, Hitay Özbay⁴, Mohammad Samimy⁵

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara
onderefe@etu.edu.tr

^{2,5}Makina Mühendisliği Bölümü
Ohio State Üniversitesi, Columbus, USA
{debiasi.1, samimy.1}@osu.edu

³Seagate Teknoloji Merkezi
Bloomington, USA
yan.39@osu.edu

⁴Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilkent Üniversitesi, Bilkent, Ankara
ozbay@ece.osu.edu

Özetçe

Kavite akışları, gaz davranışının son derece dinamik olması, Navier-Stokes denklem kümesinden gelen kuple olmuş değişkenleri ve türbülans etkisinden dolayı doğrusal olmayan bir davranış sergiler. Uzayda süreklilik ise modelleme çalışmasında takip edilecek yöne etkiyen önemli bir husustur. Bu bildiriye yerel gözlemlere dayalı modellerin türetilmesi tartışılmaktadır. Bu amaçla seçilen bir model için 7 farklı algoritma ile parametre araması yapılmış, özetle En Küçük Kareler (EKK), Rekürsif En Küçük Kareler (RKK), Düzenlenmiş Kaczmarz algoritması (DK), Stokastik Yaklaşım algoritması (SY), Eğim Düşümü (ED), Levenberg-Marquardt optimizasyon tekniği (LM) ve Kayma Kipli denetime dayalı uyarılma algoritması (KK) ele alınmıştır. Sistemi tanılayan basit bir model elde edilmiş ve modelin özellikleri tartışılmıştır.

1. Giriş

Aerodinamik akışların modellenmesindeki temel amaç geribeslemeli denetime zemin teşkil edecek bir betimleyicinin ortaya çıkarılmasıdır. [1]-[5] kaynakları, bu amaca ulaşmak için çeşitli yaklaşımlar olduğunu, hangi yaklaşımın hangi durumda uygun olacağını çalışma koşullarına ve akış geometrisine bağlı olduğunu vurgular. Akış modellemede bir yaklaşım akış fiziğinden faydalanarak alt modellerin geliştirilmesini önerir, [1]-[3]. Transfer fonksiyonu şeklinde düzenlenen bu altmodellerin birleşimi, bazı parametrelerin ince ayarından sonra elde edilen akış sisteminin nümerik sonuçlarıyla eşleşebilmektedir, [4]. Bu yaklaşımın temel dezavantajı ise

sistemin giriş değişkenlerinin açık ve anlaşılır bir şekilde tanımlanamamasıdır. Sıkça kullanılan bir başka yaklaşım ise Uyumlu Ortogonal Ayrışım (UOA) ile sistemin basın kiplerini elde etmek ve bu kipleri dinamik denklemlerle ifade edilen modellere dönüştürmektir, [5]-[6]. Bu yaklaşımdaki güçlük ise Navier-Stokes denklem kümesinden enstantanelerin alınması dolayısıyla modelin enstantanelerdeki bilgiye çok bağımlılık göstermesidir. Bu bildiriye ele alınan sistem için geliştirilen UOA tabanlı bir modelin zamansal değişkenlerinde gözlemlenen kaymalar bu savı doğrular niteliktedir, [7]. Akışların sebep olduğu kavite osilasyonlarının detaylı bir incelemesi ise [8] kaynağında bulunabilir.

Bu bildiri modellemede izlenmesi muhtemel üçüncü seçeneğin detaylarını sunmaktadır. Bu seçenek fiziksel sistemin önemli bilgi taşıdığı düşünülen noktalarından yapılan yerel gözlemlere dayanır. Böyle bir yaklaşım sistemin çevrel bileşenlerinden kaynaklanan kesinsizliklerin de bertaraf edilmesini mümkün kılar. Diğer bir deyişle, süzgeçlerin, eyleyicilerin ve algılayıcıların detaylı modellerinin geliştirilmesi zorunluluğu ortadan kalkar, elde edilen model bu alt sistemlerin katkılarını nümerik veriler yoluyla kapalı biçimde ifade eder. Geçmişte bu konuda yazarların yaptığı çalışmalar Yapay Sinir Ağlarına (YSA), [9], ve Bulanık Mantığa (BM) dayalı çıkarsama mekanizmalarının, [10], akış modellemede oldukça iyi sonuçlar verdiğini göstermiştir. Bu bildiriye önerilen model ise YSA ve BM temelli modellerden çok daha basit bir yapıya sahiptir.

Bu bildiri aşağıdaki gibi düzenlenmiştir: İkinci bölümde deneysel düzenek tanıtılmış, üçüncü bölümde deneysel veri-

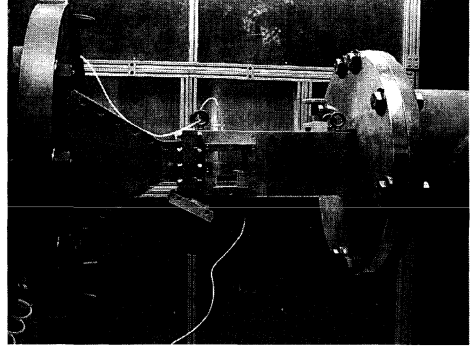
lerin hangi çalışma koşulları altında elde edildiği, dördüncü bölümde çalışılan arama yöntemleri, beşinci bölümde modelleme yöntemlerinin bir karşılaştırması ve son kısımda ise sonuçlar sunulmuştur.

2. Denei Düzenegi

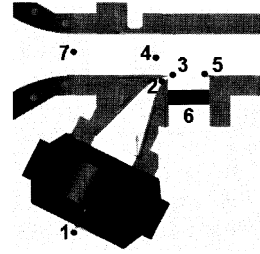
Ele alınan konu, aktif (geribeslemeli) kontrol uygulayarak hava araçlarının yüzey sürtünmesini azaltmak ve böylelikle yakıt tüketimini azaltırken saldırganlığını ve manevra yeteneğini arttırmaktır. Bu sebeple düşünülen ilk yapı dikdörtgenel bir kavite (oyuk) üzerinde önce ses altı akışlar için model geliştirmek ve ardından kontrol sistemi tasarlamak şeklindedir. Probleme deneysel bir çözüm üretebilmek için Şekil 1'de gösterilen sistem üretilmiş ve huni biçimli bir arabirim ile istenen Mach sayısındaki akış, hava pompasından test kısmına yönlendirilebilmiştir. Test kısmı, Şekil 2'de yakından gösterilen dikdörtgenel bir kaviteden ibarettir. Gösterilen kavite, $en = 12.7\text{mm}$, $boy = 50.8\text{mm}$ ve en/boy oranı $\frac{1}{4}$ olan bir geometriye sahiptir. Kavite, lazer görüntüleme imkanına elverişli olarak üretilmiş ve her iki tarafından pencereli olarak imal edilmiştir. Bu çalışmada ses altı akışlar ele alınmış, özellikle akışın tek kipli ve çok kipli rezonans arzettiği rejimler de kapsanmış ve geliştirilen model, üretimde yer almayan bir veri kümesi ile doğrulanmıştır.

Hava pompası çalıştırıldığında, akış yönündeki basamak geçililer geçilmez akışta kararsız parçalanmalar (separasyon) başlar. Parçalanmış basınç dalgalarının bir kısmı karşı duvara çarpıp geri döner ve kavite içerisinde oldukça karmaşık ve türbülans içeren bir akış alanının ortaya çıkmasına sebep olur. Bu karmaşık akış alanı istenmeyen basınç dalgaları içerir ki bu dalgalar geometrik düzensizliğin sebep olduğu istenmeyen etkilerdir. Bu dalgaların etkisini bertaraf etmek maksadıyla parçalanmanın başladığı, akış yönündeki köşeden kontrol akışı uygulamak suretiyle toplam sonuca etki etmek bu geribeslemeli kontrol için kurgulanan yöntemdir. Verilen şekillerde eyleyici ve eyleyicinin sisteme etki ettiği kontrol girişi basamağın köşe kısmında açıkça görülmektedir. Tüm sistemin genel görünüşü ise Şekil 1'de betimlenmiştir. Hava pompası üzerinden sisteme giren akışkan (hava), sistemi ucu açık bir akış yolu ile terk etmektedir. Kontrol mühendisliği açısından bakıldığında, temel meselelerden birisi sistemden veri okumaktır. Bu sebeple Şekil 2'de gösterildiği gibi kavite içerisine Kulite dinamik basınç transdüserleri yerleştirilmiştir. Kontrol çevrimini kapatabilmek için yüksek hızlı bir bilgisayar, güç yükseltici, bant geçiren filtreler ve DSP kartı içeren kontrol bilgisayarı döngüsel bir biçimde bağlanmışlardır. Denei düzenegi Dell Precision Workstation 650 model bir kontrol bilgisayarı üzerinde dSpace 1103 DSP kartı çalıştırmakta, 8 kanaldan eşzamanlı olarak 50kHz örnekleme frekansında veri okumaya olanak tanımaktadır. Kontrol sinyali (eyleyici çıkışı) Selenyum D3300Ti sıkıştırma sürtücüsünün titanyum diyaframının hareketi ile elde edilmekte, eyleyici girişindeki elektriksel sinyal Crown D-150A güç yükseltici ile kuvvetlendirilmektedir. Kullanılan eyleyici belli bir frekans bandında çalışabildiği için güç yükselticiden önce bir bant geçiren bir filtre kullanılmıştır. Filtre 100Hz-10kHz bandındaki sinyalleri seçmekte, bu bandın dışında kalan bileşenleri ise söndürmektedir. Geliştirilen denei düzeneği ile ilgili detaylı

bilgi [11]-[12] kaynaklarından da edinilebilir.



Şekil 1: Akış denetimi sisteminin genel görünüşü



Şekil 2: Test kısmındaki basınç algılayıcılarının yerleşimi

Burada ele alınan kavite akışının Mach sayısının 0.25-0.31 ve 0.39-0.5 olduğu aralıklarda tek kipli güçlü bir rezonans, 0.32-0.38 olduğu aralıkta ise çok kipli rezonans arzettiği [12] kaynağında gözlemlenmiş, ve aynı kaynak sentetik jet tipinde eyleyici kullanarak sinüzoidal sinyallerle uyarılan akış alanının uyarı sinyalinin frekansından daha çok etkilendiğini, genliğin ise görece daha az etkiye sahip olup sadece yüksek Mach sayılarında etkin olduğunu göstermiştir. Bir sonraki bölümde, bu özelliklere sahip denei düzeneğinden hangi koşullar altında verilerin toplandığı anlatılacaktır.

3. Deneysel Verilerin Toplanması

Şekil 2'den de görülebileceği üzere, akış alanından Sayısal Sinyal İşleme ünitesi ile eşzamanlı biçimde veri okunabilmektedir. Basınç algılayıcıları öyle yerleştirilmiştir ki modellemede önemli bilgi içerebilecek noktalar seçilmiş ve bu noktalar numaralandırılmıştır. Buna göre

- S_1 algılayıcısı Volt olarak kontrol bilgisayarı üretilen eyleyici sinyali değerini,

- S_2 algılayıcısı $u(t)$ ile gösterilen ve eyleyici çıkışının hemen öncesinde oluşan basınç sinyalini,
- S_3 algılayıcısı $v(t)$ ile gösterilen, eyleyici çıkışının hemen sonrasındaki basınç sinyalini,
- S_4 algılayıcısı kavite test kısmı öncesindeki basınç dalgalanmalarını,
- S_5 algılayıcısı $w(t)$ ile gösterilen ve akıntıya karşı duvar köşesinde oluşan basınç dalgalanmalarını,
- S_6 algılayıcısı ise $d(t)$ ile gösterilen ve Kavite test kısmı tabanı merkezinde ölçülen basınç dalgalanmalarını okur.

Bu çalışmada kullanılmamasına rağmen S_7 ise zemin akışı hakkında bilgi almak maksadıyla yerleştirilmiştir. Bu tanımlara göre veri toplama maksadıyla yapılan ilk deney grubunda sistem rastgele üretilmiş gürültü sinyaliyle uyarılmış, sinyal genliğinin tepe değeri eyleyiciyi doyuma götürmeyecek şekilde seçilmiştir. Buna ek olarak uyarma sinyali sentetik eyleyicinin çalışma koşulları içerisinde kalabilmek için 200Hz-10kHz aralığını kapsayacak şekilde bant geçiren tipinde önsüzme işlemine tabi tutulmuş ve Mach sayısı (M) olarak 0.25, 0.28, 0.30, 0.32 ve 0.35 rejimlerinde veri toplanmıştır.

Deney grubunun ikinci kısmında ise aynı Mach sayılarında açık çevrimde sinüzoidal uyarılara karşı sistem cevapları kaydedilmiştir. Buna göre 2.35 Volt etkin değerine 3250 Hz frekansına sahip bir sinüzoidal sinyal ve 4.06 Volt etkin değerine 3920 Hz frekansına sahip bir başka sinüzoidal sinyal, bahsi geçen her Mach sayısı için sisteme uyarı olarak uygulanmış ve veri toplama işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu genlik ve frekans değerleri ise sistem üzerinde yapılan çalışmalar sonucunda belirlenmiştir.

Yukarıda anlatılan şekilde oluşturulan bir eğitim verileri kümesi açıktır ki sistemin değişik koşullar altında nasıl davrandığına dair önemli bilgiler içerir. Deneysel veriler, seçilen tüm çalışma koşulları için $f_s = 50$ kHz örnekleme frekansında (veya $T_s = 1/f_s = 20\mu s$ örnekleme periyoduyla) toplanmış ve 10kHz üzerindeki bilgi süzülerek bastırılmıştır. Bunun sebebi ise ele alınan sistemin 10kHz değeri üzerinde önemli bilgiler içermemesidir.

Mach sayısının 0.25, uyarı sinyalinin etkin değerinin 2.35V ve uyarı frekansının ise 3250 Hz olduğu durum bilinçli olarak modelleme aşamasında kullanılmamış, bu veri grubu her bir algoritma ile elde edilen modelin başarımının kıyaslanması maksadıyla deney grubu verisi olarak kullanılmıştır.

Bir sonraki bölümde, en iyi $\hat{\theta}$ değerini elde etmek amacıyla bazı yöntemler tanıtılacak ve verilerin ve veri işleme yordamlarının ayrı zamanlarda olması dolayısıyla $d(t)$ ve $y(t)$ değişkenlerinin yerine $t = kT_s$ olacak şekilde sırasıyla d_k ve y_k ifadeleri kullanılacaktır.

4. Modelleme Stratejileri

Bu çalışmada ele alınan sistemin doğrusal olmadığı bilinen bir gerçektir. Sistemden elde edilen gözlemlere göre bir adım ileri tahmin yürütecek bir modelin oluşturulabilmesi için deneysel verileri üreten sistemin doğrusal bir sistem olduğu varsayımı altında, bu model için tahmin edici sistem (1) denkleminde verilen yapıya sahip olacaktır.

$$\hat{y}_{k+1} = R_k^T \hat{\theta}_k \quad (1)$$

burada

$$\hat{\theta}_k = (a \ b_1 \ b_2 \ c_1 \ c_2 \ f_1 \ f_2 \ g)^T \quad (2a)$$

$$R_k = (u_k \ y_k \ y_{k-1} \ v_k \ v_{k-1} \ w_k \ w_{k-1} \ M)^T. \quad (2b)$$

Yukarıdaki modelde $\hat{\theta}_k$ en iyi değeri aranan parametre vektörünü, R_k ayrı k anındaki regresörü ve M ise Mach sayısını gösterir.

Modelleme çalışmasının amacı, bir maliyet fonksiyonunu enküçükleyen ya da bir başarımlı fonksiyonunu enbüyükleyen $\hat{\theta}$ değerini bulmaktır. Bu arama esnasında $d(t)$ ve $y(t)$ ile gösterilen ve sırasıyla kavite zemininde okunan basınç değeri ve bu değere karşı düşen model cevabı kullanılacak, yöntemler ayrı zamanlarda ele alınacaktır. Yani bir adım ileri tahmin için $d_k = y_{k+1}$ kabul edilecek ve $d_k - \hat{y}_{k+1}$ ile verilen hata ölçütünün en küçük değeri aranacaktır. Burada \hat{y}_{k+1} değışkeni, d_k için modelin üreteceği cevap olacaktır.

4.1. En Küçük Kareler Yöntemi (EKK)

d_k ile gösterilen zemin basıncı ölçümlerinin N ardışık değeri (1) ile gösterilen bir model ile eşleştirmek maksadıyla $d_k = y_{k+1}$ eşitliğini kullanarak modelin \hat{y}_{k+1} ile gösterilen bir sonraki ayrı andaki cevabının, ölçülen basınç değeri (d_k) olmasını istiyoruz. Buna göre, N ardışık gözlem matris halinde aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\begin{pmatrix} y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_{N+1} \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} R_1^T \\ R_2^T \\ \vdots \\ R_N^T \end{pmatrix} \hat{\theta} = \begin{pmatrix} \hat{y}_2 \\ \hat{y}_3 \\ \vdots \\ \hat{y}_{N+1} \end{pmatrix} \quad (3a)$$

$$Y = \Phi \hat{\theta} \quad (3b)$$

$J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (d_k - R_k^T \hat{\theta})^2$ ile verilen maliyet fonksiyonunu enküçükleyen $\hat{\theta}$ değeri

$$\begin{aligned} \hat{\theta} &= (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \\ &= P_N \Phi^T Y. \end{aligned} \quad (4)$$

ifadesi ile hesaplanabilir. EKK yöntemi verilen bir veri kümesinin tamamı üzerinde çalışmakta ve dögüsel bir işleme girmeksizin tek adımda $\hat{\theta}$ değerini vermektedir, bu sebepten dolayı yöntem iteratif değildir ve k indisi kullanmaya gerek kalmamıştır.

4.2. Rekürsif En Küçük Kareler Yöntemi (RKK)

Gerçek zamanda veriler kesintisiz biçimde okunduğu için tüm verilerin EKK yöntemindeki gibi biraraya getirilmesi her zaman sağlıklı sonuçlar veremez. Bunun yerine, işlem zamanından ve modellenmeye çalışılan süreçte meydana gelmesi muhtemel değışiklikleri de hesaba katabilmek maksadıyla EKK yöntemi rekürsif (dögüsel) hale getirilmiş, en iyi parametre değeri zamanla gelişim gösteren büyüklüklere ($\hat{\theta}_k$) dönüştürülmüştür. RKK yönteminin işleyişini betimleyen denklem kümesi aşağıda verilmiştir.

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K_k (d_k - R_k^T \hat{\theta}_{k-1}) \quad (5a)$$

$$K_k = P_{k-1} R_k (I + R_k^T P_{k-1} R_k)^{-1} \quad (5b)$$

$$P_k = (I - K_k R_k^T) P_{k-1} \quad (5c)$$

Burada $P_{t_0} = (\Phi^T \Phi)^{-1}$ değeri başlangıçta toplanmış bir veri kümesi için bir defaya mahsus hesaplanır ve parametre güncelleme döngüsü rekürsif olarak (döngülü) her k anında parametre vektörünü günceller, bu işlem esnasında K_t ile gösterilen bir ağırlık parametresi üretilir ve $d_k - R_k^T \hat{\theta}_{k-1}$ ile gösterilen bir düzeltme terimi hesaplanır, [13].

4.3. Düzenlenmiş Kaczmarz Algoritması (DK)

Normalleştirilmiş izdüşüm algoritması olarak da bilinen DK algoritması, iyi bir $\hat{\theta}_k$ vektörü elde etmek için döngüsel olarak da gerçekleştirilebilir. Güncelleme kuralı aşağıda verilmiştir.

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \frac{\gamma R_k}{\alpha + R_k^T R_k} (d_k - R_k^T \hat{\theta}_k) \quad (6)$$

burada $\alpha \geq 0$ ve $0 < \gamma < 2$ koşulları sağlanmalıdır, [13]. Bu çalışmada ise, $\alpha = 1$ ve $\gamma = 0.25$ değerleri seçilmiştir. Bu bölümün sonunda, algoritmanın nasıl uygulandığını temsili olarak gösteren bir sahte kod da verilmiştir.

4.4. Stokastik Yaklaşırma Algoritması (SY)

Stokastik Yaklaşırma algoritması, verilerin (1) ile verilen bir modelden üretildiği durumlarda başarılı sonuçlar üretmesi ile bilinir. Bu yöntemde parametre güncelleme kuralı aşağıda verilmiştir.

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + P_k (d_k - R_k^T \hat{\theta}_k) \quad (7)$$

Burada $P_k = (\sum_{i=1}^k R_i^T R_i)^{-1}$ 'dir. Açıkça görülmektedir ki k arttıkça P_k azalır ve öğrenme adım büyüklüğü küçülür. Bu ise büyük k değerleri için yapılan gözlemlerin $\hat{\theta}_k$ vektörü üzerindeki etkisini (değiştirebilme gücünü) azaltır. Bu olumsuzluğu bertaraf etmek için parametre güncelleme algoritması bu çalışmada bir döngü içerisine alınmış ve önceden belirlenmiş bir sayıda olmak üzere tüm örnekler üzerinden gerçekleşen bir ileri sürüm ve güncelleme kuralı ardışık olarak tekrarlanmıştır. Böylelikle $J_i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (d_k - R_k^T \hat{\theta}_k)^2$ ile verilen bir hata ölçütü i arttıkça azaltılabilmüş ve büyük k değerlerindeki örnekler bir döngü içerisinde çok defa işlenmek suretiyle toplamsal etkileri artırılmıştır.

4.5. Eğim Düşümü Algoritması (ED)

Hata geriye yayma olarak da bilinen ED algoritması YSA alanında oldukça yaygın kullanılan bir güncelleme kuralıdır. ED algoritması aşağıdaki gibi bir maliyet fonksiyonunun her bir örnek üzerinden enküçüklenmesi maksadıyla (8) denklemiyle verildiği üzere gradyanın tersi yönünde adım atılması gerektiğini söyler;

$$\begin{aligned} J_k &= \frac{1}{2} e_k^2 \\ &= \frac{1}{2} (d_k - y_{k+1})^2 \\ &= \frac{1}{2} (d_k - R_k^T \hat{\theta}_k)^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{k+1} &= \hat{\theta}_k - \eta \frac{\partial J_k}{\partial \hat{\theta}_k} \\ &= \hat{\theta}_k + \eta e_k R_k, \end{aligned} \quad (8)$$

burada $0 < \eta < 1$ olmalıdır. Yakınsamayı hızlandırmak için güncelleme kuralı aşağıdaki gibi değiştirilebilir

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \eta_i e_k R_k + \mu (\hat{\theta}_k - \hat{\theta}_{k-1}) \quad (9a)$$

$$\eta_{i+1} = \begin{cases} \eta_i + \Delta & E_i < E_{i-1} \\ \eta_i \zeta & E_i > E_{i-1} \end{cases} \quad (9b)$$

Yukarıda (11a) ile yapılan parametre güncelleme işlemi $k = 1, 2, \dots, N$ için tamamlanıp her bir örnekte karşılaşılan karesel hataların toplam değeri hesaplanır ve i . ileri sürüm için $E_i = \sum_{k=1}^N J_k$ şeklinde tanımlanır. Adım büyüklüğünün güncellenmesi ise bu büyüklüğün artması ya da azalmasını dikkate alarak (11b) denklemdeki gibi yapılır. Bu çalışmada $\Delta = 0$ ve $\zeta = 0.99$ değerleri seçilmiştir. ED algoritmasının temel dejavantajı yakınsamanın çok yavaş gerçekleşmesidir, [14].

4.6. Levenberg-Marquardt Algoritması (LM)

Levenberg-Marquardt tekniği, ED yöntemiyle Newton yöntemi arasında bir denge algoritmasıdır. LM parametre güncelleme kuralı (10) denklemiyle verilmiştir.

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + (\mu_i I + R_k R_k^T)^{-1} R_k e_k \quad (10a)$$

$$\mu_{i+1} = \begin{cases} \mu_i \Delta & E_i < E_{i-1} \\ \mu_i \zeta & E_i > E_{i-1} \end{cases} \quad (10b)$$

Bir önceki altbölümde anlatılan şekilde hesaplanan E_i değerine göre μ_i değeri güncellenir. Eğer μ_i büyükse algoritma ED yöntemine, küçük ise Newton yöntemine benzeyen adımlar atar. ED algoritmasına kıyasla LM algoritması çok daha etkin güncelleme adımları belirler ancak bunun getirdiği külfet her adımda matris tersi hesaplamak şeklindedir. Bu çalışmada $\Delta = 1.05$, $\zeta = 0.9$ ve $\mu_0 = 1000$ değerleri seçilmiştir.

4.7. Kayma Kipli Denetim Dayalı Uyarılama Algoritması (KK)

Bu çalışmada ele alınan son yöntem ise Sira-Ramirez tarafından önerilen bir yaklaşımdır ve hata değerinin işaretini kullanır, [15]. Güncelleme kuralının orijinal hali (11) denklemiyle verilmiştir.

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \eta \frac{R_k}{R_k^T R_k} \text{sgn} (d_k - R_k^T \hat{\theta}_k) \quad (11)$$

yukarıda η değeri güncelleme kuralının tasarımcıya bağlı parametresini teşkil eder. Kayma kipli denetimcilerde görülen ve $d_k - R_k^T \hat{\theta}_k \approx 0$ iken ortaya çıkan çatırdama olayı $\hat{\theta}_k$ vektörüne gereksiz ölçüde büyük değişimler verebilir ve bu istenmeyen bir durumdur. Bunu bertaraf edebilmek için $\delta > 0$ olmak kaydıyla $\text{sgn}(x) \approx \frac{x}{|x|+\delta}$ düzensizliği yapılır. Bu çalışmada $\delta = 1e-2$ ve $\eta = 1e-4$ değerleri kullanılmıştır.

% Uygulanan algoritmalar için bir sahte kod

Döngü $i = 1, \dots, 2000$

$E_i \leftarrow 0$

Döngü $k = 1, \dots, N$

$e_k = d_k - R_k^T \hat{\theta}_k$

Koş DK için (6)

Koş SY için (7)

Koş ED için (9a)

Koş LM için (10a)

Koş KK için (11)

$E_i \leftarrow E_i + e_k^2$

Son

Koş ED için (9b), LM için (10b)

Son

5. Arama Stratejilerinin Karşılaştırılması

Tartışılan yöntemlerin başarılarını karşılaştırmak için tanımlayacağımız ilk büyüklük göreceli hata değeridir ve aşağıdaki ifade ile verilir

$$e_{\text{rel}} := \frac{\frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} |d_k - \hat{y}_{k+1}|^2}{\frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} |d_k|^2} \times 100 \%, \quad (12)$$

burada $d_k = y_{k+1}$ ve \hat{y}_{k+1} sırasıyla kavite zemin basıncının ölçülen ve model tarafından tahmin edilen değerleridir. N_f ise deneyin sonlandırıldığı ayrık zaman değeridir. Dikkat edilmelidir ki $\frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} |d_k - \hat{y}_{k+1}|^2$ ifadesi ortalama karesel hataya denk düşer. Diğer bir ölçüt ise Δ_p ile göstereceğimiz ve

$$\Delta_p := \|\mathcal{F}\{d\} - \mathcal{F}\{y\}\|_{\infty}$$

ile tanımlanan hata sinyalinin Fourier dönüşümü grafiğindeki tepe değeridir. Burada \mathcal{F} sembolü, Fourier dönüşümünü simgeler. Diğer ölçütler ise Karesel Toplam Hata (KTH) ve $\mathcal{D}(z) = 1 - b_1 z^{-1} - b_2 z^{-2}$ polinomunun köklerinin değeridir. Dikkat edilmelidir ki kusursuz bir modelin elde edildiği durumda, yani $\hat{y}_{k+1} = d_k = y_{k+1}$ olduğu durumda (1) denkleminin z -dönüşümünde otoregresif kısma denk düşen polinom $\mathcal{D}(z)$ olacaktır. Buna göre, deney grubu verileri ile elde edilen sonuçlar Tablo 1'de özetlenmiştir.

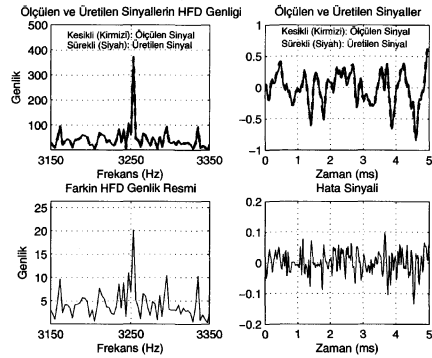
Tablo 1'de görünen değerlere bakılırsa $\mathcal{D}(z)$ polinomunun köklerinin tüm algoritmalar için $0.8 \pm j0.23$ civarında değerlere yakınsaması yaklaşımların ürettiği sonuçların tutarlılığı üzerinde güçlü bir kanıt teşkil eder. e_{rel} ile gösterilen göreceli hata değerlerinin hemen hemen tüm yöntemlerde küçük değerler arzemesine rağmen Δ_p değerlerinde değişke oldukça yüksektir. Buna göre en kötü Δ_p sonucu ED algoritması ile, en iyi sonuç ise KK algoritması ile elde edilmiştir. Bu yöntemlere işlemsel karmaşıklık açısından bakılırsa idi dikkate alınması gereken ilk parametre matris tersi hesabının gerekliliği

Tablo 1: Karşılaştırma Ölçütleri ve Sayısal Değerler

	$e_{\text{rel}}\%$	Δ_p	$\mathcal{D}(z)$ 'nin kökleri	KTH $\times 1e+3$
EKK	2.79	56.025	$0.884 \pm j0.264$	n/a
RKK	2.80	53.585	$0.841 \pm j0.268$	n/a
DK	3.03	116.97	$0.785 \pm j0.207$	n/a
SY	2.76	76.446	$0.848 \pm j0.234$	8.22
ED	3.52	245.397	$0.766 \pm j0.203$	8.77
LM	2.84	71.757	$0.822 \pm j0.250$	8.19
KK	2.70	20.163	$0.862 \pm j0.237$	8.25

olurdu. EKK algoritmasının dögüsel olmaması dolayısıyla bu karşılaştırmaya katılmayacağı da gözönüne alınır RKK ve LM algoritmaları bu bildiriye dikkate alınan yöntemler arasında karmaşıklığı diğerlerine nazaran yüksek denebilecek algoritmalar olurdu. Yakınsaklık açısından bakılırsa, SY, ED, LM ve KK algoritmaları hemen hemen aynı KTH düzeyine erişmekte, en küçük değeri ise LM algoritması üretmektedir. Bu sonuçlara göre, karşı düşen Δ_p ve e_{rel} değerlerinin küçüklüğü ve bağıtlığı gözönüne alınır KK algoritması diğerleri arasında en iyi yöntem olarak kabul edilebilir. Aynı ölçütlere göre RKK ise ikinci sırada yer alacaktır.

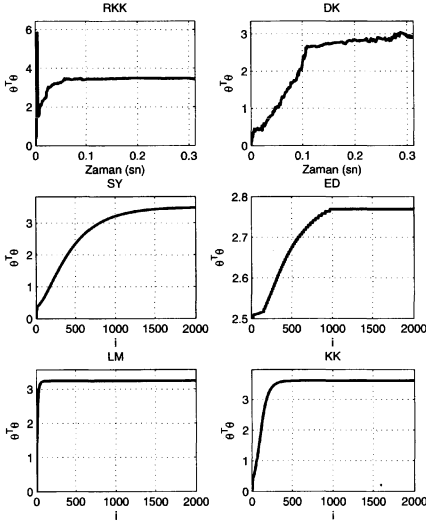
Şekil 3'de KK algoritması kullanılarak elde edilen bazı sonuçlar gösterilmektedir. Sol sütündeki altgrafiklerde frekans domenindeki sonuçlar gösterilmiş, özellikle baskın tepe civarında eşleşmenin çok iyi olduğu görülmüş, farkın Hızlı Fourier Dönüşümü (HFD) genliğine bakıldığında faz uyumunun da kabul edilebilir ölçüde iyi olduğu sonucuna varılmıştır. Aynı şeklin sağ altgrafiklerinde ise bu sonuçları veren zaman domeni sinyalleri çizdirilmiş ve burada da eşleşmenin tatmin edici nitelikte iyi olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 3: KKD yöntemiyle elde edilen sonuçlara göre 5ms'lik bir zaman diliminde ve spektrumun baskın tepesi de kapsayan sınırlı bir kısmında geliştirilen modelin başarımı.

Yukarıda ele alınan büyüklüklerin yanı sıra $\hat{\theta}^T \hat{\theta}$ değerinin zamanla nasıl değiştiğini izlemek de her bir algoritmanın yakınsaklık özelliklerini ortaya koyacaktır. Şekil 4'te bu değer her bir yöntem için çizdirilmiştir. RKK ve DK algoritmaları küme hatası yerine örnek hatası üzerinden çalışmaları dolayısıyla bu yöntemlerde yatay eksen zaman ile, SY, ED,

LM ve KK yöntemlerinde ise yatay eksen i ayrık değeri ile isimlendirilmiş ve i değeri 1 den 2000'e kadar sayarak bir döngü oluşturulmuştur. Döngü son değeri, seçimi tamamıyla tasarımcıya kalmış bir parametredir, bu çalışmada 2000 sayılı değerlerin yakınsaklık özelliklerini görebilmek amacıyla uygun bulunmuştur.

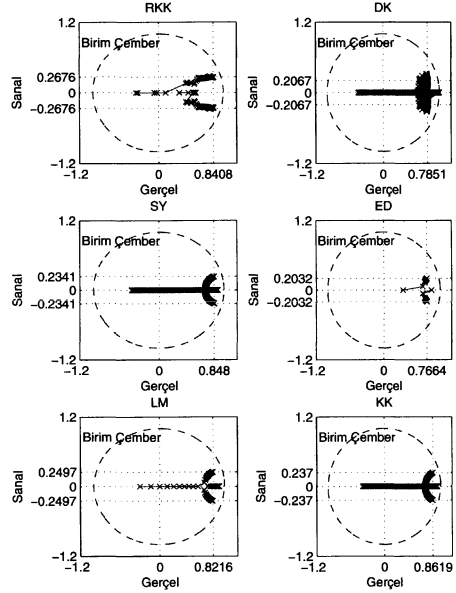


Şekil 4: Ayrık zaman anlarında $\hat{\theta}^T \hat{\theta}$ değerinin gelişimi.

Şekil 4'te gösterilen sonuçlara göre $\hat{\theta}^T \hat{\theta}$ değeri SY, ED, LM ve KK algoritmaları için ani değişimler içermeyen bir gelişim gösterir. Bu yaklaşımlar içerisinde ise LM algoritması en hızlı yakınsamakta ve en düşük KTH değeri vermektedir. Yine de Δ_p değerine göre en iyi sonucu KK algoritmasının ürettiği gözden kaçırılmamalıdır. KK algoritması için parametrelerin son değerleri Tablo 2'de verilmiştir.

Şekil 5'te, $\mathcal{D}(z)$ polinomunun köklerinin zamana göre gelişimi EKK dışındaki her algoritma için gösterilmiştir. İlk bakışta DK algoritması ile yapılan parametre güncelleme esnasında polinom köklerinin sıkça sıçradığı ve ilgili altgrafikten son değer seçilebilir olmadığı görülmektedir. Polinom köklerinde nispeten daha küçük salınımlar gösteren diğer algoritma ise RKK'dir. Kalan dört algoritmaya bakıldığında ise en büyük ilk adımı atan algoritmanın ED olduğu ancak bu algoritma ile yakınsamanın çok uzun sürdüğü ve baskın tepenin iyi yakalanmadığı gözlemlenmiştir. LM ise diğer algoritmalara nazaran daha hızlı yakınsamaktadır. SY ve KK yaklaşımları ise karakteristik bir özellik göstermemekle birlikte tutarlı bir parametre gelişimi seğilemektedirler.

Mach sayısının dinamik modele bir girdi şeklinde katılması ise bu çalışmanın önemli katkılarından biridir. Açık ki böyle bir model, türetiminde izlenen yöntemden dolayı, $M=0.25$ ile $M=0.35$ aralığındaki Mach sayılarında geçerliliğini koruyacaktır.



Şekil 5: Kompleks düzlemde $\mathcal{H}_i(z)$ ile gösterilen transfer fonksiyonlarının kutuplarının hareketi.

Bu kısımda sorulması gereken son soru ise “ η , μ , γ ve α gibi tasarımcının seçimine kalmış parametrelerin değerlerinde değişikliklere giderek kötü sonuç vermiş bir yöntemin başarımı arttırılabilir mi?” sorusudur. Birçok deneme sonucunda bu parametrelerin en iyi sonucu veren değerleri seçilmiş ve bu bildiriye bu değerler sunulmuştur, bu nedenle sorunun cevabı, yapılan deneylerin tutarlılığı oranında olumsuz olacaktır.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada aerodinamik akışların modellenmesinde 7 farklı arama algoritması üzerinde durulmuştur. Akışın karakteristik özellikler arzettiği noktalardan basınç okumaları yapılmış, ve mümkün olduğunca zengin içerikli uyarı sinyalleri ile veri toplama işlemi yapılmıştır. Görelî hata ve tepe farkı

Tablo 2: KK Yöntemi için Değişkenlerin Yakınsadığı Değerler

Parameter	Value
a	0.0245
b_1	1.7238
b_2	-0.7990
c_1	-0.0234
c_2	1.0843e-3
f_1	4.8068e-3
f_2	-38.5801e-3
g	-4.6581e-3

büyüklikleri tanımlanmış, bu değerlere göre KK algoritması umut verici bulunmuştur. Dikkate alınan tüm yaklaşımlarda $\mathcal{D}(z)$ polinomunun kökleri birim çember içerisinde kalmış ve bu da çalışılan modelleme algoritmalarının ve elimizdeki mürerik verilerin tutarlılığı olarak değerlendirilmiştir. Algoritmalar içerisinde döngülü olanların yakınsama özellikleri $\hat{\theta}^T \hat{\theta}$ büyüklüğünün değişimine göre değerlendirilmiş, bu anlamda LM ve SM algoritmalarının başarımları tatminkar bulunmuştur.

Özetle, Δ_p ve e_{rel} değerleri ana, diğer ölçütler ise tali seçim ölçütleridir ve buna göre en iyi sonuçları veren yöntemler sırasıyla KK ve RKK olmuştur.

7. Teşekkür

Bu çalışma kısmen TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Fonu tarafından (Kontrat No ETÜ-BAP-2006/04), kısmen AFRL/VA ve AFOSR (Kontrat No F33615-01-2-3154) tarafından ve kısmen Avrupa Komisyonu (Kontrat No MIRG-CT-2004-006666) tarafından desteklenmiştir.

8. Kaynakça

- [1] D.R. Williams, C.W. Rowley, T. Colonius, R.M. Murray, D.G. MacMartin, D. Fabris, J. Albertson, "Model Based Control of Cavity Oscillations Part I: Experiments," 40th Aerospace Sciences Meeting (AIAA 2002-0971), Reno, NV, 2002.
- [2] C.W. Rowley, D.R. Williams, T. Colonius, R.M. Murray, D.G. MacMartin, D. Fabris, "Model Based Control of Cavity Oscillations Part II: System Identification and Analysis," 40th Aerospace Sciences Meeting (AIAA 2002-0972), Reno, NV, 2002.
- [3] C.W. Rowley, T. Colonius, R.M. Murray, "Dynamical Models for Control of Cavity Oscillations," 7th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conf. (AIAA 2001-2126), May 28-30, Maastricht, The Netherlands, 2001.
- [4] X. Yuan, M.Ö. Efe, H. Özbay, "On Delay-Based Linear Models and Robust Control of Cavity Flows," in *Advances in Time Delay Systems*, LNCSE Vol. 38, pp.287-298, Springer-Verlag.
- [5] C.W. Rowley, T. Colonius, R.M. Murray, "Model Reduction for Compressible Flows, Using POD and Galerkin Projection" *Physica D*, v.189, pp.115-129, 2004.
- [6] X. Yuan, E. Caraballo, P. Yan, H. Özbay, A. Serrani, J. DeBonis, J.H. Myatt, M. Samimy, "Reduced Order Model Based Feedback Controller Design for subsonic Cavity Flows," AIAA Aerospace Science Meeting, Jan. 10-13, Reno, NV, 2005.
- [7] E. Caraballo, J. Malone, M. Samimy, J. DeBonis, "A Study of Subsonic Cavity Flows: Low Dimensional Modeling," AIAA Paper 2004-2124, June 2004.
- [8] L. Cattafesta, D. Williams, C.W. Rowley, F. Alvi, "Review of Active Control of Flow-Induced Cavity Resonance," 33rd AIAA Fluid Dynamics Conference, June 23-26, 2003 Orlando, FL, AIAA2003-3567, 2003.
- [9] M.Ö. Efe, M. Debiase, P. Yan, H. Özbay, M. Samimy, "Control of Subsonic Cavity Flows by Neural Networks - Analytical Models and Experimental Validation," 43rd AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, January 10-13, 2005, Reno, NV, AIAA2005-0294, 2005.
- [10] M.Ö. Efe, M. Debiase, P. Yan, H. Özbay, M. Samimy, "A Generalizing Fuzzy Model for Shallow Cavity Flows Under Different Mach Regimes," 2005 IEEE Conf. on Control Applications (CCA'2005), August 28-31, Toronto, Canada, pp.67-72, 2005.
- [11] M. Debiase, M. Samimy, "An Experimental Study of the Cavity Flow for Closed-Loop Flow Control," AIAA Paper No: 2003-4003, June 2003.
- [12] M. Debiase, M. Samimy, "Logic-Based Active Control of Subsonic Cavity Flow Resonance," *AIAA Journal*, Vol. 42, No. 9, pp. 1901-1909, September 2004.
- [13] K.J. Åström, B. Wittenmark, *Adaptive Control*, Addison Wesley, 1995.
- [14] S. Haykin, *Neural Networks*, Macmillan College Printing Company, New Jersey, 1994.
- [15] H. Sira-Ramirez, E. Colina-Morles, "A Sliding Mode Strategy for Adaptive Learning in Adalines," *IEEE Trans. on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*, v.42, no.12, pp.1001-1012, 1995.

Güç Kesintisi Uygulayan Devrelerin Uyanma Gecikmelerinin Belirlenme Zamanının Azaltılması

Yusuf Sinan Hanay¹, Oğuz Ergin², Utku Diril³

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Söğütözü Cad. No: 43, 06560 Ankara
hanay@etu.edu.tr

²Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Söğütözü Cad. No: 43, 06560 Ankara
oergin@etu.edu.tr

³Nvidia
Santa Clara, CA, ABD
udiril@nvidia.com

Özetçe

Sızıntı akımının yarattığı güç tüketimi yüksek ölçekli devrelerin üretilmesi için kullanılan küçük boyutlu teknolojilerde yonganın tükettiği toplam gücün büyük bir kısmını oluşturur. Yonganın işe yarar bir iş yapmadığı halde ortaya çıkan bu durağan durum güç tüketimi yüksek sıcaklıklarda tüketilen toplam gücün yarısına kadar çıkabilir. Durağan durumdaki güç tüketimi devrelerin etkin olmadıkları anlarda kaynak geriliminin kesilmesi yolu ile 100 kat kadar düşürülebilir. Kaynak geriliminden uyku transistörü adı verilen transistörlerle ayrılmış bu devrelere yeniden gereksinim duyulduğunda kesinlen güç yeniden devreye sokulmalıdır.

Devre tasarımcıları için uyku transistörleri açıldıktan sonra, devrenin tamamen işler duruma geçmesini için gereken zamanı bilmek önemlidir. Şu anki tasarım araçları kullanılarak devrelerin uyku transistörlerinin üzerindeki düğümlerin kararlı duruma geçme zamanının hesaplanması benzetimlerde uzun zaman almaktadır. Bu bildiride devrelerin uyku transistörleri olmadan gösterdikleri davranışı modelleyerek kararlı duruma ulaşma zamanının çözümlenmesi işlemini hızlandıracak bir yöntem önerilmektedir. Önerilen yöntem kullanılarak yapılan benzetimler olağan SPICE benzetimlerine göre 2 kat daha az zamanda sonuçlanmıştır.

1. Giriş

Güç tüketimi günümüzde tasarlanan sayısal sistemler için önemli bir kısıtlamadır. Yüksek güç tüketimi, yüksek soğutma masraflarına, güvenilirlik zaafına, yüksek enerji masraflarına ve taşınabilir cihazlar için düşük pil ömrüne neden olur. CMOS devrelerin güç tüketimi durağan ve devingen güç tüketimi olmak üzere iki ayrı türe ayrılır. Devrelerin anlamlı bir iş

yapmadığı anlarda bile oluşan durağan güç tüketimi, kaynak gerilimi ile toprak arasında yerleştirilen tranzistör yolu sayısına bağlı olarak artar. CMOS devrelerin işlemesi sırasında ara düğümlerdeki sıgaların dolup boşalması ve giriş çıkış işaretlerinin değişmesi sırasında anlık olarak NMOS ve PMOS türlü transistörlerin aynı anda iletim durumunda olması nedeniyle devingen güç tüketimi oluşur. Dvingen güç tüketimi devlerin işlem yaptığı sırada oluşması nedeniyle daha anlamlıdır ve günümüze kadar geçen sürede üretilmiş pek çok devrede baskın güç tüketimi türü olagelmıştır. Ancak günümüzde küçülen transistör boyutları, yükselen işletim sıcaklıkları ve artan transistör sayıları durağan güç tüketimini toplam güç tüketiminin ihmal edilemez bir parçası haline getirmiştir.

CMOS devrelerinde eşik-altı sızıntısı, kapı-oksit tünel sızıntısı ve savak-taban ters kutuplanması ile kaynak-taban kavşağında oluşan banttan banda tünel sızıntısı olmak üzere üç tür durağan güç tüketimi vardır [1]. Bu bileşenlerin arasında toplam durağan güç tüketimi içinde en önemli payı alan eşik-altı sızıntısıdır. Eşik-altı sızıntısından kaynaklanan güç tüketimi transistörün eşik gerilimine ve sıcaklığa üstel bağıntıyla bağlıdır [2]. Her yeni nesil üretim teknolojisi ile CMOS devrelerin besleme gerilimi düşmesiyle birlikte transistörün gecikmesini kabul edilebilir düzeyde tutabilmek için eşik gerilimleri de düşürülür. Bu durum küçülen transistör boyutlarıyla birlikte eşik-altı sızıntı akımlarında önemli bir yükselmeye neden olmuştur. Özellikle devre yüksek sıcaklıklarda iken eşik-altı güç tüketimi devrenin toplam güç tüketiminin yarısına kadar çıkabilir. Sızıntı akımının her yeni nesil mikroişlemci neslinde 7,5 kat artması beklenmektedir [3].

Sızıntıdan kaynaklanan güç tüketimini azaltmak için bugüne kadar pek çok teknik önerilmiştir. Bunların arasında en yaygın olarak kullanılan devrenin değişik yerlerinde

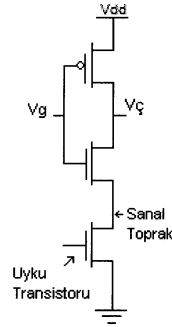
farklı eşik gerilimleri kullanmaktır. Burada ana fikir hız açısından önemli olan devre yollarında düşük eşik gerilimi olan (yüksek hızlı ve yüksek güç tüketimli) transistörler kullanılması, genel devre hızı açısından önemsiz olan yollarda yüksek eşik gerilimli (düşük hızlı ve düşük güç tüketimli) transistörler kullanılmasıdır. Bu teknik devrenin genel gecikmesini değiştirmekten sızıntı akımından kaynaklanan güç tüketimini önemli oranda azaltır. Bu teknik seçilen eşik gerilimlerine bağlı olarak, yalnızca düşük eşik gerilimi kullanan devrelere göre güç tüketimini 2-10 kat arası azaltılabilir [9], [12], [15], [16]. Transistörlerin gerilim ile toprak arasına yan yana seri olarak bağlanması da sızıntı akımını etkileyen bir başka etkidir. Seri olarak bağlanmış iki kapalı transistörden akan sızıntı akımının yarattığı güç tüketimi, tek bir kapalı transistörden akan sızıntı akımının yarattığı güç tüketiminden çok daha azdır. Bu gözlem pek çok devrenin durağan güç tüketimini azaltmakta kullanılmıştır. [4] ve [17]'de devre girişleri transistörlerin en çok sayıda seri olacağı biçimde seçilmiştir. [6], [9], [11] ve [14]'te sızıntı akımının azaltılması için devre ile seri olarak bir uyku transistörü bağlanmıştır. Bu transistör devre çalışırken iletim durumunda devre anlamlı bir işlem yapmadığındaysa kapalı durumdadır. Bu teknik devrenin çalışmadığı durumda gerçekleşen durağan güç tüketimini büyük ölçüde azaltır. Ancak bu tekniğin uyku transistörü üzerine düşen gerilim nedeniyle devre işlem yaptığı sırada işlem hızını yavaşlatıcı etkisi vardır. Aynı zamanda uyku transistörünün açıp kapatılması sırasında da belirli bir zaman geçmekte ve devre uyku transistörü açıldıktan hemen sonra kullanılamamaktadır. Bu nedenle devrenin yeniden uyanması için geçen zamanın hesaplanması devrenin en az sürede işler duruma geçirilmesi ve uyku transistörünün yan etkilerini azaltmak için büyük önem taşımaktadır.

Durağan güç tüketiminin azaltılması için uyku transistörü kullanılan devrelerde devre uyku transistörü ile gerilim kaynağından ayrılmış durumda iken yeniden uyandırılmak istendiğinde, devrenin tüm düğümlerindeki gerilimlerin ne kadar zamanda kararlı duruma geçeceğini bilmek önemlidir. Devrenin ara düğümlerindeki gerilimler kararlı duruma geçmeden devre yeniden kullanılamaz. Bu nedenle tasarım anında devrelerin ne kadar zamanda uyanacağını hesaplanması önemlidir.

Uyku transistörünün bağlı olduğu düğüm, transistör ilemediği durumda açıkta olduğu için, bu düğümün üzerine düşen gerilim kararlı duruma ulaşmaya kadar geçen zamanın benzetim yoluyla bulunması diğer sıradan CMOS devrelerinin gecikmelerinin benzetim yoluyla bulunmasına göre çok daha uzun zamanda gerçekleşmektedir. Çok yüksek sayıda transistöre sahip devreler sızıntı akımının azaltılması için uyku transistörleri kullanılarak tasarlandığında benzetim zamanının çok uzun olması nedeniyle uyanma süresinin doğru olarak hesaplanması mümkün olamamaktadır. Bu nedenle uyku transistörünün kullanıldığı durumlarda CMOS devrelerin benzetim zamanının azaltılması önem kazanmaktadır. Bu çalışmada CMOS devrelerin uyku transistörü dışında kalan kısmın davranışının modellenerek benzetim zamanının azaltılmasını önermekteyiz.

2. Davranış Modellemesi ile Benzetim Zamanının Azaltılması

Sızıntı akımını azaltmak için uyku transistörü kullanan devrelerin benzetim zamanını düşürebilmek için bu çalışmada uyku transistörü dışında kalan CMOS bileşenlerinin aktarım fonksiyonları polinomlarla modellenmiştir. Bu modelleme yapılırken bileşene uygulanan gerilim, V_G , ve uyku transistörünün yerleştirildiği düğümün (sanal toprak) gerilimi, V_{ST} , bağımsız değişkenler olarak alınmıştır. Uyku transistörü açıldığında, sanal toprak düğümü topraklanır ve devrenin gerçek toprağına çok yakın bir değere erişir. Bu değer kararlı duruma gelmesinin benzetimi uyku transistörü bağlıyken çok uzun sürmekte, devre uyku transistörü olmadan benzetildiğinde ise benzetim kısa zamanda sonuçlanmaktadır. Bu nedenle devrenin uyku transistörlerinin dışında kalan bileşenlerinin bir polinomla modellenip bu polinomun uyanma zamanı zamana-teme bir kara kutu olarak katılması benzetim süresinden kazanç sağlamaktadır.



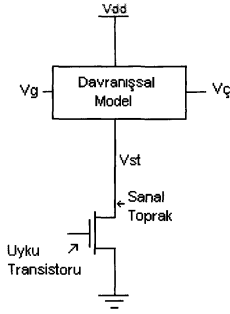
Şekil 1: Uyku Transistörli CMOS Evirici

Bu yaklaşımın denenmesi için Şekil 1'de gösterilen uyku transistörlü bir eviricinin benzetimi seçilmiştir. Devre öbeklerinin davranışını uyanma zamanını bulmak için yapılan benzetime aktarmak için öbeklerin yerine polinom modelleri kullanılmıştır. Bu yöntemin Şekil 1'e görülen evirici devresine uygulanmış hali Şekil 2'de gösterilmiştir.

Aktarım fonksiyonunun çıkarımında ilk adım, değişen V_G ve V_{ST} gerilimlerine göre oluşan çıkış gerilimi değerlerini, V_G , belirlemektir. CMOS evirici V_G ve V_{ST} 'yi 0V'tan V_{DD} 'ye kadar 0.1V ve 0.05V'lık artışlarla benzetilmiştir. Bu V_G ve V_{ST} 'ye karşılık gelen tüm çıkış gerilimi değerleri bir tabloya aktarılmıştır. Devre benzetim programı SPICE'in, polinom olarak modellenmiş aygıtları benzetme yeteneği kullanılarak Şekil 1'de gösterilen evirici yerine benzetimlerden elde edilen tablonun iki değişkenli polinomlara çevrilmiş hali kullanılmıştır. Kullanılan bu tablo değişik girişler için devrenin sağladığı çıkış gerilimlerini göstermektedir. Tablolardaki satır ve sütunlarda kullanılan giriş gerilimlerinin arasında küçük artışlar olması tablodaki nokta sayısını ve dolayısıyla sonuçta ortaya çıkacak olan polinomun doğruluk oranını artırmaktadır. Bu tablolardaki gerilim değerleri MathCad yazılımı kullanılarak çeşitli dereceden polinomlar için polinom katsayıları hesaplatılmış ve bu polinom katsayıları kullanılarak,

SPICE modelleri benzetim için hazırlanmıştır. Üretilen POLY isimli fonksiyon için yazılmış SPICE kodu aşağıdaki gibidir:
 EXXXXX NODE+ NODE- POLY(degree) (x1, x2, ...)
 c0 c1 c2 . . .

Bu ifadeye yer alan EXXXX, modelin gerilim ile denetlenen gerilim kaynağı olduğunu, NODE+ ve NODE- modelin çıkış düğümlerinin pozitif ve negatif düğümlerini, ve c_i 'ler de polinomun katsayılarını gösterir. x_i 'ler ise kullanılan polinom modelinin girişleridir. Örnek olarak kullanılan evirici için bu girişler V_{ST} ve V_G 'dir. Daha sonra değişik derecelerde polinomlarla modellenmiş eviriciler SPICE kullanılarak benzetilmiş ve benzetim zamanları kaydedilmiştir. Elde edilen benzetim zamanları ve benzetim sonuçlarında sağlanan doğruluk oranları "sonuçlar ve açıklamalar" bölümünde ayrıntılı biçimde sunulmuştur.



Şekil 2: Davranış Modeli

3. Sonuçlar ve Açıklamalar

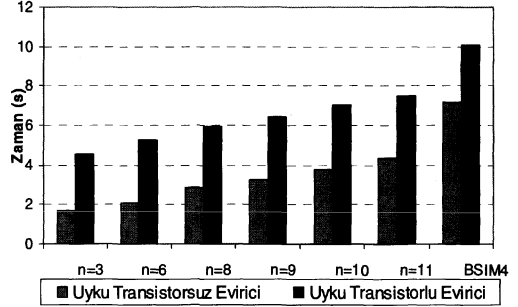
Tablo 1 yapılacak benzetimde kullanılmak üzere çıkarılan tablo ile polinom model arasındaki Pearson ilinti katsayılarını göstermektedir. Derecesi n olan bir polinom için $(n+1)(n+2)/2$ katsayı hesaplanması gerekir ve bu durum aynı sayıda çarpım yapılmasına yol açar.

Tablo 1: Tablo ve Üretilen Polinomlar Arasındaki İlintiler

Polinomun Derecesi	0,1 Artırımlı	0,05 Artırımlı
3	0,932	0,930
5	0,966	0,965
7	0,980	0,979
8	0,981	0,979
9	0,984	0,984
10	0,984	0,986
11	0,988	0,987

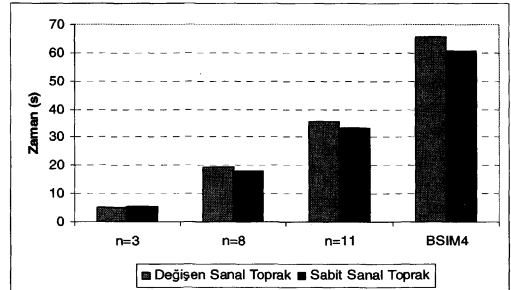
Şekil 1'de gösterilen evirici hem polinomlarla modellenmiş hem de fiziksel BSIM4 [10] modeli kullanılarak benzetilmiştir. Yapılan iki ayrı benzetimin tamamlanma süreleri Şekil 3'de gösterilmiştir. Benzetim sonuçları BSIM4 ile karşılaştırıldığında önerilen 11. dereceden polinom modelinin benzetim zamanını 1,69 kat düşürdüğü gözlenmiştir. Alınan sonuçlar daha düşük dereceli polinom modellerinin

kullanılmasının benzetim zamanını daha fazla düşürdüğünü, ancak benzetim sonuçlarının doğruluğunun düşük dereceli polinomlar kullanıldığında daha az olduğunu göstermiştir.



Şekil 3: Tek evirici için CPU yürütümü zamanı

Şekil 3'te sol tarafta gösterilen sonuçlarda her polinom derecesi için sol taraftaki çubuk, uyku transistorsüz eviriciler için benzetim zamanlarını, sağ taraftaki çubuk ise uyku transistor bağlanmış eviricilerdeki benzetim zamanlarını göstermektedir. Şekilde görüldüğü gibi 11. dereceden karmaşık bir polinom bile benzetim zamanında çok önemli bir düşüş sağlamıştır. Benzetilen örnek devrelerde yalnızca işlevi gören devrelerin davranışı modellenmiş uyku transistörünün davranışı ise modellenmemiştir. Eğer uyku transistörünün davranışı da devrenin geri kalanı gibi ayrıca modellenirse, benzetim zamanının daha da düşecek ancak benzetim sonunda bulunan sonuçların doğruluğu da azalan benzetim zamanıyla birlikte azalacaktır.



Şekil 4: 10 evirici için CPU yürütümü zamanı

Önerilen modelin daha büyük devrelerde etkisinin gözlenmesi için, art arda bağlanmış 10 eviricinin benzetimi yapılmıştır. Şekil 4 bu devrelerin benzetimi sırasında elde edilen koşma zamanlarını göstermektedir. Şekilde gösterilen her bir polinom derecesi için sağ taraftaki çubuklar sanal toprak geriliminin sabit tutulduğunda elde edilen benzetim zamanlarını, sol taraftaki çubuklar ise sanal toprağın aldığı gerilim değeri serbest bırakıldığında ölçülen benzetim zamanını göstermektedir. Sanal toprağın gerilim değeri sabitlendiğinde

gözlemlenen benzetim zamanı 11. dereceden bir polinom için 1,81 katlık bir hızlanma göstermektedir. Ancak genelde uyku transistörü kullanan devrelerde V_{ST} geriliminin aldığı değer devingen olarak değiştiğinden Şekil 4'te her bir polinom derecesi için sol yanda gösterilen çubuklar daha büyük önem taşır. Değişken gerilimli sanal toprak kullanılarak yapılan benzetimlerde 11. derece polinom modeli kullanıldığında benzetim zamanında 1,84 kat, 8. derece polinom modeli kullanıldığında ise benzetim zamanında 3,64 katlık bir azalma sağlanmıştır.

Tablo 2: Tablo ve Üretilen Polinomlar Arasındaki İntitler

Model	N= 8	N= 11	BSIM4
Yürütme Zamanı (sn)	19,27	35,52	65,70
Yineleme	141945	141330	141261
Devre Denklemleri	25	25	59

Tablo 2, fiziksel model ile önerilen modelleme tekniğinin devre denklemi sayılarını, benzetim zamanlarını ve sonuca yaklaşmak için yapılan yineleme sayılarını göstermektedir. Sonuçlar, yineleme sayılarının tüm modeller için yaklaşık aynı olmasına rağmen, fiziksel modelin polinom modelden daha fazla denklem sayısı olduğunu göstermektedir. Benzetim zamanı yineleme sayısı, (N_Y), ve devre denklem sayısı, (N_D), çarpımıyla doğru orantılıdır. Bundan dolayı 8. dereceden polinom modelinin yineleme sayısı fiziksel modelden fazla olmasına rağmen, polinom modeli kullanıldığında daha az devre denklemi çözüldüğü için yapılan benzetim daha kısa sürmüştür. Fiziksel modelin $N_Y \times N_D$ çarpımının, 8. derece polinom modelinkine oranı 2,34 iken benzetim zamanı oranı 3,43'dür. Bu sonuç BSIM4 fiziksel CMOS modelinin denklemlerinin, iki değişkenli 8. derece polinoma göre neden daha fazla zaman aldığını göstermektedir.

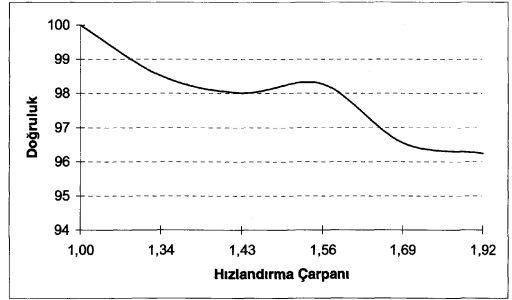
Tablo 3: Sanal Toprağın Kararlı Hale Gelmesi İçin Gerekten Zaman

Model	t_k (ps)	CPU Zamanı (s)	Hata (%)
BSIM4	107,60	10,080	—
N= 11	109,20	7,508	1,484
N= 10	109,746	7,064	1,985
N= 9	109,474	6,476	1,733
N= 8	111,316	5,964	3,444
N= 6	111,650	5,256	3,755
LEVEL 1	0,600	2,028	99,434
LEVEL 2	55,200	2,528	48,703
LEVEL 3	76,078	2,256	29,301
LEVEL 52	127,660	3,932	18,633

Dikkat edilmesi gereken diğer bir konu, benzetim sonuçlarının fiziksel model kullanılarak yapılan benzetim sonuçları ile olan tutarlılığıdır. Tutarlılığı değerlendirmek için, benzetilen eviriciye bir uyku transistörü bağlanmış, hem BSIM4 fiziksel modeli ile hem de ürettiğimiz polinom modelleri ile benzetimleri yapılmıştır. Tablo 3 uyku transistörü açıldıktan sonra sanal toprağın 0V'da kararlı hale gelebilmesi için gereken zamanı, t_k , mikroişlemcide benzetim programının koşma zamanını ve elde edilen sonucun fiziksel model kullanılarak elde

edilen sonuca göre bağlı hatasını göstermektedir. Bir eviriciyi polinomlarla ifade etmek çok fazla basitleştirme olarak görülse de, davranış modelleri kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarının beklenen değerlere çok yakın olduğu Tablo 3'te görülmektedir. Bulunan sonuçlar daha önce geliştirilmiş diğer SPICE MOSFET modelleri kullanılarak yapılan benzetimlerin sonuçlarıyla da karşılaştırılmıştır. Bu modellerden Level 1, 2 ve 3 genellikle kanal uzunluğu 1-10 μm olan devreler için geçerlidir; LEVEL 52 ise kısa kanal etkilerini de göz önüne alan BSIM3V3'tür.

Şekil 5, polinom modellerinin hızlandırma ve doğruluk ödünleşim eğrisini göstermektedir. Bu şekilde doğruluk BSIM4 modelinin sonuçlarına göre tanımlanmıştır. Şekilde de görüldüğü gibi doğruluktan küçük bir miktar fedakarlık ederek benzetim zamanında önemli bir düşüş elde edilebilir.



Şekil 5: Polinom Modellerde Doğruluk ve Hızlandırma

4. Sonuç

Bu çalışmada uyku transistörü kullanan devrelerin benzetim zamanının düşürülmesi için bir yöntem sunulmuştur. Benzetimi yapılan kapıların, davranışlarını temsil eden bir eğri ile değiştirilmesiyle benzetim sonuçlarından çok az oranda kayıp vererek, benzetim zamanlarından yüksek kazanımlar sağlanmıştır. Örnek olarak seçilmiş uyku transistörlü eviricilerin benzetimleri, 6ncı derece polinom için doğruluktan yalnızca %3,75 kaybederek yaklaşık iki kat hızlandırma ve 11inci derece polinom için benzetim sonucu doğruluğundan %1,484 oranında kayıp ile 1,342 kat hızlandırma elde edilebileceğini göstermiştir.

5. Kaynakça

- [1] K. Roy, S. Mukhopadhyay, H. Meimand, "Leakage Current Mechanisms and Leakage Reduction Techniques in Deep-Submicron CMOS Circuit" *Proceedings of IEEE*, 2003, pp.305-327.
- [2] P. E. Allen, D. R. Holberg, "CMOS Analog Circuit Design" *New York: Oxford University Press*
- [3] S. Borkar, "Design Challenges of Technology Scaling" *IEEE Micro*, pp.23-29, Jul-Aug, 1999.
- [4] J. P. Halter, F. Najm, "A Gate-Level Leakage Power Reduction Method for Ultra-Low-Power CMOS Cir-

- cuits" *Custom Integrated Circuits Conference*, pp.475-478, 1997.
- [5] G. Angelov, M. Hristov, "SPICE Modeling of MOSFETs in Deep Submicron" *27th International Spring Seminar on Electr. Technology (ISSE)*, Bankya, Bulgaria, Book 2, pp. 257-262, May 2004.
- [6] T. Inukai, "Boosted-gate MOS (BGMOS): Device/Circuit Cooperation Scheme to Achieve Leakage-Free Giga-Scale Integration" *Custom Integrated Circuits Conference*, pp.409-412, 2000.
- [7] S. M. Kang, Y. Leblebici, "CMOS Digital Integrated Circuits: Analysis and Design" *New York: McGraw-Hill*, 2nd ed., 1999.
- [8] J. T. Kao, A. P. Chandrakasan, "BDual-Threshold Voltage Techniques for Low-Power Digital Circuits" *IEEE JSSC*, 35(7):1009-1018, July 2000.
- [9] M. Ketkar, S. S. Sapatnekar, "Standby Power Optimization via Transistor Sizing and Dual Threshold Voltage Assignment" *International Conference on Computer Aided Design (ICCAD)*, 2002, pp. 375-378.
- [10] W. Liu, X. Jin, K. M. Cao, C. Hu, "BSIM4.0.0 MOSFET Model Users' Manual" Berkeley, CA, Univ. California, 2000.
- [11] S. Mutoh, T. Douseki, Y. Matsuya, T. Aoki, S. Shigematsu, J. Yamada, "1-V Power Supply High-Speed Digital Circuit Technology with Multithreshold-Voltage CMOS" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 30, No. 8, 847-854, August 1995.
- [12] D. Nguyen, et al. "Minimization of Dynamic and Static Power Through Joint Assignment of Threshold Voltages and Sizing Optimization" *International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED)*, 2003, pp. 158-163.
- [13] H. Schichman, D. A. Hodges, "Modeling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistors" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-3, no. 5, pp.285-289, 1968.
- [14] S. Shigematsu, S. Mutoh, Y. Matsuya, Y. Tanabe, J. Yamada, "A 1-V High-Speed MTCMOS Circuit Scheme for Power-Down Application Circuits" *IEEE JSSC*, 32(6):861-869, June 1997.
- [15] Q. Wang, S. B. K. Vrudhula, "Static Power Optimization of Deep Submicron CMOS Circuits for Dual VT Technology" *International Conference on Computer Aided Design (ICCAD)*, pp.490-496, 1998.
- [16] L. Wei, Z. Chen, K. Roy, Y. Ye, V. De, "Mixed-Vth (MVT) CMOS Circuit Design Methodology for Low Power Applications" *Design Automation Conference (DAC)*, pp.430-435, 1999.
- [17] Y. Ye, S. Borkar, V. De, "A new technique for standby leakage reduction in high performance circuits using transistor stack effects" *International Symposium on VLSI Circuits*, pp.40-41, 1998.

Taşıyıcı Robotların Algılama Belirsizliğinde Parçacık Süzgeç Başarım Analizi

Halûk Bayram¹, Ayşın Ertüzün², H. Işıl Bozma²

Akıllı Sistemler Laboratuvarı

¹ Sistem ve Kontrol Mühendisliği

² Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Boğaziçi Üniversitesi, İstanbul

hbayram@boun.edu.tr, ertuz@boun.edu.tr, bozma@boun.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride, geometrik olarak sadeleştirilmiş yerleştirme probleminin hatalı algısal veri durumu incelenmektedir. Senaryoda, 2 boyutlu çalışma ortamında bir robot ve taşınacak parçalar vardır. Robotun ve/veya parçaların gerçek ve ölçülen konum bilgileri arasındaki fark robot hareketinin düzensiz olmasına veya çarpışmalara yol açabilmektedir. Bu yüzden, robot ve parçaların konum bilgilerini yani durum bilgilerini yüksek dereceden doğrusal olmayan sistemi göz önünde tutarak kestirmek gerekmektedir. Çözüm parçacık süzgeç (PS) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. PSler doğrusal olmayan ve/veya gauss olmayan ortamlarda özinyeli Bayesçi süzgeci gerçekler. Parçaların modelleri doğrusal olduğundan parçalar için yaklaşım Kalman süzgecine dönüşür. İlk olarak, robotun dinamik modeli ve ölçüm modeli algısal verideki hataları içerecek şekilde düzenlenmiş, sonra konum kestirimini iyileştirebilmek için PS kullanılmıştır. Robot hareketindeki düzelmeler ve çarpışma sayısındaki düşüş bilgisayar deneyleriyle doğrulanmıştır. Cramer-Rao alt sınır kullanılarak sistemin kuramsal olarak da başarımı ölçülmüştür.

1. Giriş

Bu bildiri yerleştirme problemini [1] -geometrik sadeştirmeler yaparak [2] ve algısal bilginin tam doğru olmadığını kabul ederek - ele almaktadır. Bu senaryoda, iki boyutlu çalışma ortamında disk şeklinde bir robot ve bu robot tarafından hareket ettirilecek parçalar bulunmaktadır. Robotun görevi tüm parçaları istenilen hedef konumlara yerleştirme olarak tanımlanmıştır. Parçalara dışarıdan bir müdahale olmayacağı garantisini verilmediğinden, robotun tepkin bir strateji uygulaması gerekmektedir. Yapay potansiyel işlevlere dayanan geribeslemeli olay-güdümlü bir yaklaşım [2]'de gösterilmiştir. Bu biçimsel algoritma iki varsayım üzerine kurulmuştur : robot (i) tüm parçaların konum bilgilerine, ve (ii) kendi eklem pozisyon bilgilerine tam olarak sahiptir. İyi bilindiği üzere, gerçek uygulamalarda, algısal ölçümler optik kodlayıcılardan ve kamera tabanlı görme sisteminden geri beslendiğinden - bu bilgiler algısal hatalara sebep olabilir - yapılan varsayımlar gerçekle örtüşmeyebilir. Robotun gerçek ve ölçülen konum bilgileri arasındaki fark düzgün olmayan hareketlere ve hatta çarpışmalara yol açabilir. Bu nedenle, robot bahsettiğimiz durumdaki gibi sadece ham algısal veriyeye bağlı olarak çalışamaz,

ve konum bilgisini kestirmesi gerekmektedir. Bu bildirinin katkısı algısal hatayı göz önüne alarak PSler ile yapay potansiyel işlevlere dayanan tepkin stratejileri tümleştirmektedir.

1.1. İlgili Çalışmalar

Tepkinliği sağlayabilmek için yapay potansiyel işlevlere dayanan bir yaklaşım [3] ve [4]'de gösterilmiştir. Fakat, yapıları istenmeyen yerel minimadan olumsuz etkilendiğinden ve bundan dolayı istenilen hedef konumlara yakınsamayı garanti edemediğinden kullanımları sınırlı kalmıştır. Devamı olan bir çalışmada, dikkatle oluşturulmuş işlevler sayesinde bu olumsuzluğun üzerinden gelinebileceği gösterilmiştir. Gezinim işlevlerin global yakınsama özelliklerinin olduğu gösterilmiş ve [5]'de hareket etmeyen engeller arasında robot gezinim durumu için bu özellikli bir yapı sunulmuştur. Yaklaşım, sonra, doğrusal parça taşıma ve tekrar-düzenleme problemleri için genelleştirilmiştir. Bir geribesleme kontrol birimi ailesi içinde ardışık anahtarlamalar yaparak, yakınsamanın veya sonlandırmanın sağlanabileceği bir plan oluşturulabilmektedir [6]. İki boyutta gerçek bir uygulama, [2]'de verilmiş ve değişken ortamlarda bu yaklaşımın kararlılığı gösterilmiştir. Ancak yapılan tüm çalışmalarda algısal bilginin gürlütsüz ve dolayısıyla hatasız olduğu varsayımı yapılmıştır.

Halbuki robot uygulamalarının çoğunda, algılayıcıların doğal özelliklerinden dolayı gürlütlü veri iletilirler. Dolayısı ile, gürlütlüye karşı dayanıklılık önemli bir meseledir. Dinamik sistemin durumlarını kestirebilmek için olasılıksal bir yaklaşım olarak PSler ileri sürülmüştür. Yüksek derece doğrusal olmayan problemler içinde bu yaklaşım kullanılmıştır [7], [8]. Ardışık önem tekrar örnekleme (SIR), Yardımcı önem tekrar örnekleme (ASIR) ve Düzenlenmiş Parçacık süzgeci (RPF) gibi birkaç değişik şekilde PSler ardışık önem örnekleme (Sequential importance sampling- SIS) algoritmalarının genel bir çatısı altında tanıtılmışlardır [9]. Robot problemlerine uygulamaları bir çok araştırmacı tarafından incelenmiştir [10], [11], [12]. [13] ve [14] çalışmalarımızda PSlerin parça taşıma problemlerine uygulaması yapılmıştır. Farklı gürlütlü ve görev zorluğu senaryolarında yapılan benzetim sonuçlarına göre robot hareketinde ve çarpışma sayısında önemli iyileşmeler elde edilmiştir. Bu çalışmamızda, elde edilen iyileşmenin Cramer-Rao alt sınırı kullanarak, kuramsal analizi sunulmaktadır.

1.2. Problem Tanımı

Hareket yeteneğine sahip bir robot iki boyutlu bir çalışma alanında hareket kabiliyeti olmayan parçalar ile birlikte bulunmaktadır. Ölçüm gürültüsünden dolayı tüm konum bilgileri hatalı olarak elde edilebilmektedir. Robot, bu hatalı veriye dayanarak, bir parçayı taşımak için seçecek, tüm parçalar hedef konumlara yerleştirilene kadar, parça taşıma işlemi devam edecektir.

1.3. Yöntem

Yöntemimiz geribeslemeli olay güdüm yaklaşımının PS ile tümleştirilmesine dayanmaktadır. İlk olarak, robotun dinamik modeline algı hataları dahil edilmiştir. Sonra, robotun ve parçaların iyileştirilmiş konum kestirimlerini elde etmek için PS kullanılmıştır. Olasılık yoğunluk fonksiyonu (oyf) kullanarak robotun konumu güncellenmektedir. Parçalar kendileri sabit olduklarından, PS Kalman süzgecine indirgenebilir. Bu Kalman süzgeç ile parçaların da konum kestirimleri iyileştirilmektedir.

2. Geribesleme Olay Güdümlü Parça Taşıma

Geribesleme olay güdümlü parça taşımanın matematiksel biçimi şöyledir [2]: Her parça $i \in P = \{1, \dots, p\}$, $p \in Z^+$, merkez $b_i \in R^2$ ve yarıçap $\rho_i \in R$ bilgisi ile tanımlanır. Tüm parçaların durum vektörü $b \in R^{2p}$, $b = \sum_{i \in P} b_i \otimes e_i$ olarak tanımlanır. $e_i \in R^p$ birim vektörlerdir. Robotun amacı herbir parçayı $g_i \in R^2$ hedef konumuna ulaştırmaktır. Tüm hedef konumlarını içeren vektör $g \in R^{2p}$, $g = \sum_{i \in P} g_i \otimes e_i$ olarak belirtilir. Robot merkez $r \in R^2$, tutucunun x eksenine ile yaptığı açı θ ve yarıçap $\rho_r \in Z^+$ bilgileri ile nitelendirilir. Genişletilmiş robot durum vektörü $r_a = [r \ \theta]^T$ 'dir. Problem aşağıdaki kuralları ile çözülmüştür:

- Herbir parça için, iki aşamalı bir altgörev atanır : i) *parça-eşle*: Robot parçayı almaya gidiyor, ii) *parça-taşı*: Robot parçayı hedef konuma taşıyor.
- Aynı anda bir altgörev işletilir.
- Altgörevler birbirleriyle yarışır haldeler ve robot aciliyet ölçütüne göre bir altgörev seçer.

2.1. Parça Eşleme

Eşleme kontrol kuralları $\varphi_i : R^2 \times R^{2p} \rightarrow R$, $\forall i \in P$ düzgün skaler değerli eşlemlerin derlemi ile tanımlanır. Her φ_i şeklinde tanımlanır:

$$\varphi_i(r, b) = \frac{\gamma_i^{k_2}(r, b)}{\beta_i(r, b)}$$

$\gamma_i : R^2 \times R^{2p} \rightarrow R$ robot ile parça i arasındaki öklid uzaklığının karesidir. $\beta_i : R^2 \times R^{2p} \rightarrow R$ engel fonksiyonu $\beta_i(r, b) = \prod_{i \in P} \|r - b_i\|^2 - (\rho_r - \rho_i)^2$, $\forall i \in P$ olarak tanımlanır. $k_2 \in Z^+$ sabit değeri uygun şekilde seçilmiş pozitif bir tamsayıdır. Robotun parça i 'e hareketi aşağıdaki dinamik sistem ile yönlendirilmektedir:

$$\dot{r} = -D_r \varphi_i(r, b)$$

2.2. Parça Taşıma

Robot parça i 'yi eşlediği zaman, robot-parça birleşik yapısı genişletilmiş uzayda, $SE(2)$, tek bir vücut gibi hareket eder. Parça i 'in konum vektörü b_i , genişletilmiş durum vektörüne r_a bağlı olarak $b_i = r + d \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix}$ şeklinde tanımlanır - d robot ile eşlenmiş parça arasındaki eşleme uzaklığıdır.

Kontrol kuralları $\psi_i : SE(2) \times R^{2p-2} \rightarrow R$, $\forall i \in P$ düzgün skaler değerli eşlemlerin derlemi ile tanımlanır:

$$\psi_i(r_a, \bar{b}_i) = \frac{\gamma_i^{k_3}(r_a, \bar{b}_i)}{\beta_i(r_a, \bar{b}_i)}$$

\bar{b}_i eşlenmiş parça dışındaki diğer parçaları içeren durum vektörüdür $\bar{b}_i = \{b_1, \dots, b_{i-1}, b_{i+1}, \dots, b_p\}$. Parametre $k_3 \in Z^+$ pozitif bir tamsayı seçilir. $\gamma : SE(2) \times R^{2p-2} \rightarrow R$ fonksiyonu şimdiki konum ile hedef konum arasındaki Öklid uzaklığın karesi toplamıdır:

$$\gamma(r_a, \bar{b}_i) = \left\| r + d \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} - g_i \right\|^2 + \sum_{j \in P, j \neq i} \|b_j - g_j\|^2$$

$\beta_i : SE(2) \times R^{2p-2} \rightarrow R$, $\forall i \in P$ işlevi engelleri kodlar:

$$\beta_i(r_a, \bar{b}_i) = \prod_{j \in P, j \neq i} [\|r - b_j\|^2 - (\rho_r - \rho_j)^2] \times \left[\left\| r + d \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} - b_j \right\|^2 - (\rho_i - \rho_j)^2 \right]$$

Robotun parça i 'yi taşıma hareketinin tanımı:

$$\dot{r}_a = -D_{r_a} \psi_i(r_a(t), \bar{b}_i(t))$$

2.3. Sonraki Parça

Robot rekabet halinde olan altgörevler arasından indeks değerli $h : R^{2p} \rightarrow P$ fonksiyonu yardımıyla seçim yapar:

$$h(b) = \arg \max_{i \in P} \left\| \left(I_2 \otimes e_i^T \right) D_b \phi(b) \right\|$$

Bu fonksiyon b 'nin bileşenlerinden ϕ üzerinde en dik iniş yönüne sahip olanı seçer. $\phi : R^{2p} \rightarrow R$ fonksiyonu $\phi(b) = (\gamma^{k_1}(b)/\beta(b))$, $k_1 \in Z^+$ olarak tanımlanır. $\gamma : R^{2p} \rightarrow R$ terimi $\gamma(b) = \|b - g\|^2$, payda $\beta : R^{2p} \rightarrow R$ parça çiftlerini engel fonksiyonu olarak belirtmektedir, $\beta(b) = \prod_{i \in P} \prod_{j \in P, j > i} \|b_i - b_j\|^2 - (\rho_i - \rho_j)^2$.

3. Durum ve Gözlem Modelleri

3.1. Robot Hareket Durum ve Gözlem Modeli

Robotun t anında durumu $r(t)$ ile ifade edilmektedir. η ve ν dinamik ve ölçüm gürültüsünü gösteriyor. Her iki gürültünün Gauss $\eta \sim N(0, \Sigma_\eta)$, $\nu \sim N(0, \Sigma_\nu)$ olduğu ve ortak değinti matrislerinin bulunduğu varsayılmıştır. Gürültülü ölçümler altında, *parça-eşle* aşaması durum dinamiğine gürültü dahil edilir:

$$\dot{r}(t) = -D_r \varphi_i(r(t), b(t)) + \eta(t)$$

parça-taşı aşamasında, benzer şekilde sistem dinamiği ile gürültü birleştirilir:

$$\dot{r}(t) = -D_{r_a} \psi_i(r_a(t), \bar{b}_i(t)) + \eta(t)$$

Ölçüm gürültüsünden dolayı, robot durum vektörü r doğrudan bilinemez. Artık, r durum vektörü yerine, bunun gürültülü hali olan z 'ye sahibiz.

$$z(t) = r(t) + \nu(t)$$

3.2. Parça Durum ve Gözlem Modeli

Parçalar robot tarafından taşınmadığı sürece sabit olduklarından, parçaların durum modeli doğrusaldır. Sistem modeli aşağıdaki gibidir:

$$\dot{\bar{b}}_i(t) = \eta(t)$$

Benzer şekilde, \bar{b}_i 'nin sadece gözlemlerine $z_{\bar{b}_i}$ sahibiz.

$$z_{\bar{b}_i}(t) = \bar{b}_i(t) + \nu(t)$$

4. Parçacık Süzgeç ile Belirsizlik Azaltımı

PS, MCMC (Markov Chain Monte Carlo) yöntemini ardışık olarak gerçekleştiren bir Bayes süzgecidir. Doğrusal olmayan ve/veya Gauss olmayan sistemlerde, sınırlı sayıda örnekler ve onlar ile ilişkilendirilmiş ağırlıklar kullanarak, sonsal oyl'ye yaklaşımlar [7]. $r(t)$ $t = k\Delta t$ 'de ayrıştırılarak r_k elde edilir. PS kullanılarak r_k 'nin kestirimi olan \hat{r}_k hesaplanır. Bu $z(t)$ 'den örnekler, z_k , alarak $p(r_k|z_k)$ olasılık yoğunluk fonksiyonuna yinelemeli bir yaklaşımla yakınsamaya sağlanır. İki aşama vardır: öngörü ve güncelleme. Öngörü aşamasında, \hat{r}_k önceki gözlemlerden kestirilir. Ardından, $p(r_k|z_k)$ sonsal oyl elde edilen yeni ölçümlerle güncellenir. Sonsal dağılım her k zaman için N tane parçacık $\{r_k^i | i = 1, \dots, N\}$ ve her parçacığın ağırlığı w_k^i ile temsil edilir:

$$p(r_k|z_k) \approx \sum_{i=1}^N w_k^i \delta(r_k - r_k^i) \quad (1)$$

$N \rightarrow \infty$ giderken, gerçek sonsal oyl'na yakınsar [7]. Önem örnekleme kullanılarak ve normalize edilerek ağırlıklar güncellenir:

$$w_k^i \propto w_{k-1}^i \frac{p(z_k|r_k^i)p(r_k^i|r_{k-1}^i)}{q(r_k^i|r_{0:k-1}^i, z_{0:k})} \quad (2)$$

Durum denklemi, durum geçiş olasılığını $p(r_k|r_{k-1})$ tanımlamaktadır. Ölçüm denklemi ise olabirliği $p(z_k|r_k)$ belirtmektedir. $q(r_k^i|r_{0:k-1}^i, z_{0:k})$ ise önem veya öneri yoğunluk fonksiyonunu temsil etmektedir. Performans açısından bu fonksiyonun seçimi çok önemlidir. En iyi önem fonksiyonu aşağıda gösterilmiştir [8]:

$$\begin{aligned} q(r_k|r_{0:k-1}^i, z_{0:k})_{opt} &= p(r_k|r_{k-1}^i, z_k) \\ &= \frac{p(z_k|r_k, r_{k-1}^i)p(r_k|r_{k-1}^i)}{p(z_k|r_{k-1}^i)} \quad (3) \end{aligned}$$

Bu önem fonksiyonu ağırlıkların değıştirmelerini $r_{0:k-1}$ ve $z_{0:k}$ 'ye koşullu olarak en aza indirger [10]. $p(r_k|r_{k-1}^i, z_k)$

Tablo 1: Ardışık Önem Tekrar-örnekleme PS

1. İklendirme
 $r_k^i \sim N(r_k^i; z_0, \Sigma_\nu)$, $i = 1, \dots, N$
2. Optimal önem dağılımdan örnekleme
 $r_k^i \sim N(r_k^i; m_k, \Sigma_k)$, $i = 1, \dots, N$
Parçacıklara ağırlık ata, \bar{w}_k^i
3. Normalize edilmiş önem ağırlıklarını hesapla
 $w_k^i = \bar{w}_k^i / \text{TOPLA} \left[\left\{ \bar{w}_k^i \right\}_{i=1}^N \right]$
4. Etkin örnekleme değerini N_{etkin} hesapla
5. EĞER $N_{etkin} < N_{esik}$
Tekrar-örnekleme yap
 $\{r_k^i, w_k^i\}_{i=1}^N = \text{T-Ö} \left[\left\{ r_k^i, w_k^i \right\}_{i=1}^N \right]$
6. Kestirim yap \hat{r}_k
7. Kestirilmiş \hat{r}_k kullanarak sistemin benzetimini yap
8. Adım-2'ye git

yoğunluk fonksiyonundan örnekleme yapılabilmesi ve $p(z_k|r_{k-1}^i)$ 'nin hesaplanabilmesi gerekmektedir. Durum ve gözlem modellerindeki gürültülerin Gauss $\eta \sim N(0, \Sigma_\eta)$, $\nu \sim N(0, \Sigma_\nu)$ olduğu ve ortak değışinti matrislerinin bilindiği varsayımı altında, en iyi önem yoğunluk fonksiyonu $p(r_k|r_{k-1}^i, z_k)$ ve $p(z_k|r_{k-1}^i)$ Gauss dağılımlıdır:

$$\begin{aligned} p(r_k^i|r_{k-1}^i, z_k) &= N(r_k^i; m_k, \Sigma_k) \\ \Sigma_k^{-1} &= \Sigma_\eta^{-1} + \Sigma_\nu^{-1} \\ m_k &= \Sigma_\eta (\Sigma_\eta^{-1} f_{k-1} + \Sigma_\nu^{-1} z_k) \\ p(z_k|r_{k-1}^i) &= N(z_k; f_{k-1}, \Sigma_\eta + \Sigma_\nu) \quad (4) \end{aligned}$$

$$f_k = \begin{cases} - \int D_{r_a} \varphi_i(r_k, b_k) dt & \text{eğer durum} = \text{parça} - \text{eşle} \\ - \int D_{r_a} \psi_i(r_{a_k}, \bar{b}_{i_k}) dt & \text{eğer durum} = \text{parça} - \text{taşı} \end{cases}$$

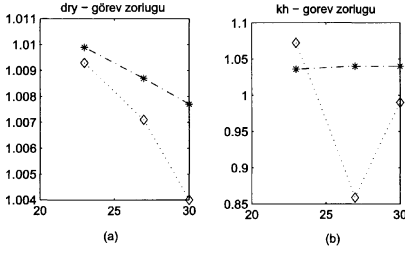
Denklem (3)'te ifade edilen önem fonksiyonu denklem (2)'de yerine koyulur:

$$w_k^i \propto w_{k-1}^i p(z_k|r_{k-1}^i) \quad (5)$$

k anında ağırlıklar hesaplanır ve parçacıklar k anına yayılmadan önce, ağırlıklar $\sum_i w_k^i = 1$ olacak şekilde normalize edilir. Eğer gerekirse, $p(r_k|z_k)$ 'den bağımsız özdeşçe dağılmış örnekler elde edebilmek için tekrar-örnekleme yapılabilir. PS'in sözde program tanımı Tablo 1'de verilmiştir. Tablo 1'in 5. aşamasındaki tekrar-örnekleme (T-Ö) yapılmazsa, yozlaşma olayı olarak bilinen parçacıkların çoğunun 0'a yakınsaması yaşanacaktır. Bundan dolayı, süzgeç artık gürültülü gözlemlerden \hat{r}_k 'i kestiremeyecektir. Yozlaşma belli bir seviyeye geldiğinde, yani N_{etkin} değeri eşik seviyesinin N_{esik} altına düştüğünde, parçacıklar üzerinde tekrar-örnekleme yapılır. [15]'da verilen etkin örnek değerinin N_{etkin} yaklaşık değeri:

$$N_{etkin} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N (w_k^i)^2} \quad (6)$$

Tekrar-örnekleme aşamasında, N parçacık $\{r_k^i\}_{i=1}^N$ 'den w_k^i olasılık ile alınır. 5. aşamada sistematik tekrar örnekleme [7] kullanılmıştır.



Şekil 1: Performans ölçütleri - görev zorluğu, düşük gürültü

5. Deneyler

İlk olarak yaklaşımımızın başarımı bir dizi benzetim ile değerlendirilmiştir. Bu çalışmalarda 6 parça kullanılmıştır. Her bir deney için 10 rasgele başlangıç düzenleme kullanıldı. Görev zorluğu parçaların hedef konumlarının ne kadar yakın olacağı ile ölçülmektedir ve $zorluk = (100 \binom{p}{2} / \log \beta)$, sayılı işlev $\beta = \prod_{(i,j) \in P} [\|g_i - g_j\|^2 - (\rho_i - \rho_j)^2]$ olarak tanımlanır [2]. Bu $zorluk$ ölçütüne bağlı olarak, $zorluk = 23$ için kolay (K), $zorluk = 26$ için orta (O) ve $zorluk = 30$ için zor (Z) olmak üzere görev zorluğu üç sınıfa ayrılmıştır. Ölçüm gürültü seviyesi işaret-gürültü oranına (SNR-Signal to Noise Ratio) göre düşük gürültü (değişinti= 0.2), orta gürültü (değişinti= 1.0) ve yüksek gürültü (değişinti= 5.0) olarak belirlenmiştir. Dinamik gürültü değişintisi 0.06'dır. Başarımı değerlendirebilmek için, önce farklı gürültü seviyelerinde süzgeç kullanmadan deneyler yapıldı. Ardından, deneyler 100 parçacık sayısı için tekrarlandı. Başarım ölçütü için: düzelenmiş robot yolu (dry) ve konumsal hata (kh) kullanılmıştır. dry ve kh değerleri gürültüsüz durumdaki değerler ile normalize edilmiştir. Bundan dolayı, bunların değerlerinin 1'e yakın olması ideal şartlardaki başarıma benzerliği göstermektedir. Bu ölçütler aşağıda verilmiştir:

Düzelenmiş robot yolu (dry):

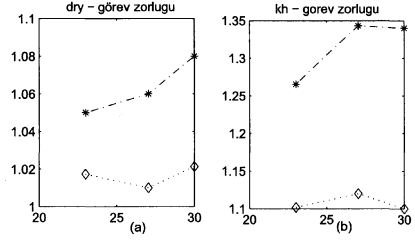
$$dry = \frac{\int_0^{t_f} \|\dot{r}_i(t)\| dt}{\sum_{i \in P} \|r(0) - b_i(0)\| - (\rho_i + \rho_r) + \sum_{(i,j) \in P} \|g_i - g_j\|} \quad (7)$$

Burada t_f görev süresini temsil etmektedir.

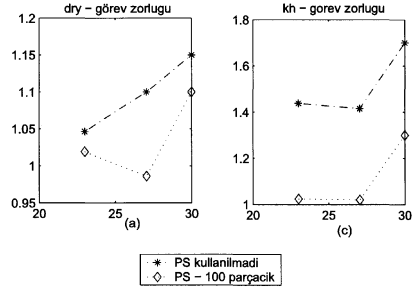
Konumsal hata (kh):

$$kh = \frac{1}{p} \sum_{i \in P} \frac{1}{\rho_i} \|b_i(t_f) - g_i\| \quad (8)$$

Şekillerde, her veri noktası tekrarlanan 10 deneyin ortalamasıdır. Her döngü adımında, kurtosis 1.5 ile 2 arasında değişen değerler almaktadır. Dolayısıyla, sonsal oyf süper Gauss dağılımına sahiptir. Bu, yüksek dereceden doğrusal olmayan sistemimizde geleneksel Kalman süzgeçlerinden yararlanılamayacağını gösterir. Düşük gürültü seviyesinde, PS kullanılarak küçük bir ilerleme gözlenmektedir. Görev zorluğunun artmasıyla başarımda değişim olmuyor. Orta ve yüksek seviyedeki gürültülerde, dry ve kh değerlerinde dikkate değer bir düşüş gözlenmektedir.



Şekil 2: Performans ölçütleri - görev zorluğu, orta gürültü



Şekil 3: Performans ölçütleri - görev zorluğu, yüksek gürültü

6. Kestirim Başarisinin Kuramsal Analizi

Sistem dinamiği ayrık zamanda τ zaman adımı ile Euler yaklaşılması kullanılarak elde edildi.

$$r_{k+1} = f(r_k) + \eta_k \quad (9)$$

Burada f işlevi şu şekilde tanımlanır:

$$f(r_k) = \begin{cases} r_k - \tau D_r \varphi_i(r_k, b_k) & , \text{parça - eşle} \\ r_{a_k} - \tau D_r \psi_i(r_{a_k}, \bar{b}_{i_k}) & , \text{parça - taşı} \end{cases}$$

Bir kestirici veya süzgecin kuramsal başarımının bilinmesi önemlidir. Doğrusal olmayan süzgeç için elde edilebilecek en iyi hata başarımı Cramer-Rao alt sınırı (CRAS) kullanılarak tanımlanabilir. Hata ortak değişinti matrisi \mathbf{J} CRAS Fisher bilgi matrisinin tersidir. Sistem dinamiğindeki gürültü az olduğundan, bu gürültü ihmal edilerek ilgili matris aşağıdaki forma indirgenir ve özyineli olarak şu şekilde hesaplanır [16]:

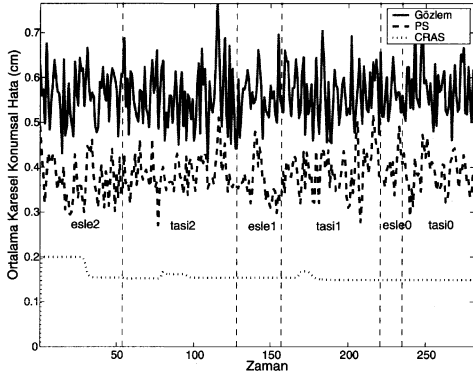
$$\mathbf{J}_{k+1} = (\bar{\mathbf{F}}_k^{-1})^T \mathbf{J}_k \bar{\mathbf{F}}_k^{-1} + \Sigma_m^{-1} \quad (10)$$

$\bar{\mathbf{F}}_k$, f işlevinin gerçek r_k 'de hesaplanan Jacobian matrisidir.

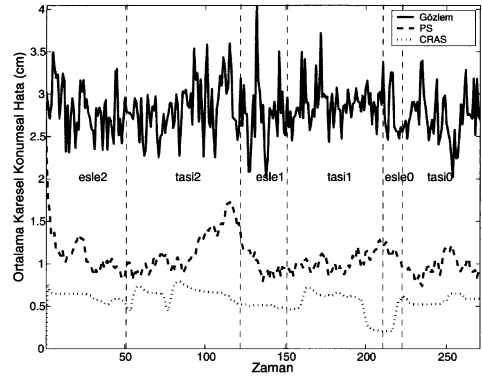
$$\bar{\mathbf{F}}_k = [\nabla_{r_k} \mathbf{f}^T(r_k)]^T \quad (11)$$

r_k durum vektörü bileşenlerinin CRAS değeri, \mathbf{J} bilgi matrisinin tersinin köşegen elemanlarıdır ve aşağıdaki gibi hesaplanır:

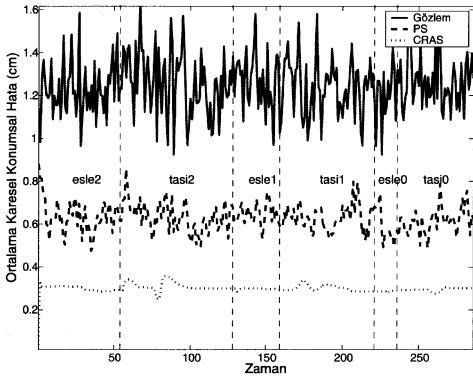
$$CRAS = \sqrt{\mathbf{J}_k^{-1}[1,1] + \mathbf{J}_k^{-1}[2,2]} \quad (12)$$



Şekil 4: CRAS - PS, düşük gürültü



Şekil 6: CRAS - PS, yüksek gürültü



Şekil 5: CRAS - PS, orta gürültü

$J_k^{-1}[i, j]$, bilgi matrisinin tersinin ij .inci elemanı göstermektedir.

Şekil 4, 5 ve 6'da görüldüğü gibi PS yüksek gürültüde alt sınıra daha çok yaklaşmıştır. Bu sonuçlar görev zorluğu zor ve 3 parçalı düzenleşim ve parçacık sayısı 100 kullanılarak elde edilmiştir. Şekillerde görüldüğü üzere PS, gürültünün artmasıyla iyileştirme oranında bir azalma olmaktadır. Bu da PSlerin gürültüye karşı kararlılığını göstermektedir. *parça-taşı* aşamasındaki CRAS seviyesi *parça-eşle* aşamasında elde edilenden daha çok pürüzlüdür. Bu, *parça-taşı* aşamasındaki sistem dinamiğinin *parça-eşle* aşamasındakinden daha karmaşık olmasından kaynaklanmaktadır.

7. Sonuçlar

Bu çalışmada, algı hatası durumunda, parça yerleştirme probleminin geri-beslemeli hali gerçekleştirilmiştir. 2 boyutlu ortamda bulunan robot parçaları istenilen hedef konumlara ulaştırmaya çalışmaktadır. Parçaların konumlarında değişiklikler olabileceğinden, yapay potansiyel fonksiyonlara ve işbirlikçi

oyuna dayalı geri-beslemeli bir yaklaşım kullanılmıştır. Önceki çalışmadan farklı olarak, algısal verinin tam olduğu varsayımı yapılmamıştır. Dinamik ve ölçüm modellerine gürültü eklenerek yeniden düzenlenmiştir. Elde edilen sistem hem doğrusal olmayan hem de doğrusal parçaya sahiptir. Durumlar parçacık ve Kalman süzgeç kullanarak kestirilmiştir. Deneyler ve CRAS kuramsal analiz robotun hareketlerinde ve konumsal hatada iyileşme olduğunu göstermektedir.

8. Teşekkür

Bu çalışma Boğaziçi Üniversitesi 05A202 kodlu BAP Projesi ve DPT 03K120250 tarafından desteklenmiştir. İlk yazara TÜBİTAK-BAYG programından burs sağlanmıştır.

9. Kaynakça

- [1] J.E. Hopcroft, J.T. Schwartz ve M. Sharir, *On the complexity of motion planning for multiple independent objects: PSPACE-hardness of the warehouseman's problem*, Int.J. Robot. Res., Vol. 3, No. 4, sf. 76-88, 1984.
- [2] C.S. Karagöz, H.I. Bozma ve D.E. Koditschek, *Feedback-based event-driven parts moving*, IEEE Trans. Robotics, Vol 20, No. 6, sf. 1012-1018, 2004.
- [3] O. Khatib, *Real Time Obstacle Avoidance for Manipulators and Mobile Robots*, Int. J. of Robotics Research, Vol. 5, No. 1, sf. 90-99, 1986.
- [4] D.E. Koditschek, *The Application of Total Energy as a Lyapunov Function for Mechanical Control Systems*, in *Control Theory and Multibody Systems*, American Mathematical Society, sf. 131-158, 1989.
- [5] E. Rimon ve D.E. Koditschek, *Exact Robot Navigation Using Artificial Potential Functions*, IEEE Trans. on Robotics and Automation, Vol.8, No.5, sf. 501-518, 1992.
- [6] H. I. Bozma ve D. E. Koditschek, *Assembly as a Non-cooperative Game of its Pieces: Analysis of 1D Sphere Assemblies*, Robotica, Vol. 19, sf. 93-108, 2001.

- [7] M.S. Arulampalam, S. Maskell, N. Gordon ve T. Clapp, *A tutorial on particle filters for online non-linear/non-Gaussian Bayesian tracking*, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 50, no. 2, sf. 174-188, 2002.
- [8] A. Doucet, S. Godsill ve C. Andrieu, *On Sequential Monte Carlo sampling methods for Bayesian filtering*, Statistics and Computing, Vol. 10, No. 3, sf. 197-208, 2000.
- [9] B. Rystic, S. Arulampalam, N. Gordon, *Beyond Kalman Filter particle Filter for Tracking Applications*, Artech House, Boston, 2004.
- [10] F. Dellaert, D. Fox, W. Burgard ve S. Thrun, *Monte Carlo localization for mobile robots*, Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation (ICRA), 1999.
- [11] S. Thrun, *Particle Filters in Robotics*, Proc. UAI, sf. 511-518, 2002.
- [12] F. Gustafsson, F. Gunnarsson, N. Bergman, U. Forssell, J. Jansson, R. Karlsson ve P. Nordlund, *Particle Filters for Positioning, Navigation and Tracking*, IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 50, No. 2, sf. 425-437, 2002.
- [13] H. Bayram, A. Ertüzün ve H.I. Bozma, *Reactive Rearrangement of Parts under Sensor Inaccuracy: Particle Filter Approach*, Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation (ICRA), sf. 2029-2034, 2006.
- [14] H. Bayram, A. Ertüzün ve H.I. Bozma, *Doğrusal Olmayan Sistemlerdeki Algılama Belirsizliğinin Parçacık Süzgeçler ile Azaltılması*, 14. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU), 2006.
- [15] J.S. Liu ve R. Chen, *Sequential Monte Carlo Methods for Dynamical Systems*, J. Amer. Statist. Assoc., Vol. 93, sf. 1032-1044, 1998.
- [16] A. Doucet, N. de Freitas ve N. Gordon, *Sequential Monte Carlo Methods in Practice*, Spinger Verlag, 2001.

3-EKSENLİ ROBOTA MONTE EDİLMİŞ KAMERA VASITASIYLA GEOMETRİK CİSİMLERİN BİRBİRİNDEN AYIRT EDİLMESİ

Murat Kılıvan¹, H.Metin Ertunç², Sermin Kılıvan³, Ahmet Önen²

¹Ar-Ge Bölümü

Tamara Elektronik Ltd.Şti.
murat@tamara.com.tr

²Mekatronik Mühendisliği Bölümü

Kocaeli Üniversitesi, İzmit
hmertunc@kou.edu.tr, ahmet.onen@kou.edu.tr

³Ar-Ge Bölümü

Entes Elektronik İmalat ve Tic. A.Ş.
syazici@entes.com.tr

Özetçe

Günümüzde, üretimde robotların kullanılması, ürün kalitesinin ve ürün miktarının artmasına neden olmuştur. Teknolojinin gelişmesiyle birlikte, üretimdeki çeşitlilik robotik sistemlerin de gelişmesine neden olmuştur. Bu gelişimin sonucu olarak, robotlar kameralarla zenginleştirilmiş, hareket kabiliyetlerine bir de görme özelliği eklenmiştir. Bu özellik sayesinde robotlar çalışma zeminlerini görebilmekte, zemin üzerindeki cisimleri renklerine ve şekillerine göre ayırt edebilmektedirler.

Bu çalışmada, üç eksenli bir taşıyıcı sisteme (gantry) monte edilmiş kamera ile düz bir zemin üzerindeki üçgen, daire gibi değişik renklerdeki geometrik cisimleri birbirinden ayırt eden bir sistem gerçekleştirilmiştir. Kameradan alınan görüntü USB bağlantısı ile bir bilgisayara aktarılmaktadır. MATLAB ortamında, görüntü işleme metodu kullanılarak geliştirilen yazılım vasıtasıyla, çalışma alanını üzerindeki cisimler tespit edilip, bu cisimlerin şekilleri (kare, üçgen, daire) ve pozisyonları belirlenmektedir.

1. Giriş

Günümüzde hızla gelişen teknoloji ve tüketici istekleri artmış; bu durum ürün ömürlerini kısaltmış ve alışılmış tasarım ve imalat teknolojileri yetersiz kalmaya başlamıştır. Bu ihtiyaca yönelik olarak endüstriyel tasarım ve imalat teknolojisinde yeni arayışlar içine girilmiştir. Bu yeniliklerden en önemlisi imalatta mekatronik sistem ve robotların kullanılmaya başlamasıdır [1]. Üretimde robotların kullanılması, ürün

kalitesinin ve ürün miktarının artmasına neden olmuştur. Günümüzde ise robotlar kameralarla zenginleştirilmiş, hareket kabiliyetlerine bir de görme özelliği eklenmiştir. Bu özellik sayesinde robotlar çalışma zeminlerini görebilmekte, zemin üzerindeki cisimleri renklerine ve şekillerine göre ayırt edebilmekte ve hangi hareketi yapacaklarına karar verebilmektedirler.

Günümüzde kullanılan robotların kinematik düzleşimi en basit olanı kartezyen robottur (gantry). Bu tür robotlarda bütün robot hareketleri; birbirine karşı dik açılı bir şekilde olur. Kartezyen koordinatta radyal yönde hareket olmaz. Günlük hayatımızda sağa sola, aşağı yukarı hareketlerimiz, kartezyen koordinat hareketleridir. Dolayısıyla kartezyen uyarlanmış bir robotun profili dikdörtgenimsi biçimlendirilmiş bir profile sahiptir. Bu tip robotlar yük ve kargo taşınması gibi ağır materyal transferinde kullanılır [2].

Bu çalışmada, üç eksenli bir gantry'e monte edilen kamera vasıtasıyla, çalışma alanındaki geometrik cisimler tespit edilmekte ve bir algoritma ile renk ve şekillerine göre ayırt edilerek buldukları koordinatlar belirlenmektedir. Her bir cisim, CNC tezgâhlarının programlanmasında kullanılan temel hareket fonksiyonları (G00, G01, G02, G03) kullanılarak robotun düşey eksenindeki bir uç işlevci (end effector) ile buldukları koordinatlardan alınarak, şekillere göre gruplanmış kutulara yerleştirilmektedir. Taşıyıcı sistemin eksenlerinin entropolasyonlu hareketini sağlayacak floating point (kayan nokta) imkânı sağlayan ve matematik fonksiyonları içeren 32-bitlik Renesas M32C83 MCU kullanılmıştır. MATLAB programı kullanılarak gerçekleştirilen grafik arabirim sayesinde kameradan alınan görüntü ekranda gözlenebilmektedir.

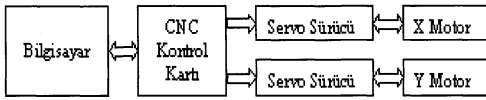
Aynı yazılım, bilgisayarın seri portundan CNC kontrol kartı ile haberleşerek robota komut gönderebilmektedir.

2. Üç Eksenli Gantry

Projedeki robot, bir bilgisayar tarafından kameradan alınan görüntünün işlenip değerlendirilmesi sonucu cisimleri bulunduğu koordinatlara konumlandırılmakta ve cismi bulunduğu yerden alıp başka bir yere taşıyabilmektedir. Bunun için öncelikle taşıyıcı sistemin eksenlerinin enterpolasyonlu hareketini sağlayacak mikro denetleyici tabanlı bir kontrol kartı ve yazılımı tasarlanmıştır [3].

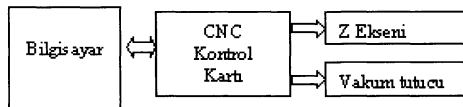
Robot, Z ekseninde bulunan pnömatik bir eksen üzerine yerleştirilmiş tutucuyu X ve Y eksenlerinde taşıyabilen hareket modüllerine sahiptir. Bu sayede robot, çalışma alanı üzerinde bulunan cisimleri rahatlıkla tutup başka bir yere taşıyıp orada bırakabilmektedir.

Robotun X ve Y eksenlerindeki hareketi iki adet servo motor tarafından sağlanmaktadır. Her bir motor kendine ait bir sürücü tarafından hareket ettirilir. Bu sürücüler bir adet CNC kontrol kartı tarafından kontrol edilmektedir. Bu kontrol kartı ise bir bilgisayar ile haberleşerek robotun yapacağı işlere ait komutları alabilmekte ve mevcut durumla ilgili bilgilendirme mesajlarını bilgisayara gönderebilmektedir. Şekil 1'de X ve Y eksenlerinin bilgisayar ile bağlantısına ilişkin blok diyagram verilmiştir.



Şekil 1. X ve Y eksenlerinin bilgisayar ile bağlantısının blok diyagramı

Z eksenine üzerine yerleştirilen Pnömatik hareket modülünün konum kontrolü yapılmamaktadır. Bu eksen, CNC kontrol kartının üzerinde bulunan bir röle tarafından kontrol edilmekte ve sabit bir mesafede yol almaktadır. Z eksenin ucunda bulunan tutucu ise hava ile çalışan bir vakumdur ve CNC kontrol kartının üzerinde bulunan başka bir röle tarafından kontrol edilmektedir. Z eksenin sabit mesafede olması ve vakum tutucunun yüzeyi gereği, çalışma alanına yerleştirilecek cisimlerin aynı yükseklikte ve düz bir yüzeye sahip olmaları gerekmektedir. Şekil 2'de Z eksenine ve tutucunun bilgisayar ile bağlantısının blok diyagramı gösterilmiştir.



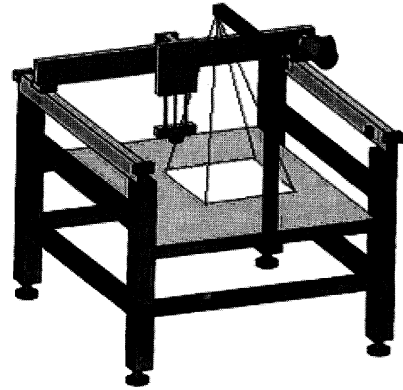
Şekil 2. Z eksenine ve tutucunun bilgisayar ile bağlantısının blok diyagramı

Robota, çalışma alanını tepeden görece şekilde bir kamera yerleştirilmiş ve sabitlenmiştir. Kameradan alınan görüntü USB bağlantısı ile bir bilgisayara aktarılmaktadır. MATLAB ortamında, görüntü tanıma metodu kullanılarak geliştirilen yazılım sayesinde çalışma alanının üzerindeki cisimler tespit edilip, bu cisimlerin şekilleri (kare, üçgen, daire) ve pozisyonları belirlenmektedir. MATLAB'da gerçekleştirilen grafik arabirim sayesinde kameradan alınan görüntü ekranda gösterilebilmektedir. Aynı yazılım bilgisayarın seri portundan CNC kontrol kartı ile haberleşerek robota komut gönderebilmektedir.

3. Örüntü Tanıma

Örüntü tanıma, bilinmeyen bir nesnenin önceden belirlenen sınıflardan hangisine dahil olduğunu tespit etme yöntemidir. Bu yöntem gereğince, öncelikle sınıfı bilinmeyen nesneden gelen veriler toplanır. Bu veriler bir ön işlem (pre-processing) geçirilerek işlenebilecek hale getirilir. Tanımlanmamış cisme ait, işlenebilen veriler kullanılarak, öznetelik çıkarımı yapılır. Bunun sonucunda elde edilen veriler sınıflandırılarak cisim tanınmış olur. Literatürde nesne tanıma ve sınıflandırma yaklaşımları genel olarak örüntü tanıma (pattern recognition) kapsamında ele alınmaktadır [4].

Bu çalışmada kullanılan robotun üzerine yerleştirilen kamera, çalışma alanına 40cm yukarıdan ve düz bir şekilde görmektedir. Şekil 3'te kullanılan deneysel düzenek ve kameranın görüş alanı görülmektedir.



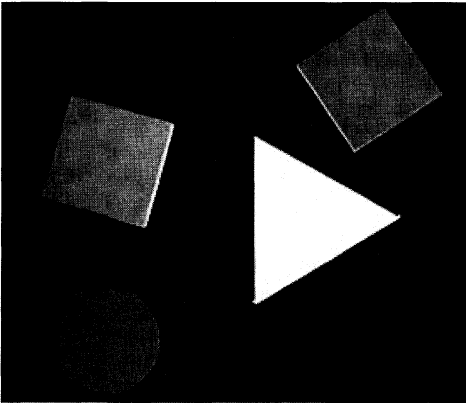
Şekil 3. Kameranın görüş alanı

Renkli CCD algılayıcı USB arabirimi ile bilgisayara bağlanmaktadır. MATLAB programında kullanılan hazır bir kütüphane ile kameradan imgeler alınabilmektedir. Işıklandırmadan kaynaklanabilecek parlama ve gölge gibi sorunları azaltabilmek amacı ile çalışma alanının

zemininde siyah renkli bir kaplama kullanılmıştır. Ayrıca ayırt edilecek cisimlerin yükseklikleri de kısa tutularak gölge sorunun tamamen üstesinden gelinmeye çalışılmıştır. Bunun diğer faydası ise görüş açısından kaynaklanan şekil bozulmalarının azaltılmasına olanak sağlamasıdır.

İmge çerçeveleri elde edildikten sonra ön plandaki nesnelere, arka plandan renk bilgisini kullanarak ayırt edilmektedir. Bu noktada arka planın siyah olduğu ve kullanılan cisimlerin siyah renkte olmadığı varsayılmaktadır. Sonrasında gürültü ve nesnelere homojen renk dağılımına sahip olmaması nedeni ile oluşabilecek hatalı ön plan nesne biçimlerinin düzeltilmesi için ikili morfoloji (binary morphology) işlemleri kullanılmıştır [5]. Bu yolla elde edilen nesne biçimleri önceden oluşturulan kalıp imgeleri ile öncelikle aynı boyuta getirilip sonrasında karşılaştırılarak nesne sınıflandırılmaktadır. Ancak bu aşamada kullanılan sınıflama yaklaşımı şeklin duruş açısına bağımlı olduğundan elde edilen boyutu küçültülmüş imge çerçevesi 1'er derecelik açılarla 360° döndürülerek bütün cisimlere ait kalıp imgeleri ile karşılaştırılmaktadır. Bu işlem sonucunda en küçük farkı veren kalıp sayesinde ilgili cisim ve bu cismin açısı belirlenebilmektedir. Aşağıda bu işlemler bir örnek üzerinden adım adım anlatılmaktadır.

Şekil 4'te yukarıda bahsedilen deneysel düzenek kullanılarak elde edilen örnek bir imge çerçevesi görülmektedir. İmge çerçevesi 320x240 piksel boyutundadır. Daha yüksek piksel boyutunda imgeler alınabilmesine rağmen işlem yükünü daha düşük olması amacı bu piksel boyutu tercih edilmiştir.

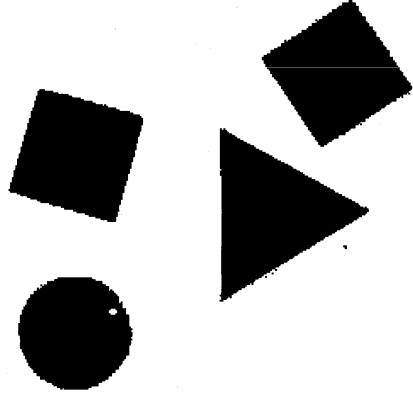


Şekil 4. CCD Kamera ile alınan örnek bir görüntü

Bu cisimlerin imgedeki uzamsal konumlarını elde etmek için renk temelli bir ayırıştırma kullanılmaktadır. RGB renk bileşenlerinden her birinin önceden belirlenen bir eşikten büyük olması durumunda ilgili piksel ön plan

olarak değerlendirilirken aksi durumda o piksel için arka plan kararı verilmektedir.

Bu durumda elde edilen ön plan maskesi ise Şekil 5'te görülmektedir. Bu şekilden görüldüğü ve kir nedeni ile bazı imge bölgeleri için hatalı ön plan ve arka plan kararı verildiği görülmektedir. Bu ikili maskede beyaz renkli ön plan bölgelerinin değeri "1" iken siyah renkli arka plan bölgelerinin değeri "0"dır.



Şekil 5. Ön plan maskesi

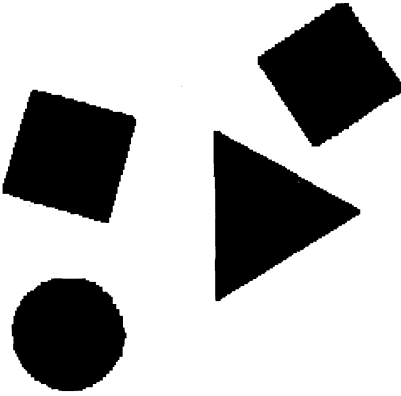
Karşılaşılan bu tür hatalı ön plan ve arka plan kararlarının düzeltilmesi için imge işleme yaygın olarak kullanılan ikili morfoloji yaklaşımından yararlanılmıştır. Bu yaklaşımın temelinde yayma (dilation) ve aşındırma (erosion) işlemleri bulunmaktadır. Temel olarak yayma işlemi ile belirlenen yapı elemanı (structure element) boyutundaki matris, ikili imge üzerinde piksel piksel gezdirilerek elemanlarda herhangi bir eşleşme olup olmadığı kontrol edilmektedir. En az bir eşleşme olması durumunda ilgili pikselin (matrisin merkezdeki) değeri "1" yapılmaktadır. Aşındırma işleminde ise yapı elemanı ile karşılaştırılan bütün piksellerin birebir uyumu aranmaktadır. Uyum sağlanması durumunda ilgili pikselin durumu korunmakta aksi takdirde ilgili pikselin maskedeki değeri "0" yapılmaktadır.

Hatalı şekilde ön plan olarak işaretlenen piksellerin (Şekil 5'te üçgenin altındaki pikseller) arka plan olarak değerlendirilebilmesi için ikili açma işlemi kullanılmıştır. İkili açma işleminde öncelikle ikili aşındırma yapılmaktadır. Böylelikle büyüklüğü yapı elemanından daha küçük olan ön plan pikselleri arka plan olarak işaretlenebilecektir. Ancak bu durumda aslında ön plan olan nesnelere aşındırıldığından bu nesnelere boyutu küçülmektedir. Bu sorunun üstesinden gelmek için ise ikili yayma işlemi kullanılmaktadır. Böylelikle nesnelere orijinal boyutları korunurken hatalı ön plan kararları da düzeltilmiş olur. Kullanılan yapı

elamanının boyutu 7x7 piksel olup bütün değerleri "1"dir.

Ön plan olan imge bölgesinde yapılan hatalı arka plan atamalarının (Şekil 5'de daire içindeki siyah bölge) önüne geçmek için ise ikili kapama işlemi kullanılmıştır. İkili kapama işleminde ise öncelikle yayma sonrasında aşındırma işlemi gerçekleştirilmektedir. İkili yayma işlemi ile ön plan içerisinde kalan ve boyutu yapı elemanından küçük olan arka plan pikselleri ön plan olarak işaretlenebilmektedir. Ancak bu durumda ön plan olan nesnelerin boyutları da büyümektedir. Bu nesnelere eski boyutlarına getirebilmek için ikili aşındırma işlemi yapılmaktadır. İkili kapama işlemi için kullanılan yapı elemanının boyutu 7x7 piksel olup bütün değerleri "1"dir.

Bu ön işlemler sonrasında elde edilen ikili maske Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6. İkili morfoloji kullanarak yapılan ön-işlem sonrası elde edilen nesne maskesi

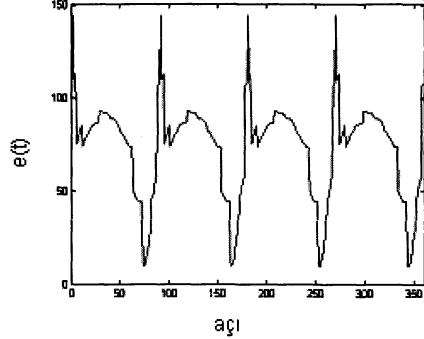
Elde edilen bu maskeler üzerinden cisimlerin teker teker alınabilmesi için ikili etiketleme yaklaşımı kullanılmıştır [6]. Bu yaklaşımda komşuluk ilişkileri göz önüne alınarak bağımsız her bir cisim için bir etiket atanmaktadır. Geliştirilen yöntemin şeklin büyüklüğünden bağımsız çalışabilmesi için elde edilen bu ikili maskeler çift doğrusal (bilinear) ara değerlendirme kullanılarak 20x20 piksel boyutuna alt-örnekleştirilmiştir. Alt-örnekleştirilmiş cisimlere ait görüntüler Şekil 7'de verilmiştir.



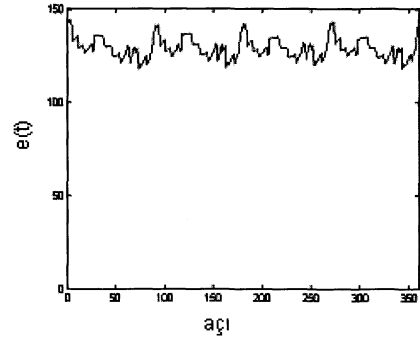
Şekil 7. Alt-örnekleştirilmiş ikili maskeler

Bu işlem sonrasında elde edilen maskeler 1'er derecelik açılarla 360° döndürülerek bütün cisimlere ait

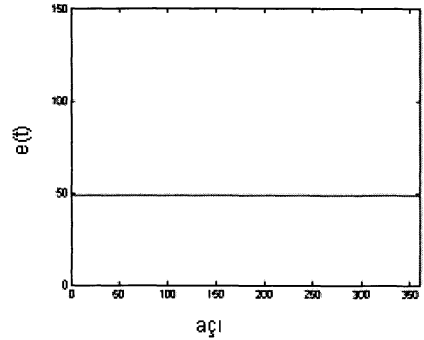
kalıp imgeleri ile karşılaştırılmaktadır. Karşılaştırma sonucunda, doğru açı ve kalıp için bu hata değeri en düşük değeri alacaktır. Hata hesabında ise ölçüt olarak mutlak farkların toplamı kullanılmaktadır.



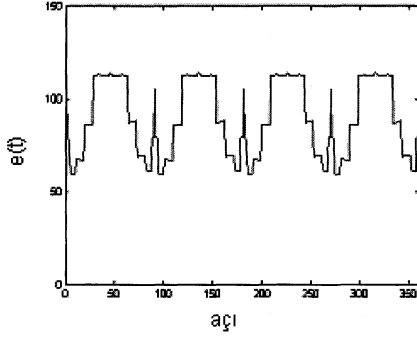
Şekil 8.a: Kare ile olan hatası



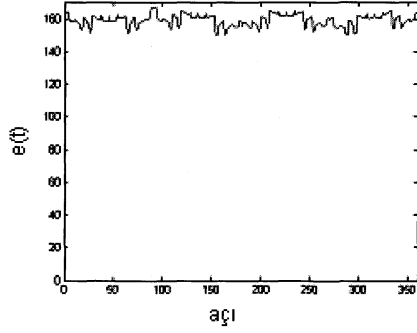
Şekil 8.b: Üçgen ile olan hatası



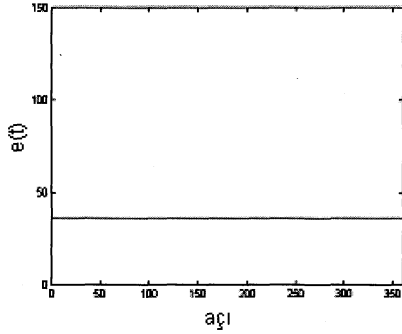
Şekil 8.c: Daire ile olan hatası



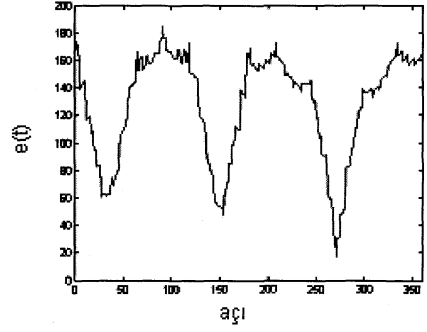
Şekil 9.a: Dairenin kare ile olan hatası



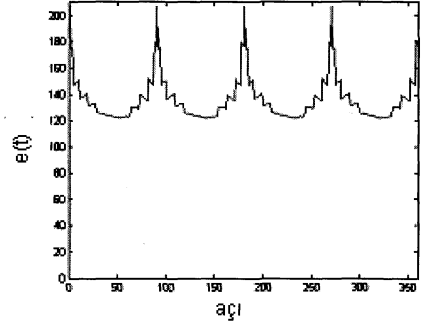
Şekil 9.b: Dairenin üçgen ile olan hatası



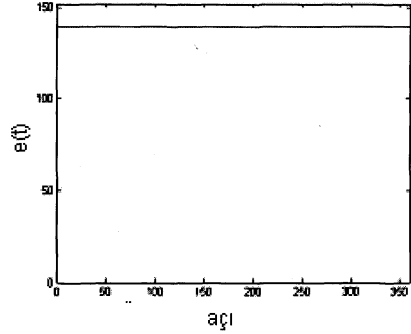
Şekil 9.c: Dairenin daire ile olan hatası



Şekil 10.a: Üçgenin üçgen ile olan hatası



Şekil 10.b: Üçgenin kare ile olan hatası



Şekil 10.c: Üçgenin daire ile olan hatası

4. Karar Mekanizması

MATLAB programında geliştirilen yazılım her şekil için 3 adet hata serisi oluşturmaktadır. Bu seriler ile cismin, kare, üçgen ve daire ile karşılaştırılmasından elde edilen hata değerlerinden elde edilir. Kalıp imge birer derecelik açıyla döndürülür ve cisimle yaptığı hata hesaplanır. Bu 360 kere tekrarlanarak kalıp imgenin her açısı için hata değeri hesaplanmış olur. Elde edilen üç adet serinin en küçük elemanları bulunur. Elde edilen bu değerlerin en küçüğüne sahip dizi cisme en çok benzeyen kalıp imgeye aittir. Bu dizinin indeksi ise kalıp imgenin cisme en çok benzediği açıyı göstermektedir. Böylece geliştirilen yazılım sadece cismi tanımakla beraber,

cismin kalıp imgeye göre kaç derecelik açıyla durduğunu da tespit eder.

Şekil 8'den Şekil 10'a kadar verilen grafikler üzerinden okunan hata değerlerinin en az olanları Tablo 1'de de verilmiştir.

Tablo 1. Karşılaştırmalardan elde edilen en az hata değerleri

Cisim	Karşılaştıran kalp imge	En az hata	En az hatanın olduğu açı	Karar
Kare	Kare	8	346°	Kare
	Üçgen	120	82°	
	Daire	50	Tüm açılarda aynı	
Üçgen	Kare	120	65°	Üçgen
	Üçgen	14	261°	
	Daire	140	Tüm açılarda aynı	
Daire	Kare	60	8°	Daire
	Üçgen	150	44°	
	Daire	40	Tüm açılarda aynı	

5. Sonuçlar

Bu çalışmada 3-eksenli bir gantry robot ile endüstriyel alanda kullanımı hızla yaygınlaşmakta olan kameralar birleştirilerek geometrik şekilleri ayırt edebilen ve istifleyen bir robot sistemi geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu çalışma kapsamında geliştirilen yaklaşım ile temel geometrik cisimlerin sınıflandırılması başarı ile gerçekleştirilmiştir. Yöntem, gürtültü ve kir gibi etkilere karşı dayanıklıdır. Yöntemin açığa bağımlı olması nedeni ile hata hesabı her bir kalıp için 360 kez tekrarlanmaktadır. Bu da doğal olarak işlem yükü artırmaktadır. Çalışmada işlem yükünden ziyade sınıflamanın başarı ile gerçekleştirilmesi göz önüne alındığından bunun önemli bir sorun olmadığı düşünülmektedir. Üç eksenli bir taşıyıcı sisteme (gantry) monte edilmiş bir kamera vasıtasıyla düz bir zemin üzerindeki kare, üçgen, daire gibi değişik geometrik cisimler görüntü işleme yöntemleri kullanılarak başarılı bir şekilde sınıflandırılmakta ve farklı kutulara yerleştirilmektedir. Çalışma alanı üzerindeki cisimlerin hareketsiz olduğu varsayılarak, anlık imgeler ile işlem yapılmaktadır

Geliştirilen sistem kullanılarak gantry üzerinde başka görüntü işleme ve kontrol yöntemleri denenebilir. Örneğin; Son yıllarda sınıflandırma amacı ile yaygın olarak kullanılmakta olan Bayesçi (Bayesian) yaklaşımlar, yapay sinir ağları (Artificial Neural Network-ANN) ve destek vektör makineleri (Support Vector Machine-SVM) gibi teknikler bu çalışmanın ileri aşamalarını oluşturabilir.

6. Kaynakça

- [1] ASME, Getting Hold On Mechatronics,1997
- [2] Zafer Bingül, Serdar Küçük. *Robot Tekniği 1*, Birsen Yayınevi ,(2005).
- [3] Yazıcı, S., 2004. İki Eksenli Dairesel Enterpolasyon Yapabilen CNC Kontrol Devresi Tasarımı. KOÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Lisans Tezi. Kocaeli.
- [4] Neural Networks for Pattern Recognition, C.M.Bishop,1995
- [5] R.C.Gonzalez, R.E.Woods,S.L.Eddins,(2004) Digital Image Processing using Matlab,Prentice Hall
- [6] Haralick,Robert M., and Linda G. Shapiro.Computer and Robot Vision, Volume I, Addison-Wesley, 1992, pp. 28-48.

Kızılberisi Algılayıcılarla Yapay Sinir Ağlarına Dayalı Hedef Ayırdetme

Tayfun Aytac ve Billur Barshan

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilkent Üniversitesi, 06800, Bilkent, Ankara

{taytac, billur}@ee.bilkent.edu.tr

Özetçe

Düşük maliyetli kızılberisi algılayıcılardan elde edilen açısız yeğlilik sinyalleri kullanarak iç mekanlarda sıkça karşılaşılan hedeflerin geometrik ve yüzey özelliklerini yapay sinir ağlarıyla belirleyen bir yöntem ileri sürüyoruz. Yöntem deneysel olarak alüminyum, beyaz kumaş ve beyaz köpükten ambalaj malzemesiyle kaplı düzlem, 90° köşe ve 90° kenar hedefleriyle doğrulanmıştır. Tüm hedefler için geometri ve yüzey özellikleri ortalama %78 doğru ayırdedilmiştir. Aynı olarak düşündüğümüzde, hedeflerin geometrileri ve yüzey tipleri %99 ve %78 oranlarıyla doğru ayırdedilmişlerdir. Bu durum hedeflerin geometrik özelliklerinin yüzey özelliklerine göre daha baskın olduğunu ve yüzey tipinin sınırlayıcı etken olduğunu göstermektedir. Uygulanan yöntem, basit kızılberisi algılayıcıların, uygun sinyal işlemeyle, bilinen uygulamalarının aksine daha fazla bilgi çıkarımında kullanılabilceğini göstermektedir.

1. Giriş

Hedef ayırdetme ve konumlandırma hedeflerin tanınmasının ve ayırdedilmesinin gerektiği akıllı sistemlerde oldukça önemlidir. Ayırdetme ayrıca farklı maddelerin ayırdedilmesinin gerektiği endüstriyel uygulamalarda da önemlidir. Bu çalışmada, ayırdetme ve konumlandırma için bir alıcı ve vericiden oluşan basit bir kızılberisi algılayıcı sistemi kullanıyoruz. Bu algılayıcılar ucuz, kullanımı ve erişimi kolay aygıtlardır. Fakat, yeğlilik sinyalleri yansıtıcı hedefin geometrisine ve yüzey özelliklerine bağlı olduğundan, basit yeğlilik ölçümleri kullanılarak güvenilir erim kestiriminde bulunmak mümkün değildir. Aynı zamanda, hedeflerin özellikleri, hedefin erimi ve açısız konumu bilinmeden basit yeğlilik ölçümlerinden çıkarılamamaktadır. Bu bildiride, hedeflerin geometrik ve yüzey özelliklerini, açısız yeğlilik taramalarını kullanarak yapay sinir ağlarıyla bulan bir yöntem ileri sürüyoruz.

Kızılberisi algılayıcılar robotbilim ve otomasyonda, süreç kontrolünde, uzaktan algılamada ve güvenlik uygulamalarında kullanılmaktadır. Özellikle, bu tip algılayıcılar, yakın hedeflerin saptanmasında, sayma işleminde, erim ve derinlik gözetiminde, zemin algılamada, konum kontrolünde ve engel saptamada kullanılmaktadır. Kızılberisi algılayıcılar gezgin robot yöngüdümlünde kapı aralıklarında kenarların yerini belirlenmesinde [1], bina ve araçlarda kapı ve pencere gözetiminde kullanılmaktadır. [2]'de bilinen bir uzaklıkta konumlanmış düzlemsel hedeflerin yüzey özellikleri Phong

aydınlatma modeli kullanılarak belirlenmiş, böylece kızılberisi algılayıcılar yakın mesafeler için erim ölçer olarak kullanılmıştır. Kızılberisi algılayıcıların kullanımına ilişkin detaylı kaynaklar [3]'ün giriş kısmında verilmiştir. [4]'de, farklı geometrik özelliklere ama benzer yüzey özelliklerine sahip (tahta) hedefler referans sinyallerine dayalı olarak ayırdedilmiştir. [5]'de ise, aynı düzlem geometriye fakat farklı yüzey özelliklerine sahip hedefler benzer yöntemle ayırdedilmiştir. Bu bildiride, [3]'de anlatılan referans sinyallerine dayalı ayırdetme yöntemine alternatif olarak yapay sinir ağları hedef ayırdetmede kullanılmıştır.

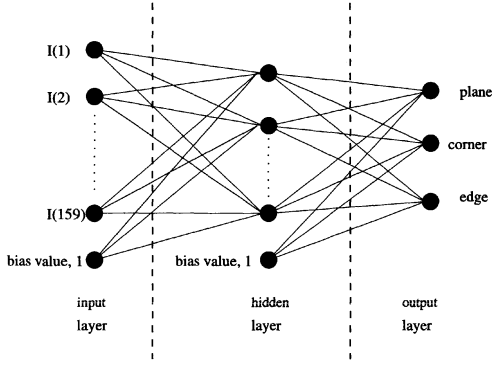
2. Yapay Sinir Ağları

Yapay sinir ağları hedef ayırdetme ve sınıflandırmada [6], konuşma işleme [7], sistem tanımda [8], kontrol teorisinde [9], medikal uygulamalarda [10] ve karakter tanımda [11] çokca kullanılmaktadır. Bu çalışmada, yapay sinir ağları, farklı yüzey özelliklerine sahip hedeflerden elde edilen kızılberisi yeğlilik taramalarında gömülü olan parametre ilişkilerini tanımlamada ve çözümlemeye kullanılmıştır. İki adımda bu gerçekleştirilmektedir: İlk önce hedef geometrisi, sonrasında ise yüzey türü belirlenmektedir.

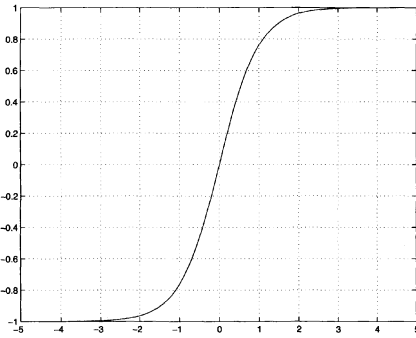
Yapay sinir ağları daha fazla anlamlı öznitelik çıkarmak için, farklı sayıda nöronlardan oluşan giriş katmanı, bir ya da daha çok saklı katmandan oluşmaktadır. Her nöron modeli sürekli ve doğrusal olmayan etkinleştirme fonksiyonuna sahiptir. Yapay sinir ağlarının teorik olarak analizi dağınmık, doğrusal olmama durumundan ve yüksek dereceden bağlantılılıktan dolayı zordur. Eğitim algoritmaları, bağlantı ağırlıkları ve yanlılık değerlerini kullanarak karar verme bölgelerinin sınırlarını belirlemekte kullanılmaktadır. Yapay sinir ağlarının başarımı ağ yapısına, parametre seçimine, öğrenme algoritmalarına, giriş sinyallerine ve parametre ilklendirmesine bağlıdır.

2.1. Yapay Sinir Ağ Parametreleri ve Yapısı

Çalışmada kullanılan yapay sinir ağı, giriş, saklı ve çıkış katmanından oluşmaktadır. Katmanlar sırasıyla 160, 10 ve 3 nörondan oluşmaktadır. Hem giriş hem de saklı katmandaki nöronların sayısı 1 yanlılık değerini içermektedir. Yapay sinir ağ yapısı Şekil 1'de verilmiştir. Tüm nöronlar için etkinleştirme fonksiyonu Şekil 2'de verildiği gibi teğet hiperbol ($\varphi(v) = (1 - e^{-2v}) / (1 + e^{-2v})$) seçilmiştir. Çıkış katmanındaki nöronlar -1



Şekil 1: Kullanılan yapay sinir ağı yapısı.



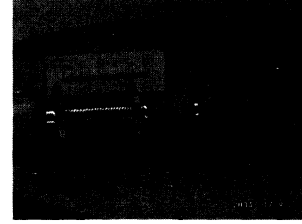
Şekil 2: Etkinleştirme fonksiyonu olarak kullanılan teğet hiperbol fonksiyonu.

ile 1 arasında sürekli değerler almaktadır ve çıkış katmanında kararlar kazanan hepsini alır yaklaşımına göre alınmaktadır.

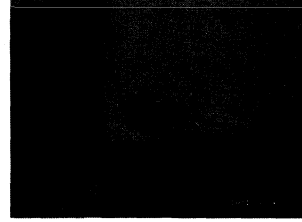
Ağ karmaşıklığı ve doğru ayırtma oranına göre, en iyi ağ yapısının belirlenmesi önemlidir. Kızılberisi yeğinlik taramaları ağ karmaşıklığını azaltmak için her 10 örnekten biri alınarak örneklenmiştir (giriş ve saklı katman arasındaki bağlantı ağırlıklarının azaltmak için). Örneklem oranı örüntüler şeklini koruyacak şekilde ve ayırdedici bilgi kaybolmayacak şekilde seçilmiştir. Daha az örnek alma ayırtma oranında bir iyileştirmeye neden olmamaktadır.

Geri yayılım (GY) ve Levenberg-Marquardt (LM) olmak üzere iki farklı eğitim yöntemiyle ağlar eğitildi. GY yöntemiyle istenen sinyal ile çıktıdaki sinyal arasındaki hata bayer inisi yordamına göre enküçültülmektedir. İki ayarlama parametresi olan öğrenme oranı ve devinirlilik sabiti [12] sırasıyla 0.01 ve 0.9 olarak seçilmiştir.

GY ile eğitilen yapay sinir ağlarının eğitim seti üzerindeki sonuçları iyi sonuç vermediğinden, yapay sinir ağlarının eğitimi, GY'ye göre daha kısa sürede yakınsadığından ve daha gürbüz olduğundan, LM yöntemiyle gerçekleştirilmiştir. LM yönteminde düzenlileştirme için ağırlık azalma çarpanı kullanılmıştır. Bu algoritmanın bir dezavantajı yüksek bellek gereksinimidir, fakat bizim küçük eğitim seti için bu sorun değildir. Yöntemde, deste modunda, tüm ağ parametrele-



(a)



(b)

Şekil 3: (a) Kızılberisi algılayıcı ve (b) deney düzeneği.

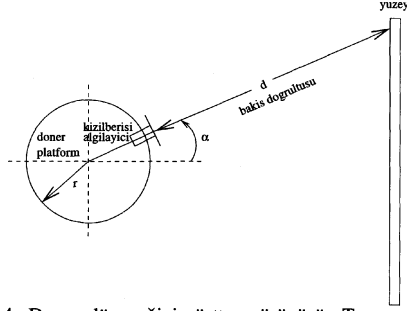
ri bütün giriş verileri işlendikten sonra güncellenmektedir. Ağırlık azalma çarpanı olarak 10^{-4} seçilmiştir. Bu çarpan değerini oldukça ufak seçerek genelleştirme hatasını azaltmak mümkündür. Eğer bu çarpan çok ufak seçilirse ($<10^{-4}$), istenen doğruluğa ulaşmak daha uzun sürecektir. Diğer taraftan, daha büyük çarpan değerleri için, yapay sinir ağları istenen doğruluğa yakınsamayabilir. LM yönteminde öğrenme oranı uyarlamalı olarak değişmektedir, bu yüzden öğrenme oranının ilk değeri sadece ağırlık yakınsama hızını değiştirmektedir.

Yapay sinir ağlarının yakınsaması için ortalama karesel ölçütü kullanıldı ve kabul edilebilir hata seviyesi 10^{-3} olarak alındı. Öğrenme süreci ya hata ölçütü sağlandığında ya da döngü sayısına (100,000) ulaştığında bitirilmektedir. İkinci durum oldukça seyrek olmaktadır.

Yapay sinir ağları eğitildikten sonra budama adı verilen yöntemle ağ en küçük sayıda ağırlıklara sahip olacak şekilde eğitilmektedir. Budama için *Optimal Brain Surgery* (OBS) tekniği [13] kullanılmıştır. Ağırlıkların %5'i budandığında, en büyük döngü sayısı 50 olacak şekilde ağ tekrar eğitilmektedir. (Tekrar eğitime bir tane ağırlığın budanmasıyla da yapılabilir ama bu daha uzun sürmektedir.) Her yeni öğrenmede, Yapay sinir ağları test taramalarıyla test edilmektedir ve ilgili hata ve ağırlıklar kaydedilmektedir. En küçük test hatasıyla sonuçlanan budanmış yapay sinir ağı en iyi ağ olarak seçilmektedir ve ağ ağırlık azalma çarpanı en küçük hataya neden olan ağırlıklarla, tekrardan eğitilmektedir. LM ve OBS uygulamasında, yapay sinir ağ tabanlı sistem tanıma programı kullanılmıştır [14].

2.2. Geometri Tiplerinin Yapay Sinir Ağıyla ile Belirlenmesi

Çalışmada kullanılan kızılberisi algılayıcı [15] [Şekil 3(a)] bir alıcı-verici çiftinden oluşmakta ve hedeften yansıyan sinyalin yeğinliğiyle orantılı analog gerilim çıktısı sağlamaktadır. Alıcı penceresi ortam aydınlatmasının yeğinlik ölçümle-



Şekil 4: Deneysel düzeneğin üstten görünüşü. Tarama açısı α ve konum açısı θ yatay ekseninden saatın dönme yönünün tersi yönünde ölçülmektedir.

rine olan etkisini en aza indirmek için kızılberisi süzgeç ile kaplıdır.

Kullanılan hedefler 120 cm uzunluğunda düzlem, 90° köşe ve 90° kenardır. Bu hedefler alüminyum, beyaz kumaş ve beyaz köpükten ambalaj malzemesiyle kaplanmıştır. Yöntemimiz, her hedefin belli bir açı aralığında taranmasına bağlıdır. Kızılberisi algılayıcı 15,2 cm yarıçapında döner bir platform [16] üzerine yerleştirilmiş ve hedeflerden açısız yeğinlik taramaları elde edilmiştir. Deneysel düzeneğin fotoğrafı ve çizimi sırasıyla Şekil 3(b) ve 4'de verilmiştir. Referans yeğinlik taramaları her geometri-yüzey kombinasyonu için 2.5 cm aralıklarla, en yakın gözlenebilir uzaklıktan en büyük gözlenebilir uzaklığında $\theta = 0^\circ$ 'de yerleştirilerek elde edilmiştir. Elde edilen yeğinlik taramaları Şekil 5'de verilmiştir. Bu yeğinlik taramaları orjinal taramalardır, yapay sinir ağlarına girdi olarak kullanılan taramalar bunların örneklenmiş halidir. Eğitim seti 60 düzlem, 49 köşe ve 38 kenar hedef olmak üzere 147 referans taramasından oluşmaktadır. Her hedef türü için hedef sayısı birbirinden farklıdır. Bunun nedeni her hedefin farklı yansıtıcı özelliklerine sahip olması ve geometri ve yüzey özelliklerinin belirlediği farklı erim aralıklarında gözlenebilir olmasıdır.

Eğitim LM algoritmasıyla gerçekleştirildi. Giriş ağırlıkları rasgele ilklendirildi. Eğitim ve test setinde en yüksek ayırtma oranına sahip yapay sinir ağı 10 saklı katman nöronuna sahiptir. Burada OBS henüz ağı budamak için kullanılmamıştır.

Yapay sinir ağı, hedefleri farklı erim r ve açılarda θ yerleştirilerek elde edilen kızılberisi yeğinlik taramalarıyla test edildi. 82'si düzlem, 64'ü köşe ve 48'i kenar olmak üzere toplam 194 test taraması elde edildi. Hedefler -45° 'den 45° 'ye en yakın gözlenebilir aralıktan en uzak gözlenebilir aralığa kadar rasgele yerleştirildi. (Dikkat edilmesi gereken diğer hususta, eğitim seti eşit aralıklarla $\theta = 0^\circ$ 'de toplanmıştır, test taramaları ise rasgele pozisyonlarda ve açısız konumlarda elde edilmiştir.)

Test taraması elde edildiğinde, hedefin açısız konumu ağırlık merkezi ya da en büyük yeğinlik değeri kullanılarak elde edilebilir. Test taramaları açısız konum kestirimi kadar kaydırılmakta, 1'e 10 oranında örneklenmekte ve elde edilen tarama girdi olarak yapay sinir ağına sunulmaktadır. Ağırlık merkezi durumu için ayırtma sonuçları Tablo 1'de parantez içinde verilmiştir. Toplamda %94.3 ayırtma oranı elde edilmiştir. Köşe hedefleri taramaların ayırdedici özelliğinden

Tablo 1: Geometri ayırtma dizeyi: açısız konumu ağırlık merkezine göre kestirildi. Sonuçlar OBS sonrası (öncesi) parantez dışı (içi) (D: Düzlem, KÖ: köşe, K: kenar).

hedef	ayırtma sonuçları			toplam
	D	KÖ	K	
D	80(76)	–	2(6)	82(82)
KÖ	–	64(64)	–	64(64)
K	(5)	–	48(43)	48(48)
toplam	80(81)	64(64)	50(49)	194(194)

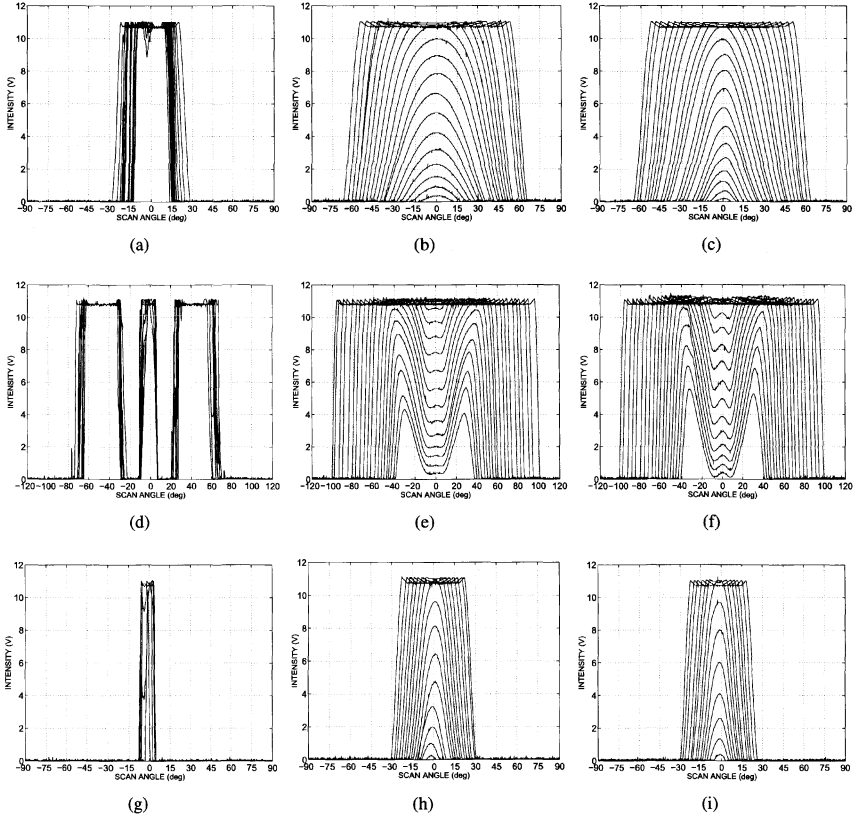
dolaylı doğru olarak ayırdedilmişlerdir. Düzlemler 82 durum içerisinde 6 kez kenar hedefleriyle karıştırılmıştır, kenar hedefleri ise 48 durumda 5 kez düzlemlerle karıştırılmıştır. Alternatif olarak hedeflerin açısız konumu doyuma ulaşmamış taramalar için en büyük yeğinlik değeri bulunarak hesaplanmıştır. Bu durumda %96.4 doğru ayırtma oranı elde edildi. Ağırlık merkezi durumuna göre daha iyi olmasının nedeni kenar hedeflerinin doğru ayırdedilmesidir. 7 düzlemsel test taramaları dışında, tüm yüzeyler doğru olarak ayırdedilmişlerdir. 7 yanlış ayırdedilen düzlemsel test hedeflerinden 6 tanesi doyuma ulaşmış alüminyum kaplı yüzeylerdir.

Bir sonraki adımda, yapay sinir ağı OBS tekniğiyle budanmaktadır. Eğitim ve test hatalarının, ağı budandıktan sonra ağırlıkların sayısına göre çizimi Şekil 6'da verilmiştir. Bu şekilde, hatalar sağdan sola doğru ilerlemektedir. En küçük hata 263 tane ağırlık kullanıldığında elde edilmektedir. Elenen ağırlıklar sıfır değerini almaktadır. Ağırlıkların sayısı 263'ten öteye azaldığında, eğitim ve test hataları çok fazla ağırlığın elenmesinden dolayı hızlıca artmaktadır. 263 tane ağırlık tutulduğunda, saklı katman nöronları hala 10 olmaktadır.

En küçük test hatasına neden olan ağırlıklar kullanılarak ağı LM algoritması kullanılarak ama sıfır ağırlık azalma çarpanıyla tekrardan eğitilmektedir. Yapay sinir ağı 7 yinelemde 0.00033 hatasına yakınsamaktadır. En iyilenen ağıra göre sonuçlar parantez dışında Tablo 1'de ve Şekil 7'de verilmiştir. Ortalama %99.0 doğru ayırtma oranı elde edildi. Bu yüzden ağı yapısını optimize etmek dışında geometri ayırdetmede daha iyi sonuç elde edilmiştir.

2.3. Yapay Sinir Ağlarıyla Yüzey Tipi Ayırtma

İkinci adımda, hedef geometrilerinin doğru ayırdedildiği varsayılarak, yüzey özellikleri yapay sinir ağlarıyla ayırdedilmektedir. Geometri ayırdetmedeki aynı ağı yapısı ve yöntem kullanılmıştır. Eğitim setindeki her yüzey doğru olarak ayırdedilmiştir. 3 geometri ve yüzey için ayırtma dizeyi Tablo 2'de verilmiştir. Düzlem hedefleri ortalama %80.5 doğru olarak ayırdedilmiştir. Alüminyum kaplı yüzeyler %100 doğru ayırdedilmiştir. Köşe hedeflerinin yüzey özellikleri %85.9 oranında doğru ayırdedilmektedir. Ayırdedici özelliklerinden dolayı alüminyum kaplı köşe hedefleri doğru olarak ayırdedilmişlerdir. En kötü ayırtma sonuçları (%64.6) kenar hedefleri için elde edildi. Beyaz kumaş kaplı kenar hedefleri köpük ambalaj malzemesiyle karıştırılmamaktadır. Öte taraftan, %72.2 oranında köpük malzeme kaplı kenar hedefleri beyaz kumaş kaplı olarak yanlış ayırdedilmişlerdir.



Şekil 5: Farklı uzaklıklarda konumlanmış yüzeylerle kaplı (ilk sütun, alüminyum; ikinci sütun, beyaz kumaş; üçüncü sütun, beyaz köpük ambalaj malzemesi) hedefler için yeğinlik taramaları (ilk sıra, düzlem; ikinci sıra, köşe; üçüncü sıra, kenar).

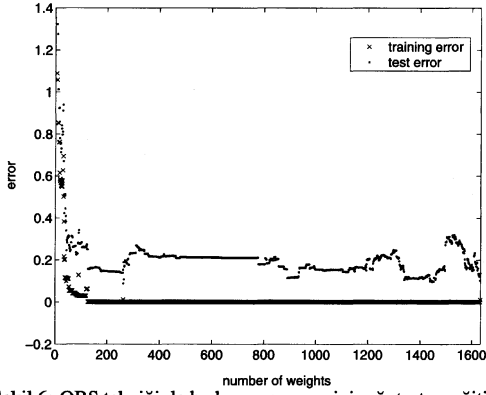
Tüm yüzeyler için ortalama doğru ayırtma oranı %78.4'tür.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada kızılberisi algılayıcılarla daha iyi hedef ayırtmak için en iyi yapay sinir ağ yapısı ileri sürüldü. Giriş sinyalleri farklı hedeflerden döner bir noktasal algılayıcıyla elde edilmiştir. Yeğinlik sinyalleri ağınlı işlevsel karmaşıklığı azaltmak için örneklenmiştir. Eğitim algoritmaları olarak GY ve LM yöntemleri kullanıldı. LM ile eğitilen ağ, en iyi ağ yapısı için OBS tekniğiyle budanmıştır. Budama işlemi ayırtma sonuçlarında iyileştirmeye neden olmuştur. İlk önce geometri sonra yüzey tipi belirlenerek modüler bir yaklaşım sergilenmiştir. Hedeflerin geometrileri %99 doğru olarak ayırdedilmiştir. Sadece 2 düzlem hedefi kenar olarak yanlış ayırdedilmiştir. Yüzey ayırtmada, tüm yüzeyler için %78.4 doğru ayırtma oranı elde edildi.

Yüzey ayırtma yeğinlik taramaları benzer özelliklere sahip olduğundan geometri ayırtmaya göre daha az başarılıdır. Sonuçlar hedeflerin geometrik özelliklerinin daha ayırdedici olduğunu ve yüzey ayırtmanın kısıtlayıcı olduğunu göstermektedir.

Referans sinyallerine dayalı ayırtmada [3], geometri ve yüzey için %80 doğru ayırtma oranı elde edildi. Aynı olarak ele alındığında geometri ve yüzey türleri %99 ve %81 oranlarında doğru olarak ayırdedilmiştir. Sonuçlar, bu çalışmada elde edilen sonuçlara yakındır. Diğer taraftan, yapay sinir ağları dışındaki yöntemlerle elde ettiğimiz sonuçlara göre burada elde ettiğimiz sonuçlar beklenilenin altındadır. Bunu bir nedeni ağınlı eğitim setini ezberlediği *genelleştirme* durumudur. Ağ karmaşıklığı arttıkça, ağınlı eğitim setini ezberleme eğilimi artmaktadır. Karmaşık ağlar gürültüyü öğrenmeye çalıştığı için, aşırı eğitilme durumu ortaya çıkmaktadır. Diğer taraftan, basit ağ modelleri ilgili görevleri yerine getirmekte yetersiz kalmaktadır. Ayrıca en iyi ayırtma oranlarının her zaman eğitim setinde en iyi sonucu veren ağla elde edilmediği gözlemlendi. Bunun ana nedeni küçük ölçekli olan eğitim setidir. Eğitim setini iki küçük sete bölerek, eğitim setinin temsil etme yeteneği azaltılmış oluyor. Bu yüzden, eğitim setindeki orjinal taramalara gürültü ekleyerek taramaların sayısını arttırmaya çalıştık. Gürültü iki türlü eklendi: İlk önce her örneğe beyaz Gauss gürültü eklendi. Alternatif olarak, küçük açısız sarsımlar (tüm taramalar için sabit) taramalara eklenmiş, böylece açısız kestirimden sonra $\theta = 0^\circ$ 'den sapmalı taramaların doğru olarak



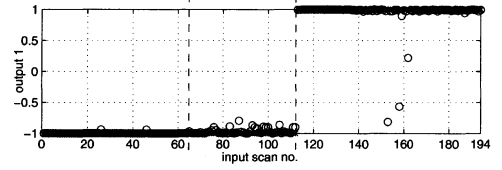
Şekil 6: OBS tekniğiyle budanmış yapay sinir ağı test ve eğitim sonuçları.

Tablo 2: Üç geometri ve yüzey için ayırtma dizeyi. (AL: alüminyum, BK: beyaz kumaş, BKÖ: beyaz köpük, B: belirlemeyen.)

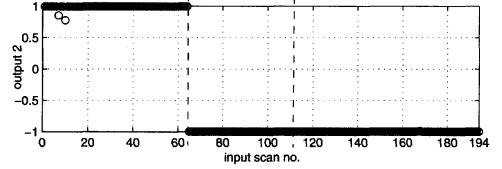
		ayırdıl原因			
		D			B
g e r ç e k	D	AL	24	-	-
		BK	-	23	6
		BKÖ	-	9	19
	KÖ				
	KÖ	AL	22	-	-
		BK	-	14	8
		BKÖ	-	1	19
	K				
	K	AL	8	-	2
BK		-	19	1	
BKÖ		-	13	4	

ayırdılması düşünülmüştür. Diğer bir girişimde giriş tarama sinyallerinin örneklenme oranını düşürmektir. Sonuçta, tüm bu denemeler doğru ayırtma oranında iyileştirmeye neden olmadı.

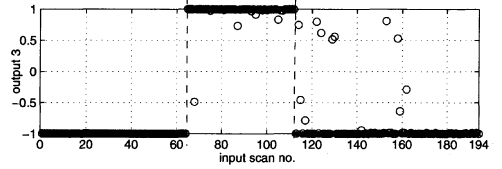
Bu çalışma basit kızılberisi algılayıcıların, uygun işleme ve algılama teknikleriyle, bilinen uygulamalarının aksine daha fazla bilgi çıkarımında kullanılabilmesini göstermektedir. Bu sayede nesnelerin farkına varma, yakınsak algılama, sayma, erim ve derinlik gözetimi, pozisyon ölçümü ve çarpmalardan sakınma gibi basit görevlerin ötesinde kızılberisi algılayıcıların kullanılabilmesi görülmüştür. Böylece, ayırtma, sınıflandırma, tanıma, pozisyon kestirimi, harita çıkarma, çevrenin algılanması, otonom yöngüdümlü ve hedef takibi uygulamalarında kızılberisi algılayıcılardan faydalanmak mümkün olacaktır.



(a) düzlem



(b) köşe



(c) kenar

Şekil 7: En iyi ağı için yapay sinir ağı ayırtma sonuçları: (a) düzlem, (b) köşe ve (c) kenar.

4. Kaynakça

- [1] A. M. Flynn. Combining sonar and infrared sensors for mobile robot navigation. *Int. J. Robot. Res.*, 7:5-14, Aralık 1988.
- [2] P. M. Novotny ve N. J. Ferrier. Using infrared sensors and the Phong illumination model to measure distances. *Proc. ICRA*, 1644-1649, Detroit, MI, Mayıs 1999.
- [3] T. Aytaç ve B. Barshan. Simultaneous extraction of geometry and surface properties of targets using simple infrared sensors. *Opt. Eng.*, 43:2437-2447, Ekim 2004.
- [4] T. Aytaç ve B. Barshan. Differentiation and localization of targets using infrared sensors. *Opt. Commun.*, 210:25-35, Eylül 2002.
- [5] B. Barshan ve T. Aytaç. Position-invariant surface recognition and localization using infrared sensors. *Opt. Eng.*, 42:3589-3594, Aralık 2003.
- [6] B. C. Bai ve N. H. Farhat. Learning networks for extrapolation and radar target identification. *Neural Networks*, 5:507-529, Mayıs/Haziran 1992.
- [7] M. Cohen, H. Franco, N. Morgan, D. Rumelhart ve V. Abrash. Context-dependent multiple distribution phonetic modelling with MLPs. *Advances in Neural Information Processing Systems*, 649-657, 1993.
- [8] K. S. Narendra ve K. Parthasarathy. Gradient methods for the optimization of dynamic systems containing neu-

- ral networks. *IEEE Trans. Neural Networks*, 2:252–262, Mart, 1991.
- [9] M. I. Jordan ve R. A. Jacobs. Learning to control an unstable system with forward modeling. *Advances in Neural Information Processing Systems 2*, 324–331, 1990.
- [10] M. Galicki, H. Witte, J. Dörschel, M. Eiselt ve G. Griessbach. Common optimization of adaptive processing units and a neural network during the learning period: application in EEG pattern recognition. *Neural Networks*, 10: 1153–1163 Ağustos, 1997.
- [11] Y. LeCun, B. Boser, J. S. Denker, D. Henderson, R. E. Howard, W. Hubbard ve L. D. Jackel. Handwritten digit recognition with a back-propagation network. *Advances in Neural Information Processing Systems 2*, 396–404, 1990.
- [12] D. E. Rumelhart, G. E. Hinton ve R. J. Williams. Learning representations by back-propagation errors. *Nature*, 323:533–536, 1986.
- [13] B. Hassibi ve D. G. Stork. Second-order derivatives for network pruning: optimal brain surgeon. *Advances in Neural Information Processing Systems*, 5:164–171, 1993.
- [14] M. Nørgaard. Neural Network Based System Identification Toolbox. *Department of Automation, Technical University of Denmark*, Denmark, 2000.
- [15] Matrix Elektronik, AG, Kirchweg 24 CH-5422 Oberehrendingen, İsviçre, *IRS-U-4A Proximity Switch Datasheet*, 1995.
- [16] Arrick Robotics, P.O. Box 1574, Hurst, Teksas, 76053 URL: www.robotics.com/rt12.html, *RT-12 Rotary Positioning Table*, 2002.

Tam-Taşıt Modeline Uygulanan Değişken Sönümlü Yarı-Aktif Aski Sisteminin Optimum Kontrolünün Teorik İncelemesi

Erdoğan Yaz¹, Yücel Ercan²

¹Makine Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
erdincyaz7@yahoo.com

²Makine Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara
yercan@etu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, tam-taşıtlı modeline uygulanan değişken sönümlü yarı-aktif askı sisteminin optimizasyonu yapılmıştır. Tanımlanan performans kriteri; asılı kütle, düşey ve açılmalı hareketleri sonucunda oluşan ivme değerlerinin karelerinin ortalamalarını, askı sistemi esnemelerinin karelerinin ortalamalarını ve asılı olmayan kütlelerin yere göre esnemelerinin karelerinin ortalamalarını ağırlıklı olarak içermektedir. Pontryagin prensibi uygulanarak, sönüm katsayılarının optimum değerlerini veren kapalı çevrim optimum kontrol elde edilmiştir. Optimum olarak kontrol edilen sistemin ölçülmüş yol girişleri ve başlangıç koşullarına cevapları sınırlanmış kontrol girişleri için elde edilmiş ve sistem performansı değerlendirilmiştir. Kontrol girişinin uygulanmasındaki gecikmelerin performans üzerindeki etkileri araştırılmıştır. Çalışma sonucunda, değişken sönümlü yarı-aktif askı sistemi uygulamasıyla hem asılı kütle ivme değerlerinin, hem de askı sistemi esnemelerinin önemli ölçüde azaltılabileceği gösterilmiştir.

1. Giriş

Bir taşıtta askı sisteminin temel görevi, yol tarafından uygulanan girdiler sonucunda taşıt gövdesinde oluşan ivmeleri kabul edilebilir düzeylerde tutmaktır. Ancak askı sistemi bu işlevi sağlarken aynı zamanda asılı kütle (yolcu kabini) ile asılı olmayan kütle (aks, teker) arasındaki mesafenin sınırlı kalmasını ve asılı olmayan kütle ile yol arasındaki esnemelerin aracın yol tutuşunu etkilemeyecek düzeylerde olmasını da sağlamalıdır.

Genel olarak askı sistemleri üç ana türe ayrılır. Bunlar pasif, yarı-aktif ve aktif askı sistemleridir.

Günümüzde askı sistemleri arasında en yaygın olarak kullanılan pasif askı sistemleridir. Bunun sebebi, pasif askı sistemlerinin yatırım maliyetlerinin çok düşük olması, yapılarının basit olması, arıza oranlarının düşük olması, uygulandığı sistemin performansının sadece birkaç parametrenin değiştirilmesiyle iyileştirilebilir olmasıdır. Pasif askı sistemlerinin en önemli dezavantajları, gelişen

teknolojiyle birlikte yüksek hızlara ulaşabilen taşıtlarda veya kötü yol koşullarında yeterli yolcu konforu sağlayamamaları ve yol tutuş kabiliyetlerinin oldukça düşük olmasıdır.

Askı sistemleri içerisinde karmaşık yapıları ve performans özellikleri bakımından en üst sırada aktif sistemler yer alır. Aktif sistemlerin maliyetleri yapılarının karmaşık olması sebebiyle yüksektir. Bu sistemlerin çalışabilmesi için dışarıdan bir güç sağlanması gereklidir. Bu sebeplerden dolayı aktif sistemler çok az kullanım alanı bulmuştur.

Kullanılmakta olan yarı-aktif askı sistemlerinde asılı olan kütleyle asılı olmayan kütle arasındaki sönümleyicinin sabiti uygun şekilde değiştirilerek sistem performansı iyileştirilmeye çalışılır. Yarı-aktif askı sistemlerinde, aktif sistemlerde olduğu gibi bir kuvvet servomekanizmasına gerek olmadığından sistemin güç gereksinimi ortadan kalkar ve sistem yapısı oldukça basitleşir. Ayrıca yarı-aktif askı sistemlerinin ilk yatırım maliyetleri de çok fazla olmadığı için kullanım alanları gün geçtikçe artmakta, başta lüks ve askeri taşıtlar olmak üzere, bazı taşıtlarda opsiyonel olarak kullanılmaktadır [1, 2].

Yarı-aktif sistemde değişken sönümleyicilerin kullanılmasıyla titreşimlerin azaltılabileceği fikrini ilk olarak 1970'li yıllarda Karnopp v.d. [3] ortaya atmış, bunu izleyen yıllarda ise Hrovat v.d. [4] tarafından yapılan bir çalışmada değişken sönüm sabitli çeyrek taşıt modeli kabul edilerek ve Lineer Karesel Gauss (LKG) optimum kontrol uygulanarak, bu sistemin optimizasyonu yapılmıştır. Daha sonra yapılan çeşitli çalışmalarda çeyrek ve yarım taşıt modellerine uygulanan yarı-aktif askı sistemleri değişik yönleriyle incelenmiştir. Bu çalışmalarda pasif ve aktif sistemlerle yarı-aktif sistemlerin karşılaştırmaları yapılmış, uzay-kanca sönümleyici türünde kontrol algoritmaları, lineer karesel Gauss yöntemiyle geliştirilen algoritmalar kullanılarak sistem performansının iyileştirilmesine çalışılmıştır [5-17].

Literatürde bulunan, tam-taşıtlı modeline uygulanmış yarı-aktif askı sistemleriyle ilgili çalışmalar oldukça sınırlıdır. Hou v.d. [18], Liu v.d. [19], Wang v.d. [20] ve Choi v.d. [21] yaptıkları çalışmalarda tam-taşıtlı modeline uygulanmış yarı-aktif askı

sistemlerinin performansını çeşitli yöntemlerle incelemiştir.

Bu bildiriye sunulan çalışmanın amacı tam-taşıtlı modeline uygulanan değişken sönüm sabitli, yarı-aktif bir askı sistemi için kapalı çevrimli bir optimum kontrol sistemi geliştirmek, gerçek yol girişleri uygulandığında yarı-aktif sistemin performansının pasif askı sistemine göre ne ölçüde iyileştiğini göstermek ve kontrol girişinin yani sönüm sabitinin uygulanmasında bir gecikme varsa, bunun sistem davranışına olan etkisini belirlemektir.

2. Sistem Modeli ve Optimum Kontrolün Elde Edilmesi

2.1 Sistem Modeli

Bu çalışmada Şekil 1'de görülen yedi serbestlik dereceli tam-taşıtlı modeli incelenmiştir. Şekilde asılı ve asılı olmayan kütleler arasındaki b_{f12} , b_{f22} , b_{r12} , b_{r22} değiştirilebilen sönüm sabitleri olup, bunlar sırasıyla u_1 , u_2 , u_3 ve u_4 olarak tanımlanan kontrol girişleridir. Sisteme ön sol ve arka solda uygulanan yol girişleri şekil olarak aynı olup, aralarında taşıt hızı ve taşıt uzunluğunun belirlediği bir zaman farkı vardır. Aynı durum ön sağ ve arka sağda uygulanan yol girişleri için de geçerlidir.

Bu sistemin durum denklemleri sistem parametreleri cinsinden uygun katsayı terimleri tanımlanarak aşağıdaki gibi elde edilmiştir. Burada $x_1 = y_{f12} - y_{f1}$, $x_3 = y_{r1}$, $x_5 = y_{r12} - y_{r1}$, $x_7 = y_{r1}$, $x_9 = y_{f2} - y_{f1}$, $x_{11} = y_{f1}$, $x_{13} = y_{r2} - y_{r1}$ olarak tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -B_1 x_1 - B_2 u_1 x_2 + B_3 x_3 + B_4 x_4 + B_5 x_5 + B_6 u_2 x_6 - B_9 x_9 - \\ &\quad B_{10} u_3 x_{10} + B_{13} x_{13} + B_{14} u_4 x_{14} - B_3 z_{f1} - B_4 \dot{z}_{f1} \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= D_1 x_1 + D_2 u_1 x_2 - B_3 x_3 - B_4 x_4 + B_3 z_{f1} - B_4 \dot{z}_{f1}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_5 &= x_6 \\ \dot{x}_6 &= F_1 x_1 + F_2 u_1 x_2 - F_5 x_5 - F_6 u_2 x_6 + F_7 x_7 + F_8 x_8 + F_9 x_9 \\ &\quad + F_{10} u_3 x_{10} - F_{13} x_{13} - F_{14} u_4 x_{14} - F_7 z_{r1} - F_8 \dot{z}_{r1} \\ \dot{x}_7 &= x_8 \\ \dot{x}_8 &= H_5 x_5 + H_6 u_2 x_6 - F_7 x_7 - F_8 x_8 + F_7 z_{f1} + F_8 \dot{z}_{f1} \\ \dot{x}_9 &= x_{10} \\ \dot{x}_{10} &= J_1 x_1 + J_2 u_1 x_2 + J_5 x_5 + J_6 u_2 x_6 - J_9 x_9 - J_{10} u_3 x_{10} \\ &\quad + B_3 x_{11} + B_4 x_{12} - J_{13} x_{13} - J_{14} u_4 x_{14} - B_3 z_{f1} - B_4 \dot{z}_{f1} \\ \dot{x}_{11} &= x_{12} \\ \dot{x}_{12} &= D_1 x_9 + D_2 u_3 x_{10} - B_3 x_{11} - B_4 x_{12} \\ &\quad + B_3 z_{f1} + B_4 \dot{z}_{f1} \\ \dot{x}_{13} &= x_{14} \\ \dot{x}_{14} &= N_1 x_1 + N_2 u_1 x_2 - N_4 x_2 - N_3 x_3 - N_4 x_4 - N_5 x_5 \\ &\quad - N_6 u_2 x_6 + N_3 x_7 + N_4 x_8 + N_9 x_9 + N_4 x_{10} \\ &\quad + N_{10} u_3 x_{10} + N_{11} x_{11} + N_{12} x_{12} - N_{13} x_{13} - N_4 x_{14} \\ &\quad - N_{14} u_4 x_{14} - N_3 z_{r1} - N_4 \dot{z}_{r1}\end{aligned}\tag{1}$$

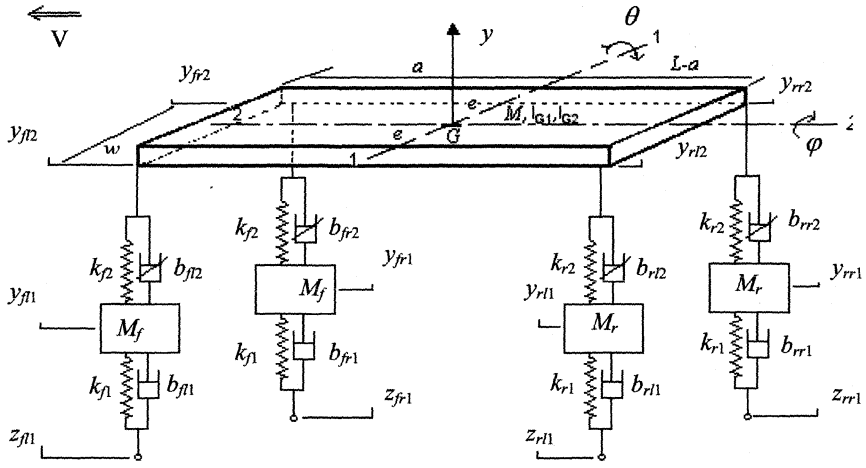
Bu eşitlikler uygun biçimde tanımlanan matrisler cinsinden kısaca aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{z})\tag{2}$$

Durum denklemlerinde durum değişkenleri ve kontrol girişlerinin birinci mertebeye terimlerinin çarpanlar halinde olduğu terimler vardır. Bu tür sistemlere *bi-lineer* denir.

Sistemin kontrol girişleri değişken sönümleyicilerin sönüm sabitleri olup bunlar üzerindeki kısıtlamalar aşağıdaki gibidir.

$$0 < U_{\min} < u_i < U_{\max} \quad (i = 1, 4)\tag{3}$$



Şekil 1: Tam-taşıt modeli.

2.2. Performans Kriterinin Belirlenmesi

Askı sistemlerinde asılı kütle (taşıt gövdesi) ivmelerinin yanı sıra, asılı ve asılı olmayan kütleler arasındaki, asılı olmayan kütleler ile yol arasındaki uzaklıkların dinamik değişimlerinin de minimum yapılması istenir. Ancak bu kriterlerin her birinin minimum yapılması, sistem üzerine farklı ve birbirleriyle çelişen şartlar getirdiğinden, minimum yapılması istenen terimlerin ağırlıklı olarak dahil edildiği performans kriterleri kullanılır. Ağırlık katsayılarının değerlerinin değiştirilerek, minimum yapılması istenen parametreler arasında optimum uzlaşma eğrileri elde edilir. Bu çalışmada; asılı kütlelerin düşey ve yunuslama açısız ivmelerini, asılı kütle ile asılı olmayan kütleler arasındaki uzaklıklarını, asılı olmayan kütleler ile yol arasındaki uzaklıklarını içeren aşağıdaki performans kriteri kullanılmıştır.

$$PJ = \int_0^{t_f} [\dot{y} + \rho_1 \ddot{\theta}^2 + \rho_2 (x_1^2 + x_5^2 + x_9^2 + x_{13}^2) + \rho_3 (x_3^2 + x_7^2 + x_{11}^2)] dt \quad (4)$$

2.3. Optimum Kontrolün Türetilmesi

Lineer karesel durum regülatörü probleminin (LKR problemi) çözümü, yani sistemi bir başlangıç durumundan, durum uzayının orijinine getirmeye çalışan optimum kontrolün çözümü Pontryagin'in minimum prensibini uygulayarak bulunabilir. Yöntem matris Riccati denkleminin çözümünü gerektirir ve sonuçta kapalı çevrim kontrol elde edilir. Beyaz gürtültü girişi uygulanan lineer sistemler için lineer karesel Gauss (LKG) probleminin çözümü ile lineer karesel durum regülatörü probleminin çözümü aynıdır.

Diğer yandan, bilineer sistemler için lineer karesel durum regülatörü probleminin çözümü de yine Pontryagin'in minimum prensibi ve Riccati denklemini yardımcıyla kapalı çevrim kontrol olarak elde edilir. Bu hususlar dikkate alınarak Eş. 1 ile tanımlanan bilineer sistem de, yol girişleri sıfır kabul edilerek lineer durum regülatörü problemi olarak çözülecektir. Daha sonra, bu şekilde bulunan kontrol algoritmasının uygulandığı sistemin performansı, ölçülmüş yol girişleri uygulanarak değerlendirilecektir.

Kapalı çevrim optimum kontrolü elde etmek için önce performans kriteri durum değişkenleri ve kontrol değişkenleri cinsinden ifade edilmiştir. Daha sonra performans kriterinde integrali alınan terime kısaca L diyerek $H = L + \lambda x$ şeklinde ifade edilen Pontryagin fonksiyonu yazılmıştır. Bir sonraki aşamada ise Pontryagin fonksiyonunun sırasıyla u_1, u_2, u_3 ve u_4 'e göre kısmi türevleri alınarak sıfıra eşitlenmiş ve dört adet kontrol değişkenini durum ve yardımcı durum değişkenleri cinsinden çözmek için kullanılacak dört denklem bulunmuştur. Ancak bu denklemler incelendiğinde, bu denklemlerden u_1, u_2, u_3 ve u_4 'ün bağımsız olarak çözülemediği, yani tanımlanan performans kriterini minimum yapmak için gereğinden fazla kontrol değişkeni tanımlanmış olduğu görülmüştür. Denklemler, u_1 ya da u_3 değişkenlerinden bir tanesinin; u_2 ya da u_4 değişkenlerinden de bir tanesinin tanımlanan performans kriterini minimum yapmak için yeterli olduğunu göstermiştir. Buna dayanarak u_1 ve u_2 kontrol değişkenleri olarak, u_3 ve u_4 ise sırasıyla u_{3S} ve u_{4S} gibi sabit parametreler olarak kabul edilmiş ve tüm işlemler u_1 ve u_2 kontrol

değişkenlerini durum ve yardımcı durum değişkenleri cinsinden çözmek için tekrarlanmıştır. Daha sonra yardımcı durum ve durum değişkenleri $\dot{\lambda} = T_1 x + T_2 \lambda$ and $\dot{x} = H_1 x + H_2 \lambda$ biçiminde elde edilmiştir. Bu ifadelerde geçen T_1, T_2, H_1 ve H_2 terimleri 14×14 boyutlu katsayı matrisleri olup, bu matrisin terimleri sistem parametreleri ve performans kriterinde geçen ağırlık katsayıları cinsindedir. Eğer λ ve x arasında $R(t)$ 'nin pozitif definit olduğu $\lambda = R(t)x$ gibi bir ilişki kabul edilirse, sonuçta $R(t)$ 'nin çözümünü veren aşağıdaki Riccati denklemi bulunur.

$$\dot{R} + R H_2 R + R H_1 - T_2 R - T_1 = 0 \quad (5)$$

Bu denklemin sınır şartları $R(t_f) = 0$ şeklindedir. Eğer $t_f = \infty$ ise, $R(t)$ sabit bir matris haline gelir ve cebirsel Riccati denklemi elde edilir. Bu denklemden R matrisi çözülür; böylece λ ve bunun sonucunda u_1 ve u_2 , durum değişkenleri cinsinden ifade edilerek kapalı çevrim kontrol elde edilir. Yapılan nümerik simülasyonlarda ayrıca denklem (3)'ün getirdiği sınırlamalar da uygulanmıştır.

3. Sistem Parametreleri ve Çözüm Yöntemi

Çözümlerde kullanılan fiziksel sistemin parametre değerleri aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$M = 7000 \text{ kg}$	$M_r = 300 \text{ kg}$
$M_f = 150 \text{ kg}$	$I_{G1} = 27000 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
$I_{G2} = 2000 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$	$b_{f1} = 7000 \text{ N}\cdot\text{s}/\text{m}$
$b_{r1} = 13000 \text{ N}\cdot\text{s}/\text{m}$	$k_{r2} = 225000 \text{ N}/\text{m}$
$k_{r2} = 125000 \text{ N}/\text{m}$	$k_{r1} = 1125000 \text{ N}/\text{m}$
$k_{f1} = 625000 \text{ N}/\text{m}$	$a = 4,5 \text{ m}$
$L = 7,01 \text{ m}$	$e = 1,25 \text{ m}$
$U_{min} = 2000 \text{ N}\cdot\text{s}/\text{m}$	$U_{max} = 20000 \text{ N}\cdot\text{s}/\text{m}$

Performans kriterinde $t_f = \infty$ kabul edilmiştir. Ancak kolaylık için, sabit R matrisi cebirsel Riccati denklemi yerine matris Riccati denkleminin durağan çözümü olarak elde edilmiştir. Bunun için denklem (5) son zaman sınır şartından başlayarak negatif zaman yönünde yaklaşık sabit bir R matrisi elde edilinceye kadar nümerik olarak integre edilmiştir. Matematiksel işlemler MATLAB programıyla yapılmıştır.

Elde edilen optimum sistemin yol girişleri karşısında sergilediği performansın değerlendirilmesi için yapılan simülasyon çalışmalarında, yol girişi olarak ölçümlerden elde edilen yol profilleri kullanılmıştır. Bunun için University of Michigan Transportation Research Institute web sitesinden rastgele seçilen TX90030602 numaralı yol profilinin sağ ve sol teker izleri sisteme giriş olarak verilmiştir [22]. Yol profilinden taşıta uygulanan girişler bulunurken; taşıtın yol boyunca ilerleme hızı $90 \text{ km}/\text{saat}$ olarak alınmıştır.

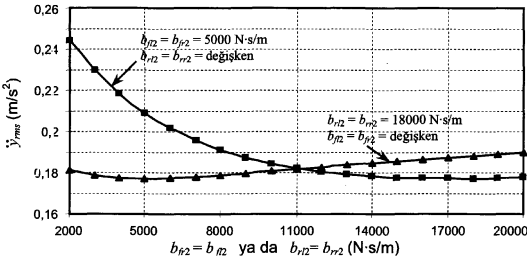
4. Pasif Askı Sisteminin Performansı

Yarı-aktif askı sisteminin performansını değerlendirirken karşılaştırma yapabilmek için öncelikle pasif askı sisteminin performansı elde edilmiştir. MATLAB ortamında hazırlanan

programlar yardımıyla sistem denklemleri nümerik olarak integre edilerek sistem performansı elde edilmiştir.

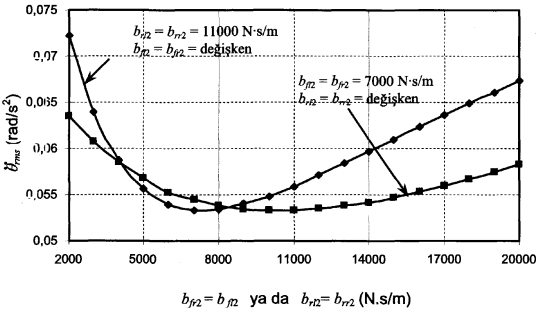
Pasif sistemden elde edilebilecek en iyi performansı belirlemek amacıyla, parametrik bir optimizasyon yapılmıştır. Parametrik optimizasyon çalışmasında sağ ve sol taraflar arasında simetri olduğu kabul edilerek sağ ön ve sol ön sönüm sabitleri aynı, sağ arka ve sol arka sönüm sabitleri aynı alınmıştır. Daha sonra ön ve arkada kullanılan sönümleyicilerin sabitlerine 2000-20000 N·s/m aralığında değerler verilmiş; her değer kombinezonu ve bölüm 3’de sözü edilen ölçülmüş yol girişleri için sistem performansını belirleyen düşey ve açılma ivmeler, askı sistemi esnemeleri gibi parametreler hesaplanmıştır.

Taşıt gövdesinin düşey yöndeki rms ivmesi \ddot{y}_{rms} ’in minimum değeri, $b_{r12}=b_{rr2}=18000$ N·s/m ve $b_{f12}=b_{fr2}=5000$ N·s/m olduğunda elde edilmekte ve $0,1772$ m/s² değerinde olmaktadır. Sönüm sabiti değerleri bu minimum nokta etrafında sırasıyla değiştirilirse, \ddot{y}_{rms} ’in değerleri Şekil 2’deki gibi değişmektedir.



Şekil 2: Pasif askı sisteminde taşıt ivmesinin sönüm sabitleriyle değişimi.

Taşıt gövdesinin yunuslama eksenini etrafındaki rms ivmesi $\ddot{\theta}_{rms}$ ’in minimum değeri $b_{f12}=b_{fr2}=7000$ N·s/m ve $b_{r12}=b_{rr2}=11000$ N·s/m olduğunda elde edilmekte ve bu değer $0,0533$ rad/s² olmaktadır. Sönüm sabitleri sırasıyla bu minimum nokta etrafında değiştirildiğinde, $\ddot{\theta}_{rms}$ ’in değerleri Şekil 3’deki gibi değişmektedir.



Şekil 3: Pasif askı sisteminde yunuslama eksenine göre açılma ivmesinin sönüm sabitiyle değişimi.

$\ddot{\theta}_{rms}$ ivmesinin minimum değeri ($0,0533$ rad/s²) için \ddot{y}_{rms} ivme değeri $0,1805$ m/s² olmakta, \ddot{y}_{rms} ivmesinin minimum değeri ($0,1772$ m/s²) için $\ddot{\theta}_{rms}$ ivmesi $0,0607$ rad/s² olmaktadır. Yani sistem parametreleri olarak $\ddot{\theta}_{rms}$ ivmesini minimum yapan değerlerin seçilmesiyle, düşey ivme değerinde % 2’lik bir artış olmasına karşın, yunuslama açılma ivmesinde %12’lik bir azalma sağlanabilmektedir. Yunuslama eksenini etrafındaki açılma ivmesinin, taşıtın ön ve arka kısımlarında sebep olacağı düşey ivmeler de göz önünde bulundurulduğunda, $\ddot{\theta}_{rms}$ ivmesini minimum yapan parametrelerin kullanılmasını tercih edilmiştir. $\ddot{\theta}_{rms}$ ’nin minimum olduğu noktadaki askı sistemi dinamik esnemelerinin rms değerleri; asılı kütle ile sol ön teker için $0,0017$ m, asılı kütle ile sağ ön teker için $0,0015$ m, asılı kütle ile sol arka teker için $0,0016$ m ve asılı kütle ile sağ arka teker için $0,0017$ m kadardır. Bu değerlerin hepsi kabul edilebilir düzeylerde dir.

5. Yarı-Aktif Askı Sisteminin Performansı

5.1. Yol Girişleri İçin Yarı-Aktif Sistemin Performansı

Yarı-aktif sistemin performans hesaplamaları MATLAB ortamında hazırlanan programlar yardımıyla yapılmıştır. Bu amaçla bir ana program ve bunun altında çalışan iki alt program geliştirilmiştir. Ana programda önce sistem parametreleri girilmektedir. Alt programların birinde, ana programda belirtilen sistem parametreleri için Riccati denklemi negatif zaman yönünde integre edilmekte; durağan çözüme erişildiğinde elde edilen R-matrisi elemanlarının değerleri ana program tarafından kullanılmaktadır. İkinci alt program ise kontrol edilmiş sistemin ölçülmüş yol girişleri karşısında sergilediği davranışı belirlemek için geliştirilmiştir. Bu alt program sistem denklemlerinin nümerik olarak integralini almaktadır. İntegrasyonun her zaman adımında, R-matrisinin elemanları ve durum değişkenlerinin değerleri kullanılarak optimum sönümleyici sabitleri bulunmakta ve bunlar denklemlere kontrol girişleri olarak girilmektedir. Alt programlardan elde edilen sonuçlar ana program tarafından kullanılarak performansla ilişkin diğer parametreler hesaplanmakta ve grafiksel işlemler gerçekleştirilmektedir.

Performans kriterinde geçen ağırlık katsayılarından $\rho_3 = 0$ seçilmiş, ρ_1 ’in sabit değerleri için ρ_2 ’ye farklı değerler verilerek analizler yapılmıştır. Böylece taşıt gövdesinin yunuslama yönündeki rms ivmesini minimum yapan ρ_1 ve ρ_2 ağırlık katsayıları belirlenmiştir. Çözümlerde $\rho_3 = 0$ kabul edildiğinden, performans kriterinde bu terimin çarptığı, asılı olmayan kütleler ile yol arasındaki uzaklıkların dinamik değişmelerine bir ceza uygulanmamıştır; ancak buna rağmen elde edilen esneme değerleri kabul edilebilir sınırlar içindedir. Yarı-aktif sistemin yunuslama ivmesi $\rho_1 = 1$ ve $\rho_2 = 10$ olduğunda minimum olmaktadır. Taşıt gövdesinin yunuslama rms ivmesini minimum yapan yarı-aktif askı sisteminin performansına ilişkin değerlerin tümü, minimum ivme veren pasif askı sistemine ait değerlerle birlikte karşılaştırmalı olarak Tablo 1’de özetlenmiştir.

Tablo 1: Yarı-aktif ve pasif sisteme ait performans değerleri.

Parametre	Minimum Yunuslama İvmesi Veren Yarı-Aktif Askı Sistemi	Minimum Yunuslama İvmesi Veren Pasif Askı Sistemi
Taşıt gövdesi yunuslama açılmal ivmesi, $\ddot{\theta}_{rms}$	0,0488 rad/s ²	0,0533 rad/s ²
Taşıt gövdesi ağırlık merkezi düşey ivmesi, \ddot{y}_{rms}	0,1540 m/s ²	0,1805 m/s ²
Asılı kütle-sol ön asılı olmayan kütle arası dinamik askı sistemi esnemesi, $(y_{r2}-y_{f1})_{rms}$	2,072×10 ⁻³ m	0,1732×10 ⁻³ m
Asılı kütle-sağ ön asılı olmayan kütle arasındaki dinamik askı sistemi esnemesi, $(y_{r2}-y_{f1})_{rms}$	1,296×10 ⁻³ m	1,487×10 ⁻³ m
Asılı kütle-sol arka asılı olmayan kütle arası dinamik askı sistemi esnemesi, $(y_{r2}-y_{f1})_{rms}$	1,942×10 ⁻³ m	1,605×10 ⁻³ m
Asılı kütle-sağ arka asılı olmayan kütle arasındaki dinamik askı sistemi esnemesi, $(y_{r2}-y_{f1})_{rms}$	1,583×10 ⁻³ m	1,740×10 ⁻³ m
Sol ön asılı olmayan kütle ile yol yüzeyi arasındaki dinamik yer değiştirme, $(y_{f1}-z_{f1})_{rms}$	6,894×10 ⁻³ m	6,899×10 ⁻³ m
Sağ ön asılı olmayan kütle ile yol yüzeyi arasındaki dinamik yer değiştirme, $(y_{f1}-z_{f1})_{rms}$	8,589×10 ⁻³ m	8,589×10 ⁻³ m
Sol arka asılı olmayan kütle ile yol yüzeyi arasındaki dinamik yer değiştirme, $(y_{f1}-z_{f1})_{rms}$	6,851×10 ⁻³ m	6,852×10 ⁻³ m
Sağ arka asılı olmayan kütle ile yol yüzeyi arasındaki dinamik yer değiştirme, $(y_{f1}-z_{f1})_{rms}$	7,841×10 ⁻³ m	7,845×10 ⁻³ m

Yarı-aktif sistemde elde edilen minimum yunuslama rms ivme değeri (0,0488 rad/s²), pasif sistemde elde edilen minimum yunuslama rms ivme değerinin (0,0533 m/s²) %8,4 altındadır. Aynı zamanda yarı-aktif sistemde düşey rms ivme değeri de (0,1540 m/s²), pasif sistemdeki düşey rms ivmesinden (0,1805 m/s²) %14,7 daha düşüktür. Bu ivmeler karşılık gelen askı sistemi rms dinamik esnemeleri ise yarı-aktif sistemde pasif sisteme göre, sağ ön tarafta %13, sağ arka tarafta % 9 daha az, sol ön tarafta % 20 ve sol arka tarafta ise %21 daha fazladır. Görüldüğü gibi yarı-aktif sisteminin uygulanması sonucu taşıtın asılı kütlelerinin ivme değerlerinde önemli bir azalma sağlanmaktadır. Askı sistemi esnemeleri ise kabul edilebilir düzeyde olup, yarı-aktif sönümleyicilerin uygulandığı sol ön ve sol arka tarafta

artarken, pasif sönümleyicilerin kullanıldığı sağ ön ve sağ arka tarafta azalmaktadır. Diğer yandan asılı olmayan kütleler ile yol yüzeyi arasındaki dinamik yer değiştirmelerin yarı-aktif ve pasif uygulamalardan etkilenmediği görülmektedir.

Pasif sistemde öndeki sönümleyicilerin sönüm sabitleri 7000 N·s/m, arkadaki sönümleyicilerin sabitleri ise 11000 N·s/m olup bunlar sabittir. Yarı-aktif askı sisteminde sağ ön sönümleyicinin sönüm sabiti 7000 N·s/m, sağ arka sönümleyicinin sönüm sabiti 11000 N·s/m olmasına karşılık, sol ön ve sol arka sönümleyicilerin sönüm sabitleri zamanla 2000-20000 N·s/m sınır değerleri arasında performans kriterini minimum yapacak biçimde değişmektedir.

5.2. Minimum Yunuslama Açılmal İvmesi Veren Pasif ve Yarı-Aktif Sistemlerin Bir Başlangıç Koşuluna Cevapları

Pasif ve yarı-aktif askı sistemlerinin başlangıç koşullarına cevabını incelemek için MATLAB ortamında programlar hazırlanmıştır. Bu bölümde örnek olarak aşağıdaki gibi seçilen bir başlangıç koşulu kabul edilmiştir.

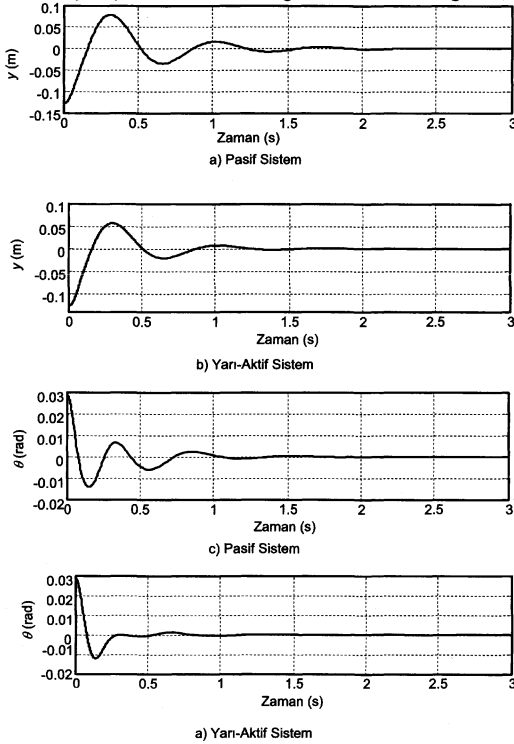
$$x^T = [0,1 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0,1 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0,1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,1 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (6)$$

Minimum yunuslama ivmesi veren pasif ve yarı-aktif askı sistemlerinin bu başlangıç koşulu karşısındaki davranışları elde edilmiştir. Taşıt gövdesinin düşey ve açılmal yer değiştirmelerinin zamanla değişimi Şekil 4'de sunulmuştur. Bu grafikler incelendiğinde yarı-aktif sistemde aşma yüksekliklerinin pasif sisteme göre önemli oranlarda azaldığı ve salınımların daha hızla sönümlendiği açıkça görülmektedir.

5.3. Kontrol Girişi Gecikmeyle Uygulanırsa Yarı-Aktif Sistemin Performansı

Yarı-aktif taşıt askı sistemlerinde günümüzde en yaygın olarak kullanılan eleman manyetoreolojik sönümleyicidir. Bu elemanın kullanıldığı sistemlerde, sönümleyicinin cevap süresi, ölçüm sistemlerinin cevap süreleri ve sayısal işlemler dolayısıyla, sönüm değeri 30 ms kadar bir gecikmeyle uygulanabilmektedir [15]. Bu gecikmenin sistem performansı üzerindeki etkilerini görmek için sistem modelinde sönümleyici dinamiğinin birinci mertebeden bir transfer fonksiyonuyla tanımlandığı kabul edilmiş ve bu şekilde elde edilen sistem, gecikmesiz sistem için geliştirilen algoritmaya göre kontrol edilmiştir. Analizler, sönümleyici dinamiğini tanımlayan birinci mertebeli sistemin zaman sabiti t_d 'nin 0,01 s, 0,02 s, 0,03 s, 0,04 s ve 0,05 s olmak üzere beş değeri için yürütülmüştür. $\ddot{\theta}_{rms}$ değerini minimum yapan yarı-aktif sistemin düşey ve yunuslama açılmal ivme değerlerinin ve askı sistemi esneme değerlerinin gecikme zamanı t_d ile değişimini gösteren eğriler Şekil 5 ve Şekil 6'da görülmektedir. Şekillerdeki eğriler incelendiğinde, kontrol girişinin uygulanmasındaki gecikmeler sonucunda yarı-aktif askı sistemi ivme değerlerinin $t_d = 0$ için en düşük değerlerde olduğu ve gecikme zamanı arttıkça hem düşey ivme değerinin, hem de yunuslama açılmal ivme değerinin bu artışa paralel olarak arttığı görülmektedir.

Örneğin tipik bir değer olan $t_d = 0,03$ s kadar bir gecikme zamanı için açılal ivmenin rms değeri $0,0504 \text{ rad/s}^2$ değerine,



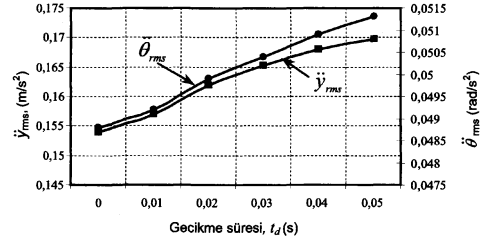
Şekil 4: $\ddot{\theta}_{rms}$ değerini minimum yapan pasif ve yarı-aktif sistemlerin bir başlangıç koşuluna cevapları.

düşey ivmenin rms değeri ise $0,1615 \text{ m/s}^2$ değerine ulaşmaktadır. Bu değerler $t_d = 0$ s için daha önce elde edilen değerlere göre daha fazla olmalarına rağmen, hala pasif askı sistemiyle elde edilebilen en düşük açılal ivme değerinin ($0,0533 \text{ rad/s}^2$) %5,4 ve en düşük düşey ivme değerinin ($0,1805 \text{ m/s}^2$) %10,5 altındadır. Asılı kütle ile teker kütleleri arasındaki esnemelerin dinamik değişimleri incelendiğinde; yarı-aktif sönümleyicilerin bulunduğu sol ön ve sol arkadaki esnemelerin gecikme zamanı artışıyla önemli oranda azaldığı; buna karşılık pasif sönümleyicilerin bulunduğu sağ ön ve sağ arkada ise bir miktar arttığı gözlenmektedir.

6. Sonuçlar

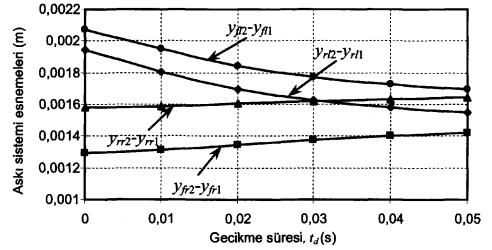
Burada sunulan çalışma, yarı-aktif askı sistemi kullanımı sonucunda asılı kütlelerin ivme değerlerinde pasif askı sistemine göre önemli bir azalma sağlanabileceğini ve aynı zamanda asılı kütle-asılı olmayan kütle, asılı olmayan kütle-yol arasındaki dinamik esnemelerin kabul edilebilir düzeylerde tutulabileceğini göstermiştir. Kontrol girişi makul bir gecikmeyle uygulansa bile, sistem performansı pasif sisteme göre yine önemli oranda iyileşmektedir. Bu çalışmada kullanılan örnek sistem, yol profili ve taşıt hızı için, yarı-aktif sistem ile elde edilen minimum yunuslama

rms ivme değeri ($0,0488 \text{ rad/s}^2$), pasif sistemde elde edilen



minimum yunuslama rms ivme değerinin ($0,0533 \text{ m/s}^2$) %8,4

Şekil 5: Asılı kütle ivmelerinin gecikme süresiyle değişimi.



Şekil 6: Askı sistemi esnemelerinin gecikme süresiyle değişimi.

altındadır. Yarı-aktif sistemle elde edilen düşey rms ivme değeri ($0,1540 \text{ m/s}^2$), pasif sistemdeki düşey rms ivmesinden ($0,1805 \text{ m/s}^2$) %14,7 daha düşüktür. Kontrolün uygulanmasında tipik bir değer olan $t_d = 0,03$ s kadar bir gecikme zamanı olursa, açılal ivmenin rms değeri $0,0504 \text{ rad/s}^2$ değerine, sistemin düşey ivmesinin rms değeri ise $0,1615 \text{ m/s}^2$ değerine ulaşmaktadır. Bu değerler $t_d = 0$ s için daha önce elde edilen değerlere göre daha fazla olmalarına rağmen, pasif askı sistemiyle elde edilebilen en düşük açılal ivme değerinin ($0,0533 \text{ rad/s}^2$) %5,4 ve en düşük düşey ivme değerinin ($0,1805 \text{ m/s}^2$) %10,5 altındadır.

7. Kaynakça

- [1] Lord Corporation World Wide Web site, www.lord.com, Lord Corporation, Cary, NC, USA.
- [2] Cadillac World Wide Web site, www.cadillac.com, General Motors Corporation, Detroit, MI, USA.
- [3] D.C. Karnopp, M.J. Crosby ve R.A. Harwood, "Vibration Control Using Semi-Active Force Generators", *ASME J. of Engineering for Industry*, Cilt: 96, s:619-626, 1974.
- [4] D. Hrovat, D.L. Margolis ve M. Hubbard, "An Approach Toward the Optimal Semi-Active Suspension", *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Cilt: 110, s:288-296, 1988.
- [5] A. Hac ve I. Youn, "Optimal Design of Active and Semi-Active Suspensions Including Time Delays and

- Preview”, *ASME Journal of Vibration and Acoustics*, Cilt: 115, s:498-508, 1993.
- [6] A. Hac ve I. Youn, “Optimal Semi-Active Suspension with Preview Based on a Quarter Car Model”, *Journal of Vibration, Acoustics Stress and Reliability in Design*, Cilt: 114, s:84-92, 1992.
- [7] M.M. ElMadany ve Z. Abduljabbar, “Alternative Control Laws for Active and Semi-Active Automotive Suspensions - A Comparative Study”, *Computers and Structures*, Cilt: 39, s:623-629, 1991.
- [8] Y.R. Hwang ve S.C. Wang, “Computer Control Algorithm for Semi-Active Suspensions Based on a Two-Wheel Vehicle Model”, *International Journal of Computer Applications in Technology*, Cilt: 17, s:37-46, 2003.
- [9] H.E. Tseng ve J.K. Hedrick, “Semi-Active Control Laws – Optimal and Sub-Optimal”, *Vehicle System Dynamics*, Cilt: 23, s:545-569, 1994.
- [10] D. Karnopp, “Design Principles for Vibration Control Systems Using Semi-Active Dampers”, *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Cilt: 112, s:448-455, 1990.
- [11] E.M. Elbeheiry, “A Method for Preview Vibration Control of Systems Having Forcing Inputs and Rapidly Switched Dampers”, *Journal of Sound and Vibration*, Cilt: 214, s:269-283, 1998.
- [12] E.M. Elbeheiry, “Suboptimal Bilinear Control Methods Applied to Suppressing Car Vibrations”, *Journal of Vibration and Control*, Cilt: 7, s:279-306, 2001.
- [13] Y. Ercan, “Değişken Sönümlü ve Yarı-Aktif Bir Taşıt Askı Sisteminin Optimum Kontrolünün Teorik İncelenmesi”, 12.Ulusal Makina Teorisi Sempozyumu Bildiri Kitabı, Kayseri, Türkiye, Cilt:1, s:255-366, 2005.
- [14] M.A. Karkoub ve Z. Mohamed, “Optimal Control of Suspension Systems Using Smart Actuators”, IEEE Symposium on Emerging Technologies and Factory Automation, ETFA, Cilt: 1 s: 87-93, 2001.
- [15] F. Gordaninejad, C.A. Evrensel, M.S. Yeo, Y. Liu ve E.S. Karakaş, “Study of a Quarter Model HMMWV Suspension System Using a Magneto-Rheological Fluid Damper”, *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Cilt: 5056, s: 506-513, 2003.
- [16] D. Hrovat, “Survey of Advanced Suspension Developments and Related Optimal Control Applications”, *Automatica*, Cilt: 33, s: 1781-1817, 1997.
- [17] Y. Ercan, “Optimal Control of a Half-Car Vehicle Model with a Variable Damping Semi-Active Suspension”, ERMR2006 The 10th International Conference on Electrorheological Fluids and Magnetorheological Suspensions, Lake Tahoe, Nevada, U.S.A., 2006.
- [18] B. Hou, F.D., Goncalves, C. Sandu ve M. Ahmadian, “Dynamic Simulation of a Full Vehicle with Magnetorheological Damper”, Proceedings of the ASME Design Engineering Division - 2004, Cilt: 117, s:767-774, 2004.
- [19] H. Liu., K. Nonami ve T. Hagiwara, “Semi-Active Fuzzy Sliding Mode Control of a Full Vehicle and Suspensions”, *Journal of Vibration and Control*, Cilt: 11, No:8, s:1025-1042, 2005.
- [20] H. Wang ve H.Y. Hu, “Optimal Fuzzy Control of a Semi-Active Suspension of Full-Vehicle Model”, *Journal of Vibration Engineering*, Cilt: 18, No: 4, s:438-442, 2005.
- [21] S.B. Choi, H.S. Lee ve Y.P. Park, “H_∞ Control Performance of a Full-Vehicle Suspension Featuring Magnetorheological Dampers”, *Vehicle System Dynamics*, Cilt: 38, No: 5, s: 341-360, 2002.
- [22] The University of Michigan Transportation Research Institute (UMTRI) World Wide Web site, www.umtri.umich.edu, University of Michigan, Ann Arbor, MI, USA.

Yapay Gizilgüç İşlevleriyle Odaklanma Amaçlı Hızlı Hareketler

B. Deniz İlhan, Özgür Erkent, H. Işıl Bozma

Akıllı Sistemler Laboratuvarı
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Boğaziçi Üniversitesi, İstanbul

berkaydeniz@hotmail.com, oerkent@isbank.net.tr, bozma@boun.edu.tr

Özetçe

Bu makalede bir robot kamerasının odaklanma amaçlı hızlı göz hareketlerine ("sakkadlar") yönelik matematiksel bir model sunulmaktadır. Konu, hareket planlama problemi ile ilişkilendirilmekte ve odaklanma hareketlerinin bir yapay gizilgüç işlev ailesi kullanılarak gerçekleştirilmesi önerilmektedir. Önerilen yöntem ile, robotun gözü bir odak noktasından diğerine kendiliğinden 'kayarak' gitmektedir. Mevcut yöntemlerin aksine, yeni odaklanma noktasının bulunması için tüm görsel alanın taranmasına gerek kalmamaktadır. Bunun sonucu olarak, hesapsal açıdan çok daha ekonomik olunmakta ve dolayısı ile gerçek zamanlı uygulamalara olanak sağlanmaktadır. Deney sonuçları ile, bu modelin üzerinde uygulanmış olduğu APES isimli robotun başarımı değerlendirilmiştir.

1. Giriş

İnsan görme yetisinden ilham alan ilgiye dayalı robotlar, kısıtlı hesapsal imkanlarını görsel bir temanın sadece belirgin bölgelerine atamak suretiyle çalışmaktadır. Bu, hızlı odaklanma hareketleri ("sakkadlar") ile, optik eksenin, bir noktadan diğerine, yüksek çözünürlüklü alan olarak tanımlanan foveanın ilgili yeni noktada merkezlenmesi ile sağlanmaktadır. Bu işlevin, belirginlik haritası olarak isimlendirilebileceğimiz ve görsel alandaki nesnelere ilgi çekiciliğini derecelendiren iki boyutlu bir harita üzerinde görsel bir aramayla başarılı olduğu tasarlanmaktadır. Bu yüzden yeni odak noktasının nasıl belirleneceği ile bu noktaya nasıl gelineceği ayrı olarak değerlendirilmektedir. Bu makalede ortaya koyduğumuz alternatif yaklaşımında, bu iki aşamanın tümleştirildiği birleşik bir yapı ortaya konmaktadır. Bu yaklaşımın temelinde, istenen belirginlik haritasının içeriğini, bulunmakta olan odak noktası merkezli olarak ortaya koyan yapay gizilgüç işlev ailesinin tanımlanması ve bulunulan odağa göre, yeni odağın, sadece bu aileden ilgili bir işlev seçilerek oluşturulan harita üzerindeki eşdeğer noktaya yapılan kayma hareketiyle yaratılması yatmaktadır. Yaklaşımın iki tarafı bir avantajından bahsetmek mümkün: bir tarafta tüm görsel alana uygulanması olası bir taramadan kurtulması, diğer tarafta ise kameraları hareket ettirecek komutların otomatik olarak yaratılması sayılabilirken; bunun karşılığında, kamera, bir odak noktası dizisini, gerçek zamanlı olarak ve aşırı arama yapmadan bulabilmektedir. Doğal olarak, yaratılan bu odak noktalarının fizikopsikolojik doğruluğu ve deneylere olan bağlılığı bu

makalenin içeriğinin ötesinde konulardır. Dahası, çeşitli belirginlik özellikleri değişik yapay gizilgüç işlevleriyle modellenilebileceğinden ilgideki değişiklikler de programlanabilir bir yapıda modellenilebilmektedir. Bu makalede, gizilgüç haritasının yapısını belirginlik seçenekleri arasında en fazla kullanım alanına sahip imge gradyanlarının yardımıyla göstermeyi tercih ettik. Şu da bir gerçek ki gizilgüç haritaları; renk, yüzey ve daha önceden öğrenilmiş birçok yukarıdan aşağı çözümlemeye dayalı özelliğın kullanılmasıyla da kurulabilir. Bu makalenin akışına gelirsek; bu bölümün kalamında konuyla ilgili literatürün üzerinden geçeceğiz. İkinci bölümde odak noktası yaratımının teorik yapısı yer alırken üçüncü bölümde kullandığımız yapay gizilgüç işlev ailesinin yaratılışını tanımlayacağız. Ardından gerçek temalarda yapılan deney sonuçları değerlendirilecek. Sonuç bölümünde genel bir değerlendirme sunulmaktadır.

1.1. Göz Araştırmaları

Görüşbilimde yapılan araştırmalar, biyolojik sistemlerin etraflarını, sürekli bir şekilde oluşan ve çeşitli ilgi alanlarında kısa süreli odaklanmalar ile sonuçlanan hızlı göz hareketleri (sakkadlar) ile algıladıklarını göstermektedir [6]. Yapılan ölçümlerde insanların saniyede üçten fazla sakkad yaptığı saptanmıştır [13]. Sakkadlar anlamak görmeyi anlamının önemli bir kısmını oluşturmaktadır; gözlerin nasıl "doğru noktaya doğru zamanda, etkili ve, görüldüğü kadarı ile, çok ta çabalamadan hareket edebildiği" hala tam olarak açıklanamamaktadır [13]. Sakkadlar, kasit olmadığında uyarı güdümlü ve aksi durumda istençli olarak sınıflandırılmaktadırlar [14]. Bazı araştırmalara göre, uyarı güdümlü ve keşif amaçlı sakkadlar farklı uzamsal koordinatlarda yer alan sinersel devrelerde üretilmektedir [14]. Projektör ("spotlight") ya da mesafe-ayarlayan-mercek (zoom-lens) metaforları kökenli, ilgiye dayalı sistemlerdeki tanımlamaya göre, sabit veya değişen boyutlu bir algılama demeti, karma destekleyici kanıtlar rehberliğinde, analog yada ayrık şekilde hareket edebilmektedir [15]. Bazı bulgular göstermektedir ki gözün ortalama konumundan sarmasıyla birlikte sakkad görülme olasılığı da artmaktadır [1]. Bunun ötesinde, sakkadlar, karmaşıklığın arttığı bölgelerde yoğunlaşma eğilimindedirler [5, 6]. Örneğın, beklenen ilginin uzamsal frekansına eşit bir temel frekansa sahip sinüzoidal dalgalar toplamı olarak formüle edilmiş bir belirginlik ölçüsünün uygunluğu önerilmiştir [15].

1.2. Seçici Görü

Bu çerçevede, biyolojik sistemleri bir anlamda taklit eden araştırmacılar, yapay sistemlerde ilgiye dayalı görüyü kamera odağının yeni görsel hedeflere hareketi olarak önermişlerdir [11, 12]. Odak noktalarını hedefleme üzerine kurulu birçok kuramsal model öne sürülmüştür. Bunların çoğu, uygulanan işlemler sonucu oluşturan diziler ortaya koyan görsel tarama mekanizmalarından oluşmaktadır. Basamak basamak üretilen bu diziler, biraz yüksek seviye kontrol ve algısal geri besleme arasına sıkışmış motor hareketine oldukça benzemektedir [4, 7, 16, 9, 10]. Alternatif olarak, nitelikli robotlarda olduğu gibi, hafızaya gömülmüş dizi gösterimlerinin kullanıldığı belirlenmiş diziler de kullanılmaktadır [8]. Ancak tüm bu yaklaşımlar, görsel alanın tümü üzerinde yapılmaktadır. Önce bir sonraki hedef belirlenmekte ve ardından kamera bu yeni noktaya odaklanmaktadır. Bu makalede bu iki basamağın tümleşik hale getirildiği bir yaklaşım önerilmektedir. Bu modelde, bulunulan odağa bağlı olarak, belirginlik haritasını oluşturan bir yapay gizilgüç işlev ailesi tanımlanmaktadır. Yeni ve uygun bir odaklanma noktasına ulaşmak için tek yapılması gereken, bu aileden bulunulan odaklanma noktasına bağlı olarak ilgili işlevi seçerek, bu işleve göre oluşturulmuş yapay gizilgüç yüzeyinin denge noktasına doğru hareket etmektir. Çeşitli belirginlik derecelendirme sistemleri, istençli hareketler de dahil olmak üzere, uygulanabileceğinden, bu metotta, hem dıştan belirlenen hem de kendiliğinden ortaya çıkan diziler üretilmektedir.

1.3. Problem Tanımı

Bulunduğu ortamı sakkadlarla keşfeden bir robotu ele alalım. Robotun kamerasına ait imge düzlemini P olarak tanımlayalım. P tıkHz ve bağlı bir küme olarak tanımlı olsun. Diyelim ki robot, $x_k \in P$ noktasına odaklanılmış durumda. Bu odak noktasına bağlı olarak her $x \in P$ noktası yeni odak noktası, yani x_{k+1} olmaya adaydır. En basit yaklaşımla, odaklanma problemi şöyle tanımlanabilir: Bir I imgesi ve x_0 odak noktası verilmiş olması şartıyla robotun, $\{x_k\}$, $k = 1, \dots, K$ odak dizinine hareket etmesini sağlayacak yapay gizilgüç işlevleri ailesinin oluşturulması ve bu işlevler arasında anahtarlar kuralların belirlenmesi.

2. Yapay Gizilgüç İşlevlerinin Kullanımıyla Sakkadlar

Gizilgüç işlevlerinin, robot görevlerinin kontrol problemleri yaklaşımıyla tanımlanması amaçlı kullanımı, ilk olarak, Khatib [2] ve Koditschek [3] tarafından, yöngüdümlü ve engellerden sakınma bağlamında gerçekleştirilmiştir. Araştırmalarımız, bu yöntemin odaklanma noktası yaratılması için de tercih edilebileceğini göstermektedir. Dahası, diğer metotları seçmek yerine 'doğal kontrol'ü tercih etmenin bazı kuramsal nedenlerinden bahsetmek de mümkündür. Görülebilir ortaya konan birçok yöntemin en önemli eksiği, etkinlik limitlerinin biçimsel olarak analiz edilmemiş olmasıdır. Bu eksiğin üstesinden gelmenin tek yolu kapsamlı olarak modeli test etmekten geçmektedir. Diğer yandan, gizilgüç alanı yaklaşımı, sisteme özgü özellikleri araştırmak için ortaya biçimsel bir iskelet koyabilmektedir. Diyelim ki bir belirginlik işlevleri kümesi $\varphi_{x_k} : P \rightarrow [0, 1]$ 'ya bağlı olarak düzgün sayılı değerli

olarak tanımlanmış, durum uzayda yer alan haritalar derlemi olsun. Her işlev, ilgili odak noktasına yakın noktaların belirginlik durumunu yapılandırarak şekilde kurulmaktadır. Belirginlik ölçüsü, uygulamaya bağlı olarak, önceden tanımlı renk, yüzey, şiddet gradyanları, başka yüksek seviye gösterimler tabanlı olarak tanımlanabilmektedir. Ancak, seçilen temel ne olursa olsun, gizilgüç alanının minimumları ilgi çeken noktaları ve maksimumları da en ilgi çekmeyecek noktaları belirtmelidir. Varsayalım ki kameranın dinamikleri basit bir birinci derece modelle tanımlanabilmiş ve şu anki odak noktası da x_k olsun. Yeni odak noktasına hareketi yöneten dinamik sistem, bir gradyan alanı yaratmak suretiyle şöyle tanımlanabilir: $\dot{x} = -D_x \varphi_{x_k}(x)$. Burada $x(0) = x_k$, $k = 0, 1, \dots$. Bu kapalı döngü sistemi, gradyan yörüngelerinin en önemli niteliksel özelliğinden kalıtılmaktadır ve artık herhangi bir minimum noktası yeni odak noktası, yani x_{k+1} olmaya uygundur. Öncelikle belirtmeliyiz ki, tıkHz bir küme üzerinde tanımlanan her düzgün işlev bir minimuma ulaştığından, kurulan her işlev, içinde yerel minimumlar bulundurmaktadır. Dahası, gizilgüç üreten işlevler genelde tek ve özgün bir minimuma sahip olmak zorunda değildir. Diyelim ki \dot{x} 'in x_k ilk değerine sahip integral eğrisi şöyle tanımlı olsun: $-D_x \varphi_{x_k}(x_k)$. Eğer $-D_x \varphi_{x_k}(x_{k+1}) = 0$ tam dereceliliği vurgularsa, o zaman limit $\lim_{t \rightarrow \infty} -D_x \varphi_{x_k}(x_k)$ aynı bir tekillik olduğu anlamına gelir. Aksi bir durum, göz ardı edilemeyecek bir çoklu minimum durumunu göstermektedir. Yani, bulunulan odak noktasının konumundaki ufak bir karışıklık, bir sonraki odak noktasının konumuna ilgili büyük değişimlere sebep olabilmektedir.

2.1. Yöntem

Sakkad, her yeni odak noktasına ulaşıldığında yeni bir denetleyici mekanizmaya başlanmasıyla sağlanmaktadır. Kontrolün nasıl yapılacağı seçildikten sonra kameraların tarafından yapılan, belirlenen kriterlere uygun bir noktaya hareket etmek olacaktır. Görsel bulgular, bu mekanizmada iki tür hafızadan bahsedilebileceğini göstermektedir:

1. Geri Dönüş Yasağı: Şu anda bulunulan noktadan yapılan hareket sonucunda uzaklaşılması durumundan sakınmayı sağlayan hafıza,
2. Kısa Süreli Hafıza: Son birkaç odak noktasının saklandığı ve bu noktalara geri dönüşlerin engellenmesini sağlayan hafıza,

Her iki uygulamanın ayrıntıları halen tam olarak bilinmemekle beraber, tarafımızdan aşağıdaki mekanizmaların geliştirilmesi tercih edilmiştir:

- Fovea Yasağı: Eğer bulunulan fovea içinde kalma eğilimi algılanırsa kamera hareketini durdurmakta ve kendi görülebilir alanı içinde fovea dışına rasgele bir atlama gerçekleştirilmektedir.
- Görülebilir Alan Yasağı: Eğer ilgili görülebilir alan dışına taşma eğilimi algılanırsa kamera hareketini durdurmakta ve bu alan dışında rasgele bir atlama gerçekleştirilmektedir.
- Hafıza Yasağı: Son birkaç odak noktası ilk giren ilk çıkar mantığıyla hafızada saklanmakta ve bu noktalardan biri merkezli fovea kadarlık alan içine odak-

lanma eğilimi algılanırsa, kamera hareketini durdurmakta ve aynı görülebilir alan içinde rasgele bir atlama gerçekleştirmektedir.

Son olarak, anahtarlar mekanizmasına dayalı sakkad davranışı için geliştirilen algoritma aşağıdaki gibidir:

1. k 'yı odaklama döngüsü olarak tanımla.
2. x_k 'ya ait fovea yasak bölgesi sınırındaki minimum gizilgüce sahip x noktasına hareket et.
3. İlgili kontrol kuralını ($\dot{x} = -D_x \varphi_{x_k}(x)$) döndürmeye başla ve sistem kritik bir nokta veya sınırlardan birine ulaşına dek bu döngüyü uygula.
4. Eğer kamera, ilgili fovea içine veya önceki noktalardan birine odaklanma eğilimindeyse görülebilir alan içerisinde bir rasgele atlama yap.
5. Eğer kamera görülebilir alan sınırına ulaşmışsa, görülebilir alan dışında rasgele bir atlama yap.
6. K 'yı artır ve birinci basamağa dön.

2.1.1. Yapay Gizilgüç İşlevlerinin Oluşturulması

Yapay gizilgüç işlevlerinin yapısı belirginlik kriterine dayalıdır. Şu an için belirginlik kriteri olarak imge şiddet gradyanlarını kullanacağız. Ancak bu kriter yerine renk, yüzey gibi uygulamaya bağlı başka kriterler kullanılabilir. Bu çalışmamızda [13]'ye benzer bir yöntem seçilmiştir.

$\hat{\varphi} : P \rightarrow (0, \infty)$ işlevi şu anki odak noktasını arak ilgili belirginlik bilgisini işlemektedir. Belirginlik ölçüsünü temsil eden payda kısmı, içinde aşağıdaki özellikleri içermektedir:

$$\hat{\varphi}_{x_k}(x) \triangleq \frac{1}{\beta(x, x_k)} \quad k \in \mathbf{Z}^+ \quad (1)$$

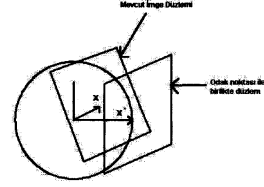
- Uygulanmakta olan ilgi kriteri: basit yukarıdan aşağı çözümlenmeler için şu şekilde formülize edilebilir : $\beta_1(x) = \nabla I(x)^T \nabla I(x)$
- Azami kapsama alanı: Yeni odak noktası, şu ankinden olabildiğince uzakta yer almalıdır. Bunu da formülüze etmek gerekirse: $\beta_2(x, x_k) = (x - x_k)^T (x - x_k)$.

Belirginlik ölçüsü β , bu ikisinin ağırlıklandırılmış ortalaması olarak kurulmakta: $\beta(x, x_k) = \beta_1(x)^{w_1} \beta_2(x, x_k)^{w_2}$. Sıfır seviye kümesi $\beta^{-1}(0) = \partial P$ tarafından ifade edilen - hiç ilgi çekmeyen noktalardan oluşmaktadır. Ancak bu noktalarda $\hat{\varphi}_{x_k}$ çok yüksek değerlere, sonsuza ulaşmakta ve bu sayısal işlemler açısından kabul edilebilir bir durum değildir. Bu noktalarda da işlevi kabul edilebilir alanlara sınırlamak için $\sigma : (0, \infty) \rightarrow [0, 1]$ olarak tanımlanmaktadır. $\sigma(x) = \frac{1}{1+x}$ işlevi bu ikisinin birleşimiyle oluşturulmaktadır. İşlev oluşumu şu şekilde verilebilir:

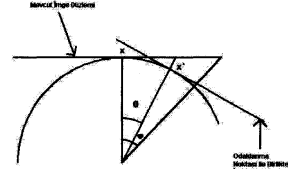
$$\varphi_{x_k}(x) = \sigma \circ \hat{\varphi}_{x_k}(x) \quad (2)$$

2.2. Koordinat Dönüşümü

Kamera hareket etmeye başladığı an itibari ile imge düzlemleri Şekil 1'de görülebileceği gibi değişmektedir. Bu da demektir ki, ilgili odak noktasıyla imge şiddet gradyanı hesaplanan noktalar artık farklı imge düzlemlerinde bulunmaktadırlar. Bu iki nokta arasında herhangi bir fiziksel ilişki



Şekil 1: İmge düzlem yönelimi.



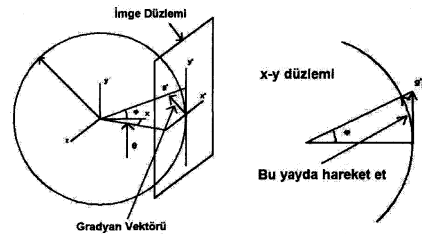
Şekil 2: İmge dönüşümü.

kurabilmenin yolu da odak noktasının, Şekil 2'de gösterildiği gibi, bulunulmakta olan imge düzleminde düşürülmesinden geçmektedir. Trigonometrik özellikleri kullanarak, aşağıdaki eşitliği göstermek mümkündür: $|x - x_k| = \frac{W_I \tan(\theta)}{Z \tan(\phi)}$ Burada W_I imge genişliğini tanımlamaktadır.

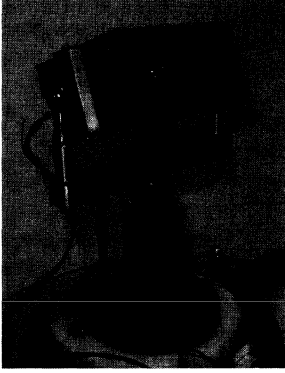
Kamerayı hareket ettirmek için, Kartezyen koordinat değerlerine sahip gradyan vektörünün de açısız uzaya taşınması gerekmektedir. Diyelim ki θ ve ϕ , Şekil 3(sol)'da da görülebileceği gibi, sırasıyla yatay ve dikey açıları gösteriyor olsunlar. ϕ yönünde kat etmek istediğimiz yay da Şekil 3(sağ)'da görülebilir. θ açısının bağıntıları da benzer şekilde gösterilebilir. Şu an açıkça görebiliriz ki açısız hız bileşenleri kartezyen hız bileşenlerine doğrudan bağlıdır:

$$\delta\phi = \frac{1}{r} \delta y \quad \delta\theta = \frac{1}{r} \delta z$$

Burada r odak uzaklığını temsil etmektedir.



Şekil 3: Sol: Gradyan vektörü hesaplanması; Sağ: ϕ 'nin gradyan vektöre bağıntısı.



Şekil 4: APES robotu

3. Deneysel Sonuçları

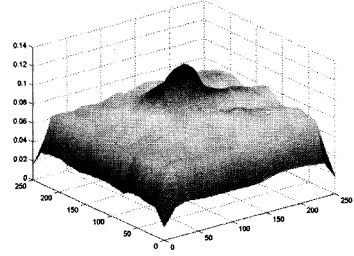
Laboratuvarımızda tasarlanıp üretilen [10] ve Şekil 4'te de gösterilen APES robotu ile bir dizi deneyler yürütüldü. İlk deney dizisinin amacı, APES'in yapay gizilgüç işlevlerinin rehberliği altındayken basit bir çevreye olan tepkisini ölçmektir. İlk olarak, Şekil 5'te görülebilen örnek imge tercih edildi. Fovea boyutu olarak 30×30 piksel kullanıldı. Bahsedilen imge üzerinde odaklanıldığı varsayıldığında ve ağırlıklandırma parametreleri $w_1 = 0.1$ ve $w_2 = 0.15$ olarak kullanıldığında ortaya çıkan yapay gizilgüç yüzeyini Şekil 6'da görebilirsiniz.



Şekil 5: Basit görünüm ve şu andaki fovea.

Ardından, aynı görünüm üzerinde yakın noktalardan başlamak kaydıyla, APES'in imgeye sakkadlar halinde bakması gerçekleştirildi. Şekil 7'de, imge üzerine izdüşümü alınmış örnek bir sakkad rotasını gözlemleyebilirsiniz. Ortaya çıkan yatay-dikey yörüngeleri, küresel koordinatlarda Şekil 8'de görmek mümkündür.

Bundan sonra, APES'in benzer şekilde beş ayrı sakkad rotası kaydedildi. Her bir sakkad rotası; $i = 1, \dots, R = 5$ ve $k = 1, \dots, K = 100$ olmak kaydıyla, i 'nci rota ve k 'nci odak noktasını belirtecek şekilde, x_i^k olarak isimlendirildi. i ve j sakkad rotaları arasındaki ortalama mesafe (S) aşağıdaki şekilde ölçüklendirildi:



Şekil 6: Bu odaklama bağı olarak oluşturulan yapay gizilgüç yüzeyi φ .



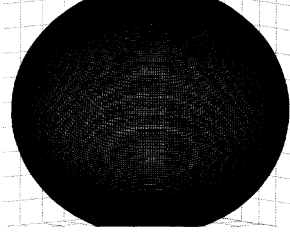
Şekil 7: Basit bir görünüm üzerinde göz atma patikasının yörüngesi.

$$S = \frac{1}{RK} \prod_{i=1}^R \prod_{j=1}^R \prod_{k=1}^K \min_{l \in \{1, \dots, K\}} |x_k^i - x_l^j|^2 \quad (3)$$

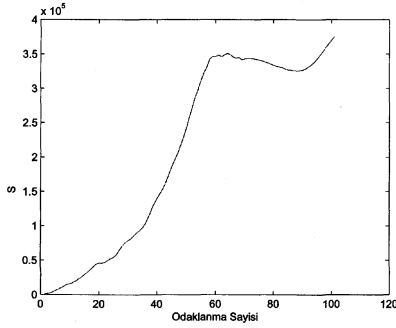
Burada $R \triangleq R(R-1)$ 'nin ikili permutasyonlarını temsil etmektedir. Yapılan sakkad sayısına bağlı olarak izlenen rotadaki değişimler Şekil 9'de gözlemlenebilir. Burada bölgenin bir 85-90 sakkad boyunca izlendiği ve ardından, rastgele atlamalarla yeni bölgelere ulaşıldığı açıkça görülmektedir.

Şekil 9'da sunulan grafikten de anlaşılacağı gibi, rotalar arasındaki benzerlik 65 ila 70. odaklar arasında artmaktadır. Bu benzerlik artışı, belirgin bölgelere ulaşmak için yaklaşık 65-70 sakkad gerektiğine ve bir 15-20 odaklanmadan sonra, genelde rastgele atlamalar yapmak suretiyle, bu bölgelerin terk edildiğine işaret etmektedir.

İkinci deney dizisinde APES, beş ayrı bölgeden başlamak kaydıyla, laboratuvarımızın, Şekil 10'da görebileceğiniz bir bölgesini keşfetme olanağını buldu. Burada robot, her sakkad sonucu ayrı bir görsel alana sahip olduğundan, gösterilen alan yaklaşık olarak robotun nerelere baktığını göstermektedir. Robot her çalıştırıldığında, yüz odaklanma yapmasına izin verildi. Her başlangıç noktası birbirine yakın seçildi ve bu başlangıç noktalarına robot, dış müdahale ile odaklandırıldı. Bu çevrede belirli bir hedef bölge olmamasına özen gösterildi. Bu durum APES'in hareketlerine de yansımış ve robot hiçbir hedef bölgeye kilitlenmeden hareketlerine devam edebilmiştir. Ancak, şu da bir gerçek ki bazı bölgelerin ilgisini daha çok



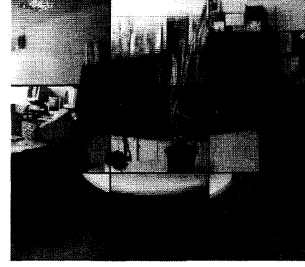
Şekil 8: Küresel koordinatlarda sağa-sola yatma ve tilt yörüngeleri.



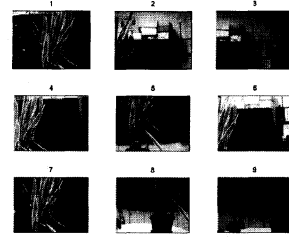
Şekil 9: İmge'nin sakkadlar ile incelenmesi: Odaklanma sayısına bağlı olarak ortalama mesafe.

çekmeyi başardığı gözlemlenmektedir. Yine de bu bölgeleri, hedef yerine, ilgi çekici olarak nitelendirmek daha doğru olur. Örnek bir sakkad rotasının sonucunda görsel alan içinde yer alan görüntüler Şekil 11'de görülebilir. Sakkad sayısına bağlı olarak her bir bölgedeki rotalar arasındaki ortalama mesafeye ilgili ölçümler Şekil 12'de görülebilir. Burada ilk 15 odaklanmadan sonra daha yakın noktaların ziyaret edilmeye başlandığı gözlemlenebilir. İlk 15 odaklanmadan sonra rotalar arasındaki ortalama mesafedeki artış eğilimi sona ermiş ve ortalama mesafe grafiği düzgün bir karakteristik sergilemiştir. Benzer bir davranış Şekil 9'da da gözlemlenebilir. İlk 65 odaklanmadan sonra grafikte bir artış gözlemlenmemiş, ancak bir düşme de söz konusu olmamıştır. Sakkad rotaları arasındaki ortalama mesafe değerinde bir düşme görülmemesi herhangi bir döngüsel hareketin oluşmaması şeklinde yorumlanabilir.

Yüz sakkad geniş bir alanın taranması için yeterli olmuştur denebilir, bunu her iki ortamda da belli bir odaklanma sayısından sonra ortalama mesafede bir artış gözlemlenmemesinden anlayabilmekteyiz. Ancak bir düşme de gözlemlenmemiştir. Bunu iki nedene bağlayabiliriz: İlk olarak, gerçek bir çevrede birden fazla ilgi çekici bölge olduğu gerçeğinin altını çizmek gerekir (mesela yapraklar arasındaki çizgilerin yüksek koyuluk farkına sebep olması). İkinci olarak, fovea ve hafıza kısıtlamaları sistemde rastgele atlamalara yol açmakta; bu da değişimleri tetiklemektedir. Bu ikisi bir arada robotun, farklı yörüngeler izleyerek, farklı ilgi çekici bölgelere



Şekil 10: APES'in laboratuvar içinde incelediği bölge.



Şekil 11: Örnek odaklanmalar ve ilgili görsel alanlar (Örnekleme için her 10 odaklanmadan biri alınarak yapılmıştır.)

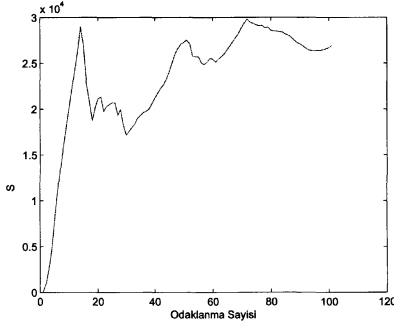
düşmesine sebep olmaktadır.

Sonuç olarak, yapay gizilgüç işlevleri tabanlı sakkad hareketini gerçeklemek amacıyla yaptığımız deneyler aşağıda bahsedeceğimiz noktaları ortaya çıkardı:

- Şekil 6'da da görülebileceği gibi, çok basit yapılar bile akla yatkın yapay gizilgüç haritaları oluşturmamızı sağlamaktadır.
- En basit yapılar bile tek ve özgün bir minimuma sahip olamıyor ki bu da farklı ilk noktaların bizi farklı yörüngelere sürükleyeceği anlamına gelmektedir.
- Örnek yatay-dikey yörüngelerde de görüleceği gibi altmış sakkad bile tüm alanın taranması için yeterli olmadı. Ancak bu sayının 60'tan 100'e çıkarılmasıyla daha geniş alanların taranabildiği de gözlemlendi.
- Belirginlik işlevleri farklı kriterlere göre programlanabilmektedirler.

4. Sonuç

Bu makale hızlı göz hareketlerinin ("sakkad") ve bu hareketin odaklanma noktalarının belirlenmesi problemlerine değinmekte ve yapay gizilgüç işlevlerine dayalı bir model sunmaktadır. Öncelikle, bulunulmakta olan odak noktasına bağlı olarak parametrize edilen bir yapay gizilgüç işlev ailesi oluşturulmaktadır. Ardından kameralar, bulunulan odak noktasına göre seçilen bir işleve göre oluşturulmuş gizilgüç



Şekil 12: Laboratuvar alanı incelemesi: Odaklanma sayısına bağlı olarak ortalama mesafe.

alanda, eksi gradyan yönünde hareket etmek suretiyle yeni odak noktasına ulaşmaktadır. Bu yeni noktaya ulaşılmasıyla yeni bir kontrol mekanizması tetiklenmekte ve tüm döngü yeniden başlatılmaktadır. Önceki yaklaşımlardan farklı olarak, tüm görsel alanın taranması gereksiz ve gidilecek noktanın belirlenmesi ve bu noktaya hareket tümleşik bir süreç olarak işlenmektedir. Bu sayede, ucuz donanımla gerçek zamanlı performans sağlanabilmektedir. Deney sonuçları bu modelin uygulamasının yapıldığı bir sistemin performansını değerlendirmemize yardımcı olmaktadır. Şu anki çalışmalarımızın bir parçası olarak, ortaya çıkan kamera davranışı ve işlem süreci açısından, sistemimizi "maksimumu bul" mantığıyla kurulmuş diğer yaklaşımlarla karşılaştırmaya hazırlanmaktayız. Ayrıca, çeşitli ön-algılama şekillerine uygun olacak, daha zengin bir belirginlik kriter havuzu yaratmaya çalışmaktayız.

5. Teşekkür

Bu çalışma, Boğaziçi Üniversitesi BAP 05A202 ve 05HB601 ile DPT 03K120250 tarafından desteklenmiştir. Kafanın mekanik tasarım ve üretimi için Emre Aksan ve Candemir Tarım'a, motor kontrol donanım ve yazılımlarının tasarım ve geliştirilmesinden dolayı Murat Karadeniz ve Murat Tümer'e, yüksek-seviye programlama yazılımından dolayı Cengiz Pehlivan'a ve kavramsal geliştirmenin bir kısmındaki katkılarından dolayı Hülya Yalçın'a teşekkür ederiz.

6. Kaynakça

- [1] Kowler, E., "The Role of Visual and Cognitive Processes in the Control of Eye Movement," in Reviews of Oculomotor Research Volume 4: Eye Movements and Their Role in Visual and Cognitive Processes, Elsevier, Edt:E. Kowler, pp:1-70, 1990.
- [2] Khatib, O., "Real-time Obstacle Avoidance for Manipulators and Mobile Robots," Int. Jour. of Robotics Research, 5(1):90-99, 1986.
- [3] D. E. Koditschek. "An Approach to autonomous Robot Assembly," Robotica, 12:137-155, 1994.

- [4] Koch, C. and S. Ullman, "Selecting One Among the Many: A Simple Network Implementing Shifts in Selective Visual Attention", MIT AI Memo 770, 1984.
- [5] Noton, D. and L. Stark, "Eye Movements and Visual Perception", Scientific American, Vol. 224, No. 6:34-43, 1971.
- [6] Yarbus, A., Eye Movements and Vision, Plenum Press, 1967.
- [7] Tsotsos, J.K., "Toward a Computational Model of Visual Attention", in Early Vision and Beyond, Edts. T. Pappathomas, C. Chubs, A. Gorea, E. Kowler, MIT Book Press, 1995.
- [8] Rimey, R. and C. Brown, "Control of Selective Perception Using Bayes Nets and Decision Theory," Computer Vision, 12(2):173-207, 1994.
- [9] Soyer, Ç., H.I. Bozma and Y. I Stefanopoulos, "APES - Actively Perceiving Robot", Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Robots and Systems, Switzerland, pp:116-121, October 2002.
- [10] Soyer, C., H.I. Bozma and Y. I Stefanopoulos. "APES - Attentively Perceiving Robot", Autonomous Robots, 20:61-80, January 2006.
- [11] Abbott, A. L., "A survey of selective fixation control for machine vision," IEEE Control Systems, 12(4):35-54 1992.
- [12] Swain, M. J. and M. A. Stricker, "Promising directions in active vision," Inter. Journal of Computer Vision, 11(2):109-126, 1993.
- [13] McPeck, R.M. V. Maljkovic and K. Nakayama. "Saccades require focal attention and are facilitated by a short-term memory". Vision Research 39 pp:1555-1566, 1999.
- [14] Niemeier, M. and H. Karnath. "Stimulus-Driven and Voluntary Saccades Are Coded in Different Coordinate Systems". Current Biology, Vol. 13:585-589, April 1, 2003.
- [15] Gobell, J., C. Tseng and G. Sperling. "The spatial distribution of visual attention", Vision Research 44:1273-1296, 2004.
- [16] Klarquist, W.N.; Bovik, A.C., "FOVEA: a foveated vergent active stereo vision system for dynamic three-dimensional scene recovery," Robotics and Automation, IEEE Transactions on , vol.14, no.5pp.755-770, Oct 1998.

Yüksek Derece Sistemler için Koordinat Dönüşümüne Dayalı Zamanla Değişen Kayma Yüzeyi Tasarımı

Sezai Tokat¹, İbrahim Eksin², Müjde Güzelkaya²

¹Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, 20040, Kınıklı, Denizli
stokat@pamukkale.edu.tr

²Kontrol Mühendisliği Programı
İstanbul Teknik Üniversitesi, 34390, Maslak, İstanbul
{eksin, gkaya}@itu.edu.tr

Özetçe

Yüksek derece sistemler için kayma yüzeyi tasarımı, doğal olarak, ikinci derece sistemlere kıyasla daha zordur. Bu yüzden, kayma yüzeyi tasarımı konusunda yapılan birçok çalışma ve de geliştirilen birçok algoritma sadece ikinci derece sistemler için geçerlidir. Bu çalışmada ise daha önce ikinci derece sistemler için geliştirilmiş olan koordinat dönüşümüne dayalı kayma kipli kontrolör tasarımı yüksek derece sistemlere geliştirilmiştir. Bu geliştirilen yöntem, sınırlı dış bozucu ve sınırlı parametre belirsizlikleri içeren üçüncü derece bir sistem üzerinde benzetim çalışmaları yapılarak denenmiştir. Yürütülen benzetim çalışmaları ile faz düzlemindeki yörüngenin ve kayma yüzeyine ulaşma zamanının geleneksel kayma kipli kontrolöre göre oldukça iyileştirildiği görülmüştür

1. Giriş

Kayma kipli kontrol, belirsiz koşullar altında çalışan karmaşık, yüksek dereceden ve doğrusal olmayan dinamik sistemler için dayanıklı kontrolör tasarımında etkin bir yaklaşımdır [1]. En önemli getirisi sınırlı parametre belirsizlikleri ve dış bozuculara olan düşük duyarlılık sayesinde modelin tam olarak bilinmesi gerekliliğini ortadan kaldırmıştır.

Kayma kipli kontrolörün faz yörüngesi ulaşma ve kayma kiplerinden oluşur. Keyfi olarak seçilen başlangıç noktalarından başlayıp önceden belirlenen kayma yüzeyine ulaşmaya kadar geçen süre ulaşma kipini oluşturur. Ulaşma kipinde sistem dış bozucu ve parametre belirsizliklerine karşı duyarlıdır. Kayma yüzeyine erişildikten sonra kayma kipi başlar ve bu duyarlılık ortadan kalkar. Bu yüzden ulaşma kipini ortadan kaldırarak veya hiç olmazsa kısaltarak sistem duyarlılığını iyileştirmeyi amaçlayan birçok çalışma vardır. Bu yöntemler kazanç ayarlanması [2], yapay sinir ağlarından yararlanılması [3], bulanık mantık algoritmaların kullanılması [4] gibi farklı tasarımları içerir.

En çok üzerinde durulan konulardan birisi ise geleneksel kayma kipli kontrolör yapısında doğrusal ve sabit olan kayma yüzeyinin farklı yöntemler kullanılarak uyarlanmasıdır. Bu çalışmada kayma yüzeyinin zamanda sürekli biçimde hareket ettirilmesi üzerinde durulmuştur. İlk olarak Bartoszewicz [5],

[6]'da önerilen belirli zaman aralıklarında dönme hareketine sahip kayma yüzeylerine alternatif olarak sürekli biçimde zamana bağlı değişim gösteren düzenler önermiştir. Ayrıca, kübik polinomsal yapıda zamana bağlı fonksiyonlar kullanılarak [7] ve koordinat dönüşümüne dayalı geometrik bir yorum getirerek [8] sürekli biçimde zamanla değişen kayma yüzeyi tasarımları önerilmiştir.

Yüksek derece sistemler için kayma yüzeyi tasarımı, parametre sayısının daha fazla olmasından dolayı daha zordur. Ayrıca, kararlı ve kararsız bölgelerin belirlenmesi ikinci derece sistemlere göre daha karmaşıktır. Bu yüzden, yukarıda verilen örnekler ikinci derece sistemler için tasarlanmıştır. Yüksek derece tek girişli kontrol edilebilir kanonik biçimdeki sistemler için ulaşma zamanını ortadan kaldıran bir tasarım [9]'da verilmiştir. Bu çalışmada hata işareti kayma yüzeyini başlangıç anında sistem yörüngesi üzerine getirmek amacı ile zamana bağlı bir fonksiyon ile tanımlanmıştır. İlgili sisteme ait yörüngenin sürekli kayma yüzeyi üzerinde kalması için zamanla azalan genliğe sahip üstel biçimli bir fonksiyon kullanılmıştır [9]. Roy ve Olgaç [10] zamana bağlı olarak değişen kayma yüzeyi parametrelerini Kharitinov testi yardımı ile belirlenen kararlı ve kararsız bölgelerde sırası ile döndürme ve öteleme düzenleri uygulayarak hareket ettirmiştir. Park and Choi [11] ise [6]'da ikinci derece sistemler için tasarlanan ayrık döndürme ve öteleme düzenlerini yüksek derece sistemler için geliştirmiştir.

Bu çalışmanın amacı, ikinci derece sistemler için [8]'de önerilmiş olan koordinat dönüşümüne dayalı kayma yüzeyi tasarım yöntemini yüksek derece sistemler için geliştirmek ve sürekli biçimde dönme hareketine sahip bir kayma yüzeyi elde etmektir. Geleneksel kayma kipli kontrolöre göre elde edilen başarımları iyileştirmeleri üçüncü derece örnek bir sistem üzerinde gerçekleştirilen benzetimler yardımı ile gösterilmiştir.

2. Kayma Kipli Kontrol

Parametre belirsizliklerinin uyumlu olduğu, sistem dinamiklerinin kontrol edilebilir kanonik biçimde bulunduğu varsayımı altında n . dereceden tek girişli, özerk olmayan, dinamik bir sisteme ait denklemler şu şekilde verilebilir

$$\begin{aligned} \dot{x}_i(t) &= x_{i+1}(t) \quad i=1, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n(t) &= \sum_{i=1}^{n_s} (a_i + \Delta_i(t)) f_i(\mathbf{x}, t) + b(\mathbf{x}, t) u(t) + d(\mathbf{x}, t) \end{aligned} \quad (1)$$

burada a_i ($i=1 \dots n_s$) sabit sistem parametrelerini, $\Delta_i(t)$ sınırlı belirsizliğe sahip parametre sarsımlarını, $d(\mathbf{x}, t)$ sınır değerleri bilinen bozucu etkenleri, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \dots \ x_n]^T$ durum vektörünü, $u(t)$ giriş işaretini, $f_i(\mathbf{x}, t)$ ve $b(\mathbf{x}, t)$ ise sistem karakteristiğini belirleyen fonksiyonları temsil etmektedir [12]. Sınır değerli olduğu varsayılan parametre belirsizlikleri ve dış bozucu etkenlere ait sınır değerleri

$$\Delta_i^- \leq \Delta_i(t) \leq \Delta_i^+ \quad \text{ve} \quad \gamma^- \leq d(t) \leq \gamma^+ \quad (2)$$

şeklinde. Burada Δ_i^-, Δ_i^+ ve γ^-, γ^+ bilinen sabit değerli skaler niceliklerdir. İzleme problemi ele alındığında geleneksel kayma kipli kontrolöre ait doğrusal kayma yüzeyi denklemleri

$$s(\mathbf{e}) = \mathbf{c}^T \mathbf{e}(t) \quad (3)$$

olarak yazılabilir. Burada $\mathbf{e} = [e_1 \ e_2 \dots \ e_n]^T$ hata durum vektörü ve $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \dots \ c_{n-1} \ 1]^T$ kayma yüzeyi parametre vektörüdür. Sistemdeki i . durum değişkenine ait hata ise $e_i = x_i - x_i^d$ olarak tanımlanmıştır. Burada x_i^d değeri i . durum değişkenine ait istenen yörüngeyi temsil eder.

Denklem (3)'te verilen kayma yüzeyi denklemini sifıra eşitleyerek elde edilen homojen diferansiyel denkleme ait tek çözüm $\mathbf{e}(t) = 0$ olarak elde edilir. Böylece, sistem yörüngesini kayma yüzeyi üzerinde tutmayı başaran uygun bir kontrol kuralı ile hata sonuşurda sifıra ulaşır. $\dot{x}_i^d = x_{i+1}^d$ varsayımı altında $s=0$ denkleminin türevi alınır

$$\dot{s}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{n-1} c_i e_{i+1} + \sum_{i=1}^{n_s} (a_i + \Delta_i) f_i - \dot{x}_n^d + bu + d \quad (4)$$

elde edilir. Ölçeklenmiş röle kontrol kuralını uyguladığımızda ulaşma koşulunu sağlayan bir kontrol işareti

$$u(t) = \frac{1}{b} \left(- \sum_{i=1}^{n-1} c_i e_{i+1}(t) - \sum_{i=1}^{n_s} a_i f_i(\mathbf{x}, t) + \dot{x}_n^d \right) - K \text{sign}(s) \quad (5)$$

şeklinde alınabilir [12]. Burada $\text{sign}(\cdot)$ işaret fonksiyonunu ifade eder ve

$$\text{sign}(s) = \begin{cases} -1 & \text{eger } s < 0 \\ 1 & \text{eger } s > 0 \end{cases} \quad (6)$$

şeklinde. Denklem (5)'te K süreksiz kontrol kazancıdır ve $V(s)$ Lyapunov fonksiyonu olmak üzere

$$\dot{V}(s) = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2(\mathbf{e}) \leq -\mu |s(\mathbf{e})| \quad (7)$$

şeklinde verilen kararlılık koşulunu sağlamak için

$$K \geq \frac{1}{b} \sum_{i=1}^{n_s} \bar{\Delta}_i(t) f_i(\mathbf{x}) + \bar{\gamma} + \mu, \quad \forall \mathbf{x}, t \quad (8)$$

eşitsizliğini sağlayacak şekilde seçilmelidir [12]. Denklem (8)'de verilen süreksiz kontrol kazancı (2) denkleminde verilen dış bozucu etkenler ve parametre sarsımlarının sınır değerlerine $\bar{\Delta}_i$ ve $\bar{\gamma}$ ile bağlıdır ve bu değerler

$$\bar{\gamma} \geq \max \{ |\gamma^-|, |\gamma^+| \} \quad \text{ve} \quad \bar{\Delta}_i \geq \max \{ |\Delta_i^-|, |\Delta_i^+| \} \quad (9)$$

şeklinde verilmektedir [11].

Denklem (7)'de μ kesin pozitif bir sabittir ve sistem yörüngelerinin kayma yüzeyine yakınsama hızını belirler. (7) eşitsizliğinin anlamı sistemin kayma yüzeyine olan uzaklığının tüm yörüngeler boyunca azaldığı anlamına gelir. Bundan dolayı, (7) denklemleri kayma yüzeyine ait ulaşma koşulu olarak adlandırılır. Bu ulaşma koşulu sağlandığında kontrol kuralı (5) her zaman sistem yörüngelerinin kayma yüzeyine doğru olan hareketini garanti eder [12].

3. Önerilen Yöntem

Literatürde ikinci derece sistemler için $(e - \dot{e})$ faz düzleminde yeni bir düzlem oluşturulmuştur [8]. Bu yeni düzlemde koordinatlardan biri geleneksel $s(\mathbf{e}, t)$ kayma yüzeyi olarak seçilmiş, diğeri ise bu kayma yüzeyine dik olacak ve orijinden geçecek biçimde

$$p(\mathbf{e}, t) = -\frac{1}{c_1} e_1(t) + e_2(t) \quad (10)$$

seçilmiştir [8]. Daha sonra, sürekli biçimde zamanla değişen doğrusal bir kayma yüzeyi, yeni elde edilen $(s-p)$ koordinat düzleminde

$$\hat{s}(\mathbf{e}, t) = \begin{cases} s(\mathbf{e}) - k_s(t) \cdot p(\mathbf{e}), & t \geq t_k \\ s(\mathbf{e}), & t < t_k \end{cases} \quad (11)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Burada t_k değeri kayma yüzeyinin dönme hareketinin başladığı andır. İkinci derece sistemler için bu değer sistem yörüngelerinin referansa yaklaşma eğiliminde olduğu $e \cdot \dot{e} < 0$ olan ikinci ve dördüncü çeyreklerdir. Böylece yeni elde edilen \hat{s} kayma yüzeyi s ve p arasında $k_s(t)$ fonksiyonu yardımı ile zamana bağlı hareket etmektedir.

3.1. Yüksek Derece Sistemler için Kayma Yüzeyi Tasarımı

Bu çalışmada, [8]'de ikinci derece sistemler için önerilen koordinat dönüşümü yönteminin yüksek derece sistemlere de uygulanabileceğinin gösterilmesi amaçlanmaktadır. Denklem (10)'u yüksek derece sistemler için genelleştirirsek

$$p(\mathbf{e}, t) = \mathbf{h}^T \mathbf{e}(t) \quad (12)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{n-1} \ 1]^T$ vektörü p koordinatına ait parametre vektörüdür. Ele alınan $(s-p)$ koordinat düzleminde s ve p vektörlerinin dik olması için

$$\mathbf{c}^T \mathbf{h} = 0 \quad (13)$$

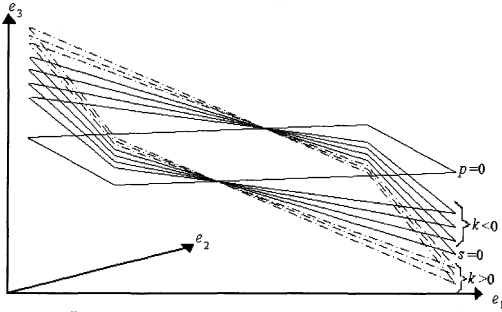
koşulunun sağlanması gerekir. Bu durumda tek girişli yüksek derece sistem için elde edilen yeni kayma yüzeyi yine (11)'de olduğu gibi yazılabilir. Görsel olarak göstermek amacı ile üçüncü derece bir sistem için elde edilen s , \hat{s} ve p değerleri Şekil 1'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi k_s 'in işaretli dönme yönünü, genliği ise dönme miktarını belirlemektedir. $k_s=0$ değeri için Şekil 1'den ve Denklem (11)'den de görüldüğü gibi \hat{s} kayma yüzeyi s kayma yüzeyine eşit olmaktadır. Verilen bu kayma yüzeyi için ulaşma koşulunu sağlayacak bir kontrol işareti

$$\hat{u}(t) = u(t) + u_k(t) \quad (14)$$

şeklinde verilebilir. Burada $u(t)$ denklem (5)'de geleneksel kayma kipli kontrolör için verilen kontrol işaretidir. Kontrol işaretindeki ikinci terim olan $u_k(t)$ ise yeni kayma yüzeyinde bulunan k_s terimine bağlı olarak gelmektedir ve

$$u_k = \frac{1}{b(1-k_s)} \left(k_s \left(\sum_{i=1}^{n-1} (h_i - c_i) e_{i+1} \right) - \dot{k}_s \left(e_n + \sum_{i=1}^{n-1} h_i e_i \right) \right) \quad (15)$$

olarak elde edilir. Zamanla değişen kayma kipli kontrolöre ait (14)-(15) kontrol kuralı denkleminde $k_s=0$ aldığımızda geleneksel kayma kipli kontrolöre ait (5) kontrol kuralının elde edilebildiği açıkça görülmektedir.



Şekil 1. Üçüncü derece bir sistem için koordinat dönüşümüne dayalı kayma yüzeyinin k_s ile değişimi

Yüksek derece sistem için önerilen kontrol kuralındaki zamana bağlı $k_s(t)$ fonksiyonu kayma yüzeyinin hareketini belirlemektedir ve farklı şekillerde ifade edilebilir [13]. İlk akla gelebilecek seçenek, matematiksel bir fonksiyon kullanılmasıdır. Kontrol kuralına yeni eklenen (15)'te k_s 'in türevi bulunduğu için bu fonksiyonun birinci dereceden türetilebilen bir fonksiyon olması gerekir. Ayrıca, dönme hareketi belirli bir yönde ve sürekli olarak tanımlandığı için, sürekli ve monoton bir fonksiyon olmalıdır. Bu düşünce ile [13]'de $k_s(t)$ fonksiyonu ötelenmiş bir sigmoid fonksiyonu olarak

$$k_s(t) = \frac{k_s^+ - k_s^-}{1 + \exp\{-m(t-a)\}} + k_s^- \quad (16)$$

şeklinde ifade edilmiştir. Burada m ve a sırası ile zaman ölçekleme ve zaman öteleme parametreleridir. k_s fonksiyonunun minimum ve maksimum değerleri sırası ile k_s^- ve k_s^+ olarak verilmiştir. Döndürme işlemine başladığımız anı

t_k olarak tanımlarsak, önerilen kayma yüzeyinin t_k anında sistem yörüngesi üzerine getirilebilmesi için

$$k_s(t_k) = \frac{\mathbf{c}^T \mathbf{e}}{\mathbf{h}^T \mathbf{e}} \Big|_{t=t_k} \quad (17)$$

olarak alınması gerekir. Denklem (17)'de elde edilen büyüklük kontrol işaretinin genliği üzerinde de etkilidir. Bu yüzden tam olarak sistem yörüngesi üzerine getirmek yerine, yakınına getirecek ve kayma yüzeyinin sürekli hareketini sağlayacak şekilde

$$|k_s(t_k)| \leq \left| \frac{\mathbf{c}^T \mathbf{e}}{\mathbf{h}^T \mathbf{e}} \Big|_{t=t_k} \right| \quad (18a)$$

$$\text{sign}(k_s(t_k)) = \text{sign}\left(\frac{\mathbf{c}^T \mathbf{e}}{\mathbf{h}^T \mathbf{e}} \Big|_{t=t_k}\right) \quad (18b)$$

seçilebilir. Denklem (16)'daki m parametresinin işareti $k_s(t)$ fonksiyonunun monoton artan veya azalan olmasını belirler ve $k_s(t)$ fonksiyonunun dönme hareketinin başladığı t_k anındaki işaretine bağlı olarak.

$$\text{sign}(m) = -\text{sign}(k_s(t_k)) \quad (19)$$

belirlenir. Denklem (16)'deki diğer parametre olan a 'nın üst değeri ise (18a) denklemini sağlayacak şekilde

$$a \leq \frac{1}{m} \log \left(\frac{k_s^+ - k_s(t_k)}{k_s(t_k) - k_s^-} \right) + t_k \quad (20)$$

olarak belirlenir. Burada minimum ve maksimum değerler

$$\text{EĞER } k_s(t_k) < 0 \text{ İSE } k_s^- < k_s(t_k), k_s^+ = 0 \quad (21a)$$

$$\text{EĞER } k_s(t_k) > 0 \text{ İSE } k_s^- = 0, k_s^+ > k_s(t_k) \quad (21b)$$

şeklinde belirlenir. Dönme hareketini sağlayan $k_s(t)$ fonksiyonuna ait m , a , k_s^- , k_s^+ ve $k_s(t_k)$ değerleri tasarım parametreleridir. Özel olarak, Denklem (21a)'daki k_s^- ve (21b)'deki k_s^+ değerleri $2k_s(t_k)$ olarak seçilir ve (20)'de yerine koyulursa

$$a \leq t_k \quad (22)$$

elde edilir. Elde edilen kayma yüzeyi ve kontrol kuralı için dönme hareketinin başladığı t_k anının belirlenmesi başarımlı açılarından önemlidir ve bir sonraki alt bölümde ele alınmıştır.

3.2. Kayma yüzeyi hareket koşullarının belirlenmesi

Kayma yüzeyi parametrelerinin belirlenmesinden sonra dönme işleminin gerçekleştirilmesi ile ilgili koşulların belirlenmesi gerekir. İkinci derece sistemler için \hat{s} kayma yüzeyi yalnızca $e \leq 0$ olan bölgede döndürülür. Fakat yüksek derece sistemler için daha karmaşık hesaplamalar gerekmektedir.

Bu çalışmada Park ve Choi [11] tarafından önerilen yöntem kullanılmıştır. Yüksek derece sistemlerle çalışmanın getireceği zorlukları basitleştirmek için varsayım olarak (3) kayma yüzeyinin tüm özdeğerlerinin birbirine eşit ve

$\lambda_{di} = \lambda_d$ olduğu varsayılmıştır. Bu özdeğerleri sağlayacak şekilde $c_i(t)$ değerleri şu şekilde seçilebilir:

$$c_i(t) = \binom{n-1}{i-1} (-\lambda_d(t))^{n-i} = \frac{(n-1)! (-\lambda_d(t))^{n-i}}{(i-1)!(n-i)!} \quad (23)$$

Burada n sistemin derecesi ve $c_n(t)=1$ 'dir [10]. Park ve Choi [11] dönme işlemini (23)'deki $\lambda_d(t)$ değerini değiştirerek elde etmektedir. Kayma kipindeki sistem için $(n-1)$. dereceden karakteristik denklem

$$p(\lambda) = \prod_{i=1}^{n-1} (\lambda - \lambda_{di}) = \lambda^{n-1} + c_{n-1}\lambda^{n-1} + \dots + c_2\lambda + c_1 \quad (24)$$

olarak verilebilir [11]. (23) denklemi kullanılarak (24) polinom denklemi istenen özdeğerler cinsinden

$$f(\lambda_d, t) \hat{=} q_{n-1}\lambda_d^{n-1} + \dots + q_1\lambda_d + q_0 \quad (25)$$

yazılabilir. Burada

$$q_{n-i} = \frac{(-1)^{i-1} (n-1)!}{(i-1)!(n-i)!} e_i(t) \quad (26)$$

şeklinde [11]. Eğer (25) denklemi sistemin durum değişkenleri için negatif gerçel köklere sahipse, bu durumda kayma kipli kontrolörün kararlılığını garanti eden bir kayma yüzeyi vardır ve sistem durumları üzerinden geçen bir kayma yüzeyi döndürme kuralları ile elde edilebilir. Eğer (25)'in hiçbir negatif gerçel kökü yoksa dönme işlemi bu koşul sağlanana kadar gerçekleştirilmez. Böylece ulaşma kipi sırasında döndürme işlemi ile sistem kararlılığının zarar görmesi engellenmiş olur [11].

4. Benzetim Çalışmaları

Sayısal benzetimler [9] ve [10] çalışmalarında da kullanılan üçüncü dereceden tek giriş, tek çıkışlı bir sistem üzerinde gerçekleştirilmiştir. Sisteme ait dinamik denklemler (1) yapısındadır ve özel olarak

$$\begin{aligned} f_1 &= x_1, f_2 = x_2^3, f_3 = x_3 |x_3| \\ a_1 &= a_2 = a_3 = -0.5 \\ \Delta a_1 &= -0.05 + 0.25 \sin(5\pi t) \\ \Delta a_2 &= -0.03 + 0.3 \cos(5\pi t) \\ \Delta a_3 &= -0.05 + 0.25 \sin(7\pi t) \\ b(t) &= 1 + 0.1 \sin(\pi/3) \end{aligned} \quad (75)$$

alınmıştır. Benzetim örneği için sınır değerli bozucu etkenler sinüzoidal bir işaret ile

$$d(t) = 0.2 \sin(4\pi t) \quad (28)$$

olarak modellenmiştir. İzleme problemi ele alınmış ve takip edilmesi istenen yörünge

$$x_{d1}(t) = 0.5 \cos(\pi/5) \quad (29)$$

olarak seçilmiştir. Sırası ile (5) ve (14)'te verilen geleneksel ve önerilen yöntemlere ait kontrol kurallarındaki K süreksiz kontrol kazancı

$$K = 0.31|x_1| + 0.34|x_2|^2 + 0.31x_3^2 + 0.21 \quad (30)$$

olarak alınmıştır. Sistem başlangıç koşulları

$$(x_1(0), x_2(0), x_3(0)) = (0.5, 0, 0.5) \quad (31)$$

olarak seçilmiştir. Verilen koşullar altında yapılan benzetimler sonucunda (23) ifadesinde $t_k=0.1920$ anında negatif gerçel kökler elde edilmiş ve döndürme işlemi bu anda başlatılmıştır. (18a) ve (18b)'yi sağlayacak şekilde $k_s(t_k)$ değeri -12 olarak seçilmiştir. Dönme hareketini belirleyen diğer parametreler uygun başarımlı ve (19)-(21) koşullarını sağlayacak şekilde $k_s^- = 2k_s(t_k)$, $k_s^+ = 0$, $\alpha = -0.1$ ve $m=12$ olarak belirlenmiştir.

Benzetim çalışmaları sabit kayma yüzeyine sahip geleneksel kayma kipli kontrolör (SMC-C) ve sürekli zamanda dönme hareketi uygulanan bir kayma yüzeyine sahip önerilen kayma kipli kontrolör (SMC-M) üzerinde gerçekleştirilmiştir. Sayısal benzetimler sırasında örnekleme frekansı 2000 Hz alınmıştır. Geleneksel kayma yüzeyi parametreleri $c_1=25$, $c_2=10$ alınmış ve önerilen yöntemde kayma yüzeyine dik yüzeye ait parametreler $d_i = -1/2c_i$ ($i=1,2$) olarak seçilmiştir.

SMC-C ve SMC-M kontrolör başarımlarını karşılaştırmak amacı ile mutlak hatanın integrali (IAE), mutlak hatanın zamanlı çarpımının integrali (ITAE), %1'lik yerleşme süresi (t_s) ve kayma yüzeyine ulaşma zamanı (t_{ulasma}) değerlendirmeye alınmış ve Tablo 1'de sunulmuştur. Görüldüğü gibi sistemin geçici durum davranışında önemli bir iyileşme sağlanmaktadır. Ayrıca t_{ulasma} 'nın azalmış olması sistemin sınır değerli bozucu etki ve parametre belirsizliklerine olan dayanımının artması anlamına gelmektedir.

Önerilen yöntemin etkisini daha iyi görmek amacı ile sistem durum hata yanıtları e_i ($i=1,2,3$) Şekil 4'de verilmiştir. Şekil 4(a)'da SMC-M'nin $e_1(t)$ için daha iyi yerleşme ve yükselme sürelerine sahip olduğu görülmektedir. Ayrıca, Şekil 4(b) ve 4(c)'de SMC-C için $e_2(t)$ ve $e_3(t)$ 'de sinüzoidal modellenen bozucu etkenler açıkça görülebilmektedir. Diğer yandan, SMC-M dayamlılıktaki iyileşmenin sonucunda $e_2(t)$ ve $e_3(t)$ için yumuşak bir yanıt sahiptir.

Tablo 1. $e_1(t)$ işaretine ait başarımlı değerleri

	IAE	ITAE	t_s	t_{ulasma}
SMC-M	0.0120	0.0075	0.8145	0.3510
SMC-C	0.0267	0.0277	1.5955	1.9345

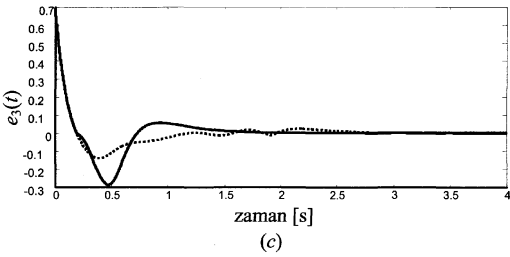
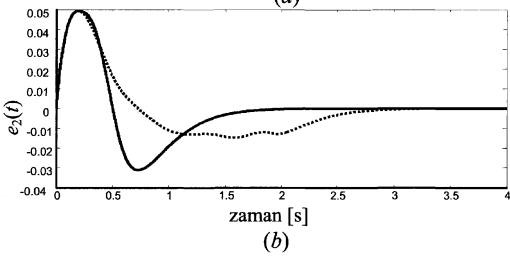
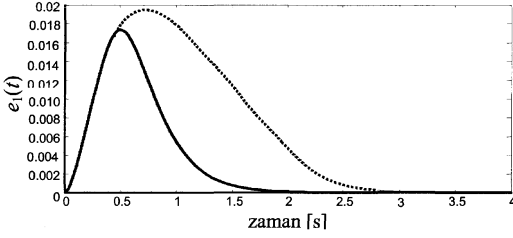
Üçüncü derece örnek sistem için önerilen sürekli dönme hareketi ile elde edilen kayma yüzeyinin belirli anlardaki değerleri ve sistem hata yörüngesi Şekil 5'te verilmiştir. Görüldüğü gibi kayma yüzeyi sistem yörüngesi ile birlikte dönmektedir. Şekil 5'te noktalar olarak verilen düzlem en son ulaşılan ve geleneksel kayma kipli kontrolöre de ait olan kayma yüzeyidir.

Geleneksel SMC-C için elde edilen sistem yörüngesi ve sabit kayma yüzeyi Şekil 6'da görülmektedir. Karşılaştırdığımızda, SMC-M için elde edilen yörüngenin daha düzgün olduğu, SMC-C'nin ise bozucu etkenlerden etkilendiği rahatça gözlenmektedir.

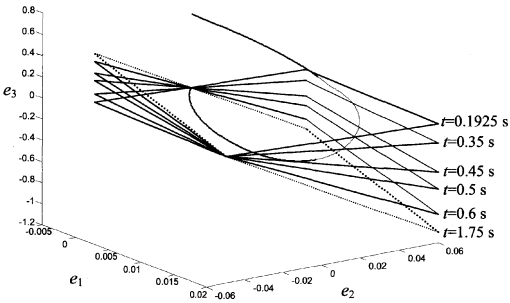
Ulaşma zamanındaki iyileşme ve t_{ulasma} değerleri Şekil 7'de verilen kayma yüzeyi değerlerinden de görülmektedir. Görüldüğü gibi $t_k=0.1902$ anına kadar bir öteleme düzeni de uygulanmadığı için her iki kontrolör aynı kayma yüzeyi değerlerine sahiptir. Bu anda dönme hareketi başlamakta ve $t=0.3510$ anında SMC-M kayma yüzeyine ulaşmaktadır. $k_s(t_k)$ değeri (17) denkleğini sağlayacak şekilde seçilerek t_k anından itibaren kayma yüzeyinin sistem

yörüngeleri üzerinde olması sağlanabilir. Fakat bu durumda kontrol işaretinin genliği başlangıçta daha büyük olmaktadır. Bu yüzden (18a)'yı sağlayacak şekilde $k_s(t_k)=-12$ seçilmiştir. Kayma kipindeki çartırtıyı göstermek amacı ile Şekil 8'de kayma yüzeyi değerleri genliklerinin $[-0.002,0,002]$ aralığındaki değerleri için verilmiştir.

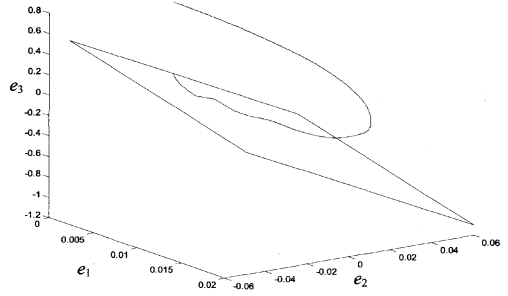
Kontrol işaretleri ise Şekil 9'da verilmiştir. SMC-M için genliğin üst sınırı bir miktar artış gösterse de bunun önemli bir nedeni çartırtının daha önceden başlamış olmasıdır. Bir diğer neden ise yeni kontrol kuralı (13)'teki $u_k(t)$ teriminden dolayı oluşan değişikliktir.



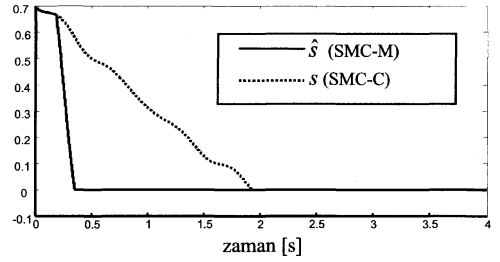
Şekil 4. Hata durumlarının geçici yanıtları: a) $e_1(t)$, b) $e_2(t)$, ve c) $e_3(t)$



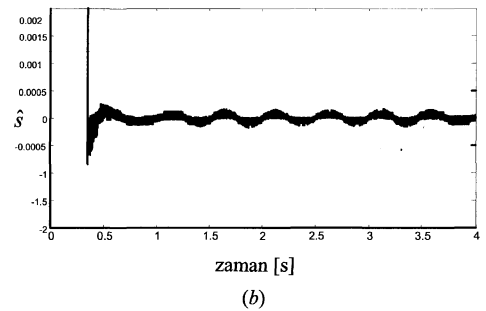
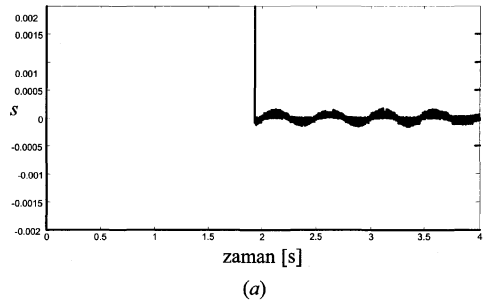
Şekil 5. SMC-M için kayma yüzeyinin durum hata uzayında belirli anlardaki konumları ve sistem yörüngesi



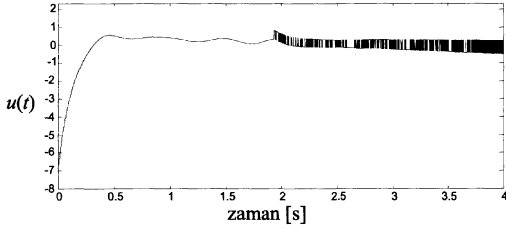
Şekil 6. SMC-C için sabit kayma yüzeyi ve hata durum uzayı yörüngesi



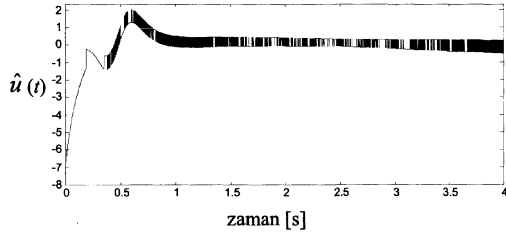
Şekil 7. Kayma yüzeyi değerleri



Şekil 8. Kayma yüzeyi genliklerinin $[-0.002,0,002]$ arasında değişimi: a) SMC-C için s , b) SMC-M için \hat{s} .

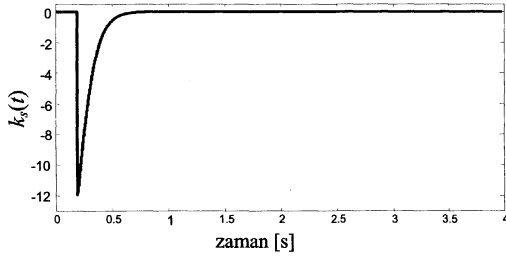


(a)



(b)

Şekil 9. Kontrol işaretleri: a) SMC-C. b) SMC-M

Şekil 10. Önerilen kayma yüzeyine ait $k_s(t)$ fonksiyonunun zamana göre değişimi

Sürekli dönme hareketini sağlayan $k_s(t)$ fonksiyonunun zamana göre değişimi Şekil 10'da verilmiştir. Görüldüğü gibi $t_k=0.1902$ anından önce dönme hareketi tanımlı olmadığı ve geleneksel kayma yüzeyi kullanıldığı için $k_s=0$ alınmıştır. Bu andan itibaren $k_s(t)$ belirlenen parametrelere göre değer almakta ve monoton azalan bir şekilde sifıra ulaşmaktadır. Bu değişim sistemin geçici rejim davranışını belirler. Sistem sürekli rejime ulaştığında $k_s(t)$ fonksiyonu da sifıra ulaşmakta ve dönme hareketi sonlanmaktadır.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, ikinci derece sistemler için önerilen koordinat dönüşümüne dayalı zamanla değişen kayma yüzeyi tasarım yöntemi yüksek derece sistemler için genelleştirilmiştir. Geliştirilen yöntem öncelikle üçüncü derece doğrusal olmayan örnek bir sistem üzerinde yürütülen benzetim çalışmalarında denenmiştir. Bu çalışmalar sonucunda, önerilen yöntemin yerleşme zamanını iyileştirerek sistemin geçici rejim davranışını iyileştirdiği ve ulaşma zamanını kısaltarak bozucu etkenlerin olumsuz etkilerini azalttığı görülmüştür.

5. Kaynakça

- [1] A. Sabanovic, L. Fridman ve S. Spurgeon, *Variable Structure Systems: From Principles to Implementation*, IEE Control Series (66), 2004.
- [2] M. Ertuğrul, O. Kaynak ve F. Kerestecioglu, "Gain adaptation in sliding mode control of robotic manipulators," *Int. J. of Systems Science*, Cilt:31, No:9, s:1099-1106, 2000.
- [3] S.-J. Huang, K.-S. Huang ve K.-C. Chiou, "Development and application of a novel radial basis function sliding mode controller," *Mechatronics*, Cilt:13, s:313-329, 2003.
- [4] N. Yağız ve Y. Hacıoğlu, "Fuzzy sliding modes with moving surface for the robust control of a planar robot," *Journal of Vibration and Control*, Cilt:11, No:7, s:903-922, 2005.
- [5] A. Bartoszewicz, "A comment on 'A time-varying sliding surface for fast and robust tracking control of second order uncertain systems'," *Automatica*, Cilt:31, No:12, s:1893-1895, 1995.
- [6] S.B. Choi, D.W. Park, ve S. Jayasuriya, "A time-varying sliding surface for fast and robust tracking control of second order uncertain systems," *Automatica*, Cilt: 30, No:5, s:899-904, 1994.
- [7] K.B. Park ve T. Tsuji, "Terminal sliding mode control of second-order nonlinear uncertain systems," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Cilt:9, s:769-780, 1999.
- [8] S. Tokat, İ. Eksin ve M. Güzelkaya, "A new design method for sliding mode controllers using a linear time-varying sliding surface," *Journal of Systems and Control Engineering*, Cilt:216, No:6, s:455-466, 2002.
- [9] C. Yılmaz ve Y. Hümmüzlü, "Eliminating the reaching phase from variable structure control," *Transactions of the ASME-G: Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Cilt:122, No:4, s:753-757, 2000.
- [10] R.G. Roy ve N. Olgaç, "Robust nonlinear control via moving sliding surfaces: n-th order case," Proc. of the 36th Conference on Decision and Control, San Diego, Kaliforniya, ABD, s: 943-948, 1997.
- [11] D.W. Park ve S.B. Choi, "Moving sliding surfaces for high-order variable structure systems," *International Journal of Control*, Cilt:72, No:11, s:960-970, 1999.
- [12] C. Edwards ve S.L. Spurgeon, *Sliding Mode Control: Theory and Applications*, Taylor & Francis, 1998.
- [13] S. Tokat, İ. Eksin ve M. Güzelkaya, "New Approaches for On-line Tuning of Linear Sliding Surface Slope in Sliding Mode Controllers," *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, Elektrik*, Cilt:11, No:1, s:45-59, 2003.

Kutup Atamaya Dayalı Özayarlama Çokdeğişkenli OTüm Denetim

Serkan Zobar, Hüseyin Demircioğlu

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, Beytepe, Ankara
szobar@ee.hacettepe.edu.tr
demirci@hacettepe.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride, çokdeğişkenli özayarlama Oransal-Tümlevsel (OTüm) denetleç tasarımı için kutup atama yaklaşımını temel alan ve sürekli zaman bağlamında geliştirilmiş yeni bir yöntem sunulmaktadır. Denetlenecek sistem sol matris kesir tanımlaması biçimine sahip bir model tarafından tanımlanmakta ve model parametreleri çevrimiçi (on-line) kestirilerek çokdeğişkenli OTüm denetlecin ayarlanmasında kullanılmaktadır. Yöntem çokdöngülü yapıdaki diğer birçok yöntemin aksine çokdeğişkenli yapıdadır ve bu yapı farklı döngüler arasındaki etkileşimleri daha etkin bir biçimde azaltmaya olanak sağlamaktadır. Geliştirilen yöntemin başarımı benzetim ve uygulama çalışmalarıyla ortaya konulmaktadır.

1. Giriş

Özayarlama denetleçler özellikle parametreleri bilinmeyen ya da zamanla yavaş değişen sistemlerin denetiminde kullanılan ileri denetim yöntemlerindedir. Kutup atama yaklaşımına dayalı özayarlama denetleçler ise, sistem dinamiklerinde oluşabilecek değişimlere karşı kapalı döngü kutuplarını sürekli istenilen yerlere atama ilkesiyle çalışır.

Oransal-Tümlevsel-Türevsel (OTT) denetleçler sahip oldukları kolay anlaşılabilir ve kurulabilir yapıları sayesinde endüstride hala çok yaygın olarak kullanılmaktadır. OTT ailesinde kullanımına en çok rastlanan denetim yapısı OTüm (Oransal-Tümlevsel) yapısıdır. OTüm denetleçlerin endüstrideki pek çok sistemin denetimindeki yeterlilikleri yıllardır süregelen uygulamalar sonucunda kabul görmüştür [1], [2].

Çokdöngülü ya da çokdeğişkenli OTT denetleçlerin tasarımı için geliştirilmiş birçok yöntem vardır. Bunlara örnek olarak Genelleştirilmiş Ziegler-Nichols Yöntemi [3], BLT Yöntemi [4], çok-giriş çok-çıkışlı sistemlere genişletilmiş röle teknikleri [5]-[9] verilebilir. Fakat bu yöntemler, denetlenen sistem dinamiklerinde zamanla oluşabilecek değişimleri dikkate almamaktadırlar. Dolayısıyla, denetleç parametrelerinin sıklıkla yeniden ayarlanması ihtiyacı ortaya çıkmaktadır.

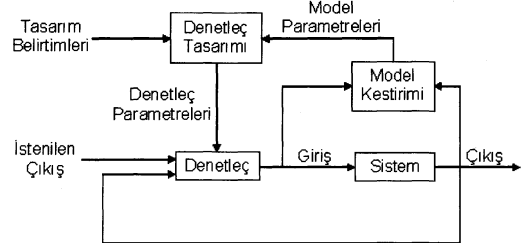
Oysaki, özayarlama denetim teknikleri sistem dinamiklerindeki değişimleri takip ederek denetleç parametrelerini bu değişimlere göre çevrimiçi olarak kendiliğinden ayarlar. Çokdeğişkenli sistemlerin denetiminde özayarlama denetiminin bu esnekliğini ve OTüm ve OTT denetleçlerin basitliğini biraraya getiren çok az sayıda çalışma yapılmıştır [10]-[12]. Bu çalışmalarda önerilen yöntemler

kesikli zaman bağlamında geliştirilmişlerdir. Diğer taraftan, bu bildiride sunulan yöntem sürekli zaman bağlamındadır ve kesikli zaman formülasyonunun içerdiği sakıncaları içermemektedir [13].

Tek-giriş tek-çıkışlı sistemler için kutup atama yaklaşımı kullanılarak geliştirilmiş özayarlama OTüm denetim yöntemini çokdeğişkenli sistemlere genişletmeyi amaçlayan bu çalışmada, aynı sayıda giriş ve çıkış değişkenine sahip sistemler ele alınmaktadır. Bu çalışma, iki-giriş ve iki-çıkış için daha önce yapılan başka bir çalışmanın devamı niteliğindedir [14]. Bildiri şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 2'de sistem model tanımı ve çokdeğişkenli denetlecin ayarlanma yöntemi verilmiştir. Yöntemin özayarlama yapıya sahip olmasından ötürü gerekli olan sistem model parametrelerinin çevrimiçi kestirim algoritması Bölüm 3'te anlatılmıştır. Bölüm 4 ve 5'te, sırasıyla yönetime ait benzetim ve uygulama çalışmaları sunulmuştur. Elde edilen sonuçlar Bölüm 6'da özetlenmiş ve tartışılmıştır.

2. Çokdeğişkenli OTüm Denetim

Sunulan özayarlama çokdeğişkenli OTüm denetim yöntemi Şekil 1'de gösterilen çalışma yapısına sahiptir. Yöntem anlatılırken kullanılacak olan tüm matrisler $p \times p$, tüm vektörler $p \times 1$ boyutundadır.



Şekil 1: Yöntemin Çalışma Yapısı

2.1. Sistem Modeli

Denetlenecek sistemin

$$\mathbf{A}(s) = s\mathbf{I} + \mathbf{A}_0 \quad (1)$$

$$\mathbf{B}(s) = \mathbf{B}_0 \quad (2)$$

olmak üzere sürekli zamanda tanımlanmış

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{A}^{-1}(s)\mathbf{B}(s) \quad (3)$$

aktarım matrisiyle modellenebileceği varsayılmış ve çokdeğişkenli OTüm denetlecin parametreleri bu model üzerinden hesaplanmıştır. (1) ve (2) denklemlerinde verilen A_0 ve B_0 birer katsayı matrisi, I ise birim matristir.

2.2. Denetleç Parametrelerinin Ayarlanması

Bilindiği üzere çokdeğişkenli OTüm denetleç

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4)$$

aktarım matrisiyle ifade edilmektedir. Denklem (4)'te verilen K_p ve K_i sırasıyla oransal ve tümlevsel kazanç matrisleridir. Hesaplamalarda kolaylık sağlamak için denklem (4)

$$K(s) = K_p s + K_i \quad (5)$$

olmak üzere

$$C(s) = \frac{K(s)}{s} \quad (6)$$

biçiminde düzenlenebilir. Bu durumda kapalı döngü aktarım matrisi

$$T_c(s) = [I + G(s)C(s)]^{-1} G(s)C(s) \\ = [sA(s) + B(s)K(s)]^{-1} B(s)K(s) \quad (7)$$

olarak elde edilir. Dolayısıyla kapalı döngü sistemin kutupları,

$$|sA(s) + B(s)K(s)| = 0 \quad (8)$$

öz denkleminin kökleridir. Burada $|X|$, X matrisinin belirtenini ifade etmektedir.

İstenilen kapalı döngü kutupların yerleri

$$A_c(s) = s^2 I + A_c s + A_{c_0} \quad (9)$$

biçiminde verilmiş olan ve belirten istenilen kapalı döngü öz denkleminin eşit olan tasarım çokterimli matrisi ile tanımlansın. Burada A_{c_1} ve A_{c_0} birer katsayı matrisidir. Tasarım çokterimli matrisi ile kapalı döngü sistemin payda matrisi birbirine eşitlenirse;

$$A_c(s) = sA(s) + B(s)K(s) \quad (10)$$

çokdeğişkenli OTüm denetleç parametreleri

$$K_p = B_0^{-1}(A_{c_1} - A_{c_0}) \quad (11)$$

$$K_i = B_0^{-1}A_{c_0} \quad (12)$$

olarak elde edilir.

2.3. Tasarım Çokterimli Matrisinin Seçimi

Tek-giriş tek-çıkışlı sistemler için kapalı döngü öz denklemini sağlayacak yalnızca bir OTüm denetleç parametre kümesi vardır. Buna karşın çokdeğişkenli sistemler için, kapalı döngü kutupları aynı yerlere atayabilecek, başka bir deyişle aynı belirtene sahip birçok tasarım çokterimli matrisi dolayısıyla da birçok çokdeğişkenli OTüm denetleç parametre kümesi belirlenebilir. Burada yanıt aranması gereken soru, en iyi başarıyı elde etmek için tasarım çokterimli matrisi seçiminin nasıl yapılması gerektiğidir.

İstenilen kapalı döngü öz denklemini sağlayacak tasarım çokterimli matrisini oluşturmanın en kolay yolu, onu köşegen yapıda seçmektir.

$$A_c(s) = \text{diag}\{A_{c_{11}}(s), \dots, A_{c_{pp}}(s)\} \quad (13)$$

Kapalı döngü sistemin kutupları

$$A_{c_i}(s) = s^2 + a_{c_i}^1 s + a_{c_i}^0 \quad i = 1, \dots, p \quad (14)$$

çokterimleri ile istenilen yerlere atanabilir. Bunu sağlayacak denetleç parametrelerinin hesaplanması için gerekli tasarım parametreleri

$$A_{c_1} = \text{diag}\{a_{c_{11}}^1, \dots, a_{c_{pp}}^1\} \\ A_{c_0} = \text{diag}\{a_{c_{11}}^0, \dots, a_{c_{pp}}^0\} \quad (15)$$

şeklinde seçilmelidir.

Tasarım çokterimli matrisinin köşegen yapıda oluşturulmasıyla, kapalı döngü sistemdeki i . döngüye ait tepki karakteristiği $A_{c_i}(s)$ çokterimli tarafından tanımlanan kutuplar aracılığıyla belirlenir. Bu durum herhangi bir döngünün maruz kaldığı etkileşimin i . döngüye ait kutupların hızlı seçilmesiyle azaltılmasına olanak sağlar. Ancak, tepki hızını arttırmak i . döngüye ait denetim sinyalini daha etkin hale getirecektir ve bu durum denetim uygulamalarında pek tercih edilmez.

Oysa ki, istenen kapalı döngü kutupların yerlerini değiştirmeden, tasarım çokterimli matrisinin köşegen olmayan elemanlarının uygun şekilde seçilmesi ile kapalı döngü sistemin farklı döngüleri arasındaki etkileşimleri azaltmak hatta kararsız kutbu ve sıfırı olmayan sistemler için tamamen ortadan kaldırmak, başka bir ifadeyle kapalı döngü sistemi bağımsızlaştırmak mümkündür.

Denklem (7) ile verilen kapalı döngü aktarım matrisi, $A_c(s)$ ve $A(s)$ çokterimli matrisleri cinsinden

$$T_c(s) = I - sA_c^{-1}(s)A(s) \quad (16)$$

şeklinde yazılabilir. Bu denklemden rahatça görüldüğü gibi, bağımsızlaştırılmış bir kapalı döngü sistem tepkisi elde etmek için tasarım çokterimli matrisi

$$A_c(s) = A(s)(sI + D) \quad (17)$$

biçiminde seçilmelidir. Burada D tasarımcı tarafından belirlenen ve köşegen yapıya sahip tasarım katsayı matrisidir.

$$D = \text{diag}\{d_1, \dots, d_p\} \quad (18)$$

Dolayısıyla A_{c_1} ve A_{c_p} katsayı matrisleri, bağımsızlaştırılmış bir kapalı döngü sistem için

$$A_{c_1} = A_0 + D \quad (19)$$

$$A_{c_p} = A_0 D \quad (20)$$

biçiminde oluşturulmalıdır.

Tasarım çokterimli matrisinin denklem (17)'de verildiği gibi seçilmesiyle elde edilecek çokdeğişkenli OTüm denetlece ait aktarım matrisi

$$C(s) = B^{-1}(s)A(s) \frac{D}{s} \quad (21)$$

biçimindedir. Görüldüğü gibi, elde edilen denetleç aktarım matrisi açık döngü sisteme ait aktarım matrisinin tersini içermektedir ve bağımsızlaştırılmış bir kapalı döngü sistem elde etmek için bu beklenen bir sonuçtur.

Denklem (3)'te verilen aktarım matrisine sahip açık döngü sistem ile aktarım matrisi denklem (21)'de verilen çokdeğişkenli OTüm denetlecin oluşturduğu kapalı döngü sisteme ait aktarım matrisi

$$\mathbf{T}_c(s) = \text{diag} \left\{ \frac{d_1}{s+d_1}, \dots, \frac{d_p}{s+d_p} \right\} \quad (22)$$

biçimindedir. Görüldüğü gibi, kapalı döngü sistem bağıslaştırılmış yapıdadır ve her bir döngüye ait tepki karakteristiği tasarımcı tarafından belirlenebilmektedir.

Denklem (1) ve (2)'de verilen $\mathbf{A}(s)$ ve $\mathbf{B}(s)$ çokterimli matrislerini farklı yapılarda seçerek, çokdeğişkenli OTT denetleçler için de benzer bir ayarlama yöntemi geliştirmek mümkündür [15]. Bu bildiride, sayfa sınırlamasından ötürü bu konuya değinilmemiştir.

3. Sistem Model Kestirimi

Sürekli zamanda kutup yerleştirme yaklaşımı kullanılan bu yöntemde, sistem model parametrelerini kestirmek için Sürekli Zaman Yinelili En Küçük Kareler (SZYEKK) yöntemi kullanılmıştır [16].

SZYEKK yönteminde sistem modeli

$$\mathbf{A}(s)\mathbf{Y}(s) = \mathbf{B}(s)\mathbf{U}(s) + \mathbf{E}(s) \quad (23)$$

biçimindedir. Burada, $\mathbf{Y}(s)$ sistem çıkış, $\mathbf{U}(s)$ ise sistem giriş vektörüdür. $\mathbf{E}(s)$ sistemdeki gürültüleri, bozucuların ve modellenmemiş dinamiklerin etkilerini temsil eden bir vektör olarak alınmaktadır. Denklem (3)'te verilen sistem modeli

$$s\mathbf{T}^{-1}(s)\mathbf{Y}(s) = \mathbf{T}^{-1}(s)\mathbf{B}_0(s)\mathbf{U}(s) - \mathbf{T}^{-1}(s)\mathbf{A}_0\mathbf{Y}(s) + \mathbf{T}^{-1}(s)\mathbf{E}(s) \quad (24)$$

biçiminde yeniden yazılabilir. $\mathbf{T}(s)$ tasarımcı tarafından seçilen ve ikinci dereceden çokterimliye sahip köşegen yapıdaki kestirici süzgeç çokterimli matrisidir.

$$\mathbf{T}(s) = \text{diag} \{T_1(s), \dots, T_p(s)\} \quad (25)$$

Denklem (24), aşağıda verilen ve parametreler bakımından doğrusal model olarak adlandırılan biçimde yeniden düzenlenebilir.

$$\phi_i(t) = \varphi_i^T(t)\hat{\theta}_i + \varepsilon_i(t) \quad i = 1, \dots, p \quad (26)$$

Burada, $\phi_i(t)$, veri vektörü $\varphi_i(t)$, parametre vektörü $\hat{\theta}_i$ ve $\varepsilon_i(t)$ Laplace alanında

$$\phi_i(s) = s \frac{Y_i(s)}{T_i(s)} \quad (27)$$

$$\varphi_i(s) = \frac{1}{T_i(s)} \begin{bmatrix} \mathbf{U}(s) \\ -\mathbf{Y}(s) \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\hat{\theta}_i^T = [\mathbf{B}_0^i \quad \mathbf{A}_0^i] \quad (29)$$

$$\varepsilon_i(s) = \frac{E_i(s)}{T_i(s)} \quad (30)$$

şekindedir. Parametre vektöründeki \mathbf{X}^i , \mathbf{X} matrisinin i . satırını belirtmektedir.

$T_i(s)$ çokterimlilerinin seçimi kestirim başarımında belirleyicidir ve istenilen sıklık aralığında sistem model uyusumunu sağlayacak biçimde yapılır. Ayrıca veri vektöründe bu süzgeçten geçirilmemiş bilgi olmadığı için gürültü etkisinin azaltılmasını sağlar [16].

Parametreler bakımından doğrusal model elde edildikten sonra, SZYEKK algoritması kullanılarak model parametreleri kestirilebilir. SZYEKK algoritmasının denklemleri

$$\mathbf{S}_i(t+h) = e^{-\beta_i h} \mathbf{S}_i(t) + \int_t^{t+h} e^{-\beta_i(t+h-\tau)} \varphi_i(\tau) d\tau \quad (31)$$

$$\hat{\theta}_i(t+h) = \hat{\theta}_i(t) + \mathbf{S}_i^{-1}(t+h) \int_t^{t+h} e^{-\beta_i(t+h-\tau)} \varphi_i(\tau) [\phi_i(\tau) - \varphi_i(\tau)\hat{\theta}_i(t)] d\tau \quad (32)$$

biçimindedir. Burada, $\mathbf{S}_i(t)$ t anındaki bilgi matrisini, $\hat{\theta}_i(t)$ t anındaki parametre kestirim vektörünü, β_i sabit unutmaya katsayısını, h örnekleme aralığını göstermektedir [16].

Önerilen özyararlamalı çokdeğişkenli OTüm denetim yönteminde, denklem (3)'te verilen sistem modeline ait katsayı matrisleri her örnekleme aralığında kestirilir ve denklem (11) ve (12) kullanılarak ayarlanan çokdeğişkenli OTüm denetleç sisteme uygulanır. Kapalı döngü sistem tepkisinin iyi olabilmesi için sistem modelinin açık döngü sisteme yakın olması gerekmektedir. Ancak, denetlenecek sistem ile sistem modelinin birebir uyumlu olmasına gerek yoktur. Sistemin ana dinamiklerinin model tarafından yakalanabilir olması iyi bir denetim başarımı için yeterlidir. Bu duruma ilişkin örnekler benzetim ve uygulama çalışmalarında sunulmuştur.

4. Benzetim Çalışması

Bu bölümde, sunulan yöntemin

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} 12.8e^{-s} & -18.9e^{-3s} \\ 16.7s+1 & 21s+1 \\ 6.6e^{-7s} & -19.4e^{-3s} \\ 10.9s+1 & 14.4s+1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

aktarım matrisine sahip çokdeğişkenli sistemin denetiminde göstereceği başarımlar incelenecektir.

Sisteme ait modelin kestiriminde kullanılacak parametreler

$$\beta_{1,2} = 0, \quad \mathbf{S}_{1,2}(0) = \mathbf{I}, \quad \mathbf{T}(s) = \text{diag} \{ (s+0.1)^2, (s+0.1)^2 \} \quad (34)$$

parametre kestirim vektörlerinin başlangıç değerleri ise,

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_1(0) &= [0.5 \quad -0.2 \quad 0.04 \quad -0.02]^T \\ \hat{\theta}_2(0) &= [0.1 \quad -0.6 \quad 0 \quad 0.02]^T \end{aligned} \quad (35)$$

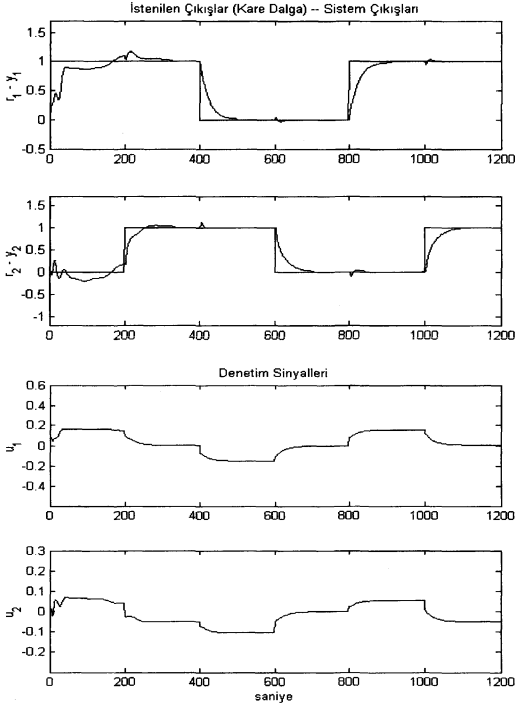
biçiminde seçilmiştir.

Tasarım çokterimli matrisi $\mathbf{A}_c(s)$ denklem (17)'de verildiği gibi, bağıslaştırılmayı sağlayacak şekilde oluşturulmuş ve tasarım katsayı matrisi

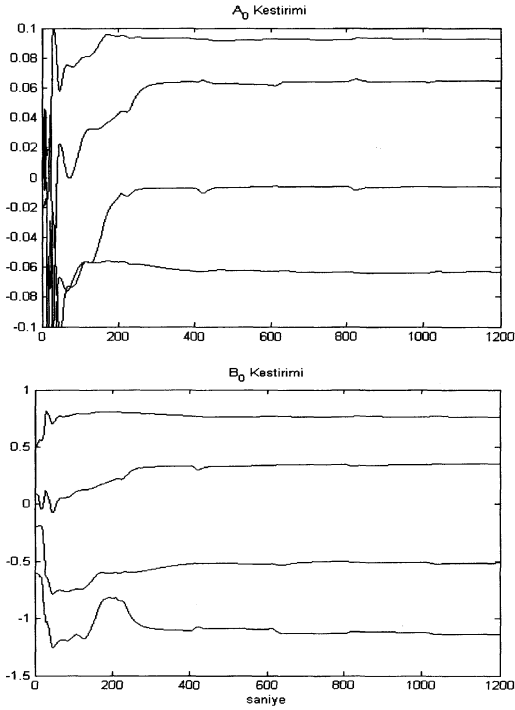
$$\mathbf{D} = \text{diag} \{0.04, 0.04\} \quad (36)$$

olarak seçilmiştir.

Elde edilen kapalı döngü sistem tepkisi ve modele ait parametre kestirimleri sırasıyla Şekil 2a ve Şekil 2b'de gösterilmektedir. Dikkat edilecek olursa, denetlenen sistem ile bu sistemi tanımlamada kullanılan model çok farklı aktarım matrisi yapılarına sahiptir. Ayrıca, denetlenen sistem şiddetli etkileşimler ve büyük zaman gecikmeleri içermektedir. Denetimi zorlaştıran bu etmenlere rağmen, elde edilen kapalı döngü tepkinin aşmasız ve oldukça düşük etkileşimlere sahip olduğu görülmektedir. Önerilen OTüm denetim yönteminin, şiddetli etkileşimlere ve yüksek zaman gecikmelerine sahip bu sistemin denetiminde gayet iyi bir başarımlar sağlanması, denklem (3)'te verilen modelin sistemin ana dinamiklerini yakalamada oldukça yeterli olmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 2a: Kapalı Döngü Sistem Tepkisi

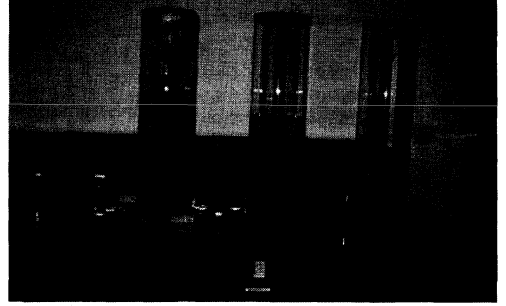


Şekil 2b: Model Parametre Kestirimleri

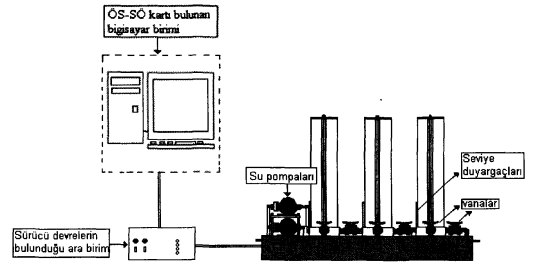
5. Uygulama Çalışmaları

5.1. Uygulamada Kullanılan Sistem

Geliştirilen özayarlamalı çokdeğişkenli OTüm denetim yönteminin başarımı Şekil 3'te gösterilen DTS200 su tankı sistemi [17] üzerinde su seviyesi denetimi yapılarak sanmıştır. Sistem ve diğer birimlerin şematik gösterimi Şekil 4'te sunulmuştur.



Şekil 3: Uygulamada Kullanılan Su Tankı Sistemi



Şekil 4: Su Tankı Sisteminin Şematik Gösterimi

Sistem; bir alt hazneye ve seviye denetiminin yapıldığı ardışık bağlı 3 adet göze sahip olan su tankı, su seviyesini ölçmek için 3 adet seviye duyarğacı, tank gözlerine su basan 2 adet su pompası, su pompalarını süren ve seviye duyarğacıları için gerekli beslemeyi sağlayan bir ara birim ve çokdeğişkenli OTüm ayarlama yöntemine ait algoritmanın programlandığı bir örneksel-sayısal ve sayısal-örneksel (ÖS-SÖ) çevirici kart ile ara birime bağlanan bir bilgisayardan oluşmaktadır. Çokdeğişkenli OTüm denetim algoritması LabVIEW 7.0 grafiksel programlama dili ve MATLAB 6.0 kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Sistemde kullanılan su pompaları tankın alt haznesindeki suyu en soldaki ve en sağdaki gözlere basmaktadır, ortadaki göze bir pompa bağlantısı mevcut değildir. Ardışık bağlı gözler arasındaki su geçişi aralarındaki vana bağlantılarıyla ayarlanabilmektedir. Her gözden sistemin altındaki hazneye olan su çıkışı da yine ayarlanabilir vanalar aracılığıyla sağlanmaktadır.

Pompa karakteristiklerinin ısındıkça değişmesi ve su geçişini sağlayan vanaların yapıları sisteme çok güçlü doğrusal olmayan özellikler katmaktadır [18].

Sistem, gözler arasındaki vanalar ayarlanarak üçüncü dereceye kadar tek-giriş tek-çıkışlı ya da iki-giriş iki-çıkışlı sahip çokdeğişkenli yapıda düzenlenebilmektedir.

Sistem üzerinde yapılan seviye denetimi uygulamalarında, denetim sinyalleri litre/dakika cinsinden pompaların bastığı su miktarı, sistem çıkışları ise cm cinsinden kenar gözlerde ölçülen yükseklik değerleridir.

5.2. Uygulama Sonuçları

Su tankı sisteminin özayarlamalı çokdeğişkenli OTüm denetiminde kullanılan kestirim parametreleri

$$\beta_{1,2} = 0, S_{1,2}(0) = 50 \times I, T(s) = \text{diag}\{(s+0.05)^2, (s+0.05)^2\} \quad (37)$$

parametre kestirim vektörlerinin başlangıç değerleri ise,

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_1(0) &= [0.01 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \\ \hat{\theta}_2(0) &= [0 \quad 0.01 \quad 0 \quad 0]^T \end{aligned} \quad (38)$$

biçiminde seçilmiştir.

Tasarım çokterimli matrisi ilk olarak denklem (13)'te verilen yapıda ve birinci çıkışa ait tepki hızının ikinci çıkışına kıyasla daha yavaş olmasını sağlayacak biçimde

$$A_c(s) = \text{diag}\{(s+0.01)^2, (s+0.025)^2\} \quad (39)$$

olarak seçilmiştir. Elde edilen kapalı döngü tepki Şekil 5a, ilgili parametre kestirimleri ise Şekil 5b'de verilmiştir. Beklendiği gibi birinci çıkışa ait tepki ikinci çıkışına kıyasla oldukça yavaştır. Dolayısıyla bu döngü üzerindeki etkileşim, diğerindekine kıyasla daha şiddetlidir. Kestirilen model parametreleri de belli değerlere yakınsamaktadır.

Tasarım çokterimli matrisinin, tasarım katsayı matrisini

$$D = \text{diag}\{0.01, 0.025\} \quad (40)$$

biçiminde seçerek, denklem (17)'de verildiği gibi bağısızlaştırmayı sağlayacak biçimde oluşturulmasıyla elde edilen kapalı döngü tepki Şekil 6a, ilgili parametre kestirimleri ise Şekil 6b'de verilmiştir. Şekil 5a ve Şekil 6a'da verilen denetim başarımları kıyaslandığında, tasarım çokterimli matrisinin bağısızlaştırmayı sağlayacak biçimde oluşturulması ile döngüler arası etkileşimlerin daha da azaltılabileceği açıkça görülmektedir. Ayrıca Şekil 6b'den kestirilen model parametrelerinin önceki uygulamadakine benzer değerlere yakınsadığı görülmektedir.

6. Sonuçlar

Bu bildiriye, yeni bir özayarlamalı çokdeğişkenli OTüm denetim yöntemi sunulmuş ve yöntemin etkinliği benzetim ve uygulama çalışmalarıyla ortaya konulmuştur.

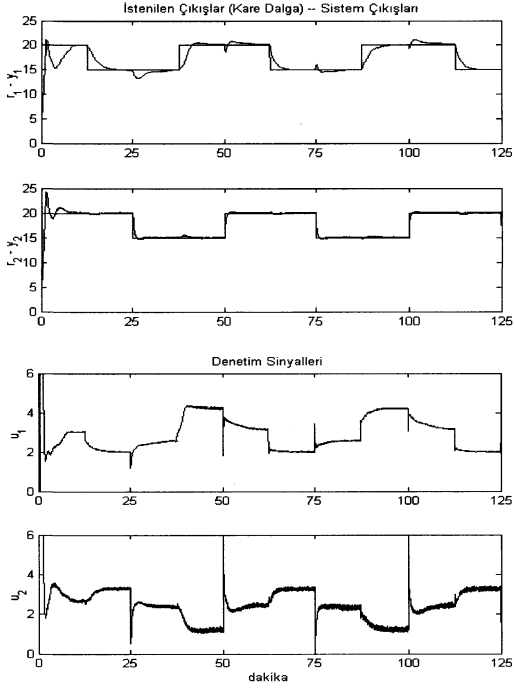
Yöntem kutup atama yaklaşımını kullanmaktadır. Böylece, kapalı döngü tepki karakteristiği tasarımcı tarafından belirlenebilmektedir.

Yöntem çokdöngümlü yöntemlerin aksine, çokdeğişkenli yapıdadır. Bu sayede farklı döngüler arasındaki etkileşimleri daha da azaltmak hatta kararlı ve en küçük evrelî sistemler için bağısızlaştırılmış bir kapalı döngü tepki elde etmek mümkündür.

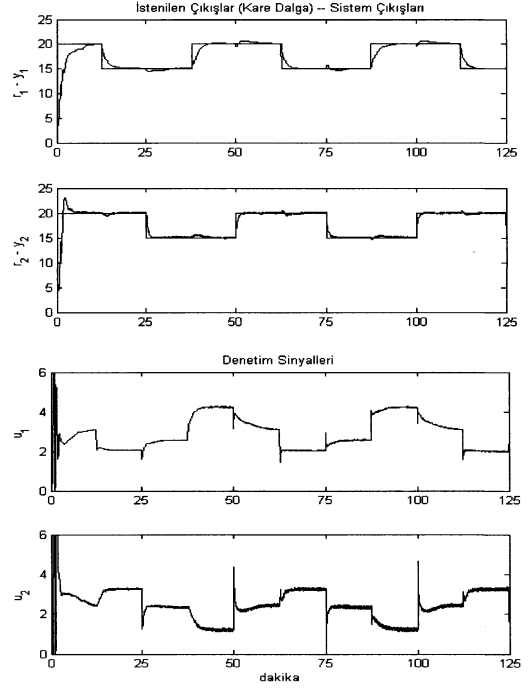
Yöntem, özayarlamalı yapısı sayesinde sistem dinamiklerinde meydana gelebilecek değişikliklere göre denetleç parametrelerini çevrimiçi olarak ayarlayabilmektedir. Ayrıca yöntemi çokdeğişkenli OTüm denetleçler için bir otomatik ayarlama tekniği olarak kullanmak da mümkündür.

7. Kaynakça

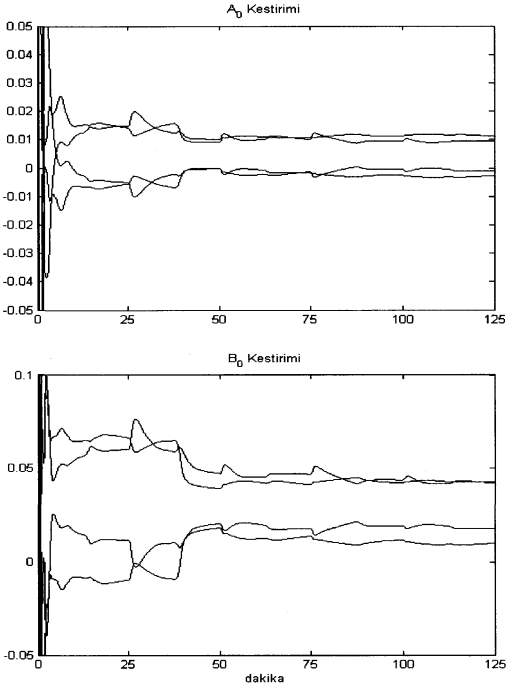
- [1] T.K. Kiong, Q-G Wang, H.C. Chieh and T.J. Hagglund, *Advances in PID control*, Springer, London, 1999.
- [2] Y. Zhang, Q-G. Wang and K.J. Astrom, "Dominant pole placement for multi-loop control systems", *Automatica*, Cilt: 38, No: 7, s:1213-1220, 2002.
- [3] A. Niederlinski, "A heuristic approach to the design of linear multivariable interacting control systems", *Automatica*, Cilt: 7, No: 6, s:691-701, 1971.
- [4] W.L. Luyben, "A simple method for tuning SISO controllers in a multivariable system", *Ind. Eng. Chem. Res.*, Cilt: 25, No: 3, s:654-660, 1986.
- [5] A.P. Loh, C.C. Hang, C.K. Quek and V.U. Vasnani, "Autotuning of multiloop proportional-integral controllers using relay feedback", *Ind. Eng. Chem. Res.*, Cilt: 32, No: 6, s:1102-1107, 1993.
- [6] M. Zhuang and D.P. Atherton, "PID controller design for a TITO system", *Proc. IEE, Pt D*, Cilt: 141, No: 2, s:111-120, 1994.
- [7] Z.J. Palmor, Y. Halevi and N. Krasney, "Automatic tuning of decentralized PID controllers for TITO processes", *Automatica*, Cilt: 31, No: 7, s:1001-1010, 1995.
- [8] S. Menani and H.N. Koivo, "Automatic tuning of multivariable controllers with adaptive relay feedback", *Proc. of the 35th Conference on Decision and Control*, Kobe, Japan, s:4695-4700, 1996.
- [9] Q-G. Wang, B. Zou, T-H Lee and Q. Bi, "Auto-tuning of multivariable PID controllers from decentralized relay feedback", *Automatica*, Cilt: 33, No: 3, s:319-330, 1997.
- [10] R. Yusof, S. Omatu and M. Khalid, "Self-tuning PID control: a multivariable derivation and application", *Automatica*, Cilt: 30, No: 12, s:1975-1981, 1994.
- [11] T. Yamamoto and S.L. Shah, "Design and experimental evaluation of a multivariable self-tuning PID controller", *Proc. of the IEEE International Conference on control applications*, Trieste, Italy, s:1230-1234, 1998.
- [12] Y. Ohnishi, T. Yamamoto and S.L. Shah, "Design of a multivariable self-tuning PID controller with an internal model structure", *Proc. of the IEEE Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium*, Lake Louise, Alberta, Canada, s:437-440, 2000.
- [13] P.J. Gawthrop and P.E. Nomikos, "Automatic tuning of commercial PID controllers for single-loop and multi-loop applications", *IEEE Control Systems Magazine*, Cilt: 10, No: 1, s:34-42, 1990.
- [14] S. Zobar and H. Demircioğlu, "Multivariable Self-Tuning PI Control Using Pole Placement Approach", *Proc. of the 12th Mediterranean Conference on Control and Automation*, MED'04, Kuşadası, Aydın, Turkey, s:1168-1173, 2004.
- [15] S. Zobar, *Kutup Atama Yaklaşımı Kullanılarak Özayarlamalı Çokdeğişkenli OTüm ve OT Denetim*, Yüksek Mühendislik Tezi, Hacettepe Üniversitesi, 2004.
- [16] H. Demircioğlu, *Continuous-Time Self-Tuning Algorithms*, Doktora Tezi, Glasgow Üniversitesi, 1989.
- [17] AMIRA, *DTS200 Laboratory Setup Three Tank System*, 2002.
- [18] G. Civan, *Çokdeğişkenli SÜĞÜNDE Yönteminin Pratik Bir Uygulaması*, Yüksek Mühendislik Tezi, Hacettepe Üniversitesi, 2004.



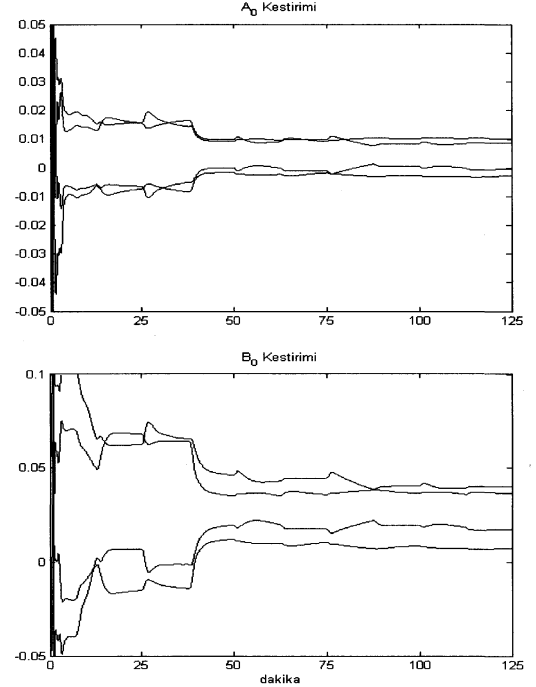
Şekil 5a: Köşegen Yapıdaki Tasarım Çokterimli Matrisi İçin Kapalı Döngü Sistem Tepkisi



Şekil 6a: Bağısızlaştırmayı Sağlayacak Yapıdaki Tasarım Çokterimli Matrisi İçin Kapalı Döngü Sistem Tepkisi



Şekil 5b: Köşegen Yapıdaki Tasarım Çokterimli Matrisi İçin Model Parametre Kestirimleri



Şekil 6b: Bağısızlaştırmayı Sağlayacak Yapıdaki Tasarım Çokterimli Matrisi İçin Model Parametre Kestirimleri

Dahili Model Kontrol Algoritmasıyla pH Kontrolü

Onur Ömer Söğüt¹, Mesut Akgün²

¹Kimya Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
osogut@yildiz.edu.tr

²Kimya Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
akgunm@yildiz.edu.tr

Özetçe

Proses kontrolde Dahili Model Kontrol (IMC), yük değişimlerini iyi bir şekilde ortadan kaldıracılabile yeteneği ve yapısının sağlam özellikleri nedeniyle oldukça popüler olmaya başlamıştır. Kontrol edici tasarımının basit olması nedeniyle proses mühendisleri tarafından kolaylıkla uygulanması ve ayarlanabilmesi ayrı bir avantaj sağlamaktadır. Bu çalışmada, lineer olmayışıyla bilinen pH nötralizasyon sisteminin Dahili Model Kontrolü (IMC) algoritmasıyla denetimi incelenmiş ve sunulmuştur. IMC algoritması ile oldukça iyi bir pH kontrolü sağlanmıştır.

1. Giriş

Kimyasal proses endüstrilerinin genelinde pH kontrolü hayati önem taşımaktadır. pH kontrolünün uygulandığı yerlere; atık su, kazan besleme suyu, ısı değiştirici suyu, soğutma kulesi suyu tasfiyesi, türlü kimyasal ve biyoteknolojik tepkimeler, petrokimya, gıda, ilaç, maden, dokuma sektörleri, koagülasyon, çöktürme, elektrohizoliz olayları örnek olarak gösterilebilir. Yukarıdaki örneklerin çoğunda kabul edilebilir pH aralığı çok dardır ve sıkı bir kontrol sağlanması gereklidir. Örneğin kozmetik sanayinde pH çok hassas bir şekilde kontrol altında tutulmaktadır [1].

pH nötralizasyon prosesleri lineer olmayan matematik ifadelerle tanımlanırlar. Şimdiye kadar lineer sistemlerin kontrolü konusundaki kuramlar iyice anlaşılmiş ve oturmuştur. Bu durum, neredeyse tümü lineerlikten az veya çok sapan fiziksel sistemlerin lineer bağıntılarla incelenmesine dayalı bakış açısının haklılığını göstermektedir. Buna karşın birçok kimyasal sistem tepkime kinetiği ve termodinamik bağıntılar nedeniyle lineerlikten oldukça sapmaktadır. Birçok kimyasal ve biyokimyasal prosesin doğasında lineerlikten sapma bulunur. Bunların çoğu lineer kontrol teorisi yardımıyla yeterince iyi kontrol edilebilmektedir. Ancak çevresel kısıtlamalar, enerji tasarrufu, ürün kalitesinin korunması, üretim esnekliği gibi etkenler proses işlemlerini karmaşıklştırmış, daha geniş işletme aralıklarını gerektirmeye başlamıştır. Bu durumda lineer yöntemlerle

kontrol, tatmin edici sonuçlar vermekten uzaklaşmıştır. Kimyasal sistemlerin tasarımında lineerlik varsayımı gerçekten çeşitli derecelerde sapmaya neden olmaktadır. Lineerlik varsayımı yapabilmek için oldukça dar işletim aralıklarında çalışılması gerekmektedir. Üstelik kimyasal süreçlerin özelliklerinin zamana bağlı olarak değişmesi ve ciddi gecikmeler içerebilmeleri, işi iyice karmaşıklştırmaktadır. Bu etkenlerin ışığında, kimyasal süreçlerin lineer kontrolle etkin şekilde idare edilmesi genellikle mümkün olamamaktadır. Bu gelişmeler, lineer olmayan kontrol edicilere duyulan ilgiyi arttırmıştır.

pH sisteminin lineerlikten sapması, statik pH yanıtının S şeklinde bir yörünge izlemesinden kaynaklanmaktadır. Bu konuya Jenerik Model Kontrolü, Dahili Model Kontrolü (Internal Model Control, IMC), Tepkime Sabit Kontrolü (Reaction Invariant Control) ve kazanç ayarlamalı (seçimli) PID kontrolü gibi çeşitli yaklaşımlar ileri sürülmüştür. Birçok çalışmada ayarlamalı (adaptif) kontrol yöntemi pH kontrolünde uygun seçim olarak gösterilmiştir. Yine de ayarlamalı kontrol düzeninin sürekli işletiminde tatmin edici bir uzun vadeli kontrol davranışı elde edilmemiştir. Uyarlamalı kontrol yönteminin kullanımı bazı hallerde proses modelinin işaretini değiştirmek suretiyle vanaları yanlış bir seçimle tam açık hale getirerek sorunlara neden olmuştur. Bunun üzerine alışılmadık pH yanıtlarının gözlemlendiği durumlarda uyarlama seçeneği genellikle iptal edilir [1]. Birçok araştırmacı lineerlikten sapmanın üstesinden gelmek için modele dayalı proses kontrol üzerine incelemeler yapmışlardır. Proseslerin modeli kontrol sistemi tasarımında önemli bir rol oynamaktadır. Model esaslı kontrolde bu rol ön planda, kontrol parametrelerinin ayarlanmasına dayalı yöntemlerde ise geri plandadır [2].

Özellikle lineerlikten sapma eğilimi gösteren pH'n kontrolünde, alışlagelmiş proses kontrol algoritmalarının sağladığı başarıyı yeterli görülmemektedir. Bu amaçla yaygın olarak bilinen yöntemlerin daha ötesinde performans gösteren çeşitli yeni kontrol yöntemleri geliştirilmektedir. pH nötralizasyon sistemleri, barındırdıkları bu özellikleri yüzünden, çeşitli kontrol yöntemlerinin başarımlarının sınanmasında iyi bir alan teşkil etmektedir [3]. Dahili model kontrolün denenene çok sayıda çeşitlenmesi bulunmakta olup, bunlar arasında; Toivonen vd. tarafından hızı dayalı doğrusallaştırma ile dahili model kontrol algoritması öne

stürülmüş ve pH nötralizasyon prosesinde denenmiş [3], Hu vd. tarafından birleşik (augmented) dahili model kontrol [4], Narayanan vd. Tarafından ise uyarlamalı dahili model kontrolünün pH prosesinde benzetimi [5] gibi çeşitli kombinasyonlar üzerinde durulmuş, her bir yöntem de lineerlikten sapan bu sistemde kontrolü başarıyla sağlamıştır.

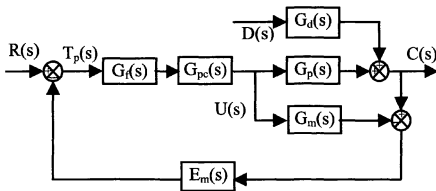
Bu çalışmada, modele dayalı bir kontrol yöntemi olan IMC algoritması, laboratuvar ölçekli, gerikarışmalı bir pH nötralizasyon sistemine uygulanmıştır. Deneylerde oda koşullarındaki (20°C, 1 atm) 0.003 M asetik asit ve 0.0047 M sodyum hidroksit çözeltilerinin, 2 litre hacmindeki gerikarışmalı reaktörde biraraya getirilmesi suretiyle, pH'ın 5 ile 8 arasındaki değerlerinde sayısal kontrol yapılmıştır. Kontrol yazılımı Visual Basic dilinde hazırlanmış ve kullanılmıştır. PID algoritması ile kıyaslandığında, Dahili Model Kontrolü ile oldukça iyi bir pH kontrolü sağlanmıştır.

2. Dahili Model Kontrolü (IMC)

Dahili model kontrolü, Garcia ve Morari (1982) tarafından ortaya atılan, model öngörülü kontrolün farklı bir termonolojiyle ele alınış tarzıdır [6]. Model öngörülü kontrolde kontrol edici transfer fonksiyonu model transfer fonksiyonun tersiydi. Bazen kesin bir tersine alma mümkün olmadığından, IMC yaklaşımı gerçekçi bir hesaplama yapmak amacıyla model transfer fonksiyonunun yönünü elimine eder. İlk adım modeli iki faktöre ayırmaktır:

$$G_m(s) = G_m^+(s) G_m^-(s) \quad (1)$$

Burada $G_m^+(s)$, tersine çevrilemeyen kısımdır. Bu terimin tersi, $G_{pc}(s)$ 'de ortaya çıkan tahminler (e^{bs}) ve kararsız kutuplar ($1/(1+\tau s)$, $\tau < 0$) içerir. Bu terimin kararlı hal kazancı 1.0 olmalıdır. $G_m^-(s)$ ise, tersine çevrilebilir kısımdır. Gerçekçi ve kararlı bir kontrol edici anlamına gelmektedir. Bu terimin kararlı hal kazancı proses model kazancıdır (K_m). Herhangi bir sürecin dahili model kontrol algoritmasıyla kontrolünün blok diyagramı Şekil 1'de verilmektedir [7].



Şekil 1: Tek filtre içeren dahili model kontrol blok diyagramı

Blok diyagramındaki $G_d(s)$, yük değişkeni transfer fonksiyonunu; $G_{pc}(s)$, kontrol edici transfer fonksiyonunu; $G_p(s)$, proses transfer fonksiyonunu; $G_m(s)$ ise prosesin transfer fonksiyonunu göstermektedir. $R(s)$, $D(s)$, $U(s)$ ve $C(s)$ sırasıyla set değeri, yük değişkeni, ayar değişkeni ve kontrol değişkenini göstermektedir. $T_p(s)$, kontrol değişkeninin ölçülen değeri ve tahmini değeri arasındaki farktır, yani geri beslemeli kontrol sinyali ile düzeltilmiş set değeridir. Prosesin

transfer fonksiyonu $G_m(s)$, birinci dereceden dinamik davranış gösteren prosesler için genellikle aşağıdaki gibi verilir:

$$G_m(s) = G_p(s) = \frac{K_p e^{-tds}}{\tau_p s + 1} \quad (2)$$

Burada proses kazancı K_p , proses model denkleminde K_m olarak alınır. Kontrol edici transfer fonksiyonu $G_{cp}(s)$, dahili model kontrolde $G_{cp}(s) = G_m^{-1}(s)$ olarak alınır ve aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$G_{cp}(s) = G_m^{-1}(s) = \frac{1}{K_m} (\tau_p s + 1) \quad (3)$$

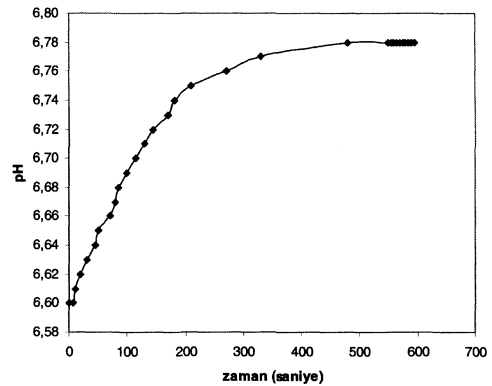
$G_f(s)$, filtre görevi bulunan iletim fonksiyonudur ve şu şekilde ifade edilir:

$$G_f(s) = \left[\frac{1}{\tau_f s + 1} \right]^N \quad (4)$$

Denklem 4'teki N, proses model denkleminin mertebesini, τ_f ise filtreleme zamanını gösterir.

2.1. Sistemin İletim Fonksiyonu

Sistemin iletim fonksiyonunun belirlenmesinde Proses Reaksiyon Eğrisi yöntemi kullanılmıştır. Prosesten elde edilen reaksiyon eğrisi Şekil 2'deki gibidir.



Şekil 2: Prosesin reaksiyon eğrisi

Şekil 2'deki orijinal proses reaksiyon eğrisini oluşturan pH değerlerinden, H^+ iyon derişimlerine geçilerek elde edilen eğriye göre proses parametreleri saptanmıştır. İletim fonksiyonu OH^- ya da H^+ konsantrasyonları cinsinden şu şekilde elde edilmiştir [6]:

$$G_p(s) = \frac{-7.059 \cdot 10^{-8} e^{-25 \cdot s}}{292.8 \cdot s + 1} \quad (5)$$

Proses reaksiyon eğrisi yöntemine göre elde edilen sistemin dinamik modelinde sırasıyla, sistemin kazancı, K_m , -7.059·10⁻⁸; zaman sabiti, τ_m , 292.8 saniye; ölü zamanı 25 saniye olarak bulunmuştur. Ölü zamanlı bir prosesin iletim fonksiyonu $G_m(s)$ denklem 3'teki gibi verilecek olursa, böylece

bir prosese IMC kontrolün uygulanması aşağıdaki gibi olacaktır:

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-\theta_m s}}{\tau_m s + 1} \quad (6)$$

$$\frac{U(s)}{T_p(s)} = G_f(s)G_{cp}(s) = \frac{1}{K_m} \frac{\tau_m s + 1}{\tau_f s + 1} \quad (7)$$

$$(C_m)_n = \left[e^{-\Delta t / \tau_m} \right] (C_m)_{n-1} + K_m \left[1 - e^{-\Delta t / \tau_m} \right] U_{n-r-1} \quad (8)$$

$$\Gamma = \frac{\theta_m}{\Delta t} \quad (9)$$

Burada Δt , dijital kontrol edici için uygulama periyodu, θ_m ölü zamandır; Γ 'nin değeri bir tam sayıdır.

$$U_n = \left[\frac{\tau_f}{\Delta t} \right] U_{n-1} + \frac{1}{K_m} \left[\frac{\tau_f}{\Delta t} + 1 \right] (T_p)_n - \frac{1}{K_m} \left[\frac{\tau_f}{\Delta t} \right] (T_p)_{n-1} \quad (10)$$

$$(T_p)_n = R_n - (E_m)_n \quad (11)$$

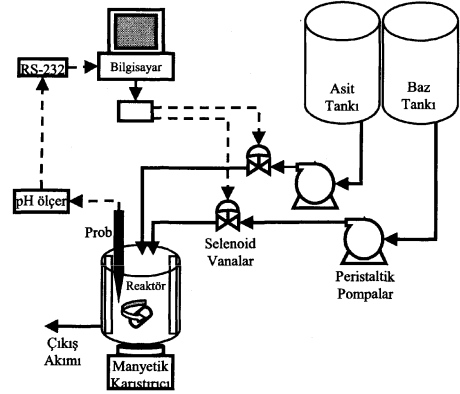
$$(E_m)_n = C_n - (C_m)_n \quad (12)$$

2.2. Deneysel Düzenegi

Çalışmada 0.003 M asetik asit (CH_3COOH) ve 0.0047 M sodyum hidroksit (NaOH) kullanılmıştır. Deneyler ortalama 20°C sıcaklıkta gerçekleştirilmiştir. Bu sıcaklıkta asetik asit için iyonlaşma sabiti $K_a = 1.75 \cdot 10^{-5}$ tir [8]. Gerikarışmal cam reaktördeki sıvı karışım hacmi 2 L'de sabit tutulmuştur. Reaktöre engeller monte edilmek suretiyle pratikte tam karışma sağlanmıştır.

Asit ve baz çözelti tanklarından dozaj pompalarıyla belirli debilerde çekilen çözelti akımları, normalde kapalı solenoid vanalar vasıtasıyla bilgisayar kontrolü altında reaktöre beslenmiştir. Manyetik karıştırıcı ile karıştırılan kaba daldırılmış cam elektrod, kap içerisindeki sıvı karışımın iletkenliğini pH ölçere iletir. 4-20 mA çıkışlı pH ölçerde değerlendirilen pH bilgisi RS-232 bağlantısıyla bilgisayara ulaştırılmıştır. Kontrol amacıyla kullanılan yazılım, pH bilgisini alarak gerekli hesaplamaları yapar ve paralel port yoluyla kontrol sinyallerini önce özel olarak hazırlanmış bütünsel devreye ulaştırılmıştır. Bütünsel devre, 24 A güç kaynağından enerji almaktadır. Devreden geçen kontrol komutları, bağlantılarla röleye iletilmektedir. Rölenin sekiz adet çıkışından ikisinin, asit ve baz hatlarının üzerindeki solenoid vanalara açma - kapama komutları iletilmesi suretiyle kontrol gerçekleştirilmiştir. Çalışmalar süresince asit ve baz çözeltileri besleme hızı 100'er mL/dk'da sabit tutulmuş ve yalnızca solenoid vanalar vasıtasıyla kontrol yapılmıştır.

Kontrol yazılımı Microsoft Visual Basic 6.0 programlama dilinde hazırlanmıştır. Kontrol sırasında elde edilen veriler metin dosyasında tutulup MATLAB paket programında grafiğe aktarılmıştır. Çeşitli kontrol parametreleriyle pH 5.0 ile 8.0 aralığında, Dahili Model Kontrolü (IMC kontrol) algoritmasıyla deneyler gerçekleştirilmiştir.

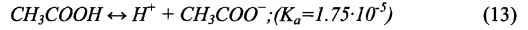


Şekil 3: Deneysel düzenegi.

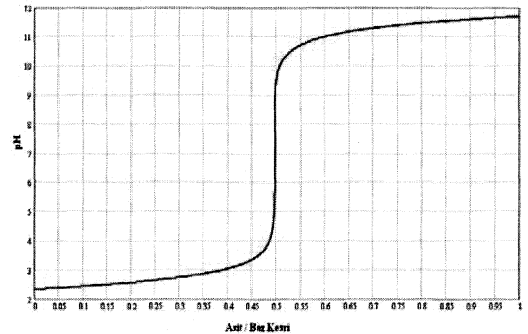
Deneysel düzeneginde Intel Celeron 1200 işlemcili bilgisayar, ADAM marka röle, Heidolph marka MR3000 model maksimum 1250 devir/dakika manyetik karıştırıcı ve manyetik balık, asit ve baz tanklarından vanalara su taşınması için 2 adet Ismatec marka MCP - Z Standard model seri porttan da kontrol edilebilen peristaltik dozaj pompası, 2 adet ¼ inç 220 V standart Tork marka solenoid vana ve 24 V 10 A Yıldırım marka regülatörlü doğru akım güç kaynağı kullanılmıştır.

2.3. Deneysel Çalışma

Bu çalışmada pH değerini düşürmek için asetik asit kullanılmıştır. Aşağıdaki denklem, asetik asitin iyonlaşma mekanizmasını vermektedir;



0.003 M asetik asit ile 0.0047 M sodyum hidroksidin verdiği titrasyon eğrisi Şekil 4'te görülmektedir. Eğrinin çiziminde Mathcad paket programı kullanılmıştır.

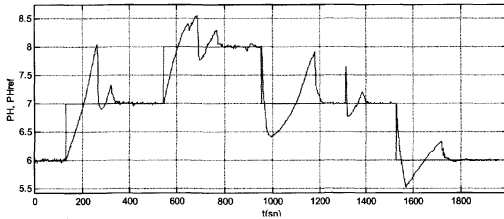


Şekil 4: 0.003 M asetik asit ile 0.0047 M sodyum hidroksit için titrasyon eğrisi.

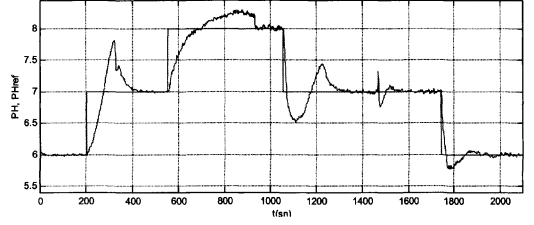
3. Sonuçlar

IMC algoritmasıyla gerçekleştirilen deneylerde genel itibariyle oldukça iyi bir pH kontrolü sağlanmıştır. Set değerinde yapılan bir değişime veya dışarıdan gerçekleştirilen bir bozucu etki üzerine pH değerini birkaç salınımdan sonra tekrar set değerine oturtmaktadır. Yapılan denemelerde ilk önce IMC yapısında kullanılan filtre iletim fonksiyonunda zaman sabiti olan τ_f 'in pH kontrol performansını nasıl etkilediği araştırılmıştır. Şekil 5-9'da görüldüğü gibi, τ_f değeri 10'dan 150 doğru artırılırken, gitgide daha kararlı ve salınımsız bir kontrol sağlanmaktadır. Küçük τ_f değerlerinde, set değeri veya bozucu etkilere karşı salımlı bir cevap gösterdikten sonra sistem, istenen pH değerinde kararlı hale gelmektedir. Grafiklerde yeşil (düz) çizgiler set değerini, kırmızı çizgiler ise sistem içindeki akışkan pH değerini göstermektedir. Sistemin kontrol performansının yüksek τ_f değerlerinde yüksek pH değerlerinden düşük pH değerlerine set edildiğinde yani asit beslemesi yapıldığında daha hızlı olduğu görülmektedir. pH değeri 7 iken sisteme aniden 150 ml NaOH ilavesi yapılarak bozucu etki (Distürens) uygulanmıştır. Bu bozucu etkiden kaynaklanan hataların IMC kontrol algoritması tarafından kısa sürede ortadan kaldırıldığı görülmüştür.

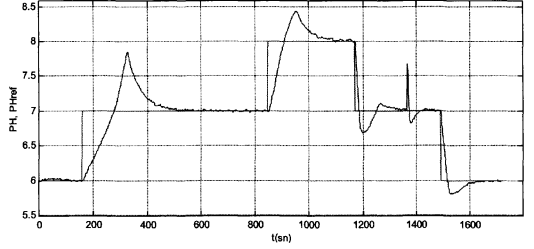
Şekil 10'da pH set değeri 7'ye, sisteme aniden NaOH çözeltisi katılması yoluyla oluşturulan bozucu etkinin, çeşitli τ_f değerleri için tekrarlanarak, τ_f 'nin kontrol performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Burada bozucu etki, $\tau_f=10$ için, ardından sırasıyla $\tau_f=30$, $\tau_f=50$, $\tau_f=100$ ve son olarak da $\tau_f=150$ için tekrar tekrar gerçekleştirilip, her seferinde pH'ın yeniden set değerine ulaşması izlenmiştir. Şekilden de görüleceği gibi τ_f değeri arttırıldıkça sistemde yaratılan bozucu etkiye karşı, sistemin pH değerinin kararlı hale yani set değerine ulaşması gitgide daha salınımsız hale gelmektedir. Buda IMC kontrolde yüksek τ_f değerlerinin kontrol performansında daha etkili olduğunu göstermektedir. Aynı zamanda yine Şekil 10'da, her bir bozucu etkide sisteme beslenen asit ve baz debilerinin % olarak nasıl değiştiğini göstermektedir. Şekil 11, aynı denemede herbir bozucu etki sonucu ortaya çıkan hata değerinin zamana karşı değişimini göstermektedir. Benzer şekilde τ_f değeri arttırıldıkça, hata değerindeki değişim daha düzenli hale gelmektedir. Sonuç olarak, IMC kontrol algoritmasının geri karıştırılmalı tank reaktörde iyi bir kontrol sağlamaktadır. Her ne kadar pH kontrol sistemi lineer olmasa da, IMC kontrol algoritması herhangi bir lineerleştirmeye gerek duyulmadan pH kontrolünü sağlayabilmektedir.



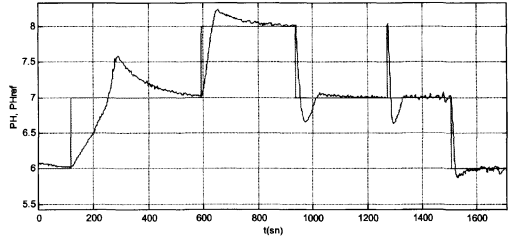
Şekil 5: $\tau_f=10$ olduğu durumdaki IMC kontrol sonucu.



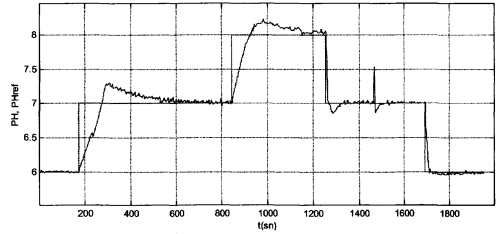
Şekil 6: $\tau_f=30$ olduğu durumdaki IMC kontrol sonucu.



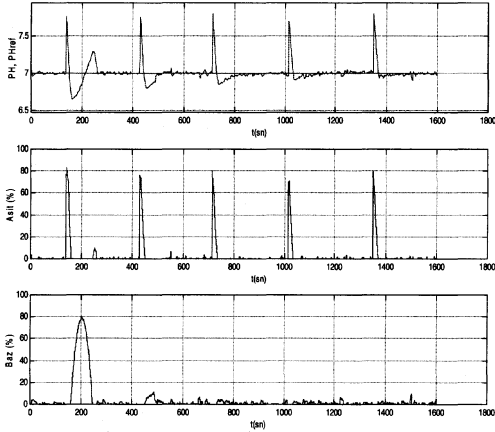
Şekil 7: $\tau_f=50$ olduğu durumdaki IMC kontrol sonucu.



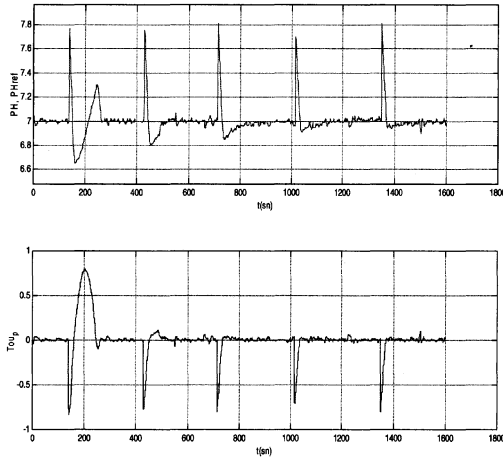
Şekil 8: $\tau_f=100$ olduğu durumdaki IMC kontrol sonucu.



Şekil 9: $\tau_f=150$ olduğu durumdaki IMC kontrol sonucu.



Şekil 10: τ_f değeri 10, 30, 50, 100 ve 150 iken her bir durumda 5'er mL 1 M NaOH çözeltisi ile ani darbe yük etkisi yapılması durumunda IMC kontrol sonucunun beslenen Asit-Baz vanalarının açıklık yüzdeleriyle birlikte gösterimi.



Şekil 11: τ_f değeri sırasıyla 10, 30, 50, 100 ve 150 olduğu hallerde, 5'er mL NaOH çözeltisi katılarak ani darbe yük etkisi yapılması durumunda, IMC kontrol sonucunun istenilen değerden sapmayla (T_p) birlikte gösterimi.

4. Tartışma

Yapılan çalışmada, laboratuvar ölçekli bir pH nötralizasyon prosesinde pH kontrolüne yönelik IMC kontrol algoritması uygulanmış, lineer bir sistem olmamasına rağmen oldukça iyi sonuçlar elde edilmiştir. Filtreleme zamanı arttırdıkça sistemin kontrol performansı artmıştır. Set değeri değişimi yada yük değişimleri uygulandığında, büyük filtreleme zamanlarında daha az salınımla kısa sürelerde pH'nın istenilen değere gelmesi sağlanmıştır. Endüstriyel sistemlerde de sistem

modeli doğru bir şekilde kurulduğu sürece, IMC kontrol ile iyi bir kontrol sağlanacağı görülmektedir. Ancak filtreleme zamanının, en iyi kontrol performansı sağlayacak şekilde ön denemelerle belirlenmesi gerekmektedir.

5. Teşekkür

Bu çalışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü tarafından desteklenmiştir (YTÜBAPK, 23-07-01-08).

6. Kaynakça

- [1] Regunath, S. ve Kadirkamanathan, V., "Design of a pH Control System Using Fuzzy Non-Uniform Grid Scheduling", *Applied Soft Computing*, Cilt: 1, s:91-104, 2001.
- [2] Doherty, S.K., "Control of pH in Chemical Processes Using Artificial Neural Networks", Doktora Tezi, School of Engineering, Liverpool John Moores University, İngiltere, 1999.
- [3] Toivonen, H.T., Sandström, K.V., Nyström, R.H. "Internal Model Control of Nonlinear Systems Described by Velocity-Based Linearizations", *J. of Process Control*, Cilt:13, s:215-224, 2002.
- [4] Hu, Q., Saha, P., Rangaiah, G.P., "Experimental Evaluation of an Augmented IMC for Nonlinear Systems", *Control Engineering Practice*, Cilt:8, s:1167-1176, 2000.
- [5] Narayanan, N.R.L., Krishnaswamy, P.R., Rangaiah, G.P., "An Adaptive Internal Model Control Strategy for pH Neutralization", *Chem.Eng.Science*, Cilt:52, s:3067-3074, 1997.
- [6] Morari, M. ve Garcia, C.E., "Internal Model Control-I: A Unifying Review and Some new results", *Ind. Eng. Chem. Res.*, Cilt:21, s:308-323, 1982.
- [7] Marlin, T.E., *Process Control: Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance*, 2nd Edition, McGraw-Hill, Singapur, 2000.
- [8] Sarıkaya, Y. ve Erdik, E., *Temel Üniversite Kimyası*, Gazi Kitabevi, Ankara, 2002.

PUMA Robotları Kontrol Sistemlerinin Açık Sistem Standartlarına Uygun Olarak Modernizasyon ve Geliştirilmesi

Ufuk Özbay¹, Erkan Zergeroğlu¹

¹Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Gebze - Kocaeli
{ufuk, ezerger}@bilmuh.gyte.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmamızda Enstitümüz bünyesinde, açık sistem ve kod standartlarına uyularak geliştirilmekte olan, robotik manipülatörler için Matlab®/Simulink® tabanlı gerçek zamanlı benzetim ve denetim sistemi tanıtılmaktadır. Sistemimiz akademik ortamlarda sıklıkla kullanılan 6 döner ekleme sahip Puma 560 robotları üzerinde denenerek başarı ile uygulanmıştır.

1. Giriş

Robotik araştırmalar, birçok farklı bilim dalının temel yöntemlerinden yararlanılmasını gerektirir. Örneğin robot kontrolü üzerine çalışan araştırmacılar, sistemi denetlemek için öncelikle gerekli donanımı kurmalı, robotu kontrol edecek denetleyici algoritmasını oluşturmak için, gerekli yazılımları hazırlamalı ve buna uygun bir kullanıcı ara yüzü tasarlamalıdır. Bu işlemleri daha da zorlaştıran bir etmen de; asıl olarak endüstri için tasarlanmış robot manipülatörlerinin çoğunlukla kendi kontrol algoritmaları dışında çalışmamak üzere üretilmiş olmalarıdır. Bu tür platformlarda var olan fonksiyonlar ile kullanılan donanım parçalarını birleştirmekte kullanıcı etkinliği azdır. Dolayısı ile kullanıma sunulan robot denetleme ve hareketlendirme programları üretici firmalar tarafından sağlanmakta, ve özel uygulamalar gerçekleştirmek için üretici firmalardan ek yazılım paketleri almak veya geliştirmeyi üretici firmaya yaptırmak zarureti ortaya çıkmaktadır. Bahsi geçen sorunu aşabilmek için birçok akademik kullanıcı yüksek seviyeli dillerden yararlanarak kütüphaneler geliştirmiştir. Bu tür yazılımların en başarılılarından biri, Unix tabanlı iş makinelerinde çalışan RCCL[1] (Robot Control C Library) dir. RCCL, robotik hesaplamalar için gerekli matris işlemlerini ve geometrik hesaplamaları içeren C rutinleriyle birlikte bir çok robot için ileri ve ters kinematik çözümler içermektedir. RCCL nin diğer bir özelliği de Unimation firması tarafından Puma robotları için hazırlanan orijinal VAL kontrolörünün[2] nasıl revize edileceği ve araştırmacının kendi programını yükleyebileceği hususunda bilgiler içermesidir[3]. Ancak RCCL sadece bir kaç platform üzerinde çalışabilir ve kütüphane dosyasının boyutunun büyük ve karmaşık olması yeni uygulamaların paralelinde değiştirilmesini zor kılmaktadır. RCCL'nin kod karmaşıklığı azaltmak için bir kaç çalışma[4-5] yapılmış olmasına karşın yapılan çalışmalar da tasarlandıkları platformlar dışına taşınamamışlardır.

Önceki yazılım araçlarından yeterince verim alamayan birçok araştırmacı Matlab tabanlı robotik uygulamalar geliştirmişlerdir. [6] da Pires Win32 işletim sistemlerinde

otomasyon ekipmanlarını ve bazı endüstriyel robotları kontrol etmek için kullanılan MATROBCOM olarak adlandırılan Matlab tabanlı bir kütüphane tanıtılmıştır. Ne yazık ki, MATROBCOM işlemleri gerçek zamanlı olarak yerine getirememektedir. [7]'de ise Matlab/Simulink ortamında geliştirilen SRTK (Simulink Robotic Toolkit) platformunu tanıtılmaktadır. Önceki sistemlere göre en büyük farkı Gerçek Zamanlı Linux (RTLTL)[8] ve Windows hedefleri (RTWT)[9] ile uyumlu olması olan STRK, RT-Linux ve Windows-98 işletim sistemlerinde gerçek zamanlı olarak çalıştırılabilir. Ancak STRK in tek bir bloktan oluşması nedeniyle, farklı uygulamalar için şekillendirilmesi, geliştiricilerinin açıklamalarının aksine zorluklar içermektedir.

Bu çalışmamızda, Matlab/Simulink tabanlı yeni bir robot denetim ve kontrol kütüphanesi geliştirdik. Geliştirdiğimiz kütüphane STRK'nın içerdiği tüm kontrol kiplerini içermesinin yanında sadece win98 için değil diğer bütün win32 işletim sisteminde de (Windows NT/2000/XP), RTWT üzerinden gerçek zamanlı çalıştırılabilmektedir. Çalışmamızın uygulanabilirliğini gösterebilmek amacı ile bir Puma560 robotu açık sistem ve kod standartlarına uygun olarak orijinal kontrolöründen ayrılarak modifiye edilmiş, modifikasyonlar sonunda genel amaçlı bir giriş/çıkış kartı yardımı ile bilgisayara bağlanan robot, denetleyicisinin bütün işlemleri, hazırlanan kütüphaneler yardımı ile gerçekleştirilmiştir.

Sunumumuzun geri kalanı şu biçimde özetlenebilir: Bölüm 2' de genel amaçlı bir robot denetleyicisinde bulunması gereken kipler aktarılacak, Bölüm 3' de bu kiplerin geliştirilen kütüphane vasıtası ile nasıl gerçekleştirildikleri gösterilecek ve son olarak Bölüm 4 'de sonuçlar irdelenip projemizin ileri safhalarında yapılması planlananlar aktarılabilecektir.

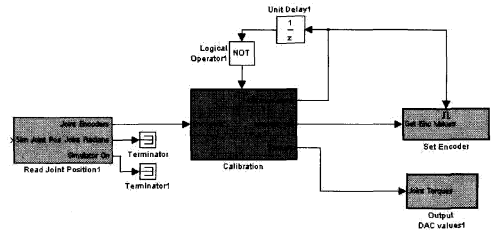
2. Robot Denetleyicisinde Bulunması Gerekli Parçalar

Genel bir robot denetleyicisi, çalıştırılmaya başladığı zamandaki robot eklemler konumlarını bilebilmeli (*Başlangıç Kalibrasyon Kipi*), gerek eklem uzayında gerekse iş uzayında verilen iki veya daha fazla nokta arasında yörünge sinyallerini üretip yumuşak bir şekilde takip edebilmeli (*Eklemler ve İş Uzaylarında Denetleme Kipleri*), kullanıcısının hareket ettirmeyi planladığı noktaları robota öğretmesine olanak sunabilmeli (*Konum Öğretme Kipi*) ve robota eklenebilecek aygıtlarla kolay entegre edilebilmelidir. Bunların yanı sıra dışardan hazırlanıp robota takip ettirilmesi planlanan yörüngelerin robot hünereli iş sahaları içerisinde kalıp kalmayacağını, (robotun verilen yörüngeyi uygun biçimde takip edip edemeyeceği veya yörüngeyi düzgün tasarlanıp tasarlanmadığını) robot sistemine zarar vermeden, test

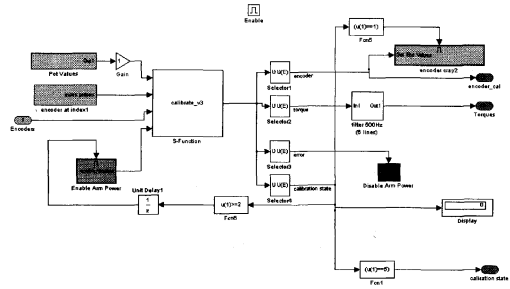
edilmeye olanak verebilmesi (*Benzetim/Simulasyon Kipi*) özellikle akademik ortamlarda gerekli bir özelliktir. Bu bölümün geri kalanında bu kiplerin özelliklerin Puma tipi robotlarda nasıl uygulanabileceğinden ve bu çalışmada hangi formlarda sunulduğundan bahsedeceğiz.

2.1. Başlangıç Kalibrasyon Kipi

Daha öncede bahsettiğimiz üzere; denetim altında tutulmak istenen her sistemde olduğu gibi robot kontrol sistemlerinde de başlama koşullarının (robot denetleyici açıldığında eklem konumlarının) bilinmesi veya bir şekilde tespit edilmesi gerekir. Bu bilgi diğer işlemlere başlayabilmek için, özellikle kendi kol ağırlıklarını denetimsiz taşıyamayan robotlarda son derece önemlidir. Gerçekleştirilecek robotik görevler kalibrasyonun sonucunda elde edilen encoder ayar bilgilerinin kesinliğine göre başarı gösterirler. Eğer kalibrasyon doğru şekilde yapılmazsa diğer kiplerde kullanılan (ileri ve geri kinematik, vb.) hesaplamalar yanlış sonuç verecek dolayısıyla robotun çalışmasında ciddi hatalara yol açacaktır. Son yıllarda kullanılmaya başlanan robotlar pozisyon bilgilerini tutabilen pozisyon ölçerler (encoderlar) kullanmaktadır. Ancak çalışmamızda temel olarak kullandığımız Puma robotları, güç devrelerine verilen besleme sinyali verildiğinde pozisyon bilgisini saklayamayan encoderlarla donatılmışlardır. Başlangıç pozisyon bilgisini algılayabilmenin tek yolu her ekleme yerleştirilmiş olan potansiyometrelerdir. Potansiyometre değerleri hassas ölçüm yapabilmek için uygun değildir, bu yüzden sadece başlangıçta kullanılıp encoderlar gerçek değerlerine atanmalı ve daha sonra da denetim için gerekli eklem pozisyonlarının encoder sinyallerinden yararlanılarak bulunmaları gerekmektedir. Bu işlemi yapabilmek için Unimation firmasının önerdiği ve RCCL'de de uygulanan bir yöntem kullanılmıştır. Bu yöntemde potansiyometre değerleri ile encoder değerlerinin birbirleri ile doğrusal bir ilişki içinde bulundukları farz edilir, robot encoder değerleri tam olarak bilinen bir pozisyona getirilir, birçok araştırmacı bu pozisyonu robotun bütün eklemlerinin yerçekiminden etkilenmediği *Hazır (Ready)* pozisyonu olarak seçmişlerdir. Özenle ve gerekirse hassas ölçeklendirme aletlerinin yardımı ile bu pozisyona getirilen robotun potansiyometre değerleri okunarak kayıt edilir. Sonra her eklem için robot bütün erişebildiği noktalara hareket ettirilerek encoder iz (index pulse) noktalarında potansiyometre değerleri ile bunlara karşılık gelen encoder değerleri not edilir. Bütün değerler okunduktan sonra iki değer arasında doğrusal bir interpolasyon denklemi kurulup her eklem için bu değerler bir konfigürasyon dosyasında saklanırlar. Robot denetleyici her açıldığında eklemler ilk encoder iz noktasına kadar hareket ettirilerek bu noktadaki potansiyometre değerleri ve interpolasyon denklemi parametrelerinden de faydalanılarak encoder gerçek değerleri saptanırlar ve bu değerler encoder yazmaçlarına işlenirler. Bu yöntem sayesinde Başlangıç Kalibrasyon Kipinin sonunda robot eklemlerinin pozisyonları tam olarak bilinmektedir. Şekil 1 ile Şekil 2'de Başlangıç Kalibrasyon Kipi için hazırlanan blok diyagramlar sunulmuştur. Şekil 1'de sunulan blok diyagramda koyu yeşil renkli bloklar direk donanımdan okuma, mor renkli bloklar hesaplama ve açık mavi renkli bloklar ise donanıma işleme bloklarıdır. İşlemlerin yapıldığı mor bloğun detaylı biçimi Şekil 2'de sunulmuştur.



Şekil 1: Başlangıç Kalibrasyon Kipi



Şekil 2: Kalibrasyon Kipi Bloğu İç Yapısı

2.2. Eklem Uzayında Denetleme Kipi

Eklem Uzay Denetleme Kipinin amacı robotu başlangıç pozisyonundan alıp kullanıcının eklem parametreleri (açıları) ile belirlediği istenilen başka bir pozisyona en az takip hatası ile yönlendirmektir. Bu amaç için öncelikle bu iki nokta arasında yumuşak bir yörünge sinyali oluşturulması gerekir. Uygulamanın yumuşak (çokça türevlenebilir) olabilmesi için yörünge oluşturucuda istenilen eklem profili

$$\Delta_s = q_s - q_i \quad (1)$$

$$q_d = \Delta_s (6\bar{t}^5 - 15\bar{t}^4 + 10\bar{t}^3) + q_i$$

denklemleri kullanılarak oluşturulmaktadır. Denklem (1) de bulunan q_s eklemlerinin ulaşması gereken eklem açılarını q_i eklemlerinin başlangıç pozisyonlarını içeren vektörleri ifade etmek için kullanılmış, \bar{t} ise $[0,1]$ aralığında normalize edilmiş zaman sinyalini temsil etmektedir. Denklem (1)'den de anlaşılacağı gibi seçilen yörünge oluşturma fonksiyonu ikinci dereceden türevlenebilir olup robotun hem hız hem de ivme profillerinin de sürekli olmalarını garanti eder. Takip edilmesi istenilen yörünge sinyali oluşturulduktan sonra denetim performansını belirleyen hata sinyali

$$e = q_d - q \quad (2)$$

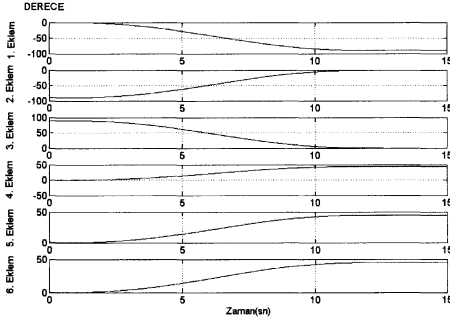
biçiminde tanımlanıp, eklem yörüngelerinin en uygun şekilde takibi için *PD+yer çekimi* formundaki denetleyici aşağıda verildiği şekilde tanımlanabilir

$$\tau = \ddot{q}_d + k_p e + k_d \frac{d}{dt}(e) + G(q) \quad (3)$$

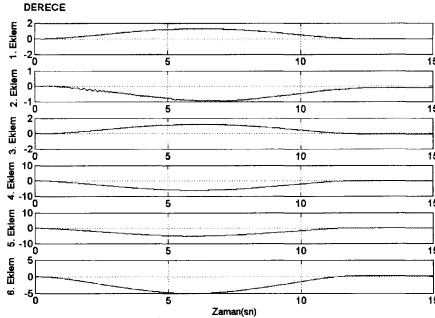
Denklem (3)'de verilen \ddot{q}_d , (1) ile verilen yörünge sinyalinin ikinci türevini, k_p , k_d pozitif kontrol kazançlarını, $G(q)$

robotun yer çekim etkilerini içeren vektörü, ve τ eklemlere uygulanacak açılal güç vektörünü temsilen kullanılmışlardır.

Denklem (1) ile hesaplanan örnek bir yörünge Şekil 3 de verilmiş olup robotün yörünge takip hatası da Şekil 4 sunulmuştur.



Şekil 3: Uygulanan Robot Yörüngesi



Şekil 4: Hata Sinyali

2.3. Kartezyen (İş) Uzayında Denetleme Kipi

Kartezyen Uzayında Denetim Kipi kullanıcıya robotun varacağı konumu, iş uzayındaki robot-ucu koordinatları ile girilmesini sağlar. Böylece kullanıcı her eksenin varış açılarını ayrı ayrı hesaplamak zorunda kalmadan, direk üç boyutlu uzayda robotun gitmesi gereken konumu verebilir. Genel robotik yaklaşımında Kartezyen Uzayında Denetleme için 2 yaklaşım bulunmaktadır. Bunlar sırasıyla (i) pozisyon hesaplamalarının direk iş uzayında yapılarak denetleyicinin iş uzayında tasarımı ve eklemlere uygulanacak kuvvet vektörünün robot Jakobyani kullanılarak bu denetleyici çıkışından hesaplanması, (ii) İş uzayında verilen pozisyonların ters kinematik formülasyonu ile eklem uzayına transferinden sonra eklemlere uygulanacak kuvvet vektörünün eklem uzayında tasarımı. Çalışmamızda her iki yöntem de birbirlerinden bağımsız olarak ve başarı ile uygulanmıştır.

Birinci yöntemin uygulamasında, hesaplama sadeliği ve kullanım kolaylığı göz önüne alınarak manipülatorün oryantasyonu, yörünge boyunca denetleyici tarafından seçilmiş kullanıcıdan sadece istenilen son konum bilgisi (p_s) girilmesi istenir. Denklem (1)'e benzer şekilde Kartezyen koordinatlarda bir pozisyon profili (p_d) elde edilir. İstenilen yörüngeyi takip edebilmek için robot ucuna uygulanması gereken kuvvetler, elde edilen yörünge ve robotun o anki yörünge sinyallerinden yararlanılarak,

$$f(p) = K_p e_x + K_d \frac{d}{dt}(e_x) \quad (4)$$

şeklinde hesaplanır. Burada verilen K_p , K_d pozitif denetim katsayıları, e_x

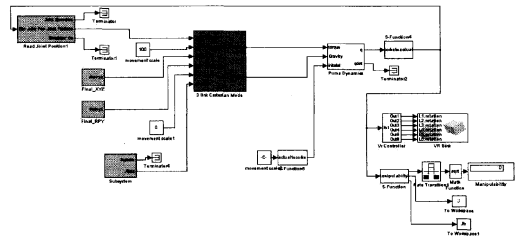
$$e_x = p_d - p \quad (5)$$

biçiminde tanımlanan robot ucu takip hata sinyali ve aynı denklemde yer alan p ise robotun ilk üç eklem kullanılarak elde edilen uç pozisyon vektörüdür (Puma robotlarında son üç eklem sadece robot ucu oryantasyonunu değiştirdiğinden robotun ileri kinematik formülasyonu, sadece bu kipe özgü olarak sadece ilk üç eklem kullanılarak hesaplanmıştır). Denklem (4) ile elde edilen eklem ucu güç vektöründen yararlanarak robotun eksenlerine uygulanacak tork

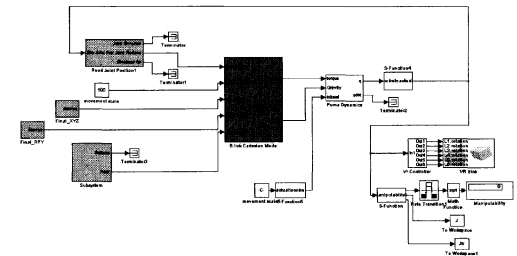
$$\tau = J^T f + G(q). \quad (6)$$

formülasyonu ile hesaplanabilir. Denklem (6) da geçen $J(q)$ robot Jacabyanı belirtmek üzere kullanılmıştır.

İş uzayı denetim kipinde yer alan ikinci yöntemde kullanıcıdan robotun gitmesini istediği kartezyen pozisyonla beraber robot ucunun verilen pozisyonundaki oryantasyonu 3-parametrelili minimum anlatımı biçiminde istenir. Verilen son nokta kullanılarak iş uzayında bir yörünge tayin edilir ve bu yörünge eklem uzayı karşılığı ters kinematik formülasyonu kullanılarak robot hareket ederken (on line olarak) hesaplanır. Denetim denklem (3) de tanımlanan kontroller kullanılarak yapılır. Bu kipte karşılaşılabilecek en büyük sorun ters kinematik formülasyonunun birden fazla çözüm üretmesidir (Puma tipi robotlar için her kartezyen konum başına sekiz adet eklem uzayında karşılık bulunabilir). Bunun oluşturabileceği yan etkiyi ortadan kaldırabilmek için kullanım algoritmamızda, her eklem için o eklemin bir önceki açılal konumuna göre değişimi en küçük olanı alınmıştır. Şekil 5 ile Şekil 6'de Kartezyen Uzayında Denetleme Kipi için hazırlanan blok diyagramlar sunulmuştur.



Şekil 5: Kartezyen Denetim Kipi Modul 1

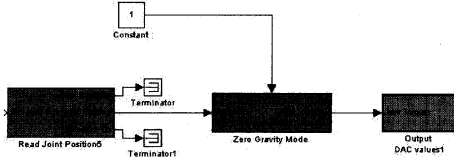


Şekil 6: Kartezyen Denetim Kipi Modul 2

2.4. Konum Öğrenme Kipi

Sunumumuzda önceki bölümlerde anlatılan kiplerin büyük bölümü, bir şekilde robotun gitmesi planlanan konumun (ya eklem koordinatlarında ya da iş uzayında) robot denetleyiciye kullanıcı tarafından verilmesine ihtiyaç duymaktadır. Belirlenmesi gereken hedef noktalar, özellikle ince iş yapması gereken robotlar için, büyük bir hassasiyetle saptanmalı ve ana iş başlamadan önce robotun belirlenen bu noktalara istenilen hassasiyetle gidebildiğinden emin olunmalıdır. Ancak kullanıcının robotun her parametresini bilip iş alanını milimetrik olarak ölçeklendirmesi ve robot kinematikliğini kullanarak, hata yapmadan bu pozisyonları saptaması çok külfetli ve matematiksel olarak ağır bir görevdir.

Uygulama sırasında bu matematiksel yaklaşım yerine kullanıcı robotu manüel olarak hareket ettirir ve robotun ucunu iş alanında gelmesi gereken yere getirip gerekli oryantasyonda tutar. Bir başka kişi bu pozisyonu kaydeder. Yapılması planlanan iş için gerekli noktaların hepsi kaydedildikten sonra robot bu noktalar arasında hareket ettirilir. Konum öğrenme kipi bu görevin rahat yapılabilmesi için tasarlanmıştır. Bu kipte robotun denetleyicisine sadece robot her eklemi üzerinde etki edecek yer çekimini dengeleyebilecek miktarda kuvvet uygulanmıştır. Böylece robotun ucu manüel olarak rahatlıkla hareket ettirilebilir. Robotun bulunması istenilen konum saptandıktan sonra olduğu yerde bırakılan robot konumunu koruyacak ve kullanıcı ikinci bir kişiye ihtiyaç duymadan robotun bu konumu kayıt edilebilecektir. Bu basit ancak efektif çözümün blok diyagramı Şekil 7 verilmiştir.



Şekil 7: Yer çekimi dengeleme ve Öğrenme Kipi

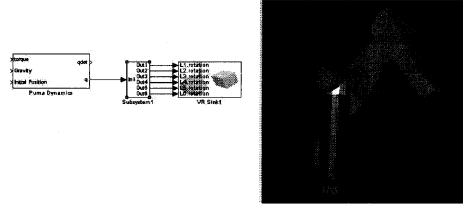
2.5. Benzetim/Simulasyon Kipi

Gerek robot için tasarlanmış hareketlerin gerçek sisteme verilmeden önce görülüp gerekli düzeltmelerin yapılabilmesi gerek ise robot olmadan da robotik problemler üzerinde çalışılabilmesi (yörünge tayini, ileri denetim problemlerinde dahil olmak üzere) için benzetim kipi önemlidir. Endüstriyel robotlarda sunulan benzetim kipleri ne yazık ki sadece yörünge takibi hususunda kullanıcıya bilgi sunabilmekte, sistemin dinamiğini içermedikleri için tasarlanabilecek denetim davranışlarını göstermekte aciz kalmaktadır. Çalışmamızda sunulan Benzetim/Simulasyon Kipine robot dinamiğini de entegre edilmiştir ve denetim tasarımı ve uygulamaları amaçlı olarak da kullanılabilir durumdadır. Kipte kullanılan Robot Dinamiği bloğumuz en basit biçimde

$$\ddot{q} = M^{-1}[\tau - G(q) - C(q, \dot{q})\dot{q}] \quad (7)$$

ile verilen denklemi gerçek zamanda çözmekte ve art arda iki kez integral alarak robotun o an için pozisyon, hız ve ivme vektörlerini hesaplamaktadır. Denklem (7)'de belirtilen $M(q)$,

$C(q, \dot{q})$ 6x6 matris fonksiyonları, sırası ile Puma robotunun pozitif tanımlı, simetrik (dolayısı ile her zaman tersi alınabilir) atalet matrisi ile centripetal ve coriolis etkilerini içerisinde barındıran matrisi anlatmak üzere kullanılmıştır. Aynı denklemde geçen τ eklemlere uygulanan güç vektörü, $G(q)$ ise yer çekimi etkilerini içermektedir. Verilen bu matrislerin parametreleri [10]'dan direk olarak alınarak koda entegre edilmiştir. Dinamik hesabı sonunda elde edilen eklem pozisyon vektörü görselliği sağlayarak kullanım kolaylığı sunabilmek amacı ile VRML kodu kullanılarak hazırlanan 3-Boyutlu Puma modeline verilerle, benzetim çalışırken kullanıcının robotun nasıl hareket ettiğini sanal olarak görmesi sağlanmaktadır. Şekil 8'da Benzetim Kipi blok diyagramı ile 3 boyutlu robot hareketinin oluşumu gösterilmektedir.



Şekil 8: Benzetim/Simulasyon Kipi

2.6. Diğer Özel Amaçlı Kipler

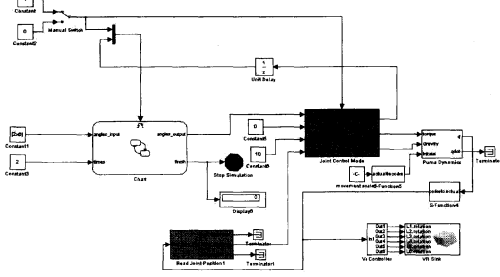
Giriş bölümünde de bahsedildiği üzere bir robot denetleyicinin kullanıcıya tanınması gereken bütün çalışma kipleri, yukarıda verilen Kiplerden ibarettir. Bunların üzerine yeni kipler eklenmesi ve robota yeni sensörler (görsel geri besleme, kuvvet/güç sensörleri gibi) ilave ederek bunlarda denetim içinde kullanımı üretici firmanın insafına bırakılmış (dolayısı ile çoğunlukla yüksek) maliyetler gerektirmektedir. Ayrıca eklenen yeni birimlerle sadece yörünge tayinine eklemeler yapılabilmekte, yani kinematik denetim olanağı sunulmaktadır. Kendi denetim algoritmalarını uygulamak isteyen araştırmacılar için bu kabul edilemez bir durumdur.

Bu alt bölümümüzde oluşturduğumuz kütüphane yardımı ile, genel robot denetleyicilerin aksine yeni kipler ile sensor bağlantılarının kolaylıkla oluşturulup eklenebileceğini gösterebilmek için basit bir kaç kip seçilerek uygulanmıştır. Bunlar aşağıda kısa kısa sunulmuştur.

2.6.1. Çoklu Hareket Kipi

Kullanıcı, bazı durumlarda robotun öğretilen her pozisyona birebir gitmesini istemeyebilir. "Al ve yerleştir" türü robot hareketleri buna bir örnektir. Bu tip operasyonlarda kullanıcı robotun belirli bir cismi bir noktadan diğer noktaya taşımaması, taşıma işlemi yaparken de robotun çevresine veya kendisine zarar vermemesi için belirli ara noktalara yönelmesini bekler. Robotun seçilen ara noktalara tam olarak uğraması, işin yapılması için gerekli değildir. Bu kipte hem eklem hem de kartezyen denetleme kiplerinden farklı olarak robot kullanıcının seçtiği çoklu noktalardan sadece istenilen bir kaçına uğramakta diğer noktalara belirlendiği kadar yaklaşıp bir sonraki noktaya yönelmektedir. Böylece robota yumuşak bir yörünge kazandırılmış olmakta ve robot hareketi daha yumuşak (keskin ve kesikli olmadan) olarak gözlenebilmektedir. Bu kipin uygulanması ile kullanıcının istediğinde robot yörünge profilini istediği biçimde kolayca değiştirebileceği de kanıtlanmış olmaktadır. Şekil 9'da çoklu

hareket kipinin uygulamalarından bir tanesini (yörünge oluşturma türüne bağlı olarak birden fazla çoklu hareket kipi başarı ile uygulanmıştır) göstermektedir.



Şekil 9: Çoklu hareket kipi

2.6.2. Yönetme Kolu ile DenetimKipi

Bazı uygulamalarda robota hareket öğretmek için robot iş alanına girmek mümkün olmayabilir. Bu düşünce ile robotun basit, PC ye direk bağlanabilen bir Yönetme Kolu (USB Joystick) ile uzaktan kumanda edilmesi kullanışlı olur düşüncesi ile bu kip oluşturulmuştur. Bu kip, kartezyen kontrol kipinin farklılaştırılmış halidir. Yönetme kolu yardımıyla robot uçunu hareket ettirmektedir. Bu kullanışlı Kip hem robot kullanımını zevkli kılmakta hem de geliştirdiğimiz robot denetleyicisinin ucuz, kullanımı kolay kişisel bilgisayara takılabilen bir çok araçlarla bile kullanıma olanak verebildiğini göstermektedir.

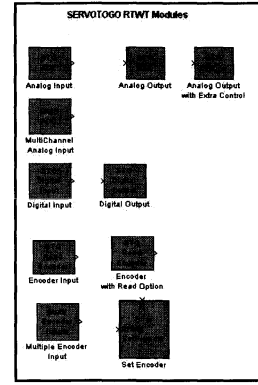
3. Geliştirilen Robot Kontrol Kütüphanesi

Yukarıda belirtilen kiplerin her birinin oluşturulmasında kullanılan bloklar birer Simulink® kütüphanesi biçiminde tasarlanmış olup temel olarak 3 bölümde sunulabilir. Bunlar (i) Donanma ulaşma blokları, (ii) Genel robot algoritmaları (kinematik, ters kinematik, yörünge tayin blokları gibi), (iii) Gerçek zamanlı işlemlerde kullanılmak üzere Puma robotları için optimize edilmiş ve sadece Puma 560 robotlarına has bloklardır.

3.1.1. Donanma Ulaşan Bloklar

Puma robotları, orijinal durumlarında VAL denetleyicileri ile birlikte çalışır. Ancak sunumumuzun birçok bölümünde de söz ettiğimiz üzere, piyasada bulunan bir çok robot denetleyicilerde olduğu gibi VAL denetleyicilerini kullanarak robota sadece dışardan yörünge verebilirsiniz. Kendi tasarladığımız denetleyicileri kullanabilmek için VAL denetleyicinin ana kısmı (mikro bilgisayar ve denetleyici kartları) sökülerek bütün giriş-çıkış sinyalleri ayırıldı. Bu işlem daha önce bir kaç robotik grubu tarafından [3-4-5 ve 12] da yapılmış olmasına karşın, her robotta bir kaç değişiklik içerebilmektedir. Sonuç olarak robota bilgisayara bağlayıcı denetleyebilmek için 6 analog giriş (her linkte bulunan potansiyometre değerlerini okuyabilmek için), 6 analog çıkış (her bir ekleme hesaplanan güç değerlerini verebilmek için), 6 encoder-iz okuyucu (eklem pozisyonlarını okuyabilmek için) ve 4 adet dijital giriş/çıkış'a sahip bir giriş/çıkış kartı gerekmektedir. Çalışmalarımızda "Servo To Go" firmasının [13] ISA Model II kartı kullanılmıştır. Bu kart için

MATLAB/Simulink ortamında sürücü kütüphanesi oluşturulmuş (bakınız Şekil 10), kartın Puma robotunun orijinal VAL kontrolöründe bulunan motor sürücü devrelerine erişebilmesi için de bir geçiş kartı tasarlanmıştır.



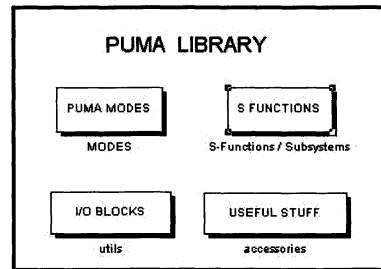
Şekil 10: Servo To Go Kütüphanesi

3.1.2. Genel Robot Kütüphanesi

Bu kütüphanede genel robotik hesaplamalarında kullanılacak homojen transformasyon, döndürme ve ötelemelerle ilgili hesaplarla birlikte yine genelleştirilmiş bir robot objesi (çalışmamızda [14] de kullanılan robot obje tipi kullanılmıştır) için kullanılacak ileri kinematik, ters kinematik, Jacobyan ve dinamik hesaplama blokları yer almaktadır. [14]'den farklı olarak uygulamamız tamamen C-Mex S-fonksiyonları kullanılarak yapılmıştır.

3.1.3. Puma Robotu Özel Kütüphanesi

Her ne kadar genel robot kütüphanemizde DH (Denavit-Hartenberg) parametreleri belirlenmiş her hangi bir robot için ileri, ters kinematik ve dinamik hesapları yapılabilir de gerçek zamanlı çalışabilmesi için bu hesaplamalarda yer alan ve özel olarak kod geliştirirken sistemin (Puma) daha verimli çalışmasını sağlayabilmek üzere belirtilen hesaplamaları robotumuz için yeniden tamamen C kodu kullanarak tekrar yaptık. Ortaya çıkan kütüphane gerçek zamanda hem benzetim hem de uygulamada robot üzerinde başarı ile uygulanmıştır. Şekil 11 Puma kütüphanemizin ana hatlarını sunmaktadır.



Şekil 11: Genel Puma Kütüphanesi

4. Sonuçlar

Çalışmamızda açık sistem ve kod standartlarına uyularak

geliştirilmekte olan, robotik manipülatörler için Matlab®/Simulink® tabanlı gerçek zamanlı benzetim ve denetim sistemi tanıtılmış ve Puma 560 robotu üzerinde başarı ile uygulanmıştır. Simulink Kütüphaneleri biçiminde ağırlıklı olarak C-kodu kullanılarak yazılan benzetim-denetim platformumuz, DH parametreleri tanımlanmış her robot manipülatörünün benzetim ve Puma tipi robotların gerçek zamanlı denetiminde kullanılabilir. Yapılan çalışmanın kodunun açık olması ve kullanımının kolaylığı göz önüne alınarak, az sayılabilecek bir ek çalışma ile diğer robotlar da sisteme entegre edilebilir ve PC ile bütünleştirilebilen arabirimleri robot sistemine eklenebilir. Çalışmamızın ilerki bölümlerinde, robot ucuna takılması kuvvet/güç sensörü ve çoklu kamera sistemi entegrasyonları yapılarak ileri kontrol algoritma uygulamaları yapılacaktır.

5. Teşekkür

İkinci yazar, çalışmanın daha önceki seviyelerinde Puma kütüphanesinin ilk bölümlerinin yazılmasında emeği geçmiş olan Denis Moses ve Jason Anderson'a teşekkür eder ve minnetlerini sunmayı bir borç bilir. Özverili çalışmaları ortaya çıkan işin kalitesinde önemli rol oynamıştır. Bu çalışma Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü BAP-2003-B5 ve TÜBİTAK-KARİYER Proje No: 104E061 nolu projeler kapsamında yapılmıştır.

6. Kaynakça

- [1] J. Lloyd, M. Parker and R. McClain, "Extending the RCCL Programming Environment to Multiple Robots and Processors", *Proc. IEEE Int. Conf. Robotics & Automation (1988)* s: 465 – 469.
- [2] Unimation Inc., "500 Series Equipment and Programming Manual", Danbury, Connecticut, 1983.
- [3] J. Lloyd, "Implementation of a Robot Control Development Environment", Masters Thesis, McGill University, Aralık 1985
- [4] P. Corke, "The ARCL Kinematic Interface". Technical report, CSIRO Division of Manufacturing Technology, Mart 1990.
- [5] N. Costescu, M. Loffler, E. Zergeroglu, and D. Dawson, "QRobot-A Multitasking PC Based Robot Control System", *Microcomputer Applications Journal* Special Issue on Robotics, Vol 18 No. 1, ss: 13-22
- [6] J. N. Pires, "Interfacing Industrial R&A Equipment Using MATLAB", *IEEE Robotics and Automation Magazine*, Vol.7, No. 3, s: 32-41, 2000.
- [7] W. E. Dixon, D. Moses, I. D. Walker, and D. M. Dawson, "A Simulink-Based Robotic Toolkit for Simulation and Control of the PUMA 560 Robot Manipulator", *Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, Maui, HI, Kasım 2001, s.: 2202-2207
- [8] Z. Yao, N. P. Costescu, S. P. Nagarkatti, and D. M. Dawson, "Real- Time Linux Target: A MATLAB-Based Graphical Control Environment", *Proc. of the IEEE Conference on Control Applications*, Anchorage, ABD, Eylül 2000, s:173-178.
- [9] The MathWorks, 3 Apple Hill Drive, Natick, MA, ABD 01760-2098, <http://www.mathworks.com>.
- [10] B. Armstrong, O. Khatib, and J. Burdick, "The explicit dynamic model and inertial parameters of the Puma 560 arm," in *Proc. IEEE Int. Conf. Robotics and Automation*, vol. 1, (Washington, USA), s: 510–18, 1986
- [11] A. Berkay, M. Seker and E. Zergeroglu, "First Steps Towards a Windows-Based Control Design and Implementation Platform for Intelligent Systems" *The International Conference on Intelligent Knowledge Systems (IKS-2004)* Robotics and Automation conference under Automation/Real-time Control topics, Mayıs 2004, Truva, Türkiye.
- [12] Richard Voyles' PUMA Page <http://www.cs.cmu.edu/~deadslug/trc4um.pdf>, Alınma tarihi: Mayıs 2006.
- [13] Servo To Go, Inc., 8117 Groton Lane Indianapolis, IN 46260-2821, ABD., www.servotogo.com , Alınma Tarihi Mayıs 2006.
- [14] P.I. Corke, "A Robotics Toolbox for MATLAB", *Robotics & Automation Magazine*, IEEE Volume 3, Issue 1, Mart 1996 s:24 -32.

GÖMÜLÜ CİSİMLERİN ELEKTROMANYETİK GÖRÜNTÜLENMESİ İÇİN KULLANILAN ÇOKLU ROBOT KOLLARININ YÖRÜNGE PLANLAMASI VE ÇARPIŞMA SAKINIMI *

Nihan Yeşiloğlu¹, S. Murat Yeşiloğlu², Hakan Temeltaş³, İbrahim Akduman⁴, Ali Yapar⁵

^{1, 2, 3} Elektrik Mühendisliği Bölümü

İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak, İstanbul

^{1,2}{nihan, smy}@iee.org, ³{temeltas}@elk.itu.edu.tr

^{4,5}Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak, İstanbul

{akduman, aliyapar}@ehb.itu.edu.tr

Özetçe

Gömülü cisimlerin geometrik ve fiziksel özelliklerini tespit etmek amacıyla tasarlanan test havuzunda saçılmış veriyi tespit etmek üzere antenlerin uygun konum ve yöneliminde bulunabilmeleri için robotik bir sistem gerekmektedir. Bu bildiride, elektromanyetik görüntüleme amaçlı robotik sistem için gerekli yörünge planlama ve çarpışma sakınımı algoritmaları sunulmuştur.

1. Giriş

Doğrudan erişilemeyen ve görülemeyen cisimlerin geometrik ve fiziksel özelliklerini tespit etmeyi amaçlayan görüntüleme problemleri üzerinde son otuz yıllık dönem içerisinde çok yoğun araştırmalar yapılmaktadır. Gömülü cisimlerin görüntülenmesi problemleri de bu araştırmaların çok önemli bir kısmını oluşturur. Tıbbi görüntüleme, tahribatsız muayene, jeofizik araştırmalar, malzeme testleri, yer altındaki boru hatlarının ve tünellerin tespiti, boru hatlarının deformasyon testleri, maden yataklarının ve petrol rezervlerinin belirlenmesi, kara ve deniz mayınlarının tespiti bu alandaki uygulamalara birkaç örnektir. Her ne kadar gömülü cisimlerin görüntülenmesine ilişkin çok sayıda yöntem geliştirilmiş olsa da, daha hızlı ve etkili algoritmaların ve deneysel sistemlerin geliştirilmesine halen ihtiyaç duyulmaktadır. [1, 2, 7, 8, 10] da açıklanan elektromanyetik görüntüleme yöntemleriyle, gömülü cisim verici anten yardımıyla farklı konum ve yönelimlerden aydınlatılır ve saçılan veri alıcı anten yardımıyla toplanır. Bu amaçla robotik sistem kullanılması istenilen konum ve yönelimlere hassas olarak ulaşılması açısından tercih sebebidir. Böyle bir tasarımda alıcı ve verici antenleri taşıyan kollar aydınlatma ve ölçme için belirli yörüngeleri izlerken çarpışma, kaçınılması gereken önemli bir problemdir. Elektromanyetik dalgaların doğru ölçülmesi için robotların düzgün ve sürekli bir yörünge

izlemesi esastır. İvmenin süreksizlik yaratmayacak şekilde olması için yörünge planlama algoritmaları kullanılır. Alıcı ve verici antenlerin birbirinden bağımsız yörüngelerine gerçek zamanda yapılan değişikliklerin çarpışmaya yol açmadığından her zaman emin olunmalıdır.

Literatürde robot kollarının yörünge planlaması için birçok metod bulunmaktadır. [17] ve [15], polinomsal yörünge algoritmalarına ilişkin örnek çalışmalarındadır. Bu metodların karşılaştırmalı olarak analizi de [19, 18, 16] tarafından yapılmıştır. Birden fazla robotun ortak çalışma uzayında eş zamanlı çalışması durumunda, robotlar arasındaki muhtemel çarpışmalardan sakınma problemi dikkatlice incelenmelidir. Bu bakış açısıyla, bölge engelleme metodları çarpışmadan sakınma problemi için kullanılır. Bu metodların yanısıra, [12, 6, 11, 4, 3]'de belirtilen diğer çarpışma sakınımı metodları geliştirilmiştir. Lee vd. [12], iki robot için çarpışma haritası kullanarak zaman ayarlama metodları geliştirmiştir. Chang [5] ise, iki robot kolu için minimum mesafe fonksiyonları olarak bilinen etkili bir çarpışma sakınım metodu sunmaktadır.

Bu çalışmada belirtilen sistem, aynı çalışma uzayını paylaşan altı serbestlik dereceli iki kartezyen robot kolunu içermektedir. Kollardan biri verici anteni taşıırken diğer kol alıcı anteni taşımaktadır ve böylece saçılan elektromanyetik dalgalardan toplanan veri, toprak altına gömülü nesnenin üç boyutlu görüntüsünün oluşturulmasında kullanılabilir. Bir görevi yerine getirmek için çoklu kartezyen robot gerekmesi durumunda, bunlar arasında koordinasyon sağlanmalıdır. Bu koordinasyon, çarpışma sakınım problemini önlemek için gereklidir. Antenlerden doğru verileri toplamak için robotların yörüngelerinin düzgünlüğü ve sürekliliği ana kriterdir.

Kartezyen robotların yörünge planlamasında, polinomsal yörünge planlaması yöntemleri hem düzgün ve hem de sürekli yörünge elde etmek için kullanılır. İstenen konum ve yönelime istenen zamanda ulaşmayı sağlamak için de yörünge planlaması yapılır. Bütün bunlar polinomsal yörünge planlaması yöntemleriyle başarılabilir. Öte yandan, çarpışmasız bir yörüngede istenen hareket yapılır. Minimum mesafe fonksi-

*Bu çalışma TÜBİTAK tarafından 105E029 numaralı proje olarak desteklenmektedir.

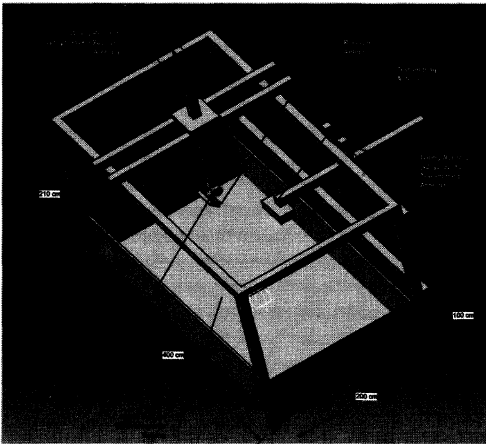
yonları çarpışma sakınım problemleri için kullanılabilir. Bütün bu yöntemler uygulanmadan önce robotların kinematik modellerinin doğru olarak kurulması gerekir.

Bölüm 2'de robotik ve elektromanyetik görüntüleme sisteminin tanımlanması yapılmaktadır. Bölüm 3'te aynı çalışma uzayını paylaşan çoklu robotların kinematik modeli çıkarılmaktadır. Bölüm 4'ün konusu yörünge planlamasının nasıl yapıldığıdır. Bölüm 5, çarpışma sakınımını kapsamaktadır. Bölüm 6'da simülasyon çalışmaları yer almaktadır.

2. Gömülü Cisimlerin Elektromanyetik Görüntülenmesi İçin Robotik Test Havuzu

Test havuzunun amacı, algoritmalarla bulunan veri ile görüntüleme yöntemleriyle ölçülen gerçek değerlerin karşılaştırılması ve bu yöntemlerin uygulanabilirliğinin artırılmasıdır. Bu bakış açısına göre, robotik sistemin modüler bir platform olması istenmektedir ve böylece çeşitli görüntüleme yöntemleriyle test edilebilir. Daha spesifik olarak, alıcı ve verici antenlerin konum ve örnekleme aralıkları test algoritmasına göre statik veya dinamik olabilir. Bu nedenden dolayı test havuzu bütün gerekli koşulların sağlanması için tasarlanmalıdır.

Elektromanyetik ölçmeler için tasarlanan robotik sistem, şekil 1'de gösterilmiştir. Boyutlar, $2 \times 4 \times 1m$ 'dir. Sistemin yüzeyleri, fiberglastan yapılmıştır ve iç ve dış yüzeyleri yansısız maddeyle kapatılmıştır. Havuz içerisinde nesnelerin içine gömüldüğü kum bulunmaktadır. Havuz yatay ve dikey yönlerde hareket edebilen alıcı ve verici antenleri üzerinde taşıyan iki robot kolunu taşımak için tasarlanmıştır. Ayrıca, antenler kartezyen robotların uç noktasında bilek mekanizmasına sahiptir. Antenlerin tüm hareketleri, robotik sistemin yazılımıyla kontrol edilmektedir. Böylece, test havuzunun aydınlatılması ile istenen noktalarda ve yönelimlerde alan ölçümleri yapılabilir.



Şekil 1: Robotik Sistem

Verici anten işaret üretici ve kuvvetlendiriciler aracılığı ile ışına yapar. Alıcı antene ulaşan saçılan alan değerleri vektör

spektrum analizörü veya RF güçölçer aracılığı ile ölçülür. Vektör network analizörü hem genlik hem de faz bilgilerini içerir. Bu durumda, saçılan alanın faz bilgileri bu yöntem ve tüm ölçülen bilgiler kullanılarak belirlenir. Görüntüleme yazılımı, robotik yazılımın kontrolörüyle senkronize edilir ve bütün sistemlerin bağlandığı bilgisayar sisteminde bütün bilgiler kaydedilir. Görüntüleme sistemi çalışırken, yönteme bağlı olarak sistem havuzu uygun dalgalarla aydınlatır ve gerekli ölçmeleri yaparak verileri bilgisayara kaydeder. Tüm ölçmeler tamamlandıktan sonra, ölçülmüş veriler geliştirilen yöntem aracılığı ile işlenir ve havuzun içinin üç boyutlu görüntüsü elde edilir. Bütün bu deneylerde, kontrol ve doğru ölçümler için robotik sistemin önemli bir rolü vardır.

3. Kartezyen Robot Kollarının Kinematik Modellenmesi

3.1. Hız Yayılımı

\vec{h}_k k linkinin rotasyon vektörü olsun. O_k, \vec{h}_k üzerinde seçilen bir noktadır. O_{k-1} 'den O_k 'ya tanımlanan link vektörü ise $\vec{\ell}_{k-1,k}$ olarak gösterilir. Link k'nın açılma hız vektörü $\vec{\omega}_k$ ve O_k noktasındaki k linkine ait doğrusal hız vektörü, \vec{v}_k olarak tanımlanır. Link k'nın açılma ve doğrusal hızları, (1) ve (2)'daki gibi ifade edilir.

$$\vec{\omega}_k = \vec{\omega}_{k-1} + \vec{h}_k \dot{\theta}_k \quad (1)$$

$$\vec{v}_k = \vec{v}_{k-1} - \vec{\ell}_{k-1,k} \times \vec{\omega}_{k-1} \quad (2)$$

(1) ve (2) denklemlerini matris biçiminde yazarsak,

$$V_k = \begin{bmatrix} \vec{\omega}_k \\ \vec{v}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ -\vec{\ell}_{k-1,k} & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\omega}_{k-1} \\ \vec{v}_{k-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{h}_k \\ 0 \end{bmatrix} \dot{\theta}_k \quad (3)$$

(3) denklemini elde ederiz. Bu denkleminde kısaca,

$$V_k = \phi_{k,k-1} V_{k-1} + H_k \dot{\theta}_k \quad (4)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, $\phi_{k,k-1}$ geçiş matrisidir. (3) denkleminde, H_k döner eklemler için kullanılır. Eğer eklem prizmatik ise, H_k (5) denklemindeki gibi tanımlanır.

$$H_k = \begin{bmatrix} 0 \\ \vec{h}_k \end{bmatrix} \quad (5)$$

3.2. Altı Serbestlik Dereceli Kartezyen Robot Kollarının Kinematik Modellenmesi

Sistemimizde, üç prizmatik eklem ve bir küresel eklem sahip iki kartezyen robot bulunmaktadır.

H , baz alınan koordinat eksenine göre ifade edilen eklemlerin uzaysal vektörlerinin oluşturduğu diagonal bir matristir. H matrisi H_1, H_2, H_3 ve H_4 'ün diagonale yerleştirilmesiyle oluşur. (6) denkleminde, dört eklem için uzaysal vektörleri ifade edilmiştir.

$$H = \begin{bmatrix} H_1 & & & 0 \\ & H_2 & & \\ & & H_3 & \\ 0 & & & H_4 \end{bmatrix} \quad (6)$$

6'de gösterilen H_1, H_2 ve H_3 uzaysal vektörleri bir serbestlik dereceli eklemlere ait vektörler olduğundan, yapıları (3) denklemindeki H_k gibidir. Fakat, son eklem dönel eklem olduğundan üç serbestlik derecesi vardır ve dolayısıyla H_4 matrisi (7)'deki gibi ifade edilir. Burada, \vec{h}_x, \vec{h}_y ve \vec{h}_z vektörleri, atanan koordinat eksenlerine göre seçilen birim uzaysal vektörlerdir ve bu vektörler x, y ve z eksenlerindeki dönmeleri ifade eder.

$$H_4 = \begin{bmatrix} \vec{h}_x & \vec{h}_y & \vec{h}_z \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Φ geçiş matrisi, geçiş operatörü $\Phi_{k-1,k}$ 'den oluşur ve bu yüzden (3) denklemindeki ifade robotun dört eklemi için de yazılabilir. Bütün bu denklemlerden, kartezyen robotun eklem hızları $\phi \cdot H \cdot \theta$ şeklinde yazılır ve (8)'deki gibi matris formunda ifade edilir.[13].

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & & & 0 \\ \phi_{2,1} & I & & \\ \phi_{3,1} & \phi_{3,2} & I & \\ \phi_{4,1} & \phi_{4,2} & \phi_{4,3} & I \end{bmatrix} H \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_3 \\ \dot{\theta}_4 \\ \dot{\theta}_5 \\ \dot{\theta}_6 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Kartezyen robotun jakobiyeni, geçiş matrisi ϕ , H ve uç noktasının geçiş operatörü σ_t yardımıyla bulunur. (9) denkleminle jakobiyen hesaplanabilmektedir. Uç noktasının geçiş operatörü σ_t ise, yapısında uç noktasından son eklem geçiş operatörü olan $\phi_{t,4}$ matrisini barındırmaktadır.

$$J = \sigma_t \phi H, \quad \sigma_t = [0 \ 0 \ 0 \ \phi_{t,4}] \quad (9)$$

Jakobiyeni de kullanarak (10)'de verildiği gibi uç noktasının hızı hesaplanabilir.

$$V_t = J \dot{\theta} \quad (10)$$

V_t , 6×1 'lik bir matristir ve 3×1 'lik açılmal ve doğrusal hız bileşenlerinden oluşur. İlk üç bileşen açılmal hız vektör bileşenleri ve son üç bileşen doğrusal hız vektör bileşenleridir.

4. Yörünge Planlaması Metodları

Yörünge planlamasının amacı, hareket sırasında her anlık zaman aralığı için çarpışmayı önleme adına robotlar arası mesafeyi ölçerek hareket kontrol sistemi için referans giriş işaretini üretmektir. Yörünge planlaması için geliştirilen birçok yöntem vardır ve bu yöntemler genel olarak eklem uzayı ve kartezyen uzayı yörünge planlaması olarak iki bölüme ayrılır [14]. Bizim sistemimiz için, eklem uzayı yörünge planlamasının polinomsal yörünge planlaması kullanılmıştır.

4.1. Polinomsal Yörünge Planlaması

Planlama algoritması, verilen eklem değişkenleri vektörlerini kısıtlara bağlı olarak her noktada interpolate ederek $h(t)$ fonksiyonlarını oluşturmaktadır. Genel olarak, bu algoritmanın eklem pozisyon, hız ve ivmelerinin sürekli olması ve yörüngelerin düzgünlüğü gibi iki ana özelliği sağlaması gereklidir [14].

3-5-3 veya 5 kübik polinomsal yörüngeleri gibi başka yörünge planlaması yöntemleri olmasına rağmen, çoklu kartezyen robot kollarının yörünge planlamasında 4-3-4 polinomsal yörünge üretme metodu kullanılmıştır. 4-3-4 polinomu, 4. dereceden, 3. dereceden ve 4. dereceden olmak üzere üç ayrı polinom parçasından oluşmaktadır. $t = 0$ başlangıç zamanından $t = 1$ bitiş zamanına kadar, her üç parça için eklem yörüngeleri belirlenir. Şekil 2'de, 4-3-4 polinomsal yörünge görülmektedir. Başlangıç, yükselme, yerleşme ve bitiş konumları 4-3-4 polinomunun üç polinom parçasının başlangıç ve bitiş noktalarını tanımlamaktadır [9].

4-3-4 yörünge, i. eklem için eklem yörüngesi üreten $h_i(t)$ polinom parçalarından oluşur. Her parça için polinom denklemleri (11), (12) ve (13)'te görülmektedir. $h_1(t)$ ilk polinom parçası, $h_2(t)$ ikinci polinom parçası ve $h_n(t)$ son polinom parçasını belirtmektedir.

$$h_1(t) = a_{14}t^4 + a_{13}t^3 + a_{12}t^2 + a_{11}t + a_{10} \quad (11)$$

$$h_2(t) = a_{23}t^3 + a_{22}t^2 + a_{21}t + a_{20} \quad (12)$$

$$h_n(t) = a_{n4}t^4 + a_{n3}t^3 + a_{n2}t^2 + a_{n1}t + a_{n0} \quad (13)$$

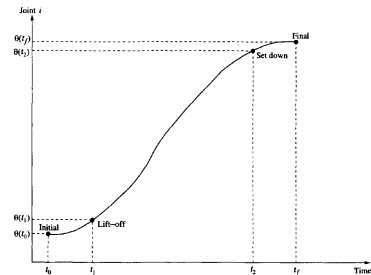
Düzenli polinomsal yörünge için ana kriter, hız ve ivmedeki sürekliliktir. Bundan dolayı, polinomların birinci ve ikinci türevlerinin sürekli olması gerekmektedir. t_1, t_2 ve t_n birinci ve ikinci polinom için zaman aralıklarıysa, hız ve ivmenin sürekliliği (14) şeklinde ifade edilir.

$$\frac{\dot{h}_2(0)}{t_2} = \frac{\dot{h}_1(1)}{t_1}, \quad \frac{\ddot{h}_2(0)}{t_2^2} = \frac{\ddot{h}_1(1)}{t_1^2} \quad (14)$$

İkinci ve üçüncü polinom parçaları arasındaki süreklilik de aynen ilk polinom parçasındaki gibi (15) bulunmaktadır.

$$\frac{\dot{h}_2(1)}{t_2} = \frac{\dot{h}_n(0)}{t_n}, \quad \frac{\ddot{h}_2(1)}{t_2^2} = \frac{\ddot{h}_n(0)}{t_n^2} \quad (15)$$

Belirli bir yörünge için başlangıç ve bitiş hız ve ivmeleri sıfır kabul edilir ve başlangıç ve bitiş konumları da belirlidir. Tüm polinomların katsayıları belirlenerek 4-3-4 polinom yörüngesi robota uygulanır.



Şekil 2: Polinomsal yörünge

5. Çarpışma Sakınımı Yöntemleri

Sistemimizdeki gibi birden fazla robotun aynı çalışma uzayında eş zamanlı çalışması durumunda, robot kollarının birbirleriyle çarpışmadan sakınması problemi iyice düşünülmelidir. Aynı çalışma uzayındaki çoklu robotlar için, verilen geometrik yörüngeyi değiştirmeden zaman ayarlama metodları, verilen yörüngeyi değiştiren yörünge modifikasyon metodları ve bölge engelleme metodları gibi birçok çarpışma sakınım metodları bulunmaktadır [5]. Robotik sistemimiz için en kullanışlı çarpışma sakınımı methodu minimum mesafe fonksiyonlarıdır [20].

İki robot arasındaki çarpışmanın denetlenmesi için, linkler arasındaki uzaklık integrasyonun yapıldığı her zaman aralığında hesaplanmalı ve karşılaştırılmalıdır. Bu prosesin başarıya ulaşabilmesi için, robotların modellerinin doğru kurulması çok önemlidir. Burada, kartezyen robotlar altı serbestlik dereceli olduğundan, iki robot arasındaki mesafe ölçme hesaplanması seri manipulatörden daha kolaydır. Çünkü, ilk iki linkte çarpışma olmamaktadır ve sadece birbirine dik olan üçüncü linkler arasında mesafeyi ölçmek yeterlidir. Böylece, robotların üçüncü linklerinin konumları arasındaki mesafeyi denetimde tutarak çarpışma sakınımı yapılabilir.

Altı serbestlik dereceli Kartezyen Robot Sisteminin çarpışma sakınımı için, linkler arasındaki mesafe integrasyonun yapıldığı zaman aralığında ölçülmelidir ve linkler arasındaki minimum mesafe bulunmalıdır. Minimum mesafe fonksiyonları yöntemiyle bu mesafe hesaplanır [6]. Bu minimum mesafeye d dersek, bu uzaklık (16) denklemiyle formüle edilebilir.

$$d = \min \|p_a - p_b\| \quad (16)$$

(16)'daki $p_a - p_b$, p_a ve p_b noktaları arasındaki Öklit mesafesidir [15]. Robotların konumlarına göre, minimum mesafe hesaplaması değişebilir. Matlab'de geliştirilen programla, minimum mesafe kolayca ölçülmektedir. Bizim metodumuzda, robotlar arası ölçülen mesafe minimum mesafe olarak belirlediğimiz mesafeden küçük olduğunda robotlardan biri yörüngesini değiştirir. Yörüngesini değiştiren robot, çarpışmadan sakındıktan sonra tekrar orijinal yörüngesine geri döner. Geliştirilen Matlab temelli algoritmanın ve Virtual Reality simülasyonlarının verimliliği bölüm 6'de gösterilmiştir.

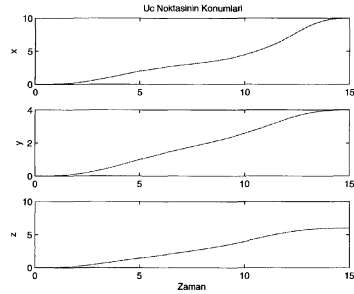
6. Simülasyon Çalışmaları

4-3-4 yörünge için, verilen 4-3-4 yörüngede uç noktasının konum, hız ve ivmesinin değişimi şekil 3, 4 ve 5 de gösterilmektedir. Bu yörüngeler, bir noktadan diğer noktaya polinom oluşturularak elde edilir. Uç noktasına doğrusal ve açışal hız uygulandığında, (17)'den eklem hızları bulunabilir.

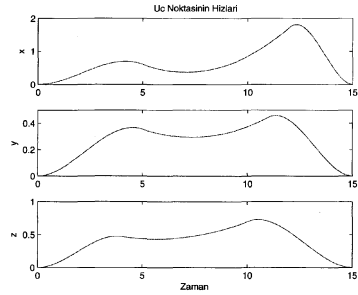
$$\dot{\theta} = J^{-1}V_{tip} \quad (17)$$

Şekil 3'te, 4-3-4 polinomsal yörünge için uç noktasının konumu gösterilmektedir. Bu yörüngenin türevini aldığımızda, uç noktasının hızı bulunabilir. (Şekil 4). Bu yörüngenin ikinci türevi, uç noktasının ivmesidir. (Şekil 5). Şekil 4 ve 5'de, hız ile ivme sürekli ve düzgündür ve hız ve ivmelerin ilk ve son değerleri sıfır olarak belirlenir.

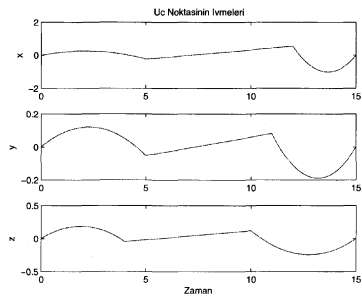
Eklem açılarını hesaplamak için, eklem hızını integre ederiz ve eklem ivmelerini hesaplamak için, $\dot{\theta}$ 'ın türevini



Şekil 3: 4-3-4 Yörünge için Uç Noktasının Pozisyonu

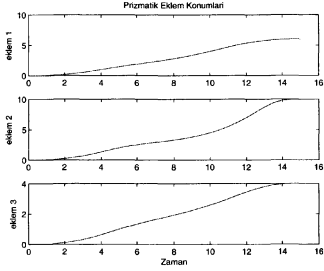


Şekil 4: 4-3-4 Yörünge için Uç Noktasının Hızı

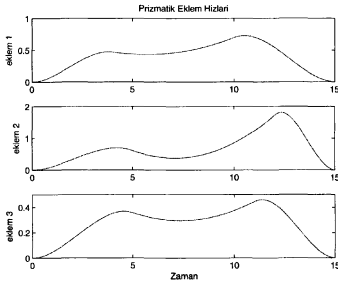


Şekil 5: 4-3-4 Yörünge için Uç Noktasının İvmeleri

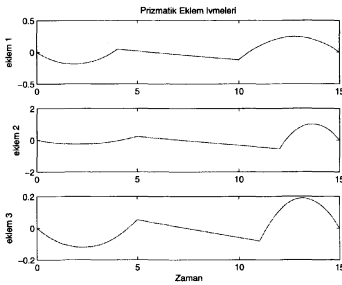
alınız. Prizmatik eklemlerin hız ve ivmeleri, şekil 6, 7 ve 8'de görülmektedir.



Şekil 6: 4-3-4 yörünge için prizmatik eklemler konumları

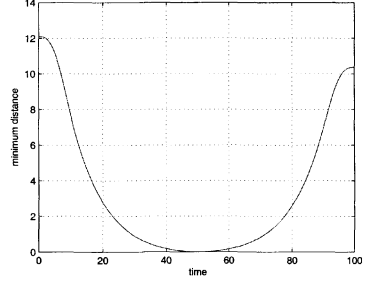


Şekil 7: 4-3-4 yörünge için prizmatik eklemler hızları

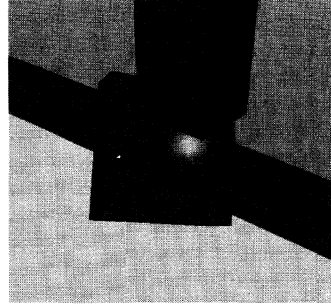


Şekil 8: 4-3-4 yörünge için prizmatik eklemler ivmeleri

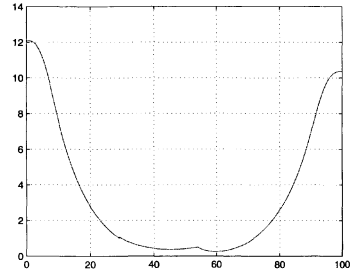
Robotların yörünge takibinden sonra, Virtual Reality'de çarpışma sakınımları gerçekleştirilmiştir. Şekil 12'de virtual reality modeli görülmektedir. Şekil 9 ve 11'de, çarpışma olan ve olmayan yörüngede robotların arasındaki mesafenin değişimi görülmektedir. Robotlara çarpışma olan bir yörünge verildiğinde robotların birbirine yaklaşmaları ve minimum mesafeye geldiklerinde robotlardan birinin yörüngesini nasıl değiştirdiği şekil 13'de görülmektedir.



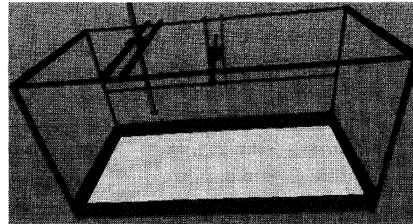
Şekil 9: Verilen Yörüngelerde Çarpışmanın Olması



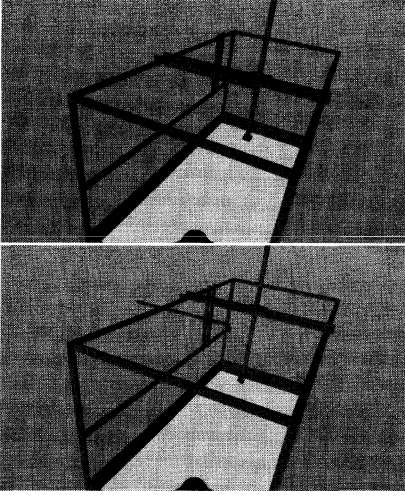
Şekil 10: Uç Noktasında Bulunan Küresel Eklemler ve Anten



Şekil 11: Minimum Mesafe Yöntemiyle Çarpışma Sakınımları



Şekil 12: Kartezyen Robotların Virtual Reality Modeli



Şekil 13: Verilen Yörüngelerde Çarpışma Sakınımı

7. Sonuçlar

Aynı çalışma uzayını paylaşan altı serbestlik dereceli iki kartezyen robot uzaysal vektörlerle modellenmiştir. Polinomsal yörüngeler kullanılarak çarpışma sakınlı yörünge planlaması algoritmaları geliştirilmiştir. Üç noktanın konumu ve yönelimi için bulunan yörüngeye zamana göre türevi almır. Kullanılan yaklaşımla, kollardan hiçbiri tekil konfigürasyonda bulunmamaktadır ve tek ters kinematik çözüm bulunmuştur. Ters kinematik çözümle bulunan eklem hızlarını ve onun türevini alarak eklem ivmelerine ulaşılmış ve bunun istenilen sınırlarda kalması sağlanmıştır. Böylelikle, yörüngeyi takip ederken eklemler aşırı yüklenmezler. Sistemin gösterimi, Matlab'ın "Virtual Reality Toolbox"ı kullanılarak yapılmıştır.

8. Kaynakça

- [1] I. Akduman. An inverse scattering problem related to buried cylindrical bodies illuminated by gaussian-beams. *Inverse Problems*, 10:213–226, 1994.
- [2] I. Akduman and Alkumru A. A generalized art algorithm for inverse scattering problems related to buried cylindrical bodies. *Inverse Problems*, 11:1125–1135, 1995.
- [3] Z. Bien and I. Lee. A minimum-time trajectory planning method for two robots. *IEEE Transactions on Robotics & Automation*, 8:414–418, June 1992.
- [4] Wu C.H., Lee D.T., Freter K., and Kao-Shing Hwang. An automated collision avoidance motion planner among moving objects or machines. In *Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control*, pages 367–372, December 1991.
- [5] C. Chang, J. Chung, and B. H. Lee. Collision avoidance of two general robot manipulators by minimum delay time. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 24(3):517–522, 1994.
- [6] C Chang, M. J. Chung, and Z. Bien. Collision-free motion planning for two articulated robot arms using minimum distance functions. *Robotica*, 8:137–144, 1990.
- [7] D. Colton, H. Haddar, and P. Monk. The linear sampling method for solving the electromagnetic inverse scattering problem. *SIAM Journal on Scientific Computing*, 24(3):719–731, 2003.
- [8] T.J. Cui, W.C. Chew, A.A. Aydinler, and Chen S.Y. Inverse scattering of two dimensional dielectric objects buried in a lossy earth using the distorted born iterative method. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 39(2):339–346, 2001.
- [9] K.S. Fu, Gonzalez R.C., and Lee C.S.G. *Robotics Control, Sensing, Vision, and Intelligence*. Mcgraw-Hill Book Company, 1987.
- [10] M. Idemen and I. Akduman. Two dimensional inverse scattering problems connected with bodies buried in a slab. *Inverse Problems*, 6:749–766, 1990.
- [11] B.H. Lee. Constraint identification in time-varying obstacle avoidance for mechanical manipulators. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 19(1):140–143, January-February 1989.
- [12] S.G. Lee and B.H. Lee. Collision-free motion planning for two robots. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 17(1):21–32, January-February 1987.
- [13] G. Rodriguez, K. Kreutz-Delgado, and A. Jain. Spatial operator algebra for manipulator modeling and control. *International Journal of Robotics Research*, 10:371–381, August 1991.
- [14] B. Siciliano and Sciavicco L. *Modeling and Control of Robot Manipulators(2nd Edition)*. Springer, 2003.
- [15] K.M. Tse and C. Wang. Evolutionary optimization of cubic polynomial joint trajectories for industrial robots. *IEEE*, 4:3272–3276, 1998.
- [16] Z.S. Tumeç. Cartesian-based time delay compensation in leader follower coordination of two manipulators using polynomial time functions. *Proceedings of IEEE Conference on Systems, Man and Cybernetics*, 2:979–984, 1998.
- [17] A. Visioli. Trajectory planning of robot manipulators by using algebraic and trigonometric splines. *Robotica*, 18:611–631, 2000.
- [18] W.L. Xu, B.L. Ma, and S.K. Tso. Curve fitting approach to motion planning of nonholonomic chained systems. *Proceedings of the International Conference on Robotics and Automation*, 1:811–816, 1999.
- [19] W. Yongji. Nonholonomic motion planning: A polynomial fitting approach. *Proceedings of the IEEE Conference on Robotics and Automation*, 4:2956–2961, 1996.
- [20] R. Zurawski and Phang S. Path planning for robot arms operating in a common workspace. *Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, 2:618–623, November 1992.

DOĞRUDAN SÜRÜŞLÜ SCARA ROBOTUN GÖRSEL GERİ BESLEMELİ GERÇEK ZAMANLI KONTROLÜ

Orçun Kurugöl, Emrah Arslantürk, Gürkan Berkan,
Mustafa Ünel, Kemalettin Erbatur

Sabancı Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi

{orcunk, arslanturk, gurkanb}@su.sabanciuniv.edu

{munel, erbatur}@sabanciuniv.edu

ÖZET: Bu makale görsel geri beslemeli kontrol yöntemlerinin düzlemsel SCARA robot üzerinde gerçek zamanlı uygulamalarının karşılaştırılmasını amaçlamaktadır. CCD kameradan alınan görüntülerden, Kalman süzgeci kullanılarak gerçek zamanlı kontrol uygulamalarına uygun görsel bilgi elde edilmiştir. Elde edilen bu görsel bilgiler robotun konum tabanlı ve görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrolünde kullanılmıştır. Ardışık iki döngüden oluşan bu görme tabanlı kontrol sistemlerinin, görsel geri besleme döngüsünde P kontrol yöntemi, SCARA manipülâtörün hız kontrolünde PI kontrol yöntemi kullanılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Görme tabanlı denetim, görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol, konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol, robotik, SCARA.

1. Giriş

Robotların görüntü algılayıcılardan alınan bilgiler kullanılarak kontrol edilmesi 1970'lerden itibaren süregelen bir çalışma alanıdır (Espiau, 1992). Son zamanlarda gerek görüntü sistemlerinin gerekse işlemcilerin gelişmesi ve yüksek hızlarda görüntü bilgisinin işlenebilmesi ile birlikte, robotların görsel geri beslemeli kontrolü alanında yapılan araştırmalar hız kazanmıştır.

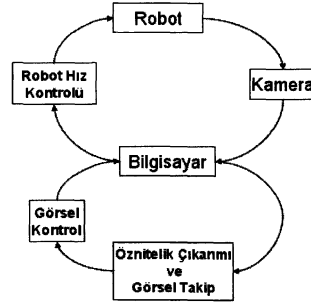
Görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol, "image based visual servoing", (Espiau, 1992), ve konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrolün, "position based visual servoing", (Sandini, 1996) bulunuşunun ardından bu yöntemlerin karşılaştırılması ve geliştirilmesi ile ilgili çalışmalar yapılmıştır (Hutchinson, 1996), (Chaumette, 1998). Günümüzde bu çalışmalar devam etmektedir.

Bu makalede doğrudan sürüşlü düzlemsel SCARA robot üzerinde konum tabanlı ve görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol algoritmalarının uygulanması ve deneysel boyutta karşılaştırılmaları yer almaktadır.

Bu bildirinin organizasyonu şöyledir: Görsel geri beslemeli kontrol algoritmalarının tanıtımı 2. bölümde yer almaktadır. Bu yöntemlerin doğrudan sürüşlü iki serbestlik derecesine sahip SCARA robotun kontrolünde kullanılması ve elde edilen deney sonuçlarının yorumlanması ise 3. bölümde verilmektedir. Sonuç ve yapılacaklar 4. bölümde anlatılmaktadır.

2. Görsel Geri Beslemeli Kontrol

Bu çalışmada kullanılan yöntemde, nesnenin robot ya da kameraya göre iki veya üç boyutlu görsel öznitelikleri görüntülerden çıkarılmakta ve de gerçek zamanlı olarak takip edilmektedir. Gerçek zamanlı görsel takip algoritması olarak Kalman süzgeci kullanılmıştır. Süzgecin çıktıları daha sonra görsel kontrol birimine girdi olarak verilmektedir. Hız kontrolü için gerekli geri besleme ise robotun motor algılayıcılarından okunmakta ve hız kontrol birimine gönderilmektedir. Uygulanan genel yöntem Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Görsel geri beslemeli robot kontrol şeması.

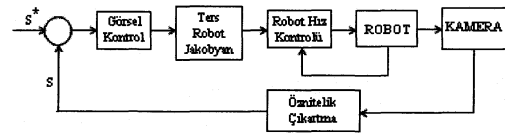
2.1. Gerekli Uygulamalar

Görsel tabanlı kontrol algoritmalarının çalışmaları için öncelikle kullanılan kameranın kalibre edilmesi gerekir. Bu çalışmada kameranın kalibrasyonu için üç farklı yöntem kullanılmıştır (Tsai, 1986), (Faugeras, 1987), (Zhang, 2000). Kullanılan yöntemler arasında gerekli düzeneğin kolay kurulabilmesi ve gürbüz oluşu nedeniyle çalışmalar Zhang'ın kamera kalibrasyon algoritması ile yürütülmüştür.

Görsel geri beslemeli kontrol algoritmalarıyla gerçek zamanlı çalışabilmesi için işlenen piksel sayısını ve dolayısıyla işlem süresini azaltmak için Kalman süzgeci kullanılmıştır. Yapılan deneylerde uygulanan bu yöntemle işlenen çerçeve adedi 20fps'den kameranın görüntü alma hızı olan 30 fps'ye çıkarılmıştır. Böylece alınan bütün çerçeveler gerçek zamanlı işlenmiştir.

2.2. Görüntü Tabanlı Kontrol

Görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yönteminde, hem motor algılayıcısından gelen bilgi hem de kameradan okunan görüntü bilgisi kullanılır.



Şekil 2: Görüntü tabanlı geri beslemeli görsel kontrol

Duruş (pose) vektörü 6 boyutlu olarak $r(t) \in \mathcal{R}^6$ şeklinde gösterilirse, görüntülerden elde edilen k boyutlu öznitelik vektörü

$$s = s(r(t)) \in \mathcal{R}^k \quad (1)$$

olarak gösterilebilir.

(1) nolu eşitliğin zamana göre türevi alınırsa

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial r} \frac{\partial r}{\partial t} = L_s V \quad (2)$$

ifadesi elde edilir. Bu ifadede L_s , imge/görüntü Jakobyanını, V ise kameranın hızını göstermektedir. İmge Jakobyanı, duruş vektöründeki değişimlere karşı imge öznitelik vektörünün nasıl değişeceğini ifade eden bir matristir. Şekil 2'den anlaşılacağı üzere görüntü tabanlı kontrol döngüsü içinde hız kontrol döngüsü için referans üretir. Görüntü tabanlı döngü için P kontrol kullanmak çoğu kere yeterli olmaktadır.

İstenilen görüntü öznitelik değerleri s^* , imge Jakobyan'ının genel tersi L_s^+ ve P kontrol parametresi λ olmak kontrol yasası aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$v = -\lambda L_s^+(s(r(t)) - s^*) \quad (3)$$

Öznitelik olarak piksel koordinatları, (x, y) , alındığında imge Jakobyan'ı şu şekilde hesaplanabilir (Espiau, 1992):

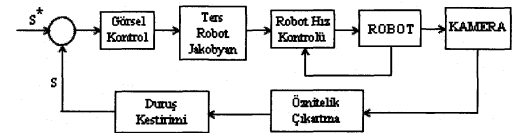
$$L_s = \begin{bmatrix} -1/Z & 0 & x/Z & xy & -(1+x^2) & y \\ 0 & -1/Z & y/Z & 1+y^2 & -xy & -x \end{bmatrix} \quad (4)$$

Burada Z noktanın optik eksen boyunca kameradan olan uzaklığını yani derinliğini göstermektedir.

Hız kontrol döngüsünde görsel kontrolden gelen hız değerleri Robot Jakobyan'ının tersi ile çarpıldıktan sonra istenilen eklem hız değerlerine dönüştürülür. İstek açısal hız değerleri ile robotun motor algılayıcılarından gelen anlık hız değerleri arasındaki hata PI kontrol biriminden geçirilerek robota yolların.

2.3. Konum Tabanlı Kontrol

Konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yönteminde, görüntü tabanlı kontrol yönteminde olduğu gibi motor algılayıcısından gelen bilginin yanı sıra kameradan okunan görüntü bilgisi kullanılır. Fakat kullanılan bu bilgi üç boyutlu olduğundan ve dünya koordinatlarında ifade edildiğinden dolayı görüntü tabanlı kontrol yönteminden farklı olarak duruş kestirimi (pose estimation) gerekir. Bakınız Şekil 3.



Şekil 3: Konum tabanlı geri beslemeli görsel kontrol

Duruş kestirimi yönteminin doğru çalışması için kameranın iç (intrinsic) parametrelerinin kesin bilinmesi gerekir; bu nedenle hassas bir kalibrasyona ihtiyaç vardır. Duruş kestirimi yönteminde, öznitelik çıkartımından gelen iki boyutlu bilgiler nesne modeli ile birlikte kullanılarak nesnenin anlık dönme ve öteleme bulunur. İstenilen dönme ve öteleme değerlerinden, s^* , hesaplanan anlık dönme ve öteleme değerlerinin farkı alınarak bulunan hata değerleri görsel kontrol birimine gönderilir. Burada imge Jakobyan'ının kullanılması söz konusu değildir.

Kontrol döngüsünün bu aşamadan sonra gelen bölümü görüntü tabanlı geri beslemeli görsel kontrol yöntemindekinin aynısıdır. Görsel kontrol biriminden çıkan hız değerleri robot Jakobyan'ının tersi ile çarpılıp istenilen eklem hız değerlerine dönüştürülür. Son olarak referans hız değerleri ile robot eklemlerinin anlık hız değerleri arasındaki hata PI kontrol biriminden geçtikten sonra robota girildi olarak verilir.

3. Deney Sonuçları

Bu çalışmada doğrudan sürürlü bir robotun sabit bir nesneye göre konumlandırılması hem görüntü tabanlı hem de konum tabanlı kontrol ile gerçekleştirilmiştir.

3.1. Çalışma Düzenegi

Kullanılan düzenek, iki eksenli doğrudan sürürlü düzlemsel bir SCARA robottur. Robotun ucunda görsel geri besleme bilgisini sağlayan yere dik bakacak şekilde yerleştirilmiş bir CCD kamera bulunmaktadır.

Nesne üzerinden renk eşiklemesini (color thresholding) beyaz bir arka plan üzerinde gerçekleştirmek daha kolay olduğu için kameranın baktığı ortam beyaz bir yüzey ile kaplanmıştır. Kullanılan çalışma düzenegi Şekil 4'de gösterilmiştir.



Şekil 4: Deney düzenegi

3.2. Görüntü Tabanlı Kontrol ile Konumlandırma

Robotu görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol ile konumlandırmada, mavi renkteki yuvarlak nesnenin görüntüdeki anlık konumunun istenilen konuma getirilmesi amaçlanmıştır. Uygulamanın başlangıcında kameranın cismin tamamını veya bir kısmını görmesi gerekmektedir. Nesnenin algılanması renk eşiklemesi ile yapılmıştır. Kalman Süzgeci nesnenin ilk bulunuşundan sonra devreye sokulmuştur.

Nesnenin istenilen konumu görüntü üzerinde fare ile tıklanarak belirlenmiştir. Bu aşamadan sonra görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol ile konumlandırma bölüm 2.2'de anlatıldığı gibi yapılmıştır.

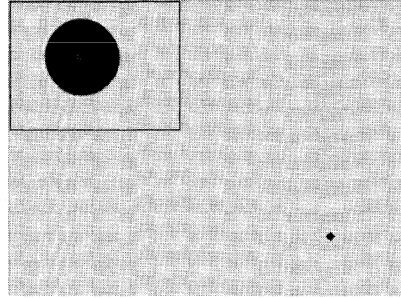
Şekil 5'te görüntü tabanlı geri beslemeli kontrol deneylerinde kameradan alınan başlangıç ve referans konumunun, Şekil 6'da ise bitiş konumunun görüntüleri gösterilmiştir. Şekil 7'de görüldüğü üzere görüntü tabanlı kontrolde dikey ve yatay eksenlerdeki hatalar birbirlerine göre doğrusal olarak azalmamaktadır ancak her ikisi de sifıra gitmektedir. Robotun ucunun yörüngesi de aynı şekilde bir eğridir.

3.3. Konum Tabanlı Kontrol ile Konumlandırma

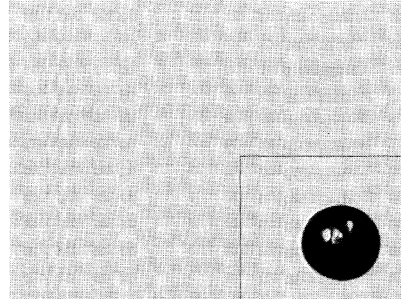
Konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol ile konumlandırmada siyah renkteki kare cismin anlık konumundan istenilen referans konumuna getirilmesi amaçlanmıştır. Bu uygulamada, görüntü tabanlı kontrol

ile konumlandırmadakinin farklı olarak siyah-beyaz görüntü ile çalışılmış ve nesnenin duruşu bilinen geometrik modelinden yararlanılarak bulunmuştur.

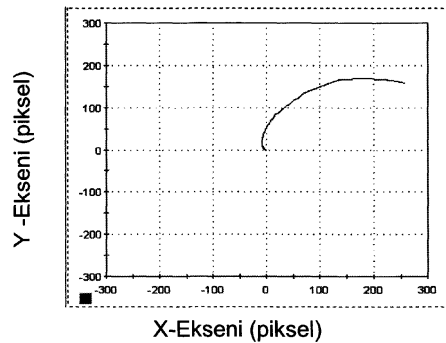
İstenilen duruş (reference pose) çevrimdışı bir şekilde oluşturulduktan sonra, robot, nesne kameranın görüş alanından çıkmayacak şekilde, hareket ettirilmiştir. Bu aşamadan sonra konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol ile konumlandırma bölüm 2.3'te anlatıldığı gibi yapılmıştır.



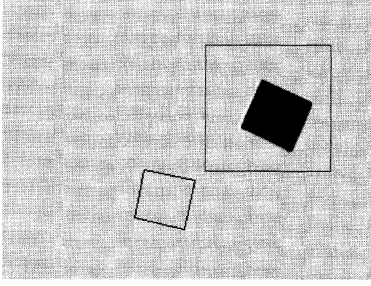
Şekil 5: Görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol deneyinde nesnenin başlangıç görüntüsü ve merkezinin görülmek istendiği referans noktası.



Şekil 6: Görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol deneyinin bitiş görüntüsü. Merkez istenilen referans noktasında görülmektedir.

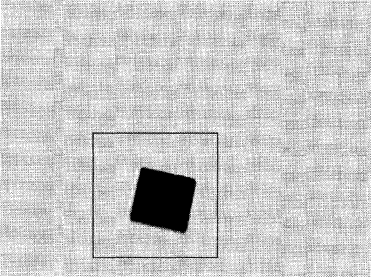


Şekil 7: Görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol deneyinde hatanın piksel cinsinden grafiği.

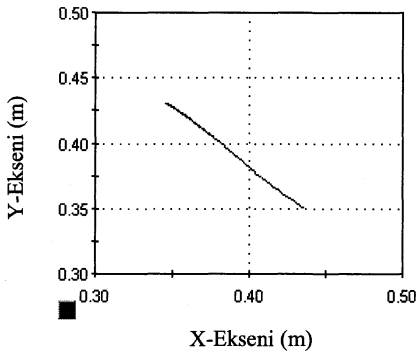


Şekil 8: Konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol deneyinin başlangıç ve referans görüntüsü.

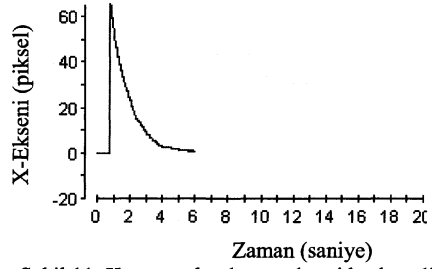
Şekil 8 ve 9'da konum tabanlı geri beslemeli kontrol deneylerinde kameradan alınan başlangıç ve bitiş konumunun görüntüleri görülmektedir. Şekil 10'da robotun ucunun izlediği yörünge gösterilmiştir. Dikkat edilecek olursa robot ucunun yörüngesinin bir doğruya yakın olduğu görülecektir. Konum tabanlı geri beslemeli kontrolde hata dünya koordinatlarında hesaplanmasına karşın iki yaklaşım arasında karşılaştırma yapılabilmesi için Şekil 11 ve Şekil 12'de hatanın piksel cinsinden grafiği verilmiştir. Hata hem yatay hem de dikey eksende üstel olarak azalmakta ve sıfıra gitmektedir.



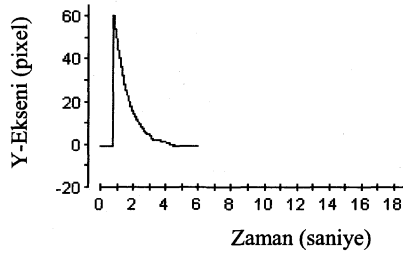
Şekil 9: Konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol deneyinin bitiş görüntüsü.



Şekil 10: Konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrolde robot ucunun yörünge grafiği.



Şekil 11: Konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol deneyinde yatay eksendeki hatanın piksel cinsinden grafiği



Şekil 12: Konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol deneyinde dikey eksendeki hatanın piksel cinsinden grafiği

4. Sonuçlar ve Yapılacaklar

4.1. Sonuçlar

Görsel geri beslemeli kontrol için ortaya atılmış bu iki farklı yöntemin teorik temel bir farkı vardır. Görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yönteminde hata piksel cinsinden iki boyutlu olarak hesaplandıktan sonra ters imge Jakobyan'ı ile çarpılarak dünya koordinatlarına çevrilmektedir. Konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yönteminde ise kameradan okunan konum bilgisi, duruş kestirimi ile üç boyutlu dünya koordinatlarında bulunduğundan sonra hata doğrudan üç boyutlu olarak hesaplanmaktadır.

Konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yönteminde uygulanan duruş kestirimi, kullanılan nesnenin modelinin bilinmesini gerektirmektedir. Bunun yanı sıra bölüm 2.3'te bahsedildiği gibi duruş kestirimi yönteminin çalışması için kamera kalibrasyonu düzgün yapılmak zorundadır.

Görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yöntemindeki en önemli nokta imge Jakobyan'ının doğru hesaplanmasıdır. Biz bu çalışmada imge Jakobyan'ını istenilen konum (referans) için hesapladık ve de sabit kabul ettik. Bu sebepten referans konumundan uzak yerlerde sistem kararsız hale gelebilir. Yani lokal kararlılık söz konusudur. Bu konuda farklı yaklaşımlar bulunduğunu ifade etmek isteriz.

Bu çalışma uygulanan iki görsel geri beslemeli kontrol yöntemi arasında deneysel karşılaştırma imkanı sağlamaktadır. Deneysel sonuçlarında iki yöntemde de konumlandırma hatasının sifira gittiği görülmüştür. Ancak hata sifira giderken robotun ucunun izlediği yörüngeler farklıdır. Robotun ucu, görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yönteminde eğri çizerek referans konumuna ulaşırken, konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yönteminde doğrusala yakın bir yörünge izlemiştir.

Sonuç olarak, görüntü tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yöntemi, kamera kalibrasyon hatalarına karşı daha az duyarlıdır ve de uygulama kolaylığı açısından daha iyi bir yöntemdir. Duruş kestirimi söz konusu olmadığı için nesnenin geometrik modelinin bilinmesine gerek yoktur. Öte yandan konum tabanlı görsel geri beslemeli kontrol yöntemi ise kalibrasyon hatalarına daha çok duyarlı olup aynı zamanda nesnenin geometrik modelinin bilinmesini de gerekli kılmaktadır. Çok iyi kalibre edilmiş kameralarla geometrik modeli iyi bilinen nesnelerin manipülasyonu için bu yöntem kullanılabilir.

4.2. Yapılacaklar

Daha sonraki çalışmalarımızda bu iki yöntemin, melez (hybrid) görsel geri beslemeli kontrol ile karşılaştırılması düşünülmektedir. Ayrıca serbestlik derecesi daha yüksek bir robot ile daha karmaşık uygulamaların yapılması ve bu yöntemlerin mikro sistemlerde uygulanması planlanmaktadır.

REFERANSLAR

F. Chaumette, *Potential problems of stability and convergence in image-based and position-based visual servoing*, In *The Confluence of Vision and Control*, D. Kreigmen, G. Hager, A. S. Morse (eds.), LNCIS-237, pp. 66-78, Springer-Verlag, 1998.

P. I. Corke, *Visual control of robots- high-performance visual servoing*, Research Studies Press, Great Britain, 1996.

B. Espiau, F. Chaumette, P. Rives, *A New Approach to Visual Servoing in Robotics*, IEEE Transactions on Robotics and Automation, 8(3):313-326, June 1992.

O. D. Faugeras, G. Toscani, *Camera calibration for 3-d computer vision*, In *Proc International Workshop on Machine Vision and Machine Intelligence*, pages 240-247, Tokyo, February 1987.

S. Hutchinson, P. I. Corke, and G. D. Hager, *A tutorial on visual servo control*, IEEE Transactions on Robotics and Automation, 12(5):651-670, October 1996.

G. Sandini, A. Oddera, E. Grosso, and G. Metta, *Robust visual servoing in 3d reaching tasks*, IEEE Transactions on Robotics and Automation, 12(5), 1996.

R. Y. Tsai, *An Efficient and Accurate Camera Calibration Technique for 3D Machine Vision*, IEEE CVPR, Miami Beach, FL, 1986.

Z. Zhang, *A Flexible New Technique for Camera Calibration*, IEEE PAMI, 22(11):1330-1334, 2000.

Eksik Serbestlik Dereceli Dinamik Modellere Göre Kontrol Edilen Bir Sistemin Davranış Özellikleri

M. Kemal Özgören¹

¹Makina Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
ozgoren@metu.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, üç serbestlik dereceli bir sistemin konum kontrolü için tam ve eksik serbestlik dereceli dinamik modeller kullanılarak değişik kontrolcüler tasarlanmış ve gerçek sistem üzerindeki etkinlikleri incelenmiştir. Doğal olarak tam modele göre tasarlanan kontrolcü, arzu edilen performansı kusursuzca sağlamıştır. Bir serbestlik dereceli eksik modele göre tasarlanan kontrolcü, geribesleme ölçümünün hangi noktadan yapıldığına bağlı olarak sistemi ya hep kararlı ya da hep kararsız yapmıştır. Hep kararlı yaptığı durumda da, kontrol kazancı arttırıldıkça sistemi kararsızlık sınırına doğru çekmiştir. Tatmin edici bir performans, ancak eksik model için seçilen kapalı çevrim frekans parametresi, gerçek sistemin en küçük yapısal frekansının üçte biri civarında olduğunda elde edilebilmiştir. İki serbestlik dereceli eksik modele göre tasarlanan kontrolcü ise, kendi modeline göre kusursuz olsa bile, parametrelerine bağlı olarak gerçek sistemi kararlı ya da kararsız yapmıştır. Kararlılık ve tatmin edici bir performans, ancak model için seçilen kapalı çevrim frekans parametreleri, gerçek sistemin en küçük yapısal frekansından daha küçük olan bazı özel değerlere yakın tutulursa elde edilebilmiştir.

1. Giriş

Özellikle esnek elemanlar içeren bir sistemi dinamik özelliklerinin tümünü içerecek biçimde modellemek çoğu kez mümkün değildir; mümkün olsa bile, aşırı karmaşıklık nedeniyle arzu da edilmez. Ancak, bu durumun kontrolcü tasarımı açısından özel bir önemi vardır. Kullanılan dinamik model gerçeğe ne kadar yakın olursa, tasarlanan kontrolcü de doğal olarak o kadar karmaşık ve pahalı olacaktır. Dolayısıyla, bu konudaki genel yaklaşım, kontrolcü için model oluştururken gerçek sistemin yüksek frekanslarda kendini gösteren dinamik özelliklerini göz ardı etmek ve böylece basit ve ucuz bir kontrolcü tasarlamaktır. Bu konuda uyulan genel frekans kuralı ise, eldeki basit model için seçilen kapalı çevrim frekans parametrelerinin gerçek sistemin göz ardı edilen en küçük yapısal doğal frekansından daha küçük tutulmasıdır. [1], [2].

Ne var ki, tasarım böyle yapıldığında bile yine de ortaya çeşitli sürprizler çıkabilmektedir. Bunun bir nedeni, genel frekans kuralına uyulsa bile, gerçek sistemin yine de kararsız olabilemesidir. Diğer bir deyişle, kararsızlık limiti göz ardı edilen en küçük doğal frekanstan daha küçük olabilir. Gerçek

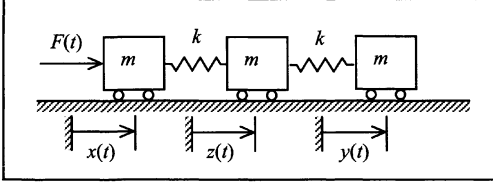
sistemin modeli elde olmadığı için de bu limitin ne olduğu önceden bilinemez. Ayrıca, bu limit sabit de değildir; seçilen kontrol parametrelerine bağlı olarak değişebilmektedir. Böyle bir durum, bu bildirideki örnek sistem üzerinde gösterilmiştir. Bu örnekteki üç serbestlik dereceli sistem, iki serbestlik dereceli eksik bir modele göre oluşturulan bir kontrolcünün etkisinde, genel frekans kuralına uyulsa bile kararsız olabilmektedir. Aynı örnekte, kararsızlık limitinin seçilen parametre değerlerine göre değiştiği de gösterilmiştir.

Diğer bir sürpriz kaynağı ise, geri beslemenin hangi değişkenlerin ölçümüyle yapılacağıdır. Bu amaçla kullanılacak değişken seçenekleri, basitleştirilmiş model açısından hiç bir sorun yaratmasa bile, bu değişken seçeneklerinin bazıları, hiç beklenmedik bir biçimde, gerçek sistemi kararsız hale getirebilir. Bu bildirideki üç serbestlik dereceli örnek sistem üzerinde böyle bir olgu da gösterilmiştir. Bu sistemin bir serbestlik dereceli eksik modeline göre tasarlanan kontrolcü, geribesleme amacıyla konumu ve hızı ölçülen noktanın yerine bağlı olarak gerçek sistemi ya kararlı ya da kararsız yapmaktadır. İlginçtir ki, sağ uç ya da orta noktadan alınan geribesleme gerçek sistemi kararsız yaparken, sol uç noktadan alınan geribesleme ile sistem kararlı olmakta ve tatmin edici bir biçimde kontrol edilebilmektedir.

Dinamikçe eksik modellenmiş sistemlerin kontroluyla ilgili olarak literatürde çeşitli çalışmalara rastlanmaktadır. [3]-[13]. Literatürdeki çalışmalarda, modele katılmamış dinamik özellikler, genellikle sistemi küçük bir parametre aracılığıyla etkileyen "tekil pertürbasyonlar" biçiminde ele alınmaktadır. Daha sonra, bu pertürbasyonları kestirmeye ve böylece sistemi gürbüz tutmaya çalışan oldukça karmaşık uyarlamalı kontrol yöntemleri önerilmektedir. [3]-[9]. Literatürde ayrıca, tekil pertürbasyon yaklaşımını kullanmayıp hem mertebesi hem de parametreleri uyarlamalı olan ARMA (Auto Regressive Moving Average) biçiminde matematiksel betimlemelere dayanan kontrolcüler öneren çalışmalar da vardır. [10]-[11].

Bu bildirideki çalışmada ise, eksik bir modelle yola çıkarak tasarlanan bir kontrolcüyü uyarlamalı özellikler katarak bu eksikliğin etkilerini giderme çabasına girilmemiştir. Yukarıda da değinildiği gibi, bu çabanın literatürde epeyce örneği zaten vardır. Bunun yerine, burada, eksik bir modele göre tasarlanmış bir kontrolcü kullanıldığında eksikliğin derecesine bağlı olarak ortaya çıkabilecek temel sorunlar basit ama gösterimli bir örnek aracılığıyla dile getirilmiş ve bu sorunların hangi koşullarda etkin olabileceği üzerinde durulmuştur.

2. Örnek Sistemin Tanıtımı



Şekil 1: Kontrol edilecek sistem

Bu çalışmada göz önüne alınan sistem, Şekil 1'de gösterilmiştir. Sistem, yatay bir doğru boyunca hareket eden birbirine oldukça sert yaylarla bağlı üç kütlelen oluşmuştur. Amaç, en soldaki kütleyle uygulanan eyletim kuvvetiyle en sağdaki kütleyle istenen bir hareketi yaptırmaktır. Her ne kadar sistemin serbestlik derecesi üç ise de, yaylar yeterince sert oldukları için, sistemi iki ve hatta bir serbestlik dereceli olarak da modellemek ve böylece daha basit kontrolcüler tasarlamak mümkündür. Bu bildiri kapsamında, üç serbestlik dereceli tam modele göre tasarlanan kontrolcünün yanısıra, bir ve iki serbestlik dereceli eksik modellere göre de kontrolcüler tasarlanacak ve gerçek sisteme uygulanarak birbirleriyle karşılaştırılacaklardır. Tasarlanacak kontrolcü tipine göre kütlelerin hızlarıyla birlikte ölçülen yer değiştirmeleri şunlardır: $x(t)$, $z(t)$, $x(t)$. Bunlardan $y(t)$ kontrol edilecek değişkendir ve $y^*(t)$ ile belirtilen bir değişimi izlemesi istenmektedir. Bu sisteme ait hareket denklemleri şunlardır:

$$m\ddot{y} + ky = kz \quad (1)$$

$$m\ddot{z} + 2kz = k(y + x) \quad (2)$$

$$m\ddot{x} + kx = kz + F \quad (3)$$

Bu denklemlerden sistemin yapısal doğal frekansları şöyle bulunur:

$$\omega_{S1} = \omega_0 = \sqrt{k/m} \quad \text{ve} \quad \omega_{S2} = \sqrt{3} \omega_0 \quad (4)$$

Sistemin davranışıyla ilgili simülasyonlar için $m = 1$ kg ve $k = 10000$ N/m değerleri kullanılmıştır.

3. Kontrolcü Tasarımları

3.1. Tam Modele Göre Tasarım (K-3)

Üç serbestlik dereceli tam model kullanılarak aşağıda açıklanan tipte bir kontrolcü tasarlanabilir:

Önce, değişkenler $y = y^* + y'$ biçiminde, nominal (y^*) ve nominalden sapma (y') kısımlarına ayrılır. Nominal değerler, belirtilen y^* için, (1)-(3) sayılı denklemlerden şöyle bulunur:

$$z^* = y^* + (m/k)y^* \quad (5)$$

$$x^* = y^* + 3(m/k)y^* + (m/k)^2(\partial_t^4 y^*) \quad (6)$$

$$F^* = m[3\ddot{y}^* + 4(m/k)(\partial_t^4 y^*) + (m/k)^2(\partial_t^6 y^*)] \quad (7)$$

Ne var ki, nominal değerlerin bu şekilde bulunması, $y^*(t)$ fonksiyonunun altıncı türevine kadar sürekli olmasını gerektirir. Eğer, $y^*(t)$ bu denli sürekli değil de ancak ikinci türevine kadar sürekliyse, nominal değerler, [13] ve [14]'de olduğu gibi, "sanal denge" kavramı kullanılarak da bulunabilir. Bu kavrama göre, \ddot{y}^* bir an için sabit kabul edilir ve bu durumda dengeyi sağlamak üzere eyletim kuvveti ve yay uzamaları da sabit olacağından nominal değerlerin ifadeleri aşağıdaki basitleşmiş biçimlere indirgenir:

$$z^* = y^* + (m/k)y^* \quad (8)$$

$$x^* = y^* + 3(m/k)y^* \quad (9)$$

$$F^* = 3m\ddot{y}^* \quad (10)$$

Nominal değerler bulunduktan sonra, yine (1)-(3) sayılı denklemlerden aşağıdaki sapma denklemleri elde edilir:

$$m\ddot{y}' + ky' = kz' \quad (11)$$

$$m\ddot{z}' + 2kz' = k(y' + x') - \delta_z \quad (12)$$

$$m\ddot{x}' + kx' = kz' + F' - \delta_x \quad (13)$$

Bu denklemlerde bozucu girdi olarak görünen δ_x ve δ_z terimleri şöyle belirlenir: Eğer nominal değerler (5)-(7) sayılı denklemlerle belirlenmişse, $\delta_z = \delta_x = 0$ olur. Eğer nominal değerler, (8)-(10) sayılı denklemlerle belirlenmişse, bu kez $\delta_z = m(m/k)(\partial_t^4 y^*)$ ve $\delta_x = 3\delta_z$ olur. Dikkat edilirse, yayların sertliği ne kadar fazlaysa, bu bozucular da o kadar küçük olur.

Sapmaları sıfırlamak amacıyla da düzeltici kontrol girdisi şöyle oluşturulur:

$$F' = -(k_y y' + c_y \dot{y}' + k_z z' + c_z \dot{z}' + k_x x' + c_x \dot{x}') \quad (14)$$

Buradaki altı kontrol kazancıyla, geribesleme döngüsü kapanan sistemin tüm kutupları istendiği gibi yerleştirilebilir. Örneğin, bu kazançlar, uygunca seçilen kutup parametreleri (ω_i, ζ_i ; $i = 1, 2, 3$) ile sistemin karakteristik polinomu

$$D_3(s) = m^3(s^6 + d_5 s^5 + d_4 s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0) \\ = m^3(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2)(s^2 + 2\zeta_3 \omega_3 s + \omega_3^2)$$

olacak biçimde belirlenebilir. Gerekli işlemlerden sonra, kontrol parametreleri şöyle elde edilir:

$$c_x = md_5 \quad (15)$$

$$k_x = md_4 - 4k \quad (16)$$

$$c_z = (m^2 d_3 / k) - 3c_x \quad (17)$$

$$k_z = (m^2 d_2 / k) - 3(k_x + k) \quad (18)$$

$$c_y = (m^3 d_1 / k^2) - (c_z + c_x) \quad (19)$$

$$k_y = (m^3 d_0 / k^2) - (k_z + k_x) \quad (20)$$

Şekil 2'deki simülasyon sonucunun da gösterdiği gibi, sistemin tam modeline göre tasarlanan bu kontrolcünün performansı da doğal olarak tam istendiği gibidir.

3.2. Bir Serbestlik Dereceli Modele Göre Tasarım (K-1)

Bu modele göre yayların sonsuz sertlikte oldukları, dolayısıyla sistemin de kütlesi $3m$ olan tek bir rijit çubuk gibi davranacağı varsayılır. Böylece, $y = z = x$ olacağı için, bu basit sistem, aşağıdaki üç denklemden biriyle temsil edilebilir:

$$3m\ddot{y} = F, \quad 3m\ddot{z} = F, \quad 3m\ddot{x} = F \quad (21)$$

Bu denklemlere dayanarak basitleştirilmiş sistem açısından hiç farketmeyen ancak gerçek sisteme uygulandığında çok çarpıcı bir biçimde farkedilen üç tip kontrolcü tasarlanabilir:

- (1) Sağdan ölçümlü (y ölçümlü) kontrolcü.
- (2) Ortadan ölçümlü (z ölçümlü) kontrolcü.
- (3) Soldan ölçümlü (x ölçümlü) kontrolcü.

Basitleştirilmiş modele göre $x^* \equiv z^* \equiv y^*$ olduğundan bu kontrolcülerin her biri tarafından uygulanacak eyletim kuvveti sırasıyla şöyle oluşturulur:

$$F = 3m[\ddot{y}^* + 2\zeta\omega_n(\dot{y}^* - \dot{y}) + \omega_n^2(y^* - y)] \quad (22)$$

$$F = 3m[\ddot{y}^* + 2\zeta\omega_n(\dot{y}^* - \dot{z}) + \omega_n^2(y^* - z)] \quad (23)$$

$$F = 3m[\ddot{y}^* + 2\zeta\omega_n(\dot{y}^* - \dot{x}) + \omega_n^2(y^* - x)] \quad (24)$$

Burada, ω_n ve ζ uygunca seçilen kutup parametreleridir. Bunlara bağlı olarak oluşan kontrol kazançları ise şunlardır:

$$k_y = k_z = k_x = 3\omega_n^2 m \quad (25)$$

$$c_y = c_z = c_x = 6\zeta\omega_n m \quad (26)$$

Dikkat edilirse, her üç kontrolcü için de basitleştirilmiş sistemin konum hatası ($\varepsilon = y^* - y = y^* - z = y^* - x$) aşağıdaki denklem uyarınca asimptotik olarak sifıra gider:

$$\ddot{\varepsilon} + 2\zeta\omega_n\dot{\varepsilon} + \omega_n^2\varepsilon = 0 \quad (27)$$

Bu kontrolcülerin gerçek sistem üzerindeki etkileri ise aşağıda açıklandığı gibi olur.

3.2.1. Sağdan Ölçümlü Kontrolcünün Etkisi

Sağdan ölçümlü kontrolcü kullanılırsa, $F' = -(k_y y' + c_y \dot{y}')$ olur ve (11)-(13) sayılı denklemlerden gerçek sistemin karakteristik polinomu şöyle elde edilir:

$$D_3(s) = m^3 s^6 + 4m^2 k s^4 + 3mk^2 s^2 + k^2 c_y s + k^2 k_y \quad (28)$$

Görüldüğü gibi, $D_3(s)$ 'nin d_3 ve d_5 katsayıları bulunmamaktadır. Dolayısıyla, sağdan ölçümlü kontrolcü, parametreleri ne olursa olsun gerçek sistemi kararsız hale getirir.

3.2.2. Ortadan Ölçümlü Kontrolcünün Etkisi

Ortadan ölçümlü kontrolcü kullanılırsa, $F' = -(k_z z' + c_z \dot{z}')$ olur ve yine (11)-(13) sayılı denklemlerden gerçek sistemin karakteristik polinomu bu kez şöyle elde edilir:

$$D_3(s) = m^3 s^6 + 4m^2 k s^4 + mkc_z s^3 + mk(k_z + 3k)s^2 + k^2 c_z s + k^2 k_z \quad (29)$$

Görüldüğü gibi, $D_3(s)$ 'nin yine bir katsayısı (d_5) eksiktir. Dolayısıyla, bu kontrolcü de parametreleri ne olursa olsun gerçek sistemi kararsız hale getirir.

3.2.3. Soldan Ölçümlü Kontrolcünün Etkisi

Soldan ölçümlü kontrolcü kullanılırsa, $F' = -k_x x' - c_x \dot{x}'$ olur. Ancak, öncekilerden farklı olarak bu kontrolcü ile gerçek sistemin karakteristik polinomu tüm katsayılarına sahip olarak şu şekli alır:

$$D_3(s) = m^3 s^6 + m^2 c_x s^5 + m^2 (k_x + 4k) s^4 + 3mkc_x s^3 + 3mk(k_x + k) s^2 + k^2 c_x s + k^2 k_x \quad (30)$$

Her ne kadar $D_3(s)$ yine yalnızca iki kontrol parametresi (ω_n ve ζ) içerirse de, sağdan ve ortadan ölçümlülerin aksine, soldan ölçümlü bu kontrolcü, $\omega_n > 0$ ve $\zeta > 0$ ne olursa olsun, gerçek sistemi kararlı tutar. Bununla birlikte, ω_n büyüdükçe sistem kararsızlık sınıra yaklaşır ve ortaya sönümsüz salınımlar çıkar. Öte yandan, ω_n çok küçülünce de kontrolcünün etkinliği kalmamaya başlar. Fakat, ω_n için seçilen uygun bir ara değerle oldukça tatmin edici bir performans elde edilebilir.

Soldan ölçümlü kontrolcünün bu yönü, Routh kriteri kullanılarak gösterilebilir. Bu amaçla, $H_3(s) = D_3(s)/m^3$ polinomunun katsayıları, ζ ve ω_n ile birlikte $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ kullanılarak daha uygun bir biçimde şöyle ifade edilebilir:

$$h_0 = 3\omega_0^4\omega_n^2, h_1 = 6\zeta\omega_0^4\omega_n, h_2 = 3\omega_0^2(3\omega_n^2 + \omega_0^2),$$

$$h_3 = 18\zeta\omega_0^2\omega_n, h_4 = 3\omega_n^2 + 4\omega_0^2, h_5 = 6\zeta\omega_n.$$

Bu katsayılarla oluşturulan Routh çizelgesinin ilk dikey sırasındaki elemanlar ise şöyle elde edilir:

$$r_6 = 1, r_5 = 6\zeta\omega_n, r_4 = 3\omega_n^2 + \omega_0^2,$$

$$r_3 = 6\zeta\omega_0^4\omega_n / (3\omega_n^2 + \omega_0^2), r_2 = \omega_0^2(6\omega_n^2 + \omega_0^2),$$

$$r_1 = 6\zeta\omega_0^6\omega_n / (6\omega_n^2 + \omega_0^2), r_0 = 3\omega_0^4\omega_n^2.$$

Görüldüğü gibi, $\omega_n > 0$ ve $\zeta > 0$ için, bu elemanların tümü pozitifdir. Dolayısıyla sistem hep kararlı kalır. Ancak, yine görüldüğü gibi, ω_n büyüdükçe r_1 ve r_3 sıfıra yaklaşır. Böylece, sistem de kararsızlık sınırına yaklaşır. Buna göre, bu elemanların olabildiğince büyük tutulmaları arzu edilir. Kolayca gösterilebilir ki, bu elemanları ζ parametresinden bağımsız olarak en büyük yapan ω_n değerleri şunlardır:

$$\omega_n / \omega_0 = 1/\sqrt{6} = 0.408 \quad (r_1 \rightarrow r_{1\max}) \quad (31)$$

$$\omega_n / \omega_0 = 1/\sqrt{3} = 0.577 \quad (r_3 \rightarrow r_{3\max}) \quad (32)$$

Dolayısıyla, ω_n için birinci yapısal doğal frekansın yarısı dolaylarında bir değer seçilebilir. Ancak, yukarıdaki Routh kriterine dayalı analiz, kutupların sanal kısımları hakkında fikir vermez. Bu nedenle, eğer $\omega_n \approx 0.5\omega_0$ değerinin yol açtığı aşım ve salınımlar fazla görülürse, çıkış hızından ve yerleşme zamanından biraz fedakarlık edilerek $\omega_n \approx 0.3\omega_0$ gibi bir değer de seçilebilir. Bu durum, yapılan simülasyonlar sonucunda elde edilen şekillerle de (Şekil 3, 4, 5) gösterilmiştir. Görüldüğü gibi, $\omega_n = 0.3\omega_0$ değeriyle hiç de kötü sayılmayacak bir performans elde edilebilmiştir.

3.3. İki Serbestlik Dereceli Modele Göre Tasarım (K-2)

Bir serbestlik dereceli modelin fazla eksik olduğu düşünülerek daha iyi bir kontrolcü tasarlayabilmek niyetiyle, fakat fazla karmaşıklığa da yol açmamak üzere, iki serbestlik dereceli bir model benimsenebilir. Bu model, sistemin esneklik özelliğinin yalnızca birinci titreşim kipiyle sınırlı kaldığı varsayımıyla elde edilebilir. Bu varsayımına göre,

$$z = (x + y) / 2 \quad (33)$$

olduğu için sistemin kinetik ve potansiyel enerjileri aşağıdaki biçimlerde ifade edilir:

$$K = (m/8)(5\dot{x}^2 + 5\dot{y}^2 + 2\dot{x}\dot{y}) \quad (34)$$

$$U = (k/4)(y - x)^2 \quad (35)$$

F kuvvetinin yaptığı sanal iş ise, $\delta W = F\delta x$ şeklindedir. Buradan yola çıkılarak sistemin hareket denklemleri, Lagrange denklemleri aracılığıyla, şöyle elde edilir:

$$5m\ddot{x} + m\dot{y} = 2k(y - x) + 4F \quad (36)$$

$$5m\dot{y} + m\ddot{x} = 2k(x - y) \quad (37)$$

Bu denklemler, ivmeler için ayrıştırılarak şöyle de yazılabilir:

$$6m\ddot{x} = 3k(y - x) + 5F \quad (38)$$

$$6m\dot{y} = 3k(x - y) - F \quad (39)$$

Kontrol için önce nominal değerler, belirtilen $y^*(t)$ için "sanal denge" kavramına göre $\ddot{x}^* = \dot{y}^*$ alınarak aşağıdaki gibi bulunur:

$$x^* = y^* + 3(m/k)\dot{y}^* \quad (40)$$

$$F^* = 3m\dot{y}^* \quad (41)$$

Bu nominal değerlere göre sapma denklemleri şu şekilde oluşur:

$$6m\ddot{x}' = 3k(y' - x') + 5F' - \delta_x \quad (42)$$

$$6m\dot{y}' = 3k(x' - y') - F' \quad (43)$$

Buradaki bozucu girdi ise şudur:

$$\delta_x = 18m(m/k)(\partial_t^4 y^*) \quad (44)$$

Sapmaları sıfırlamak amacıyla, F' şöyle oluşturulur:

$$F' = -(k_y y' + c_y \dot{y}' + k_x x' + c_x \dot{x}') \quad (45)$$

Bunun sonucunda, iki serbestlik derecesiyle modellenmiş sistemin karakteristik polinomu, (42) ve (43) sayılı denklemlere göre şu şekilde elde edilir:

$$D_2(s) = 36m^2s^4 + 6m(5c_x - c_y)s^3 + 6m(5k_x - k_y + 6k)s^2 + 12k(c_x + c_y)s + 12k(k_x + k_y) \quad (46)$$

Bu polinomun katsayıları, uygun görülecek ω_i ve ζ_i ($i = 1, 2$) değerleriyle

$$D_2(s) = 36m^2(s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0) = 36m^2(s^2 + 2\zeta_1\omega_1s + \omega_1^2)(s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + \omega_2^2) \quad (47)$$

olacak biçimde seçilerek kontrol parametreleri şöyle belirlenir:

$$c_x = m[(md_1') / (2k) + d_3'] \quad (48)$$

$$k_x = m[(md_0') / (2k) + d_2'] - k \quad (49)$$

$$c_y = m[(5md_1') / (2k) - d_3'] \quad (50)$$

$$k_y = m[(5md_0') / (2k) - d_2'] + k \quad (51)$$

Bu parametrelerle gerçek sistemin karakteristik polinomu ise şu şekilde ortaya çıkar:

$$D_3(s) = m^3 s^6 + m^2 c_x s^5 + m^2 (k_x + 4k) s^4 + 3mk c_x s^3 + 3mk(k_x + k) s^2 + k^2 (c_x + c_y) s + k^2 (k_x + k_y) \quad (52)$$

Bu kontrolcü, iki serbestlik dereceli basitleştirilmiş sistem için kusursuz olmasına karşın, ω_1 ve ω_2 parametrelerinin değerlerine göre, gerçek sistemi ya kararlı ya da kararsız yapar. Kararlılık incelemesi yapmak üzere, kontrol parametreleri şöyle seçilebilir:

$$\zeta_1 = \zeta_2 = 0.8 \quad (53)$$

$$\omega_2 = \lambda \omega_{S1} = \lambda \omega_0 = \lambda \sqrt{k/m}, \quad 0 < \lambda < \lambda^* \quad (54)$$

$$\omega_1 = \eta \omega_2 = \eta \lambda \omega_0, \quad 0 < \eta < 1 \quad (55)$$

Böylece, kararlılık incelemesi λ ve η parametreleri aracılığıyla yapılabilir. Ancak, bu incelemeyi analitik olarak yapmak oldukça külfetlidir. Bu nedenle, bu çalışmada $\omega_0 = 100$ rad/s değeri kullanılarak kararlılık incelemesi sayısal olarak yapılmıştır. Bu incelemede, η ve λ parametrelerine çeşitli değerler verilerek sistem kutuplarının gerçek kısımları hesaplanmış ve her η için λ parametresinin kararsızlığı başlatan üst sınırı (λ^*) belirlenmiştir. Bunun yanısıra, kararlılık payını en büyük yapan λ^0 değeri de belirlenmiştir. Bu incelemenin sonuçları Çizelge 1'de gösterilmiştir. Bu çizelgeden de görüldüğü gibi, sistemin kararlılık sınırı sabit değildir ve kontrolçüye ait iki frekans parametresinin yakınlık oranına ($\eta = \omega_1 / \omega_2$) göre değişmektedir.

Ayrıca, inceleme sırasında görülmüştür ki, kararlılık payının λ^0 yakınlardaki λ değerlerine göre duyarlılığı çok az olmaktadır. Dolayısıyla, iyi bir performans için λ 'nın λ^0 değerine çok da yakın olması gerekmekte; λ^0 dolaylarında kutupların sanal kısımları da performans üzerinde etkin olmaktadır. Yapılan simülasyonlar, seçilen bir η için, en iyi performansın λ^0 ile λ^* arasındaki bir $\lambda^{\#}$ değeriyle gerçekleştiğini göstermiştir. Çizelge 1'de $\lambda^{\#}$ değerlerine de yer verilmiştir. Bu simülasyonlardan tipik olan üçünün sonuçları, $\eta = 0.8$ için Şekil 6, 7 ve 8'de gösterilmiştir.

Çizelge 1: K-2 Kontrolcüsünün Kararlılık Çizelgesi

η	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
λ^0	0.91 5	0.84 5	0.79 0	0.74 0	0.69 5	0.65 5	0.62 0	0.59 0
$\lambda^{\#}$	1.15 5	1.00 0	0.89 5	0.81 5	0.75 1	0.70 8	0.67 2	0.63 4
λ^*	1.27 6	1.17 7	1.09 4	1.02 3	0.96 1	0.90 7	0.85 8	0.81 6

4. Simülasyon Sonuçları

Önceki kısımda tasarımları ve özellikleri açıklanan kontrolcüler, parametrelerinin çeşitli değerleri için aşağıda $y^*(t)$ ile belirtilen hareketi izlemek üzere simülasyonlar aracılığı ile test edilmişlerdir.

$$y^*(t) = y_0 [1 + \sin(\omega_y t)] \quad (56)$$

Test süresi ve yukarıdaki fonksiyonun ayrıntıları şöyle seçilmiştir:

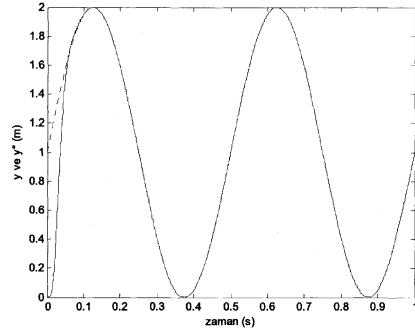
$$0 \leq t \leq t_f = 1 \text{ s}, \quad y_0 = 1 \text{ m}, \quad \omega_y = 4\pi / t_f \quad (57)$$

Simülasyonların tümünde sönüm parametresi olarak $\zeta = 0.8$ kullanılmıştır. Başlangıç anında sistemin sıfır konumunda ($y = z = x = 0$) ve hareketsiz durduğu kabul edilmiştir.

Tam modele göre tasarlanan K-3 kontrolcüsü kusursuz çalıştığı için bu kontrolçüye ait yalnızca bir sonuç gösterilmiştir.

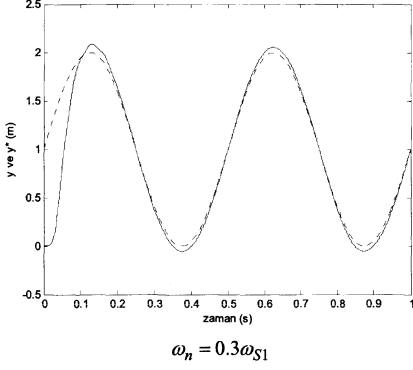
Bir ve iki serbestlik dereceli eksik modellere göre tasarlanan K-1 ve K-2 kontrolcülerini için ise parametrelerin etkilerini yansıtmak amacıyla üçer sonuç gösterilmiştir.

Simülasyon sonuçları, Şekil 2-8'de görülebilir.

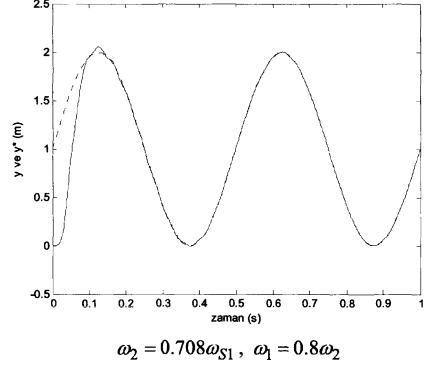


$$\omega_1 = \omega_{S1}, \quad \omega_2 = \omega_{S2}, \quad \omega_3 = (\omega_2 / \omega_1) \omega_{S2}$$

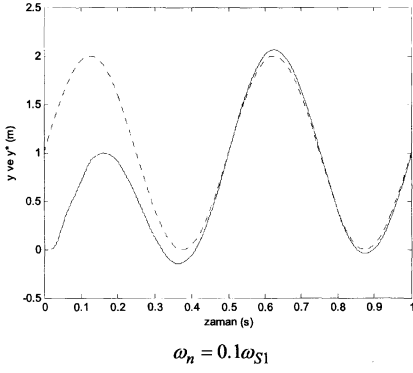
Şekil 2: K-3 kontrolcüsünün kusursuz performansı



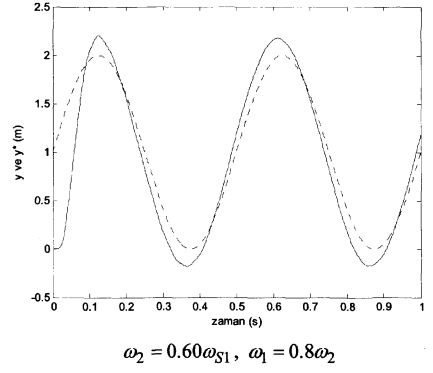
Şekil 3: K-1 kontrolcüsünün iyi bir performansı



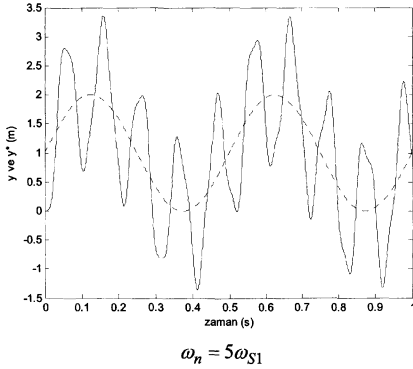
Şekil 6: K-2 kontrolcüsünün iyi bir performansı



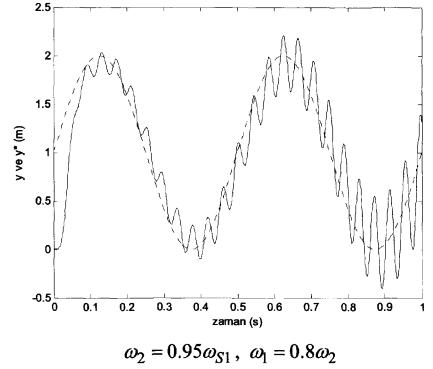
Şekil 4: K-1 kontrolcüsünün kötü bir performansı



Şekil 7: K-2 kontrolcüsünün kötü bir performansı



Şekil 5: K-1 kontrolcüsünün çok kötü bir performansı



Şekil 8: K-2 kontrolcüsünün kararsız bir performansı

5. Sonuç

Bu bildiride, dinamik bir sistemin eksik serbestlik dereceli basitleştirilmiş modellerine göre kontrol edildiğinde ortaya çıkabilecek sorunlar incelenmiştir. Bu inceleme göstermiştir ki, tasarlanan kontrolcü kullanılan basitleştirilmiş modele göre kusursuz olsa bile, gerçek sisteme uygulandığında iki türlü soruna yol açabil-mektedir.

Bu sorunlardan biri, kapalı çevrim frekans parametrelerinin seçiminde ortaya çıkabilmektedir. Öyle ki, bu parametrelerin yalnızca sistemin en küçük yapısal doğal frekansından daha küçük olması kararlılık için yetmemekte, bazı ek koşulların da sağlanması gerekmektedir. İşin zor tarafı şudur ki, eğer elde sistemin eksiksiz (tam serbestlik dereceli) modeli yoksa, bu ek koşullar ancak deneysel olarak saptanabilir.

Diğer bir sorun ise, geribesleme amacıyla ölçülecek konum ve hız değişkenlerinin sistem üzerindeki yerleri ile ilgilidir. Eğer bu değişkenlerin yerleri uygun seçilmezse, sistem kararsız hale gelebilmektedir. Bu yerlerin uygun seçimi ise, ya eksiksiz bir model oluşturulmasını ya da bir dizi deney yapılmasını gerektirir.

6. Kaynakça

- [1] H. Asada ve J. J. E. Slotine, *Robot Analysis and Control*, John Wiley & Sons, 1986.
- [2] M. W. Spong, S. Hutchinson ve M. Vidyasagar, *Robot Modelling and Control*, John Wiley & Sons, 2006.
- [3] P.A. Ioannou ve P. V. Kokotovic, "Error Bound for Model-Plant Mismatch in Identifiers and Adaptive Observers", *IEEE Trans. on Automatic Control*, AC-27, 1982.
- [4] C. E. Rohrs, L. Valavani ve M. Athans, G. Stein, "Robustness of Continuous-Time Adaptive Control Algorithms in the Presence of Unmodeled Dynamics", *IEEE Trans. on Automatic Control*, AC-30, 1985.
- [5] H. K. Khalil, "Stability Analysis of Nonlinear Multiparameter Singularly Perturbed Systems", *IEEE Trans. on Automatic Control*, AC-32, 1987.
- [6] Y. Zhang ve P. A. Ioannou, "Robustness of Nonlinear Control Systems with respect to Unmodeled Dynamics", *IEEE Trans. on Automatic Control*, AC-44, 1999.
- [7] P. D. Christofides, "Robust Output Feedback Control of Nonlinear Singularly Perturbed Systems", *Automatica*, 36, 2000.
- [8] M. Arcak, A. Teel, P. Kokotovic, "Robust Nonlinear Control of Feedforward Systems with Unmodeled Dynamics", *Automatica*, 37, 2001.

- [9] H. K. Khalil, "A Note on the Robustness of High-Gain Observer-Based Controllers to Unmodeled Actuator and Sensor Dynamics", *Automatica*, 41, 2005.
- [10] J. J. Fuchs, "ARMA Order Estimation via Matrix Perturbation Theory", *IEEE Trans. on Automatic Control*, AC-32, 1987.
- [11] A. Hall, "Order Identification of ARMA Models based on Instrumental Variable Estimators", *IEEE Trans. on Automatic Control*, AC-36, 1991.
- [12] S. K. Dwivedy ve P. Eberhard, "Dynamic Analysis of Flexible Manipulators, A Literature Review", *Mechanism and Machine Theory*, 41, 2006.
- [13] S. Kılıçaslan, S. K. İder ve M. K. Özgören, "Trajectory Tracking Control of Flexible Manipulators Considering Modeling Discrepancy", Proc. of the ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Orlando, Florida, U.S.A, 2005.
- [14] S. Kılıçaslan, M. K. Özgören ve S. K. İder, "Control of Constrained Flexible Manipulators", Proc. of the ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Orlando, Florida, U.S.A, 2005.

Dinamik, Bütünleşik Kardiyovasküler ve Solunum Sistemleri Modeli

Neval Yılmaz¹, B. Murat Eyüboğlu²

^{1,2}Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

¹nyilmaz@mgeo.aselsan.com.tr

²bme.eee.metu.edu.tr

Özetçe

Bu bildiriye kardiyovasküler ve solunum sistemleri için oluşturulan bütünleşik bir dinamik model tanıtılmaktadır. Literatürde var olan kardiyovasküler ve solunum modelleri incelenmiş ve bu modeller birleştirilerek hava yolları dinamiği, gaz alışverişi ve kardiyopulmoner sistem değişkenlerini hesaplayan bir tümleşik model geliştirilmiştir. Sabit ergometrik yük altında, dinlenme durumundan egzersiz durumuna geçişin simülasyonu yapılmıştır. Elde edilen verilerin, sağlıklı insanlara bisiklet egzersiz testi uygulanarak toplanan laboratuvar verileri ile karşılaştırılması planlanmaktadır.

1. Giriş

Biyomedikal sistemlerde modelleme çalışmalarının başlangıcı çok eski tarihlere kadar gitmektedir. Dolayısıyla bu alanda pek çok kardiyovasküler ve solunum sistemi modeline rastlamak mümkündür. İlk önceleri sistemlerin ufak parçaları ayrı ayrı modellenmiş; zaman içinde birden fazla sistemi kapsayan entegre modeller önem kazanmıştır. Burada kalp ve solunum sistemlerinin bir arada modellenmesine çalışılmıştır. Yazarların bildiği kadarıyla oluşturulan model; hava yolları mekaniği, gaz alışverişi ve kardiyopulmoner sistemin bir arada modellenerek egzersiz durumu için uyarlandığı ilk modeldir.

Bu çalışmada, Athanasiades'in hava yolları dinamik modeli [1], Liu *et al.*'da oluşturulmuş gaz alışverişi modeli [2] aracılığıyla, Timischl tarafından geliştirilen kardiyopulmoner modele [3] eklenmiş ve yeni bir bütünleşik model geliştirilmiştir.

Tümleşik model, sistemik/pulmoner dolaşımını, sol/sağ karıncıkları, doku/akciğer bölmelerini, havayolu/akciğer mekaniklerini ve alveoller ile küncal damarlar arasındaki gaz alışverişini içermektedir. Havayolu direnci üst, orta ve küçük havayolları için olmak üzere üçe bölünmüştür. Çökebilir (collapsible) havayolları ve akciğer dokusu dinamikleri viskoelastik (viscoelastic) bir eleman ile modellenmiştir. Statik göğüs kafesi kompliansı (compliance) modele dahildir.

Model, Frank-Starling yasası [4], Bowditch etkisi [5] ve beyin kan dolaşımını da içermektedir.

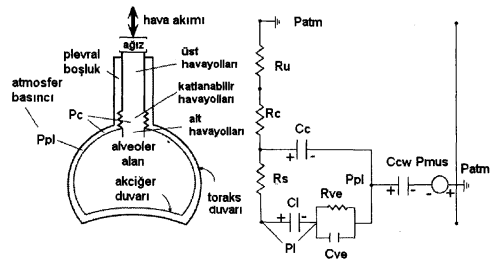
Ortalama atardamar kan basıncı ve kan gazı yoğunluklarının, merkezi sinir sistemi tarafından kalp atım hızı ve solunum hızı ile kontrol edildiği varsayılmıştır. Kardiyovasküler sistem ve solunumun kontrolü, ikinci dereceden bir değer fonksiyonunu minimum değerine getiren bir doğrusal geri besleme ile modellenmiştir.

2. Bütünleşik Modelin Yapısı

Bu kısımda önce bütünleşik modeli oluşturan parçalar açıklanmıştır. İkinci olarak egzersiz durumuna uyarlanan bütünleşik model tanıtılmıştır.

2.1. Hava Yolları Dinamiği

Havayolları dinamiği modeli olarak Athanasiades'in [1] doğrusal olmayan solunum mekaniği modeli kullanılmıştır. Havayolları direnci üst, katlanabilir (collapsible) ve alt solunum yolları direnci olmak üzere üçe bölünmüştür. Modelde katlanabilir havayolları, akciğer dinamiklerini açıklamak için eklenmiş viskoelastik bir eleman ve static göğüs kafesi kompliansı bulunmaktadır. Şekil-1'de modelin pnömomatik (pneumatic) eşlenik devresi görülmektedir.



Şekil 1: Solunum yolları pnömomatik analog modeli [1].

Şekil 1'de diyafram ve toraks seri bağlı statik komplians ve basınç kaynağı olarak modellenmiştir. Mekanik modeli süren

basınç kaynağı, P_{mus} solunum kaslarına bağlı olarak diyaframda oluşan elastik kuvvetleri modellemektedir.

C_{cw} kompliansı göğüs kafesinin solunum sırasındaki dinamik rolünü göstermek için eklenmiştir. Bu kompliansta depolanan hava hacmi göğüs kafesi hacmine eşittir ve V_{cw} ile gösterilmiştir. Kompliansın üzerindeki basınç göğüs kafesi elastik geri çekimi P_{cw} dir.

Şekil 1'den de kolaylıkla görülebileceği gibi plevral basınç göğüs kafesi basıncı ve basınç kaynağı arasındaki farka eşittir:

$$P_{pl} = P_{cw} - P_{mus} \quad (1)$$

Athanasiasides'te [1] P_{mus} sinüzoidal olarak modellenmiştir:

$$P_{mus} = A_{mus} \cdot \sin(2\pi f t) + A_{mus} \quad (2)$$

P_{cw} normal solunum anında doğrusal, az ve çok hava hacimleri içinse doyuma ulaşmış sigmoid eğrisi ile modellenmiştir.

$$P_{cw} = A_{cw} - B_{cw} \cdot \ln\left(\frac{TLC - RV}{V_{cw} - RV} - 0.999\right) \quad (3)$$

A_{cw} ve B_{cw} , sigmoidin doğrusal bölgesinde yani normal solunum esnasında C_{cw} , 0,2 lt/cmH₂O olacak şekilde seçilmiş sabitlerdir.

TLC her bir denek için ölçülmüş olan toplam akciğer kapasitesine RV ise rezidüel (residual) hacme eşittir.

Akciğerlerdeki viskoelastik yapının hesaplara katılması için C_{ve} doğrusal kompliansı, ve R_{ve} direnci ile seri, doğrusal olmayan C_1 kompliansı modele eklenmiştir. Viskoelastik yapının basıncı P_{VE} , matematiksel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{VE} = R_{ve} \left(\dot{V}_A - \dot{V}_{VE} \right) = \frac{1}{C_{ve}} \cdot V_{VE} \quad (4)$$

Bu formülde V_A , C_1 kompliansının; V_{VE} ise C_{ve} kompliansının hava hacmidir. R_{ve} ve C_{ve} deneysel akım ve hacim ölçümleri ve hesaplanan değerler örtüşecek şekilde seçilmiştir.

P_1 , statik C_1 kompliansının üzerindeki basınçtır. P_1 aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_1 = A_1 \cdot e^{K_1 \cdot V_A} + B_1 \quad (5)$$

P_1 , Liu'da [2] açıklanan P-V karakteristiklerine uyacak şekilde modellenmiştir. A_1 , K_1 ve B_1 bu amaçla seçilmiş sabitlerdir.

Newton'un ilk kanunu Şekil 1'deki pnömatik devreye uygulanarak alveoler basınç P_A ve katlanabilir solunum yolları basıncı P_C için aşağıdaki ilişkiler çıkarılabilir:

$$P_A = P_{pl} + P_I + P_{ve} \quad (6)$$

$$P_C = P_c + P_{pl}$$

Burada P_c , katlanabilir havayolları elastik geri çekimidir ve [1]'de aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$P_c = A_c + B_c \left(\frac{V_c}{V_{Cmax}} - 0.7 \right)^2, \quad \frac{V_c}{V_{Cmax}} \leq 0.5 \quad (7)$$

$$P_c = 5.6 - B_c \ln \left(\frac{V_c}{V_{Cmax}} - 0.999 \right)^2, \quad \frac{V_c}{V_{Cmax}} \geq 0.5$$

Havayollarındaki akımlar; P_A , P_C , P_D ve atmosfer basıncı P_{atm} kullanılarak ve pnömatik devrenin düğümlerinde süreklilik denklemleri (continuity equations) uygulanarak bulunabilir:

$$\dot{Q}_{CA} = \frac{P_C - P_A}{R_{sm}}$$

$$\dot{Q}_{DC} = \frac{P_D - P_C}{R_c} \quad (8)$$

$$\dot{Q}_{ED} = \dot{Q}_{DC}$$

Burada R_{sm} ve R_c alt ve çökebilir solunum yolları dirençleridir.

Alt havayolları direnci hacim ile doğrusal olmayan bir davranış gösterecek şekilde aşağıdaki gibi modellenmiştir:

$$R_{sm} = A_s \cdot e^{K_s \cdot (V_A - RV) / (V' - RV)} + B_s \quad (9)$$

Bu denklem şu şekilde yorumlanabilir: Akciğerler genişlediğinde V_A artar; bu sayede açılan küçük hava yollarında hava rahatlıkla dolaşır. Yani hava yolu direnci düşer.

Katlanabilir hava yolları direnci R_c ve üst hava yolları direnci R_u Liu'dan [2] alınmıştır. K_1 , K_2 , K_3 sabit değerlerdir; V_C katlanabilir hava yolu hacmi ve V_{Cmax} 'ta buradaki maksimum hacimdir.

$$R_c = K_3 \left(\frac{V_{Cmax}}{V_C} \right) \quad (10)$$

$$R_u = K_1 + K_2 \left| \dot{V}_{cw} \right| \quad (11)$$

Hacimlerin zamanla değişimleri de P_C ve P_A düğümlerinde düğüm denklemleri yazılarak hava yolu akımları cinsinden bulunabilir:

$$\dot{V}_C = \dot{Q}_{DC} - \dot{Q}_{CA} \quad (12)$$

$$\dot{V}_A = \dot{Q}_{CA} - \Phi_{tot}$$

Yukarıdaki denklemde geçen Φ_{tot} , solunum membranındaki toplam gaz akısının zamanla değişimine eşittir.

2.2. Gaz Alışverişi

Hava ve kan arasındaki gaz alışverişi alveoler-kılcal damar membranında gerçekleşir. Bütünlük modelde kullanılan gaz alışverişi modeli Liu'dan [2] modifiye edilmiştir. Asıl modeldeki kılcal damar segmentasyonu ihmal edilmiş; kılcal damar ağı, tek bir kılcal damar olarak modellenmiştir. Pulmoner kılcal damar hacmi, maksimum pulmoner kılcal damar hacmine eşit kabul edilmiştir.

Gaz alışverişi (species conservation law gereği) soluk alma ve verme için aşağıdaki şekilde yazılmıştır:

Soluk Alma:

$$\begin{aligned} \frac{dP_{D_i}}{dt} &= \frac{1}{V_D} \left(\dot{Q}_{ED} P_{atm,i} - \dot{Q}_{DC} P_{D_i} \right) \\ \frac{dP_{C_i}}{dt} &= \frac{1}{V_C} \left(\dot{Q}_{DC} P_{D_i} - \dot{Q}_{CA} P_{C_i} - P_{C_i} \frac{dV_C}{dt} \right) \\ \frac{dP_{A_i}}{dt} &= \frac{1}{V_A} \left\{ \dot{Q}_{CA} P_{C_i} - P_{A_i} \frac{dV_A}{dt} - D_{L_i} (P_{A_i} - P_{B_i}) \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

Soluk Verme:

$$\begin{aligned} \frac{dP_{D_i}}{dt} &= \frac{1}{V_D} \left(\dot{Q}_{ED} P_{D_i} - \dot{Q}_{DC} P_{C_i} \right) \\ \frac{dP_{C_i}}{dt} &= \frac{1}{V_C} \left(\dot{Q}_{DC} P_{C_i} - \dot{Q}_{CA} P_{A_i} - P_{C_i} \frac{dV_C}{dt} \right) \\ \frac{dP_{A_i}}{dt} &= \frac{1}{V_A} \left\{ \dot{Q}_{CA} P_{A_i} - P_{A_i} \frac{dV_A}{dt} - D_{L_i} (P_{A_i} - P_{B_i}) \right\} \end{aligned} \quad (14)$$

P_{D_i} , P_{C_i} , P_{A_i} ölü boşluk, katlanabilir hava yolları ve alveoler kısmı gaz basınçlarını gaz türü "i" cinsinden belirtir ("i", CO₂ ya da O₂ gaz türünü belirtmektedir. N₂ gazı ihmal edilmiştir.) $P_{atm,i}$ atmosferdeki gaz türü "i" için kısmi gaz basıncını gösterir. P_{B_i} kılcaldamar kısmi kan gazı basıncını göstermektedir.

D_{L_i} "i" türü için alveolar-kılcaldamar membranındaki difüzyon kapasitesini belirtmektedir. Difüzyon kapasitesi ml STPD.min⁻¹.mmHg⁻¹ cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$D_{L_{O_2}} = (23.86 + 0.5119P_{O_2} - 0.007983P_{O_2}^2 + 2.306 \times 10^{-5}P_{O_2}^3) \quad (15)$$

$$D_{L_{CO_2}} = 400.0$$

Alveoler-kılcal damar membranındaki toplam gaz akısı değişim oranı aşağıdaki gibi hesaplanır:

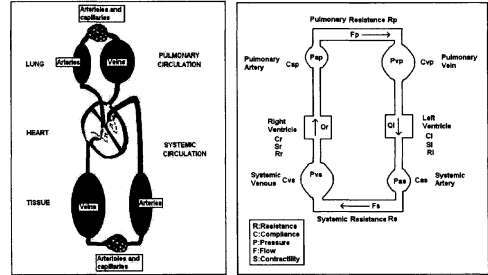
$$\Phi_{tot} = \sum_{i=1}^3 D_{L_i} [P_{A_i} - P_{B_i}] \quad (16)$$

2.3. Kardiyopulmoner Model

Timischl'de [3] oluşturulan ve egzersiz durumu için doğrulanan kardiyopulmoner model yukarıda anlatılan hava yolları mekaniği ve gaz alışverişi modelleri ile birleştirilmiştir. Kardiyopulmoner model, bir kalp modeli ve alveollerden başlayarak akciğerleri modelleyen bir solunum modelinden oluşmaktadır. Bu iki model sistemik ve akciğer dolaşımını ile birbirlerine bağlanmaktadır. Modelin hidrolik eşlenik devresi ve fizyolojik karşılığı şekilde görülmektedir.

2.3.1. Kardiyovasküler Model

Kardiyovasküler model Grodins'in [7],[8] dört bölmeli kalp modelinden yola çıkılarak oluşturulmuştur (Şekil 2).



Şekil 2: Kardiyovasküler model hidrolik devresi, [6][3]

Yukarıdaki şekilde elektrik analog ve hidrolik devreler arasında aşağıdaki gibi bir benzerlik kurulabileceği görülmektedir:

Tablo 1: Elektriksel ve hidrolik elemanların karşılaştırılması

Volume \Leftrightarrow Charge	V \Leftrightarrow Q
Pressure \Leftrightarrow Voltage	P \Leftrightarrow V
Compliance \Leftrightarrow Capacitance	C \Leftrightarrow C

P_{as} düğümünde süreklilik denklemleri yazılırsa:

$$\dot{V}_{as}(t) = Q_1(t) - F_s(t) \quad (17)$$

olduğu görülecektir. Burada Q_1 , sol kardiyak atımdır; bir diğer değişle sol kalp tarafından her birim periyotta pompalanan kan miktarıdır.

Bu denklem aşağıdaki ilişki ile birleştirilirse kan basıncı için kardik atımı ve kan akımları cinsinden yazılabilir:

Tablo 2: Kapasitans denklemi ve hidrolik eşleniği

$$Q = CV \Leftrightarrow V = CP$$

yük = kapasitans.gerilim \Leftrightarrow hacim = komplians.gerilim

$$C_{as} \cdot \dot{P}_{as}(t) = Q_i(t) - F_s(t) \quad (18)$$

Dört bölme içinde yukarıdaki eşitlikler tekrarlanırsa:

$$C_{ap} \cdot \dot{P}_{ap}(t) = Q_r(t) - F_p(t)$$

$$C_{vs} \cdot \dot{P}_{vs}(t) = F_s(t) - Q_r(t) \quad (19)$$

$$C_{vp} \cdot \dot{P}_{vp}(t) = F_p(t) - Q_i(t)$$

$P_{as}, P_{ap}, P_{vp}, P_{vs}$ sistemik atadamar, pulmoner atadamar, pulmoner toplardamar, sistemik toplardamar basınçlarını temsil etmektedirler.

Toplam kan miktarının dört bölmeye dağılmış olduğu varsayılırsa pulmoner arteryel basınç aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$V_o = V_{as} + V_{vs} + V_{vp} + V_{ap} \quad (20)$$

$$P_{ap}(t) = \frac{1}{C_{op}} (V_o - C_{as} P_{as}(t) - C_{vs} P_{vs}(t) - C_{vp} P_{vp}(t)) \quad (21)$$

Pulmoner ve sistemik akımlar içinde benzer denklemler aşağıdaki ilişkiyi kullanarak yazılabilir:

$$i = \frac{\Delta V}{R} \Leftrightarrow akım = \frac{\text{Gerilim_farka}}{\text{doku_direnci}} \quad (22)$$

$$F_s(t) = \frac{P_{as}(t) - P_{vs}(t)}{R_s} \quad (23)$$

$$F_p(t) = \frac{P_{ap}(t) - P_{vp}(t)}{R_p}$$

Burada R_p ve R_s pulmoner ve sistemik doku dirençleridir.

Kardiyak atımı durgun durumda, bir kalp atımı periyodunda pompalanan ortalama kan akımına eşittir. Bu durum, kalp hızı ve strok hacim cinsinden ifade edilebilir. Strok hacim her kalp atımında pompalanan kan miktarıdır. Sol ve sağ kardiyak atımları için H_s , kalp hızı ve $V_{str,s}$ sağ ve sol strok atımları cinsinden aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$Q_l = HV_{str,l} \quad (24)$$

$$Q_r = HV_{str,r} \quad (25)$$

Timisch'de [3] verilen strok hacimleri kullanılarak kardiyak atımları aşağıdaki hale dönüştürülür:

$$Q_l(t) = H \frac{c_r P_{vs}(t) f(S_r(t), P_{ap}(t)) (1 - e^{-\frac{t}{R_{c_i}}})}{P_{ap}(t) (1 - e^{-\frac{t}{R_{c_i}}}) + f(S_r(t), P_{ap}(t)) e^{-\frac{t}{R_{c_i}}}} \quad (26)$$

$$Q_r(t) = H \frac{c_r P_{vp}(t) f(S_r(t), P_{as}(t)) (1 - e^{-\frac{t}{R_{c_i}}})}{P_{as}(t) (1 - e^{-\frac{t}{R_{c_i}}}) + f(S_r(t), P_{as}(t)) e^{-\frac{t}{R_{c_i}}}} \quad (27)$$

Son olarak kalp kontraktiliteleri kalp hızını ikinci dereceden bir gecikme ile izleyen ve deneysel sonuçlarla uyumlu aşağıdaki denklemle ifade edilebilir.

$$\ddot{S}(t) + \gamma \dot{S}(t) + \alpha S(t) = \beta H \quad (28)$$

2.3.2. Pulmoner Model

Timischl'deki [3] pulmoner model Khoo'nun [9], iki bölmeli solunum modelinden oluşturulmuştur.

Ana denklemler CO₂ ve O₂ kütlelerin korunumu kanunlarının yazılması ile oluşturulmuştur. Örneğin, aşağıdaki denklemde akciğerlerdeki toplam gaz değişiminin soluk ile dışarı atılan ve kandan akciğerlere geçen gazların toplamına eşit olduğu anlatılmaktadır.

$$V_{A_{O_2}} \dot{P}_{A_{O_2}}(t) = 863 F_p(t) (C_{v_{O_2}}(t) - C_{a_{O_2}}(t)) + \dot{V}_{A_v} (P_{i_{O_2}} - P_{A_{O_2}}(t)) \quad (29)$$

$$V_{A_{CO_2}} \dot{P}_{A_{CO_2}}(t) = 863 F_p(t) (C_{v_{CO_2}}(t) - C_{a_{CO_2}}(t)) + \dot{V}_{A_v} (P_{i_{CO_2}} - P_{A_{CO_2}}(t))$$

Bu denklemlerde $V_{A_{O_2}}$ efektif O₂ depolama hacmini, $V_{A_{CO_2}}$ efektif CO₂ depolama hacmini göstermektedir. $P_{A_{O_2}}$ ve $P_{A_{CO_2}}$ alveoler O₂ and CO₂ kısmi gaz basınçlarını göstermektedir. $P_{i_{O_2}}$ and $P_{i_{CO_2}}$ solunan havadaki O₂ and CO₂ kısmi gaz basınçlarıdır ve sabit kabul edilmişlerdir. \dot{V}_{A_v} alveolar solunumunu, F_p akciğer dolaşımını göstermektedir.

$$V_{i_{O_2}} \dot{C}_{v_{O_2}}(t) = -MR_{O_2} + F_s(t) (C_{a_{O_2}}(t) - C_{v_{O_2}}(t)) \quad (30)$$

$$V_{i_{CO_2}} \dot{C}_{v_{CO_2}}(t) = MR_{CO_2} + F_s(t) (C_{a_{CO_2}}(t) - C_{v_{CO_2}}(t))$$

F_s sistemik kan dolaşımını göstermektedir. Dokular ve kalp arasındaki bağlantıyı sağlamaktadır.

Bu denklemde $V_{i_{O_2}}$ dokulardaki efektif O₂ depolama hacmini ve $V_{i_{CO_2}}$ dokulardaki efektif CO₂ depolama hacmini

göstermektedir. MR_{O_2} oksijen harcanma hızı, MR_{CO_2} ise CO_2 üretim hızını göstermektedir.

$$V_{R_{CO_2}} \dot{C}_{R_{CO_2}}(t) = MR_{R_{CO_2}} + F_B(t)(C_{a_{CO_2}}(t) - C_{v_{CO_2}}(t)) \quad (31)$$

Benzer notasyon bu denklem içinde kullanılmıştır.

Beyindeki kan akımı arteryel basınçla doğrusal olarak şekilde modellenmiştir.

$$F_B(t) = F_{B_0}(1 + 0.03(P_{a_{CO_2}}(t) - 40)) \quad (32)$$

F_{B_0} , $P_{a_{CO_2}} = 40$ mmHg koşulları altındaki normal beyin kan akımıdır.

Gaz konsantrasyonları ayrıştırma (dissociation) denklemleri ile kısmi gaz basınçlarına ilişkilendirilmiştir.

Oxygen ayrıştırma eğrisi S şekilli olarak modellenmiştir ve aşağıdaki ilişki ile gösterilmektedir:

$$C_{O_2}(t) = K_1(1 - e^{-K_2 P_{O_2}(t)})^2 \quad (33)$$

P_{CO_2} nin alabileceği değerler oldukça kısıtlı olduğundan CO_2 konsantrasyonu P_{CO_2} ile doğrusal olarak düşünülmüştür:

$$C_{CO_2}(t) = K_{CO_2} P_{CO_2}(t) + k_{CO_2} \quad (34)$$

2.4. Egzersiz Durumuna Uyarlanan Bütünleşik Model

Kardiyopulmoner kısma ait denklemler, denklem 35'te gösterildiği şekilde yeniden düzenlenerek doğrusal geri besleme ile çözülmüştür.

$$\dot{x}(t) = f(x(t); W) + Bu(t) \quad (35)$$

$$x = (P_a, P_{a_{O_2}}, P_{a_{CO_2}}, P_{v_{O_2}}, P_{v_{CO_2}}, P_{v_{O_2}}, P_{v_{CO_2}}, S_I, S_I, \sigma_I, \sigma_I, H, VA)^T$$

$$u = (H, VA)^T$$

"u" kontrol vektörünü "x" kardiyopulmoner model değişkenlerini göstermektedir. B, 2x14 bir matrixtir.

$$B = \begin{pmatrix} 0 & \dots & \dots & 10 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \end{pmatrix}^T \quad (36)$$

Denklem seti ilk olarak dinlenme ve egzersiz durgun durumları için çözülmüştür. Bu durumda denklemler cebirsel bir kümeye dönüşmektedir.

Egzersiz esnasında baroreseptör (baroreceptor) döngüsü, Pas değerini dinlenme değerinden egzersiz değerine taşıyacak; solunum sistemi ise atardamar CO_2 kısmi basıncını egzersiz anında alması gereken değere yakın tutmaya çalışacaktır. Aynı zamanda kalp ve solunum hızları fizyolojik limitler dahilinde kalmalıdır. Bu kontrol vektörünün büyüklüğünü de limitleyen bir kısıttır. Yani kalp ve solunum sistemi kontrol

mekanizmaları sistemi optimum değerlerine yakın tutmaya çalışmaktadır diyebiliriz. Bu durum matematiksel olarak bir optimizasyon problemi olarak ifade edilebilir:

$$\int_0^t (q_{a_{CO_2}}(P_{a_{CO_2}} - P_{a_{CO_2}})^2 + q_c(P_{a_{CO_2}} - P_{v_{CO_2}})^2 + q_1(u_1)^2 + q_2(u_2)^2) dt \quad (37)$$

Burada $q_{a_{CO_2}}$, q_c , q_1 ve q_2 sabit değerlerdir. İfadelerin karelerinin alınması hem artı hem de eksi yönlü sapmaların etkilerinin hesaba katılabilmesi içindir.

Model denklemleri de bu optimizasyon problemini çözmek için kullanacağımız denklemleri (state equations) oluşturmaktadır:

$$\dot{x}(t) = f(x(t); W) + Bu(t), x(0) = x_{initial}$$

$$y(t) = Dx(t) = (P_{a_{O_2}}(t), P_{a_{CO_2}}(t))^T \quad (38)$$

$$D \in M_{2,14}(\mathbb{R})$$

Denklem x de geçen y değişkeni kontrol edilen değişkenleri tutan bir vektördür. Bu denklem sistemi için geri besleme ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir [3]:

$$\left. \begin{aligned} u(t) &= -Fx(t) \\ F &= R_2^{-1} B^T E \\ R_2 &= \text{diag}(q_1, q_2) \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

$$EA + A^T E - EBR_2^{-1} B^T E + D^T R_3 D = 0 \quad (40)$$

$$R_3 = \text{diag}(q_{a_{CO_2}}, q_c) \quad (41)$$

$$A = \frac{\partial f}{\partial x}(x^c; W^c) \quad (42)$$

Bu denklemde E ricatti denkleminin (denklem 40) tekil (unique), pozitif-tammlı (positive definite), simetrik çözümdür.

Böylelikle denklem seti aşağıdaki hali alır:

$$\dot{x}(t) = f(x(t); W^{exercise}) + BF(x(t) - x^{exercise}), x(0) = x_{initial} \quad (43)$$

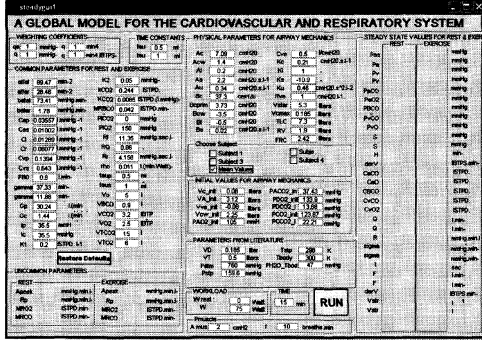
Geri besleme (feedback) vektörü F hesaplanarak diferansiyel denklem kümesi çözülebilir.

Havayolu mekaniği ve gaz alışveriş denklemleri denklem 38'deki kümeye katılarak bütünleşik sistem için bir çözüm elde edilir. Burada dikkat edilecek olan nokta, aradaki bağlantı noktasıdır. Modellerin bir arada çözülebilmesi için $P_{a_{O_2}} = P_{A_{O_2}} - 4$ mmHg olarak kabul edilmiştir [10]. $P_{A_{O_2}}$ ve $P_{A_{CO_2}}$ değerleri gaz alışveriş denklemleri ile hesaplanmış ve kardiyopulmoner modele ait denklemler (denklem 29-33) $P_{a_{CO_2}}$ bilgisinin hesaplanması için kullanılmıştır.

3. Grafik Kullanıcı Arayüzü - GUI

Model denklemleri bir arayüz aracılığı ile gerekli parametreleri [1], [2] ve [3] aralarak modele ait önemli değişkenlerin zamanla değişimlerini grafiksel olarak gösteren bir MATLAB programı ile çözdürülmektedir. Model simülasyonunda kullanılan

parametreler referanslardan bakılabilir. Yer darlığı nedeniyle burada verilmemiştir.



Şekil 3: Program Arayüzü

4. Modelin Klinik Data ile Doğrulması

Bütünleşik model, tek başlarına klinik olarak doğrulanmış kısımlardan oluşmaktadır. Bütünleşik modelin klinik doğrulanması ise Başkent Üniversitesi Hastanesi Göğüs Hastalıkları ve Tüberküloz Anabilim Dalı Solunum Fonksiyon Testleri Laboratuvarı'nda yapılacaktır. Test grubu yaşları 25 ± 5 arasında değişen sağlıklı deneklerden oluşmaktadır. Veriler, "Vmax-229 Sensormedics" solunum test cihazı ile ölçülecektir. Deneklere bisiklet egzersiz testi yaptırılacak ve ölçümler simülasyon sonuçları ile karşılaştırılacaktır.

5. Sonuçlar

Bu çalışma ile hava yolları mekaniği, gaz alışverişi ve kardiopulmoner sistem bir arada modellenerek egzersiz durumu için uyarlanmıştır. Simülasyon programının hesapladığı verilerin sağlıklı insanlara bisiklet egzersiz testi uygulanarak toplanan laboratuvar verileri ile karşılaştırılması planlanmaktadır.

6. Teşekkür

Çalışmalarımıza gösterdikleri ilgi, destek ve değerli katkıları için Başkent Üniversitesi, Tıp Fakültesi, Göğüs Hastalıkları ve Tüberküloz Anabilim Dalı Başkanı Doç. Dr. Füsun Eyyüboğlu'na ve Uzman Dr. Gaye Ulubay'a teşekkür ederiz.

Bu çalışma Neval Yılmaz'ın Yüksek Lisans tez çalışmasından kaynaklanmaktadır. B.Murat Eyyüboğlu tez danışmanıdır.

7. Kaynakça

- [1] A. Athanasiades, F. Ghorbel, J.W. Clark, S.C. Niranjan, J.B. Olesen, J.B. Zwischenberger, and A. Bidani, "Energy Analysis of a Nonlinear Model of the Normal Human Lung," J Biol Sys 8: 115-139, 2000.
- [2] C. H. Liu, S. C. Niranjan, J. W. Clark, Jr., K. Y. San, J. B. Zwischenberger and A.Bidani, "Airway Mechanics, Gas Exchange and Blood Flow in a Nonlinear Model of

the Normal Human Lung," J Appl Physiol 84: 1447-1469, 1998.

- [3] S. Timischl, "A Global Model of the Cardiovascular and Respiratory System," Karl-Franzens-Universität, Graz, Austria, 1998.
- [4] O. Frank, "Zur Dynamik des Herzmuskels, Zeitschrift für Biologie 32," pp. 370-447, 1895.
- [5] H. P. Bowditch, "Über die Eigenthümlichkeiten der Reizbarkeit, welche die Muskelfasern des Herzens zeigen," Ber. Verhandl. Saechs. Akad. Wiss. Leipzig 23, pp. 652-689, 1871.
- [6] A. C. Guyton, "Textbook of Medical Physiology, 7th ed., W. B. Saunders Company," Philadelphia, 1986.
- [7] F. S. Grodins, "Integrative Cardiovascular Physiology: A Mathematical Model of Cardiac Synthesis of Blood Vessel Hemodynamics," Q. Rev. Biol. 34 (2), pp. 93-116, 1959.
- [8] F. S. Grodins, "Control Theory and Biological Systems, Columbia University Press," New York 1963.
- [9] M. C. Khoo, R. E. Kronauer, K. P. Strohl, and A. S. Slutsky, "Factors Inducing Periodic Breathing in Humans: A General Model," J. Appl. Physiology: Respirat. Environ. Exercise Physiol. 53(3), pp. 644-659, 1982
- [10] W. F. Fincham and F. T. Tehrani, "A Mathematical Model of the Human Respiratory System," J. Biomed. Eng, Vol. 5, pp. 125-137, 1983.

Proteinlerin İkincil Yapılarının Destekçi Vektör Makineleri Kullanılarak Tahmin Edilmesi

Halit Ergezer¹, Kemal Leblebicioğlu²

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
e140065@metu.edu.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
kleb@metu.edu.tr

Özetçe

Protein yapılarının hesaba dayalı yöntemlerle bulunması biyoinformatiğin önemli araştırma alanlarından biridir. Proteinlerin yapıları ile fonksiyonları arasında doğrudan bir ilişki olduğundan, yapısı ve fonksiyonu bilinen proteinlere yapıca benzerliklerini bulabildiğimiz proteinlerin fonksiyonları hakkında da bilgi sahibi olabiliriz. Ancak, proteinlerin yapılarının deneysel yöntemlerle bulunması çok zahmetli ve uzun bir süreçtir. Bu nedenle, proteinlerin yapılarının (ikincil, üçüncül ve dördüncül), birincil yapılar kullanılarak hesaplamalı yöntemlerle tahmin edilmesi amaçlanmaktadır. Şu ana kadar yapılan çalışmalar [10], [12] bu problemlerin halen geliştirilmeye açık olduğunu göstermektedir. Protein yapısının tahmin edilmesinde, ikincil yapının tahmin edilmesi ilk adım olarak görülmektedir. Bu çalışmamızda “destekçi vektör makineleri” (DVM) (Support Vector Machine) kullanılarak her bir amino asit için ayrı makineler eğitilmiştir. İkincil yapının değiştiği kavşak bölgeleri ayrıca düşünülmüştür. Çalışmamızda elde ettiğimiz sonuçlar ile literatürde şu ana kadar elde edilen en iyi sonuçlar arasındaki karşılaştırmalar sonuçlar kısmında verilecektir.

1. Giriş

Protein yapısının tahmin edilmesinde, ikincil yapının tahmin edilmesi ilk adım olarak görülmektedir. Proteinler 20 farklı amino asidin değişik sırada dizilmesiyle oluşmaktadır. Aşağıda amino asit alfabeti verilmiştir.

Tablo 1: Amino asitler ve kısaltmaları

Amino Asit	Kısaltması	Amino Asit	Kısaltması
Isoleucine	I	Tyrosine	Y
Leucine	L	Threonine	T
Valine	V	Serine	S
Proline	P	Histidine	H
Phenylalanine	F	Glutamine	Q
Methionine	M	Lysine	K
Tryptophan	W	Asparagine	N
Alanine	A	Glutamic Asit	E
Cysteine	C	Aspartic Asit	D
Glycine	G	Arginine	R

Protein uzunluğu (proteinde yer alan amino asit sayısı) ortalama 200 civarındadır. Proteinlerin ikincil yapılarında 8 değişik bölge olabilir. Bunlar DSSP [5] göre “H” (α - helix), “G” (3_{10} -helix), “T” (π -helix), “E” (β -strand), “B” (isolated β -bridge), “U” (turn), “S” (bend), ve “C” (rest). Bu sekiz sınıf, benzer özellikteki sınıflar birleştirilerek 3 sınıfa indirilmektedir. “H”, “G”, “T” \rightarrow “H”; “E” \rightarrow “E”; “B”, “U”, “S” \rightarrow “C”

“ α -helix” ve “ β -sheet” varlığının Pauling ve Corey [1][2] tarafından bulunmasıyla birlikte başlayan ikincil yapının tahmin edilmesi probleminde ilk olarak istatistiksel metotlar kullanılmıştır. Rost, B. [3] tek bir amino asidin sınıflarda yer alma olasılıklarını kullanarak ikincil yapıları tahmin etmiştir. Daha sonra, yapıları bilinen proteinlerin benzer olması nedeniyle iyi çıkan sonuçların aslında gerçeği yansıtmadığı [15] görülmüştür. Zaten benzer birincil yapıya sahip proteinlerin aynı ikincil yapıya sahip olması beklenen bir sonuçtur. Bunu tahmin edebilmek için ikincil yapıların tahmininden çok dizin hizalama problemi kullanılarak benzerlik hesaplaması yapılabilir. Asıl amaç evrimsel olarak birbirinden uzak olan proteinlerin ikincil yapısının hesaplamalı yöntemler kullanılarak tahmin edilmesidir. Bu nedenle, B. Rost ve C. Sander [4] tarafından RS126 veri kümesi önerilmiştir. Bu kümede yer alan proteinlerden herhangi ikisinin benzerliği en çok % 25’tir. Tek bir amino asidin istatistik bilgisi ile yapılan çalışmalardan sonra her bir amino asidin komşu amino asitlerle olan ilişkilerinin de kullanıldığı yöntemlerle tahminler gerçekleştirilmiştir [15]. Yakın zamanda gerçekleştirilen çalışmalarda [9], [10], [11], [12] ise amino asitlerin kimyasal özellikleri ve komşuluk ilişkileri gibi özellikler kullanılarak bilinen öğrenme yöntemleri vasıtası ile (DVM, Yapay Sinir Ağları gibi) ikincil yapı tahmini yapılmaktadır.

Bu çalışmamızda, ikincil yapı tahmininin doğruluğunu, günümüzde en çok kullanılan yöntem olan DVM kullanarak artırmayı hedefledik. Bugüne kadar yapılan çalışmalardan farklı olarak [9], [11], [13], [15], her bir amino asit için ikincil yapı tahmini ayrı olarak düşünülmektedir. İkincil yapı tahmininin en zor yapılan kısmı olan ikincil yapıların değiştiği kavşak kısımları da ayrıca ele alınmaktadır. Ayrıca şu ana kadar amino asitleri ifade etmekte kullanılmayan amino asitlere ait bazı kimyasal özellikler de amino asitleri kodlamada kullanılmıştır

2. Metot

İkincil yapılara, deneysel olarak elde edilen üçüncül yapılara bakılarak karar verilmektedir. Bunun için çeşitli yöntemler vardır. Bunlar arasında; DSSP [5], DEFINE [6], STRIDE [7] gibi yöntemler vardır. Bu çalışmamızda en çok kullanılan yöntem olan DSSP seçilmiştir. Çalışmalarımız RS126 veri kümesi üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu kümede 126 adet amino asit bulunmaktadır. Küme içerisinde % 25 ten daha fazla benzer herhangi iki protein olmadığı için (80 amino asitten daha fazla amino asidin karşılaştırılması gerekir) bu küme benzer olmayan proteinler (non-homologous set) kümesi olarak düşünülebilir.

Çalışmanın ilk safhasında, her bir amino asit için, eğitim ve sınav kümeleri hazırlanmıştır. Öncelikle, tüm veri kümesi, ikincil yapı etiketleri ile birlikte, 20 ayrı kümeye ayrılmıştır. Daha sonra bu 20 kümenin her birisi 7 ayrı kümeye ayrılmış ve bu kümelere 6 tanesi DVM'ni eğitmek için kullanılmıştır. Kalan küme ise DVM'ni sınamak amacıyla kullanılmıştır. Bu işlem 7 kümenin (her bir amino asit için) her biri sınav kümesi olacak şekilde tekrarlanmıştır. Toplam doğruluk (TQ_3) 20 kümenin doğrulukları toplamı olarak verilir.

$$TQ_3 = \sum_{j=1}^{20} \frac{\left(\sum_{i=H,E,C} \delta^{(j)} t_i - j g_i \right)}{\sum_{i=H,E,C} j g_i} \times 100 \quad (1)$$

Şu ana kadar literatürde yapılan çalışmalarda da 7-çapraz geçerlilik sınavı kullanılmıştır. Dolayısıyla elde ettiğimiz sonuçları, şimdiye kadar elde edilenlerle doğrudan karşılaştırabiliriz.

2.1. Destekçi Vektör Makineleri (DVM)

Destek Vektör Makineleri girdi vektörlerini daha yüksek boyutlu öznitelik uzayına doğrusal olmayan eşleme kullanarak eşler. Bu uzayda, en iyi ayırma düzlemini oluşturur.

$$(\mathbf{x}_1, y_1) \dots (\mathbf{x}_b, y_b), \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n, y \in \{+1, -1\} \quad (2)$$

eğitim kümesinin,

$$(\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}) - b = 0 \quad (3)$$

düzlemi ile ayrılabilirliğini düşünelim; bu durumda düzlemi

$$\begin{aligned} (\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}) - b &\geq 1 & \text{eğer } y_i &= +1, & (4) \\ (\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}) - b &\leq -1 & \text{eğer } y_i &= -1 & (5) \end{aligned}$$

şeklinde ifade edebiliriz. En iyi ayırma düzleminin aşağıdaki şartı sağlayan düzlemlerden biri olduğunu göstermek oldukça kolaydır [8].

$$\phi(\mathbf{w}) = \|\mathbf{w}\|^2 \quad (6)$$

Problem, $y_i (\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}) - b \geq 1 \quad i = 1, \dots, k$ ifadesinin \mathbf{w} ve sayılı b ye göre enküçültme sorunudur.

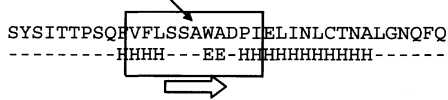
$$L(\mathbf{w}, b, \alpha) = \frac{1}{2} (\mathbf{w} \cdot \mathbf{w}) - \sum_{i=1}^k \alpha_i \{[(\mathbf{x}_i \cdot \mathbf{w}) - b] y_i - 1\} \quad (7)$$

Burada α_i 'ler Lagrange çarpanlarıdır ve fonksiyonunun eyer noktaları çözümü verecektir.

DVM' sının eğitilmesinde çekirdek fonksiyonu olarak polinom çekirdek fonksiyonu kullanılmıştır. Çekirdek fonksiyon seçilirken amino asit etkileşimlerin en iyi şekilde ifade edilebileceği yöntem kullanılmaya çalışılmıştır. Üzerinde çalıştığımız vertabanının küçük bir kümesi için değişik çekirdek fonksiyonlar (radial basis function, sigmoid ve lineer) kullanılmıştır küme üzerinde en iyi sonucu veren polinom çekirdek fonksiyonu seçilmiştir. En az sayıda DV (Destekçi Vektör) olacak şekilde parametreler seçilmiştir. DVM'lerin her birisi mertebesi 2, 3 veya 4 olan polinom çekirdek fonksiyonları kullanılarak eğitilmiştir. DVM optimizasyonu için [17]'de anlatılan yöntem kullanılmıştır. Her bir amino asit için ayrı DVM kullanmanın avantajlarından biri de, burada olduğu gibi, ayrı parametreler kullanarak daha iyi bir öğrenme işlemi gerçekleştirebilmektir.

2.2. Girdi Vektörlerinin Hazırlanması ve Kodlama Yapısı

Çalışmamızda, sınıfların ikincil yapı eğitimi ve sınav için $2n+1$ ($n = 2, 3, 4, 5, 6, 7$) boyutunda kayan pencereler, ikincil yapıların geçiş bölgeleri olan kavşak bölgelerinin eğitimi ve sınav için ise $2k$ ($k = 2, 3, 4, 5, 6$) boyutunda kayan pencereler kullanılmıştır. RS126 veri kümesinde yer alan dosyalardan birinden alınan örnek ile amino asit dizileri ve her bir amino aside karşılık gelen ikincil yapı aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 1: 'A' amino asidinin ikincil yapı tahmini için girdi vektörünün oluşturulması

Görüldüğü gibi amino asitler sayısal olmayan sembollerden oluşmaktadır ve DVM'ni eğitmek için sayısal değerlere dönüştürülmeleri gerekmektedir. Bununla ilgili olarak geçmişte en çok kullanılan yöntem amino asitlerin ortogonal vektörlerle ifade edilmesidir. Bu yöntemde uzunluğu 20 olan ve sadece bir elemanı 1 diğerleri 0 olan vektörler kullanılmıştır. Ancak, bu yapı bir amino asidin başka bir amino asitle yer değiştirdiğinde de aynı yapıya sahip olabileceği gerçeğini göz ardı etmektedir. Biyolojik olarak, birbirine benzeyen amino asitlerin, birbirlerinin yerine geçtiği zaman, proteinin fonksiyonunda veya yapısında herhangi bir değişikliğe neden olmadığı durumlar olabilmektedir. Bu nedenle amino asitlerin kodlanmasında amino asit değişim matrisleri (BLOSUM62) ve amino asitlerin kimyasal özellikleri kullanılmıştır. Ayrıca proteinlerin birincil yapıları kullanılarak yapılan benzerlik çalışmalarına temel teşkil eden "Çoklu Dizin Hizalama" (ÇDH) (Multiple Sequence Alignment) yapısı da kullanılmıştır. ÇDH şu şekilde tanımlanabilir:

Tanım: Birbirine benzeyen, elemanları Σ alfabeti üzerinde tanımlı, N adet biyodizinden oluşan $S = \{S_1, S_2, \dots, S_N\}$ kümesini düşünelim. Bu biyodizinin uzunlukları sırasıyla $|S_1|, |S_2|, \dots, |S_N|$ olsun. Σ^* alfabeti $\Sigma^* = \Sigma \cup \{\text{"_"}\}$ şeklinde tanımlansın. Burada "_" sembolü boşluğu göstermektedir. S'

in hizalaması da $S^* = \{S_1^*, S_2^*, \dots, S_N^*\}$ elemanları Σ^* alfabesi üzerinde tanımlı diziler olan bir kümedir. Bu kümenin elemanları şu iki koşulu sağlamalıdır.

- S^* deki bütün diziler aynı uzunlukta olmalıdır. $|S_1^*| = |S_2^*| = \dots = |S_N^*| = L$
- S^* deki dizilerden boşlukları attığımızda $S_1^*, S_2^*, \dots, S_N^*$ den sırasıyla S_1, S_2, \dots, S_N elde edilmelidir.

Yaptığımız çalışmada değişik kombinasyonlar için yöntemimizi sınadık. Bunlar;

- Ortogonal + BLOSUM62 + MSA
- Ortogonal + BLOSUM62 + Hydrophobicity
- Ortogonal + MSA + Hydrophobicity + Molekül Ağırlığı + Molekül Hacmi
- Ortogonal + Hydrophobicity + Molekül Ağırlığı + Molekül Hacmi + Polar (0) / Apolar (1) + P_Charged (1) / N_Charged (0) + ?Aromatic(0/1) + ?Aliphatic(0/1)

Şekil 1 de gösterilen pencere yapısı ile birlikte "Ortogonal + BLOSUM62 + Hydrophobicity" kodlaması kullanıldığında 660 uzunluğunda girdi vektörleri oluşturulacaktır.

Her amino asit için oluşturulan vektörler [9] da belirttiği gibi E/H, H/C ve C/E DVM'ye girdi olarak verilmiştir. Bu yapıda her DVM iki yapıyı öğrenmektedir. Örneğin, E/H DVM, amino asidin E ikincil yapısına mı yoksa H ikincil yapısına mı ait olduğunu öğrenmektedir. Bu şekildeki birebir öğrenme yapısı ile sınav sırasında elde edilen negatif değerler de anlamlı olmaktadır.

Kavşak noktalarının eğitilmesi ve sınavması için 2k uzunluğunda pencereler kullanılmıştır. E-H, H-E, E-C, C-E, H-C, C-H olmak üzere toplam 6 farklı kavşak yapısı vardır. Kavşak noktalarının eğitilmesinde ise "kavşaktır-değildir" yöntemi kullanılmıştır. Girdi vektörlerinin bu kavşaklardan birine ait olup olmadığını eğitilmektedir.

2.3. Sınama Yöntemi

İkincil yapısını tahmin edeceğimiz protein dizisinden "kayan pencere" yöntemiyle girdi vektörleri oluşturulur. Her amino asit için ayrı ayrı DVM olduğu için her bir vektörü sınamak için gerekli olan DVM'na gönderilir. Örneğin; Şekil 1'de gösterilen yapı bir sınav proteininden alınmış ise girdi vektörü ${}^A DVM_{E/H}$, ${}^A DVM_{H/C}$, ${}^A DVM_{C/E}$ 'na girdi olarak verilir. DVM'ından çıkan sonuçların mutlak değer olarak en büyüğü amino asidin ait olduğu ikincil yapıyı göstermektedir. Örneğin; ${}^A DVM_{E/H}$, ${}^A DVM_{H/C}$, ${}^A DVM_{C/E}$ 'ından sırasıyla 0.5, -1.2, -2.1 sonuçları elde edilmiş ise mutlak değer olarak en büyük değer -2.1 dir ve ${}^A DVM_{C/E}$ 'nin ürettiği sonuçta bakılarak amino asit E ikincil yapısına ait olduğu kabul edilir. Daha sonra 'A' amino asidinin sağında ya da solunda kavşak noktası olup olmadığının tespiti için iki farklı vektör oluşturulur. Örneğin 6 uzunluğunda pencereler kullanıyorsa pencerelerden birinde 'A' amino asidi 3. eleman, diğerinde ise 4. eleman olacaktır. Bunlardan biri kavşak olduğunu gösterirse bu durumda 'A' amino asidinin sınıfını belirlemek amacıyla bu amino asidin sağında ve solunda yer alan sınıflara bakılır

ve daha uzun olan sınıfa eklenir. Esasen, herhangi bir amino asidin hangi ikincil yapıya ait olduğunu belirleyen faktörlerden birisi de amino asidin yanında yer alan amino asitlerin ne olduğundan çok hangi ikincil yapıya sahip olduklarıdır. Burada, özellikle ikincil yapı tespitinde kullandığımız pencere boyutu ile kavşak noktalarının tespiti için kullandığımız pencere boyutunu birbirine yakın alarak (örneğin; ikincil yapı tespiti için 7 uzunluğunda pencereler kullanılıyor ise kavşak tespiti için 6 uzunluğunda ve/veya 8 uzunluğunda pencereler kullanıldı.) ikincil yapı tespitinin pencere dışındaki amino asitlerce etkilemesini engellemeye çalıştık. Sonuçlar kısmında detaylı olarak pencere boyutuna göre elde edilen doğruluk oranlarını vereceğiz.

3. Sonuçlar

İkincil yapı tahmini için kullanılan pencere uzunlukları 5 ile 15 arasında değiştirilmiş ve elde edilen sonuçlar tablo 2 verilmiştir. Burada yer alan sonuçlar toplam sonuçlardır. Yapılan diğer çalışmalarla karşılaştırma yapabilmek için her bir amino asit için ayrı ayrı sonuç vermeye gerek görülmemiştir.

Tablo 2: Değişik pencere boyutlarına göre elde edilmiş doğruluk oranları.

Doğruluk	Pencere Boyutu					
	5	7	9	11	13	15
${}^T Q_H$ (%)	70.4	72.9	75.0	75.6	75.8	76.1
${}^T Q_E$ (%)	57.2	58.8	60.1	60.7	61.0	61.0
${}^T Q_C$ (%)	84.1	84.4	84.8	85.3	85.3	85.4
${}^T Q_3$ (%)	66.9	69.8	71.9	73.9	75.7	76.0

DVM'nın ürettiği her bir ikincil yapıya ait tahmin sonuçlarının doğrulukları da tabloda gösterilmiştir. Daha sonra kavşak noktalarının tespitinden sonra elde edilen sonuçlar Tablo 3'te gösterilmiştir. Bu tabloda kavşak noktası bulmadan önce elde edilen değerlerle fark yüzdesel olarak verilmiştir.

Tablo 3: Kavşak noktası tespitinden sonra elde edilen sonuçlar ve iyileştirme oranları.

Doğruluk-İyileştirme	Pencere Boyutu					
	5	7	9	11	13	15
${}^T Q_H$ (%) - (%)	71.9 1.5	73.8 0.9	75.4 0.4	76.1 0.5	76.4 0.6	76.3 0.2
${}^T Q_E$ (%) - (%)	57.7 0.5	59.1 0.3	60.4 0.3	61.0 0.3	61.2 0.2	61.3 0.3
${}^T Q_C$ (%) - (%)	86.2 2.1	86.3 1.9	86.8 2.0	87.2 1.9	87.2 1.9	87.3 1.9
${}^T Q_3$ (%) - (%)	68.2 1.3	70.9 1.1	72.8 0.9	74.6 0.7	76.5 0.8	76.7 0.7

Değişik kodlamaları kullanarak sınamalar gerçekleştirildi. Tablo 2’de ve Tablo 3’te verilen sonuçlar, en iyi sonuçları üreten kodlama (*Ortogonal + Hydrophobicity + Molekül Ağırlığı + Molekül Hacmi + Polar (0) / Apolar (1) + P_Charged (1) / N_Charged (0) + ?Aromatic(0/1) + ?Aliphatic(0/1)*) kullanılarak elde edilmiş sonuçlardır. Ayrıca, kodlama yaparken, ikincil yapısı tahmin edilmeye çalışılan amino asidin (pencere ortasında yer alan amino asit), hangi ikincil yapıya ait olduğuna pencere içerisindeki diğer amino asitlerin her birisinin farklı ağırlıklarla etki edeceği düşünülerek ağırlıklandırma yapıldı. İkincil yapının belirlenmesinde, birincil yapıda amino aside yakın olan diğer amino asitlerin etkisinin, uzakta olan amino asitlere göre daha çok olduğundan ağırlıklandırma da bu şekilde yapıldı.

Elde ettiğimiz sonuçları literatürde şu ana kadar yayımlanmış sonuçlar ile karşılaştırdık (Tablo4). Bu sonuçlar, yayımlarda yazıldığı şekliyle verilmiştir. Ancak, şu ana kadar yayımlanan en iyi sonucu verildiği yayında önerilen yöntemin, anlatılan adımlar birebir uygulanarak sınanması ile elde ettiğimiz sonuçlar, yayında verilen sonuçlardan %4 ile %8 arasında daha kötüdür.

Tablo 4: ^{aa}DVM bu çalışmada elde edilen sonuçlardır.

Metot	Q ₃ (%)	Q _H (%)	Q _E (%)	Q _C (%)
PHD[4]	70.8	72.0	66.0	72.0
DVMfreq [9]	71.2	73.0	58.0	73.0
DVMpsi [11]	76.1	77.2	63.9	81.5
DVMob [10]	78.8	77.5	59.1	88.9
^{aa} DVM*	76.5	76.4	61.2	87.2

Elde edilen sonuçlar gelecekte sadece bilgisayarı kullanarak ikincil yapıların bulunması konusunda cesaret verici olarak görülebilir. Ancak problemin bu haliyle daha fazla ilerleme sağlamanın mümkün olduğu söylenemez. [16] çalışmasında, protein ikincil yapı oluşumunun uzak erim etkileşimlerinin bulunduğunu (örneklenen pencerelerden daha uzun) ve çevre ile etkileşiminden kaynaklanan yapı değişikliklerinden söz etmektedir. Bu nedenlerle, protein dizisinde yan yana duran amino asitlerin (11 amino asit uzunluğuna kadar olabilir) farklı bölgelerde farklı yapıların oluşturabildiği gözlemlenmiştir. Dolayısıyla proteinin içerisinde bulunduğu ortama ait bilgilerin de eğitime işlemlerinde kullanılması gerektiği açıktır. Ayrıca, bu tür çalışmalarda üzerinde çok fazla durulmayan bir başka konu -ki bizzet sorunun mutlak çözümü varsa bu şekilde ulaşıla bilinir, eğitilen makinelerin neleri öğrendiği bilgisinin konunun uzmanlarıncaya veya uzman gibi çalışabilen sistemlerce yorumlanması ve parametrelerin ağırlıklandırıldıktan sonra eğitime işlemlerinin yeniden yapılmasıdır.

4. Kaynakça

[1] Pauling, L. and Corey, R. B. "Configurations of polypeptide chains with favoured orientations around single bonds: Two new pleated sheets". *Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A.*, 37:729,740, 1951.

[2] Pauling, L., Corey, R. B., and Branson, H. R. "The structure of proteins: Two hydrogen-bonded helical

configurations of the polypeptide chain." *Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A.*, 37:205,234, 1951.

[3] Rost, B. "Rising accuracy of protein secondary structure prediction." In *Protein structure determination, analysis, and modeling for drug discovery*. Edited by: Chasman D. New York: Dekker; pp. 207-249, 2003.

[4] B. Rost and C. Sander, "Prediction of protein secondary structure at better than 70% accuracy," *J. Mol. Biol.*, vol. 232, pp. 584-599, 1993.

[5] C. Kabsch and C. Sander, "Dictionary of protein secondary structure: Pattern recognition of hydrogen-bonded and geometrical features," *Biopolymers*, vol. 22, pp. 2577-2637, 1983.

[6] F. M. Richards and C. E. Kundrot, "Identification of structural motifs from protein coordinate data: Secondary structure and first-level super secondary structure," in *Proteins*, vol. 3, pp. 71-84, 1988.

[7] D. Frishman and P. Argos, "Knowledge-based protein secondary structure assignment," in *Proteins*, vol. 23, pp. 566-579, 1995.

[8] V.N. Vapnik. "The nature of statistical learning" Springer, 2nd edition edition, 1998.

[9] H. Kim and H. Park, "Protein secondary structure prediction based on an improved support vector machines approach," *Dept. Comput. Sci. Eng., Univ. Minnesota, Minneapolis*, 2003.

[10] H.J. Hu, Y. Pan, R. Harrison, and P.C. Tai. "Improved protein secondary structure prediction using support vector machine and a new encoding scheme and an advanced tertiary classifier". *IEEE Transactions on NanoBioscience*, 3(4):265-271, 2004.

[11] S. Hua and Z. Sun, "A Novel Method of Protein Secondary Structure Prediction with High Segment Overlap Measure: Support Vector Machine Approach", *Journal of Molecular Biology*, vol. 308 n.2, pp. 397-407, April 2001.

[12] K. Lin, V. A. Simossis, W. R. Taylor, and J. Heringa. "A simple and fast secondary structure prediction method using hidden neural networks". *Bioinformatics*, 21 (2), pp. 152-159, 2005.

[13] S. K. Riis and A. Krogh, "Improving prediction of protein secondary structure using structured neural networks and multiple sequence alignments," *J. Comput. Biol.*, vol. 3, pp. 163-183, 1996.

[14] Kabsch, W. and Sander, C. "How good are predictions of protein secondary structure?" *FEBS Lett.*, pp. 155-179, 1983.

[15] Qian, N. and Sejnowski, T. "Predicting the secondary structure of globular proteins using neural network models." *Journal of Molecular Biology*, pp. 202-865, 1988.

[16] Burkhard Rost. Review: "Protein secondary structure prediction continues to rise." *Journal of Structural Biology*, 134:204-218, 2001.

[17] T. Joachims, Making large-Scale SVM Learning Practical. *Advances in Kernel Methods - Support Vector Learning*, B. Schölkopf and C. Burges and A. Smola (ed.), MIT-Press, 1999.

Zamanla Değişen Biyomedikal İşaretlerin Dalgacık Dönüşümü ile Analizi

Elif Derya Übeyli

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, 06530
Söğütözü Ankara
edubeyli@etu.edu.tr

Özetçe

Teşhis sistemleri için dalgacık dönüşümünün kullanımı ile işaretlerden öznelik çıkarılmakta ve işaretlerin zaman-frekans dağılımı istatistiksel özellikler ile gösterilmektedir. Bu çalışmada, farklı kişilerden alınan oftalmik ve iç karotid atardamar Doppler işaretlerinin, elektroensefalogram (EEG) ve elektrokardiyogram (EKG) işaretlerinin spektral analizi dalgacık dönüşümü ile gerçekleştirilmiştir. İşaretler hakkında önemli bilgi içeren dalgacık katsayıları işaretleri temsil eden öznelik vektörleri olarak ele alınmıştır. En belirleyici özneliklerin seçilmesi için dalgacık katsayıları üzerinde istatistiksel işlemler yapılmış ve elde edilen dalgacık katsayılarının işaretleri temsil ettiği gösterilmiştir.

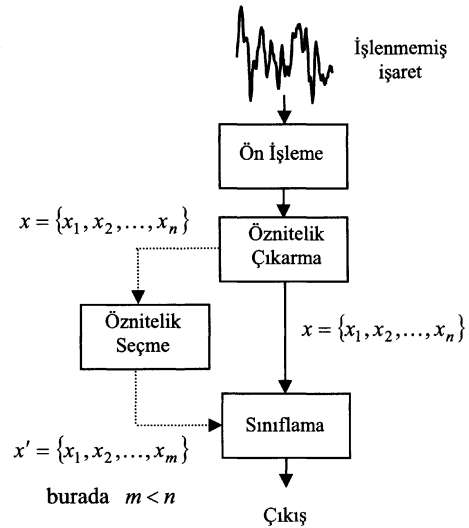
1. Giriş

Teşhis sistemlerinde çeşitli metodlar kullanılmakla birlikte teşhis sistemleri genellikle şu işlemlerden oluşmaktadır: ön işleme, öznelik çıkarma/seçme ve sınıflama (Şekil 1). İşaret/görüntü elde etme, bozucu etkenlerin yok edilmesi, ortalama alma, eşik değeri belirleme, işaret/görüntü iyileştirme gibi işlemler ön işlemeyi oluşturmaktadır. Öznelik çıkarma, şekil tanımlama ve şeklin önemli özneliklerinin çıkarılıp öznelik vektörünün elde edilmesi işlemidir. Öznelik seçme isteğe bağlı olarak yapılan bir işlem olup sınıflama işlemi açısından en belirleyici özneliklerin seçilmesi ile öznelik vektörünün boyutunun azaltılmasıdır. Teşhis sistemlerinin son aşaması olan sınıflamada, kullanılan algoritmaya bağlı olarak giriş öznelik vektörleri incelenir ve sınıflama sonucu belirlenir. Sınıflama sonucunu belirlemesi açısından ele alındığında öznelik çıkarma ve gerekli durumlarda öznelik seçme, sınıflama sistemlerinin başarısını oldukça etkilemektedir [1,2].

Öznelik çıkarma işleminde çok farklı yöntemler kullanılabilir için işlenmemiş işareti tanımlayan farklı öznelikler elde edilebilmektedir. Çıkarılan her öznelik vektörü işareti tanımlayabilir fakat sınıflama için hiç biri mükemmel olmayabilir. Ayrıca, şekil sınıflama işleminde özneliklerin önemini ölçümü kolay değildir. Bundan dolayı, yüksek sınıflama başarımları elde etmek için farklı özneliklerin birlikte kullanımı gerekli olmuştur. Bu tip şekil sınıflama, farklı öznelikler ile sınıflama olarak adlandırılır [2]. Sınıflama işlemi iki ayrı yöntem ile gerçekleştirilebilir. Bu yöntemlerden birinde farklı özneliklerin bir araya getirilmesi ile oluşan birleşik öznelikler kullanılırken, diğerinde farklı öznelik vektörleri ile eğitilen birden fazla sınıflayıcı birleştirilir.

Durağan olmayan işaretlerin spektral analizi için uygun olmasından dolayı dalgacık dönüşümünün diğer spektral analiz metodlarına göre üstünlükleri vardır. Dalgacık

dönüşümünün en önemli avantajı, düşük frekanslar için geniş, yüksek frekanslar için dar olacak şekilde değişen pencere boyutlarının olmasıdır. Böylece, bütün frekans aralıklarında optimum zaman-frekans çözünürlüğü sağlanabilmektedir [2-5]. Bu çalışmadaki zamanla değişen biyomedikal işaretlerin analizi dalgacık dönüşümü ile gerçekleştirilmiş ve dalgacık katsayıları işareti temsil eden öznelik vektörleri olarak ele alınmıştır.



Şekil 1: Teşhis sistemlerinde gerçekleştirilen işlemler

2. Analizi Yapılan Zamanla Değişen Biyomedikal İşaretler

Ultrasonik Doppler, kan akış hızını, yönünü ve debisini incelemeye kullanılmaktadır. Doppler sistemlerinde, ultrasonik dönüştürücünün gönderdiği ultrasonik dalganın kandaki kırmızı kan hücrelerinden saçılması ve yansımından dolayı frekansta değişimler gözlenir. Doppler kayma frekansı, damara gönderilen dalganın frekansı ile geri yansıyan dalganın frekansı arasındaki farktır:

$$f_D = f_i - f_r = \frac{2f_i v \cos \theta}{c} \quad (1)$$

burada, f_D Doppler kayma frekansı, f_i damara gönderilen dalganın frekansı, f_r damardan geri yansıyan dalganın frekansı, v kandaki parçacıkların hızı, c ultrasonun ortamdaki hızı, θ ultrasonik dalga ile parçacıkların hareket

yönü arasındaki açıdır [2]. Ultrasonik dalganın kandan saçılması tek ve aynı hızda hareket eden parçacıklardan olmadığı için denklemindeki gibi tek bir Doppler frekansı değil birden fazla Doppler frekansı spektrum şeklinde gözlenir. Doppler güç spektrumunun şekli ile ölçüm yapılan bölgedeki kan hızının şekli benzerdir. Bu durumda, Doppler işaretlerinin spektral analizi ile atardamarlardaki hız dağılımı hakkında bilgi elde edilebilir. Spektral analiz metodlarının kullanılması ile Doppler işaretlerinin güç yoğunluk spektrumlarının kestirimi yapılır ve tıbbi bilgi elde etmek için Doppler spektrumlarındaki değişimler incelenir. Doppler işaretlerinin spektral kayığındaki değişimler sonuçlar çıkarılabilir. Spektral şeklin ve parametrelerin analizi ile işaretin sağlıklı veya hastalıklı atardamara ait olduğu belirlenir [2].

Oftalmik atardamar göze ve göz küresinin bulunduğu göz çukuru kan sağlar. Oftalmik atardamarın boyutlarındaki ve kan akış hızındaki değişiklikler ve oftalmik atardamarın direncindeki artışlar Behçet hastalığının belirtilerindedir. Bu belirtiler, görme kaybına neden olduğu için Behçet hastalığının erken teşhisi önemlidir. Üveit, gözün orta tabakasının veya üveanın iltihaplanmasıdır. Üvea, iris, göz kapağı kasları ve gözün damar tabakasının arka kısmı olmak üzere üç yapıdan oluşmaktadır. Üveayı oluşturan bu üç yapının herhangi birinde oluşan iltihap üveit olarak adlandırılır. Üveit ciddi ve sürekli görme kaybına neden olabilir. Sürekli görme kaybı riskini azaltmak için erken teşhis ve tedavi gereklidir [2]. Bu çalışmada, sağlıklı, oftalmik atardamar daralması, Behçet ve üveit hastalığı olan kişilere ait oftalmik atardamar Doppler işaretlerinin spektral analizi dalgacık dönüşümü ile gerçekleştirilmiştir. İç karotid atardamar, ana karotid atardamarın dallarındandır. İç karotid atardamar, kafa ve beyine kan sağlar ve iç karotid atardamar hastalıkları kafa ve beyine giden damarları etkiler. İç karotid atardamarın daralması ve tıkanması durumunda beyine yeterli oksijen gitmez ve felç oluşabilir. İç karotid atardamar hastalıkları genellikle yağlı maddeler ve lipid birikimlerinden kaynaklanır. Hücrelerin çoğalması, kireçlenme, kanama ve kanın pıhtılaşması, iç karotid atardamarlarda görülen lipid birikimleridir. İç karotid atardamarlardaki lipid birikimlerinden dolayı meydana gelen daralma ve tıkanma iç karotid atardamar hastalıklarının belirtilerindedir [2]. Bu çalışmada, sağlıklı, iç karotid atardamar daralması ve tıkanıklığı olan kişilere ait iç karotid atardamar Doppler işaretlerinin spektral analizi dalgacık dönüşümü ile gerçekleştirilmiştir.

Elektroensefalogram (EEG) işaretleri, beyin fonksiyonlarının elektriksel olarak değişimini ifade eder. Beynin işlevsel durumuna göre örneğin; uykuda, anestezi, oksijen eksikliği (hipoksia) durumunda ve epilepsi gibi belirli sinir hastalıklarında, bu aktivite değişmektedir. EEG ilk kayıt edilmeye başlandığından beri klinik uygulamalarda en önemli teşhis araçlarından biri olmuştur [6,7]. EEG işaretleri, hastalık teşhisinin doğruluğunu sağlamak için çoğunlukla 8-10 saatlik kayıtlar şeklinde alınmaktadır. EEG kayıtlarının bu şekilde uzun olmasından dolayı, EEG işaretlerinin analizinin bilgisayar ortamında yapılması gerekli olmuştur. Bu konuda farklı yöntem ve algoritmalar geliştirilmiştir [6,7]. Bu çalışmada, kaynak [8]'de tanımlanan farklı kişilerden kayıt edilmiş EEG işaretlerinin (sağlıklı kişilerden – grup A, epilepsi nöbetinin olmadığı durumda epilepsi hastalarından – grup D ve epilepsi nöbeti sırasında epilepsi hastalarından kayıt

edilen EEG işaretleri – grup E) spektral analizi dalgacık dönüşümü ile gerçekleştirilmiştir.

Elektrokardiyogram (EKG) işaretleri, kardiyak sistemin biyoelektrik ve biyomekanik aktivitelerinin kayıtlarıdır. Bu işaretler, kardiyovasküler sistem ve kalbin fonksiyonları hakkında önemli bilgi içermektedir. Kayıt edilen EKG'lerin normal EKG'lerle karşılaştırılmasıyla, kalbin çalışmasıyla ilgili bazı normal dışı durumlar belirlenebilir. Bir doktorun hastada yapılmasını istediği temel ölçümlerden birisi EKG ve kalp vuru hızının ölçümüdür. EKG de her kalp atımının karşılığı olan P,Q,R,S,T dalgalarından oluşmuş bir kompleks görülür. Bu dalgalarındaki değişiklikler, bu düzenli dalgalardan farklı dalgaların görülmesi, dalgalar arasındaki sürelerdeki değişimler doktorlara kalp hastalığı hakkında ipuçları verirler [9-11]. Kalp yetersizliği kalbin vücut ihtiyacını karşılayabilecek kadar kan pompalayamaması durumunda oluşur. Konjestif kalp yetersizliği de denen bu durumda toplar damarlarda, vücut dokularında ve akciğerlerde sıvı birikir ve ödem oluşur. Vücut fazla miktardaki suyu atamaz. Kalp çok yavaş veya çok hızlı, düzenli veya düzensiz atabilir. Enfarktüs geçirmiş, kalp damarlarında daralma olan veya herhangi başka bir kalp hastalığı geçirmiş kişilerde ventriküler taşiaritmi (hızlı aritmi) görülebilir. Atrial fibrilasyon en sık gözlenen ritim bozukluklarından biridir. Atrial fibrilasyonda uyarılar atriumda düzgün bir şekilde yol alacaklarına atrium içinde aynı anda sayısız uyarı dalgası oluşup farklı yönlere hareket eder ve atrioventriküler düğümden geçmek için birbirleriyle yarışır. Bu uyarılar kalbin elektriksel sistemi dışındaki dokulardan kaynaklanır. Bu uyarıların oluşması ile çok hızlı ve organize olmayan bir kalp ritmi oluşur [9-11]. Bu çalışmada kaynak [12]'den elde edilen, normal, konjestif kalp yetersizliği, ventriküler taşiaritmi ve atrial fibrilasyon durumlarındaki EKG işaretlerinin spektral analizi dalgacık dönüşümü ile gerçekleştirilmiştir.

3. Dalgacık Dönüşümü

Dalgacık dönüşümü sürekli ve ayrık olmak üzere iki farklı şekilde incelenir. Sürekli dalgacık dönüşümünde ölçeklendirme ve dönüşüm parametrelerinin sürekli olarak değişiminden dolayı her bir ölçek için dalgacık katsayılarının hesaplanması zor ve zaman alıcı olmaktadır. Bu nedenle ayrık dalgacık dönüşümü daha sık kullanılmaktadır. Dalgacık dönüşümü ile işaret belli sayıda ölçeklere ayrılır. Çoklu çözünürlük ayrışımı olarak isimlendirilen bu işlem, $x(n)$ işareti için Şekil 2'de gösterilmektedir. Şekil 2'de, ilk yüksek geçiren filtreye ($g[\cdot]$) ve alçak geçiren filtreye ($h[\cdot]$) ait olan örneklenmiş çıkışlar sırası ile ayrıntılı D_1 ve yaklaşık A_1 alt bandlarını oluşturur. A_1 yaklaşım bandı tekrar ayrışır ve bu işlem Şekil 2'de görüldüğü gibi devam eder.

Dalgacık dönüşümü aşağıda verilen şartı sağlayan alçak geçiren filtre (h) ile belirtilebilir:

$$H(z)H(z^{-1}) + H(-z)H(-z^{-1}) = 1 \quad (2)$$

burada $H(z)$, h filtresinin z-dönüşümüdür. Bu filtrenin tamamlayıcı yüksek geçiren filtresi (g) şu şekilde tanımlanabilir:

$$G(z) = zH(-z^{-1}) \quad (3)$$

Artan uzunluklar ile filtre dizisi (i indeksi ile) şu şekilde elde edilir:

$$H_{i+1}(z) = H(z^{2^i})H_i(z)$$

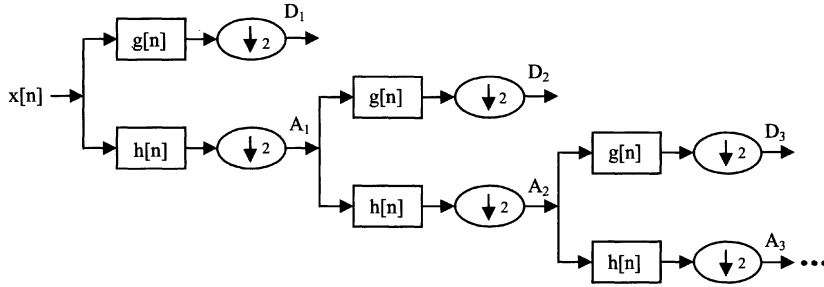
$$G_{i+1}(z) = G(z^{2^i})H_i(z), \quad i = 0, \dots, I-1 \quad (4)$$

burada başlangıç şartı $H_0(z) = 1$ 'dir. Bu, zaman domeninde şu şekilde ifade edilir:

$$h_{i+1}(k) = [h]_{\uparrow 2^i} * h_i(k)$$

$$g_{i+1}(k) = [g]_{\uparrow 2^i} * h_i(k) \quad (5)$$

burada, $[\]_{\uparrow m}$ indeksi m faktörü ile yukarı örnekleme yapıldığını gösterir ve k eşit olarak örneklenmiş ayrık zamanı belirtir.



Şekil 2: Ayrık dalgacık dönüşümünün gerçekleştirilmesinde alt bandlara ayrışım; $g[n]$ yüksek geçiren filtre, $h[n]$ alçak geçiren filtre

4. Uygulama Sonuçları

Uygun dalgacık seçimi ve ayrışım seviyelerinin sayısının tesbiti, işaretlerin dalgacık dönüşümü ile analizinde oldukça önemlidir. İşaretin baskın frekans bileşenlerine göre ayrışım seviyelerinin sayısı tespit edilir. Bu çalışmada analizi yapılan biyomedikal işaretler 256 örnekten oluşan bölütlere ayrılmıştır. Doppler işaretleri 40 Hz'in altında önemli frekans bileşenlerine sahip olmadığı için ayrışım seviyelerinin sayısı 7 olarak belirlenmiştir. Bu durumda, Doppler işaretleri $D_1 - D_7$ ayrıntılı alt bandlarına ve son olarak A_7 yaklaşık alt bandına ayrılmıştır. A_7 alt bandındaki katsayılar sifıra çok yakın olduğu için bu banddaki katsayılar öznelik olarak ele alınmamıştır. Sınıflamanın doğruluğu uygulama için seçilen dalgacık tipine bağlıdır. Diğer dalgacıklar ile yapılan testlerin sonucunda, Doppler işaretlerinin dalgacık katsayılarının hesaplanmasında 1. dereceden Daubechies dalgacık (db1) kullanımının uygun olduğu belirlenmiştir.

EEG ve EKG işaretlerinin ayrışım seviyelerinin sayısı 4 olarak tespit edilmiştir. Bu durumda, EEG ve EKG işaretleri $D_1 - D_4$ ayrıntılı alt bandlarına ve son olarak A_4 yaklaşık alt bandına ayrılmıştır. Diğer dalgacıklar ile yapılan testlerin sonucunda, EEG ve EKG işaretlerinin dalgacık katsayılarının hesaplanmasında 2. dereceden Daubechies dalgacık (db2) kullanımının uygun olduğu belirlenmiştir. Dalgacık

Normalize edilmiş dalgacık ve ölçek temelli fonksiyonlar $\varphi_{i,l}(k)$, $\psi_{i,l}(k)$ şu şekilde tanımlanır:

$$\varphi_{i,l}(k) = 2^{i/2} h_i(k - 2^i l)$$

$$\psi_{i,l}(k) = 2^{i/2} g_i(k - 2^i l) \quad (6)$$

burada, $2^{i/2}$ faktörü iç çarpım normalizasyonudur, i ölçeklendirme parametresi, l dönüşüm parametresidir. Ayrık dalgacık dönüşüm ayrışımı şu şekilde belirtilir:

$$a_{(i)}(l) = x(k) * \varphi_{i,l}(k)$$

$$d_{(i)}(l) = x(k) * \psi_{i,l}(k) \quad (7)$$

burada, $a_{(i)}(l)$ ve $d_{(i)}(l)$ sırası ile i çözünürlüğündeki yaklaşık katsayılar ve ayrıntılı katsayılardır [2,4,7,11].

katsayılarının hesaplanmasında MATLAB program paketi kullanılmıştır.

Her bir Doppler bölütü için 254 dalgacık katsayısı ve EEG, EKG bölütleri için 265 dalgacık katsayısı elde edilmiştir. Çıkarılan öznelik vektörlerinin boyutlarının azaltılabilmesi için dalgacık katsayıları üzerinde aşağıda belirtilen istatistiksel özellikler kullanılmıştır:

1. Her bir alt banddaki dalgacık katsayılarının enbüyüğü,
2. Her bir alt banddaki dalgacık katsayılarının ortalaması,
3. Her bir alt banddaki dalgacık katsayılarının enküçüğü,
4. Her bir alt banddaki dalgacık katsayılarının standard sapması.

Oftalmik ve iç karotid atardamar Doppler işaretlerinin, EEG ve EKG işaretlerinin farklı sınıflarına ait örnek işaretleri için hesaplanan dalgacık katsayıları Tablo 1-4'te verilmektedir. Bu tablolardan görüldüğü gibi farklı sınıflara ait işaretlerden hesaplanan dalgacık katsayıları işaretleri ayırt edici özelliktedirler.

5. Sonuç

Durağan olmayan işaretlerin spektral analizi için uygun olmasından dolayı biyomedikal işaretlerin analizinde dalgacık dönüşümü kullanılmıştır. Dalgacık katsayıları işaret hakkında önemli bilgi içerdiği için zamanla değişen biyomedikal

işaretlerin dalgacık katsayıları işareti temsil eden öznelik vektörleri olarak ele alınmıştır. Uygun dalgacık seçiminin yapılması ve ayrışım seviyelerinin sayısının tespit edilmesinden sonra oftalmik ve iç karotid atardamar Doppler işaretlerinin, EEG ve EKG işaretlerinin dalgacık dönüşümü ile analizi gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada, farklı sınıflara ait işaretlerden hesaplanan dalgacık katsayılarının farklı olması dalgacık katsayılarının işaretleri ayırt edici özellikte olduğunu göstermiştir.

6. Kaynakça

- [1] N. Kwak ve C-H. Choi, "Input feature selection for classification problems," *IEEE Transactions on Neural Networks*, Cilt: 3, No: 1, s:143-159, 2002.
- [2] E.D. Übeyli ve İ. Güler, "Feature extraction from Doppler ultrasound signals for automated diagnostic systems," *Computers in Biology and Medicine*, Cilt: 35, No: 9, s:735-764, 2005.
- [3] S. Soltani, "On the use of the wavelet decomposition for time series prediction," *Neurocomputing*, Cilt: 48, s:267-277, 2002.
- [4] I. Daubechies, "The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis," *IEEE Transactions on Information Theory*, Cilt: 36, No: 5, s:961-1005, 1990.
- [5] M. Unser ve A. Aldroubi, "A review of wavelets in biomedical applications," *Proceedings of the IEEE*, Cilt: 84, No: 4, s:626-638, 1996.
- [6] K. Lehnertz, "Non-linear time series analysis of intracranial EEG recordings in patients with epilepsy – an overview," *International Journal of Psychophysiology*, Cilt: 34, No: 1, s:45-52, 1999.
- [7] İ. Güler, E.D. Übeyli, "Adaptive neuro-fuzzy inference system for classification of EEG signals using wavelet coefficients," *Journal of Neuroscience Methods*, Cilt: 148, No: 2, s:113-121, 2005.
- [8] R.G. Andrzejak, K. Lehnertz, F. Mormann, C. Rieke, P. David, C.E. Elger, "Indications of nonlinear deterministic and finite-dimensional structures in time series of brain electrical activity: dependence on recording region and brain state," *Physical Review E*, 64, 061907, 2001.
- [9] S.C. Saxena, V. Kumar, S.T. Hamde, "Feature extraction from ECG signals using wavelet transforms for disease diagnostics," *International Journal of Systems Science*, Cilt: 33, No: 13, s:1073-1085, 2002.
- [10] S.Y. Foo, G. Stuart, B. Harvey, A. Meyer-Baese, "Neural network-based EKG pattern recognition," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Cilt: 15, s:253-260, 2002.
- [11] İ. Güler ve E.D. Übeyli, "ECG beat classifier designed by combined neural network model," *Pattern Recognition*, Cilt: 38, No: 2, s:199-208, 2005.
- [12] A.L. Goldberger, L.A.N. Amaral, L. Glass, J.M. Hausdorff, P.Ch. Ivanov, R.G. Mark, J.E. Mietus, G.B. Moody, C.K. Peng, H.E. Stanley, Physiobank, Physiotoolkit, and Physionet: Components of a New Research Resource for Complex Physiologic Signals, *Circulation* 101(23), e215-e220 [Circulation Electronic Pages; 2000 (June 13)].
<http://circ.ahajournals.org/cgi/content/full/101/23/e215>;

Tablo 1: Dört farklı sınıfa ait oftalmik atardamar Doppler işaretlerinden hesaplanan dalgacık katsayıları

Doppler işaretleri	Öznelikler	Dalgacık katsayıları						
		Alt bandlar						
		D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇
Sağlıklı	Enbüyük	46.6690	129.5000	64.3467	66.0000	115.6120	242.1250	520.3422
	Ortalama	-0.6187	2.0469	5.0823	1.0312	35.6205	63.5000	436.0197
	Enküçük	-37.4767	-59.5000	-70.7107	-42.5000	-69.1197	-183.5000	351.6972
	Standard sapma	17.9378	32.6882	43.9119	31.7957	69.8398	181.9475	119.2500
Daralma	Enbüyük	13.4350	38.5000	91.2168	168.2500	258.4475	30.6250	177.9257
	Ortalama	0.0829	0.6953	2.2208	6.7969	22.6495	-82.2188	76.1466
	Enküçük	-18.3848	-52.5000	-123.7437	-118.7500	-436.4617	-229.5000	-25.6326
	Standard sapma	6.3019	17.2879	48.3056	74.1666	209.7461	108.3885	143.9375
Behçet hastalığı	Enbüyük	9.8995	28.0000	75.6604	167.2500	253.1442	188.0000	5.4801
	Ortalama	-0.1713	-0.6172	-0.7844	-1.2656	-8.5074	-6.9687	-36.7254
	Enküçük	-9.1924	-24.5000	-69.2965	-140.2500	-161.0436	-248.6250	-78.9308
	Standard sapma	3.7508	10.7067	30.1504	81.9287	140.8417	190.4275	59.6875
Üveit hastalığı	Enbüyük	2.8284	5.0000	14.8492	28.2500	85.0296	140.1250	-28.9030
	Ortalama	-0.0497	-0.1797	0.5856	-1.3594	6.9606	15.2813	-33.4550
	Enküçük	-5.6569	-15.0000	-31.8198	-59.7500	-49.8510	-33.1250	-38.0070
	Standard sapma	1.3579	3.0762	7.1946	19.1023	38.8643	83.7136	6.4375

Tablo 2: Üç farklı sınıfa ait iç karotid atardamar Doppler işaretlerinden hesaplanan dalgacık katsayıları

Doppler işaretleri	Öznitelikler	Dalgacık katsayıları						
		Alt bandlar						
		D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇
Sağlıklı	Enbüyük	65.7609	127.0000	296.9848	213.7500	91.0400	47.7500	200.1996
	Ortalama	0.6961	2.4219	9.1040	-36.4063	21.0808	33.5000	45.2548
	Enküçük	-58.6899	-149.0000	-201.1719	-288.7500	-68.2358	6.0000	-109.6899
	Standard sapma	24.4854	61.3544	129.1474	143.3612	58.5637	19.0019	219.1250
Daralma	Enbüyük	120.2082	185.0000	152.0280	153.7500	86.6206	70.0000	124.7160
	Ortalama	-0.4364	3.1016	-15.2359	7.8594	2.5412	-9.4062	56.7011
	Enküçük	-113.8442	-175.5000	-195.8686	-172.7500	-146.1943	-79.8750	-11.3137
	Standard sapma	50.8850	90.1526	85.8823	90.2298	79.4913	61.6323	96.1875
Tıkanıklık	Enbüyük	38.1838	93.0000	102.8840	123.5000	246.2499	91.0000	111.3693
	Ortalama	-0.2541	-1.2500	10.6729	-22.2500	-32.2617	5.9375	109.0712
	Enküçük	-58.6899	-105.0000	-135.0574	-180.7500	-216.9050	-168.6250	106.7731
	Standard sapma	19.1358	45.9464	61.8701	103.5446	157.7844	119.8759	3.2500

Tablo 3: Üç farklı sınıfa ait EEG işaretlerinden hesaplanan dalgacık katsayıları

EEG işaretleri	Öznitelikler	Dalgacık katsayıları				
		Alt bandlar				
		D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	A ₄
Grup A	Enbüyük	12.0394	31.3064	75.7695	120.0146	192.6771
	Ortalama	-0.2611	0.1775	1.6022	2.1703	34.4130
	Enküçük	-12.0140	-42.0737	-92.3744	-105.3666	-172.4994
	Standard sapma	4.9689	14.8416	41.1865	60.3469	96.4623
Grup D	Enbüyük	26.0292	117.9646	32.3480	88.2469	320.4451
	Ortalama	-0.1935	0.1121	-2.2112	-2.6360	94.1584
	Enküçük	-20.6820	-82.1600	-61.5424	-89.1512	-175.7673
	Standard sapma	4.3874	19.2455	20.1756	43.6354	126.3576
Grup E	Enbüyük	258.0806	644.3659	1524.4000	1420.1000	1639.2000
	Ortalama	-0.1337	0.1052	65.5614	-77.2298	281.4010
	Enküçük	-325.4508	-1074.6000	-1508.9000	-1107.0000	-1917.6000
	Standard sapma	75.1448	303.6744	716.0870	614.2615	1138.5000

Tablo 4: Dört farklı sınıfa ait EKG işaretlerinden hesaplanan dalgacık katsayıları

EKG işaretleri	Öznitelikler	Dalgacık katsayıları				
		Alt bandlar				
		D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	A ₄
Normal	Enbüyük	0.2062	1.5757	0.2792	0.9683	0.5843
	Ortalama	-0.0003	0.0429	-0.0269	0.1097	-0.0941
	Enküçük	-0.1814	-0.3593	-0.3977	-0.3625	-0.5159
	Standard sapma	0.0436	0.3174	0.1546	0.3707	0.3116
Konjestif kalp yetersizliği	Enbüyük	0.1316	0.2344	1.3364	1.3463	1.1550
	Ortalama	-0.0003	-0.0066	-0.0056	-0.0248	-0.3698
	Enküçük	-0.1119	-0.1635	-1.0327	-1.9773	-1.2350
	Standard sapma	0.0259	0.0604	0.3995	0.7862	0.4014
Ventriküler taşiaritmi	Enbüyük	0.1568	0.4554	2.1134	2.5063	4.1980
	Ortalama	-0.0001	0.0002	0.0344	0.0838	0.9075
	Enküçük	-0.0839	-0.3181	-0.8983	-1.4226	-0.5930
	Standard sapma	0.0232	0.0919	0.4845	0.8299	1.1458
Atrial fibrilasyon	Enbüyük	0.0665	0.4417	0.3574	1.3044	-0.9396
	Ortalama	-0.0002	0.0037	-0.0058	0.0774	-1.5942
	Enküçük	-0.0564	-0.1832	-0.3312	-0.3328	-2.0488
	Standard sapma	0.0173	0.0849	0.1238	0.4051	0.2892

YAPAY DİZ KONTROL SİSTEMİ İÇİN ANFİS TABANLI YÜRÜYÜŞ MODELİ

Ö. Tolga Altınöz¹, Atila Yılmaz²

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, 06800 Beytepe Ankara
taltinoz@mail.hacettepe.edu.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, 06800 Beytepe Ankara
ayilmaz@hacettepe.edu.tr

Özetçe

Yapay diz-üstü protezler, yürüme zorluğu çekenler ve yaşlılar için yürüme destek yapılarında kontrol sistemi tasarımları önemli bir problemdir. Bu kontrol sistemlerinde gerekli olan diz açılarının elde edilmesinde zeki ağların kullanılması üzerinde durulmuştur. Sinir ağları ve bulanık mantık sistemlerinin güçlü özelliklerini birleştiren zeki ağ yapılarından Uyarlamalı Sinir-Bulanık Ağ Sistemi (ANFİS) modeli kullanılmıştır. Benzetimler sonucunda doğal insan yürüyüşü ve ilgili diz açıları farklı kontrol senaryolarında kullanılabilirlik üzere elde edilmiştir.

1. Giriş

Yürüme zorluğu çeken veya diz üstü protez kullanması gereken kişiler için yürüyüş destek sistemleri tasarlanmaktadır. Etkili ve gerçek yürüyüşe benzer bir yapı belirlemek için yürüyüş modellerine bağlı bacak konum durumları üretilmelidir. Bu amaç ile farklı etkenlere bağlı (yol ve kişiye bağımlı) değişen koşullar için yürüyüş modelleri gereksinimi duyulmaktadır.

Günümüzde çeşitli diz-üstü protez tasarımları mevcuttur. Çok önemli parçalardan oluşmalarına rağmen bu parçalardan en kritik olanı diz bağlantı birimidir. Yüksek performanslı fonksiyonel elektriksel uyarım kontrol sistem tasarımı olduğu gibi diz-üstü protezlerin tasarımlarında da diz bağlantı modelinin kesinliği ve doğruluğu önemlidir. ANFİS benzeri sistemlerin güvenilir sonuçlar verdiği ve bu tarz uygulamalarda kullanılmasının uygun olduğu ifade edilmiştir [1, 2].

Bu amaç doğrultusunda benzer yollardan farklı yürüyüş modelleri de üretilebiliriz. Yalnızca yürüyüş için değil aynı zamanda koşma, yokuş inme ve çıkma, merdiven çıkma gibi durumlar için de matematiksel modeller çıkarılmaktadır. Bu denklemler için özel kontrol yapıları oluşturmak ve bu kontrol yapıları aralarındaki ilişkilerin incelenmesi önemli bir mühendislik problemdir. Ayrıca, belirlenen bu modellerin bahsedilen koşulları ne kadar iyi kapsadığı bir öngörü gerektirir. Modelin uygun olamaması ise bacağın belirlenen

koşullar altında doğala en yakın hareketin elde edilememesi anlamını taşır. Bu çalışmadaki amaç yukarıda bahsedilen sorunları inceleyerek uygun yürüme hareketine karşılık gelen ANFİS modelinin oluşturulması olacaktır. Bu model kendi seçtiğimiz yapay veriler ile eğitilmiş olmakla birlikte gerçek yürüyüş verileri ile de eğitilebileceği temeli üzerine dayanandırılmıştır. Bu modelin geçerliliğinin gösterilmesi için sadece yürüme benzeri hareket için diz açılarının oluşturulması gözlemlenecektir.

2. Yürüyüş ve Modelleme

Yapay diz üstü protezler kullanıcının doğal ve mümkün olduğu kadar insansı harekete sahip olması için tasarlanır. Günümüzdeki protezlerin yalnızca doğal insansı görünüşü yürüyüş esnasında değil aynı zamanda yokuş çıkma ve inme gibi normal yaşamda karşılaşılabilecek alanlarda en iyi şekilde karşılaması istenir.

Gündelik yaşamda karşılaşılan sorunların yapay protez tarafından algılanması gerekir ve buna göre gerekli referans sinyalinin kontrol parametreleri için üretilmesi gereklidir. Kontrol sisteminin bir parçası olan yapay diz protezinin kontrolü temel kontrol kuralları ile yapılabileceği gibi ANFİS benzeri uyarlamalı kontrol tasarımı ile de gerçekleştirilebilir. Bu şekilde tasarlanan protezi kullanan kişinin değişen koşullarında (yük taşıma vs.) protezin temel parametrelerini değiştirebilecek şekilde kendini uyarlaması beklenir.

Kontrol yapısının diğer bir parçası yürüyüşün modellenerek bu yürüyüş benzeri hareketin elde edilmesidir. Hareket denklemleri sarkaç sistemlerinden çıkarılabilir. Sezgisel olarak yürüyüşü veren hareket denklemlerinde protez kontrolü için denetim kuralları ile etkileyemeyeceğimiz kalça açısı ve torku bulunur. Bu terimler halen insan vücudunda var olan kaslar ve sinirler tarafından üretilmektedir. Kalça torku ve açısı normal insana göre alındığı varsayımı ile ilgilenilmesi gereken problem, diz açısının kontrolü [3] ve bu açının hangi koşullarda elde edilmesi gerektiğinin ortaya konmasıdır. Kısaca, dizin ne zaman hangi koşullarda hangi açıda olması gerektiğinin göz önüne alınması gerekir. Ayrıca kullanıcının niyeti, bulunduğu ortam hakkındaki bilginin

protez tarafından algılanması ve bu bilgilere göre gerekli olan diz açısının üretilmesi gerekir [4].

Algılama işlemi yalnızca ortam bilgileri değil aynı zamanda dizin durma ve salınma aşamalarının belirlenmesinde de kullanılmaktadır. Bu amaçla yürüyüş bilgileri sağlam bacaktan alınarak üretilmektedir [5]. Bu çalışmada da bahsedilen denetim sistemi için gerekli bilgilerin çalışan bacaktan alınan yürüme bilgileri ile elde edildiğini varsayılmaktadır.

Denklemler türetilirken protezin bağlı olduğu bacaktan yalnızca kalça açısı okunarak yürüme bilgisinin oluşturulmasında her iki bacağa da eşit ağırlığın verilmesi öngörüldü. Sadece kalça açısına göre ile mümkün olduğu kadar kesin ve güncellenebilir özellikte, farklı arazi koşulları için geliştirilebilecek diz açısı üretimi üzerinde durulmaktadır. Aşağıdaki model terslenmiş sarkaç modelinden çıkarılan yürüme modelidir ve N.Hata ve Y.Hori'nin çalışmasında kullanılmıştır[5].

$$\ddot{\phi} + l \sin(\phi_1 - \phi_2) \dot{\phi}_2^2 + g \cos(\phi_1) - r \dot{\phi}_1^2 - l \cos(\phi_1 - \phi_2) \dot{\phi}_2^2 = \frac{F}{m} \quad (1)$$

$$r^2 \ddot{\phi}_1 + l \cos(\phi_1 - \phi_2) r \dot{\phi}_2^2 - g r \sin(\phi_1) + r l \sin(\phi_1 - \phi_2) \dot{\phi}_2^2 + 2r r \dot{\phi}_1 = -\frac{\tau}{m} \quad (2)$$

$$l \sin(\phi_1 - \phi_2) \ddot{\phi} + r l \cos(\phi_1 - \phi_2) \dot{\phi}_1 + \left(l^2 + \frac{J}{m} \right) \ddot{\phi}_2 + g l \sin(\phi_2) = \frac{\tau}{m} \quad (3)$$

Yukarıda verilen denklemlerde (Denlem (1)-(2)-(3)) yürüyüş modeli girdileri kalça torku τ ve dizin bükülmesi ve esnemesindeki F kuvvetidir. Bacak boyu r , m vücut ağırlığı, l vücudun ağırlık merkezine olan uzaklığı, J eylemsizlik momenti ve g yerçekimi kuvvetini ifade etmektedir. Denklemin çıktıları vücut ve diz açıları sırasıyla ϕ_1 ve ϕ_2 dir.

Bu denklemde tork ve vücut açısını sağlam bacaktan alarak yalnızca diz özelliklerine bağlı denklem elde edilebilmektedir. Bu nedenlerden dolayı ANFIS mimarisi kullanılarak diz açısı oluşturulması amaçlanmıştır.

3. ANFIS Modelleme

Diğer uyarılmalı ağlarda olduğu gibi ANFIS yapısı ile modelleme, sinyal işleme ve kontrol uygulamalarında kullanılmaktadır. Kuramsal altyapısı takip eden bölümlerde özetlenmiştir.

3.1. ANFIS Mimarisi

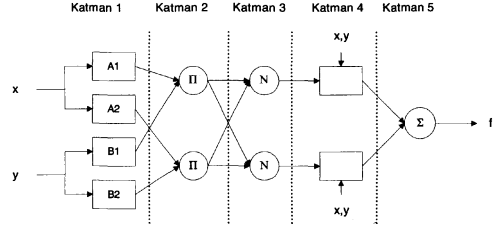
ANFIS mimarisi bulanık ara yüz modellerinin ağ yapısında gösteriminden meydana gelmektedir. Daha sonra bulanık modelin üyelik fonksiyonları ve ateşleme öğrenme algoritmaları ile güncellenir. Bulanık modeller için akıl yürütme mekanizması ANFIS biçiminde ifade edilmektedir.

ANFIS mimarisi özel koşullara göre farklı katmanlarda verilebilir. Bir başka deyişle ANFIS'in yapısı tek değildir. Farklı katmanları birleştirerek dört katmanlı olarak da kullanılabilir [1]. Fakat çalışmamızda birinci derece Sugeno modeli için oluşturulmuş beş katmanlı ANFIS modeli üzerinde durulacaktır. İlerleyen kısımlarda görüleceği gibi

modelleme yapılırken iki adet tek giriş tek çıkışlı ve bir adet iki giriş tek çıkışlı ANFIS kullanılmıştır. Bu nedenle kolaylık sağlaması açısından iki giriş tek çıkışlı birinci derece Sugeno modeli için genel kural seti ile iki bulanık eğer-sonra kuralı ile ANFIS mimarisi açıklanacaktır.

ANFIS mimarisi beş katmandan meydana gelmektedir [1] ve her bir katman kendine ait düğümlerden meydana gelir. Her bir katmanın çıktısı $O_{i,j}$ ile ifade edilir.

Burada i değişkeni düğümü l ise katmanı ifade eder. Şekil 1 ANFIS mimarisini göstermektedir.



Şekil 1: ANFIS Mimarisi

Katman 1: Üyelik fonksiyonunun niteliği verilmektedir. Her düğüm bir üyelik fonksiyonuna karşılık gelir. Herhangi bir dağılım fonksiyonu seçilebilmesine rağmen bu çalışmada esneklik ve kolaylığından dolayı genelleştirilmiş çan fonksiyonu kullanılmıştır. Aşağıda bu fonksiyon verilmektedir.

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c_i}{a_i} \right|^{2b_i}} \quad (4)$$

Yukarıda ki fonksiyonda fonksiyonun şeklini değiştiren $\{a_i, b_i, c_i\}$ parametreleri *terim parametreleri* olarak anılır. Bu katmandaki her bir düğümün çıktısı, x ve y giriş olmak üzere aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} O_{1,i} &= \mu_{A_i}(x) & i &= 1,2 \\ O_{1,i+2} &= \mu_{B_i}(y) & i &= 1,2 \end{aligned} \quad (5)$$

Katman 2: Giriş sinyallerinin çarpımını verir. Bulanık kümelere kullanılan T-norm operatörlerinden herhangi biri kullanılabilir. Sonuçta elde edilen çıktı kuralın *ateşleme kuvveti* olarak adlandırılır.

$$O_{2,i} = w_i = \mu_{A_i}(x) \mu_{B_i}(y) \quad i = 1,2 \quad (6)$$

Katman 3: Ateşleme kuvvetleri normalize edilir.

$$O_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2} \quad i = 1,2 \quad (7)$$

Katman 4: Birinci derece Sugeno tipi bulanık model için kuralın çıktısı elde edilir.

$$O_{4,i} = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i x + q_i y + r_i) \quad i = 1,2 \quad (8)$$

{ p_i, q_i, r_i } parametreleri *sonuç parametreleri* olarak adlandırılır. İstenildiğinde bu katman 3. katmanla birleştirilerek katman sayısı 4'e indirilebilir [1].

Katman 5: Tek düğümlü son katmandır. Bu katmanda gelen sinyaller toplanarak *net çıktı* elde edilir.

$$O_{5,i} = \sum_i \bar{w}_i f_i = \frac{\sum_i w_i f_i}{\sum_i w_i} \quad (9)$$

Bu şekilde fonksiyonel olarak Sugeno bulanık modele eşdeğer uyarlamalı ağ oluşturulur.

3.2. Karma Öğrenme Algoritması

Karma öğrenme algoritmasının amacı sonuç ve terim parametrelerinin girilen eğitim verisine göre ayarlamaktır. Bu amaçla en küçük kareler (EKK) yöntemi ve bayır iniş (steepest descent) yöntemleri kullanılmaktadır.

Şekil 1'de gözükten ANFIS mimarisinin çıktısını yazarken terim parametrelerini sabit tutulduğunda mimarinin çıktısı sonuç parametreleri cinsinden yazılabilir.

$$f = \frac{w_1}{w_1 + w_2} f_1 + \frac{w_2}{w_1 + w_2} f_2 \quad (10)$$

$$f = \bar{w}_1 (p_1 x + q_1 y + r_1) + \bar{w}_2 (p_2 x + q_2 y + r_2)$$

$$f = (\bar{w}_1 x) p_1 + (\bar{w}_1 y) q_1 + (\bar{w}_1) r_1 + (\bar{w}_2 x) p_2 + (\bar{w}_2 y) q_2 + (\bar{w}_2) r_2$$

ANFIS mimarisinde görüldüğü gibi terim ve sonuç parametreleri olmak üzere toplam iki küme halinde farklı parametreler vardır. Bu parametreler öğrenme algoritmaları kullanılarak istenilen değere ulaşması beklenmektedir. Bu parametreler yalnızca hangi katmanda olduklarına göre değil aynı zamanda giriş ifadelerini ne şekilde etkilediklerine göre belirlenir. Terim parametreleri üyelik fonksiyonlarının tiplerini ayarlamaktadır fakat doğrusal değişimlerdir. Fakat sonuç parametreleri doğrusaldır ve (10) denkleminde ifade edilir.

Öğrenme algoritması iki aşamadan meydana gelmektedir. Sırasıyla ileri geçiş (forward pass) ve geri geçiş (backward pass) birimleridir. İleri geçişde terim parametreleri sabit tutulur ve katman 4'e kadar çalıştırılır. Yukardaki (10) denkleminde de görüleceği gibi mimarinin çıktısı çıkış parametrelerinin doğrusal gösterimidir. Dolayısıyla ANFIS mimarisi ((10) denklemi) aşağıdaki forma getirilebilir.

$$A\theta = y \quad (11)$$

θ (11) denkleminde bilinmeyen sonuç parametrelerini ifade etmektedir. Bu gösterimden sonra bu parametreler en küçük kareler yöntemi (EKK) ile bulunabilir. Denklem (12) karşılık gelen öğrenme algoritmasını göstermektedir.

$$\theta^* = (A^T A)^{-1} A^T y \quad (12)$$

θ^* kestirilen sonuç parametrelerini ifade etmektedir. Amaç hesaplanan sonuç ile istenilen sonuç arasındaki farkın en küçük yapılmasıdır. Bu amaçla yinelemeli EKK de kullanılabilir. (13) denklemi bu ifadeyi vermektedir.

$$\left. \begin{aligned} \theta_{i+1} &= \theta_i + P_{i+1} a_{i+1} (y^T_{i+1} - a^T_{i+1} \theta_i) \\ P_{i+1} &= P_i - \frac{P_i a_{i+1} a^T_{i+1} P_i}{1 + a^T_{i+1} P_i a_{i+1}}, i = 0, 1, \dots, P-1 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

A matrisinin i 'nci satırı a_i^T ve y 'nin i 'nci elemanı y_i^T dir. Daha sonra θ^* dögümlü olarak (3) denkleminde bulunur.

Sonuç parametrelerinin bulunmasının ardından terim parametrelerinin kestirilmesi gereklidir. Bu nedenle bayır iniş yöntemi kullanılacaktır. Burada hata sinyalinin geriye doğru yayıldığından yola çıkılır. Güncelleme formülü (14) denkleminde verilmiştir.

$$\left. \begin{aligned} \theta_{i+1} &= \theta_i + \Delta\theta \\ \Delta\theta &= -\eta \frac{\partial E}{\partial \theta} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

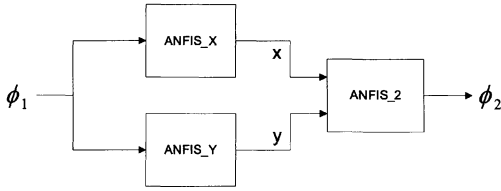
Terim parametreleri θ ile gösterilmektedir, E ise toplam hesaplanmış hatadır, η ise öğrenme oranı olarak adlandırılır bir başka deyişle adım boyudur.

4. Benzetimler

Benzetim aşaması ANFIS mimarilerinin oluşturulması ve bu mimarilerden kontrol mimarisinin oluşturulması ve bununla birlikte sonuçların değerlendirilmesi aşamaları bulunmaktadır. Bu bölümde gerçek yürüyüş verilerinin elde edilemediği ön planlama için en yakın yürüyüş değerlerin elde edilmesi amaçlanmıştır. Şekil 2'de verilen grafik bu model yapısını ifade etmektedir. Şekilde ϕ_1 açısı protezin bağlandığı bacağın yatay eksenle yaptığı açıyı belirtmektedir. Bu açının aldığı değerlere bağlı olarak diz açısı ϕ_2 'nin bulunması amaçlanmıştır. ϕ_1 açısı iki ANFIS modeline girer bu modeller bu açuya bağlı olarak ayağın gitmesi gereken konum (x,y) değerlerini vermektedir. Daha sonra bu değerlerden başka bir ANFIS mimarisi kullanılarak diz açısı elde edilmektedir.

Bu mimaride üç ANFIS kullanılması yerine tek ANFIS'le de gerçekleştirilebilmektedir. Fakat önceki bölümlerde açıklandığı gibi, diz protezinin birçok koşulda (arazi ve kişi özelliklerine bağlı olarak) etkin bir biçimde çalışması ve ek

koşul bilgilerinin modellere kolayca eklenebilmesi gerekmektedir. Bu nedenle bu bilgilerin modüler bir yapı ile son ANFIS mimarisinden önce eklenebileceği varsayılmaktadır.

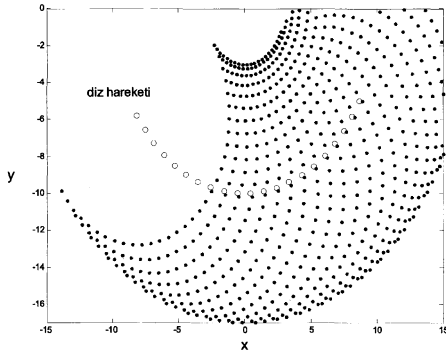


Şekil 2: ANFIS Yürüyüş Modeli

4.1. Eğitim Veri Kümesinin Oluşturulması

Bu çalışmada yürüme bilgilerini kalça açısından elde edilebilmesi için öncelikle diz protezinin tüm hareketleri noktalarla ifade edildi. Şekil 3 bu hareketleri göstermektedir. Yürüme bilgileri farklı yöntemlerle elde edilebilmektedir. Bu çalışmada bu değerler tüm olası değerler içinden seçilmesi üzerine kurulmaktadır. Bu yöntemle gerçek denemelerde elde edilen yürüyüş değerlerinin de içerilebileceği düşünülmektedir.

Bu nedenlerle bu şekildeki bir yaklaşım yalnızca modelin gerçekliliğin kontrolünde değil aynı zamanda elde edilen değerlerin kullanılan yürüyüş yapısı ile protez modeli arasındaki farklılıktan da ne denli etkilendiği incelenebilir. Ayrıca senaryolar arasındaki geçişlerde ANFIS mimarisinin öğrenme ve genelleme özellikleri bu deney seti ile sınanabilmektedir.

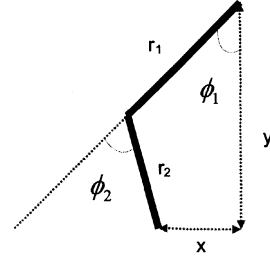


Şekil 3: Diz Hareketleri ve Bacak Uzunlukları

Şekil 3 de verilen grafikten diz hareketini gerçek yürüyüşe benzer en yakın değerler seçilerek bu değerler üzerinden x ve y eksenleri ile bu değerlere karşılık gelen kalça açısı eğitim verisini oluşturulur. Bu elde edilen veri kümesi ANFIS_x ve ANFIS_y isimli iki adet tek girişli tek çıkışlı ANFIS'ler elde edilir.

ϕ_1 ve ϕ_2 sırasıyla diz ve kalça açıları olmak üzere aşağıdaki denklemlerden Şekil 3 için olası tüm değerler çıkarılır. Bu değerlerin noktalı gösterimi Şekil 4'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} x &= r_1 \sin \phi_1 - r_2 \sin(\phi_2 - \phi_1) \\ y &= r_1 \cos \phi_1 + r_2 \cos(\phi_2 - \phi_1) \end{aligned} \quad (15)$$

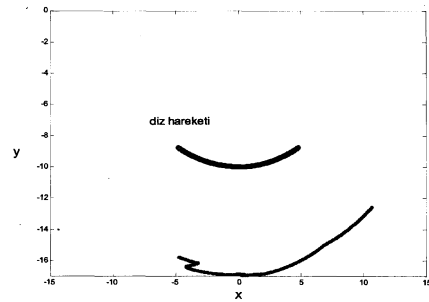


Şekil 4: Diz Modeli

Şekil 4'de verilen diz modeli katı parçalardan oluşmuş ve hem tek bacağın yürüyüşünü modellemek hem de protez bacağı modellemek amacı ile sarkaç modelinden türetilmiştir. Belirtilmiş gibi verilen açılar diz ve kalça açılarını ifade etmektedir. Şekil 5 ise belli bir yürüyüş hızı için verilen modelin en uç uzanım noktalarını ifade etmektedir. Her yürüyüş hızı değişik yürüme evrelerini işaret eder ve bu geçişlerin algılanması gerekmektedir.

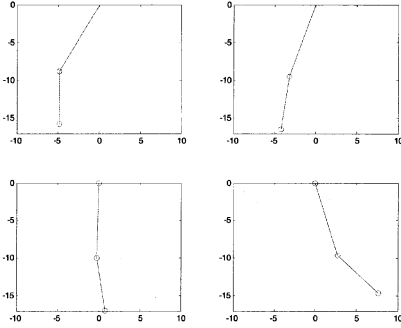
4.2. Benzetim Sonuçları

Denklemlerden üretilen $\{x, y, \phi_1, \phi_2\}$ parametre listeleri kullanılarak $\{x, y, \phi_2\}$ veri kümesi ile iki girişli ve tek çıkışlı yeni bir ANFIS eğitilir. Bu ANFIS kullanılarak girilen x ve y değerlerine karşılık gelen ϕ_2 açısı elde edilir. Şekil 5 bu amaçla elde edilen belirli yürüyüş safhası için noktalar grubunu vermektedir. İlk eğiklik diz hareketini diğeri ise ayak hareketini göstermektedir. Bu grafikte yürüyüşün istenilen alanlarda sınırlı kaldığı ve kontrol mimarisinin seçilen eğitim seti üzerinden gerçekleşip gerçekleşmediğini göstermektedir.



Şekil 5: Belirli Hız İçin Diz (üst eğri) ve Ayak Bileği (alt eğri) Hareketi İçin Öngörülen Tüm Değerler

Dikkat edilmesi gereken bir başka husus da açılar arası sınırlamalardır. Bu nedenle ϕ_2 diz açısının 90° üzerinde olmayacağı varsayılmaktadır. Normal yürüme hızı (1.2-1.5 m/saniye) için gösterilen Şekil 5'te olası değerler üzerine edilen yürüyüş hareketi benzetimi Şekil 6'da gösterilmektedir.



Şekil 6: Örnek Hareket Gösterimi

Şekil 6'da verilen grafikler Şekil 4'de verilen diz protezi için elde edilen sonuçları vermektedir. Diz açısının değişimine bakıldığında insan yürüyüşü benzeri hareketin elde edildiği görülmektedir. İlk ve son şekiller hareketin başlangıç ve bitişini göstermektedir. Diğer şekillerde gerekli olan frenleme yapılmaktadır. Bu frenleme her ϕ_1 değerine karşılık gelecek şekilde kesikli olarak gerçekleştirilir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmadaki yürüme benzetimlerinde modellemeyen gelen karmaşıklık ANFIS yapısı ile tekrar gözden geçirilmiş ve ileride tasarım aşamasında kullanılabilir diz açı referans parametreleri üretilmiştir. Benzetim sonuçları bu tür modellemenin yürüyüş hareketi kontrolü için gerekli olan diz açıları üretme amacı çerçevesinde üzerinde çalışılan dinamik denklem (Denklem (1), (2) ve (3)) takımlarına güvenilir bir alternatif oluşturabileceğini göstermektedir. Hem Şekil 6 hem de Şekil 5 bu amaçla elde edilen sonuçları vermektedir.

ANFIS yapısı yürüyüş modellerinin çıkarılması için kullanılabilir bir yöntemdir ve uyarlama gerekliliği duyan sistemlerde üstünlükler sağlamaktadır. Değişen koşulların modele kolayca eklenebilmesi ve eğitim süreci ile doğru kontrol parametrelerinin üretilmesi ANFIS mimarisinin önemli özelliklerindedir. Gelecek çalışmalar ANFIS mimarisinin kontrol sürücü devrelerinde kullanımını da içermekte ve bir bütün olarak yapay diz hareketini zeki ağ yaklaşımı ile modelleme ve kontrol çalışmalarını kapsamaktadır.

6. Kaynakça

- [1] J.-S.R. Jang, C.-T.Sun ve E. Mizutani, "Nuro-Fuzzy and Soft Computing", Prentice Hall, 1997.
- [2] M.Denal, F.Palis ve A.Zeghib, "ANFIS Based Modelling and Control of Non-linear Systems: A tutorial," IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, s:3433-3438, 2004.
- [3] J.-H. Kim ve J.-H. Oh, "Development of an Above Knee Prosthesis using MR Damper and Leg Simulator", IEEE International Conference on Robotics & Automation, s:3686-3691, 2001.
- [4] B.Aeyels, W.V.Petegem, J.Vander Sloten, G.Van der Pere ve L. Peeraer, "An EMG-Based Finite State Approach for a Microcomputer-Controlled Above-Knee Prosthesis", IEEE-EMBC and CMBEC Neuromuscular Systems/Biomechanics, s:1315-1316, 1997
- [5] N.Hata ve Y.Hori, "Basic Research on Power Limb using Gait Information of Able-Side Leg", IEEE AMC, s:540-545, 2002
- [6] A.Zilouchian ve M. Jamshidi, "Intelligent Control Systems using Soft Computing Methodologies", CRC Press, 2001
- [7] T.R.Kurfess, "Robotics and Automation Handbook", CRC Press, 2005
- [8] L.Leszek Rutkowski, "Flexible Neuro-Fuzzy Systems", Kluwer Academic, 2004

Belirsizlik İçeren Esnek Eklemlı Robot Kollarının Dayanıklı Denetimi

Günyaz Ablay¹ , Ahmet Uçar²

¹ Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Müh. Böl., 23119 - Elazığ
g_ablay@yahoo.com

² Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Müh. Böl., 23119 - Elazığ
aucar1@firat.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, denkleştirme şartlarını sağlamayan belirsizlikleri (*mismatched uncertainty*) içeren dinamik sistemler için bir dayanıklı durum geribeslemeli denetleç önerilmiştir. Önerilen dayanıklı denetleç, belirsizlik içeren esnek eklemlı robot kollarının denetimi için tasarlanmıştır. Yapısal olarak denetleç, doğrusal ve doğrusal olmayan iki denetleçten oluşmaktadır. Doğrusal denetleç kazançları, optimal kuadratik regülatör yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır. Denetlecin doğrusal olmayan kısmı ise iki konumlu hibrit özellikte olup, sistemdeki bazı belirsizliklerin etkisini karşılamakta ve kapalı çevrimli sistemin kararlılığını belirli bir bölge için garanti altına almaktadır.

Anahtar Kelimeler: Esnek eklemlı robot kolu, Doğrusal olmayan denetim, Denkleştirilemeyen belirsizlikler (*mismatched uncertainty*), Durum geri beslemeli denetim, LQR.

1. Giriş

Esnek eklemlı robotlar, öngörülmemiş sürtünme, burulma ve eğilme gibi dinamik yüklerden kaynaklanan parametre belirsizlikleri içerirler. Esnek eklemlı robotlarda olduğu gibi genellikle mühendislik sistemleri yapıları gereği parametre ve model belirsizliği içerir. Ayrıca belirsizlikler sistemin bilinmeyen parametrelerinden, tanımlanması zor olan doğrusal olmayan bağıntılardan ve modellenemeyen dinamiklerden meydana gelebilir [4,5,12]. Belirsizlik içeren sistemlerin denetimi için bir çok denetleç geliştirilmiştir [1-8,12]. Burada kullandığımız denetleç Breinl ve Leitmann tarafından [6]'da önerilmiş olup, bu denetim tekniği birçok sisteme uygulanmış ve bu denetim tekniğinin etkinliği kanıtlanmıştır.

Bu çalışmada [6]'da verilen belirsizlik içeren dinamik sistemler için geliştirilen denetleç, parametrik belirsizlikler içeren ve doğrusal olmayan esnek eklemlı robot kolları için tasarlanacaktır. Bu girişten sonra ikinci bölümde sistem tanımı ve problem formülasyonu verilecektir. Denetleç tasarımı üçüncü bölümde verilmiştir. Yayının dördüncü bölümünde uygulama olarak [5]'te verilen esnek eklemlı bir robot kolu modeli kullanılmıştır. Uygulamada önce sistem için önerilen denetleç tasarlanacaktır. Daha sonra denetim parametrelerinin ayarı yapılarak denetleç tasarımı sonuçlandırılacaktır ve benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak verilecektir. Son olarak sonuçlar beşinci bölümde tartışılacaktır.

2. Sistem Tanımı ve Formülasyon

Belirsizlik içeren fiziksel bir dinamik sistemin durum uzay diyagramı,
 $\dot{x}(t) = [A + \Delta A(\alpha(t))]x(t) + [B + \Delta B(\beta(t))]u(t) + H v(t)$, (1)
 $x(t_0) = x_0$

biçimindedir. Burada, $x(t) \in R^n$ durum vektörü, $u(t) \in R^r$ denetim vektörü, $v(t) \in R^l$ giriş vektörü, $A \in R^{n \times n}$ sistem matrisi, $B \in R^{n \times r}$ giriş matrisi ve $H \in R^{n \times l}$ girişe uygulanan bozucu yada doğrusal olmayan elemanların matrisidir. $\Delta A(\alpha(t))$, $\alpha(t)$ parametresine bağlı olup sistem matrisindeki belirsizlikleri ve $\Delta B(\beta(t))$, $\beta(t)$ parametresine bağlı olup giriş matrisindeki belirsizlikleri içerir. $Hv(t)$ terimi girişteki belirsizlikleri yada doğrusal olmayan terimleri içerir.

Denklem (1)'deki sistemin nominal kısmı,
 $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$, $x(t_0) = x_0$ (2)
dir.

Denklem (1)'deki sistemle ilgili olarak aşağıdaki tanım ve kabullerin sağlandığı varsayılmıştır.

Tanım 1: Bir $f(\cdot): D \times R \rightarrow R^q$, $D \subset R^l$ fonksiyonu, ancak ve ancak her bir $t \in R$ için $f(\cdot, t)$ sürekli bir fonksiyon, her bir $x \in D$ için $f(x, \cdot)$ fonksiyonu Lebesgue ölçülebilir ve $D \times R$ 'nin her bir C altkimesi tüm $(x, t) \in C$ için, $M_C(\cdot)$ Lebesgue integrallenebilir fonksiyonu olmak üzere, $\|f(x, t)\| \leq M_C(t)$ şartını sağlıyorsa Caratheodory olarak adlandırılır.

Kabul 1: Belirsizlik parametreleri $\alpha \in R^p$ ve $\beta \in R^s$ Lebesgue ölçülebilirler.

Kabul 2: $G(\cdot) \in R^{r \times n}$, $\tilde{\Delta A}(\cdot) \in R^{n \times n}$, $E(\cdot) \in R^{n \times r}$, $\tilde{\Delta B}(\cdot) \in R^{n \times r}$, $F \in R^{r \times l}$ ve $\tilde{H} \in R^{n \times l}$ birer Caratheodory matris fonksiyonları olmak üzere,

$$\Delta A(\alpha) = BG(\alpha) + \tilde{\Delta A}(\alpha) \quad \forall \alpha \in \mathcal{A}, \quad (3a)$$

$$\Delta B(\beta) = BE(\beta) + \tilde{\Delta B}(\beta) \quad \forall \beta \in \mathcal{B}, \quad (3b)$$

$$H = BF + \tilde{H} \quad (3c)$$

olarak yazılabilir. Burada $\tilde{\Delta A}(\cdot) \in R^{n \times n}$, $\tilde{\Delta B}(\cdot) \in R^{n \times r}$ ve $\tilde{H} \in R^{n \times l}$ denkleştirme şartını sağlamayan kısımlar olup denklem (3)'teki eşitlikleri sağlayacak şekilde keyfi olarak seçilebilirler veya bunların seçimi tek değildir. Belirsizlikleri içeren ΔA , ΔB ve H matrislerinin denklem (3)'teki gibi ayrıştırılması denetim tasarımını etkileyebileceği gibi sistem performansını da etkileyebilmektedir [2,3].

Kabul 3: Denklem (2)'de verilen sistemin tüm durum değişkenleri ölçülebilirdir ve sistemin nominal kısmı (A, B) tüm durum denetlenebilirdir.

3. Denetleç Tasarımı

Denetleç tasarımı, denklem (4)'te verildiği gibi, doğrusal $u_1(t)$ ve doğrusal olmayan $u_n(t)$ denetleçlerinin toplamından oluşmuştur.

$$u(t) = u_1(t) + u_n(t) \quad (4)$$

3.1. Doğrusal Denetleç

Doğrusal denetleç tasarımı, denklem (1)'in sadece denklem (2) ile verilen nominal kısmı esas alınarak yapılır. Nominal sistemin kararlılığını sağlamak ve hedeflenen geçici rejim yanıtını oluşturmak için optimal doğrusal kuadratik regülatör (LQR) yöntemi kullanılarak tasarım yapılacaktır. Kuadratik performans indeksi Q pozitif simetrik durum ağırlık ve R pozitif simetrik denetim ağırlık matrisleri olmak üzere;

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{\infty} [x^T(t)Q_R x(t) + u_1^T(t)R u_1(t)] dt \quad (5)$$

dir. Doğrusal zamanla değişmeyen sistemin optimal denetimi; P_R pozitif simetrik bir matris olup, denklem (6) ile verilen indirgenmiş Riccati matris denkleminin çözümü [9] olmak üzere;

$$A^T P_R + P_R A - P_R B R^{-1} B^T P_R + Q_R = 0 \quad (6)$$

denetlecin doğrusal kısmı, x durum geribeslemeli denetim olduğundan u_1 ;

$$u_1 = -R^{-1} B^T P_R x = -Kx \quad (7)$$

dir. Uygun Q_R ve R ağırlık matrisleri seçilerek nominal sistemin hedeflenen davranışı göstermesi sağlanır [10].

3.2. Doğrusal Olmayan Denetleç

Doğrusal olmayan denetim tasarımında denklem (1)'de verilen sistemin tümü esas alınarak tasarım yapılır. Doğrusal olmayan denetimin amacı, belirsiz parametrelerin etkilerini karşılamak ve kapalı çevrimli sistemin kararlılığını sağlamaktır. Denklem (2)'deki nominal sistem ve denklem (7)'de verilen denetleçten oluşan kapalı çevrim sistemin kararlı sistem matrisi, $\bar{A} = A - BK$ ve $Q_L \in R^{n \times n}$ pozitif tanımlı simetrik matris olmak üzere; P_L aşağıdaki Lyapunov denkleminin çözümüdür:

$$P_L \bar{A} + \bar{A}^T P_L + Q_L = 0 \quad (8)$$

Denetlecin doğrusal olmayan kısmı $u_n(x)$ durum değişkenleri x 'in fonksiyonudur ve ε denetim tasarımcısı tarafından belirlenen pozitif bir sabite olmak üzere;

$$u_n(x) = \begin{cases} -\frac{B^T P_L x}{\|B^T P_L x\|} \rho(x), & \|B^T P_L x\| > \varepsilon \text{ için} \\ -\frac{B^T P_L x}{\varepsilon} \rho(x), & \|B^T P_L x\| \leq \varepsilon \text{ için} \end{cases} \quad (9)$$

dir. Denklem (3)'te verilen kabuller ve denklem (4)'te verilen denetleç $u(t) = -Kx + u_n(x)$, denklem (1)'de yerine yazılırsa kapalı çevrimli sistem;

$$\dot{x} = \bar{A}x + Bu_n + B(G(\alpha)x - E(\beta)Kx + E(\beta)u_n + Fv) + \Delta \bar{A}x - \Delta \bar{B}Kx + \Delta \bar{B}u_n + \bar{H}$$

olur. Tüm belirsizlikler $e(x,t)$ ve $\tilde{e}(x,t)$ 'de bir araya toplanırsa;

$$e(x,t) = G(\alpha)x - E(\beta)Kx + E(\beta)u_n(x) + Fv \quad (10)$$

$$\tilde{e}(x,t) = \Delta \bar{A}x - \Delta \bar{B}Kx + \Delta \bar{B}u_n + \bar{H} \quad (11)$$

olur. Burada, $e(x,t)$ sistemin denkleştirme şartlarını sağlayan belirsizliklerini ve $\tilde{e}(x,t)$ sistemin denkleştirme şartlarını sağlamayan belirsizliklerini içerir. Böylece kapalı çevrimli sistem,

$$\dot{x} = \bar{A}x + B(u_n(x) + e(x,t)) + \tilde{e}(x,t) \quad (12)$$

olarak elde edilir. Denklem (10)'da tanımlanan sistemin denkleştirilebilen belirsizliklerini içeren $e(x,t)$, aşağıdaki norm eşitsizliğini sağlar.

$$\|e(x,t)\| \leq \max_{\alpha \in \mathcal{A}} \|G(\alpha)x\| + \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)Kx\| + \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)\| \rho(x) + \max_{v \in \mathcal{V}} \|Fv\| \triangleq \rho(x) \quad (13)$$

Böylece,

$$1 - \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)\| > 0 \quad (14)$$

olmak üzere [6,7], $\rho(x)$ fonksiyonu;

$$\rho(x) \triangleq \left[1 - \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)\| \right]^{-1} \left[\max_{\alpha \in \mathcal{A}} \|G(\alpha)x\| + \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)Kx\| + \max_{v \in \mathcal{V}} \|Fv\| \right] \quad (15)$$

olur. Böylece denklem (9)'da tanımlanan denetlecin doğrusal olmayan kısmının katsayısı $\rho_1(x)$ tanımlanmış ve belirlenmiş olur.

Denklem (14) sağlanmak şartıyla, $\rho_1(\cdot): R^n \rightarrow R$ olarak tanımlanırsa,

$$\rho_1(x) \triangleq \left[1 - \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)\| \right]^{-1} \left[\max_{\alpha \in \mathcal{A}} \|G(\alpha)\| \|x\| + \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)K\| \|x\| + \max_{v \in \mathcal{V}} \|Fv\| \right] \triangleq a + b \|x\| \quad (16)$$

olarak bulunur. Burada,

$$a \triangleq \left[1 - \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)\| \right]^{-1} \left[\max_{v \in \mathcal{V}} \|Fv\| \right]$$

$$b \triangleq \left[1 - \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)\| \right]^{-1} \left[\max_{\alpha \in \mathcal{A}} \|G(\alpha)\| + \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|E(\beta)K\| \right]$$

dir. Denklem (15) ve (16)'daki tanımlardan görüldüğü gibi, $\rho_1(x) \geq \rho(x)$ (17)

dir.

Denklem (11)'de verilen denkleşmeyen belirsizlikleri içeren $\tilde{e}(x,t)$ 'nin norm eşitsizliği:

$$\|\tilde{e}(x,t)\| = \left\| \Delta \bar{A}(\alpha)x - \Delta \bar{B}(\beta)Kx + \Delta \bar{B}(\beta)u_n(x) + \bar{H} \right\| \leq \tilde{G} \|x\| + \tilde{G}_v \quad (18)$$

olarak bulunur. Burada,

$$\tilde{G} \triangleq \max_{\alpha \in \mathcal{A}} \|\Delta \bar{A}(\alpha)\| + \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|\Delta \bar{B}(\beta)K\| + \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|\Delta \bar{B}(\beta)\| b$$

$$\tilde{G}_v \triangleq \max_{\beta \in \mathcal{B}} \|\Delta \bar{B}(\beta)\| a + \max_{v \in \mathcal{V}} \|\bar{H}\|$$

dir.

Teorem 1: Denklem (1)'de tanımlanan ve kabul 1 - 3 şartlarını sağlayan sistemin denklem (7) ve (9)'da tanımlanan denetleçler ile oluşturduğu kapalı çevrim dinamiği kararlıdır ve hedeflenen performansı sağlar.

İspat: Denklem (12)'de verilen kapalı çevrimli sistem için Lyapunov fonksiyonu $\forall x \in R^n$ için,

$$V(x,t) = x^T P_L x > 0, \quad x \neq 0 \quad (19)$$

olarak alınırsa, $V(x,t)$ 'nin türevid;

$$\dot{V}(x,t) = \nabla_x^T V(x,t) [\bar{A}x + B(u_n + e)] + \nabla_x^T V(x,t) \tilde{e}(x,t) \quad (20)$$

olur. Burada türev alma işlemi için denkleştirilebilen ve denkleştirilemeyen belirsizlikleri ayrı ayrı inceleyelim ve daha sonra birleştirelim. Denkleştirilebilen belirsizliklerin türevid, $P_L = P_L^T > 0$ olduğundan $P_L x + P_L^T x = 2P_L x$ olarak yazılabileceğinden [11],

$$\begin{aligned}\nabla_x^T V(x, t) [\bar{A}x + B(u_n + e)] &= (P_L x + P_L^T x)(\bar{A}x) + 2P_L x B(u_n + e) \\ &= -x^T Q_L x + 2x^T P_L B(u_n + e)\end{aligned}$$

olur. Denkleştirilemeyen belirsizliklerin türevi, denklem (18)'de verildiği gibi $\tilde{e}(x, t)$ 'nin norm eşitsizliği $\|\tilde{e}(x, t)\| \leq \tilde{G}\|x\| + \tilde{G}_v$ olduğundan,

$$\begin{aligned}\nabla_x^T V(x, t) \tilde{e}(x, t) &= 2x^T P_L \tilde{e} \\ &\leq 2\lambda_{\max}(P_L) \|x\| [\tilde{G}\|x\| + \tilde{G}_v] \\ &\leq 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G} \|x\|^2 + 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}_v \|x\|\end{aligned}$$

olarak bulunur. Böylece Lyapunov fonksiyonunun türevi,

$$\dot{V}(x, t) = -x^T Q_L x + 2x^T P_L B(u_n + e) + 2x^T P_L \tilde{e} \quad (21)$$

olarak elde edilir. $\bar{A} = A - BK$ matrisi kararlı olduğundan pozitif tanımlı ve simetrik Q_L matrisi için P_L pozitif tanımlı simetrik bir matristir. İşlem kolaylığı için $\delta = B^T P_L x$ alınır, o zaman denklem (21)'in sağındaki ikinci terim $x^T P_L B [u_n(x) + e(x, t)] = \delta^T (u_n + e)$ olur. Denklem (13)'te $\|e(x, t)\| \leq \rho$ ve denklem (9)'daki doğrusal olmayan denetlecin ilk durumu $\|\delta\| > \varepsilon$ için,

$$\begin{aligned}\delta^T (u_n + e) &= \delta^T \left(-\rho \frac{\delta}{\|\delta\|} + e \right) = \delta^T \left(-\rho \frac{\delta}{\|\delta\|} \right) + \delta^T e \\ &\leq -\rho \frac{\|\delta\|^2}{\|\delta\|} + \|\delta^T e\|, \quad \delta^T \delta = \|\delta\|^2 \\ &\leq -\|\delta\| \rho + \|\delta\| \rho \\ &= 0\end{aligned}$$

olur. Denklem (9)'daki doğrusal olmayan denetlecin ikinci durumu $\|\delta\| \leq \varepsilon$ için

$$\begin{aligned}\delta^T (u_n + e) &= \delta^T \left(-\rho \frac{\delta}{\varepsilon} + e \right) = \delta^T \left(-\rho \frac{\delta}{\varepsilon} \right) + \delta^T e \\ &\leq -\rho \frac{\|\delta\|^2}{\varepsilon} + \|\delta^T e\|, \quad \delta^T \delta = \|\delta\|^2 \quad (22) \\ &\leq -\|\delta\|^2 \frac{\rho}{\varepsilon} + \|\delta\| \rho\end{aligned}$$

olur. Denklem (22)'nin en büyük değerini elde edebilmek için, eğer $\|\delta\| = \frac{\varepsilon}{2}$ alınır, denklem (22)'nin en büyük değeri,

$$\delta^T (u_n + e) \leq \rho \frac{\varepsilon}{4}$$

olarak elde edilir. Böylece denklem (21)'in sağındaki ikinci terimin en büyük değeri elde edilmiş olur. Bu değer $\dot{V}(x, t)$ 'de yerine konursa,

$$\begin{aligned}\dot{V}(x, t) &\leq -x^T Q_L x + \rho(x) \frac{\varepsilon}{2} + 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G} \|x\|^2 \\ &\quad + 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}_v \|x\|\end{aligned}$$

olur. Tüm t ve tüm x değerleri için,

$$\begin{aligned}x^T Q_L x - \rho(x) \frac{\varepsilon}{2} - 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G} \|x\|^2 \\ - 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}_v \|x\| > 0\end{aligned} \quad (23)$$

şartı sağlanırsa, Lyapunov fonksiyonunun türevi;

$$\dot{V}(x, t) < 0, \quad x \neq 0 \quad (24)$$

olur. Denklem (9)'daki doğrusal olmayan denetlecin ikinci durumu için kapalı çevrimli sistemin kararlı olduğu başlangıç şartlarının değişim aralığını tespit edelim. Bunun için, denklem (17)'den dolayı denklem (16)'da verilen

$\rho_1(x) \hat{=} a + b\|x\|$ ifadesi denklem (23)'te kullanılırsa, denklem (23),

$$\begin{aligned}[\lambda_{\min}(Q_L) - 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}] \|x\|^2 - \left[\frac{\varepsilon}{2} b + 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}_v \right] \|x\| \\ - \frac{\varepsilon}{2} a > 0\end{aligned} \quad (25)$$

olarak yazılabilir. Burada, $\|x\| = \eta$ olarak tanımlanırsa, sonuçta;

$$\begin{aligned}\eta = \frac{b\varepsilon/4 + \lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}_v}{\lambda_{\min}(Q_L) - 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}} \\ + \sqrt{\frac{a\varepsilon/2}{\lambda_{\min}(Q_L) - 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}} + \left(\frac{b\varepsilon/4 + \lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}_v}{\lambda_{\min}(Q_L) - 2\lambda_{\max}(P_L) \tilde{G}} \right)^2}}\end{aligned} \quad (26)$$

olarak bulunur. $x=0$ merkezli, η yarıçaplı $B(\eta)$ küresi tanımlansın. Tüm $x \notin B(\eta)$ ve tüm $t \in R^1$ için denklem (24)'te verilen $\dot{V}(x, t) < 0$ şartı sağlanmış olur.

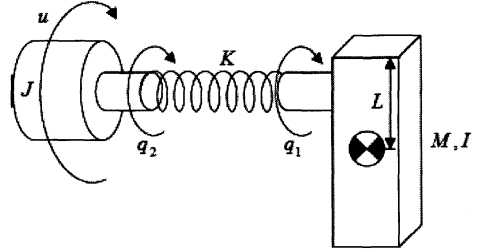
4. Uygulama

Şekil 1'de verilen tüm durum değişkenleri ölçülebilen esnek eklemli bir robot kolunun dinamik denklemleri [5]'te verildiği gibi,

$$I \dot{q}_1 + MgL \sin q_1 + k(q_1 - q_2) = 0 \quad (27)$$

$$J \ddot{q}_2 - k(q_1 - q_2) = u$$

dir.



Şekil 1: Esnek eklemli bir robot kolu şeması

Durum değişkenleri $q_1 = x_1$, $\dot{q}_1 = x_2$, $q_2 = x_3$ ve $\dot{q}_2 = x_4$ olarak alınır, robot kolunun matematiksel modeli durum uzay formunda,

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{MgL}{I} \sin x_1 - \frac{k}{I} x_1 + \frac{k}{I} x_3 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= \frac{k}{J} x_1 - \frac{k}{J} x_3 + \frac{1}{J} u\end{aligned} \quad (28)$$

olarak yazılabilir. Burada x_i ($i=1, \dots, 4$) durum değişkenleri, $y = x_1$ çıkış, q_1, q_2 açılabilir yer değiştirme, L kütle merkezine olan uzaklık, M kütle, J rotor eylemsizliği, I yük eylemsizliği, k esneklik katsayısı ve g yerçekimi ivmesidir. Robot kolunun dinamik denklemindeki sabitler; $L = 0.2$ m, $M = 1$ kg, $k = 1$ Nm/rad, $J = 1$ kgm², $I = 1$ kgm² ve $g \cong 10$ m/s² dir. Şekil 1'deki sistemde öngörülmemiş sürtünme, burulma ve eğilme gibi dinamik yüklerden

kaynaklanan parametre belirsizlikleri vardır. Bu belirsizlikler $\alpha(t)$ ile gösterilmek üzere sistemin durum denklemleri;

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1+\alpha(t) & 0 & 1+\alpha(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1+\alpha(t) & 0 & -1+\alpha(t) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -2\sin(x_1(t)) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

olur. Sistemin belirsizlik ve doğrusal olmayan elemanlarını içeren matrisleri,

$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha(t) & 0 & \alpha(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha(t) & 0 & \alpha(t) & 0 \end{bmatrix}, \quad \Delta B = 0, \quad H = \begin{bmatrix} 0 \\ -2\sin(x_1(t)) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

dir. Böylece,

$$\Delta A(\alpha) = BG(\alpha) + \Delta \tilde{A}(\alpha) \Rightarrow G(\alpha) = [\alpha(t) \ 0 \ \alpha(t) \ 0]$$

$$\Delta B(\beta) = BE(\beta) + \Delta \tilde{B}(\beta) \Rightarrow E(\beta) = 0$$

$$H = BF + \tilde{H} \Rightarrow F = [-2\sin(x_1(t))]$$

olarak alınabilir. Burada belirsizlik parametresi $\alpha(t)$ 'nin değişim aralığı $|\alpha(t)| \leq 0.5$ olarak alınmıştır.

Böylece kapalı çevrimli sistem,

$$\dot{x} = \bar{A}x + B(u_n(x) + e(x,t)) + \tilde{e}(x,t)$$

biçimindedir. Denkleştirilebilen veya denkleştirilemeyen tüm belirsizlikleri ve doğrusal olmayan elemanı içeren $e(x,t)$ ve $\tilde{e}(x,t)$;

$$e(x,t) = G(\alpha)x + Fv \quad (30)$$

$$\tilde{e}(x,t) = \Delta \tilde{A}x + \tilde{H} \quad (31)$$

dir. Denklem (30)'da tanımlanan $e(x,t)$, aşağıdaki norm eşitsizliğini sağlar.

$$\|e(x,t)\| \leq \max_{\alpha \in \mathcal{A}} \|G(\alpha)x\| + \max_{v \in \mathcal{V}} \|Fv\| \hat{=} \rho(x)$$

Böylece, belirsizliklere ve doğrusal olmayan terime bağlı olan $\rho(x)$ fonksiyonu;

$$\rho(x) = \max_{\alpha \in \mathcal{A}} \|G(\alpha)x\| + \max_{v \in \mathcal{V}} \|Fv\| \quad (32)$$

$$= 0.5|x_1 + x_3| + |2\sin x_1|$$

olarak elde edilir.

4.1. Doğrusal Denetleç Tasarımı

Denklem (7)'de verilen doğrusal denetlecin denklem (5)'te verilen hedeflenen performans indeksi $Q_R = \text{diag}[1 \times 10^3, 1, 1]$ ve $R=1$ için denklem (6)'da verilen Riccati denkleminin çözümünden elde edilen denklem (33)'teki P_R kullanılarak bulundu. P_R matrisi;

$$P_R = \begin{bmatrix} 780.63 & 397.02 & 111.46 & 15.38 \\ 397.02 & 374.99 & 147.82 & 28.19 \\ 111.46 & 147.82 & 71.66 & 16.25 \\ 15.38 & 28.19 & 16.25 & 5.78 \end{bmatrix} \quad (33)$$

olduğundan, kazanç katsayıları;

$$K = [15.38 \ 28.19 \ 16.25 \ 5.78] \quad (34)$$

olarak bulunur.

Bu durumda nominal sistemin karakteristik polinomal denkleminin kökleri $\lambda_{1,2} = -0.85 \pm j2.33$ ve $\lambda_{3,4} = -2.04 \pm j0.96$ 'dir.

4.2. Doğrusal Olmayan Denetleç Tasarımı

Denklem (9)'daki doğrusal olmayan denetleç sistem tek girişli olduğundan signum (işaret) fonksiyonu ile tekrar yazılırsa;

$$u_n(x) = \begin{cases} -\rho(x) \text{sgn}(B^T P_L x), & |B^T P_L x| > \varepsilon \text{ için} \\ -\rho(x) \frac{1}{\varepsilon} (B^T P_L x), & |B^T P_L x| \leq \varepsilon \text{ için} \end{cases} \quad (35)$$

olur. Burada P_L 'yi $Q_L = \text{diag}[1 \times 10^3, 1, 1]$ için denklem (8)'de verilen Lyapunov denkleminin çözümünden;

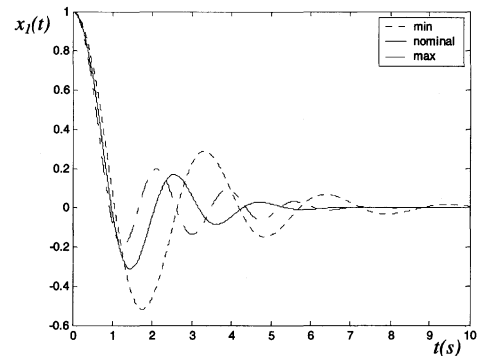
$$P_L = \begin{bmatrix} 746.72 & 346.06 & 88.19 & 10.70 \\ 346.06 & 268.20 & 87.81 & 12.29 \\ 88.19 & 87.81 & 34.08 & 5.11 \\ 10.70 & 12.29 & 5.11 & 0.97 \end{bmatrix} \quad (36)$$

olarak buluruz. Lyapunov denkleminde P_L yerine P_R kullanılırsa elde edilen Q_L 'nin yine pozitif tanımlı olduğu görülmüştür.

4.3. Benzetim Sonuçları

Kapalı çevrimli sistemin performansı, sistemin durum değişkenlerinin başlangıç şartları $x(0) = [1, 0, 0, 0]^T$ ve doğrusal olmayan denetleçteki $\varepsilon = 0.1$ pozitif sabitesi için şekil 1'deki sistem Matlab/SIMULINK 6.5 ortamında modellenerek incelendi ve sistemin benzetim sonuçları elde edildi.

Benzetim sonuçları şekil 2,3,4 ve 5'te verilmiştir. Şekil 2 ve 3'te P_R ve P_L değeri kullanılmıştır. Şekil 4 ve şekil 5'te P_L yerine denetim parametrelerinin ayarı yapılarak P_R kullanıldı. Şekil 2 ve şekil 4'ten de görüldüğü sistem başlangıç şartlarındaki değerden orijine asimptotik olarak ulaşmaktadır. Şekil 3'te verilen denetim sinyaline göre şekil 5'teki denetim sinyalinin genişliğinin maksimum değeri daha düşük ve daha süreklidir. Sistemin sürekli durumu hatası sadece belirsizliklerin minimum değerinde ilk duruma göre az da olsa artmıştır. Belirsizliklerin maksimum ve minimum değerlerinde de sistem çalışmakta ve hedeflenen performansa oldukça yakın bir performans göstermektedir.



Şekil 2: Şekil 1'deki sistemin (33)'teki P_R , (36)'daki P_L , $x(0) = [1, 0, 0, 0]^T$, belirsizliklerin maksimum ve minimum değerleri ile nominal sistem değerleri için; x_1 durum değişkeni.

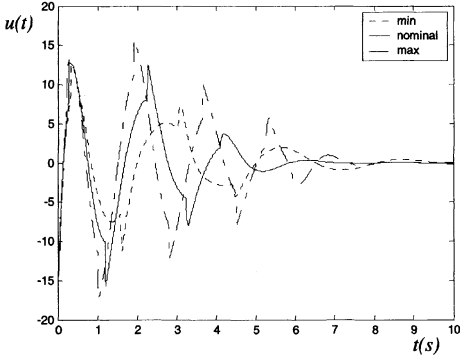
5. Sonuçlar ve Tartışma

Bu çalışmada, parametre belirsizliği içeren esnek eklemli robot kolları için kullanılabilecek [3]'te önerilen dayanıklı (robust) durum geribeslemeli denetim, iki esnek eklemli robot kolu uygulaması ile verildi. Burada belirsizliklerin değişim aralığı verildiğinden, bu değişim aralığını karşılayan ve hedeflenen kapalı çevrimli sistem performansını da sağlayan [6]'da verilen belirsizlik içeren dinamik sistemler için geliştirilmiş denetleç, belirsizlik içeren ve doğrusal olmayan esnek eklemli robot kolları için tasarlandı. Önerilen denetleç, doğrusal ve doğrusal olmayan iki denetleçten oluşmaktadır. Doğrusal denetleç, nominal sistemin kararlılığını ve hedeflenen geçici durum davranışının görülmesini sağlar. Doğrusal olmayan denetleç ise belirsiz parametrelerin ve doğrusal olmayan elemanların etkisini karşılar ve kapalı çevrimli sistemin kararlılığını garantiler.

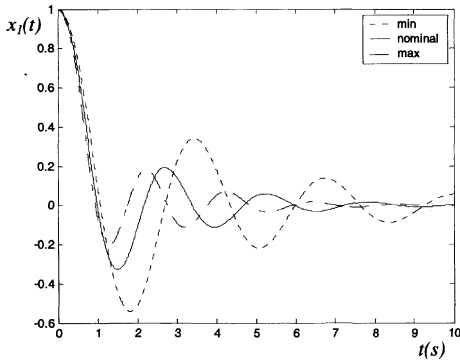
Tasarlanan denetleç ile nominal modeli kararsız sistem için kapalı çevrim kararlılığı garantilenerek sistem yörüngesinin, parametre belirsizlikleri, doğrusal olmayan elemanlar ve seçilen başlangıç şartlarına rağmen hedeflenen noktaya ulaşması ve orada kalması sağlandı.

6. Kaynakça

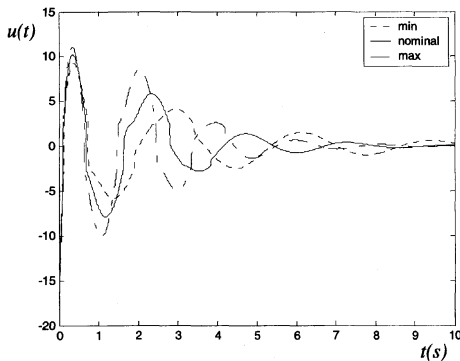
- [1] G. Ablay ve A. Uçar, "Belirsizlik ve Doğrusal Olmayan Eleman İçeren Sistemler İçin Bir Dayanımlı Durum Geribeslemeli Kontrolör," GAP V. Mühendislik Kongresi, Şanlıurfa, Cilt: 1, s:732-739, 2006.
- [2] B.R. Barmish ve G. Leitmann, "On Ultimate Boundedness Control of Uncertain Systems in the Absence of Matching Assumptions," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Cilt: AC-27, No: 1, s:153-158, 1982.
- [3] Y.H. Chen, "On the Robustness of Mismatched Uncertain Dynamical Systems," *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Cilt: 109, No: 1, s:29-35, 1987.
- [4] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice-Hall Int., Third Edition, 2002.
- [5] J.J.E. Slotine ve W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall International, 1991.
- [6] W. Breinl, ve G. Leitmann, "State Feedback for Uncertain Dynamical Systems," *Applied Mathematics and Computation*, Cilt: 22, s: 65-87, 1987.
- [7] G. Leitmann, "On the Efficacy of Nonlinear Control in Uncertain Linear Systems," *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Cilt: 102, s:95-102, 1981.
- [8] S. Payandeh, "On the Effect of Compliance in Robotic Contact Tasks Problem", Proceedings of 1995 American Control Conference, s:387-391, 1995.
- [9] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall International, Fourth Edition, 2002.
- [10] W.L. Brogan, *Modern Control Theory*, Prentice-Hall International, Third Edition, 1991.
- [11] B. Kolman ve C.R. Hill, *Elementary Linear Algebra*, Prentice-Hall International, Seventh Edition, 2002.
- [12] M. Corless, "Control of Uncertain Nonlinear Systems," *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Cilt: 115, s:362-372, 1993.



Şekil 3: Şekil 1'deki sistemin (33)'teki P_R , (36)'daki P_L , $x(0)=[1,0,0,0]^T$, belirsizliklerin maksimum ve minimum değerleri ile nominal sistem değerleri için; $u(t)$ denetim sinyali.



Şekil 4: Şekil 1'deki sistemin (33)'teki $P_L = P_R$, $x(0)=[1,0,0,0]^T$, belirsizliklerin maksimum ve minimum değerleri ile nominal sistem değerleri için; x_1 durum değişkeni.



Şekil 5: Şekil 1'deki sistemin (33)'teki $P_L = P_R$, $x(0)=[1,0,0,0]^T$, belirsizliklerin maksimum ve minimum değerleri ile nominal sistem değerleri için; $u(t)$ denetim sinyali.

Esnek Robot Kolları için Doğrusal olmayan Optimal ve Uyarlanabilir Denetleyici Tasarımı

Mustafa Doğan¹, Yorgo İstefanopoulos²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Başkent Üniversitesi, Ankara
mudogan@baskent.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Işık Üniversitesi, İstanbul
istef@isikun.edu.tr

Özetçe

Doğrusal olmayan ve çok eklemli esnek robot kollarını, dış bozanetkenler ile uç-yük değişimleri gibi bilinmeyen belirsizlikler altında denetlemek oldukça zordur. Ancak, uyarlamalı ve dayanıklı bir denetleyici ile bu zorluğun üstesinden gelinebilir. Bu makalede, esnek kolların ihmal edilen yüksek frekanslı kipleri yanısıra uç-yük değişikliği gibi tamamıyla bilinmeyen bozanetkenlere rağmen eniyi denetim için Uyarlanabilir Dahili Model (UDM) yaklaşımı değiştirilerek uygulanmıştır. Ayrıca, kapalı-döngü sistemin kararlılığını sağlamak için, UDM ile paralel çalışan dayanıklı bir denetleyici de ek olarak tasarlanmıştır. Bu paralel denetleyici, UDM ile ilk kez bu çalışmada birlikte kullanılmış olup, sistemin doğrusal olmayan yapısı da göz önüne alınarak, yeni ve verimli bir evrimsel algoritma yardımıyla başarılı bir şekilde eniyleştirilmiştir.

1. Giriş

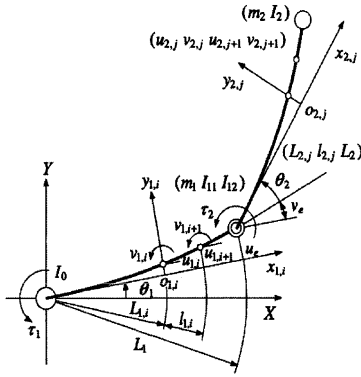
Esnek robotik sistemlerin iki önemli üstünlüğü hafif olmaları ve düşük enerji gereksinimleri olmasıdır. Bununla birlikte, bu sistemler için yapısal modelleme ve denetleyici tasarımı oldukça karmaşıktır. Bu karmaşıklığın nedeni ise yüksek açışal hızlardaki manevraların sonucu oluşan, esnek ve katı kipler arasındaki bağlaşımdır. Bugüne kadar, esnek robot kolları için çeşitli denetim yöntemleri önerilmiştir. Uyarlanabilir geribeslemeli doğrusallaştırma yine bir esnek kol için doğrusal olmayan ayrık-zaman modeline başarıyla uygulanmıştır [1]. Ayrıca, tekil sarsımlar yöntemi, konum ve kuvvet denetiminde kullanılmıştır [2]. Peryodik bozanetkenlerin etkilediği, geribeslemeyle doğrusallaştırılabilen fakat doğrusal olmayan sistemler hem bilinen bozanetkenler [3] hem de bilinmeyen bozanetkenler [4] için incelenmiştir. [3]'de, bilinen bozanetkenlerin sıfır-dinamiğini (özgül giriş ve ilk koşul değerleri için çıkışın sıfırlanmış) dinamik

sistem) uyarlamadığı varsayılıyor. Oysa, [4]'de ise, bilinmeyen bozanetkenler, sistemin yüksek frekanslı kiplerini dahi etkinleştirebilirler. Bu çalışmada, esnek kolların ihmal edilen yüksek frekanslı kipleri ve aynı zamanda büyük yük parametre (uç-yük) değişiklikleri gibi tamamıyla bilinmeyen bozanetkenlere rağmen eniyi denetim için [4]'de önerilen Uyarlanabilir Dahili Model yaklaşımı değiştirilerek uygulanmıştır.

2. Analitik Model

Esnek robot kollarının matematiksel modeli, Varsayılan Kipler Yöntemi [5] yada Sonlu Elemanlar Yöntemiyle (Finite Element Method:FEM) [6] elde edilebilir. [7] de sunulan sonuçlara dayanarak, bu makalede Sonlu Elemanlar Yöntemi kullanılmıştır. Çünkü, FEM ile elde edilen sonuçların daha doğru olduğu [8] ve dinamik gerçek-zamanlı denetleyici yapımında ideal bir biçimde kullanılabilirdiği kanıtlanmıştır [7]. Kol uzunluğunun, kalınlığının oranının yeteri kadar büyük olmasından dolayı [9, 10], linkler için Euler-Bernoulli modelinin uygun olduğu ve sadece esnek (yanal) doğrultuda deformasyona uğrayabilecekleri varsayılmıştır. Coulomb ve ağırlık sürtünmesi de sistemin modeline dahil edilmiştir. [11]'de sunulan sonuçlardan yararlanarak, sınır koşulları tutturulmuş-serbest (clamped-free) uç yapılarına göre seçilmiştir.

Şekil 1'deki çeşitli simgelerin açıklaması, OXY : evrensel atalet koordinat sistemi ; $o_{1,i}x_{1,i}y_{1,i}$: birinci linkin i numaralı elemanına iliştilirilmiş koordinat sistemi , $o_{2,i}x_{2,i}y_{2,i}$: ikinci linkin i numaralı elemanına iliştilirilmiş koordinat sistemi , L_1, L_2 linklerin toplam uzunlukları, $L_{1,i}$: birinci linke ait ilk $(i - 1)$ elemanın uzunluklarının birikimli toplamı, $L_{2,j}$: ikinci linke ait ilk $(j - 1)$ elemanın uzunluklarının birikimli toplamı, $l_{1,i}$ and $l_{2,j}$: birinci linkin i numaralı elemanın ve ikinci linkin j numaralı elemanın uzunlukları, θ_1, θ_2 : linklerin açışal yer değiştirmeleri, $(u_{1,i}, v_{1,i})$: birinci linkin i numaralı



Şekil 1: Robot Kolumun Yapılanışı [6]

düğümüne ait esnek sapma ve eğim, $(u_{2,j}, v_{2,j})$: ikinci linkin j numaralı düğümüne ait esnek sapma ve eğim, (u_e, v_e) : birinci linkin sonundaki esnek sapma ve eğim; I_0, I_2 : birinci eklem ve uç-yükün eylemsizlik momentleri; I_{11}, I_{12} : ikinci eklem eylemsizlik momentleri; m_2 : uç-yükün kütle değeri; τ_1, τ_2 : denetim torkları, C_f : Coulomb sürtünme katsayısı, V_f : ağırlık sürtünme katsayısı [6].

2.1. Hareket Denklemleri

Hareketin dinamik denklemleri, Lagrange yaklaşımı kullanılarak elde edilebilir, ayrıntılar için [19]'daki ilgili bölüm incelenebilir. Benzetim ve gerçek-zamanlı işlemede yüksek maliyetler doğuran ve dinamik modeli gittikçe daha da karmaşıklaşan, titreşimin yüksek frekanslı kiplerini ihmal etmek gerekir. Bu işlem titreşim kiplerinin sadeleştirilmesi (modal truncation) olarak bilinir. Bu araştırmada, ihmal edilen yüksek frekanslı kiplerin en küçüğünün frekansı, modellenen ilk kipi frekansının hemen hemen 10 katı olduğu için; ihmal edilen kiplerin genlikleri de yaklaşık olarak, ilk kipi genliğinin $\frac{1}{100}$ 'ü kadardır [13, ch. 4]. Bu yüzden, yüksek frekanslı kiplerin titreşime katkısı ihmal edilebilir [9]. Bunu gerçekleştirmek için, öncelikle kütle ve bükülmezlik matrislerinin doğrusal kı sınımlarından bir dönüşüm matrisi oluşturmak gerekir. Bu dönüşüm matrisi ile genelleştirilmiş-düğüm koordinatlarından, kipsel koordinatlara geçebiliriz [14]. Böylece,

$$p_1 = \Phi_1 \cdot \hat{q}_1 \quad p_2 = \Phi_2 \cdot \hat{q}_2 \quad (1)$$

burada Φ_1 ve Φ_2 , $2N_1 \times M_1$ ve $2N_2 \times M_2$ boyutlarındaki dönüşüm matrislerini, M_1 ve M_2 kiplerin link başına sayısını, \hat{q}_1 ve \hat{q}_2 ise sırasıyla link 1 ve 2 için kipsel yer değiştirmeleri gösterir. Dönüşüm sonrası hareketin denklemleri şu hale gelir,

$$\hat{M}(\hat{q})\ddot{\hat{q}} + \hat{C}(\hat{q}, \dot{\hat{q}})\dot{\hat{q}} + \hat{K}\hat{q} = \hat{b}\tau \quad (2)$$

burada \hat{q} bütün kipsel yer değiştirmelerin vektörüdür;

$$\hat{q} = (\theta_1 \quad \theta_2 \quad \hat{q}_1^T \quad \hat{q}_2^T)^T.$$

Bu çalışmada, sembolik bir program yardımıyla dönüşüm otomatik olarak gerçekleştirilip, hareket denklemleri, analiz ve benzetim için uygun hale getirilmektedir. Denetleyici tasarımı için, sadece her iki linkte ilk kipler seçilmiştir, öyleki

$$\hat{q} = (\theta_1 \quad \theta_2 \quad q_3 \quad v_e \quad q_5)^T$$

burada q_3 ve q_5 sırasıyla link 1 ve 2 için ilk kipleri, ve v_e ise birinci linkin sonundaki eğimi gösterir. Ayrıca, v_e hareket denklemlerinde doğrusal olmayan terimlerin içinde bulunduğu için dönüşüm sırasında olduğu gibi korunmuştur.

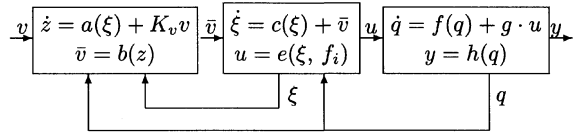
3. Denetleyici Tasarımı

3.1. Uyarlamasız Denetleyici

Doğrusal olmayan, dinamik durum geribeslemeli denetleyici, hem esnek titreşimleri söndürmek, hem de verilen bir hedef uç-yük konumuna ulaşmak için kullanılmıştır. Yeni bir durum değişkeni tanımlayarak $q = (\hat{q}^T \quad \dot{\hat{q}}^T)^T$ ve ana hareket denkleminde (2) her iki tarafı kütle matrisinin tersiyle çarparsak, $D = \Phi^T \hat{M}^{-1}$ matrisini ve aşağıdaki sistem denklemlerini elde ederiz,

$$\begin{aligned} \dot{q} &= f(q) + [g_1 \quad g_2] \begin{bmatrix} u_1 - V_f \theta_1 - C_f \text{sign}(\theta_1) \\ u_2 - V_f \theta_2 - C_f \text{sign}(\theta_2) \end{bmatrix} \\ y &= h(q) \end{aligned} \quad (3)$$

$\text{sign}(x)$ işlevi analitik olmadığından, geribeslemeli doğrusallaştırma kuramının [15] türevlenebilirlik varsayımını sağlamak için, $\frac{2}{\pi} \arctan(10^6 x)$ işlevi ile yer değiştirmelidir. Burada $f(q)$ kipsel koordinatların doğrusal olmayan bir işlevidir. Yukardaki denklemin daha açık halini [20] de bulabiliriz.



Şekil 2: Dinamik Denetim Şeması

Geribeslemeli doğrusallaştırma yönteminin [15] adımlarını sırasıyla izlemek için, sistemin görelî derecesini (relative degree) saptamak zorundayız, öyleki

$$L_g L_f h(q) = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix}$$

burada $L_{(\cdot)}(\cdot)$ Lie¹ türevini gösterir. Kipsel dönüşüm matrisi Φ ve kütle matrisi M tekil olmadıkları için, D ($\forall \mathbf{q}$ orijin dahil) matrisi de tekil değildir. Bu yüzden, sistemin evrensel görelî derecesi $\{r_1, r_2\} = \{2, 2\}$ dir ve (3)'deki sistemin boyutu ise $n = 10$ dur. $r = 2 + 2 = 4 < 10$ olduğu için, dinamik durum geribeslemesi uygulanabilir. Şekil 2'de görüldüğü gibi dinamik genişletme algoritması [15, ch. 5] iki kez uygulanmıştır. Böylece, bileşik sistemin boyutu $n_c = 16$ ve evrensel görelî derecesi ise $\{r_1, r_2\} = \{8, 8\}$ olur. Sonuç olarak, $r_1 + r_2 = n_c$ koşulu sağlanmış olur. Bu da, yardımcı durumlarla ($\xi = [\xi_1, \dots, \xi_6]^T$ ve \mathbf{z}) birlikte bileşik sistemin; doğrusal, denetlenebilir ve normal koordinatlarda bir sisteme dönüştürülebileceğini kanıtlar. Ayrıca, kapalı-döngü sistemin kararlılığı aşağıdaki denetim yasalarıyla sağlanır.

$$\begin{aligned} u_1 &= (-f_6 + \xi_1 - D_{12}u_2)/D_{11} \\ u_2 &= (-f_7 + \xi_4 - D_{21}u_1)/D_{22} \end{aligned} \quad (4)$$

Şekil 2'deki giriş referans değerleri $\mathbf{v} = [v_1 \ v_2]^T$ için tasarım ise şöyledir;

$$\begin{aligned} v_1 &= -800(q_1 - \theta_{1d}) - 60q_6 - \dot{q}_6 \\ v_2 &= -800(q_2 - \theta_{2d}) - 60q_7 - \dot{q}_7 \end{aligned} \quad (5)$$

buradaki denetleyici kazançları birkaç denemeden sonra bulunmuştur. Bir sonraki bölümde, bu kazançlar eniyileştirilecektirler. (3)'deki Sistemin Sıfır-Dinamiği (temel olarak, uygun geribeslemeli tümleyici-zincirinden oluşan) kararlıdır. (4) denklemleriyle verilen, doğrusal olmayan dinamik durum geribeslemeli denetim uygulanıp, durum denklemleri yeniden düzenlenince aşağıdaki alt-sistem ortaya çıkar;

$$\dot{\mathbf{q}} = \tilde{f}(\mathbf{q}, \xi) + [\tilde{g}_1 \ \tilde{g}_2] \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

burada $\tilde{g}_1 = 0$ ve $\tilde{g}_2 = 0$ 'dır. Bunların yanında, gerçek giriş buruları da sadece katı koordinatlara uygulanmakta olup, \dot{q}_6 ve \dot{q}_7 'nin denklemlerini etkilemektedir. Yukarıdaki sistem (6) için yapılan hesaplamalar $[ad_{\tilde{f}} \tilde{g}_1, ad_{\tilde{f}} \tilde{g}_2] = 0$ olduğunu göstermiştir. [15, Th. 7.4.4]'deki teoremin ışığında, şu yardımcı önermeyi yazabiliriz,

Önerme 3.1.1 *Eğer bütün $k \geq 0$ ve $h \geq 0$ değerleri için, $[ad_{\tilde{f}}^k \tilde{g}_1, ad_{\tilde{f}}^k \tilde{g}_2] = 0$ sağlanırsa, dinamik geribeslemeyle, kapalı-döngü sistemin (3) sonuŕurda kararlılığı için gerek-koşul da yerine getirilmiş olur.*

¹Lie türevi şu şekilde tanımlanır: $L_f h(q) = \left[\frac{\partial h(q)}{\partial q} \right]^T \cdot f(q)$.
Kath türevler ise: $L_f^k h(q) = \left[\frac{\partial L_f^{k-1} h(q)}{\partial q} \right]^T \cdot f(q)$

burada $k \geq 1$ ve $ad_f^0 g = g$ için $ad_f^k g = [f, ad_f^{k-1} g]$ olarak tanımlanabilir. Ayrıca $ad_f^1 g = [f, g]$ Lie çarpımı diye bilinir. Sonuç olarak, tüm kipsel koordinatların sonuŕurda kararlılığı garanti edilmiş olur. Şöyleki,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{q}(t) = 0$$

buradaki sonuç, bu çalışmadaki benzetimlerle de ayrıca doğrulanmıştır. Ayrıntılar için [15, Th. 9.6.2] deki teorem ve [16, section 12.3]'deki ilgili kanıt incelenebilir.

3.2. Hata-Geribeslemeli Uyarların Denetleyici

Dahili Model tabanlı bir denetleyici tasarlamak için, Çıkışı-Sıfırlayan manifoldu değişmez kılan bir denetim kuralı, C_σ bulmak gerekir. Bunu, doğrusal sistemlerde, bozanetken ile sistemin çıkışı arasındaki aktarım işlevinin iletim sıfırlarını yerleştirmeye benzetebiliriz. Denetleyicinin dahili model kısmı, daha sonra sistemin kararlılığını sağlayan paralel dayanıklı bir denetleyiciye eklenecektir. Daha önceki bölümde tanımlanan sistem (6)'i temel alarak, denetleyici mimarisini uyarların olacak şekilde genişletilmiştir. Çalışmanın bu bölümünde [4, 17]'deki Uyarların Dahili Model yaklaşımı uygulanmıştır; hata ve bozanetken dinamiği aşağıdaki şekildedir:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}} &= f_0(\mathbf{z}, q_1, q_2, \mathbf{w}, m_2) \\ \dot{q}_1 &= q_6 \\ \dot{q}_2 &= q_7 \\ e_1 &= q_6 \\ \dot{e}_1 &= \xi_1(v_1) + \rho_1(w_1) \\ e_2 &= q_7 \\ \dot{e}_2 &= \xi_4(v_2) + \rho_2(w_2) \end{aligned} \quad (7)$$

burada $\mathbf{z} = [q_8 \ q_9 \ q_{10}]^T$, m_2 değişken uç-yük kütlelerini, v_1, v_2 denetim girişlerini, $\rho_1(w_1) = w_1$, $\rho_2(w_2) = w_2$ ve *nötr kararlı* dış sistemi yada bozanetkenleri gösterir. Dış sistemin dinamiği aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{w}} &= S \cdot \mathbf{w} \\ S &= \begin{bmatrix} 0 & \sigma \\ -\sigma & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

burada σ bilinmeyen dış sistem parametresini belirtir. Bazı hesaplamalardan sonra, uyarların olmayan dahili model için, aşağıdaki denetim yasaları, C_σ , elde edilir;

$$\begin{aligned} C1_\sigma &= L_S^2 \rho_1(w_1) = -\sigma^2 \cdot w_1 \\ C2_\sigma &= L_S^2 \rho_2(w_2) = -\sigma^2 \cdot w_2 \\ L_S^4 C_\sigma &= a_0 C_\sigma + a_1 L_S C_\sigma + a_2 L_S^2 C_\sigma + a_3 L_S^3 C_\sigma \end{aligned}$$

buradaki tüm a_i 'ler σ 'ya bağlıdır. Yukarıdaki son denklemin $a_i(\sigma)$ terimleri için çözersek, denetleyicinin dahili

model kısmı için doğrusal gözlemlenebilir sistemi elde ederiz;

$$\Phi(\sigma) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_0(\sigma) & a_1(\sigma) & a_2(\sigma) & a_3(\sigma) \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = (1 \ 0 \ 0 \ 0)$$

$$\dot{\eta} = \Phi(\sigma) \cdot \eta$$

$$u_{im} = \Gamma \cdot \eta$$

buradaki $\Phi(\sigma)$ 'nin görüncesinin, dış sistemin öz-değerlerini ve öz-değerlerinin katlarını da içermek zorunda olduğunu belirtmeliyiz. Bu sinüs dalgalarının yüksek katsırlık bileşenleri, robot sisteminin doğrusal olmayan kısmı tarafından da üretilmiş olabilirler [4]. Yukarıdaki sisteme doğrusal benzerlik dönüşümü uygulanırsa doğal dahili model bulunur;

$$\dot{\eta} = (F + G\Psi_{\sigma}) \cdot \eta$$

$$u_{im} = \Psi_{\sigma} \cdot \eta$$

Denetleyici gerçekleştirilmesinde hatanın türevleri kullanılacağından, hata sinyalleri ve türevleri yüksek hızlı bir gözlemleyici tarafından kestirilmelidir. Böylece doğrusal gözlemleyici aşağıdaki gibi seçilebilir,

$$\dot{\hat{q}} = M_g \cdot \hat{q} + L_g \cdot e_i \quad i = 1, 2$$

burada

$$M_g = \begin{bmatrix} -g \cdot c_1 & 1 \\ -g^2 \cdot c_0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$L_g = \begin{bmatrix} g \cdot c_1 \\ g^2 \cdot c_0 \end{bmatrix}$$

burada $g > 0$ tasarım sırasında saptanacak bir parametredir, ve $p_c(\lambda) = \lambda^2 + c_1 \cdot \lambda + c_0$ çokterimlisi ise Hurwitz'dir. g 'nin büyük değerlerinde oluşabilecek sonlu kaçışlardan kurtulmak için, kestirimler bir doyunluk işlevi ile sınırlandırılmalıdır. Böylece, denetleyiciyi gerçekleştirirken, durumların ölçülmesine gerek kalmadan, kestirimlerini kullanabiliriz. (7) sisteminin yarı-evrensel dayanıklı çıkış konum denetimini sağlamak için; durum kestirimlerinden yararlanarak, $\hat{\theta}^i$ 'yi uyarılma ve kararlılık geribeslemesinde kullanmak üzere, tanımlamak zorundayız [4, Th. VII.1]. Sonunda, yeni dinamik hata-geribeslemeli denetleyicinin ana-çatısı şu şekilde verilebilir:

$$\hat{\theta}_1 = \hat{q}_2 + k\hat{q}_1$$

$$\hat{\theta}_2 = \hat{q}_4 + k\hat{q}_3$$

$$\dot{\zeta}_i = (F + G\hat{\Psi}_i)\zeta_i - KG \text{sat}(l, \hat{\theta}_i)$$

$$\frac{d}{dt}\hat{\Psi}_i = -\gamma \text{sat}(l, \hat{\theta}_i)\zeta_i^T \quad (\text{Adaptation Rule})$$

$$v_i = \hat{\Psi}_i\zeta_i + v_{si} \quad \text{and} \quad i = 1, 2.$$

buradaki denetimler v_{s1}, v_{s2} aşağıda tanımlanmıştır ve $\text{sat}(\cdot, \cdot)$, doyunluk işlevi şöyledir

$$\text{sat}(l, s) = \begin{cases} s, & |s| \leq l \\ \frac{s}{|s|}, & |s| > l \end{cases}$$

Bu makalede, [4]'deki yaklaşımdan farklı olarak, sistemi kararlı hale getirmek için, aşağıdaki denetim girdileri seçilmiştir:

$$v_{s1} = -K_{c1}(q_1 - \theta_{1d}) - K_{c2}q_6 - \dot{q}_6$$

$$v_{s2} = -K_{c1}(q_2 - \theta_{2d}) - K_{c2}q_7 - \dot{q}_7$$

buradaki denetleyici kazançları K_{c1} ve K_{c2} , yeni bir eniyileştirme yöntemi olan "Big Bang - Big Crunch", BB-BC [18] adlı evrimsel bir algoritma yardımıyla bulunmuştur. Bu yeni yöntem evrenin *evrimi* ile ilgili kuramlardan birine dayanmaktadır. Bu kuram Büyük Patlama-Büyük Kapanma diye bilinmektedir. Büyük Patlama evresinin ana özelliği, enerji tüketiminin düzensizliğe ve rastgeleliğe yol açmasıdır. Büyük Kapanma evresinde ise, rastgele dağılmış parçacıklar bir düzene doğru çekilirler. Bu kuramdan esinlenerek, yeni bir eniyileştirme algoritması geliştirilmiştir [18]. Bu algoritma öncelikle Büyük Patlama evresinde, Gauss dağılımına göre rastgele noktalar üretir; Büyük Kapanma evresinde ise, bu noktaları, ağırlık merkezi mantığıyla, ağırlık merkezini temsil eden bir nokta etrafında toplamaya çalışır. Bu iki evre, özylenelemeli bir şekilde, bu arada belirli kıstaslara da uyarak, birbirini takip eder. [18]'deki çalışmada, bu yeni yöntemin performansının klasik genetik algoritmaya(GA) göre oldukça iyi olduğu, birçok denektaşı sınamasıyla gösterilmiştir.

4. Benzetim Sonuçları

4.1. Uyarlamasız Denetim

Önerilen denetleyici, MATLAB kullanılarak hazırlanan bir benzetim programı ile denenmiştir. Bu durum için sistem (3) modelinin parametreleri, kısmen [6]'daki gibi olmak üzere, Tablo 1'de verilmiştir.

Bu bölüme ait benzetim çalışmasının sonuçları, [19]de özetlenmiştir. Uç-Yük değişimi Şekil 3'de gösterilmiştir. Öncelikle, hiçbir bozanetken olmaksızın, değişken uç-yükle benzetim yürütülmüştür. Uç-Yük değişimi, zaman yanıtlarında önemli bir değişikliğe neden olmamıştır. Bu tasarlanan denetleyicinin dayanıklılığını gösterir. Esnek robot kolları, doğası gereği minimum-faz yada dahili olarak kararlı değillerdir. Bu yüzden, omuza ilk buru uygulandığında, hareketin başlangıcında, istenmeyen titreşimler gözlenebilir.

4.2. Uyarlamalı Denetim

Bu durum için sistem (7) modelinin parametreleri, Tablo 2'de verilmiştir.

Parametre	Değer
Link uzunlukları, $L_1 = L_2$	0.5 m
Young's Modülü, E	200 GPa
Yoğunluk, ρ	7800 kgm^{-3}
Link kesit alanı	$9e-5 m^2$
Omuz Momenti, I_0	0.02 kgm^2
Kesit Alan Momentleri, $I_1 = I_2$	$4.7e-11 m^4$
Uç-Yük, m_2	0.2, 1.2, 0.5 kg
θ_{1d} (istenen)	$\pi/2 rad$
θ_{2d} (istenen)	$-\pi/2 rad$
Akışmazlık sürtünme k. V_f	0.001
Coulomb sürtünme k. C_f	0.07

Tablo 1: Esnek Kol için Parametreler.

Parametre	Değer
Ağdalık sürtünme k.	$V_f = 0.001$
Coulomb sürtünme k.	$C_f = 0.0$
σ Dış-sistem @ 1.evre	1 ve 7. sn.den sonra 2
σ Dış-sistem @ 2.evre	10 ve 7. sn.den sonra 40
$g = 10$, $k = 0.5$	$K = 0.001$
a_0 @ $\Phi(\sigma)$	$-100\sigma^4$
a_2 @ $\Phi(\sigma)$	$-101\sigma^2$
$a_1 = a_3 = 0$ @ $\Phi(\sigma)$	$c_0 = 2$, $c_1 = 3$
$w_1(0)$ Dış-sistem	$\frac{\pi}{20}$
$w_2(0)$ Dış-sistem	$-\frac{\pi}{20}$

Tablo 2: Uyarılama Parametreleri.

Farklı iki uyarılmalı evre için benzetim sonuçları Şekil 4 - 10'de verilmiştir. Her iki evrede de uyarılma $t = 4$. sn. den sonra açılmıştır ve benzetimin sonuna kadar açık bırakılmıştır. 1. evrede, alçak frekanslı ve düşük genlikli(yaklaşık 0.2 Nm kadar) bozanetken için, dış-sistem parametresi $\sigma = 1$ ile benzetime başlanıp, $t = 7$. sn. den sonra değiştirilerek $\sigma = 2$ yapılmıştır. Bu evrede, özellikle 2. link için, hareketin başlangıcında oluşabilecek istenmeyen titreşimler; denetleyici parametrelerinin eniyileştirilmesiyle oldukça başarılı bir şekilde ve neredeyse sıfır genlik-aşımıyla önlenmiştir. Ayrıca, 2. evre ile karşılaştırıldığında, denetim sinyallerine ait zaman yanıtlarının daha iyi olduğu gözlemlenmiştir.

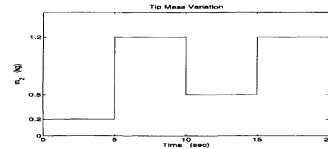
2. evrede ise, yüksek frekanslı bozanetken için, dış-sistem parametresi $\sigma = 10$ ile benzetime başlanıp, $t = 7$. sn. den sonra değiştirilerek $\sigma = 40$ yapılmıştır. Burada özellikle belirtmek gerekir ki, $\sigma = 40$, ihmal edilen yüksek frekanslı titreşim kiplerinin en küçüğüne(link 1 için: 344 rad/sec, link 2 için: 245 rad/sec) karşılık gelmektedir. Buna rağmen, önerilen denetleyici, yüksek frekanslı bozanetken için bile kendini hızlı bir şekilde uyarlayıp, üstün başarımlar göstermiştir. Bu başarımlar [21], [20] de önerilen denetleyicinin yüksek frekanslı ve küçük genlikli bozanetken için gösterdiği performansı aşmıştır. Şöy-

leki, denetim sinyallerinde [20] gözlemlenen çok sık dalgalanmayı önlemek için; bu makalede ve [21] 'da, denetim çıkışında uyarlanımlar alçak geçiren süzgeç kullanılmıştır. Bundan dolayı zaman yanıtlarında kabul edilebilir genlikte küçük salınımlar oluşmuştur.

Her iki uyarılmalı evrede de, denetleyici parametreleri, BB-BC [18] yöntemiyle eniyileştirilmiştir. Bu yeni evrimsel algoritma yardımıyla, sadece genlik-aşımını neredeyse sıfırlamakla (bkz. Şekil 4 ve 5) kalmayıp, aynı zamanda [19] deki değerlere bakıldığında denetim sinyalinin genliğinin $\frac{1}{10}$ 'dan daha fazla azaldığı(bkz. Şekil 6 ve 7), dolayısıyla toplam denetim enerjisinde de oldukça önemli bir azalma gözlemlenmiştir.

5. Sonuç

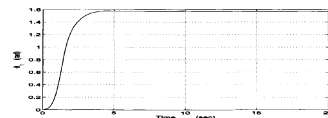
Önerilen denetleyici, Uyarlanımlı Dahili Model (UDM) yaklaşımı [4] ile değişen bozanetkenlere göre kendini ayarlayıp, bozanetken frekansı çok yükseltildiğinde bile başarımları çok az kayıpla sürdürdüğünden dolayı ileri düzeyde dayanıklıdır. Kapalı-döngü sistemin kararlılığını sağlayan paralel denetleyicinin parametrelerinin eniyileştirilmesi başarımları önemli ölçüde arttırmıştır. Bu paralel denetleyici, UDM ile ilk kez bu çalışmada birlikte kullanılmıştır.



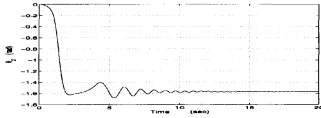
Şekil 3: Uç-Yük Değişimi

6. Kaynakça

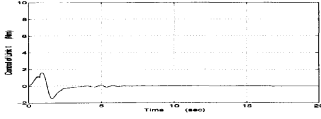
- [1] M.R. Rokui and K. Khorasani, 'Experimental results on discrete-time nonlinear adaptive tracking control of a Flexible-link Manipulator', *IEEE Transactions on systems, man, and cybernetics*, vol.30/1, pp.151-164, 2000.
- [2] B. Siciliano and L. Villani, 'Two-Time scale force and position control of flexible manipulators', *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 2729-2734, Seoul, 2001.
- [3] A. Alleyne, and M. Pomykalski, 'Control of a Class of Nonlinear Systems subject to Periodic Exogenous Signals', *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol.8/2, pp.279-287, 2000.



Şekil 4: Θ_1 - Uyarılmalı Evre 1

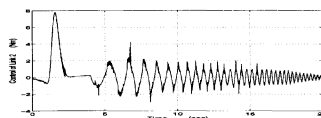


Şekil 5: Θ_2 - Uyarlamalı Evre 1

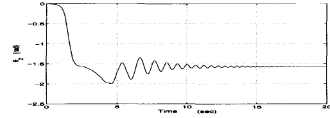


Şekil 6: Θ_1 için Denetim- Evre 1

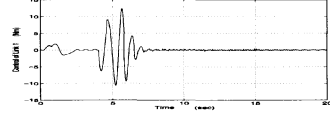
- [4] A. Serrani, A. Isidori and L. Marconi, 'Semiglobal Nonlinear Output Regulation with Adaptive Internal Model', *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.46/8, pp.1178-1194, 2001.
- [5] L. Meirovitch, *Dynamics and Control of Structures*, New York: John Wiley Sons, 1990.
- [6] Ye Zhu, Jinhao Qiu, Junji Tani, 'Simultaneous Optimization of a Two-link Flexible Robot Arm', *Journal of Robotic Systems*, vol. 18(1), pp. 29-38, 2001.
- [7] R.J. Theodore, A. Ghosal, 'Comparison of the Assumed Modes and Finite Element Models for Flexible Multilink Manipulators', *Int Journal of Robotics Research*, vol. 14/2, pp. 91-111, 1995.
- [8] M. Moallem, R.V. Patel, K. Khorasani, *Flexible-link Robot Manipulators: Control Techniques and Structural Design*, London: Springer-Verlag, 2000.
- [9] L. Meirovitch, *Fundamentals of Vibrations*, New York: McGraw-Hill, 2001.
- [10] J.N. Reddy, *An Introduction to the Finite Element Method*, New York: McGraw-Hill, 1993.
- [11] G.G. Hastings and W.J. Book, 'A Linear Dynamic Model for Flexible Robotic Manipulators', *IEEE Control System Magazine*, vol.7, pp.61-64, 1987.
- [12] T.Y. Yang, *Finite Element Structural Analysis*, New Jersey: Prentice Hall, 1986.
- [13] J.P. Den Hartog, *Mechanical Vibrations*, New York: Dover, 1985.
- [14] Ahmed A. Shabana, *Dynamics of the Multibody Systems 2nd edition*, Cambridge: Cambridge University Press, 1998.



Şekil 7: Θ_2 için Denetim- Evre 1

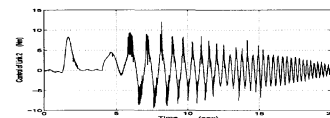


Şekil 8: Θ_2 - Uyarlamalı Evre 2



Şekil 9: Θ_1 için Denetim- Evre 2

- [15] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems, 3rd edition*, New York: Springer-Verlag, 1995.
- [16] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems II*, London: Springer-Verlag, 1999.
- [17] C.I. Byrnes, A. Isidori, 'Limit Sets, Zero Dynamics, and Internal Models in the Problem of Nonlinear Output Regulation', *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.48/10, pp.1712-1723, 2003.
- [18] Erol, O.K. and I. Eksin, 'A New Optimization Method: Big Bang - Big Crunch', *Advances in Engineering Software*, vol. 37, pp. 106-111, 2006.
- [19] M. Dogan, Y. Istefanopulos, E.D. Diktas, 'Esnek Robot Kolları için Doğrusal olmayan Optimal Denetleyici Tasarımı', TOK-05, Istanbul, Turkey, 2005, pp. 211-218.
- [20] M. Dogan, Y. Istefanopulos, 'Optimal Nonlinear Control of Two-Link Flexible Arm with Adaptive Internal Model', *Proc. 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the ECC*, Seville, Spain, 2005, pp. 771-776.
- [21] M. Dogan, 'Optimal Nonlinear Controller Design for Flexible Robot Manipulators', Ph.D. Thesis, Boğaziçi University, Jan. 2006.



Şekil 10: Θ_2 için Denetim- Evre 2

İki Linkli Robot Manipülatörün Yörünge Kontrolü İçin RTF Nöral Ağa Dayalı Bulanık Kayan Modlu Kontrolör

Ayça GÖKHAN AK¹, Galip CANSEVER²

¹Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu
Marmara Üniversitesi, İstanbul
aycaak@marmara.edu.tr

²Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
cansever@yildiz.edu.tr

Özetçe

Çok katmanlı algılayıcıya benzer şekilde radyal temelli ağ da iyi bir evrensel yakınsayıcı olarak bilinir. Bu makalede iki linkli bir robot manipülatörün yörünge kontrolü için radyal temelli fonksiyonlu nöral ağa dayalı bulanık kayan modlu kontrolör sunulmuştur. Radyal temelli fonksiyonlu ağ eşdeğer kontrolün hesaplanması için kullanılmıştır. Radyal temelli ağın ağırlıkları adaptif bir algoritma ile çevrimiçi olarak güncellenmiştir. Kayan modlu kontrolün kayma yüzeyinin eğimin hesaplamak için bulanık mantıktan yararlanılmıştır. Simülasyon sonuçları, amaçlanan yöntemle iki linkli robot manipülatörün istenen yörüngeyi etkin olarak izlediğini göstermiştir.

1. Giriş

Klasik kayan modlu kontrol belirsizlik içeren nonlineer sistemler için güçlü bir yöntemdir. Kayan modlu kontrol eşdeğer kontrol ve düzeltici kontrol olarak iki ayrı kısımdan oluşur. Sistem durumları kayma yüzeyinde olduğunda eşdeğer kontrol, sistemi orada tutmak için yeterlidir ve düzeltici kontrol sıfırdır. Düzeltici kontrol sistem durumları yüzeyden uzaklaştığında gereklidir [1]. Ancak, bu kontrol yöntemi bazı problemler içerir. Belirsizlik sınırları bilinmediğinde kontrol kazancının büyük olması gerekir. Ne yazık ki, bu büyük kontrol kazancı da kayma yüzeyinde çatlardamalara ve dolayısıyla sistem performansının kötüleşmesine neden olabilir [2]. Diğer bir problem eşdeğer kontrolün hesaplanması için sistem parametrelerine ihtiyaç duyulmasıdır [3].

Çatlardamaların elimine edilmesi için pek çok teknik denenmiştir. En bilinen teknik bir doyum fonksiyonu kullanmaktır. Bu probleme alternatif bir çözüm bulanık mantık kullanmaktır. Bulanık mantığın hem zamanla değişen lineer sistemlerin hem de zamanla değişen nonlineer sistemlerin kayan modlu kontrolünde güçlü bir araç olduğu ispatlanmıştır [4], [5]. Bulanık mantık uzman bilgisinden dilsel değerlerin formüle edilmesi için yöntemler sunar [6].

Robot manipülatörler nonlineer, zamanla değişen sistemlerdir ve sistem modelinde dış bozulmalar, parametre belirsizlikleri, sensör hataları gibi belirsizlikler daima vardır. Son yıllarda robot kontrol alanında aralarında klasik kayan modlu kontrolün de bulunduğu pek çok kontrol yöntemi

denenmiştir. Son dönemlerde çeşitli bulanık kayan modlu kontrolörler kullanılmıştır.

Eşdeğer kontrolü hesaplanmasında hesapsal karmaşıklıkla azaltmak için tahmin tekniği kullanılabilir [7]. Eşdeğer kontrolün hesaplanmasında popüler bir yöntem ise nöral ağların kullanılmasıdır. Özellikle, hata geriye yayılım algoritması ile eğitilen çok katmanlı algılayıcılar bu amaçla kullanılmıştır [1, 3, 8]. Radyal Temelli Fonksiyonlu (RTF) nöral ağlar hata geriye yayılım algoritması ile eğitilen çok katmanlı ileri beslemeli ağlara alternatif olarak eşdeğer kontrolün hesaplanmasında kullanılmaktadır. Giriş verisi saklı katmanda nonlineer bir dönüşümden geçirilir ve ardından çıkış katmanında lineer olarak birleştirilir [11]. Ayrıca, geri yayılım algoritması ile eğitilen nöral ağlar daha yavaş öğrenme hızına ve yerel minimum problemine sahiptir.

Bu makalede, iki linkli robot manipülatörün yörünge kontrolü için amaçlanan kontrolörde kayma yüzeyi eğimi bulanık sistemle ayarlanır ve eşdeğer kontrol radyal temelli fonksiyonlu ağ ile tahmin edilir.

2. Robot Manipülatörün Modeli

Lagrangian formülasyonu kullanılarak, n linkli robot manipülatör için dinamik denklem aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = u \quad (1)$$

burada $q = [q_1, \dots, q_n]^T$ $nx1$ pozisyon vektörü, $\dot{q} = [\dot{q}_1, \dots, \dot{q}_n]^T$ $nx1$ hız vektörü, $\ddot{q} = [\ddot{q}_1, \dots, \ddot{q}_n]^T$ $nx1$ ivme vektörü; $M(q)$ nxn atalet matrisini gösterir; $C(q, \dot{q})$ nxn Coriolis ve merkezkaç kuvvetlerini ifade eder; $G(q)$ $nx1$ yerçekimi terimleri vektörüdür. u eklemlere etki eden kontrol kuvvetidir.

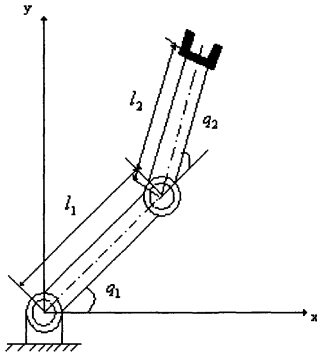
İki linkli robot manipülatörün (Şekil 1) parametre matrisleri aşağıdaki gibidir [9]:

$$M(q) = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{4}m_1 + m_2\right)l_1^2 + \frac{1}{4}m_2l_2^2 + m_2l_1l_2 \cos q_2 & \frac{1}{4}m_2l_2^2 + \frac{1}{2}m_2l_1l_2 \cos q_2 \\ \frac{1}{4}m_2l_2^2 + \frac{1}{2}m_2l_1l_2 \cos q_2 & \frac{1}{4}m_2l_2^2 \end{bmatrix}$$

$$C(q, \dot{q})\dot{q} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}m_2l_1l_2(2\dot{q}_1\dot{q}_2 + \dot{q}_2^2)\sin q_2 \\ \frac{1}{2}m_2l_1l_2\dot{q}_1^2 \sin q_2 \end{bmatrix}$$

$$G(q) = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{2}m_1 + m_2\right)gl_1 \cos q_1 + \frac{1}{2}m_2l_2 g \cos(q_1 + q_2) \\ \frac{1}{2}m_2gl_2 \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

burada m_1 ve m_2 sırasıyla 1. ve 2. linkin kütlesi, l_1 ve l_2 sırasıyla 1. ve 2. linkin uzunluklarıdır.



Şekil 1. İki Linkli Robot Manipülâtör

3. RTF Nöral Ağa Dayalı Bulanık Kayan Modlu Kontrolör

3.1. Kayan Modlu Kontrol

Kayan modlu kontrol lineer ve nonlineer sistemlerde, özellikle robotikte geniş çapta kullanılmıştır. Temel fikir, sistem dinamiklerini, sistem durumlarının bu yüzeyleri kesebilmesi için durum sistemindeki yüzeyler boyunca değiştirmektir. Yüzeydeki durumun kayma hareketi sırasında, sistem, parametre değişikliklerine ve dış bozulmalara karşı tepkisiz kalır.

Hatanın hareketini $s=0$ kayma yüzeyi boyunca kalmaya zorlayan kayan modlu kontrol kuralını türetmek için gereken kayma hareketi aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{s^2}{2} \right] \leq -\zeta |s| \quad (2)$$

Burada ζ pozitif bir sabittir. (2) denkleminde kayan mod için genel bir gösterim elde edilebilir:

$$s\dot{s} \leq -\zeta |s| \equiv \dot{s} \operatorname{sgn}(s) \leq -\zeta \quad (3)$$

$\operatorname{sign}(s)$ signum fonksiyonudur ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\operatorname{sign}(s_i) = \begin{cases} 1 & s_i > 0 \\ 0 & s_i = 0 \\ -1 & s_i < 0 \end{cases} \quad (4)$$

Bir robotik sistemde, kontrol amacı robotun istenen $q(t) = q_d(t)$ yörüngesini izlemesini sağlamaktır. Bu durumda, kayan mod yüzeyinin basit ve genel bir seçimi $\lambda > 0$ için $s = 0$ dir [9]:

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (5)$$

e takip hatasıdır ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir [2]:

$$e = q - q_d \quad (6)$$

Durum sonlu zamanda bir kez kayma yüzeyine ulaştığında hem e 'nin hem de \dot{e} 'nin eksponansiyel olarak sıfıra yakınsayacağı $s = 0$ çözümlenerek gösterilebilir.

Kontrol işareti, aday Lyapunov fonksiyonu Lyapunov kriterlerini sağlayacak şekilde seçilmelidir. Pozitif Lyapunov fonksiyonu tanımlanır:

$$V(s) = \frac{s^T s}{2} \quad (7)$$

Lyapunov fonksiyonunun türevinin negatif tanımlı olması gerekir:

$$\frac{dV(s)}{dt} = -s^T D \operatorname{sign}(s) \quad (8)$$

D pozitif tanımlı diagonal matristir.

(7)' ün türevi alınıp (8)' e eşitlenirse ve sistem denklemleri kullanılırsa kayan modlu kontrol kuralı aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$u = u_e + u_d \quad (9)$$

burada u_e eşdeğer kontrol kuralıdır ve u_d düzeltici kontrol kuralıdır. u_d aşağıdaki gibi gösterilir:

$$u_d = K \operatorname{sign}(s) \quad (10)$$

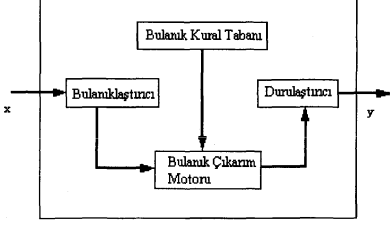
burada K pozitif sabittir.

(10)' daki kontrolör çatırdama denilen yüksek frekanslı osilasyonlara yol açar. Çatırdama sistemin yüksek frekanslı dinamiklerini uyaracağı için istenmeyen bir durumdur. Çatırdamayı elimine etmek için genellikle sign fonksiyonu yerine doyum veya kaydırılmış sigmoid fonksiyonu önerilir [1]:

$$h(s_i) = \frac{2}{1 + e^{-10s_i}} - 1 \quad (11)$$

3.2. Bulanık Kayan Modlu Kontrol

Genel bir bulanık mantık kontrol sistemindeki (Şekil 2) temel tasarım öğeleri bulanıklaştırıcı, kural tabanı ve durulaştırıcıdır.



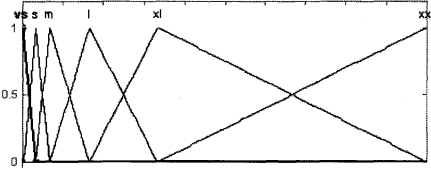
Şekil 2. Bulanık Sistemin Diyagramı

Kayma yüzeyinin eğimi, robotik manipülatör ile ilgili daha az bilgi gerektiren ve böylece kontrolörün gerçekleştirilmesini basitleştiren bulanık sistemde ayarlanır. Mutlak hata bulanık sistemin girişi ve λ ise çıkışıdır.

Kural tabanındaki kurallar aşağıdaki yapıdadır:

$$\text{IF } e \text{ is } A_i^m, \text{ THEN } \lambda_i \text{ is } B_i^m$$

burada A_i^m ve B_i^m bulanık kümelerdir. e_i ve λ_i aynı tipte üyelik fonksiyonlarına sahiptir: VS, S, M, L, XL, XXL. VS çok küçük, S küçük, M orta, L büyük, XL ekstra büyük, XXL ekstra ekstra büyük. Giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları aynı yapıdadır (Şekil 3).



Şekil 3. Üyelik Fonksiyonları

Kural tabanı aşağıdaki gibi seçilmiştir:

IF e_i is VS, THEN λ_i is XXL

IF e_i is S, THEN λ_i is XL

IF e_i is M, THEN λ_i is L

IF e_i is L, THEN λ_i is M

IF e_i is XL, THEN λ_i is S

IF e_i is XXL, THEN λ_i is VS

λ_i aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\lambda_i = \frac{\sum_{m=1}^M \theta_{ki}^m \mu_{A^m}(e_i)}{\sum_{m=1}^M \mu_{A^m}(e_i)} = \theta_{ki}^T \psi_{ki}(e_i) \quad (12)$$

burada $\theta_{ki} = [\theta_{ki}^1, \dots, \theta_{ki}^m, \dots, \theta_{ki}^{M_r}]^T$ λ_i 'nin üyelik fonksiyonlarının merkez vektörüdür,

$$\psi_{ki}(e_i) = [\psi_{ki}^1(e_i), \dots, \psi_{ki}^m(e_i), \dots, \psi_{ki}^{M_r}(e_i)]^T$$

$\psi_{ki}^m(e_i) = \mu_{A^m}(e_i) / \sum_{m=1}^{M_r} \mu_{A^m}(e_i)$ 'de λ_i 'nin üyelik fonksiyonlarının yükseklik vektörüdür ve M_r kural miktarıdır.

3.3. Radyal Temelli Fonksiyonlu Ağ

RTF nöral ağ kayma yüzeyi s ile eşdeğer kontrol u_e arasındaki ilişkiyi modellemek için kullanılmıştır.

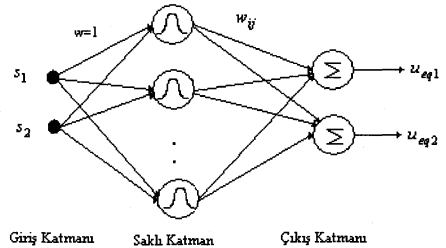
RTF nöral ağ bir giriş katmanı, RTF birimlerden oluşan saklı katmanı ve lineer birimlerden oluşan bir çıkış katmanı içerir (Şekil 4) [10]. Ağın çıkışı aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$u_e = \sum_{j=1}^n w_j g_j(s) \quad (13)$$

Giriş katmanı basit olarak girişteki verileri saklı katmana transfer eder. Saklı katmandaki her nöronun aktivasyon fonksiyonu olarak Gauss fonksiyonu kullanılır (14). Bu Gauss fonksiyonlarının uyartım değerleri, kayma yüzeyinin giriş değerleri ile Gauss fonksiyonunun merkez pozisyonları arasındaki mesafelerdir [11].

$$g(s) = \exp\left(-\frac{\|s - c_j\|^2}{\sigma_j^2}\right) \quad (14)$$

burada j , saklı katmandaki j . nörondur, c_j j . nöronun merkez pozisyonudur. σ_j Gauss fonksiyonunun yayılma faktörüdür.



Şekil 4. Radyal Temelli Fonksiyonlu Ağ

Giriş ve saklı katman nöronları arasındaki ağırlıklar 1 olarak belirlenir.

Lyapunov teoremine dayanarak, kayma yüzeyi ulaşma şartı $\dot{s}s < 0$ dir. Eğer kontrol girişi bu ulaşma şartını sağlamak amacıyla seçilirse, kontrol sistemi faz düzleminin merkezine yakınsayacaktır. Bir radyal temelli fonksiyonlu ağ kayma yüzeyi ve kontrol kuralı arasındaki nonlinear haritalamayı yakınsatmak için kullanıldığından dolayı, radyal temelli ağınlıkları ulaşma şartına ($\dot{s}s < 0$) dayanarak ayarlanır.

Optimal ağırlık değerlerinin araştırılması ve kararlı yakınsama özelliğinin elde edilmesi için ağırlıkları ayarlamak amacıyla bir adaptif kural kullanılır. Adaptif kural $\dot{s}s$ ' un değerini w_j ' ye göre minimize etmek için eğim azaltma kuralından türetilir. Ağırlık parametrelerinin güncellenmiş denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir [10]:

$$\dot{w}_j = -\tau \frac{\partial s(t)\dot{s}(t)}{\partial w_j(t)} \quad (15)$$

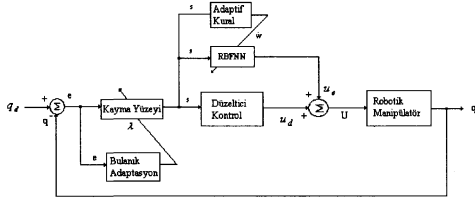
burada τ adaptif oran parametresidir. Zincir kuralı kullanılarak (15) denklemi aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\dot{w}_j = \eta s(t)g(s) \quad (16)$$

burada η öğrenme oranıdır.

3.4. Amaçlanan Kontrol Sistemi

Amaçlanan kontrol sisteminin yapısı Şekil 5'de gösterilmiştir. Eşdeğer kontrol u_e RTF nöral ağ tarafından hesaplanır. Kullanılan radyal temelli ağınlık iki girişi ve iki çıkışı vardır. Saklı katmandaki nöronların sayısı altı olarak seçilmiştir. RTF ağınlık ağırlıkları adaptif kural bloğunda adaptif algoritma ile ayarlanır (16). Kayma yüzeyinin eğimi λ_i bulanık mantık tarafından hesaplanır. Düzeltici kontrolün ve RTF ağınlık çıkışları toplanır. Elde edilen kontrol işareti robot manipülatöre uygulanır.



Şekil 5. Amaçlanan Kontrol Sistemi

4. Simülasyon Sonuçları

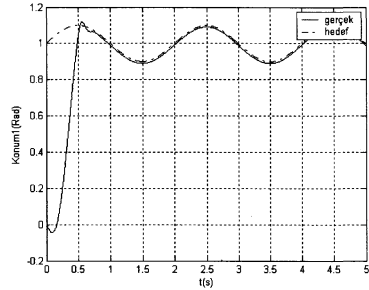
İki linkli robot manipülatörün parametreleri $l_1 = 2.0m$, $l_2 = 1.0m$, $m_1 = 4.0kg$, $m_2 = 2.0kg$ ve $g = 9.81$ seçilmiştir. Gauss fonksiyonunun merkez c_j -2 ile 2 arasında ayarlanmıştır. Yayımla faktörü σ_j 0.1-0.7 arasında alınmıştır. Ağınlık saklı katman ile çıkış katman arasındaki

ağırlıklar başlangıçta sıfır olarak belirlenmiştir. η öğrenme oranı 0.01 alınmıştır.

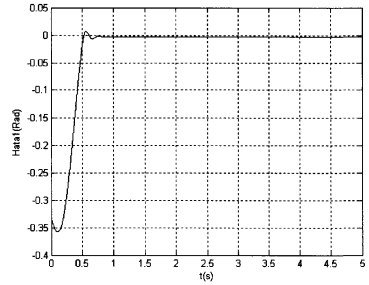
Robot manipülatörün aşağıdaki yörüngeyi izlemesi hedeflenmiştir:

$$q_d(t) = 1 + 0.1\sin(\pi t) \quad (17)$$

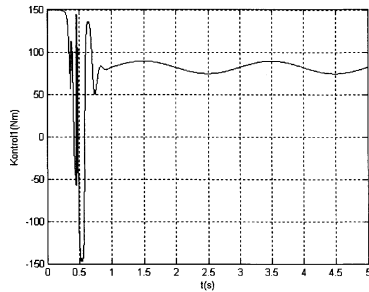
1. eklem konumu Şekil 6a' da, takip hatası Şekil 6b' de ve kontrol işareti Şekil 6c' de gösterilmiştir. Şekil 7a' da 2. eklem konumu, Şekil 7b' de takip hatası ve Şekil 7c' de kontrol işareti gösterilmiştir.



(a)

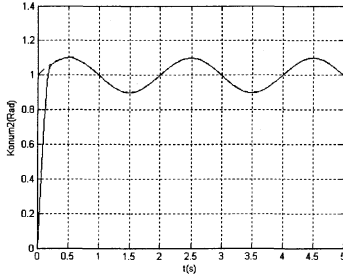


(b)

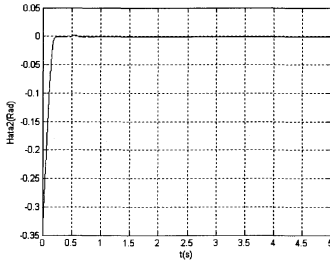


(c)

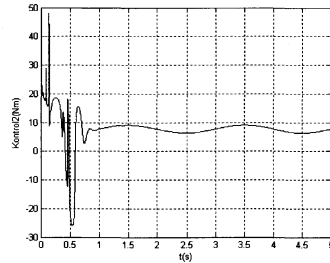
Şekil 6. 1. eklem için simülasyon sonuçları (a) konum; (b) takip hatası; (c) kontrol işareti



(a)



(b)



(c)

Şekil 7.2. eklem için simülasyon sonuçları (a) konum; (b) takip hatası; (c) kontrol işareti

5. Değerlendirme

Bu makalede, iki linkli bir robot manipülatörün yörünge takibi için radyal temelli Fonksiyonlu nöral ağı dayalı bulanık kayan modlu kontrolör amaçlanmıştır. Eşdeğer kontrol nöral ağ ile tahmin edilmiştir. Radyal temelli ağı ağırlıkları başlangıç değerleri sıfır alınarak adaptif bir algoritma ile ayarlanmıştır. Kayan Modlu Kontrolün kayma yüzeyi eğimi bulanık mantıkla ayarlanmıştır.

Simülasyon sonuçları amaçlanan kontrolör ile robot manipülatörün hedef yörüngeyi başarılı bir şekilde izlediğini göstermiştir.

6. Kaynakça

- [1] V. Mkrtrchian, A. Lazaryan, "Application of Neural Network in Sliding Mode Control", Proceedings of International Conference on Control Applications, 2000.
- [2] Y. Guo, P. Woo, "An Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller for Robotic Manipulator". *IEEE Transaction on System, Man and Cybernetics- Part A: Systems and Humans*, Vol 33, No: 2, 2003.
- [3] M. Ertuğrul and O. Kaynak, "Neural Network Adaptive Sliding Mode Control and It'a Application to Scara Type Robot Manipulator", Proceedings of the International Conference on Robotics and Automation, 1997.
- [4] Q.P.Ha, Q.H. Nguyen, D.C. Rye, and H.F. Durrant-Whyte, "Fuzzy sliding mode controllers with applications", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol.48, pp38-46, 2001.
- [5] B.Yoo and W. Ham, "Adaptive fuzzy sliding mode control of nonlinear systems" *IEEE Transaction on Fuzzy System*, vol6, pp315-321, 1998.
- [6] Y. Guo, P. Woo: "An Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller for Robotic Manipulator". *IEEE Trans. on System, Man and Cybernetics-Part A: Systems and Humans*, Vol.33, NO.2, 2003.
- [7] M. Ertuğrul, O. Kaynak, A.Sabanovic and K.Ohnishi, "A Generalized Approach for Lyapunov Design of Sliding Mode Controllers for Motion Control Applications", *IEEE 4th International Workshop on Advanced Motion Control*, 1996.
- [8] C. Tsai, H. Chung, and F. Yu, "Neuro-Sliding Mode Control with Its Applications to Seesaw Systems". *IEEE Trans. on Neural Networks*, Vol.15, NO1, 2004.
- [9] B.W. Bekit, J.F. Whidborne and L.D. Seneviratne, "Fuzzy Sliding Mode Control for a Robot Manipulator". *IEEE Int. Symp. on Computational Intelligence in Robotics and Automation (CIRA'97)*, Monterey, CA, July 10-11, 1997.
- [10] K. J. McGarry and J. MacIntyre, "Knowledge Extraction and Insertion from Radial Basis Function Networks". *Applied Statistical Pattern Recognition (Ref. No. 1999/063)*, IEE Colloquium on, pp 106, 1999.
- [11] S. Huang, K. Huang, K. Chiou, "Development and Application of a Novel Radial Basis Function Sliding Mode Controller". *Mechatronics*, 13, pp 313- 329, 2003.

Kinematik Serbestlik Fazlalığı Olan Robot Manipülatörlerinin Çoklu İçsel Hareket Kriterleri İle Gürbüz Kontrolü

Erkan Zergeroğlu, Hüsnü Türker Şahin, Ufuk Özbay, Ümit Ali Tektaş

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü,
PK. 141, 41400 Gebze/Kocaeli-Türkiye.

{ezerger, htsahin}@bilmuh.gyte.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, kinematik serbestlik fazlalığı bulunan robot manipülatörleri için model tabanlı gürbüz bir denetim yöntemi önerilmektedir. Bu denetleyici manipülatörün içsel hareketinden (self-motion) yararlanarak (hünerlilik, mekanik eklem sınırlarından sakınma, veya engel aşma gibi) birden fazla yan-görevi (sub-task) aynı anda gerçekleştirebilmesine olanak sunmaktadır. Önerilen kontrolcü, robot dinamik modelindeki parametrik belirsizliklere karşın, robot ucunun ve yan görevlerin mutlak bir sınıra düzgün olarak yakınsamasını sağlamaktadır. Tasarımda Lyapunov Teorisinden yararlanılmış olup, geliştirilen denetleyicinin kararlılık ve başarımı 3 eklemli düzlemsel (planar) bir robot modeli üzerinde benzetimlerle gösterilmiştir.

1. Giriş

Robotik sistemlerden yüksek performans elde edebilmek için denetleyici tasarımında manipülatör dinamiklerinden yararlanmak gereklidir. Ancak non-linear özellik gösteren robot sistemlerinin dinamik model parametrelerinin kesin olarak belirlenmesi genelde zordur. Buna ek olarak sistemler çalışmaları sırasında önceden belirlenemeyen, modellenmesi güç dış gürültüler tarafından da etkilenirler. Dolayısıyla robot kontrolcülerini dinamik parametrelerdeki belirsizliklerin yanısıra dış gürültülere karşı da gürbüz şekilde tasarlanmalıdır. Denetleyici geliştirilmesini zorlaştıran bir faktör de robot hareketinin iş uzayında tanımlanması durumudur. Ters kinematik probleminin çözümünün zorluğu ve özellikle kinematik olarak serbestlik fazlalığı bulunan robot manipülatörlerinde sonsuz sayıda çözüm verme olasılığı, bu sorunu daha güçleştirmektedir.

Serbestlik derecesi fazla olan robotlarda, iş uzayında herhangi bir görev için birden fazla sayıda çözüm sözkonusudur. Ancak serbestlik fazlalığından yararlanılarak robot kollarının hünerliliğinin (manipulability) artırılması, veya eklem sınırlarından sakınmalarının sağlanması gibi kapsamlı yan-görevler gerçekleştirilerek robotun başarımının geliştirilmesi mümkündür. Bu tip sistemlerde, eklem sayısı (n), iş-uzayı değişkenlerinin sayısından (m) sayıca fazla olduğu için, Jakobiyen matrislerinin sıfır uzayı (null-space) en az ($n - m$) boyutludur. Dolayısıyla manipülatör Jakobiyen'inin sıfır uzayına dahil olan bağlantı hızları, iş uzayındaki robot-uç hızını etkilememektedir. Bu özelliği gösteren eklem hızları "içsel hareket" olarak adlandırılır. [1], [2], ve [3]'te, be-

lirildiği gibi serbestlik derecesi fazlalığı bulunan robot manipülatörlerinin ters kinematiklerinin sonsuz sayıda çözümü mümkündür. Yalnızca robot-ucuna ait yörüngelerin kullanımıyla, aynı anda hem sinyallerin kararlılığının sağlanması, hem de mekanik kısıtlamaları sağlayan uygun bir eklem uzayı yörüngesinin belirlenmesi zordur. Dolayısıyla bu tarz sistemler için etkin kontrol geliştirilmesinde, robot dinamikleri ve dış etkenlerden kaynaklanan belirsizliğe karşı dayanıklı denetim sağlanması ve hassas robot-ucu takibi gibi standart kriterlere ek olarak, manipülatörün içsel hareketinden yararlanılarak sistemin başarımının artırılması da önemli bir kısıstır.

Bu zorlu tasarım problemine birçok araştırmacı farklı yöntemlerle yaklaşmıştır. Önerilen bazı çözüm metodları şunlardır: Khatib [4], robot manipülatörlerinin Kartezyen uzayındaki dinamik modelleri için geliştirdiği bir kontrol yaklaşımını, Jakobiyen matrisinin sözde-tersinden (pseudo-inverse) yararlanarak serbestlik derecesi fazla olan sistemlere uyarlamıştır. Seraji [5], yapılandırma kontrol yaklaşımından yararlanarak, iş uzayındaki robot ucu hareketinin, ($n - m$) boyutlu yan-görev tarafından uygun spesifikasyonlara getirilmesini sağlamıştır. Hsu ve arkadaşarı [6], robot ucu takibine ilave olarak, fazladan bağlantı hızlarının kontrolünü sağlayan bir dinamik geri-beslemeli lineerleştirme denetim metodu önermişlerdir. Colbaugh ve arkadaşarı [7], küresel olarak mutlak sınırlanmış robot ucu takibi sağlayan bir denetleyici önermiştir, ancak bu kontrol dış gürültü etkisinin bulunmadığı ve denetleyici kazançlarının bazı koşulları sağladığı durumlarda iyi sonuç verebilmektedir. Peng ve arkadaşarı [8], genelleştirilmiş iş uzayı formülasyonunu uygulayarak, fazladan serbestlik dereceli manipülatörler için uygun hareket kontrolü tarzında bir denetleyici geliştirmişlerdir. Oh ve arkadaşarı [9], robot ucu hareketinin yanısıra, serbestlik derecesi fazlalığından kaynaklanan içsel hareketlerin kararlı denetimini sağlayan gürültü gözetleyicisi tabanlı gürbüz bir kontrol yöntemi önermiştir. Daha yakın zamanda, Zergeroğlu [10] üstel robot ucu ve "yan görev" takibi sağlayan model tabanlı bir denetleyici geliştirmiştir. Aynı çalışmada, uyarlamalı ve model tabanlı çıkış geri beslemeli (output feedback) denetleyici önerileri de sunulmuştur; ancak bu denetleyiciler dış gürültü faktörünü ihmal etmekte, ve robot dinamiklerinin ya lineer parametrelerine ayrıştırılabilmesini (uyarlamalı denetim), ya da tam olarak bilinmesini (çıkış geri beslemeli denetim) gerektirmektedirler.

Bu makalelerden de gözlemlenebileceği gibi, literatürde

serbestlik derecesi fazlalığı olan manipülatörlerin kontrolü için iki genel yaklaşım benimsenmektedir. İlk yaklaşım genişletilmiş iş uzayı formülasyonu terimiyle adlandırılmakta olup, iş uzayının boyutu fazladan serbestlik derecesine eşit sayıda yeni kısıtlama getirilerek artırılmakta, dolayısıyla fazladan serbestlik derecesi giderilmektedir. Ancak bu şekilde, sisteme genişletilmiş Jakobiyen matrisinin rankından kaynaklanan yeni tekillikler eklenebilmekte, ve manipülatörlerin kendi tekil durumu sözkonusu olamasa bile kontrol girişi sınırsızlaşabilmektedir. İkinci yaklaşım ise genelleştirilmiş Jakobiyen matrisinin sözde-terisi tabanlı kontrol formülasyonudur. Bu yöntemle robot kolunun tekil noktaları civarında kontrolün sınırlı kalması garanti edilemeyeceği, sisteme fazladan tekillikler eklenmemesi nedeniyle önemli bir avantaj sağlamaktadır.

Bu çalışmada serbestlik derecesi fazlalığı olan robot manipülatörleri için, genelleştirilmiş Jakobiyen matrisinin sözde-terisi yaklaşımına dayanan gürbüz bir denetleyici önerilmektedir. Önerilen kontrol sistem dinamiklerindeki belirsizlikler ve dış gürültüler gibi faktörlere karşın, düzgün mutlak sınırlamalı robot ucu ve "yan-görev" takibi sağlamaktadır. Literatürdeki bazı önceki yöntemlerle karşılaştırıldığında, [6]'daki sisteme göre robot dinamiklerindeki parametrik belirsizliklere karşı dayanıklılık; [9]'a göre sisteme ek tekil noktalar eklememe; ve [10]'na göre daha geniş bir belirsizlik kümesini kontrol edebilme avantajlarına sahiptir. Ayrıca bu çalışmada birden fazla "yan görev" kriterinin aynı anda uygulanmasıyla robot başarımının artırılması üzerine detaylı bir analiz sunulmuştur.

2. Robot Modeli

2.1. Kinematik Model

İş uzayında, robot ucu pozisyonu ve oryantasyonu, $x(t) \in \mathbb{R}^m$,

$$x = f(q) = \begin{bmatrix} p(q) \\ \phi(q) \end{bmatrix} \quad (1)$$

şeklinde eklem-pozisyon vektörünün bir fonksiyonu olarak tanımlanır [11]. Denklem (1)'de $f(q) \in \mathbb{R}^m$, $m \in \mathbb{Z}$ robot ileri kinematiklerini (forward kinematics), $q(t) \in \mathbb{R}^n$ n -eklemlili bir manipülatörün eklem pozisyon vektörünü, $p(q) \in \mathbb{R}^l$ ve $\phi(q) \in \mathbb{R}^{(m-l)}$ robot ucu pozisyon ve oryantasyon vektörlerini, ve $l \in \mathbb{Z}$ iş uzayının boyutunu göstermektedir.

(1)'e göre, robot ucu ve bağlantı pozisyon değişkenleri arasındaki diferansiyel ilişki

$$\begin{aligned} \dot{x} &= J(q) \dot{q} \\ \ddot{x} &= \dot{J}(q) \dot{q} + J(q) \ddot{q} \end{aligned} \quad (2)$$

şeklinde kurulmuştur. (2)'de $\dot{q}(t)$, $\ddot{q}(t) \in \mathbb{R}^n$ sırasıyla eklem hız ve ivme vektörlerini, $J(q) \triangleq \partial f(q)/\partial q \in \mathbb{R}^{m \times n}$ ise manipülatörün Jakobiyen matrisini göstermektedir. Serbestlik derecesi fazlalığı bulunan manipülatörlerin eklem hızları

$$\begin{aligned} \dot{q} &= J \dot{x} + (I_n - J J^{-1}) \dot{g} \\ &= J \dot{x} + k (I_n - J J^{-1}) [\nabla H(q)] \end{aligned} \quad (3)$$

şeklinde ifade edilmektedir. (3)'te yer alan $J(q) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ manipülatör Jakobiyen'inin sözde-terisi olup

$$J = J^T (J J^T)^{-1}, \quad J J = I_m \quad (4)$$

ilişkisi ile tanımlanmış olup [12], $I_n \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $n \times n$ birim matris, $(I_n - J J^{-1})$ sıfır uzayında izdüşüm matrisi, $J \dot{x}$ en küçük normlu bağlantı hızı çözümü, $(I_n - J J^{-1}) g$, (3) denklemiindeki Jakobiyen matrisi J 'nin sıfır uzayında homojen bir çözümü, ve $g(t) \in \mathbb{R}^n$ sistemin başarımının artırılması için seçilecek uygun "yan görev" denetim amaçlarına göre tasarlanan bir yardımcı bağlantı hızı vektörüdür. Performans iyileştirmesi için uygun bir $H(q) \in \mathbb{R}$, başarımlı kriteri fonksiyonunun eniyilenmesi (optimization) gerekmektedir. (4) ile tanımlanan matris sözde-terisinin aşağıda belirtilen Moore-Penrose koşullarını [1, 13] sağlaması gerekir

$$\begin{aligned} J J^{-1} J &= J, & J J J^{-1} &= J, \\ (J J^{-1})^T &= J J^{-1}, & (J J)^T &= J J. \end{aligned} \quad (5)$$

Karşılık gelen sıfır uzayı matrisi $(I_n - J J^{-1})$, ise şu özelliklere sahiptir:

$$\begin{aligned} (I_n - J J^{-1}) (I_n - J J^{-1}) &= I_n - J J^{-1}, & J (I_n - J J^{-1}) &= 0, \\ (I_n - J J^{-1})^T &= (I_n - J J^{-1}), & (I_n - J J^{-1}) J &= 0. \end{aligned} \quad (6)$$

2.2. Dinamik Model

n -eklemlili, döner (revolute), doğrudan sürüştümlü robot manipülatörlerinin dinamik modeli [11]

$$M(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) + \xi_d = \tau \quad (7)$$

şeklinde verilir. Bu denklemde $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ve $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ eylemsizlik ve merkezkaç-Coriolis etkileri matrislerini, $G(q) \in \mathbb{R}^n$ yerçekimi vektörünü, $F(\dot{q}) \in \mathbb{R}^n$ sürtünme etkilerini, $\xi_d \in \mathbb{R}^n$ bilinmeyen ancak sınırlanabilen dış gürültü etkilerini, $\tau(t) \in \mathbb{R}^n$ tork giriş vektörünü göstermektedir. Denklem (7)'de verilen robot dinamiklerinin, sonraki bölümlerdeki kontrol geliştirme ve kararlılık analizleri için son derece kullanışlı özellikleri vardır. Bunlardan en önemlileri eylemsizlik matrisinin simetrik, pozitif-tanımlı, ve sınırlandırılabilir olması [14]; eylemsizlik matrisinin türevi ve merkezkaç-Coriolis matrisleri arasındaki ters-simetri; ve merkezkaç-Coriolis, sürtünme ve eklem dış gürültü vektörleri normlarının bir üst sınıra sahip olmaları, dolayısıyla sınırlandırılabilirlerdir. Bu özelliklere ek olarak robot dinamikleri (7),

$$M(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) + \xi_d = W(q, \dot{q}, \ddot{q}) \theta + \varsigma \quad (8)$$

şeklinde lineer parametrelere ayrıştırılabilen bir $W(q, \dot{q}, \ddot{q}) \theta$ kısmı ve ayrıştırılmayan terimlerden oluşan bir $\varsigma \in \mathbb{R}^n$ vektöründen meydana gelir. Denklem (8)'de, $\theta \in \mathbb{R}^r$ manipülatör bağlantılarının kütleleri veya kütle merkezleri gibi sabit sistem parametrelerini içerirken, regresyon matrisi $W(\cdot) \in \mathbb{R}^{n \times r}$, $q(t)$, $\dot{q}(t)$, ve $\ddot{q}(t)$ işaretlerine bağlı bilinen fonksiyonlardan oluşmaktadır. Ayrıca bağlı olduğu değişkenler sınırlı değerler aldığı müddetçe, $W(\cdot)$ 'nin de sınırlı kalacağı varsayılmaktadır.

Denetleyici geliştirilmesi aşamasında, manipülatör Jakobiyen'inin σ_m ile gösterilen en küçük tekil değerinin her zaman bilinen küçük bir $\delta > 0$ sabitinden büyük değerler aldığı kabul edilecektir. Dolayısıyla $\max \{ \|J(q)\| \}$ değerinin önceden bilindiği ve aynı zamanda tüm kinematik tekil noktalarından sakınılabildiği varsayılmaktadır. Ayrıca bu çalışmada yalnızca döner robot manipülatörleri üzerinde durulduğu için, $M(q)$, $C(q, \dot{q})$, $G(q)$, $J(q)$, ve $J^{-1}(q)$ ile gösterilen kinematik ve dinamik terimlerin, $q(t)$ bağlantı açıları vektörünün her değeri

için sınırlı olduğu (ya da $q(t)$ 'nin trigonometrik fonksiyonlarından ibaret oldukları) kabul edilmektedir.

3. Kontrol ve Hata Sistemi Formülasyonu

Temel kontrol amacımız, denetleyici tork giriş sinyali $\tau(t)$ 'nin, robot ucunun iş uzayında istenen bir yörüngesi mümkün olduğunca yakından takip etmesini sağlayacak şekilde tasarlanmasıdır. Buna ek olarak tasarlanan denetleyici işareti, manipülatörün sahip olduğu fazladan serbestlik derecesinden yararlanarak, bir veya daha fazla hareket eniyileştirme ölçütüne göre tanımlanan “yan görevleri” başarabilmelidir. Sonraki bölümlerde iş uzayında takip amacı kısaca “temel amacımız”, fazladan serbestlik derecesiyle başarımlı eniyileştirilmesi ise “yan görev amacımız” olarak adlandırılacaktır.

Temel denetim amacımız iş uzayı takibi ile ilgili takip hatası, $e(t) \in \mathbb{R}^m$

$$e = x_d - x \quad (9)$$

şeklinde tanımlanır. Denklem (9)'de $x_d(t) \in \mathbb{R}^m$, C sınırlaması bulunan istenen iş uzayı yörüngesini temsil eder. [6]'ya benzer şekilde, “yan-görev” takip hatası $e_N(t) \in \mathbb{R}^n$,

$$e_N = (I_n - J \ J) (g - \dot{q}) \quad (10)$$

ifadesi ile tanımlanır. Denklem (9)'un zamanda türevini alıp (2). denklemde $\dot{x}(t)$ yerine yazarsak

$$\dot{e} = \dot{x}_d + \alpha e - \alpha e - J \dot{q} \quad (11)$$

diferansiyel ifadesini elde ederiz. Bu ifade $\alpha \in \mathbb{R}^{m \times m}$ köşegen, pozitif tanımlı bir kazanç matrisidir. Manipülatör Jakobiyen'inin denklem (5)'te verilen özelliklerinden yararlanarak, denklem (11)'i daha kullanışlı olan

$$\dot{e} = -\alpha e + J (J \ (\dot{x}_d + \alpha e) + (I_n - J \ J) g - \dot{q}) \quad (12)$$

biçiminde ifade edebiliriz. Denklem (12)'nin yapısı ve önceki analizlerden yararlanarak, $\tau(t) \in \mathbb{R}^n$ filtrelenmiş bir takip hata sinyali olup,

$$\tau \triangleq J \ (\dot{x}_d + \alpha e) + (I_n - J \ J) g - \dot{q}, \quad (13)$$

şeklinde tanımlanabilir. Buna göre iş uzayı pozisyon takip hatasının kapalı çevrim sistemi

$$\dot{e} = -\alpha e + J r, \quad (14)$$

olarak yazılabilir. (14) denkleminin yapısına göre, hata sinyali $e(t)$ 'nin denetlenebilmesi için, öncelikle filtrelenmiş hata $r(t)$ 'nin kontrol edilmesi gerekmektedir. Dolayısıyla $r(t)$ için açık çevrim dinamiklerinin hesaplanmalıdır. Denklem (13)'ün zamana göre türevini alır, eylemsizlik matrisi $M(q)$ ile önden çarpar, ve (7)'yi denkleme entegre ederek, ilgili açık çevrim dinamiklerini

$$M \dot{r} = -Cr + \omega_r - \tau \quad (15)$$

şeklinde elde ederiz. Denklem (15)'de yer alan $\omega_r(t)$ fonksiyonu

$$\omega_r \triangleq M(q) \frac{d}{dt} \{ J \ (\dot{x}_d + \alpha e) + (I_n - J \ J) g \} + C(q, \dot{q}) \{ J \ (\dot{x}_d + \alpha e) + (I_n - J \ J) g \} + G(q) + F(\dot{q}) + \xi_d, \quad (16)$$

biçimde tanımlanmıştır. (8) denkleminin uygulanması ile, $\omega_r(t)$

$$\omega_r = Y\theta + \xi_r \quad (17)$$

şeklinde iki kısımda ifade edilebilir. Bu kısımlardan $Y\theta$ lineer parametrelerine ayrıştırılabilen terimlerden oluşup,

$Y(\dot{x}_d, \dot{x}_d, x, q, \dot{q}, g, \dot{g}) \in \mathbb{R}^{n \times r}$ regresyon matrisini, $\theta \in \mathbb{R}^r$ ise dinamik modelin ilgili bölümündeki bilinmeyen sabit parametreleri kapsar. Kalan $\xi_r \in \mathbb{R}^n$ vektörü de ω_r 'nin lineer parametrelerine ayrılmayan kısımdan meydana gelir.

Bu çalışmanın sonraki kısımlarında, denklem (14)'ün yapısından yararlanılarak, kontrol tork girişinin (9) ve (13) ile tanımlanan iş uzayı ve filtrelenmiş takip hatalarının düzgün olarak mutlak şekilde, boyutu ayarlanabilen bir sınıra yakınsaması sağlanacaktır. (13)'de belirtilen $r(t)$ denkleminin $(I_n - J \ J)$ ile soldan çarpılıp, (6)'da verilen özelliklerin uygulanmasıyla

$$e_N = (I_n - J \ J)r \quad (18)$$

denklemleri elde edilir. Denklem (18)'den de anlaşılacağı üzere, $r(t)$ sinyali sıfıra sürüldüğünde, $e_N(t)$ işareti de sıfıra ilerlemek zorundadır. Dolayısıyla (13) denkleminin oluşturulan $r(t)$ sinyalinin denetimi, hem “temel amaca” hem de “yan amaca” aynı anda ulaşılmasını sağlayarak, “yan görev” denetimini de otomatik olarak gerçekleştirmiş olacaktır.

4. Kontrol Tasarımı ve Analizi

Önceki bölümdeki hata sistemi ve takip edecek kısımlardaki kararlılık analizine göre, kontrol tork giriş vektörü $\tau(t)$

$$\tau = Y\hat{\theta} + Kr + v_R + J^T e \quad (19)$$

şeklinde tasarlanır. Denklem (19)'de $\hat{\theta} \in \mathbb{R}^r$, daha önceden (17)'de tanımlanan θ vektörünün en iyi tahminlerinden oluşan sabit bir vektör, $K \in \mathbb{R}^{n \times n}$ pozitif tanımlı, sabit, köşegen, bir kazanç matrisi, ve $v_R \in \mathbb{R}^n$:

$$v_R = \frac{r\rho}{\|r\| \rho + \varepsilon} \quad (20)$$

ile tanımlanan gürbüz denetim terimlerini gösterir. v_R 'nin (20)'deki tanımında, $\rho(\cdot)$

$$\rho \geq \|Y\hat{\theta}\| + \|\xi_r\| \quad (21)$$

ifadesini sağlayacak şekilde tasarlanması gereken pozitif sınırlayıcı bir fonksiyon; ε ise küçük pozitif bir skaler sabittir. Parametre tahmin hatası $\hat{\theta} \in \mathbb{R}^r$, asıl ve istenen parametreler arasındaki fark olarak tanımlanır:

$$\tilde{\theta} \triangleq \theta - \hat{\theta}, \quad (22)$$

ayrıca analizimizin sonraki bölümlerde,

$$\|\tilde{\theta}\| \leq \zeta_\theta \quad (23)$$

eşitsizliğinden de yararlanılacaktır. (23)'te $\zeta_\theta \in \mathbb{R}$ bilinen, pozitif değerli bir sınırlayıcı sabittir. (19) ve (17) ifadeleri denklem (15)'de yerine yazılırsa, $r(t)$ değişkeni için kapalı çevrim hata sistemi

$$M \dot{r} = -Cr + Y\tilde{\theta} + \xi_r - J^T e - v_R - Kr, \quad (24)$$

biçiminde ifade edilir. Belirlenen formülasyonlar ve aşağıda sunacağımız kararlılık analizinden yararlanarak şu sonucu elde edebiliriz:

Teorem 1 Denklem (19)'daki gürbüz denetleyici, robot ucu ve yan görev takip hata sinyalleri $e(t)$ ve $e_N(t)$ 'yi

$$\|e(t)\| \leq \sqrt{\frac{a}{b}} \|z(0)\| \exp(-\gamma t) + \frac{2\varepsilon}{b\gamma} (1 - \exp(-\gamma t)),$$

$$\|e_N(t)\| \leq \beta \frac{a}{b} \|z(0)\|^2 \exp(-\gamma t) + \frac{2\varepsilon}{b\gamma} (1 - \exp(-\gamma t)) \quad (25)$$

şeklinde üstten sınırlar. Denklem (19)'da $z \triangleq r^T e^T$ ve yardımcı değişkenler a, b, γ, β şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$a = \max(m_2, 1), \quad b = \min(m_1, 1), \\ \gamma = \frac{2 \min(\alpha, \lambda_{\min}(K))}{\max(m_2, 1)}, \quad \beta = I_n - J^+ J \quad (26)$$

m_1, m_2 eylemsizlik matrisinin alt ve üstten sınırlayıcıları olup, ε, K sırasıyla (20) ve (19)'da tanımlanmıştır, ve $\lambda_{\min}\{\cdot\}, \lambda_{\max}\{\cdot\}$ işaretleri uygulandığı matrisin en küçük ve en büyük öz-değerlerini göstermektedir.

Kant 1 Teorem 1 ile varılan yargıyı ispatlayabilmek için negatif olmayan şu skaler fonksiyon tanımlayalım:

$$V = \frac{1}{2} r^T M r + \frac{1}{2} e^T e. \quad (27)$$

(27)'daki fonksiyonun

$$\frac{1}{2} \min\{m_1, 1\} \|z\|^2 \leq V(t) \leq \frac{1}{2} \max\{m_2, 1\} \|z\|^2 \quad (28)$$

ifadesi ile sınırlandırılabilirliği açıktır. Bu ifadede m_1, m_2 ve $z(t)$ Teoremden tanımlanmıştır. (27)'nin zamana göre türevi alınır, denklemler (14), (24)'ten ve dinamik modeldeki M, C matrisleri arasındaki ters-simetri özelliğinden yararlanılıp, uygun sadeleştirme yapırsa

$$\dot{V} = r^T Y \dot{\theta} + \xi_r - \frac{r \rho^2}{\|r\| \rho + \varepsilon} - K r - e^T \alpha e \quad (29)$$

elde edilir. (21) ile belirtilen üstel sınırdan uygulanmasıyla (29)'un sağ kısmı

$$\dot{V} \leq -\min\{\alpha, \lambda_{\min}(K)\} \|z\|^2 + \rho \|r\| - \frac{\|r\|^2 \rho^2}{\|r\| \rho + \varepsilon} \quad (30)$$

biçiminde üstten sınırlanabilir. Denklem (30)'daki parantez içindeki terimler

$$\rho \|r\| - \frac{\rho^2 \|r\|^2}{\rho \|r\| + \varepsilon} = \rho \|r\| \left(1 - \frac{\rho \|r\|}{\rho \|r\| + \varepsilon} \right) = \varepsilon \frac{\rho \|r\|}{\rho \|r\| + \varepsilon} \leq \varepsilon, \quad (31)$$

şeklinde ifade edilebilir. Dolayısıyla (30)'un sağ tarafı

$$\dot{V} \leq -\min\{\alpha, \lambda_{\min}(K)\} \|z\|^2 + \varepsilon \quad (32)$$

formunda daha sade bir şekilde yeniden sınırlandırılabilir. (28)'de $V(t)$ için verilen üst sınırdan yararlanılarak $\dot{V}(t)$

$$\dot{V} \leq -\gamma V + \varepsilon \quad (33)$$

biçiminde yeniden sınırlandırılabilir. (Denklem (33)'deki $\gamma, (26)$ 'da tanımlanmıştır. (33)'deki diferansiyel eşitsizliğin çözümü

$$V(t) \leq V(0) \exp(-\gamma t) + \frac{\varepsilon}{\gamma} (1 - \exp(-\gamma t)) \quad (34)$$

şeklinde [15]. (28)'deki sınırları denklem (34)'e uygularsak

$$\|z(t)\| \leq \frac{a}{b} \|z(0)\|^2 \exp 2(-\gamma t) + \frac{2\varepsilon}{b\gamma} (1 - \exp(-\gamma t)) \quad (35)$$

ifadesiyle $z(t)$ için de üst sınır elde ederiz. (35)'inci denklem ve $z(t)$ 'nin tanımından, filtrelenmiş takip ve konum takip hataları $r(t)$ ve $e(t)$ 'nin denklem (25)'deki gibi sınırlanabileceği gösterilebilir. Dolayısıyla $J^+(q)$ ve $J(q)$ 'nin sınırlı oldukları değerlendirilerek ve (18)'den yararlanılarak (25)'le tanımlanan sınırlanabilirliğin $e_N(t)$ için de geçerli olduğu gösterilebilir. Bundan yararlanarak da $x_d(t), \dot{x}_d(t), \ddot{x}_d(t), g(t),$ ve $\dot{g}(t)$

değişkenlerinin tümünün sınırlı olduğu varsayımı; ve $M(q), C(q, \dot{q}), G(q), J(q),$ and $J^+(q)$ fonksiyonlarından oluşan robot kinematik ve dinamik terimlerinin, $q(t)$ 'nin her alacağı değer için sınırlı olacağı gerçeğinden yararlanarak, standart işaret izleme yaklaşımları ile tüm sistem işaretlerinin sınırlı olduğu gösterilebilir. Önemli bir nokta serbestlik derecesi fazla manipülatörler için genellikle olduğu gibi, $q(t)$ sinyalinin sınırlı kaldığının ispatlanamamasıdır. Ancak sistem dinamikleri $q(t)$ 'nin sinüzoidal fonksiyonları olduğu için, kinematik-dinamik model ve ilgili kontrol terimleri $q(t)$ 'den bağımsız şekilde sınırlı kalacaktır. □

5. Birden Fazla İçsel Hareket Başarım Kriterinin Eniyileştirilmesi

Bu bölüme kadar, önerilen denetleyicinin iş uzayı takibini gerçekleştirmesinin yanısıra robotun fazla serbestlik derecesinden yararlanarak "yan görevler" gerçekleştirme potansiyeline sahip olduğu gösterilmiştir. Ancak daha önemli bir nokta da, (3) denklemde tanımlanan $H(q)$ performans kriteri fonksiyonunun uygun seçimiyle, robotun birden fazla başarımlarını aynı anda gerçekleştirebilmesinin sağlanmasıdır. [16]'da önerilen bir yöntemle göre, başarımların kriterlerinin belirlenmesinden sonra ağırlıklı toplamlarından hepsini aynı anda gerçekleştirecek genel bir performans kriterinin formülasyonu yapılabilir:

$$H(q) = \sum_{i=1}^s \omega_i H_i(q) \quad (36)$$

Denklem (36)'da $H_i(q)$ i numaralı istenen başarımların ifade eden skaler bir fonksiyon, ω_i ler her $H_i(q)$ fonksiyonunun ağırlığını temsil eden pozitif ölçeklendirme fonksiyonları, $s \in \mathbb{Z}_+$ gerçekleşmesi amaçlanan "yan görevlerin" ya da başarımların sayıdır. (36)'dan yararlanılarak denklem (3)'te tanımlanan yardımcı eklem hızı giriş vektörü $g(t)$

$$g(t) = k \sum_{i=1}^s \omega_i [\nabla H_i] = k (\omega_1 g_1 + \omega_2 g_2 \dots + \omega_s g_s) \quad (37)$$

ile ifade edilebilir. Denklem (37)'deki ω_i ağırlıklarının değerleri

$$\sum_{i=1}^s \omega_i = P \quad (38)$$

kısıtlamasına uygulanarak "yan görevlerin" önem sırası belirlenebilir. Buna göre, robot eklem sınırlarından birine daha fazla yaklaştığında, eklem sınırından sakınma, hürerliliği artırma yan görevine göre daha öncelikli/ağırlıklı olarak duruma getirilebilir.

6. Benzetim Sonuçları

3. Bölümde önerilen denetleyicinin başarımları 3-eklemlilik bir düzlemsel revölüt robot üzerinde benzetimlerle gösterildi. Bu manipülatörün dinamik modeli, sürtünme terimleri haricinde [11]'den adapte edilmiştir. Sürtünme terimleri matrisi için ise daha gerçeğe yakın bir model alınmıştır:

$$F(\dot{q}) = \begin{bmatrix} f_1(\dot{q}_1) & 0 & 0 \\ 0 & f_2(\dot{q}_2) & 0 \\ 0 & 0 & f_3(\dot{q}_3) \end{bmatrix} \quad (39)$$

Sırasıyla f_1, f_2, f_3 , her üç eklemin sürtünme katsayıları olup

$$f_i(\dot{q}_i) = f_{di}\dot{q}_i + f_{si} \exp(-f_{\tau i} \dot{q}_i^2) \text{sgn}(\dot{q}_i) \quad (40)$$

şeklinde oluşturulmuşlardır [17]. Denklem (40)'da f_{di}, f_{si} ve $f_{\tau i}$ sırası ile dinamik, statik ve Stribeck sürtünme etkilerini göstermektedir. Bu sürtünme modeli ile robot dinamiklerine lineer olarak parametrelerine ayrıştırılmayan terimler eklenmektedir. Dolayısıyla bu sistemin yüksek başarımı için uyarlamalı denetim yeterli olmamaktadır. Benzetimlerde bağlantılar 1, 2, ve 3'ün kütleleri sırasıyla 3.60 Kg, 2.60 Kg and 2.00 Kg,, uzunlukları ise 0.4m, 0.36m, 0.30m, olarak alınmıştır. Her bağlantının kütle merkezlerinin linklerin orta noktaları olduğu varsayılmıştır. Bu değerlere göre dinamik modelin eylemsizlik ve sürtünme matrislerinin parametreleri şu şekilde hesaplanmıştır:

$$\begin{aligned} \beta_1 &= 1.1956 & \beta_2 &= 0.3946 & \beta_3 &= 0.0512 & [Kg \cdot m^2] \\ p_1 &= 0.4752 & p_2 &= 0.1280 & p_3 &= 0.1152 & [Kg \cdot m^2] \\ f_{d1} &= 5.3 & f_{d2} &= 2.4 & f_{d3} &= 1.1 & [Nm \cdot sec] \\ f_{s1} &= 2.0 & f_{s2} &= 1.1 & f_{s3} &= 0.6 & [Nm \cdot sec] \\ f_{\tau 1} &= 0.2 & f_{\tau 2} &= 0.2 & f_{\tau 3} &= 0.2 & [Nm \cdot sec] \end{aligned} \quad (41)$$

Bu terimler arasından uygun olanlarından (15)'te tanımlanan sabit parametre vektörü elde edilmiştir:

$$\theta = [\beta_1, \beta_2, \beta_3, p_1, p_2, p_3, f_{d1}, f_{d2}, f_{d3}]^T \quad (42)$$

Manipülator, bağlantıların $q_1 = -0.2rad.$, $q_2 = 1.4rad.$, ve $q_3 = 1.9rad.$ ilk durumlarından harekete başlatılmıştır. Tüm simülasyonlar için durum uzayı yörüngesi:

$$x_d(t) = \begin{bmatrix} 0.30 + 0.2 \cos(t) \\ 0.40 + 0.1 \sin(t) \end{bmatrix}^T, \quad (43)$$

olarak seçilmiştir.

Önerilen denetleyicinin başarımını göstermek için farklı “yan görev” amaçları olan 3 tane benzetim gerçekleştirilmiştir. İlk simülasyonda, $H(q)$ sıfır alınmıştır; dolayısıyla robotun içsel hareketine yönelik bir kriter getirilmeyip, yalnızca “temel denetim amacı” olan robot-ucu takibinin gerçekleşmesi ile yetinilmiştir. İkinci benzetimde, başarımlı kriter fonksiyonu

$$H(q) = \det(JJ^T) \quad (44)$$

ifadesiyle belirlenerek hünerliliğin en üst seviyeye çıkarılması amaçlanmıştır. Bu denklemde k ve (38)'de tanımlanan P sabiti 1 olarak alınmıştır. Üçüncü simülasyonda ise, $H(q)$ iki farklı yan görev amacının kombinasyonundan elde edilmiştir:

$$H(q) = 0.5 \det(JJ^T) + 0.5 ((q_3 - 0.5q_2) - 0.5(q_2 - q_1))^2 \quad (45)$$

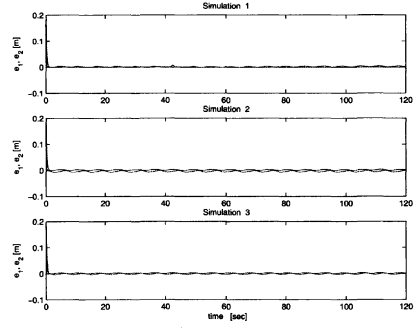
Bu ifadedeki ilk terim manipülabiliteyi en üst seviyeye çıkarmak, ikinci terim ise bağlantıların [6]'da verilen $(q_3 - 0.5q_2) = 0.5(q_2 - q_1)$ optimal durumunu sağlamaları amacıyla eklenmiştir.

Denetleyici (19) için en iyi sonuçlar

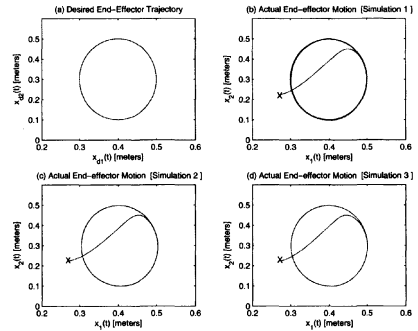
$$\alpha = \text{diag}\{5, 10\}, \quad K = \text{diag}\{50, 40, 30\}, \quad (46)$$

$$\rho = 10, \quad \varepsilon = 0.01$$

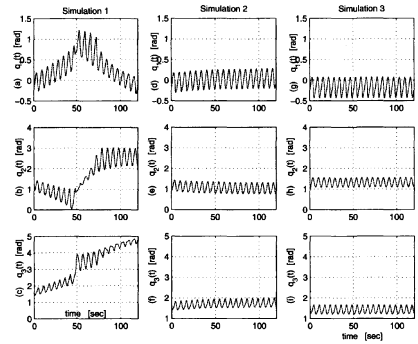
kontrol kazançlarıyla elde edilmiştir. Bilinmeyen sistem parametrelerinin en iyi tahmini değerleri asıl değerlerinin yarısı alınmıştır. Şekil 1'de her üç benzetim için iş uzayı takip hataları gösterilmektedir. Şekil 2'de benzetimlerdeki istenen ve asıl iş uzayı yörüngeleri bulunmakta; Şekil 3'te ise bağlantı yörüngeleri verilmektedir. Bağlantılar sırasında hünerlilik ölçütünün değişimi Şekil 4'te gösterilmektedir.



Şekil 1: Benzetimlerdeki İş Uzayı Pozisyon Takip Hataları.



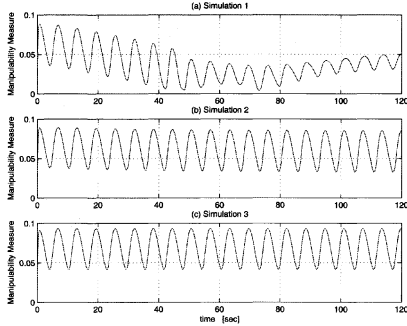
Şekil 2: İş Uzayındaki İstenen ve Asıl Robot-ucu Yörüngeleri - asıl yörüngenin başlangıç noktası 'X' ile işaretlenmiştir.



Şekil 3: Benzetimlerdeki Bağlantı Yörüngeleri.

6.1. Benzetim Sonuçları Üzerine Yorumlar

Şekiller 1 ve 2'den geçici durum davranışı sönümlendikten sonra, yörünge pozisyon izleme hatasının her üç benzetimde de 1cm'nin altına indiği gözlemlenmektedir. Dolayısıyla önerilen denetleyici temel kontrol amacı olan konum takbini “yan görevlerden” bağımsız şekilde sağlamaktadır. Yan görevlerin sistem üzerindeki önemli düzeltici etkisi ise sırasıyla Şekiller 3 ve 4'teki bağlantı konum yörüngeleri ve hünerlilik ölçütlerinden anlaşılabilir. Alt-şekiller 3(a), (b) ve (c)'den $H(q) = 0$ olduğunda, robotun denetime tabi olmayan “içsel hareketin”, bağlantı pozisyon yörünge değişkenlerinde ciddi sap-



Şekil 4: Benzetimlereki Hünerlilik Ölçütünün Değişimi.

malara neden olduğu, dolayısıyla da robotun hünerliliğinde de aşırı oranlarda değişiklikler yaptığı görülmektedir. Benzetimlerde manipülör eklem açılırlarına sınırlama getirilmediği için, ilk simülasyondaki sapmalar periyodik olarak yenilenmektedir; ancak gerçek durumlarda ilk ciddi sapmadan sonra robot bağlantılarının mekanik sınırlarına çarpıp, faaliyet dışı kalacaktır. Denklem (44)'e göre bir yan görev atanması durumunda ise, bağlantı sapmalarında yine sapmalar olmakta, ancak boyutları ilk benzetimlere göre çok daha sınırlı kalmaktadır. Ayrıca ilgili hünerlilik ölçütü de Şekil 4'ten gözlemlenebileceği gibi 60 saniyede kararlı değere ulaşmaktadır. Üçüncü benzetim için robot yan görevi denklem (45)'e göre belirlenince, bağlantı yörüngelerinde ya da hünerlilikte sapma gözlemlenmemektedir (Bkz. Şekiller 3(g), (h) ve (i)). Bu son benzetimin hünerlilik ölçütünün, ikinci simülasyondakine çok yakın olması (Bkz. Şekil 4), hünerlilik ve en iyi "yan görev" konfigürasyonlarına aynı sürede ulaşıldığı şeklinde yorumlanabilir.

7. Sonuçlar

Bu çalışmada, küresel olarak düzgün mutlak sınırlanmış robot-ucu konum ve "yan görev" takibi gerçekleştiren nonlineer bir gürbüz denetleyici önerilmiştir. Geliştirilen denetleyici özel seçilmiş bir filtrelenmiş hata terimini regüle ederek konum ve yan görev hatalarının aynı anda mutlak bir sınır içine yakınsamasını sağlamaktadır. Uygulanan kontrol tasarımı yöntemi manipülör Jakobiyen'inin sözde-tersinin alınması yaklaşımından yararlandığı için manipülör ters kinematiğinin alınmasına gerek duymamaktadır. Uygulanan yöntem manipülörün içsel hareketi üzerinde kısıtlamalar getirmediğinden elde kalan serbestlik derecesi fazlası ile, hünerlilik, mekanik sınırlardan sakınma, ve engel aşma gibi "yan görevlerin" de gerçekleşmesini sağlamaktadır. Ayrıca robotun birden fazla "yan görevi" aynı anda gerçekleştirmesini sağlayacak başarımla eniyileştirme kriterlerinin de uygun bir formülasyonu ve uygulaması sunulmuştur. Önerilen denetleyicinin başarımla detaylı örneklerle açıklanmıştır.

8. Teşekkür

Bu çalışma DPT 2003K120530 ve Tübitak KARİYER 104E061 projelerinin katkıları ile gerçekleştirilmiştir.

9. Kaynakça

- [1] Y. Nakamura, "Advanced Robotics Redundancy and Optimization", Addison-Wesley Pub. Co., Inc., 1991.
- [2] D. N. Nenchev, "Redundancy Resolution through Local Optimization: A Review", *Journal of Robotic Systems*, 6, s. 769-798, 1989.
- [3] B. Siciliano, "Kinematic Control of Redundant Robot Manipulators: A Tutorial", *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 3, s. 201-212, 1990.
- [4] O. Khatib, "Dynamic Control of Manipulators in Operational Space", *6th IFTOMM Congress on Theory of Machines and Mechanisms*, s. 1-10, Yeni Delhi, Aralık 1983.
- [5] H. Seraji, "Configuration Control of Redundant Manipulators: Theory and Implementation", *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, 5(4), s. 472-490, Ağustos 1989.
- [6] P. Hsu, J. Hauser, and S. Sastry, "Dynamic Control of Redundant Manipulators", *Journal of Robotic Systems*, 6, s. 133-148, 1989.
- [7] R. Colbaugh, and K. Glass, "Robust Adaptive Control of Redundant Manipulators", *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 14, s. 68-88, 1995.
- [8] Z. X. Peng and N. Adachi, "Compliant Motion Control of Kinematically Redundant Manipulators", *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, 9(6), s. 831-837, Aralık 1993.
- [9] Y. Oh and W. K. Chung, "Disturbance-Observer-Based Motion Control of Redundant Manipulators Using Inertially Decoupled Dynamics", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, 4(2), s. 133-146, Haziran 1999.
- [10] E. Zergeroglu, D. M. Dawson, I. W. Walker, and P. Setlur, "Nonlinear Tracking Control of Kinematically Redundant Robot Manipulators", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 9(1), s. 129-132, Mart 2004
- [11] M. W. Spong and M. Vidyasagar, *Robot Dynamics and Control*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1989.
- [12] C. R. Rao, and S. K. Mitra, "Generalized Inverse of Matrices and Its Applications", New York: Wiley, 1971.
- [13] T. Yoshikawa, "Analysis and Control of Robot Manipulators with Redundancy", in *Robotics Research- The First International Symposium*, s. 735-747, MIT Press, Cambridge, MA, 1984.
- [14] F. L. Lewis, C. T. Abdallah, and D. M. Dawson, *Control of Robot Manipulators*, New York: MacMillan Publishing Co., 1993
- [15] D.M. Dawson, M.M. Bridges, and Z. Qu, *Nonlinear Control of Robotic Manipulators for Environmental Waste and Restoration*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995.
- [16] K. Clear, D. Tesar, "Incorporating Multiple Criteria in the Operation of Redundant Manipulators," *Proceedings of the IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, s. 618-624, Cincinnati, Ohio, Mayıs 1990.
- [17] B. Armstrong-Hélouvy, *Control of Machinery with Friction*, Klawer Academic Publisher, Boston, MA, 1991.

FARKLI TÜRDEN MALZEMELERİN AKTARMA MAKİNASINDA İŞLENMESİ SIRASINDA ASENKRON MOTORUN DEĞİŞİK HIZLARDAKİ PERFORMANS ANALİZİ

Nur Bekiroğlu¹, Engin Ayçiçek²

^{1,2}Elektrik Mühendisliği Bölümü
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Yıldız Teknik Üniversitesi, 34394, Yıldız, İstanbul
¹nbekir@yildiz.edu.tr ²eyaycicek@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, laboratuvar ortamında kurulan çözme-sarma ünitelerine sahip makinada gergi denetim sistemi incelenmiştir. Uygulama düzeneğinin hareketini sağlamak amacıyla asenkron motor ve sürücüler kullanılmıştır. Bu tip sistemlerde yüksek hızlara çıkılması gerektiğinden asenkron motor kullanımı yeterli performansı sağlamaktadır. Çalışmamızın amacı, aynı uygulama devresi için farklı türden malzeme kullanımı durumundaki sistemimizden alınacak değerlerin gözlemlenmesi ve yorumlanmasıdır.

1. Giriş

Ambalaj malzemesi olarak üç temel hammadde; petrol, alüminyum ve kağıt kullanılmaktadır. Bunlardan petrol kökenli olan ambalaj malzemelerine örnek olarak polyester, polietilen ve vinil verilebilir. Alüminyum, folyo haline getirildikten sonra ambalaj malzemesi olarak kullanılır. Kağıt ise kraft, saman ve beyaz kağıt gibi çeşitlerde, ambalajlarda kullanılmaktadır. Bu üç ana malzeme de ancak rulo haline getirildikten sonra ambalaj sektöründe işlenebilir. Bu sebepten, sektördeki hemen hemen tüm makineler çözücü ve sarıcı uygulamalarına birer örnek oluşturmaktadır.

2. Sektörde Kullanılan Makineler

2.1 Baskı Makineleri

Rulo haline getirilen malzemeler, ambalaj malzemesi olarak işlenmeye hazır hale geldikten sonra sıra, ambalajı olacakları ürünün adını, üretici firma bilgilerini, firma logosunu, kullanım talimatı vs. gibi bilgileri bu malzemelerin üzerine aktarmaya gelir. Bu makinelerde yapılan baskı işlemi ambalaj malzemesi üretimi zincirinin birinci halkasını oluşturmaktadır.

2.2 Kaplama Makineleri

İki veya daha fazla malzemenin yapıştırıcı yardımıyla, ısı ve basınç uygulanarak birleştirilmesi ve yeni malzeme meydana getirilmesi işlemi yapan makinelerdir.

2.3 Kalite Kontrol Makineleri

Bu gruba dahil olan makineler genellikle “doktor makinesi” olarak adlandırıldığı gibi aktarma makineleri olarak da bilinirler. Ambalajlamada kullanılacak, baskısı yapılmış ve isteğe göre lamine edilmiş malzemeleri inceler ve dilme, parçalama veya paketleme makineleri için hazır hale getirme işlemleri yapar.

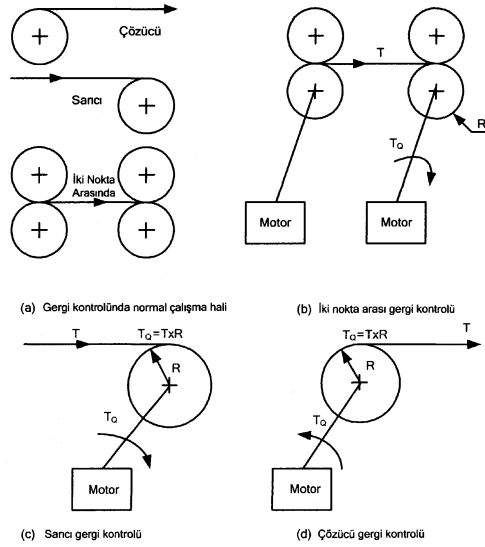
2.4 Bitirme Makineleri

Bu gruptaki makineler paketlemeden önceki son işlemlerin yapıldığı makinelerdir. Bu grupta dilme, parçalama gibi makineler bulunur. [1]

3. Gergi Kontrolü

Sektörde kullanılan, üzerinde çalışılan malzeme rulo halinde olduğu için, tüm makinelerde esas olan, malzemenin gergisini üretim süresi boyunca sabit tutmaktır. Çalışma sırasında artan ve azalan rulo çapına bağlı olarak üretim hattındaki malzemenin gerginliği sürekli değişecektir. Bu durumda, malzemenin kopması ile birlikte malzemenin gevşemesi ve kalitesinin düşmesine sebep olabilir. Bunun için söz konusu proseslerin kontrolünde, kullanılacak en önemli kriter ‘gergi’dir. Sektördeki makinelerin çalışma prensiplerini tam olarak anlayabilmek için makine üzerindeki çeşitli gergi bölgelerini incelemek gerekir. Şekil 1’de bu bölgeler gösterilmiştir. [2]

3.1 Tipik Gergi Kontrol Uygulamaları

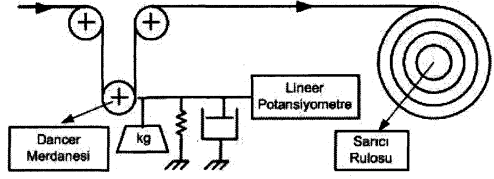


Şekil 1: Tipik gergi kontrol prensipleri

Şekil 1 (a)'da gergi kontrol yöntemlerinde karşılaşılabilecek normal çalışma hali verilmiştir. Şekil 1 (b)'de verildiği gibi, tahrik edilen merdane çapı sabit olduğundan malzeme gergisini (T) sabit tutmak için merdaneyi tahrik eden motorun da torku sabit tutulmalıdır. Şekil 1 (c)' de verildiği gibi, sarıcı uygulamalarında, çalışma süresince rulo çapı artacağından gergiyi sabit tutmak için motorun torku (T_Q) azaltılmalıdır. Şekil 1 (d)'de verildiği gibi, çözücü uygulamalarında, çalışma süresince rulo çapı küçüleceğinden gergiyi sabit tutmak için motorun torku (T_Q) da azaltılmalıdır.

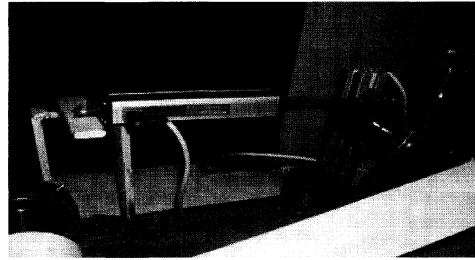
4. Sistemde Kullanılan Gergi Kontrol Yöntemi

Sarıcı ve çözücü uygulamalarında, malzemenin gergiyi sabit tutarak çalışabilmek için, gerginliğini geri besleme olarak tahrik sistemine almak gereklidir. Uygulama devrimizde, kontrolün kolaylaştırılması ve sistemin mekanik olarak sadeleştirilmesi amacıyla gergi denetimi için dancermardanesi kullanılmıştır. Şekil 2'de danceryöntemi, bir çözücü ünitesi üzerinde gösterilmiştir. Hedef, çözücüde azalan rulo çapına karşı malzeme gergisini sabit tutmak üzere çözücünün torkunu azaltmak veya malzemenin aynı hat hızında devam etmesini sağlamak üzere çözücü devrini arttırmaktır. Buradaki temel mantık, hareketli olarak monte edilmiş dancermardanesini devamlı aynı pozisyonda tutacak şekilde çözücünün hızını ayarlayıp, aynı zamanda malzemenin gerginliğini de kontrol etmektir.



Şekil 2: Dancermardanesinin çalışma düzeni

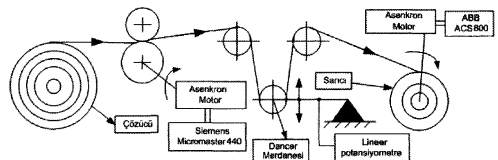
Dancermardanesi kullanılarak yapılan gergi kontrolünde, besleme sinyalini almak için dancerkoluna bağlı lineer potansiyometre kullanılmıştır (Şekil 3). Lineer potansiyometre, dancerkolunun yer değişimini sürücülere gerilim bilgisi olarak iletir. Potansiyometrenin değeri, dancermardanesi orta pozisyonda iken, tahrik sistemi için çalışma noktasıdır. Dancermardanesinin yukarı doğru hareketinde potansiyometrenin alacağı yeni değer, tahrik sisteminde çözücülerde set değerinin (dancerkolunun orta pozisyonundaki konum bilgisi) artırılması anlamına gelirken, sarıcılarda set değerinin azaltılması anlamına gelir. Her iki sistem, tahrik sistemine yazılan sabit bir pozisyon set değeri ve dancerkolu potansiyometresinden gelen pozisyon geri beslemesi ile kapalı çevrim olarak üretim süresince çalışır. Motor devrini düzenli kontrol edebilmek için lineer potansiyometre kullanımı, pozitif ve negatif potansiyometreye göre en iyi sonucu vermektedir. [3]



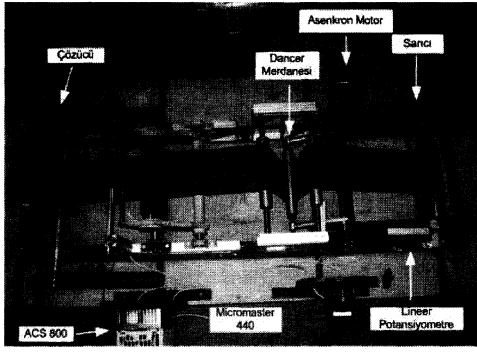
Şekil 3: Uygulama devresinde kullanılan lineer potansiyometre

5. Aktarma (Doktor) Makinesi

Şekil 4'de görüldüğü gibi uygulama sistemi, malzemeyi çözmek ve sarmak için birer adet asenkron motor ve sürücüleri, dancersistemi ve lineer potansiyometreden oluşmuştur.



Şekil 4: Çözücü-sarıcı makinesi genel görünümü ve elemanların yerleşimi



Şekil 5: Kırmızı malzeme kullanım durumundaki uygulama devresi



Şekil 6: Mor malzeme kullanım durumundaki uygulama devresi

Gerçekleştirilen sistemde, sarıcı tarafında kullanılan asenkron motor, motorun hızını set etmekte kullandığımız potansiyometreden aldığı hız referansına göre çalışmakta ve bu çalışma sırasında çözücüden malzemeyi alıp, hattın içine aktarmaktadır.

Malzeme, motor tarafından tahrik edilen merdaneyle üzerine basan merdane arasından hareket ederek bir sonraki aşamaya geçer. Bu işlem, malzemeyi çekmenin yanında, merdanelerin önünde ve arkasında kalan kısımlarındaki malzeme gergisini birbirlerinden izole etmek için yapılır. Çözücü tarafındaki asenkron motorun kontrolü Siemens Micromaster 440 serisi sürücüsü ile yapılmıştır. Bu sürücü birçok geliştirilmiş fonksiyona sahiptir. Kendi sınıfına göre, daha güçlü, daha performanslı, daha işlevsel ve daha geniş uygulama alanı vardır. İleri düzey vektör kontrolü ile çok hassas başlatma/durdurma karakteristikleri sağlanmaktadır. Ayrıca, bu yüksek performanslı cihaz, dahili dinamik frenleme modülü sayesinde de frenleme ve yavaşlama işlemlerinde en iyi sonuçları vermektedir [4].

Merdanelerden çıkan malzeme, sarıcı motoruna geri besleme sinyalini üretecek olan dancer ünitesine girer. Hareketi izlenebilecek şekilde monte edilmiş dancer merdanesine bağlanan lineer potansiyometre vasıtasıyla, merdanelerin pozisyonu, dolayısıyla malzemenin pozisyonu elektriksel olarak üretilir (0-10 V). Daha sonra bu sinyal, sarıcı motorunu kontrol eden sürücünün PID bloğuna proses değişkeni olarak tanıtılır. Söz konusu sürücüde ki proses set değeri ise dancer merdanesinin orta pozisyonda iken ürettiği elektriksel sinyalin karşılığı olacak şekilde, sabit bir sayı olarak sürücüye atanır. Sarıcı tarafında kullanılan sürücü ABB'nin yeni AC sürücüsü ACS800; kompakt yapı, mükemmel performans,

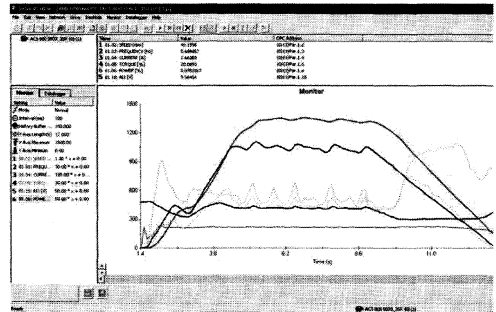
kolay devreye alma ve basit programlama özellikleri ile geniş uygulama alanlarında kullanılabilir. DTC (Direct Torque Control) kontrol metodu ile motor-yük tarafındaki değişimlere yüksek moment ve hız doğruluğu ile çok hızlı cevap verebilen ACS800, uygulama sonuçlarında da görüleceği üzere oldukça düzgün bir motor kontrol performansı sergilemektedir [5]. Sistemde kullanılan motorlara ait bilgiler Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Motorların etiket değerleri

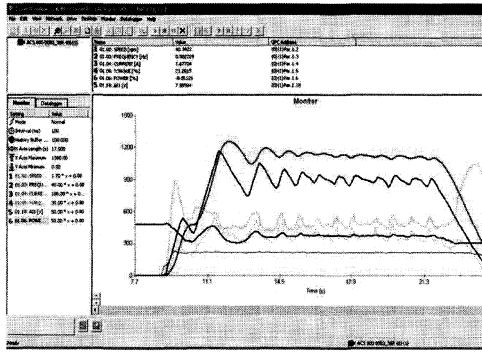
Çözücü Tarafındaki Asenkron Motor		Sarıcı Tarafındaki Asenkron Motor	
Nom. Güç	1,5kW	Nom. Güç	1,5kW
Nom. Gerilim	380V	Nom. Gerilim	380V
Nom. Akım	3.2A	Nom. Akım	3.7A
Nom Devir	1450d/d	Nom Devir	1410d/d
cosφ	0.88	cosφ	0.78

6. Uygulama Sonuçları

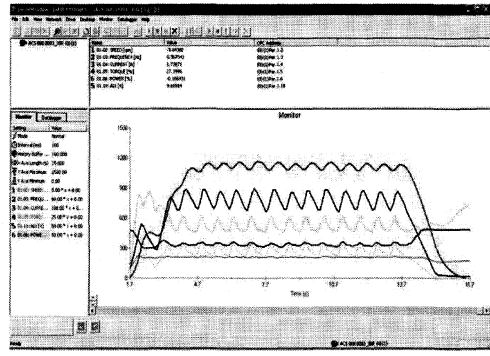
Uygulamada farklı türden iki adet malzeme kullanılmıştır. Şekil 5 ve Şekil 6 da bu malzemeler ve elemanların yerleşimi görülmektedir. Çalışmamızın amacı, aynı uygulama devresi için farklı türden malzeme kullanımı durumundaki, sistemimizden alınacak değerlerin gözlemlenmesi ve yorumlanmasıdır. Birinci malzeme mor renkte olup bez yapıda ve 0.65 mikron kalınlığındadır. İkinci malzeme ise naylon-polyester olup, kırmızı renkte ve 0.50 mikron kalınlığındadır. Kırmızı malzeme ince, esnek ve kopması zor ama kolayca bozulan bir malzemedir. Mor malzeme ise daha kolay işlenebilen ve eni daha dar olan bir malzemedir. Her iki malzemeyle yapılan testler sonucu, çeşitli hızlarda alınan değerler Şekil 7 ile Şekil 12 arasında verilmiştir.



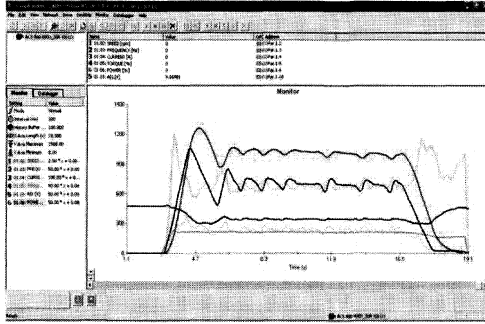
Şekil 7: 50Hz de kırmızı malzeme ile alınan asenkron motor grafikleri



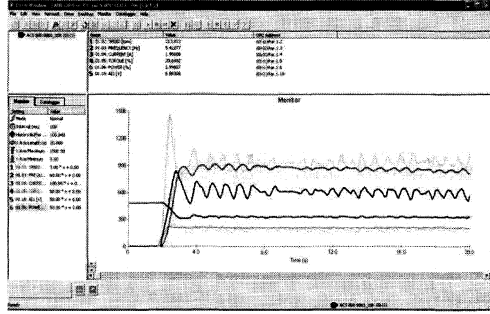
Şekil 8: 35Hz de kırmızı malzeme ile alınan asenkron motor grafikleri



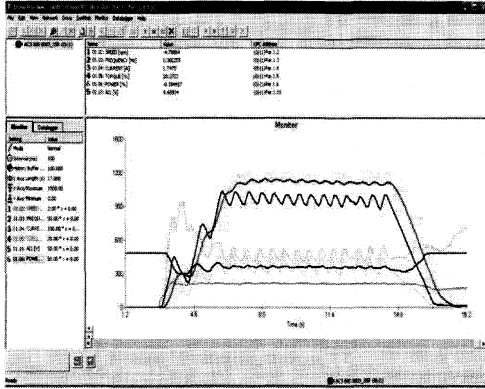
Şekil 11: 35Hz de mor malzeme ile alınan asenkron motor grafikleri



Şekil 9: 15Hz de kırmızı malzeme ile alınan asenkron motor grafikleri



Şekil 12: 15Hz de mor malzeme ile alınan asenkron motor grafikleri



Şekil 10: 50Hz de mor malzeme ile alınan asenkron motor grafikleri

7. Sonuçlar ve Öneriler

Gerçekleştirilen sistemde her iki malzeme de sorunsuzca çözdürülüp sardırılmıştır. Alınan eğrilerden görüldüğü gibi sistemimizin bu iki malzemeye gösterdiği performans hemen hemen aynıdır. Ancak kırmızı malzeme ile alınan sonuçlara bakıldığında sistemin oturma zamanının daha geç olduğu görülmektedir. Kırmızı malzemede sarma işlemi sorunsuzca gerçekleştirilmiş ancak malzemenin yapısından dolayı bozulmalar gözlemlenmiştir. Böyle bir sistemde bağlantı ve kullanım kolaylığı, uygun maliyeti ve sisteme verdiği cevap açısından asenkron motor ve sürücüsünün kullanılmasının daha uygun olduğu görülmektedir. Bu sistem, daha yüksek hızlara çıkılması istenirse servo motorlar ile yeniden gerçekleştirilebilir. Ancak servo motorun maliyeti ve sürülmesindeki zorluklar dezavantajdır. Bu tezi doğrulamak için sistemimizin servo motor ve sürücüsü ile testleri sürmektedir. Eğer sistemin yüksek hızlarda verdiği cevap tatmin edici olursa servo motor tercih edilebilir. Ayrıca daha sağlıklı sonuçlar almak amacıyla sistem uygun sensörler ile zenginleştirilebilir.

8. Kaynakça

- [1] E.Ayçiçek, “Servo Tahrik Sistemlerinin Endüstriyel Uygulamaları ve Bir Servo Sistemin Tasarım Aşamaları” Yüksek Lisans Tezi, Elektrik Mühendisliği Anabilimdalı Kontrol ve Otomasyon Programı, Y.T.Ü, Şubat 2005
- [2] www.remak.com.tr
- [3] Bekiroğlu, N., Ayçiçek, E., “Servo Motor ile Gerçekleştirilen Çözücü-Sarıcı Uygulaması”, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı TOK'05, 2-3 Haziran 2005, 397-402, İstanbul.
- [4] Siemens Micromaster 410/420/430/440 User Catalogue
- [5] ABB ACS-800 Standart Application Program 7.X, Firmware Manuel, User Catalogue

İçten Yanmalı Motorlarda Emme Supabının Elektro-Mekanik Denetimi

Oğuzhan DOĞAN¹, Bülent ÖZDALYAN¹, Raif BAYIR²

¹Makine Eğitimi Bölümü, ²Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Zonguldak Karaelmas Üniversitesi, Zonguldak
dogan_oğuzhan@yahoo.co.uk¹, ozdalyan@hotmail.com¹, rbayir@karaelmas.edu.tr²

Özetçe

Bu çalışmada, dört zamanlı, tek silindirlili, üstten supaplı buji ile ateşlemeli içten yanmalı bir motorda, emme supabı için elektro-mekanik supap tasarımı ve denetimi yapılmıştır. Elektro-mekanik supap sistemi, motor yük altında çalışırken supap zamanlaması değiştirilmeksizin farklı motor hızlarında test edilmiştir. Emme supabı elektro-mekanik olarak denetlenen motor çalışmasında, motor performansı ve egzoz emisyonlarında iyileşmeler tespit edilirken maksimum motor hızının arttığı görülmüştür.

1. Giriş

Taşıt motorlarının büyük çoğunluğu emme ve egzoz supaplarını açmak için, mekanik olarak çalışan geleneksel supap sistemlerini kullanırlar. Geleneksel supap sistemlerinde supapların açılması, krank miline göre programlanır ve motorun bütün hız aralıklarında sabittir. Bu tür supap sistemlerinin titreşim eğiliminin yüksek olması, itici çubuk ve külbütör mekanizmasında esnemeye sebebiyet vermesinden dolayı supapların etkili bir şekilde çalıştırılmasını kısıtlayabilmektedir. Ayrıca mekanik parçalar arasındaki sürtünme ve hareket iletim kayıpları da supap sistemin en iyi şekilde kullanılmasını kısıtlar. İYM'lerde, motorun mekanik veriminin artırılması veya yardımcı kısımların motordan çektikleri gücün azaltılması, aracın tekerleklerine giden gücün artışı olarak değerlendirilir. Eğer motor çıkış gücü %5 artırılsa, motorun yakıt sarfiyatı aynı kalacağından, motor verimi de %5 artırılmış olur. Motorun mekanik verimindeki bu artış, taşıt motorlarının genellikle kullanıldığı kısmi yüklerde kendini daha da büyük oranlarda hissettirir [1].

Geleneksel supap sistemlerinde, emme supabının değişken yüksekliğinin, değişken supap açık kalma süresinin ve değişken supap zamanlama esnekliğinin olmayışı içten yanmalı motorların (İYM) performansları için ayrı bir sınırlılık teşkil eder. İYM'lerde supapların denetlenmesi, motor performansı ve emisyonların iyileştirilmesi açısından en etkili yöntemlerden birisidir. Özellikle kamların şekli, supap zamanlaması, supap açık kalma süresi, supap yüksekliği gibi değişkenler, motor performansını ve emisyonlarını önemli ölçüde etkiler [2-9]. Motor performansını artırmaya yönelik olarak uygulanan değişken supap zamanlamalı sistemlerin tamamı kam miline bağımlı olarak çalışırlar.

Mekanik olarak çalışan değişken supap zamanlı sistemler, geleneksel supap sistemlerinin sınırlılıklarını özellikle hacimsel verim açısından büyük oranda ortadan kaldırırlar. Yine de supap zamanlaması, supap yüksekliği ve supap açık kalma süresi gibi değişkenlerin tamamını eşzamanlı olarak sürekli ve tam bağımsız bir şekilde

kullanamazlar. Elektro-mekanik supap (EMS) sistemi gerçekleştirilerek sağlanan değişken zamanlamalı supap sistemi ile, ilgili değişkenlerin tamamını aynı anda ve tam bağımsız olarak kullanabildiğinden, yakıt ekonomisi ve emisyonları iyileştirmekle birlikte motor performansını daha fazla artırabilmektedirler [11].

Kamsız motor kavramı, kam mili olmaksızın motor supap sisteminin çalıştırılması anlamına gelmektedir. Elektro-mekanik sistemden oluşan değişken supap zamanlaması kam miline ihtiyaç duymaz ve kamsız motor olarak adlandırılır. Kamsız motorlarla ilgili olarak bir çok çalışma olmasına rağmen bu çalışmaların çoğu, sistemde kullanılan solenoidlerin denetimi ve bu tür denetim sistemlerinin bilgisayar ile modellenmesi ile ilgilidir [12-11].

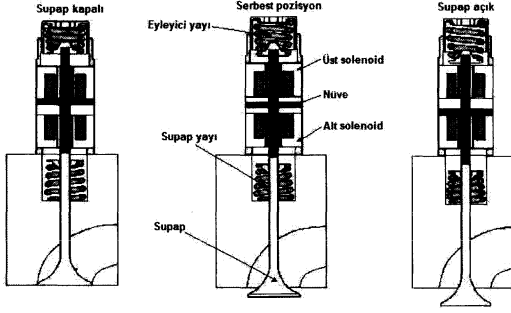
Bu çalışmada emme supabı için EMS tasarımı ve denetimi yapılmaktadır. Giriş bölümünde, geleneksel motorların sınırlılıkları, EMS sistemi ile gerçekleştirilen değişken supap zamanlama ile sağlanabilecek yararlar ve konu ile ilgili yapılan çalışmalar hakkında bilgiler verilmektedir. İkinci bölümde EMS sisteminin tanıtımı yapılmaktadır. Üçüncü bölümde, EMS sistemi deney düzeneği anlatılmaktadır. Deneysel çalışma bölümünde, elektro-mekanik supap sisteminde yapılan deney çalışmaları verilmektedir. Sonuç bölümünde, EMS sisteminin motor performansı açısından sağladığı yararlar belirtilerek, bundan sonra bu konuda yapılacak çalışmalar hakkında öneriler sunulmaktadır.

2. Elektro-Mekanik Supap Sistemi

Günümüze kadar sunulan EMS eyleyicisini oluşturan elemanlar yaklaşık aynıdır. Bir adet supap, iki adet elektro-mıknatıs, eyleyici yayı ve supap yayından oluşurlar. Yaygın olarak kullanılan EMS eyleyici şeması Şekil 1'de verilmektedir. Üst bobin supabı kapatma işlemini, alt bobin ise supabı açma işlemini gerçekleştirir. EMS sistemi üç değişik pozisyonda çalışır. Supabı açmak için alt bobine gerilim uygulanır. Oluşan manyetik çekme kuvveti ile nüve hareket eder ve supabı açar. İki bobine de gerilim uygulanmadığında ise nüve tam olarak iki bobin arasında merkezlenir ve serbest pozisyonundadır. Bu durumda supap yayı ve eyleyici yayı eşit olarak sıkışır ve supaplar yarım açık durumdadır. Supabı kapatmak için ise üst bobine gerilim uygulanır. Nüve manyetik kuvvetin etkisiyle yukarı yönlü hareket ederek supabı kapatır.

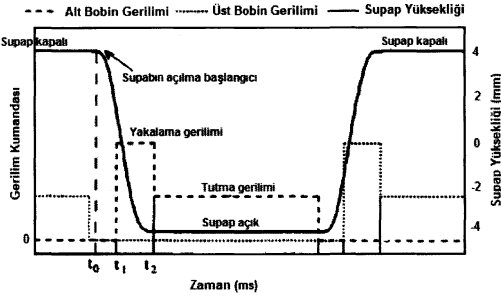
Açık pozisyonundan kapalı pozisyona kadar geçen supap olayları birbirinin simetridir. Prensipte olarak eyleyici, salınım yapan yaylı bir kütleye benzer ve elektromanyetik bir kuvvet tarafından etkin hale getirilir. Normal çalışma süresince potansiyel enerji, nüve ve supap aracılığı ile iki yay arasında aktarılır. Geçiş sırasında yakalama gerilimi, ilgili

bobine uygulanır. Oluşan manyetik kuvvet, yay, sürtünme ve gaz akış kuvvetlerine karşı üstünlük sağlar.



Şekil 1 Elektro-mekanik supap sistemi (EMS) [18].

Normal çalışmadaki supap pozisyonu ve buna karşılık gelen bobin gerilimi Şekil 2'de verilmektedir. İlk olarak supabın kapalı pozisyonundan açık pozisyona geçiş anı gösterilmektedir. Üst bobine tutma bir gerilim uygulandığında, eyleyici yayına karşı manyetik bir kuvvet oluşur. Oluşan manyetik kuvvet supabı kapalı pozisyonda tutar. Bu durumda alt bobine herhangi bir gerilim uygulanmaz. Tutma gerilimi kesildiğinde, sıkıştırılmış vaziyetteki eyleyici yayı nüveyi iterek supap hareketini başlatır. Daha sonra ise yakalama gerilimi, alt bobine uygulanarak nüvenin supabı açması sağlanır. Supabın açılmasından sonra alt bobindeki gerilim, tutma gerilimine ayarlanır.

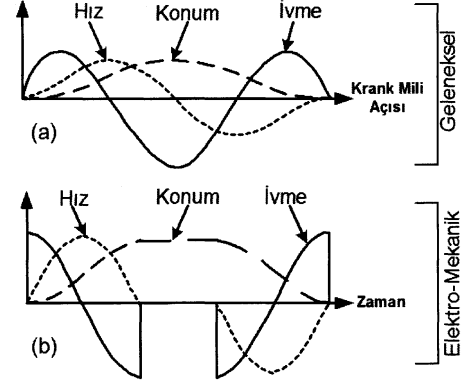


Şekil 2. Supap yüksekliği ve gerilimin değişimi [19].

EMS sisteminin elektriki güç gereksinimi yaklaşık olarak 3 kW olarak belirtilmiştir [22]. Bu ihtiyacı karşılayacak çalışma geriliminin ise 42V olacağı ifade edilmektedir [23, 24]. Aynı elektro-mekanik supap tahrik sistemi için E-şeklindeki elektro-mıknats yapısının en uygun yapı olduğu vurgulanmaktadır [21]. Supabın sürekli çalışmasında yayların önemi çok büyüktür ve supap geçiş süresini de etkiler [12, 20]. Hareket eden nüve, hareketinin büyük bir kısmını yayların depoladığı enerji yardımıyla tamamlar. Yay kuvveti, etkin bobin için hareket mesafesinin yarısına kadar mıknats kuvvetine yardımcı olur. Bu noktadan sonra ise oluşturulan mıknats kuvvetine karşı bir kuvvet oluşturur. Bu yüzden EMS sistemi tasarımında yayların seçimi büyük bir önem

taşır. Yaylı kütle, iki sargı arasında orta bir noktada denge halindedir. Bu anda bobinlere herhangi bir akım uygulanmış değildir ve supap orta noktada konumlanır.

Şekil 3 (a) ve (b)'de EMS ve geleneksel supap sistemine ait ideal hareket dinamikleri verilmektedir. Geleneksel supap sisteminde (Şekil 3 (a)), supap açılma ve kapanma konumuna yaklaşırken, gürültüsüz bir şekilde hareket edebilmesi için ivme değerinin aniden sıfıra düşmediği görülür. Supap tam açık olduğunda supabın ivmesi maksimum değerine ulaşır ve hızı sıfır olur (Şekil 3 (a)). Düzgün supap hareketi için, ivme eğrisinde keskin değişimler olmamalıdır. Keskin değişimler, darbe yüklerinin, gürültü ve titreşimlerin oluşmasına sebep olurlar.



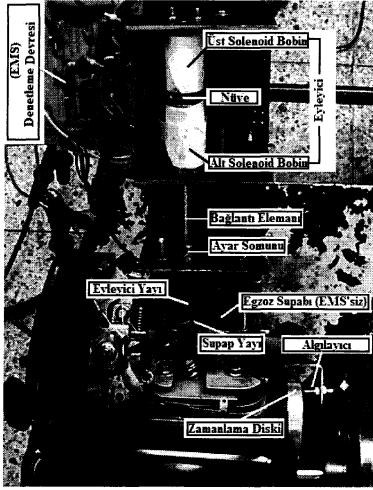
Şekil 3. Supap sistemi hareket dinamikleri [13].

EMS sisteminde, supabı kapalı tutan üst solenoid bobini mevcuttur. Bu durumda supap serbest bırakıldığında, ilk olarak eyleyici yayı tarafından hareket ettirilir. Sürtünme, yer çekim ivmesi ve supap üzerine etkiyen gaz kuvveti gibi değişkenler ihmal edilir. Supap, eyleyici yayı kuvveti yardımıyla serbestçe açılır. Tam açıklığa ulaşan supap bu kez alt solenoid bobin tarafından tam açık pozisyonda tutulur (Şekil 3 (b)). Bu durumda supap yayı sıkışır. EMS sistemin idealleştirilmiş hareketinde, eyleyici sadece supap durgun halde iken kuvvet uygular.

EMS sistemleri için istenen en önemli özellik, 'darbesiz hız' olarak adlandırılan, supabın tam açılması-kapanması sırasında, supabın çok küçük hız ve ivmeye sahip olmasıdır. Darbesiz supap oturma hızı sağlamanın önünde iki önemli engel bulunmaktadır. Bunlardan birincisi, Şekil 3 (b)'de gösterilen idealleştirilmiş elektro-mekanik supap sistemindeki ivme grafiğinde, supabın açılma başlangıcındaki ani ivme değişimidir. İkincisi ise supabın kapanma anındaki ani ivme değişimidir. Bu değişim, sadece supabın aldığı yolun bitiminde değil, supabın aldığı yolun başlangıcında da gerçekleşir. EMS sisteminde eyleyici hızından kaynaklanan gürültünün sebebi de ani ivme değişiminin denetlenememesidir. Bunun tersine, geleneksel motorlarda kullanılan supap sistemlerindeki ivme değişimine bakıldığında, bu değişimin ani değil, daha düzgün olduğu görülür (Şekil 3 (a)). Çünkü geleneksel supap sistemlerinde, supapların açılmasını denetleyen parça kam milidir. Kam miline ait kamların eniylenmesiyle, ilgili supaba ait ivme grafiği, daha düzgün bir değişim gösterir.

3. Elektro-Mekanik Supap Denetim Sisteminin Tasarımı

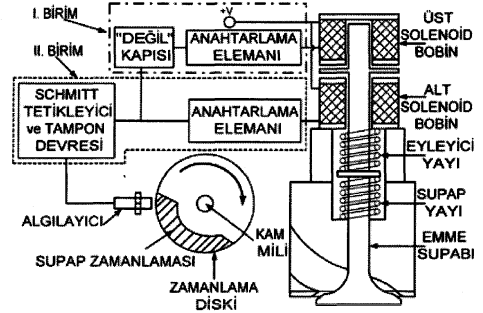
Tasarlanan EMS sisteminin motor silindiri kapağı üzerindeki görünümü Şekil 4'de ve sistemin blok diyagramı ise Şekil 5'te görülmektedir. EMS denetim sistemi; kam miline bağlanmış zamanlama diski, zamanlama diski üzerindeki supap zamanlamasının algılanmasında kullanılan endüktif algılayıcı, EMS sistemi deney düzeneğini algılayıcıdan aldığı sinyallerle denetleyen bir denetleme birimi (I. Birim supabın kapanması, II. Birim supabın kapanması için), EMS denetleme birimini besleyen bir güç kaynağı (18V), manyetik kuvvet oluşturarak supapların açılıp kapanmasını sağlayan eyleyici (alt ve üst solenoid bobin), eyleyici yayı, supap yayı ve EMS sistemini besleyen 33V'luk bir güç kaynağından oluşur.



Şekil 4. EMS sisteminin motor silindiri kapağındaki görünümü.

Kam milini ile birlikte dönen zamanlama diski üzerindeki supap zamanlamasını algılayan algılayıcı, aldığı sinyali EMS denetleme birimine iletir. Algılayıcıdan gelen sinyale göre EMS denetleme birimi, güç kaynağından 33 V'luk gerilimi alt solenoid bobinine yönlendirir. Alt solenoid bobininin etkin hale getirilmesi ile birlikte, solenoid bobin içerisinde bulunan nüve manyetik kuvvetin etkisiyle supap yay kuvvetini yener ve supabı tamamen açar (Şekil 5). Böylece EMS denetleme birimi, algılayıcıdan alınan zamanlama sinyallerine göre, supapların açılıp kapanmasını temin eder.

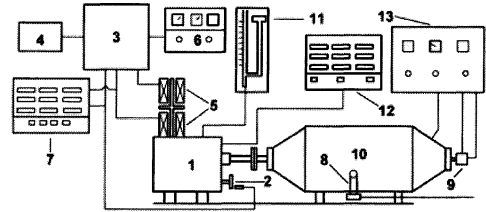
EMS denetleme sistemi aynı yapıya sahip iki birimden oluşur. Birimlerden biri alt solenoid bobini, diğeri ise üst solenoid bobini denetlemekle görevlidir. Solenoid bobini denetleyen birim, algılayıcı çıkış sinyali ile darlington bağlı transistörleri sırasıyla doyuma sokarak güç transistörü üzerinden alt solenoid bobin üzerine geçirecek akımın anahtarlanması sağlar. Buna paralel olarak üst solenoid bobinin denetiminde de aynı sinyal kullanılır. Algılayıcı sinyali DEĞİL kapısı ile terslendikten sonra yine aynı prensiple üst solenoid bobin, güç transistörü üzerinden etkinleşir. DEĞİL kapısı, algılayıcı çıkış sinyalini tersler.



Şekil 5. EMS denetim sisteminin blok şeması.

4. Deneysel Çalışma

Emme supabı elektro-mekanik olarak tahrik edilen yük altındaki bir motorda, EMS sistemini oluşturan anahtarlar elemanlarının ve eyleyici bobinlerinin ölçümleri yapılmıştır. Deneylerde, tek silindiri, 4 zamanlı, üstten supaplı Briggs&Stratton Vanguard marka buji ile ateşlemeli bir motor EMS sistemi ile donatılarak, motor test dinamometresinde sabit yükte ve bütün devir aralıklarında test edilerek, sistemin elektrikli kısımlarının ölçümleri kaydedilmiştir. Ayrıca motor performans ve emisyon değişkenleri de ölçülmüştür.



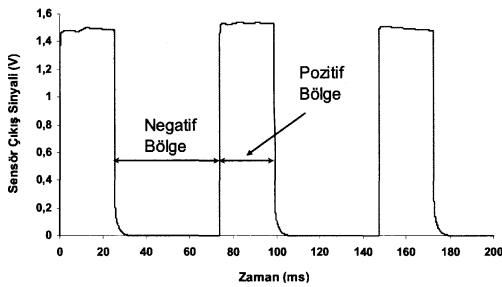
- | | |
|--|---------------------------------|
| 1- Motor | 7- Otomotiv Arıza Teşhis Seti |
| 2- Zamanlama Diski ve Algılayıcı | 8- Yük Hücresi |
| 3- EMS Denetim Birimi | 9- Devir Algılayıcısı |
| 4- EMS Denetim Birimi Güç Kaynağı (18 V) | 10- Motor Dinamometresi |
| 5- EMS Eyleyicisi | 11- Yakıt Tüketimi Ölçüm Birimi |
| 6- Güç Kaynağı (33 V) | 12- Emisyon Ölçüm Birimi |
| | 13- Dinamometre Denetim Birimi |

Şekil 6. EMS sistemi deney setinin şematik görünüşü.

Deney motorunun test edildiği deney seti; motor momenti, egzoz gazı, yakıt tüketimi ve EMS sisteminin elektrikli ölçümü olmak üzere dört ana birimden oluşmaktadır (Şekil 6). Deney standına bağlanan EMS'li motor, yük altında her bir devir için motor hızı kararlı hale geldikten sonra ölçüm sonuçları alınmıştır. EMS'li motor, 10 KW'a kadar güç üretilen KEMSAN marka elektrikli bir dinamometre ile yüklenmiştir. EMS denetleme sistemi ölçümleri, motor yük altında çalışırken, akım (A) ve gerilim (V) değerleri zamana bağlı olarak ölçülmektedir. EMS denetleme sisteminde, solenoid bobinlerin, kullanılan transistörlerin anahtarlar gerilimleri ve akımları, motor yük altında çalışırken ölçülerek kaydedilmiştir. EMS denetleme biriminin ve elektrikli kısımların ölçümleri sırasında, Picoscope ADC 212 otomotiv arıza teşhis seti kullanılmıştır. Eyleyicinin alt ve üst bobinine ait akım değişimleri, kollektörlere ait anahtarlar akım ve

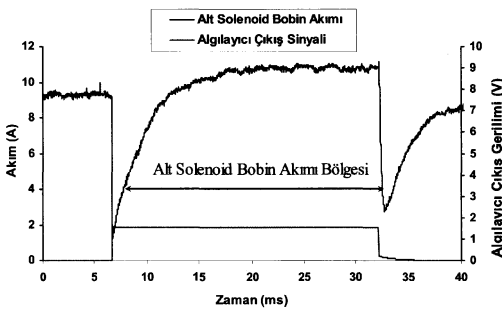
gerilimlerinin değişimleri, algılayıcı çıkış sinyali referans olarak alınarak düzenlenmiştir.

EMS sisteminden alınan sinyaller, sistemin çalışmasının anlaşılmasını kolaylaştırmasının yanında, sistemin davranışı ile ilgili olarak da çeşitli bilgiler verir. EMS sisteminde kullanılan endüktif algılayıcının 1600 1/min'deki motor çalışması sırasında, zamanlama diski üzerindeki supap zamanlamasını algıladığı anda ürettiği sinyaller Şekil 7'de görülmektedir. Endüktif algılayıcı, motorun supap zamanlamasına göre çıkış verir. Üretilen sinyaller, zamanlama diski üzerindeki supap zamanlamasını da temsil ederler. Zamanlama diski üzerindeki supap zamanlaması ile algılayıcı karşılaştığında ise, algılayıcı çıkış verir. Bu durumda supabın açılması için EMS denetleme birimi alt solenoid bobine 33 V'luk gerilimi uygular. Zamanlama diski üzerindeki supap zamanlaması ile algılayıcı karşılaştığında ise, algılayıcı çıkış vermez. Bu durumda ise EMS denetleme birimi, alt solenoid bobine gönderilen gerilimi keserek, üst solenoid bobine gerilim gönderir.



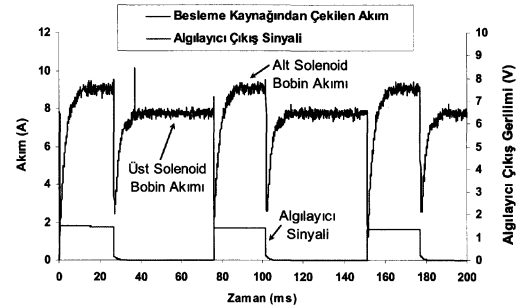
Şekil 7. Endüktif algılayıcının 1600 1/min'deki çıkış sinyali.

Şekil 7'de görüldüğü gibi çıkış sinyalinin bir periyodu için, zamanlama diskinden yararlanarak, %34,51 pozitif bölgede ve %65,49 negatif seviyede sinyaller elde edilmiştir. Çıkış sinyalinin frekansı motor hızına bağlı olarak artış gösterirken, pozitif ve negatif bölgelerde herhangi bir değişim gerçekleşmez. Pozitif bölge, algılayıcının sinyal genişliğinin %34,51'lik kısmında çıkış verdiğini gösterir. Bu oran aynı zamanda, EMS'li çalışmadaki emme supap zamanlamasının kaç derece olduğunu da bir göstergesidir (248°). EMS denetleme devresi ile ilgili yapılan ölçüm sonuçlarının karşılaştırılmasında, algılayıcının ürettiği sinyaller referans olarak alınmıştır.



Şekil 8. Alt solenoid bobindeki akım değişimleri.

Solenoid bobinler supabın açılması ve kapanması sırasında, ihtiyaç duyulan manyetik kuvveti oluşturmaktadırlar. Şekil 8'de alt solenoid bobinine ait akım değişimleri görülmektedir. Grafikte sağ taraftaki eksen besleme kaynağından çekilen akım değerlerini göstermektedir. Bobin akımlarında görülen salınımların sebebi, çevresel faktörlerden kaynaklanmaktadır. Maksimum değerine ulaşan akım, salınımlar yaparak kararlı hale gelmeye çalışır. Ancak gözlemlenen salınımlar solenoid bobinlerin çalışmasına engel teşkil edecek büyüklükte değildir. Solenoid bobinlerin çektikleri akım aniden maksimum değerine ulaşamaz. Bunun nedeni o anda solenoid bobinde meydana gelen endüksiyon olayıdır.



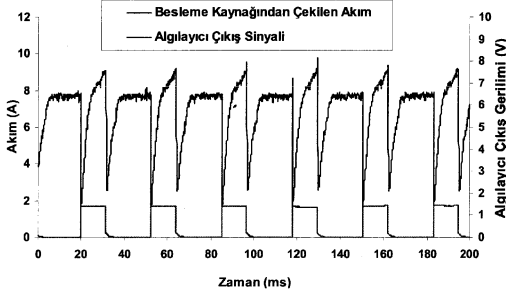
Şekil 9. Solenoid bobindeki akım değişimleri (1600 1/min).

Alt ve üst solenoid bobin akımlarının zamanla değişimi, 3600 1/min'deki motor çalışması sırasında, Şekil 10'da verilmektedir. Algılayıcı çıkış sinyali oluşturulduğunda, alt solenoid bobin akımı yükselir. Bu durumda supap açılma yönünde hareket eder. Daha sonra algılayıcı çıkış sinyali sıfıra düştüğünde ise, alt bobin akımı düşüşe geçer. Bu kez de üst solenoid bobin akımı yükselir. Bu durum ise supabın kapanma yönünde hareket ettiğini gösterir. Alt solenoid bobinin çektiği akım yaklaşık 10A ve üst solenoid bobinin çektiği akım ise 8A ölçülmüştür. Bu akım, solenoid bobinlerin sıcaklıklarına bağlı olarak da değişir. Çünkü sıcaklık artışına bağlı olarak solenoid bobinlerin dirençleri de artacağından çektikleri akım değerlerinin azalmasına neden olur.

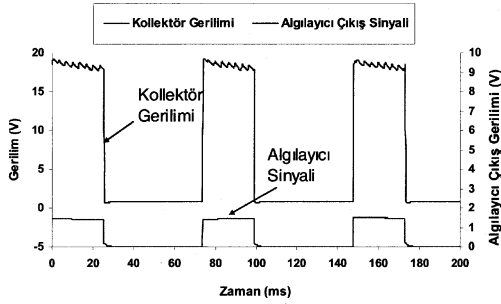
EMS'li motor hızı 3600 1/min olduğunda (Şekil 10), algılayıcı frekansının hız artışına paralel olarak arttığı ancak solenoid bobinin çektiği akımın frekanslarının artmasına rağmen, solenoid bobinlerin çektikleri akım miktarları EMS'li motor hızına ve yüküne bağlı olmayıp aynı kaldığı görülür. Solenoid bobin akımları, hiç bir zaman sıfır değerine düşmez (Şekil 9 ve 10). Çünkü EMS sisteminde kullanılan her iki solenoid de aynı güç kaynağından beslendiğinden, bobinlerden biri etkisizleştirilirse diğerinin etkinleştirilmesi sırasında, akımın sıfıra düşmesi için yeterli zaman aralığı bulunmaz.

Alt ve üst solenoid bobin akımlarını anahtarlama kullanılan güç transistörlerine ait kollektör gerilimleri sırasıyla Şekil 11 ve 12'de görülmektedir. Algılayıcı çıkış verdiğinde, üst solenoid bobinini anahtarlama kullanılan güç transistörünün kollektör gerilimi 2,6 V iken, algılayıcı

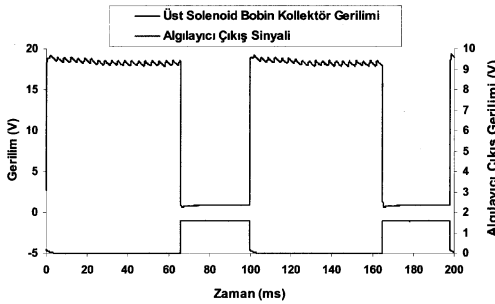
çıkış vermediğinde ise 18,8 V değerine yükselmektedir. Algılayıcı çıkış verdiğinde, üst solenoid bobinin akımı kesilmekte ve alt solenoid bobin akım çekmeye başlamaktadır. Grafiklerde görülen, kollektör gerilimlerin tepe noktalarına ait salınımlar, devreyi besleyen güç kaynağından alınan gerilimin tam regüleli olmamasından kaynaklanmaktadır. Bu durum besleme geriliminin daha düzgün hale getirilmesi ile ortadan kaldırılabılır.



Şekil 10. Solenoid bobindeki akım değişimleri (3600 1/min).



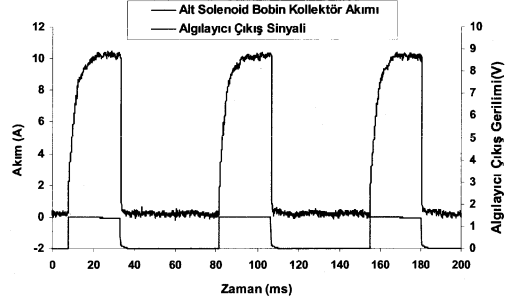
Şekil 11. Alt solenoid bobinine ait transistörün kollektör gerilimi (1600 1/min).



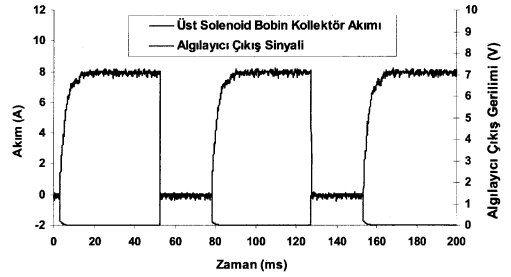
Şekil 12. Üst solenoid bobinine ait transistörün kollektör gerilimi (1600 1/min).

Alt ve üst solenoid bobine ait kollektörlerin anahtarlama akımları Şekil 13 ve 14'de gösterilmektedir. Alt ve üst

solenoid bobinlerini denetleyen transistörlerin anahtarlama akımları sırası ile ortalama 10,5 A ve 8 A olarak ölçülmüştür. Bu farklılık solenoid bobinlerin dirençlerinin farklılığından da kaynaklanmaktadır. Bununla birlikte, yaklaşık olarak solenoid bobinlerin çektikleri akım değerlerinden biraz daha düşük bir değerde seyretmektedir.



Şekil 13. Alt solenoid bobine ait transistörün kollektör akımı (1600 1/min).



Şekil 14. Üst solenoid bobine ait transistörün kollektör akımı (1600 1/min).

5. Sonuçlar

Kam milinin motor performansını sınırlandırmasın rağmen, kam mili olmaksızın çalışabilen dört zamanlı bir taşıt motoru henüz ticari anlamda üretilmemiştir. Bu çalışmada içten yanmalı bir motorun emme supabı için kam milinden bağımsız bir EMS sistemi tasarlanmıştır. Tasarlanan EMS sistemi 33 V'luk gerilimle çalıştırılmaktadır. Sistemin elektriki güç gereksiniminin 42 V'luk EMS sistemlerine göre %26 oranında azaldığı görülmektedir. Ayrıca EMS'li motor çalışmasındaki maksimum motor hızı da %4 oranında artmaktadır. Bunun yanında, EMS sistemini oluşturan elemanların elektriki davranışlarının motor yükünden etkilenmediği görülmektedir. EMS denetleme devresi üzerindeki transistörlerin anahtarlama gerilimleri 18 V ve anahtarlama akımları 10,5 A ve 8 A olarak ölçülmüştür. Kullanılan eyleyicinin cevap hızının ise motor hızı ve supab zamanlaması ile eş zamanlı çalıştığı görülmüştür. Ayrıca, EMS'li motor deneylerine göre, motor momentini, motor gücü, yakıt ekonomisi ve bazı emisyon değişkenlerinin geleneksel motor çalışmasına oranla iyileştiği görülmektedir.

Özellikle eyleyiciyi oluşturan solenoid bobinlerin, enyilenecek tasarlanabilmesi ile EMS sisteminin elektriki güç gereksinimi azaltılabilir. EMS sistemi, daha sağlam eyleyici, sensör ve mikro denetleyicilerin kullanımı ile daha verimli kullanılabilir. EMS sisteminin kullanılması halinde, kam miline, iticilere, itici çubuklara ve külbütör sistemine olan ihtiyaç ortadan kalkar. Bu yönüyle EMS'li sistemlerin taşıtlarda kullanılmaya başlanması ile birlikte, aynı yakıt miktarı ile daha fazla yol katetmek mümkün olur. EMS'li sistemlerde, içeri alınan dolgunun denetiminin tam olarak eniyilenmesi ile, motor performansındaki ve emisyonlarındaki iyileşmeler daha üst düzeylere çıkarılabilir.

Bundan sonra yapılacak çalışmalarda, emme supabı ile birlikte egzoz supabının da elektro-mekanik olarak tahrik edilmesi ile, motorun kam miline olan bağımlılığını tamamen ortadan kaldırılması, elektro-mekanik supap sisteminin dizel motorların performansının ve emisyon değerlerinin üzerindeki etkilerinin bulunması için çalışmalar yapılacaktır.

6. Kaynakça

- [1] Stone, R., (1989) *“Motor Vehicle Fuel Economy”*, Macmillan Education Ltd., London, pp 28.
- [2] Akbaş, A., *“Buji İle Ateşlemeli Motorlarda Değişken Supap Zamanlamasının Ve Supap Kalkma Miktarının Motor Performansına Etkileri”*, Yüksek Lisans Tezi, GÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara (2000).
- [3] Çınar, C., *“Buji Ateşlemeli Motorlarda Kam Geometrisinin Performansa Etkileri”*, Yüksek Lisans Tezi, GÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara (1998).
- [4] M. B. Levin, and M. M. Schlecter, “Camless Engine,” *SAE* 960581.
- [5] T. Leone, E. Christenson, and R. Stein, “Comparison of Variable Camshaft Timing Strategies at Part Load,” *SAE* 960584.
- [6] R. Stein, K. Galiotti, and T. Leone, “Dual equal vcta variable camshaft timing strategy for improved fuel economy and emissions,” *SAE* 950975.
- [7] Hatano K., Lida K., Higashi H., Murata S., “Development of a New Multi-Mode Variable Valve Timing Engine,” *SAE* Paper No: 930878.
- [8] Lancefield, T. M., Gayler R. J., Chattopadhyay A., “The Practical Application and Effects of a Variable Event Valve Timing System,” *SAE* Paper No: 930825.
- [9] Krauter P., Heuser P., and Schebitz M., “Strategies to Improve SI-Engine Performance by Means of Variable Intake Lift, Timing and Duration,” *SAE* Paper No. 920449.
- [10] Dresner T., Barkan P., “A Review of Variable Valve Timing Benefits and Modes of Operation,” *SAE* Paper No: 891676.
- [11] M. Pischinger, W. Salber, F. V. Staay, H. Baumgarten, H. Kemper, “Low fuel consumption and low emissions – Electromechanical valve train in vehicle operation”, *Intl Journal of Automotive Technology*, Vol. 1, No. 1, pp. 17-25 (2000)
- [12] Kamsı, Z., Yüksel, İ., (2003) “İktromekanik Supap Mekanizmaları İçin Farklı Tasarım Yapılarının İncelenmesi,” *Mühendis ve Makine Dergisi*, Sayı 523.
- [13] Chang, S., Parlıkar, T. A., Seeman, M. D., Perreault, D. J., Kassakian, J. G. and Keim, T. A., (2002) “A New Electromagnetic Valve Actuator,” *2002 IEEE Workshop on Power Elect.Trans.*, pp. 109-118.
- [14] Wang , Y., (2001) “Camless Engine Valvetrain: Enabling Technology and Control Tecniques,” Universty of California, Ph. D. Thesis in Mechanical Engineering, 194 p.
- [15] Peterson, K. S., Stefanopoulou, A. G., (2004) . “Extremum Seeking Control for Soft Landing of An Electromechanical Valve Actuator,” *Automatica*, Vol. 40, pp 1063, 7p.
- [16] Tai, C., (2002) “Modeling of Control of Camless Engine Valvetrain Systems,” Unv. of California, Ph. D. Thesis in Mechanical Eng., Los Angeles, 139 p.
- [17] Hoffmann, W., Stefanopoulou, A., (2003) “Iterative Learning Control of Electromechanical Camless Valve Actuator,” *IEEE Transactions on Control System Technology*, Vol 11, no.2, p. 174-184.
- [18] Stubbs, A., (2000) “Modeling And Controller Design of An Electromagnetic Engine Valve,” University of Illinois, M. Sc. Thesis in Mechanical Engineering in the Graduate College of the University of Illinois at Urbana-Champaign, Illinois, 68 p.
- [19] Wang, Y., Stefanopoulou, A., Peterson, K., Megli, T., Haghgooe, M., (2002) “Modeling and Control of Electromechanical Valve Actuator,” *SAE* Paper No. 2002-01-1106.
- [20] Kamsı, Z., Yüksel, İ., (2005) “Yay Enerjisinin Elektromekanik Supap Mekanizmalarının Performansına Katkısı,” *Mühendis ve Makina Dergisi*, Cilt: 46, Sayı: 543.
- [21] Nitu, C., Gramescu, B., Nitu, S., (2004) “Application of Electromagnetic Actuators to A Variable Distribution System for Automobile Engines,” *Journal of Materials Processing Technology*.
- [22] International Automotive Menagement and Technology Consultants (2001), *Auto Briefing*, ISSN 0965-9374, Special Edition.
- [23] Kassakian, J. G., Wolf, H.C., Miller, J. M., Hurton, C. J., (2005) “Automotive Electrical Systems,” *Circa* 2005, *IEEE Spectrum*, pp. 22–27.
- [24] Trevett, R., N., (2002) “New Technologies for 42V Bus Automobile of the Future,” Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for Graduation with Honors, South Carolina Honors College.

ADIM MOTOR KONTROLLÜ ŞERİT MALZEME SÜRÜCÜSÜ ve PROTOTİP İMALATI

Ahmet Mesut Koçoğlu, Ender Nalçacıoğlu, Kerim Çetinkaya

Makine Bölümü
Z.K.Ü. Karabük Teknik Eğitim Fakültesi, Karabük
akocoglu53@hotmail.com
endern@hotmail.com
kcetinkaya@karaelmas.edu.tr

Özetçe

Sac metal kalıpcılığı sektöründe teknolojinin gelişmesine paralel olarak yüksek verim ve hassasiyetin sağlanması, işçilik giderleri ve maliyetin düşürülmesi için pres otomasyon sistemleri geliştirilmiştir. Ancak üretim maliyetlerini düşüren bu sistemler, orta ve küçük ölçekli üretici firmalar tarafından satın alınmayacak kadar yüksek maliyetlidir. Bu temelden hareketle pres otomasyon sistemlerinin belkemiği olan sürücülerin, uygun tasarımlarla maliyetini düşürerek sac metal kalıpcılığı sektöründeki orta ve küçük ölçekli üretici firmaların kullanımına sunmak amaçlanmıştır.

Tasarlanan sürücünün temel çalışma prensibi olarak yataklanmış olan somunun, dönmekte olan vida dişli mil üzerindeki hareketi kullanılmıştır. İstenilen hassasiyet ve verimi sağlamak adına bilyeli vida dişli hareket elemanları uygun görülmüştür. Bilyeli vida dişli tahrik mili, step motorlarla tahrik edilmiştir. Sac malzemenin sıkıştırılarak sürülmesini ve prese otomatik olarak kumanda edilmesini sağlayan pnömatik silindirlere, elektro-pnömatik yön kontrol valfleri kullanılarak yön kontrolü sağlanmıştır. Sürücünün bütün elektronik kontrolleri, bilgisayarlarda bulunan RS232 paralel portu üzerinden, özel olarak geliştirilen sürücü kontrol yazılımı tarafından gerçekleştirilmiştir. Sürücü ve kontrol yazılımı 400 mm'ye kadar ayarlanabilen adımlarda, max. 0.05m/s (işlemciye göre değişir) hızında ve 0.001mm hassasiyetle sac malzemeyi kalıba sürmeye imkân tanır. İsteğe bağlı olarak kalıba sürülen sac malzemenin, otomatik olarak kalıplanması da gerçekleştirilebilir.

1. Giriş

Teknolojinin gelişmesi ve her geçen gün de bu gelişen teknolojinin kullanım alanının artmasına paralel olarak Sac-Metal Kalıpcılığında da verimin ve hassasiyetin artırılması, iş gücü ve maliyetin azaltılması hedeflenmiştir. Bu amaçlar doğrultusunda çok değişik çalışmalar yapılmış olup değişik ürün ve sistemler geliştirilmiştir. Günümüzde pek çok değişik çalışma prensibine dayanan, pres, kalıp ve sac malzeme üçlüsünün uyumlu çalışmasını sağlayan sistemler yada makineler bulunmaktadır.

1.1. Tanım

İnce sac (Metal) malzemelerin uygun kalıplarda pres kuvveti yardımı ile çekilmesi, kesilmesi, bükülmesi vb işlemlere tabi tutularak talaş kaldırılmadan şekillendirilmesine kalıplama, bu alana da genel olarak Sac-Metal Kalıpcılığı adı verilir. Bu alanda kullanılan sac malzemeler rulo veya levha şeklinde

olabilirler. Rulo halindeki sac malzemenin kalıba sürülmesi için önce açılması, düzeltilmesi ve sürülmesi gerekir. Levha halindeki rulo saclar ise doğrudan sürülürler. Sürme işlemi belli adımlarla yapılp, bu işlem insan kuvveti ile olabileceği gibi geliştirilen sistemlerle otomatik olarak da yapılabilir.

Otomatik sistemlerde sac malzemenin rulodan açılma işlemini açıcılar, düzeltilmesini doğrultucular ve kalıba belli adımlarla sürülmesini de sürücüler yapmaktadır. İşte bu noktada pres, kalıp, açıcı, doğrultucu ve sürücülerin entegre bir şekilde çalışmasına ise pres otomasyon sistemleri denir.

1.2. Piyasa Durumu

Piyasada çok sayıda açıcı, doğrultucu ve sürücü imal eden firma bulunmaktadır. Bu sistemler yüksek maliyetlere sahip olup daha çok sac malzeme üreticilerine hitap etmektedir. Sac malzeme üretici firmalarda dilme ve boylama işlemleri bu sistemlerle yapılmaktadır. Sac metal kalıpcılığı sektöründe ise daha çok düşük maliyetli özel çözümler geliştirilmektedir.

1.3. Proje Amacı

Üretici firmalar tarafından geliştirilen Pres Otomasyon Sistemleri yüksek maliyetleri nedeniyle sac metal kalıpcılığında yeterli oranda kullanım alanı bulamamaktadır. Bu temelden hareketle projenin amacı; en az iş gücüyle çalışan, düşük maliyetli, yüksek verim ve hassasiyetli sürücü tasarlamak, orta ve küçük ölçekli üretici firmalar tarafından yaygın olarak kullanımını sağlamaktır.

2. Sac-Metal Kalıpcılığı

Sac malzemelerden istenilen boyutlarda ve şekillerde parça üretimini, talaş kaldırma işlemi yapılmadan sağlayan kalıpcılık dalma "SAC-METAL KALİPCİLİĞİ" denir. Sac-metal kalıpcılığının başlıca unsurları: Kalıp, Presler, ve Şerit (sac) Malzemedir. [1]

2.1. Kalıp

Sac-metal kalıbı, basit olarak iki bloktan meydana gelmektedir. Bu blokları alt set ve üst set olarak adlandırmamız mümkündür. Genel olarak alt set dişi kalıbı (matris), üst set ise erkek kalıbı, delme, kesme veya bükme zımbalarını taşımaktadır.

2.2. Presler

Kalıpların bağlandığı ve sac parçaya talaş kaldırmaksızın şekil vermek için gereken kuvvetin sağlandığı, genellikle dikey doğrultuda çalışan tezgâhlar, preslerdir. Presler tahrik sistemlerine göre mekanik ve hidrolik Presler olmak üzere iki sınıfa ayrılırlar.

2.3. Şerit (Sac) Malzeme

Şerit (sac) malzemenin seçimi, hazırlanması ve kalıba sürülmesi çok önemlidir. Sac malzemeler rulo halinde olabileceği gibi levha şeklinde de olabilirler.

3. Pres Otomasyon Sistemleri

Sac Metal Kalıpcılığında imalatta önemli faktörlerden biri olan maliyete büyük ölçüde etkisi olan işçilik giderlerinin azaltılması, iletirmeye bağlı ölçü tamlığının sağlanması ve yüksek sayıda parça üretiminin gerçekleştirilmesi istenen yerlerde, pres otomasyon sistemleri kullanılır. Pres Otomasyon Sistemlerini oluşturan aygıtlar genel olarak şöyle sınıflandırılabilir: Rulo Açıcılar, Doğrultucular, Sürücüler.

Rulo sacların kalıba verilmesinde mutlaka açıcı, doğrultucu ve sürücü kullanılması gerekirken, levha sacların kalıba verilmesinde sürücü kullanımı yeterli olabilir. [1]

3.1. Rulo Açıcılar

Rulo halindeki sac malzemenin kalıba sürülebilmesi için ilk önce rulodan açılması gerekir. Bunun için rulo açıcılar tasarlanmıştır. Başlıca rulo açıcıları: Çark tipi açıcılar ve Beşik tipi açıcılardır.

3.2. Doğrultucular

Rulo sacın açıcıda açılmasından sonra malzemede meydana gelen deformasyonların giderilmesini sağlar. Bant doğrultucular sistemde tek başlarına kullanılmazlar. Kullanım için sürücüye ihtiyaçları vardır.

3.3. Sürücüler

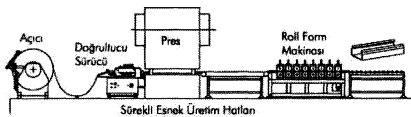
Açma ve doğrultma ünitesinden gelen sac malzemenin belirlenen adımlarla kalıba sürülmesini sağlayan makinelerdir. Sürme işlemi hidrolik-pnömatik, mekanik veya motor tahriği ile sağlanabilir. Tutucu çeneler ya da merdaneler vasıtasıyla sac malzemeyi iletirler. Çok değişik tip ve özelliklerde sürücüler tasarlanmış olup en çok tercih edilenleri:

- Merdaneli Sürücüler,
- Mekanik (Kamlı) Sürücüler,
- Hidrolik-Pnömatik Sürücüler,
- Beşik Tipi Sürücüler,
- CNC Çeneli Sürücülerdir.

3.4. Sürekli Esnek Üretim Hatları

Üretimde emek-yoğun teknolojilerden, bilgi ve sermaye yoğun teknolojilere hızla geçilirken, mevcut tasarım yöntemi de "müşteri isteklerine uygun tasarım" yöntemine dönüşmekte; üretim süreçlerindeki bu yeniden yapılanma, *esnek üretim / esnek otomasyon* sistemleri olarak tanımlanmaktadır. [2]

Şekil 1'de Sürekli esnek üretim hatlarına örnek şematik resim verilmiştir

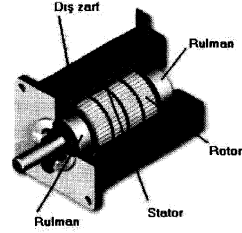


Şekil 1: Sürekli Esnek Üretim Hatları [3]

4. Adım (Step) Motorlar Ve Kontrolleri

4.1. Adım (Step) Motorların Tanıtılması

Adım motorları, dijital kontrol sistemleri ile donatılan iş makinelerine ait mil, iş tablası, ve benzeri elemanların konum kontrolü amacı ile kullanılan ve stator sargılarına kontrol devresi yardımıyla uygulanan belirli genlikli darbe şeklindeki mknatslanma akımları etkisi ile her akım darbesi için 7.5, 15, 18 derece gibi sınırlı dönme hareketi yapan ve senkron motor karakterinde olan kontrol motorları olarak tanımlanır. [4]



Şekil 2: Adım Motoru [5]

4.2. Adım Motorlarının Uyarılması

Adımlı motorlar çalışmalarında olduğu gibi, uyarımda da fazla esnekliğe sahiptirler. Bu esneklik, maksimum çıkış gücü, maksimum etki, tepki ve minimum giriş gücü şeklinde olmaktadır.

4.2.1. Uyarım Yöntemlerinin Seçimi

Adım sayısının fazla olması gereken yerlerde yarım adım uyarımı bu isteği yerine getirebilecek tek yöntemdir. Sistemin hızlı tepki vermesi ve maksimum torkun elde edilmesi isteniyorsa 2 faz uyarımı kullanılmalıdır.

4.3. Adım Motoru Sürücü Devreleri

Adım motorlarının çalıştırılması için bir sürücü devreye ihtiyaç duyulur. Motor tipi ve çalışma şekline göre sürücü motora uyarım sinyalleri gönderir. Bu uyarım sinyalleri ve uyarım sıralaması bir mikro işlemci tarafından sağlanır (PIC, PLC, PC vb). Gerekli akıma bağlı olarak normal NPN veya PNP transistör, MOSFET güç transistörü veya entegre devre adım motor sürücüleri kullanılabilir.

5. Vida Dişli Hareket Elemanları

5.1. Vida Dişli Hareket Elemanlarının Çalışma Prensibi

Tahrik motorundan (manüelde olabilir) aldığı dairesel hareketi doğrusal harekete çeviren vida-somun sistemleridir.

Hareket her iki ucundan yataklanmış uzun civata üzerinde çalışan somunun hareket edecek elemana sabitlenmesi ve civatanın döndürülmesi sonucunda sağlanır. [6]

5.2. Vida Dişli Hareket Elemanlarının Çeşitleri

Vida dişli hareket elemanlarının sınıflandırılması mil ve somun üzerinde bulunan ve hareket iletimini sağlayan vida dişli tipine göre yapılır. Günümüz makine ve endüstri sanayinde en çok kullanılan çeşitleri aşağıda açıklanmıştır.

5.2.1. Trapez Vida Dişli Miller ve Somunları

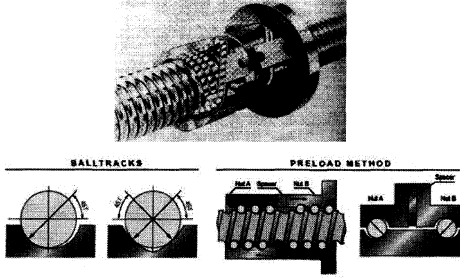
Temel vida-somun prensibi ile çalışırlar. Mil ve somun üzerine trapez profilli dişler açılmış olup, daha çok manül sistemlerde kullanılırlar.

5.2.2. Planet Vida Dişli Mil Grubu

Dönme hareketini lineer harekete dönüştürmek için hassas elemanlardan oluşmaktadır. Bilyeli vida dişli gurubu gibidir bir farkla ki bilyelerin yerini planet dişliler almıştır. Somunla çok sayıda temas noktası olan dişlilerin sayesinde, çok ağır eksenel yükler için uygun olabilmektedir.

5.2.3. Bilyeli Vida Dişli Miller ve Somunları

Bu tip hareket elemanları daha çok CNC Tezgâhların eksen hareketlerinin sağlanmasında kullanılır ve hassas konum kontrolü sağlarlar. Bu sistemlerde somunun içi bilyelere uygun olarak boşaltılmış ve içine bilyeler dizilmiştir. Mil üzerindeki dişlerde, bilyenin dış formuna uygun olarak açılmıştır. Hareket esnasında bilyeler somun ve mil arasında dönerek hareketi iletirler. Bu şekilde sürtünme, yüzeysel değil çizgisel olur.



Şekil 3: Bilyeli Vida Dişli Mil Ve Somun Montajı [7]

6. Bilgisayar Paralel Portu Ve Veri İletişimi

6.1. Paralel Port

Paralel port 25 pinlik dişi soketi bulunan veri iletişimi için kullanılan bir porttur (RS 232). Bir bilgisayarda genellikle bir tane paralel port vardır. Paralel portlar LPT1, LPT2 ve LPT3 adıyla tanımlanırlar. [8]

6.2. Paralel Porttan Veri Transferi (I/O)

Paralel porttan veri çıkışı genellikle DATA portundan, veri alma ise STATUS portundan yapılır.

6.2.1. Paralel Porttan Veri Çıkışı

DATA portunun 8 biti (Output pinleri) bulunur ki bu porttan 8 bitlik veri çıkışı yapmak mümkündür. Bu bitlerin değeri normalde '0' olup, eğer '1' yapılırsa veri çıkışı sağlanmış olur. '1' değerine sahip bitte +5 volt oluşur. Paralel porta veriler decimal (10'luk sistemde) yollanır, gönderilen veri binary (2'lik sistem) sisteme çevrilerek işlem görür. *Visual Basic* de ise veri çıkışı komutu *OUT* komutudur. Bu komut; *Out adres*, *değer* şeklinde kullanılır. Burada *adres* değişkeni port adresi (&h378), *değer* ise gönderilecek verinin ondalık karşılığıdır.

6.2.2. Paralel Porttan Veri Girişi

Paralel porttan veri okumak için STATUS portunun 5 biti kullanılır. Bu şekilde 5 bitli veri girişi sağlanabilir. STATUS portunun S6, S5, S4, S3 pinlerinin normalde lojik değeri '1' iken terslenmiş olmasından dolayı S7 pininin lojik değeri '0' dir. Veri okumak için bu pinler toprağa çekilir ve lojik değerleri '0' (S7='1') olur. Bu şekilde veri okunmuş oluruz.

Visual Basic de STATUS portundan veri okumak için *inp(adres)* komutu kullanılır. Bu komutun kullanımı;

değer=inp(adres) şeklindedir.

7. Adım (Step) Motor Kontrollü Sürücü Tasarımı Ve İmalatı

7.1. Sürücü Çalışma Prensibi

Adım motor kontrollü Sac (Şerit) Malzeme Sürücüsünün temel çalışma prensibi, vida-somun hareket sistemine dayanır. Her iki tarafından yataklanmış vida dişli mil üstünde çalışan ve dönme hareket serbestliği sınırlanarak sadece lineer (doğrusal) hareket yapabilen somun ve somuna bağlı elemanlar, vida dişli milin motor tarafından tahrik edilmesiyle, milin dönme yönüne ve vida adımı yönüne bağlı olarak ileri veya geri hareket eder. Bu noktada hareketli elemanlara sıkıştırılan sac malzeme hareket yönünde sürüklenecektir.



Şekil 4: Adım Motor Kontrollü Şerit Malzeme Sürücüsü.

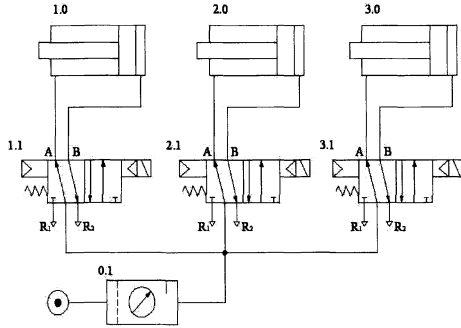
Şekil 4'de görülen P.S-1 Pnömatik silindirin pistonu aşağı yönde iner ve sac malzemeyi iterek gövdeye sıkıştırır. Adım motoru istenilen ilerlemeyi sağlayana kadar döner. Adım motoru tahriki ile vida dişli tahrik mili dönmeye başlar ve somunun bağlı olduğu hareketli gövdeyi ileri sürmeye başlar. Şerit (sac) malzemede hareketli gövdeye sıkıştırıldığından, gövdeyle birlikte sürüklenir. Adım motoru istenilen adım kadar ilerlemeyi sağladığında durur ve frenleme yaparak sistemi kilitler. P.S-2 pistonu aşağı doğru inerek şerit malzemeyi sabit gövdeye (gövde-2) sıkıştırır. Eğer Pres otomatik olarak çalıştırılacaksa ve P.S-3 pistonu pres pedalına bağlıysa pedal aşağı doğru itip sac malzemenin preslenmesini sağlar ve tekrar yukarı çıkarak ilk konumunu alır. P.S-1 silindirin pistonu yukarı çıkarak şerit (sac) malzemeyi bırakır. Adım motoru ters yönde dönerek hareketli gövdenin ilk konumuna gelmesini sağlar. Geri hareket esnasında P.S-2 pistonu şerit malzemeyi tutmaya devam ettiği için şeridin geri gelmesini engeller. Hareketli gövde ilk konumuna geldiğinde P.S-1 pistonu tekrar şerit malzemeyi sıkıştırır ve sonrasında P.S-3 pistonu yukarı çıkarak şerit malzemeyi bırakır. Bu işlemler ardi ardına tekrarlanır ve sürme işlemleri gerçekleşir.

Adım motorunu sürmek için adım motor sürücüsü ve pnömatik silindirlerin kontrollü için Selenoid yön kontrol valfleri kullanılmıştır. Sürücünün çalışmasında motorun

istenilen adım kadar şerit malzemeyi sürmesi, pnömatik silindirlere yön kontrolünü sağlayan selenoid valflerin kontrolü ve bu işlemlerin sıralanması, kumanda devresi aracılığı ile **Şerit Malzeme Sürücüsü Kontrol Programı** tarafından gerçekleştirilir. Kontrol programı tarafından paralel port aracılığı ile gönderilen sinyaller kumanda panosunda ilgili devre elemanlarına iletilir.

7.2. Sürücü Tasarımı Ve İmalatı

7.2.1. Pnömatik Devre Tasarımı

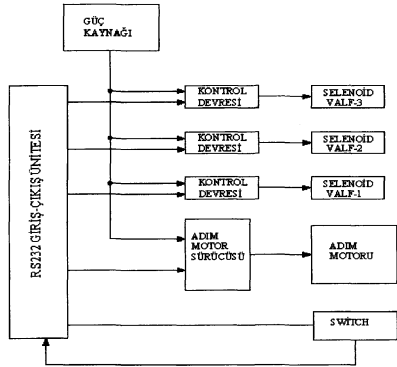


Şekil 5: Pnömatik Devre Şeması.

Şerit malzeme sürücüsünde kullanılan pnömatik devre şeması Şekil 5 de verilmiştir. Şemada 1.0 ve 2.0 Çift etkili silindirlere (Ø25x10) şerit malzemenin sıkıştırılıp sürülmesini ve kesme esnasında sabitlenmesini sağlayan pnömatik silindirlere. 3.0 Silindiri ise pres pedalına bağlanan ve presin otomatik olarak çalışmasını sağlayan (Ø25x50) çift etkili pnömatik silindiridir. 1.1-2.1-3.1 ile gösterilen valfler ise 5/2 Elektro-Pnömatik yön kontrol valfleridir.

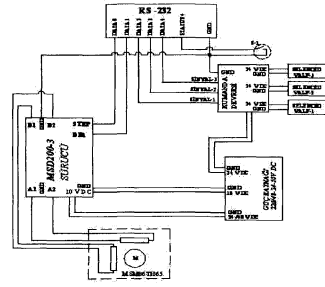
Pres pedalının çalıştırılması ve şerit malzemenin sıkıştırılması için 23,9 kg lık baskı kuvveti uygun bulunmuştur.

7.2.2. Elektrik Devre Tasarımı



Şekil 6: Şerit Malzeme Sürücüsü Kontrol Blok Diyagramı.

Şerit Malzeme Sürücüsü kontrol blok diyagramı Şekil 6 da verilmiştir. Sistemde kullanılan elektrik-elektronik devre elemanları ve bağlantıları şekil 7 de gösterilmiştir.

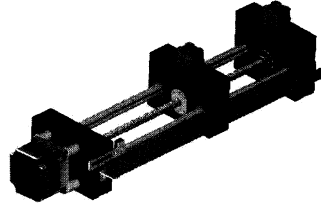


Şekil 7: Elektrik Devresi Şematik Gösterimi.

Sinyal uçlarına porttan sinyal gönderildiğinde, her sinyal ucu kendine ait selenoid (Elektro-Pnömatik Valf) valf için 24 DC çıkış sağlar. Uygulamada güç kaynağı ile valf kumanda devresi bütünlük olarak tasarlanmış ve yapılmıştır.

7.2.3. Sürücü Mekanizması Tasarımı

Şekil 8 de Sürücü mekanizma modeli görülmektedir.



Şekil 8: Sürücü Mekanizma Modeli.

7.2.4. Sürücü Kontrol Programı Kodlarının Oluşturulması

Daha önceden de belirtildiği gibi program, paralel port üzerinden bilgi alış verişi ile Şerit Malzeme Sürücüsünü kontrol eder. Ancak Windows XP işletim sistemi güvenlik nedeni ile portların erişimini engellemiştir. Bu engellemeyi aşmak için **INPOUT32.DLL** dosyası ve buna bağlı **inpout(inpoutv4.bas)** modülü eklenmiş ve kullanılmıştır. Bu modül sayesinde paralel porta erişim; **Out** adres, sayı şeklinde olur. Burada adres, değişken, port, adres sayısı ile gönderilen bilgidir.

Out adres, sayı kodlaması yapıldığında RS232 portunun pinleri onluk sistemde 9 ve ikili sistemde "00001001" olacaktır. Buna bağlı olarak ta 2 ve 5 nolu pinlerden +5 volt' luk gerilim elde edilecektir. Bu temel kodlamaya dayanan programda adım motor kontrolü için;

İleri yönde

Do While s < adım

s = s + 0.001

Out adres, 1: **For** i = 1 **To** bekle: **Next** i

Out adres, 0: **For** i = 1 **To** bekle: **Next** i

Loop

Ters yönde

Do While s < adım

s = s + 0.001

Out adres, 3: **For** i = 1 **To** bekle: **Next** i

Out adres, 2: **For** i = 1 **To** bekle: **Next** i

Loop

kodlamaları kullanılmış olup, ileri ve geri olmak üzere iki alt program tarafından motor sürücüsü, dolayısıyla motor kontrol edilmiştir. **Bekle** değişkeni **For** döngüsüne alınarak adımlar arası gecikme sağlanır ve kare dalga üretilmiş olur. Bekle değişkenine önceden bir değer atanmalıdır.

Motoru **ters yönde** sürmek için sürücü DIR girişi sürekli lojik '1' iken, STEP girişi kare dalgası şeklinde lojik değeri '1' ve '0' yapılır. İleri veya ters yönde adım atma işlemlerini **Do While** döngüsüne alarak motorun sürekli hareketi sağlanmıştır. "s" Değişkeni her seferinde 0.001 artırımla **adım**'dan küçük olana kadar **Do While** döngüsü tekrarlandığından, motor istenen **adım** kadar hareket etmektedir. Buna bağlı olarak da **sac malzeme sürücüsü** hareketli çenesi adım kadar ilerlemiş olur.

7.2.5. Sürücü Kontrol Programı Ara yüzünün Tanıtılması ve Kullanımı

Program kullanım komutları ve kullanım bilgileri aşağıda verilmiştir. Şerit malzeme sürücüsü kontrol programı ara yüzü Şekil 9'da gösterilmiştir.

Otomatik Sürücü Girdileri: Otomatik Sac (şerit malzeme) Sürme modunda çalıştırılması için gerekli olan girdileri içerir.

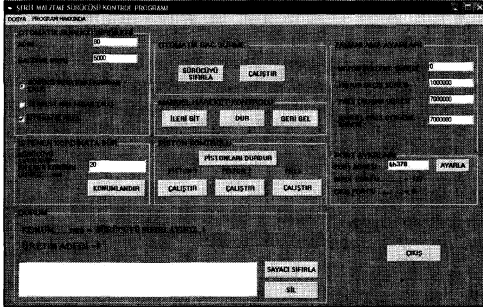
Adım: Sacın sürüleceği adım (mm).

Malzeme Boyu: Sürücüye takılan sac (şerit) malzemenin toplam boyu (mm).

Sıfır Noktasından Çalışma: Sürücünün sıfır noktasından otomatik olarak çalışması.

Serbest Noktadan Çalışma: Sürücünün bulunduğu konumdan otomatik olarak çalışması.

Otomatik Pres: Sac malzemenin sürüldükten sonra otomatik olarak Presin çalışması. Seçenek aktif değilse Presin çalışması için bir bekleme süresi vardır. Bu süre dolunca tekrar malzeme sürülür.



Şekil 9: Şerit Malzeme Sürücüsü Kontrol Programı Ara yüzü.

İstenen Koordinata Sür: Sürücünün istenen koordinatta konumlandırılmasını sağlar. Bunun için konum girilir (örneğin 20) ve **KONUMLANDIR** komutuna basılır. Konum 0 -400 mm arasında olmalıdır. Aksi takdirde program uyarı mesajı göndererek konumlandırma işlemini gerçekleştirmez.

Zamanlama Ayarları: Sürücünün otomatik ya da manüel çalıştırılmasında gerekli olan zamanlama ayarlarını içerir. Girdiler kullanılan PC işlemcisinin Clock darbesi sayısıdır. Dolayısıyla bekleme süreleri işlemciden işlemciye farklılık gösterir. Deneme yanılma yöntemi ile bu değerler ayarlanır. İlgili parametreler aşağıda açıklanmıştır.

Motor Bekleme Süresi: Kare dalga üretimi için gönderilen sinyaller arasındaki bekleme süresidir.

Piston Gecikme Süresi: Pnömatik silindirlerin otomatik sac sürme modunda pistonlar arasındaki bekleme süresidir.

Pres Çalışma Süresi: Pres pedalına kumanda eden Pnömatik silindirin otomatik sac sürme modunda çalışma süresidir.

Manüel Pres Bekleme Süresi: Otomatik Pres komutu aktif değilken, Presin manüel olarak çalıştırılması için bekleme süresidir.

Port Ayarları: Sürücünün bağlı olduğu paralel portun adresinin ayarlanması için kullanılır. Normal şartlarda paralel port adresinin &h378 olduğu kabul edilmiştir. Eğer port adresi farklı ise port adresi yazılıp **AYARLA** komutuna basılır.

Girdi port'u, STATUS portundan okunan değer in ondalık sistemdeki karşılığını gösterirken, **Çıkış port'u,** DATA portlarına gönderilen verinin ondalık sistemdeki karşılığını gösterir.

Otomatik Sac (Şerit) Sürme: Sürücünün otomatik Sac (şerit malzeme) Sürme modunda çalıştırılmasını sağlar.

SÜRÜCÜYÜ SIFIRLA: Sürücünün sıfırlanmasını sağlar. Sürücünün güvenli çalışması için çalışmaya başlamadan önce kesinlikle sıfırlanması gerekir.

ÇALIŞTIR: Sürücünün otomatik Sac (şerit malzeme) Sürme modunda çalıştırılmasını sağlayan komuttur.

Manüel Hareket Kontrolü: Sürücünün manüel olarak hareket ettirilmesini sağlar. İleri ve Geri komutları arasında geçiş yapmak için ilk önce DUR komutu verilmelidir.

İLERİ GİT: Sürücü hareketli gövdesini ileri yönde hareket ettirir. **Dur** komutu verilene kadar hareketine devam eder. Sürücü önceden sıfırlanmışsa, konum 400 mm olduğun da program tarafından bir uyarı mesajı verilir ve hareket durdurulur.

DUR: Otomatik ve manüel tüm çalışmaları durdurur.

İLERİ GİT: Sürücü hareketli gövdesini geri yönde hareket ettirir. **Dur** komutu verilene kadar hareketine devam eder. Sürücü önceden sıfırlanmışsa, konum 0 mm olduğunda program tarafından bir uyarı mesajı verilir ve hareket durdurulur.

Piston Kontrolü: Tüm Pnömatik silindirlerin manüel olarak kontrolünü sağlar.

Piston 1: Hareketli gövde üzerindeki Pnömatik silindiridir.

Piston 2: Sabit gövde üzerindeki Pnömatik silindiridir.

Pres: Pres pedalına bağlı olan Pnömatik silindirdir. **Pres çalışma süresi** kadar çalışır.

ÇALIŞTIR: Her çalıştır komutu üstünde bulunan pnömatik silindiri çalıştırır ve tekrar basıldığında (DURDUR) silindir normal konumuna döner.

PİSTONLARI DURDUR: Çalışmakta olan tüm silindirleri normal konumuna getirir.

Durum: Sürücünün çalışması hakkında bilgi verir.

Konum: Manuel ve otomatik sac sürme modunda sürücünün bulunduğu konumu verir (mm).

Üretim Adedi: Otomatik sac sürme modunda Preslenen parça sayısını verir. Metin kutusunda ise otomatik sac sürme modunda zamana bağlı olarak yapılan işlemleri listeler.

SAYACI SIFIRLA: Üretim adedini sıfırlar.

SİL: Metin kutusundaki işlem geçmişini siler.

ÇIKIŞ: Programdan çıkma komutudur. Bunların yanında **DOSYA** menüsü altında **ÇIKIŞ** komutu bulunur.

7.2.6. Adım Motor Kontrollü Şerit Malzeme Sürücüsü Teknik Özellikleri

Şerit malzeme sürücüsünün manüel ya da otomatik sürme özelliği vardır. Aynı zamanda otomatik sürme modunda, istenire Pres'te otomatik olarak kontrol edilmekte ve işçi maliyetlerini düşürmektedir. Sürücü Kontrol Programı, çalışmaya başladığında ilk olarak sürücünün sıfırlanmasını ister. Eğer sürücü sıfırlanırsa program her türlü güvenlik önlemini alır.

Boyutlar: 135x195x667 mm

Çalışma Boyu (max.): 400 mm

Şerit Malzeme Boyutları (max.): 3x35 mm

Sürme Hızı (min.- max.): 0.01–0.05 m/sn

Adım Hassasiyeti: 0.001 mm (Teorik)

(Yukarıda verilmiş olan değerler "Intel (R) Pentium 4 CPU 2.80 GHz 256 MB RAM" özelliklerine sahip bir bilgisayar için geçerlidir.)

8. Sonuçlar

Adım motor kontrollü Şerit malzeme sürücüsü tasarımı ve imalatı yapıldıktan sonra birçok kez çalıştırılmış ve denenmiştir. Bu çalışması esnasında yapılan gözlemlerden ve Teknik verilerden;

- Sürücünün çalışma hızının kullanılan Sürücü Kontrol Programının kullanıldığı Bilgisayarın işlemci hızına bağlı olduğu,
- Esnek sac malzemelerin büyük adımlarla sürülmediğinde gerekli hassasiyeti gösterdiği ve ölçü tamlığını sağladığı tespit edilmiştir.

Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen Adım Motor Kontrollü Şerit Malzeme Sürücüsü eksikliklerine rağmen, tasarım amaçlarını karşılamıştır. Endüstride benzer şekilde yapılan çalışmalar ve uygulamalar her geçen gün artmaktadır. Bu

çalışmayla geliştirilen prototip sistemde Z.K.Ü. Karabük Teknik Eğitim Fakültesinde eğitim amaçlı kullanılmaktadır.

Kaynakça

- 1) PEŞKEN, A, 2005, Pnömatik Bant Sürücü ve Tasarımı, Z.K.Ü. K.T.E.F Bitirme Tezi, Karabük.
- 2) http://vizyon2023.tubitak.gov.tr/Strateji_Belgesi-V211
- 3) <http://www.eamachinery.com/Profil/Sistemler/sistemler>
- 4) YILMAZ, S. K, 2005, Eğitim Amaçlı Pnömatik Sistem Tasarımı, Z.K.Ü. K.T.E.F Bitirme Tezi, Karabük.
- 5) <http://www.altaflex.com.tr/makinesecim>
- 6) DOĞAN, İbrahim, Pıç Adım Motor Kontrolü, Bileşim Yayıncılık, Teknik 46.
- 7) <http://www.emc-technology-center.com/tur/>
- 8) ÇOLPAN, H, Eğitim Notları, Brain Bilişim Akademisi, <http://www.brain.com.tr/dersnotlari/donanimnotu>

Yer Çekimi Telifi Teknikleri ile İki Bacaklı Robot Yürüyüş Kontrolü

Kemalettin Erbatur¹, Ozan Ayhan²

¹Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi
Sabancı Üniversitesi
erbatur@sabanciuniv.edu

²Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi
Sabancı Üniversitesi
ozana@su.sabanciuniv.edu

Özetçe

Geçtiğimiz otuz yıl, insan ortamına uyumluluklarından ötürü, yürüyen iki bacaklı robotların gelişimine şahitlik etmiştir. Diğer taraftan bu tür robotların yapısal doğaları gereği çok sayıda serbestlik derecesi ve doğrusal olmayan dinamikleri kontrollerini güç kılmaktadır. Literatüre bakıldığında, açık çevrim sistemlerden algılayıcılar ile donatılmış kapalı devre sistemlere uzanan değişik yürüyüş kontrol yaklaşımları ve refreans yörüngesi elde etme yöntemleri rapor edildiği görülür. Referans yürüyüş biçiminin parametrelerinin tayini ve ayarlanması sıkça rastlanan bir problemdir. Yürüyüş kontrolünün diğer önemli bir problemi de salınan bacağına yere bastığı anda oluşan kuvvet etkileşimidir.

Bu bildiride gövde pozisyon referansları kullanılmıştır. Gövdenin referans eğrisini takip etmesini sağlayacak bacak eklemi referans torqlarının hesaplanması için optimizasyon teknikleri kullanılmıştır. İlerleme, gövde referans yörünge takibinden bağımsız bir bacak salınımı kontrol yöntemi ile sağlanmaktadır. Bu yöntem salınan ayağa uygulanan yer çekimi telifisine ve sanal potansiyel alanlara dayanmaktadır. Bu yaklaşım ile ayağın yere yumuşak basması da sağlanmaktadır.

Önerilen yöntemin testi için zemin etkileşimini de dikkate alan üç boyutlu dinamik benzetim teknikleri kullanılmış, benzetimlerde 12 serbestlik dereceli bir robotun modeli kullanılmıştır. Bu benzetimler yöntemin gerçek robotlar üzerinde de kullanıma aday olduğuna işaret etmektedir.

1. Giriş

İki bacaklı yürüyen robot yapısı insanların bulunduğu ortamlara görev almaya uygun yapıların arasında önemli bir yere sahiptir. Engel sakınımı açısından bakıldığında öne çıkan insana benzer özellikleri vardır. Diğer yandan yapı dinamiği doğası gereği doğrusal değil, karmaşık ve kararsızdır. İki bacaklı yürüyen robotların kontrollerinde açık çevrim yörünge üretiminden [2] çok algılayıcı geri beslemeli sistemlere kadar [3] pek çok yöntem denenmiştir.

Kararlı bir yürüyüş biçiminin oluşturulması kolay değildir. Deneme yanılma yöntemine dayanan yürüyüş biçimi parametre ayarlamaları önerilmiştir. Bazı çalışmalarda

yürüyüş biçimi parametrelerinin ayarlanması evrimsel kontrol yöntemine dayandırılmıştır [4]. Bu ayarlamalar için enerji veya eklem moment momentlerinin en düşük değerlerine indirilmeleri çabası temel alınmıştır [5]. Bu bildirideki referans yörünge tayini problemi istenen yörüngenin sadece bir kaç parametre ile tanımlanabilmesini hedeflemektedir. Referanslar robotun gövdesi için üretilmektedir. Gövdenin referans yörüngesini takip etmesi için bacak eklemlerine gerekli momentler optimizasyon teknikleri ile hesaplanmıştır. İlerleme gövde referans yörünge takibinden bağımsız bacak salınımı kontrolü sayesinde sağlanmaktadır. Salınan ayakların kontrol metodu yerçekimi telifi ve sanal potansiyel alanlar yaklaşımlarından oluşmaktadır. Böyle bir referansın elde edilmesi, bacaklara sabit eklem yörüngeleri emir edilmediği için az sayıda yürüyüş parametresi ile gerçekleştirilebilir. Robot ayağının yere yumuşak basması problemi birçok araştırmacı tarafından incelenmiştir [6-10]. Yer çekim telifi yönteminin avantajlarından biri de salınan ayağın yere yumuşak basışının kontrol parametrelerinin ayarlanması ile kolaylıkla sağlanabilmesidir.

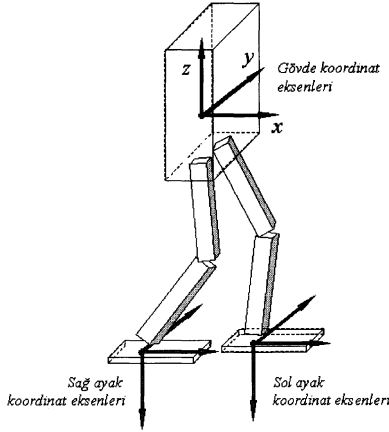
Bir sonraki bölüm bu makalede kullanılan iki bacaklı robotu modelini sunmaktadır. Bölüm 3'te yerçekimi telifi tekniği anlatılmaktadır. Bölüm 4'te ise önerilen yöntemin yürüyen robotta denenmesi ve benzetim sonuçları yer almaktadır. Son olarak da sonuçlara değinilmiştir.

2. İki Bacaklı Robot Modeli

Bu bildiride kullanılan robot modeli her biri 6 serbestlik dereceli iki bacak ve onlara bağlı bir gövdeden oluşmaktadır. Robotun eklem uzunlukları ve ağırlıkları Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Robotun eklem uzunlukları ve ağırlıkları

Bağlantı	Boyutlar (UxGxY) [m]				Kütle [kg]	
Gövde	0.2	x	0.4	x	0.5	50
Uyluk	0.27	x	0.1	x	0.1	12
Baldır	0.22	x	0.05	x	0.1	0.5
Ayak	0.25	x	0.12	x	0.1	5.5



Şekil 1: Robot koordinat eksenleri.

Genel robot dinamiği aşağıdaki denklemler ile tanımlanabilir [11].

$$\begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & H_{13} \\ H_{21} & H_{22} & H_{23} \\ H_{31} & H_{32} & H_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_B \\ \dot{\omega}_B \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{E1} \\ u_{E2} \\ u_{E3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau \end{bmatrix} \quad (1)$$

Burada H_{ij} , $(i, j) \in \{1, 2, 3\}$ olmak üzere, robotun alt atalet matrisleridir. v_B , robotun gövdesine sabitlenmiş koordinat ekseninin sabit bir dünya koordinat eksenine göre doğrusal hızıdır, ω_B robot gövde koordinat ekseninin sabit dünya koordinat eksenine göre açısal hızıdır ve θ robotun eklem bükülme açısı vektörüdür. b_1 , b_2 , ve b_3 terimlerinin bir araya getirilmesi ile oluşturulmuş vektör Coriolis ve merkezkaç etkileri ile yer çekimi etkilerini birlikte içermektedir. u_{E1} net kuvvet etkisi ve u_{E2} gövdenin maruz kaldığı tepki kuvvetlerinin oluşturduğu net moment etkisidir. u_{E3} , robot eklemlerine etki eden tepki kuvvetlerini gösterir. Tepki kuvvetleri çevre ile olan etkileşimlerden ileri gelir. τ ise genel eklem kontrol vektörüdür. H_{11}, H_{12}, H_{21} , ve H_{22} matrisleri 3×3 lük matrislerdir. Her bacakta 6 olmak üzere toplam 12 serbestlik derecesine sahip olan robot için H_{13} 3×12 , H_{23} 3×12 , H_{31} 12×3 , H_{32} 12×3 ve H_{33} 12×12 'lik matrislerdir.

3. İki Bacaklı Yürüyüş İçin Yer Çekimi Telifi Teknikleri

(1)'de gösterilen eşitlik gövde dinamiğinin kontrol edilebilmesi için tepki kuvvetlerinin kontrol edilmesinin önemini göstermektedir. Gövde dinamiğini yöneten tepki kuvvetleridir. Bunun nedeni vücudun doğrudan harekete geçirilmemesidir. Yine de reaksiyon kuvvetlerinin kontrol basasının bir sonucu olduğu düşünülebilir.

(1)'den gövde dinamik denkleminin aşağıdaki şekilde ifade edilebileceği görülebilir.

$$\begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_B \\ \dot{\omega}_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_{13} \\ H_{23} \end{bmatrix} \dot{\theta} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{E1} \\ u_{E2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

(2) özet olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\tilde{H} \dot{v} + \tilde{b} + \tau_{dis} = -u \quad (3)$$

Bu ifadede adı geçen değişkenler şu şekilde tanımlanmıştır.

$$\dot{v} = \begin{bmatrix} \dot{v}_B \\ \dot{\omega}_B \end{bmatrix}, \quad \tilde{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad \tau_{dis} = \begin{bmatrix} H_{13} \\ H_{23} \end{bmatrix} \dot{\theta}, \quad u = \begin{bmatrix} u_{E1} \\ u_{E2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Önerilen yaklaşımda gövde koordinat eksenleri için açık çevrim yörüngeler elde edilmiştir. x yönündeki referans eğri rampa biçiminde iken y yönündeki ise sintüs eğrisi biçimindedir. z yönündeki referans ise bir sabit olup, gövde yönelimi sabit ve zemine paraleldir. Uygun reaksiyon kuvvetleri ters kinematik denklemler ile aşağıdaki şekilde bulunmuştur.

$$v = K_0 \begin{bmatrix} p_{bref} - p_b \\ 0.5(n_b \times n_{bref} + s_{bref} \times s_b + a_{bref} \times a_b) \end{bmatrix} + K_1 \begin{bmatrix} v_{bref} - v_b \\ \omega_{bref} - \omega_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{v}_{bref} \\ \dot{\omega}_{bref} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} u_{E1ref} \\ u_{E2ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Burada K_0 ve K_1 kontrol tasarımcısı tarafından belirlenen, arzu edilen sistem dinamiğine ait parametrelerdir. Temas ve tepki kuvvetleri arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} u_{E1} \\ u_{E2} \end{bmatrix} = K' f_E \quad (7)$$

Burada K' gövde tepki kuvvetleri ile temas kuvvetlerini ilintileyen matristir. Bu matris çift destek fazında (her iki ayağın birden yer ile temasta olduğu sürede) 6×24 'lük olup tek destek fazında ise 6×12 'liktir ve Newton-Euler tabanlı simülasyon sisteminin bir parçası olarak hesaplanmaktadır. Bu matris, gerçekte fiziksel bir robot için de çevrim içi olarak hesaplanabilir. f_E , çift destek fazında 24×1 , tek destek fazında ise 12×1 'lük olan temas kuvveti vektörüdür. Ayağın köşelerindeki kuvvet algılayıcılara etki eden zemin tepki kuvvetlerinin bir araya getirilmesi ile elde edilir. Burada dikdörtgen şekilli, zemin ile dört noktadan temas eden bir ayak biçimi kabul edilmiştir.

(5)'e benzer olarak, yukarıda bulunan referans gövde kuvvetleri ve momentleri zemin etkileşim kuvvetleri referansları ile aşağıdaki şekilde ilintilenebilir.

$$\begin{bmatrix} u_{E1ref} \\ u_{E2ref} \end{bmatrix} = K' f_{Eref} \quad (8)$$

(8), ayaktaki kuvvetlerin referanslarının hesaplanması için çözüldür. Dikkat edilmelidir ki bu eşitlikle ortaya belirsiz bir denklem sistemi konulmaktadır. Dahası, bu denklem sisteminin her bir çözümünün uygulanması mümkün olmayıp başarılı bir yürütüş elde edilebilmesi için kaymanın olmaması gerekmektedir.

$f_{E_i} = [f_{E_{ix}} \ f_{E_{iy}} \ f_{E_{iz}}]$ $i \in \{1,2,\dots,8\}$ olmak üzere; kısıtlayıcılar aşağıdaki gibi formüle edilebilir.

Zemin ile temas gerektirir ki,

$$f_{E_{iz}} \geq 0, \quad \forall i \in \{1,2,\dots,8\} \quad (9)$$

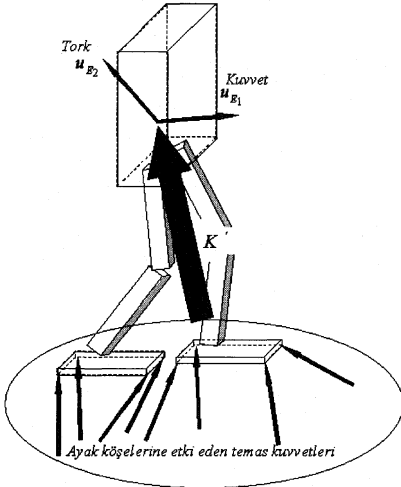
Ayrıca kaymama şartı için,

$$-\mu \leq \frac{\sqrt{f_{E_{ix}}^2 + f_{E_{iy}}^2}}{f_{E_{iz}}} \leq \mu, \quad \forall i \in \{1,2,\dots,8\} \quad (10)$$

(10)'da gösterilen ifade doğrusal olmayan bir sınırlayıcıdır. Robotun hareketi için gerekli bir dizi zemin tepki kuvvetlerinin hesaplanma işlemi sınırlayıcılar ile optimizasyona dayanır. Bu optimizasyon işlemi (10)'da gösterilen doğrusal olmayan sınırlayıcı şartın doğrusallaştırılması ile şu şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} -\frac{\sqrt{2}}{2} \mu &\leq \frac{f_{E_{ix}}}{f_{E_{iz}}} \leq \frac{\sqrt{2}}{2} \mu \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} \mu &\leq \frac{f_{E_{iy}}}{f_{E_{iz}}} \leq \frac{\sqrt{2}}{2} \mu, \quad \forall i \in \{1,2,\dots,8\} \end{aligned} \quad (11)$$

(11), (10) eşitsizliğine göre daha muhafazakar olmasına karşın doğrusal bir sınırlayıcıdır ve problemi basite indirger. (9) ve (11) aşağıdaki gibi daha öz bir halde ifade edilebilir.



Şekil 2: K' matrisi robot gövdesine etkileyen reaktif kuvvet ve momentler ile ayak köşelerine etkileyen zemin tepki kuvvetlerini ilintiler.

$$A f_E \leq 0 \quad (12)$$

Burada A 24×24 bir matris olup bu sınırlayıcı eşitliklerden türetilmiştir.

Bu tanım ile problem f_E yi bulmaya indirgenir. f_E ,

$$\frac{1}{2} \left\| K' f_E - \begin{pmatrix} u_{E_1} \\ u_{E_2} \end{pmatrix} \right\|^2 \quad (13)$$

ifadesinin $A f_E \leq 0$ sınırlayıcısına göre en küçük halini alması ile bulunur.

Bu doğrusal sınırlandırılmış en küçük kareler tahmin problemi ardışık ikinci dereceden programlama ile çözülmüştür. Bu optimizasyonun detayları bu bildiriye verilmemiştir ancak bu optimizasyon tekniği ile ilgili bilgi [12]'de bulunabilir.

Optimizasyon algoritmasının çözümü aşağıdaki eşitlik ile doğrudan eklem momentlerine dönüştürülür:

$$u_{E_3} = K'' f_E \quad (14)$$

K'' temas kuvvetlerini eklemlerdeki tepki kuvvetleri ile ilintileyen 12×24 bir matristir.

Eklemlerdeki referans tepki kuvvetleri elde edildikten sonra, $\tau_{ref} = u_{E_3} + b_3$ sabit durumdaki referans kuvvetlerini bacak dinamiğine göre takip edecektir. Bacak dinamiği,

$$H_{33} \ddot{\theta} + [H_{31} \ H_{32}] \begin{pmatrix} \dot{v}_B \\ \dot{\omega}_B \end{pmatrix} + b_3 + u_{E_3} = \tau \quad (15)$$

Şeklinde ifade edilebilir. Şimdiye kadarki analizler gövde duruş kontrolünün bacak (ya da bacaklar) üzerine etkileyen tepki kuvvetlerinin kontrolü ile nasıl sağlandığının bir özeti idi.

Salınan bacağı kontrol etmek için yeni bir yöntem kullanılmıştır. Salınan bacağın dinamiği aşağıdaki şekildedir:

$$\hat{H}_{33} \ddot{\theta} + [\hat{H}_{31} \ \hat{H}_{32}] \begin{pmatrix} \dot{v}_B \\ \dot{\omega}_B \end{pmatrix} + \hat{b}_3 = \hat{\tau} \quad (16)$$

Burada \hat{H} atalet matrislerini, \hat{b}_3 merkezkaç, Coriolis ve yerçekimi etkilerini ve $\hat{\tau}$ eklem momentlerini gösterir.

Bu çalışmada, yer çekimi ivmesi için gerçektekinden farklı değerlerde olan g_x, g_y , ve g_z bileşenlerine sahip yapay bir \hat{b}_3 vektörü hesaplanmıştır. Diğer bir deyişle yerçekimi telafisi sanal g_x, g_y , ve g_z parametreleri ile gerçekleştirilmiştir. Yer çekimi telafisi dışında hiç bir kontrol tekniği kullanılmamıştır.

g_x bileşeni sabit bir terim olarak alınmış, g_y zamana ve faza bağlı, g_z ise zamana bağlı olup, gerçek yerçekimi ivmesinden daha fazla bir değerde başlayıp zamanla daha düşük değerlere inen, ta ki zemin ile temas tam olarak sağlanana ve robot çift destek fazına geçinceye kadar azalan fonksiyonlardır. Genellikle salınım ve destek fazları arası geçiş, temas başlangıcında meydana gelen büyük kuvvetler nedeniyle problemlidir. Azalan yerçekimi telafisinin bu fazlar arası geçişi yumuşatıcı etkisi vardır. Şekil 3'te kontrol algoritmasının genel yapısı görülmektedir.

4. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, önerilen kontrol tekniği kullanılarak 2. Bölümde anlatılan 12 serbestlik dereceli robot ile gerçekleştirilen simülasyon sonuçları irdelenecektir.

Simülasyonlar Simulink ortamında Euler entegral fonksiyonu ile 0.5 milisaniyelik örnekleme periyodu ile gerçekleştirilmiştir. Simülasyon tipi [12,14]'teki yinelemeli dinamik modelleme metodunu ağaç yapısına genelleyen [11]'dekine benzer niteliktedir. Simülasyon algoritmasının detayları [15]'te bulunabilir. Yürüyüşü görselleştirmek için simülasyon sonuçları OpenGL tabanlı animasyon ortamında gösterilmiştir. Şekil 4'te animasyondan bir kare görülmektedir.

Arzu edilen gövde dinamiğini tanımlayan K_0 ve K_1 matrisleri aşağıdaki şekilde seçilmiştir.

$$K_1 = \text{diag}[36, 36, 100, 400, 400, 1600]$$

$$K_0 = \text{diag}[12, 12, 20, 40, 40, 80]$$

Şekil 5'te çevrim dışı elde edilmiş gövde referans konum eğrileri ile benzetimlerden elde edilmiş asıl yörüngeler gösterilmiştir.

x yönündeki pozisyon referansı basamak ve rampa fonksiyonlarının birleşimi tarzındadır. x , robotun yürütüş yönüdür. y yönündeki referans yörünge ise sinüs eğrisi şeklinde olup, salınan bacağın yer çekimi telafi fazları ile eşzamanlıdır. Gövdenin yerden yüksekliği sabit tutulmaya çalışılmıştır. Rampanın eğimi, sinüs eğrisi referansın genliği ve frekansı deneme yanılma ile bulunmuştur. Belirtilmelidir ki, bu referans eğrileri yakın bir biçimde takip edilebilmiştir.

Şekil 6, 7 ve 8'de ayak koordinat eksen merkezi yörünge bileşenleri gösterilmiştir. Bu şekillerde ayrıca x , y ve z yönlerindeki yapay yer çekimi ivmesi eğrileri de

gösterilmiştir. Ayak eksen merkezi koordinatları robotun sabit ve kararlı bir şekilde yürütmekte olduğunu göstermektedir. Şekil 6'da, ilk adımdan sonra 0.4 m/s^2 de sabitlenmiş yapay yerçekimi gösterilmiştir. Bu adım aşağıdaki fonksiyon ile elde edilmiştir.

$$\gamma_x = 0.2\rho_1 + 0.2 \quad (17)$$

Burada γ_x , x yönünde elde edilen yerçekimsel etkinin büyüklüğüdür. ρ_1 ise şöyle tanımlanmıştır:

$$\rho_1 = \begin{cases} 0 & \text{ilk adımın sonundan önce} \\ 1 & \text{tüm diğer durumlarda} \end{cases} \quad (18)$$

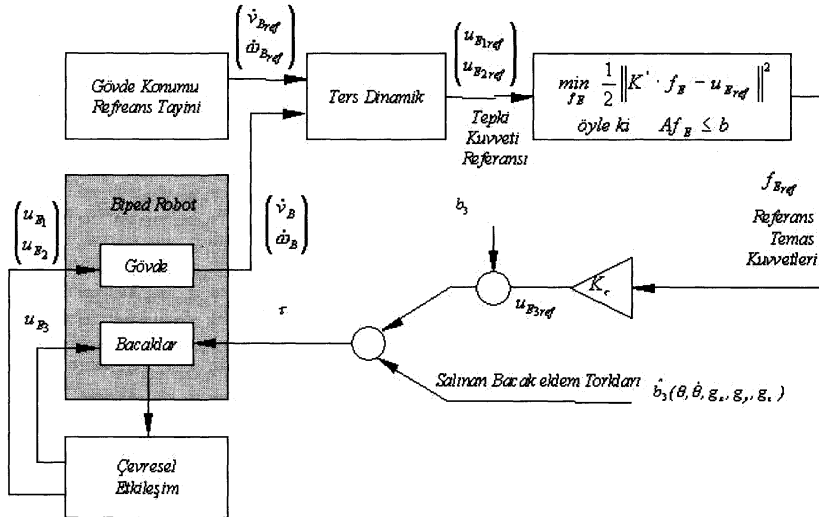
Dikkat edilmelidir ki, Bölüm 3'te de anlatıldığı üzere, Şekil 3'te gösterilen kontrol yapısı nedeniyle bu etki, sadece ayak salınım fazına geçtiğinde gerçekleşir. y yönündeki yapay yer çekimi etkisi Şekil 7'de gösterilmiştir. Bu etki aşağıdaki eşitlik ile gerçekleştirilmiştir.

$$\gamma_y = 0.08(\rho_l - \rho_r) \cos(0.3t) \exp(-0.15t + 0.02) \quad (19)$$

Burada γ_y , y yönünde elde edilen yer çekimi bileşenini ve t de zamanı gösterir. ρ_r ve ρ_l ise aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\rho_r = \begin{cases} 0 & \text{sağ destek safhasında} \\ 1 & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (20)$$

$$\rho_l = \begin{cases} 0 & \text{sol destek safhasında} \\ 1 & \text{diğer durumlarda} \end{cases}$$



Şekil 3: Tepki kuvvetlerinin hesaplanmasına dayanan kontrol algoritması.

ρ_r ve ρ_l değişkenlerinin kullanımı ile eklenen yer çekimi etkisinin y yönündeki bileşeni sol ve sağ bacağa seçmeli olarak etki etmektedir.

Şekil 8'de yapay yer çekimi etkisinin z bileşeni gösterilmiştir. Yer çekimi eğrisini üreten fonksiyon aşağıda verilmiştir.

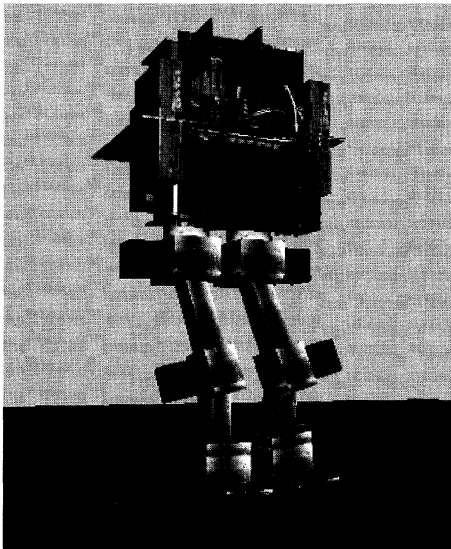
$$\gamma_z = 12 \left[1 - \text{sign}(t - \max(t_r, t_l) - 0.3) \right] / 2 + 12 \left[1 + \text{sign}(t - \max(t_r, t_l) - 0.3) \right] \exp(-t + \max(t_r, t_l) + 0.3) / 2 \quad (21)$$

Burada, t_r son sağ destek safhasının sona erdiği an simgelemektedir. t_l de benzer şekilde tanımlanmıştır. Bu fonksiyon da sağ veya sol bacağa seçmeli olarak etki etmektedir. (17-21) fonksiyonları bir dizi simülasyonda robotun yürüyüşü gözlemlenerek elde edilmiştir.

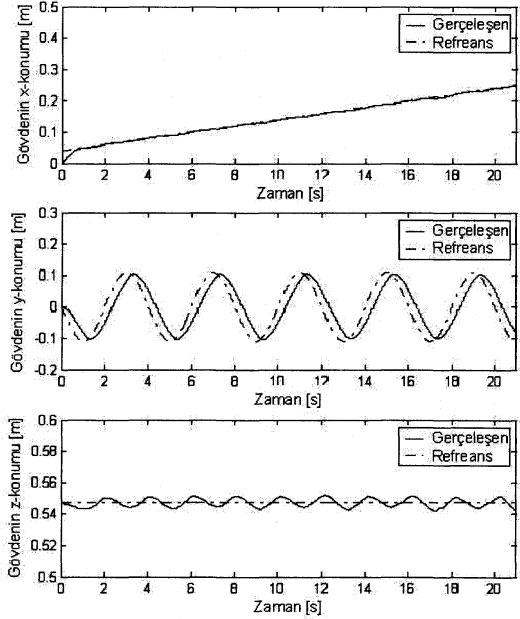
5. Sonuçlar

Bu bildiriye bacaklar vasıtası ile vücuda etkilenen tepki kuvvetlerinin kontrolü için bir yöntem ve salınan bacakların pozisyon kontrolü için sanal yer çekimi telafi tekniği önerilmiştir. Açık çevrim salınan bacak konumlarına rağmen, elde edilen sonuçlar, doğal ve bir safhadan diğer bir safhaya yumuşak geçen yürüyüşün sağlanabilmesi açısından ümit vericidir.

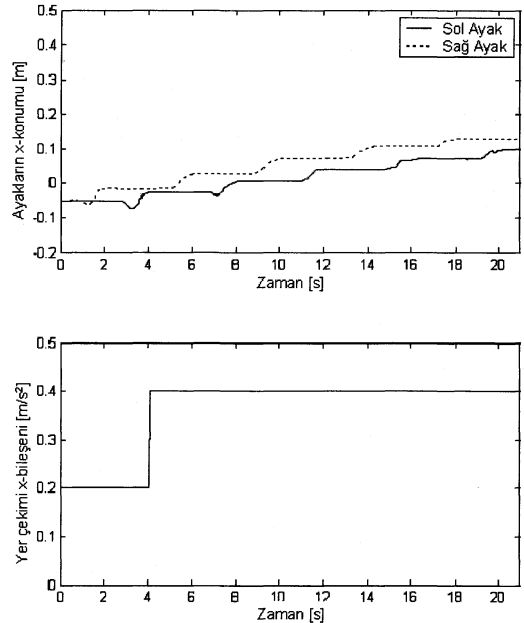
İleriki bir aşama olarak yürüyüş hızının artırılması üzerinde durulacaktır. Yürüyüş döngüsünün bazı safhalarına pozisyon kontrolünün eklenmesi aday çözüm olarak düşünülmektedir.



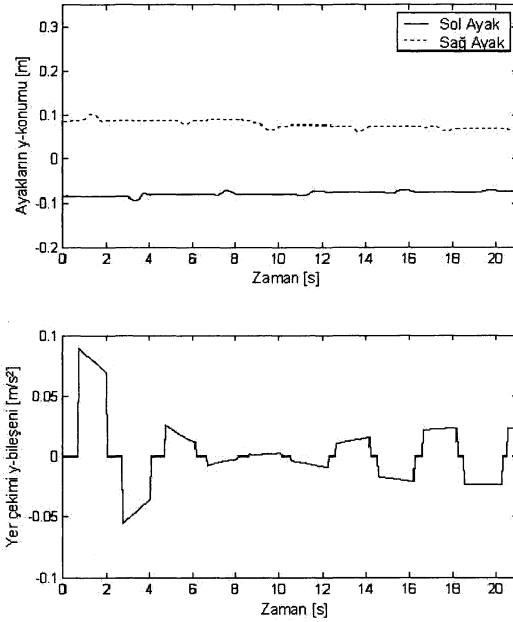
Şekil 4: 3 Boyutlu robot animasyonu



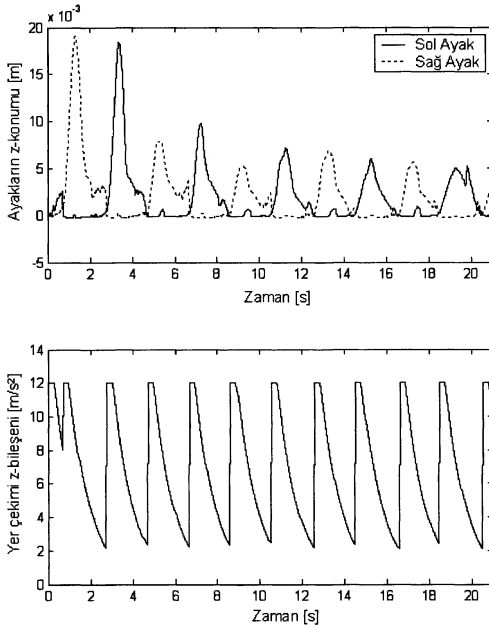
Şekil 5: x , y ve z yönlerindeki gövde kartezyen yörünge bileşenleri.



Şekil 6: Ayak yörüngelerinin x bileşeni ve yapay yer çekimi bileşeni.



Şekil 7: Ayak yörüngelerinin y bileşeni ve yapay yer çekimi bileşeni.



Şekil 8: Ayak yörüngelerinin z bileşeni ve yapay yer çekimi bileşeni.

6. Kaynakça

- [1] M. Vukobratovic, B. Borovac, D. Surla, and Stokic, *Biped Locomotion: Dynamics, Stability and Application*. Springer-Verlag, 1990.
- [2] Yonemura, A., Y. Nakajima and A. Kawamura, "Experimental Approach for the Fast Walking by the Biped Robot," *Proc. of the 2000 IASTED Int. Conference Robotics and Applications*, Honolulu, Havai, USA
- [3] Y. Fujimoto, A. Kawamura, "Robust Biped Walking with Active Interaction Control between Foot and Ground", *Proc. IEEE Int. Conf. on R&A*, pp. 2030-2035, 1998.
- [4] Fukuda T., Youichirou K., Takemasa A. "Stabilization Control of Biped Locomotion Robot based Learning with Gas having Self-adaptive Mutation and Recurrent Neural Networks", *Proc. Int. Conf. Robotics and Automation ICRA '97*; Albuquerque, New Mexico, Nisan 1997
- [5] Chevallereau, C., A. Formal'sky and B. Perrin, "Low Energy Cost Reference Trajectories for a Biped Robot," *Proc. Int. Conf. Robotics and Automation ICRA '98*; Leuven, Belçika, Mayıs 1998
- [6] Park, J. H., "Impedance Control for Biped Robot Locomotion," *IEEE Transactions on Robotics and Automation Vol. 17, No. 6*; Aralık 2001
- [7] Bruneau, O., F. Ben Ouedzou, "Compliant Contact of Walking Robot Feet," *Proc. of the third ECPD International Conference on Advanced Robotics*; Bremen, Almanya, Eylül 26-28, 1997
- [8] Linde, R. Q., "Active Leg Compliance for Passive Walking," *Proc. Int. Conf. Robotics and Automation, ICRA '98*; Leuven, Belçika, Mayıs 1998
- [9] Silva, F. M., J.A.Tenreiro Machado "Goal-Oriented Biped Walking Based on Force Interaction Control," *Proc. Int. Conf. Robotics and Aut., ICRA '01*; Seul, Kore, Mayıs 21-26, 2001
- [10] S. Kawaji, K. Ogasawara, J. Iimori and S. Yamada, "Compliance Control for Biped Locomotion Robot", *Proc. IEEE Int. Conf. on R&A*, pp. 3801-3806, 1994.
- [11] Fujimoto, Y. and A. Kawamura, "Simulation of an Autonomous Biped Walking Robot Including Environmental Force Interaction," *IEEE Robotics and Automation Magazine*, Haziran 1998, pp. 33-42.
- [12] R. L. Rardin, "*Optimization in Operations Research*," Prentice Hall, 2000.
- [13] Luh, J.Y.S., M. W. Walker and R.P.C. Paul, "On-line Computational Scheme for Mechanical Manipulators," *Jour. Dyn. Syst. Meas. Cont.*, Vol. 102, pp69, June 1980.
- [14] R. Featherstone, *Robot Dynamics Algorithms*. Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [15] Erbaturo, K., A. Kawamura, "A New Penalty Based Contact Modeling and Dynamics Simulation Method as Applied to Biped Walking Robots," *Proc. 2003 FIRA World Congress*, October 1-3, 2003 Viyana, Avusturya

İki Bacaklı Yürüyen Robotlara Uygulanan Temas Modellemesi ve Dinamik Benzetim Yöntemi

Kemalettin Erbatur¹, Atsuo Kawamura²

¹Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi
Sabancı Üniversitesi
erbatur@sabanciuniv.edu

²Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Yokohama National University
kawamura@kawalab.dnj.ynu.ac.jp

Özetçe

Temas kuvveti modellenmesi katı cisim benzetimleri ve hareket analizlerinde önemli bir yer tutar. Temas kuvvetlerini modellemenin en basit yolu ceza tabanlı yaklaşımdır. Ne var ki bu yaklaşımda modellenen cisimler arasında iç içe geçmelere izin vermek gerekmektedir. Ayrıca, bu yaklaşımda ceza parametrelerinin belirlenmesi genelde deneme-yanılma döngüleri ile gerçekleştirilmektedir. Temas kuvvetlerinin hesaplamasında optimizasyona dayanan yöntemler de kullanılabilir. Optimizasyona dayalı yöntemler daha isabetli temas kuvvet modelleri vermelerine karşın uygulanmaları karmaşıktır. Bu bildiride temas kuvvet modellemesi için uyarlamalı ceza tabanlı bir yöntem önerilmektedir. Öne sürülen yöntem, temas halinde olan cisimlerin kinetik enerjilerinin en aza indirgenmelerine dayanmaktadır. Yöntem sabit parametrelili cezalandırma yönteminin basitliğine sahip olup, cezalandırma parametrelerinin belirlenmesi için genelde kullanılan deneme yanılma işlemlerini ortadan kaldırmaktadır. Önerilen yöntem 12 serbestlik dereceli iki bacaklı yürüyen robot Mari 2'nin dinamik benzetiminde denenmiştir. Simülasyon ile gerçek yürüme deneyleri sonuçlarının karşılaştırılması önerilen yöntemin ayağın zemin ile temasını modellemede başarılı olduğunu göstermektedir.

1. Giriş

Temas kuvvet modellemesi katı cisimlerin modellenmesi ve hareket analizlerinde önemli bir araştırma sahası teşkil eder. Katı cisimler için sınırlanmamış hareket benzetimleri başarılı bir şekilde uygulanmaktadır. Dış kuvvetler verildiğinde gövdenin tepkisinin benzetiminin yapılabilmesi için ilgili diferansiyel denklemler nümerik olarak çözülebilmektedir. Öte yandan sınırlanmış hareket halinde durum daha karmaşıktır. Bu durumda temas halinde olan model yüzeylerin iç içe geçmemeleri için temas kuvvetlerinin çok iyi hesaplanabilmeleri gerekmektedir. Bu kuvvetler hesaplandıktan sonra benzetim bu kuvvetlerin harici ek kuvvetler oldukları var sayılarak çalışır (koşar).

Temas modellemesindeki ilk ve en kolay yol, temas kuvvetlerinin simülasyonda katı cisimlerin sınırlı miktarda iç içe geçişlerini cezalandıran fonksiyonlar ile modellenmesi olmuştur [1-3]. En çok rastlanılan ceza tabanlı yöntem temas yüzeylerinin yay-sönümleyici çiftleri ile modellenmesine dayanır. Ne var ki, iç içe geçişlere izin vermek benzetimin gerçekliğini yitirmesine yol açmaktadır. Ayrıca, bu yöntemler elde edilen temas kuvvetleri fizik kuralları ile doğrulanamamaktadırlar. Cezalandırma yönteminin doğruluğunun kontrolü kolay değildir. Cezalandırma parametrelerinin belirlenmesi genellikle deneme yanılma yöntemi ile olmaktadır. Bulunan parametreler genel bir çözüm teşkil etmemekte, sadece kütle ve temas halinde olan gövdelerin hızları ile sınırlanmış olan özel hallerin modellenmesi için kullanılırlar.

Basit yapılarına rağmen, ceza tabanlı yöntemeye dayanan benzetimlerde zaman adımları kararlı ve isabetli sonuçlar elde edebilmek için çok küçük seçilmelidir. Ceza tabanlı modelleme elastik cisimlerin simülasyonlarında orta uzunluktaki benzetim adım zamanları için bile akla uygun sonuçlar verebilir. Ancak, katı cisimler söz konusu olduğunda hesaplama yükü daha kayda değer bir hal alır. Çünkü bu durumda iç içe geçişler bakımından gerçekçi benzetim sonuçları elde edebilmek için çok kısa benzetim adım zamanlarına ihtiyaç duyulur.

Diğer bir yaklaşım ise temas kuvvetlerinin analitik olarak optimizasyon teknikleri ile hesap edilmesidir [4-10]. Bu yaklaşım ile temas kuvvetleri çok isabetli bir şekilde hesap edilir ve yaklaşım bu kesinliği daha uzun simülasyon adım zamanları ile de sağlayabilir. Ancak optimizasyon tabanlı modellerin uygulanması ceza tabanlı olanlara göre daha karmaşıktır.

Bu bildiride temas kuvvet modellemesi için uyarlamalı yay cezalandırması yöntemi önerilmektedir. Bu yaklaşım temas halinde olan gövdelerin kinetik enerjilerinin en küçük değerlerine indirgenmesine dayanır ki böylelikle de ana özelliğini analitik temas kuvvet hesaplanması yönteminden almış olur. Yöntemin uygulanması sabit parametrelili yay ve sönümleyici sistemlerinde olduğu gibi basittir. Ancak yöntem, cezalandırma parametrelerinin belirlenmesi için gereken deneme ve yanılma işlemini ortadan kaldırmakta ve geniş bir gövde kütlesi ve hız yelpazesinde başarı ile çalışmaktadır. Dahası, sabit parametrelili yay ve sönümleyici modellerinin aksine benzetim adım aralığı çok küçük olmak zorunda değildir. Önerilen bu yöntem 12serbestlik dereceli iki bacaklı yürüyen robot Mari 2'nin dinamik benzetimi üzerinde denenmiştir.

Bir sonraki bölümde bu bildiride kullanılan robot anlatılmakta ve açık çevrim yürüyüş biçimi adı verilen yürütme sistemi incelenmektedir. Bölüm 3'te klasik yay ve sönümleyici tabanlı temas modellenmesi yöntemi üzerinde durulmuş ve bu yöntemle ilgili bazı sorunlar açıklanmıştır. Bölüm 4'te bir tam modelleme yaklaşımı özet olarak irdelenmiştir. Bölüm 5'te tam ve cezalandırma tabanlı hesaplama yöntemleri birleştirilmiştir. Son olarak sonuçlar Bölüm 6'da sunulmaktadır.

2. İki Bacaklı Robot Modeli

Önerilen yöntemin uygulanması için iki bacaklı yürüten bir robot benzetiminden faydalanılmıştır. Daha sonraki bölümlerde temas kuvveti modelleme hesaplarında kullanılacak olan sistem dinamik denklemleri ilk olarak bu bölümde sunulmaktadır. Üzerinde çalışılan robot Mari 2 Yokohama Ulusal Üniversitesi'nde (Japonya) [11] üretilmiştir. 1.4m yüksekliğindeki robotun ağırlığı 75kg'dır. Bu fiziksel test aracında pek çok yürüyüş algoritması ve kontrol yöntemi denenebilmektedir. Bu robot için Simulink, C++ tabanlı benzetim ve OpenGL tabanlı animasyon kodları yazılmıştır. Robot 12 serbestlik dereceli olup her bacağında altı motora ve redüksiyon mekanizmalarına sahiptir. Mari 2'nin Şekil 1 ve 2'de gerçek ve benzetimi yapılmış görüntüleri yer almaktadır. Bu bildiride yürütüş benzetimlerinde [11]'de anlatıldığı üzere açık devre yürütüş biçimi göz önüne alınmıştır.

Bazı uygulamalarda daha basit dinamik modelleme yaklaşımları kullanılabilir de N sayıda eklem sahip bacaklı bir robot için zemin etkileşim kuvvetlerini de içeren dinamik denklemlerin genel hali aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$H(x)\dot{v} + C(x,v)v + g(x) = u + u_e \quad (1)$$

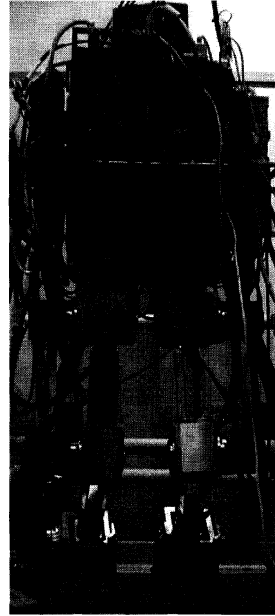
Burada x sabit bir dünya koordinat ekseninde robotun gövdesinin konumunu, yönelimini ve eklem konumlarını gösterir. v gövde açışal hızı ile eklem hızlarının birleştirilmiş hali olan vektördür. $H(x)$ $(N+6) \times (N+6)$ 'lık atalet matrisi, $C(x,v)$ $(N+6) \times (N+6)$ 'lık santrifüj ve Coriolis etkileri matrisi, $g(x)$ ise $(N+6) \times 1$ 'lik yerçekimi etkisini belirten matristir. u vektörü eklem kuvvetleri ve momentlerini barındırır. Harici kuvvetlerin genel etkisi ve özel olarak zemin etkileşimi kuvvetleri u_e terimi ile gösterilmiştir. [10]'da gösterilmiştir ki bacaklı robotun çevre ile olan temas noktalarındaki kuvvetlerin bir araya getirilmesiyle oluşturulan kuvvet vektörü f_E ile u_e terimi aşağıdaki formdadır.

$$u_e = Kf_E \quad (2)$$

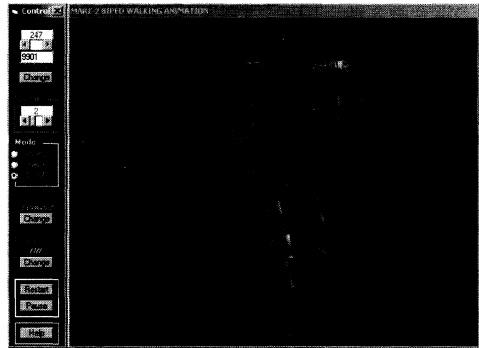
Burada K temas noktaları sayısına bağlı olarak boyutu sürekli olarak değişebilen bir matristir. Newton-Euler simülasyonu mekanizmasında bu matrisi, atalet matrisini ve $(C(x,v)v + g(x))$ vektörünü her simülasyon döngüsünde hesaplamak mümkündür. Burada, $(C(x,v)v + g(x))$ kolaylık olması açısından $b(x,v)$ olarak da gösterilebilir.

Bu modeli klasik sabitlenmiş manipülatör modellerinden farklı kılan, x vektörünün sadece eklem konumlarını değil, gövde konum ve yönelimini de barındırmakta oluşudur.

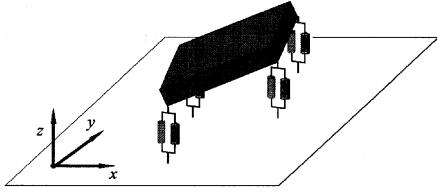
Bacaklı robotlar sabit olmayan, hareketli vücuda sahiplerdir. Sabitlenmiş açık tek zincir yapılı endüstriyel tip bir manipülatör ile bacaklı bir robotun bir diğer farkı ise bacaklı robotta ağaç yapılı bir modelin söz konusu oluşudur. Benzetim, açık kinematik zincir yapılı sistemlere uygulanan Newton-Euler yönteminin ağaç yapısına uyarlanması ile gerçekleştirilmektedir. Simülasyon mekanizmasını tamamlamak için geriye kalan, zemin etkileşim kuvvetlerinin hesaplanmasıdır. Takip eden bölümler bu kuvvetlerin hesap edilmesi için üç alternatif yol sunar. İlk iki yol sırasıyla klasik yay-sönümleyici uygulamaları ve modelin fiziksel temellere uygun olarak inşa edilmesi için optimizasyon tekniklerinin kullanımını anlatır. Bölüm 5'te anlatılan üçüncü yöntem ise bu iki yolun birleşiminden oluşmaktadır.



Şekil 1: İki bacaklı robot Mari 2.



Şekil 2: Mari 2'nin bir animasyon karesi.



Şekil 3: Düşey yay ve sönümleyiciler.

3. Yay ve Sönümleyici tabanlı modelleme

Bu bölümde temas kuvvetlerini modellemek için sanal yay ve sönümleyicileri kullanan ceza tabanlı bir yöntem dikdörtgen prizma şekilli bir kutunun düz zemin ile teması örneği ele alınarak anlatılmaktadır. Kutu yüzey üzerinde ya da bir başlangıç yüksekliğinden yüzeye düşmek üzere konumlandırılmıştır. Değişen parametreler kutunun ağırlığı, başlangıç yüksekliği ve yay ve sönümleyici parametreleridir. Başlangıç için kutunun, köşelerinde sanal yay ve sönümleyici çiftleri ile Şekil 3'teki gibi donatıldığını ve yay-sönümleyici çiftleri cezalandırma tertibinin düşeyde aşağıdaki kurallara uyduğunu varsayalım.

$$f_{z_i} = \begin{cases} -K_z z_i - B_z v_{z_i} & \text{if } z_i \leq 0 \\ 0 & \text{if } z_i > 0 \end{cases} \quad (3)$$

Burada i , zeminden z yönünde gelen f_{z_i} kuvvetinin etki ettiği köşeyi simgeleyen bir indekstir. K_z yay sabiti ve B_z viskoz sürtünme katsayısıdır. z_i , i köşesinin zeminden ölçülen z koordinatıdır.

Bir köşe zemin ile temas ettiği veya zeminle iç içe geçtiği zaman yatay bir sürtünme etkisi de ayrıca göz önünde bulundurulmalıdır (Şekil. 4). Bu sürtünme aşında bacaklı robotlarda yataydaki hareketin arkasında bulunan etkidir. Yatay sürtünme etkisi aşağıdaki ifade ile modellenebilir.

$$f_{x,y_i} = \begin{cases} \frac{-f_{z_i} B_{x,y} [v_{x_i} \ v_{y_i}]^T}{\| [v_{x_i} \ v_{y_i}]^T \| + \varepsilon} & \text{if } z_i \leq 0 \\ 0 & \text{if } z_i > 0 \end{cases} \quad (4)$$

Bu denklemde, f_{x,y_i} i köşesine yatayda etkiyen iki boyutlu kuvvet, $B_{x,y}$ sürtünme katsayısı, v_{x_i} ve v_{y_i} bu köşelerin x ve y yönündeki hızlarını gösterir. ε yazılım uygulamasındaki taşmayı önlemek amacı ile kullanılan çok küçük bir sabittir. Gözlenebilir ki yukarıdaki denklem köşeye hareketinin ters yönünde etki eden ve dikey kuvvet ile orantılı bir kuvvet üretir. Bu dikey kuvvet hesaplanması düzenine bir ek olarak, Şekil 5'te gösterildiği gibi sisteme bir yay eklenebilir.

$$f_{x,y_i} = \begin{cases} \frac{-f_{z_i} B_{x,y} [v_{x_i} \ v_{y_i}]^T}{\| [v_{x_i} \ v_{y_i}]^T \| + \varepsilon} - K_{x,y} \begin{bmatrix} \bar{x}_i \\ \bar{y}_i \end{bmatrix} & \text{if } z_i \leq 0 \\ 0 & \text{if } z_i > 0 \end{cases} \quad (5)$$

Burada, $K_{x,y}$ yatayda etkiyen bir yay sabitidir. \bar{x}_i ve \bar{y}_i iki yatay yöndeki, sırasıyla $\bar{x}_i = x_i - \hat{x}_i$ ve $\bar{y}_i = y_i - \hat{y}_i$ olarak hesaplanan kayma miktarlarıdır. $[\hat{x}_i \ \hat{y}_i]^T$ köşe i 'nin zemin ile temas ettiği andaki pozisyonudur ve simülasyonda her bir temas gerçekleştiğinde güncellenir.

Yay ve sönümleyici tabanlı çalışmalarda doğrusal olmayan değişik cezalandırma mekanizmaları da uygulanabilir.

Cezalandırma tabanlı yöntemler deforme olabilir cisimlerin temas kuvvetlerini modellemede başarılı olsa da katı cisimlerin temas kuvvetlerinin hesabı için kullanıldıklarında bazı problemler doğurmaktadırlar. Öncelikle, iç içe geçişler katı cisimlerde gerçek hali temsil etmediğinden izin verilebilir bir durum değildir. İkinci kusur ise iç içe geçişlerin söz konusu cisimlerin özelliklerine bağlı olmasıdır. En çok rastlanılan örnek zemin üzerine yerleştirilmiş bir ağır bir de hafif cismin durumudur. Durağan halde yerçekiminin etkisi ile ağır cisim eğer temas noktaları aynı sertlikteki yaylar ile modellendiyse hafif olan cisme göre zeminle daha fazla iç içe geçecektir. Bir diğer eksiklik ise bu yay ve sönümleyicilerin parametrelerinin duruma bağlı olmaları ve fiziksel kanıtlanma imkanı bulunmaksızın deneme yanılma yöntemleri ile elde edilmeleridir. Temas parametrelerinin deneme-yanılma ile ayarlamasından sonra başarı ile koşan bir benzetim elde edilse bile, bu benzetimin gerçekçi olup olmadığını belirlemenin bir yolu yoktur. Şekil 6 ve 7 iki bacaklı robot Mari 2'nin çok yumuşak ve çok sert yaylar ile yapılan animasyonlarından kareler sunulmuştur.

Yukarıdaki yay ve sönümleyici elemanlı kutu tertibi burada robotun ayaklarında uygulanır. Ayağın köşelerine bağlanan çok yumuşak yaylarla robot yer çekimi etkisiyle zemine batmakta, çok sert yaylarla da robot zeminden çok yükseklerle itilmekte ve benzetim çok çabuk kararsız hale gelmektedir. Her iki durumda da robotun yürütüşünün benzetimi çok zordur.

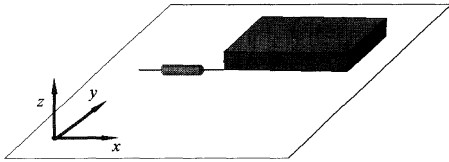
Viskoz sürtünmenin cezalandırma tabanlı bir yaklaşımla çok basit bir şekilde modellenebilmesine karşın Coulomb sürtünmesini belirlemenin bir yolu yoktur. Öte yandan Coulomb sürtünmesi kaymadan yürümenin temelini oluşturur.

Ceza yöntemlerinin bir diğer sorunu olarak da hesaplamadaki verimsizlik belirtilebilir. Cezalandırma tabanlı yöntemler basit yapılarına rağmen uygulamada güçlükler doğururlar. Simülasyon adım zamanı vücut ağırlığı ve temas anındaki vücut hızı gibi geniş bir durum yelpazesinde güvenilir olarak çalışan bir sistem elde etmek amacı ile çok küçük seçilmelidir. Bir örnekleme zamanından diğerine geçişte, etkileşim içinde olan cisimlerden biri diğerine yüksek hızda yaklaşırken, modele eklenmiş yay ve sönümleyici çiftlerinin belirttikleri yerden tamamen uzakta, kendini diğer cismin içine geçmiş şekilde bulabilir. Bu olay benzetim entegral işleminin bir sonucudur. Bu gerçekçi olmamakla birlikte temas noktalarında doğru olmayan yüksek kuvvetler doğurur. Sıfır ilk hız ile belli bir yükseklikten bırakılan ve zemine çarptıktan sonra bu yüksekliğin birkaç misli yukarıya yükselen cisimler bu kusurun tipik göstergeleridirler. Çözüm, bir simülasyon adımından diğerine geçişte cismin pozisyonunda bu tip büyük değişimlerin olmaması için simülasyon zamanını düşürmektir. Öte yandan benzetim zamanı ne kadar düşük olursa olsun, bu düşüş sadece çalışma alanının genişletilmesine yaradığından tüm iç içe geçmelere genel bir çözüm bulunmamaktadır. Düşük simülasyon adım zamanı simülasyonun çok yavaş çalışacağı anlamına gelir.

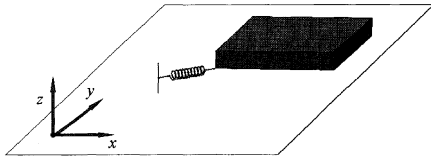
Cezalandırma tabanlı yaklaşımların bir avantajı ise yazılımda çarpışma zamanının hesaplanmasının gerekmemesidir.

4. Tam Modelleme Yaklaşımı

Tam hesaplama yöntemleri cezalandırma yaklaşımları ile karşılaştırıldıklarında, çarpışma veya temas zamanlarını hesaplar ve iç içe geçmelere izin vermezler. Herhangi bir iç içe geçme belirlendiğinde benzetim durur ve çarpışmanın zamanı tam olarak hesaplanır. Dahası, temas kuvvetleri fiziksel kurallara bağlı olarak hesaplanır. Hesaplama için birkaç yöntem vardır. [10]'daki tam etkileşim kuvveti yöntemi çarpışan cisimlerin kinetik enerjilerinin çarpışma sonucunda en küçük değerlerine inmeleri kabulüne dayanmaktadır. Bu koşutlu bir en küçük değere indirgeme problemi ile sonuçlanır



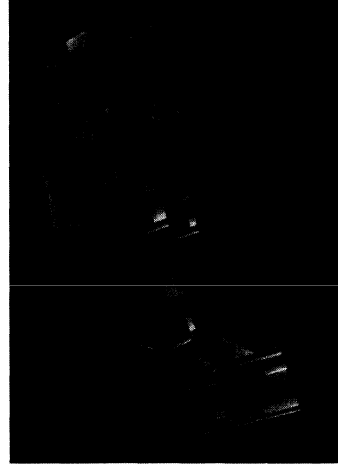
Şekil 4: Yatay sürtünme elemanı.



Şekil 5: Yatay kaymayı önleyici yay elemanı.



Şekil 6: Mari 2 çok yumuşak dikey yaylar ile zemine batar.



Şekil 7: Mari 2 çok sert dikey yaylar ile kararlı zemin temasını kaybeder.

Bu en küçük değere indirgeme aşağıdaki kabullere dayanmaktadır. Temas anında sisteme yüksek bir Δf kuvveti etki eder. Bu kuvvet aşağıdaki gibi hesap edilebilir

$$\Delta f = hf_E \quad (6)$$

burada h simülasyon döngü zamandır ve f_E Bölüm 2'de açıklanan harici kuvvet vektörüdür. Bu kuvvet vektörü en küçük değere indirgeme işlemlerinin bir sonucu olarak elde edilmektedir. Darbe özellikli Δf etkidiğinde aşağıdaki denklem geçerli olur.

$$H(v_+ - v_-) = \Delta f_b + K\Delta f \quad (7)$$

Burada, v_- ve v_+ çarpışmadan önceki ve sonraki hızları gösterir, H ve K Bölüm 2'de tanımlanan matrislerdir ve Δf_b , kontrol edilemeyen etki kuvveti olup aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\Delta f_b = h[u - b(x, v_-)] \quad (8)$$

Çarpışmadan sonraki kinetik enerji aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} v_+^T H v_+ = & \underbrace{v_-^T H v_- + v_-^T \Delta f_b + \Delta f_b^T v_- + \Delta f_b^T H^{-1} \Delta f_b}_{\text{Kontrol edilemeyen bölüm}} \\ & + v_-^T K \Delta f + \Delta f^T K^T v_- + \\ & \underbrace{\Delta f_b^T H^{-1} K \Delta f + \Delta f^T K^T H^{-1} \Delta f_b + \Delta f^T K^T H^{-1} K \Delta f}_{\text{Kontrol edilebilen bölüm}} \end{aligned} \quad (9)$$

Bu bağlamda, "Kontrol edilebilen bölüm" terimi f_E değerinin kinetik enerji ifadesinin ikinci kısmının değerini belirlemesi (kontrol etmesi) durumuna işaret eder. Temasın kinetik enerjinin en küçük değerine inmesi ile sonuçlanması

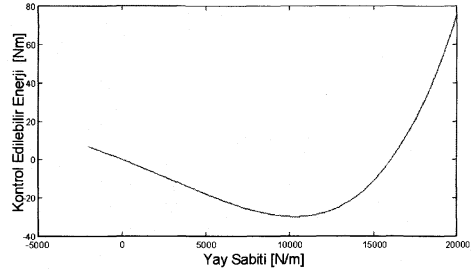
kabulü ile f_E değerinin hesaplanması problemi bu kontrol edilebilir kısmın en küçük değerine indirgenmesine dönüşür. Bu en küçük değere indirgeme isteği plastik şekil değiştirme haline karşılık gelir. [10]'da en küçük değere indirgeme işleminde bir sertlik parametresi kullanılarak elastik temas da modellenmiştir. Sertlik parametresi tam plastik ve tam elastik çarpışmaların arasında temas kuvvetleri elde edebilmek için ayarlanabilmektedir. [10]'da ayrıca gösterilir en küçük değere indirgeme probleminin bir çözümü olduğu da gösterilmiştir.

Temas modellemede tam modelleme tabiri "bir kıstasa göre" tam doğru anlamına gelmektedir. Asıl zorluk ise bu fiziksel kıstası bulmakta yatmaktadır. Tam modelleme yöntemleri iç içe geçişlere izin vermemeleri avantajına sahiptir. Daha uzun benzetim adım zamanları ile uygulanabilirler. Hesaplanan kuvvetlerin fiziksel bir açıklaması vardır. Son olarak Coulomb sürtünmesi bu yöntem ile hesaplanabilir ki bu tam hesaplama tabanlı yöntemlerin cezalandırma tabanlı yöntemlere göre sahip olduğu en büyük avantajdır. Öte yandan uygulanmaları daha çok bilgi gerektirir ve yazılım oluşturma zamanları daha fazladır. Eğer temas eden çok nokta varsa optimizasyon problemi çözümü daha fazla adım gerektirir. Bu nedenle tam hesaplama yöntemi kullanılarak yapılan simülasyon bu tip durumlarda yavaşlayabilir. Bir sonraki bölüm klasik yay ve sönümleyici kuvvet modellemesi ile [10]'daki tam hesaplama yönteminin bir birleşimini öne sürmektedir.

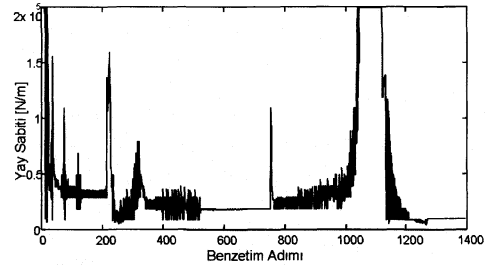
5. Uyarlamalı Yay ve Sönümleyici Yöntemi

Bu bildiride her iki yöntemin de, yani cezalandırma yabanlı ve tam hesaplama tabanlı yaklaşımların avantajlı yanlarını kullanan bir yaklaşım öne sürülmektedir. Ceza tabanlı yaklaşımların basitliği korunurken ceza parametreleri kinetik enerjinin asgariye indirgenmesine bağlı olarak sürekli güncellenmektedir. Böylece zemin etkileşim kuvveti f_E Bölüm 2'de açıklanan yay ve sönümleyici sistemi ile hesaplanabilmektedir. Şu halde (6)'yı kullanarak buna karşılıklı gelen Δf kuvvet etkisini bulabiliriz. Δf (9)'un kontrol edilebilir bölümünün hesabı için kullanılabilir. Bu durumda kontrol edilebilir bölüm yay ve sönümleyici parametrelerinin bir fonksiyonudur ki böylece kinetik enerjinin asgariye indirgenmesi işlemi, f_E vektörü yerine, yay ve sönümleyici parametreleri kullanılarak yapılabilir. Bu, bilinmeyenler uzayı boyutu azaltıldığından problemi daha da kolaylaştırır. Dahası yay ve sönümleyici parametrelerinden sadece bir kaçının değişken olarak, gerisinin sabit olarak alınması mümkündür. Bu daha sonraki optimizasyon işlemini kolaylaştırır. Bu yaklaşımın incelenmesi için yapılan bir dizi benzetimde benzetimin gerçekçiliğini etkileyen parametrenin dikey yay sabiti K_z olduğu görülmüştür. Şekil 8 dikey yay sabiti ile kinetik enerjinin kontrol edilebilir bölümü arasındaki bağlantıyı göstermektedir. Enerji eğrisinin belirli bir yay sabiti değeri için alabildiği en düşük değere sahip olduğu görülebilir. Bu nedenle aynı prensiple birden çok yay ve sönümleyici parametresi ile asgari değere indirgeme mümkün olmasına rağmen, basitlik açısından bu bildiride tek bir skalar değişken K_z ile asgariye indirgeme yapılmıştır. Her benzetim döngüsünde bu işlemde basit bir arama tekniği kullanılmıştır. Tüm diğer yay ve sönümleyici sabitleri deneme yanılma yoluyla bulunmuş kendi sabit değerlerinde

tutulmuşlardır. Şekil 9 dikey yay sabitinin benzetim döngülerindeki tipik değişimini göstermektedir. Tablo 1 benzetimde kullanılan parametre değerlerini gösterir. Önemle belirtilmelidir ki uyarlamalı yay ve sönümleyici yöntemi kullanıldığında 0.0005 saniyelik bir benzetim döngü zamanı kullanılabilmiştir. Klasik yay ve sönümleyici kullanılan hallerde aynı robot modelinin simülasyonunun kararlı bir şekilde koşması için daha kısa benzetim adım zamanları gerekmiştir. İkinci bir nokta ise dikey yay sabitinin asgari değere indirgeme işlemi sonucu olarak 10,000,000 N/m ve 10,000 N/m arasında bir değer almasına izin verilmesidir. Bu nedenle Şekil 9'da görüldüğü gibi belirli anlarda çok yüksek sertlik elde edilmiştir. Klasik yay ve sönümleyici modelleri ile yapılan, göreceli olarak daha yüksek sertlik değerlerine sahip benzetimler göstermiştir ki simülasyonun kararlılığının korunabilmesi için 0.0005 saniyeden çok daha düşük benzetim adım zamanları gerekmektedir. Uyarlamalı yaklaşım yay ve sönümleyici yöntemi ile modellenebilen sertlik derecesini arttırması ve görece daha uzun benzetim adım zamanlarında daha kararlı benzetimlere ulaşabilmeyi sağlaması ile bir ilerleme elde etmektedir. Gerçek robotun yürüyüş testlerinde elde edilen zemin temas kuvvetleri ile benzetimi yapılmış robotun zemin temas kuvvetlerinin birbirine yakın oluşu da önerilen yaklaşımın başarısını kanıtlamaktadır



Şekil 8: Kontrol edilebilir enerji-yay sabiti eğrisi.



Şekil 9: Yay sabiti-simülasyon adımı eğrisi.

Tablo 1: Simülasyonda kullanılan parametre değerleri

Parametre	Değer
K_z	Değişken
$K_{z,min}$	10,000 N/m
$K_{z,max}$	10,000,000 N/m
$K_{x,y}$	5000 N/m
B_z	2000 Ns/m
$B_{x,y}$	0.9
ϵ	0.00001
h	0.0005 s

6. Sonuç

Temas kuvveti modellemesi önemli bir araştırma sahasıdır. Hareket analizi ve mekanik sistemlerin modellenmesinde geniş uygulama alanları vardır. Modellemede en çok kullanılan iki teknik ceza tabanlı ve optimizasyon tabanlı yaklaşımlardır. Cezalandırma tabanlı yöntemlerin parametre ayarlaması zordur. Öte yandan optimizasyon tabanlı teknikler uygulanmaları karmaşıktır ve çok fazla temas noktası olduğunda yavaşlayabilir. Bu bildiride öne sürülen teknik ile bu iki yöntem birleştirilmiş, otomatik olarak ayarlanan ceza tabanlı, geniş bir vücut kütlesi ve hız yelpazesine uygulanabilen yeni bir yöntem elde edilmiştir. Yöntem, yürüten bir robot benzetimine uygulanmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

7. Kaynakça

- [1] A. Chatterjee and A. Ruina (1998). "A simple two-parameter collision model for general 3D frictional, single-point rigid body collisions." *Journal of Applied Mechanics*, Vol 65, #4, 939-951.
- [2] D. W. Marhefka and D. E. Orin (1999). "A Compliant Contact Model with Nonlinear Damping for Simulation of Robotic Systems," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part A: Systems and Humans*, vol. 29, no. 6, pp. 566-572.
- [3] D. Terzopoulos., J.C. Platt and A.H. Barr (1987). "Elastically Deformable Models," *Computer Graphics, Proc. SIGGRAPH*, Vol. 21 pp. 205-214.
- [4] J.C. Platt and A.H. Barr (1988). "Constraint Methods for Flexible Models," *Computer Graphics, Proc. SIGGRAPH*, Vol. 22, pp. 279-288.
- [5] M. Moore and J. Wilhelms (1998). "Collision Detection and response for Computer Animation," *Computer Graphics, Proc. SIGGRAPH*, Vol. 22, pp. 289-298.
- [6] D. Baraff (1989) "Analytical Methods for Dynamic Simulation of Non-Penetrating Rigid Bodies," *Computer Graphics (Proc. SIGGRAPH)*, Vol. 23, pp. 223-232, ACM.
- [7] A. Chatterjee and A. Ruina (1998). "A. Discussion of force-response rigidity vs. impulse-response rigidity," *Journal of Applied Mechanics*, Vol 65, No. 4, 894-900.
- [8] B. Mirtich (1998). "Rigid Body Contact: Collision Detection to Force Computation, IEEE International Conference on Robotics and Automation, Leuven, Belçika.
- [9] P. Lotstedt (1984). "Numerical Simulation of Time-Dependent Contact and Friction Problems in Rigid Body Mechanics," *SIAM J. Scientific and Statistical Computing*, Vol. 5, No. 2, pp. 370-393.
- [10] Y. Fujimoto and A. Kawamura (1998). "Simulation of an Autonomous Biped Walking Robot including Environmental Force Interaction," *IEEE Robotics and Automation Magazine*, pp. 33-42
- [11] K. Erbatur, A. Okazaki, K. Obiya, T. Takahashi and A. Kawamura (2002), "A Study on the Zero Moment Measurement for Biped Walking Robots," *Proc 7th International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 431-436

Fazladan Serbestlik Dereceli Robotların Koterniyonlardan Yararlanılarak Çoklu İçsel Hareket Kriterlerine Göre 3 Boyutlu Gürbüz Kontrolü

Hüsni Türker Şahin, Ufuk Özbay, Erkan Zergeroğlu

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü,
PK. 141, 41400 Gebze/Kocaeli-Türkiye.
{ezerger, htsahin}@bilmuh.gyte.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada fazladan serbestlik dereceli robotlar için model tabanlı gürbüz bir denetleme yöntemi geliştirildi. Bu yöntem manipülâtörün “içsel hareketinden” yararlanarak sistemin hünêrliliđinin (manipulability) ya da başarımının artırılması ile ilgili birden fazla sayıda yan görevi aynı anda gerçekleştirmektedir. Önerilen denetleyici dinamik model parametrelerindeki belirsizliklere karşın düzgün sınırlanmış robot ucu ve yan görev takibini sağlamaktadır. Kontrol tasarımında Lyapunov tarzı yaklaşımlar kullanılmış ve oryantasyonun modellenmesinde koterniyonlardan yararlanılarak, önerilen metodun esnekliği artırılmıştır. Geliştirilen denetleyicinin başarımı üzerine benzetim sonuçları sunulmuştur.

1. Giriş

Robot manipülâtörleri ciddi oranda non-lineerlik içeren çok giriş-çıkışlı sistemlerdir. Ayrıca bu sistemler genellikle dinamik modellerindeki belirsizliklerden ve işletim ortamından kaynaklanan dış gürültüden de olumsuz etkilenmektedirler. Dolayısıyla etkin bir robot takip denetleyicisinin, bu tür etkilere karşı sağlam bir başarım göstermesi son derece önemlidir. Fazladan serbestlik dereceli manipülâtörler, iş uzaında herhangi bir görevi gerçekleştirmek için gerekenden daha fazla serbestlik derecesine (DOF) sahip karmaşık sistemlerdir. Fazladan serbestlik derecesinden, zorlu görevlerde başarımın yükseltilmesi ya da esneklik artışı sağlanmasında yararlanılabilir. Bu tip manipülâtörlerin, bağlantı pozisyon değişkenlerinin sayısı “ n ”, iş uzaı değişkenlerinin sayısı “ m ” den daha fazla olduğu için, Jakobiyen matrislerinin en az “ $n - m$ ” boyutlu sıfır uzayları bulunmaktadır. Sıfır uzayına denk gelen bağlantı hızları, iş uzaındaki robot ucu hızını etkilememekte, dolayısıyla “içsel hareket” olarak adlandırılmaktadırlar. [1], [2], ve [3]’te belirtildiği gibi, serbestlik derecesi fazla olan manipülâtörlerin ters kinematikleri için genellikle sonsuz sayıda çözüm bulunmaktadır. Bu nedenle yalnızca istenen robot ucu yörünge spesifikasyonları ile hem tüm sinyallerin kararlı olması gibi kontrol amaçlarını, hem de tekillikler ve eklem sınırlarından sakınma gibi mekanik zorunlulukları sağlamaya uygun bir eklem uzaı yörünge sinin elde edilmesi son derece zordur. Serbestlik derecesi fazla robotlar için etkin denetleyici tasarımların, parametrik belirsizlikler ve dış gürültülere karşın hassas robot ucu takibini gerçekleştiren, mekanik zorunluluklara karşı da “içsel hareketlerden” yararlanarak manipülâtörün başarımını arttırmaları gerekmektedir.

narak manipülâtörün başarımını arttırmaları gerekmektedir.

Düzlemsel olmayan robot manipülâtörlerinin 3-boyutlu iş uzaında kinematik modellerindekiler haricinde tekillik problemi yaşamaması için, konum ve yön değişkenlerinin en uygun şekilde temsili önemlidir. Sık kullanılan Euler açıları ve Rodriguez parametreleri gibi teknikler, iş uzaının belli kısımlarında tekillikler içerir ve denetleyicilerin başarımını olumsuz şekilde etkileyebilmektedirler. Bu problem den etkilenmemek için çalışmamızda, oryantasyon temsiliinde 4 parametreden oluşan koterniyon değişkenlerinden yararlanılmıştır.

Serbestlik derecesi fazla manipülâtörler için denetleyici geliştirme problemine birçok araştırmacı farklı çözüm önerileri getirmiştir. Khatib, [4]’te Kartezyen uzaıda bir manipülâtörün dinamik modeli için uygun kontrol yöntemi geliştirep, bu sonucu Jakobiyen matrisinin sözde-tersini kullanarak serbestlik derecesi fazla robotlara genelleştirmiştir. Seraji, [5]’te iş uzaında robot ucu hareketine, kinematik ya da dinamik amaçların eniyilenmesi veya “duruş denetimi” (posture control) gibi “ $n - m$ ” adet yeni görev eklendiği konfigürasyon denetimi yaklaşımını önermiştir. Hsu ve arkadaşları [6]’da, robot ucu takibini sağlamasının yanı sıra, fazladan bağlantı hızlarının da denetimine olanak sağlayan bir dinamik geri beslemeli doğrusallaştırma denetleyicisi önermişlerdir. Oh ve arkadaşları [7]’de, serbestlik derecesi fazlası bulunan manipülâtörlerin robot ucu ve sıfır uzaı hareketlerini kontrol eden gürültü gözlemleyicisi tabanlı bir denetleyici önermişlerdir. Zergeroğlu ve arkadaşları [8]’de üstel robot ucu ve “yan görev” takibi sağlayan model tabanlı bir denetleyici önermişlerdir. Aynı çalışmada uyarlamalı ve çıkış geri-beslemeli denetleyiciler için de öneriler getirilmiştir. Bing ve arkadaşları [9]’da, [8]’deki denetleyiciyi koterniyon geometrisine uyarlamıştır. Ancak bu denetleyiciler ya belirsiz robot dinamiklerinin lineer parametrelerine ayrıştırılabildiğini (uyarlamalı denetim), ya da sisteme dış gürültü etkisinin olmadığını (çıkış geri beslemeli denetim) varsaymaktadırlar. Bu geçmiş araştırmaların incelenmesinden serbestlik derecesi fazlalığı olan manipülâtörlerin kontrolü için iki genel yaklaşımın benimsendiği gözlemlenebilir. İlk yaklaşım iş uzaının boyutunun probleme yeni kısıtlamalar eklenmesiyle artırılarak sistemin serbestlik derecesi fazlasının giderilmesidir. Bu yaklaşım genişletilmiş Jakobiyen matrisine yeni algoritmik tekill noktalar eklenmesine, dolayısıyla robotun mekanik tekilliklerinden farklı durumlardayken de kontrol girişinin sonsuza raksamasına neden olabilmektedir. İkinci genel yaklaşım ise manipülâtör Jakobiyen’inin sözde-tersinden

yararlanan kontrol formülasyonlarıdır. Bu yaklaşım robotun asıl tekil noktalarında kontrol sinyalinin sınırlı kalmasını garantileyemese de, sisteme ek tekillikler dahil etmemektedir. Yakın zamanlarda yapılan çalışmalarda ise Braganza ve arkadaşları hem kinematik hem de dinamik belirsizliği bulunan robot manipülatörleri için uyarlamalı bir denetleyici geliştirmiştir [10]. Tatlıcıoğlu ve arkadaşları da yan görev eklentileri bulunan uyarlamalı bir kontrol önermiştir, ancak bu yan görevler genellikle robot dinamiklerinin tam olarak bilinmesini gerektirmektedir [11].

Bu çalışmada geliştirilmiş sözde-ters formülasyonu ve 4 parametrelili birim koterniyon temsili yöntemlerinden faydalanılarak serbestlik derecesi fazla robot manipülatörleri için gürbüz bir denetleyici geliştirilecektir. Önerilen kontrol, robot dinamikleri ve dış etkenlerden kaynaklanan belirsizliklere karşın, düzgün mutlak sınırlanmış robot ucu ve “yan görev” takibini başarmaktadır. Önerilen denetleyicinin bir diğer avantajı birden fazla yan görevi aynı anda gerçekleştirebilmesidir. Literatürdeki denetleyicilerden [6]’daki sisteme göre robot dinamiklerinin parametrik belirsizliklere karşı sağlam olması; [7]’ye göre sisteme fazladan tekillikler eklememesi; [8] ve [11]’e göre daha geniş bir belirsizlik sınıfını denetleyebilmesi; ve yine [11]’e göre daha kapsamlı sürtünme modeli içermesi ve sistem dinamiklerine ihtiyaç duymadan birden fazla “yan görev” amacını eşzamanlı olarak gerçekleştirebilme avantajlarına sahiptir.

Sonraki bölümler şu şekilde sıralanmıştır. 2. bölümde fazladan serbestlik derecesi olan manipülatörlerin kinematik ve dinamik özellikleri özetlenmiştir. 3. bölümde birim koterniyon temsiline kısa bir tanım bulunmaktadır. 4. bölümde denetim amacı tanımlanmakta ve hata sistemi kurulmaktadır. Kontrol tasarımı detaylı olarak 5. bölümde açıklanmaktadır. Birden fazla “yan görevin” aynı anda sağlanması ile ilgili kriterler bölüm 6’da özetlenmiştir. Son olarak bölüm 7’de denetim sonuçları ve bölüm 8’de sonuçlar yer almıştır.

2. Robot Modeli

2.1. Kinematik Model

Robot ucunun iş uzayında, konum ve yönü $x(t) \in \mathbb{R}^m$,

$$x = f(q) = \begin{bmatrix} p(q) \\ \phi(q) \end{bmatrix} \quad (1)$$

şeklinde eklem pozisyon vektörünün fonksiyonu olarak tanımlanır [12]. Denklem (1)’de, $f(q) \in \mathbb{R}^m$, $m \in \mathbb{Z}$, ileri kinematik denklemlerini; $q(t) \in \mathbb{R}^n$, n -bağlantılı bir manipülatörün bağlantı açıları vektörünü; $p(q) \in \mathbb{R}^l$ ve $\phi(q) \in \mathbb{R}^{(m-l)}$ vektörleri robot ucu konum ve oryantasyonunu; ve $l \in \mathbb{Z}$ iş uzayının boyutunu göstermektedir.

Denklem (1)’den, robot ucu ve bağlantı konum değerleri arasındaki diferansiyel ilişkiler:

$$\dot{x} = J(q)\dot{q}, \quad \ddot{x} = \dot{J}(q)\dot{q} + J(q)\ddot{q} \quad (2)$$

denklemleri ile elde edilir. (2)’de $\dot{q}(t)$, $\ddot{q}(t) \in \mathbb{R}^n$ bağlantı hız ve ivme vektörleri, $J(q) \triangleq \partial f(q)/\partial q \in \mathbb{R}^{m \times n}$ manipülatörün Jakobiyen matrisidir. Kinematik serbestlik derecesi fazlalığı bulunan robotlar için, eklem hızları şu ilişkiyle temsil edilebilir:

$$\begin{aligned} \dot{q} &= J^+ \dot{x} + (I_n - J^+ J) g \\ &= J^+ \dot{x} + k (I_n - J^+ J) [\nabla H(q)] \end{aligned} \quad (3)$$

Bu denklemde $J^+(q) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ manipülatör Jakobiyen’inin sözde-tersi olup,

$$J^+ = J^T (J J^T)^{-1}, \quad J J^+ = I_m \quad (4)$$

denklemleri ile tanımlanır [13]. (4) denkleminde $I_n \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $n \times n$ ’lik birim matrisi, $(I_n - J^+ J)$ izdüşüm matrisinin sıfır uzayını göstermektedir. $J^+ \dot{x}$ en küçük normlu eklem hızını veren çözüm; $(I_n - J^+ J) g$ denklem (3)’ün J^+ ’nin sıfır uzayında homojen çözümü; ve $g(t) \in \mathbb{R}^n$ ise uygulama koşulları dikkate alınarak (mekanik sınırlardan sakınma, engel aşma gibi alanlarda) seçilebilen “yan görev” denetim amacına göre manipülatörün başarımının artırılmasını sağlayan yardımcı hız vektörüdür. Bu başarımla iyileştirmesi uygun bir $H(q) \in \mathbb{R}$, performans kriteri fonksiyonunun eniyileştirilmesiyle elde edilecektir.

2.2. Dinamik Model

n -bağlantılı, revolüt, doğrudan sürmeli bir robot manipülatörünün dinamik modeli

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) + \xi_d = \tau \quad (5)$$

denklemindeki gibi alınmıştır [12]. (5)’de $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ve $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ eylemsizlik ve merkezkaç-Coriolis matrislerini, $G(q) \in \mathbb{R}^n$ ve $F(\dot{q}) \in \mathbb{R}^n$ yerçekimi ve sürtünme vektörlerini, $\xi_d \in \mathbb{R}^n$ sınırlanabilen dış gürtülü etkilerini ve $\tau(t) \in \mathbb{R}^n$ tork giriş vektörünü göstermektedir.

Denetleyicinin geliştirilmesi sırasında, manipülatör Jakobiyen’inin en küçük tekil değeri σ_m ’nin bilinen küçük bir $\delta > 0$ sabitinden büyük olduğu varsayılmaktadır. Buna göre $\max \{ \|J^+(q)\| \}$ önceden bilinmekte, ve tekil noktalardan sakınılması mümkün olmaktadır. Ayrıca yalnız revolüt robot manipülatörleri üzerinde durulacağı için $M(q)$, $C(q, \dot{q})$, $G(q)$, $J(q)$, ve $J^+(q)$ ile gösterilen tüm kinematik ve dinamik terimlerin $q(t)$ ’nin alacağı her değer için sınırlı kaldığı bilinmektedir.

3. Üç-Boyutlu Oryantasyonun Birim Koterniyonlarla Modellenmesi

3-boyutlu iş uzayındaki denetleyici fonksiyonlarının Euler açıları gibi, en az sayıda parametre ile temsil edilmesi, $SO(3)$ uzayında sisteme tekil noktalar dahil eder [14]. Koterniyonlar ise oryantasyon için bir tane fazla parametre kullanarak $SO(3)$ uzayında sistem için tekillik göstermeyen parametrisasyonlar sağlarlar. Bu özellikten yararlanabilmek için çalışmamızda koterniyon tabanlı yaklaşım benimsenmiştir.

Robot ucunun, taban çerçevesine (base frame) göre yönü, birim koterniyon $\phi(t) = [\eta(t), \vec{e}(t)]^T \in \mathbb{R} \times \mathbb{R}^3$ ile $\eta(t) \triangleq \cos(\frac{\varphi}{2})$, $\vec{e}(t) = [\varepsilon_1 \varepsilon_2 \varepsilon_3]^T \triangleq a \sin(\frac{\varphi}{2})$ (6)

şeklinde temsil edilir. (6)’da $\varphi(t) \in [0, 2\pi)$ ve $a(t) \in \mathbb{R}^3$ Euler açısı/eksen parametreleri olup, $\vec{e}^T \vec{e} + \eta^2 = 1$ kısıtlamasını sağlarlar. Bir $\phi(t)$ birim koterniyonuna karşılık gelen rotasyon matrisi $R(q) \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ de

$$R(q) = \left(\eta^2 - \vec{e}^T \vec{e} \right) I_3 + 2 \vec{e} \vec{e}^T - 2 \eta \vec{e}^\times, \quad (7)$$

formülü ile elde edilir [15]. Denklem (7)’de \vec{a}^\times , $\forall \vec{a} = [a_1 \ a_2 \ a_3]^T$ gösterimi,

$$(\vec{a}^\times) \triangleq \begin{bmatrix} 0 & -a_3 & a_2 \\ a_3 & 0 & -a_1 \\ -a_2 & a_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

şeklinde ters-simetrik bir matristir. Koterniyon cebirinden ve denklem (1)'den yararlanılarak, (2)'deki diferansiyel ilişki

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_p(q) \\ J_\phi(q) \end{bmatrix} \dot{q} \quad (9)$$

biçimine getirilebilir. Bu ifadede $J_p(q) \in \mathbb{R}^{3 \times n}$ ve $J_\phi(q) \in \mathbb{R}^{4 \times n}$ sırasıyla konum ve yön Jakobiyen'lerini gösterir. Robot ucunun, manipülatörün taban çerçevesine göre açılmal hızı $\omega(t) \in \mathbb{R}^3$ ile $\phi(t)$ arasındaki ilişki ise

$$\dot{\phi} = \frac{1}{2} B(\eta, \bar{e}^T) \omega \quad \text{ve} \quad B(\eta, \bar{e}^T) \triangleq \begin{bmatrix} -\bar{e}^T \\ \eta I_3 - \bar{e}^{\times} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{4 \times 3}, \quad (10)$$

denklemleriyle modellenir. Denklem (9)'a $B^T B = I_3$ ifadesi uygulanırsa, robot ucu ve eklem hızları vektörleri arasındaki

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \omega \end{bmatrix} = J_q(q) \dot{q}, \quad (11)$$

denklemini elde ederiz. (11)'de $J_q(q) \in \mathbb{R}^{6 \times n}$ robot ucunun Jakobiyen matrisidir:

$$J_q(q) \triangleq \begin{bmatrix} J_p(q) \\ 2B^T J_\phi(q) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

4. Kontrol ve Hata Sistemi Formülasyonu

Genel denetim amacımız robot ucunun istenen bir konum ve oryantasyon yörüngesini mümkün olduğunca yakın takip etmesi için $\tau(t)$ tork girişinin tasarlanmasıdır. Kontrol girişi aynı zamanda manipülatörün serbestlik derecesi fazlası yoluyla (eklem sınırlarından sakınma veya engel aşma gibi) en az bir hareket eniyileme ölçütüne göre tanımlanan "yan görevleri" yerine getirebilmelidir. İş uzayında pozisyon ve yön takibi "temel kontrol amacı", robotun fazladan serbestlik derecelerinden yararlanarak başımsızlığı artırması ise "yan denetim amacı" olarak adlandırılacaktır.

Ana denetim amacı için istenen robot ucu konum ve yönü ile asıl pozisyon/oryantasyon arasındaki hata sinyallerinin tanımlanması gerekir. Manipülatörün pozisyon hatası:

$$e_p = p_d - p \quad (13)$$

biçiminde tanımlanır. Denklem (13)'teki $p_d(t) \in \mathbb{R}^3$ istenen robot ucu pozisyon vektörü olup, $p_d(t)$, $\dot{p}_d(t)$, ve $\ddot{p}_d(t)$ 'nin zamanın sınırlı fonksiyonları olduğu varsayılmıştır. Robotun oryantasyon hata işaretinin tanımı için, $\tilde{R} \triangleq RR_d^T$ rotasyon hatası matrisi ve $e_\phi \triangleq [e_\eta, e_\epsilon]^T$ koterniyon tabanlı hata ifadesinden yararlanılacaktır. Bu ifadelerden robot ucu açılmal hız hatası $\tilde{\omega}(t)$,

$$\tilde{\omega}(t) = \omega - \tilde{R}\omega_d \quad (14)$$

şeklinde olup, $\omega(t)$, (11)'de tanımlanmış $\omega_d(t)$ ise robot ucunun, manipülatörün taban çerçevesine göre istenen açılmal hızıdır. $\phi_d(t)$ ve $\omega_d(t)$ arasındaki ilişki de (10)'daki verilen ilişkiye benzer bir şekilde:

$$\dot{\phi}_d = \frac{1}{2} B(\eta_d, \bar{e}_d^T) \omega_d \quad (15)$$

dinamikleri ile ifade edilir.

Bu tanımların ışığında, "ana denetim amacı" uygun bir $\tau(t)$ kontrol tork sinyali geliştirilerek, robot ucu konum ve yönünün istenen yörüngeleri mümkün olduğunca yakın takip etmesinin sağlanmasıdır. "Yan görev amacı" için ise yan görev takip hatası, $e_N(t) \in \mathbb{R}^n$:

$$e_N = (I_n - J^+ J)(g - \dot{q}) \quad (16)$$

şeklinde tanımlanabilir [6].

Robot ucu konum hatasının formülasyonu için denklem (13)'ün zamana göre türevi alınır,

$$\dot{e}_p = \dot{p}_d - \dot{p}. \quad (17)$$

Robot ucu oryantasyon hata sistemi için ise denklemler (10), (15), ve (14)'ün uygulanmasıyla, $e_\phi(t)$ birim koterniyonunun zamana türevi elde edilir:

$$\dot{e}_\phi = \frac{1}{2} B(e_\eta, e_\epsilon) \tilde{\omega}, \quad (18)$$

denklem (18)'de $B(\cdot) \in \mathbb{R}^{4 \times 3}$, (10)'daki ifadenin aynısıdır. (10) ve (15). denklemlerden, yön hatası

$$\dot{e}_\eta = -\frac{1}{2} e_\epsilon^T \tilde{\omega}, \quad \dot{e}_\epsilon = \frac{1}{2} (e_\eta I_3 - e_\epsilon^\times) \tilde{\omega}. \quad (19)$$

biçiminde bulunur. Bu noktada [9]'dakine benzer bir yaklaşımla,

$$V_o = \frac{1}{2} e_p^T e_p + (1 - e_\eta)^2 + e_\epsilon^T e_\epsilon, \quad (20)$$

pozitif skaler fonksiyonu tanımlanmıştır. (20)'nin zamana göre türevi alınır; (17), (19) ve (14) denklemleri uygulanırsa

$$\dot{V}_o = e_p^T (\dot{p}_d - \dot{p}) + e_\epsilon^T \tilde{R}_d^T (\omega - \omega_d) \quad (21)$$

ifadesi elde edilir. Bazı matematiksel işlemlerden sonra (21) şu forma getirilebilir;

$$\dot{V}_o = -e_p^T K_p e_p - e_\epsilon^T K_o e_\epsilon + [e_p^T \quad e_\epsilon^T] J_{ex} r_q. \quad (22)$$

Bu ifadede filtrelenmiş hata terimi ve genişletilmiş Jakobiyen matrisi, r_q ve $J_{ex} \in \mathbb{R}^{6 \times n}$

$$r_q \triangleq (J_{ex})^\# \begin{bmatrix} \dot{p}_d + K_p e_p \\ -\tilde{R}_d^T \omega_d + K_o e_\epsilon \end{bmatrix} + (I_n - J_q^+ J_q) g - \dot{q} \\ J_{ex} \triangleq \begin{bmatrix} I_3 & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & -\tilde{R}_d^T \end{bmatrix} J_q, \quad (J_{ex})^\# \triangleq J_q^+ \begin{bmatrix} I_3 & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & -\tilde{R}_d \end{bmatrix} \quad (23)$$

ifadeleriyle tanımlanmıştır. (23)'te r_q 'nin K_p, K_o kazançları köşegenel, pozitif tanımlı kazanç matrisleri, ve $g \in \mathbb{R}^n$ "yan görev" amacı için kontrol girişidir. (23)'te tanımlanan $r_q(t)$ 'yi $(I_n - J_q^+ J_q)$ ile önden-çarparsak,

$$e_N = (I_n - J_q^+ J_q) r_q \quad (24)$$

ifadesini elde ederiz. Bu ifadeye göre $r_q(t)$ uygun şekilde denetlendiği zaman, (16)'da tanımlanan "yan görev" takip hatası da aynı şekilde kontrol edilecektir. Filtrelenmiş hatanın açık çevrim dinamikleri, (20), (22) denklemleri ve $r_q(t)$ 'nin (23)'te tanımlanan yapısal özelliklerinden yararlanılarak alınan zamana türevinin $M(q)$ ile çarpılıp, (5)'teki sistem dinamiklerinin eklenmesi ile

$$M \dot{r}_q = -C r_q + \omega_{r_q} - \tau \quad (25)$$

biçiminde elde edilir. (25)'teki $\omega_{r_q}(t)$ fonksiyonu:

$$\omega_{r_q} \triangleq M(q) \frac{d}{dt} \left\{ (J_{ex})^\# \begin{bmatrix} \dot{p}_d + K_p e_p \\ -\tilde{R}_d^T \omega_d + K_o e_\epsilon \end{bmatrix} + (I_n - J_q^+ J_q) g \right\} \\ + C(q, \dot{q}) \left\{ (J_{ex})^\# \begin{bmatrix} \dot{p}_d + K_p e_p \\ -\tilde{R}_d^T \omega_d + K_o e_\epsilon \end{bmatrix} + (I_n - J_q^+ J_q) g \right\} \\ + G(q) + F(\dot{q}) + \xi_d, \quad (26)$$

şeklinde gösterilebilir. ω_{r_q} fonksiyonu da genel manipülatör dinamikleri gibi, lineer parametrelerine ayrıştırılabilen ve ayrıştırılmayan $W_q \theta$ ve ξ_{r_q} kısımlara ayrılabilir:

$$\omega_{r_q} = W_q \theta + \xi_{r_q}. \quad (27)$$

5. Kontrol Tasarımı ve Analizi

(22) ve (25)'teki hata dinamiklerine göre,

$$\tau = W_q \hat{\theta} + K_q r_q + J_{ex}^T \begin{bmatrix} e_p \\ e_e \end{bmatrix} + \frac{r_q \rho_q^2}{\|r_q\| \rho_q + \epsilon} \quad (28)$$

şeklinde bir kontrol girişi, $e_p(t)$, $e_e(t)$ ve $r_q(t)$, hata sinyallerini küresel olarak düzgün mutlak şekilde sınırlar. (28)'de $\hat{\theta}$, (27)'de tanımlanan parametreler için en iyi tahminlerin vektörü; K_q pozitif tanımlı, köşegen bir kazanç matrisi, ρ_q

$$\rho_q \geq \|W_q \hat{\theta}\| + \|\xi_{r_q}\|, \quad (29)$$

eşitsizliğini sağlayacak şekilde ayarlanması gereken bir sınırlama sabitidir. Denklem (28)'i (25)'te yerine yazarsak, r_q için kapalı çevrim dinamikleri elde edilir

$$M \dot{r}_q = -C r_q + W_q \hat{\theta} + \xi_{r_q} - K_q r_q - J_{ex}^T \begin{bmatrix} e_p \\ e_e \end{bmatrix} - \frac{r_q \rho_q^2}{\|r_q\| \rho_q + \epsilon} \quad (30)$$

Şimdi sistemin hata işaretleri ile ilgili şu teoremi tanımlayabiliriz.

Theorem 1 (28)'deki gürbüz denetim kanunu robot ucu konum ve oryantasyon hata işaretlerinin

$$\|e_p(t)\|, \|e_e(t)\| \leq \|z_q(t)\| < \bar{d}, \quad t \geq 0 \quad (31)$$

şeklinde küresel düzgün mutlak sınırlanmasını (UUB) sağlar. Denklem (31)'de $z_q(t)$, vektörü,

$$z_q(t) \triangleq \begin{bmatrix} r_q^T & e_p^T & e_e^T \end{bmatrix}^T \quad (32)$$

şeklinde tanımlanmış olup, robot ucu pozisyon ve yön hatalarının mutlak sınırlarını belirler; $\bar{d} \in \mathbb{R}$ ise

$$\bar{d} = \sqrt{\frac{\left(\|z_q(0)\|^2 + \left(\frac{\epsilon}{\lambda_3} + \varphi\right)\right) \exp\left(-\frac{\lambda_3}{\lambda_1} t\right) + \frac{\epsilon + \lambda_3 \varphi}{\lambda_1 \lambda_3}}{\lambda_1}} \quad (33)$$

formunda tanımlanır. Denklem (33)'te ϵ sabiti (28)'de tanımlanmıştır. Negatif olmayan φ , λ_1 , λ_2 , $\lambda_3 \in \mathbb{R}$ sabitleri ise,

$$\varphi = (1 - e_\eta)^2, \quad \lambda_1 = \min\left\{\frac{1}{2}, \frac{m_1}{2}\right\}, \quad \lambda_2 = \max\left\{1, \frac{m_2}{2}\right\},$$

$$\lambda_3 = \min\{\lambda_{\min}(K_q), \lambda_{\min}(K_p), \lambda_{\min}(K_o)\}, \quad (34)$$

denklemlerindeki gibi tanımlanmıştır.

Kanıt 1 Theorem 1'in ispatı için,

$$V = \frac{1}{2} r_q^T M r_q + V_o \quad (35)$$

şeklinde negatif olmayan skaler V fonksiyonunu tanımlayalım. Bu ifadede V_o , (20)'deki gibidir. Robot dinamiklerinin uygun özelliklerinin kullanımı ile (35),

$$\lambda_1 \|z_q\|^2 \leq V(z_q, t) \leq \lambda_2 \|z_q\|^2 + \varphi \quad (36)$$

biçiminde alt ve üst sınırlar içine alınabilir. (36) eşitsizliğinde λ_1 ve φ (34)'te tanımlanmış olup, eşitsizliğin sağ tarafındaki $\gamma_2(\|z_q\|) = \lambda_2 \|z_q\|^2 + \varphi$ pozitif fonksiyonları radyal olarak sınırsızdır (radially unbounded). Bunun nedeni $z_q = 0$ ifadesi, $e_\eta = 1$ olmasını gerektirdiğinden, $\gamma_2(0) = 0$ ve $\lim_{z_p \rightarrow \infty} \gamma_2(\|z_q\|) = \infty$ 'dur. (35)'in zamanda türevi alınırsa, (22) ve (30) yerlerine yazılır, fazladan terimler sadeleştirilir, ve eylemsizlik, merkezkaç-Coriolis matrisleri arasındaki ters simetri özelliği uygulanırsa

$$\dot{V} = -e_p^T K_p e_p - e_e^T K_o e_e + r_q^T \left(W_q \hat{\theta} + \xi_{r_q} - K_q r_q - \frac{r_q \rho_q^2}{\|r_q\| \rho_q + \epsilon} \right), \quad (37)$$

denklemlerde edilir. Denklemler (29), (34) ve

$$\rho_q \|r_q\| - \frac{\rho_q^2 \|r_q\|^2}{\rho_q \|r_q\| + \epsilon} = \rho_q \|r_q\| \left(1 - \frac{\rho_q \|r_q\|}{\rho_q \|r_q\| + \epsilon} \right) \leq \epsilon, \quad (38)$$

ilişkisinden yararlanılarak (37)'in sağ tarafı için

$$\dot{V} \leq -\lambda_3 \|z_q\|^2 + \epsilon. \quad (39)$$

eşitsizliğiyle bir üst sınır tayin edilebilir. (36)'nın uygulanmasıyla (39)'daki üst sınır

$$\dot{V} \leq -\frac{\lambda_3}{\lambda_2} V + \frac{\epsilon + \lambda_3 \varphi}{\lambda_2}, \quad (40)$$

şeklinde yeniden ifade edilir. Denklemler (35) ve (40)'tan da

$$V(t) \leq V(0) \exp\left(-\frac{\lambda_3}{\lambda_2} t\right) + \frac{\epsilon + \lambda_3 \varphi}{\lambda_3} \left(1 - \exp\left(-\frac{\lambda_3}{\lambda_2} t\right)\right) \quad (41)$$

koşulunun sağlandığı gösterilir. Buna göre (34), (36) ve (41) denklemlerinden yararlanılarak Theorem 1'deki sonuç kanıtlanır. Dolayısıyla $r_q(t)$ mutlak bir sınıra yakınsatılabilirse, denklem (24)'e göre tüm "yan görev" takip sinyalleri sınırlı sürede (finite time) mutlak bir sınıra ulaşır. \square

Açıklama 1 Denklem (34)'ün zamanın sonsuz değeri için limitinden,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \bar{d} = \frac{\epsilon}{\lambda_3} + \frac{\varphi}{\lambda_1}, \quad (42)$$

sonucu elde edilir. Bu denklemdeki $\frac{\varphi}{\lambda_1}$ terimi nedeniyle, işaretlerin yakınsayacağı mutlak sınırın yüksek başarılı robot ucu takibi için yeterince küçük olmayacağı düşünülebilir. Ancak $e_e(t)$ 'nin mutlak sınıra yakınsaması tamamlandığı zaman, $e_\eta(t)$ 'nin değeri 1'e yakınsayacağı için φ teriminin mutlak sınıra etkisi son derece az olacaktır.

6. Birden Fazla İçsel Hareketin Eniyilenme Kriterleri

Önceki bölümde önerilen denetleyici, küresel düzgün mutlak iş uzayı takibi yapmasının yanı sıra, robotun serbestlik derecesi fazlalığı nedeniyle "yan görevlerin" sağlanması için de yeterli potansiyele sahiptir. Manipülatör için birden fazla performans kriteri tanımlandığı durumlarda, yan görevlerin uygun şekilde belirlenmesi, denklem (3)'teki başarımlı kriteri fonksiyonu $H(q)$ 'ya göre gerçekleştirilebilir. [16]'da önerilen yöntemle göre, kullanılacak başarımlı kriterlerinin tespitinden sonra, ağırlıklı toplamlarından oluşturulan

$$H(q) = \sum_{i=1}^s \omega_i H_i(q) \quad (43)$$

ifadesi genel bir başarımlı kriteri olarak kullanılabilir. Denklem (43)'te $H_i(q)$, i . istenen başarımlı kriterini temsil eden skaler fonksiyon; ω_i 'ler ise pozitif değerli ölçikleme ağırlık fonksiyonları; ve $s \in \mathbb{Z}_+$ gerçekleştirilecek yan görevlerin sayısıdır. (43)'ten yararlanılarak, (3)'te tanımlanan yardımcı eklem hızı vektörü $g(t)$,

$$g(t) = k \sum_{i=1}^s \omega_i [\nabla H_i] = k(\omega_1 g_1 + \omega_2 g_2 + \dots + \omega_s g_s), \quad (44)$$

formunda ifade edilebilir. Denklem (44)'te içsel hareket denetim parametresi $k \in \mathbb{R}$ önceden tanımlanmıştır.

$$\sum_{i=1}^s \omega_i = P \quad (45)$$

ω_i ağırlıkları, ilgili yan görevlerin uygulanması sırasında, önem seviyelerine göre değiştirilerek robotun başarımı eniyileştirilebilir. Bu duruma örnek olarak robot eklem sınırlarına çok yakinken, eklem sınırlamalarından sakınma görevine hünerrilikten daha fazla ağırlık verilerek, ilgili kinematik tekilliklerin aşılmasına yoğunlaşılması gösterilebilir.

6.1. Hünerrilik - Tekilliklerden Sakınma

Ana denetim amacına ek olarak gerçekleştirilecek ilk “yan görev” amacı, serbestlik derecesi fazlası olan bir manipülâtörün, tekil noktalardan sakındırılmasıdır. İlgili başarıım kriter fonksiyonu [17]’de tanımlanan hünerrilik ölçütüne göre belirlenir:

$$H(q) = \sqrt{\det(JJ^T)} \quad (46)$$

Denklem (46)’da $J(q)$, manipülâtör Jakobiyen’idir. Dolayısıyla bu başarıım kriter fonksiyonu yalnızca robot kinematiklerine göre belirlenmektedir. Manipülâtör tekil noktalarına yaklaşıncı, $H(q)$ sıfır değerine inmekte, dolayısıyla robotun bu problemlı noktalara uzaklığı ile ilgili iyi bir ölçü teşkil etmektedir.

6.2. Eklem Sınırlarından Sakınma

Neredeyse tüm robotlar için eklem sınırlaması problemi söz konusudur. Robot eklem açıları, imalatçı firma tarafından belirlenmiş bir $q_{i,max}$ maksimum açısı ve $q_{i,min}$ minimum açısı aralığında bulunmak zorundadır. Bu nedenle eklem sınırlamalarından sakınma serbestlik derecesi fazla robotlar için önemli bir “yan görev” teşkil etmektedir. İlgili başarıım ölçütü:

$$H(q) = \prod_{i=1}^n 4 \frac{(q_{i,max} - q_i)(q_i - q_{i,min})}{(q_{i,max} - q_{i,min})^2}, \quad (47)$$

fonsksiyonuna göre [18]’den uyarlanmıştır. Denklem (47)’de n robot eklem sayısıdır. Bu fonsksiyon tüm eklem sınırlamalarından yapılan katkılarının toplamından oluşmakta, ve sınırlardan uzakta olan eklemlere otomatik olarak daha fazla ağırlık vermektedir. (47)’deki toplamın her terimi, robot ilgili eklem alt ve üst sınırlarından eşit (dolayısıyla en büyük) uzaklıktayken 1 değerini alır; limitlere ulaşıldığı noktalarda ise 0 değerine iner.

Birden fazla sayıda başarıım kriteri metodu uygulamanın en önemli avantajı, farklı “yan görev” amaçlarının ağırlıklı toplamından, sistem için genel bir performans kriteri oluşturulabilmesidir. Buna göre tanımlanmış olduğumuz manipülabilite ve eklem sınırlarından sakınma yan amaçları, denklem (44)’teki gibi bir araya getirilerek, basit bir çoklu yan görev kriteri örneği elde edilebilir. Bu iki yan görevin eşit derecede ağırlıklı olduğu koşullarda, yan görev fonsksiyonlarının her biri aynı 0.5 katsayısıyla $H(q)$ fonsksiyonuna dahil olacaktır:

$$H(q) = 0.5 \left(\sqrt{\det(JJ^T)} \right) + 0.5 \left(\prod_{i=1}^n 4 \frac{(q_{i,max} - q_i)(q_i - q_{i,min})}{(q_{i,max} - q_{i,min})^2} \right). \quad (48)$$

Robotun operasyonu bu yan görevlerden birinin sınırlamasına daha yakın olursa, ilgili ağırlıklar bu durumun paralelinde yeniden şekillendirilebilir.

7. Benzetim Sonuçları

Önerilen denetleyicinin başarıımıyla ilgili, benzetim sonuçlarından yararlanılacaktır. Bu simülasyonlarda, dinamik terimleri [19]’dan alınan Puma 560 robot manipülâtörü modeli kullanılmıştır. İstenen iş uzayı yörüngesi:

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ y_d(t) \\ z_d(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.1 \sin(0.5t)(1 - e^{-0.1t^3}) + 0.17 \\ 0.1 \sin(0.5t)(1 - e^{-0.1t^3}) - 0.62 \\ 0.014 \end{bmatrix} [m] \quad (49)$$

ve açısal hız bileşenlerinin denklem (15)’e uygulanması ile istenen oryantasyon yörüngesi:

$$\omega_{d_{x,y,z}}(t) = 0.02 \cos(0.5t)(1 - e^{-0.1t^3}) + 0.01 \sin(0.5t)(1 - e^{-0.1t^3}) [rad/s] \quad (50)$$

kurulmuştur. Koterniyonun ilk değeri $q_d(0) = [-0.5, 0.5, 0.5, 0.5]^T$ olarak alınmıştır. Denetleyici parametreleri uygun başarıım için,

$$K_p = \text{diag}\{18, 18, 20\}, K_o = \text{diag}\{15, 17, 17\} \quad (51)$$

$$K_q = \text{diag}\{90, 450, 280, 28, 17, 12\}, \rho = 8, \epsilon = 0.05$$

değerlerine ayarlanmıştır. Şekil 1’de konum hataları gösterilmektedir. Bu terimler kısa bir geçici tepkiden sonra hızla sıfır değerine yakınsamaktadır. Şekil 2’deki yön hataları da benzer özellikler göstermektedir; hatanın gerçel bileşeni e_η çabuk şekilde 1’e, sanal kısmı e_ϵ ise 0’a ulaşmaktadır. Denetleyici tork girişleri de Şekil 3’teki sınırlı değer alan fonsksiyonlardır. Bu sonuçlar önerilen denetleyicinin 3-boyutlu duruş yörüngelerinin takibi için kararlılık ve başarıımını göstermektedir.

8. Sonuçlar ve Yapılacak Çalışmalar

Bu çalışmada robot dinamik modelindeki belirsizlikler ve dış gürtütlere karşı, küresel düzgün mutlak sınırlamalı (GUUB) robot ucu konum, oryantasyon ve yan görev takibini sağlayan lineer olmayan bir denetleyici tasarlanmıştır. Kontrol stratejisi birim koterniyonlar ve manipülâtör Jakobiyen’inin sözde-tersi yönteminden yararlanmakta, dolayısıyla ters-kinematik hesaplamaları gerektirmemektedir. Bu nedenlerle denetleyici girişleri tekil değerler almamakta ve tasarımı başarıımı yükselmektedir. Ayrıca denetleyici manipülâtörün içsel hareketine yönelik sınırlamalar getirmemekte, sistemin dinamik parametrelerinden bağımsız şekilde (manipülabilite, mekanik sınırlamalardan sakınma, ya da engel aşma gibi) “yan görevler” için de yeterli hareket serbestliği sağlamaktadır. Tasarlanan denetleyicinin kararlılığı ve başarıımı benzetim sonuçları ile gösterilmiştir.

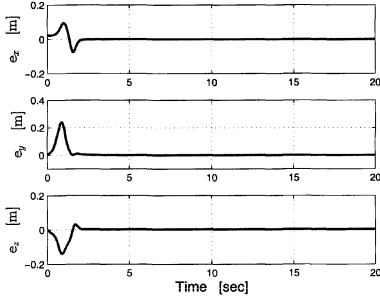
Bu projenin sonraki aşaması, geliştirilen denetleyicinin daha yüksek (≥ 7) serbestlik dereceli bir robot modeline uygulanarak, birden fazla “yan görev” başarıım amacının eniyileştirilmesinin sağlanması üzerine olacaktır.

9. Teşekkür

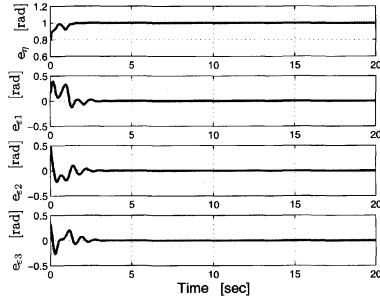
Bu çalışma DPT 2003K120530 ve Tübitak KARİYER 104E061 projelerinin katkıları ile gerçekleştirilmiştir.

10. Kaynakça

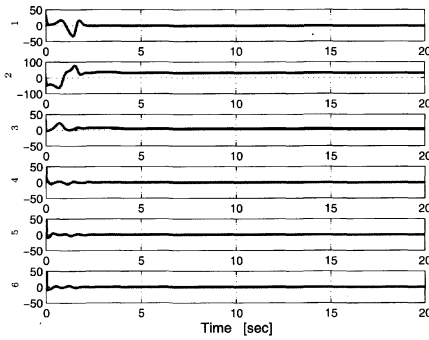
- [1] Y. Nakamura, “Advanced Robotics Redundancy and Optimization”, Addison-Wesley Pub. Co., Inc., 1991.



Şekil 1: İş Uzayı Pozisyon Takip Hatası.



Şekil 2: İş Uzayındaki Oryantasyon Takip Hatası.



Şekil 3: Benzetimdeki Kontrol Tork Girişleri.

[2] D. N. Nenchev, "Redundancy Resolution through Local Optimization: A Review", *Journal of Robotic Systems*, Cilt 6, s 769-798, 1989.

[3] B. Siciliano, "Kinematic Control of Redundant Robot Manipulators: A Tutorial", *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 3, s 201-212, 1990.

[4] O. Khatib, "Dynamic Control of Manipulators in Operational Space", *6th IFTOMM Congress on Theory of Machines and Mechanisms*, s 1-10, New Delhi, Aralık. 1983.

[5] H. Seraji, "Configuration Control of Redundant Manipulators: Theory and Implementation", *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, 5(4), s 472-490, Ağustos 1989.

[6] P. Hsu, J. Hauser, and S. Sastry, "Dynamic Control of Redundant Manipulators", *Journal of Robotic Systems*, 6, s 133-148, 1989.

[7] Y. Oh and W. K. Chung, "Disturbance-Observer-Based Motion Control of Redundant Manipulators Using Inertially Decoupled Dynamics", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, 4(2), s 133-146, Haziran 1999.

[8] E. Zergeroglu, D. M. Dawson, I. W. Walker, and P. Setlur, "Nonlinear Tracking Control of Kinematically Redundant Robot Manipulators", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 9(1), s 129-132, Mart 2004

[9] B. Xian, M. S. de Queiroz, D. Dawson, and I. Walker, "Task-Space Tracking Control of Robot Manipulators via Quaternion Feedback", *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 20(1), s 160-167, Şubat 2004.

[10] D. Braganza, W.E. D. Dixon, D. Dawson and I. Walker, "Tracking Control of Robot Manipulators with Kinematic and Dynamic Uncertainty", *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*, s 5293-5297, Aralık 2005.

[11] E. Tatlicioglu, M. McIntyre, D. Dawson, and I. Walker, "Adaptive Nonlinear Tracking Control of Kinematically Redundant Manipulators with Sub-Task Extensions", *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*, s 5298-5303, Aralık 2005.

[12] M. W. Spong and M. Vidyasagar, *Robot Dynamics and Control*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1989.

[13] C. R. Rao, and S. K. Mitra, "Generalized Inverse of Matrices and Its Applications", New York: Wiley, 1971.

[14] R. M. Murray, Z. Li, S. S. Sastry, "A Mathematical Introduction to Robotic Manipulation", CRC Press, 1994.

[15] P. C. Hughes, *Spacecraft Attitude Dynamics*, New York, NY: Wiley, 1994.

[16] K. Clear, D. Tesar "Incorporating Multiple Criteria in the Operation of Redundant Manipulators," *Proceedings of the IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, Cincinnati, Ohio, s 618-624, Mayıs 1990.

[17] T. Yoshikawa, "Analysis and Control of Robot Manipulators with Redundancy", in *Robotics Research- The First International Symposium*, MIT Press, Cambridge, MA, s 735-747, 1984.

[18] T. F. Chan and R. V. Dubey, "A Weighted Least Norm Square Based Scheme for Avoiding Joint Limits for Redundant Joint Manipulators," *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, 11(2) Nisan 1995.

[19] R. P. Paul and H. Zhang, "Computational Efficient Kinematics for Manipulators with Spherical Wrists based on Homogeneous Transformation Representation", *Int. Journal of Robotics Research*, 5(2) s 30-42, 1986.

Robotik Sistemlerin Yapay Sinir Ağları ile Anahtarlamalı Uyarlamalı Denetimi

A. Denker^{1,2}, U. Akıncıoğlu¹

¹ Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara Üniversitesi, Ankara
denker@eng.ankara.edu.tr

² Mühendislik Fakültesi
Ulusallararası Kıbrıs Üniversitesi, Lefkoşa, KKTC
adenker@ciu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada nöral uyarlanın denetçi oluşturulmuş ve robot denetiminde uygulanmıştır. İki yöntemin de olumlu yanlarından yararlanmak amacıyla direk ters modelleme ve öngörülü denetim algoritmaları arasında anahtarlama yapan bir yöntemin uygulama sonuçları da sunulmuştur. Elde edilen metodun direk ters modelleme ile öngörülü denetimin avantajlarını birleştiren faydalı bir metod olduğu gösterilmiştir.

1. Giriş

Süreç denetim uygulamalarında amaç dinamik süreçlerin performansını istenen dinamik davranışları gerçekleştirecek şekilde uyarlamaktır. Klasik kontrol tekniklerinde ilgilenilen sistemin ve ortamın hakkında tam bilgiye sahip olduğu varsayılır. Bu durumdaki süreçler için geliştirilmiş gözlenebilirlik, kontrol edilebilirlik ve kararlılık özelliklerini incelemek ve aynı zamanda denetleyici tasarlamak için teorik bir alt yapı vardır. Fakat robot sistemlerinin tam olarak matematik modelleri elde mevcut değildir. Yaygın robot denetim tekniği modele dayanılarak hesaplanan tork kontrolüdür, bu yöntem model belirsizliğinden kaynaklanan performans düşüşlerine açıktır. Sanayiden gelen yüksek derecede otomasyon, hızlı işlem ve yüksek performans beklentilerinin tetiklenmesi sonucunda yapay sinir ağları ile robot denetimi üzerine birçok araştırma yapılmış ve belirsizlik problemi ile ilgili birçok önemli noktada tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir. Daha iyi endüstriyel performans için daha sofistike yapay sinir ağı uygulamaları geliştirilmiştir. [1-15]

2. Yapay Sinir Ağları ile Süreç Denetimi

Süreç denetiminde amaçlanan bir sürecin istenildiği gibi davranmasını sağlamaktır. Yapay sinir ağları süreç denetim uygulamalarında dolaylı uygulamalar ve direk uygulamalar olmak üzere iki türlü kullanılmaktadır. Dolaylı uygulamalarda

sistemin tanılayıcı modelinin oluşturulmasında, direk uygulamalarda ise denetleyicilerde kullanım alanı bulmaktadır.

2.1. Direk Ters Modellemede Yapay Sinir Ağlarının Direk Kullanımı

Direk ters denetim yapısında yapay sinir ağı sistemde denetleyici olarak kullanılmaktadır. Bu tür denetim uygulamalarında sistemin ters modelinden faydalanılır. Beklenen cevap (Yapay sinir ağı girdisi) ile denetlenen sistemin cevabının aynı olması için ters model ile sistem arka arkaya bağlanır. Yapay sinir ağı böyle yapılarda denetçi olarak davranır [4].

Denetlenecek sistem aşağıdaki eşitlik ile gösterildiğinde:

$$y(t+1) = g[y(t), \dots, y(t-n+1), u(t), \dots, u(t-m)] \quad (1)$$

yapay sinir ağının oluşturacağı denetim işareti

$$\hat{u}(t) = \hat{g}^{-1}[y(t+1), y(t), \dots, y(t-n+1), u(t), \dots, u(t-m)] \quad (2)$$

ile ifade edilir. Sistem denkleminde t+1'deki istenen çıktı yani r(t+1)'i denkleme sokulabilir. Yapay sinir ağı gerçek ters modelinde ise t+1'deki çıkış işareti r(t+1) olacaktır. Çok girdili çıktılı, genelde çoktan teke eşleşmelerin olduğu durumlarda sistemlerin tersi modelinin bulunması mümkün olmayabileceği gibi, bu metod sadece ters modellerin eğitiminde kullanılabilir. Ayrıca, beklenen ve gerçek değerler arasındaki hatadan ziyade çıkış değerlendirmeyi kapsayan eğitimler için genel formülasyona izin vermez. [5,7].

Denetlenecek sistem bire bir değil ise tek ters model yoktur Yani

$$g[y(t), \dots, y(t-n+1), u_1(t), \dots, u(t-m)] \quad (3)$$

$$= g[y(t), \dots, y(t-n+1), u_2(t), \dots, u(t-m)]$$

eşitlik durumu $u_1(t)$ ve $u_2(t)$ gibi iki farklı denetim işareti için oluşabilir; $u_1(t) \neq u_2(t)$. Bu olgu eğitimde dikkate alınmaz ise prensipte sistemin denetimi için yeterli olmayan bir ters model elde edilebilir. [12]

Referanstan sistemin gerçek çıkışına kadar olan kapalı döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi gösterilsin:

$$H(q^{-1}) = q^{-1} \quad (4)$$

Denetleyici, sistemi doğrusallaştırıcı bir rol oynayacak, sistemin çıkışı referansı bir örnekleme periyodu gecikme ile takip edecektir. Sonuçta sistemin transfer fonksiyonu:

$$H(q^{-1}) = q^{-d} \quad (5)$$

olur. Deneyile ya da eşzamanlı olarak elde edilen girdi çıktı çiftleri kullanılarak yapay sinir ağı eğitilir. Yapay sinir ağının eğitiminde aşağıda verildiği gibi bir maliyet fonksiyonunu minimize etmek amaçlanır.

$$J(\theta, Z^N) = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N [u(t) - \hat{u}(t|\theta)]^2 \quad (6)$$

Direk ters modelleme uygulamasında nöral denetçi uyarılar olabileceği gibi uyarılmaz yapıda da olabilmektedir. Uyarlamalı olmadığı durumlarda denetim performansının kalitesi denetçinin tasarımında kullanılan modelin doğruluğuna dayanır. Model çok doğru ve sistemdeki bozan etken az ise bu yöntem kullanılabilir. [8]

2.2. Öngörülü Denetimde Yapay Sinir Ağlarının Dolaylı Kullanımı

Öngörülü denetim uygulamalarında sadece anlık kontrol işaretiyle ilgilenilmek ile kalmıyacak gelecekte olacak değerler de göz önüne alınır. Öngörülü denetimin başarısı ilk etapta modele yani sistemin gelecekteki cevabının doğru tahmin edilmesine dayanmaktadır. Yapay sinir ağları ile uygulamalarında denetçi formülasyonunda sistemin yapay sinir ağları modelinin öngördüğü çıktı işareti, girdi işareti ve referans değeri kullanılır.

Öngörülü denetimin temel prensibi sürecin modeli ile gelecek ufkunda denetlenecek değişkenleri tahmin etmek, daha sonra maliyet fonksiyonunu minimize edecek şekilde denetçi çıkışlarını hesaplamak ve sonunda ilk denetim hareketini sürece uygulamaktır. Bu prosedür her örnekleme zamanında sürecin güncellenmiş bilgileri ile tekrarlanır. [9]

Yapay sinir ağlarından oluşturulan öngörücü ile uygulanan öngörülü denetim stratejisinin iki katmanı vardır: i) sürecin gelecek çıktısını tahmin etmek; ii) referans yörünge ve tahmin edilen süreç çıktısı arasındaki farktan oluşan maliyet fonksiyonunu minimize etmektir. [7]

Öngörülü denetim, arkasındaki eşitlik J maliyet fonksiyonunu minimize etmekle başlar. Maliyet fonksiyonu süreçten sürece

değişmektedir. Eşitlik (6)'daki matris formundaki maliyet fonksiyonunu ele alalım.

$$J(t, U(t)) = [R(t) - \hat{Y}(t)]^T [R(t) - \hat{Y}(t)] + \rho \tilde{U}(t) \tilde{U}(t) \quad (7)$$

$$= E^T(t) E(t) + \rho \tilde{U}(t) \tilde{U}(t)$$

Burada,

$$R(t) = [r(t + N_1) \dots r(t + N_2)]^T \quad (8)$$

$$\hat{Y}(t) = [\hat{y}(t + N_1 | t) \dots \hat{y}(t + N_2 | t)]^T$$

$$E(t) = [e(t + N_1 | t) \dots e(t + N_2 | t)]^T$$

$$\tilde{U}(t) = [\Delta u(t) \dots \Delta u(t + N_u - 1)]^T$$

ve

$$e(t) = r(t + k) - y(t + k | t) \quad k=N_1, \dots, N_2 \quad (9)$$

aynıca

$$\Delta u(k + i - 1) = 0 \quad 1 \leq N_u < i \leq N_2 \quad (10)$$

Bu denklemlerde

N_1 : En az öngörüm

N_2 : öngörüm ufku

N_u : denetim ufkunu.

Göstermektedir. N_u değerinden sonra kontrol işareti sabit kalır.

ρ : kontroldeki değişiklikleri gösteren ağırlık faktörü

Denetlenecek sürecin deterministik olması koşuluyla bir adım sonraki öngörü (11)'de verilmiştir.

$$\hat{y}(t) = \hat{y}(t | t-1) = \hat{g}_1 [y(t-1), \dots, y(t-n), u(t-d), \dots, u(t-d-m)] \quad (11)$$

g yapay sinir ağı tarafından gerçekleştirilen fonksiyon, d gecikme zamanıdır. Sistemin k adım sonraki çıkışını bulmak için ifade zamanda ileri kaydırılır ve olmayan gerçek çıkışlar için öngörümmler konulur. Bu bağlamda tekrar (11)'deki gibi yazılabilir.

$$\hat{y}(t+k) = \hat{y}(t+k | t)$$

$$= g[\hat{y}(t+k-1), \dots, \hat{y}(t+k - \min[k, n]), y(t-1), \dots, y(t - \max[k-d, 0]), u(t+k-d), \dots, u(t+k-d-m)] \quad (12)$$

Bu eşitlikte çıkış değerinin t-1 zamanına kadar elde olduğu var sayılmaktadır bu nedenle \hat{y} öngörü işareti eşitliğe girmektedir. Kullanılan g fonksiyonun yapay sinir ağı tarafından gerçekleştirildiği ve bu ağın aktivasyon fonksiyonun bütün katmanlarda aynı f fonksiyonu olduğunu var sayalım. Bu anlamda g'yi açarsak eşitlik (12) ve (13) elde edilir.

$$\hat{y}(t+k) = \sum_{j=1}^{n_h} W_j f(\tilde{h}(h, j)) + W_0 \quad (13)$$

$$\tilde{h}(k, j) = \sum_{i=1}^{\min(k, n)} W_{j,i} \hat{y}(t+k-i) + \sum_{i=\min(k, n)+1}^n W_{j,i} y(t+k-i) + \sum_{i=0}^m W_{j, m+i+1} u(t+k-d-i) + W_{j,0} \quad (14)$$

Kontrol girdilerindeki öngörüler doğrusalsız olduğu zaman genel öngörülü kontrol maliyet fonksiyonunu minimize etmek bir optimizasyon problemidir. Yapay sinir ağları eğitiminde kullanılan özeyneli süreç gibi bir süreç uygulanır.

$$U^{(i+1)} = U^{(i)} + \mu^{(i)} f^{(i)} \quad (15.)$$

$U^{(i)}$: gelecek kontrol girişleri serisindeki şimdiki iterasyon

$\mu^{(i)}$: adım büyüklüğü

$f^{(i)}$: arama yönü

Tasarım parametrelerinin seçimi aşağıdaki gibi yapılır:

En az öngörüm N_1 : Bu parametre genellikle modelin gecikme zamanı d olarak seçilir. Daha küçük seçmek için bir neden yoktur çünkü $d-1$ ilk öngörüler sadece kontrol işaretinin geçmiş değerlerine dayanır ve bu nedenle etkilenmez. Diğer yönden daha büyük seçmek tavsiye edilmez çünkü bu öngörülmeden sonuçlara yol açabilir.

Öngörüm ufku N_2 : Kararlı olmayan bir sistemin ters modeli ile sistemlerin kararlılığını sağlamak için en az ağ modeline uygulanan girdi kadar zaman adımı olmalıdır. Genellikle biraz daha uzun seçilir. Kural olarak öngörüm ufku yaklaşık sistemin yükselme süresi (kararlı ise) olarak seçilir. Yine de bu kadar uzun seçmek mümkün değildir çünkü optimizasyon seçilen örnekleme zamanına göre çok çaba gerektirir.

Denetim ufku N_3 : Doğrusal durumlarda kararsız ya da zayıf sönümlenmiş kutup sayısına eşit ya da daha fazla seçilmesi önerilir. Fakat sistemin sadece yapay sinir ağı modelinin bulunduğu gibi sürecin dinamiği hakkında çok az bilgi bulunan durumlarda bu bilgiyi elde etmek çok güçtür. Genel olarak kabul edilebilir kural olarak basitçe $N_3 = n$ olarak kabul edilmesini önerilmektedir. Bununla birlikte, hesaplama yükü N_3 'nun artmasıyla birlikte çok büyümesine rağmen günümüzdeki uygulamalarda daha geniş ufuklar seçilmektedir. Örnekleme periyodu çok büyük değilse uygulanabilir en küçük değerin seçilmesi tavsiye edilir.

Kontrol ağırlık faktörü ρ : Sayısal sağlamlık açısından $\rho > 0$ olarak seçilmelidir. Fakat temel olarak kontrol işaretinin genliğini ve düzlüğünün denetiminde kullanıldığı için uygulamada simülasyon çalışmalarından elde edilebilir.

2.3. Uyarlamalı Anahtarlama Denetim Uygulaması

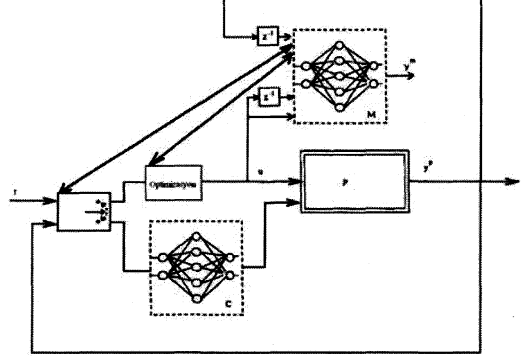
Bu çalışmada daha iyi bir performans için direk ters modelleme ve öngörülü denetim algoritmaları arasında anahtarlama denetim uygulanmıştır. Anahtarlama ile öngörülü denetimden hızlı cevap veren ve de direk ters modellemeye daha düşük aşma değerine sahip bir yöntem

hedeflenmiştir. Uygulanan yöntemin blok şeması şekil 1'de verilmiştir.

Anahtarlama için RY kriteri uygulanmıştır:

$$RY = (R(t) - Y(t-1)) * (R(t) - Y(t-1)) \quad (16)$$

RY kriterinin belirlenen değerden küçük olduğu bölgelerde öngörülü denetim büyük olduğu yerlerde ise direk ters modelleme kullanılmıştır. Blok diyagramda yer alan model ile anahtarlama arasındaki iki yönlü çizgi anahtarlama ile model arasındaki bağlantıyı göstermektedir. Yani sistemin gürbüzlüğü arttırmak üzere her zaman ters modelleme ile



Şekil 1. Uyarlamalı Anahtarlama Yöntemi Blok Şeması

sistem için bir tork değeri hesaplanmakta ve sistemin modeli kullanılarak bu tork değeri kullanılarak sistemin beklenen çıktısı elde edilmekte ve bu çıktıya göre yeni bir RY değeri RY_c oluşturulmaktadır.

Eğer bu RY_c değeri önceki RY değerinden büyükse öngörülü denetim kullanılmaktadır. RY değeri denemelerle bulunmuştur. RY değerinin çok küçük ya da büyük olması durumunda direk ters modelleme uygulamasından öngörülü denetim uygulamasına zamanında geçiş sağlanamamaktadır. Bu uygulamalarda RY değeri için uygun değer 0.05 olarak bulunmuştur.

Bu yapıda öngörülü denetim uygulamasında modelde ve direk ters modellemeye kullanılan yapay sinir ağları bir örnekleme zamanı önceki verilerle kendilerini uyarlamaktadırlar.

3. Uygulamalar

3.1. Uygulama Platformu

Uygulamalar sırasında kullanılan şekil 4.1'de gösterilen SCARA tipi iki eksenli robot bilgileri, Denker [10], Efe[5] ve Ciliz [11]'den alınmıştır.



Şekil 2 Uygulamalarda Verilerinden Faydalanılan SCARA Tipi İki Eksenli Robot

Robot dinamiği 4.1. denklemi ile ifade edilmektedir.

$$M(Q)\ddot{Q} + V(Q, \dot{Q}) = \tau - f_c \quad (17)$$

Bu denklemde

$M(Q)$: eylemsizlik matrisi

$V(Q, \dot{Q})$: Coriolis terimleri

τ : tork

f_c : sürtünme kuvveti

ni göstermektedir. Açılal pozisyon ve açılal hızlar durum değışkeni olarak tanımlanırsa sistemin davranışı dört adet diferansiyel denklem ile modellenebilir:

$$M(Q) = \begin{bmatrix} p_1 + 2p_3 \cos(Q_2) & p_2 + p_3 \cos(Q_2) \\ p_2 + p_3 \cos(Q_2) & p_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$V(Q, \dot{Q}) = \begin{bmatrix} -Q_2(2\dot{Q}_1 + \dot{Q}_2)p_3 \sin(Q_2) \\ \dot{Q}_1^2 p_3 \sin(Q_2) \end{bmatrix} \quad (19)$$

p parametreleri aşığıdaki gibi elde edilmektedir:

$$\begin{aligned} p_1 &= 2.0857 + 0.0576 M_p \\ p_2 &= 0.1168 + 0.0576 M_p \\ p_3 &= 0.1630 + 0.0862 M_p \end{aligned} \quad (20)$$

3.2. Uygulama Sonuçları

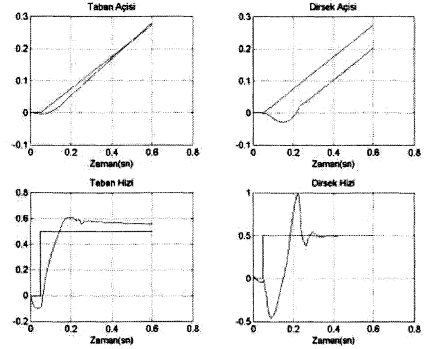
Direk ters modelleme ile yapılan deneyde sistemin referans değere ulaşmasının yaklaşık 0.2 saniye aldığı fakat aşma değerinin 0.5 rad/sn'ye kadar çıktığı, öngörölü denetimde ise yöntemin referanstaki değışime 2 saniyede cevap verdiği ve aşma değerinin ise 0.2 rad/sn olduğu görölmüştü. Uyarlamalı anahtarlama yönteminde ise aşma değeri 0.2 rad/sn ve cevap verme zamanı ise 0.2 saniye olmuştur. Böylece anahtarlama ile iki yöntemin de olumlu yönleri sonuca yansıtılmış oldu. Uygulamalar sırasında kullanılan yöntemlerin üçünde de kullanılan yapay sinir ağıları uyarlanı yapıda oluşturulmuştur. Denemeler sırasında bu ağıların hatalarında gözle görölür bir iyileşme görölmemesi deneyler öncesi ağıların eğitiminin yeterli olduğunu göstermektedir.

Hesaplama yükü yönünden karşılaştırıldığında; öngörölü denetim sürecinde hesaplamalar özyineli bir optimizasyon algoritmasıyla yapılmakta ve bu adım ilerlemeleri sırasınca defalarca model çağırılmakta ve bu ilerlemeler için model ile çıkış tahmin edilmektedir. Direk ters model uygulamasında ise veriler ters modelden bir defa geçmektedir. Anahtarlamalı yöntemde ise bu yük iki yöntemin arasında bir yerdedir.

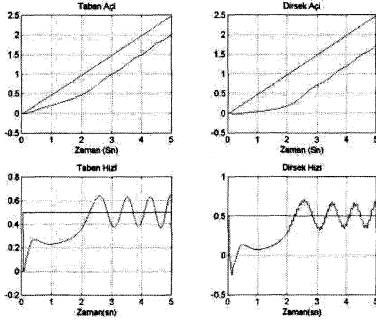
Uygulama yapılan her üç yöntemde doğırsalsız olan robot süreci başarı ile denetlenmiştir.

Bu üç uygulamada da klasik yöntemlerde ihtiyaç duyulan denetlenilecek sistem hakkında bilgiye ihtiyaç duyulmamaktadır. Klasik yöntemlerde denetlenilecek sürecin matematiksel modeline ya da sistem hakkında parametre tahminine ihtiyaç duyulmaktadır. Oysa bu örnek uygulamalarda da göröldüğü gibi yapay sinir ağılarıyla yapılan süreç denetimlerinde bu bilgilere ihtiyaç duyulmamaktadır, çünkü yapay sinir ağıları örneklerle öğrenirler. Denetlenilecek sürecin elde olan ya da eş zamanlı elde edilen giriş çıkış çiftleri ile sürecin yapay sinir ağı modeli ya da denetçi oluşturulabilmektedir. Bu tür süreç hakkında bilginin bulunmadığı süreçlerde yapay sinir ağıları ile yapılacak uygulamalar faydalı olacaktır.

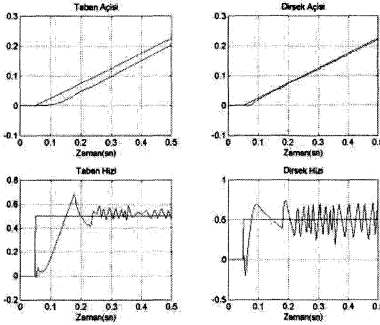
Klasik doğırsalsız süreç denetimi yöntemlerinde doğırsalsız süreçler bir denge noktası etrafında doğırsal olarak kabul edilir ve bu şekilde denetlenir. Fakat yapay sinir ağıları ile yapılan süreç denetimi uygulamalarında bu şekilde doğırsal bir yaklaşıma gerek duyulmamaktadır. Bu uygulamalarda da göröldüğü gibi hem robot modelinde hem de denetçide kullanılan yapay sinir ağılarının robot sürecinin sahip olduğu doğırsalsızlıklara başarıyla yaklaşabilmektedir. Bu yetenek de yapay sinir ağılarını doğırsalsız süreçlerin denetimi için önemli bir aday yapmaktadır.



Şekil 3 Direk Ters Modelleme İle Sistemin Çıkış ve Referans Değerleri



Sekil 4 Öngörülü Denetim ile Sistemin Çıkış ve Referans Değerleri



Sekil 5 Anahtarlamalı İle Sistemin Çıkış ve Referans Değerleri

4. Sonuç

Bu bildiride sunulan uygulamalar iki değişik yapay sinir ağıları kullanım yöntemi üzerinde yapılmıştır. Direk ters modelleme uygulamasında yapay sinir ağı denetçi olarak kullanılırken öngörülü denetim algoritmasında ise sürecin modeli olarak kullanılmıştır.

İki denetim modeli incelendiğinde:

Direk ters modelleme uygulamasının girişteki değişime hızlı cevap verdiği fakat aşma değerinin yüksek olduğu görülmektedir. Sisteme ayrıca gürültü girdisi uygulanmamıştır, sistemde gürültü veya diğer bozucu etkenler olması durumunda direk ters modellemenin girdisi referans değer ile gerçek değer farkı olduğu için gürültü de çıkışa yansıtılacaktır.

Öngörülü denetim uygulamasında ise girişteki değişime yavaş yanıt verdiği ama aşma değerinin küçük olduğu bir performans görülmüştür. Ayarlanan değer etrafındaki salınımlar özellikle optimizasyon algoritmasından kaynaklanmaktadır. Uygulamalar sırasında MATLAB içinde yer alan hazır optimizasyon algoritması kullanılmıştır, ileriki çalışmalarda bu salınımların önlenmesi için daha uygun bir optimizasyon algoritması geliştirilebilir. Ayrıca seçilen maliyet fonksiyonda bütün durum değişkenleri eşit ağırlıklandırılmıştır. Değişkenlerin ağırlıkları değiştirilerek

istenen değişken yada değişkenler daha fazla ağırlıklandırılabilir.

Direk ters modelleme ile öngörülü denetim uygulaması arasında yapılan anahtarlama ile iki modelin faydalı yönleri yansıtılmaya çalışılmıştır. Referans değerinde değişiklik olduğu zaman direk ters modelleme ile referans değere hızlı yaklaşmak ve referans değere yakın olduğu yerlerde ise direk ters modelleme ile oluşan yüksek aşma öngörülü denetime anahtarlanarak düzeltilmiştir. Ayrıca sistemin dış etmenlere dayanıklılığını arttırmak üzere denetim uygulaması esnasında direk ters modelleme ile üretilen tork değerleri sistemin modeli ile deneyerek çıkış değerinde görülebilecek sapma durumunda öngörülü denetim uygulamasına geçilmektedir.

Her üç uygulamada da sistemin denetimi için kabul edilebilir sonuçlar elde edilmiştir. Yapay sinir ağıları ile oluşturulan bu tür denetleyiciler özellikle lineer denetleyiciler ile denetlenemeyen birçok süreçte uygulanabilir.

İleriki çalışmalarda yapay sinir ağılarının yapısını belirlemek için kullanılacak bir yöntem bulunması durumunda yapay sinir ağılarıyla süreç denetimi uygulamaları kolaylaşacaktır. Genellikle gerçek süreçler çok değişkenli ve karmaşık olduğundan temel olarak doğrusal değildirler. Ayrıca gürültü ve çevresel etkenler nedeniyle süreç değişkenleri zamana göre değiştiğinden çevreye ilişkin bilgiler kesinlikten uzaktır. Klasik kontrol algoritmalarının yetersiz kaldığı robotik gibi uygulama alanlarında yapay sinir ağıları denetim için önemli araçlardır.

5. Kaynakça

- [1] Cembrano, G. and Wells, G. 1992. Neural Networks for Control, Boulberg, L. Krijgsman, A. and Vingehoods, R. A. Application of Artificial Intelligence in Process Control. Pergoman Pres, 388 – 402.
- [2] Noriega, J. R. and Wang, H. 1998. A Direct Adaptive Neural-Network Control for Unknown Nonlinear Systems and Its Application. IEEE Transactions on Neural Networks. 9(1). Pp 27-34
- [3] Chen, L. and Narendra K. S. 2001. Nonlinear Adaptive Control Using Neural Networks and Multiple Models. Automatica, 1245-1255
- [4] Hunt, K. J. Sbarbaro, D. Zbikowski, R. and Gawthrop, P. J. 1992. Neural Networks for Control Systems – A Survey. Automatica, 28(6) 1083-1112
- [5] Efe, M. Ö. ve Kaynak O. 2004. Yapay Sinir Ağları ve Uygulamaları. Boğaziçi Üniversitesi, 148s., İstanbul
- [6] Freeman, L. A. Skapura, D. M. 1991. Neural Networks Algorithms Applications and Programing Techniques Addison-Wesley
- [7] Lazar, M. and Pastavanu, O. 2002. A neural predictive controller for non-linear systems, Mathematics and Computers in Simulation, 60 315-324
- [8] Rivals, I. Personnaz, L. 2000. Nonlinear Internal Model Control sing Neural Networks: Application to Process with Delay and Design Issues, IEEE Transactions on Neural Networks, 11(1) pp 80-90

- [9] Wang, L. Wan, F. 2001. Structured Neural Networks for Constrained Model Predictive Control. *Automatica*, 1235-1243
- [10] Denker, A. and Ohnishi, K. 1996. Robust Tracking Control of Mechatronic Arms. *IEEE/Asme Transactions on Mechatronics*. 1(2), 181-188
- [11] Ciliz, M. K. 2005. Adaptive Control of Robot Manipulators with Neural Network Based Compensation Of Frictional Uncertainties. *Robotica*, 23, 159-167
- [12] Cichocki, A. Unbehauen, R. 1993. *Neural Networks for Optimization and Signal Processing*. WILEY. Chichester
- [13] Norgaard, M. Ravn, O. Poulsen, N. K. and Hansen, L.K. 2000. *Neural Networks for Modelling and Control of Dynamic Systems*, Springer, 246 p. London
- [14] Kartalopoulos, S. 1996. *Understanding Neural Networks and Fuzzy Logic: Basic Concepts and Applications* IEEE Press, 232p New York
- [15] Hagan, M. T. Demuth, H. B. and Beale, M. H. 1996. *Neural Network Design*, University of Colorado, Colorado

İki Farklı Özellikli Zonlara Sahip Bir HVAC Sisteminin Modellenmesi ve Sayısal Benzetimi

Servet Soygüder¹, Hasan ALLİ¹

¹Makina Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Fırat Üniversitesi, Elazığ
ssoyguder@firat.edu.tr

¹Makina Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Fırat Üniversitesi, Elazığ
halli@firat.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, ortam sıcaklık şartları dikkate alınarak iki farklı zonlu değişken hava debili bir HVAC sisteminin modellenmesi, sayısal benzetimi ve denetimi gerçekleştirilmiştir. Sistemin modellenmesinde sistemi oluşturan iki farklı zonun dış ortam ile taşınım ve iletim ile oluşturduğu ısı kayıplarının, soğutma ünitesinin, fanın ve kanalların ısı transfer denklemleri çıkartılarak alt modeller oluşturulmuştur. Değişken hava debili HVAC sisteminin tüm modeli MATLAB/SIMULINK de oluşturularak sistemin hem PID hem de P denetimi üzerine sonuçlar elde edilmiş ve grafiklerle açıklanmıştır.

1. Giriş

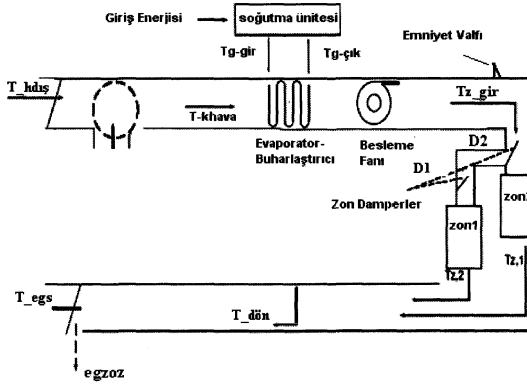
Günümüzde insanların yaşadığı ortam şartlarının, çalışanların iş verimliliklerini önemli oranda etkilediği bilinmektedir. Gün geçtikçe gelişen dünyamızda, gelişen teknoloji ile birlikte konfora verilen önemin arttığı bilinmektedir [1-2]. Bunlara bağlı olarak da insanların yaşamlarını sürdürdükleri ortamların daha konforlu ve yaşam şartlarının daha iyi olduğu ortamlar haline getirilmesine çalışılmaktadır. Bu nedenle binalarda ortam koşullarının denetimi ve dizaynına bağlı çalışmalar son yıllarda oldukça önem kazanmıştır. Ofis veya farklı amaçlarda kullanılan binalarda, okullarda, iş merkezlerinde ve birçok amaçlı yerlerde kullanım amacına bağlı olarak, mahallerin sıcaklık ve hava konfor koşulları büyük değişiklikler gösterebilir. Bu nedenle farklı taleplere bağlı olarak HVAC sistemlerinin esnek çalışma şartlarına göre yapılacak tasarımları gerek ilk yatırım maliyetlerini ve gerekse işletme maliyetlerini önemli oranda düşürmektedir. Teknolojideki gelişmeler ve buna bağlı olarak sistem modelinin benzetim programları ile geliştirilmesi, HVAC sistemlerinin PC ortama taşınmasına izin vermiştir [3-4-5].

Bu çalışmamızda HVAC sistemlerinin incelenmesinde, denenmesinde ve geliştirilmesinde, modelleme ve benzetim yöntemlerinin kullanılması, tasarım maliyetlerini azaltacağı gibi, tasarım sürecinin de kısaltıldığı görülmüştür. Aynı zamanda benzetimi yapılan sistemlerin iyileştirilmesi de daha kolay olmuştur. Sistemin zamana bağlı anlık çözümleri, her

zonda ve modelde göz önüne alınan her cihazın giriş ve çıkış değerlerini, belirlenen konfor şartlarına göre kontrolü göz önüne alınarak elde edilmiştir. Sayısal benzetimi sonucunda sistemde, her noktada ve her zaman adımında farklı iki zona ait sıcaklıklar ve zonlarda ki konfor şartlarının sağlanması için gerekli damper açıklık oranları bulunmuştur. Sonuçlar grafikler halinde verilmektedir.

2. Farklı İki-Zona Sahip Bir HVAC Sistemi

Soğutma işlemi Şekil 1' de görüldüğü gibi iki farklı özellikteki zonlar için yapılmıştır. Her bir zon 0.5 m³ lük hacme sahiptirler. Zone1 mahal alanı dış hava ortamına, yer taban alanına ve bir yüzeyi zone2 ile yapışık olan yüzeye yalıtım maddesi ile (strafor) kaplıyken diğer zon olan zone2 mahal alanında ise bu yalıtım yapılmamıştır. Bunun amacı zonlar için girilen sıcaklık set değerlerinin elde edilmesinde sürekli rejim farklılıklarını inceleyebilmek ve denetim sinyallerindeki farklılıkları gözleyebilmektir. Şekil 1' de de görüldüğü gibi zone1 ne zone2 mahal alanlarına besleme fanının bulunduğu ana kanaldan soğutulmuş hava transferi gerçekleştirilmektedir. Her bir zon girişinde, mahal alan olan iç zon daki sıcaklığa bağlı olarak açıklık oranları PID (Orantısız-Integral-Türevsel) ve P (Orantısız) denetim ile açıklık oranları değişen damper motorlar vardır. Besleme fanı 5 °C sıcaklığında olan havayı buharlaştırıcının içinde olduğu soğuk hava havzasından çekerek zonlara göndermektedir..



Şekil 1: İki zonlu HVAC Sisteminin Şematik Gösterimi

Zon mahal alanlarına Şekil 1’ de görülen soğutma ünitesinden elde edilen 5 °C lik hava besleme fanı ile zon mahal alanlarına gönderilmektedir. Besleme fanı sabit devirde olup, soğutma

ünitesinden çekilen kanal hava debisi (m_{kh}) değişmemektedir. Ama zon içerisine giren havanın debisi, zon mahal alan sıcaklığına bağlı olarak değişmektedir. Buda zon kanal girişlerindeki damperlerin açıklık oranlarının kontrol çıkış sinyallerine bağlı olarak sürekli zon1 giriş debisi

($m_{z1h,gir}$) ve zon2 giriş debisi ($m_{z2h,gir}$) değişimleri ile gerçekleştirilmektedir. Denetimi yapılan sistemin süreklilik denklemi aşağıdaki gibi oluşturulmaktadır.

$$m_{kh} = m_{z1h,gir} + m_{z2h,gir} + m_{emvh,çık} \quad (1)$$

Süreklilik denklemi olan (1)’ deki $m_{emvh,çık}$ debisi zon mahal alanlarına gelen kanaldaki fazla havanın dışa atıldığı emniyet valfine aittir.

Zon mahal alanlarının değişken giriş hava debileri damper motorlar ile sağlanmıştır. Damper motorların açıklık oranları 0° ile 90° arasında olup zon mahal alanların sıcaklık derlerine bağlı olarak değişmektedirler. Sistem denetimin başlangıcında her zona ait damper açıklık oranları maksimum oranda olup 90° lik açıklığa sahiptirler. Zon mahal alanlarının istenilen sıcaklık set değerini yakaladığı zaman denetim parametrelerine bağlı olarak damper açıklık oranları azalmaya başlayarak 0° lik konuma kadar gelmektedirler.

Zon içindeki havanın akış hızı konfor şartlarına uygun olacak şekilde 0.15 m/s hızının aşılmasına dikkat edilmelidir. Bu da zon mahal alan içindeki havaya bir dolaşım oluşturan zon çıkışındaki egzoz ile sağlanmıştır. Egzozlardan hava çıkış

debisi ($m_{egh,çık}$) manual kontrol ile sağlanmıştır.

3. HVAC Sisteminin Modeli

HVAC sistemlerinin geçici ve sürekli davranışları, sistemlerin denetlenebilirliği ve kontrol performansları oluşturulan model ve benzetim araçları ile incelenir, analiz edilebilir ve enerji etkin sistemlerin tasarımı yapılabilir [6-7-8-9]. Sistem modelinin oluşturulmasıyla denetim organlarının denetlenen mekanizma üzerindeki etkisi incelenebilir ve çalışma aralıkları en etkin biçimde belirlenebilir. Aynı zamanda modelin oluşturulması, mekanik sistem tasarım süresinin minimuma indirilmesine ve sistemin etkin ve verimli çalışmasına yol açacaktır [10-11].

Bu çalışmada modellenen sistemin şematik diyagramı Şekil 1’ de görülmektedir. Sistemi oluşturan ana unsurlar:

- 1) Soğutulan zon mahal alanları
- 2) Soğutma Serpantini (Buharlaştırıcı)
- 3) Soğutma Ünitesi
- 4) Fan
- 5) Damper Motorlar
- 6) Kanallar
- 7) Termokupllar

Soğutulması yapılan bir mahal’in tüm bileşenlerinin hesaba katılarak matematik modelinin yapılması oldukça karmaşıktır. Zon mahal alan içerisine beslenen havanın tüm dinamik özellikleri bilinse bile mahal içerisinde hacim kaplayan tüm bileşenler bir ısı kaynağı veya bir ısı çekici olabilirler. Mahal içerisinde bulunan insanların hareketliliği veya dış hava sıcaklıklarının etkisi ile oluşturulan model üzerinde bozucu bir etki yapabilirler. Mahal modelinde yapılan kabulleri aşağıdaki gibi sıralayabiliriz:

- 1) Mahal içerisindeki anlık hava hız değişimlerinin basınca olan etkisi dikkate alınmamaktadır.
- 2) Zon mahal alının çıkış egzoz dışında herhangi bir hava kaçağı yoktur.
- 3) Mahal içindeki hava akışı üniform (düzgün) dağılımlıdır.

Zon içerisine giren hava miktarı, çıkan hava miktarına eşit olduğundan zon içerisindeki hava miktarında bir değişiklik olmamaktadır. Bu nedenle mahal modelinin süreklilik denklemi (2) nolu denklemde, mahal modelinin termodinamiğin I. kanuna göre iç enerji denklemi de (3) nolu denklemde verilmiştir.

$$m_{zh,gir} = m_{egh,çık} = m_{zh} \quad (2)$$

$$Q - W_{i\dot{s}} + \sum m_{zh,gir} \cdot h_g - \sum m_{egh,çık} \cdot h_{ç} = \frac{du}{dt} \quad (3)$$

u zamana bağılı olarak sistemdeki ısı değişimini vermektedir. Ayrıca sistemde herhangi bir iş yapılmadığını kabul edersek (3) nolu denklemi aşağıdaki gibi düzenleyebiliriz:

$$Q + m_{zh} \cdot (h_g - h_{ç}) = \frac{du}{dt} = \frac{m_{zh} \cdot C_v \cdot (T_{n-1} - T_n)}{dt} \quad (4)$$

$$h_g - h_{ç} = C_p \cdot (T_{sh,gir} - T_n) \quad (5)$$

(4) nolu denklem yeniden düzenlenirse:

$$Q + m_{zh} \cdot C_p \cdot (T_{sh,gir} - T_n) = \frac{m_{zh} \cdot C_v \cdot (T_{n-1} - T_n)}{dt} \quad (6)$$

$$Q + m_{zh} \cdot C_p \cdot (T_{sh,gir} - T_n) = m_{zh} \cdot C_v \cdot \frac{dT}{dt} \quad (7)$$

(7) nolu denklemdeki T: sistemin anlık sıcaklık değişimini vermektedir. Dış ortamından mahal içine taşınım ve iletim ile gelen ısı denklemini aşağıdaki gibi oluşturabiliriz:

$$Q = \frac{T_{du} - T_n}{R_{ey}} = \frac{T_{du} - T_n}{\frac{1}{h_{du} \cdot A} + \frac{L_1}{k_1 \cdot A} + \frac{L_2}{k_2 \cdot A} + \frac{1}{h_{iç} \cdot A}} \quad (8)$$

Mahal modelinin son haldeki birinci mertebeden diferansiyel ısı denklemini aşağıdaki gibi oluşturabiliriz:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{Q + m_{zh} \cdot C_p \cdot (T_{sh,gir} - T_n)}{m_{zh} \cdot C_v} \quad (9)$$

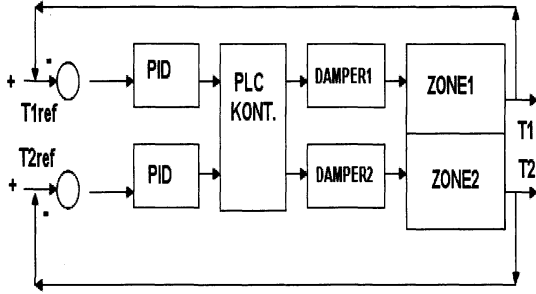
Tablo 1: Sembol Listesi

A	Alan (m ²)
m_{kh}	Fan kanaldaki havanın kütleli debisi (kg/s)
$m_{z1h,gir}$	Zon1 mahal alanı içine giren havanın debisi (kg/s)
$m_{z2h,gir}$	Zon2 mahal alanı içine giren havanın debisi (kg/s)
$m_{emvh,çık}$	Fan kanalındaki fazla havanın emniyet valfinden dışa ortama atılan havanın debisi (kg/s)
$m_{egh,çık}$	Zon mahal alanı içinden egsoz ile dış ortama çıkan havanın debisi (kg/s)
Q	Sistemin dış ortamdan taşınım ve iletim ile aldığı ısıdır (J)
$W_{i\dot{s}}$	Sistemde yapılan iştir (J)
$m_{z1h,gir}$ = m_{zh}	Zon mahal alanı içine giren havanın debisi (kg/s)
h_g	Mahal alanı içine giren havanın özgül entalpisidir(J/kg)
$h_{ç}$	Mahal alanı dışına çıkan havanın özgül entalpisidir(J/kg)
U	Sistemin iç enerjisidir (J)
C_v	Sabit hacimde özgül ısı (kJ/kgK)
C_p	Sabit basınçta özgül ısı (kJ/kgK)
T	Mahal alan iç sıcaklık (°C)
T_n	Mahal alan içindeki anlık sıcaklık (°C)
T_{n-1}	Mahal alan içindeki bir döngüden önceki sıcaklık (°C)
$T_{sh,gir}$	Fan kanalından mahal alan içine giren soğuk hava sıcaklığı (°C)
$T_{dış}$	Dış ortam sıcaklığı (°C)
$h_{dış}$	Mahal alan dış yüzey ısı taşınım katsayısı (J/m ² K)
$h_{iç}$	Mahal alan iç yüzey ısı taşınım katsayısı (J/m ² K)
k	Isıl iletim katsayısı (J/mK)
L_1	Mahal alan yüzey et kalınlığı (m)
L_2	Mahal alan yüzey et kalınlığı (m)

4. Farklı iki-Zona Sahip HVAC Sisteminin Sayısal Benzetimi

Bu çalışmada iki zon bölgesi için değişken hava debili HVAC sisteminin modellenmesi, sayısal benzetimi ve denetimi yapılmıştır. Yapılan modelde göz önüne alınan iki farklı zon için; soğutucu, soğutucu ünitesi, kanallar, zonların dış ortam ile ısı taşınım ve iletim ile oluşan ısı transfer denklemleri çıkartılarak sistemin tüm modeli elde edilmeye çalışılmıştır. Sistemin modellenmesi MATLAB/SIMULINK paket programında yapılmıştır. Sistemin zamana bağılı anlık değerleri, her zonda ve modelde göz önüne alınan her

iklimlendirme cihazının giriş ve çıkış değerlerinin, belirlenen konfor şartlarına göre denetimi göz önüne alınarak sonuçlar elde edilmiştir. Sayısal benzetim sonucunda denetimi yapılan sistemde, her noktada ve her zaman adımında her zona ait sıcaklık değerleri, zonlara giren hava debileri ve zonlardaki konfor şartlarının sağlanması için gerekli damper açıklık oranları bulunmuştur. Elde edilen sonuçlar grafikler halinde gösterilmiştir. Ayrıca sistemin benzetiminde oluşturulan blok-diyagramı Şekil 2’ de gösterilmiştir. İki farklı zonun sayısal benzetim denetiminde hem PID (orantısız-Integral-Türevsel) denetim hem de P (Orantısız) denetim gerçekleştirilerek, PID denetimin P denetime nazaran çok daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.



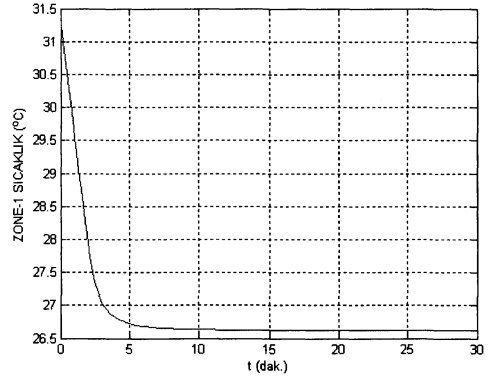
Şekil 2: İki farklı zonun farklı sıcaklıklardaki denetiminin gerçekleştirildiği Blok-Diyagram

4.1 Sistemin Matlab-Simulink İle Benzetimi

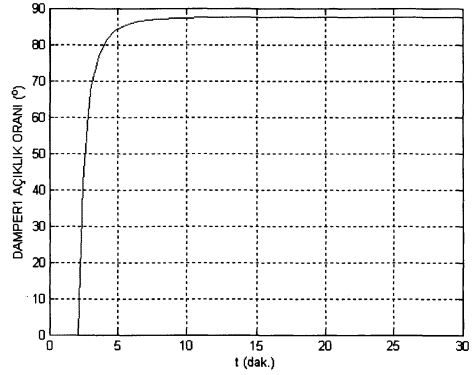
Farklı iki zona ait bölgenin sıcaklık denetimleri hem P (Orantısız) hem de PID (Orantısız-Integral-Türev) ile gerçekleştirilmiş olup ve aynı zamanda MATLAB/SIMULINK’ de yapılan benzetim modeli Ek.1’ deki Şekil.11’ de verilmiştir. Gerçek şartlarda deneysel çalışmalar Elazığ il merkezinde 25-28 haziran ayında gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmaların yapıldığı ortam sıcaklığı 31.3 ile 31.6 °C arasında değiştiği ölçülmüştür. Sistemimiz iki zondan oluşmaktadır. Bu iki zon bölgesine soğutucu evaporatör kısmından sabit debi ile alınan 5 °C deki hava iki farklı zonlara değişken debi ile girmektedir. Zon girişindeki klape, zon içindeki sıcaklık değişimine bağlı olarak 0° ile 90° arasında değişimlerle zon içine giren hava debisini ayarlamaktadır. Klappenin 0° deki konumu zon içine hava girişinin olmadığını, 90° deki konumu ise zon için maksimum oranda hava girişinin olduğunu göstermektedir.

Başlangıçta ortam sıcaklığı ve zone1 bölgesinin iç sıcaklığı 31.3 °C dir. Benzetim ortamında zone1 bölgesinin iç sıcaklığının set değeri 26.5 C° e kadar soğutulmuştur. Zonun sıcaklık değeri için, gerek maksimum aşma değerinin düşük olması gerek sistemin istenilen referans değerine kararlı yapıya kısa bir süre içinde ulaşması, sisteme başarılı bir denetim uygulandığı Şekil 3’ de görülmektedir. Ayrıca zone1’ in ortam sıcaklığı girilen set değerini yakaladığı an zone1’ e

ait klappenin kapanmaya başladığı Şekil 4’ de görülmektedir. Klappenin açıklık oranları zonlara giren kanalların kesitleri ile orantılıdır. Kanal kesitleri 0.02 m² dir. Klappenin tam açık olduğu 90° lik konumu, kanaldan soğuk havanın maksimum oranda geçtiği 0.02m² lik açıklık oranına karşılık gelmektedir. Klappenin tamamen kapalı olduğu 0° deki konumu ise, kanaldan soğuk havanın geçmediğine karşılık gelmektedir. Şekil 3’ de de görüldüğü gibi zone1 bölgesinin sıcaklığı ortamın sıcaklığından istenilen referans sıcaklığa kadar soğutulmuştur. Ayrıca sistemin zone1 bölgesi toplam 12 dakikada çok az bir hata ile kararlı bir yapıya geldiği bu grafikte görülmektedir.



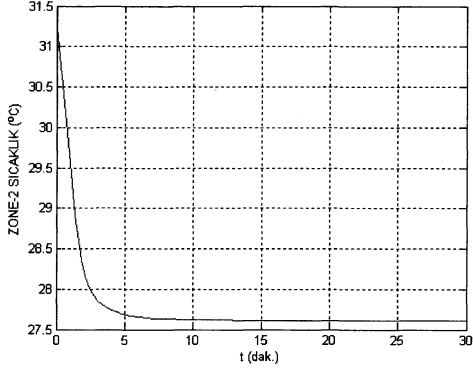
Şekil 3: Zone1 bölgesinin iç zon sıcaklık değişimi (PID Denetleyici)



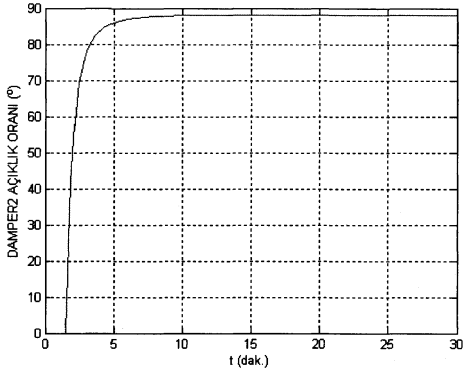
Şekil 4: Zone1 bölgesinin iç zon damper açıklık değişimi (PID Denetleyici)

Zone2 bölgesi için istenilen sıcaklık set değeri 27.5 °C dir. Ortam sıcaklığı ve zone2 bölgesinin iç sıcaklığı ise 31.3 ve 31.6 °C arası değişmektedir. Şekil 5’ de de görüldüğü gibi zone2 bölgesinin sıcaklığı ortamın sıcaklığından istenilen

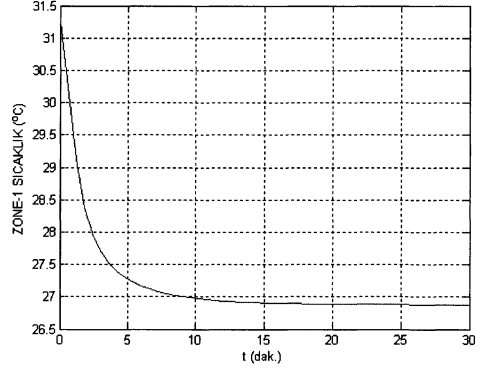
referans sıcaklığa kadar soğutulmuştur. Ayrıca sistemin zone1 bölgesi toplam 9 dakikada çok az bir hata ile kararlı bir yapıya geldiği grafikte görülmektedir. Ayrıca zone2' in ortam sıcaklığı girilen set değerini yakaladığı an zone2' e ait klape nin kapanmaya başladığı Şekil 6' da görülmektedir. Ayrıca benzetimde sistemin P (Orantısal) denetimi de yapılarak, PID (Orantısal-Integral-Türev) denetimin beklendiği gibi, P denetimine göre çok daha iyi sonuçlar verdi grafiklerle görülmüştür. P denetimin grafikleri sırası ile Şekil 7, 8, 9 ve 10' da verilmektedir.



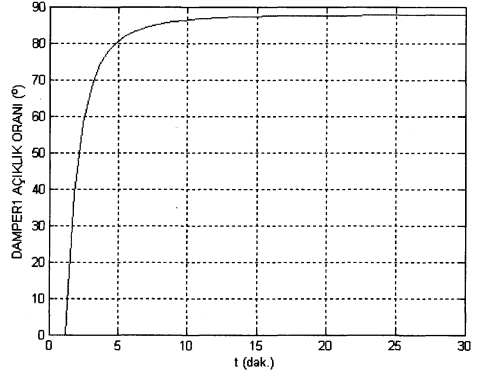
Şekil 5: Zone2 bölgesinin iç zon sıcaklık değişimi
(PID Denetleyici)



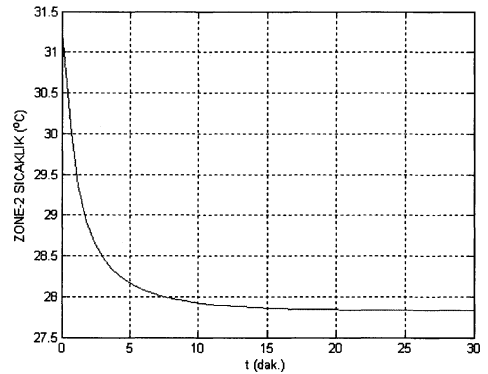
Şekil 6: Zone2 bölgesinin iç zon damper açıklık değişimi
(PID Denetleyici)



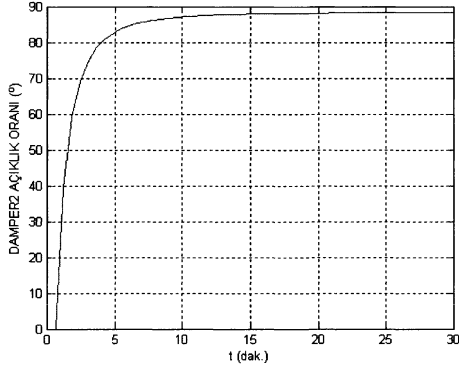
Şekil 7: Zone1 bölgesinin iç zon sıcaklık değişimi
(P Denetleyici)



Şekil 8: Zone1 bölgesinin iç zon damper açıklık değişimi
(P Denetleyici)



Şekil 9: Zone2 bölgesinin iç zon sıcaklık değişimi
(P Denetleyici)



Şekil 10: Zone2 bölgesinin iç zon damper açıklık değişimi (P Denetleyici)

5. Sonuçlar

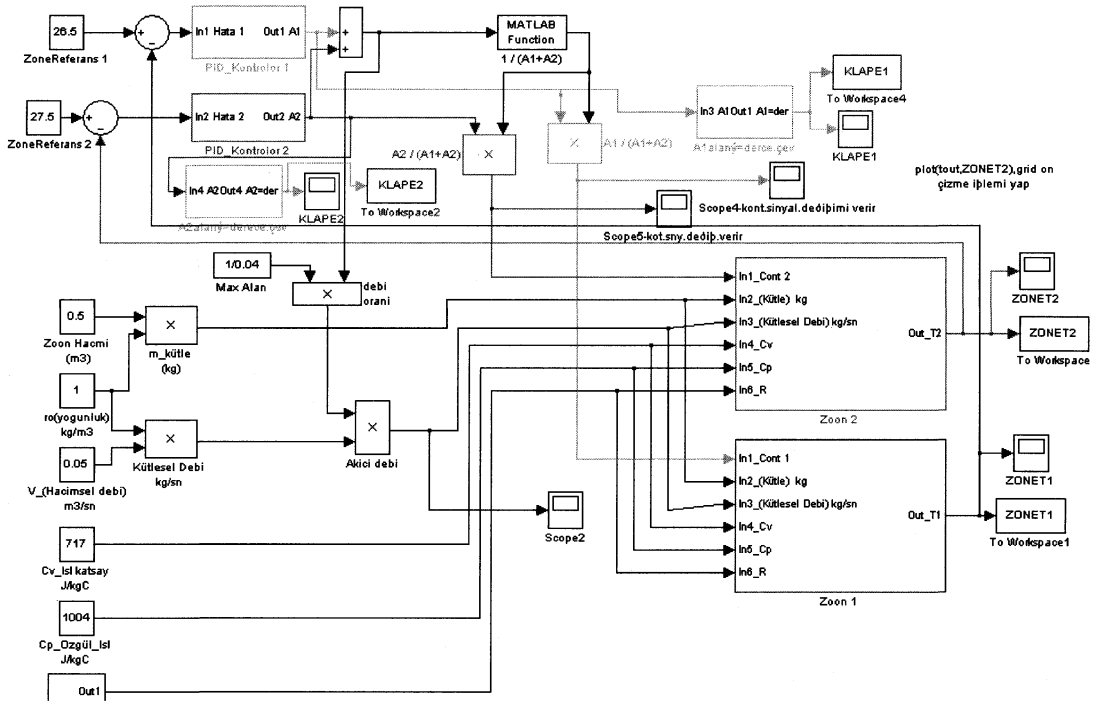
Bu çalışmada; Elazığ ili 28 Haziran günü için 12-13 saatleri arasında ki ölçülen 31.3 °C lik sıcaklık değerine bağlı olarak, iki farklı özellikteki zonlara ait mahal alan sıcaklıklarının ortam sıcaklığından istenilen referans sıcaklıklarına kadar soğutulma işlemi gerçekleştirilmiştir. Sistemin zamana bağlı anlık çözümleri, her zonun ve modelde göz önüne alınan her cihazının giriş ve çıkış değerlerini, belirlenen konfor şartlarına göre denetimi göz önüne alınarak elde edilmiştir. Her noktada ve her zaman adımında farklı iki zon bölgesine ait istenilen referans sıcaklıklar ve zonlarda ki konfor şartlarının sağlanması için gerekli damper açıklık oranları bulunmuştur. Sistemin denetiminin sayısal benzetimi MATLAB/SIMULINK' de hem PID denetim hem de P denetim gerçekleştirilerek beklenen en iyi denetimin yapılmasına çalışılmış ve sonuçlar grafikler halinde verilmiştir.

6. Kaynakça

- [1] ZHENG, G.R. A and ZAHEER-UDDİN, M., "Optimization Of Thermal Processes in A Variable Air Volume HVAC System", ENERGY 1996, Vol 21, Iss 5, pp 407-420, 1996.
- [2] AEREBOE, M.B., Energy Management Strategies for Facility Managers, SA Refrigeration and Air Conditioning, Cilt No: 11, Sayfa: 43-51, 1995.
- [3] ELLIS, M.W., "Practical Evaluation and Integrated Simulation of Building HVAC System Performance", Yüksek Lisans Tezi, Mechanical Engineering, University of Pretoria, 1996.
- [4] GELLER, H.S., "Commercial Building Equipment Efficiency: A State-of-The-Art Review", Washington, DC, American Council for an Energy-Efficient Economy, 1998.

- [5] ETKB (Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı), www.enerji.gov.tr, 2003.
- [6] HAGLER BAILLY CONSULTING INC., Çeşitli Firma Dökümanları, Wisconsin /USA, 2001.
- [7] ESKİN, N. Ve TÜRKMEN, H. İ., "Konut Dışı Binaların Soğutma Yüklerinin Transfer Fonksiyonu Yöntemi ile Hesaplanması", TESKON 2003, 2003.
- [8] SAUTER, Extracts from Sauter Facts, Open Systems, No: 7, Sayfa. 2, İsviçre, 2003.
- [9] SIEMENS-LANDIS STAEFA, BYS Şartnameleri, 2001.
- [10] GILLIGAN, K., "Honeywell Engineering Manual of Automatic Control For Commercial Buildings", Honeywell Inc., 1997.
- [11] MATHEWS, E.H., ARNDT, D.C. ve GEYSER, M.F., Reducing the Energy Consumption of a Conference Centre—A Case Study using Software, Building and Environment, Cilt No: 37, Sayfa: 442, 2002.

Ek.1



Şekil 11: Matlab / Simunlink ile yapılan HVAC sisteminin benzetim modeli

Bir HVAC Sisteminin PLC ile PID Denetimi ve SCADA Uygulaması

Servet Soygüder¹, Ömür Aydoğmuş², Ekrem Yıldız¹, Hasan ALLİ¹

¹Makina Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Fırat Üniversitesi, Elazığ
ssoyguder@firat.edu.tr

²Elektrik Eğitimi Bölümü, Teknik Eğitim Fakültesi
Fırat Üniversitesi, Elazığ
oaydogmus@firat.edu.tr

¹Makina Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Fırat Üniversitesi, Elazığ
ekremyildiz@firat.edu.tr

¹Makina Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Fırat Üniversitesi, Elazığ
halli@firat.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Elazığ ili 28 Haziran günü 12-13 saatleri arasındaki 30.3 - 30.5 °C 'lik ortam sıcaklık şartlarında iki farklı zonun giriş kanallarına uygulanan değişken hava debili iklimlendirme sisteminin dizaynı, denetimi ve deneysel uygulamaları gerçekleştirilmiştir. İki farklı özellikteki zonlara ait mahal alanları ortam sıcaklığından 5 °C kadar soğutulmuş insanlar için gerçek konfor şartları oluşturulmuştur. Sistemin iklimlendirilmesinde PLC (Programlanabilir Mantıksal Denetleyici) ile PID kontrol gerçekleştirilerek başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Aynı zamanda sistem SCADA/HMI (Supervisory Control And Data Acquisition) ekran kullanılarak sistemdeki giriş-çıkış değerleri, algılayıcı ve tahrik cihazlarının çalışma performansları, sistem elemanlarının arıza tespit durumları ve tüm parametrelerin sistem programına girişleri sistemin denetiminde çok büyük kolaylıklar sağlanmış olup iyi bir denetim performansı elde edilmiştir.

1. Giriş

Gün geçtikçe gelişen dünyamızda, gelişen teknoloji ile birlikte başta insanlar olmak üzere ve diğer canlılar için konfora verilen önem hızla artmaktadır [1-2]. Buna bağlı olarak ta insanların yaşamlarını sürdürdükleri ortamların daha konforlu ve yaşam şartlarının daha iyi olduğu ortamların oluşturulması ile de çalışanların verimliliği ve performansları arttırılmıştır.

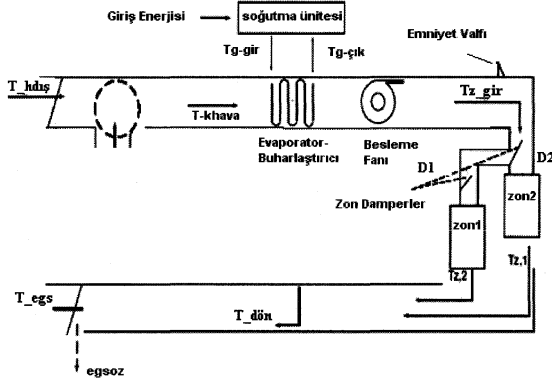
Hem insanların belli yaşam standartlarını, hem konfor şartlarını daha iyiye götürmek, hem de sistemin performansını en iyiye çıkarmak amacıyla, yapılan çalışmalar sonucunda, akıllı sistemler olarak tanımlanan, yaptığı işi öğrenerek kendini daha iyi iyileştiren kontrol sistemleri geliştirilmiştir.

Bu nedenle binalarda ortam koşullarının denetimi ve tesisine bağlı çalışmalar son yıllarda oldukça önem kazanmıştır. Ofis veya farklı amaçlarda kullanılan binalar da, okullarda, iş merkezlerinde ve birçok amaçlı yerlerde kullanım amacına bağlı olarak, mahallerin sıcaklık ve hava konfor koşulları büyük değişiklikler gösterebilir. Bu nedenle farklı taleplere bağlı olarak iklimlendirme sistemlerinin esnek çalışma şartlarına göre yapılacak tasarımları gerek ilk yatırım maliyetlerini ve gerekse işletme maliyetlerini önemli oranda düşürmektedir [3-4-5].

Bir sistemin başarılı bir şekilde denetimini sağlayabilmek ve iyi bir performans elde etmek kullanılan kontrolörün fonksiyonlarına, kapasitesine ve işlem hızına bağlıdır [6-7-8]. Bizde bu amaçla çalışmamızda otomasyonda günümüz endüstrisinin en çok yaygın olarak kullanıldığı PLC kontrol cihazı ile sistemimizin denetimini başarılı olarak gerçekleştirdik. Sistemin iklimlendirilme denetimi sayısal ortamda yapılarak PLC-Mikroişlemci içinde oluşturduğumuz Ladder Program dili ile sağlanmıştır.

Bu deneysel çalışmada iklimlendirme işlemi Şekil 1 'de de görüldüğü gibi iki farklı özellikteki zonlar için yapılmıştır. Her bir zon 0.5 m³ 'lik hacme sahiptirler. Zon1 mahal alanı dış hava ortamına, yer taban alanına ve bir yüzeyi zon2 ile yapışık olan yüzeye yalıtım maddesi ile (straför) kaplıyken diğer zon olan zon2 mahal alanında ise bu yalıtım yapılmamıştır. Bunun amacı zonlar için girilen sıcaklık set değerlerinin elde edilmesinde sürekli rejim farklılıklarını inceleyebilmek ve kontrol sinyallerindeki farklılıkları gözleyebilmektir. Şekil 1 'de de görüldüğü gibi zon1 ve zon2 mahal alanlarına besleme fanının bulunduğu ana kanaldan soğutulmuş hava transferi gerçekleştirilmektedir. Her bir zon girişinde, mahal alan olan iç zondaki sıcaklığa bağlı olarak açıklık oranları PID (Orantısız-Integral-Türevsel) ve P (Orantısız) denetim ile değişen damper motorlar vardır. Besleme fanı 5 °C

sıcaklığında olan havayı buharlaştırıcının içinde olduğu soğuk hava havzasından çekerek zonlara göndermektedir.

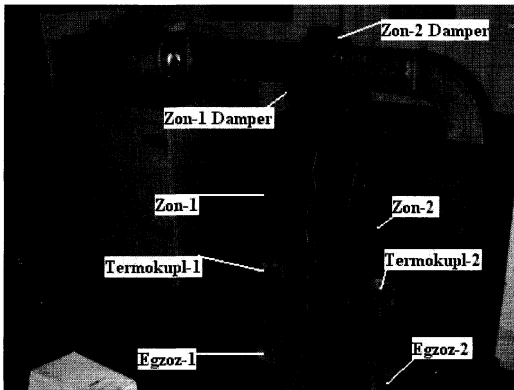


Şekil 1: İki zonlu İklimlendirme Sisteminin Şematik Gösterimi

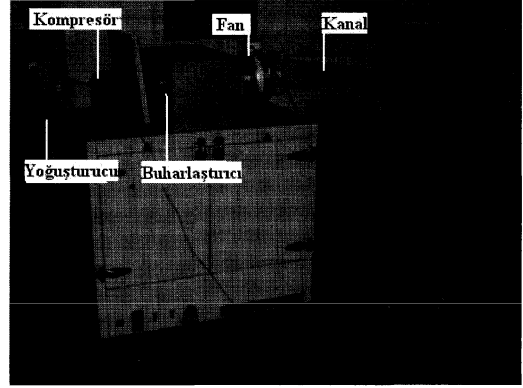
Zon mahal alanlarına Şekil 1 'de görülen soğutma ünitesinden elde edilen 5 °C 'lık hava besleme fanı ile zon mahal alanlarına gönderilerek zonlara ait olan mahal alanların istenilen set değerine kadar soğutma işlemi gerçekleştirilmektedir.

2. Sistemin Laboratuvar Şartlarında Dizaynı

Dizaynı yapılmak üzere, Üniversitemizin Makine Mühendisliği laboratuvarında bulunan birer metre küplük iki zon seçilmiştir. Konfor şartlarının devamlı olarak sağlanabilmesi için, iklimlendirme sistemleri en kötü hal ilkesine göre tasarlanır. Bu nedenle, bu çalışma kapsamında ele alınan sistemin benzetimi, duyulur ve gizli soğutma yüklerinin maksimum olduğu 28 Haziran günü 12-13 saatleri arasında, meteorolojiden elde edilen sıcaklık bilgi koşullarına göre yapılmıştır. Sistemi oluşturan ana elemanlar Şekil.2(a-b) 'de görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil2: (a-b) Laboratuvar Ortamında Kurulan Deney Seti

3. HVAC Sisteminin Denetimi

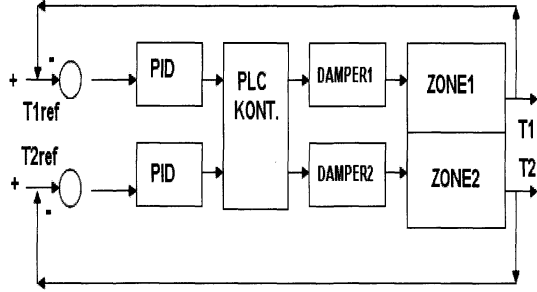
3.1 HVAC Sisteminin PLC ile PID Denetimi

Bu bölümde uygulamada gerçekleştirdiğimiz iki farklı özellikteki zonun dış ortam sıcaklığına göre zonların iç sıcaklığını buharlaştırıcıdan gelen soğuk hava ile soğutmaktır. Sistemin kontrol blok diyagramı Şekil.3 'de görülmektedir. Sistemin denetiminde kullandığımız soğutucu fan, damper motorlar (klape) ve sıcaklık ölçme duyarları ile sıcaklık denetimi PLC 'de PID ile yapılmış ve aynı zamanda PLC ile PID denetimin uygulamadaki önemi görülmüştür. PID kontrol endüstride en yaygın kullanılan kontrol yöntemidir. Bunun nedeni hemen hemen her sistemde uygulanabilir olmasıdır. Analog PID denetleyiciler genellikle hidrolik, pnömatik, elektrik ve elektronik veya bunların beraber kullanılmasından oluşur. Burada PID denetiminin, sayısallaştırılıp PLC 'de uygulanabildiği gösterilmiştir.

Zonlara ait sıcaklık değer bilgileri PLC 'nin analog giriş kartına, deney seti üzerindeki analog-sayısal dönüştürücü kart çıkışından geri besleme halinde getirildi. Bu değer, PLC 'de PID yöntemi ile yaptığımız programda girdiğimiz set değerinden çıkartılarak hata "e" hesaplandı. Buradaki set değeri istenilen referans değeridir. Bir sonraki tarama esnasında bir önceki hata değeri başka bir veri alanına kaydırıldı, böylece "e_n ve e_{n-1}" hata değerleri her ikisi birden aynı veri alanlarında tutulur. Bu iki değer ışığında P, I ve D değerleri hesaplandıktan sonra program üzerinde en uygun orantısal (K_p), integral (K_i) ve türevsel (K_d) değerleri girilmektedir.

PLC 'de oluşturduğumuz programın tarama süresi 10ms' dir. Bu tarama süresine örnekleme zamanı diyoruz. Bu zaman çok önemlidir. Bu süreç içerisinde termokupl'dan alınan analog değer PLC 'nin analog giriş kartına verilir. Burada sayısallaştırıldıktan sonra bulunan hataya göre PLC 'nin sayısal kartından gerilim sinyali uygulanır. Bu fonksiyonların geçtiği süreye tarama zamanı veya örnekleme zamanı olarak adlandırılmaktadır. Örnekleme zamanını deney deneyimleri sonucunda en uygun değer olarak belirlenmektedir. Parametre ayarları yapıldığında maksimum aşmanın ve yerleşme zamanının azaldığı sürekli rejim hatasının da minimuma

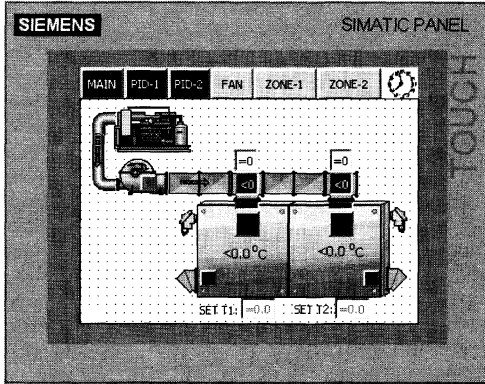
düşüğü görüldü. Bu çalışmada, PLC kullanılarak hassas ve hızlı bir denetim gerçekleştirilmiş ve PID denetim başarılı bir şekilde uygulanmıştır.



Şekil 3: Sistemin Blok-Diyagramı

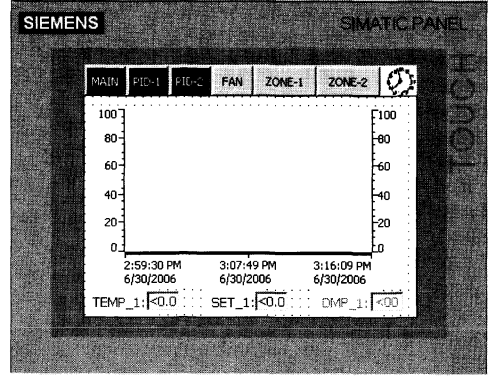
3.2. Sistemin PLC İle SCADA/HMI Ekranından Denetimi

Denetimi yapılan sistemin kontrolünde dokunmatik ekran olan SCADA kullanılmıştır. Sistemin denetiminde kullanılan tüm giriş-çıkışlar SCADA ekranından benzetim olarak incelenebilmekte ve ayrıca giriş değerlerin set değerleri dokunmatik ekrandan girilebilmektedir. (Şekil 4). Sistemdeki tüm veriler SCADA ekranının CF hafıza kartına alınarak hem ekranda grafikler oluşturulmuş hem de MATLAB paket programında grafikler incelenmiştir (Şekil 5). Ayrıca iki farklı zonun sıcaklıklarının kontrolü için Şekil 3 'deki diyagramda da görüldüğü gibi PLC (Programlanabilir Mantık Denetleyici) kullanılmıştır.



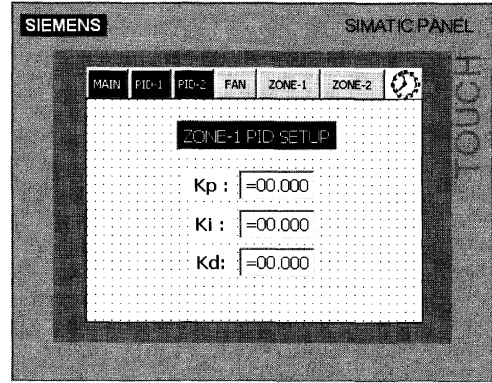
Şekil 4: Dokunmatik Ekran SCADA/HMI Paneli

Zon bölgelerindeki analog değer olan sıcaklıklar analog-sayısal dönüştürücü kartlar ile PLC girişine bağlanmıştır. PLC-CPU işlem merkezinde oluşturulan Ladder Diyagram ile girişten gelen sinyaller, PID kontrolör ile uygun bir sinyal çıkışı üreterek çıkış elemanları olan damperlerin açıklık oranları ayarlanmaktadır. Bu döngü sistemin istenilen set değerlerini yakalamasına kadar devam etmektedir.



Şekil 5: Dokunmatik Ekran SCADA/HMI Panelinde Grafiklerin Oluşturulması

Ayrıca PID parametreleri olan K_p (Orantısız katsayısı), K_i (İntegral katsayısı) ve K_d (Türevsel katsayısı) katsayıları SCADA ekranından deneme yanılma ile en uygun değerler bulunmuştur (Şekil 6).



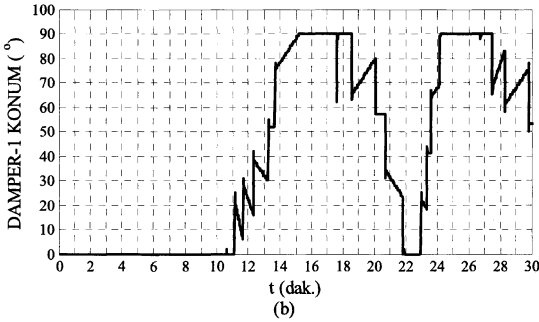
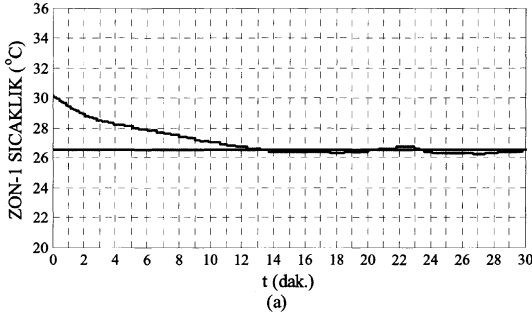
Şekil 6: PID Parametrelerinin Dokunmatik Ekran SCADA/HMI Panelinden Girilmesi

4. Deneysel Sonuçlar

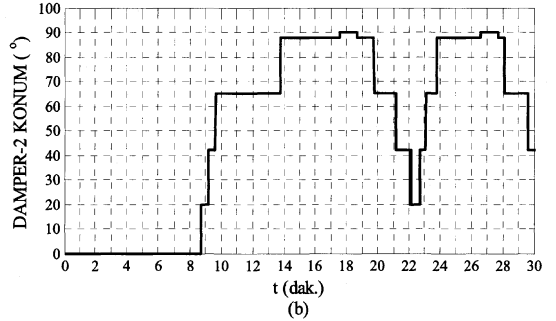
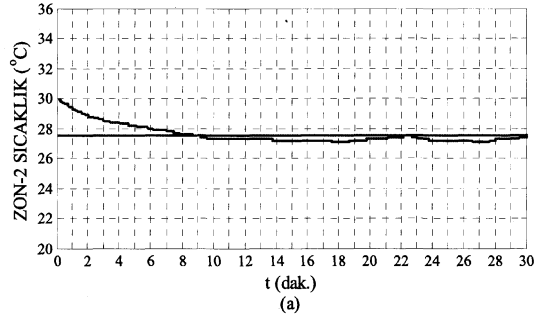
Şekil 2 'de de görüldüğü gibi denetimi yapılan sistemin zon1 ve zon2 bölgelerinin sıcaklık denetimleri gerçekleştirilmiştir. Denetim, laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiş olup sistemden gerçek veriler alınarak grafikler oluşturulmuştur. Zon1 ve zon2 bölgelerinin sıcaklık denetiminde PLC denetleyici kullanılmış olup, içerisinde yazılı olan programda hem PID hem de P denetim yapılarak aradaki en iyi denetim elde edilmeye çalışılmıştır. Şekil 7 'de zon1 bölgesine ait sıcaklık grafiği görülmektedir. Zon1 bölgesi için istenen set değeri 26.5 °C, ortam sıcaklığı 31.3 °C 'den yaklaşık olarak 5 °C kadar soğutulmuş istenen set değeri başarılı bir şekilde elde edilmiştir. Aynı şekilde bu sıcaklık değerlerine bağlı olarak zon1 girişindeki damper motorun (klape) değişim grafikleri de Şekil 7 'de verilmiştir. Zon2 bölgesi için istenen set değeri 27.5 °C 'dir. Ortam sıcaklığından ortalama 4.5 °C kadar

soğutularak istenen set değeri elde edilmiştir. Her zon bölgesi için hem PID hem de P kontrol gerçekleştirilmiş olup grafiksel sonuçlar Şekil 7, Şekil 8, Şekil 9, Şekil 10 'da verilmiştir.

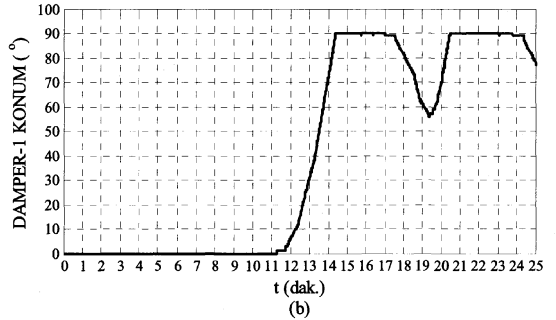
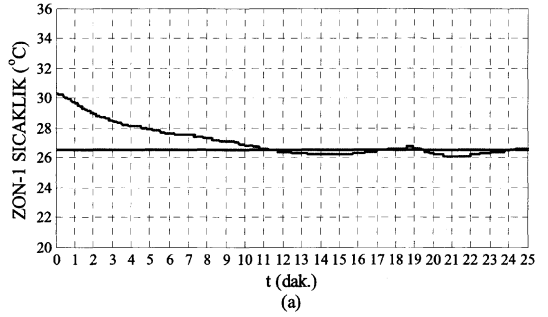
Mahal alan bölgelerinin iç zon giriş kanallarındaki damper açıklık oranları değişimi, zon içindeki sıcaklık değişimine bağlı olarak 0° ile 90° arasında değişimlerle zon içine giren hava debisini ayarlamaktadır. Klapanın 90° deki konumu zon içine hava girişinin olmadığını, 0° deki konumu ise zon için maksimum oranda hava girişinin olduğunu göstermektedir. Başlangıçta ortam sıcaklığı ve zon mahal alanlarının iç sıcaklığı 31.3 °C ' dir. Sistemin iklimlendirilmesinde zon-1 bölgesinin iç sıcaklığının 26.5 °C 'ye kadar, zon-2 bölgesinin iç sıcaklığı 27.5 °C 'ye soğutulmuştur. Zonun sıcaklık değeri için, gerek maksimum aşma değerinin düşük olması gerek sistemin istenilen referans değerine kararlı yapısı kısa bir süre içinde ulaşması, sisteme başarılı bir kontrol uygulandığı grafiklerden de görülmektedir.



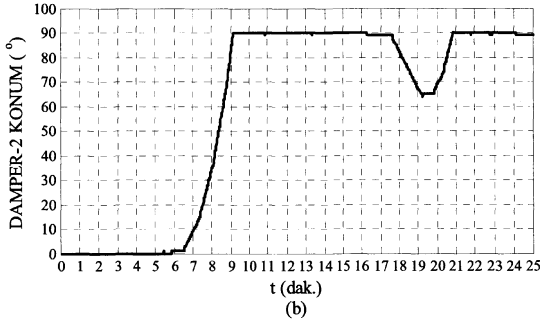
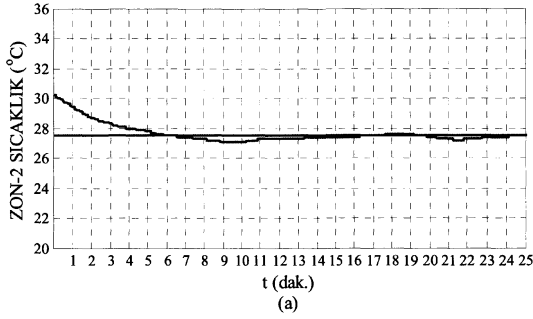
Şekil 7: P Denetleyicisi ile elde edilen,
a) Zon-1 bölgesinin iç zon sıcaklık değişimi,
b) Damper-1 açıklık oran değişimi.



Şekil 8: P Denetleyicisi ile elde edilen,
a) Zon-2 bölgesinin iç zon sıcaklık değişimi,
b) Damper-2 açıklık oran değişimi.



Şekil 9: PID Denetleyicisi ile elde edilen,
a) Zon-1 bölgesinin iç zon sıcaklık değişimi,
b) Damper-1 açıklık oran değişimi.



Şekil10: PID Denetleyicisi ile elde edilen,
a) Zon-2 bölgesinin iç zon sıcaklık değişimi,
b) Damper-2 açıklık oran değişimi.

Ayrıca zon-1 ve zon-2 mahal alanlarının iç zon sıcaklığı için girilen set değerlerinin yakalandığı an zon-1 ve zon-2 'e ait damperlerin (klape) kapanmaya başladığı anındaki değişimler de grafiklerde mevcuttur. Klappenin açıklık oranları zonlara giren kanalların kesitleri ile orantılıdır. Kanal kesitleri 0.02 m^2 'dir. Klappenin tam açık olduğu 90° lik konumu, kanaldan soğuk havanın maksimum oranda geçtiği 0.02 m^2 'lik açıklık oranına eş gelmektedir. Klappenin tamamen kapalı olduğu 0° 'deki konumu ise, kanaldan soğuk havanın geçmediğine karşılık gelmektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada; Elazığ ili 28 Haziran günü için 12-13 saatleri arasında ki ölçülen 31.3°C 'lik sıcaklık değerine bağlı olarak, iki farklı özellikteki zonlara ait mahal alan sıcaklıklarının ortam sıcaklığından referans sıcaklığına kadar soğutulma işlemi gerçekleştirilmiştir. Sistemin denetiminde kullanılan tüm giriş-çıkışlar SCADA/HMI ekranından benzetim olarak incelenebilmekte ve ayrıca giriş değerlerin set değerleri, PID kontrolün K_p - K_i - K_d parametreleri dokunmatik ekrandan girilmiştir. Sistemin zamana bağlı anlık çözümleri, her zonun ve modelde göz önüne alınan her iklimlendirme sistemi cihazının giriş ve çıkış değerlerini, belirlenen konfor şartlarına göre denetimi göz önüne alınarak elde edilmiştir. Her noktada ve her zaman adımında farklı iki zon bölgesine ait sıcaklıklar ve zonlarda ki konfor şartlarının sağlanması için gerekli

damper açıklık oranları bulunmuştur. Sistemin iklimlendirilmesinde PLC ile hem PID hem de P denetim yapılarak en iyi denetim elde edilmeye çalışılmıştır. Deneysel grafik sonuçlar Şekil 5 'de de görüldüğü gibi hem SCADA/HMI ekranında oluşturulmuş hem de MATLAB paket programında oluşturulmuş olup kontrolün başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür.

6. Kaynakça

- [1] ZHENG, G.R. A and ZAHEER-UDDİN, M., "Optimization Of Thermal Processes in A Variable Air Volume HVAC System", ENERGY 1996, Vol 21, İss 5, pp 407-420, 1996.
- [2] AEREBOE, M.B., Energy Management Strategies for Facility Managers, SA Refrigeration and Air Conditioning, Cilt No: 11, Sayfa: 43-51, 1995.
- [3] ELLIS, M.W., "Practical Evaluation and Integrated Simulation of Building HVAC System Performance", Yüksek Lisans Tezi, Mechanical Engineering, University of Pretoria, 1996.
- [4] GELLER, H.S., "Commercial Building Equipment Efficiency: A State-of-The-Art Review", Washington, DC, American Council for an Energy-Efficient Economy, 1998.
- [5] ETKB (Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı), www.enerji.gov.tr, 2003.
- [6] Soygüder S., Alli H., Programlanabilir Mantık Denetleyici Kullanarak PID Yöntemi İle Robot Hız Ve Konum Denetimi, 12. Ulusal Makine Teorisi Sempozyumu (UMTS 2005), Erciyes Üniversitesi, Kayseri, 2005.
- [7] Soygüder S., Alli H., Ağırlık Hassasiyetli Yık Taşıyan Bir Köprülül Kren Mekanizmasının Tasarımı ve Denetimi, 12. Uluslararası Makine Tasarım ve İmalat Kongresi, Kuşadası, Türkiye, 2006.
- [8] Soygüder S., Alli H., Bir SCARA Robotunun PLC Denetimli Konveyör İle Eşzamanlı Denetimi ve Benzetimi, 12. Uluslararası Makine Tasarım ve İmalat Kongresi, Kuşadası, Türkiye, 2006.

Mikrodenetleyici Kontrollü Termoelektrik Isıtıcı Tasarımı

Yavuz EROL

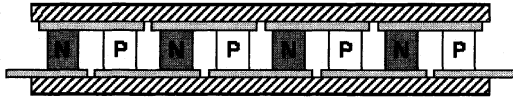
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, 23119 Elazığ
yerol@firat.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, tıbbi uygulamalarda kullanılmak üzere termoelektrik modül içeren ısıtıcı tabla (hot plate) tasarımı gerçekleştirilmiştir. Sistemin sıcaklık kontrolü, 10 bitlik analog/sayısal dönüştürücüye (ADC) sahip PIC16F877 mikro denetleyici ve LM35DZ sıcaklık sensörü ile sağlanmıştır. Güç devresinde, darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği ile sürülen IRF540 güç MOSFET'i kullanılmıştır. Gerçekleştirilen elektronik devre ile yüzey sıcaklığı, 30-90 °C aralığında ± 1 °C hassasiyetle sabit tutulabilmektedir.

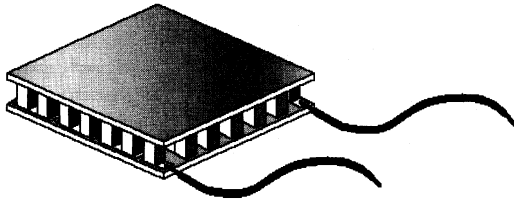
1. Giriş

Peltier adıyla bilinen termoelektrik modüller, elektriksiz olarak seri bağlı, termal olarak paralel bağlı P ve N tipi yarı iletken malzemelerden oluşur [1]. Şekil 1'den görüldüğü gibi termoelektrik modülün alt ve üst yüzeyi seramik kaplıdır. Seramik, ısı olarak iletken, elektriksiz olarak yalıtkan özellik sağlar.



Şekil 1: Peltier'in iç yapısı

Peltier, yüksek soğutma/ısıtma verimliliğine sahip olduğundan endüstriyel uygulamalarda tercih edilmektedir [2-4]. Fiziksel görünüşü şekil 2'de verilen Peltier'in bağlantı uçlarına doğru gerilim uygulandığında yüzeylerden biri ısınmakta diğeri soğumaktadır. Bu çalışma şekli ısı pompası (heat pump) olarak bilinmektedir [5].

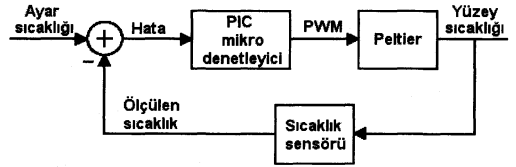


Şekil 2: Peltier'in dış görünüşü

Bu çalışmada Peltier'in soğutma özelliğinden değil ısıtma özelliğinden yararlanılmıştır.

2. Sıcaklık Kontrolü

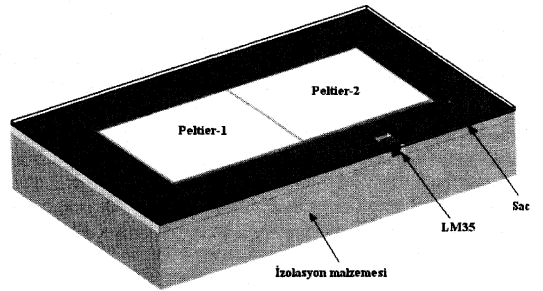
Sistemin sıcaklık kontrolü, yüzeyin altına yerleştirilmiş sıcaklık sensörü ve uygun kontrol programı yüklenmiş PIC mikrodenetleyici ile sağlanmaktadır. Şekil 3'de blok diyagramı verilen kapalı çevrimli kontrol sistemi sayesinde yüzey sıcaklığı ile ayar sıcaklığı arasındaki fark giderilmeye çalışılmaktadır. Bu işlem Peltier'e uygulanan PWM sinyalin görev periyodu ayarlanarak yapılmaktadır.



Şekil 3: Blok diyagramı

Sistemde geri besleme bilgisi 10 mV/°C eğime sahip LM35DZ sıcaklık sensörü ile alınmakta ve 10 bitlik ADC ile sayısal dönüştürülmektedir. ADC devresinin referans gerilimi +5V olduğundan sensör çıkış gerilimindeki 4.88mV'luk değişim, sayısal koddan 1 bitlik değişime karşılık gelmektedir. Bu da yüzey sıcaklığının 0.5 °C hassasiyetle okunabilmesini mümkün kılmaktadır.

Şekil 4'de termoelektrik ısıtıcıya ait çizim görülmektedir. 2 adet Peltier, 30mm kalınlığındaki izolasyon malzemesi üzerine yan yana konulmuştur. Peltier'lerin alt yüzeyine uygun boyutta bir alüminyum soğutucu; üst yüzeyine ise ince bir sac levha yerleştirilmiştir. Isı transferini hızlandırmak için sac levha ile Peltier'ler arasında termal macun sürülmüştür [6].



Şekil 4: Genel görünüş

LM35 sıcaklık sensörü, sac levhananın altında olacak şekilde Peltier'lerin hemen yakınına yerleştirilmiştir. Sensörün çevresinin izolasyon malzemesi ile kaplı olması sayesinde yüzey sıcaklığı çok iyi şekilde ölçülebilmektedir.

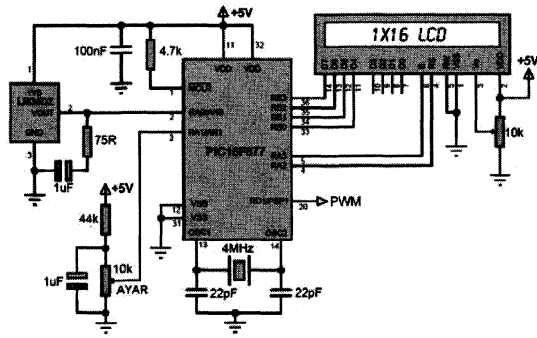
3. Elektriksel Bağlantı

Isıtma amacıyla kullanılan ve boyutları 40x40x3.9 mm olan 2 adet Peltier'in elektriksel özellikleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Elektriksel özellikler

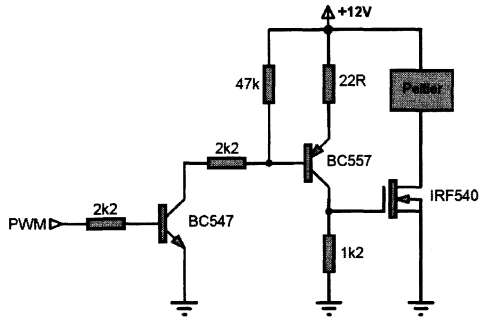
Model	Q_{maks} (W)	Akım (A)	Gerilim (V)	ΔT_{maks} ($^{\circ}C$)
TEC1-12706T125	61	6	15.2	67

Elektronik devre şeması şekil 5'de görülmektedir. Devredeki 1 satır 16 karakterlik LCD'de, ayarlanan sıcaklık değeri (SET değeri) ve yüzey sıcaklığının o anki değeri görüntülenmektedir. Sıcaklık sensörünün çıkışı mikro denetleyicinin AN0 ucuna; ayar potansiyometresi ise AN1 ucuna bağlıdır. Isıtıcı sistemin beslemesi için 12V, 7A'lık SMPS türünde bir güç kaynağı kullanılmıştır.



Şekil 5: Elektronik devre

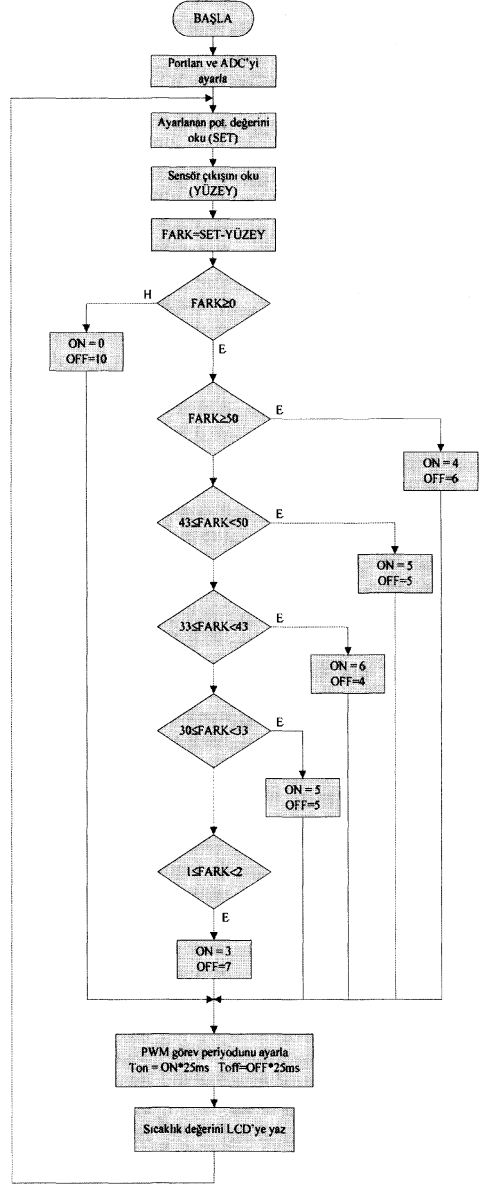
PWM tekniği ile sürülen IRF540 MOSFET'e ait sürme devresi şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6: MOSFET sürücü devre

4. Kontrol Yazılımı

PIC programı PIC C derleyicisi kullanılarak yazılmıştır. Kontrol programı, ayarlanan sıcaklık değeri ile yüzey sıcaklığı arasındaki farka göre PWM işaretinin görev periyodunu uygun şekilde değiştirmekte ve Peltier'lerden geçen akımın ortalama değerini ayarlamaktadır. Kontrol programına ait akış diyagramı şekil 7'de verilmiştir. Yüzey sıcaklığı ve SET değeri her 250ms'de bir ölçülmekte, aradaki farka göre PWM sinyalinin on/off süreleri değiştirilmektedir.



Şekil 7: Akış diyagramı

5. Testler

Sıcaklık kontrol sisteminin performansını görmek amacıyla SET sıcaklığı 85 °C olarak ayarlanmış ve 10 saniye aralıkla sensörün çıkış gerilimi ölçülmüştür. Test işlemi 25 dakika boyunca yapılmıştır. Tablo 2’de ilk 8 dakika boyunca ölçülen sıcaklık değerleri verilmiştir. Değerlere göre, 4. dakika sonunda yüzey sıcaklığının SET değerine 1-2 °C yaklaştığı görülmektedir.

Tablo 2: Ölçüm sonuçları

Zaman (dak:saniye)	Yüzey sıcaklığı (°C)	Zaman (dak:saniye)	Yüzey sıcaklığı (°C)
00:00	24	04:00	83
00:10	27	04:10	84
00:20	30	04:20	83
00:30	34	04:30	83
00:40	36	04:40	84
00:50	40	04:50	83
01:00	43	05:00	83
01:10	46	05:10	83
01:20	49	05:20	83
01:30	52	05:30	83
01:40	55	05:40	84
01:50	58	05:50	83
02:00	61	06:00	84
02:10	64	06:10	83
02:20	65	06:20	83
02:30	67	06:30	84
02:40	69	06:40	84
02:50	71	06:50	84
03:00	73	07:00	84
03:10	75	07:10	84
03:20	77	07:20	83
03:30	79	07:30	84
03:40	81	07:40	84
03:50	83	07:50	84

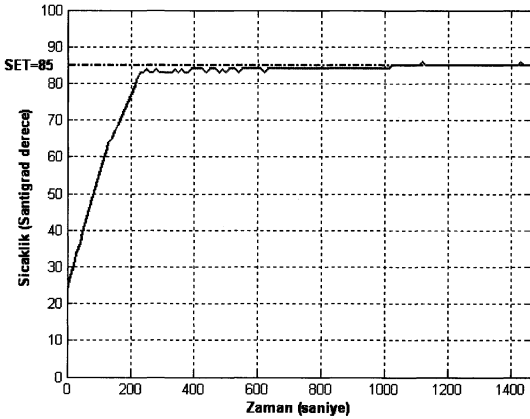
Şekil 8’de test verilerine göre çizilen sistem cevabı görülmektedir. Verilen sıcaklık-zaman grafiğinden görüldüğü gibi sürekli rejimde yüzey sıcaklığı SET değerini hatasız olarak yakalamaktadır.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada verilen sıcaklık kontrollü ısıtıcı ile 30-90 °C aralığında ± 1 °C hassasiyetle yüzey sıcaklığı sabit tutulabilmektedir. Sistemde geleneksel yöntemlerden farklı olarak Peltier kullanılmasıyla sıcaklık kontrolü çok hızlı ve verimli şekilde yapılabilmektedir.

6. Kaynakça

- [1] Thermoelectric Handbook, www.melcor.com
- [2] C. Alaoui ve Z. M. Salameh, "A Novel Thermal Management for Electric and Hybrid Vehicles", *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, Cilt: 54, No: 2, s:468-476, 2005.
- [3] M. Dominguez, J. G. Vian, D. Astrain, J. Esarte, L. Aldave ve J. Aguas, "Thermoelectric device to measure the thermal conductivity of materials", 21st International Conference on Thermoelectronics, s:341-344, 2002.
- [4] S. Dişlitaş ve R. Ahıska, "Mikrodenetleyici kontrollü jeotermal termoelektrik jeneratör", 3. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu, s:142-154, 2003.
- [5] Thermal Solutions, www.melcor.com
- [6] Wavelength Electronics, "Optimizing Thermoelectric Temperature Control Systems", Technical Note TN-TC01 Rev C., 2005.



Şekil 8: Sistem cevabı

Manyetik Soğutmanın Termodinamiği

Kahraman G. Köprülü

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi,
Söğütözü Cad. No.43 TR-06560, Söğütözü, ANKARA

koprulu@etu.edu.tr

Özetçe

Bu makalede manyetik soğutma ile ilgili temel denklemler verilmekte, geleneksel basınç, hacim çevrimleri ile karşılaştırmalar yapılmaktadır. Manyetostatığın temel postulları ve manyetik iş kavramları anlatılmıştır. Bunun ardından, temel termodinamik büyüklükler tanımlanmış ve Maxwell denklemleri verilmiştir. İzotermal ve izentropik süreçler incelenmiş ve Carnot ve Brayton çevrimleri anlatılmıştır. Manyetik soğutma çevrimlerinin geleneksel basınç-hacim çevrimlerine kıyasla avantajlarına kısaca değinilmiştir.

1. Giriş

Manyetokalorik etki manyetik maddelerin değişen manyetik alanlarda sıcaklık değişimi göstermesidir. İlk defa 1881 senesinde Warburg tarafından keşfedilmiştir[1]. Warburg bu deneyinde bir demir parçasını manyetik alan içerisine sokmuş ve parçayı geri çıkardıktan sonra sıcaklığında bir düşüş gözlemlemiştir. 1918'de Weiss ve Piccard[2] manyetokalorik etkinin sebeplerini açıklamışlardır. Daha sonra manyetokalorik etkinin düşük sıcaklık fiziğinde kullanılması için metodlar tasarlanmış[3, 4] ve 1933'de bu metodlar deneysel olarak doğrulanmıştır[5]. 1930'lardan bu yana manyetik soğutma düşük sıcaklık fiziğinde standart bir teknik olarak kullanılmaktadır. Bu metod 1 K mertebesindeki sıcaklıkları 0.01 K seviyesine indirmede başarıyla kullanılmaktadır.

Manyetokalorik etkiyi oda sıcaklığına yakın sıcaklıklarda gözlemek daha zordur. Bunun sebebi sıcaklığın artmasıyla atomların rastgele hareketlerinin artması ve buna bağlı olarak manyetizasyonun, yani elektronların dönme hareketiyle ortaya çıkan manyetik dipollerin bir hizaya getirilmesinin daha zor bir hale gelmesidir. Manyetik maddelerde manyetizasyonun artık sağlanmadığı sıcaklık değerine "Curie sıcaklığı" denir. Bu sıcaklığın üzerine çıktığında madde manyetik özelliklerini kaybeder. 1980'lerden bu yana oda sıcaklığında kayda değer bir manyetokalorik etki yaratabilecek maddelerin geliştirilmesi üzerine çalışmalar yapılmaktadır. Bu maddelerin çoğu ferromanyetik bir element olan gadolinyum esastır. Daha sonraları mangan esaslı bileşikler de üretilmiştir. Malzeme teknolojisindeki bu gelişmelerin ardından 2001 senesinde Astronautics firması ilk kalıcı mıknatıslarla inşa edilmiş oda sıcaklığında çalışan manyetik soğutucuyu yapmıştır[6].

Bugün günlük hayatta kullanılan soğutucu ve ısı pompalarının tamamına yakını geleneksel basınç-hacim çevrimleriyle çalışmaktadır. Bu araçlar doyma basıncının

düşük olması sebebiyle soğutucu madde olarak kloro-floro-karbon (CFC) ya da hidro-kloro-floro-karbon (HCFC) kullanılmaktadır. Bu maddelerin stratosferdeki ozon tabakasına zarar verdiği bilinmektedir. Manyetik soğutma (ve ters yönde çalıştırıldığında ısı pompası) geleneksel soğutucuların yerini alma potansiyeline sahip çevre dostu bir teknolojidir. Ayrıca manyetik soğutma sistemleri daha az hareketli parça içerdiklerinden daha az gürültülü çalışırlar ve daha az arıza çıkarırlar. Malzeme teknolojisinin gelişmesi ve oda sıcaklığında manyetokalorik etki gösteren malzemelerin daha ucuz hale gelmesi yakın gelecekte manyetik soğutucuların günlük hayata girmesini mümkün kılacaktır.

Bu makalede manyetik soğutmanın temelleri anlatılmaktadır. Manyetik maddeler ve manyetizma ile ilgili bilgiler verilmiş ve ardından da manyetokalorik etkinin fiziği anlatılmıştır. Basınç-hacim çevrimleri ile karşılaştırmalar yapılmıştır. Makalenin anlatım sırası şu şekildedir: Bölüm 2'de manyetik maddeler hakkında bilgi verilmiştir. Bölüm 3'de manyetik sistemlerin termodinamiği anlatılmış, Bölüm 4'de manyetik çevrimlerden bahsedilmiştir. Son olarak Bölüm 5'de sonuçlar tartışılmıştır.

2. Manyetik Maddeler

Bir madde dışarıdan uygulanan bir manyetik alana maruz bırakıldığında, maddenin içinde o manyetik alan ile aynı yönde bir manyetizasyon vektörü oluşuyorsa manyetik olarak adlandırılır. Oluşan manyetizasyon, uygulanan manyetik alanla kıyaslanabilir büyüklükte ise bu maddeler "ferromanyetik" olarak adlandırılırlar. Bu bölümde manyetik maddelerin fiziksel özellikleri anlatılacaktır. İlk önce manyetik alan, manyetik akı yoğunluğu ve manyetizasyon arasındaki ilişki verilecek daha sonra manyetik iş kavramına geçilecektir.

2.1. Vektör Nicelikleri

Manyetostatığın temel postulları aşağıdaki eşitliklerle verilmiştir[7]:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} \quad (2)$$

(1) ve (2) denklemlerinde \mathbf{B} manyetik akı yoğunluğunu, \mathbf{J} akım yoğunluğunu ve μ_0 da boşluğun manyetik hassasiyetini göstermektedir. Daha önce belirtildiği gibi, manyetik maddeler manyetik bir etkiye maruz kaldıklarında madde içindeki

manyetik dipoller aynı hizaya gelirler. Bu etki maddenin içerisinde bir manyetizasyon (M) oluşturur. Manyetizasyon birim hacime düşen manyetik dipol moment miktarıdır. Manyetizasyonun etkisi eşdeğer bir akım yoğunluğu (J_m) ile modellenebilir. (M) ile (J_m) arasındaki ilişki

$$\nabla \times \mathbf{M} = \mathbf{J}_m \quad (3)$$

denklemlerle ifade edilir. Eşdeğer akım yoğunluğu da hesaba katıldığında (2) denklemi

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{J} + \mathbf{J}_m) \quad (4)$$

şeklinde değişir. Manyetik alan vektörü

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{B}}{\mu_0} - \mathbf{M} \quad (5)$$

denklemlerle tanımlanır. (3), (4) ve (5) denklemleri kullanılarak manyetik alan için

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (6)$$

denklemler elde edilir. Manyetik alan (\mathbf{H}) sadece uygulanan akıma bağlıdır, manyetik akı yoğunluğu (\mathbf{B}) maddenin içindeki manyetizasyona da bağlıdır.

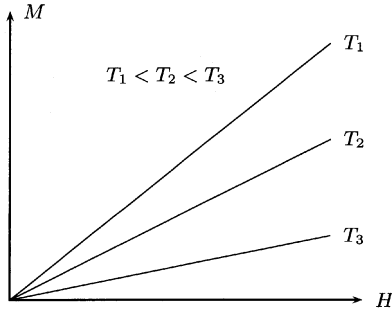
Manyetik alan ile manyetizasyon arasındaki ilişki sıcaklığa bağlı olarak değişir. Sıcaklık arttırıldığında madde içindeki atomların titreşimleri artar ve buna bağlı olarak atomlar daha düzensiz hale gelir. Bu etki manyetik dipol momentlerin aynı yönde oluşmasını engeller ve sonuç olarak manyetizasyon düşer. Şekil 1'de tipik bir manyetik maddede manyetik alan ile manyetizasyon arasındaki ilişkinin sıcaklıkla nasıl değiştiği nitelik olarak gösterilmiştir.

2.2. Manyetik İş

Manyetik maddeler üzerine manyetik alan uygulandığı zaman maddenin içindeki atomların manyetik momentleri değiştirilmiş olur, dolayısıyla madde üzerine iş yapılır. Madde tarafından birim hacme yapılan diferansiyel iş aşağıdaki denklemle verilir[8]:

$$dw = -H dB \quad (7)$$

Manyetik maddelerin çoğu izotropiktir, yani \mathbf{H} , \mathbf{B} ve \mathbf{M} aynı yöndedir. Bu nedenle (7) denkleminde vektör notasyonundan



Şekil 1: Manyetik maddelerde manyetik alan ile manyetizasyon arasındaki ilişkinin sıcaklığa göre değişimi. Sıcaklık arttıkça manyetizasyon azalır.

vazgeçilmiş ve sayısal büyüklükler kullanılmıştır. (5) denklemi kullanılarak (7) denklemi

$$dw = -\mu_0 H dM - \frac{\mu_0}{2} d(H^2) \quad (8)$$

haline getirilebilir. (8) denklemindeki birinci terim manyetik maddedeki özgül enerjiyi temsil eder. İkinci terim ise manyetik alanın boşlukta oluşturduğu özgül enerjidir. Herhangi bir soğutucu sistemde olduğu gibi çevrimler söz konusu olduğunda ikinci terimin bir etkisi yoktur. Şu halde manyetik maddenin tersinin şekilde birim hacme yaptığı iş

$$dw = -\mu_0 H dM \quad (9)$$

ile ifade edilebilir.

3. Manyetik Sistemlerin Termodinamiği

Bu bölümde manyetik sistemlerle ilgili temel fonksiyonlar tanımlanacaktır. Geleneksel basınç-hacim sistemleri ile karşılaştırmalar da yapılacaktır.

3.1. Temel Fonksiyonlar ve Denklemler

Eğer kapalı bir sisteme verilen diferansiyel özgül ısıyı dq ile gösterirsek, manyetik sistemler için termodinamiğin birinci yasasını

$$du = dq - dw \quad (10)$$

şeklinde yazabiliriz. Burada (9) denkleminde tanımlanan diferansiyel işin birimi J/m^3 olduğu için manyetik sistemlerde q , w , u gibi enerji terimleri birim hacme düşen enerjilerdir. Isının entropi (s) ve sıcaklığa (T) bağlı ifadesi

$$dq = T ds \quad (11)$$

ile verilir. (9) ve (11) denklemlerini (10) denkleminde kullanarak, manyetik sistemler için termodinamiğin birinci yasasını

$$du = T ds + \mu_0 H dM \quad (12)$$

şeklinde yazabiliriz. Bu denklem geleneksel basınç-hacim ($p - v$) sistemleri için yazılan

$$du = T ds - p dv \quad (13)$$

denklemlerle[9] aynı formdadır. Genel olarak bakıldığında yapılan işin matematiksel formu $p-v$ sistemlerinde yapılan işin matematiksel formu ile aynı olduğu için, $p-v$ sistemleri için yazılan denklemler aynı şekilde $H-M$ sistemleri için de kullanılabilir. Yapılması gereken uyarlamalar ve iki sistemin karşılaştırılması Tablo 1'de verilmiştir.

Her iki sistemde denklemler matematiksel form olarak aynı olsa da $H-M-T$ arasındaki matematiksel bağıntı ile $p-v-T$ arasındaki matematiksel bağıntı aynı değildir. Örnek olarak sabit sıcaklıkta p ile v ters orantılıyken H ve M arasında doğru orantı vardır. Bu yüzden $p-v$ sistemindeki sonuçlar $H-M$ sistemlerinde kullanılamaz.

Tablo 1: Manyetik çevrimlerle basınç-hacim çevrimlerinin karşılaştırılması.

	Basınç-hacim çevrimi	Manyetik çevrim
	p	H
	v	$-\mu_0 M$
iş	$dw = p dv$	$dw = -\mu_0 H dM$
mil işi	$dw_s = -v dp$	$dw_s = \mu_0 M dH$
enerji	$u(T, v)$ $du = T ds - p dv$	$u(T, M)$ $du = T ds + \mu_0 H dM$
entalpi	$h = u + pv$ $dh = T ds + v dp$	$h = u - \mu_0 H M$ $dh = T ds - \mu_0 M dH$
Helmutz enerjisi	$a = u - Ts$ $da = -s dT - p dv$	$a = u - Ts$ $da = -s dT + \mu_0 H dM$
Gibbs enerjisi	$g = h - Ts$ $dg = -s dT + v dp$	$g = h - Ts$ $dg = -s dT - \mu_0 M dH$

3.2. Maxwell Denklemleri

x ve y değişkenlerine bağlı herhangi bir z fonksiyonu olsun. z 'nin diferansiyeli

$$\begin{aligned} dz &= \left(\frac{\partial z}{\partial x} \right)_y dx + \left(\frac{\partial z}{\partial y} \right)_x dy \\ &= K dx + L dy \end{aligned} \quad (14)$$

şeklinde yazılabilir. Kısmi türev teorisinden

$$\frac{\partial^2 z}{\partial x \partial y} = \frac{\partial^2 z}{\partial y \partial x} \quad (15)$$

olduğu bilinmektedir. Yani türev alma sırasının önemi yoktur. (14) ve (15) denklemleri kullanılarak

$$\left(\frac{\partial K}{\partial y} \right)_x = \left(\frac{\partial L}{\partial x} \right)_y \quad (16)$$

sonucu elde edilir. (16) denklemindeki sonuç Tablo 1'de enerji, entalpi, Helmutz enerjisi ve Gibbs enerjisi için yazılan denklemlere uygulanabilir. Bu yapıldığında aşağıda verilen dört denklemler elde edilir:

$$\left(\frac{\partial T}{\partial M} \right)_s = \mu_0 \left(\frac{\partial H}{\partial s} \right)_M \quad (17)$$

$$\left(\frac{\partial T}{\partial H} \right)_s = -\mu_0 \left(\frac{\partial M}{\partial s} \right)_H \quad (18)$$

$$\left(\frac{\partial s}{\partial M} \right)_T = -\mu_0 \left(\frac{\partial H}{\partial T} \right)_M \quad (19)$$

$$\left(\frac{\partial s}{\partial H} \right)_T = \mu_0 \left(\frac{\partial M}{\partial T} \right)_H \quad (20)$$

Bu denklemler Maxwell denklemleri olarak bilinirler. (19) ve (20) denklemleri sadece bir tarafında entropi terimi içerdiği için termodinamik denklemlerde entropi terimini gidermede kullanılırlar.

3.3. Manyetokalorik Etki

Tersinin bir şekilde (entropiyi değiştirmeyecek şekilde, izentropik) bir madde üzerinde manyetik iş yaptığımızı varsayalım.

Entropiyi, yani madde içindeki atomların düzensizliğini bir-birinden bağımsız iki parametreye (T ve H) bağlı olarak ifade edelim. Madde üzerine manyetik iş yapıldığı zaman atomların manyetik dipol momentleri hep bir yöne döneceğinden entropinin manyetik alana bağlı kısmı düşecektir. Toplam entropi değişmeyeceğine göre entropinin sıcaklığa bağlı kısmı artacaktır. Bu da maddenin sıcaklığının artması anlamına gelir. Benzer bir şekilde manyetik alan kaldırıldığı zaman madde içinde sıcaklık düşüşü gözlemlenir.

Bu etkiyi matematiksel olarak ifade etmek için Tablo 1'deki entalpi denklemini kullanarak diferansiyel entropiyi

$$ds = \frac{dh + \mu_0 M dH}{T} \quad (21)$$

şeklinde yazalım. Entropiyi T ve H 'nin bir fonksiyonu olarak ifade edersek diferansiyel entropi için

$$ds = \left(\frac{\partial s}{\partial T} \right)_H dT + \left(\frac{\partial s}{\partial H} \right)_T dH \quad (22)$$

yazabiliriz. (21) denklemini (22) denklemine koyduğumuzda diferansiyel entropi için

$$ds = \frac{1}{T} \left(\frac{\partial h}{\partial T} \right)_H dT + \left(\frac{\partial s}{\partial H} \right)_T dH \quad (23)$$

denklemini elde ederiz. (23) denkleminde ilk terimdeki türev ifadesi sabit manyetik alanda ısı kapasitesidir ve T ve H 'ye bağlıdır. ($c_H(T, H)$) İkinci terim için (20) denklemini kullanırsak diferansiyel entropi denklemini

$$ds = \frac{1}{T} c_H(T, H) dT + \mu_0 \left(\frac{\partial M}{\partial T} \right)_H dH \quad (24)$$

halini alır. Entropinin değişmediği durumlar için ($ds = 0$), (24) denklemini kullanılarak manyetik alan değişimine göre sıcaklık değişimi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\left(\frac{\partial T}{\partial H} \right)_s = -\mu_0 \frac{T}{c_H(T, H)} \left(\frac{\partial M}{\partial T} \right)_H \quad (25)$$

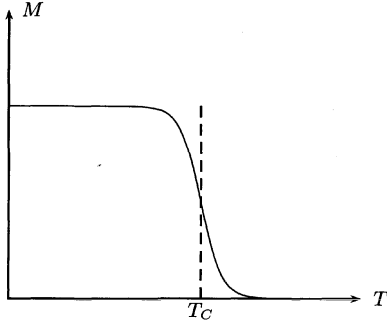
Bu denklemin birkaç tane önemli sonucu vardır:

- Manyetizasyon sıcaklıkla azaldığı için (25) denkleminde göre izentropik süreçlerde sıcaklığın manyetik alana göre değişimi her zaman pozitifdir.
- Manyetokalorik etkiyi arttırmak için ısı kapasitesini azaltmak ve ortam sıcaklığını arttırmak gerekir.
- Manyetokalorik etkiyi arttırmak için manyetizasyonun sıcaklığa göre türevinin mutlak değerinin maksimum olduğu nokta seçilmelidir. (Şekil 2) Bu sıcaklığa "Curie sıcaklığı" denir.

(25) denkleminde açıkça gözükmemekle birlikte, manyetik maddelerde Curie sıcaklığında c_H de minimuma iner ve maksimum sıcaklık değişimine katkıda bulunur. Bunu daha iyi anlayabilmek için Maxwell denklemlerini diferansiyel entropiye uygulamak gerekir. (16) denklemini (24) denkleminde uyguladığımızda

$$\frac{1}{T} \left(\frac{\partial c_H}{\partial H} \right)_T = \mu_0 \left(\frac{\partial^2 M}{\partial T^2} \right)_H \quad (26)$$

elde edilir. Curie sıcaklığında (26) denkleminin sağ tarafı sıfırdır ve ısı kapasitesi minimum değerine ulaşır. Günümüzde



Şekil 2: Manyetik maddelerde sabit manyetik alanda manyetizasyonun sıcaklığa bağlılığı. Manyetizasyondaki değişim Curie sıcaklığında maksimum değerini alır. Bu sıcaklığın üstüne çıktığında madde manyetik özelliklerini kaybeder.

manyetik malzemeler üzerine yapılan araştırmalar Curie sıcaklığı oda sıcaklığına yakın olan (300 K) ve bu sıcaklıkta $|\left(\frac{\partial M}{\partial T}\right)_H|$ değeri yüksek olan ferromanyetik malzemeler geliştirmek üzerine yoğunlaşmıştır. Tablo 2’de değişik malzemelerin Curie sıcaklıkları verilmiştir[10]. Görüldüğü gibi demir, nikel ve kobalt gibi ferromanyetik maddeler saf halleriyle oda sıcaklığında manyetik soğutma için uygun değildir. Bu yüzden günümüzdeki araştırmalar gadolinyum ve mangan esaslı malzemeler üzerine yoğunlaşmıştır.

3.4. Entropi Diyagramları

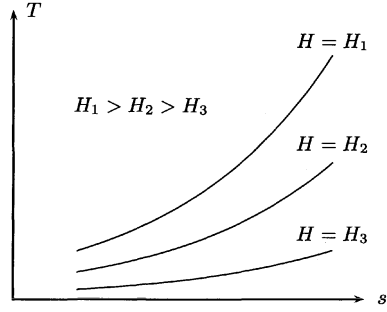
Termodinamik çevrimlerin matematiksel analizini yapmak için manyetik maddelerin sıcaklık-entropi ($T-s$) diyagramlarının neye benzediğini bilmek gerekir. Matematiksel analizi basitleştirmek için c_H ’nin sabit olduğunu varsayıp sabit H için (24) denkleminin integralini alırsak

$$T = T_0 \exp\left(\frac{s - s_0}{c_H}\right) \quad (27)$$

denklemini elde ederiz. (27) denkleminde T_0 sıcaklığında entropinin s_0 olduğunun bilindiği varsayılmaktadır. Manyetik alan arttırıldığında atomların daha düzenli hale gelmesiyle entropi azalacak, yani s_0 değeri düşecek ve buna bağlı olarak aynı entropi değerinde daha yüksek sıcaklık elde edilecektir. Şekil 3’de sabit manyetik alanda $T-s$ grafikleri niteliksel olarak gösterilmiştir.

Tablo 2: Değişik malzemelerin Curie sıcaklıkları tablosu.

Malzeme	Curie sıcaklığı (K)
Demir (Fe)	1043
Kobalt (Co)	1388
Nikel (Ni)	627
Gadolinyum (Gd)	293
Disprosyum (Dy)	85
MnAs	318
MnBi	670



Şekil 3: Manyetik maddelerde sabit manyetik alanda sıcaklık-entropi eğrileri.

3.5. İzotermal Manyetizasyon

İzotermal manyetizasyonda manyetik maddenin sıcaklığı sabit tutularak üzerine uygulanan manyetik alan değiştirilir. Bölüm 4’de de göreceğimiz gibi bu süreçler temel manyetik çevrimlerin önemli bir parçasıdır.

Sıcaklık sabit tutulduğu için diferansiyel entropi sadece manyetik alana bağlı olacaktır

$$ds = \left(\frac{\partial s}{\partial H}\right)_T dH \quad (28)$$

şeklinde yazılabilir. (20) denklemini kullanılırsa izotermal süreçlerde entropi değişimi için

$$\Delta s = \mu_0 \int_{H_i}^{H_f} \left(\frac{\partial M}{\partial T}\right)_H dH \quad (29)$$

ifadesi bulunur. (29) denkleminde H_i ve H_f başlangıç ve bitişteki manyetik alan değerlerini gösterir. Görüldüğü gibi maksimum entropi değişimi sağlamak için sürecin Curie sıcaklığı etrafında olması gerekir. Bir başka ilgi çekici özellik entalpi değişimidir. Entalpi hem sıcaklık hem manyetik alana bağlı olduğundan izotermal süreçlerde bir entalpi değişimi olur. Diferansiyel entalpi için

$$dh = \left(\frac{\partial h}{\partial H}\right)_T dH \quad (30)$$

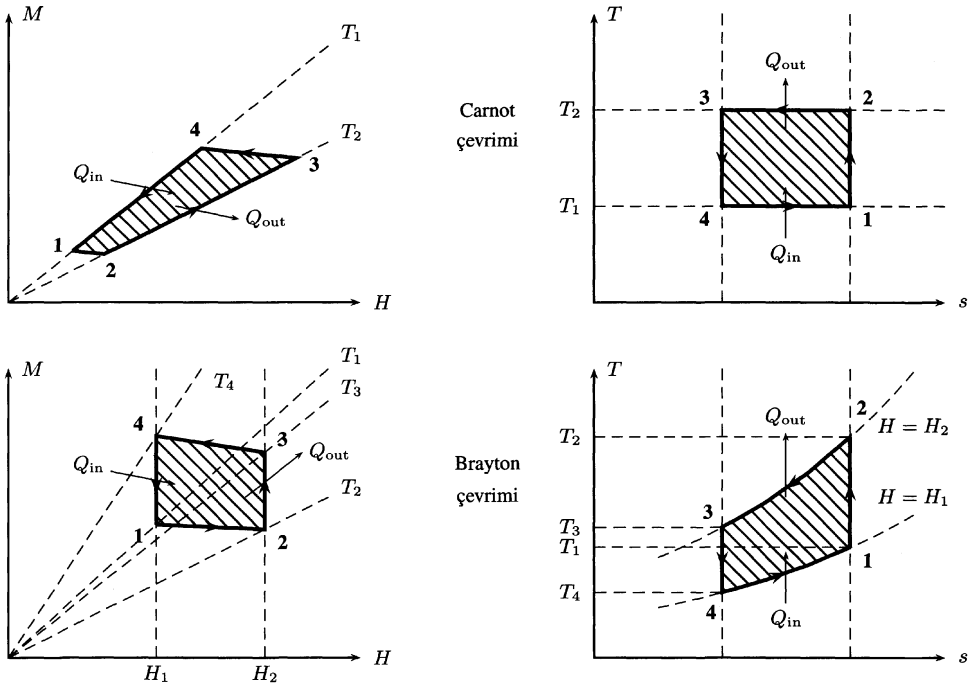
yazılabilir. (20), (30) denklemleri ve $dh = Tds - \mu_0 M dH$ kullanılarak

$$dh = \mu_0 \left[T \left(\frac{\partial M}{\partial T}\right)_H - M \right] dH \quad (31)$$

elde edilir. Manyetik olmayan maddelerde (31) denklemini sıfır sonucunu verir yani entalpi manyetik alandan bağımsızdır.

4. Temel Manyetik Çevrimler

Bu bölümde manyetik soğutma çevrimlerinden bahsedilecektir. İlk olarak en temel çevrim olan tersinir Carnot çevriminden bahsedilecektir. Daha sonra Brayton çevrimi anlatılacaktır.



Şekil 4: Carnot ve Brayton döngülerinin H - M ve T - s diyagramları. Taralı alan çevrim başına harcanan enerjiyi gösterir.

4.1. Carnot Çevrimi

Bilindiği gibi Carnot çevrimi verilen iki sıcaklık arasında çalışan en verimli çevrimdir. Şekil 4'te Carnot çevriminin H - M ve T - s diyagramları verilmiştir. 1 ile 2 arasında izentropik manyetizasyon yer alır. Burada uygulanan manyetik alan artırılır ve manyetokalorik etki dolayısıyla malzemenin sıcaklığı artar. 2 ile 3 arasında malzemenin sıcaklığı sabit tutularak manyetizasyon artırılmaya devam eder. Malzeme burada dışarı ısı verir ve entropisi düşer. 3 ile 4 arasında malzeme izentropik manyetizasyondan geçer ve malzemenin sıcaklığı düşer. 4 ile 1 arasında malzeme sabit sıcaklıkta demanyetize edilir. Bu basamakta malzemeye dışarıdan ısı girişi olur. Bir çevrimde malzeme üzerine uygulanan işin miktarı

$$W_{net} = - \oint T ds = -\mu_0 \oint M dH \quad (32)$$

denklemlerle verilir. Carnot çevrimi için bu iş

$$W_{net} = (T_2 - T_1)(s_1 - s_4) \quad (33)$$

olarak hesaplanır. Etkinlik katsayısı (COP) malzemenin ortamdaki aldığı ısı miktarının yapılan net işe oranı olarak tanımlanır. Carnot çevrimi için bu katsayı

$$COP = \frac{Q_{in}}{W_{net}} = \frac{T_1}{T_2 - T_1} \quad (34)$$

olarak bulunur.

4.2. Brayton Çevrimi

Carnot çevrimi teorik olarak en verimli çevrim olmasına karşın pratikte bu çevrimle çalışacak soğutucu yapmak zordur. Bu yüzden uyarlaması daha kolay çevrimler pratik uygulamalar için daha çekicidir. Bu çevrimlerden biri "Brayton çevrimi"dir. Brayton çevriminin H - M ve T - s diyagramları Şekil 4'te verilmiştir. 1 ile 2 arasında malzeme izentropik manyetizasyondan geçer ve sıcaklığı artar. 2 ile 3 arasında malzeme sabit manyetik alanda soğumaya bırakılır yani dışarıya ısı verir. Burada sıcaklığın düşmesi ile beraber malzeme içindeki manyetizasyon artar. 3 ile 4 arasında malzeme izentropik demanyetizasyondan geçer ve sıcaklığı düşer. Son olarak 4 ile 1 arasında sabit manyetik alanda dışarıdan ısı girişi olur ve malzemenin sıcaklığı artar. Bunun sonucu olarak malzeme içindeki manyetizasyon düşer.

Şekil 4'te görüldüğü gibi Brayton çevriminin T - s grafiği en düşük ve en yüksek sıcaklıklar (sırasıyla T_4 ve T_2) arasında tamamen kaplayacak şekilde değildir. Bunun bir sonucu olarak Şekil 4'teki Brayton çevriminin etkinlik katsayısı T_1 ile T_3 sıcaklıkları arasında çalışan Carnot çevrimininkine kıyasla daha düşüktür.

$$COP < \frac{T_1}{T_3 - T_1} \quad (35)$$

Fakat pratik uygulamalar sözkonusu olduğunda Brayton döngüsü en fazla uyarlanan çevrimdir. Bunun sebebi izentropik manyetizasyon ve sabit manyetik alanda ısı transferi süreçlerinin pratiğe geçirilmesinin kolay olmasıdır.

5. Sonuçlar ve Tartışma

Manyetik soğutma teknolojisi halen gelişme aşamasındadır. Günümüz teknolojisi ile inşa edilen manyetik soğutucular teknolojinin yeni olması sebebiyle oldukça pahalıdır. Malzeme bilimciler, oda sıcaklığında çalışan ve manyetokalorik etki ile yarattığı sıcaklık farkı geleneksel soğutma çevrimleri ile elde edilen sıcaklık farkları ile karşılaştırılabilir olan malzemeler üretmişlerdir. Bu yeni malzemelerin keşfi binarlarda, otomobillerde ve endüstride kullanılabilecek ucuz ve normal boyutlarda manyetik soğutucuların yapılabilmesi açısından umut vaat etmektedir. Manyetik maddeler çok dar bir sıcaklık aralığında çalıştıkları için yeni tasarımlar kaskat blokları içermektedir. Bu sistemlerde soğutma basamakları halinde yapılmaktadır. Manyetik soğutma sistemlerinin en büyük avantajlarından bir tanesi sistemin çok az hareketli parça içermesidir[11]. Manyetik soğutma sistemlerinde hareket halindeki tek parça manyetik alan kaynağı olarak kullanılan ve periyodik olarak hareket eden kalıcı bir mıknatıstır. Ayrıca manyetik soğutma sistemleri geleneksel sistemler gibi yüksek basınçlı gaz içermemektedirler. Bu özellikler bu sistemleri çok daha güvenilir yapmaktadır. Bunlara ek olarak manyetik soğutma sistemleri geleneksel sistemlere kıyasla ideal Carnot verimine daha yakın değerlerde çalışmaktadırlar. Malzeme teknolojisindeki gelişmelerle beraber yakın gelecekte manyetik soğutucular günlük hayatımıza girmeye başlayacaktır.

6. Kaynakça

- [1] E. Warburg, "Magnetische Untersuchungen über einige Wirkungen der Koerzitivkraft," *Annalen der Physik*, vol. 13, pp. 141-164, 1881.
- [2] P. Weiss and A. Piccard, "Sur un nouveau phénomène magnéto-calorique," *Comptes Rendus de Académie des Sciences*, vol. 166, p. 352, 1918.
- [3] P. Debye, "Einige Bemerkungen zur Magnetisierung bei tiefer Temperatur," *Annalen der Physik*, vol. 81, pp. 1154-1160, 1926.
- [4] W. F. Giauque, "A thermodynamic treatment of certain magnetic effects. A proposed method of producing temperatures considerably below 1° absolute," *Journal of the American Chemical Society*, vol. 49, pp. 1864-1870, 1927.
- [5] W. F. Giauque and D. P. MacDougall, "Attainment of temperatures below 1° absolute by demagnetization of $Gd_2(SO_4)_3 \cdot 8H_2O$," *Physical Review Letters*, vol. 43, p.768, 1933.
- [6] C. B. Zimm, A. Sternberg, A. G. Jastrab, A. M. Boeder, L. M. Lawton, and J. J. Chell, Rotating bed magnetic refrigeration apparatus, US Patent 6.526.759.4; 2003.
- [7] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*, Prentice Hall, 1989.
- [8] A. Kitanovski, "Thermodynamics of magnetic refrigeration," *International Journal on Refrigeration*, vol.29, pp. 3-29, 2006.
- [9] P. B. Whalley, *Basic Engineering Thermodynamics*, Oxford Science, 1992.
- [10] F. Keffer, *Handbuch der Physik*, Springer-Verlag, 1966.
- [11] V. K. Pecharsky and K. A. Gschneider, "Magnetocaloric effect and magnetic refrigeration," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 200, pp. 44-56, 1999.

MOBİL ROBOTLAR İÇİN IZGARA TABANLI HARİTALARDA EN KISA YOL ALGORİTMALARINI KULLANARAK YOL PLANLAMA

Tolga YÜKSEL¹, Abdullah SEZGİN²

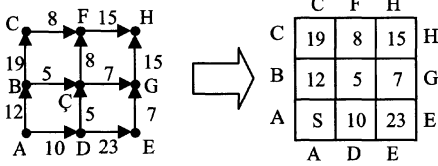
^{1,2} Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Kurupelit-Samsun
tyuksel@omu.edu.tr , asezzgin@omu.edu.tr

Özetçe

Mobil robotlarda yol planlamada en temel problemlerden biri robotu en kısa yolu izleyecek şekilde gideceği noktaya yönlendirme problemidir. Bu çalışmada ızgara tabanlı haritaları kullanan mobil robotlar için bu problemi çizge kuramında kullanılan arama yöntemlerine dayalı olarak çözen temel üç algoritma tanımlanmıştır. Ayrıca problemin çeşitli yönleri üzerinde durulmuş ve algoritmalar arasında deneysel sonuçlardan yararlanılarak karşılaştırmalar yapılmıştır.

1. Giriş

Mobil robotlarda yol planlamada en temel problemlerden biri robotu en kısa yolu izleyecek böylece en az enerjiyi harcayacak şekilde gideceği noktaya yönlendirme problemidir. Bu problemin çözümü için kullanılan en temel yöntemler çizge-arama algoritmalarıdır. Bu algoritmalar hiperküp çoklu bilgisayar sistemlerinde[1], taşıma yönlendirmede [2],[3], oyun programlamada [4],[5], robotlarda yol planlamada [6],[7],[8],[9],[10],[11] ve labirent çözmeye [11] kullanılmaktadır. Bu algoritmaların mobil robotlarda kullanımı için robotun sahip olduğu haritada düğüm noktalarının belirli olması gerekmektedir. Düğüm noktalarını ayrı ayrı belirlemedeki zorluklardan dolayı bunun yerine tüm gezilebilecek alana ait haritanın ızgara tabanlı hale getirilmesi ve her bir ızgara gözünün en temel hareket birimi(hücre) olarak adlandırılması algoritmaların işleyişini kolaylaştıracaktır.



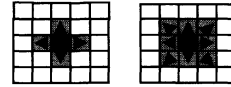
Şekil 1 Farklı ağırlıklara sahip bir çizgenin hücrelerle eşdeğer gösterilimi

Bu çalışmada yukarıda anlatılan yaklaşım kullanılarak haritalar ızgara tabanlı olacak şekilde hücrelerden oluşturulmuştur. Elde edilen haritalardaki her bir hücre çizgelerdeki düğümlere, hücreler arasındaki geçişler de ağırlıklara denk gelmektedir. Bu durum Şekil 1'de gösterilmiştir. Her bir hücreye ait maliyet tanımlanacak, bu maliyet aslında çizge kuramında tanımlı düğümler arasında tanımlanan ağırlık değeri olacaktır. Bu şekilde bir tanımlama sayesinde kullanılacak olan arama algoritmaları en küçük

hareket birimine bir hücre denk geldiği için çok daha hassas sonuçlar verecektir. Ayrıca bu yaklaşıma alternatif olan görünürlük çizgeleri ya da topografik haritalar için de yine düğümler arasındaki ağırlıkların hesabı için ayrıca hesaplamalar yapılması gerekmektedir. Bu yaklaşım en temel hareket birimini temel aldığından bu problemi de ortadan kaldırmıştır.

Çizgelerde en kısa yol problemini çözmek için kullanılan en bilinen algoritmalar çizge arama algoritmaları olarak da bilinen enine arama(Breadth-first search), Dijkstra ve A* algoritmalarıdır [5],[8],[10],[11],[12],[15]. Bu algoritmalara ilişkin ayrıntılı bilgi izleyen bölümlerde verilecektir. Algoritmaların ayrıntılarına geçmeden önce kullanılan haritalarla ilgili ön kabulleri vermek yararlı olacaktır :

- Kullanılan haritalar gerçek ortamla aynı kabul edilmiştir yani yeniden planlamaya ihtiyaç duymazlar.
- Haritalar aynı boyutlu kare hücrelere ayrılmıştır. Bu hücreler, her bir görsel haritadaki en küçük birim olan piksel kabul edilmiştir.
- Planlama yapılacak olan mobil robotun hareket kabiliyeti 90° (4-hücre komşuluğu) olarak kabul edilmiştir. 4- ve 8-hücre komşuluğu Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2 4- ve 8- hücre komşuluğu

2. Enine Arama Algoritması

Enine arama(Breadth-first search) algoritması başlangıç hücresinden başlayarak hedef hücre bulunana kadar komşu hücrelere dallanma ilkesiyle çalışır [5],[11],[17]. Bu çalışma esnasında hareket edilemez(engel) hücreler gözardı edilir. Başlangıç hücresinden başlayarak tüm hareket edilebilir hücreler sırayla AÇIK LİSTE adı verilen bir diziyeye dahil edilir. AÇIK LİSTE dizisi hedef hücreyi bulmak amacıyla eklenen komşu hücreleri tutan dizidir ve bu dizide eklenen yeni elemanların hedef hücre olup olmadığı kontrol edilir. Eklenen hücreler kontrol edildikten sonra bunlara ait yeni komşu hücreler AÇIK LİSTE dizisine eklenir ve bu prosedür hedef hücre bulunana kadar devam eder. Başlangıç hücresinin maliyeti 0'dır. Eklenen her bir komşu hücrenin toplam maliyeti ise kendisini ekleyen hücre+1(veya +tanımlanan sabit değer) değerinde olacaktır. Hücrelerin maliyetleri harita boyutlarında bir maliyet matrisinde saklanacaktır. Eklenen yeni komşu hücreler incelendikten sonra kontrol edilmiş eski hücreler AÇIK LİSTE'den çıkarılacak, bu sayede hem dizinin boyutu fazladan

büyütmeyecek hem de gözden geçirilen eski hücreler tekrar gözden geçirilmeyecektir. Bu esnada eğer AÇIK LİSTE boş diziyeye dönüşürse bu, mümkün bir yolun olamayacağı anlamına gelir. Hedef hücre AÇIK LİSTE'ye eklendiğinde en kısa yolu bulmak için maliyet matrisi üzerinde hedef hücreden başlangıç hücresine doğru adım adım hücrelerin maliyetlerini izlemek yeterli olacaktır.

Bu algoritma gerçekleştirilmesi basit, çok fazla işlem gücüne ihtiyaç duymayan ve hedef hücrenin yerini bilmeye ihtiyacı olmayan (eğer hedef hücrenin yeri belli değilse bir avantaja dönüşür) bir algoritmadır fakat iki önemli dezavantaja sahiptir:

1. Hedef hücre bulunana kadar hareket edilebilir tüm hücreler araştırılmak zorundadır. Büyük çaplı haritalarda çok büyük hesaplamalar alanlarına ihtiyaç duyar, hedef hücre bilgisi varsa bu bilgiyi gözardı eder.
2. Her bir hücre için farklı maliyet tanımlama imkanı yoktur. Sadece hareket edilebilir veya edilemez hücre tanımlaması yapılabilir.

3. Dijkstra Algoritması

Bu algoritma Enine arama algoritmasından farklı olarak farklı maliyetlere sahip hücreler için de en kısa yol (aynı zamanda en düşük maliyetli yol) problemi çözmektedir [5],[7],[11],[12]. Bu algoritmada yine komşu hücreleri tutan AÇIK LİSTE dizisi bulunmaktadır. İlk olarak başlangıç dizisinin komşuları AÇIK LİSTE'ye eklenir. Daha sonra bu hücrelerin yine başlangıç hücresinden bu hücreye gelmek için maliyeti tanımlayan toplam maliyetleri hesaplanır. Elde edilen bu maliyetlere göre eklenen hücreler karşılaştırılır, hücreler maliyetlerine göre dizilir ve en düşük maliyetli olan hücreden başlayarak hücrenin komşuları AÇIK LİSTE'ye eklenir. Bu noktada AÇIK LİSTE'ye eklenecek hücreler için en düşük maliyetin bir karşılaştırma kriteri haline geldiği görülmektedir. Eklenen bu yeni hücreler için de yukarıda anlatılan süreç aynen uygulanır. Komşu hücre ekleyen ebeveyn hücreler EBEVEYNLER adında bir dizide en kısa yolu bulmak için tanımlanmalıdır. Ayrıca eklenen bir komşu hücrenin maliyeti kendisini ekleyen ebeveyn hücreden daha düşüğe bu komşu hücre ebeveyn hücre haline getirilmeli ve bu hücrenin eklediği diğer komşu hücreler için maliyetler yeniden hesaplanmalıdır. Bu işlem ise dizide bir kısım elemanın yer değiştirmesine yol açtığından karışıklığa yol açabilmektedir. Bu anlatılan süreç hedef hücre AÇIK LİSTE'ye eklenene kadar devam eder. Hedef hücre AÇIK LİSTE'ye eklendiğinde ise hedef hücreden başlayarak ebeveyn hücreleri takip ederek en kısa ve en düşük maliyetli yol bulunmuş olur. Hücrelerin maliyetleri yine bir maliyet matrisinde tutulur. Yukarıdaki karşılaştırma kriteriyle maliyeti hesaplanan hücre AÇIK LİSTE'den çıkarılır. Eğer herhangi bir anda AÇIK LİSTE boş kalırsa bu mevcut harita için uygun bir yol olmadığı anlamına gelmektedir.

En düşük maliyet kriterini kullanmak ve farklı maliyetlere sahip hücreler için de maliyet hesabı yaparak yol planlamak bu algoritmayı etkin hale getirmekte ve en düşük maliyeti garantilemektedir fakat bu algoritma enine arama algoritmasıyla benzer şekilde hedef hücre bilgisini kullanmaktan yoksundur ve bu yüzden eklenen hücre sayısını hesaplamalar alanlarına olan ihtiyacı arttırmaktadır. Enine arama ve Dijkstra algoritmaları hedef hücre bilgisini kullanmamalarından dolayı bu algoritmaları etkin hale getirmenin en temel yolu hem başlangıç hem de hedef

hücreden başlayarak çift yönlü bir arama gerçekleştirmektedir [5].

4. A* Algoritması

A* algoritması en kısa yol problemleri için kullanılan en yaygın ve en etkin algoritmadır [5],[8],[9],[10],[11],[13],[14]. Bu algoritmada AÇIK LİSTE ve KAPALI LİSTE şeklinde iki ayrı dizi kullanılmaktadır. AÇIK LİSTE daha önce anlatıldığı gibi komşu hücreleri tutma işlemini yaparken KAPALI LİSTE yine gözden geçirilmiş hücreleri tutma işlemini yapmaktadır. İlk olarak yine başlangıç hücresinin komşuları AÇIK LİSTE'ye eklenir. Daha sonra bu komşular maliyetlerine göre gözden geçirilir. Bu noktada A* Dijkstra algoritmasından ayrılmaktadır. Birincisi G maliyeti adı verilen başlangıç hücresinden mevcut hücreye ulaşmak için gerekli maliyet, ikincisi ise H maliyeti adı verilen mevcut hücreden hedef hücreye ulaşmak için gerekli maliyettir. G maliyeti bu noktada hesaplanabilir fakat H maliyeti geri kalan yolda hangi hücrelerin takip edileceğinin bilinmemesinden dolayı ancak tahmin edilebilir. Bu nedenle bu maliyet terimi sezgisel (heuristic) maliyet terimi olarak adlandırılır. 4-hücre komşuluklu haritalarda sezgisel maliyet hesabı için en uygun yöntem Manhattan yöntemidir. Literatürde başka yöntemler de bulunabilir [4],[16]. Mevcut hücrenin koordinatları X_m-Y_m , hedef hücrenin koordinatları X_h-Y_h olarak adlandırılırsa H'nin hesabı (1)'de verildiği gibi olur:

$$H_m = C * (|X_m - X_h| + |Y_m - Y_h|) \quad (1)$$

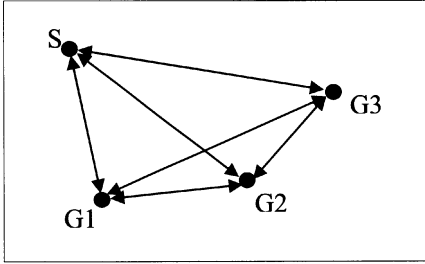
Burada C olarak verilen sabit çarpan farklı maliyetlere sahip hücrelerin en düşük maliyetli olanının değeri olacak şekilde ayarlanır. Bu şekilde toplam maliyet $F = G + H$ olur ve F hücreler için karşılaştırma kriteri haline gelir. Bu maliyetin hesabından sonra AÇIK LİSTE dizisi yine maliyete göre sıralanmak zorundadır. Eklenen komşu hücrelerin ebeveyn hücreleri EBEVEYNLER dizisinde saklanır. Bu algoritmada da eğer mevcut hücre daha önceden AÇIK LİSTE'ye eklenmişse bu hücre için yeniden G maliyet hesabı yapılmalıdır. Eğer bu değer eski değerinden daha iyi ise onu yeniden ekleyen hücre onun ebeveyn hücresi haline gelir ve bu durum için yeniden G ve F maliyet hesapları yapılır. İlgili gözden geçirmeleri biten hücreler KAPALI LİSTE'ye eklenir. Bu eklemelerden sonra maliyeti en düşük hücre üzerinden hedef hücre AÇIK LİSTE'ye eklenene kadar yukarıda anlatılan işlem devam eder. Hedef hücre AÇIK LİSTE'ye eklendiğinde ebeveyn hücreler izlenerek yol bulunmuş olur. KAPALI LİSTE'ye eklenen hücre AÇIK LİSTE'den çıkarılır. Eğer herhangi bir anda AÇIK LİSTE boş kalırsa bu mevcut harita için uygun bir yol olmadığı anlamına gelir.

Bu algoritmanın yol planlamada çok sık kullanılan etkin bir algoritma olmasının sebebi başlangıç hücresinden gelen en kısa yol bilgisi ile hedef hücreye doğru olan en kısa yol bilgisini ortak biçimde kullanarak hesaplamaları yapmasıdır. Bu özellik üstün bir özellik olmasına rağmen hedef hücresinin bilinmediği durumlarda kullanılamaz duruma gelmektedir. Ayrıca Manhattan hesabı olarak verilen hesaplamada kullanılan C sabitinin değeri iyi ayarlanmalıdır. Eğer bu değer gerçek maliyeti aşacak şekilde verilirse algoritma çok daha az hücreye uğrayarak bir yol bulacaktır fakat bulduğu yol en düşük maliyetli yol olmayacaktır [4],[5].

5. Çoklu Hedef Hücre İçin Yol Planlama

Yukarıda anlatılan algoritmalar bir başlangıç hücresi - bir hedef hücre temelini alan algoritmalarıdır. Fakat çoğu uygulama bir başlangıç hücresine ve hedef sırasının önemi olmadan çoklu hedef hücresine sahiptir. Belirli bir alandaki belirli noktalardan örnek toplayıp yine başlangıç noktasına dönmesi istenen bir mobil robotu düşünelim. Örnek alınacak noktalar arasında bir önem sırası yoktur ve her bir noktadan diğer tüm noktalara erişim mevcuttur. Bu gibi uygulamalarda tüm olası yollar hesaplanmalı ve bunların içinden optimal olanı seçilmelidir (Şekil 3).

Bu gösterilim çizge kuramındaki düğüm-ağırlık gösterilimi ile aynıdır. Burada ilk olarak n hedef nokta sayısını ($n=3$) belirtecek şekilde noktalar arasındaki $n!(3!)$ yol ($|SG1|$, $|SG2|$, $|SG3|$, $|G1G2|$, $|G1G3|$, $|G2G3|$) hesaplanmalı, daha sonra başlangıç noktasından başlayarak tüm noktalardan bir kere geçecek şekilde en kısa yol hesaplanmalıdır. Bu problem çizge kuramında Gezgin Satıcı Problemi (Traveling Salesman Problem-TSP) olarak adlandırılmaktadır. Benzer şekilde bir gezgin satıcının bir dizi şehri sadece bir kere uğrayacak şekilde gezeceği ve en sonunda başlangıç şehrine döneceği probleminden yola çıkarak bu ismi almıştır. Bu problem için hesaplanacak yol sayısını $n!/2'$ ye denk olacaktır. Bu sayısı 3 hedef noktası için 3 iken 10 hedef noktası için 1.814.400 olmaktadır. Bu sayıda yolun hesabı için oluşacak hesaplama zamanı kabul edilemez duruma gelir ve hesaplama miktarını azaltmak için bazı teknikler kullanılmaktadır [18],[19].



Şekil 3 Bir başlangıç noktası-üç hedef noktası

Bu çalışmada bu konu ele alınmadan sadece anlatılan algoritmaların çoklu hedef hücre durumunda nasıl davrandığı üzerinde durulacaktır. Anlatılan algoritmalar yol planlama için gerekli olan çoklu hücreler arasındaki yolların hesabında bazı hesapsal avantajlar sunmaktadır. Algoritmalar sadece bir hücreden diğerine en kısa ve en düşük maliyetli yolu buluyorlar gibi görünse de tüm uğradıkları hücreler arasındaki en kısa yolları hesaplayabilmektedirler. Bu noktada algoritmaların ayrı ayrı incelenmesi gerekmektedir. Enine arama ve Dijkstra algoritmaları hesaplamalar sırasında hedef hücre bilgisi kullanılmaktadır, bu yüzden tüm uğradıkları hücrelere en kısa yolları bulabilmektedirler. A* ise yine tüm uğradığı hücreler için olası bir yol bulabilmektedir fakat bulduğu yolun en kısa yol olma garantisi yoktur çünkü hesaplamaları sırasında hedef hücrenin bilgisini kullanılmaktadır. Bu özellik enine arama ve Dijkstra algoritmalarına tek hesabı her zaman kullanma avantajını getirmektedir. Bu avantajı kullanabilmek için çoklu hedef hücre durumunda hücreler arasındaki yol hesabına en uzak hücreler arasından başlamak doğru bir yaklaşım olacaktır. Ayrıca bu özellik sayesinde diğer

noktalar için ayrıca hesap yapılmasına gerek kalmadığından toplam hesaplama zamanı da önemli derecede azalacaktır.

6. Deneysel Sonuçlar

Algoritmalar için çeşitli haritalar ve simülasyonlar oluşturulmuştur. Yapılan tüm simülasyonlar AMD Athlon 2000+ mikroislemciye ve 640 MB RAM'e sahip bir bilgisayarda MATLAB 6.5 altında gerçekleştirilmiştir. Algoritmalar için gerekli hesaplama zamanını ölçmek amacıyla her bir algoritma 10 defa koşuturulmuş ve zaman için ortalama değerler alınmıştır.

Simülasyonlar iki ana gruba ayrılmıştır. Birinci grupta bir başlangıç-bir hedef, ikinci grupta bir başlangıç-çoklu hedef hücreler için simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

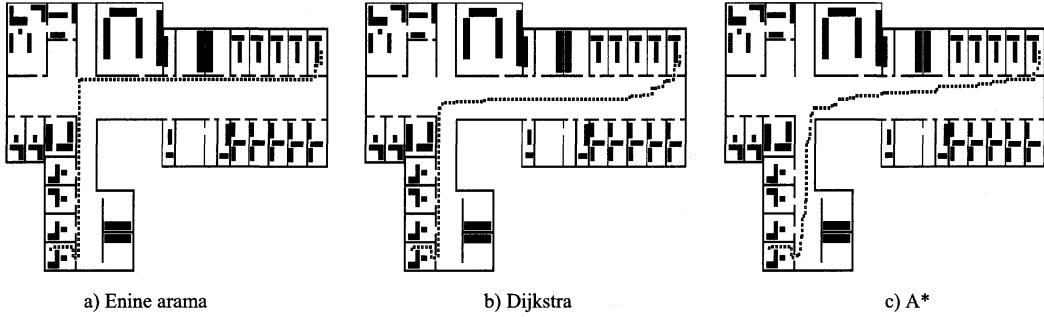
İlk grupta algoritmalar bir başlangıç-bir hedef hücre için karşılaştırılmıştır. Bölüm 2'de bahsedildiği üzere enine arama algoritması farklı maliyetlere sahip hücreler için hesaplama yapmadığından bu grup için aynı maliyetlere sahip hücrelerden ve farklı maliyetlere sahip hücrelerden oluşan iki ayrı harita oluşturulmuştur.

Aynı hücrelere sahip harita olarak Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü'ne ait yaklaşık ölçülerde bir harita kullanılmıştır (Şekil 4). Harita çizildikten sonra MATLAB ortamına aktarılmış ve bir harita matrisi haline getirilmiştir. Harita matrisinin boyutları her bir piksel bir hücreye karşılık gelecek şekilde 400*250'dir. Siyah hücreler duvarları ve engelleri temsil etmektedir. Matris gösterilimi temel alınarak sol üst köşe (0,0) koordinatı olarak alınmış, x eksenini için pozitif yön sağa doğru, y eksenini için pozitif yön aşağı doğru olacak şekilde kabul edilmiştir. Burada uygulanan senaryo mobil robotun bir odadan diğerine gitmesi olarak düşünülmüştür. Başlangıç hücresi olarak (60,230), hedef hücre olarak (390,50) hücreleri alınmıştır. Şekilde robotun izleyeceği yol kareler ile gösterilmiştir. Her bir kare izlenecek yoldaki her 5 hücreden birinde yerleştirilmiştir. Tablo 1'de ise algoritmaların hesaplama zamanı, uğranan hücre sayısı ve yoldaki hücre sayısı için karşılaştırması verilmiştir. Tablo incelendiğinde hesaplama zamanı açısından enine arama ve A* algoritmalarının hesaplama zamanlarının yakın fakat uğranan hücre sayısının yaklaşık 4.7 kat olduğu görülmektedir. Bunun sebebi enine arama algoritmasının yapısındaki basitlikten dolayı hesaplamaları hızlı yapması fakat yol hesabı için genişlik yönünde büyüyerek çok fazla sayıda hücreye uğramak zorunda kalmasıdır.

Dijkstra ve A* algoritmalarının farklı maliyetli hücrelere sahip bir haritada işleyişini göstermek için sanal bir harita yaratılmıştır. Boyutları yine her bir piksel bir hücreye karşılık gelecek şekilde 256*256'dır. Gri tonları kullanılarak her bir hücreye bir maliyet atanmıştır (beyaz:10, beyaza yakın gri:20, gri:30, koyu gri:40, siyaha yakın gri:60). Siyah ile tanımlı büyük engeller siyaha yakın gri ve beyaza yakın gri tonlarıyla 2 kat sarılmıştır. Siyah eğri bulunan yolu göstermektedir.

Tablo 2'de elde edilen yollar için bir karşılaştırma verilmiştir. Tablo incelendiğinde her iki algoritmanın da en kısa yolu verdiği görülmektedir. Ayrıca A*'ın Dijkstra'dan %27.5 daha hızlı olduğu ve uğranan hücre sayısına göre %47.1 daha az belleğe ihtiyaç duyduğuna dikkat edilmelidir.

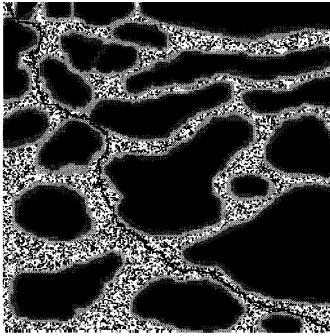
İkinci grup olarak Dijkstra ve A* algoritması aynı haritada bir başlangıç-çoklu hedef hücre için karşılaştırılmıştır. Harita üzerinde 3 hedef hücre tanımlanmıştır. Bu hücrelere ait koordinatlar sırasıyla



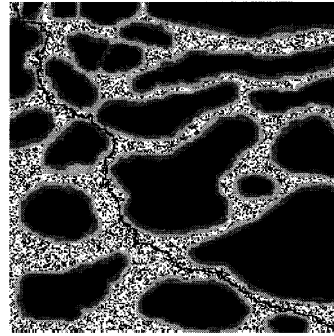
Şekil 4 Aynı maliyetli hücelere sahip haritada bulunan yollar

Tablo 1 Algoritmaların aynı maliyetli hücelere sahip harita için karşılaştırılması

Algoritma	Uğranan Hücre Sayısı	Yol Hücre Sayısı	Hesaplama Zamanı (s)
Enine arama	33130	530	1.112
Dijkstra	33119	530	2.296
A*	7093	530	1.173



a) Dijkstra



b) A*

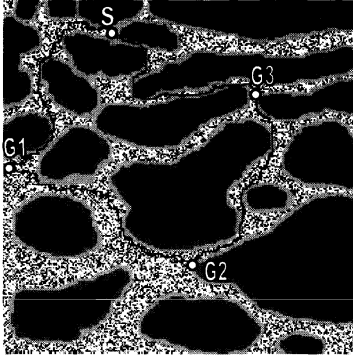
Şekil 5 Farklı maliyetli hücelere sahip haritada bulunan yollar

Tablo 2 Algoritmaların farklı maliyetli hücelere sahip harita için karşılaştırılması

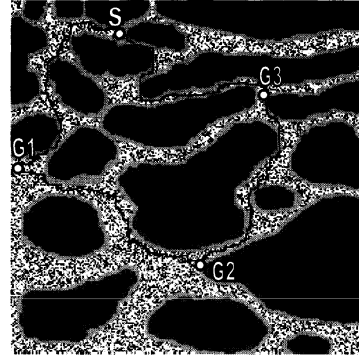
Algoritma	Uğranan Hücre Sayısı	Yol Hücre Sayısı	Yol Hücrelerinin Maliyeti	Hesaplama Zamanı (s)
Dijkstra	30139	557	7020	1.632
A*	20487	567	7020	1.280

S(80,20), G1(5,120), G2(140,190) ve G3(185,70)'tir. Şekil 6 algoritmalar için bulunan yolları göstermekte ve Tablo 3'te elde edilen yol değerleri karşılaştırılmalı olarak verilmektedir. Elde edilen toplam yol maliyetlerinin ikisinde de aynı olduğu görülmektedir fakat bu sefer Dijkstra A*'dan hesaplama zamanı olarak daha kısa bir sürede tamamlamıştır. Bu etkinliğin sebebi Dijkstra algoritmasının uğradığı tüm hücreler için en kısa yolları hesaplıyor olmasıdır. Çoklu hedef hücre söz konusu olduğunda en uzak hedef hücreden başlayarak yolları hesaplamak bu avantajın kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Dijkstra algoritması önce başlangıca

en uzak nokta olan SG2 ile hesaba başlamış, daha sonra SG3 ve SG2 noktalarının hesabına geçtiğinde SG2'de bu noktalara uğrandığından dolayı bu noktalar için tekrar hesaplama yapma gerekliliği ortadan kalkmış, benzer durum G1G3 ve G1G2 arasında da görülmüştür. Dijkstra algoritması için bahsedilen bu özellik enine arama algoritmasında da aynen uygulanabilmektedir. Tablo 3'te uğranan hücre sayısı ile ilgili bilgiye yer verilmemiştir, fakat A*'ın her hesaplamada farklı maliyetle de olsa hücelere tekrar tekrar uğrayarak bellek ihtiyacını arttırdığı unutulmamalıdır.



a) Dijkstra



b) A*

Şekil 6 Farklı maliyetli hücelere sahip haritada çoklu hedef hücre için bulunan yollar

Tablo 3 Algoritmaların farklı maliyetli hücelere sahip haritada çoklu hedef hücre için karşılaştırılması

Algoritma	Başlangıç-Hedef	Yol Hücre Sayısı	Yol Hücrelerinin Maliyeti	Hesaplama Zamanı(s)
Dijkstra	SG2	327	4750	1.398
	SG1 *	210	2940	0.078
	SG3 *	204	3360	0.065
	G1G3	281	3650	1.352
	G1G2 **	218	2690	0.056
	G2G3	194	2650	1.114

* : |SG2|'de uğranmış

** : |G1G3|'de uğranmış

Seçilen yol

Algoritma	Seçilen Toplam Yol	Toplam Yol Hücre Sayısı	Toplam Yol Hücrelerinin maliyeti	Toplam Hesaplama Zamanı(s)
Dijkstra	SG1 + G1G2 + G2G3 + G3S	826	11640	4.063

Algoritma	Başlangıç-Hedef	Yol Hücre Sayısı	Yol Hücrelerinin Maliyeti	Hesaplama Zamanı(s)
A*	SG2	325	4750	1.172
	SG1	210	2940	0.686
	SG3	206	3360	0.888
	G1G3	283	3650	0.824
	G1G2	218	2690	0.727
	G2G3	194	2650	0.788

Seçilen yol

Algoritma	Seçilen Toplam Yol	Toplam Yol Hücre Sayısı	Toplam Yol Hücrelerinin Maliyeti	Toplam Hesaplama Zamanı(s)
A*	SG1 + G1G2 + G2G3 + G3S	828	11640	5.085

7. Tartışma ve Öneriler

Bu çalışmada mobil robotlar için ızgara tabanlı haritalarda çizge arama yöntemlerini kullanan üç yol planlama yöntemi üzerinde durulmuş, yöntemler çeşitli haritalarda tek hedef hücre ve çoklu hedef hücre koşulları için karşılaştırılmıştır. Aynı maliyetli hücelere sahip tek hedef hücreli haritalarda hesaplama zamanında enine arama algoritması en iyi sonucu vermektedir fakat bu algoritma kullanıldığında uğranan hücre sayısına bağlı olarak bellek ihtiyacının artacağına dikkat edilmelidir. Eğer bellek ihtiyacı ön plana çıkarsa A* algoritmasını kullanmak daha avantajlı olacaktır.

Farklı hücelere sahip tek hedef hücreli haritalarda ise hem hesaplama zamanı hem de uğranan hücre sayısı açısından A*'ın mutlak bir üstünlüğü vardır fakat bu algoritmayı kullanılırken sezgisel maliyet terimi H'nin hesabına dikkat edilmelidir.

Farklı hücelere sahip çoklu hedef hücreli haritalarda Dijkstra ve A* algoritmalarının birbirlerine yakın sonuçlar vermelerine rağmen Dijkstra algoritmasının uğranan hücreler için de en kısa yolu verme özelliği gözardı edilmemelidir. Bu özellik çok büyük haritalarda ve çok fazla sayıda hedef hücre olduğu durumlarda büyük avantaj sağlamaktadır.

Çalışmada bahsedilen algoritmalar için seçilecek olan robotun özelliğine bağlı olarak 4- hücre komşuluğu yerine 8-veya 16- hücre komşuluğu kullanılabilir. Bu durumda algoritmaların daha iyi sonuçlar vereceği açıktır. Ayrıca hücre komşuluğu arttığında A* için farklı sezgisel maliyet hesap yöntemleri olduğu ve bu yöntemleri kullanmanın daha iyi sonuçlar verebileceği de unutulmamalıdır.

Çoklu hedef hücreli haritalara ek olarak çoklu başlangıç-çoklu hedef hücre yaklaşımı da bu çalışmanın ileriki aşamalarında ele alınacaktır. Ayrıca çoklu hedef noktaları için de TSP çözüm yöntemleri kullanılarak algoritmaların işleyişi ayrıca incelenecektir.

8. Ek Bilgi

Bu çalışma O.M.Ü.'nde yürütülen MF104 no'lu projenin bir parçasıdır ve GPS benzeri bir sistemle tank benzeri LEGO MINDSTORM robotun ızgara tabanlı haritalarda en kısa yolu bulma problemi için kullanılacaktır.

9. Kaynakça

- [1] T. Dong, "A linear time pessimistic one-step diagnosis algorithm for hypercube multicomputer systems", *Parallel Computing*, sayı:31, s:933-947, 2005
- [2] L. Fua, D. Sunb, L.R. Rilette, "Heuristic shortest path algorithms for transportation applications: State of the art", *Computers & Operations Research*, sayı:33, s:3324-3343, 2006
- [3] A. Chabrier, "Vehicle Routing Problem with elementary shortest path based column generation", *Computers & Operations Research*, sayı:33, s:2972-2990, 2006
- [4] P. Lester, "A* Pathfinding for Beginners", www.policyalmanac.org/games/aStarTutorial.htm, 2004
- [5] B. Stout, "Smart Moves : Intelligent Pathfinding", Game Developer www.gamasutra.com/features/19970801/pathfinding/htm, 1996
- [6] T. Ersson, X. Hu, "Path Planning and Navigation of Mobile Robots in Unknown Environments" IEEE/RSJ

International Conference on Intelligent Robots and Systems, Cilt : 2, s: 858 – 864, 2001

- [7] J. Huh , H. Park , Y. Huh , H. Kim , "Path Planning and Navigation for autonomous Mobile Robot", *IECON 02* , Cilt:2, s:1538 – 1542, 2002
- [8] C. Wurrll, D. Henrich , "Point-to-point and Multi-Goal Path Planning for Industrial Robots", *Special Issue on "Motion Planning" of the Journal of Robotic Systems*, 2001
- [9] C. Wurl , D. Henrich , H. Wörn , "Multi-goal Path Planning for Industrial Robots", *International Conference on Robotics and Application (RA'99)*, Santa Barbara, USA, 1999
- [10] T. Goto, T. Kosaka, H. Noborio , "On the heuristics of A* or A Algorithm in ITS and Robot Path-Planning", *International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Cilt:2, s: 1159 -1166, 2003
- [11] S. M. LaValle, *Planning Algorithms*, Cambridge University Press, 2006
- [12] M. Noto, H. Sato, "A method for the Shortest Path Search by Extended Dijkstra Algorithm", *IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, Cilt:3, s:2316 - 2320, 2000
- [13] D.R. Wichmann , B. C. Wünsche, "Automated Route Finding on Digital Terrains", *Proceedings of IVCNZ '04*, s:107-112. , 2004
- [14] A. V. Goldberg, C. Harrelson, "Computing the Shortest Path : A* Search Meets Graph Theory", Technical Report MSR-TR-2004-24, Microsoft Research, 2004
- [15] R. Zhou, E. A. Hansen, "Breadth-first heuristic search", *Artificial Intelligence*, sayı:170, s:385-408, 2006
- [16] A.J. Patel, "Heuristics", <http://theory.stanford.edu/~amitp/GameProgramming/Heuristics.html> , 2004
- [17] K. Manley, "Pathfinding : From A* to LPA", <http://csci.mrs.umn.edu/UMMCSciWiki/pub/CSci3903/s03/KellysPaper/seminar.pdf>, 2003
- [18] D. Applegate , R Bixby, C. Chvatal, W. Cook, "Solving Traveling Salesman Problem", www.tsp.gatech.edu
- [19] K. Hoffman " Traveling Salesman Problem" , http://iris.gmu.edu/~khoffman/papers/trav_salesman.html

Yerel kablosuz ağ erişim noktaları arasında hareketli robotların İnternet üzerinden denetimi

Deniz Peçel¹, Y.M. Erten²

¹ Enformatik Enstitüsü
Orta Doğu teknik Üniversitesi
denizpecel@yahoo.com

²Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
erten@etu.edu.tr

Özetçe

Yerel ağlarda bulunan ve yerel bir İP adresi atanmış olan robotlara erişimde, haberleşmenin yerel ağın dışından başlatılması durumunda, kullanılan topolojinin özelliklerinden dolayı sorunlar yaşanmaktadır. Bu sorunların giderilmesi için önerilen yöntemler genellikle bağlantının yeniden sağlanması için geçen sürenin uzun olması nedeniyle her uygulamada kullanılamaz. Bu çalışmada bu sürenin kısaltılması için bir yöntem önerilmiştir. Önerilen çözümüm algoritması açıklanmış, kurulan test düzeneği tanıtılmıştır. Önerilen sistemin bağlantı kurulum süresini kısaltması beklenmektedir.

1. Giriş

Robotların İnternet üzerinden yönetilmesi sayesinde müzeleri uzaktan ziyaret etmek, bahçeleri denetlemek, laboratuvar deneyleri gerçekleştirmek mümkün olmaya başlamıştır [1]. Bu alanda geniş uygulama olanakları ile birlikte sorunlar da bulunmaktadır. Gecikme, gecikmedeki değişimler, veri transfer hataları bu problemler arasında sayılabilir [2]. Bu sorunlardan biriside uzakta bulunan robotun yerel bir İP numarası alması, bunun sonucu olarak da bu robota ağ dışından başlatılacak bir erişim talebinin adres çevrimi teknikleri gerektirmesidir.

Bu gereksinim yerel ağların gerek kablolu gerekse kablosuz formlarda birçok işyeri, üniversite ve evde yaygın olarak kullanılmasıyla belirgin olarak ortaya çıkmıştır. Yerel ağa bağlı cihazlarda, İPv4 protokolünde adres alanının neredeyse tükenmiş olması nedeniyle, yerel İP numarası kullanımı geliştirilmiştir. İPv6 protokolü kullanılmaya başlandığında adres alanının artmasıyla İnternete bağlı her bilgisayara global bir İP adresi vermek mümkün olacak olsa da birçok ağ yöneticisi güvenlik nedeniyle yerel adres kullanımını sürdürmektedir.

Yerel ağa bağlı tüm cihazlar İnternet erişimi için bir veya birkaç global İP adresini farklı port numaraları

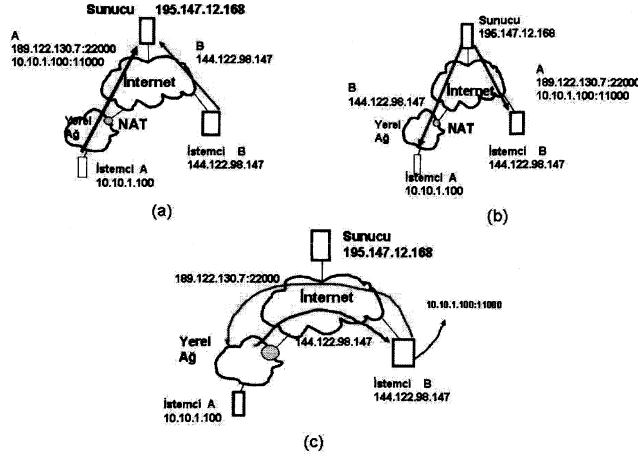
kullanarak paylaşmaktadırlar. Ağda birden fazla kablosuz erişim noktası bulunması durumunda ise, her erişim noktası ayrı bir yerel İP adresi verebilmektedir.

Bu cihazlar, global İP numarası olan bir sunucuya eriştikleri zaman iletişimi kendileri başlatmış olmaları koşuluyla sorunsuz olarak haberleşebilmektedirler. Tersi bir durumda ise, yani ilk bağlantı talebinin yerel ağın dışındaki bir cihazdan gelmesi durumunda doğrudan bağlantı kurmak mümkün olmamaktadır. Bu durumda yerel ağlarda çalışan bilgisayarlara erişim için bazı özel uygulamalara gidilmesi gerekmektedir. Bu yaklaşımlardan birisi yerel ağda bir "geçit" oluşturarak bu ağda çalışan cihazlara dışarıdan erişimi olan hale getirmektir. Bu amaçla bu cihazların kendi bilgilerini kayıt ettirdikleri bir sunucu kullanılır ve bunun vasıtasıyla yerel ağda bulunan cihazlara dışarıdan erişim sağlanır. "Geçit oluşturma" (hole punching) [3] olarak isimlendirilen bu yöntem sonraki bölümlerde açıklanmıştır.

Bu yolla yerel bir ağdan İnternete bağlantı kuran bir robot, hareket ederek yeni bir erişim noktasının kapsama alanına girdiğinde İP numaraları değişeceğinden bağlantının yeniden kurulması gerekecektir. Bu işlem yeniden geçit oluşturma anlamına gelir ve belli bir süre alacaktır. İletişim kopukluğu yaşanan bu sürenin uzun olması durumunda robot kontrolden çıkabilir, hasar görebilir veya bu sırada gönderdiği veriler kaybolabilir.

Yeniden bağlantı kurma gereksinimi robotun enerji tasarrufu yapmak amacıyla bekleme konumuna geçmesi durumunda da ortaya çıkacaktır. Bu durumda denetim bilgisayarı robotu aktive edebilmek için yerel ağda bir geçit oluşturmak zorunda kalacaktır.

Bu çalışmada, yeniden bağlantı kurma sürecinde, yeni geçit oluşturma süresinin kısaltılmasına yönelik bir protokol önerilmiştir. Bildiri kapsamında ikinci bölümde önerilen geçit oluşturma yöntemi anlatılmış, üçüncü bölümde ise önerilen protokolü test etmek amacıyla tasarlanan düzenek tanıtılmıştır. Dördüncü bölümde elde edilen sonuçlar sunulmuş, yapılacak planlanan çalışmalar ise sonuç bölümünde açıklanmıştır.



Şekil 1 İstemcilerden birinin global İP adresi olması durumunda geçit oluşturma işlemi

2. Ağ adres çevrimi

Yerel ağ adreslerinin yukarıda bahsedildiği gibi global IP adresi: port adresi çiftine dönüştürülmesi işlemine ağ adres çevrimi (Network Address Translation) (NAT) denir. Yerel ağı dış dünyaya bağlayan yönlendiriciler bu fonksiyonu da yerine getirirler. Yazının bundan sonraki bölümlerinde bu işlemi yapan sunucu NAT sunucusu şeklinde adlandırılacaktır. Bu işlemin nasıl yapıldığı aşağıda sunulmuş, bu işlemle ilgili kullanılan alt yapının detayları da yine aşağıda verilmiştir.

2.1. “Geçit oluşturma” yöntemiyle ağa erişim sağlanması

Geçit oluşturma (hole punching) simetrik NAT kullanan sistemlerde, yerel ağda bulunan bilgisayara dışarıdan ilk erişimin yapılabilmesini sağlamak amacıyla kullanılan bir yöntemdir. Bu yaklaşımda iki bilgisayar aynı yerel ağlarda bulunabilir, ya da bir bilgisayar yerel ağda diğeri ise doğrudan global İnternet’e bağlı olabilir. Her iki durumda da bir sunucu kullanılarak bağlanma işlemi gerçekleştirilir. Bu işlemlerin algoritmaları aşağıda özetlenmiştir [3].

Bağlantı kurmak isteyen bilgisayarlardan birinin global İP adresi olması durumunda prosedür aşağıdaki şekilde işlemektedir.

1. Bilgisayarlar ağa bağlandıktan sonra varsa yerel IP adreslerini ve global adreslerini sunucuya kaydettirirler (Şekil 1 (a)).
2. Bağlanmak isteyen bilgisayar, karşı bilgisayara sunucu vasıtasıyla haber gönderir.
3. Sunucu iki tarafın İP numaralarını birbirlerine yollar (Şekil 1(b)).
4. Aldıkları İP adreslerine bağlanmak üzere bilgisayarlar bir bağlantı başlatırlar (Şekil 1 (c)).
5. Karşılıklı olarak bu bağlantı sağlanır.

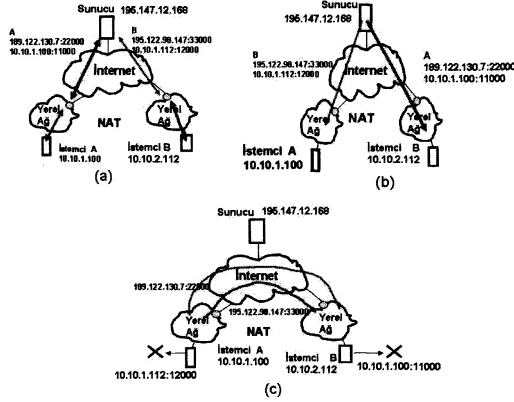
Geçit oluşturulduktan sonra sunucu artık devre dışıdır ve bilgisayarlar doğrudan birbirleriyle haberleşebilirler. Geçit oluşturma işlemi sırasında istemci B’nin A’ya bağlanma teşebbüsü A’nın NAT arkasında olması nedeniyle başarısız olacaktır. Ancak aynı anda A da B’ye erişmek için girişimde bulunacağı için, A yerel ağda olmasına rağmen bir “geçit” oluşturulacak ve A ile B arasında bir bağlantı kurulacaktır. Bu yaklaşımda tersine bağlantı (connection reversal) diye adlandırılan bir yöntemle de başvurulabilir. B, A ile haberleşmek istediği zaman, sunucu, A dan B ye haberleşme başlatarak yerel ağa dışarıdan erişim sorununu çözer.

İstemcilerden ikisinin de aynı NAT’ların arkasında olmasında ise durum daha karmaşıktır (Şekil 2). Bu durumda benzer bir şekilde sunucuya kayıt yaptırılır ve sunucu her iki istemciye de birbirlerinin lokal ve global adreslerini bildirir. Bunun sonucu her iki istemci karşılıklı olarak birbirleriyle irtibat kurmak ister ve bu işlem sırasında birbirlerinin NAT sunucularında geçit oluşturarak haberleşme başlatılmış olur. Bu işlem yapılırken istemcilere, birbirlerinin lokal İP numaraları da ulaşacak ve istemciler bu numaralara da bağlantı kurmaya çalışacaklardır. Eğer istemcilerin buldukları yerel ağlarda o numaraya sahip bir başka istemci varsa bu durumda yanlış bağlantı kurulması olasıdır. Bu durumun önüne geçilebilmesi için kullanıcı doğrulaması yapmak gerekebilir.

İstemcilerin sunucuya kayıt olma ve geçit oluşturma süreçleri Şekil 3’de zaman çizgesi üzerinde gösterilmiştir.

2.2. Hareket durumunda haberleşmenin kesilmeden sürdürülmesi

Birbirleriyle haberleşmekte olan cihazlardan birinin hareket ederek İP adresini aldığı bağlantı noktasının kapsama alanının dışına çıkması ve yeni bir erişim noktasına bağlanması halinde iki terminal arasında yukarıda geçit oluşturma bölümünde anlatıldığı



Şekil 2 İstemcilerden ikisinin de yerel IP adresi olması durumunda geçit oluşturma işlemi

gibi yeniden iletişim kurulması gerekir. Bu aşamada istemci yeni bir adres alacağından özel teknikler gerekebilmektedir.

Hareketli IP (Mobil IP) bunlardan birisidir [4]. Bu yaklaşımda her cihazın bağlı olduğu bir asıl sunucusu (Home Agent) (HA) olur. Hareket eden cihaz (mobile terminal) (MT), kapsama alanına girdiği harici sunucuya (foreign agent) (FA) kayıt olur ve buradan aldığı IP numarasını HA ya bildirir. Dışarıdaki bir bilgisayardan (B) MT ye yapılan çağrılar her zaman HA kanalıyla olur. HA, kendisine gelen paketleri FA aracılığıyla MT'ye iletir. MT ise kendisiyle temas eden B'ye yanıtlarını doğrudan gönderir. Burada oluşan üçgen (B- HA - MT) iletişimi kaynak israfı olduğundan bunu ilk bağlantı kurulmasını takiben engelleyecek yaklaşımlar önerilmiştir.

Yeniden iletişim kurma sırasında başvuru Hareketli IP ve ardından da NAT nedeniyle gereken geçit oluşturma zaman alan bir süreçlerdir. Uygulamaların niteliğine bağlı olarak bazı durumlarda tolere edilebilir süreler oldukça kısa olabilir. Bu nedenle bu geçişi hem mümkün kılmak hem de geçiş süresini en aza indirmek için aşağıdaki yaklaşım önerilmiştir.

2.3. Önerilen Yöntem

Önerilen yöntem IP üzerinde ses (VoIP) haberleşmesi sırasında kesintiyi en aza indirmek amacıyla [6] da önerilen çözümün uyarlanması üstüne kurulmuştur. Buna göre denetim bilgisayarı ve robotlar ağa ilk bağlandıklarında yerel IP adreslerini sunucuya kaydettirmekte ve geçit oluşturma yöntemiyle istediklerinde aralarında bağlantı oluşturmaktadırlar (Şekil 4).

Daha sonra NAT A'ya kayıtlı olan robotun hareket ederek NAT C'nin kapsama alanına girdiği ve yerel IP adresini buradan aldığı varsayılmıştır. Bu yeni konumdaki robota istemci A' adı verilmiştir. Şekil 4' de 6. adım olarak gösterilen bu durumda A', daha önceki bağlantı nedeniyle, B nin yerel ve global IP adreslerini bilmektedir. Buradan hareketle A' yeniden sunucu S'ye kayıt yaptırıp, B ile bağlanmak üzere istek göndermesi,

ardından A' ile B arasında yeniden geçit oluşturulması yerine, A', global adresini bildiği B ye mesaj göndererek yeni konumunu bildirebilir. Bu bilgileri alan NAT B, istemci B den A ya gidecek mesajları A' ne yönlendirebilir. Bu yaklaşımla haberleşmenin yeniden başlaması çok daha az bir süre alacaktır.

3. Test düzeneği

Yukarıda önerilen yöntemin test edilebilmesi amacıyla Şekil 5 de gösterilen test düzeneği oluşturulmuştur. Bu amaçla robot olarak kullanılmak üzere *gumstix* olarak adlandırılan bir bilgisayar tedarik edilmiş, bu bilgisayar üzerinde bir yazılım geliştirilmiş, bir sunucu kurulmuş, erişim amaçlı bir bilgisayar denetleme amacıyla kullanılmış, ve 2 kablosuz erişim noktasından oluşan bir ağ oluşturulmuştur. Alt yapının bileşenleri ile ilgili detaylar aşağıda verilmiştir.

3.1. Robot düzeneği –gumstix

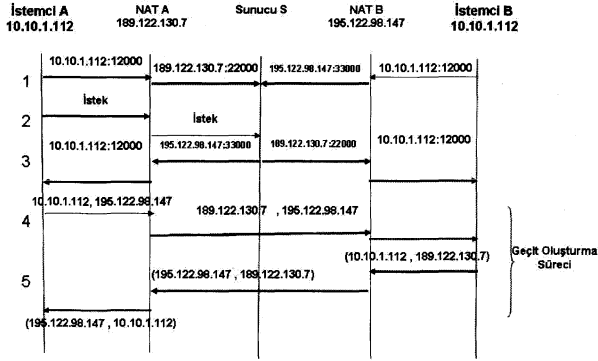
Robot benzetimini yapmak amacıyla kullanılan bu cihaz 20mm x 80mm x 8mm boyutlarında bir bilgisayardır. Üzerinde 400 Mhz hızında bir merkezi işlem birimi (MİB), 64 MB RAM ve 4 MB flash bellek bulunmaktadır.

Cihaz üzerinde iki adet genişleme yuvası vardır. Bu projede bunlardan birisi *cfstix* adlı kablosuz erişim donanımı için, diğeri ise *breakout-gs* adlı üzerinde seri ve paralel portlar bulunan ve sistemin dış dünya ile arayüzünü oluşturan bir başka kart için kullanılmıştır.

Sisteme Linux işletim sistemi yüklenmiştir ve işletim sistemi üzerindeki çoğu robotik ve kablosuz uygulamalara yönelik 200 kadar Unix komutu bu çalışmada çok kolaylık sağlamıştır.

Cihaz üzerinde C dili kullanılarak yazılan bir yazılım ile sistemin gördüğü erişim noktalarından en güçlü olanı seçilmekte, bu erişim noktasından alınan IP adresi sunucuya İnternet üzerinden gönderilmektedir. Cihaz hareket edip yeni bir erişim noktasından IP adresi aldığı anda ise yeni adres sunucuya ulaştırılmaktadır.

Cihazın İnternet bağlantısı 256/64 Kbit/sn ADSL hattı üzerinden sağlanmıştır.



Şekil 3 İstemcilerin sunucuya kayıt olma ve geçit oluşturma süreci

3.2. Sunucu

İnternete global bir IP adresi ile bağlı olan sunucuya bu aşamada robot ve denetim bilgisayarı almış oldukları yerel ve global IP adreslerini kaydetmekte, erişim talepleri buraya iletilmekte ve buradan birbirlerinin IP adreslerini alan taraflar arasında iletişim başlatılmaktadır.

Bu uygulamada kullanılan sunucu 366 Mhz Celeron işlemcisi, 128MB rastgele erişimli belleği ve 8GB sabit disk olan bir cihazdır. Bilgisayarın üzerinde Centos 4.2 işletim sistemi çalışmakta, İnternet bağlantısı ise metro Ethernet üzerinden 2 Mbit/sn hızında sağlanmaktadır.

3.3. Denetim Bilgisayarı

Denetim bilgisayarı olarak bir diz üstü bilgisayar kullanılmıştır. Bu bilgisayar kanalıyla robota İnternet üzerinden komutlar gönderilmekte ve robottan bilgiler de alınabilmektedir.

Denetim bilgisayarı da yerel bir ağ arkasında kurulmuştur. Aynen robotta olduğu gibi bu bilgisayarda sunucuya kayıt yaptırmaktadır.

3.4. Kablosuz ağ

Genellikle erişim noktalarının DHCP özelliği bulunmakta dolayısıyla robota IP adresi, o anda bulunduğu erişim noktasının adres alanından verilebilmektedir. Ancak bu cihazlarda tasarlanan protokolün çalışabilmesi için gerekli özellikler ve cihazların yazılımlarına müdahale olanağı bulunmamaktadır. Bu nedenle test amacıyla kurulan ve 2 adet erişim noktasından oluşan yerel ağda kablosuz erişim noktaları olarak 2 adet Linksys WAP54G kullanılmıştır. Bu cihazlar sadece kablosuz hub görevi gördükleri için arkalarında Suse 9.2 linux işletim sistemi yüklü bilgisayar kullanılmıştır. Bu bilgisayarlar üzerinde iptables kullanılarak NAT işlemi, DHCP-Server kullanarak da DHCP İP dağıtma özelliği sağlamıştır. Bu altyapı üzerinde mevcut programların değiştirilme çalışmaları sürmektedir.

Robot, ağ içerisinde bir erişim noktasının kapsama alanından diğerine hareket ettiği zaman IP adresi değişeceği için yeni adresini de sunucuya ulaştırmaktadır.

4. Ölçümlerin Alınması

Yukarıda tanımlanan test düzeneği kullanılarak bazı ölçümler yapılmıştır. İlk başta UNIX komutları kullanılarak hem gumstix hem de kablosuz ağ test edilmiştir. Komutlardan iwlist komutu ile varolan kablosuz ağlar taranmış, sonuçlardan awk, sed gibi kelime işleme ve ayırma komutları ile sinyal güçleri ve kablosuz ağların erişim noktası bilgileri (Extended Service Set Identification (ESSID)) çıkarılmıştır. Bir geçici dosyada tutulan değerler if-else seçicileri ile karşılaştırılmış ve ilk kablosuz ağ seçilerek gumstix bu ağa kaydolmuştur. Bu ilk durum (state) olarak kabul edilmiştir.

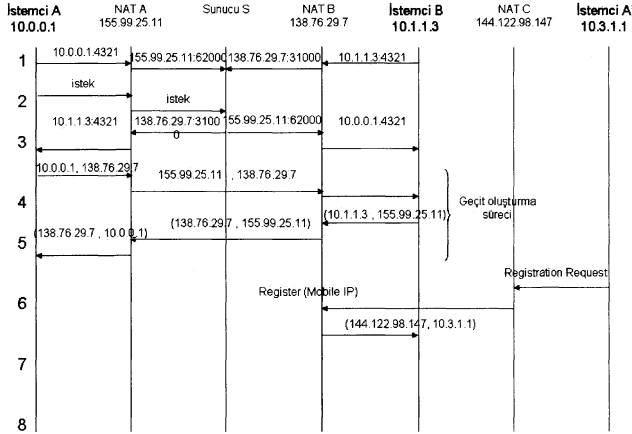
Program daha sonra sonsuz döngü halinde iwlist komutu ve if-else seçicileri çalıştırmakta ve o anki durum ayrı bir değişkende tutulmaktadır. Eğer alıcılar daha güçlü bir kablosuz ağ yakalar ise durum değişmekte ve yeni ağ seçilmektedir. Kablosuz ağ değişimi sadece bağlantı güçlerinde önceden belirlenmiş değerlerde değişiklik ölçüldüğünde olmaktadır. Daha sonraki basamaklarda hareket halindeki bir cihaza belli bir eşik değeri tanımlanarak kablosuz ağlardaki değişim istenilen aralığa geldiğinde yaptırılacaktır.

Diğer taraftan cihazın seçmiş olduğu Erişim Noktası bilgileri ve o anki iç IP'sini izlemek için 9034 portunu kullanan bir C kodu yazılmıştır. Gumstix erişim noktası değiştirdiği anda nc komutunu kullanarak sunucuya bağlanmakta ve o andaki yerel IP'sini ve erişim noktası kimliğini sunucuya göndermektedir. Sunucuya bağlı olarak denetim bilgisayarı görevi gören herhangi bir PC gumstix'deki değişiklikleri canlı olarak izleyebilmektedir.

Yazılan kodların algoritmaları aşağıda verilmiştir.

Sinyal seçici:

- 1) Varolan kablosuz ağları dinle
- 2) Sinyal seviyelerini ve erişim noktası kimliklerini ayır

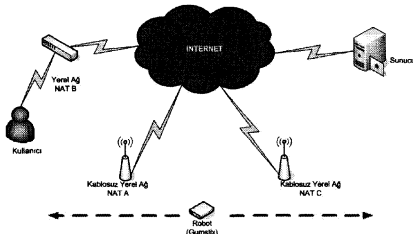


Şekil 4 Önerilen yöntem

- 3) Güçlü olan sinyali bul, var olan durum değişkeni ile karşılaştır
- 4) Bir önceki durum değişkeni ile farklı ise yeni bulunan erişim noktasını seç, durum değişkenini değiştir *changed.log* dosyasına durum değişkenini işle ve 1 e dön.
- 5) Eğer durum değişkeni aynı ise hiçbir şey yapma 1 e dön.

Durum izleyici:

- 6) Durum değişkenini *changed.log* dosyasından oku bir önceki değer ile karşılaştır
- 7) Eğer farklı ise server ile 9034 portundan TCP bağlantısı kur ve yeni iç IP sini ve erişim noktası kimliğini gönder, 1 e dön.
- 8) Eğer aynı ise bir şey yapma 1 e dön.



Şekil 5 Test Düzenği

İlk basamakta yapılan ölçümlerde erişim noktası kimliği değişimi ve bilginin gönderilmesi birkaç saniye sürmüştür. Bunun nedeninin, erişim noktasını seçen ve bilgiyi gönderen kodun tek bir iş parçacığı olarak çalışması dolayısıyla da iki işin birbirini yavaşlatması olduğu anlaşılmıştır. İki işlev iki ayrı program parçacığına bölünmüş bu sayede değişiklik olma anı

diğer kod parçacığı tarafından sistemde sürekli izlenmeye başlanmıştır. Bu sayede değişim hızı 600ms düzeyine inmiştir.

Erişim noktası değişikliğinin iletilmesi için TCP bağlantısı kullanılması durumunda bilgilerin iletilmesi, iki nokta arasındaki bağlantı hızına göre değişim anından itibaren toplam 900ms ile 1,5 saniye arasında değerler almaktadır. Bu süreleri kısaltmak için bağlantı şeklinin UDPye çevrilmiştir. Ayrıca değişimi algılama süreci kablosuz ağ bağlantısını sağlayan CF kartının sürücüsünden etkilenmektedir ve bu süren, iyileştirilebilmesi için değişik üreticilerin kartları incelenmektedir. Bir sonraki basamakta kod C ile yazılarak süre minimize edilecektir.

Bu aşamada geçit oluşturma yöntemini ve sunucuya kayıt olma işlemini sağlamak amacı ile de bir C kodu yazılmıştır. Bu kod ile robot sunucuya UDP protokolünü kullanarak "register" mesajı göndermekte, bunu alan sunucu gerekli kayıt işlemini yapmakta ve yönetim bilgisayarına geçit oluşturmak için gerekli olan robotun dış İPsini ve portunu göndermektedir. İlk bağlantı oluşturma sırasında bu durumun terside yani yönetim bilgisayarının bilgilerinin de robota aktarılması da sağlanmaktadır. Bu sayede robot ve yönetim bilgisayarının ilk bağlantıları sağlamaktadır. Robot NAT değiştirdiği zaman yönetim bilgisayarının bilgilerini bildiği için varolan geçidi kullanarak yönetim bilgisayarını IP adresinin değiştiği konusunda uyarır ve varolan bağlantısını devam ettirir. Yönetim bilgisayarı yeni gelen robotun IP adresi üzerinden yeni komutlarını göndermeye devam eder. Ancak bu yöntem her tip NAT arkasında çalışmamaktadır. Full Cone NAT arkasında çalışırken Restricted Cone NAT ve symmetric NAT arkasında NAT algoritması nedeni ile çalışmamaktadır. Bu sorunu aşmak için NAT cihazı ile robot arasında yeni bir haberleşme protokolü üzerine çalışmalar devam etmektedir. Bu sayede bir sonraki basamakta NAT cihazlarını kayıt sunucusu gibi çalıştırmak hedeflenmektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada yerel kablosuz ağlarda erişim noktaları arasında hareket eden robotların İnternet üzerinden denetiminde, yeni bir yerel İP adresi alan istemciye erişimi en aza indirmeyi hedefleyen bir protokol önerilmiştir. Önerilen protokol geçit oluşturma ve Hareketli İP yaklaşımlarının birlikte kullanılmasına dayanmaktadır. Önerilen protokolün test edilmesi için bir test düzeneği tasarlanmış ve kısmen kurularak bazı ölçümler yapılmıştır.

Alınan sonuçlara göre doğrudan geçit oluşturma ve Hareketli İP kullanılması durumunda robot ile yeniden iletişim kurmak 600 ms sürmektedir. Önerilen hibrid yaklaşım ile bu sürenin iyileştirilmesi beklenmektedir.

6. Kaynakça

- [1] Liu, P.X.; Meng, M.Q.-H.; Liu, P.R.; Yang, S.X.:An end-to-end transmission architecture for the remote control of robots over IP networks IEEE/ASME

Transactions on Mechatronics, Volume 10, Issue 5, Oct. 2005 Page(s):560 – 570

- [2] Luo, R.C.; Su, K.L.; Shen, S.H.; Tsai, K.H.; Networked intelligent robots through the Internet: issues and opportunities, Proceedings of the IEEE Volume 91, Issue 3, March 2003 Page(s):371 - 382
- [3] Ford, B., and Srisuresh.P., Peer-to-peer communication across network address translators. In *USENIX Annual Technical Conference*, 2005.
- [4] Kato, T., Idoue, A., and Yokota, H., Mobile IP using private IP addresses. *Proceedings of Sixth IEEE Symposium on Computers and Communications*, pages 491 – 497, 3-5 July 2001.
- [5] Gaylani, N., Erten, Y.M., Handling NAT traversal and mobility for multimedia traffic, 3rd IEEE Consumer Communications and Networking Conference, CCNC 2006, Vol 1, pages 112-116, 8-10 Jan 2006,

Gezgin Robotların Görüntü Tabanlı Pozisyon Kestirimi

Buğra Koku¹, Hakan Toray²

¹Makine Mühendisliği Bölümü
Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Ankara
kbugra@metu.edu.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Atılım Üniversitesi, Ankara
tora@atilim.edu.tr

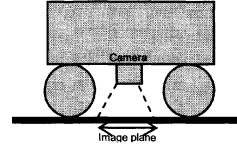
Özetçe

Bu dökümanda gezgin bir robotun altına yerleştirilen video kameradan elde edilen imgelerin işlenmesi ile robotun pozisyonunu sürekli olarak kestiren bir yöntem sunulmaktadır. Önerilen teknik, ölçekleme, öteleme ve dönmeye karşı değişimsiz olan Fourier-Mellin dönüşümüne dayanmaktadır. Bu çalışmada robotun hareket ettiği zeminin yeteri kadar düz olduğu kabul edildiğinden kamera ve zemin arasındaki mesafe hemen hemen sabit kalmaktadır. Bunun sonucu olarak çalışmamızda ölçekleme ihmal edilmekte ve önerilen teknik sadece ardışıl imgeler arasındaki öteleme ve açılal dönme değerlerini saptamaktadır. Sunulan yöntem mozaik, beton, asfalt ve çim gibi gerçek yüzeylerden elde edilen video kayıtları üzerinde test edildi ve kabul edilebilir başarımlar oranları elde edildi.

1. Giriş

Bir robotun konumunun hassas ve doğru olarak kestirimi robot uygulamalarının başarısında önemli bir rol oynamaktadır. Genel olarak gezgin bir robotun yerini belirleme bağıl (relative) veya mutlak (absolute) yöntemlerle yapılabilir. Bağıl yöntemler, odometry veya eylemsizlik yöngüdümlü algılayıcılarına dayanan konum belirleme yöntemlerini kullanır. Mutlak yöntemler ise genellikle aktif parıldaklar (beacons), yapay veya doğal nirengiler (landmarks) gibi dış referanslara dayanmaktadır [1]. Ticari robotların çoğunun üzerinde kullanımının kolaylığı ve düşük maliyetlerinden dolayı rulet kodlayıcılı (wheel encoder) odometry sistemleri bulunmaktadır. Ancak kodlayıcı bilgisine dayanan konum belirleme, kayma ve ruletin çapının aşınmadan dolayı zaman içinde değişmesi gibi hatalara maruz kalmaktadır. Bunun sonucu olarak kodlayıcıdan gelen hata birikmekte ve robotun tahmin edilen pozisyonu gerçek değerinden yavaş yavaş uzaklaşmaktadır. Fakat yukarıda belirtilen avantajlarından dolayı rulet kodlayıcılardaki dead-reckoning performansını iyileştirmek için bir çok çalışma yapılmıştır [2]. Ancak bu çalışmalar robotun çalışma alanı hakkında ön bir bilgiye gereksinim duymaktadır. Ancak robot hareket ederken eğer yer değiştirme bilgisi, devamlı olarak non-unique öznelikler aracılığı ile algılanabilirse robotun çalışma alanına ait olan ön bilgilere bağımlılık azaltılabilir veya tamamen ortadan kaldırılabilir. Robotların konumunu tesbit etmede imge işleme

aracılığı ile taç özneliklerin (salient features) çıkartılması ve takip edilmesi yaygın olarak kullanılmaktadır. Optik akış yöntemleri bir robotun hareketini takip etmede kullanılmaktadır [6]. Optik akış tekniklerini kullanan uygulamalarda imgeleri toplamak için bir veya iki kamera kullanılmakta ve bu kameralar genellikle robotun hareket yönü ile hizalanmaktadır. Ancak çevre haritasının çıkarılması gerekli değil ve sadece robotun konumunun tesbit edilmesi gerekiyorsa bu yöntemlerin kullanılması gereksiz yere işlemleri karmaşık hale getirmektedir. Robot hareket ederken etrafındaki cisimler, doku, algılanabilir yüzeylere olan uzaklık ve ışıklandırma şartları sürekli olarak değişir. Bu değişimler kaçınılmaz problemler yaratır. Bu problemleri ortadan kaldıracak en basit çözüm Şekil 1'deki gibi kamerayı yere doğru yönelmektir [7].



Şekil 1: Robot ve kamera düzeneği

Gezgin robotların çoğu düz olduğu kabul edilen yüzeyler üzerinde hareket ederler. Bu varsayımın sonucu olarak Şekil 1'deki düzenden toplanan ardışıl imgeler sadece öteleme ve dönmeye maruz kalacaktır. Yapılan varsayım açık hava çevreleri için de geçerli olarak kabul edilebilir ve varsayım doğru olduğu sürece ölçekleme bir problem olmayacaktır. Bundan dolayı ardışıl imgeler arasındaki öteleme ve dönme miktarlarını belirleyen uygun bir yöntem ile imge işleyerek dead-reckoning'i gerçekleştirmek mümkün olacaktır. Elde edilen ölçümler kaymalardan etkilenmeyeceği için ardışıl imgeleri kullanan imge işleme metodu rulet kodlayıcı tabanlı yaklaşımlara göre daha iyi bir başarımlar verecektir. Bu çalışmada önerilen yöntem gezgin bir robotun altına yerleştirilen ve yere doğru bakan bir adet kamera kullanmakta ve robotun anlık olarak hem öteleme hem de dönme değerlerini ardışıl imgeleri kullanarak ölçmektedir.

Bu bildiri şu şekilde düzenlenmiştir. Bölüm 2 önerilen yaklaşımı tanımlamaktadır. Deneysel sonuçlar Bölüm 3'de

verilmektedir. Bölüm 4 ise çalışmanın sonuçlarını ve gelecek çalışmaları içermektedir.

2. Önerilen Yöntem

Ardışıl iki imge çerçevesi arasındaki öteleme miktarını ölçmek için FFT tabanlı evre ilinti yöntemini (PCM) kullandık. Diğer taraftan eğer imge döndürülmüş veya ölçeklenmiş ise Fourier-Mellin dönüşümü (FMT) kullanıldı. İki imge arasındaki öteleme ve dönmeyi bulmak için ilk olarak FMT kullanılarak dönme miktarı hesaplandı ve imgeler ölçülen dönme değeri ile hizalandı daha sonra hizalanan imgeler arasındaki x ve y yönündeki yerdeğiştirme miktarları PCM aracılığı ile hesaplandı. Şekil 2 ve 3 sırasıyla FMT ve PCM algoritmalarını göstermektedir. Takip eden alt iki bölümde PCM ve FMT yaklaşımları kısaca açıklanmaktadır.

2.1. Öteleme Kestirimi

İmge $f_2(x, y)$, imge $f_1(x, y)$ 'nin (x_0, y_0) kadar ötelenmesinden elde edilmiş ise

$$f_2(x, y) = f_1(x - x_0, y - y_0) \quad (1)$$

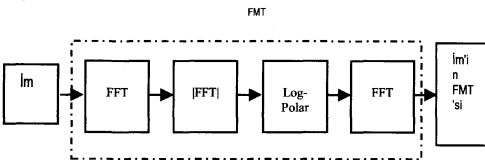
Fourier dönüşümleri aşağıdaki denklem ile ilişkilendirilir

$$F_2(u, v) = e^{-j2\pi(ux_0 + vy_0)} F_1(u, v) \quad (2)$$

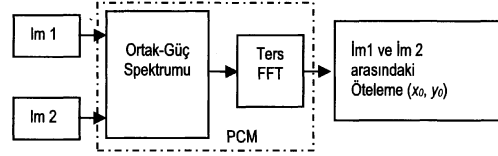
iki imgenin ortak güç spektrumu aşağıdaki denklem ile tanımlanır:

$$P_{12}(u, v) = \frac{F_1(u, v)F_2^*(u, v)}{|F_1(u, v)F_2^*(u, v)|} = e^{j2\pi(ux_0 + vy_0)} \quad (3)$$

(3) denkleminde görüldüğü gibi ortak güç spektrumunun evresi imgeler arasındaki evre farkına eşdeğerdir. $P_{12}(u, v)$ 'nin ters Fourier dönüşümü, öteleme miktarı dışındaki her yerde sıfır olan bir dürtü fonksiyonudur. Dürtü fonksiyonu $p(x, y) = \delta(x - x_0, y - y_0)$ 'nin yeri tam olarak öteleme miktarını verir. Böylece öteleme değerleri olan x_0 ve y_0 , ilinti fonksiyonu $p(x, y)$ 'nin maksimum tepe koordinatlarının bulunması ile tesbit edilebilir.



Şekil 2: FMT algoritmasının blok diyagramı



Şekil 3: PCM algoritmasının blok diyagramı

2.2. Dönme Kestirimi

PCM'in dönme ve ölçeklemeye karşı duyarlı olmasından dolayı bir dezavantajı olduğu iyi bilinmektedir. Bu problemi ortadan kaldırmak için logaritmik-kutupsal (log-polar) dönüşümü kullanılabilir. Bir imgenin logaritmik-kutupsal gösteriminin Fourier dönüşümü Fourier-Mellin dönüşümü olarak tanımlanmakta ve kartezyen koordinat düzlemindeki ölçeklemeyi ve dönmeyi log-polar düzleminde ötelemeye indirgemektedir. Önerdiğimiz yöntemde kullanılan robot-kamera düzeneği ölçeklemeyi sabit tuttuğundan dolayı aşağıdaki türetmelerde ölçekleme gözardı edilmiştir.

İmge $f_2(x, y)$, imge $f_1(x, y)$ 'nin (x_0, y_0) kadar ötelenmesi ve θ_0 kadar dönmelerinden elde edilmiş ise

$$f_2(x, y) = f_1(x \cos \theta_0 + y \sin \theta_0 - x_0, -x \sin \theta_0 + y \cos \theta_0 - y_0) \quad (4)$$

Fourier dönüşümleri aşağıdaki denklem ile ilişkilendirilir

$$F_2(u, v) = e^{-j2\pi(ux_0 + vy_0)} F_1(u \cos \theta_0 + v \sin \theta_0, -u \sin \theta_0 + v \cos \theta_0) \quad (5)$$

(5) denkleminin büyüklüğünün alınması ile aşağıdaki denklem elde edilir.

$$|F_2(u, v)| = |F_1(u \cos \theta_0 + v \sin \theta_0, -u \sin \theta_0 + v \cos \theta_0)| \quad (6)$$

(6) denkleminde görüldüğü gibi ardışıl iki imgenin spektrumlarının büyüklükleri aynıdır. Bu işlemin frekans alanında öteleme etkisini yok etmesinden dolayı problem açısal hareketi tanımlayan dönme açısı θ_0 'i bulma problemine indirgenir. Spektrumun büyüklüğünün log-polar düzlemine dönüştürülmesi aşağıdaki denklemi verir.

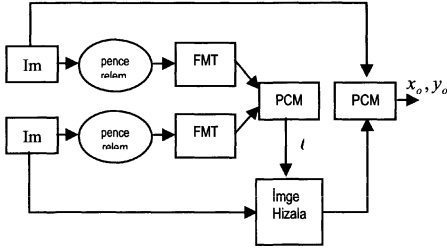
$$M_2(\ln \rho, \theta) = M_1(\ln \rho, \theta - \theta_0) \quad (7)$$

(7) denkleminde M_1 ve M_2 log-polar uzayında büyüklük spektrumunu göstermektedir. Görüldüğü gibi kartezyen koordinat düzlemindeki dönme log-polar koordinat düzleminde ötelemeye karşılık gelmektedir.

Dönme miktarı tesbit edildiği zaman iki imge önce hizalanır ve iki imge çerçevesi arasındaki x ve y yönündeki yerdeğiştirme, evre ilinti yöntemi kullanılarak hesaplanır. Önerilen metod Şekil 4'de özetlenmektedir.

FMT yaklaşımının ölçekleme ve dönmeye karşı duyarlı olması bildiği halde Fourier-Mellin tabanlı ilinti yönteminin sağlıklı olarak kullanılabilmesi için ardışıl iki imge arasındaki ölçekleme değerinin 2'ye ve dönme açısının 80°'ye kadar olması gerektiği gibi bir kısıtlama [11,12] nolu kaynaklarda rapor edilmiştir. Ancak uygulamamızda çerçeve hızının 30 fps olduğu ve ölçeklemenin sabit kaldığı varsayımı gözününe alındığında ardışıl iki imge arasında ölçekleme ve dönme

miktarları için yukarıda belirtilen sınırlara ulaşamamakta ve önerilen yöntem güvenli bir şekilde kullanılabilir.

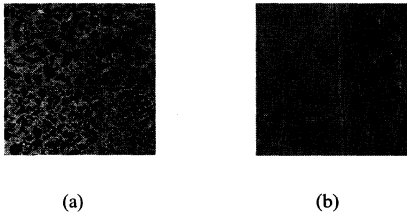


Şekil 4: Önerilen yöntemin blok diyagramı

3. Deneysel Sonuçlar

Bu bölümde önerilen yöntemin başarımı değerlendirilmektedir. Bu amaçla robot farklı yol şekillerinde ve farklı ortamlarda gezdirilerek 640x480 çözünürlükte ve 30 fps hızda video akıtları (streams) kaydedildi. Şekil 5 kullanılan bazı yüzey tiplerini göstermektedir. Videolar off-line olarak işlenerek video akıtlarının merkezinden 256x256 boyunda çıkartılan imge çerçeveleri ardışıl çerçeveler arasındaki öteleme ve dönme miktarlarını hesaplayan algoritmamız tarafından işlendi. Tablo 1 elde edilen sonuçlar gösterilmektedir. Önerilen tekniğin başarımı gerçek olarak hesaplanan ve ölçülen son yürünge noktaları arasındaki fark olarak ölçülen toplam sapma şeklinde değerlendirildi. Tabloda son satırda verilen hata toplam sapmanın toplam seyahat edilen uzaklığa oranı olarak verildi. Sonuçlara bağlı olarak önerilen metodun optik dead-reckoning ve robotun pozisyonunu tesbit etmek için iyi bir yaklaşım olduğu söylenebilir.

Hatanın birikimine sebep olan bir kaç unsurdan söz edilebilir. İlk olarak imge toplamada kullanılan ölçüm sisteminden kaynaklanan kameranın hızı ve fokus kaybı gibi unsurlar başarımı olumsuz yönde etkilemektedir. Ayrıca dönmelerden dolayı oluşan katlanma (aliasing) önerilen yöntemin başarımını da olumsuz etkilemektedir. Gelecek çalışmamızda katlanma etkilerini azaltacak yaklaşımlar bu çalışmada önerilen tekniğe ilave edilecektir.



Şekil 5: Bina içi mozaik (a) ve Açık hava mozaik (b)

4. Sonuçlar

Bu çalışmada gezgin bir robotun konumu tayin etmek için görüntü tabanlı bir odometry yaklaşımı önerildi. Sunulan teknik ardışıl iki imge çerçevesi arasındaki öteleme ve dönme miktarlarını ölçmek için Fourier dönüşüm tabanlı ilinti metodunu Fourier-Mellin dönüşümü ile birlikte kullanmaktadır. Deneysel sonuçlardan gözlemlendiği gibi önerilen yöntem gezgin robotların konumunu tayin etmede ümit vericidir. Bununla beraber algoritmamız bazı durumlarda yanlış dönme açısı hesaplamakta ve bu da yanlış öteleme değerlerinin elde edilmesine sebep vermektedir. Hata oranlarını daha da aşağılara çekebilmek için önerilen metod üzerinde bazı iyileştirmeler ve düzeltmeler yapmak gerekmektedir.

Tablo 1: Video akıtlarından elde edilen sonuçlar

Video Akıtı	1	2	3	4
Yüzey	Bina içi Mozaik	Bina İçi Mozaik	Açık Hava Mozaik	Açık Hava Çim
Yol Şekli	Düz Hat (TekYön)	Olduğu yerde dönme	Düz Hat (ÇiftYön)	Düz Hat (TekYön)
Toplam Dönme Açısı(derece)	0	360	0	0
Toplam Uzaklık(mm)	6050	n/m*	4400	5000
Toplam Sapma	62.92	n/m*	71.28	290
Toplam Açı	n/m*	361.4	n/m*	n/m*
Hata	1.04	0.387	1.62	5.8

n/m* : ölçüm yapılmadı

5. Kaynakça

- [1] J. Borenstein , H. R. Everett , and L. Feng, (Contributing authors: S. W. Lee and R. H. Byrne) "Where am I? Sensors and Methods for Mobile Robot Positioning", The University of Michigan, April 1996.
- [2] J. Borenstein, and L. Feng, "Measurement and Correction of Systematic Odometry Errors in Mobile Robots," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 12(6), pp:869-880, December 1996.
- [3] J. Leonard, and H. Durrant-Whyte, "Mobile Robot Localization by Tracking Geometric Beacons," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol.7, no.3, pp 376-382, 1991.
- [4] J. Shi, and C. Tomasi, "Good Features to Track," *IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR94)*, pp. 593-600 Seattle, 1994.
- [5] A. Mallet, S. Lacroix, and L. Gallo, "Position Estimation in Outdoor Environments using Pixel Tracking and Stereovision," *IEEE International Conference of Robotics and Automation*, pp:3519-3524 San Francisco, CA, April 2000.
- [6] S. Lee, and J. Song, "Mobile Robot Localization Using Optical Flow Sensors," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol.2, no.4, pp. 485-493, December 2004.

- [7] A. Kelly, "Mobile Robot Localization from Large Scale Appearance Mosaics," *International Journal of Robotics Research*, 19(11), November 2000.
- [8] F. Santos, V. Silva, L. Almeida, "A Robust Self-localization system for a Small Mobile Autonomous Robot," in *Proc. of the IEEE International Symposium on Robotics and Automation*, Toluca, Mexico, September 1-4, 2002.
- [9] J. Palacin, I. Valganon, R. Pernia, "The optical mouse for indoor mobile robot odometry measurement", *Sensors and Actuators*, vol. 126, pp.141-147, 2006.
- [10] Sooyong Lee, "Mobile Robot Localization using Optical Mice", *Proc. of the IEEE International Conference on Robotics, Automation, and Mechatronics (Singapore)*, pp. 1192-1197, December 2004.
- [11] B.S. Reddy, and B.N. Chatterji, "An FFT-based Technique for Translation, Rotation, and Scale Invariant Image Registration," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 5, no.8, pp. 1266-1270, August 1996.
- [12] S. Zokai, and G. Wolberg, "Image Registration Using Log-Polar mappings for Recovery of Large-Scale Similarity and Projective Transformations," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 14, no.10, pp. 1422-1434, October 2005.
- [13] Horal S.Stone,Bo Tao, and Morgan McGuire "Analysis of image registration noise due to rotationally dependent aliasing," *J. Vis. Commun. Image Represen.*, vol. 14, pp. 114-135, 2003.

Sınırlı Algılama Alanı Olan Tekerlekli Mobil Robotlar için Holonom Olmayan Bir Rota Planlama Yöntemi

Hüsni Türker Şahin, Erkan Zergeroğlu

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü,
PK. 141, 41400 Gebze/Kocaeli-Türkiye.
{ezerger, htsahin}@bilmuh.gyte.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada holonom olmayan (non-holonomic) tekerlekli mobil robotlar (TMR) için sade ve etkin bir hareket planlama algoritması geliştirilmiştir. Önerilen yöntem TMR'un izleyeceği referans yörüngenin ön ekseninden hedef konum yönünde sürülen 2 eksenli sentetik bir robotun arka eksenini tarafından planlanması konsepti üzerine kurulmuştur. Gerçeklenmesi kolay bir engelden sakınma yönteminin de ilave edilmesiyle, TMR'ların bilinmeyen ortamlarda düzgün (smooth) ve çarpışmasız hareketi sağlanmıştır. Bu yaklaşımın temelde iki önemli avantajı bulunmaktadır: (i) algoritmik olarak sade ve hızlı bir yöntem olduğundan gerçekleşmesi kolaydır; ve (ii) sınırlı algılama alanı bulunan robotların, yapısal özellikleri bilinmeyen ortamlarda hareketi için uygundur. Algoritmamızın etkinliği ve uygulanabilirliği çeşitli benzetim örnekleri ile gösterilmiştir.

1. Giriş

TMR'lar için rota planlanması, robot bilminde özellikle son yıllarda yoğun şekilde araştırılan bir konudur. Böyle robotlar holonom olmama koşulundan etkilendiğinden, elverişli rota sentezlenmesi önemli bir problemdir. Ayrıca TMR'ların genellikle engelli ortamlarda hareketinin gerekliliği bu problemin zorluğunu artırmaktadır. Birçok araştırmacı bu konuda çeşitli çözümler önerileri getirmiştir. Literatürdeki yöntemler arasında eğrilik yarıçapı (curvature) tabanlı veya en kısa yol grafik arama (shortest path graph search) algoritmalarının [1, 2, 3, 4, 5] yanı sıra, potansiyel fonksiyonları tabanlı metodlar [6, 7, 8, 9, 10] en sık karşılaşılan yaklaşımlardır. Bu yöntemlerin önemli bölümü iş uzayının tamamının gözlemlenebilir olduğunu varsaydıklarından, bilinmeyen hareketli engellere karşı etkin olamamakta ve dinamik rota planlaması sağlayamamaktadırlar. Potansiyel teorisi yöntemlerinde karşılaşılan yerel minimumlar, robotların hedef konumlarına ulaşmasını engelleyebilmektedir. Ayrıca bu yöntemlerin bir başka dezavantajı da düşük seviyeli bir görev olan rota planlaması için karmaşık ve yüksek maliyetli algoritmalar kullanmalarıdır. Dolayısıyla çok sayıda robotun formasyonlu veya sürü (swarm) hareketi gibi ek hesaplamalar gerektiren uygulamalar için ayrılabilir kaynak oranını önemli ölçüde sınırlamaktadırlar.

Bu çalışmada tek eksenli TMR'lar için sade bir rota planlama algoritması sunulmaktadır. Önerilen yöntem iki eksenli bir referans robotun ön ekseninden amaç konum yönünde

sürülmesi sonucunda, arka ekseninin tek-tekerlekli TMR'ların izleyebileceği holonom olmayan bir rota sentezlenmesi konsepti üzerine kurulmuştur. Bu önden sürüş algoritmasına sade bir engelden sakınma yöntemi eklenerek, engelli ortamlarda rota planlaması da sağlanmıştır. Önerilen rota planlayıcısı, yalnızca izlediği yol üzerinde bir nesne algılasa, ön eksene uygulanan sürme kuvvetini robot rotasını karşılaşılan engelden uzaklaşacak yönde dinamik olarak değiştirerek, hem sabit hem de hareketli engellerin aşılmasını gerçekleştirmektedir. Dolayısıyla geliştirilen yöntem her türlü algılama sistemiyle çalışmaya elverişli olup, görsel geri-besleme ya da derinlik sensörlerine (range sensors) gerek olmadan, çok sınırlı engel verisi sağlayan VAR/YOK algılayıcılarıyla bile genellikle etkin engel aşma sağlamaktadır. Yöntemimizle planlanan rotaların holonom olmayan hareket denetleyicilerine [11, 12] uygulanmasıyla, çok sade TMR'ların engelli ortamlarda etkin hareketi sağlanabilir. Ayrıca düşük algoritmik maliyeti nedeniyle, önerdiğimiz planlayıcının çok sayıda TMR'un sürü hareketi için de uygun bir temel teşkil edebileceğini düşünmekteyiz.

Çalışmamızın sonraki bölümleri şu şekilde organize edilmiştir. 2. bölümde kullanılan kinematik TMR modeli sunulmuştur. Geliştirilen rota planlama algoritması detaylı olarak 3. bölümde işlenmiştir. 4. bölüm metod üzerinde yapılan benzetimlere ayrılmış ve 5. bölümde sonuçlar sunulmuştur.

2. Kinematik Model

Tek tekerlekli TMR'ların kinematik modeli

$$\dot{q} = S(q)v \quad (1)$$

şeklinde [13]. Denklem (1)'de $q(t)$, $\dot{q}(t) \in \mathbb{R}^3$ robot duruş (pose) vektörü ve ilgili hız fonksiyonunu göstermekte olup, detaylı olarak

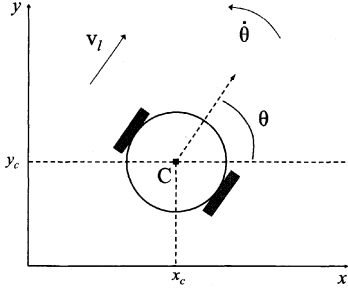
$$q = [x_c \quad y_c \quad \theta]^T \quad (2)$$

biçiminde bir vektörel ifadedir. Duruş vektörünün $x_c(t)$, $y_c(t)$ bileşenleri robot kütle merkezinin 2-boyutlu iş uzayındaki konumunu; $\theta \in \mathbb{R}$ oryantasyon açısı ise yönü belirlemektedir (Bkz. Şekil 1). Denklem (1)'deki $S(q) \in \mathbb{R}^{3 \times 2}$ matrisi

$$S(q) = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 \\ \sin \theta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

ve robot hız vektörü $v(t) \in \mathbb{R}^2$

$$v(t) = [v_1 \quad \dot{\theta}]^T, \quad (4)$$



Şekil 1: Tek eksenli TMR'un kinematik modeli, C ağırlık merkezini, θ yönelim açısını göstermektedir.

ifadeleri ile tanımlanır. (4) denkleminde v_l ve $\dot{\theta}$, sırasıyla TMR'un lineer ve açısal hız bileşenleri olup,

$$\dot{x}_c = v_l \cos \theta, \quad \dot{y}_c = v_l \sin \theta$$

ifadesiyle robotun kartezyen koordinatlardaki hızları \dot{x}_c ve \dot{y}_c ile ilişkilidirler.

TMR'ların yüksek başarımli takibi için, 2-boyutlu iş uzayında planlanan yörüngelerin holonom-olmama koşulunu modelleyen

$$\dot{x}_c \sin \theta - \dot{y}_c \cos \theta = 0 \quad (5)$$

denklemini sağlaması gereklidir.

3. Problem Formülasyonu

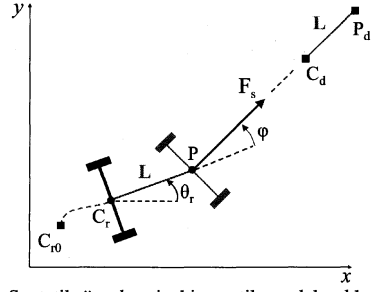
Bu çalışmanın temel amacı içinde yapısal özelliği bilinmeyen engeller bulunan ortamlarda, küresel algılamaya gerek duyulmadan tek eksenli TMR'ların çarpışmasız hareketini sağlayacak bir rota planlayıcısı geliştirmektir. Kullanılacak referans robot Şekil 2'deki 2-eksenli cihaz olup, ön eksen

$$q_{r_e} = [P \mid O]^T = [x_e \ y_e \ \theta_e]^T \quad (6)$$

ile ifade edilen duruş değişkenine sahiptir. Bu robotun ön tekeri uygun bir kuvvetle merkezi P noktasından istenen bir P_d terminal noktasına iletilebilir, arka eksenini de o anki $C_r = [x_r, y_r]^T$ konumundan, $C_d = [x_{r_f}, y_{r_f}]^T$ istenen konumuna doğru TMR'ların takibi için holonom olmayan bir yörünge çizerek takip eder. Uygulanan rota planlama yönteminin sadeliğinin korunması için, yalnızca ön eksenin $P = [x_e, y_e]^T$ konumundan, istenen $P_d = [x_{ef}, y_{ef}]^T$ noktasına ulaştırılması üzerinde yoğunlaşılacaktır. Bu şekilde yörünge planlaması kolaylaşırken, TMR'un amaç konuma varmasından sonra rotasyonla istenen θ_d yönüne döndürülebilmesinin kolaylığı nedeniyle oryantasyon amacından da uzaklaşılması önlenir. Robotun amaçlanan konum yönündeki bu rotada karşılaşması muhtemel engellerden sakınabilmesi için de sürüş kuvvetinin yönünün geçici olarak değiştirilmesi gerekmektedir.

4. Geliştirilen Rota Planlama Yöntemi

Önerilen rota planlama yöntemi iki temel bileşenden oluşmaktadır. Bunlardan ilki TMR'u başlangıç konumundan



Şekil 2: Sentetik ön eksenin kinematik modele eklenmesi ile rotalama.

hedef noktasına en kısa rotada iletme; ikincisi ise bu rotada karşılaşılabilecek engellerden sakınmak için geliştirilmiştir.

4.1. İstenen Konuma Doğrudan Sürme Yöntemi

Şekil 2'teki 2-eksenli referans robotun, arka ekseninden $L = \sqrt{(x_e - x_r)^2 + (y_e - y_r)^2}$ mesafesi kadar önde bulunan sentetik ön eksenin, merkez noktası P 'den bir F_s kuvveti ile istenen konuma sürülmesini modelleyen genel kinematikler, denklem (1)'e uygun eklentilerle,

$$\begin{aligned} \dot{x}_r &= v_l \cos \theta_r, & \dot{y}_r &= v_l \sin \theta_r, \\ \dot{\theta}_r &= \frac{v_l}{L} \sin \varphi, & v_l &= F \cos \varphi \end{aligned} \quad (7)$$

şeklinde özetlenebilir. Bu denklemdeki yeni bileşenler, sürüş kuvveti F_s ve sürüş açısı φ 'nin fonksiyonu olan v_l lineer hızı ile; v_l , φ , ve L türünden ifade edilen $\dot{\theta}_r$ açısal hızıdır.

Şekil 2'deki referans robot, F_s kuvveti ile P noktasından amaçlanan P_d noktasına doğru sürülmeye başlarsa, ilk aşamada denklem (7)'deki φ açısı 0 'a yakınsayarak 2 eksen arasındaki yönelim farkı regüle edilecektir. Bu nedenle ön eksenin P_d noktasına ilerlerken çizdiği yörünge, $C_d = [x_{r_f}, y_{r_f}]^T$ noktasından geçecek; dolayısıyla ön teker hedefine vardığında, onu aynı yönelimle izleyen arka eksen de, TMR için amaçlanan C_d konumuna ulaşacaktır.

Sanal ön eksene uygulanan kuvvet, orantısal-türevsel (PD) hata fonksiyonu benzeri

$$F_s = K \frac{e}{\sqrt{\|e\|^2 + \varepsilon}} + B \dot{e} \quad (8)$$

ifadesiyle modellenmiştir. (8)'de $F_s = [F_x, F_y]^T$ bu kuvvetin x ve y koordinatlarındaki bileşenlerini; $K, B \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ köşgensel, pozitif tanımlı ölçekleme matrislerini göstermektedir. Hata terimi $e(t)$ ise

$$e = P_d - P = [x_{ef}, y_{ef}]^T - [x_e, y_e]^T \quad (9)$$

biçiminde istenen ve asıl ön eksen merkezleri arasındaki farka eşittir. (9) denkleminde $\|e\|$, e 'nin Öklit normunu göstermektedir.

Açıklama 1 Eğer F sürüş kuvveti için tam olarak PD formunda bir fonksiyon uygulansaydı, (8) denklemi yerine

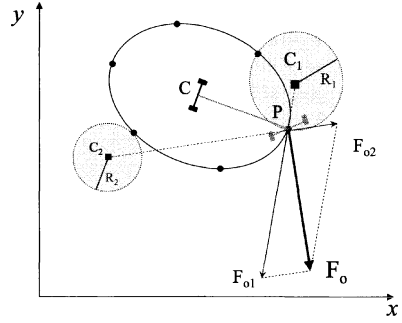
$$F_s = K e + B \dot{e}, \quad (10)$$

ifadesi kullanılırdı. Ancak robot hedefine yaklaştıkça e ve \dot{e} hata terimlerinin sıfıra yakınsaması, böyle bir sürme kuvvetinde sönümlenmeye yol açarak, denklem (7)'den referans hızının azalması ve sefer süresinin artması gibi istenmeyen sonuçlar ortaya çıkarır. F_s sürüş fonksiyonunda (K parametresinin de uygun seçimiyle), en önemli bileşenin orantısız terim olması sağlanabilir. Bu özellikten yararlanılarak e konum (orantısız) hatasının, (8) denklemindeki gibi normu ve küçük bir pozitif $\varepsilon \in \mathbb{R}^+$ teriminden oluşan ifadeye bölünmesi sonucunda, paydadaki dengeleyici $\|e\|$ terimiyle F_s kuvvetinin hedef konuma yaklaşırken azalmasının önüne geçilmiştir. ε terimiyle de hedef noktasına varılınca hata normunun sıfıra yakınsamasına karşın, orantısız bileşenin paydasının sıfırdan farklı kalması sağlanarak F_s 'nin kararsızlaşması engellenmiştir. Dolayısıyla bu sade eklentiyle v_1 lineer hızını amaç konumun çok yakınına kadar neredeyse sabit tutan bir kuvvet normalizasyonu sağlanmıştır.

4.2. Engel Algılama ve Aşma

Mevcut rota planlayıcılarının önemli bölümü robot iş uzayı hakkında küresel bilgiye eriştiği varsayımı üzerine geliştirilmişlerdir [2, 3, 4, 8, 10]. Ancak gerçek operasyon koşullarında genellikle bu durum söz konusu değildir. Bilinmeyen bir ortamda TMR'lar ancak sensörleri yardımıyla "algılama alanı" olarak adlandırılan, sınırlı bir bölgenin yapısal özelliklerine erişebilirler. Laboratuvarımızda bulunan Hemisson TMR'larının şekillerine ve genel sensör konumlarına göre [14], bu alanın robot kütle merkezlerinin çevresinde elips şeklinde bir bölge olduğu varsayılmıştır. Önerdiğimiz yöntemde göre, robotun rotasında bulunan bir engel algılama bölgesi ile kesişince, rota planlayıcısı çarpışma olmadan engelin aşılması için engelden sakınma kipiye geçer.

En sade algılama konfigürasyonu olan VAR/YOK sensörlerinin kullanım durumu için, TMR'un algılayıcılarının yerel engel tespit yeteneği, eliptik algılama alanının sınırında belli noktalarda engel tespiti yapıldığı şeklinde yöntemimize uyarlanmıştır (Bkz. Şekil 3). Eğer her ya da fazla sayıda sensör engel algılama moduna geçerse, sinyal gönderen algılayıcıların dağılımına göre ilgili bölgede dairesel bir blokla karşılaşıldığı varsayılır. Sinyal gönderen sensörlere göre 2 tane engel tahmini Şekil 3'de gölgelendirilmiş dairelerle gösterilmektedir. Bu durumda uyarı veren komşu sensörlerin oluşturduğu her kümeden, o yönde karşılan tahmini engelin boyutunun (R_i yarıçapının) ve C_i merkezinin belirlenmesinde yararlanılır. Her engel tahmininin merkezi ilgili sensör grubunun orta noktasından, robot algılama bölgesi dışına çıkılan dikmelerle elde edilir. Her engel kümesinin sağladığı sakınma kuvveti bileşeni, $F_{o_i} = [F_{o_{x_i}}, F_{o_{y_i}}]^T$, $i = 1, \dots, N$ engel merkezleri olan C_i noktalarından, referans robot ön eksenine P noktasına doğru uygulanır. Robotun hareket ettiği yönde karşılaşılabilecek engellerden sakınması daha önemli olduğu için, ön sensörlerin w_i kuvvet bileşenlerinin ağırlıkları daha yüksek tutulmuştur. Ayrıca düzgün rota planlanması için, ön eksene etkiyen engellerin C_i merkezleri, robot oryantasyonu yönünde P ön eksenden sürüş noktasını geçmeyecek şekilde sınırlandırılmıştır. Engelden sakınma kuvvetlerinin bileşkesi



Şekil 3: Engel algılama ve aşma modelinin şeması.

F_o , genel engel sakınma sürüş kuvvetini verir:

$$F_o(t) = \sum_{i=1}^N w_i F_{o_i}(t) = \sum_{i=1}^N w_i R_i(t) [P(t) - C_i(t)], \quad i = 1, \dots, N \quad (11)$$

(11) denklemde, $R_i(t) \in \mathbb{R}^+$ tahmini engel büyüklüğü, $w_i \in \mathbb{R}^+$ ön eksene yakınlığa göre belirlenmiş sabit engel ağırlıkları ve N karşılaşılan engel gruplarının sayısıdır. Genel engel aşma kuvvetinin normu $\|F_o\|$ doğrudan sürüş kipindeki F_s kuvvetinin Öklidyen normuna ayarlanarak, holonom olmayan denetleyiciler için daha uygun referans hızları elde edilmiştir. Bu normalizasyondan sonraki engel aşma kuvveti, $F_{on}(t)$

$$F_{on}(t) = \frac{\|F_s(t)\|}{\|F_o(t)\|} F_o(t) \quad (12)$$

şekindedir. TMR'lar için rota sentezleyen genel referans robot sürme kuvveti $F(t)$, engelden sakınma kipi sırasında F_{on} kuvvetinden, engel etkisinden uzakta ise F_s doğrudan hedefe sürüş kuvvetinden oluşmaktadır.

Bu metodun yapısal özellikleri ve konumları bilinmeyen engeller içeren ortamlarda robot hareketi için etkili bir yaklaşım olduğu düşünülmektedir. Uygulanan F_s amaç noktaya sürüş kuvveti kararlı ve yakınsak bir PD denetim kanunu formundadır. F_{on} engelden sakınma kuvveti ise, birleşik (engellerle birden fazla bağlantısız parçaya ayrılmamış) iş uzaylarında hedefe sürüşe etkiyen sınırlı boyutta dış gürtüllere karşı verilen geçici bir düzeltme şeklinde değerlendirilebilir. Dolayısıyla planlayıcı tarafından engelli ortamlarda sentezlenen rotalar genel olarak TMR'ların amaç konumlarına doğru yönelim göstereceklerdir.

Açıklama 2 F_{on} sakınma kuvveti karşılaşılan engeller algılama alanından çıkar çıkmaz sonlandırılırsa, özellikle karmaşık geometri bloklerde, doğrudan sürüş ve engel aşma kipleri arasında çok kısa aralıklarla anahtarlanmalarla F kuvvetinde çarptamalar oluşabilmektedir. TMR'un hareket denetimini güçleştiren böyle bir durumun oluşmaması için, engelden sakınma kipi, F_{on} kuvvetinin karşılaşılan bloklar algılama alanından çıktuktan bir Δt süresi sonraya kadar uygulanmasıyla hemen sonlandırılmamaktadır.

Açıklama 3 TMR'un ilk duruşu (pose) nedeniyle ya da bazı engellerin aşılması sırasında, robot oryantasyonunun

amaç konum yönünden çok fazla farklılaşması, Şekil 2'de gösterilen φ sürüş açısının 90° 'yi aşmasına ve v_l lineer hızının negatif değerler aralar (7)'deki kinematik modelin tekilliğinin etkinleşmesine yol açar. Bu tekillik planlanan rotanın holonom olmama koşulunu etkilemez, ancak geriye sekmeden kaynaklanan yerel bir düzgünlük kaybı yaşanmasına neden olur. Algoritmamızda, TMR'un engel sakınma kipinden, doğrudan sürme moduna geçişin bir anda değil, ilgili F_{on} ve F_s kuvvetleri arasında "spline" benzeri bir aşamayla gerçekleştirilmesiyle bu sorun giderilmiştir. Bu geçiş süresi sırasında referans robot ön eksenine uygulanan genel kuvvet:

$$F = F_s \frac{(t - t_s)}{\delta t} + F_{on} \frac{(t_s + \delta t - t)}{\delta t} \quad (13)$$

şeklinde. Denklem (13)'de F_s ve F_{on} sırasıyla (7) ve (11) denklemlerindeki doğrudan hedefe sürme ve engelden sakınma kuvvetleridir. Geçiş kipi süresi $t \in [t_s, t_s + \delta t]$ aralığı ile sınırlı olup, t_s tüm algılanmış engellerin algılama bölgesi dışına çıktığı ilk an; δt ise kipi süresidir. Robotun θ_0 başlangıç yöneliminden kaynaklanan $\varphi_0 > 90^\circ$ durumlarında ise, algoritmamızda (13) deki F_{on} bileşeni yerine θ_0 yönünde sınırlı bir F_0 başlangıç kuvveti kullanılmaktadır.

Açıklama 4 Yöntemimize göre TMR başka robotları sade engeller olarak algılayıp onlardan sakındığından, kodlamada değişiklik gerekmeden çok sayıda robotun engelli ortamlarda sürü (swarm) hareketi için rota planlamasını sağlayamaya uygundur. Bu durumu örneklendirmek amacıyla 5. bölümde 3 TMR'un sürü hareketiyle ilgili bir benzetime yer verilmiştir.

5. Benzetim Sonuçları

Önerilen rota planlama yönteminin engelsiz ve engelli ortamlarda sağladığı hareket planlamasının başarımının gösterilmesi amacıyla, Win XP tabanlı bir bilgisayarda Matlab/Simulink platformuyla detaylı benzetimler yapılmıştır. Bunlara 3 robotun eşzamanlı sürü hareketi ile ilgili de bir demo eklenmiştir. Algoritmamız sadeliği nedeniyle, yavaş kabul edilen bu benzetim ortamına karşın, çok sayıda TMR için gerçek zamanlı dinamik rota üretimi sağlamaktadır.

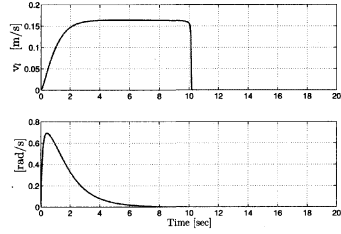
Benzetimlerde yalnızca laboratuvarımızda bulunan Hemisson robotlarının mekanik özellikleriyle [14] uyumlu v_l referans lineer hızları elde edilmesi için (8) denklemindeki sürme kuvveti parametreleri

$$K = \text{diag}(0.165, 0.165), \quad B = \text{diag}(0.1, 0.1) \quad (14)$$

değerleriyle sınırlandırılmıştır. Engel algılama mekanizması ise yine bu sistemin özellikleri paralelinde, yalnızca 6 adet sade VAR/YOK sensörü üzerine kurulmuştur. Sensör bilgilerinden elde edilen "algılama alanının" büyük ve küçük eksen yarıçapları

$$a = 22.5, \quad b = 20 \text{ [cm]} \quad (15)$$

biçiminde seçilmiştir. Engellerden sakınma sırasında, denklem (7)'den gözlemleneceği gibi etkin dönüşlerin yanı sıra, Açıklama 3'teki negatif v_l lineer hızlarına yol açan problemlerden kaçınmak için, referans robotun ön eksen ve arka eksen uzaklığı L , algılama bölgesinin büyük eksen yarıçapı a 'ya eşit tutulmuştur. Daha büyük L değerleri manevra yeteneğini sınırlarken, küçük L değerleri, engellerden sakınma



Şekil 4: Engelsiz ortam simülasyonunda lineer ve açısal hızlar.

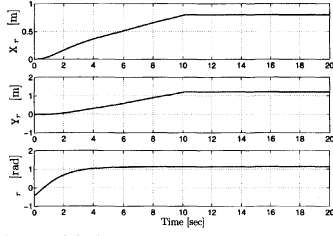
sırasında, sensörlerden sentetik ön eksenine uygulanan sürüş kuvveti açısı φ 'yi 90° 'nin üzerine çıkararak, v_l lineer hızının negatif değerler almasına ve sentezlenen rotanın o konum civarında düzgünlüğünü kaybetmesine neden olur. $L = a$ seçiminiz sonucunda, θ_r açısal referans hızı tüm benzetimlerde TMR'lar için gerçekçi bir değer olan 0.8 rad/s 'yi aşmamıştır. Algoritmamız tarafından sentezlenen rotaların TMR'ların takibi için uygunluğunun gösterilmesi amacıyla, tüm benzetimlerde [11]'de yer alan holonom olmayan hareket denetleyicisinden yararlanılarak, TMR'ların referans rotaları izlemeleri sırasındaki hata terimleri elde edilmiştir.

Engel bulunmayan ortamlarda TMR hareket benzetim sonuçları Şekiller 4-7'de gösterilmektedir. Robotun başlangıç ve hedef konumları $C_{r_0} = [0, 0]^T$ ve $C_d = [0.8, 1.2]^T$ [metre] noktalarındadır. Başlangıç oryantasyonu $\theta_{r_0} = -0.393 \text{ rad}$ olup, TMR'un hedef noktasına ulaştığındaki yönü θ_{r_f} ise uygulanan F doğrudan sürme kuvvetinin yönelimine göre:

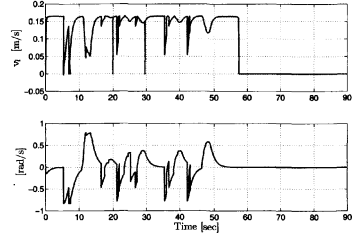
$$\begin{aligned} \theta_{r_f} &= \text{Atan2}(F_{y_0}, F_{x_0}) \\ &= \text{Atan2}(1.2 - y_{e_0}, 0.8 - x_{e_0}) = 1.139 \text{ [rad]}, \end{aligned} \quad (16)$$

değeri olarak belirlenir. Şekil 4'te lineer ve açısal referans hızları gösterilmektedir. Bu hızlar (14)'teki seçimlerin paralelinde küçük robotların izleyebileceği değerleri aşmamaktadır. Ayrıca lineer hız, (8) denkleminde modellendiği gibi konum hedefine iyice yaklaşıp kadar sönümlenmemekte, dolayısıyla TMR'ların sabit ve düzgün hızla takibi için uygun bir referans fonksiyonu sağlamaktadır. Şekil 5'te, planlanan referans yörüngenin ilk duruş değerinden amaç duruşa kadar sorunsuz ulaştığı; Şekil 6'daki referans ve asıl robot rotaları arasındaki hata terimlerinden de, TMR'un sentezlenen rotayı, başlangıçtaki çok düşük geçici durum davranışı haricinde ihmal edilebilir düzeyde hatayla izlediği gözlemlenmektedir. Şekil 7'de ise benzetimle ilgili görsel bilgi sunulması amacıyla, ortamın kuşbakışı görüntüsüne yer verilmiştir. Bu şekildeki elipsoidler TMR'ların sensör algılama bölgelerini, içlerindeki oklar ise aynı yönde oryantasyonlu robotları temsil etmektedir.

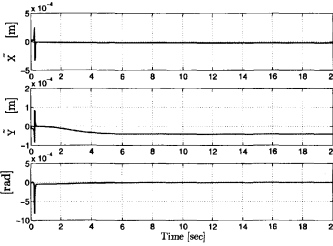
Engelli ortam benzetiminde ise Şekil 11'deki gibi referans robotun planladığı rotanın ilk ve hedef konumları sırasıyla $C_{r_0} = [-1.5, 4.0]^T$ [m], ve $C_d = [3.5, 0.5]^T$ [m]'de olup ortamdaki engeller taranmış şekillerle gösterilmektedir. TMR'ların karşılaşabilecekleri çeşitli nesnelere çarpışmasız aşması gereken böyle bölgelerde düzgün yörünge sentezlenmesi için algoritmamızın uygulanmasında 2 nokta göz önünde tutulmuştur. Öncelikle engelsiz ortamlarda (16) ifadesiyle yalnızca rotanın başlangıcında hesaplanan θ_{r_f} açısı, artik



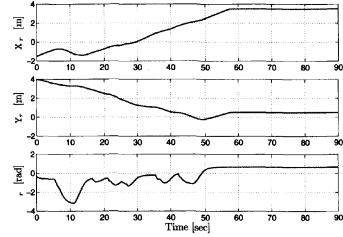
Şekil 5: Engelsiz hareket için üretilen referans yörünge.



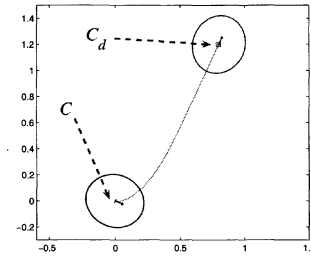
Şekil 8: Engelli ortam benzetiminde lineer ve açısal hızlar.



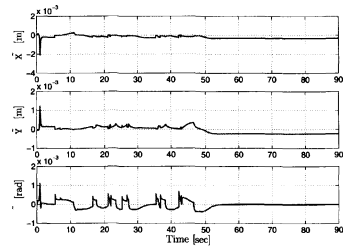
Şekil 6: Engelsiz ortamda hareket sırasındaki duruş hataları.



Şekil 9: Engelli ortamda robot için üretilen referans yörünge.

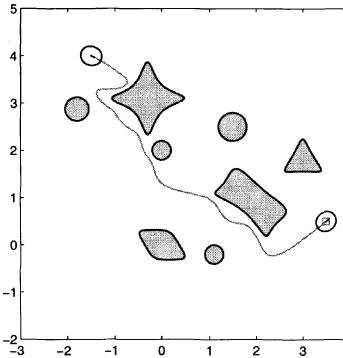


Şekil 7: Engelsiz hareket ortamının sanal modeli. C robotun ilk konumunu, C_d amaçlanan konumu göstermektedir.



Şekil 10: Engelli ortam duruş hataları.

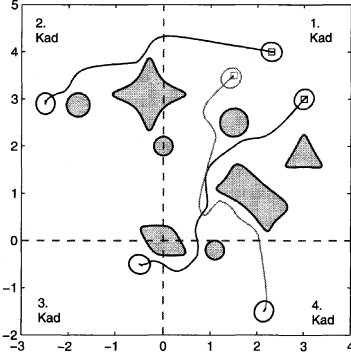
TMR'un karşılaştığı her engelden sonra yeniden güncellenerek hedeften sapmalar engellenmiştir. İkinci olarak da, TMR'un yalnızca ön sensörünün engel algıladığı durumlarda, sağ veya sola dönüş tercihi algoritmamızın karmaşıklaştırılmaması için bir parametre değişkeni ile kullanıcıya bırakılmıştır. Şekil 11'deki benzetimde bu parametre sağa dönüş geçerli olacak biçimde atanmıştır. Benzetimdeki lineer ve açısal referans hızları Şekil 8'de gösterilmektedir. Açıklama 2'te belirtilen engellerden sakınma ve hedefe düz rotada ilerleme kipleri arasındaki spline'lı geçiş aşaması sonucunda, robot hızlarında çatlardamar bulunmamaktadır. Lineer ve açısal hızlar TMR'ların uşmakta zorlanmayacağı değerler almışlardır. Şekiller 9 ve 10'da TMR'un izlediği duruş rotaları ve hata fonksiyonları bulunmaktadır. Bu grafiklere göre robot istenen $C_d = [3.5, 0.5]^T [m]$ konumuna ulaşmakta ve takip hatası terimleri küçük değerlerde kalmaktadır. Hatalar hareket başlangıcı dışında yalnızca engellerden sakınma sırasında çok küçük sapmalar göstermekte, ancak her zaman için 0'a çok yakın seyretmektedir. Bu sonuçlardan algoritmamızın farklı geometride engeller bulunan ortamlarda da TMR'ların izlemesi



Şekil 11: Engelli ortamın sanal modeli. Gölgeleştirilmiş cisimler engelleri temsil etmektedir.

için uygun rotalar sentezlediği sonucuna varılabilir.

Yöntemimizin robot sürü hareketine uygunluğunun gösterilmesi için Şekil 12'deki 3 robotlu rota planlaması



Şekil 12: Üç adet robotun engelli ortamda sürü hareketi.

benzetimi sunulmuştur. Bu benzetim yine bir önceki engelli ortamda gerçekleştirilmiş, ancak farklı noktalardan hareket eden 3 TMR'un, düzgün yörüngeler izleyerek birbirlerine yakın istenen konumlara ulaşmaları sağlanmıştır. Algoritmamıza göre her TMR diğer robotları engel olarak algılamaktadır. İş uzayının 4. kadranından hareket eden TMR'un karşılaştığı ilk bloğun sonunda normalden fazla açıyla dönüş yapması, o konumda 3. bölgeden başlayan robotun kendisine engel teşkil etmesinden kaynaklanmaktadır.

6. Sonuçlar ve Yapılacak Çalışmalar

Tek eksenli TMR'ların engelli ortamlarda hareketi için sade ve etkin bir rota planlama algoritması geliştirilmiştir. Bu yöntem 2-eksenli bir referans robotun amaçlanan konuma doğru sürülmesi sonucunda arka eksen merkezinin holonom olmayan özellikte istenen yörünge üretmesi fikrinden yararlanmaktadır. Planlayıcının engellerden sakınma fonksiyonu ise robot sensörlerinden elde edilen engel verilerine göre sürme kuvvetinin yönünün çarpışmayı önleyecek şekilde değiştirilmesi ile sağlanmıştır. Dolayısıyla önerdiğimiz yöntem, ilerlenen rotada karşılaşılabilecek sabit veya hareketli engellere karşın, hem büyük hem de küçük ve sınırlı algılama yeteneğinde olan tek eksenli TMR'lara dinamik rota planlanması için uygundur.

Geliştirilen yöntem sadeliği nedeniyle yüksek performanslı donanımlar gerektirmeden sayıca fazla engelin bulunduğu ortamlarda çarpışmasız robot hareketi sağlamaktadır. Ayrıca algoritmanın özelliklerinde değişik yapılmadan birden fazla TMR'un sürü hareketi de sağlanmıştır. Çalışmamızın sonraki aşamalarında yöntemimizin Hemisson robotları üzerinde gerçekleştirilmesi ve çok sayıda TMR'ın daha zorlu engellere karşı etkin hareket planlaması için eniyenilmesi amaçlanmaktadır.

7. Teşekkür

Bu çalışma DPT 2003K120530 ve Tübitak KARİYER 104E061 projelerinin katkıları ile gerçekleştirilmiştir.

8. Kaynakça

[1] R. M. Murray and S. S. Sastry, "Nonholonomic Motion Planning: Steering Sinusoids", *IEEE Transactions on Au-*

tomatic Control, 38(5), s. 700-716, Mayıs 1993.

- [2] P. Jacobs and J. Canny, "Planning Smooth Paths for Mobile Robots", *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 1, s. 2-7, Mayıs 1989.
- [3] J-P. Laumond, P. E. Jacobs, M. Taix and R. M. Murray, "A Motion Planner for Nonholonomic Mobile Robots", *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 10, s. 5, Ekim 1994.
- [4] C. Santilli, A. Bicchi, G. Casalino and A. Balestrino, "Nonholonomic Bounded Curvature Path Planning in Cluttered Environments", *Proceedings of the INRIA/IEEE Symposium on Emerging Technologies and Factory Automation*, 2, s. 363-372, Ekim 1995.
- [5] A. M. Shkel and V. J. Lumelsky, "On Optimal Nonholonomic Paths in Limited Space", *Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, s. 1728-1733, 2000.
- [6] E. Rimon and D. E. Koditschek, "Exact Robot Navigation using Artificial Potential Function", *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 8(5), s. 501-518, 1992.
- [7] H. G. Tanner and K. J. Kyriakopoulos, "Nonholonomic Motion Planning for Mobile Manipulators", *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, San Fransisco, ABD, s. 1233-1238, Nisan 2000.
- [8] K. Pathak and S. K. Aggrawal, "Planning and Control of a Nonholonomic Unicycle using Ring Shaped Local Potential Fields", *Proceedings of the American Control Conference*, Boston, ABD, 2004.
- [9] J. Chen, W. E. Dixon, D. M. Dawson and T. Galluzzo, "Navigation and control of a Wheeled Mobile Robot", *Proceedings of the IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, s. 1145-1150, Monterey, CA., ABD, 2005.
- [10] F. Lamiroux and D. Bonnafous, "Reactive Trajectory Deformation for Nonholonomic Systems: Applications to Mobile Robots", *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 3099-3104, Washington DC., ABD, Mayıs 2002.
- [11] W. E. Dixon, D. M. Dawson, E. Zergeroglu, and F. Zhang, "Robust Tracking and Regulation Control for Mobile Robots", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 10, s. 199-216, 2000.
- [12] P. Morin and C. Samson, "Practical stabilization of a class of nonlinear systems. Application to chain systems and mobile robots.", *Proceedings of the 39th IEEE International Conference on Decision and Control*, s 2989-2994, Sidney, Avustralya, Aralık 2000.
- [13] R. M'Clokey and R. Murray, "Exponential Stabilization of Driftless Nonlinear Control Systems Using Homogeneous Feedback", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 42(5), s. 614-628, Mayıs 1997.
- [14] K-Team Firması ve Hemisson TMR'u Web Siteleri, www.k-team.com, www.hemisson.com, 2006.

TERS CEVAPLI PROSESLERİN PI-PD İLE DENETİMİ

İbrahim Kaya

İnönü Üniversitesi,
Mühendislik Fak., Elektrik-Elektronik Müh. Böl.
44280, Malatya
E-mail: ikaya@inonu.edu.tr

ÖZET: Endüstriyel uygulamalarda PID kontrolörler hala oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, bazı durumlarda, açık-çevrim kararsız veya integratör içeren proseslerde, PID kontrolörler yetersiz olmaktadır. Bu durumlarda, PI-PD kontrolörlerin çok daha iyi sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Bu makalede, PI-PD kontrolörlerin ters cevaplı proseslerin denetiminde kullanımı verilmektedir.

Anahtar kelimeler: PID, PI-PD, Proses, Zaman gecikmesi.

1. GİRİŞ

PID kontrolörler endüstriyel uygulamalarda hala oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunun nedenleri olarak: 1) PID kontrolörlerin uygulamacılar tarafından iyi bilinmeleri 2) PID kontrolörlerin denetimde kullanılan sadece üç parametresinin olması 3) PID kontrolörlerin, genelde, birçok açık çevrim kararlı prosesler için yeterli performans göstermesi, sayılabilir.

Ancak, PID kontrolörler açık çevrim kararsız proseslerde, integratör içeren proseslerde ve kompleks köklere sahip transfer fonksiyonu olan proseslerde yetersiz kapalı çevrim performansa neden olmaktadır. PI-PD kontrolör, yukarıda bahsedilen durumlarda, PID kontrolörlerden çok daha iyi sonuçlar vermektedir (Kaya, 1999).

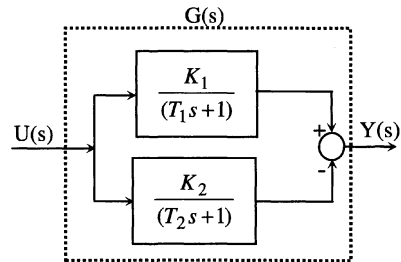
Endüstriyel uygulamalarda ters cevaplı prosesler ile de karşı-karşıya kalına-bilinmektedir (Waller ve Nygardas, 1975; Luben, 2000). Yukarıda verilen referanslarda yine PID kontrolör kullanılmaktadır. Bu makalede, PI-PD kontrolör kullanarak ters cevaplı proseslerin denetimi verilmektedir. PI-PD kontrolörün parametrelerinin bulunması için Standard form (Graham ve Lathrop, 1953) kullanılmıştır. Graham ve Lathrop (1953) tarafından verilen Standard formda, kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonunun sadece kutuplarının olduğu varsayılmaktadır. Ancak, kapalı çevrim bir sistemde basit bir PI kontrolör dahi kullanıldığında, kapalı çevrim transfer fonksiyonunda sıfır gelmektedir. Dolayısıyla, kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonunda sıfır bulunduğu Standard formun nasıl kullanılabilceği Atherton ve Boz (1998) tarafından verilmiştir.

PI-PD kontrolörün avantajı, iç döngüde yer alan PD kısmı ile açık çevrim sistemin kutuplarının yer-kök eğrisinde daha uygun yerlere taşınabilmesidir. Dolayısıyla, ön döngüde yer alan PI kontrolör ile daha iyi bir kontrol sağlanabilmektedir. Standard formun avantajı ise, kapalı çevrim sistemin performansının nasıl olacağı hakkında bilgi vermesidir.

Makalenin devamı şu şekilde düzenlenmiştir: İkinci bölümde, ters cevaplı prosesler hakkında çok kısa bir özet verilmiştir. Standart form hakkında genel bilgiler üçüncü bölümde, ters cevaplı proseslerin denetimi için önerilen kontrol yapısı ise dördüncü bölümde verilmiştir. Beşinci bölümde verilen örnekleri, altıncı bölümdeki sonuçlar izlemektedir.

2. TERS CEVAPLI PROSESLER

Şekil-1'de verilen iki birinci dereceden sistemi ele alalım.



Şekil-1: Ters cevaplı proses

Sistemin girişi ile çıkışı arasındaki transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{(K_1 - K_2) \left[\frac{K_1 T_2 - K_2 T_1}{K_1 - K_2} s + 1 \right]}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (1)$$

ile verilir. $T_2 \ll T_1$ ve $K_2 < K_1$ olduğu zaman sistem başlangıçta uygulanan giriş sinyalinin tersi yönünde bir cevap verir. Ancak kısa süre sonra uygulanan giriş sinyali yönünde bir cevap verir ve kalıcı duruma ulaşır. Transfer fonksiyonu denklem (1) ile ifade edilen bir proses

$$\frac{K_1 T_2 - K_2 T_1}{K_1 - K_2} < 0 \quad (2)$$

şartını sağlıyorsa, ters cevaplı proses olarak adlandırılır.

3. STANDART FORM

Kontrol sistemlerinin tasarımında, integral performans kriteri yaygın olarak kullanılmaktadır. Bir çok kitapta, bu konuyu ele alan bölümler mevcuttur (Dorf ve Bishop, 1995; Chen, 1993).

Lineer sistemler için, Åström'un önerdiği algoritma (Åström, 1970) kullanarak, hatanın karesinin integrali (ISE) s-düzleminde kolaylıkla hesaplanabilir. Dolayısıyla,

$$J_0 = \int_0^{\infty} [e^2(t)] dt \quad (3)$$

integralinin s-düzleminde çözümü

$$J_0 = \frac{1}{2\pi j} \int_0^{\infty} E(s)E(-s) ds \quad (4)$$

ile verilir. Burada, $E(s) = A(s)/B(s)$. $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları

$$A(s) = a_0 s^m + a_1 s^{m-1} + \dots + a_{m-1} s + a_m$$

$$B(s) = b_1 s^{m-1} + b_2 s^{m-2} + \dots + b_{m-1} s + b_m$$

ile verilmektedir.

$J_n = \int_0^{\infty} (t^n e)^2 dt$ ile verilen integral performans kriterleri de aynı şekilde s-düzleminde,

$L[tf(t)] = \frac{-d}{ds} F(s)$ özelliği kullanılarak, kolaylıkla

hesaplanabilir (Zhuang ve Atherton, 1993). Yukarıda verilen metodu kullanarak farklı integral performans kriterleri için kapalı çevrim sistemi optimal yapacak kontrolör parametreleri elde edilebilir.

Direkt optimizasyona alternatif olarak standart form yaklaşımı da kullanılabilir. Standart form kullanarak, sadece kutupları olan kapalı çevrim bir sistemi optimum yapacak parametreler Graham ve Lathrop (1953) tarafından sağlanmıştır. Ancak, bu standart formun pratikte kullanımı oldukça azdır. Çünkü, PI

gibi oldukça basit bir kontrolör dahi kullanıldığında kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonu bir sıfır içerir. Kapalı çevrim transfer fonksiyonu bir sıfır içeren sistemler için standart formun kullanımı Atherton ve Boz (1998) tarafından sağlanmıştır.

Sıfır içermeyen açık çevrim bir transfer fonksiyonu, $G(s)$, ile sıfır içeren bir kontrolörü, $G_c(s)$, ele alalım. Bu durumda, kapalı çevrim transfer fonksiyonu, $T_{1j} = G(s)G_c(s)/[1 + G(s)G_c(s)]$, aşağıda verilen

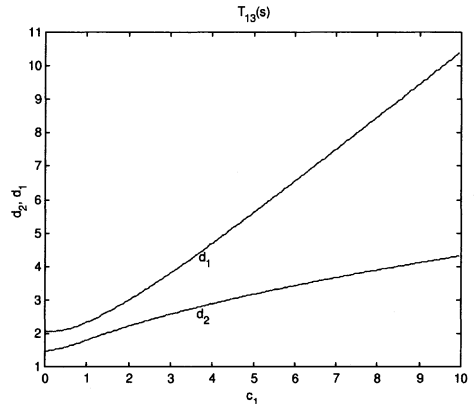
$$T_{1j} = \frac{c_1 s + 1}{s^j + d_{j-1} s^{j-1} + \dots + d_1 s + 1} \quad (5)$$

şeklinde elde edilebilir. Denklem (5)'te, T_{1j} 'deki alt- indis '1' kapalı çevrim transfer fonksiyonundaki sıfır sayısını, 'j' ise paydanın derecesini belirtir.

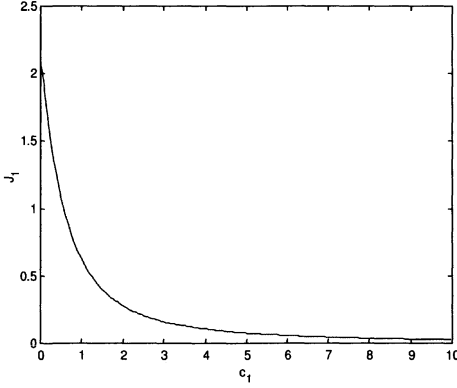
Bu durumda, birim basamak giriş fonksiyonu için hata

$$E_{1j} = \frac{s^{j-1} + d_{j-1} s^{j-2} + \dots + (d_1 - c_1)}{s^j + d_{j-1} s^{j-1} + \dots + d_1 s + 1} \quad (6)$$

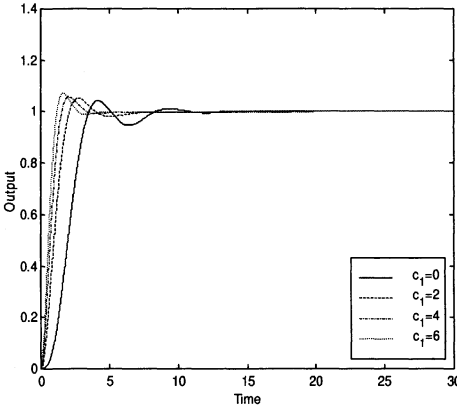
ile verilir. Zaman ağırlıklı hatanın karesinin integrali (ISTE) performans kriteri için değişen c_1 değerine karşılık gelen optimum d değerleri $T_{13}(s)$ transfer fonksiyonu için şekil-2'de verilmiştir. Şekil-3'te ise değişen c_1 değerine karşılık J_1 (ISTE) değerleri verilmiştir. Şekilden görüleceği gibi artan c_1 değeri ile J_1 integral değeri azalmaktadır yani kapalı çevrim sistemin basamak fonksiyonuna verdiği cevap iyileşmektedir. Şekil-4'de değişik c_1 değerleri için $T_{13}(s)$ kapalı çevrim transfer fonksiyonunun basamak fonksiyonuna verdiği cevaplar görülmektedir. Şekilden, artan c_1 değeri ile kapalı çevrim sistemin cevap hızının arttığı gözlenmektedir.



Şekil-2: $T_{13}(s)$ ve J_1 kriteri için değişen c_1 değerlerine karşılık gelen optimum d_1 ve d_2 değerleri



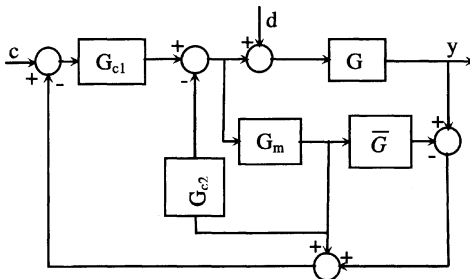
Şekil-3: $T_{13}(s)$ için değişen c_1 değerlerine karşılık gelen J_1 değerleri



Şekil 4: $T_{13}(s)$ ve J_1 kriteri için basamak fonksiyonu cevabı

4. TERS CEVAPLI PROSESLER İÇİN PI-PD DENETİMİ

Ters cevaplı proseslerin kontrolü için Şekil-5'te verilen kontrol sistemini ele alalım. $G_{c2} = 0$ olduğunda, kontrol sistemi iyi bilinen Smith predictor (Smith, 1959) kontrol yapısı olur. Şekil-5'te verilen kontrol yapısı, büyük zaman gecikmesi içeren proseslerin daha iyi kontrol edilebilmesi için Kaya (1999) tarafından önerilmiştir. Burada, ters cevaplı proseslerin kontrolüne uyarlanması verilecektir.



Şekil-5: Ters cevaplı prosesler kontrol sistemi

Şekil-5'te G_{c1} ve G_{c2} , sırasıyla, ideal PI ve PD denetleyicilerdir ve aşağıda verilen transfer fonksiyonlarına sahip oldukları varsayılmaktadır.

$$G_{c1}(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad (7)$$

$$G_{c2}(s) = K_f + T_f s \quad (8)$$

$G(s)$ kontrol edilen ters cevaplı ve zaman gecikmeli proses transfer fonksiyonudur:

$$G(s) = \frac{K(-Ts+1)e^{-\theta s}}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)} \quad (9)$$

$G(s) = G_m(s)\bar{G}(s)$ diye ifade edildiğini varsayalım. Burada;

$$G_m(s) = \frac{K}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)} \quad (10)$$

$$\bar{G}(s) = (-Ts+1)e^{-\theta s} \quad (11)$$

Bu durumda, şekil-5'teki kontrol yapısının kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$T(s) = \frac{G_{c1}(s)G_m(s)\bar{G}(s)}{1 + G_m(s)[G_{c1}(s) + G_{c2}(s)]} \quad (12)$$

Denklem (12)'ye göre her iki denetleyicinin parametreleri, proses transfer fonksiyonunun zaman gecikmesi ve sağ-yarı düzlemdeki sıfırı içermeyen modeli, yani denklem (10) ile verilen kısmı, kullanılarak elde edilebilir. Gerekli ifadeler denklem (12)'de yerine konursa

$$T_{13}(s) = \frac{KK_c(T_i s+1)}{T_1 T_2 T_i s^3 + (T_1 + T_2 + KT_f)T_i s^2 + \dots + (1 + KK_c + KK_f)T_i s + KK_c} \quad (13)$$

elde edilir. Pay ve payda KK_c 'ye bölünür ve

$$s_n = s(T_1 T_2 T_i / KK_c)^{1/3} = s / \alpha \quad (14)$$

normalizasyonu denklem (13)'te kullanılırsa, aşağıda verilen $T_{13}(s_n)$ standart form elde edilir:

$$T_{13}(s_n) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^3 + d_2 s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (15)$$

Burada;

$$c_1 = \alpha T_i \quad (16)$$

$$d_2 = \frac{(T_1 + T_2 + KT_f)T_i \alpha^2}{KK_c} \quad (17)$$

$$d_1 = \frac{(1 + KK_c + KK_f)T_i\alpha}{KK_c} \quad (18)$$

Her iki denetleyicinin parametrelerini bulmak için şu yol takip edilebilir. α değeri ile sistemin cevap hızı doğru orantılıdır. Yani artan α değeri sistemin cevap hızının artmasına, azalan α değeri sistemin cevap hızının azalmasına neden olur. Dolayısıyla, seçilen K_c ve T_i değerleri için bir α değeri bulunur. Denklem (16)'dan bu α değerine karşılık gelen c_1 değeri elde edilir. Bu c_1 değeri için sistemi optimum yapacak d_1 ve d_2 değerleri şekil-2'den bulunur. Denklem (17) ve (18) kullanılarak, kontrolör parametreleri T_f ve K_f elde edilir.

5. ÖRNEKLER

Bu bölümde, ters cevaplı proseslerin önerilen kontrol yapısı ve standart formun kullanımı ile denetimine ilişkin simülasyon örnekleri verilecektir. Elde edilen sonuçlar, Luyben (2000) tarafından ters cevaplı proseslerin denetimi için önerilen tasarım metodu ile karşılaştırılmıştır.

Örnek 1: Luyben (2000) tarafından incelenen

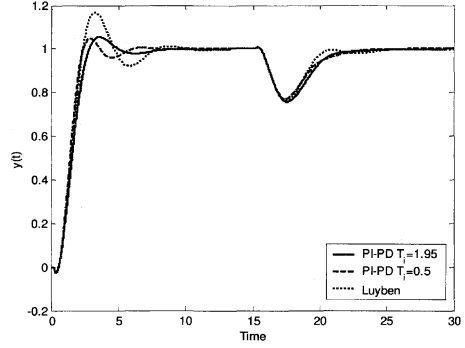
$$G(s) = \frac{(-0.2s + 1)e^{-0.2s}}{(s + 1)^2}$$

proses transfer fonksiyonunu ele alalım. Luyben (2000) tarafından parametreleri $K_c = 1.39$ ve $T_i = 1.95$ olan PI denetleyici tasarlanmıştır. PI-PD denetleyicinin parametrelerini bulmak için, öncelikle K_c ve T_i değerlerinin bulunması gerekir. Burada, K_c ve T_i değerlerini, hem kolaylık hem de daha adil bir karşılaştırma için, Luyben (2000) tarafından önerilen değerlere eşit, yani, $K_c = 1.39$ ve $T_i = 1.95$ alalım. Bu durumda, denklem (14)'den $\alpha = 0.89$ ve denklem (16)'dan $c_1 = 1.74$ bulunur. Bu c_1 değerine karşılık gelen sistemin cevabını optimum yapacak $d_1 = 2.80$ ve $d_2 = 2.11$ değerleri şekil-2'den elde edilir. Dolayısıyla, denklem (17)'den $T_f = -0.11$ ve denklem (18)'den $K_f = -0.16$ bulunur.

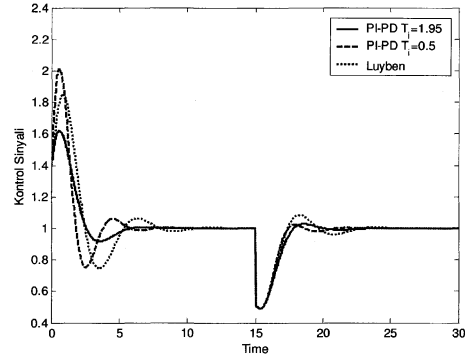
Alternatif olarak, aynı K_c değeri için $T_i = 0.5$ seçtiğimizi varsayalım. Yukarıda verilen yolu takip edersek, $\alpha = 1.41$, $c_1 = 0.703$, $d_1 = 2.19$ ve $d_2 = 1.67$ bulunur. Dolayısıyla, $T_f = 0.35$ ve $K_f = 1.94$ elde edilir.

Önerilen tasarım metodu ile Luyben (2000) tarafından önerilen tasarım metodları için kapalı çevrim sistemin birim basamak giriş fonksiyonuna ve $t = 15$ s'de sisteme giren genliği -0.5 olan bozucu sinyale cevabı şekil 2'de gösterilmiştir. Giriş sinyaline en iyi cevabın PI-PD ile elde edildiği görülmektedir. PI-PD ile kontrolde, α değeri arttıkça kapalı çevrim sistemin giriş sinyaline cevap hızının ve bozucu sinyali yok etme hızının da hafifçe arttığı

gözlenmektedir. Bu şekilde kapalı çevrim sistemin hızı kolaylıkla artırılabilir. Ancak, artan cevap hızı kontrol sinyalinin genliğini de artırmaktadır. Şekil 3'te tasarlanan denetleyiciler ile yapılan kontrolde elde edilen kontrol sinyalleri görülmektedir. Şekilden görüleceği gibi artan cevap hızı ile kontrol sinyalinin genliği de artmaktadır.



Şekil 2: Örnek 1 için kapalı-çevrim sistemin cevabı



Şekil 3: Örnek 1 için kontrol sinyali genliği

Example 2: Yine Luyben (2000) tarafından incelenen

$$G(s) = \frac{(-0.2s + 1)e^{-1.6s}}{(s + 1)^2}$$

proses transfer fonksiyonunu ele alalım. Dikkat edilirse, bu örnekte sadece zaman gecikmesi artmış olmaktadır. Luyben (2000) tarafından parametreleri $K_c = 0.19$ ve $T_i = 0.86$ olan PI denetleyici tasarlanmıştır. Önerilen PI-PD denetleyicinin parametrelerini bulmak için, yine bir önceki örnekte olduğu gibi, K_c ve T_i değerlerini, Luyben (2000) tarafından önerilen değerlere eşit, yani, $K_c = 0.19$ ve $T_i = 0.86$ alalım. Bu durumda, denklem (14)'den $\alpha = 0.61$ ve denklem (16)'dan $c_1 = 0.52$ bulunur. Bu c_1 değerine karşılık gelen ve sistemin cevabını optimum yapacak $d_1 = 2.13$ ve $d_2 = 1.60$ değerleri şekil-2'den elde edilir. Dolayısıyla, denklem (17)'den $T_f = -1.03$ ve denklem (18)'den $K_f = -0.41$ bulunur.

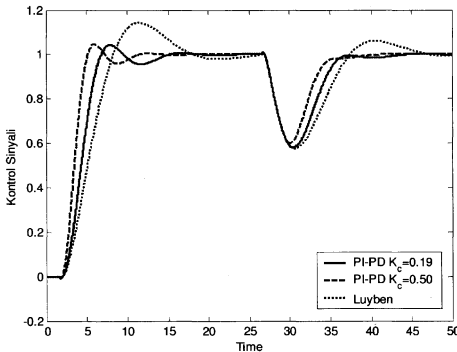
Alternatif olarak, bir önceki örnekten farklı olarak, bu sefer K_c değerini 0.5 olarak seçtiğimizi ve T_i değerini ise bir önceki değerde tuttuğumuzu varsayalım. Bu durumda, $\alpha = 0.84$, $c_1 = 0.72$, $d_1 = 2.20$ ve $d_2 = 1.68$ bulunur. Dolayısıyla, $T_f = -0.60$ ve $K_f = 0.034$ elde edilir.

Önerilen tasarım metodu ile Luyben (2000) tarafından önerilen tasarım metodu için kapalı çevrim sistemin birim basamak giriş fonksiyonuna ve $t = 25$ s'de sisteme giren genliği -0.5 olan bozucu sinyale cevabı şekil 4'de gösterilmiştir. PI-PD denetleyici ile giriş sinyaline verilen cevap hızı ile bozucu sinyalin etkisinin yok edilme hızı Luyben (2000) tarafından önerilen metottan daha iyi olduğu gözlenmektedir. Bir önceki örnekte olduğu gibi, PI-PD ile kontrolde, α değeri arttıkça kapalı çevrim sistemin giriş sinyaline cevap hızının ve bozucu sinyali yok etme hızının da arttığı gözlenmektedir. Şekil 5'te tasarlanan denetleyiciler ile yapılan kontrolde elde edilen kontrol sinyalleri görülmektedir.

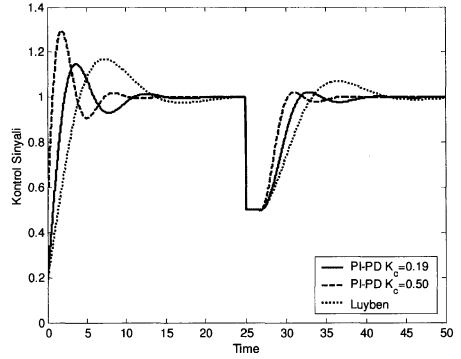
Not: Önerilen PI-PD ile ters cevaplı proseslerin kontrolünün Luyben (2000) tarafından önerilen metottan üstünlüğü, sadece elde edilen kapalı çevrim sistemin cevabının iyileşmesiyle kalmamaktadır. Luyben (2000) tarafından önerilen metodun bir diğer dezavantajı da, önerilen metod zaman gecikmesi $L = 3.2$ değerine kadar geçerli sonuçlar verebilmektedir. Ayrıca, denklem (9) ile verilen proses modelinde zaman sabitlerinin eşit, yani $T_1 = T_2$, olduğu kabul edilmiştir. Diğer yanda, önerilen PI-PD metodunda bu tür kısıtlamalar mevcut değildir.

5. SONUÇ

Bu yayında, ters cevaplı proseslerin denetiminde PI-PD Smith predictor yapısı ve standart form kullanılarak elde edilen sonuçlar verilmiştir. Önerilen metod ile elde edilen kapalı çevrim sistemin cevapları mevcut ve ters cevaplı proseslerin denetimi için önerilmiş bir diğer metod ile karşılaştırılmış ve önerilen metodun avantajları gösterilmiştir.



Şekil 4: Örnek 2 için kapalı-çevrim sistemin cevabı



Şekil 5: Örnek 2 için kontrol sinyali genliği

REFERANSLAR

- Åström, K.J. (1970). *Introduction to Stochastic Control Theory*, Academic, New York.
- Atherton, D.P. ve A.F. Boz (1998). Using standard forms for controller design. Int. Conference on Control, Control'98, Swansea, UK, 1066-1071.
- Chen, C.T. (1993). *Analog and Digital Control System Design*, Saunders College.
- Dorf, R.C. H. Bishop (1995). *Modern Control Systems*, Addison-Wesley, Reading.
- Graham, D., R.C. Lathrop (1953). The synthesis of optimum response: criteria and standard forms, II. Trans. AIEE, **72**, 273-288.
- Kaya, I. (1999). *Relay feedback Identification and Model Based Controller Design*, D. Phil. Thesis, Sussex University, U.K.
- Luyben, W.L. (2000). Tuning Proportional-Integral controllers for processes with both inverse response and deadtime. Ind. Eng. Chem. Res., **39**, 973-976.
- Smith, O.J. (1959). A controller to overcome dead time. ISA J., **6**(2), 28-33.
- Waller, K.V.T., C.G. Nygardas (1975). On inverse response in process control. Ind. Eng. Chem. Fundam., **14**(3), 221-223.

Pilot Ölçekli Bir Havasız Atıksu Arıtma Sürecinin İzlenmesi, Modellenmesi, Kontrolü ve Otomasyonu Üzerine

Şeref Naci Engin¹, Fatma Yıldız¹, A. Bora Ülkü², Güleda Engin³

¹Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yıldız Teknik Üniversitesi, Beşiktaş, İstanbul
nengin@yildiz.edu.tr, fayildiz@yildiz.edu.tr

²Elektronik Mühendisliği Bölümü

Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Gebze, Kocaeli
boraulku@gmail.com

³Çevre Mühendisliği Bölümü

Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Gebze, Kocaeli
guleda@gyte.edu.tr

Özetçe

Havasız (anaerobik) atıksu arıtımı bir kısım avantajları nedeniyle son yıllarda önem kazanmış ve üzerinde çok sayıda araştırma yapılmıştır. Havasız arıtma sistemleri özellikle orta ve yüksek kirlilik konsantrasyonlarına sahip atıksuların arıtılmasında, havalı sistemlere nazaran daha ekonomik olması, az arıtma çamuru vermesi ve bütün bunlardan daha önemlisi, biyoenerji olarak adlandırılan metan gazı üretmesi bakımlarından oldukça önemli bir süreç çeşididir. Ancak, havasız arıtma sistemlerinin modellenmesi ve etkin kontrolü zordur. Bu çalışmada pilot ölçekli bir havasız arıtma tesisinin kurulması, kontrolü, otomasyonu ve sürecin matematiksel modellenmesi üzerinde yapılan başlangıç çalışmaları sunulmuştur.

1. Giriş

Gelişmekte olan ülkeler için atıksu arıtımı hâlâ tam çözülememiş sorunların başında yer almaktadır. Bunun ana sebebi yatırım ve işletme maliyetlerinin yüksek oluşudur. Avrupa Birliği'ne girme sürecinde olan ülkemizde atıksu probleminin batı standartlarında çözülmesi gerekmektedir. Şu anda Türkiye'deki tüm atıksuların sadece %20'si kadar arıtılabilmektedir. Evsel nitelikli atıksuların arıtılmasında genel olarak biyolojik yöntemler kullanılmaktadır. Biyolojik arıtma yöntemlerini temel olarak havalı (aerobik) ve havasız (anaerobik) yöntemler olarak ikiye ayırmak mümkündür. Anaerobik atıksu arıtımı bir kısım avantajları nedeniyle son yıllarda önem kazanmış ve üzerinde çok sayıda araştırma yapılmıştır. Ülkemizde ise son yıllarda yurtdışı firmalardan lisans almak suretiyle inşa edilmiş sınırlı sayıda anaerobik tesis mevcuttur. Havasız arıtma sistemleri endüstriyel (örn. meşrubat, bira, patates işleme sanayileri) ve evsel atıksuların arıtılmasında, havalı sistemlere nazaran daha ucuz olması, az arıtma çamuru üretmesi ve bütün bunlardan daha önemlisi

enerji tüketmekten çok biyoenerji olarak adlandırılan metan üretmesi bakımlarından oldukça önemli bir süreç çeşididir.

Anaerobik proseslerin yaygın olarak uygulanmasını yavaşlatan en önemli engel bu sistemlerin aerobik proseslere göre işletmeye alma devrelerinin uzunluğu ve proses kontrolünün daha hassas oluşudur. Literatürde konu ile ilgili araştırmaların çoğunun işletmeye alma devrelerinin en aza indirilmesi ile daha kolay ve etkili proses kontrolü stratejilerinin geliştirilmesi alanlarında yoğunlaştırılmış olduğu görülmüştür [1-3].

Biyoreaktörlerin kullanıldığı atıksu arıtma sistemlerinde ölçülmesi, izlenmesi ve kontrol edilmesi gereken parametrelerden bazıları giriş debisi, kimyasal oksijen ihtiyacı (KOİ), giriş atıksuyunun sıcaklığı, pH seviyesi, alkalinite, tank sıvı (çamurlu su) seviyesi, çıkış sıvı ve gazlarının (metan-CH₄ ve karbondioksit-CO₂) debisi, basıncı ve kalitesidir. Evsel veya endüstriyel atıksularda bulunan parçalanabilir organik maddenin miktarının bir göstergesi olarak Kimyasal Oksijen İhtiyacı (KOİ) ya da Biyokimyasal Oksijen İhtiyacı (BOİ) parametreleri ölçülmektedir. BOİ tayini sularda belli bir süre içerisinde (5 günlük) mikroorganizmalarca ayrıştırılabilecek organik maddenin miktarını gösterirken, KOİ ise organik maddenin redoks reaksiyonlarıyla oksitlenmesi esasına dayanır.

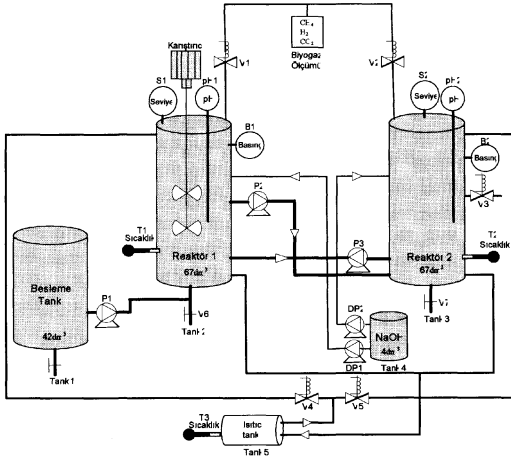
Bu değişkenler birbirlerini etkilemekte ve sistemin doğrusal olmayan karakteristiklerini kuvvetlendirmektedir. Prosesin etkin bir biçimde çalışması için sistemin dinamik davranışını iyi ifade eden bir matematiksel modeli elde edilmeli, proses değişkenlerinden seçilecek büyüklüklerin gerçek-zamanlı izlenmesi ve otomatik kontrolü gerçekleştirilmelidir.

Bu çalışmada, bir araştırma projesi kapsamında kurulan pilot ölçekli iki aşamalı havasız atıksu arıtma tesisinin mekanik ve elektriksel donanımı, PLC ve SCADA temelli otomasyonu verilmiş, sürecin matematiksel denklemleri yardımıyla yapılan

simülasyon deney sonuçları sunulmuş ve bu sonuçlara dayanarak geliştirilebilecek kontrol yöntemleri üzerinde durulmuş, konu tartışmaya açılmıştır.

2. Sistemin Donanımı ve Çalışması

Havasız atıksu arıtma sistemlerinde çeşitli tesis mimarileri vardır. Yapılan araştırmalar sonucunda tek kademeli reaktör yerine iki kademeli sürekli karıştırılmalı (CSTR) asidifikasyon reaktörü ile bunu takip eden sabit yataklı metan reaktörü yapılmasına karar verilmiştir (Şekil 1). Böylece göreceli olarak asidifikasyon bakterilerine oranla daha yavaş büyüyen metan bakterilerinin inhibisyonuna maruz kalması engellenmiş olacaktır. Literatürde belirtildiği gibi asidifikasyon tankının tam karıştırılmalı olması atıksu KOİ'sinin düşürülmesinde önemli bir etki oluşturmaktadır [4]. KOİ'nin düşürülmesi arıtma sonrası çıkış suyunun kirliliğinin azaltılması anlamına gelir.



Şekil 1: İki aşamalı havasız atıksu arıtma tesisi.

2.1. Deney Düzenegi

Yukarıda belirtildiği gibi kurulan sistemde esas olarak beş tank bulunmaktadır. Bunlar sırasıyla, besleme tankı, sürekli karıştırılmalı asitleştirme reaktörü, bunu takip eden sabit yataklı metan reaktörü, kostik soda (NaOH) tankı ve ısıtıcı tankından oluşmaktadır. Tankların hacimleri sırasıyla 42, 67, 67, 4, 10 litredir. Reaktörler sıcaklık kontrolü amacıyla suyla ısıtılmalı çift cidarlı, paslanmaz çelikten (316), sızdırmaz ve 2 bar basınca dayanıklı olarak imal edilmiştir. Her iki reaktör de (Tank 2 ve Tank 3) havasız şartları sağlamak üzere oksijen sıyırma sistemi ile teçhiz edilmiştir. Tanklar arası tesisat, paslanmaz çelik borularla basınca ve aside dayanıklı PVC borularla yapılmıştır. Çeşitli kontrol ve otomasyon senaryolarını uygulamak amacıyla tanklar arası sıvı akışını sağlamak için üç adet debi ayarlı, sıvıyla temassız peristaltik pompa (P1, P2, P3), pH ayarı için iki adet dozaj pompası (DP1, DP2), sıcaklık kontrolü için ise bir adet devir-daim pompası kullanılmıştır. Kullanılan pompalarda istenildiğinde daha hassas hız ayarı yapabilmek için harici girişler bulunmaktadır. Sıvı/gaz akışını açma-kapama ve yönlendirme,

beş adet solenoid valf (V1, V2, V3, V4, V5) ve reaktör tahliye çıkışları ise birer adet manüel vana (V6, V7) ile sağlanmıştır.

2.2. Enstrümantasyon

Sistemdeki ölçümler için çeşitli algılayıcılar kullanılmıştır. Tesis, sıvı seviye bilgisi için her iki reaktörde birer ultrasonik seviye sensörü; sıcaklık kontrolü için her iki reaktörde ve ısıtıcı tankta birer olmak üzere üç adet PT 100 sıcaklık sensörü; her iki reaktörde birer basınç sensörü (>1 bar) ve birer pH sensörü ile teçhiz edilmiştir. Sistem isteğe bağlı olarak sıvı ve gaz debimetreleriyle de donatılmaktadır. Özellikle arıtma süreç veriminin en önemli göstergesi olan CH₄ (metan gazı) ölçümü için gaz ölçüm cihazı kullanılmaktadır. Bu cihaz CH₄'ün yanı sıra CO₂ ve H₂ gazlarının konsantrasyonlarını da ölçmektedir. Arıtma esnasında oluşan biyogaz yaklaşık olarak %65-85 CH₄, %15-35 CO₂ ve %1-3 H₂ karışımından oluşmaktadır.

2.3. Kontrol ve Otomasyon

Proses kontrolü için Siemens S7 300 serisi PLC, veri izleme ve insan-makine ara yüzü olarak ise WinCC SCADA programı tercih edilmiştir. Mikroorganizmaların organik madde parçalama etkinlikleri, çıkışın KOİ değerlerinin istenen değerlerde olması veya deşarj standartlarını sağlama ve prosesin sürekliliği gibi hedefleri gerçekleştirmek için reaktörlerde aşağıdaki şartların sağlanması gerekmektedir:

- Sıcaklık 35 °C,
- pH 6.5,
- basınç 1 bar'ın altında.

Buna göre tipik bir sistem işletimi aşağıdaki temel adımlardan oluşmaktadır:

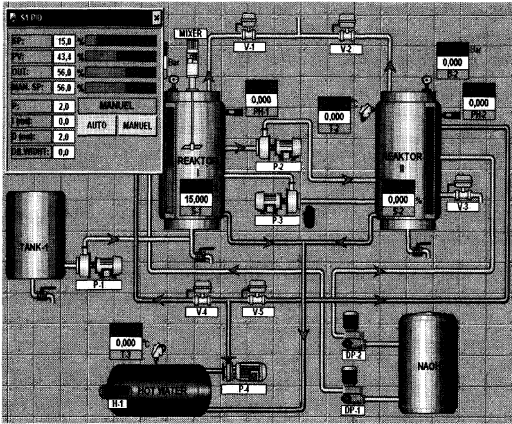
1. Besleme tankındaki (T1) atıksu, içinde anaerobik mikroorganizma aşısının bulunduğu asitleştirme reaktörüne (T2) seçilen bir debide (1.7 – 5400 ml/dk) pompalanır.
2. T2'nin 2/3'ü dolduğunda pompa durdurularak mikroorganizmaların faaliyete başlaması için gereken süre boyunca beklenir. Bu esnada karıştırıcı 30 devir/dk hızla çalışmaya başlar.
3. Sekiz saat bekleme süresinden sonra karıştırıcı durur ve T2 reaktöründeki üst sıvı fazından T3 reaktörüne metan fazının tamamlanması için atıksu geçirilir.
4. T3'de 16 saatlik bir metanlaşma fazından sonra artırılmış su tahliye edilir.

Mikroorganizmaların aktifliği ve dolayısıyla prosesin verimini zaman zaman test etmek amacıyla tahliye çıkışlarından KOİ, alkalinite, amonyak azotu vb. değerleri ölçmek üzere numuneler alınmaktadır. Bu değerlerin ölçümleri laboratuvar (off line olarak) yapılmaktadır. Havasız atıksu arıtma süreci sonunda hedeflenen %85-95'lik giderim verimi olduğu düşünülürse Su Kirliliği Kontrolü Yönetmeliği'ndeki "Evsel Atıksu Deşarj Standartları"nın yakalanması mümkün olmaktadır. Tipik evsel atıksu değerleri Tablo 1'de sunulmuştur.

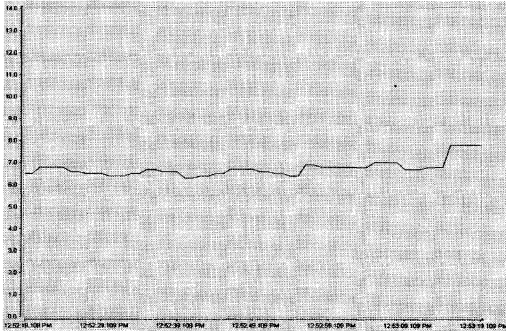
Tablo 1: Tipik evsel atıksu değerleri

Madde	Konsantrasyon (mg/litre)
BOİ ₅	220
KOİ	500
Toplam organik karbon	160
Toplam katı maddeler	720
Askıda katı maddeler	500
Alkalinite (kalsiyum karbonat, CaCO ₃ olarak)	100
Toplam azot	40
Toplam fosfor	8
pH	6-9

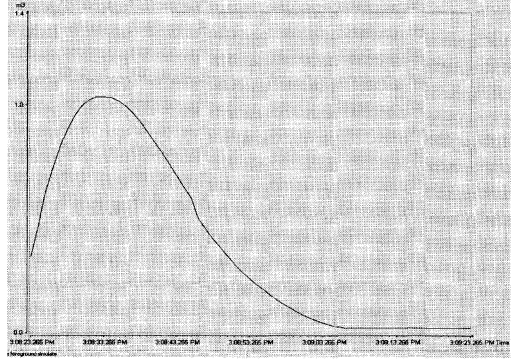
Sistemin optimum verim ve süreklilikte çalışabilmesi için sıcaklık, pH, seyreltme oranı (debi / hacim) ve sıvı seviyesi gibi kritik parametreler, başlangıçta endüstride yaygın olarak kullanılan klasik kontrol yöntemleriyle kontrol edilmiştir. Sürecin dinamik davranışı ve buna bağlı olarak gerçekleştirilen kontrol uygulamaları Bölüm 4'de sunulmuştur. Hazırlanan SCADA programından elde edilen "proses mimik diyagramı" ve örnek "trend" ekranları Şekil 2-4'te verilmiştir.



Şekil 2: Sürecin SCADA mimik diyagramı



Şekil 3: Tipik bir pH "trend" ekranı



Şekil 4: Kesikli çalışmada tipik bir biyogaz çıkış "trend" ekranı

3. Sürecin Matematiksel Modeli

Sistemin optimum kontrolünü sağlamanın temel yolu, atıksu arıtma sürecinin dinamik davranışlarını en iyi biçimde matematiksel olarak ifade etmekten geçer. Süreç üç aşamada gerçekleşmektedir: hidroliz, asit ve metan fazları. Buna göre Hill ve grubunun geliştirdiği üç aşamalı sürece ait durum denklemleri aşağıdaki gibidir, [5].

$$\begin{aligned} \frac{dX_1}{dt} &= [\mu_1 - D] X_1 \\ \frac{dX_2}{dt} &= [\mu_2 - D] X_2 \\ \frac{dS_1}{dt} &= [D(S_1^{in} - S_1) - \mu_1 k_1 X_1] \\ \frac{dS_2}{dt} &= [D(S_2^{in} - S_2) - \mu_1 k_2 X_1 - \mu_2 k_3 X_2] \end{aligned} \quad (1)$$

Burada X_1 (gMLVSS/l) asidojenik bakteri konsantrasyonunu, X_2 (gMLVSS/l) metanojenik bakteri konsantrasyonunu, S_1 (gKOİ/l) substrat konsantrasyonunu, S_2 (gUYA/l) Uçucu Yağ Asitleri konsantrasyonunu ifade etmektedir. S_1^{in} (gKOİ/l) giriş substrat konsantrasyonu, S_2^{in} (mmolUYA/l) giriş uçucu yağ asitleri konsantrasyonu (UYA), D (1/gün) seyreltme oranı, k_1 (gKOİ/gMLVSS₁) KOİ yıkım verimi katsayısı, k_2 (mmolUYA/gMLVSS₂) UYA üretimi verim katsayısı, olarak belirtilmektedir.

Doğrusal olmayan davranış gösteren asidojen ve metanojen mikroorganizmaların büyüme oranı (sırasıyla μ_1 ve μ_2) aşağıda verilen Monod Kanunu ile ifade edilir [5].

$$\mu_1 = \frac{\mu_{m1} S_1}{k_{S1} + S_1}, \quad \mu_2 = \frac{\mu_{m2} S_2}{k_{S2} + S_2} \quad (2)$$

Burada, μ_{m1} maksimum asidojenik biyokütle büyüme oranı (gün⁻¹), μ_{m2} maksimum metanojenik biyokütle büyüme oranı (gün⁻¹), k_{S1} (gKOİ/litre) ile alakalı doyum parametresi, k_{S2} (mmolUYA/litre) ile ilgili doyum parametresidir. Sistemin biyogaz üretim miktarı q_M (litreCH₄ /Litre/gün) ve q_C (litreCO₂/Litre/gün) ise (3) denklemiyle ifade edilir.

$$q_M = Y_g \mu_2 X_2, \quad q_C = k_L a (C + S_2 - Z - K_H P_C) \quad (3)$$

(3) denkleminde Y_g (litre/g) gaz üretim katsayısı, $k_1 a$ (litre/gün) sıvı gaz transfer katsayısı, K_H (mol/litre.atm) Henry sabiti, P_C karbondioksit basıncı (atm) ve P_T toplam basınçtır (atm). P_C , (4) denklemini kullanılarak hesaplanır.

$$P_C = \frac{\phi - \sqrt{\phi - 4 \cdot K_H \cdot P_T \cdot (C + S_2 - Z)}}{2 \cdot K_H} \quad (4)$$

$$\phi = C + S_2 - Z + K_H \cdot P_T + \frac{Y_g}{k_1 a} \cdot \mu_2 \cdot X_2$$

Bernard ve arkadaşları, [6], tarafından geliştirilen modelde ise Hill denklemlerine ilaveten toplam alkalinite konsantrasyonu (Z , g/litre) ve toplam inorganik karbon konsantrasyonu (C , g/litre) ifadeleri ile pH değeri de sisteme dâhil edilmiştir, denklem (5).

$$\begin{aligned} \frac{dZ}{dt} &= D \cdot (Z_{in} - Z) \\ \frac{dC}{dt} &= D \cdot (C_{in} - C) - q_c + k_4 \cdot \mu_1 \cdot X_1 + k_5 \cdot \mu_2 \cdot X_2 \\ pH &= -\log \left(K_b \frac{C - Z + S_2}{Z - S_2} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

Burada, K_b eğilim sabitidir, Z_{in} ve C_{in} ise giriş değerleridir.

Denklemlerin çözümünde kullanılan durum değişkenlerinin başlangıç şartları ile katsayıların sürekli-hal değerleri aşağıdaki gibidir, [7].

$$\begin{aligned} q' &= [\mu_{m1} \mu_{m2} k_1 k_2 k_3 Y_g k_{s1} k_{s2}] \\ q'^{=0} &= [0.4 \ 0.4 \ 1 \ 40 \ 0.909 \ 1 \ 3.6 \ 3.6] \\ X' &= [X_1 \ X_2 \ S_1 \ S_2 \ Z \ C] \\ X^{0r} &= [0.36 \ 3.18 \ 15.66 \ 0.18 \ 1 \ 1] \\ D \in &= [0.25 \ 0.75] \end{aligned}$$

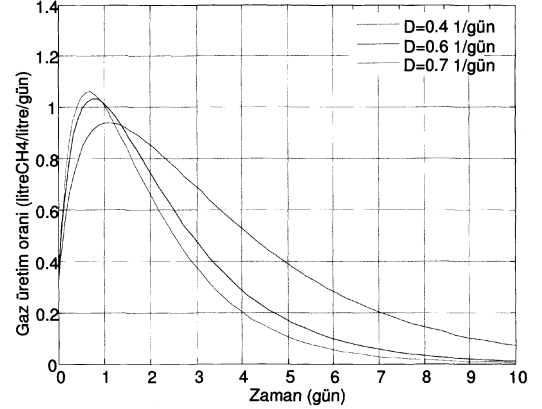
Yukarıdaki değerler verilen denklemlerde kullanılarak elde edilen modelleme benzetim sonuçları bir sonraki bölümde sunulmuştur.

4. Benzetim Sonuçları

Sürecin dinamik davranışını temsil eden (1-3) denklemlerinde $S_1^{in} = 10$ g/litre, $S_2^{in} = 4$ mmol/litre ve $D = 0.5$ gün⁻¹, $Z = 1$ g/litre, $C = 10$ g/litre alındığında çıkıştaki spesifik gaz üretim oranı q_M değişimi Şekil 5'te verilmiştir, [8]. Bu denklemlerin MATLAB Simulink'deki benzetimleri gerçekleştirilmiş ve çeşitli seyreltme oranı değerlerine göre ($D=0.4$; 0.6 ; 0.7) çıkış gaz debisi çizdirilmiştir. Matematiksel modellemeyle elde edilen bu çıkışlar literatürdeki tipik gaz çıkış değişimleriyle benzeşmektedir, [5],[7].

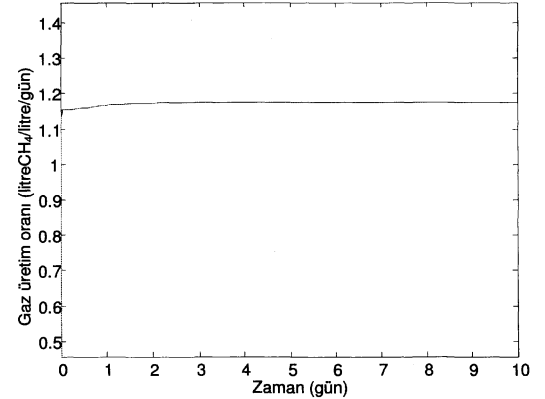
Grafiklerden de görüldüğü gibi seyreltme oranı, D , arttıkça gaz üretim oranının tepe değeri artmakta ancak minimuma düşme süresi kısalmaktadır. Bu ise seyreltme oranı yüksek değerlerde seçildiği zaman, aynı miktar atık suyun daha çabuk sürede artılacağı anlamına

gelmesi demektir. Gaz üretim oranının bir süre sonra sıfıra inmesi ise atık suyun istenilen oranda artıldığına işaret eder.

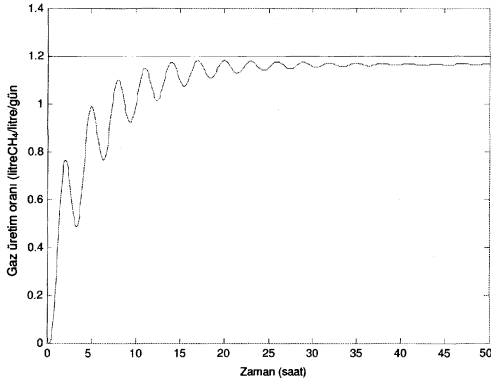


Şekil 5: Seyreltme oranının (D) farklı değerlerine göre gaz üretim oranı değişimleri.

Kapalı çevrimli hale gelen bu çok giriş – çok çıkışlı (MIMO) sistemde, başlangıç çalışması olarak, sistemin verimi hakkında doğrudan bilgi vermesi açısından çok önemli bir parametre olan biyogaz çıkışının istenen seviyede tutulması sağlanmıştır. Bu amaçla çeşitli denemelerle elde edilen oran, türev ve tümlev katsayıları kullanılarak PID kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma çerçevesinde matematiksel modelde doğrusal olmayan ilgili denklemlerdeki (3) belirsizliklerin dikkate alınmamasıyla seyreltme oranı (yani giriş debisi) manipüle edilerek biyogaz üretim oranı arzu edilen seviyede tutulmuştur, Şekil 6-7.



Şekil 6: PID kontrollü sistemde gaz üretim oranı değişimi ($K_p = 10$, $K_i = 7$, $K_d = 3$ değerleri için).



Şekil 7: PID kontrollü sistemde gaz üretim oranı değişimi (0 – 50 saat arası).

5. Sonuçlar ve Tartışma

Yapılan literatür taraması göstermiştir ki, mikroorganizmaların organik madde parçalamaya dinamiklerinin yüksek orandaki lineersizlikleri, sistemdeki parametre belirsizlikleri, karşılıklı etkileşimleri ve giriş atık suyundeki konsantrasyon dalgalanmaları havasız atıksu arıtma sürecinin kontrolünü güçleştirmektedir. Mikroorganizmaların davranışlarını temsil eden denklemler, yaygın kabul gören Monod yasasına dayansa da, sistemi tamamiyle modelleyememektedirler. Dolayısıyla literatürde sunulan durum denklemleri, uygulama-bağımlı olmakta ve her giriş ve çevre koşullarında aynı modelleme başarısını gösterememektedir. Bu da ele alınan sistemin farklı çalışma şartlarında işletilerek bir sistem tanıma incelemesini gerektirmektedir. Bu zorlukları göz önüne alarak, PID ve model temelli kontrol gibi klasik kontrol yöntemlerinden çok, Bulanık Mantık ve Yapay Sinir Ağları gibi akıllı yöntemleri kullanan çalışmalara sıklıkla rastlanmaktadır [9-12]. Bunun yanısıra gerek doğrusal olmayan kontrol yöntemlerindeki gelişmeler gerekse de hızlı veri toplama, işleme ve denetleme donanımları, dayanıklı kontrol [13], lineer ve nonlineer gözlemci tasarımı [14-16] gibi gelişmiş kontrol yöntemlerinin endüstriyel uygulamalarını gündeme getirmektedir. Bu çalışmanın devamında, yukarıda anılan ve daha çok teorik aşamada benzetim uygulamaları olarak karşımıza çıkan gelişmiş kontrol yöntemlerinin laboratuvar ölçeğinde kurulan havasız atıksu arıtma sistemine uyarlanarak uygulanması üzerinde çalışılacaktır.

6. Teşekkür

Bu çalışma 104E069 no'lu "Anaerobik Atıksu Arıtma Proses Sisteminin Modellenmesi ve Etkin Kontrol Algoritmalarının Geliştirilmesi" başlıklı TÜBİTAK Araştırma Projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir.

7. Kaynakça

[1] V.V. Lira, J.S.R. Neto, P.R. Barros and A.C. Haandel, "Automation of an Anaerobic-Aerobic Wastewater Treatment Process", IEEE Transactions on

- Instrumentation and Measurement, vol.52, No.3, pp. 909-915, 2003.
- [2] J-P Steyer, M. Estaben and M. Polit, "Fuzzy Control of an Anaerobic Digestion Process for the Treatment of an Industrial Wastewater" pp.1245-1249, Fuzz-IEEE 1997
- [3] M.R. Katebi, M.A. Johnson, J. Wilkie and G. McCluskey, "Control and Management of Wastewater Treatment Plants", IEE - UKACC Int. Conf. on Control 1-4 Sept. pp. 433-438, 1998.
- [4] İ. Öztürk, "Anaerobik Biyoteknoloji ve Atık Arıtımındaki Uygulamaları", Su Vakfı Yayınları, 2000
- [5] R. Antonelli, J. Harmand, J-P. Steyer, A. Astolfi, "Set-Point Regulation of an Anaerobic Digestion Process With Bounded Output Feedback," IEEE Transaction on Control Systems Technology, vol. 11, No. 4, pp. 495-504, July 2003.
- [6] O. Bernard, Z. Hadj-Sadok, D. Dochain, A., Genovesi, and J.-P. Steyer, "Dynamical Model Development and Parameter Identification for an Anaerobic Wastewater Treatment Process", Biotechnol. Bioeng., vol. 75, pp. 424-438, 2001.
- [7] S. Yordanova, "Fuzzy Two-Level Control for Anaerobic Wastewater Treatment", Second IEEE International Conference on Intelligent Systems, pp. 348-352, June 2004
- [8] A.B. Ülkü, Yüksek Lisans Tezi, "Anaerobik Arıtma Sisteminin Modellenmesi Ve Kontrolü", Yıldız Teknik Üniversitesi, 2006
- [9] E. Becker Murnleitner, T.M., A. Delgado, "State Detection and Control of Overloads in the Anaerobic Wastewater Treatment Using Fuzzy Logic", Water Research, Pergamon, pp.201-211, 2002
- [10] J.C. Spall, J.A. Cristion, "A Neural Network Controller for Systems with Unmodeled Dynamics with Applications to Wastewater Treatment" IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, Vol. 27, No. 3, pp.369-375, June 1997
- [11] J-P. Steyer, M. Estaben, M. Polit "Fuzzy Control of an Anaerobic Digestion Process for the Treatment of an Industrial Wastewater" pp.1245-1249, Fuzzy-IEEE 1997
- [12] E. Sanchez, J-F. Beteau, and S. Carlos-Hernandez, "Fuzzy supervisory control for a wastewater anaerobic treatment plant" Proc. of IEEE Int. Symp. on Intelligent Control, Mexico, pp. 343-347, Sept. 5-7, 2001
- [13] C. Schaper, D. Mellicham ve D. Seborg, "Robust control of a wastewater treatment system", Proc. of 29th Conf. on Decision and Control, Honolulu, Hawaii, pp. 2035-2040, Dec. 1990
- [14] I. Rocha, ve E.C. Ferreira, "Design of estimators for specific growth rate control in a fed-batch E. coli fermentation", Proc. 5th MATHMOD Symp. on Math. Modeling, A-Verlag, Vienna, 1.1 - 1.9.2006
- [15] Oliveira, R., Ferreira, E.C. and Azevedo, F.S., "Stability, dynamics of convergence, and tuning of observer-based kinetics estimator" Journal of Process Control, 12:2, 311-323, 2002
- [16] D. Dochain, ve P. Vanrolleghem, "Dynamical Modeling and Estimation in Wastewater Treatment Processes" <http://www.iwapublishing.com/pdf/dyncontentsdraft.pdf>, IWA Publishing, in print, 2006

ENERJİ TASARRUFU AMAÇLI PLC VE FREKANS KONVERTÖRÜ KONTROLLU POMPA GRUBU OTOMASYONU UYGULAMASI

Özgür GENÇ

AGES Mühendislik Ltd.Şti.
Çetin Emeç Bulvarı 2.Cadde 45/7
A.Öveçler, Ankara
ozgurgenc@ageselektrik.com

Özetçe

Enerji tasarrufunun temelinde üç önemli faydası bulunmaktadır. En kısa vadede şahıs veya firmalar için görünen faydası maliyetlerin azaltılması şeklinde ortaya çıkmaktadır. Bu bildiride, elektrik enerjisinin yoğun olarak kullanıldığı pompa uygulamalarında PLC-Programlanabilir Lojik Kontrolör ve frekans konvertörü ile bir otomasyon uygulaması gerçekleştirilmiş ve enerji tasarrufunun nasıl yapılacağı konusu aydınlatılmaya çalışılmıştır.

Not: Bu çalışma Turizm Bakanlığı Turaş A.Ş.'nin Antalya Belek bölgesindeki toplam 6 adet pompa istasyonunda 19 pompa için başarıyla uygulanmıştır.

1.Giriş

Günümüzde binalarda ve endüstriyel tesislerdeki enerji tüketiminin büyük bir kısmı pompa ve fan uygulamalarında gerçekleşmektedir. Pompa grubu otomasyonu, sistemin, hattan bir basınç dönüştürücü vasıtasıyla okunan basınç değerinin kullanıcının set ettiği değerde tutulacak şekilde çalışması için ihtiyaç duyulan kadar pompayı devreye alması veya devreden çıkarması ve birini değişken devirde çalıştırmasını amaçlamaktadır. Bu uygulamada, pompalardan en büyüğünün gücü büyüklüğünde 1 adet frekans konvertörü kullanılmaktadır. Uygulama tipine ve beklentilere göre sistemi; frekans konvertörü ve motorların kendi yumuşak yol verme grupları ile birlikte çalıştırmakta mümkündür.

2. Enerji Tasarruf Yöntemleri

Tasarruflu kullanmadaki asıl amaç, aynı işi daha az güçle dolayısıyla daha az kayıpla yaparak kuruluşlara önemli parasal tasarruf sağlamak ve ayrıca ülke ekonomisine katkıda bulunmaktır.

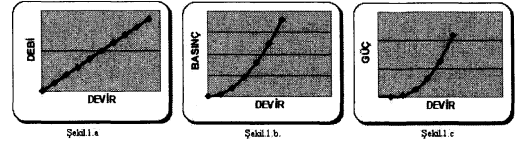
- Devir hızı ayarı ile enerji tasarrufu
- Yüksek verimli motor kullanılması ile enerji tasarrufu
- Tepkin güç gereksiniminin azaltılması ile enerji tasarrufu

2.1. Devir Hızı Ayarı İle Enerji Tasarrufu

Akış tahrik sistemlerinde çoğu zaman debi ve basınç gibi çıkış büyüklüklerinin değişken olması istenir. Geleneksel yöntemlerde bu amaçla suyun aktığı kesiti değiştiren veya sınırlayan elemanlardan yararlanır. Akışı kısıtlayan bu elemanlarda gücün bir kısmı sürtünme ile ısıya dönüşür ve sistem verimi düşer. Böylece enerjinin bir kısmı boşa harcanmakla kalmaz ayrıca donanımda gereksiz yere yıpranmış olur.

Akış tahriklerinde çoğunlukla sincap kafesli asenkron motorlar kullanılmaktadır. Normalde bu motorlar çoğu kez şebekeye doğrudan bağlanır ve yaklaşık olarak sabit hızda çalıştırılır. Ancak son yıllardaki güç elektroniğindeki hızlı gelişmeler, bu motorların hızlarını en küçük güçlerden en büyük güçlere kadar ayarlamayı mümkün kılmaktadır. Bu motorların hız ayarı için geliştirilen kontrolörlerin en önemlisi ara devreli frekans dönüştürücüler olup, tek veya üç fazla bir şebekeden beslendiği takdirde genliği ve frekansı basamaksız olarak ayarlanabilen üç fazlı gerilimler üretirler. Bu sayede sincap kafesli asenkron motorlarda sürekli bir hız ayarı söz konusu olur. Sürekli bir hız ayarı ile akış kontrolünü yapmak, hız, basınç, debi ve güç arasındaki bağıntılarla açıklanabilir.

- Akışkan debisi motor hızı ile doğru orantılıdır. (Şekil.1.a)
- Dinamik basınç hızın karesi ile orantılıdır. (Şekil.1.b)
- Giriş gücü hızın küpü ile orantılıdır. (Şekil.1.c)



Şekil.1. Debi, basınç ve güç ile hız ilişkisi

$$\text{Akış } \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{n_1}{n_2}, \quad \text{Basınç } \frac{H_1}{H_2} = \frac{n_1^2}{n_2^2}, \quad \text{Güç } \frac{P_1}{P_2} = \frac{n_1^3}{n_2^3}$$

Böylece, eğer motor hızı %20 oranında azaltılırsa, elde edilen basınç %64'e, gerekli güç de %51'e düşer.

Pompa uygulamalarında devir ile yük arasında karesel bağıntı olması nedeniyle frekans konvertörü kullanıldığında; pompanın devir hızı %30 düşürüldüğünde debisi %30, basıncı %51 oranında azalırken şebekeden çekilen güç yaklaşık %66 oranında azalmaktadır. Değişken debi ihtiyacının olduğu uygulamalarda klasik vana kontrol yöntemine alternatif olarak frekans konvertörü ile pompanın devir hızı değiştirilir.

2.2. Yüksek Verimli Motor Kullanılması İle Enerji Tasarrufu

Akış kontrol sistemlerinde kullanılan pompaların tahrikinde çoğunlukla sincap kafesli asenkron motor kullanılmaktadır. Bu motorlar yapıları gereği birçok avantaja sahiptir. Yapımları daha kolay, daha dayanıklı, işletme güvenliği daha yüksek,

bakım gereksinimi en az ve en yaygın şekilde kullanılan elektrik motorlarıdır. Aslında bu tür motorların verimleri oldukça yüksektir fakat kullanım oranları çok fazla olduğu için bu alanda yapılacak en ufak iyileştirmeler ciddi şekilde enerji tüketimini azaltır ve parasal tasarruf sağlar. Bu motorlarda verim açısından en önemli sakınca kısmi yüklenmelerdir. Dolayısıyla pompa gücü seçilirken bu noktaya dikkat edilmelidir. Sincap kafesli asenkron motorlarda verimi artırmanın başlıca yöntemleri;

- Besleme geriliminin yüke uyumluluğunun sağlanması,
- Etkin malzeme kullanma,
- Daha ileri bir üretim teknolojisi kullanma.

2.3. Reaktif Güç Gereksiniminin Azaltılması İle Enerji Tasarrufu

Pompa tahrikinde çok sık kullanılan sincap kafesli asenkron motorların zayıf bir tarafı, güç katsayılarının özellikle düşük yüklerde çok küçük değerlere düşmesidir. Sistemin, düşük bir güç katsayısı ile çalışması, tüketilen enerjinin, küçük bir kısmının kullanılabilmesi, geri kalan kısmın kayıp şeklinde ortaya çıkması anlamındadır. Bu durumda, örneğin bir kondansatör ile sistemin güç katsayısını 1'e yaklaştırmak enerji tüketimi açısından %5 ile %30 arasında bir iyileştirme sağlar. Güç katsayısını yükseltmek pompanın çekeceği akımı dolayısıyla oluşan kayıpları azaltır. Örneğin güç katsayısı 0,5 olan bir pompanın kayıpları, güç katsayısı düzeltme ile 1'e yaklaştırılmış bir pompanın kayıplarına göre tam 4 kat daha fazladır. Çünkü kayıplar hat akımın karesi ile orantılıdır. Örneğin akımda yapılabilecek %20'lik bir azalma kayıpları %36 oranında azaltır. Bu da pompanın güç katsayısında yapılacak iyileştirmenin enerji tasarrufunda ne kadar önemli olduğunu gösterir. Yüksek verimli motorların düşük manyetik akım yoğunluğu gerektirmelerinden dolayı güç katsayıları da diğerlerine göre yüksektir. Böylece az önce bahsedilen geliştirme projesi sonucunda ortaya çıkan yüksek verimli motorların güç katsayıları da eski seriye oranla daha yüksektir. Bu gelişme de yapılacak enerji tasarrufunu artırmaktadır.

Tipik bir pompada debi, çoğu zaman istenen maksimum değerin %40-%70'i arasındadır. Çalışma periyodunun önemli bir kısmında daha az güç gerekmesine rağmen motor, maksimum debiyi sağlayacak güçte seçilir.

Sabit hızlı pompa, çok kısa süreler için gerekli olan maksimum enerjiyi sürekli olarak çeker. Giriş gücü, akış kesitinin daraltılarak debinin çok düşürüldüğü zamanlarda bile çok az azalır. Ancak sürekli hız ayarının mümkün olduğu pompalarda gerekli gücün hızın küpü ile orantılı değiştiğini ve maksimum hız ve gücün sadece kısa sürelerde söz konusu olacağını göz önüne alırsak, büyük boyutlarda enerji tasarrufu sağlanacağı açıkça görülür.

Basit kontrol metotları



Şekil.2. Basit kontrol metotları

Vana yada aç-kapa kontrol;

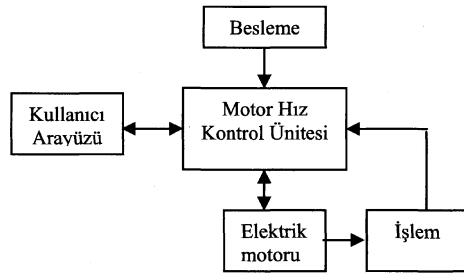
- Basit yapıda
- Kalkışta hasar riski
- Optimum kapasiteyi yakalama zorluğu
- Kapasiteyi artırmak için sistemi yeniden yapılandırma gerekliliği
- İşletme maliyetleri yüksek

3. Pompa Grubu Otomasyonun Amaçları

- Otomatik kontrol
- Enerji tasarrufu
- Mekanik kararlılık
- Mekanik bakım periyodunun uzaması, bakım maliyetinin azaltılması
- Motorların eşit yaşlanması
- Devreye giren her motorun frekans konvertörü üzerinden devreye girmesi (yumuşak kalkış) neticesinde elektriksel ve mekanik sistemlerdeki stresin ortadan kalkması
- Frekans konvertörü ile beslenen motorun konvertörün geniş ve hassas koruma özelliklerinden yararlanması
- Çalışma ve arıza verilerinin daha rahat izlenebilmesi
- Hassas ayarlama imkânı sayesinde ürün kalitesinin artması

3.1. Tasarım

Sistemde bulunan pompalardan biri pilot pompa olarak frekans konvertörü ile yol verilir, süreç tarafında istenen basıncı sağlayacak şekilde diğer pompaların devreye giriş/çıkışları frekans konvertörü ve PLC ile denetlenir. PLC'li seçenekte, pano üstünde, operatör için sistem ile ilgili basınç vb parametrelerin izlenebilmesi ve programla ilgili parametre değerlerinin değiştirilebilmesi için tuş takımı ve LCD bir ekran bulunmaktadır.



Şekil.3. Sistemin prensip şeması

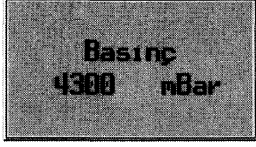
AC sürücü kullanmak için temel nedenler

- Yüksek kapasite gerektiğinde hızı yükseltme imkânı: Sistemin maksimum kapasitede kullanımı ve yüksek verimlilik.
- Değişken proses durumlarında doğru ve optimal hız: En iyi ürün kalitesi.
- Her zaman motora yumuşak yol verme: Hem elektrik hem de mekanik ekipmanlar için minimum bakım.
- Düşük kapasite gerektiğinde hızı düşürme imkânı: En iyi enerji verimliliği ve En düşük enerji maliyetleri

AC Sürücü Fonksiyonları

- Girişler / çıkışlar
- Ters çevirebilme
- Kalkış ve duruş rampaları
- Değişken moment ayarı

- Yüklemenin sınırlanabilmesi
- Kısa süreli besleme kesintilerinden etkilenmeme
- Kalkışta dönen makineyi yakalayabilme (flying start)



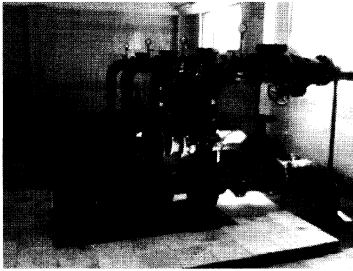
Şekil.4. Sistemdeki kontrol paneli görüntüsü

3.1.1. Kontrol panosu özellikleri

- PLC veya akıllı röle
- Frekans konvertörü
- Endüstriyel ortam EMC filtre
- Yumuşak yol verici
- Kilitlenebilir paket şalter
- Her pompa için enerji analizörü

3.1.2. Otomatik çalışma fonksiyonları

Bu sistemin temel çalışma prensibi, hız kontrolünü pilot bir pompada yaparak pompaların maksimum ve minimum hızları arasındaki debi farklılıkları ile sarfiyat değişikliklerini sağlamak ve böylelikle sabit bir şebeke basıncı elde etmektir. Bunu yapabilmek için başlangıç anında hattaki basınç değeri set edilen basınç değerinin altında ise gruptaki frekans konvertörü ile kontrol edilen pompa devreye alınır, talep devam ediyorsa PLC bünyesindeki analog çıkış artar, pompa ayarlanan maksimum hız sınırına gelir, talep hala devam ediyorsa grupta bulunan en genç pompa kendisini kontrol eden yumuşak yolverici üzerinden devreye alınır. Talep azaldığı takdirde önce frekans konvertörü üzerinden beslenen pompanın devri düşmeye başlar, minimum hız sınırına gelindiğinde talep azalması hala devam ediyorsa önce yumuşak yolverici üzerinden beslenen pompa devreden çıkarılır belli bir zaman aralığında talep daha da azalırsa frekans konvertörü de devreden pompayı çıkarır. Talep arttığında yukarıdaki sistem aynen başlar.



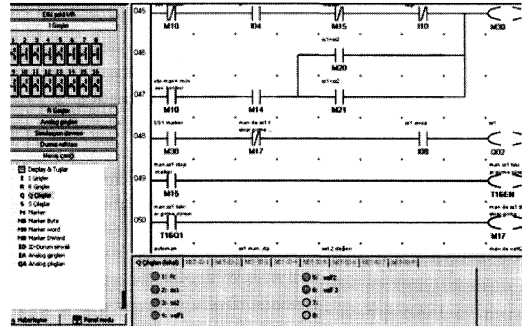
Şekil.5. Dört adet 75KW pompa çalıştırılan istasyon

3.1.3. Eşit yaşlanma

Grupa bulunan pompalara yol veren yumuşak yolvericiler üzerinden PLC programı pompaların çalışma zamanlarını devamlı suretle hesaplar ve talep fazlalığı durumunda her zaman en genç pompa devreye alınır. Talep azalmasında ise her zaman en yaşlı pompa devreden çıkarılır. Böylelikle hem tüm pompalar her an eşit yaşlanmış olur hem de her pompa frekans konvertörü ile eşit zamanda sürülmüş olur.

3.1.4. Kaviteasyon fonksiyonu

Sistemde herhangi bir pompa devrede ve frekans konvertörlü çalışmada konvertör 50 Hz değerine çıkmış ise normalde sistemde mutlaka bir basınç üretmelidir. Bu üretmesi gereken basınç sistemin yapısına göre değişir. Basınç üretmez ise sistemde problem var demektir. Pompaların bu şekilde çalışması zararlıdır. Bu eşik basınç değeri kaviteasyon basıncı olarak adlandırılır. Sistemdeki pompaların mekanik ömrünü uzatmak amacıyla, bu basınç değerinin altında kaviteasyon zamanı kadar pompalar maksimum frekansta çalışır ise sistem durdurulur. Bu hata gözlemlendiğinde sistem otomatikten çıkarılarak kontrol edilir. Tekrar otomatige alınarak çalıştırılır. Aksi halde bu hata giderilmez. Mutlaka sistemi otomatikten çıkarmak gereklidir.



Şekil.6. Otomasyon için hazırlanmış PLC programı görüntüsü

4. Maliyeti Etkileyen Faktörler

Geleneksel Metotlar	AC Sürtücü
Hem elektriksel hem de mekanik ekipmanlar	Sadece tek bir ekipman
Birçok elektriksel ekipman	Mekanik parça yok
Mekanik ekipmanlar düzenli bakım gerekliliği	Enerji tasarrufu
Mekanik kontrol enerji harcamasına neden olur	

5. Kaynakça

1. İ. Kartal, Pompalarda Akışkan Hız Kontrolü ile Enerji Tasarrufu. Tez çalışması ELE UZ 406 KAR /İTÜ.
2. Sanayide Elektrik Enerjisi Nasıl Tasarruf Edilir?, İTO/ Yayın no:2000-36.
3. http://www.eren.gov/femp/greenfed/3.0/3_3_motors_and_drives.htm.
4. S. Ögüt, Pompalarda Enerji Tasarrufu, Alarko-Carrier San. Tic. Aş.
5. Ö. Genç, TURAŞ A.Ş. Pompa İstasyonlarının Otomasyonu, AGES Mühendislik Ltd. Şti., Belek, Antalya, 2006.
6. İ. Çetin, Elektrik Motorları.
7. B. Nalbantoğlu, Pompalarda Enerji Tasarrufu, Alarko Carrier Sanayi ve Tic. A.Ş.

Ölü Zamanlı Isıl Sistemleri Kararlı Kılan PI Kontrolörler

Özgür T. Kaymakçı, İlker Üstoğlu

Elektrik Elektronik Fakültesi
Kontrol Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
kaymakcio@itu.edu.tr, ustoglu@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Günümüzde endüstriyel ısı sistemler incelendiğinde en sık yapılan yaklaşıklık sistemi birinci mertebeden ölü zamanlı sistem olarak modellemek ve kontrolör tipini ve katsayılarını bu elde edilen model üzerinden belirlemek yönündedir. Aynı zamanda çok yüksek ve hassas performans beklentileri ısı sistem için geçerli değil ise çoğu zaman kontrolör olarak ta PI tipi bir kontrolör tercih edilmektedir. Bu çalışmada PT-326 ısı sistemi ekseninde birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem için statik çıkış geri beslemesi, saf integratör ve PI kontrolör kullanılarak parametre uzayı teknikleri yardımıyla tüm kararlı kılan kontrolör ailelerinin bulunması amaçlanmıştır.

1. Giriş

Birçok endüstriyel sistem incelendiğinde yapılarındaki bazı sorunlar ya da fiziksel kısıtlamaların bir sonucu olarak ölçülmek istenilen değişken belli bir zaman gecikmesiyle ölçülebilmektedir. Bunun bir sonucu olarak kontrolör sistemin o anki verilerine bağlı olarak değil de belli bir gecikme ile kendisine ulaşmış verilere göre karar verebilmektedir. Bu gecikme değeri sistemdeki baskın zaman sabitleri yanında ihmal edilemeyecek kadar büyük olması halinde sistem performansını negatif yönde etkilemekle kalmayıp bazı durumlarda da sistemi kararsızlığa kadar taşıyabilir. Bu noktada ölü zamanlı sistemler için geliştirilen analiz yöntemleri ve ortaya atılan kontrolör yapıları sanayi tarafından dikkatle takip edilmekte performansı artırıcı her türlü gelişme çok çabuk bir şekilde kendine uygulama alanı bulabilmektedir.

Pratikte tercih edilen kontrolörlerin büyük bir kısmı oransal-integral-türev (PID) kontrolörlerdir. Bu konuyla ilgili olarak günümüzde oldukça geniş bir literatür bulunmaktadır öyle ki genelde belli bir performans kriterini optimize etmek üzerine kurulan bir bakış açısıyla problemlerin çözümüne katkıda bulunulmuştur[1]. Teorik çalışmalar aslında bir ölçütü iyileştirmeye çalıştığımızda genelde başka bir ölçütü zedelemeye başlayabileceğimizi göstermektedir. Bir sistemi kontrol etmek istediğimizde bu amaca yönelik tek bir kontrolör bulmak yerine bir kontrolör ailesinin bulunması son

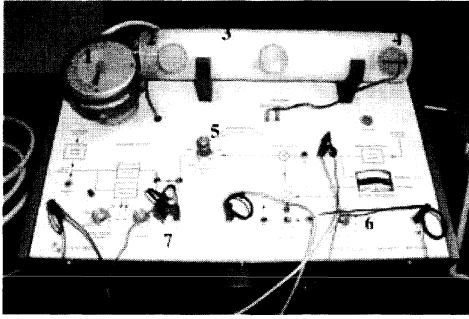
dönemde üzerinde çalışılmaya başlanmış ve hala çalışılmakta olan bir konudur [2-4].

$p(s, k)$ sistem karakteristik denkleminin k vektör parametresine bağlı olduğu durumda sistemin kararlılık sınırının k -uzayında incelenmesi düşüncesi 1876 yılında Vishnegradsky'nin yaptığı bir çalışmaya dayandırılacak kadar eskidir. Bu amaçla $p(iw, k) = 0$ ifadesi $-\infty < w < \infty$ için ele alınmaktadır. Örneğinde, $p(s, k_1, k_2) = s^3 + k_1s^2 + k_2s + 1$ polinomu için $s = iw$ değişken dönüşümü yapılmış, elde edilen ifade reel ve sanal kısımlarına ayrıştırılmıştır. Böylece $k_1w^2 = 1$ ve $w(k_2 - w^2) = 0$ ifadeleri elde edilmiştir. w yok edilince parametre düzleminde $k_1k_2 = 1$ hiperbolu kararlılık sınırını teşkil etmiştir. Sonuç olarak $k_1k_2 < 1$ seçilmesi durumunda polinomun köklerinin daima sol yarı düzlemde olduğu görülmüştür. Bu çalışma D-ayrışımı diye bilinen bir teorinin ilk adımı olmuştur [5].

Bu çalışmamızda yaklaşık modeli birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem olan PT-326 ısı sistem deney seti 2. ayrıtta tanımlanmıştır. 3. ayrıtt statik çıkış geri beslemeli durum için tüm kararlı kılan kazançların elde edilmesine yönelikken, 4. ayrıtta saf integratörlü yapı için integral kazançlarının bulunmasına amaçlanmıştır. 5. ayrıtt PI kontrolörlerini yine diğer yapılarla olduğu gibi parametre düzlemi tekniğini kullanarak ele almıştır. Sonuçlar 6. ayrıtta verilmiştir.

2. Isıl Sistem

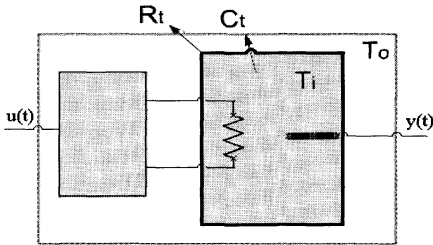
Laboratuvar ortamında ölü zamanlı sistemler hakkında akademik seviyede çözüm ve analiz yöntemleri geliştirilmesine ve geliştirilen kontrolör yapılarının denenmesine olanak sağlayan deney setlerinden birisi de PT-326 deney setidir. Deney seti yapı itibarıyla gerçek bir ısı sistem karakteristiğine sahiptir. Aynı zamanda kolaylıkla PLC gibi harici bir bilgisayar tabanlı kontrolöre de bağlanabilir.



Şekil 1: PT-326 Isıl sistemi

Deney seti kısaca şu şekilde çalışmaktadır. Set üzerinde "1" ile gösterilen fan vasıtasıyla dışarıdan sabit miktarda alınan hava "2" ile gösterilen ısıtıcıdan geçirilmektedir. Fan üzerinde hava aralığı ayarlanabilen pencere vasıtasıyla sisteme üflenen hava miktarı değiştirilebilmektedir. Isıtılan hava süreç içerisinde ilerlemekte ve "3" farklı ölçme noktasından birinden ölçülebilmektedir. Bu ölçme noktalarından biri hemen ısıtıcının yanında iken diğeri sürecin diğer uç noktasında("4" ile gösterilmiştir) ve sonucusu ise tam ortasındadır. Deney seti üzerinde istenirse kullanılmak üzere "5" ile gösterilen bir adet oransal kontrolör bulunmaktadır. Deney seti üzerinde sisteme ait referans sıcaklık "6" ile gösterilen pot ile ayarlanmaktadır. Son olarak ta harici olarak ısıl sistem kontrol edilmek istendiğinde dışarıdan gelen kontrol sinyalini sisteme uygulamak için "7" ile gösterilen bir adet harici kontrol sinyal girişi bulunmaktadır.

Sistemde mevcut olan lineer olmayan yapı ihmal edildiğinde sisteme ilişkin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir. Burada sırasıyla $u(t)$, $y(t)$, R_t , C_t , T_i ve T_o sistem girişi, sistem çıkışı, ısıl direnç, ısıl kapasite, termal çıkış ve termal bozucudur.



Şekil 2: Isıl sistem prensip gösterilimi

$$q(t) = C_t \frac{d(T_i(t) - T_o(t))}{dT} + \frac{T_i(t) - T_o(t)}{R_t} \quad (1)$$

$$Q(s) = T_i(s) + \left(\frac{1}{R_t} + C_t s \right) T_o(s) \quad (2)$$

$$G(s) = \frac{R_t}{R_t \cdot C_t s + 1} \quad (3)$$

Sisteme ait transfer fonksiyonunda ölü zaman dâhil değildir. $R_t = K$, $R_t \cdot C_t = \tau$ ve sisteme ilişkin ölü zaman L olacak şekilde sisteme ilişkin transfer fonksiyonu düzenlendiğinde aşağıdaki gibi olacaktır.

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-Ls} \quad (4)$$

Isıl sisteme ait birim basamak cevabı incelendiğinde yukarıda analitik olarak elde ettiğimiz transfer fonksiyonuna ait birim basamak cevabına çok benzediği görülmüştür. Bu da sisteme ait öngörülen modelin tutarlılığının bir göstergesidir. Buna göre farklı fan kapağı aralıkları için yapılan deneyler sonucunda elde edilen sisteme ait transfer fonksiyonunu parametreleri aşağıdaki gibidir.

Tablo 1: Isıl sistem parametreleri

	K	τ	L
20°	0.97	0.73	0.35
40°	0.686	0.48	0.35
60°	0.53	0.41	0.35
80°	0.422	0.31	0.35
100°	0.37	0.29	0.35

3. Statik Çıkış Geri beslemeli Yapı

(4) ifadesi ile verilen sistemi statik çıkış geri beslemesi ile kontrol etmek istediğimizde kapalı çevrime ilişkin ifade (5) ile verilebilir.

$$T(s) = \frac{K e^{-Ls}}{\tau s + 1 + k_c K e^{-Ls}} \quad (5)$$

Bu eşitlik yeniden yazıldığında

$$T(s) = \frac{K}{e^{Ls} (\tau s + 1) + k_c K} \quad (6)$$

ifadesi bulunur. Burada açık çevrim kararlı bir sistem için ölü zaman $L=0$ ise $k_c = -\frac{1}{K}$ kararlılık sınırı olarak elde edilir.

(6) eşitliğinden karakteristik (quasi-) polinom aşağıdaki gibi elde edilir.

$$P(s) = e^{Ls} (\tau s + 1) + k_c K \quad (7)$$

(7) ifadesinde k_c artar ya da azalırken çeşitli frekanslar için sanal üzerinde köklerin var olup olmayacağını test etmek amacıyla $s = iw$ değişken dönüşümü yapılır ve elde edilen ifade reel ve sanal kısımlarına ayrıştırılırsa

$$\operatorname{Re}\{P(iw)\} = \cos(Lw) - w\tau \sin(Lw) + k_c K \quad (8)$$

$$\operatorname{Im}\{P(iw)\} = w\tau \cos(Lw) + \sin(Lw) \quad (9)$$

ifadeleri elde edilir ve bunlar ayrı ayrı sıfıra eşitlenir. Burada yapılabilecek ilk gözlem geri besleme sabitinin yalnızca reel kısma etki etmesidir. Bir diğer gözlem ise kritik frekansın (w_{kr}), (9) ifadesinin sıfıra eşitlenerek $\operatorname{Im}\{P(iw)\} = 0$ elde edilecek olmasıdır; bu da

$$\tan(Lw) = -\tau w \quad (10)$$

denklemleri ile sonuçlanır. (8) ve (9) ifadeleri yeniden düzenlenecek olursa,

$$\begin{bmatrix} 1 & w\tau \\ -w\tau & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(Lw) \\ \cos(Lw) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -k_c K \end{bmatrix} \quad (11)$$

elde edilir. (10) eşitliği için aşağıdaki koşul kolayca görülür.

$$\left\| \begin{bmatrix} 1 & w\tau \\ -w\tau & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ -k_c K \end{bmatrix} \right\|_2 = 1 \quad (12)$$

Buradan

$$k_c = -\frac{\sqrt{(w_{kr}\tau)^2 + 1}}{K} \quad (13)$$

elde edilir. Açık çevrim kararlı birinci mertebeden ölü zamanlı sistem için tüm kararlı kılan çıkış geri besleme katsayıları

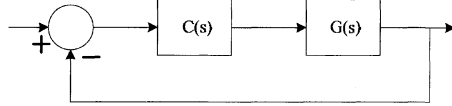
$$-\frac{1}{K} < k_c < \frac{\sqrt{(w_{kr}\tau)^2 + 1}}{K} \quad (14)$$

olarak verilir. Bu sonuç ileri yol üzerinde sabit kazanç olması (oransal kontrol) durumunda da geçerlidir. Aşağıda yer alan Mathematica™ kodu ile tüm kararlı kılan kazanç aralığını elde edilmiştir.

```
wkr = FindRoot[-T w = Tan[L w], {w, 3π/4L}][[1, 2]];
u = Inverse[{{1, wτ}, {-wτ, 1}}] . {{0}, {-K k_c}};
v = Together[{u[[1]]^2 + (u[[2]]^2)}];
kw = NSolve[v[[1]] == 1, k_c][[2, 1, 2]];
kust = kw /. w -> wkr;
Print[-N[1/k], " < k_c < ", kust]
```

3.1. Örnek Sistem

$G(s) = \frac{0.422}{0.31s + 1} e^{-0.35s}$ (Hava aralığı: $\alpha = 80^\circ$) sistemini kararlı kılan k_c kazanç aralığı $-2.36967 < k_c < 4.94903$ biçiminde elde edilir. Örnekteki ölü zaman 0.35 saniyeden 3.5 saniyeye çıkartılacak olursa tüm kararlı kılan k_c katsayıları $-2.36967 < k_c < 2.44612$ aralığında yer alır. Görüldüğü gibi ölü zaman arttıkça kararlı kılan kazanç bölgesi daralmaktadır.



Şekil 3: Geri beslemeli sistem prensip gösterilimi

4. Saf İntegratörlü Yapı

Sistem saf integratör $C(s) = \frac{k_i}{s}$ kontrolörü ile denetlenmek istendiğinde kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$T(s) = \frac{k_i K e^{-Ls}}{s(\tau s + 1) + k_i K e^{-Ls}} \quad (15)$$

biçiminde oluşur. Bu ifade yeniden düzenlenir, karakteristik denklemde $s = iw$ dönüşümü yapılır ve reel ve sanal kısımlarına ayrıştırılırsa

$$\operatorname{Re}\{P(iw)\} = -w\sin(Lw) - w^2\tau \cos(Lw) + k_i K \quad (16)$$

$$\operatorname{Im}\{P(iw)\} = w\cos(Lw) - w^2\tau \sin(Lw) \quad (17)$$

ifadeleri elde edilir. Sanal kısım k_i parametresinden bağımsızdır yani kararlılık sınırının elde edilmesi için $w \neq 0$ oldukça $\cos(Lw) - w\tau \sin(Lw) = 0$ ifadesi geçerlidir. Bu da

$$\tan(Lw) = \frac{1}{w\tau} \quad (18)$$

anlamına gelir ve buradan kritik frekans (w_{kr}) elde edilir.(16) ve (17) ifadeleri yeniden düzenlenecek olursa

$$\left\| \begin{bmatrix} w & w^2\tau \\ -w\tau & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} k_i K \\ 0 \end{pmatrix} \right\|_2 = 1 \quad (19)$$

elde edilir. Buradan $k_i = \frac{w_{kr} \sqrt{(w_{kr}\tau)^2 + 1}}{K}$ bulunur.

Özel olarak $L = 0$ ise $k_i = 0$ kararlılık sınırı olarak elde edilir. Açık çevrim kararlı birinci mertebeden ölü zamanlı sistem için tüm kararlı kılan saf integratör kazançları

$$0 < k_i < \frac{w_{kr} \sqrt{(w_{kr}\tau)^2 + 1}}{K} \quad (20)$$

ile bulunur. Yine hava aralığının 80° olduğu örneği ele aldığımızda kararlı kılan kazanç aralığı $0 < k_i < 7.77539$ olarak bulunur. Ölü zaman $L=3.5$ s seçildiğinde ise bu aralık $0 < k_i < 0.985358$ olarak daralacak biçimde değişir. İzleyen sayfadaki Mathematica™ kodu tüm kararlı kılan integral kazanç aralığını vermektedir.

```
wkr = FindRoot[ $\frac{1}{\tau w} = \tan[L w]$ , {w,  $\frac{\pi}{8 L}}$ ][[1, 2]];
u = Inverse[ $\begin{bmatrix} w & w^2\tau \\ -w\tau & 1 \end{bmatrix}$ ]. $\begin{pmatrix} k_i K \\ 0 \end{pmatrix}$ ;
v = Together[(u[[1]])^2 + (u[[2]])^2];
kw = NSolve[v[[1]] = 1, k_i][[2, 1, 2]];
kust = kw /. w -> wkr;
Print[0, " < k_i < ", kust];
```

5. PI Kontrolörü

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (21)$$

ifadesiyle verilen PI kontrolör göz önüne alındığında ise karakteristik denklem

$$P(s) = e^{Ls} s(\tau s + 1) + s k_p K + k_i K \quad (22)$$

biçiminde olacaktır, yine burada $s = iw$ dönüşümü yapılacak olursa

$$P(iw) = iw e^{iwL} (iw\tau + 1) + iw k_p K + k_i K \quad (23)$$

ifadesi elde edilecektir, (23) reel ve sanal kısımlarına ayrıştırılır, bunlar kararlılık sınırının bulunması amacı ile sifira eşitlenir ve elde edilen ifadeler yeniden düzenlenirse

$$\begin{bmatrix} w & w^2\tau \\ w\tau & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(Lw) \\ \cos(Lw) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} k_i K \\ k_p K \end{pmatrix} \quad (24)$$

bulunur. Burada k_i parametresinin yalnızca reel kısmı k_p nin ise yalnızca sanal kısmı etkilediği açıkça görülmektedir. Kararlılık sınırı için

$$k_i = \frac{w \sin(Lw) + w^2\tau \cos(Lw)}{K} \quad (25)$$

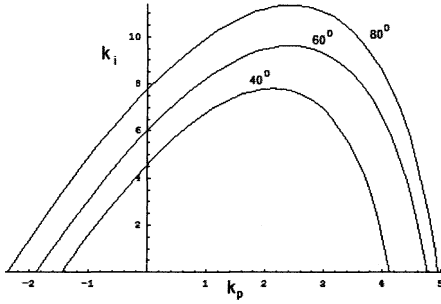
$$k_p = \frac{w\tau \sin(Lw) - \cos(Lw)}{K} \quad (26)$$

elde edilir. Buradan ayrıca

$$\frac{k_i}{k_p} = -w \tan(Lw + \arctan(w\tau)) \quad (26)$$

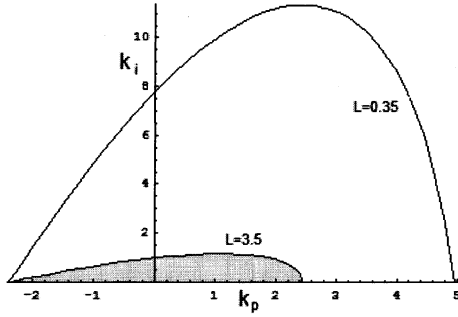
parametrik ifadesi bulunur. Özel olarak $w = 0$ ise kararlılık sınırı (k_p, k_i) parametre düzleminde $k_i = 0$ doğrusu elde edilir. Öte yandan $k_i = 0$ ise problem sabit kazançla, $k_p = 0$ ise saf integratör ile kararlaştırılabilirlik problemidir. Böylece (k_p, k_i) düzleminde k_p eksenini (10) ile verilen denklemin çözümü olan frekansta parametrik eğri tarafından kesilirken k_i eksenine ise (18) ile verilen denklemin çözümü olan frekansta kesilir. Parametrik eğri $w = 0$ için k_p eksenini üzerindeki $-\frac{1}{K}$ noktasından başlar, $k_i = \frac{1}{\tau} k_p$ doğrusunu

kararlı olduğu bölge içinde $w = \frac{\pi}{2L}$ frekansı için $\left(k_p, \frac{k_p}{\tau}\right)$ noktasında keserek açık çevrim kararlı sistemler için saat yönünde ilerler. 40° , 60° ve 80° hava aralığında elde edilen sistem modelleri için kararlı kılan tüm PI kontrolör katsayıları Şekil 4'te gösterilen (k_p, k_i) parametre düzleminde verilmiştir.



Şekil 4: Parametre düzleminde kararlılık sınırları

Şekil 5'te ölü zaman değiştirildiğinde kararlı kılan PI kontrolör katsayılarının oluşturduğu kümenin nasıl hızla küçüldüğünü görmek olanaklıdır.



Şekil 5: 80° hava aralığında $L=0.35$ ve $L=3.5$

6. Sonuçlar

PT-326 ısı sistemi birinci mertebeden ölü zamanlı sistemlerin davranışını anlamak ve lisans eğitimlerine devam etmekte olan öğrencilere aktarmak için ideal bir ortamdır. Bu sistem üzerinde endüstriyel uygulamalarda sıkça karşılaşılan bir problem olan ölü zamanlı sistemlerle ilgili inceleme ve geliştirme yapmak kolaylıkla mümkündür. Öyle ki elde edilen modeller üzerinden istenilen performans ölçütünü sağlayan olası kontrolör sisteme kolaylıkla bağlanabilir. Bunun için genellikle endüstride sıkça karşılaşılan ve kullanım alanları çok geniş olan PLC'ler kullanılmaktadır. Bu bağlamda laboratuarda Siemens S7 200 ve S7 300 ailesine ait PLC'ler üzerinde geliştirilen kontrolörler sisteme uygulanmaktadır.

Bu çalışmada birinci dereceden ölü zamanlı sistemler için geliştirilen kontrolör yapılarının aslında altyapısını oluşturan kararlılık analizine değinilmiştir öyle ki bu tip sistemler için saf integratörlü kontrolör ve PI kontrolör tercih edilmesi durumunda sistemin kararlılığı hakkında analitik bir çözüm sunulmuştur. Ayrıca elde edilen sonuçlar laboratuvar ortamında sistem üzerinde tutarlılığı incelenmiştir.

7. Kaynakça

- [1] K.J. Aström, T. Haggund, C.C. Hang ve W.K. Ho, "Automatic tuning and adaptation for PID controllers – a survey", *Control Eng. Prac.*, vol.1, no.4, 1993, 699-714
- [2] Z. Shafiei ve A.T. Shenton, "Tuning of PID-type controllers for stable and unstable systems with time delay", *Automatica*, vol.30, no.10, 1994 1609-1615.
- [3] A. Datta, M.-T. Z. Ho, S.P. Bhattacharyya. *Structure and Synthesis of PID Controllers*, Springer, London, 2000.
- [4] G. J. Silva, A. Datta, S.P. Bhattacharyya. *PID Controllers for Time Delay Systems*, Birkhauser, Boston, 2005.
- [5] E.N. Gryazina, "The D-Decomposition Theory", *Automation and Remote Control*, vol.65, no.12, 2004, 1872-1884.

Oğul Robot Sistemleri için Basit Bir Görüntüleme Sistemi Tasarımı

Hande Çelikkanat¹, Ali Emre Turgut², Erol Şahin¹, Buğra Koku²

¹KOVAN Araştırma Laboratuvarı
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
{hande, erol}@ceng.metu.edu.tr

²Makina Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
{aturgut, bugra}@metu.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride, oğul robot sistemleri için tasarlanmış gezer robotların üzerine yerleştirilmiş küresel bir ayna ve bu aynayı gören bir kamera yardımıyla 360 derecelik görüntü verisi almaya dayanan bir görüntüleme sistemi anlatılmıştır. Oğul robotların davranışlarında kararlı olabilmeleri, görüntüleme sisteminin hızlı ve kararlı bir biçimde çevreyi algılayabilmesine bağlıdır. Sonuçlar sistemin kendinden beklenen hızı ulaşabildiğini (saniyede 12 güncelleme) ve çevrenin anlık değişimlerinden olumsuz etkilenmediğini göstermektedir. Görüntüleme sisteminin oğul robotların kümelenme davranışları sırasındaki başarısı ve bunu sağlayan etmenler tartışılmıştır.

1. Giriş

Bu bildiride oğul robot (swarm robotics) sistemleri için geliştirilmiş olan basit bir görüntüleme sistemi anlatılacaktır. Oğul robot sistemi yaklaşımı, doğada milyonlarca senedir sosyal böceklerin uyguladığı denetim ve koordinasyon yöntemlerinin çoklu robot sistemlerine uygulanmasıdır [1].

Oğul robot sistemlerinin robotların birlikte çalışması prensibine dayanması nedeniyle, her robot için diğer robotların yerlerini hızlı ve kesin bir şekilde tespit edebilmek, yerine getirilecek diğer görevler açısından bir ön koşuldur.

Tasarlanan görüntü sistemi, bu amaçla çevre hakkında mümkün olduğu kadar hızlı ve kararlı bir şekilde bilgi edinmeyi amaçlamaktadır. Tasarımın temelinde, oğul robotların üstüne yerleştirilmiş bir küresel ayna bulunmaktadır. Tasarımın amacı çevre hakkında alınabilecek en fazla bilgiyi bir anda yakalayabilmektir, bu nedenle ayna, çevreyi kuşbakışı olarak görebilecek bir şekilde konumlandırılmıştır. Yine görüntüleme sistemine dahil olan bir kamera aynadan gelen 360 derecelik görüntüyü alıp bunu işleyecek olan alt-sisteme iletmektedir. Robotlar birbirlerini üstlerinde taşıdıkları IR LED'ler sayesinde tanınmaktadır.

Yapılan deneylerde, robotların kümelenme¹ davranışını başarıyla gerçekleştirip gerçekleştiremedikleri gözlenmiştir.² Geliştirilen görüntü sistemi, hızlı karar vermenin özellikle önemli olduğu değişken sistemlerde başarı göstermiştir. Sürekli hareket halinde olan diğer robotlar görüntüleme sistemini olumsuz etkilememiştir, çünkü sistem çevreye kuşbakışı hakim olması nedeniyle robotların anlık bireysel durumlarından bağımsız olarak sağlıklı veri alabilmektedir.

2. Görüntüleme Sistemi

Oğul robot sistemlerde robotların birbirlerini tanımaları sistemin birarada çalışması için çok önemli bir unsurdur. Tasarlama çalıştığımız oğul robot sisteminde görüntüleme sistemi alternatifini yürürlüğe koymadan önce farklı alternatifler düşünülmüş ve bunların bir kısmı robotlar üzerinde uygulanmıştır.³ Bu sistemlerin ortak sorunları robotların çevrelerini algılama süresinin beklenin çok üzerinde olmasıdır.⁴ Bunun yanında kümelenmiş robotların birbirlerini perdelemesinden dolayı çevredeki robot sayısı yanlış algılanmaktadır. Bu sebeplerden ötürü tasarlanmakta olan oğul robot sistemine görüntüleme sistemi uygulanması ön görülmüştür.

Görüntüleme alt-sistemi şekil 1(a)'da gösterildiği gibi bir kamera ve bir küresel aynadan oluşmaktadır. Kameranın 80mm üzerinde ve odak mesafesine göre ayarlanmış şekilde 44mm çapında küresel⁵ bir ayna yerleştirilmiştir. Kameranın üzerine yerleştirilen küresel ayna ile kamera 360 derecelik bir alanı kuşbakışı görebilmektedir, şekil 1(b). Görüntüleme sis-

¹İng. aggregation

²Kümelenme davranışı, başlangıç olarak alana dağılmış bir şekilde bulunan oğul robotların, çeşitli amaçları gerçekleştirebilmek için birbirlerine yaklaşmalarıdır.

³Kızılötesi (IR) algılama sistemi

⁴360 derecelik verinin toplanması için 1.5sn saniye

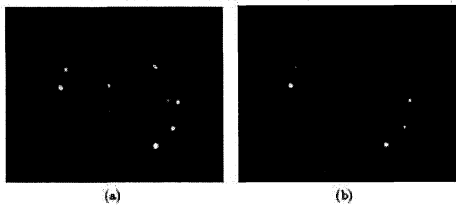
⁵Kullanılan küresel ayna cam bir kürenin sırlanması sonucu imal edilmiş olan hazır bir yılbaşı süsüdür

grubunun konumunu hesaplamak ve bu bilgiyi robotun denetim alt-sistemine iletmekle görevlidir. Bu sayede sistem gerçek bir robot üzerinde değişken bir ortamda denenmiş olacaktır.

SX52 işlemcisinin gerçek zamanlı olarak bu karmaşık işi yeterince hızlı yapabilmesi için kamera sisteminde bazı değişikliklere gidilmiştir. CMUcam'de kullanılan kamera sistemi OV6620 görüntüleme yongası ve görüntüyü bu yongada üzerinde oluşturmak için kullanılan bir lens sisteminden oluşmaktadır, şekil 2. Kameralarda kullanılan lens sistemlerinde, güneşten gelen kızılötesi (IR) ışınların etkisini yok etmek için IR kesici süzgeçler (IR-cut filter) kullanılmaktadır. Burada tasarlanan robotun içerisinde kullanılacağı düşünüldüğünden, görüntüleme sistemi üzerinde güneşin etkisi az bir düzeyde olacaktır. Bu yaklaşımla, lens sistemindeki IR kesici süzgeç sökülüp ve bunun yerine günışığını kesen süzgeç (daylight filter) takılmıştır.

Robotların yerlerini belirlemek için her robotun üzerine, kamera sisteminin hemen yanına bir adet IR LED takılacaktır. Görüntüleme alt-sistemi bu LED'leri algılayarak çevredeki diğer robotların konumlarını (x-y koordinatı) belirleyecektir. Bu aşamada, IR LED'ler robotların üzerine değil, devre kartlarının üzerine monte edilmişlerdir. Görüntüleme alt-sistemi deneyleri bu delikli pertinaksı kullanarak yapılmıştır. Lens üzerinde yapılan değişikliğin görüntü üzerindeki etkisi şekil 4(a) ve şekil 4(b)'de görülmektedir. Her iki görüntüde de, robot resminin ortasında durmaktadır.

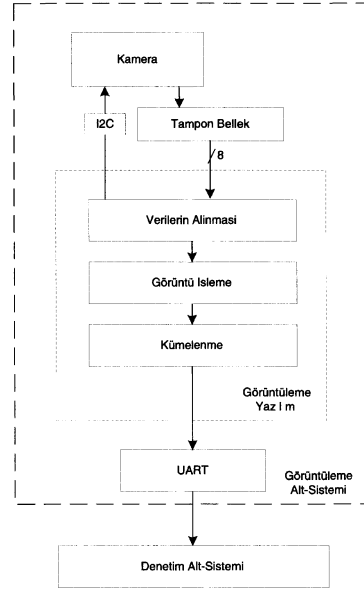
Şekil 4(b)'de görüldüğü üzere günışığı kesici süzgeç kullanılarak görüntünün içerdiği bilgi miktarı binlerce kez azaltılmıştır. Bu sayede SX52 mikrodenetimcisiyle, gerçek zamanlı görüntüleme performansı yakalanabilmiştir. Denetimci gerçek zamanda görüntüyü işleyerek en kalabalık robot grubunun konumunu 55ms'de bulabilmektedir. Görüntü verilerinin kameradan alınması için gereken 25ms ile birlikte, bütün bu işlemler 80ms'de tamamlanabilmekte, bu sayede algılama işlemi saniyede 12 kez yapılabilmektedir. Daha sonra bu bilgiler seri iletişim protokolüyle denetim alt-sistemine iletilmekte ve bu sayede robotun davranışı saniyede 12 kez güncellenebilmektedir. Bu performans robotun davranışlarında kararlılık göstermesi için yeterli bir hızdır. Bunların yanında sistemin bir başka özelliği ise diğer sistemlerde gözlemlenen robotların birbirlerini perdeleme sorununun görüntüleme sisteminin ortamı kuşbakışı görebilme yeteneği sayesinde çözülmüş olmasıdır.



Şekil 4: (a)IR kesici süzgeç lens üzerinde takılı iken çekilmiş görüntü (b)IR kesici süzgeç sökülüp ve yerine günışığını kesen süzgeç takılmış iken çekilmiş görüntü

4. Görüntüleme Sistemi Yazılımı

Şekil 5'de de görülebileceği gibi, SX52 üzerinde çalışmakta olan yazılım üç alt-birimden oluşmaktadır. Bu alt-birimlerden ilk olarak görüntü verilerinin tampon bellekten okunmasını sağlayan alt-birim anlatılacaktır. Daha sonra ise gelen verilerden robotların konumlarını tespit eden görüntü işleme alt-birimi ve robotların yerlerini değerlendirerek ortamdaki en kalabalık robot kümesinin konumunu bulan kümelendirme alt-birimi anlatılacaktır.



Şekil 5: Görüntüleme alt-sistemi

4.1. Görüntü Verilerinin Alınması

Bölüm 3'de belirtildiği gibi, SX52 kamerayla doğrudan değil, kamerayla kendisi arasında bulunan bir FIFO tampon bellek yoluyla bağlıdır. Kamera görüntüyü kaydettikten sonra bu verileri ardı ardına sayısal çıkışından yayınlar.⁸ Sistem şu anda saniyede 40 adet görüntü yakalayabilmektedir.

Kameranın sayısal çıkışı doğrudan tampon belleğin yazma bağlantısına bağlanmıştır. SX52 kameradan görüntüyü almaya hazır olduğu zaman tampon belleğe başla sinyalini göndererek belleği yazılabilir duruma getirir ve kameradan gelen piksel verileri tampon belleğe yazılır. SX52 bir görüntüye ait verilerin tamamının tampon belleğe yazıldığını kameradan gelen bir sinyal ile anlar. Daha sonra tampon belleği tekrar yazılamaz duruma getirir. Bu sayede, SX52'nin yeni bir başla komutuna kadar, tampon bellekteki bilgiler korunmuş olur.

Tampon belleğin okuma bağlantısı SX52'ye bağlıdır. SX52 tampon belleği yazılamaz duruma getirdikten sonra

⁸Kameranın ayrı bir analog çıkışı da bulunmaktadır. Bu çıktı bir monitöre bağlanmış, böylece kameranın kaydedip yayınladığı görüntüler deneylerde kullanılmıştır, şekil 4(b)

kaydedilmiş olan verileri bu bağlantı üzerinden okur. Tampon bellek FIFO yapısında olduğu için, kaydedilmiş olan bilgiler sırayla okunur. SX52'nin her okuma komutu üzerine, bir pikselin parlaklık bilgisi bellekten okunur. SX52 bir sonraki pikseli ancak bu pikseli değerlendirdikten sonra okuyabilir ve bir kere değerini okuduğu bir pikseli tekrar okumamaktadır.⁹

4.2. Görüntünün İşlenmesi

Kameradan alınan görüntülerin işlenmesi, yazılımın gerçekleştirilmesi gereken ikinci görevdir, şekil 5. Elde edilmesi beklenen çıktı, ortamda bulunan LED sayısı¹⁰ ve her robotun ortamdaki yerleşimidir. Görüntü işlemede kullanılan algoritmada dikkate alınması gereken faktörler, algoritmanın robotun üstündeki sınırlı belleğe sahip olan SX52 üzerinde ve mümkün olan en yüksek hızda çalışmasıdır; bu nedenle SX52'nin yer ve zaman kaynaklarını verimli kullanan bir yöntem geliştirilmiştir. Amaç görüntü üzerinde, belirli şekil kalıplarına ve büyüklüğe sahip (bu çalışmada parlaklık değeri yüksek olan dairesel şekiller) olan LED'leri tespit etmek olduğu için, morfolojik aşındırma (*morphological erosion*) işlemini temel alan bir algoritma kullanılmıştır. Bu algoritmanın esası, bir görüntü üzerinde ayırt edici bir özelliğe sahip noktalardan¹¹ yan yana olanları, birlikte kapladıkları alanın genişliği belli bir minimum değerden yüksekse, bu parlak alanın tamamını tek bir birim (bir LED) olarak algılamaktır. Bu durumda, yan yana birden fazla parlak piksel bulunsa bile, eğer bu parlak alan yeterince geniş değilse, algoritma bu parlaklığın, görüntü alınırken oluşabilecek hatalardan kaynaklandığını varsayacaktır.

Bu çalışmada, yukarıda anlatılan morfolojik aşındırma algoritması ortam şartlarına göre geliştirilerek kullanılmıştır. Algoritmanın çalışması sırasında, SX52 görüntü verilerini tampon bellekten baştan sona bir kere okumaktadır. Verilerin işlenmesi okuma bittikten sonra değil, okuma sırasında yapılmaktadır. Böylece SX52'nin sınırlı belleğinde fazla bilgi tutulması gerekmemektedir.

Kullanılan algoritma, görüntüye ait piksellerden parlaklığı belli bir pikselin üzerinde kalanların diğerlerinden ayırt edilmesiyle başlamaktadır. Bu piksellerin yüksek olasılıkla LED'lerin yaydığı ışık tarafından aydınlatılan bölgeleri gösteriyor oldukları varsayılmaktadır. Algoritma bulduğu parlak pikselleri, varsa onlara komşu durumdaki başka parlak piksellerle birleştirmektedir. (Başka bir deyişle, bağlantılı bileşenler¹² çıkarılmaktadır.) Birleştirilme sonucu bulunan her bir parlak alan, önceden belirlenmiş minimum alanla¹³ karşılaştırmakta ve alanın yeterince geniş olması durumunda bu bölge olası

⁹SX52 değerini okuduğu pikseli tekrar okuma kabiliyetine sahiptir fakat tampon belleğin yapısı gereği bu işlem çok uzun sürdüğünden, görüntü işleme algoritması (bölüm 4.2) bir pikselin değerinin tek bir kere okumasının yeterli olacağı şekilde tasarlanmıştır

¹⁰LED'ler robotları temsil etmektedir, bölüm 3

¹¹Bu çalışmada kullanılan ayırt edici özellik, pikselin parlaklık değerinin ortamninkinden belirgin derecede yüksek olmasıdır ki bu IR LED ve günışığı kesici süzgeç kullanılarak sağlanmıştır

¹²Ing. connected components

¹³Bu minimum alan, robota olabilecek en uzak mesafede duran bir LED'in ışığının kapladığı alan (yani ortamdaki başka bir robotun yaya-bileceği ışığın minimum alan) olarak alınmıştır. Bu nedeni, küresel aynalarda, görüntülenen cisimlerin optik eksenenden uzaklaşması durumunda görüntüde sapma oluşmasıdır. Bu sapmanın etkisi, merkeze yakın

bir LED olarak belirlenmektedir. Algoritmanın bu aşaması, bütün piksellerin tampon bellekten okunmasıyla sona erer. Bu aşama sonucunda elimizde olası LED'lerin sınırları (minimum ve maksimum x ve y koordinatları) vardır.

Algoritmanın sonraki aşamasında, aşındırma sırasında olası birer LED olarak belirlenen bölgeler ele alınmaktadır. Her bölgenin diğerlerinden bağımsız, kendi başına bir LED mi, yoksa (diğer bölgelerle birlikte tek bir LED oluşturan) bir LED parçası mı olduğu incelenmektedir. Eger bu bölge öncelikle bağımsız tek bir LED'se, SX52 bölgenin sınırlarını bir LED'in sınırları olarak kaydetmektedir. Eğer bölge, daha önceden bağımsız bir LED olarak belirlenmiş ve sınırları kaydedilmiş başka bir bölgenin komşuluğunda bulunmaktaysa¹⁴ iki bölgenin bilgileri birleştirilerek tek bir LED olarak kaydedilmektedir. Bu aşama sonucunda ortamda bulunan her LED'in sınır koordinatları elde edilmektedir.

Bu yöntemin avantajı, bağlantılı bileşenlerin birleştirmesi işinin, algoritmanın ilk aşamasında, yani pikseller okunurken başlamasıdır. Bu sayede bulunan her bir parlak pikselin bilgisinin (görüntüler 352 * 288 pikselden oluşmaktadır) bu aşamaya gelinceye kadar bellekte ayrı ayrı saklanması gerekmemektedir. Algoritmanın ikinci aşaması başladığında bellekte tutulmakta olan bilgi kısmen birleştirilmiş olan bölgelere aittir, bu da bellekte tutulması gereken bilgi miktarında ortalama 1/5000 oranında azalma sağlamaktadır.¹⁵ Bu yöntem, ayrıca ikinci aşamada ele alınıp birleştirilecek bölge sayısını da aynı oranda azaltmakta, böylece çalışma zamanını kısaltmaktadır.

Algoritma ortamdaki LED'lerin maksimum ve minimum x ve y koordinatlarının ortalaması alınarak merkezlerinin hesaplanmasıyla sonlanır. Bu değerler aynanın küresel oluşu nedeniyle sapmaya maruz kalmış bir görüntüden elde edildikleri için, son adım LED'lerin koordinatlarının, ayna ölçülerinden gerçek dünya ölçülerine çevrilmesidir. Böylece ortamdaki diğer robotların x ve y koordinatlarını bulmuş olur. Bu koordinatlar bir sonraki bölümde anlatılacak olan kümeleme algoritmasında kullanılacaktır.

4.3. Kümeleme Algoritması

Kümeleme davranışı, başlangıç olarak alana dağılmış bir şekilde bulunan oğul robotların, birbirlerinin konumlarını belirleyerek birbirlerine yaklaşmaları olarak tanımlanabilir. Kümeleme, çok çeşitli davranışların gerçekleştirilebilmesi için bir ön koşuldur. [2]

Yazılımın son kısmı olan kümeleme algoritmasının (şekil 5) amacı, ortamdaki en kalabalık robot grubunun belirlenmesidir. Bu algoritma girdi olarak, bir önceki bölümde anlatılan

bir konumda bulunan LED'lerin büyük boyutta görünmesi, öte yandan merkezden uzaklaşan bir LED'in büyüklüğünün, uzaklığının karesiyle orantılı olarak azalmasıdır. Algoritma belli bir alandan küçük olan parlaklıkları görmezden geleceği için, merkezden uzakta bulunan LED'lerin görmezden gelinmemesi böyle bir önlemle sağlanmaktadır.

¹⁴Bu durum, merkeze yakın oldukları diğerlerinden daha geniş bir alanı aydınlatan LED'lerde görülen bir durumdur. Bölgelerin tampon bellekten okunma sırasına bağlı olarak algoritmanın ilk aşaması bunları birleştirememiş olabilmektedir

¹⁵İncelenen görüntüler 352*288 piksellik görüntüler olup ortamdaki LED sayısının beklenen değeri 20 civarındadır. İlk aşama tamamlandığında çoğu LED birleştirilmiş durumdadır. Bu durumda bellekte tutulması beklenen bölge sayısı 100000'den 20'ye düşmektedir

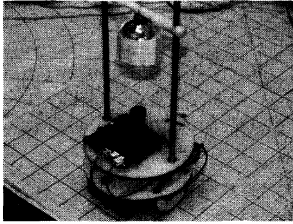
görüntü işleme algoritmasının çıktısını (ortamdaki LED'lerin x ve y koordinatlarını) alır. Çıktı olarak ise, ortamdaki en kalabalık robot grubunun, kartezyen koordinat sistemine göre bulunduğu kadranını ve x-y koordinatlarını verir. Bu algoritma da, görüntü işleme algoritması gibi, SX52 üzerinde çalışmaktadır. SX52 bu bilgileri denetim alt-sistemine gönderdikten sonra başa dönerek buraya kadar olan işlemleri tekrarlamaktadır; yani tampon belleğe yeni bir görüntü yazılmasını sağlayarak bu görüntü üzerinde çalışmaya tekrar başlamaktadır.

Kümelendirme algoritması, tespit edilen LED'leri değerlendirerek birbirlerine belli bir mesafeden daha yakın olan herhangi iki LED aynı kümede olacak şekilde kümeleri belirlemektedir. Bu algoritmanın bir özelliği, aslında birbirlerine bu mesafeden daha uzak olan iki LED'i, ikisinin de ortak bir LED'e yakın olması nedeniyle, aynı kümede sayılabilmesidir. Bu durumun, bir LED'in kendi kümesinde olan bütün LED'lere olan uzaklığını teker teker kontrol eden alternatif algoritmaya avantajı, ayrı (kesişimleri boş küme olan) kümeler oluşturması, ayrıca zaman açısından çok daha verimli çalışabilmesidir.

Kümelendirme algoritması sonucunda, gruplara ayrılmış LED'lerden en kalabalık kümeye dahil olanlar bulunur ve bunların koordinatlarının ortalaması alınarak bu kümenin koordinatları ve içinde yer aldığı kadran hesaplanır. Bu bilginin motorları kontrol eden denetleyiciye gönderilir ve yeni bir görüntü alınarak işlenmeye başlanır. Bütün bu işlemler 80ms'de tamamlanabilmektedir, bu da motorlara gönderilen bilginin saniyede 12-13 kere güncellenmesi ve robotun dinamik ortamlara oldukça hızlı tepki verebilmesi anlamına gelmektedir.

5. Görüntüleme Sistemi ve Deneyler

Sisteminin performansını denemek için oğul robot sistemi için tasarlanmış bir prototipe¹⁶ görüntüleme sistemi monte edilmiştir, şekil 6. Robotun üzerinde denetim alt-sistemi¹⁷ takılmış ve denetim alt-sistemi görüntüleme sistemi ile seri protokol ile haberleşmiştir. Robotun denetim alt-sisteminde çok basit bir davranış algoritması uygulanmıştır. Ayrıca robot deneyler süresince pil kullanılarak tamamen özerk bir şekilde çalıştırılmıştır.

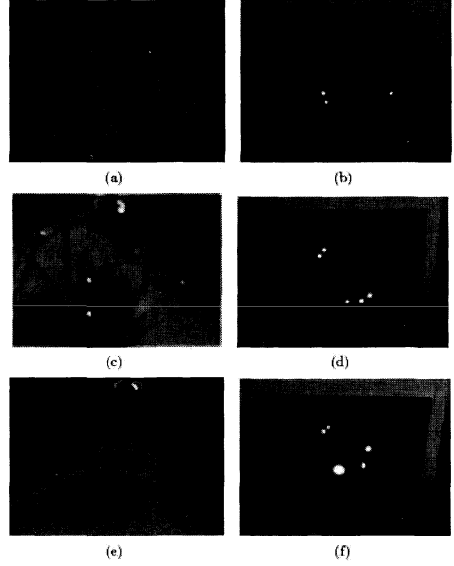


Şekil 6: Robotun ve görüntüleme sisteminin fotoğrafı

Yapılan deneylerden birisi örnek olarak verilmiştir, şekil 7(a), (b), (c), (d), (e) ve (f).

¹⁶prototip versiyonu 1.0

¹⁷Denetim alt-sistemi, bir adet PIC 16F877 mikrodenetimsi ve motor sürücü bulunan bir karttan oluşmaktadır



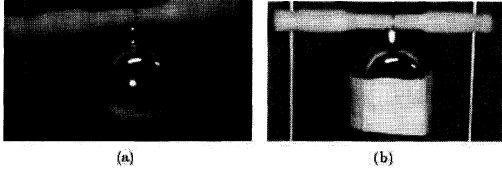
Şekil 7: (a)Başlangıçta robotun solunda 2 IR LED, sağında ise 3 IR LED vardır. (b)Robotun kameradan aldığı gerçek zamanlı görüntünün monitörden görünüşü. Robotun ilerleme yönü görüntünün $-y$ eksenine düşen taraftır. (c)Robot en kalabalık grup olarak algıladığı 3'lü gruba doğru yönelmiştir. (d)Robotun 3'lü gruba yöneldiği, monitördeki görüntüde bu grubun $-y$ doğrultusuna yaklaşmasından anlaşılabilir. (e)Robot sol grubun merkezine ulaşmıştır. (f)Robotun sol grubun merkezine ulaştığı, monitörde bu gruptaki LED'lerin görüntülerinin büyümesinden ve merkeze yaklaşmasından anlaşılabilir.

- Yapılan deneylerin büyük bir bölümünde robot kararlı davranışlar sergilemiştir. Bu durum görüntüleme sisteminin yeterince hızlı ve güvenilir bir şekilde çalıştığını göstermektedir.
- Görüntüleme sistemi kızılötesi ışınlarla çalışmak için tasarlanmıştır. Bu sebepten güneş ışığından, daha doğrusu güneş ışığının içerisinde bulunan yoğun kızılötesi ışımadan etkilenmektedir. Robot sistemi daha önce de anlatıldığı gibi (bölüm 3) bina içerisinde çalışacağı için bu sorun gözardı edilmiştir.
- Işıklandırma ile ilgili yapılan bir diğer gözlem görüntüleme sisteminin floresan ışığından¹⁸ beklenenin çok üzerinde etkilenmesidir. Bu yüzden başlangıçtaki bütün deneyler tamamen karanlık bir ortamda gerçekleştirilmiştir. Bu sorun, aynanın büyük bir kısmını bir kağıtla kapatarak çözülmüştür, şekil 8(a) ve (b). Bu sayede belli bir açının üzerinde gelen ışınların

¹⁸Floresan lambalar gün ışığı spektrumunda ışın yaydıkları gibi UV ve IR bantlarında da ışın yayarlar.Görüntüleme alt-sistemi üzerinde kullanılan kamera da floresan lambadan yayılan bu IR ışınları algılamaktadır

aynaya gelmesi önlenmiştir.¹⁹ Burada anlatılan bütün deneyler küresel ayna kağıt ile kapatılmış iken ve oda floresan ışığı ile aydınlanırken yapılmıştır.

- Görüntüleme alt-sisteminin menzili deney düzeneğinde kullanılan masanın üzerinde duran cisimler için yaklaşık olarak 480mm'dir. Cisimler masa yüzeyinden yükseldikçe menzil düşmektedir. Bu yüzden IR LED'ler kukla robotların üzerine monte edilmek yerine yere yapıştırılmışlardır. Böylece bu ayna ile elde edilebilecek en uzak menzil elde edilmiştir. Bunun sebebi kullanılan küresel ayna, şekil 8, görüntüleme işi için özel tasarlanmamıştır. Gerçek robotlarda IR LED'ler kamera ile aynı seviyeye yerleştirileceği görüntüleme sisteminin menzilin artırılması gerekmektedir.
- Görüntüleme alt-sisteminde kullanılan CMUcam beklenenin çok üzerinde enerji harcamaktadır. Ayrıca CMUcam üzerinde kullanılan SX52 mikrodenetimsi, yüksek hızda çalışması nedeniyle belli bir çalışma süresi sonunda kilitlenmektedir.



Şekil 8: (a) Küresel ayna açık (b) Küresel ayna floresan ışığını engellemek için kağıt ile kaplanmış

6. Tartışma

Yapılan deneyler sonucunda tasarlanmış olan görüntüleme sisteminin performansı yeterli bulunmuştur. Bir önceki bölümde de tartışıldığı üzere, görüntüleme alt-sistemi, denetim alt-sistemine sürekli göndermekte olduğu bilgileri saniyede 12 kere güncelleyebilmektedir. Bu hızın robotların kararlı davranışları için yeterli olduğu, yine bir önceki bölümde tartışılmış olan kümelenme davranışının başarıyla gerçekleştirilmesiyle gösterilmiştir. Kümelenme davranışının kararlı bir şekilde gerçekleştirilebilmiş olması, küresel aynanın 360 derecelik alanı kuşbakışı görebilmesine bağlıdır. Bu sayede aynadan gelen her anlık görüntü robotun çevresini tamamen gösterebilmekte ve arka arkaya gelen iki robotun birbirlerini anlık olarak perdeleme durumu oluşmadığı için sistem kararlı davranmaktadır. 360 derecelik bu görüntüleme sistemi, çevre hakkında global bilgiye anlık olarak ulaşabilmesi gereken bir sistem için iyi sonuç veren bir çözümdür.

Sistem bina içinde çalışacak robotlar için tasarlandığından görüntüleme sistemi de buna uygun olarak hazırlanmıştır.

¹⁹Algılanması düşünülen IR LED'ler deney düzeneğinde kullanılan masa yüzeyinde veya bu yüzeye paralel bir yüzeyde olacakları için IR LED'lerden gelen ışınlar ayna ile dar açı yapmaktadır, geniş açı yapan ışınlar görüntüleme alt-sisteminin algılanmasına gerek olmayan floresan ışığı veya duvarlardan yansıyan ışıklardır.

Bina içinde çalışacak sistemlerde, günışığını kesen süzgeçler, sistemin direkt floresan ışığından korunması şartıyla yeterli bulunmuştur. Bunun nedeni, sistemde kullanılan kameranın direkt gelen floresan ışığında beklenenin üzerinde IR ışınımı algılamasıdır. Bu durum bina dışında çalışacak bir sistemde de geçerli olacaktır, bu nedenle direkt güneş ışığı altında çalışmak için kameralarda mutlaka IR kesici süzgeç olması gerekecektir.

7. Sonuçlar

Bu bildiriye, oğul robot sistemleri için geliştirilmiş bir görüntüleme sistemi sunulmuştur. Bu görüntüleme sistemi, oğul robot sistemlerinin temel prensibi olan birarada çalışma için, robotların, birbirlerinin konumlarını hızlı ve kesin bir şekilde tespit edebilmeleri amacıyla taşımaktadır.

Robotların hareketlerinde kararlı davranabilmeleri için, görüntüleme sisteminin mümkün olduğunca hızlı ve çevrenin anlık değişimlerinden az etkilenen bir sistem olması gerekmektedir. Bu nedenle, sistem 360 dereceyi anında görüntüleyebilecek bir küresel ayna ve bir kameradan oluşacak şekilde tasarlanmıştır. Sistem çevredeki diğer robotları, üzerlerinde taşıdıkları IR LED'ler sayesinde tanımaktadır. Bu nedenle, kameraların ortamdaki diğer IR ışınım kaynaklarından etkilenmemeleri için gerekli önlemler alınmıştır.

Sistemin kararlılığı, robotların kümelenme davranışını gerçekleştirmedeki başarısıyla ölçülmüştür. Deneyler sonucunda, görüntüleme sisteminin çevre hakkında global bilgiyi yeterince hızlı ve doğru bir şekilde elde edip işleyebildiği, böylece oğul robotların kendilerinden beklenen davranışı kararlı bir şekilde yerine getirebildikleri gösterilmiştir. Bu sonuçların, görüntüleme sisteminin küresel aynası sayesinde, kendi menzili dahilindeki çevrenin 360 derecelik global görüntüsüne anlık olarak erişebilmesi sonucunda elde edildiği tartışılmıştır.

8. Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK'ın 104E066 no'lu "Kontrol Edilebilir Robot Oğulları" kariyer projesi tarafından desteklenmiştir.

9. Kaynakça

- [1] E. Şahin, "Swarm Robotics: From Sources of Inspiration to Domains of Application," *Swarm Robotics Workshop: State-of-the-art Survey*, Erol Şahin and William Spears, editors, 3342, *Lecture Notes in Computer Science*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, pp. 10-20, 2005.
- [2] O. Soysal and E. Şahin, "Probabilistic Aggregation Strategies in Swarm Robotic Systems," *Proc. of the IEEE Swarm Intelligence Symposium*, Pasadena, California, pp. 325-332, 2005.
- [3] A. Rowe, C. Rosenberg and I. Nourbakhsh "A Second Generation Low Cost Embedded Color Vision System," *Proc. of the 2005 IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, Washington, DC, U.S.A., pp. 136, 2005.

Oğul-Robot Sistemleri için Sinyalleşme Sistemi Tasarımı

Ali Emre Turgut², Maya Çakmak¹, Erol Şahin¹, Buğra Koku²

¹KOVAN Araştırma Laboratuvarı
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
{maya,erol}@ceng.metu.edu.tr

²Makina Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
{aturgut,kbugra}@metu.edu.tr

Özetçe

Robot oğullarının koordinasyonlarının temelinde bulunan kendi-kendine örgütlenme mekanizması oğulları karmaşık bir sistem (complex system) haline getirmekte ve bunların kontrolünü önemli bir problem olarak önümüze koymaktadır. Bu probleme çözüm bulmak amacıyla, yürütülmekte olan çalışmamızda robot oğullarının davranışlarının dışarıdan nasıl ve ne şekilde kontrol edileceği incelenmektedir. Bu amaçtan yola çıkarak “kobot” ve “çobot” olarak adlandırılan iki tip gezer robottan oluşan bir robot oğulu geliştirilecektir. Bu bildiride Kobot’ların tasarımları incelenecektir. Öncelikle Kobot’ların yapmaları gereken görevler anlatılacak daha sonra da kobotun ihtiyacı olan alt-sistemler belirtilecektir. Bu alt-sistemlerden olan sinyalleşme alt-sisteminin biçimsel tasarımı anlatılacak ve bu alt-sistem üzerinde deneyler yapılacaktır. Önerilen alt-sistemin başarımı¹ değerlendirilerek, farklı çözüm önerilerinde bulunulacaktır.

1. Giriş

Günümüzde elektronik ve bilgisayar sistemlerinin gelişmesinin paralelinde robotlar artık fabrikalardan çıkıp, hayatımıza iyiden iyiye girmeye başlamıştır. Artık evlerde robotik elektrik süpürgelerini görmek hiç de düşük bir ihtimal değildir. Robotlar bunların yanında, gezegenler arası seyahatlerde gezegen yüzeyinin araştırılmasında, deprem sonrası göçük altında hayattan kalan insanların bulunmasında, mayınlı bir arazide mayınların temizlenmesinde veya bir sınır hattının gözlemlenmesinde kullanılmaya başlanmıştır. Bu tip uygulamaların fabrika uygulamalarından en büyük farklılığı robotların karmaşık ve zorlu koşullarda çalışma gerekliliğidir. Bu ağır koşullar robotların tasarımlarını çok karmaşıklştırmıştır. Bu karmaşıklık robotların güvenilirliğini azaltmanın yanında maliyetlerini de büyük oranda arttırmıştır.

Bir robotun bu denli karmaşık olmasını önlemek ve de

robotun güvenilirliğini arttırmak için çoklu-robot sistemleri geliştirilmeye başlanmıştır. Temel olarak çoklu-robot sistemleri tasarımı tek bir robotun yapacağı görevi birden çok ve daha basit robotlara paylaşmayı amaçlamaktadır. Bu sayede sistemdeki bir robotun kullanım dışı kalması durumunda, çoklu-robot sistemi işlevine devam edebilecektir. Bu çalışma mantığı robot sistemin güvenilirliğini büyük ölçüde arttırmaktadır. Güvenilirliğin artmasının yanında çoklu-robot sistemindeki robotların basit olmaları sistemin maliyetini düşürmekte veya en azından çok fazla artmamasını sağlamaktadır.

Çoklu-robot sistemleri, tekli robot sistemlerine göre birçok avantajlara sahip olmasına karşın birçok zorluğu da yanında getirmektedir. Bunlardan başa çıkılması en zor olanı, robotların denetimleriyle ilgili olanıdır. Robotların birbirleriyle olan koordinasyonu çok zor bir problem olarak karşımıza çıkmaktadır. Bunun yanında çoklu-robot sistemine verilen bir görevin robotlara dağıtılması çözülmesi zorlu bir başka problemdir. Ayrıca robotlar, etkili bir iletişim sistemine de ihtiyaç duymaktadırlar. Bütün bu karşılaşılan zorlukların çözülmesi için birçok farklı metod denenmiş ve hala denenmektedir. Bu metodlardan bir tanesi de oğul-robot² yaklaşımıdır.

2. Oğul Robot Sistemleri

Oğul-robot yaklaşımı, doğada milyonlarca senedir sosyal böceklerin uyguladığı denetim ve koordinasyon yöntemlerinin çoklu robot sistemlerine uygulanmasıdır. Bu yaklaşımın en büyük faydası milyonlarca yıldır denenmiş ve kendini kanıtlamış olan algoritmaların kullanılmasıdır. Oğul robot sistemlerinin diğer çoklu-robot sistemlerine göre birçok avantajları vardır. Bu avantajları şu şekilde sıralayabiliriz [1]:

- **Gürbüzlük:** Gürbüzlük, sistemin değişken koşullarda işlevini sürdürebilmesi olarak tanımlanabilir. Oğul-robot sistemleri, birçok basit robot barındırdığı ve dağıtık bir

¹İng. Performance

²İng. Swarm robotics

denetim sistemine sahip oldukları için gürbüz sistemlerdir.

- **Esneklik:** Oğul robot sistemleri esnek sistemlerdir. Bir başka deyişle sadece belli bir görev için değil de birçok görev için kullanılabilirler.
- **Ölçeklenebilirlik:** Ölçeklenebilirlik çoklu-robot sistemleri için kullanılan algoritmaların sahip olması gereken en önemli özelliklerden birisidir. Oğul-robot sistemlerinde uygulanan algoritmalar sosyal böceklerden esinlendikleri için birey sayısının değişiminden az etkilenmektedirler.

Oğul-robot sistemlerinde kullanılan robotlar incelendiğinde iki farklı yaklaşım gözlemlenmektedir. Bunlardan birisi daha önceden var olan tek olarak çalışmak için tasarlanmış bir robotu oğul-robot sistemleri için uygun hale getirmek bir diğeri de oğul-robot sistemleri için yepyeni bir robot sistemi tasarlamaktır. Her iki yaklaşımın da iyi yönleri ve kötü yönleri olmasına rağmen zaman içerisinde ikinci yaklaşımın ağır basacağı düşünülmektedir.

Jasmine[2], Karlsruhe ve Stuttgart Üniversiteleri tarafından I-SWARM[3] projesi kapsamında geliştirilen $3cm^3$ 'ten küçük, ucuz, güvenilir oğul robot sistemleri çalışmaları için özel olarak geliştirilmiş, serbest yazılım ve dağıtım mantığıyla tasarlanmış bir robot sistemidir. Jasmine'ler birbirleriyle iletişim kurabilme, çevredeki cisimleri algılama özelliklerine sahiptirler. Oğul robot sistemleri çalışmalarını içeren bir diğer proje de Swarm-bot projesidir[4], [5]. Bu projede s-bot olarak adlandırılan 30 – 35 adet robot geliştirilmiştir. S-bot'lar öz-montaj³ ve öz-örgütlenme⁴ özelliklerine sahiptirler. Oğul zekası ve evrimsel berim⁵ teknikleri kullanılarak s-bot'lar dinamik şekil değiştirme, dinamik şekil oluşturma ve engeli araziye ilerleme gibi görevleri yerine getirmek için tasarlanmışlardır. S-bot'lar, diğer robot sistemlerinde bulunan özerk hareket edebilme, etraflarındaki robotları ve cisimleri algılama özelliklerinin yanında birbirlerine bağlanma özelliğine de sahiptirler. S-bot'lar birbirlerine bağlanarak büyük engellerden, deliklerden geçebilmekte ve ağır nesnelere birarada taşıyabilmektedirler. Bununların yanında s-bot'lar belli durumlar için birbirlerine sinyal gönderebilme yeteneğine de sahiptirler.

Millibot'lar[6], Carnegie Mellon Üniversitesi tarafında geliştirilen keşif ve gözlem gibi görevlerde kullanılması düşünülen robotlardır. Millibot'lar, bilmedikleri bir ortamı özerk bir şekilde ve birarada haritalama yeteneğine sahiptirler. Millibot sisteminin, yapacağı görevler ele alınarak farklı birimler oluşturulmuş ve bu birimler Millibot'lara takılıp sökülebilecek şekilde hazırlanmıştır. Bu birimlerin en ilginç Millibot'ların diğer Millibot'lara göre yerlerini belirlemek için kullandıkları birimdir. Bu birim küresel konumlama sistemi(GPS) mantığına benzer bir şekilde çalışmaktadır. Kısa mesafe sestü⁶, uzun mesafe sestü⁶, kızılötesi ve kamera birimleri Millibot'larda kullanılan diğer birimlerdir.

³Ing. Self-assembly

⁴Ing. Self-organization

⁵Ing. Evolutionary computation

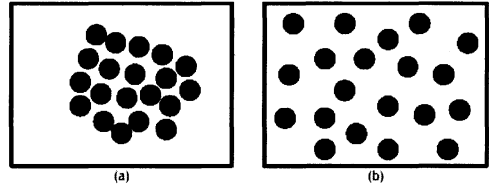
⁶Ing. Ultrasonic

3. Oğul Robot Sistemine Bir Bakış

Bu çalışmada tasarlanması düşünülen robot sistemi, kapsamlı bir oğul robot projesinin bir parçasıdır. Yürütülmekte olan projede, robot oğullarının davranışlarının dışarıdan nasıl ve ne şekilde kontrol edileceği incelenmektedir. Bu amaçtan yola çıkarak bu proje için "Kobot" ve "Çobot" olarak adlandırılan iki tip gezer robottan oluşan bir robot oğulu geliştirilecektir. Kobot'lar görevci olarak Çobot'lardan daha çok sayıda olmakla beraber onlara göre daha güçsüz ve ucuz olacaklardır. Kobot'lar sadece yakın menzilli duyu ve iletişim yeteneklerine sahip olup, aynı zamanda ortamdaki global sinyalleri (ışık, ses miktarı, vs) hissedebilecek donanıma sahip olacaklardır. Çobot'lar ise daha az sayıda olmalarına rağmen daha uzun menzilli duyu, iletişim ve hesaplama (computation) yeteneğine sahip olacaklardır. Çobot'lar, bu yetenekleri sayesinde koyunların dinamiği üzerinde etkili olabileceklerdir.

Bu bildiriye Kobot'ların tasarımı incelenecektir. Kobot'ların yapmaları gereken iki temel görev vardır, bunlardan bir tanesi dağılma⁷ diğeri de toplanma⁸ görevleridir. Dağılma görevi, şekil 1'de görülmektedir. Kobot'lar başlangıçta şekil 1(a)'da görüldüğü gibi birarada durmaktadırlar. Kobot'lar çalıştırılmalarının ardından, belli bir süre sonra buldukları alanın tamamını kaplayacak şekilde etrafa yayılmaya çalışmışlardır, şekil 1(b). Toplanma görevi, dağılma görevinin tam tersi olarak düşünülebilir. Başlangıçta birbirlerinden uzakta duran Kobot'lar, çalıştırıldıktan sonra oluşturabilecekleri en büyük yığını oluşturmaya çalışmaktadırlar.

Kobot'ların, dağılma ve toplanma görevlerini gerçekleştirebilmeleri için sahip olmaları gereken alt-sistemler ve bu alt-sistemlerin özellikleri incelendiğinde iki görev için de hemen hemen aynı alt-sistemlere ihtiyaç duydukları görülmüştür. Aradaki temel farklılık, algılama alt-sistemi ile ilgilidir. Dağılma görevi sırasında Kobot'ların sadece çevrelerindeki robotları algılamaları yeterli iken, toplanma görevi sırasında Kobot'ların; çevrelerindeki yığın haline gelmiş robotları ve bu yığınlardan hangisinin daha kalabalık olduğunu algılamaları gerekmektedir. Yığının içerisindeki Kobot'lar birbirlerini örttikleri için yığındaki Kobot sayısının algılanması zor bir problem olarak ortaya çıkmaktadır.



Şekil 1: (a) Kobot'lar başlangıçta birarada duruyorlar (b) Kobot'lar hareketlerinin sonucunda buldukları alana yayılıyorlar

⁷Ing. Dispersion

⁸Ing. Aggregation

4. Kobot'ların Biçimsel Tasarımı

Kobot'lar iki alt-sistemden oluşmaktadır. Bunlar, ana ve yardımcı alt-sistemlerdir. Ana alt-sistem algılama, denetim ve hareket alt-sistemlerini içermekte iken yardımcı alt-sistem ise güç ve yapısal alt-sistemlerini içermektedir.

Algılama alt-sistemi, iki farklı alt-sistemden meydana gelmiştir. Bunlar, sinyalleşme ve yakın mesafe algılama alt-sistemleridir. Sinyalleşme alt-sisteminin görevi çevredeki diğer Kobot'ları uzak mesafeden algılamaktır. Yakın mesafe algılama alt-sisteminin görevi ise kısa mesafedeki Kobot'ları, engelleri ve duvarları algılamaktır. Sinyalleşme alt-sisteminin sağladığı veriler diğer Kobot'ların konumlarını bulmakta kullanılırken, kısa mesafe algılama alt-sisteminin sağladığı veriler ise yakındaki cisimlere çarpmamak için kullanılmaktadır. Bu bildiride yer darlığı nedeniyle sadece sinyalleşme alt-sisteminin biçimsel tasarımı⁹ incelenecektir.

5. Sinyalleşme Alt-Sisteminin Biçimsel Tasarımı

Sinyalleşme alt-sistemi Kobot'ların çevredeki diğer Kobot'ları algılamasını sağlamaktadır. Kobot'lar bu sayede kendilerine belli bir mesafede bulunan Kobot'ları ve Kobot yığınlarını algılayabilmektedirler. Sinyalleşme alt-sisteminde bulunması gereken özellikler şöyle sıralanabilir:

- Sinyalleşme uzak mesafeli olmalıdır
- Sinyalleşme tüm-yönlü¹⁰ olmalıdır
- Sinyalleşme hassas olmamalıdır
- Sinyalleşme az enerji harcamalıdır

Kobot'lar diğer Kobot'ları uzak mesafeden görebilmelidirler. Uzak mesafeden kasıt Kobot'ların çaplarının altı-yedi katı mesafedir. Bu algılama tüm-yönlü olmalı yani Kobot'lar 360 derecelik bir alanı görebilmelidirler. Mesafe ölçümünün çok hassas olması gerekmemektedir. Hassasiyet olarak Kobot'ların çaplarının yarısı makul olarak görülmektedir. Kobotlar özerk bir şekil çalışacaklarından bütün alt-sistemleri gibi sinyalleşme alt-sisteminin de az enerji harcaması gerekmektedir.

Sinyalleşme alt-sisteminin biçimsel tasarımı yapılırken, yukarıda sayılan özelliklere sahip olduğu düşünülen üç farklı alternatif çözüm ortaya çıkmıştır. Bunlar:

- Kobot'ların üzerine küresel ayna içeren basit bir kamera sistemi kullanarak çevredeki diğer Kobot'ların üzerlerindeki aktif uyarıcıları algılamak.
- Kobot'ların üzerinde kızılötesi(IR) alıcılar kullanarak diğer Kobot'ların üzerlerindeki aktif uyarıcıları algılamak.
- Kobotların üzerinde IR alıcı-verici çiftleri kullanarak diğer Kobotların üzerlerindeki pasif hedefleri algılamak

Tablo 1, tablo 2 ve tablo 3 incelendiği zaman en düşük enerji tüketiminin IR alıcı-verici ikilisinin pasif hedefleri algılaması alternatif olduğu görülmektedir. Bunun yanında,

⁹Ing. Form Design

¹⁰Ing. Omni-directional

Tablo 1: Küresel Ayna-Basit Kamera Sistemi Kullanımının Avantajları Dezanavtajları

Avantajlar	Dezavantajlar
Düşük parça sayısı Hareket eden parça bulunmaması	Yüksek işlem gücü Gerçek-zamanlı görüntü işleme donanımı/yazılımı gereksinimi Orta derecede fiyat
Uzun mesafeli algılama kabiliyeti Ortam aydınlatmasından az etkilenme Hızlı parçaların kullanılması	

Tablo 2: IR Alıcı-Aktif Hedef Sistemi Kullanımının Avantajları Dezanavtajları

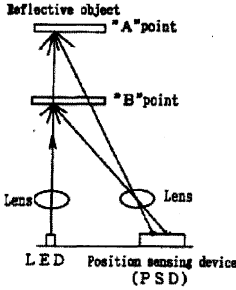
Avantajlar	Dezavantajlar
Düşük işlem gücü Karmaşık olmayan yazılım gereksinimi Düşük maliyet	Yüksek parça sayısı Algılayıcıların özel tasarım gerektirmesi Algılama mesafesinin kısıllığı Ortam aydınlatmasından etkilenme Yüksek enerji tüketimi

Tablo 3: IR Alıcı-Verici Pasif Hedef Sisteminin Kullanımının Avantajları ve Dezanavtajları

Avantajlar	Dezavantajlar
Düşük güç tüketimi Karmaşık olmayan yazılım gereksinimi Uzun mesafeli algılama Ortam aydınlatmasından az etkilenme	Yüksek parça sayısı Orta derecede maliyet

bu alternatifin uygulanması için gerekli olan elemanların hazır olarak bulunması ve bu elemanların ortam ışıklandırmasından çok az etkilenmeleri, bu alternatifin sinyalleşme alt-sistemi için en uygun ve en hızlı çözüm olarak ortaya koymaktadır.

IR alıcı-verici ikilisinin pasif hedefleri algılaması alternatifini için robot sistemlerinde sıklıkla kullanılan ve çok duyulmuş SHARP firmasının ürettiği GP2D12 mesafe algılayıcısı[7] kullanılacaktır. GP2D12, 10 ile 80cm arasında ölçüm yapabilen, bir adet IR LED ve bir adet IR alıcıdan oluşan bir algılayıcıdır. GP2D12'nin çıkış gerilimi, mesafe ile ters orantılı ve monotonik olarak azalan doğrusal olmayan bir fonksiyondur. Doğrusal olmama durumu GP2D12'nin algılama sistemini trigonometrik prensiplere dayanmasından dolayıdır.



Şekil 2: SHARP GP2D12 mesafe algılayıcısının çalışma prensibi[7]

GP2D12'de, IR alıcı olarak pozisyon algılayan cihaz(PSD) kullanılmaktadır. PSD, IR ışığa duyarlı tek boyutlu bir CCD dizilimidir. Yansıyan ışığın düştüğü CCD hücresi ve üçgenleşme¹¹ prensibi kullanılarak ışığın yansıdığı cismin uzaklığı tahmin edilebilmektedir, şekil 2. Bu sayede cismin renginin¹² ve ortamın aydınlatmasının¹³ mesafe ölçümüne üzerine hiçbir etkisi olamamaktadır.

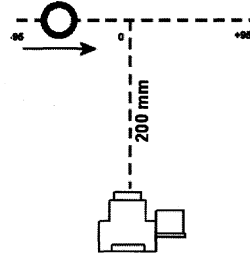
GP2D12'nin teknik özellikleri incelendiğinde yarı-koni açısının¹⁴ çok düşük olduğundan bahsedildiği halde bu konu ile ilgili çok açık bir bilgi mevcut olmadığı görülmektedir, bu yüzden şekil 3'te görülen deney düzeneği kullanılarak GP2D12'nin yarı-koni açısı ölçülmüştür. Bu deney sırasında 20mm çapında bir çubuk ok yönünde 5mm aralıklarla hareket ettirilmiş ve GP2D12'nin çıkış gerilimi kayıt edilmiştir, şekil 4. Bu grafikten görüldüğü üzere, algılayıcı; 200mm uzaktaki çubuğu, çubuk dikey (optik) ekseninden yaklaşık 25mm mesafede iken görebilmiştir. Basit bir trigonometrik eşitlikle yarı-koni açısının yaklaşık 7 derece olduğu hesaplanmıştır.

¹¹İng. Triangulation

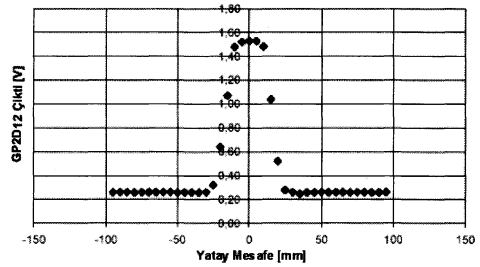
¹²PSD cisimden yansıyan ışığın şiddetini ölçmeyip, sadece ışığın düştüğü CCD hücresinin konumunu kullanarak hesaplama yaptığı için cismin IR ışığı yansıtma özelliklerinin mesafe algılanmasında bir önemi yoktur, belli bir miktarda ışını yansıtması yeterlidir, şekil 2

¹³IR LED modülasyonlu bir şekilde ışın yayılmaktadır, PSD'de sadece vericinin yayınladığı belli frekanstaki IR ışınımını algılamaktadır, böylece ortamdaki IR ışınların algılayıcının çalışması üzerine etkisi olmamaktadır

¹⁴İng. Half-cone angle



Şekil 3: Yarı-koni açısı deney düzeneği. Yuvarlak cisim ok yönünde 5mm aralıklarla hareket ettirilmiş GP2D12'nin çıkış gerilimi kayıt edilmiştir



Şekil 4: Yarı-koni açısı deneyi sonuçları

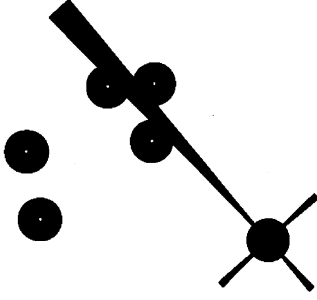
GP2D12'nin yarı-koni açısı çok düşük olduğu için şekil 5'de görüldüğü gibi robotun üzerine dört adet GP2D12 yerleştirilmiş ve bu algılayıcılar bir adım motoru tarafından 3.6 derecelik adımlarla toplam 90 derece saat yönünde daha sonra da saat yönünün tersinde döndürülerek 360 derecelik bir görüş alanı elde edilmiştir. Adım motorunun boyutlarını azaltmak için küçük bir adım motoru kullanılmış ve dört adet GP2D12'nin takılı olduğu algılama çubuğu, motorun döndürme momentini düşük olduğundan pirinç bir dişli çark yardımıyla döndürülmüştür, şekil 6.

GP2D12 mesafe algılayıcıları çevredeki diğer Kobot'ların üzerlerinde bulunan algılama çubuklarını algılamaktadırlar. Bu çubuklar hem GP2D12'ler için pasif hedef olarak görev yapmakta hem de GP2D12'ler bu çubuklara takılmaktadırlar. Çubukların uzak mesafelerden de iyi algılanabilmeleri için üzerlerine ışığı geldiği yöne yansıtan parlak bantlar¹⁵ yapıştırılmıştır. GP2D12 kullanılarak yapılan temel davranış algoritması deneyleri daha sonraki bölümlerde anlatılacak ve sistemin performansı orada detaylı bir şekilde tartışılacaktır.

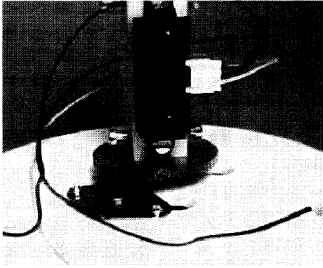
6. Sinyalleşme Alt-Sistemi Deneyler

Sinyalleşme alt-sistemi Kobot'ların üzerinde denenmeden önce sistemin başarımını ölçmek için şekil 7'te gösterilmiş olan düzenek kullanılmıştır. Deneylerde, üzerlerinde 20mm

¹⁵İng. Retroreflective tape



Şekil 5: Sinyalleşme alt-sisteminin çalışma prensipleri (robotların çapları ve algılama mesafeleri ölçüklü olarak çizilmiştir). Yuvarlak daireler robotları, dairelerin merkezindeki beyaz noktalar ise robotların üzerlerindeki çubukları temsil etmektedirler



Şekil 6: Adım motor ve onun tarafından çevrilen dört adet GP2D12'nin takılı olduğu algılama çubuğu (fotografta sadece bir tane GP2D12 görülmektedir)

çubuklar bulunan gerçek robotların çapında (120mm) kukla¹⁶ robotlar kullanılmıştır. Kukla robotlar, çeşitli düzenlerde yerleştirilerek GP2D12'den veriler toplanmıştır. Bu veriler daha sonra bilgisayarda incelenmiş ve Kobot algılama algoritması bu veriler kullanılarak geliştirilmiştir.¹⁷

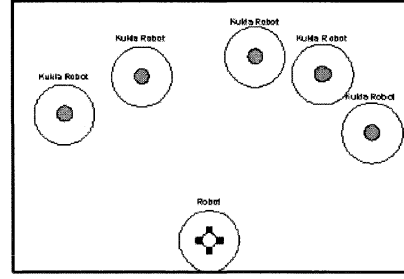
Yapılan deneylerden bir tanesi şekil 7'de gösterildiği gibi örnek olarak verilmiştir. Bu deneyde, ortada görülen robotun çevresine 5 adet kukla robot yerleştirilmiş ve daha sonra robotun algılayıcıları adım motor tarafından 90 derece döndürülerek ölçümler alınmıştır. Bu ölçümler, bilgisayara aktarılarak şekil 8'de görülen kutupsal¹⁸ grafik elde edilmiştir. Grafikte, mavi artılar toplanan verileri, kırmızı yuvarlaklar ise geliştirilen Kobot algılama algoritmasının Kobot olarak belirlediği noktaları göstermektedir. Kobotların şekil 7'de gösterilen yerleşimde algoritma başarılı bir şekilde robotların mesafelerini ve açılarını

¹⁶İng. Dummy

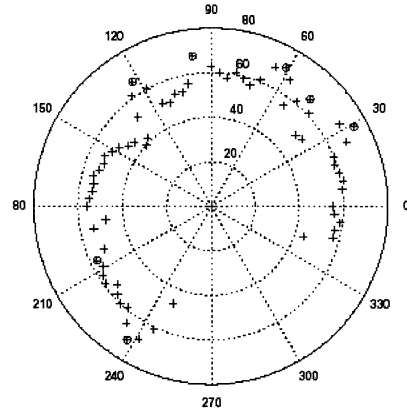
¹⁷Kobot algılama algoritması PC ortamında MATLAB programıyla geliştirilmiştir. GP2D12'lerden toplanan veriler, değerlendirilerek bu değerlerin yerel doruk notaları tesbit edilmiş ve bu noktaların Kobotları temsil ettiği varsayılmıştır. Bu algoritmanın başarımı test edildikten sonra algoritma Kobot'ların mikrodenetimcileri üzerinde çalıştırılmış ve temel davranış deneyleri bu algoritma kullanılarak yapılmıştır

¹⁸İng. Polar

belirleyebilmiştir.



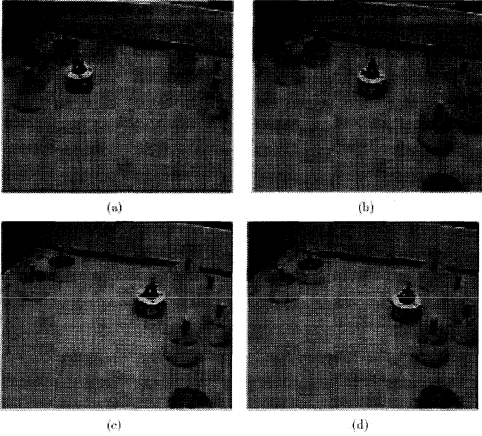
Şekil 7: Sinyalleşme alt-sistemi deneyi robot-kukla robot yerleşimi



Şekil 8: Sinyalleşme alt-sistemi deney sonuçlarının kutupsal grafiği

Tasarlanan sinyalleşme alt-sistemi ve Kobot algılama algoritması kullanılarak Kobot'ların üzerinde temel davranış algoritmaları denenmiştir. Bu deneylerde, robotlar pil kullanılarak tamamen özerk bir şekilde çalıştırılmışlardır. Yapılan deneylerde, Kobot'lardan bölüm 3'de anlatılan nedenlerden ötürü toplanma davranışı sergilemeleri istenmiştir. Deneyde kullanılan Kobot'un basitçe etrafında bulunan robot yığılarından daha fazla robot içeren gruba yönelmesi gerekmektedir. Deney yapıldığı sırada yeterince sayıda Kobot bulunmadığı için kukla robotlar kullanılmıştır. Yapılan deneylerden birisi şekil 9'de gösterilmiştir. Başlangıçta Kobot daha çok robot bulunan sol yığındadır. Daha sonra sol yığından sağ yığına iki adet robot aktarılmıştır. Bu sırada Kobot'un üzerinde bulunan sinyalleşme alt-sistemi ölçüm yapmaktadır ve Kobot sağ yığının kalabalıklaştığını fark etmiştir. Kobot sağdaki yığına yönelmiş ve yığının yanına ulaştığında durmuştur.

Yapılan sinyalleşme alt-sistemi ve temel davranış algoritması deneyleri incelendiği zaman aşağıdaki sonuçlara varılmıştır.



Şekil 9: (a) Kobot dört kukla robotun yanında durmaktadır (b) İki adet kukla robot sol yığından sağ yığına aktarılmıştır (c) Kobot sinyalleşme alt-sistemini kullanarak etrafındaki robotları algılamış ve sağdaki kalabalık robot yığına yönelmiştir (d) Robot sağdaki yığına ulaşmıştır

- İşaret alt-sistemi kukla robotlar tek başlarına veya robotların birbirlerine olan mesafeleri belli bir değer üzerinde ise başarılı bir şekilde çalışmaktadır
- Kukla robotlar yığın oluşturup birbirlerine yaklaştıkları zaman işaret alt-sisteminin performansı düşmektedir. Bir başka deyişle algıda yanlış¹⁹ problemi gözlenmektedir
- 360 dereceyi içeren verinin toplanması yaklaşık olarak 1.5sn'yi bulmaktadır. Bu süre robotların hareket ettikleri hız düşünüldüğünde olması gerekenin çok üzerindedir. Bu yüzden robotların en kalabalık yığını bulup yönlenebilmeleri için öncelikle veriyi durarak toplamaları daha sonra hareketlerine devam etmeleri gerekmektedir
- İşaret alt-sisteminin toplam enerji tüketimi pil ile çalışması gereken bir sistem için oldukça fazladır. Bunun temel nedeni, hem GP2D12'lerin hem de ve algılama çubuğunu çeviren adım motorunun yüksek enerji tüketimidir

7. Tartışma

Yapılan deneyler sonucunda görüldüğü üzere, bölüm 6, sinyalleşme alt-sisteminin başarımı yeterli değildir. Özellikle robotlar yığın halinde geldiklerinde, yığında bulunan toplam robot sayısını belirlemede ciddi sorunlar gözlemlenmiştir. Bunların yanında sinyalleşme alt-sisteminin tepki hızı robotun hareket ettiği hız göz önünde bulundurulduğunda yeterli değildir. Bu sebeplerle bir sonraki tasarımda sinyalleşme alt-sisteminin değiştirilmesi ve diğer bir alternatif olan robotların üzerine CMOS kamera içeren tüm-yönlü görüş sis-

¹⁹Ing. Perceptual aliasing

teminin yerleştirilmesi mantıklı bir çözüm olarak karşımıza çıkmaktadır.

8. Sonuçlar

Bu bildiriye, yürütülmekte olan bir öğül robot projesi için sinyalleşme alt-sisteminin tasarımı anlatılmıştır. Sinyalleşme alt-sisteminin gereksinimleri fiziksel detaylara girmeden tartışılmış, daha sonra çeşitli alternatifler üretilmiştir. Bu alternatiflerden, denemesi en kolay olan IR alıcı-verici çifti pasif hedef sistemi tasarlanmış ve robot üzerinde uygulanmıştır. Sistemin denemelerinden sonra başarımının yeterli seviyede olmadığı gözlemlenmiştir. Başarımın bu şekilde olması Kobot'ların performansını olumsuz bir şekilde etkilemiştir. Toplanma davranışı açısından bakıldığında sinyalleşme alt-sistemi ölçüm yaparken Kobot'ların hızlarının yavaşlatılması veya durdurulması gerekmektedir. Böyle yapılması da robotların ve robot sisteminin başarımını oldukça kötü bir şekilde etkilemektedir. Buradan da anlaşılacağı gibi bir robot sisteminin en önemli parçalarından birisi algılama sistemidir. Neyin ve nasıl algılanacağı robotun tasarım sürecinde çok önemli bir yer tutmaktadır. Bunun değerlendirmesinin çok iyi bir şekilde yapılması gerekmektedir.

9. Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK'ın 104E066 no'lu "Kontrol Edilebilir Robot Oğulları" kariyer projesi tarafından desteklenmiştir.

10. Kaynakça

- [1] E. Şahin, "Swarm Robotics: From Sources of Inspiration to Domains of Application," *Swarm Robotics Workshop: State-of-the-art Survey*, Erol Şahin and William Spears, editors, 3342, *Lecture Notes in Computer Science*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, pp.10-20, 2005.
- [2] *Open-source Micro-robotic Project*. University of Stuttgart. 11 Ağustos 2006. <<http://www.swarmrobot.org>>.
- [3] *I-SWARM Project*. 11 Ağustos 2006. <<http://www.i-swarm.org/>>.
- [4] *Swarm-bots Project*. 11 Ağustos 2006. <<http://www.swarm-bots.org/>>.
- [5] Dorigo M., "Swarm-bot: A Novel Type of Self-Assembling Robot," *Proceedings of AMiRE 2005 – 3rd International Symposium on Autonomous Minirobots for Research and Edutainment*, K. Murase and K. Sekiyama and N. Kubota and T. Naniwa and J. Sitte, editors, Springer Verlag, Berlin, Germany, pp.3-4, 2005.
- [6] L.E. Navarro-Serment, R. Grabowski, C.J.J. Paredis, P.K. Khosla, "Modularity in Small Distributed Robots," in *Proceedings of the SPIE conference on Sensor Fusion and Decentralized Control in Robotic Systems II*, Boston, MA, September 19-22, 1999.
- [7] *Sharp GP2D12 Detector Package*. 11 Ağustos 2006. <<http://www.acroname.com/robotics/parts/R48-IR12.html>>.

SÜRÜ ROBOTBİLİMİ VE ÇOK-ERKİNLİ SİSTEMLERDEKİ KOORDİNASYON PROBLEMLERİ

Andaç T. Şamiloğlu^{1,2}, Veysel Gazi¹ ve A. Buğra Koku²

¹TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi,
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Söğütözü Cad., No: 43, Söğütözü, 06560 Ankara

²Orta Doğu Teknik Üniversitesi,
Makina Mühendisliği Bölümü,
İnönü Bulvarı, Çankaya, Ankara

Özetçe

Bu makalede robot toplulukları ve çok-erkinli sistemler üzerine şimdiye kadar yapılan bazı çalışmalar kısaca özetlenmektedir. Sürü robot bilimi hakkında bazı genel bilgiler verildikten sonra çok-erkinli sistemlerdeki toplama, koordinasyon, oluşum (formasyon) kontrolü ve uzlaşma problemleriyle ilgilenen bazı çalışmalar incelenmiştir.

1. Giriş

Son 10 yılda robotik uygulamaları gittikçe önem kazanan bir saha olmuştur. Bu alandaki daha önceki çalışmaların yoğunluğu tekil robotların kontrolü üzerine yoğunlaşmış ancak son zamanlarda çok-robotlu sistemler üzerine de bazı çalışmalar yürütülmeye başlanmıştır. Bu konu hakkında ilk literatür taramalarından biri Mataric'in 1995'deki çalışmasıdır [1]. Çok-erkinli sistemler üzerine yapılan çalışmaları özetleyen bu bildiriye incelemek konuya yeni giren bir araştırmacı için faydalı olacaktır.

Çok-erkinli sistemlerin en farklı ve yenilikçi özelliği dağınık ve özerk erkinlerden oluşmasıdır. Böyle çok-erkinli sistemler hakkında yapılacak bir çalışmada konuya giriş için öncelikle dağınık yapay zekadan bahsetmek daha tamamlayıcı olacaktır.

1.1. Dağınık Yapay Zeka

Ferber, kitabında [2] neden dağınık zekanın kullanılması gerektiğini birkaç sebebe bağlamaktadır: (1) Çözülmesi gereken problemler fiziksel olarak dağınık olabilir. Örneğin taşımacılık ağları veya endüstriyel kontrol sistemleri farklı yer ve zamanlarda çözülmesi gereken ilişkili problemler içermektedir. (2) Problemler fonksiyonel anlamda dağınık olabilir. Karmaşık bir araç yapımında (Formula yarış arabası gibi) ayrı ayrı birçok uzmanlık gerektiren tasarım problemi vardır. (3) Dünya çapında ağların oluşturulduğu (internet gibi) ve merkezi bir işlemciden çok birbirleriyle haberleşebilen ayrık işlemcilerin kullanımının giderek yaygınlaştığı bir ortamda dağınık ve merkezden bağımsız özerk erkinlerin işbirliğiyle problemleri çözmeye çalışmak daha güncel bir metod olacaktır. (4) Problemlerin karmaşıklığı ve problem parametrelerinin

çokluğu problemlerin çözümleri için yerel bakış açıları geliştirmeyi gerektirebilir. Genelde bu bütün problemi global bir algoritmayla çözmeye çalışmaktan daha verimli olur. (5) Problemleri çözecek sistemlerden değişikliklere karşı daha esnek ve uyarlanabilir olmaları beklenebilir. Bu gibi durumlar için çok-erkinli sistemlerin dağınık olarak işbirliğiyle çalışmaları tercih edilmelidir. (6) Nesne tabanlı programlama tekniklerinin gelişmesi problemlerin çözümünde de benzer şekilde özerk erkinlerin işbirliğinin daha faydalı olduğunu göstermektedir.

Rosenschein ve Zlotkin karar verme ve oyun teorilerinin iletişim halindeki ortamların tasarlanmasına nasıl katkıda bulunabileceklerini inceledikleri makalelerinde [3] dağınık yapay zekayı iki gruba ayırmaktadırlar. Birincisi "Dağınık problem çözme" olarak isimlendirilmekte ve bu gruptaki erkinler bir merkez tarafından yönlendirilen, dağınık erkinler olmaktadır. Problemin en iyi şekilde çözümü için merkezin erkinleri en iyi şekilde kontrolü ve erkinlerin en optimum şekilde dağıtılmış olmaları gerekmektedir. İkinci grup da "Çok-Erkinli Sistem" olarak isimlendirilmektedir. Bu gruptakiler ilki gibi birden fazla erkinin dağınık şekilde çalışmalarına devam ettiği ancak hiçbir erkinin bir diğeri tarafından kontrol edilmediği sistemlerdir. Bu sistemlerdeki erkinlerin herbiri farklı görevlere sahip olabilecekleri gibi birbiriyle çelişen ve aralarında rekabet yaratacak görevlere ya da işbirliği yapmalarını gerektiren görevlere de sahip olabilirler. Ancak erkinler bu görevlerini yerine getirirken bir merkez tarafından yönlendirilmezler. Bir tasarımcı "Dağınık problem çözme"de erkinlerin işlevlerinin toplamda nasıl bir sonuç vereceğini tahmin edebilir (hesaplayabilir) ve ona göre tasarımını yönlendirebilir. Çok-Erkinli sistemlerde ise bu daha zordur. Tasarımcı bu sistemlerde erkinlerin belirlenen davranışı sergilemeleri için çevre koşullarıyla oynamak zorunda kalabilir. Çok-erkinli sistemlerdeki bu belirsizlik onları "Dağınık problem çözme" sistemlerinden ayıran en belirgin özelliktir.

2. Çok-Erkinli Sistemlerin Özellikleri

Araştırmalar [4] sosyal böceklerde de çok-erkinli sistemlere benzer şekilde merkeze bağımlı bir kontrol sisteminin olmadığını ve her bireyin özerk olduğunu göstermiştir. Karınca, termit, eşekarısı ve balansı gibi sosyal böcekler

bir araya geldiklerinde akıllı sistemler oluşturmakta ve tek başlarına yapamayacakları birçok işi yapabilir hale gelmektedirler: örneğin termitler büyük ve karmaşık tepçikler inşa etmekte, karnıncalar büyük besinleri taşıyabilmekte, asker karnıncalar etkili av baskınları yapabilmekte ve arılar büyük kovanlar inşa edebilmektedirler [5]. Sosyal böcek sistemlerinin başardıkları işlerin mükemmellikleri bilim insanlarını bu böcek sistemlerindeki özellikleri kendi çok-erkinli sistemlerinde de oluşturmaya yöneltmiştir [6]. Bu temel özellikler merkezi bir koordinasyon kontrolü olmamasına rağmen sürülerin eş-zamanlı (eşzamanlı) operasyonlarının gürbüz, esnek ve ölçeklenebilir olmasıdır. Burada gürbüzlikle anlatılmak istenen sürünün operasyonlarına bazı bireylerdeki bozulmalara ve çevresel etkenlerin rahatsızlık vermesine rağmen düşük seviyede olsa bile devam etmesidir. Gürbüzlük, (i) bozulan ya da kaybedilen bir bireyin yerine bir diğerrinin göreve devam etmesiyle, (ii) merkezden bağımsız koordinasyon sayesinde sürünün bir bölümündeki işlevsizlik yüzünden tüm sistemin işlevini kaybetmesinin engellenmesiyle, (iii) sürüdeki bireyler basit oldukları için karmaşık bireylere göre bozulmalara daha az meyilli olmalarıyla ve (iv) duyu işlevlerinin birçok bireyce yapılmasının hata payını azaltmasıyla sağlanabilmektedir. Robot sürüsü sistemlerinin esnekliği onların farklı görevler için özel çözümler üretebilme yeteneklerinin var olmasıdır. Örneğin karnıncalar yiyecek arama, av taşıma ve zincir kurma işlevlerini farklı şekillerde gerçekleştirirler. Yiyecek aramayı her karnınca ortama diğer karnıncalar tarafından bırakılan feromon olarak adlandırılan kimyasalları takip ederek tek başına yapar. Büyük bir yiyeceğin taşınmasında veya zincir şeklinde bir araya gelerek bir yiyeceğe ulaşmada ve taşımada ise birden fazla karnıncanın koordinasyonu gözlemlenebilir. Bir diğer sosyal böceklerde keşfedilen ve bir robot sürüsünde aranan özellik de ölçeklenebilirliktir. Sürüler yapılan işe göre değişik sayıda ve büyüklükte gruplara ayrılabilir. Ayrıca bir toplulukta birey sayısında olan değişiklik her erkin için tasarlanan kontrol yönteminde değişiklik olması gerektirmemelidir. Örneğin 10 bireyli bir sürü için geliştirilmiş yöntem sürüdeki birey sayısı 100 olduğunda da hala geçerli ve uygulanabilir olmalıdır.

Bu özellikleri kendi robot sürülerine uygulamaya çalışan "Swarm-Bot" projesindeki bilim insanları, çalışmalarında ([7, 8, 9] ve bunlardaki referanslar) bir araya gelip verilen işi yerine getiren ve sonra dağılıp bir sonraki iş için gerekli şekli alan ya da almak için gerekli komutları bekleyen bir gezer robot sürüsünün mekatronik tasarımı ve davranış kontrol yapısının tasarımı hakkında geniş bilgiler vermektedir.

Çok-erkinli sistemler üzerine yapılan çalışmaların ilklerine örnek olarak Fukuda, Nakagawa, Kawachi ve Buss'ın dinamik olarak yeniden yapılanabilen robotik sistemler üzerine yaptıkları çalışmalarını [10] gösterebiliriz. Bu çalışmada CEBOT (cell structured robot) diye isimlendirdikleri değişikliklere kolayca adapte olabilen, aralarında haberleşebilen, birbirlerine yaklaşık birleşebilen ve otomatik şekilde ayrılabilen hücrelerden oluşan bir robotik sistemi kullanmışlardır.

1990'da yapılan bir diğer çalışmada da [11] bir iç mekanda birden fazla robota aralarında uyumsuzluk olmayan bir algılama sisteminin, insan-robot ve robot-robot iletişim protokollerinin, hareket kontrol sistemlerinin, çok-robotlu hareket ve iş planlarının uygulanması üzerine çalışılmıştır.

3. Temel Kavramlar

3.1. Erkin

Burada erkinle kastedilen fiziksel ya da sanal olarak olan, belirli bir ortamda kendi kaynaklarıyla programlandığı işlemlerini yapan ve hizmet veren, diğer erkinlerle (sınırlı) haberleşme ve çevresini algılama yeteneğine sahip tamamen ya da kısmen bağımsız varlıklardır. Bu erkinler, bir robot, bir uçak ya da bir program modülü, bir işlemci modülü olabilir.

3.2. Çok-Erkinli Sistem

Çok-erkinli sistemlerle anlatılmak istenen içinde (genellikle hacme sahip bir uzay içinde) birden fazla erkinin bulunduğu, erkinlerin birbirleriyle etkileşerek kendilerine verilen işlemleri yerine getirdiği ve bu işbirlikleri sayesinde problemlerin çözüldüğü sistemlerdir.

3.3. Sürü Robot Bilimi

Sürü robot bilimi, görece basit yapılandırılan çok sayıda erkinin tek başlarına yapamayacakları işleri kolektif biçimde yerine getirmelerini inceleyen çalışmaları içerir. Bu çalışmalarda amaç robotlar arası ve robot-çevre etkileşimlerinden ortaya çıkan, istenen bir kolektif davranışı sergileyen robotların gerek fiziksel yapıları gerek kontrol mekanizmalarıyla birlikte tasarlamaktır. Diğer çoklu-robot sistemlerini inceleyen çalışmalardan farklı olarak sürü robotbilimi kendi-kendine örgütlenme (self-organization) ve ortaya çıkışı (emergence), ölçeklenebilirliği ve gürbüzlüğü göz önünde tutarak inceler. Bu çalışmalar görece basit, yerel duyu yetenekleriyle donatılmış robotların, ölçeklenebilir iletişim mekanizmalarının ve dağılık denetim stratejilerinin önemini arttırmıştır [12].

Robot sürülerinin bazı faydalarını şöyle özetleyebiliriz [13]. (i) Robot sürüleri aslında birçok benzer parçaları olan bir bütün oluşturdukları için değişen koşullara ve görevlere uyurlanabilir (adaptable) olurlar. Bu belli bir sabit iş için tasarlanan kurgulu düzeneklere kıyasla önemli bir avantajdır. (ii) Biyolojik sürülerde olduğu gibi robot sürülerinde de evrim söz konusudur. Sürülerin değişen koşullara ve görevlere göre uyum sağlaması zamanla evrime yol açar. Bu anlamda düşünüldüğünde yalnız bireylerin ne biyolojide ne de robotik uygulamalarda evrim geçirmemesi, sürülere bir avantaj sağlamaktadır. (iii) Sürülerdeki bireylerin hataları büyük olsa bile hiyerarşideki bir üst seviyede kontrol edilerek giderilebilir ve önemi kaybeder. Sürülerdeki bu esneklik paralel şekilde çalışan benzer bireylerin birbirlerinin hatalarını kapatabilmesinden ileri gelir. Bu özellik doğal olarak yalnız bireylerden beklenemez. (iv) Sürüler, yalnız bireylere göre bilgi toplanmasında da daha avantajlıdır. Sürü bireyleri arasındaki bilgi (kendi pozisyonları ve durumları, hedef hakkındaki bilgiler gibi) robot sürülerinde geçerli olan ya da avlar, avcılar ve besin hakkındaki bilgiler gibi hayvan sürülerinde görülen paylaşımı bu konudaki verimliliklerini artırır. (v) Sürüler yeniliklere daha meyillidir. Birçok bireyden her birinin yaşayabileceği bir değişim toplamda çok fazla yenilik olasılığı yaratır. Aşlında bu da sürülerin evrilebilir özellikte olmasına katkı sağlar.

Bunların yanı sıra sürülerin bazı dezavantajları da vardır. (i) Sürüler bazı görevleri yerine getirirken tekil bireylere kıyasla daha en iyi çözüm olmayabilirler. Bu gereğinden fazla sayıda

olmalarından ve merkezi bir kontrolle yönetilmemelerinden kaynaklanır. (ii) Sürülerin bütün davranışları doğrudan kontrol edilebilir değildir. Yani sürü davranışı ahlında önceden belirlenebilen, sabitlenebilen bir olgudan çok kendiliğinden oluşan ve doğrudan müdahale edilemeyen bir sonuçtur. Buna literatürde ortaya çıkış (emergence) denir. (iii) Her bir bireyin davranışı ne kadar da basit tasarlanırsa bir araya geldiklerinde karmaşık bir davranış sergileyebilirler. Bu sürülerin zaman zaman tahmin edilemeyen davranışlar sergilemelerine yol açar. (iv) İki bireyin etkileşimi düşünüldüğünde, neden ve sonuç ilişkisi kurulabilir ancak birey sayısı arttığında etkileşim ağı da karmaşıklaşmakta bütün davranış için doğrudan bir neden sonuç ilişkisi kurmak zorlaşmaktadır. Bu nedenle sürü davranışları anlaşılabilirlikleri zor sistemlerdir. (v) Sürülerin tepkileri çok yetenekli tek bir robota göre daha yavaştır. Özellikle fazla hiyerarşi içeren sürülerin işe başlamaları ya da yeni planlanan bir eyleme geçmeleri daha uzun zaman almaktadır.

Bu avantaj ve dezavantajları göz önünde bulundurduğumuzda bir işin yapılmasında tek bir karmaşık robotun mu yoksa birden fazla görece basit robotların topluluğunun mu kullanılması gerektiğine karar verebiliriz. Genel olarak belirtmek gerekirse yüksek seviyede kontrole ihtiyaç duyulan sabit işler için tek bir karmaşık robot, değişen işlere adapte olunması gereken durumlarda ise bir robot topluluğu kullanmak daha mantıklıdır. Robot topluluklarının incelenmesi gerçek hayattaki karmaşık olaylara da bir şekilde ışık tutabilmektedir. Örneğin sosyal bilimler alanını düşünürsek organizasyon teorisi, ekonomi, kavramsal psikoloji, ya da hayat bilimlerinden teorik biyoloji ve hayvan etolojisi robot sürüleri çalışmalarından oldukça faydalanabilecek alanlardır [13]. Ahlında bazı robot sürüleri çalışmaları bir yönden Darwin'in hayvan ve bitki toplulukları üzerine yaptığı evrim çalışmasının ileri adımları olarak düşünebiliriz. Robot sürülerinin uygulamalarından bahsedecek olursak bunlara vereceğimiz başlıca örnekler: kara, deniz ve uzay keşifleri, askeri amaçlarla yapılan gözetimler, arama ve kurtarma operasyonları ve bunlar gibi işbirliği gerektiren operasyonlar.

Çok-erkinli sistemlerin üzerine yoğun bir şekilde çalışılan alanı bu sistemlerdeki uzlaşma problemidir. Bundan sonraki kısımda bu konu üzerine yapılan bazı önemli çalışmalar özetlenecektir.

4. Çok-Erkinli Sistemlerde Toplanma, Koordinasyon ve Uzlaşma

Çok-erkinli sistemler üzerine çalışırken sürü halinde yaşayan hayvanların bazı davranışlarını taklit etme yönünde eğilimler oluşmuştur. Bu konudaki en eski çalışmalardan birisi Breder'in 1954 yılında balık sürülerinin toplanmasını matematiksel olarak modellemeyi denediği çalışmadır [14]. Bir balık sürüsündeki balıklar arasında hem bir çekim kuvveti hem de itim kuvveti mevcuttur. Bunu birbirinden ayrıntı bırakılan balıkların belli mesafeden fazla yakın olmamak koşuluyla biraraya toplanmalarından anlayabiliyoruz. Balıkların bir başka balığa doğru yaklaşmaları (uzak mesafelerde) o balığı görmelerine bağlı iken birbirlerinden uzaklaşmaları (kısa mesafelerde) görmelerinin yanı sıra suyun hareketi, ses, koku, tat gibi duyularına da bağlıdır. Balıkların aralarında belli mesafelerde sabit kalmaları

birbirlerini çekim ve itimin eşit olduğu noktada oluşmaktadır. Yazar iki balık ya da iki balık grubu arasındaki çekim kuvvetini (çekim ve itiş kuvvetlerinin bileşkesi) matematiksel olarak şöyle ifade etmektedirler:

$$c = a - (f_1 p_1)(f_2 p_2)/d^2 \quad (1)$$

burada d balıklar ya da balık grupları arasındaki uzaklık, f gruptaki balık sayısı, p her balığın potansiyeli, $f p$ itici kuvvet, a çekim kuvveti, c grubun yapışkanlığını ifade eden bir katsayıdır. Yazar geliştirdiği bu modeli 4 farklı balık sürüsü üzerinde deniyor ve katsayıları bu deneylere bağlı olarak buluyor. Bir bireyin gruptan etkilenmesinin gruptaki birey sayısı ile orantılı olduğunu düşünen yazar, x 'in gruptaki birey sayısı olduğu durumda etkileşimi $c = kx^n$ şeklinde ifade etmektedir (k ve n sabit parametreler).

Hayvan gruplarının hareketlerini modellemeye çalışan bir diğer biliminsanı da Okubo'dur. 1986'daki çalışmasında [15] hayvan sürülerinin hareketlerini kinematik olarak modellemeye çalışmış ve grup oluşumunu ilerleme-yayımla işlemlerinden esinlenerek modellemiştir. Ayrıca gruptaki bölünme ve kaynaşma işlemlerini temel alarak grup büyüklüğünün değişimini dinamik olarak modellemiştir. Yazar son olarak bulduğu matematiksel modelleri böcek, plankton, balık, kuş ve memeli sürülerin verileriyle karşılaştırarak doğrulamaya çalışmıştır.

Warburton ve Lazarus çalışmalarında [16] hayvanlardaki gruplaşmalarda bireyler arası çekim ve itimin grup yapısıyla ve bireyler arasındaki uzaklıkla bağıntılı olduğu matematiksel modeller geliştirmiş ve bunların bilgisayar destekli benzetimlerini yapmışlardır. Yazarların vardıkları sonuçlardan birisi, bütün modellerin kararlı grup yapıları oluşturduğu ancak modellerin bireyler arası uzaklık ve grubun şekli konusunda ciddi farklılıklar gösterdiği. Bir diğer sonuç sürünün grup oluşturmadaki başarısı maksimum çekim ve itimin eşit olduğu yukarı eğimli konveks uzaklık fonksiyonlarıyla sağlandığıdır. Yazarlar iki bireyin gruplaşırken aralarına koydukları mesafenin gruptaki birey sayısı arttığında kısaldığını da göstermişlerdir.

Çok-erkinli sistemler hakkındaki çalışmalara verebileceğimiz temel örneklerden birisi de Reynolds'un kuş, balık, bazı karahayvanları (koyun, inek, vb.) sürülerinin gösterdikleri davranışları incelediği [17], animasyonları da kullanarak basit fakat gerçekçi bir davranış modeli önerdiği çalışmasıdır. Çalışmadaki erkinler dinamik değişen çevrelerini algılaya yeteneğine sahip, davranışları çarpışmadan biraraya gelmek için programlanmış, bağımsız aktörler olarak simule edilmektedir. Erkinlerin hareketleri 3 kurala bağlıdır: (i) Ayrışma: yerel komşularla çarpışmaları engelleyen hareket (ii) Hizalanma: yerel komşuların yönlerinin ortalamasına doğru hareket (iii) Kaynaşma: yerel komşuların pozisyonlarının ortalamalarına doğru hareket. İlk bakışta sonuçlar erkinlerin toplanan bir sürü oluşturduğunu göstermektedir ancak yazarın da belirttiği gibi bu sonuçların hayvan sürülerinin davranışlarını ne kadar doğru yansıttığını test etmek ve gerekirse modelde bazı kalibrasyonlar yapmak gerekmektedir.

Vicsek ve arkadaşları [18] kendiliğinden hareket edebilen parçacık sistemlerindeki faz geçişi üzerine çalışmışlardır. Burada parçacıklar sabit hızlarla ilerlemekte ve yönlerini belirlenen komşuluklarındaki parçacıkların yönlerinin ortalama

masına (gürültü eklenmiş şekilde) göre tayin etmektedirler. L uzunluğunda kenarları olan kare içerisine rastgele yerleştirilen N tane parçacığın herbirinin komşuluk yarıçapı r ve sabit hızları v 'dir. Modelde ayrı zaman kullanılmakta ve aralıklar Δt olarak isimlendirilmektedir. Parçacıkların pozisyonları

$$\mathbf{x}_i(t+1) = \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{v}_i(t)\Delta t \quad (2)$$

eşitliğine göre güncellenmektedir. Burada $\mathbf{v}_i(t)$ büyüklüğü v olan hız vektörüdür. Bu hız vektörünün yönü aşağıdaki eşitliğe göre belirlenmektedir.

$$\theta_i(t+1) = \langle \theta(t) \rangle_r + \Delta\theta \quad (3)$$

Bu eşitlikteki $\langle \theta(t) \rangle_r$, komşuluk içindeki erkinlerin ortalama yönleridir ve t anında i 'nci parçacığın komşularının oluşturduğu kümeye $N_i(t)$, komşularının sayısına $n_i(t)$ dersek aşağıdaki gibi bulunabilir.

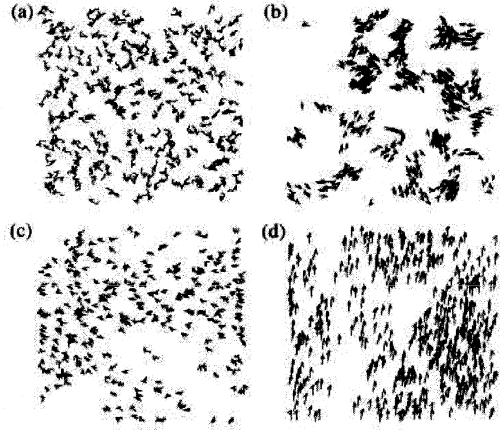
$$\langle \theta(t) \rangle_r = \frac{1}{1 + n_i(t)} \left(\theta_i(t) + \sum_{j \in N_i(t)} \theta_j(t) \right) \quad (4)$$

Eşitlik (3)'deki $\Delta\theta$, $[-\eta/2, \eta/2]$ aralığında düzgün dağılımı olan bir olasılığa sahip rastgele değişkendir. Yazarların gürültü sabiti η , yoğunluk $\rho = N/L^2$ ve parçacıkların sabit hızı v parametrelerini değiştirerek yaptıkları bazı benzetimlerin sonuçlarını Şekil 1 de görebiliriz. Şekil 1'de parçacıkların son 20 aralıkta izledikleri yolu (katı çizgiler) ve hız vektörlerini (ok başları) gösteren 4 grafik bulunmaktadır. Bu benzetimlerin hepsinde 300 parçacığın hareketi izlenmiştir. İlk grafikte (Şekil 1(a)) parçacıkların $t = 0$ anındaki durumu çizilmiştir. (b)'de az yoğunluk ve az gürültüyle yapılan simülasyon sonucu; (c)'de yüksek yoğunluk ve çok gürültünün olduğu durumdaki sonuç; (d)'de de yüksek yoğunluk ve az gürültünün olduğu sonuçlar verilmiştir. Parçacık sistemi en iyi sonucu (d)'deki durumda vermektedir: bütün parçacıklar hemen hemen aynı yönde hareketlerini sürdürmektedirler. Yoğunluk, gürültü ve parçacık hızının sistem davranışını nasıl etkilediğini birçok benzetim yapıp kıyaslayarak araştıran yazarlar ayrıca yoğunluktaki kritik bir noktadan sonra parçacıkların ortak yön belirlemede düzensiz davranıştan düzenli davranışa bir faz geçişinin oluştuğunu düşünmektedirler.

Bu çalışmaya ek olarak parçacıkların etkileşimlerinde ve bazı diğer parametrelerde değişiklikler yapılarak ilgi çekici sonuçlara ulaşılabilir. Yazarlar buna örnek olarak karmaşık bir bakteri kolonisinin hareketlerinin taklit edilebileceğini söylemektedir.

Vicsek'in modelini inceleyen Savkin bazı varsayımlar altında bütün erkinlerin aynı yöne yöneleceklerini ispatlamıştır [19].

Vicsek'in çalışmalarından ortaya koyduğu problemle ilgilenen fizikçiler, Toner ve Tu [20], [21] çok-erkinli sistemlerin kümeleneceği hakkında nicel bir teori geliştirmişlerdir. Yazarların modeli bütün erkinlerin birlikte aynı hızla hareket ettikleri düzenli bir fazda olup olmayacaklarını tahmin etmektedir. Bu modelde sürü için önceden belirlenen ya da tercih edilen öncelikli bir yön yoktur. Erkinlerin yönleri rastgele kendiliğinden ortaya çıkmaktadır. Ancak yazarlar geliştirdikleri teoriyle kendiliğinden oluşan bu bozuk simetrik durumları ayrıntılı ve iyi nicelikte tahmin edebilmektedirler.



Şekil 1: (a) Parçacıkların $t = 0$ anındaki durumu; (b) Az yoğunluk ve az gürültüyle yapılan benzetim; (c) Yüksek yoğunluk ve çok gürültünün olduğu benzetim; (d) Yüksek yoğunluk ve az gürültünün olduğu benzetim. (Şekil [18]'den alınmıştır.)

Bu çalışmalarına devam niteliğindeki çalışmalar (i) sürünün düzenli ve düzensiz fazlar arasındaki geçişlerinin (ii) sınırsız bir ortamdaki kümelenme davranışlarının (iii) erkinlerin farklı hızlarda hareket ettikleri durumların (iv) farklı geometrilerle sınırlandırılmış (örneğin çembersel bir sınırlama) sürülerin davranışlarının (v) erkinlerin öldüğü ve doğduğu (bakteri kolonilerinde ölüm ve doğum hızı etkili olabilir) durumlarda sürü davranışlarının ve (vi) farklı faz değişimlerinin sürü davranışlarını nasıl etkilediğinin incelendiği çalışmalar olabilir.

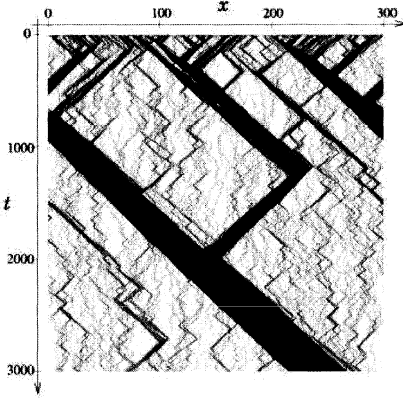
1999'da Czirók ve diğerlerinin [22] yaptıkları çalışmada, tek boyutta hareket edebilen erkinlerin toplanma davranışı incelenmiştir. Yazarların ortaya koyduğu modelde N tane erkin L uzunluğunda bir doğru boyunca yerleştirilmiştir. Erkinlerin konumları x_i ve hızları u_i ayrı zamanlı uzayda aşağıdaki kuralla bağlı olarak güncellenecek şekilde modellenmiştir.

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_0 u_i(t) \quad (5)$$

$$u_i(t+1) = G(\langle u(t) \rangle_i) + \xi_i \quad (6)$$

Burada, $\langle u(t) \rangle_i$, i 'nci erkin için t anındaki yerel ortalama hızdır. Bu ortalama, konumları $[x_i - \Delta, x_i + \Delta]$ aralığında olan erkinlerin hızlarının ortalamasıdır. Antisimetrik G fonksiyonu itme ve sürtünme kuvvetlerini içermektedir ve $0 < u < 1$ için $G(u) > u$ ve $u > 1$ için $G(u) < u$ olacak şekilde bir fonksiyon seçilmiştir. ξ_i ise $[-\eta/2, \eta/2]$ aralığında düzgün dağılımı olan gürültü fonksiyonudur.

Bu dinamiklere göre $\eta = 2$ için yapılan benzetimde Şekil 2'deki gibi bir sonuç elde edilmektedir. Kısa bir zamanda erkinler kümelenecek ve tüm sistem kendiliğinden simetrik düzenli bir yapıya ulaşmaktadır. Büyük η değerleri için bu düzenlilik bozulmaktadır. Yazarlar, bu davranışı modelleyen bir kuram ortaya koyuyor ve doğrusal kararlılık analiziyle sistemin kararsız davranabileceği durumları inceliyorlar.



Şekil 2: $L = 300$, $\eta = 2$ ve $N = 600$ olduğu durumda tek boyutlu uzayda hareket eden erkinlerin dinamiği. Koyu renkler erkinlerin yüksek yoğunlukta olduğu yerleri ifade ediyor. Şekil [22]'den alınmıştır.

Vicsek'in 1995'deki çalışmasını [18] temel olarak yapılan çalışmalardan biri Jadbabaie, Lin ve Morse'nin [23] çalışmasıdır. Bu makalede Vicsek'in elde ettiği deneysel sonuçlara kuramsal bir açıklama getirilmiş ve basitleştirilmiş (gürültüsüz) Vicsek'in modeline ek olarak bir lider ve onu takip eden erkinlerden oluşan sistemin davranışları incelenmiştir. Yazarlar, makalelerini 3 ana parçaya ayırmaktadır. Bunlardan ilkinde Vicsek'in modeli çizge kuramıyla yeniden yapılandırılmakta ve her erkinin diğer erkinlere doğrudan ya da dolaylı olarak¹ komşu olmasının bütün erkinlerin aynı yönde hareket edeceklerini kesinleştirdiğini göstermişlerdir. Bu kısımda, ek olarak buldukları sonuçları genelleştirerek nasıl başka uzlaşma problemlerine uygulanabileceklerini söylemektedirler. İkinci kısımda, Vicsek'in modelini biraz değiştirerek, erkinlere bir tane lider atamakta ve bu lideri diğer erkinlerle aynı hızda fakat sabit yönde hareket ettirdikleri durumun kararlılığına bakmaktadırlar. Bu durum için de bütün erkinlerin doğrudan ya da dolaylı olarak lider erkine komşu oldukları zaman ortak yöne (liderin yönü) ulaşacaklarını ispatlamışlardır. Yazarlar son olarak ayrı zaman uzayında modelledikleri liderli sistemin devamlı zamanda bir benzerini oluşturup, bu sistemin de ortak yöne yakınsadığını göstermişlerdir.

Yukarıdaki çalışmadaki çok-erkinli sistemler çok basit sistemlerdir ancak bu alandaki çalışmalara öncülük edebilir ve temel oluşturabilirler. Yazarların da belirttiği gibi bu konudaki devam çalışmalarında erkinlerin boyutları, çevresel etkenler, algılamadaki hatalar, araçların modellenmesindeki hatalar, vb. gözönünde bulundurulmalıdır. Örneğin, erkinlerin geometri-lerini modellemek ve çarpışmalarını hesaba katmak, modelin daha gerçekçi olmasını sağlayacaktır. Bu çalışmada Vicsek'in modelinin aksine gürültü faktörü hesaba katılmamıştır. Bu ne-

¹Bir erkinin komşusu olan erkinin, komşusu olmayan erkine doğrudan ya da yine başka bir erkin aracılığıyla komşu olmasını dolaylı komşuluk olarak isimlendirebiliriz

denle yazarların geliştirdiği teorik sonuçların daha faydalı olması için gürültüsünde içinde olduğu modellerin analitik olarak incelenmesi gerekmektedir. Bu çalışmadaki modeli basit kılan bir diğer varsayım da erkinlerin eşzamanlı hareket etmeleridir. Bu gerçek hayatta gerek hayvan sürülerinde gerekse robot sürülerinde çok rastlanmayan bir durumdur. Erkinler bütün ortak bir saate göre hareket etmeleri, ya da ettikleri varsayımı gerçekçi değildir. Bu nedenle erkinlerin eşzamansız hareket ettiği modeller geliştirilerek, yakınsamaları incelenebilir. Bu konuda son zamanlarda yapılan bazı çalışmalar [24, 25, 26, 27, 28, 29, 30]'dır. Yazarların da vurguladığı gibi ortak yöne belirlemede kullanılan mantık her zaman geçerli olmayabilir. Örneğin 5° 'ye yönelmiş bir erkinle $-5^\circ = 355^\circ$ 'ye yönelen bir erkinin kullanılan denklemle (4) ulaşacakları sonuç 180° 'dir, ancak bu iki erkinin yönelmesi gereken açı 0° yani hesaplananın tam tersidir. Bu aslında Vicsek'in modelindeki eksikliklerden biridir. Bundan sonraki çalışmaların erkinlerin ortak bir yön bulmasında daha doğru algoritmaların geliştirilmesini içermesi yararlı olacaktır. Bir diğer üzerine yoğunlaşılması gereken konu da erkinlerin dönme kısıtlarının olduğu durumdaki davranışlarıdır. Buna örnek bir çalışmayı da [31]'de bulabiliriz.

Reynolds ve Vicsek'in makalelerini takiben yapılan bir çalışma da Tanner, Jadbabaie ve Pappas'ın komşuluk yapılarının sabit topolojili [32] ve dinamik topolojili [33] olduğu durumlarda çok-erkinli sistemlerin kararlılığını inceledikleri çalışmadır. Yazarlar N tane erkinin bir düzlemdeki hareketlerinin dimağını

$$\dot{r}_i = v_i, \quad (7a)$$

$$\dot{v}_i = u_i \quad i = 1, \dots, N \quad (7b)$$

şeklinde ifade etmektedir. Burada $r_i = (x_i, y_i)^T$ konum vektörü, $v_i = (\dot{x}_i, \dot{y}_i)^T$ hız vektörü ve $u_i = (u_{x_i}, u_{y_i})^T$ denetim (hızlanma) girdisidir. Makalede erkinlerin aynı hızla aynı yönde seyretmeleri için kullanılabilir denetim girdisi tasarlamak amaçlanmaktadır. İlk kısımda yazarlar komşuluk yapısının sabit topolojili olduğu durumu yani her erkinin bilgi alışverişi yaptığı komşularının sabit ve zamanla değişmeyen olduğu durumu incelemişlerdir. Bu yapı için yazarların önerdikleri kontrol girdisi iki kısımdan oluşmaktadır:

$$u_i = - \underbrace{\sum_{j \in N_i} (v_i - v_j)}_{\alpha_i} - \underbrace{\sum_{j \in N_i} (\Delta r_{ij} V_{ij})}_{\alpha_i} \quad (8)$$

Buradaki ikinci kısım, α_i , i 'nci erkinin onun grubundaki diğer erkinlere olan uzaklığına bağlı yapay bir potansiyel fonksiyonunun, V_i oluşturduğu alanlardan üretilmektedir. Bu kısım erkinlerin birbirlerine çarpışmadan yakınlaşmalarını sağlamaktadır. Birinci kısım, α_i ise i 'nci erkinin hız vektörünü onun grubundaki diğer erkinlerin hızlarının ağırlıklandırılmış ortalamalarına göre düzenlemektedir.

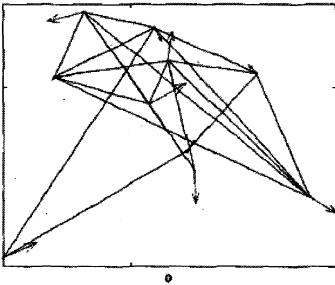
Yazarların ileri sürdüğü teoreme göre hareket dinamikleri eşitlik (7)'deki gibi olan ve eşitlik (8)'deki kontrol kuralının uygulandığı, N tane erkinin komşuluk çizgesinin tamamen bağlı olduğu² varsayımı altında, hız vektörleri zamanla aynı ol-

²Bütün erkinler birbiriyle doğrudan ya da dolaylı olarak komşudur/ilişkilidir.

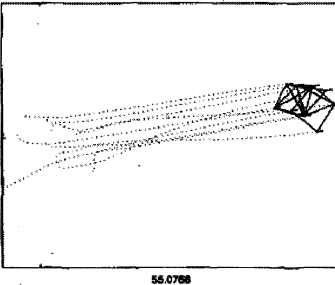
makta, çarpışmalar önlenmekte ve sistem potansiyel fonksiyonu minimize edecek konfigürasyona ulaşmaktadır.

Bu teoremlerini destekleyen bir benzetimdeki erkinlerin ilk dizilişlerini Şekil 3'de ve benzetim boyunca erkinlerin takip ettiği yörünge ve son durumdaki pozisyon ve hız vektörlerini Şekil 4'de görebiliriz.

Makalenin ikinci kısmında [33] dinamik topolojili yapı ele alınmıştır. Bu yapıda erkinlerin bilgi alışverişi (pozisyon ve yön bilgisi) yaptıkları komşuları sabit, önceden belirlenen erkinler değildir. Bir erkine belli bir mesafeden yakın olan erkinler o erkinin komşusu olarak nitelendirilmektedir. Bu nedenle her erkinin komşuları zamanla değişebilmektedir (dinamik topoloji). Yazarlar ilk kısımdaki kontrol stratejisinin burada da geçerli olduğunu klasik denetim teorilerini, cebirsel grafik teorilerini, pürüzlü sistem analizi ve Lyapunov'un pürüzlü sistemler için olan teorisini kullanarak göstermişlerdir.



Şekil 3: Erkinlerin ilk formasyonu. (Şekil [32]'den alınmıştır.)



Şekil 4: Bütün grup aynı yönde ilerlemektedir. (Şekil [32]'den alınmıştır.)

Sabit topolojiye sahip bir çok-erkinli sistemde kararlılık analizini erkinlerin eşzamansız olduğu bir durumda inceleyen bir çalışmayı Liu, Passino ve Polycarpou yürütmüşlerdir [24]. M boyutlu bir uzayda, eşzamansız erkinlerin, sabit haberleşme yapısıyla ve komşularının pozisyonlarını gecikmeli olarak ölçen algılayıcılarla olduğu halde çarpışmanın hesaba katılmadığı yakınsamanın gerçekleştiği bir model incelenmiştir.

Son zamanlarda robotların engellerden kaçmasını sağlayan yörünge planlamalarında yoğun olarak yapay potansiyel alanlar

yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde basitce robotu bir noktasal negatif yük olarak düşünerek üzerine engeller için negatif elektriksel alanlar, hedefler için de pozitif elektriksel alanlar uygulanmaktadır. Bu alanların birleşimi engellerin yüksek ve hedeflerin alçak potansiyeller olduğu desenler oluşturmakta ve bu desene uyarak hareket eden bir erkin sonunda hedefe ulaşmaktadır. Bu yöntem daha karmaşık ve yüksek serbestlik dereceli sistemlerde de oldukça verimli ve güçlü bir çözüm olarak kullanılabilir. Yöntemin ilk uygulamalarından birini Khatib 1986 yılındaki çalışmasında [34] bir robot kolu üzerinde yapmıştır.

Yapay potansiyel alanları metodunu kullanarak yapılan kapsamlı bir çalışma da Reif ve Wang'ın 1999'da yaptıkları çalışmadır [35]. Bu çalışmada çok sayıda gezer erkinin kümelenme, savunma, refakat etme, devriye gezme ve benzeri davranışları yapay potansiyel fonksiyonları kullanarak çözülmeye çalışılmıştır. Kontrol kuralı olarak ters-güç kuvveti yasası (inverse-power force law) kullanılmıştır. Bu yasaya uyan dinamiklerdeki molekül ve plazmaların ilginç ve karmaşık desenler oluşturduğu bilinmektedir. Yazarlar benzer şekilde erkinlere uygulandığında topluluğun istenen formasyonu oluşturabileceğini düşünmüşlerdir. Erkinler 1'den n 'ye kadar numaralandırılır, pozisyonlarına X_i $i = 1, 2, \dots, n$ denilir ve i ve j numaralı erkinler arasındaki Euclidean uzaklık $r_{ij} = \|X_i - X_j\|$ olarak tanımlanırsa erkin j 'den erkin i 'ye oluşacak olan kuvvet

$$F_{i,j}(X_i, X_j) = \left(\sum_{k=1}^L \frac{c_{i,j}^{(k)}}{(r_{ij})^{\sigma_{i,j}^{(k)}}} \right) \left(\frac{X_j - X_i}{r_{ij}} \right) \quad (9)$$

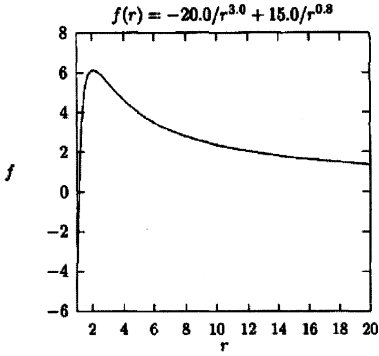
şeklinde yazılmaktadır. Burada $\left(\frac{c_{i,j}^{(k)}}{(r_{ij})^{\sigma_{i,j}^{(k)}}} \right) \left(\frac{X_j - X_i}{r_{ij}} \right)$ k 'ninci ters-güç kuvvetidir ve oluşan tüm kuvvet bunların L tanesinin toplamıdır. $\sigma_{i,j}^{(k)}$ katsayısı daima pozitif seçilen $c_{i,j}^{(k)}$ katsayısı ise kuvvetin itici ya da çekici kuvvet olmasına göre negatif ya da pozitif olarak değişebilen sabitlerdir. Buradaki kuvvet kanunları genellikle erkinler arasındaki uzaklık arttıkça kuvvetin azaldığı ve erkinler birbirlerine çok yaklaştıklarında çarpışmalarını engellemek için kuvvetin arttığı şekilde oluşturulmaktadır. Bu çalışmada kullanılan kuvvet fonksiyonu

$$f(r) = -\frac{c_1}{r^{\sigma_1}} + \frac{c_2}{r^{\sigma_2}} \quad (10)$$

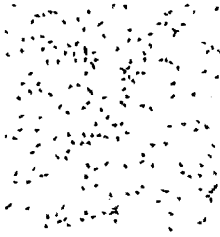
şeklinindedir. Bu eşitlikteki $-c_1/r^{\sigma_1}$ itme kuvvetini, c_2/r^{σ_2} çekme kuvvetini ifade etmektedir. Şekil 5 de yazarların makalelerinde yaptıkları benzetimler için kullandıkları kuvvetin büyüklüğünün uzaklığa göre değişimini görebiliriz.

Verilen kuvvet kanununa göre yapılan benzetimlerden birisinin sonuçları Şekil 6 ve 7'de verilmiştir. Kare bir alanda aşağı yukarı düzgün bir şekilde dağılmış olan robotların 3 iterasyon sonunda oluşturdukları formasyon Şekil 6'da, 225 iterasyon sonundaki formasyon da Şekil 7'de verilmiştir.

Yazarlar bu toplama davranışına ek olarak savunma, refakat etme ve mayın tarama örneklerini modelleyerek benzetimler yapmışlardır. Verilen bir davranış için gerekli kuvvet kanunu parametrelerini bulmak için de bir yol geliştiren yazarlar son olarak modellerindeki eksikliklerden ve gelecekte yapılabilecek



Şekil 5: Kuvvetin büyüklüğünün uzaklığa göre değişimi [35].



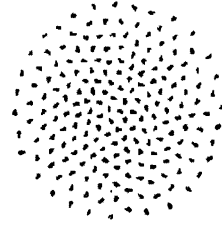
Şekil 6: Verilen kuvvet kanununa göre hareket eden robotların 3 iterasyondan sonra dağılımı [35].

işlerden bahsetmişlerdir. Yazarların da belirttiği gibi robotların bir bütün minimuma yakınsamaları beklenirken yerel minimum noktalarında toplanmaları bu modelde mümkündür. Bunu engellemek için ilk koşullar ve kuvvet kanunu parametrelerinin seçimi üzerine sistematik bir çalışma yapılabilir. Bir diğer üzerinde çalışılabilecek sorun geliştirilen modelin gürbüz ve verimli olması ve robotların verilen kurallara uyarak çalışması esnasında bilgi kaybına uğramaları ya da yeterli bilgi sağlayamamaları ama sistemin yine de istenen davranışı göstermesi olabilir.

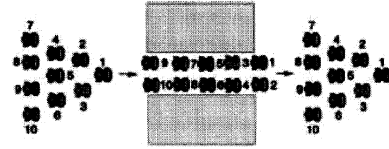
Yukarıdaki çalışmaya benzer şekilde kuvvet fonksiyonları kullanarak denetleyici tasarlayan güncel çalışmalardan bazıları da [38, 37, 36]'dır

Desai, Ostrowski ve Kumar dönme hareketi kısıtlaması olmayan gezer robotların formasyon kontrolü üzerine yaptıkları çalışmada [39] çizge teorisi kullanarak, engelleri olan bir arazide gezinen robotların istenen formasyonu oluşturmalarını ve gerekirse bir formasyondan diğerine geçerek engelleri aşmalarını sağlamışlardır. Robotların bir formasyondan diğerine geçerek bir engeli aşmalarına örnek olarak Şekil 8'deki hareketi gösterebiliriz.

Öğren ve diğerleri [40] çok-erkinli sistemlerin koordinasyon kontrolünde Lyapunov fonksiyonlarını kullanmışlardır. Formasyon oluşumu, iş tamamlama süresi ve formasyon hızı hakkında teoremler hazırlayan yazarlar bu çalışmalarında ek



Şekil 7: Verilen kuvvet kanununa göre hareket eden robotların 225 iterasyondan sonra dağılımı [35].



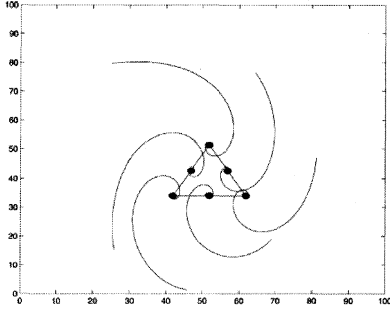
Şekil 8: Robot formasyonunun engeli aşmak için yaptığı değişim [39].

olarak bir çubuğu taşıyan iki robot için bu metodlarını test eden bir benzetim yapmışlardır. Olfati ve Murray de çok-erkinli sistemlerdeki formasyon kararlılığını değişken topoloji ve gecikmelerin olduğu durumda Lyapunov teoremleri kullanarak incelemişlerdir [41]. Değişken topoloji kullanarak yapılan bir çalışma da Ren ve Beard'in çalışmasıdır [42]. Yazarlar limitli ya da güvenilir olmayan bilgi değişiminde ve değişken topolojili bir iletişimde çok-erkinli sistemin yönlü etkileşim ağının sık aralıklarla sistemi kapsadığı durumda bilginin bir uzlaşmaya varılabileceğini göstermişlerdir. Yine zamanla değişen iletişim yapısının (dinamik topoloji) var olduğu durumdaki çok-erkinli sistem kararlılığını inceleyen çalışma Moreau'nun çizge teorisi ve sistem teorisi kullanarak kararlılık analizi yaptığı çalışmadır [43].

Leonard ve Fiorelli [44] yapay potansiyeller ve sanal bir lider kullanarak çok-erkinli sistemin koordinasyon kontrolü üzerine çalışmışlardır. Yazarlar sistemin kinetik enerjisini ve yapay potansiyel enerjisini kullanarak kapalı-devre kararlılığını ispatlayan Lyapunov fonksiyonları oluşturan bir yapı geliştirmişlerdir. Çok-erkinli sistemlerde formasyon üzerine yerel optimizasyon ve Voronoi diyagramları kullanarak yapılan çalışmalar da vardır [45]. Formasyonla ilgilenen bir diğer çalışma da [46]'dır. Bu çalışmada merkeze bağımlı yönsüz formasyon ve merkezden bağımsız yönlü formasyon kontrolleri üzerine çalışılmıştır.

Lin, Broucke ve Francis'in çok-erkinli bir sistemde istenilen formasyonları oluşturmak üzere yerel denetim stratejileri geliştirdikleri çalışmalardan birisi [47]'dir. Yazarlara göre çok-erkinli sistemin bir noktada uzlaşmaya varması bu sistemin daha genel formasyonları da (Örneğin bir eşkenar üçgen oluşturan 6 robot. Şekil 9) oluşturabileceğini göstermektedir. Üç farklı formasyon stratejisi üzerine çalışan yazarlar bunların

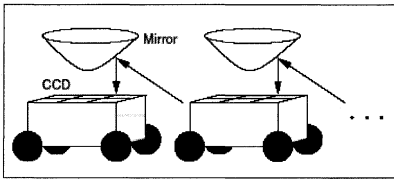
belli koşullar altında mümkün olduğunu göstermişlerdir.



Şekil 9: Rastgele pozisyonlardan eşkenar üçgen formasyonuna geçen 6 robotun yörüngesi [47].

Erkinlerin belirlenen bir formasyonu oluşturmaları üzerine yapılan çalışmalardan biri de [48]'dir. Bu çalışmada helikopterlerin oluşturduğu bir formasyonun kontrolcüsü tasarlanmıştır. Helikopterlerden birisi lider olarak seçilmekte ve takip edilmesi istenen yörünge bu lidere verilmektedir. Diğer helikopterler lideri istenen formasyonu koruyarak takip etmektedirler. Yazarların vardığı en önemli sonuç formasyonun kararlılığının sağlanması için lider hakkındaki bilginin gerekli olduğudur.

Çok erkinli sistemlerde ki en önemli konulardan birisi de benzetimlerde rahatlıkla erkinlere sağlanan bilgilerin gerçek uygulamalarda nasıl elde edilebileceğidir. Genellikle kullanılan uzaklık algılayıcılarının (sonar, infrared vs.) yanı sıra görüntü işlemede çok güçlü bir araç olabilir. Bu konudaki çok ilginç çalışmalardan birini Vidal, Shakernia ve Sastry 2004 yılında yapmışlardır [49]. Robotlarının üzerine konik bir ayna yerleştiren yazarlar (Şekil 10) bu aynadaki görüntüyü işleyerek robotun aynı anda her yönde bilgiye sahip olmasını sağlamışlar ve iki robotun bir lideri izlediği başarılı bir deney yapmışlardır.



Şekil 10: Her yönde görüntü alabilen robotların formasyonu [49].

5. Sonuç

Bu çalışmada son yıllarda çok ilgi gören ve gelecekte de birçok uygulama alanına sahip olacağı beklenen robot sürüleri hakkında bazı genel bilgiler verilmiş ve bu alandaki toplama, koordinasyon, oluşum (formasyon) kontrolü ve uzlaşma problemleri üzerine yapılan bazı önemli çalışmalar özetlenmiştir.

Böylece çok-erkinli sistemlerle ilgilenen ve/veya ilgilenecek olan araştırmacılara konuya giriş ve gelecek çalışmaların yönü hakkında yardımcı olmak amaçlanmıştır.

6. Teşekkür

Bu çalışma 104E170 sayılı proje kapsamında TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir.

7. Kaynakça

- [1] Mataric, M. J., "Issues and approaches in the design of collective autonomous agents," In *Robotics and Autonomous Systems*, 1995, Cilt 16; Sayı 2/4, sf. 321-332.
- [2] J. Feber, "Multi-Agent Systems An Introduction to Distributed Artificial Intelligence," Addison-Wesley, 1999.
- [3] Jeffrey S. Rosenschein, Gilad Zlotkin, "Consenting Agents: Designing Conventions for Automated Negotiation," *AI MAGAZINE*, Cilt 15; Sayı 3, sf. 29, 1994.
- [4] S. Camazine, J.-L. Deneubourg, N.R. Franks, J. Sneyd, G. Theraulaz, ve E. Bonabeau. *Self-Organisation in Biological Systems*. Princeton University Press, NJ, USA, 2001.
- [5] E. Sahin, "Swarm Robotics: From Sources of Inspiration to Domains of Application," In *Swarm Robotics: State-of-the-art Survey*, Sahin E. and Spears W., editors, 3342, Lecture Notes in Computer Science, sf. 10-20, Berlin Heidelberg, Springer-Verlag 2005.
- [6] E. Bonebeau, M. Dorigo, G. Theraulaz "Swarm Intelligence From Natural to Artificial Systems," Oxford University Press, 1999.
- [7] Francesco Mondada, Giovanni C. Pettinaro, Andre Guignard, Ivo W. Kwee, Dario Floreano, Jean-Louis Deneubourg, Stefano Nolfi, Luca Maria Gambardella, Marco Dorigo, "Swarm-Bot: A New Distributed Robotic Concept", *Autonomous Robots*, Cilt 17, Konu 2 - 3, Eylül 2004, sf. 193 - 221.
- [8] Pettinaro G.C., Kwee I., Gambardella L.M., Mondada F., Floreano D., Nolfi S., Deneubourg J.-L. ve Dorigo M., "SWARM Robotics: A Different Approach to Service Robotics," In *Proceedings of the 33rd International Symposium on Robotics, Stockholm, Sweden: International Federation of Robotics*, 2002.
- [9] M. Dorigo, "SWARM-BOT: An experiment in swarm robotics," in *Proc. of the 2005 IEEE Swarm Intelligence Symposium*. IEEE Computer Society Press, Los Alamitos, CA, 2005, sf. 192-200.
- [10] T. Fukuda, S. Nakagawa, Y. Kawaguchi, M. Buss, "Structure Decision Method for Self Organizing Robots Based on Cell Structures-CEBOT," *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Scottsdale, Arizona, sf. 695-700, 1989.
- [11] Caloud, P.; Wonyun Choi; Latombe, J.-C.; Le Pape, C.; Yim, M., "Indoor automation with many mobile robots," *Intelligent Robots and Systems '90. Towards a New Frontier of Applications*, Proceedings. IROS '90. IEEE International Workshop on Intelligent Robots and Systems, sf.67-72 Cilt 1, 3-6 Temmuz 1990.
- [12] Erol Şahin, William M. Spears, "Swarm Robotics," *SAB 2004 International Workshop*, Santa Monica, CA, USA, Temmuz 2004.
- [13] Kevin Kelly, "Out of Control: The New Biology of Machines, Social Systems and the Economic World," Perseus Books Group, 1995.
- [14] C. M. Breder. "Equations descriptive of fish schools and other animal aggregations," *Ecology*, 35:361-370. 1954.

- [15] A. Okubo. "Dynamical aspects of animal grouping: swarms, schools, flocks, and herds." *Advances in Biophysics*, 22:1-94, 1986.
- [16] K. Warburton and J. Lazarus. "Tendency-distance models of social cohesion in animal groups." *Journal of Theoretical Biology*, 150:473-488, 1991.
- [17] C. Reynolds, "Flocks, birds, and schools: A distributed behavioral model," *Comput. Graph., Cilt 21*, sf. 25-34, 1987.
- [18] T. Vicsek, A. Czirok, E. Ben Jacob, I. Cohen, and O. Schocet, "Novel type of phase transitions in a system of self-driven particles," *Phys. Rev. Lett., Cilt 75*, sf. 1226-1229, 1995.
- [19] Andrey V. Savkin. "Coordinated Collective Motion of Groups of Autonomous Mobile Robots: Analysis of Vicsek's Model." *IEEE Transactions On Automatic Control*, Cilt 49, Sayı 6, Haziran 2002.
- [20] J. Toner and Y. Tu. "Long range order in a two dimensional xy model: How birds fly together." *Physical Review Letters*, 75:4326-4329, 1995.
- [21] J. Toner and Y. Tu. "Flocks, herds, and schools: A quantitative theory of flocking." *Physical Review E.*, 58:4828-4858, 1998.
- [22] Czirók, András and Barabási, Albert-László ve Vicsek, Tamás, "Collective Motion of Self-Propelled Particles: Kinetic Phase Transition in One Dimension", *Phys. Rev. Lett., Cilt 82*, sf. 209-212, 1999.
- [23] A. Jadbabaie, J. Lin, and A. S. Morse. "Coordination of groups of mobile autonomous agents using nearest neighbor rules." *IEEE Transactions on Automatic Control*, Cilt 48, Sayı 6, Haziran 2003.
- [24] Y. Liu, K. and K. M. Passino, and M. M. Polycarpou. "Stability analysis of M-dimensional asynchronous swarms with a fixed communication topology." *IEEE Transactions on Automatic Control*, 48(1):76-95, Şubat 2003.
- [25] A. T. Şamiloğlu, V. Gazi, and A. B. Koku, "Asynchronous Cyclic Pursuit," S. Nolfi et al. (ed.), *SAB06, Lecture Notes in Artificial Intelligence (LNAI) 4095*, sf. 667-678, 2006.
- [26] A. T. Şamiloğlu, V. Gazi, and A. B. Koku, "Effects of Asynchronism and Neighborhood Size on Clustering in Self-Propelled Particle Systems," *ISCIS06, Lecture Notes in Computer Science (LNCS)*, yayına kabul edildi.
- [27] Lei Fang, Panos J. Antsaklis, and Anastasis Tzimas, "Asynchronous Consensus Protocols: Preliminary Results, Simulations and Open Questions," *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005 Seville, Spain, Aralık 12-15, 2005*.
- [28] Vincent D. Blondel, Julien M. Hendrickx, Alex Olshevsky, and John N. Tsitsiklis, "Convergence in Multi-agent Coordination, Consensus, and Flocking," *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005 Seville, Spain, Aralık 12-15, 2005*.
- [29] F. XIAO and L. WANG, "State consensus for multi-agent systems with switching topologies and time-varying delays," *International Journal of Control* Cilt 79, Sayı 10, Ekim 2006, sf. 1277-1284.
- [30] V. Gazi, "Stability of a Discrete-Time Asynchronous Swarm with Time-Dependent Communication Links", *Systems and Control Theory Workshop*, sf. 37-46, Gebze Institute of Technology, Kocaeli, Turkey, Eylül, 2005.
- [31] A. T. Şamiloğlu, V. Gazi, and A. B. Koku, "An Empirical Study on the Motion of Self-Propelled Particles With Turn Angle Restrictions," *SAB 2006 Swarm Robotics Workshop*, yayına kabul edildi.
- [32] H. G. Tanner, A. Jadbabaie, and G. J. Pappas, "Stable flocking of mobile agents, part i: fixed topology," in *Proc. 42nd IEEE Conf. Decision and Control, Maui, HI, Aralık 2003*, sf. 2010-2015.
- [33] H. G. Tanner, A. Jadbabaie, and G. J. Pappas, "Stable flocking of mobile agents, part ii: dynamic topology," in *Proc. 42nd IEEE Conf. Decision and Control, Maui, HI, Aralık 2003*, sf. 2016-2021.
- [34] O. Khatib, "Real time obstacle avoidance for manipulators and mobile robots," *International Journal of Robotics Research* 5 (1) (1986) 90-99.
- [35] John H. Reif and Hongyang Wang. "Social potential fields: A distributed behavioral control for autonomous robots." *Robotics and Autonomous Systems*, 27:171-194, 1999.
- [36] V. Gazi and K.M. Passino, "Stability analysis of swarms," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Cilt 48, Sayı 4, sf. 692-697, April 2003.
- [37] V. Gazi and K. M. Passino, "Stability analysis of social foraging swarms," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics : Part B*, Cilt 34, Sayı 1, sf. 539-557, Şubat 2004.
- [38] V. Gazi and K.M. Passino, "A class of attraction/repulsion functions for stable swarm aggregations," *International Journal of Control*, Cilt 77, Sayı 18, sf. 1567-1579, Aralık 2004
- [39] J. P. Desai, J. P. Ostrowski, and V. Kumar. "Modeling and control of formations of nonholonomic mobile robots." *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 17(6):905-908, 2001.
- [40] P. Ogren, M. Egerstedt, and X. Hu. "A control Lyapunov function approach to multi-agent coordination." *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 18; Ekim 2002.
- [41] R. Olfati-Saber and R. M. Murray. "Consensus Problems in Networks of Agents With Switching Topology and Time-Delays." *IEEE Transactions on Automatic Control*, Cilt 49, Sayı 9, Eylül 2004.
- [42] Wei Ren and Randal W. Beard. "Consensus Seeking in Multiagent Systems Under Dynamically Changing Interaction Topologies." *IEEE Transactions On Automatic Control*, Cilt 50, Sayı 5, Mayıs 2005.
- [43] Luc Moreau. "Stability of Multiagent Systems With Time-Dependent Communication Links." *IEEE Transactions On Automatic Control*, Cilt 50, Sayı 2, Şubat 2005
- [44] N. Leonard and E. Friorelli. "Virtual leaders, artificial potentials and coordinated control of groups." *IEEE Conference on Decision and Control*, 2001.
- [45] Jorge Cortes, Sonia Martinez, Timur Karatas, and Francesco Bullo. "Coverage control for mobile sensing networks." *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 2002.
- [46] P. Tabuada, G. J. Pappas, and P. Lima. "Feasible formations of multi-agent systems." In *Proceedings of the American Control Conference, Arlington, VA, 2001*.
- [47] Zhiyun Lin, Mireille Broucke, and Bruce Francis. "Local Control Strategies for Groups of Mobile Autonomous Agents." *IEEE Transactions On Automatic Control*, Cilt 49, Sayı 4, Nisan 2004.
- [48] A. Pant, P. Seiler, T. J. Koo, and K. Hedrick. "Mesh stability of unmanned aerial vehicle clusters." *Proceedings of the American Control Conference*, 1:62-68, Haziran 2001.
- [49] R. Vidal, O. Shakhmurov, and S. Sastry. "Distributed formation control with omnidirectional vision based motion segmentation and visual servoing." *Robotics and Automation Magazine*, 2004.

Potansiyel Fonksiyonlar ve Newton Yinelemesi ile Oluşum Denetimi

Yusuf Sinan Hanay, Murat İlater Köksal, Halil Volkan Hünerli, Andaç Töre Şamiloğlu ve Veysel Gazi

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Söğütözü Cad. No: 43, 06560 Ankara

{hanay, i.koksal, vhunerli, vgazi}@etu.edu.tr, andactore@me.metu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada bir çoklu robot sisteminde (çok-erkinli¹ sistemde) yapay potansiyel fonksiyonları aracılığı ile ve Newton yinelemesi/iterasyonu kullanarak oluşum denetimi (bir geometrik şekil oluşturulması) yöntemi incelenecektir. Yöntem robotların kendi alt-seviye dinamiklerinden bağımsız bir yöntemdir ve farklı dinamikleri olan robotlar üzerinde uygulanabilir. Yöntemin performansı sayısal benzetimler ile de sınanacaktır.

1. Giriş

Son yıllarda birden fazla robottan oluşan çok-robotlu veya sürü robot sistemleri üzerine araştırmalar önemli derece artmıştır. Bunun sebepleri arasında teknolojinin gelişmesi ile bu tür sistemlerin yapılabilir kılınmış olmasıdır. Özerk biçimde davranabilen robotlardan (erkinlerden) oluşan bu tür çok-robotlu (çok-erkinli) sistemlerin önemli avantajları arasında esnek, gürbüz ve muhtemelen ucuz olmalarıdır. Esneklik özelliği erkinlerin farklı durumlara ve/ya görevlere göre farklı biçimde örgütlenibilmeleri veya bir (veya daha fazla) erkinin arızalanması veya zarar görmesi durumunda diğer erkinler oluşan yeni duruma göre aralarındaki görevleri yeniden paylaşabilmeleri imkanından/özelliğinden kaynaklanmaktadır. Benzer şekilde gürbüzlük özelliği de bir erkinin arızalanması veya zarar görmesi durumunda diğer erkinler görevlerine devam ederek ve yeniden örgütlenerek kaybedilen erkinin (veya erkinlerin) yerini doldurabilir ve görevin başarısızlıkla sonuçlanmasını önleyebilir olduğundan ortaya çıkmaktadır. Ayrıca bu sistemlerde her erkin veya robot aynı görevi yapması istenebilecek tek-robotlu sistemdeki robot kadar karmaşık olmak zorunda değildir. Bu sebepten dolayı çok-robotlu sistemlerdeki basit robotların hatalı olma veya arızalanma ihtimali çok daha düşüktür ve bu durum da gürbüzlük özelliğini güçlendirmektedir. Bunun yanı sıra bu tür basit robotları çok daha ucuza ve bu sebepten dolayı da tüm sistemi daha ucuza üretmek mümkün olacaktır.

Çok-erkinli sistemler üzerine araştırmalar ilhamını doğadaki sürülerin çalışma ilkelerinden (örneğin karıncalar ve arılar gibi sosyal böcek sürüleri, balık, kuş ve kara hayvanları sürüleri gibi) almaktadır. Bu tür sürüleri incelemek ve matematiksel olarak modellemeye çalışmak için biyologlar

uzun süredir çalışmaktadır. Bu konudaki yapılan çalışmalar hakkında bilgi almak için [1, 2, 3, 4]'deki referanslara bakılabilir.

Çok-erkinli sistemler hakkında ilk literatür taramalarından biri Mataric'in 1995'deki çok-erkinli sistemler üzerine yapılan çalışmaları özetleyen çalışmasıdır [5]. Bazı kitaplar da [6, 7] doğadaki sürüler ve bu sürülerden ilham alarak olabilecek bazı mühendislik uygulamaları için önemli kaynaklar oluşturmaktadır. Robot sürüleri konusunda yapılan son çalışmaları bir arada toplayan bazı önemli kitap ve dergi özel sayıları da [8, 9, 10]'de bulunabilir. Ayrıca [11]'deki çalışma sürü robot sistemlerinin önemli avantajlarını ve bazı sürü robot sistemi uygulamalarından bahsetmekte ve bunların yanı sıra bir sürü robot sisteminin özelliklerini de tanımlamaktadır. Çok-erkinli sistemler üzerine kontrol teorisi açısından yapılan çalışmalar özetleyen çok yeni bir çalışma da [12]'de bulunabilir.

Erkinlerin koordinasyon probleminin bir alt problemi oluşum (bir geometrik şekil oluşturma) denetimi problemidir. Oluşum denetimi sağlamak için çeşitli yaklaşımlar mevcuttur. Bunlar arasında davranış tabanlı yöntemler [13], Lyapunov kuramı ve fonksiyonları tabanlı ve/ya çizge kuramını kullanan yöntemler [14, 15, 16], doğrusal olmayan sistemler kuramından yararlanan yöntemler [17, 18] ve yapay potansiyel fonksiyonları tabanlı yöntemler [3, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26] mevcuttur. Yapay potansiyel fonksiyonlar robot denetimi için yaygın olarak kullanılmıştır [27, 28]. Bu konudaki bir çalışma da Erkmen ve arkadaşlarının [29] çalışmasıdır. Bu çalışmada Erkmen ve arkadaşları yapay potansiyel ve Newton yinelemesi (iterasyonu) kullanarak belirsiz bir ortamda özerk hareket eden bir robotun hareketini (yolunu) planlama yöntemi geliştirmişlerdir. Onların çalışmasında hedefler ve engeller sabittir ve robotun çevre hakkındaki bilgisinin kesinliği entropi ile ölçülmektedir/modellenmektedir. Bu çalışmada biz [29]'te geliştirilen yöntemden yararlanarak oluşum denetimi sağlanabileceğini göstereceğiz. Bunun için yöntemde bazı değişiklikler yaparak robotların birbirleri için bir tür hareketli hedef olarak tanımlanacak ve adınımlarını ona göre ayarlamaları sağlanacaktır. Bu bildirinin akışı aşağıdaki gibidir. Bir sonraki bölümde öncelikle bu çalışmanın temelini oluşturan ve tek robotun belirsiz bir çevrede özerk hareketi için geliştirilmiş olan Erkmen [29] yöntemi kısaca anlatılacaktır. Daha sonra çoklu robot sisteminde oluşum denetimi için kullanılabilmesi için

¹erkin: özerk davranabilen bir robot, program v.s.; ajan (ing: agent)

yöntemde yapılan değişiklikler ve sebepleri anlatılacaktır. Bunu takiben sayısal benzetimler ile yöntemin etkinliği sınanacaktır ve bazı tespitler ile bildiri tamamlanacaktır.

2. Matematiksel Model

Bu bölümde otonom robotların hareketini sağlayacak yöntemin matematiksel modeli anlatılacaktır. Her robotun amacı diğer robotlarla birlikte önceden belirlenmiş olan bir geometrik şekil veya kısaca bir oluşum oluşturmaktır. Amaca ulaşmak için robot genel bir planlama stratejisi yerine yerel bir planlama stratejisi kullanmaktadır. Kullanılan yöntem yinelemeli bir yöntem olduğu için her adımda çevreden gelen yeni bilgiler sayesinde robot kendi hareketini günceller.

İlk önce bu çalışmada temel alınan Erkmen-Yeğenoğlu-Stephanou'nun [29]'deki çalışmalarında geliştirdikleri robot hareketini planlama yöntemini kısaca anlatalım. Bu yöntemde hedef ve engeller durum uzayında yapay potansiyel fonksiyonlar tarafından tanımlanmaktadır. Bu fonksiyonlar aşağıda anlatıldığı biçimde oluşturulmaktadır. Hedef fonksiyonu

$$F_A(X) = \left\{ \begin{array}{c} f_1(x_1, \dots, x_n) \\ f_2(x_1, \dots, x_n) \\ \vdots \\ f_n(x_1, \dots, x_n) \end{array} \right\} = 0 \quad (1)$$

ile gösterilsin. Burada $X = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ konum vektörünü göstermektedir, n ise konum uzayının boyutunu ifade etmektedir. Konum uzayında bulunan hedeflerin kümesi

$$H_A = \{Z_i \in \mathbb{R}^n | i = 1, \dots, m\}$$

ile gösterilsin. Burada Z_i , i 'ci hedefin konumunu, m ise hedef sayısını göstermektedir. Verilen herhangi bir H_A hedef kümesini için karşılık gelen doğrusal olmayan hedef fonksiyonu $F_A(X)$, herbir $Z_i \in H_A$ hedefinin konumu $F_A(X)$ 'in sıfırı olacak şekilde oluşturulur. Bunu elde etmek için aşağıdaki yöntem izlenir. Tüm Z_i hedef vektörlerinin ilk bileşenleri z_{1i} 'leri kullanılarak $f_1(x)$ fonksiyonu

$$f_1(x) = x_1 x_2 - \left[x_1 P_2^{m-1}(x_1) - (x_1 - z_{11})(x_1 - z_{12}) \dots (x_1 - z_{1n}) \right] \quad (2)$$

şekilde oluşturulur. Burada $P_2^{m-1}(x_1)$ x_1 değişkenine bağlı $(m-1)$ 'ci dereceden bir çokterimlidir (polinomdur). Benzer şekilde Z_i vektörlerinin j 'inci bileşenleri $f_j(x)$ fonksiyonlarının oluşturulmasında kullanılır. Daha doğrusu Z_i vektörlerinin j 'inci bileşenleri hesaba katılarak $f_j(x)$ fonksiyonu

$$\left[(z_{1(j-1)}, z_{1(j)}), (z_{2(j-1)}, z_{2(j)}), \dots, (z_{m(j-1)}, z_{m(j)}) \right]$$

noktalarında sıfır olacak şekilde oluşturulur. Örneğin $x_j = P(x_{j-1})$ bu noktalardan geçen $(m-1)$ 'inci dereceden bir çokterimli (polinom) olduğunu kabul edelim. Bu durumda

$$f_j = x_j - P(x_{j-1})$$

istenen sıfırları sağlar ve bu yöntemle oluşan hedef fonksiyonu

$$F_A(X) = \left\{ \begin{array}{c} x_1 x_2 - P_1^m(x_1) \\ x_2 - P_2^{m-1}(x_1) \\ \vdots \\ x_n - P_n^{m-1}(x_{n-1}) \end{array} \right\} = 0 \quad (3)$$

şeklinde yazılabilir. Bu hedef fonksiyonu hedef noktalarında sıfırları olan bir yapay potansiyel fonksiyondur.

Yöntemi daha iyi anlayabilmek için sayısal bir örnek ele alalım. Uzayın boyutu $n = 2$, hedef sayısı $m = 3$ ve hedeflerin konumları $Z_1 = [1, 1]$, $Z_2 = [2, 3]$, $Z_3 = [3, 8]$ olsun. Bu durumda P_2 ikinci dereceden

$$P_2 = c_1(x_1 - z_{11})(x_1 - z_{12}) + c_2(x_1 - z_{12})(x_1 - z_{13}) + c_3(x_1 - z_{11})(x_1 - z_{13}) \quad (4)$$

şeklinde ve P_1 'de üçüncü dereceden

$$P_1 = x_1 P_2^{m-1}(x_1) - (x_1 - z_{11})(x_1 - z_{12})(x_1 - z_{13})$$

şekline bir çokterimli (polinom) olur. Amacımız, $(x_2 - P_2)$ 'deki kökleri Z_1 , Z_2 ve Z_3 olan bir P_2 oluşturmaktır. Buradan değerleri yerine koyarak $c_1 = 4$, $c_2 = 0.5$ ve $c_3 = -3$ olarak bulunabilir ve yukarıdaki hedeflere karşılık gelen hedef fonksiyonu

$$F_A(X) = \left\{ \begin{array}{c} x_1 x_2 - (0.5x_1^3 + 3.5x_1^2 - 9x_1 + 6) \\ x_2 - 1.5x_1^2 + 2.5x_1 - 2 \end{array} \right\}$$

olur.

Böylece Z_1 , Z_2 ve Z_3 $F_A(X)$ 'nin sıfırları olur. $F_A(X)$ 'i oluşturduktan sonraki hedef ise $F_A(X) = 0$ denklemini özyineli yöntemlerle çözmektir. Bu amaçla bu çalışmada da [29]'de olduğu gibi Newton-Rhaphson yinelemesi yöntemi kullanılacaktır.

Newton yöntemini kullanarak k 'cı adımda $X(k)$ konumundaki robotun bir adım sonraki koordinat vektörü

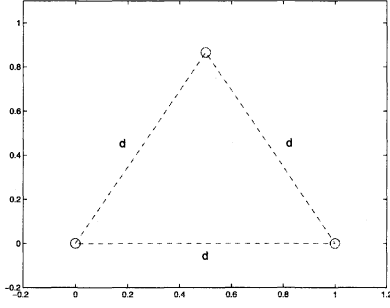
$$X(k+1) = X(k) + A(k) \quad (5)$$

formülü ile hesaplanır. Burada her adımda hesaplanan

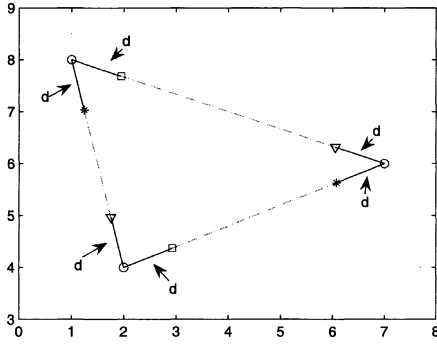
$$A(k) = -\left[\nabla F_A(X(k)) \right]^{-1} F_A(X(k)) \quad (6)$$

adım vektörü iki yineleme arasındaki yineleme farkını gösterir.

Bu çalışmada amacımız yukarıdaki yöntemi kullanarak robotlara otomatik olarak bir geometrik şekil (oluşum) oluşturmaktır. Bir başka deyişle her robotun diğer robotlardan belirli bir uzaklığa/konuma gelmesi gerekiyor. Bu durumda her robot için hedef kümesini istenilen geometrik şekle göre diğer robotlardan belirli mesafelerdeki noktalar oluşturmaktadır. Bunu bir örnekle açıklayalım. Üç robotun herhangi başlangıç konumlarından Şekil 1'deki gibi kenar uzunlukları d olan bir eşkenar üçgen oluşturmaları istendiğini varsayalım. Bu durumda her robot için her adımda iki sabit olmayan hedef noktası vardır ve bu hedef noktaları söz konusu robotun konumu ile diğer robotların konumlarını birleştiren doğrular üzerinde diğer robotlardan d mesafesinde olan noktalardır (bakınız Şekil 2). Örneğin Şekil 2'deki alt sol tarafta bulunan robot için hedef kümesi yıldız ile işaretlenmiş noktalardan oluşmaktadır. Dikkat ederseniz her adımda robotların



Şekil 1: Robotların oluşturması gereken eşkenar üçgen.



Şekil 2: Her robot için var olan hedeflerin konumları.

hareketinden sonra bu noktaların konumları da değişecektir ve bu sebepten dolayı hedef kümesi de değişecektir.

Robot grubunda/sürüsünde N sayıda robot olsun ve i 'nci robotun hedef kümesini H_A^i ile gösterilsin. Kolayca anlaşılacağı gibi H_A^i kümesinin içinde $N - 1$ sayıda hedef noktası vardır. Bu hedefler robotun oluşumdaki diğer robotlara olması gereken d_{ij} uzaklıklarına göre belirlenmiş olacaktır. (Oluşumu tek olarak tanımlamak bir çizge kullanarak ve daha az hedef seçerek de yapmak mümkündür, fakat biz bu çalışmada çizgenin bir tam çizge olduğunu varsayıyoruz.) İstenilen oluşumun sağlanması için iki farklı yaklaşım uygulanabilir ve bunlar aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Her i robotunun doğrudan H_A^i kümesini kullanarak ona karşılık gelen hedef fonksiyonu F_A^i 'yi üretmesi ve adımını

$$A_i(k) = - \left[\nabla F_A^i(X_i(k)) \right]^{-1} F_A^i(X_i(k)) \quad (7)$$

denkleminde göre belirlemesi.

- Her i robotunun tüm hedefleri kapsayan tek bir hedef fonksiyonu F_A^i yerine her $j \neq i$ robotu için ayrı bir

potansiyel fonksiyon üretmesi. Bir başka deyişle

$$H_A^i = \bigcup_{j=1, \dots, N, j \neq i} H_A^{ij},$$

burada H_A^{ij} içinde j robotuna karşılık gelen tek hedef olan hedef kümesi olarak ifade edilmesi ve her H_A^{ij} 'ye karşılık gelen bir hedef fonksiyonu F_A^{ij} üretmesi ve adımını

$$A_i(k) = - \sum_{j=1, j \neq i}^N \left[\nabla F_A^{ij}(X_i(k)) \right]^{-1} F_A^{ij}(X_i(k)) \quad (8)$$

denkleminde göre belirlemesi.

İlk durumda, robot sayısı N kadar potansiyel fonksiyon gerekirken ikinci durumda N 'nin ikili permütasyonu kadar potansiyel fonksiyon gerekir. Görüldüğü gibi ikinci yöntemde daha çok potansiyel fonksiyonu $N \times (N - 1)$ hesaplamak gerekir. Ancak ilk durumda hedef sayısı az olduğunda hedef fonksiyonları düşük dereceli çokterimliler (polinomlar) içermekle birlikte hedef sayısı arttığında çokterimliler oldukça yüksek dereceli hale gelir. Hesap karmaşıklığını azaltmak ve işlemler üzerinde denetimi artırabilmek amacıyla bu çalışmada tüm hedefleri kapsayan bir tek hedef fonksiyonu yerine her bir hedef için ayrı/bağımsız bir hedef fonksiyonu kullanan ikinci yöntem kullanılmıştır.

Erkmen ve arkadaşlarının çalışması [29] bir hareketli robot ve sabit hedef ve engeller içeriyor. Burada onlardan farklı olarak tüm robotlar hareket etmekte ve hepsi birbiri için bir nevi hareketli hedef teşkil etmektedir. Herhangi bir robotun ulaşması gereken hedef konum olarak diğer robotun kendisi değil, oluşturulması istenilen geometrik şekle göre diğer robota sabit ve önceden belirlenmiş bir uzaklıktaki noktadır. Bu uzaklığa eşik uzaklık diyebiliriz. Robot eşik uzaklığa ulaştığında durmak zorundadır. Böylece robotların bir geometrik şekil oluşturmaları beklenir.

Bu durumda her i robotu için elimizde $N - 1$ sayıda H_A^{ij} hedef kümesi ve buna karşılık gelen herbiri 2×1 boyutunda F_A^{ij} hedef fonksiyonu olur. Hedef fonksiyonu oluşturmada kullanılan P_1 ve P_2 çokterimlileri ciddi şekilde sadeleşir. P_2 çokterimlisi sabit sayı haline gelir. P_1 çokterimlisi ise birinci dereceden bir çokterimliye dönüşür. Bir başka deyişle

$$P_2 = h_2$$

ve

$$P_1 = x_1 h_2 - (x_1 - h_1)$$

elde edilir. Burada (h_1, h_2) robotun gitmek istediği hedefdir, dolayısıyla sabit sayılardır (her adım için çokterimliler yeniden hesaplandığında farklı olabilirler). Sonuçta iki yöntemde temelde aynı olmakla beraber robot sayısı arttıkça işlem karmaşıklığı açısından ikinci yöntem avantajlıdır.

Bu durumda N bireyli bir kümede her adımda her robot $N - 1$ tane tek elemanlık hedef kümesi $H_A^{ij}, j = 1, \dots, N, j \neq i$ ve bunlara ait potansiyel/hedef fonksiyonlarını $F_A^{ij}(X_i(k)), j = 1, \dots, N, j \neq i$ yaratabilir ve

$$A_{ij}(k) = - \left[\nabla F_A^{ij}(X_i(k)) \right]^{-1} F_A^{ij}(X_i(k)) \quad (9)$$

tanımlayarak adımını

$$A_i(k) = \sum_{j=1, j \neq k}^N A_{ij}(k) \quad (10)$$

bağıl farkına göre atabilir. Bazen bu bağıl fark ve bu sebepten dolayı da robotun adımı büyük olabilir ve bu durum da yakınsama problemi yaratabilir. Bu sebepten dolayı hedefe ulaşmanın veya istenilen oluşum kontrolünün sağlanması için, Newton yinelemesinin verdiği bağıl farkın üzerinde bazı kısıtlamalar yapmak gerekecektir. Bu amaçla ilk önce robotun bir sonraki pozisyonunu bir $\lambda > 0$ için

$$X_i(k+1) = X_i(k) + \lambda \Delta X_i(k) \quad (11)$$

şeklinde tanımlayalım ve yineleme farkını

$$\Delta X_i = \frac{A_i(k)}{\|A_i(k)\|} \quad (12)$$

birim vektörü şeklinde seçelim. Farkın büyüklüğü veya adım boyutu $\lambda > 0$ uygun bir şekilde seçilebilir. Ayrıca bir robot bir sonraki konumunu belirlerken kendine daha yakın olan hedefin/robotun etkisine daha fazla ağırlık vermelidir. Bunun için yineleme farkı $\|A_{ij}(k)\|$ ile ters orantılı olmalıdır. Bunu elde etmek için

$$A_i(k) = \sum_{j=1, j \neq i}^N \frac{A_{ij}(k)}{\|A_{ij}(k)\|^2}, \quad (13)$$

kıstasımız sağlanmış olur. Herhangi bir zaman adımında robotların istenilen hedefe uzaklıkları farklı olabilir. İki robot arasındaki mesafe için pozisyon hatası, ξ_{ij} , tanımlarsak:

$$\xi_{ij} = |\delta_{ij} - d_{ij}| \quad (14)$$

Burada δ_{ij} , o andaki i ve j robotları arasındaki mesafe ve d_{ij} ise i and j robotları arasında olması istenen mesafedir. Ayrıca sürü içerisinde birbirine yakın robotların alt gruplaşmalar oluşturmasını engellemek için pozisyon hatası büyük olan robotların robotların adım vektöründe daha fazla etkisi olması gerekir. Simülasyonlarımızda istenilen konuma daha uzaktaki robotlara fazla önem verince, robotların istenilen oluşumu daha hızlı gerçekleştirdiğini gözlemledik. Son kısıtlama olarak,

$$A_i(k) = \sum_{j=1, j \neq i}^N \xi_{ij} \times \frac{A_{ij}(k)}{\|A_{ij}(k)\|^2} \quad (15)$$

verilir.

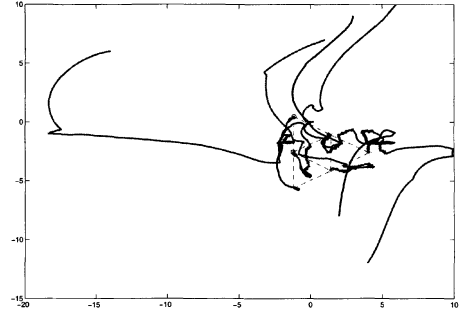
Yöntemimiz ayrıık olduğu için, robotlar hedef noktalarına ulaştıklarında onların çevresinde adım boyutunun büyüklüğüne yakın bir sapmayla salınırlar. Adım boyutunu uyarlanabilir olarak gerçekleştirerek bu problem engellenebilir. Uyarlanabilir adım boyutunun gerçekleştirilmesi doğrudan yapılabilir. Herhangi bir i robotu için, eğer ξ_{ij} bütün j 'ler için $2\lambda_i$ 'den küçükse adım boyutu yarıya düşürülür ($\lambda_i, 0.5\lambda_i$ olarak güncellebilir).

3. Benzetim Örnekleri

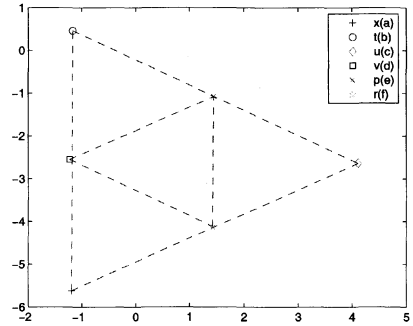
Bu bölümde sayısal benzetimler kullanarak yöntemin başarısı sinanacaktır. Benzetimlerde kullanılan erkin sayısı $N = 6$

ve atacakları adımın boyut da $\lambda = 0.01$ olarak alınmıştır. Erkinlerin eşkenar üçgen ve paralelkenar oluşturma problemleri ele alınmıştır. Oluşturulması istenilen eşkenar üçgenin kenar uzunlukları $d = 6$ olarak belirlenmiştir. Böylece üçgen oluşturulduğunda robotlar arasındaki mesafeler eşkenar üçgendeki karşılıklı konumlarına göre 3, 6 veya $3\sqrt{3}$ olmalıdır.

Eşkenar üçgen oluşumu için robotların takip ettiği gezinmeler Şekil 3'de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi robotlar istenilen eşkenar üçgeni oluşturmaktadır. Bunu daha iyi biçimde görebilmek için robotların son konumları daha detaylı Şekil 4'de gösterilmiştir. Burada $x(a), t(b), u(c), v(d), p(e), r(f)$ robotların yaklaşık 1400 adım sonraki konumlarını göstermektedir.



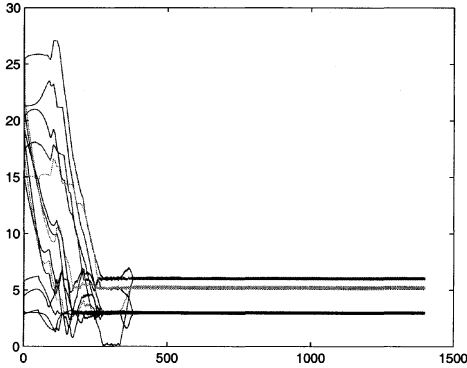
Şekil 3: Eşkenar Üçgen Benzetimi İçin Robotların Takip Ettiği Gezinteler.



Şekil 4: Eşkenar Üçgen Benzetimi İçin Robotların Son Konumları.

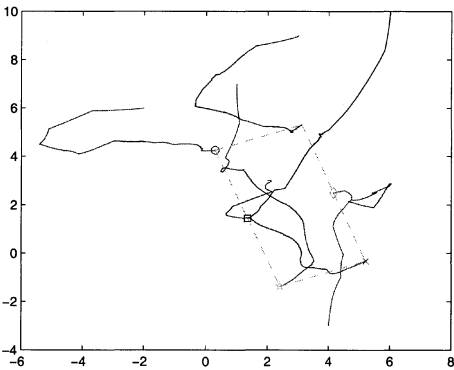
Şekil 5 ise robotların aralarındaki mesafelerin zamana göre devinimlerini göstermektedir. Şekilden de görüldüğü gibi yaklaşık 400 adımda robotların istenilen oluşuma yakınsadığı ve ondan sonra da oluşumu koruduğu görülmüştür. Burada belirtmemiz gereken bir nokta da Şekil 5'deki düz çizgi gibi gözükken kısımların aslında salınımlı gezinmeler olduğudur. Bunun se-

bebi yöntemin kesik zamanlı bir yöntem olduğundan robot istenilen konuma ulaştığında o konunun etrafında devamlı gidip gelmesidir.



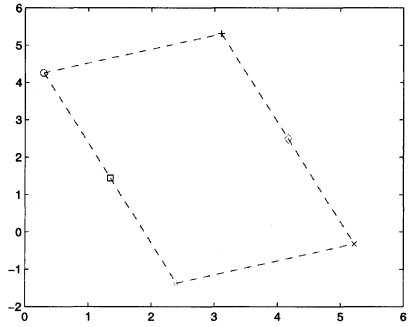
Şekil 5: Eşkenar Üçgen Benzetimi İçin Robotların Arasındaki Mesafeler.

İkinci bir uygulama örneği olarak da robotların birbirlerine olan mesafeleri yeniden belirlenerek paralelkenar dörtgen bir oluşum elde edilme problemi ele alınmıştır. Burada istenilen şekildeki robotlar arası mesafeler 3, 6, $3\sqrt{2}$, ve $3\sqrt{5}$ olarak belirlenmiştir. Şekil 6 robotların takip ettiği gezintileri göstermektedir ve daha önceki örnekte olduğu gibi robotların konularının istenilen oluşuma yakınsadığı görülmektedir. Bu durum Şekil 7'dan daha açık biçimde görülmektedir.

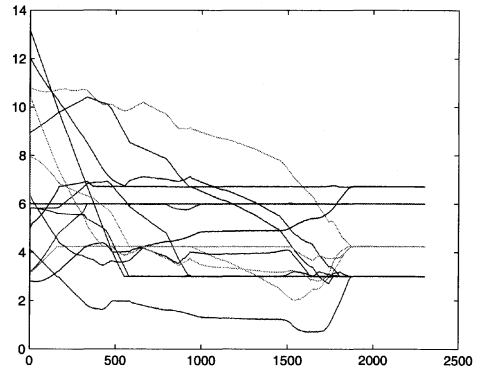


Şekil 6: Paralelkenar Benzetimi İçin Robotların Takip Ettiği Gezintiler.

Bu benzetimde de Şekil 8'den görüleceği gibi, eşkenar üçgen oluşumuna göre daha uzun sürede yakınsamasına rağmen yöntem beklendiği gibi başarılı olmuştur.



Şekil 7: Paralelkenar Benzetimi İçin Robotların Son Konumları.



Şekil 8: Paralelkenar Benzetimi İçin Robotların Arasındaki Mesafeler.

4. Sonuç

Bu çalışmada Erkmen ve arkadaşları tarafından bir robotun hareket planlaması için geliştirilen bir yöntemin yöntem üzerinde bazı değişiklikler yaparak çok-robotlu sistemlerde robotların koordinasyonu ve oluşum denetimi için de kullanılabilirliği gösterilmiştir. Yöntem yapay potansiyel fonksiyonları ve Newton yinelemesi tabanlı bir yöntemdir ve robotların alt-düzyer araç dinamiklerinden bağımsız olduğundan farklı dinamiklere sahip araçlarda kullanılabilir. Gelecekteki çalışmalarda çevresel etkileri de göz önünde bulundurarak robotların engelli bir ortamda oluşumu oluşturmasının yanı sıra oluşumu koruyarak ve engellere çarpmadan ortamda hareketi (seyrüseferi) irdelenebilir.

5. Teşekkür

Bu çalışma 104E170 sayılı proje kapsamında TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir.

6. Kaynakça

- [1] V. Gazi ve K. M. Passino, "Stability analysis of swarms," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Cilt 48, Sayı 4, sf. 692–697, Nisan 2003.
- [2] V. Gazi ve K. M. Passino, "Stability analysis of social foraging swarms," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics : Part B*, Cilt 34, Sayı 1, sf. 539–557, Şubat 2004.
- [3] V. Gazi ve K. M. Passino, "A class of attraction/repulsion functions for stable swarm aggregations," *International Journal of Control*, Cilt 77, Sayı 18, sf. 1567–1579, Aralık 2004.
- [4] A. T. Şamiloğlu, V. Gazi ve A. B. Koku, "Sürtü Robotbilimi ve Çok-Erkinli Sistemlerdeki Koordinasyon Problemleri," *Türk Otomatik Kontrol Konferansı (TOK06)*, Kasım 2006.
- [5] M. J. Mataric, "Issues and approaches in the design of collective autonomous agents," *Robotics and Autonomous Systems*, Cilt 16, Sayı 2/4, sf. 321–332, 1995.
- [6] E. Bonabeau, M. Dorigo ve G. Theraulaz, *Swarm Intelligence, From Natural to Artificial Systems*, Oxford University Press, NY, ABD, 1999.
- [7] S. Camazine, J.-L. Deneubourg, N. R. Franks, J. Sneyd, G. Theraulaz ve E. Bonabeau, *Self-Organization in Biological Systems*, Princeton Univ. Press, NJ, ABD, 2001.
- [8] E. Şahin ve W. M. Spears, "Swarm Robotics, State of the Art Survey," *Lecture Notes in Computer Science (LNCS) 3342*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2005.
- [9] M. Dorigo ve E. Şahin, "Special Issue on Swarm Robotics," *Autonomous Robots*, Cilt 17, Sayı 2-3, Eylül 2004.
- [10] E. Şahin, W. M. Spears ve A. F. T. Winfield, "Proceedings of the SAB06 Workshop on Swarm Robotics Swarm Robotics," *Lecture Notes in Computer Science (LNCS)*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2007.
- [11] E. Şahin, "Swarm Robotics: From Sources of Inspiration to Domains of Application," *Swarm Robotics: State-of-the-art Survey, Lecture Notes in Computer Science (LNCS) 3342*, E. Sahin and W. Spears (ed.), sf. 10–20, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2005.
- [12] V. Gazi ve B. Fidan, "Coordination and Control of Multi-Agent Dynamic Systems: Models and Approaches," *Proceedings of the SAB06 Workshop on Swarm Robotics Swarm Robotics, Lecture Notes in Computer Science (LNCS)*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2007.
- [13] T. Balch ve R. C. Arkin, "Behavior-based formation control for multirobot teams," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Cilt 14, Sayı 6, sf. 926–939, Aralık 1998.
- [14] J. P. Desai, J. Ostrowski ve V. Kumar, "Controlling formations of multiple mobile robots," *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Leuven, Belçika, Mayıs 1998, sf. 2864–2869.
- [15] J. P. Desai, J. Ostrowski ve V. Kumar, "Modeling and control of formations of nonholonomic mobile robots," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Cilt 17, Sayı 6, sf. 905–908, Aralık 2001.
- [16] P. Ögren, M. Egerstedt ve X. Hu, "A control Lyapunov function approach to multi-agent coordination," *IEEE Conference on Decision and Control*, Orlando, Florida, ABD, Aralık 2001, sf. 1150–1155.
- [17] J. R. T. Lawton, R. W. Beard ve B. J. Young, "A decentralized approach to formation maneuvers," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Cilt 19, Sayı 6, sf. 933–941, Aralık 2003.
- [18] V. Gazi, "Formation control of a multi-agent system using nonlinear servomechanism," *International Journal of Control*, Cilt 78, Sayı 8, sf. 554–565, 20 Mayıs 2005.
- [19] J. H. Reif ve H. Wang, "Social potential fields: A distributed behavioral control for autonomous robots," *Robotics and Autonomous Systems*, Cilt 27, sf. 171–194, 1999.
- [20] M. Egerstedt ve X. Hu, "Formation constrained multi-agent control," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Cilt 17, Sayı 6, sf. 947–951, Aralık 2001.
- [21] R. Olfati-Saber ve R. M. Murray, "Distributed cooperative control of multiple vehicle formations using structural potential functions," *IFAC World Congress*, Barcelona, İspanya, Haziran 2002.
- [22] V. Gazi, "Swarm aggregations using artificial potentials and sliding mode control," *IEEE Transactions on Robotics*, Cilt 21, Sayı 6, sf. 1208–1214, Aralık 2005.
- [23] N. E. Leonard ve E. Fiorelli, "Virtual Leaders, Artificial Potentials and Coordinated Control of Groups," *IEEE Conference on Decision and Control*, Orlando, Florida, ABD, Aralık 2001, sf. 2968–2973.
- [24] P. Ögren, E. Fiorelli ve N. E. Leonard "Formations with a Mission: Stable Coordination of Vehicle Group Maneuvers," *Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems*, Ağustos 2002.
- [25] R. Bachmayer ve N. E. Leonard, "Vehicle Networks for Gradient Descent in a Sampled Environment", *IEEE Conference on Decision and Control*, Las Vegas, Nevada, ABD, Aralık 2002, sf. 112–117.
- [26] P. Ögren, E. Fiorelli ve N. E. Leonard "Cooperative Control of Mobile Sensor Networks: Adaptive Gradient Climbing in A Distributed Environment," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Cilt 49, Sayı 8, sf. 1292–1302, Ağustos 2004.
- [27] O. Khatib, "Real-time obstacle avoidance for manipulators and mobile robots," *The International Journal of Robotics Research*, Cilt 5, Sayı 1, sf. 90–98, 1986.
- [28] E. Rimon ve D. E. Koditschek, "Exact robot navigation using artificial potential functions," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Cilt 8, Sayı 5, sf. 501–518, Ekim 1992.
- [29] A. M. Erkmén, F. Yeğenoğlu ve H. E. Stephanou, "Entropy Driven On-Line Control of Autonomous Robots," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, Cilt 2, sf. 109–121, 1989.

Belirsizlik İçeren Dinamik Sistemlerin Denetimi için Doğrusal Olmayan PI Tipi Denetleyici Tasarımı

Janset Kuvulmaz², Erkan Zergeroğlu¹, Ş. Naci Engin², Ufuk Özbay¹

¹Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Kocaeli
ezerger@bilmuh.gyte.edu.tr

²Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
janset@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmamızda, dinamik sistemlerin içerdikleri belirsizlikleri kompanse edebilen, doğrusal olmayan PI tipi yeni bir denetim mekanizması önerilmektedir. Önerilen denetleme mekanizması, birinci dereceden türevlenebilir sistemler için, hata dinamiğini düzgün-süreklili ve asimptotik olarak sifıra sürerken kapalı çevrim sistemindeki bütün sinyallerin sınırlılıklarını korumalarını sağlamaktadır. Denetleyici tasarımı Lyapunov tabanlı analiz yöntemine dayalı olarak yapılmış ve tasarlanan denetleyicinin kullanılabilirliği ile performansı, iki eklemli bir robot manipülatör dinamiğinin kullanıldığı benzetim çalışmaları ile desteklenmiştir.

1. Giriş

Dinamik sistemler, model denklemleri olarak da bilinen diferansiyel denklem sistemleri ile ifade edilirler. Bu denklem sistemleri genellikle doğrusal olmayıp sıklıkla parametrik belirsizlikler içerirler. Özellikle mekanik parçalar içeren dinamik sistemler için genel sistem model denklemleri

$$m(x)x^{(n)} + f(x, \theta) = u \quad (1)$$

şeklinde ifade edilebilir. Denklem (1)'de yer alan $(\cdot)^{(i)}(t)$ ifadesi, içerdiği değişkenin zamana göre i 'inci türevini, $\underline{x}(t) := [x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t)]^T \in \mathcal{R}^n$ sistem durum vektörünü, $u(t) \in \mathcal{R}$ denetim sinyalini ve $m(x) > 0$ eylemsizlik parametrelerini içeren pozitif tanımlı $n \times n$ boyutunda eylemsizlik matrisini; $f(\underline{x}, \theta)$ ifadesi ise sistem belirsizliklerini içeren ve doğrusal olmayan bir vektör fonksiyonunu temsil etmek üzere kullanılmıştır. Literatürde, bu tarz belirsizlik ihtiva eden sistemlerin kararlılıklarını sağlarken, istenilen performanslarda çalışmasını da garanti edecek denetim problemini çözmek amacıyla birçok farklı denetleyici yapıları önerilmektedir. Denetleyici tasarım metodunun seçimi ise bilindiği gibi denetlenmek istenen sistemin yapısına bağlıdır. Bunlardan sıklıkla kullanılan birkaçını sıralamak gerekirse; sistem belirsizlikleri içeren $f(\underline{x}, \theta)$ fonksiyonunun doğrusal olarak parametrelerine

ayrılabilirliği durumlarda, uyarlamalı (adaptif) kontrol metodu [1], [2] tercih edilebilir. Standart uyarlamalı denetleyiciler sistem parametrelerini tam olarak bulmasalar da (ancak özel koşullar altında parametre tahmini için kullanılabilirler) hata sinyalinin asimptotik olarak sifıra yakınsamasını garanti eder ve sisteme aynı anda sürekli ve yumuşak (türevi alınabilir) bir giriş sağladıkları için tercih edilirler. Eğer belirsizlik içeren fonksiyon, periyodik olarak gerçekleşiyor ve periyodu da biliniyorsa öğrenme tabanlı denetim seçilebilir [3], [4]. Öğrenme tabanlı denetleyiciler sistemin parametrelerini ayrı ayrı bulmak yerine $f(\cdot)$ fonksiyonunu bir bütün olarak öğrenmeyi amaçlarlar. Çıktıları uyarlamalı denetleyicilerde olduğu gibi türevlenebilir sinyallerdir ancak sadece belirli bir kaç sistem üzerinde (periyodik yörüngeli) kullanılabilirler. Öte yandan, sistem belirsizliklerini içeren vektörel fonksiyonumuz, norm tabanlı bir eşitsizlikle sınırlandırılabilirse, kayan kipli kontrol yapısı uygulanabilir [5], [6]. Kayan kipli denetleyiciler süresiz ve türevi alınamayan çıkışlar içerdikleri ve hata sinyali sifıra yaklaştıkça sisteme yüksek değişkenli sinyaller enjekte edebilmelerinden dolayı mekanik sistemlerin denetlenmelerinde pek tercih edilmezler. Dayanıklı denetleyici [7] yapıları ise, teorik olarak, kayan kipli denetleyicilerde olduğu gibi parametreleri zaman içinde değişen sistemler dâhil her türlü belirsizlik içeren sistemlerde uygulanabilir. Her ne kadar kayan kipli denetleyici kadar etkin süresizlikler içermese de dayanıklı denetleyici yapısı da süresizlikler içerebilir ve çoklukla türevlenmeyen çıktılara sahiptir.

Son bir kaç yıl içerisinde uyarlamalı ve dayanıklı denetim sistemlerinin dezavantajlarını gidermeye yönelik çalışmalar yoğunluk kazanmaya başlamıştır. Bu amaçla yapılan çalışmalar arasında kazanç ayarlamaları diğer tiplere göre daha rahat yapılabilen doğrusal olmayan PI tipi kontrolör yapıları da yer almaktadır. Temel amaç, uygulama kolaylığı açısından endüstride, özellikle süreç denetim sistemlerinde, tercih edilen klasik PI kontrol teorisinin basitliğinden yararlanırken belirsizliklerin de kompanse edilebilmesidir. Bu tip denetleyicilerden biri [8]'de sunulmuştur, ancak belirsizliklerle başa çıkabilmek için önerilen bu kontrolörün de süresizlikler içerdiği gözlenmiştir. Buna benzer diğer bir çalışma [9]'da verilmiştir. Bu çalışmada B. Xian ve arkadaşları (2004) yarı global asimptotik (denetleyici kazançları sistem başlangıç değerlerine bağlı) sistem cevabı

üreten denetleyici yapısı önermişlerdir. Önerilen denetleyici, süreklilik arz etmesine rağmen modeldeki doğrusal olmayan ve belirsiz kısımları ifade eden fonksiyonun ikinci mertebeden türevlenebilir olması gerekmektedir.

Bu çalışmada ise, belirsizlik içeren sistemler için durum geri beslemeli, doğrusal olmayan yeni bir PI tipi izleyici denetim mekanizması önerilmektedir. Problemi çözmek amacıyla Lyapunov tabanlı analiz ve tasarım yöntemi kullanılarak sistemde çaturdama oluşmaksızın düzgün-sürekli asimptotik izleme kontrolü sağlanmıştır. Tasarlanan denetleme sisteminin diğer denetleyicilere karşı bir diğer üstünlüğü ise, belirsizlik içeren fonksiyonun sadece birinci mertebeden türevlenmesinin yeterli olmasıdır.

Çalışmamızın geri kalan kısmı şu şekilde düzenlenmiştir: İkinci bölümde problemin tanımı yapılarak sistem modeli verilmiştir. Üçüncü bölüm, kapalı çevrim sistemin hata dinamiğine ve önerilen kontrol yöntemine ayrılmıştır. Dördüncü bölümde yapılan kararlılık analizinden sonra, Beşinci bölümde benzetim sonuçları verilmiş, Altıncı bölümde ise sonuçlar irdelenmiştir.

2. Problem Tanımı

Önerilen denetim sisteminin yüksek mertebeden vektörel yapıdaki çok girişli-çok çıkışlı sistemlere uyarlanması mümkünken sunum kolaylığı açısından ikinci mertebeden skaler, tek girişli-tek çıkışlı doğrusal olmayan mekanik bir sistem yapısı tercih edilmiştir;

$$m(x)\ddot{x} + f(x, \dot{x}, \theta) = u(t) \quad (2)$$

Denklem (2)'de verilen $x, \dot{x}, \ddot{x} \in \mathcal{R}$ ifadeleri sırası ile sistemin durumları ile türevleri (mekanik sistemlerde pozisyon, hız ve ivme değişkenleri olarak tanımlanabilir) olup, $f(x, \dot{x}, \theta) \in \mathcal{R}$ ise çoğunlukla doğrusal olmayan ve belirsizlikler içeren bir fonksiyondur. Tasarlayacağımız denetleyici için ayrıca bu fonksiyonun en azından birinci dereceden türevlenebilir ($f(x, \dot{x}, \theta) \in C^1$) olması ve içerdiği değişkenler sınırlanabildiğinde fonksiyonun kendisinin de sınırlanabilir olması gerekmektedir. Denetim amaçlı kontrol giriş sinyali de $u(t)$ olarak tanımlanmaktadır. Tasarım aşamasına başlamadan önce sisteme uygulanacak denetimin performansını değerlendirmek amacıyla hata sinyali;

$$e = x_d - x \quad (3)$$

şeklinde tanımlanmıştır. (3) no'lu denklemde gözlemlenen $x_d \in \mathcal{R}$ referans sinyali olup en az ikinci dereceden türevlenebilir ve türevleri ile birlikte sınırlı fonksiyonlardır; özetle, matematiksel olarak $x_d, \dot{x}_d, \ddot{x}_d \in \ell_\infty$ şeklinde gösterilebilirler.

3. Sistemin Hata Dinamiği

(3) no'lu denklemde tanımlanan hatanın, (2)'de verilen sistem dinamiğine dâhil edilebilmesi için sırasıyla r filtrelendirilmiş hata sinyali ve tasarlanan kontrolördeki integral etkisini yansıtan ξ yardımcı terimi ,

$$\begin{aligned} r &= \dot{e} + \alpha e \\ \xi(t) &= \int_0^t r(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (4)$$

şeklinde tanımlanmıştır;

Açıklama: Denklem (4) den görülebileceği gibi, hata ile filtrelendirilmiş hata değeri arasındaki ilişkiyi ifade eden transfer fonksiyonu [10]

$$e(s) = \frac{1}{s + \alpha} r(s) \quad (5)$$

biçimindedir. Bu ifadeden, yardımcı performans sinyali olarak kullanacağımız filtrelendirilmiş hata sinyali sifra sürülebilirse asıl performans ölçütümüz olan $e(t)$ 'nin de sifra sürülmüş olacağı anlaşılabilir.

Filtrelendirilmiş hata sinyalinin zamana göre türevi alınıp, (3)'deki hata ifadesi bu denklemde yerine yazılırsa

$$\dot{r} = (\ddot{x}_d - \ddot{x}) + \alpha \dot{e} \quad (6)$$

elde edilir. Eşitliğin her iki tarafı $m(x)$ fonksiyonu ile çarpılıp, $\frac{1}{2} \dot{m} r$ terimi eklenip çıkarılırsa sistem dinamiği

$$m \dot{r} = -\frac{1}{2} \dot{m} r + N - u \quad (7)$$

formunu alır. Denklem (7) içerisinde yer alan yardımcı fonksiyon

$$N = m(\ddot{x}_d + \alpha \dot{e}) + \frac{1}{2} \dot{m} r + f(x, \dot{x}, \theta) \quad (8)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Gerçekte arzu edilen N dinamiği ise, istenen x ve \dot{x} referans sinyallerinin bir fonksiyonu olarak aşağıdaki gibi seçilmiştir;

$$N_d := N \Big|_{\dot{x}=x_d, x=x_d} \quad (9)$$

dikkat çekilmesi gereken bir başka husus da tasarıma başlamadan önce $f(x, \dot{x}, \theta) \in \mathcal{R}$ için yapmış olduğumuz, içerdiği değişkenler sınırlanabildiğinde fonksiyonun da sınırlanabilirliği önergesi kullanıldığında, $x_d, \dot{x}_d, \ddot{x}_d \in \ell_\infty$ olduğundan $N_d(t), \dot{N}_d \in \ell_\infty$ ifadesinin de doğru olacağıdır. Denklem (7)'nin sağ kısmına N_d terimi eklenip çıkarılırsa, filtrelenmiş hata dinamiği

$$m \dot{r} = -\frac{1}{2} \dot{m} r + \tilde{N} + N_d - u \quad (10)$$

şeklinde elde edilir. Bu ifadede ki \tilde{N} ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\tilde{N} := N - N_d \quad (11)$$

Ek olarak \tilde{N} terimi

$$\|\tilde{N}\| \leq \rho(\|j\|) \|j\| \quad (12)$$

şeklinde üstten sınırlanabilir[11]. Denklem (12)'de yer alan $\|\cdot\|$ operatörü, standart Euclid normunu, $\rho(\cdot)$ fonksiyonu pozitif tanımlı ve azalmayan bir sınırlama fonksiyonunu ve $j(t)$ sinyali ise

$$j := [e \quad r] \quad (13)$$

hata ve filtrelenmiş hata sinyallerini içeren vektörü tanımlamak amacı ile kullanılmıştır. Denklem(10)' da sunulan açık çevrim sistemi kararlı kılarken, hata sinyalinin de sifra sürmek amacıyla önerilen doğrusal olmayan PI kontrol sinyali

ise

$$u(t) = \left[k_r + k_n \rho^2 (\|j\|) \right] r + k_i \int_0^t r(\tau) d\tau + \beta \tanh(e) + e \quad (14)$$

biçiminde tasarlanmıştır. Denklem (14)'de tanımlanan k_r , k_n , k_i ve β pozitif kontrol kazançlarıdır. $\tanh(\cdot)$ standart tanjant hiperbolik fonksiyonunu temsil etmektedir. (14) no'lu denklem, (10)'da yerine yazılırsa, filtrelendirilmiş hata sinyaline göre kapalı çevrim sistem dinamiği aşağıdaki gibi elde edilir;

$$m \dot{r} = -\frac{1}{2} \dot{m} r + \tilde{N} + N_d - \left[k_r + k_n \rho^2 (\|j\|) \right] r - k_I \int_0^t r(\tau) d\tau - \beta \tanh(e) - e \quad (15)$$

4. Analiz

Kararlılık analizine geçmeden önce, önerilen doğrusal olmayan PI tipi denetleyici sisteminin oluşturulmasında yararlanılan Lyapunov tarzı tasarım yönteminde kullanılmak üzere düzenlenmiş yardımcı fonksiyonların tanımlarının yapılması gerekmektedir. Bu ön analiz için aşağıda sunulan yardımcı fonksiyonu tanıtmakla başlayalım

$$z = \beta_p + \beta_I \quad (16)$$

Yukarıdaki fonksiyonu oluşturan bileşenler sırasıyla oransal ve integral denetim terimleri olarak da düşünülebilir,

$$\beta_p = \frac{1}{2} e^2 \quad (17)$$

$$\beta_I = - \int_0^t w_I + \delta_b \quad (18)$$

$$w_I := r (N_d - \beta \tanh(e)) \quad (19)$$

Analiz esnasında seçilen Lyapunov aday fonksiyonunun pozitif tanımlı olabilmesi için $\beta_I(t)$ fonksiyonunun alttan sınırlandırılabilir olduğu gösterilmelidir. Bu amaçla aşağıdaki önerme sunulmuştur.

Önerme: Denklem (18) ile tanımlanan $\beta_I(t)$ terimi, (19)'da yer alan β denetim kazancı, k terimi yeterince büyük seçilmiş bir denetim kazanç sabiti olmak üzere,

$$\beta > k \left[\left(\|N_d(t)\|_\infty + \frac{1}{\alpha} \|\dot{N}_d(t)\|_\infty \right) \right] \quad (20)$$

şekilde tasarlandığında her zaman alttan sınırlandırılabilir. Bir başka ifade ile

$$\int_0^t w_I(\tau) d\tau \leq \delta_b \quad (21)$$

önermesi, β kazancı, Denklem (20)'deki gibi tanımlandığında her zaman doğru olacaktır. Ek olarak Denklem(21)'de tanımlanan δ_b terimi özel (en küçük) olarak

$$\delta_b = \beta (\ln \cosh(e(0)) + 1) - e(0) N_d(0) \quad (22)$$

şeklinde seçilmelidir.

İspat: Verilen önermeyi ispatlayabilmek için (18) no'lu denklemin sağ tarafındaki integral ifadesini, (4)'de verilmiş olan filtrelendirilmiş hata tanımını kullanarak aşağıdaki gibi tekrar düzenleyelim:

$$\begin{aligned} \int_0^t w_I(\tau) d\tau &= \int_0^t [\alpha e(\tau) (N_d(\tau) - \beta \tanh(e(\tau)))] d\tau \\ &+ \int_0^t \frac{d e(\tau)}{d\tau} N_d(\tau) d\tau \\ &- \int_0^t \beta \frac{d e(\tau)}{d\tau} \tanh(e(\tau)) d\tau \end{aligned} \quad (23)$$

daha sonra Denklem (23)'ün sağ tarafında yer alan ikinci terimi kısmi integrasyon metodu ile parçalarına ayıralım

$$\begin{aligned} \int_0^t w_I(\tau) d\tau &= \int_0^t \alpha e(\tau) [N_d(\tau) - \beta \tanh(e(\tau))] d\tau \\ &+ e(\tau) N_d(\tau) \Big|_0^t - \int_0^t e(\tau) \frac{dN_d(\tau)}{d\tau} d\tau \\ &- \int_0^t \beta \frac{d e(\tau)}{d\tau} \tanh(e(\tau)) d\tau \end{aligned} \quad (24)$$

Denklem (24)'ün ikinci satırındaki integral terimi, ilk satıra dâhil edilerek üçüncü terimin de integrali alınrsa,

$$\begin{aligned} \int_0^t w_I(\tau) d\tau &= \int_0^t \alpha e(\tau) \left[N_d(\tau) - \frac{1}{\alpha} \frac{dN_d(\tau)}{d\tau} (\tau) - \beta \tanh(e(\tau)) \right] d\tau \\ &+ e(t) N_d(t) - e(0) N_d(0) \\ &- \beta \ln \cosh(e(t)) + \beta \ln \cosh(e(0)) \end{aligned} \quad (25)$$

elde edilmiş olur. Eşitliği β terimini ekleyip çıkararak yeniden düzenlersek;

$$\begin{aligned} \int_0^t w_I(\tau) d\tau &= \int_0^t \alpha e(\tau) \left[N_d(\tau) - \frac{1}{\alpha} \frac{dN_d(\tau)}{d\tau} (\tau) - \beta \tanh(e(\tau)) \right] d\tau \\ &+ [e(t) N_d(t) - \beta (\ln(\cosh(e(t)))) + 1] \\ &+ [\beta (\ln(\cosh(e(0)))) + 1] - e(0) N_d(0) \end{aligned} \quad (26)$$

formuna sokabiliriz. Matematiksel olarak, $e(t) \tanh(e(t)) \geq 0$ olduğundan denklem (26)'nın sol tarafını

$$\begin{aligned} \int_0^t w_I(\tau) d\tau &\leq \int_0^t \alpha |e(\tau)| \left[|N_d(\tau)| + \frac{1}{\alpha} \left| \frac{dN_d(\tau)}{d\tau} \right| - \beta |\tanh(e(\tau))| \right] d\tau \\ &+ [|e(t)| |N_d(t)| - \beta (\ln(\cosh(e(t)))) + 1] \\ &+ [\beta (\ln(\cosh(e(0)))) + 1] - e(0) N_d(0) \end{aligned} \quad (27)$$

şeklinde üstten sınırlayabiliriz.

Denklem (27)'den de anlaşılacağı üzere eşitsizliğin sağ tarafındaki ilk terim (integral terimi) hata sinyali $e(t)=0$ olduğu zaman sıfır olacaktır, diğer bütün hata değerlerinde ise denetim kazancı β , önermede belirtildiği gibi seçildiğinde negatif olacaktır. Aynı şekilde, $k \geq 1.01$ için $k (\ln(\cosh(e)) + 1) - |e| \geq 0$ eşitsizliğinden

yararlanılarak ikinci terimin de her zaman negatif yarı tanımlı olduğu (ya sıfır ya da negatif) gösterilebilir. Son kısım ise (22)'de tanımlanmış olan δ_b ifadesinin en küçük değerine eşittir. Bu bilgiler ışığında, verilen denklem üstten sınırlandırılarak (21)'de sunulan önerme ispatlanmış olur. Kısaca denetim kazancı önerildiği üzere seçildiğinde $\beta(t)$ terimi her zaman alttan sıfır ile sınırlandırılabilir. ■

Verilen önermeden yararlanılarak aşağıdaki teorem ve ispatı sunulmuştur;

Teorem: *Denklem (2) ile tanımlanan sistemler için, Denklem (14)'de önerilen denetim fonksiyonu yine aynı denklemde verilen kontrol kazancı β , Denklem (20)'de verildiği üzere yeterince büyük seçildiği takdirde, zaman sonsuza ulaşırken hata sinyalinin sıfıra yakınsamasını sağlar. Aynı zamanda kapalı çevrim sistemindeki tüm sinyallerin sınırlı kalmasını garanti eder. Kısaca*

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (28)$$

ifadesi, yani hata sinyali için global asimptotik izleme gerçekleştirilmiş olur.

İspat: Verilen Teoremi ispatlamak amacıyla, aşağıdaki gibi pozitif tanımlı skaler bir fonksiyon tanımlayalım

$$V(t) = \frac{1}{2} m r^2 + z + \frac{1}{2} k_t \xi^2 \quad (29)$$

Bu denklemde verilen birinci ve üçüncü terimlerin her zaman pozitif olduğu açıktır. z teriminin de her zaman pozitif olduğu yukarıda verilen önermede ispatlanmıştır. Denklem (29)'un zamana bağlı türevi alınıp, elde edilen fonksiyonda (4) ve (15)'de verilmiş olan ifadeler yerlerine yazıldığında,

$$\dot{V} = -(k_r + k_n \rho^2 \|j\|) r^2 - \alpha e^2 + r \tilde{N} \quad (30)$$

elde edilir. Denklem (30)'u üstten sınırlayabilmek amacı ile, Denklem (12)'de verilen sınır şartı yerine yazılırsa, fonksiyonun zamana bağlı türevi üstten

$$\dot{V} \leq -\min(k_r, \alpha) \|j\|^2 + [r |\rho(\|j\|) \|j\| - k_n \rho^2 (\|j\|) r^2] \quad (31)$$

şeklinde sınırlandırılabilir. Denklem (31) ile elde edilen eşitsizliğin sağ tarafına $\frac{\|j\|^2}{4k_n}$ terimi eklenip çıkarılır ve sağ taraf tam kare olacak şekilde düzenlenirse

$$\dot{V} \leq -\min(k_r, \alpha) \|j\|^2 + \frac{\|j\|^2}{4k_n} - \left[\frac{\|j\|^2}{4k_n} - |r| \rho(\|j\|) \|j\| + k_n \rho^2 (\|j\|) r^2 \right] \quad (32)$$

ifadesi elde edilir. Denklem (32)'de köşeli parantez içerisi aslında bir tam kare ifadesidir ve önündeki işaret nedeniyle her zaman negatif değer alacağından yerine daha büyük bir terim getirilmesi (ki burada sıfır) eşitsizliği etkilemeyecektir. Yani (32) no'lu denklem

$$\dot{V} \leq -\left\{ \min(k_r, \alpha) - \frac{1}{4k_n} \right\} \|j\|^2 \quad (33)$$

olarak yazılabilir. Yukarıdaki eşitsizlikten de anlaşılacağı gibi

denetleyici kazancı k_n , yeterince büyük seçildiğinde, Deklem (33), λ pozitif bir skaler olmak üzere

$$\dot{V} \leq -\lambda \|j\|^2 \quad (34)$$

şeklinde daha da sınırlandırılabilir. Denklem (29) ve (34)'den görüldüğü üzere seçmiş olduğumuz Lyapunov aday fonksiyonu, V , pozitif değerli ve türevi azalan olduğu için sınırlandırılabilir bir fonksiyondur yani $V \in \ell_\infty$. İçerdiği her eleman ayrı ayrı pozitif oldukları ve birbirlerini negatiflikleri ile sönmümlendiremeyecekleri için de her biri ayrı ayrı sınırlandırılabilir sinyallerdir, yani $r, \beta_p, e, \beta_I, \xi \in \ell_\infty$

Dahası, $r(t)$ ve $e(t)$ terimlerinin sınırlı olmasından dolayı, Denklem (4)'de verilen tanım gereği $\dot{e} \in \ell_\infty$ olduğu gözlenebilir. Türevi sınırlandırılabilen bir sinyalin düzgün sürekli olma zorunluluğundan dolayı, $e(t)$ hata sinyali, düzgün olarak sürekli bir fonksiyondur. Denklem (34)'ün her iki tarafı integre edilip, V 'nin sınırlandırılabilir olmasından yararlanırsak Denklem (13)'de tanımlanmış j sinyalinin integralinin karekökünün sınırlandırılabilir bir fonksiyon olduğunu da ispatlayabiliriz. Dolayısı ile hata sinyali $e(t)$ 'nin integralinin karekökü de sınırlandırılabilir, yani $e \in \ell_2$ dir. Bütün bu verileri topladığımızda elimizdeki hata sinyalinin düzgün sürekli ve $e \in \ell_2 \cap \ell_\infty$ olduğu ispatlanmış olur. Bu nedenle de Barbalat önermesinin[11] direkt uygulamasından $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ ifadesinin doğruluğu da ispatlanmış olur. Standart sinyal izleme yöntemleri kullanılarak tasarlanan denetim sinyali ifadesinin de sınırlı olduğu görülebilir; yani $u \in \ell_\infty$ olmaktadır. Özetle, (2) ile temsil edilen sistemler (14)'de önerilmiş olan denetim sinyali ile kontrol edildiğinde oluşan kapalı döngü sistemde bulunan bütün sinyaller sınırlı kalıp (kararlılık kriteri), (3) ile tanımlanan pozisyon hata sinyali de Teorem'de iddia edildiği gibi düzgün-sürekli ve asimptotik olarak sıfıra yakınsayacaktır (performans kriteri). Buna göre tasarlanan sistem kararlıdır ve Teorem'de öne sürülen kontrol performansına ulaşmıştır. ■

5. Simülasyon Çalışmaları

Çalışmamızda önerilen doğrusal olmayan PI denetleyicinin performansının gözlenebilmesi açısından, iki eklemlili, düzlemsel ve doğrudan sürülebilir bir robot manipülatörü seçilerek sayısal uygulamalar yapılmıştır. Denetim algoritması, Matlab/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Simülasyon çalışmalarında kullanılan robotun dinamik modeli IMI tipi robotdan [12] alınmış olup model denklemi şu şekildedir;

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 + 2p_3 c_2 & p_2 + p_3 c_2 \\ p_2 + p_3 c_2 & p_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -p_3 s_2 \dot{q}_2 & -p_3 s_2 (q_1 + q_2) \\ p_3 s_2 \dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_{d1} & 0 \\ 0 & f_{d2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Denklem (35)'de yer alan terimler sırasıyla $p_1 = 3.473$ [kg-m²], $p_2 = 0.193$ [kg-m²], $p_3 = 0.242$ [kg-m²], $f_{d1} = 5.3$ [Nm-s], $f_{d2} = 1.1$ [Nm-s] değerlerini almaktadır. c_2 ve s_2 sırasıyla

$\cos(q_2)$ ve $\sin(q_2)$ fonksiyonlarını temsil etmek üzere kullanılmışlardır. Sisteme uygulanan referans yörünge ise

$$\begin{bmatrix} q_{d1}(t) \\ q_{d2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.7 \sin(t)(1 - \exp(-0.3t^3)) \\ 1.2 \sin(t)(1 - \exp(-0.3t^3)) \end{bmatrix} \quad (36)$$

olarak seçilmiştir. Her iki eklem için de ilk andaki başlangıç pozisyon değerleri $q(0) = 30^\circ$ olarak alınmıştır. Denetim kazanç katsayıları ayar işlemi sonrasında sisteme uygulanan denetim kazançları skaler olarak seçilmiş ve aşağıda verilen değerler kullanılmıştır:

$$k_n = 40, \quad k_r = 50, \quad \rho = 5, \quad k_i = 200, \quad \beta = 100 \quad (37)$$

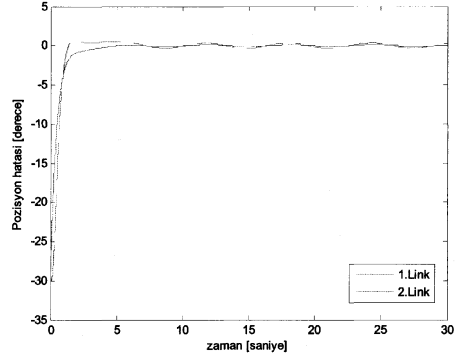
Benzetim sonuçlarımızı Şekil (1) ve (2)'de sunulmuştur. Şekil (1) her eklem için takip etme hatasını göstermekte iken Şekil (2) eklemlere uygulanan denetim sinyalinin sunmaktadır. Şekil (1)'den görüldüğü gibi, ilk andaki başlangıç hatasına rağmen sistem çok çabuk toparlanmış ve hata değeri kısa bir süre içerisinde kabul edilebilir bir normun altına düşmüştür. Öte yandan, istenen performansın sağlanması amacıyla denetleyici tarafından sisteme uygulanan kontrol sinyalinin de pratikte uygulanabilir bir seviyede olduğu Şekil (2)'den anlaşılabilir.

6. Sonuç

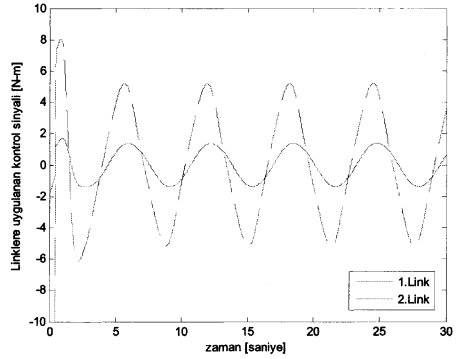
Bu çalışmamızda, Lyapunov benzeri kararlılık analizi yönteminden yararlanılarak doğrusal olmayan PI tipi denetim sistemi tasarlanmıştır. Denklem (14)'de verilmiş olan kontrol sinyali detaylı olarak incelenecek olursa, temelde $r(t)$ filtrelendirilmiş hata sinyaline bağlı PI tipi bir denetleyici olduğu gözlemlenebilir. Tasarlanan denetim sinyalinde sunulan $\left[k_r + k_n \rho^2 (\|j\|) \right]$, $r(t)$ 'ye göre P oransal kazanç katsayısı olarak düşünülebilir. k_i , I integral kazanç katsayısı ve $\beta \tanh(e) + e$ ifadesi de ileri besleme terimi olarak nitelendirilebilir.

Literatürde doğrusal olmayan ve belirsizlik içeren sistemlerin kontrolünü amaçlayan pek çok çalışma olmakla beraber, burada önerilen kontrol sisteminin yapılan diğer PI tipi çalışmalara göre üstünlüğü, sistemle ilgili daha az sınırlamaya gerek duyması ve uygulanan kontrol sinyalinde herhangi bir süreksizlik olmamasıdır. Benzetim çalışması ile desteklenmiş olan sistem, arzu edilen performans kriterini de belirli bir süre zarfında gerçekleştirmeyi başarmıştır. Öte yandan, yapılan analize göre, Denklem (20)'de tanımlanmış olan k kazanç sabiti yüksek değerler ihtiva etmektedir. Bu nedenle teorik olarak yüksek kazanç denetleme yapısına benzetilebilir. Ancak benzetim çalışması sonucunda, pratikte bu derece yüksek bir kazanç değerine gerek duyulmadığı görülmüştür.

İleri aşamalarda yapılacak çalışmalarla analiz sırasında ortaya çıkan bu dezavantajı gidermeye yönelik çalışmalar yapılarak önerilen yöntem geliştirilmeye çalışılacaktır.



Şekil 1. Eklemlere ait pozisyon hatası



Şekil 2. Linklere uygulanan kontrol sinyali

7. Teşekkür

Bu çalışma, Kariyer 104E061 numaralı proje kapsamında TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir. Teşekkür ederiz.

8. Kaynakça

- [1] M. Krstic, I. Kanellakopoulos ve P. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*, New York: Wiley, 1995.
- [2] S. Sastry ve M. Bodson, *Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness*, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1989.
- [3] W. Messner, R. Horowitz, W. W. Kao ve M. Boals, "A new Adaptive Learning Rule," *IEEE Trans. on Automatic Control*, cilt: 36, s: 188-197, Şubat 1991.
- [4] W. E. Dixon, E. Zergeroğlu, D. M. Dawson ve B. T. Costic, "Repetitive Learning Control: A Lyapunov-Based Approach," *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics*, Kısım B: Cybernetics, cilt: 32, No: 4, s: 538-545, Ağustos 2002.
- [5] J. J. Slotine ve W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Upper Saddle River, Prentice-Hall, 1991.

- [6] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*, New York: Springer-Verlag, 1992.
- [7] Z. Qu, *Robust Control of Nonlinear Uncertain Systems*, New York: Wiley, 1998.
- [8] R. Ortega, A. Astolfi, N. E. Barbanov, "Nonlinear PI Control of Uncertain Systems: An Alternative to Parameter Adaptation," *Systems and Control Letters*, cilt: 47, s: 259–278, 2002.
- [9] B. Xian, D. M. Dawson, M. S. de Queiroz ve J. Chen, "A Continuous Asymptotic Tracking Control Strategy for Uncertain Nonlinear Systems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, cilt: 49, No: 7, s: 1206–1211, Temmuz 2004.
- [10] E. Zergeroğlu, İ. Kandemir, M. Şeker ve E. Eroğlu, "Kontrol Sistemlerinde Belirsizlikle Başetme Yöntemleri: Lyapunov Tarzı Yaklaşımlar", *G.Ü. Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi*, Basım Aşamasında (Kabul tarihi Mayıs 2006).
- [11] N. Sadegh ve R. Horowitz, "Stability and Robustness Analysis of a Class of Adaptive Controller for Robotic Manipulators", *International Journal of Robotic Research*, Vol. 9, No. 9 s: 74-92, Haziran 1990.
- [12] Direct Drive Manipulator Research and Development Package Operations Manual, 1992.

ÇOKLU TANK SİSTEMLERİNDE GÖZLEYİCİ TABANLI SİSTEM ARIZASININ TESPİTİ VE İZOLASYONU

ÖZET: Bu çalışmada bir çoklu tank sisteminde çeşitli arızaların bulunması ele alınmıştır. Sistemdeki su seviyesi gözlenmiş arızanın oluşup oluşmadığı tespit edilmiştir. Bu arızalar; tanktaki kaçak veya tıkanmalar olarak düşünülmüştür. Gözleme işlemi için en uygun bir gözleyici tasarlanmıştır. Sistemdeki normal su seviyesi ile gözleyicilerin tahmin ettiği su seviyeleri karşılaştırılmış ve aradaki fark arıza tespitinde kullanılmıştır. Simülasyonlarla tıkanma ve kaçak tipi arızalarının tespiti yapılmıştır.

1. Giriş

Mühendislik proseslerinin otomatik kontrolünde denetim fonksiyonlarının vazifesi; istenilmeyen ve sakıncalı proses durumlarını ve uygun sistem operasyonlarını düzenli olarak koruyarak, zarar ve kazalardan kaçınmak için alınan hareket yaklaşımlarını göstermektir. Aşağıdaki denetim fonksiyonları, sistem güvenilirliği ve doğruluğu için zaruri sayılmıştır:

- İzleme sistemi:** Ölçülebilir değişkenler, toleranslar dikkate alınarak kontrol edilir ve operatör için alarmlar oluşturulur.
- Otomatik koruma:** Tehlikeli bir proses durumunda, izleme sistemi fonksiyonu otomatik olarak karşı koyucu bir yaklaşım başlatmaktadır.
- Arıza teşhis gözlenmesi ile denetim:** Ölçümlenmiş değişkenlerin kullanımı ile, özellikler hesaplanmış, değişikliklerin bulunması yolu ile bulgular oluşturulmuş ve hata teşhisleri etkisiz hale getirmek için alınan kararlar ile yapılmıştır.

Arızalar genellikle sistemdeki yada enstrümanındaki normal davranıştan sapmalardır.

Arıza tespit ve teşhis sistemleri aşağıdaki görevleri gerçekleştirirler :

- Arıza tespiti: Görüntülenen sistemde bir şeyin yanlış gittiğinin göstergesi;
- Arıza ayırımı (izolasyonu): Arızanın (arızalı bileşenin) tam yerinin belirlenmesi;
- Arıza kestirimi: Arızanın büyüklüğünün belirlenmesi.

Ayrım ve kestirim görevlerinin ikisine birden "arıza teşhisi" denir. Herhangi pratik bir sistemde tespit zorunlu bir gerek ve ayırım da hemen hemen aynı derecede önemli iken, arıza kestirimi (yararlı olmasına rağmen) gerektirdiği ekstra çabayı göremeyebilir. Bu yüzden, çoğu pratik sistem sadece arıza tespiti ve ayırımı safhalarını içerir. Ayrıca, birçok vakada "teşhis", "ayırım"ın eş anlamlısı olarak kullanılır. [2]

Sağlamlık: Bir Arıza Tespit ve Ayrım düzeninin sağlamlığı, küçük parametrik değişimlere, modellenmemiş lineer olmamaya veya belirsiz dinamiklere, bozucu ile gürültüye ve arıza türlerine duyarsızlık olarak tanımlanabilir. Durum tahmini teknikleri kullanan Arıza Tespit ve Ayrım düzenleri, genellikle lineer sistem kuramına dayalıdır. Bu durum tahminçileri, örneğin filtreler/gözleyiciler, aslında sistemlerin sorgulanan matematiksel modelleridir. O yüzden sistemin birçok fiziksel karakteristiklerinin değerlerine son derece bağımlıdır. Eğer tam hassasiyetle bilinirse, durum tahminleri doğru ve eksiksiz olacak ve Arıza Tespit ve Ayrım düzeni küçük ve yavaş gelişen arızalara duyarlı ve yanlış alarmlara karşı korunur olabilecektir. [4]

2. Sistem modeli ve arıza modları

Bu bölüm tespit gözleyicisinin tanımı onun yapısal durumu ve çözümleri hakkındadır. Bir tespit gözleyici kümesinin dizayn metodu tanımlanan arıza ayırma yeterliliğinin maksimum sonucu vermesidir. Dizayn yaklaşımı arıza ayırma mantığı tarafından yönlendirilir ve bu arıza ayırma mantığı özel bir arıza denetleme metodu ile ilgili değildir, fakat başka bir arıza ayırma metodu ile kullanılabilir. Bu arıza ayırma mantığı tek başına arıza tespit gözleyicileri tipi için kullanılmaz. [1]

Genel form olarak, bir lineer zaman-sabit sistem ve onun arıza modları ile birlikte şu şekilde yazılabilir;

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + \sum_{i=1}^k L_i m_i(t) \\ y &= Cx(t) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

burada

A; Sistem matrisi

B; Kontrol Giriş matrisi

C; Ölçme matrisi

$x(t)$; n boyutlu durum vektörü
 $u(t)$; giriş vektörü
 $y(t)$; m boyutlu çıkış vektörü
 $u(t)$ ve $y(t)$ sensör ile ölçülür.

$L_i m_i(t)$, ($1 \leq i \leq k$), i . arıza modudur. L_i bir sabit matris olup, sistem üzerinde i modunun bilinen etkilerini ifade eder. m_i bilinmeyen zaman değişken vektörü olup sistem üzerinde i arıza modunun tahmin edilmeyen etkilerini ifade eder. k 'da gözlemlenmiş arıza modlarının sayısıdır. i arızası olmadığı zaman $m_i(t) = 0$, i arızası olduğunda $L_i m_i(t) \neq 0$ 'dır. [1]

2.2. Gözleyici kullanarak arıza tespiti

Model tabanlı arıza bulma görevi bir matematiksel modeli $m_i(t)$ 'nin sıfır yada sıfırdan farklı olduğunu belirlemek için elde edilebilir. $u(t)$ girişleri ve $y(t)$ ölçümleri ile birlikte kullanılmaktadır. [1]

1.1'de ki sistem için bir lineer Luenberger gözleyici şu şekilde tanımlanır.

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}(t) &= Fz(t) + Gy(t) + TBu(t) \\ w(t) &= Kz(t) + Qy(t) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

F, G, T, K ve Q matrisleri Luenberger şartlarını sağlar.

$$\left. \begin{aligned} TA - FT &= GC \\ KT + QC &= W \\ F &\text{ kararlı} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

bazı W matrisi için.

(1.1)'deki sistemde arıza yoksa W seçilir, çıkış gözleyicisi aşağıdaki ifadeyi sağlar.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [w(t) - Wx(t)] = 0 \quad (4)$$

Arıza olduğu zaman (1.4)'deki eşitlik sağlanmaz. Sistem arızalarını ortaya çıkartmak için aşağıdaki mantık kullanılabilir.

$$w(t) - Wx(t) \begin{cases} \geq \varepsilon; & \text{sistemde arıza var} \\ < \varepsilon; & \text{sistemde arıza yok} \end{cases} \quad (5)$$

$t > t_0$

burada $t_0 > 0$ arıza anını ve $\varepsilon > 0$ 'da eşik değerini göstermektedir.

Bu bölümde (1.1)'deki sistemde arızaların bulunmasında kullandığımız tek metod eşitlik (1.5)'te verilen artıklar için bir eşik değer uygulamaktır. [1]

2.3. Arıza Tespiti İçin Gözleyici

2.3.1. Tespit gözleyicilerinin tanımı

Tüm lineer gözleyiciler arıza bulma için uygun değildir. Sistem arızalarını bulmak için kullanabildiğimiz bu lineer gözleyicilere tespit gözleyicileri denir. [1]

(1.5) eşitliği arıza bulma için kullanılır. Online elde edilen bilgi eşitlik (1.5)'te test edilebilir $y(t)$ ve $u(t)$ 'dir. $Wx(t)$, $w(t) - Wx(t)$ 'nin değerini değerlendirebilmek için $y(t)$ 'ye lineer olarak bağlıdır. Sıradan bir durum gözleyicisi için şu ilginçtir ki, $y(t)$ tarafından sağlanmayan durum bilgisini elde etmek için $y(t)$ 'nin $Wx(t)$ 'nin lineer bağımsız olması gerekir. Bu yüzden (1.1)'de sistemin tüm lineer gözlemleyicileri 2 gruba ayrılır: Durum gözleyicileri ve Tespit gözleyicileri. [1]

Bu yüzden, eğer (1.2)'deki eşitlik bir tespit gözleyicisi ise, H gibi matris şu şekilde olmalıdır.

$$Wx(t) = Hy(t); \quad \forall t > t_0 \quad (6)$$

(1.1) ve (1.6) eşitlikleri şu eşitliğe götürür

$$W = HC \quad (7)$$

buda gösterir ki

$$P = Q - H \quad (8)$$

ve

$$e(t) = w(t) - Wx(t) \quad (9)$$

Eşitlik (1.2), (1.6) ve (1.8)'i eşitlik (1.9) içine; eşitlik (1.7) ve (1.8)'i eşitlik (1.3)'e koyduğumuzda bir tespit gözleyicisinin tanımı şu şekilde elde edilir. [1]

Tanım 1: (Tespit Gözleyicisi) Sistem (1.1)'deki tespit gözleyicileri (F, G, T, K, P)'dir ve şu şekilde tanımlanır. [2]

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}(t) &= Fz(t) + Gy(t) + TBu(t) \\ e(t) &= Kz(t) + Py(t) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

yapısal şartları tabi tutar

$$\left. \begin{aligned} TA - FT &= GC \\ KT + PC &= 0 \\ K &\neq 0 \\ F &\text{ sabit} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

(1.10) eşitliğindeki $e(t)$ gözetleme sinyali olarak adlandırılır. (1.5)'deki eşitlik tekrar şu şekilde yazılır.

$$e(t) \begin{cases} < \varepsilon; & \text{ sistemde arıza yok} \\ \geq \varepsilon; & \text{ sistemde arıza var} \end{cases} \quad t > t_0 \quad (12)$$

Eğer bir gerçek arıza $e(t)$ artık sinyali üzerinde bir etkisi yoksa, bu arıza tespit gözleyicisi ile bulunamaz ve ortaya çıkarılamaz, aksi takdirde ortaya çıkarılır diye ifade edilir. Tam olarak aşağıdaki tanımları kullanırız. [1]

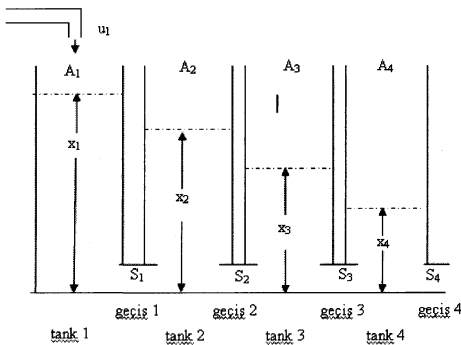
Tanım 2. (Arıza Tespit Edilebilirliği) Eğer i arıza modu için $(1 \leq i \leq k)$, i arızası olduğu zaman

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \neq 0 \quad (13)$$

bir tespit gözleyicisi varsa i arızası tespit gözleyicisi ile bulunabilir. Diğer türlü i arızası tespit gözleyicisi tarafından bulunamaz. [1]

3. Tank sistemin tanıtımı ve simülasyonlar

Bu bölümde mühendislik sistemlerinde büyük kolaylık sağlayan arıza tespit yönteminin 4 tank sistemine uygulanması anlatılacaktır. Bu sistemde her biri ayrı su seviyesine sahip 4 tank ve bir su kaynağı bulunmaktadır. Sistemdeki kaçak ve tıkanmalar sisteme özel tasarlanan gözleyicilerle kolayca tespit edilebilmektedir. Aşağıdaki örnekte 3 nolu tanktaki kaçak ve tıkanma durumu simüle edilmiştir.



Şekil 1: Dört-tank sistemi

Şekil 2.1'de su seviyeleri sırayla 400-300-200-100 cm olan 4 tank bulunmaktadır. Dört tank birbirine bağlı olup birinci tanka u_1 su kaynağından 1 ton/saat'lik su akışı olmaktadır. Tanklar arasındaki su geçişleri s borularıyla sağlanmaktadır. Normal çalışmada s_4 borusundan düzenli olarak su çıkışı, u_1 den de düzenli olarak su girişi olmaktadır. Analizini yaptığımız bu durumda, s_3 borusundaki tıkanma ve A_3 tankındaki kaçak durumları incelenmiştir.

Şekil 4.1'de 4'lü tank sistemi görülmektedir. Dört tank birbirine bağlı olup birinci tanka su girişi $u(t)$ olmaktadır. Sistem için verilen veriler aşağıdaki gibidir.

Nominal $u_1(t)=227.8$ c.c./s (1 ton / saat) olarak varsayılmıştır.

A_i - i. tankın kesiti, 500 cm²

x_i - i. tankın su seviyesi, cm

u_1 - 1. tanktaki su akışı, c.c./s

g - yerçekimi sabiti

A matrisindeki faktör, modelleme hatasını azaltmak için tanımlanan parametre tarafından değiştirildiği zaman, lineerleştirmedeki nominal işlem noktası aşağıdaki matrisleri verir: [2]

$$A=0.0179553 \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -2 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -2 \end{bmatrix}$$

$$B= \begin{bmatrix} 0.002 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad C= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Arıza modları $L_i m_i(t)$, $i=1,2,\dots,8$, tablo 4.1 ve aşağıdaki arıza fonksiyonları ile modellenmişlerdir.

$$m_i(t) = \left(\bar{S}_i / A_i \right) \sqrt{2g(x_i - h_i)}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (14)$$

$$m_{i+4}(t) = -s_i^* \sqrt{2g(x_i - x_{i+1})}, \quad i=1,2,3, \quad m_8(t) = -s_4^* \sqrt{2gx_4} \quad (15)$$

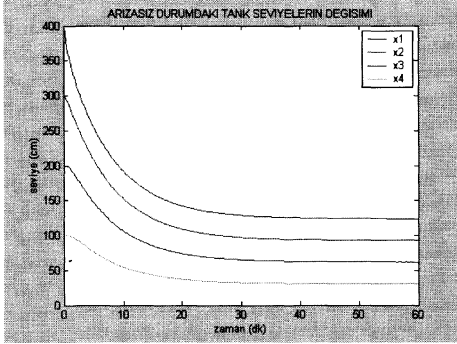
\bar{S}_i ve h_i kesitlerdir ve i . tanktaki sızıntı yüksekliği, sırasıyla, ve s_i^* , $i=1,2,3,4$ için i.geçişin tıkanmasından dolayı kesitteki azalmadır. [3]

i	1	2	3	4	5	6	7	8
L_i	1	0	0	0	$1/A_1$	0	0	0
	0	1	0	0	-	$1/A_2$	0	0
	0	0	1	0	$1/A_2$	-	$1/A_3$	0
	0	0	0	1	0	0	-	$1/A_4$
						$1/A_4$		

Tablo 1: Pilot sisteme ait arıza matrisi

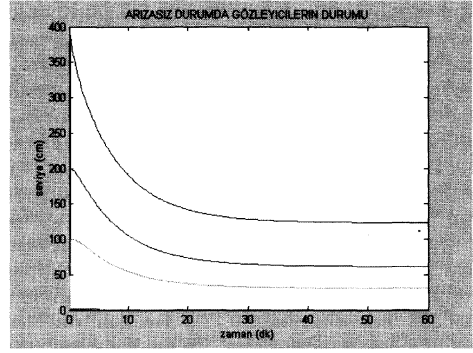
3.1 Arızasız Durum

Yukarıda verilen problemi çözdüğümüz zaman elde ettiğimiz grafikler aşağıdaki gibidir.



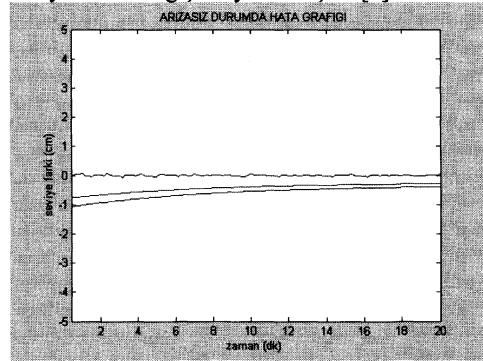
Şekil 2: Arızasız durumdaki tank seviyelerinin değişim grafiği

Şekilde arızasız durumdaki tank seviyelerinin değişimi verilmiştir. x_1 , x_2 , x_3 ve x_4 tank seviyelerini göstermekte ve sırayla 1., 2., 3. ve 4. tanklara aittir. Tanklar sırayla 400, 300, 200 ve 100 cm yükseklikteki su seviyesinden başlamış olup sistemde herhangi bir kaçak yada tıkanma yok iken seviyelerin değişimi şekildeki gibi elde edilmiştir. Seviye değişimini incelediğimizde 25-30 dk arasında sistemimiz dengeye oturmaya başlamış ve bundan sonra bu seviyede kalmıştır. [3]



Şekil 3: Arızasız durumdaki gözleyicilerin durumu

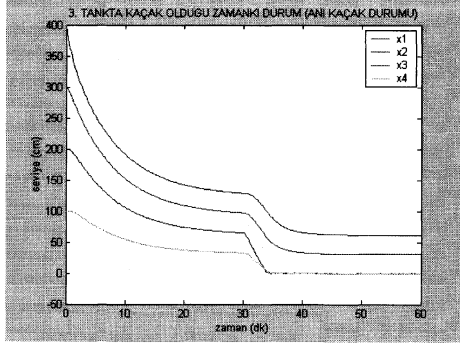
Sistemimizi esas gözleyiciler ile gözlemlemekteyiz. Sistem için tasarladığımız gözleyiciler tanklardaki su seviyelerini incelemektedir. Şekil 2.2.'de sistem için tasarladığımız gözleyicilerden elde edilen neticesinde 1, 3 ve 4 nolu tanklardaki su seviyelerinin değişimi yer almıştır. [3]



Şekil 4: Arızasız durumdaki hata grafiği (Ayrıntılı)

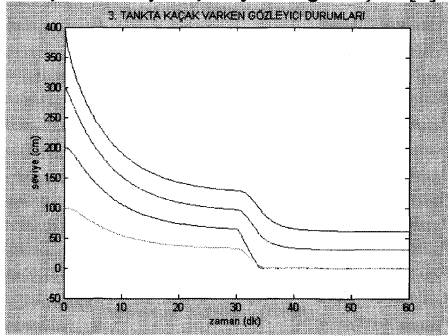
Arızasız durumda sistemin grafikleri yukarıdaki gibidir. Burada da görüldüğü gibi, sistemde herhangi bir kaçak yada tıkanma olmadığı için, tanklardaki su seviyeleri normal olarak azalmaktadır. Sistem için tasarladığımız gözleyicinin grafiği şekil 2.2'te verilmiştir. İdeale yakın bir gözlemleyici tasarlandığı için hata seviyesi minimum olarak ortaya çıkmıştır. [3]

3.2 Kaçak Durumu



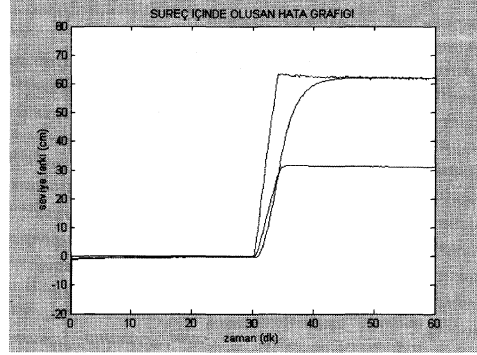
Şekil 5: 3. tankta 30. dakikadan sonra 25 cm² kaçak olduğu zaman tanklardaki su seviyelerinin değişimi

Sistemimizde kaçak olma durumu ele alınmıştır. Şekil 2.4.'de 3. tankta aniden bir kaçak söz konusu olduğunda sistemin davranışı incelenmiştir. Şekil 2.4.'ü incelediğimizde 3. tankta kaçak olduğu zaman 200 cm yükseklikte su seviyesinden başlayan ve kırmızı renk ile gösterilen grafikte ani bir düşüş meydana gelmiştir. Diğer seviyelerde 3. tanka nazaran bu düşme daha yavaş meydana gelmiştir. [3]



Şekil 6: 3. tankta kaçak varken gözleyicilerin durumu

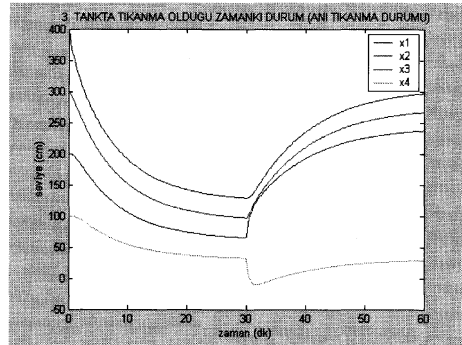
Sistemimizde gözleyiciler olduğu zaman ani kaçak durumunda gözleyicilerden elde edilen seviye değişimi yukarıdaki şekilde gibidir. Buradaki şekilde de Şekil 2.4. teki gibi sistemin davranışı aynıdır. 3. tankta meydana gelen seviye değişimi ani şekilde azalmış ve yaklaşık 35. dakikadan sonra seviye sıfıra inmiştir. Gözleyicilerden elde edilen verilerin doğru olduğunu anlamak için hata grafiğine bakmak gerekir. [3]



Şekil 7: Tankta meydana gelen arıza durumunda hata grafiği

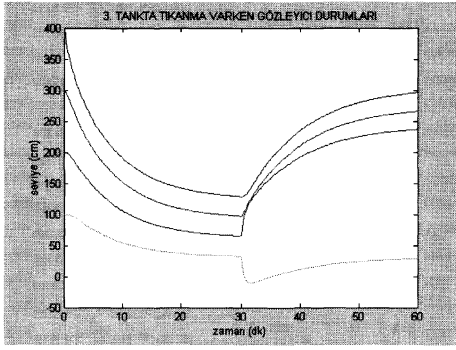
Şekilde tank sisteminde 30. dakikada ani kaçak meydana geldiğinde oluşan hata grafiği ekte yer almıştır. Sistemimizde 1, 3 ve 4. tank seviyeleri incelendiğinden hata grafiği olarak bu üç tankın durumu grafiksel olarak izlenmiştir. Yeşil renkli olan 3. tank mavi renkli olan birinci tank ve kırmızı renkli olan ise 4. tankta meydana gelen hatanın durumlarıdır. Kaçak 3. tankta olduğu için en çok hata da 3. tankta görülmektedir. [3]

3.3 Tıkanma Durumu



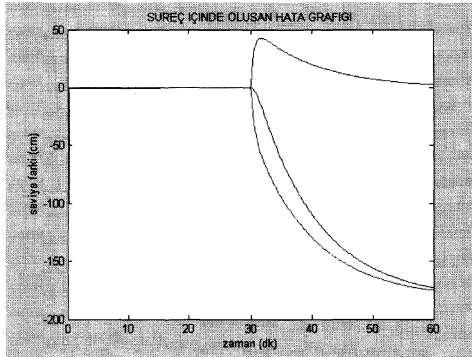
Şekil 8: 3. tankta 30. dakikadan sonra 25 cm² tıkanma olduğu zaman tanklardaki su seviyelerinin değişimi

Sistemimizde tıkanma olma durumu ele alınmıştır. Şekil 2.7.'de 3. tankta aniden bir tıkanma söz konusu olduğunda sistemin davranışı incelenmiştir. Şekil 2.7.'yi incelediğimizde 3. tankta tıkanma olduğu zaman 200 cm yükseklikte su seviyesinden başlayan ve kırmızı renk ile gösterilen grafikteki değişim birinci ve ikinci tanka göre daha keskin olmuştur. 4. tankta ise tam tersi olarak sadece kendisi boşaldığı için su seviyesinde azalma meydana gelmiştir. [3]



Şekil 9: 3. tankta tıkanma varken gözleyicilerin durumu

Sistemimizde gözleyiciler olduğu zaman ani tıkanma durumunda gözleyicilerden elde edilen seviye değişimi yukarı şekildedir. Buradaki şekilde de Şekil 2.7. deki gibi sistemin davranışı aynıdır. 3. tankta meydana gelen seviye değişimi birinci ve ikinci tanka göre daha keskin şekilde. Gözleyicilerden elde edilen verilerin doğru olduğunu anlamak için hata grafiğine bakmak gerekir. [3]



Şekil 10: Tankta meydana gelen arıza durumunda hata grafiği

Şekilde tank sisteminde 30. dakikada ani tıkanma meydana geldiğinde oluşan hata grafiği ekte yer almıştır. Sistemimizde 1, 3 ve 4. tank seviyeleri incelendiğinden hata grafiği olarak bu üç tankın durumu grafiksel olarak izlenmiştir. Yeşil renkli olan 3. tank mavi renkli olan birinci tank ve kırmızı renkli olan ise 4. tankta meydana gelen hatanın durumlarıdır. 3. tankta tıkanma olduğu için en büyük hata da 3. tankta oluşmuştur. [3]

4. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada 4 tank sistemindeki tıkanma ve kaçak durumlarının gözleyicilerle takip edilip

ortaya çıkarılmasını inceledim. 4 tank sistemine uygulanan arıza tespit ve teşhis yöntemi bize tanklarda oluşabilecek tıkanma/kaçak durumlarını anında göstermiş ve tedbir almamızı sağlamıştır. Yapılan çalışmada kaçak ve tıkanma durumu ayrı ayrı göz önüne alınmıştır. Sistemdeki tanklardan sadece 1, 3, 4 tanklarının durumları incelenmiş ve buradaki arızalar gözlenmiştir. Sistemde herhangi bir hata olduğunda sistemin hemen tepki verdiği grafiklerle gösterilmiştir. Sistemi denetlemek için gözleyici tasarlanmış ve gözleyiciler normale yakın şekilde sistemi gözlemişlerdir. Sistemde bir arıza olduğunda da hata sinyalinin davranışı incelenmiştir.

Yaptığım bu çalışmanın, kaçak ve tıkanmanın aynı anda olma durumlarının sisteme etkisi ve sistemdeki su seviyesine göre su kaynağındaki suyun akış miktarının ayarlanabilirliği, Kaçak yada tıkanmanın zamanla arttığı durum olursa sistem davranışı, Arıza tespit edildiği zaman bir tespit sinyalinin üretilip sisteme alarm vermesi, Tespit edilen sinyalin hangi arızadan kaynaklandığının belirlenmesi gibi geliştirilebilecek projelere temel olmasını diliyorum.

KAYNAKLAR

- [1] Patton R. J., Frank P. M. and Clark R. N., 1989. Issue of Fault Diagnosis for Dynamic Systems.
- [2] Gertler, J., 1998. Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems, Marcel Dekker, New York.
- [3] Aydemir M., 2006. Tez: Çoklu Tank Sistemlerinde Gözleyici Tabanlı Sistem Arızasının Tespiti ve İzolasyonu
- [4] Çalışkan, F. and Hacıyev, Ch. M., 2003. Fault Diagnosis and Reconfiguration in Flight Control Systems. Kluwer yayınları

Denk-Uç Mimarisi Tabanlı Bir Süreç Eşleme Ortamı Gerçekleştirimi

Remzi Çelebi¹, İbrahim Cereci², Hüseyin Ellezer³, Cem Baylam⁴, Hürevren Kılıç⁵

^{1,2,3,5} Bilgisayar Mühendisliği Bölümü

Atılım Üniversitesi, İncek, Gölbaşı, Ankara
{rcelebi, icereci, hellezer, huhevren}@atilim.edu.tr

⁴Cybersoft Enformasyon Teknolojileri Ltd.Şti.
Silikon Binaları 1. Kat, ODTÜ Teknokent, Ankara
cem.baylam@cs.com.tr

Özetçe

Tek-girdili geçiş sistemi ve amaç durum kümesi ikilisinden oluşan süreç (process) tanımlamasını takiben polinom zamanlı bir süreç eşleme algoritması geliştirilmiştir. Geliştirilen algoritma kullanılarak denk-uç (peer-to-peer) mimarisi ve Gnutella protokolü temelli bir süreç eşleme ortamı gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirmede orta-katman olarak Java Agent Development Framework (JADE) kullanılmıştır. Gerçekleştirilmiş ortam basit arayüz değişiklikleri ve ilgili durum ontolojilerinin tanımlanması yoluyla herhangi bir uygulama alanı için kolaylıkla özelleştirilebilir.

1. Giriş

Denk-uç sistemlerinin (peer-to-peer systems) bireyler ve/veya kuruluşlar arasındaki internet tabanlı ticareti geliştirme potansiyeli vardır. İnternetin dağıtık ve merkezi olmayan yapısı denk-uç sistemlerinin şu ana kadar olduğu gibi sadece içerik paylaşımı amacıyla değil süreç eşleme amacıyla da kullanılabilirliğini aklı getirmektedir. Sahip olunan bireysel veya kurumsal yetenekleri tanımlayan iş süreçlerinin yerel gösterimi ve geliştirilecek eşleme algoritmaları sayesinde web-tabanlı ortamlarda otomatik işbirliği mekanizmalarının gerçekleştirimi mümkündür [1][2]. Sözkonusu merkezi olmayan süreç eşleme ortamlarının gerçekleştirmelerinde dikkate alınması gereken üç temel soru şunlardır:

1) İş yetenek ve hedeflerini süreç formunda nasıl gösterimleyebiliriz (Gösterim problemi) ?

2) Tanımlanmış süreç ve amaç-durum tanımlamalarının işbirliğini gerektirdiği ya da gerektirmediği hakkında karar verecek otomatik eşleme mekanizması (veya algoritması) ne olmalıdır (Eşleme problemi) ?

3) Süreçlerarası etkileşime olanak tanıyacak etkin mimari ve protokol ne olabilir (Ortam problemi) ?

İlk sorunun cevabıyla ilgili olarak, UDDI [3] ve WSDL [4] gibi ham dizgi gösterimi ve eşlemesine dayanan yaklaşımların süreç durum ve dinamiklerini tanımlamada yetersiz kaldığı görülmektedir. Alternatif bir gösterim şekli ise durum sistem bilgisini de dikkate alan kontrol literatüründeki ayrık olay sistemi tanımlamasına uyduğu düşünülen ayrık sonlu özdevinir (automaton) gösterimidir. Örneğin, WSCL [5] yaklaşımında, girdi/çıkı dizileri mesaj tipleri alfabetinin oluşturduğu ayrık sonlu durum özdeviniri formunda

tanımlanmıştır. [6]'da ise iş süreçleri notlandırılmış (annotated) ayrık sonlu durum özdeviniri şeklinde tanımlanmıştır. İkinci soruya cevaben [6]'da, verilen iki Web-servisinin eşlenebilirliği karşılık gelen iki özdevinirin tanımladıkları dillerin kesişim kümesinin boş olup olmadığı ile ilişkilendirilmiştir. Kesişimin boş küme olması eşlemenin var olmadığı, boş küme olmaması ise eşlemenin mümkün olduğu şeklinde yorumlanmıştır. Üçüncü sorunun cevabıyla ilgili olarak [5] yaklaşımı herhangi bir mimari ya da protokol önermemekle birlikte [7]'de önerilen mimari istemci/sunumcu tabanlı sunumcu merkezli, dağıtık olmayan eşleme motoru niteliğindedir. Bildiğimiz kadarıyla literatürde denk-uç tabanlı protokol ve mimariye dayanan gerçekleştirilmiş bir süreç eşleme gerçekleştirimi yoktur.

Bu makalede, [8]'de önerilmiş olan tek-girdili geçiş sistemi modelini kullanan alternatif bir süreç gösterim şekli tanımlanmıştır. Önerilen gösterim şeklinde, ayrık sonlu durum özdeviniri yaklaşımlarından farklı olarak, verilen gösterimin tam-olmamasına olanak tanınmaktadır. Diğer bir deyişle, süreç tanımlamasını oluşturan tüm durumların erişilebilir olması şart değildir. Eşleme operasyonu, verilen süreçlerin durum düzeyinde bireştirimlerini takiben amaç durumlarının erişilebilirliği testi şeklinde tanımlanmıştır. Önerilen yaklaşımda amaç-durumlarının erişilebilirliği süreçler arası eşlemenin varlığı şeklinde yorumlanmıştır. Makalenin ikinci orijinal katkısı, sözkonusu süreç eşleme ortamı yazılımının önerilen algoritma, denk-uç mimarisi ve Gnutella 0.4 protokolü baz alınarak gerçekleştirilmiş olmasıdır. Protokol gerçekleştiriminde orta-katman olarak Java Agent Development Framework (JADE) kullanılmıştır [9]. JADE erkinleri (agents) farklı durum ontolojilerini kullanabilen ve Gnutella 0.4 protokolüyle konuşan denk-uçlar şeklinde tasarlanmışlardır.

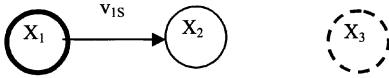
Kısım 2'de, önerilen süreç gösterimi ve eşleme algoritmasına ilişkin formal tanımlamalar verilmiştir. Kısım 3'te geliştirdiğimiz denk-uç mimarisi tabanlı süreç eşleme sisteminin detayları anlatılmıştır. Son kısım, varılan sonuçları içermektedir.

2. Süreç Gösterimi ve Eşleme

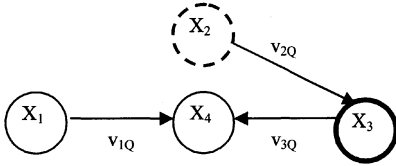
Tanım 1: Z sonlu sayıda elemandan oluşan durum kümesi; S ise $X \subseteq Z$ durum kümesi, V denk-ucun yeteneklerini gösterimleyen sonlu küme, $\delta: X \times V \rightarrow X$ durum geçiş

fonksiyonu ve $I \in X$ başlangıç durumundan oluşan (X, V, δ, I) şeklinde tanımlı tek-girdili geçiş sistemi olsun. $P_S \subseteq X$ olacak şekilde P_S kümesi denk-ucun amaç durum kümesi olsun. Buna göre (S, P_S) ikilisine denk-ucun ilgili *süreç* denir.

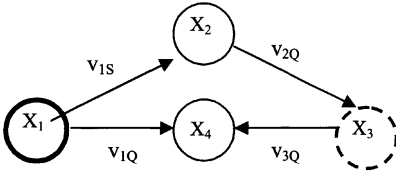
Girdi değerinin varlığından dolayı tek-girdili geçiş sistemi açık bir sistemdir. Şekil-1'de çizge-benzeri gösterim şekliyle örnek süreç tanımlamaları görülmektedir. Gösterimdeki düğümler sistem durumlarını tanımlamaktadır ($x_i \in X$). Kalın kenarlı düğümler başlangıç durumu, kesikli düğümler amaç durumlarıdır. Sürecini icra eden herhangi bir denk-ucun amacı başlangıç durumundan başlamak üzere kendi amaç durumlarından herhangi birine erişebilmektedir. Şekil-1'i, $Z = \{x_1, x_2, x_3, x_4\}$, $S = (X, V, \delta, I)$ öyle ki $S_X = \{x_1, x_2, x_3\}$, $S_V = \{v_{1S}\}$, $S_\delta = \{(x_1, v_{1S}) \rightarrow x_2\}$, $S_I = \{x_1\}$ ve $P_S = \{x_3\}$ olacak şekilde tekrar tanımlayabiliriz. Benzer şekilde, $Q = (X, V, \delta, I)$ öyle ki $Q_X = Z$, $Q_V = \{v_{1Q}, v_{2Q}, v_{3Q}\}$, $Q_\delta = \{(x_1, v_{1Q}) \rightarrow x_4\}$, $((x_2, v_{2Q}) \rightarrow x_3)$, $((x_3, v_{3Q}) \rightarrow x_4)$, $Q_I = \{x_3\}$ ve $P_Q = \{x_2\}$ 'dir. Şekildeki hem S hem de Q sistemleri için ilgili denk-uçların P_S ve P_Q ile tanımlı kendi amaç durumlarına erişmeleri mümkün değildir. Diğer bir deyişle, tek başına süreç (S, P_S) 'yi veya süreç (Q, P_Q) 'yu icra edebilecek başarılı bir denk-uç yoktur.



(a) Süreç (S, P_S) .



(b) Süreç (Q, P_Q) .



(c) Süreç $(T=Bireşim(S, Q), P_S)$.

Şekil 1. Örnek süreç tanımlamaları ve bireşim işlemi

Tanım 2: İki adet tek girdili geçiş sistemi, S ve Q verilmiş olsun. S ve Q sistemlerine $S_V \cap Q_V = \emptyset$ olması halinde *yetenek-ayrışık* denir.

Tanım 3: Süreç (S, P_S) ve süreç (Q, P_Q) verilsin. $P_S = P_Q$ olması halinde bu süreçlere *amaç-denk* denir.

Şekil-1'deki S ve Q sistemleri yetenek-ayrışıktır. (S, P_S) ve (Q, P_Q) süreçleri ise amaç-denk değildirler. Genel olarak, herhangi bir tek-girdili geçiş sistemi kendisiyle yetenek-ayrışık değildir. Herhangi bir süreç ise kendisiyle amaç-denk'tir.

Tanım 4: Yetenek-ayrışık iki adet tek-girdili geçiş sistemi S ve Q verilmiş olsun, *bireşim* (S, Q) işlemi T adlı tek-girdili geçiş sistemini üretir öyle ki $T_X = S_X \cup Q_X$, $T_V = S_V \cup Q_V$, $T_\delta = S_\delta \cup Q_\delta$ ve $T_I = S_I$.

Bireşim işleminin kapalılık ve birleşme özellikleri vardır ancak değişme özelliği yoktur. Bireşim işlemi basitçe, düğümleri aynı tanım kümesinden durumlar olan çizgelerin örtüşümüdür. Gerçekleştirilen yazılımda farklı tanım kümeleriyle tanımlı durum ontolojileri dikkate alınabilmektedir. Şekil-1(c) S ve Q sistemlerinin bireşimiyle elde edilen T sistemini göstermektedir.

Tanım 5: (Girdi ile çıkarılanmış *davranış*).

$S = (X, V, \delta, I)$ sistemi ve $\psi \in V^*$ girdi dizisi verilmiş olsun. S sisteminin ψ dizisinin varlığında I'den başlayan *davranış*

$$\xi(\psi) = \xi[0], \xi[1], \dots \in X^*$$

şeklinde tanımlanır. Tanımlamada $\xi[0] = I$ 'dir ve herbir i indis değeri için $\xi[i+1] = \delta(\xi[i], \psi[i])$ 'dir.

Örneğin, Şekil-1(c)'deki sistem için, v_{1S}, v_{2Q} girdi dizisi X_1, X_2, X_3 davranışını üretir ve aşağıdaki şekilde gösterimlenir:

$$X_1 \xrightarrow{v_{1S}} X_2 \xrightarrow{v_{2Q}} X_3$$

Tanım 6: (Açık sistemlerde *erişilebilirlik*).

$S = (X, V, \delta, I)$ sistemi ve $P \in X$ verilmiş olsun. Açık sistemlerde *erişilebilirlik* problemi şu soruyla tanımlanır: "Öyle bir $\psi \in V^*$ girdi dizisi var mıdır ki $\xi(\psi)$ davranışı P durumuna erişsin?"

$\delta(x)$ gösterimi, x durumunun *ardışık takibeden* durumları kümesi olsun. Yani, $\delta(x) = \{x' : \exists v \delta(x, v) = x'\}$. Bu gösterim $\delta(F) = \{\delta(x) : x \in F\}$ şeklinde F durumlar kümesi için genişletilebilir.

Aşağıdaki algoritma verilen bir tek-girdili geçiş sistemine ait erişilebilir durumlar kümesini hesaplar.

Algoritma Erişilebilenler

Girdi: Tek-girdili geçiş sistemi, $S = (X, V, \delta, I)$.

Çıktı: I'den başlayıp erişilebilen tüm durumlar kümesi, F.

$F^0 := I$ tekrarla $F^{k+1} := F^k \cup \delta(F^k)$ $F^{k+1} = F^k$ olana dek $F_* := F^k$ dön F.

Algoritma polinom zamanlı basit bir çizge tarama algoritması olup, karmaşıklığı $O(|X| \cdot \log(|X|) \cdot |V|)$ 'dir [8]. Tarama şekli, herbir F^k kümesi en fazla k adet geçişten sonra erişilmiş durumları içerecek şekilde enine-öncelikli (*breadth-first*) özelliktedir.

Şekil-1'deki sistemler için *Erişilebilenler* (S) , $\{X_1, X_2\}$ kümesini ve *Erişilebilenler* (Q) ise $\{X_3, X_4\}$ kümesini döner. Benzer şekilde, *Erişilebilenler* (T) 'nin çıktısı $\{X_1, X_2, X_3\}$,

X_4 'dir. Bireşim işlemi ve erişilebilirler algoritmasını tanımlamamız takiben her bir denk-uca gömülü olan ve uç tarafından çalıştırılan eşleme algoritmasını tanımlayabiliriz.

Algoritma Eşleme

Girdi: Yetenek-ayrışık S ve Q sistemlerinden oluşan (S, P_S) ve (Q, P_Q) süreçleri.

Çıktı: Eşleme sonucu.

```

T = bireşim(S, Q);
T' = bireşim(Q, S);
yönlendirme işlemi sonucu
0 :  $(P_S \cap erişilebilirler(T)) = \emptyset$  ve
 $(P_Q \cap erişilebilirler(T')) = \emptyset$ ;
1 :  $(P_S \cap erişilebilirler(T)) \neq \emptyset$  ve
 $(P_Q \cap erişilebilirler(T')) = \emptyset$ ;
2 :  $(P_S \cap erişilebilirler(T)) = \emptyset$  ve
 $(P_Q \cap erişilebilirler(T')) \neq \emptyset$ ;
3 :  $(P_S \cap erişilebilirler(T)) \neq \emptyset$  ve
 $(P_Q \cap erişilebilirler(T')) \neq \emptyset$ ;
sonu;
dön eşleme sonucu;

```

Algoritmada, denk-uç p tarafından tarafında sahip olunan süreç (S, P_S) ve denk-uç r tarafından tarafında sahip olunan süreç (Q, P_Q) olsun. Buna göre aşağıdaki şekilde kodlanmış dört farklı eşleme sonucu elde etmek mümkündür.

- 0 – eşleme yok;
- 1 – sadece denk-uç p 'nin süreci r 'ninle eşlenebilir;
- 2 – sadece denk-uç r 'nin süreci p 'ninle eşlenebilir;
- 3 – karşılıklı eşleme, yani hem p hem de r 'nin süreçleri birbirleriyle eşlenebilir.

Şekil-1(c)'deki eşleme örneğinin sonucu $eşleme((S, P_S), (Q, P_Q)) = 1$ 'dir.

3. Denk-Uç Tabanlı Süreç Eşleme Sistemi

Geliştirilen denk-uç tabanlı sistem JADE orta-katmanı üzerinde yapılandırılmıştır. JADE kullanımındaki temel sebep JADE'in denk-uç sisteminin gerçekleştirilmesine olanak tanıyan zengin mesaj-kotarma altyapısıdır. Ayrıca JADE hem kablolu hem de kablosuz ortamlarda birlikte çalışabilirliği (*inter-operability*) desteklemektedir. Çok-erkinli sistemlerin kalıtsal olarak denk-uç sistemleri olduğu ve denk-uç erkin (*peer-to-peer agent*) sistemlerindeki erkinlerin denk-uçlar olarak modellenebileceği bilinmektedir [10]. Çok-erkinli sistemler perspektifinden bakacak olursak gerçekleştirilen denk-uç sistemi rekabet içinde olmayıp işbirliği içinde olan bir erkin sistemdir. Şekil-2'de görüldüğü gibi sistem JADE orta katmanı üzerine oturan bir yeryapayışım (*overlay*) şeklinde tasarlanmıştır.

Denk-uçlararası etkileşim protokolü olarak Gnutella 0.4 protokolü kullanılmıştır. Gerçekleştirilmiş Gnutella mesajları *ping*, *pong*, *sorgu* (*query*) ve *çarpan-sorgu* (*query-hit*)'dur ve bu mesajlar JADE tarafından desteklenen standart FIPA Erkin Kontrol Dili - EKD (Agent Control Language- ACL) sözdizimine gömülmüştür. EKD sözdiziminde her mesaj alıcısı tarafından gerçekleştirilmesi amaçlanan eylemi (*action*) tanımlayan performatif ile başlar. Mesajın kalan kısmı

gönderici (*sender*), -ile cevapla (*reply-with*), alıcı (*receiver*), yayıncı (*broadcast*) gibi yerleşik öznelikleri (*attribute*) veya kullanıcı tarafından tanımlanabilen özel öznelikleri içerir.

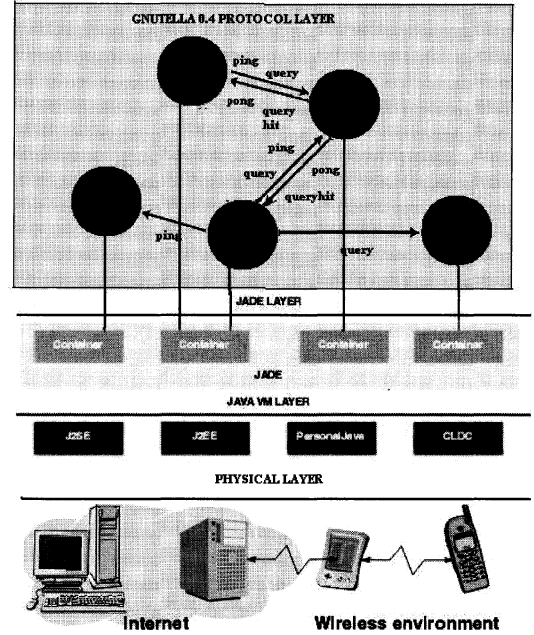
Eşlenmek istenen süreç tanımları Şekil-3'te görülen genel amaçlı kullanıcı arayüzü vasıtasıyla girilebilmektedir. Bu arayüz kullanıcı ilgi alanına göre kolaylıkla amaca uygun olacak şekilde uyarlanabilir. Sistemde bulunan denk-uçların komşularından haberdar olması Gnutella protokolünün temel *ping* ve *pong* mesajlarını kullanmak suretiyle güncellenen yerel bir arama (*look-up*) tablosu kullanılarak sağlanmıştır. Protokolün sorgu tipindeki mesajları ise süreç tanımlamalarını eşleme potansiyeli olan komşu denk-uçlara geçirmek amacıyla kullanılmıştır. Yukarıda tanımlanan eşleme algoritması her bir denk-uca gömülmüş ve yerel çalıştırım sonucuna göre ilgili Gnutella 0.4 eylemi (*sorgu* veya *çarpan-sorgu*) sorguyu alan denk-uç tarafından yerine getirilmektedir. Aşağıdaki örnekler EKD sözdizimi kullanılarak gerçekleştirilmiş mesajları içermektedir.

Ping gerçekleştirimi:

```

(QUERY-REF
:sender peer2
:receiver peer5
:reply-with ping1154566259531
:X-ttl 5
:X-originator "peer1" )

```



Şekil 2. Gerçekleştirimin sistem-düzeyindeki görünümü

Ping mesajının kullanım amacı bir denk-ucun herhangi bir andaki denk-uç komşuluk yapısından haberdar olabilmesidir. Mesaj, mevcut ve hedeflenen denk-uçları tanımlayan gönderici (*sender*) ve alıcı (*receiver*) yerleşik özelliklerinden oluşur. Ping mesajları, Sorgu-Referans (*Query-Ref*) performatifinin -ile cevapla kısmında tutulan bilgi kullanılarak cevaplanır. Tanımladığımız X-kaynak (*X-originator*) özneliği ping

mesajın orijinal kaynağını gösterir. Yine tanımladığımız X-ttl özniteliği sürecin yaşam süresini belirleyen ve sekme (*hop*) birimiyle tanımlı değeri barındırır.

Pong gerçekleştirimi:

```
(INFORM
:sender peer5
:receiver peer2
:in-reply-to ping1154566259531
:X-ttl 5
:X-originator "peer5"
:X-receiver "peer1")
```

Pong mesajı ping mesajına cevaptır. Pong mesajı, ping çekilmiş denk-ucun mesajı gönderen orijinal kaynağa kendisinin halen sisteme bağlı ve canlı halde olduğu hakkında bilgi vermesini hedefler. Ayrıca, orijinal ping kimlik bilgisini de barındırır. Örnekte görülen Alıcı (*Receiver*) ve X-alıcı (*X-receiver*) öznitelikleri arasındaki fark, ilkinin o anki pong mesajını alacak komşu denk-ucu belirtmesi, ikincisinin ise mesajın hedeflenen nihai alıcısını tanımlıyor olmasıdır.

Sorgu gerçekleştirimi:

```
(CFP
:sender peer1
:receiver peer5
:content "(Reachable owner:peer1
process:a1)")
:language fipa-sl
:ontology Task-description-ontology
:X-ttl 5
:X-originator "peer1" )
```

Sorgu mesajı süreç ekleme işleminin başlatıcısı olarak kullanılmıştır. Öneri Çağrısı (*Call For Proposal - CFP*) performatifinin göndericisi sistemde kendi süreç tanımını eşleyebileceği bir denk-uç bulabilmeyi hedefler. Mesajın içerik kısmı standart FIPA-SL dilinde yazılmıştır. Örnekteki mesajın içeriği, *a1* sürecinin sahibi olan *peer1*'in alıcı denk-ucun süreciyle ekleme yapma amacıyla olduğunu göstermektedir. Ontoloji (*Ontology*) yerleşik özniteliği mevcut sürecin ilgili durum-ili alanı (*state-domain*)'nı tanımlamaktadır.

Çarpan-sorgu gerçekleştirimi:

```
(PROPOSE
:sender peer5
:receiver peer1
:content "(Propose :proposer peer5
:matchresult 2 :process a3)")
:in-reply-to query1154566257093
:language fipa-sl
:ontology Task-description-ontology
:X-ttl 5
:X-originator "peer5"
:X-receiver "peer1")
```

Çarpan-sorgu mesajı sorgu mesajına cevaptır. İçerik kısmı bir ekleme olması durumunda önerenin (*proposer/owner*) kimlik bilgisini, ekleme tipini ve önerenin süreç tanımını içerir. Ontoloji özniteliği sorgu örneğinde olduğu gibi mevcut sürecin ilgili durum-ili alanını tanımlamaktadır.

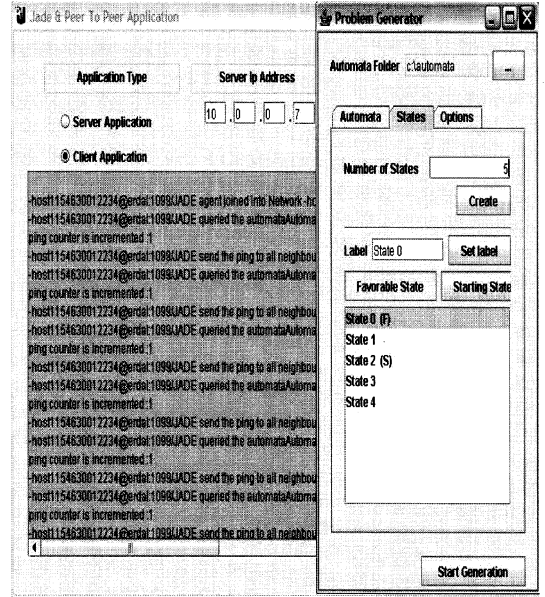
Tipik bir JADE kurulumunda, özel amaçlı bir sistem erkini olan ve ana içerinin (*container*) içinde yaşayan Dizin Sağlayıcı - DS (*Directory Facilitator - DF*) bulunur.

Geliştirilen sistemde DS erkini doğrudan denk-uç sistemlerindeki ÖnYüklemeSunumcusu (*BootStrapServer*) olarak kullanılmıştır. ÖnYüklemeSunumcusu'nun temel görevi mevcut denk-uç ağının bir parçası olmak isteyen yeni denk-uçlara, ağda bulunan denk-uçların listesini dönmektir.

4. Sonuçlar

Tam-olmayan süreç tanımlamalarına olanak tanıyan bir süreç gösterim şekli ve süreç ekleme işlemine olanak tanıyan ekleme algoritması önerilmiştir. Bunu takiben, merkezi olmayan, denk-uç tabanlı bir süreç ekleme sistemi geliştirilmiştir. Sistem istenilen bir uygulama alanına, yapılacak kullanıcı arayüzü değişiklikleri ve ilgili durum-ontolojilerinin tanımlanması suretiyle kolaylıkla uyarlanabilir.

İleride, yeteneklere maliyet ve amaçlara fayda değerleri atamak yoluyla mevcut süreç tanımlaması geliştirilebilir. Bu sayede denk-uçlar arasında olası müzakere mekanizmaları için açılım da sağlanabilir.



Şekil 3. Süreç tanımlama giriş ekranı arayüzü.

5. Kaynakça

- [1] K. Sycara, J. Lu, M. Klusch, and S. Widoff, "Matchmaking among heterogeneous agents on the internet", in *Proceedings of the 1999 AAAI Spring Symposium on Intelligent Agents in Cyberspace*, Stanford University, USA 22-24 March 1999.
- [2] I. Constantinescu, and B. Faltings "Efficient Matchmaking and Directory Services", *Proceedings of the IEEE/WIC International Conference on Web Intelligence*, October 2003, pp. 75-81.
- [3] I. Arriba, I. Corporation, and M. Corporation, "Universal description, discovery and integration", September 2000, <http://www.uddi.org/>.

- [4] E. Christensen, F. Curbera, G. Meredith, and S. Weerawarana, "Web services description language (WSDL) 1.1", March 2001. <http://www.w3.org/TR/wsdl>.
- [5] A. Banerji, C. Bartolini, D. Beringer, V. Chopella, K. Govindarajan, A. Karp, H. Kuno, M. Lemon, G. Pogossiants, S. Sharma, and S. Williams, "Web services conversation language (WSCL) 1.0", March 2002. <http://www.w3.org/TR/wscl10/>.
- [6] A. Wombacher, P. Fankhauser, B. Mahleko, and E. Neuhold, "Matchmaking for Business Processes Based on Choreographies", *International Journal of Web Services Research*, 1(4), Oct-Dec 2004, pp. 14-32.
- [7] A. Wombacher, B. Mahleko, and E. Neuhold, "IPSI-PF: A business process matchmaking engine based on annotated finite state automata", *Inf. Syst. E-Business Management*, 3(2), 2005, pp. 127-150.
- [8] O. Maler, "Control from Computer Science", *Annual Reviews in Control*, 26, 2002, pp. 175-187.
- [9] F. Bellifemine, A. Poggi, G. Rimassa, "JADE: A White Paper", 3 September 2003.
- [10] O. Shehory, "Robustness challenges in peer-to-peer agent systems", *Agents and Peer-to-Peer Computing, Second Intl. Workshop, AP2PC 2003, LNAI 2872*, pp. 13-22.

Çoklu Zaman Gecikmeli Veri İletişim Ağları İçin Gürbüz Denetleyici Tasarımı

Hakkı Ulaş Ünal¹, Banu Ataşlar Ayyıldız², Altuğ İftar¹, Hitay Özbay³

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Anadolu Üniversitesi, 26555 Eskişehir
{huunal, aiftar}@anadolu.edu.tr

²Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, 34349 İstanbul
bataslar@yildiz.edu.tr

³Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilkent Üniversitesi, 06800 Ankara
ozbay@bilkent.edu.tr

Özetçe

Veri iletişimi ağlarındaki problemlerden biri olan trafik tıkanıklığını önlemek için kullanılan en önemli yöntemlerden biri akış denetimidir. Akış denetimini sağlayacak olan denetleyicilerin tasarımı ise, veri akışındaki zaman gecikmelerinden dolayı oldukça zordur. Bu çalışmada Meinsma ve Mirkin tarafından geliştirilen yöntemden yararlanılarak çoklu zaman gecikmeli veri iletişim ağlarındaki akış denetimi probleminin optimal \mathcal{H}^∞ çözümü gösterilmiştir.

1. Giriş

Veri iletişimi, internet, e-posta, video konferans gibi uygulamalar oldukça büyük ve değişen bant genişliği gerektiren ağ uygulamalarıdır. Ayrıca, ağ kullanıcıları bant genişliğinden verimli ve ucuz bir şekilde yararlanmak ister. Dolayısıyla, iletişim ağları büyük bant genişliğini sunmanın yanı sıra, kullanıcılarının bu bant genişliğinden adil bir şekilde faydalanmasını ve kullanıcılarından birinin trafiğinin diğerlerine sunulan servis kalitesini (QoS) etkilememesini sağlamalıdır. Asenkron Transfer Modu (ATM) ağları, kullanıcılarının bu taleplerini karşılayabilmek ve tek bir ağ üzerinden birden fazla uygulamaya destek verebilmek için tasarlanmış veri iletişim ağlarından biridir [1]. ATM ağlarında birden fazla uygulamaya verimli bir şekilde hizmet verebilmek için, farklı trafik ve servis kalitesi anlayışlarına sahip servisler vardır. ATM ağlarında, en iyi veri akış trafiğini ve dinamik bant genişliğini garanti eden servis Kullanılabilir Bit Debiti (ABR) servisi vardır.

Tüm veri iletişim ağlarının en büyük problemlerinden biri trafik tıkanıklığıdır. Trafik tıkanıklığı, kullanıcıların veri iletişim ağından istediği veri debisinin ağın kapasitesini aşması sonucunda ortaya çıkmaktadır. Veri iletişim ağlarında, trafik tıkanıklığı olduğunda ağdaki kuyruk uzunluğu kısa

bir süre içerisinde büyür ve oluşan kuyruk uzunluğu arabelleğin taşmasına sebep olacak boyutlara ulaştığında veri kayıplarına yol açar. Dolayısıyla, kullanıcılarına istenilen servis kalitesini sağlamak için veri iletişim ağlarında akış trafiğini düzenleyen akış denetim yöntemleri kullanılır. Akış denetimi problemi bilgisayar ağları, haberleşme ve kontrol alanlarındaki literatürde oldukça fazla yer almıştır (bkz. [2] ve oradaki kaynakça). ATM-ABR servisindeki veri akış trafiğinde, trafik tıkanıklığını önlemek ve verinin adil bir şekilde paylaşılmasını sağlamak için, *debi-tabanlı* akış denetim yöntemi kullanılmaktadır [1]. Debi-tabanlı yöntemde denetleyici *darboğaz nodu*'nda gerçekleştirilerek kaynaklardan gönderilen veri debisini ayarlar. Ancak, veri akışında hem ileri yönde (kaynaktan darboğaz noduna) ve hem de geri yönde (darboğaz nodundan kaynağa) bulunan zaman gecikmeleri bu tür bir denetleyici tasarımını zorlaştırmaktadır. Ayrıca varolan bu zaman gecikmeleri genellikle belirsiz ve zamanla değişen zaman gecikmeleridir.

Zaman gecikmeli sistemler için denetleyici tasarımının zor olmasının sebebi, bu sistemlerin sonsuz boyutlu olmalarıdır. Zaman gecikmeli sistemler için çeşitli denetleyici tasarım yöntemleri konusunda özet bir değerlendirme [3]'de bulunmaktadır. [4] ve [5]'de ise operatör teorisi yaklaşımı ile genel sonsuz boyutlu sistemler için denetleyici tasarımı yer almaktadır. Toker ve Özbay [6]'da Hankel+Toeplitz operatör metodu ile sonsuz boyutlu tek-girdili ve tek-çıkıtlı sistemler için H^∞ -optimal denetleyici tasarımını formüle etmişlerdir. Ardından, Meinsma ve Zwart [7]'de J -spektral ayrıştırma yöntemini kullanarak tek zaman gecikmesine sahip sistemler için denetleyici elde etmişlerdir. Ancak, çoklu zaman gecikmesine sahip sistemler için H^∞ -optimal denetleyici tasarım probleminin çözümü yakın geçmişte yapılan [8]'deki çalışmaya kadar bulunamamıştır. Meinsma ve Mirkin

tarafından yapılan [8]'deki çalışmada, sistem bir dizi alt sistemlere ayrıştırılıp, J -spektral ayrıştırma yöntemi kullanılarak problemin optimal çözümü bulunmuştur.

ATM-ABR servisindeki *debi-tabanlı* denetleyici tasarımı için ise, [6]'daki tasarım yöntemleri kullanılarak [9]'da bir H^∞ -tabanlı denetleyici geliştirilmiştir. Bulunan bu denetleyicinin gerçekleştirilmesi daha sonra [10]'da gösterilmiştir. Ancak her iki çalışmada da [9, 10], gecikmelerin belirsiz ancak zamanla değişmez olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca, birden fazla zaman gecikmesi zorluğunu gidermek için, sistemin tüm kanallarındaki zaman gecikmeleri en uzun zaman gecikmesine eşitlenerek denetleyici tasarlanmıştır. Belirsiz ve zamanla değişen çoklu zaman gecikmesine sahip veri iletişim ağları için daha sonra [2]'de çalışılmış ve gecikmelerdeki değişimlere karşı gürbüzlük gösteren bir debi-tabanlı akış denetleyicisi tasarlanmıştır. Ancak, [2]'de elde edilen denetleyici her bir kanal için ayrık birer \mathcal{H}^∞ kontrol probleminin çözülmesi ile elde edilmiştir. Her bir kanal için bulunan çözümler belirli ağırlıklarla birleştirilerek asıl denetleyici elde edilmektedir. Bu sebeple [2]'de elde edilen denetleyici optimal olmayıp, alt-optimaldir. Tüm sisteme ait denetleyicinin bulunması için [8]'deki yöntem ilk olarak [11]'deki çalışmada ele alınmıştır. Ardından, bu yaklaşım [2]'deki probleme bir \mathcal{H}^∞ -optimal çözüm bulmak amacıyla [12] ve [13]'de uygulanmıştır.

Bu bildiride, öncelikle Bölüm 2'de, akış denetim probleminin matematiksel modeli ve [12]'deki denetleyici tasarımı özetlenmiştir. Bölüm 3'de ise, tasarlanan denetleyicinin performansını ölçmek için yapılmış olan bazı benzetim çalışmalarının sonuçları verilmiştir. Sonuçlar ise Bölüm 4'te sunulmuştur.

2. Matematiksel Model ve Denetleyici Tasarımı

ATM-ABR servisindeki geri beslemeli veri akış probleminde denetleyici, darboğaz nodunda gerçekleştirilir ve istenen kuyruk uzunluğunu sağlamak için darboğazı besleyen n tane kaynak için gerekli olan veri akış komutunu hesaplar. [12]'de birden çok kanala sahip ve kanallarındaki zaman gecikmeleri belirsiz ve zamanla değişen tek darboğazlı veri iletişim ağları için akış denetimi problemi ele alınmıştır. Bu problem tanımı denetleyicinin yer almakta olduğu darboğaz nodundaki kuyruk uzunluğunun dinamiği [2]'deki gibi alınmıştır:

$$\dot{q}(t) = \sum_{i=1}^n r_i^b(t) - c(t). \quad (1)$$

Burada,

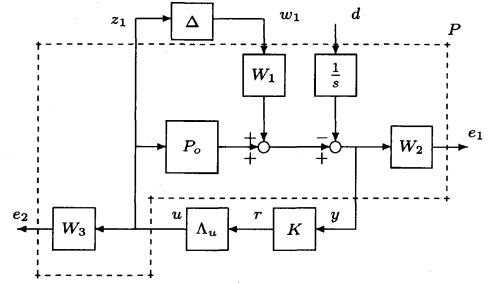
$q(t)$: t anında darboğazdaki kuyruk uzunluğunu,

$r_i^b(t)$: t anında i inci kaynaktan darboğaza gelen veri debisini ($i = 1, \dots, n$),

$c(t)$: t anında darboğazdan ayrılan veri debisini

göstermektedir. Ayrıca, $q(t)$ 'nin negatif olamayacağı ve her zaman için arabellek kapasitesinden küçük olacağı kabul edilmiştir. Ayrılan veri debisi, $c(t)$, darboğaz nodunda yeterli veri olduğu sürece çıkış linkinin kapasitesine eşit olmaktadır.

Ele alınan bu akış probleminde kanallardaki zaman gecikmeleri ileri ve geri yönde olmak üzere ikiye



Şekil 1: Karma hassasiyet minimizasyon problemi [11]

ayrılmıştır. İleri yöndeki gecikmeler verinin kaynaklardan ayrılması ile darboğaza varışı arasında geçen süredir. Geri yöndeki gecikmeler ise, darboğazda veri debisi komutunun kontrolör tarafından hesaplanması ile bu komutun kaynaklara ulaşması arasında geçen süredir. h_i^f ve h_i^b sırasıyla i kanalı için ileri ve geri yöndeki sabit değerli minimum zaman gecikmesini, $\delta_i^f(t)$ ve $\delta_i^b(t)$ sırasıyla i kanalı için ileri ve geri yöndeki zaman gecikmelerine ait belirsizliği ($\delta_i^b(t) \geq 0$ ve $\delta_i^f(t) \geq 0$) göstermek üzere, i kanalı için ileri ve geri yöndeki zaman gecikmeleri sırasıyla $\tau_i^f(t) := h_i^f + \delta_i^f(t)$ ve $\tau_i^b(t) := h_i^b + \delta_i^b(t)$ şeklinde tanımlanmıştır. Bu tanımlardan yararlanılarak i kanalı için minimum zaman gecikmesi $h_i := h_i^b + h_i^f$, zaman gecikmesi belirsizliği $\delta_i(t) := \delta_i^b(t) + \delta_i^f(t)$ ve son olarak toplam zaman gecikmesi $\tau_i(t) := \tau_i^b(t) + \tau_i^f(t)$ olmaktadır.

Ayrıca, $r_i(t)$, t zamanında denetleyici tarafından hesaplanmış olan veri debisi komutu olmak üzere, [2]'de,

$$r_i^b(t) = \begin{cases} (1 - \delta_i^f(t))r_i(t - \tau_i(t)), & t - \tau_i^f(t) \geq 0 \\ 0, & t - \tau_i^f(t) < 0 \end{cases} \quad (2)$$

olduğu gösterilmiştir. Bunun yanı sıra, $\delta_i^+ > 0$ ve $0 \leq \beta_i^f \leq \beta_i < 1$ olmak üzere,

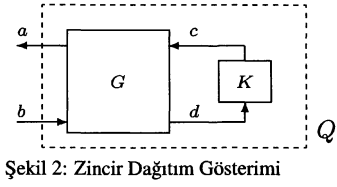
$$0 \leq \delta_i(t) < \delta_i^+, \quad |\delta_i(t)| < \beta_i, \quad |\delta_i^f(t)| < \beta_i^f \quad (3)$$

olduğu kabul edilmiştir.

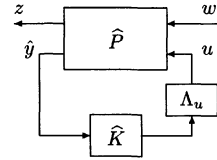
[11]'de, yukarıda özetlenen akış denetimi probleminin çözümü olarak bir optimal H^∞ denetleyici bulmak amacıyla, bir karma hassasiyet problemi (mixed sensitivity problem) tanımlanmıştır.

Ağda bulunan minimum zaman gecikmelerini $h_1 \geq h_2 \geq \dots \geq h_n \geq 0$ olacak şekilde sıralayıp, ağdaki farklı zaman gecikmelerinin sayısının da N tane olduğunu kabul edilmiştir. Bu durumda, $\bar{h}_1 = h_1$ ve $\bar{h}_2 = h_{i_2}$ olarak tanımlıyalım, böyleki $i_2, h_{i_2} < \bar{h}_1$ 'i sağlayan en küçük indis olsun. Benzer şekilde, $\bar{h}_3 = h_{i_3}$ olarak tanımlıyalım, böyleki $i_3, h_{i_3} < \bar{h}_2$ 'i sağlayan en küçük indis. Bu şekilde devam ederek, ağdaki N tane farklı zaman gecikmesi, \bar{h}_i 'lar biçiminde ifade edilmiştir. Bunun yanı sıra, l_i ($i = 1, \dots, N$) minimum zaman gecikmesi \bar{h}_i olan kanalların sayısını belirtsin ($\sum_{i=1}^N l_i = n$). Bu durumda, Şekil 1'de görülmekte olan bu problemde,

$$-P_o(s) = \frac{1}{s} [1 \dots 1] \text{ nominal sisteme ait transfer fonksiyonu matrisidir.}$$



Şekil 2: Zincir Dağıtım Gösterimi



Şekil 3: 4-blok problemi

- $\Delta = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{blockdiag} \left\{ \begin{bmatrix} \Delta_{1,1}^0 \\ \Delta_{1,2}^0 \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} \Delta_{n,1}^0 \\ \Delta_{n,2}^0 \end{bmatrix} \right\}$ zaman gecikmelerindeki belirsizliği ifade eden ve doğrusal, zamanla değişen ve \mathcal{L}^2 çıkarılmış (induced) normu 1'den küçük bir sistemdir.

$$- \Lambda_u = \begin{bmatrix} e^{-\bar{h}_1 s} I_{l_1} & & \\ & \ddots & \\ & & e^{-\bar{h}_N s} I_{l_N} \end{bmatrix}, I_k \text{ } k \times k$$

boyutlu birim matrisi göstermek üzere, sistemdeki farklı minimum zaman gecikmelerine ait matristir.

- $W_1(s) = \sqrt{2} [\bar{W}_1(s) \dots \bar{W}_n(s)]$ zaman gecikmelerindeki belirsizlik için kullanılan ağırlık matrisidir. Burada, $e_{i,1} = (\beta_i + \beta_i^f) / (\sqrt{1 - \beta_i})$, $e_{i,2} = \delta_i^+$ olmak üzere, $\bar{W}_i(s) = [\frac{e_{i,1}}{s} \quad e_{i,2}]$ olarak tanımlanmıştır.

- $W_2(s) = \frac{1}{s}$ ise, e_1 için kullanılan ağırlık fonksiyonudur. e_1 ise istenen kuyruk uzunluğunu (bu modelde d 'nin içine yerleştirilmiş olan) takip edebilmek için belirlenmiştir.

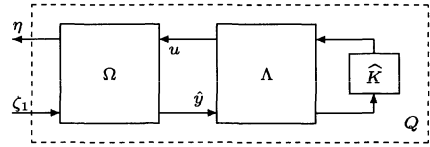
$$- W_3(s) = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} \alpha_2 & -1 & 0 & 0 \\ \alpha_1 & 0 & -1 & 0 \\ \alpha_1 & 0 & 0 & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_n & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \text{ matrisi}$$

e_2 için ağırlık matrisidir. e_2 ise "ağırlıklı eşitliği" (weighted fairness) sağlamak için belirlenmiştir [2]. Burada α_i 'ler, $\sum_{i=1}^n \alpha_i = 1$ şartını sağlayan "eşitlik ağırlıkları"dır.

- $K(s)$ ise, tasarlanacak olan denetleyiciyi göstermektedir.

Yukarıda tanımlanan karma hassasiyet probleminin çözümünde zincir-dağıtım gösterimi (chain-scattering representation) kullanılmaktadır. Şekil 2'de görülen zincir-dağıtım gösterimindeki herhangi bir G transfer fonksiyonu için b 'den a 'ya olan kapalı döngü transfer fonksiyonu Q şu şekilde yazılır: $Q = HM(G, K) = (G_{11}K + G_{12})(G_{21}K + G_{22})^{-1}$. Buradaki HM dönüşümü, Eşgrafik Dönüşümü (*Homographic Transformation*) olarak adlandırılmaktadır [14].

Karma hassasiyet minimizasyonu probleminde $\tilde{N}(s) := \frac{1}{s+\epsilon} [1 \dots 1]$ ve $\tilde{M}(s) := \frac{s}{s+\epsilon}$ olmak üzere, P_o nominal sistemi üzerinde $P_o(s) = \tilde{M}^{-1}(s)\tilde{N}(s)$ şeklinde bir \mathcal{H}^∞ -asal ayrıştırması ve ardından $\tilde{K} = \tilde{M}K$, $w' = [w_1 \quad d]'$, $z' = [z_1 \quad e_1 \quad e_2]'$ ve $\hat{y} = \tilde{M}^{-1}y$ tanımlamaları yapıldığında, Şekil 1'deki problem Şekil 3'deki biçimde ifade edilir. Bu durumda Şekil 3'deki 4-blok problemi, sistemi kararlı kılan ve w' 'dan z' 'ye olan kapalı döngü transfer fonksiyonu T_{zw} için, $\|T_{zw}\|_\infty < 1$ şartını sağlayan optimal denetleyicinin bulunması problemidir.



Şekil 4: 1-Blok Problem

Şekil 3'deki 4-blok problemi, [14]'deki yöntemler kullanılarak, Şekil 4'deki 1-blok problemine dönüştürülebilir. Buradaki sonlu boyutlu Ω transfer fonksiyonu [8] ve [14]'de verilen cebirsel Riccati denklemleri ile elde edilmekte, Λ zaman gecikmelerini içerecek şekilde, $\Lambda = \text{diag}\{\Lambda_u, 1\}$ olarak tanımlanmakta ve \tilde{K} ise tasarlanacak optimal denetleyiciyi ifade etmektedir. Bu durumda, 4-blok problemi, Şekil 4'deki kapalı döngü transfer fonksiyonu $Q = HM(\Omega\Lambda, \tilde{K})$ 'yu kararlı kılan ve $\|Q\|_\infty < 1$ şartını sağlayan optimal denetleyicinin bulunması problemine dönüşmektedir. Eğer sistemde zaman gecikmesi olmaz ise, $\Lambda = I$, optimal denetleyici \tilde{K} , herhangi bir $\|Q\|_\infty < 1$ için $\tilde{K} = HM(\Omega^{-1}, Q)$ olarak elde edilir [14]. Fakat, zaman gecikmeli sistemler ele alındığında bu şekilde elde edilen denetleyici nedensel değildir. Eşgrafik dönüşüm sayesinde, Şekil 4'deki kapalı döngü transfer fonksiyonu Q , $\Omega_\infty = \lim_{s \rightarrow \infty} \Omega(s)$ olmak üzere, $Q = HM(\Omega\Lambda, \tilde{K}) = HM(\Omega\Omega_\infty^{-1}\Lambda, HM(\Lambda^{-1}\Omega_\infty\Lambda, \tilde{K}))$ olarak yazılabilir. Bu durumda, $K_\gamma := HM(\Lambda^{-1}\Omega_\infty\Lambda, \tilde{K})$ ve $G = \Omega\Omega_\infty^{-1}$ olarak tanımlırsa, 1-blok problemi, $\|HM(G\Lambda, K_\gamma)\|_\infty < 1$ koşulunu sağlayan optimal K_γ denetleyicisinin bulunması problemi olur ve BBP(G, Λ) olarak tanımlanır [8]. Ayrıca, $K_\gamma := HM(\Lambda^{-1}\Omega_\infty\Lambda, \tilde{K})$ dönüşümü de nedenseldir [8].

K_γ optimal denetleyicisi, N tane altblok gecikme probleminin çözümü ile elde edilmiştir. BBP(G, Λ)'daki zaman gecikme bloğu Λ , $\Lambda_1 = \begin{bmatrix} e^{-\bar{h}_N s} I_{\mu_1} & 0 \\ 0 & I_{\rho_1} \end{bmatrix}$ olmak üzere, $\Lambda = \Lambda_1 \tilde{\Lambda}_1$ olarak ayrıştırılır. Burada $\rho_1 = 1$ ve $\mu_1 = \sum_{i=1}^N l_i$ olur ($\bar{h}_N = 0$ ise, doğrudan ikinci adımdan başlanabilir). Eşgrafik dönüşüm sayesinde, $HM(G\Lambda, K_\gamma) = HM(G\Lambda_1, HM(\tilde{\Lambda}_1, K_\gamma))$ olarak yazılabileceğinden, BBP(G, Λ)'nın çözülebilirliği için BBP(G, Λ_1)'in çözülebilir olması gerekir. Zaman gecikme bloğu Λ_1 formunda olan BBP(G, Λ_1)'e altblok gecikme problemi, Λ_1 'e ise altblok gecikme denir [8]. $G_1 := G :=$

$$\begin{bmatrix} A & B_{\mu_1} & B_{\rho_1} \\ C_{\mu_1} & I_{\mu_1} & 0 \\ C_{\rho_1} & 0 & I_{\rho_1} \end{bmatrix} \text{ olarak tanımlansın. Bu durumda,}$$

BBP(G_1, Λ_1): $\|HM(G_1\Lambda_1, HM(\tilde{\Lambda}_1, K_\gamma))\|_\infty < 1$ yapan K_γ denetleyicisinin bulunmasıdır. K_γ denetleyicisinin bulu-

nabilmesi için, n_u ve $n_{\hat{y}}$ sırasıyla u ve \hat{y} 'in boyutları, $J = \text{diag}\{I_{n_u}, -I_{n_{\hat{y}}}\}$ olmak üzere, $G_1 \Lambda_1 W_1^{-1}$ 'i J -kayıpsız (lossless) ve $\Lambda_1^{-1} G_1^{-1} J G_1 \Lambda_1 = W_1^{-1} J W_1$ 'i sağlayan çift yönlü kararlı (bistable) W_1 'in bulunması gerekli ve yeterlidir [8].

$$J_{\rho_1} := [0 \ I_{\rho_1}] J [0 \ I_{\rho_1}]', \quad J_{\mu_1} := [I_{\mu_1} \ 0] J [I_{\mu_1} \ 0]'$$

$$\text{ve } \Psi_1 := G_1^{-1} J G_1 = \begin{bmatrix} A_{\Psi_1} & B_{\Psi_1} & B_{\Psi_2} \\ C_{\Psi_1} & J_{\mu_1} & 0 \\ C_{\Psi_2} & 0 & J_{\rho_1} \end{bmatrix},$$

$H_1 := A_{\Psi_1} - B_{\Psi_2} J_{\rho_1} B_{\Psi_1}$ ve $\Sigma_1 := e^{H_1 \bar{h}_N}$ olarak tanımlansın. Bu durumda, $W_1 = \tilde{G}_1 \begin{bmatrix} I_{\mu_1} & 0 \\ -\Pi_1 & I_{\rho_1} \end{bmatrix}$ olur.

Burada, çift yönlü kararlı \tilde{G}_1 ,

$$\tilde{G}_1 = \left[\begin{array}{c|c} A & [I \ 0] [\Sigma_1^{-1} B_{\Psi_1} \ B_{\Psi_2}] \\ \hline J \begin{bmatrix} C_{\Psi_1} \ \Sigma_1 \\ C_{\Psi_2} \end{bmatrix} & J \end{array} \right] \quad (4)$$

ve Π_1 FIR filtresi,

$$\Pi_1(s) = \pi_{h_1} \left\{ \begin{array}{c|c} H_1 & B_{\Psi_1} \\ \hline J_{\rho_1} C_{\Psi_2} & 0 \end{array} \right\} \quad (5)$$

olarak elde edilir [8]. Buradaki, π_h tamamlama operatörü (completion operator [8]) transfer fonksiyon matrisi $\{e^{-hs} \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix}\}$ olan bir sistem için, şu şekilde tanımlanır;

$$\pi_h \left\{ e^{-hs} \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \right\} = \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C e^{-Ah} & 0 \end{array} \right] - e^{-hs} \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\Lambda}_1, \Lambda_2 := \left[\begin{array}{c|c} e^{(\bar{h}_N - 1 - \bar{h}_N)s} I_{\mu_2} & 0 \\ \hline 0 & I_{\rho_2} \end{array} \right] \quad (\mu_2 = \sum_{i=1}^{N-1} l_i)$$

ve $\rho_2 = 1 + l_N$ olmak üzere $\tilde{\Lambda}_1 = \Lambda_2 \tilde{\Lambda}_2$ olarak ayrıştırılır. Eşzaman dönüşüm sayesinde, $HM(G_1 \Lambda_1, HM(\tilde{\Lambda}_1, K_\gamma)) = HM(W_1 \tilde{\Lambda}_1, K_\gamma) = HM(\tilde{G}_1 \Lambda_2, HM(\tilde{\Lambda}_2, \tilde{K}_{\gamma_1}))$ olur,

buradaki $\tilde{K}_{\gamma_1} := HM(\tilde{\Lambda}_1^{-1} \begin{bmatrix} I_{\mu_1} & 0 \\ -\Pi_1 & I_{\rho_1} \end{bmatrix}, \tilde{\Lambda}_1, K_\gamma)$

olarak tanımlıdır. Bu durumda, $G_2 := \tilde{G}_1 =$

$$\left[\begin{array}{c|c} A & B_{\mu_2} \ B_{\rho_2} \\ \hline C_{\mu_2} & I_{\mu_2} \ 0 \\ C_{\rho_2} & 0 \ I_{\rho_2} \end{array} \right] \text{ olarak tanımlarsak, } BBP(G_2, \Lambda_2):$$

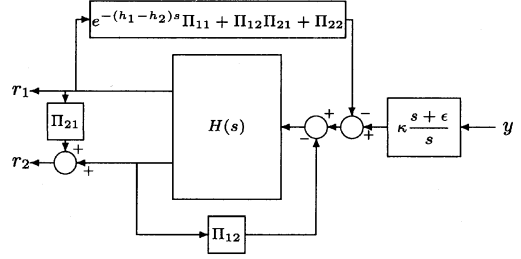
$\|HM(G_2 \Lambda_2, HM(\tilde{\Lambda}_2, \tilde{K}_{\gamma_1}))\|_\infty < 1$ yapan \tilde{K}_{γ_1} denetleyicisinin bulunmasıdır. $BBP(G_1, \Lambda_1)$ 'e benzer şekilde, \tilde{K}_{γ_1} denetleyicisinin bulunabilmesi için de, $G_2 \Lambda_2 W_2^{-1}$ 'i J -kayıpsız ve $\Lambda_2^{-1} G_2^{-1} J G_2 \Lambda_2 = W_2^{-1} J W_2$ 'yi sağlayan çift yönlü kararlı W_2 'in bulunması gerekli ve yeterlidir. Böyle bir

$W_2, W_2 = \tilde{G}_2 \begin{bmatrix} I_{\mu_2} & 0 \\ -\Pi_2 & I_{\rho_2} \end{bmatrix}$ olarak elde edilir. Buradaki \tilde{G}_2 ve Π_2 , sırasıyla (4) ve (5)'dekine benzer şekilde elde edilir.

Bu şekilde ilerleyerek, $BBP(G, \Lambda)$, N adımda çözülür. $BBP(G, \Lambda)$ 'nın çözülebilmesi için her bir adımdaki $BBP(G_i, \Lambda_i)$ 'in çözülebilmesi gerekli ve yeterlidir. i ninci adımdaki $\Lambda_i, \Lambda_i = \left[\begin{array}{c|c} e^{(-\bar{h}_N - i + 1 - \bar{h}_N - i + 2)s} I_{\mu_i} & 0 \\ \hline 0 & I_{\rho_i} \end{array} \right]$

($\mu_i = \sum_{i=1}^{N-i+1} l_i$) ve G_i ise bir önceki adımdaki $BBP(G_{i-1}, \Lambda_{i-1})$ 'den elde edilen \tilde{G}_{i-1} transfer fonksiyonudur. N inci adım sonunda, ($\tilde{\Lambda}_N = I$), optimal denetleyici $K_\gamma = HM(\Pi_\Lambda G_\Lambda^{-1}, Q_\Lambda)$ olarak elde edilir. Burada,

$$\Pi_\Lambda = \Lambda^{-1} \prod_{i=1}^N \Lambda_i \begin{bmatrix} I_{\mu_i} & 0 \\ \Pi_i & I_{\rho_i} \end{bmatrix}, \quad G_\Lambda = \tilde{G}_N \quad (N \text{ ninci}$$



Şekil 5: İki kanallı sistem için denetleyici yapısı

adımda elde edilen sonlu boyutlu transfer fonksiyonu) ve Q_Λ ise $\|Q_\Lambda\|_\infty < 1$ 'i sağlayan herhangi bir transfer fonksiyonudur.

İki kanallı ve kanallarındaki gecikmelerinin birbirinden farklı ($h_1 > h_2 > 0$) olduğu bir ağ için yukarıda özetlenen yöntem ile elde edilen denetleyicinin yapısı Şekil 5'de görülmektedir. Burada,

- $\epsilon, \mathcal{H}^\infty$ -asal ayrıştırması adımı belirlenmiş olan pozitif sayı,
- κ, K_γ ile \hat{K} arasındaki nedensel dönüşümündeki Ω_∞ matrisinden gelen sabit değerli bir kazancı,
- $H(s)$, $BBP(G_2, \Lambda_2)$ çözümünden elde edilen $HM(\tilde{G}_2^{-1}, Q_2)$ transfer fonksiyonu matrisini,
- Π_{11} ve Π_{12} sistemleri, $BBP(G_1, \Lambda_1)$ 'in çözümünden elde edilen h_2 süreli FIR filtrelerini,
- Π_{21} ve Π_{22} sistemleri ise, $BBP(G_2, \Lambda_2)$ 'nin çözümünden elde edilen $h_1 - h_2$ süreli FIR filtrelerini

göstermektedir (detaylar için bkz. [12]). Eğer sistemdeki iki kanaldaki gecikme birbirine eşit ($h_1 = h_2 > 0$) ise, bu durumda Şekil 5'deki denetleyicide $\Pi_{21} = \Pi_{22} = 0$ olmaktadır. Kanallardan birinin gecikmesiz olduğu durumda ($h_1 > h_2 = 0$) ise $\Pi_{11} = \Pi_{12} = 0$ olmaktadır.

3. Benzetim Çalışmaları

Bu bölümde, iki kanallı ve kanallarındaki zaman gecikmeleri belirsiz ve zamanla değişen tek darboğazlı bir veri iletim ağı ele alınmış ve bu ağa uygulanmış olan beş farklı durum için benzetim çalışmalarının sonuçları sunulmuştur. Bahsedilen yapıdaki bir sistem için elde edilen denetleyicinin yapısı bir önceki bölümde sunulmuştur (Şekil 5). Elde edilen denetleyicilerin performanslarını incelemek için yapılan benzetim çalışmalarındaki tüm durumlarda istenilen kuyruk uzunluğu 30 paket, darboğazdan ayrılan veri debisi ise 90 paket/sn olarak alınmıştır. Diğer tasarım parametreleri Tablo 1'de, benzetimde kullanılan zaman gecikmelerinin belirsiz kısımları ise Tablo 2'de sunulmuştur.

Yapılan çalışmalarda performansların karşılaştırılması açısından her bir durum için [2]'deki tasarım yöntemi ile de denetleyiciler elde edilmiştir. Durum 1-5 için elde edilen sonuçlar sırasıyla Şekil 6-10'da görülmektedir. Buradaki her bir şekilde, (a) ve (b) alt şekilleri [12]'den elde edilen denetleyicinin ağa uygulanması sonucunda elde edilen ve sırasıyla kuyruk uzunluğuna ve kaynaklardaki akış debisine karşılık

Tablo 1: Tasarım parametreleri

	Durum 1,2	Durum 3,4	Durum 5
h_1	1	1	3
h_2	1	1	1
δ_1^+	1	2	3
δ_2^+	1	2	1
β_1	0.1	0.1	0.1
β_2	0.1	0.1	0.1
β_1^f	0.01	0.01	0.01
β_2^f	0.01	0.01	0.01
α_1	1/2	1/2	1/3
α_2	1/2	1/2	2/3

Tablo 2: Zaman gecikmelerinin belirsiz kısımları

	i	$\delta_i^b(t)$	$\delta_i^f(t)$
Durum 1,4	1	$0.1 + 0.1 \sin(\frac{2\pi}{50}t)$	$0.1 + 0.1 \sin(\frac{\pi}{50}t)$
	2	$0.1 + 0.1 \sin(\frac{2\pi}{50}t)$	$0.1 + 0.1 \sin(\frac{\pi}{50}t)$
Durum 2,3	1	$0.7 + 0.7 \sin(\frac{2\pi}{50}t)$	$0.1 + 0.1 \sin(\frac{\pi}{50}t)$
	2	$0.7 + 0.7 \sin(\frac{2\pi}{50}t)$	$0.1 + 0.1 \sin(\frac{\pi}{50}t)$
Durum 5	1	$1.3 + 1.3 \sin(\frac{2\pi}{50}t)$	$0.1 + 0.1 \sin(\frac{\pi}{50}t)$
	2	$0.3 + 0.3 \sin(\frac{2\pi}{50}t)$	$0.1 + 0.1 \sin(\frac{\pi}{50}t)$

gelen şekillerdir. Benzer şekilde, (a') ve (b') alt şekilleri ise, [2]'den elde edilen denetleyicinin ağa uygulanması sonucu elde edilen ve sırasıyla kuyruk uzunluğuna ve kaynaklardaki akış debisine karşılık gelen şekillerdir.

Şekil 6'da görüldüğü gibi, Durum 1'de, [12]'de elde edilen denetleyici [2]'de elde edilen denetleyiciye göre daha hızlı tepki vermekte ve ayrıca, kuyruk uzunluğunda daha az salınım olmaktadır.

Durum 2'de ise, ağdaki zaman gecikmelerinin belirsiz kısımlarının, izin verilen sınırı ($\delta_{1,2}^+$) aşmasından dolayı, kuyruk uzunluğunda ve kaynaklardaki akış debisinde salınımlar oluşmaktadır (Şekil 7).

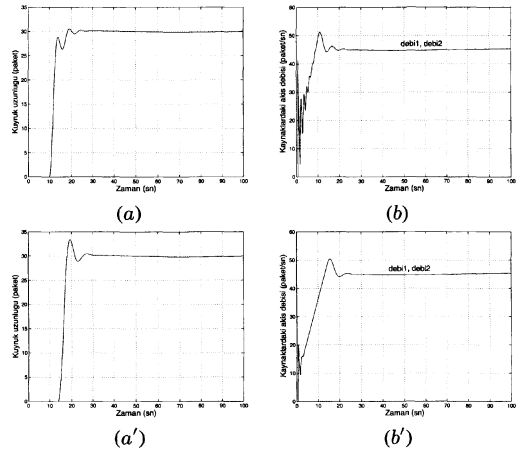
Ancak, Şekil 8'de görüldüğü üzere, sistemdeki $\delta_{1,2}^+$ belirsizlik sınırlarını artırarak Durum 2'deki zaman gecikmelerini uyguladığımız zaman, sistemin tepkisinde iyileşme görülmektedir. Hatta, eğer sistemdeki zaman gecikmelerine ait belirsizlik sınırları Durum 3'deki gibi alınır ve zaman gecikmesi de Durum 1'deki gibi daha küçük seçilirse, sistemin tepkisi çok daha yumuşak olmaktadır (Şekil 9).

Durum 5'de ise, kanallardaki zaman gecikmeleri birbirinden farklı olarak seçilmiştir ve uygulanan zaman gecikmeleri ise diğer durumlara göre daha yüksektir. Şekil 10'da görüldüğü gibi, [12]'de elde edilen denetleyici [2]'dekine göre daha hızlı tepki vermekte ve yatışkın duruma daha çabuk ulaşmaktadır. Ayrıca, bu durumda eşitlik ağırlıkları (α_1 ve α_2) da birbirlerinden farklı seçilmiştir. Şekil 10(b, b')'dan görüldüğü gibi her iki denetleyici için de yatışkın durumda kanallardaki akış debileri verilen eşitlik ağırlıklarını sağlamaktadır. Ayrıca tüm durumlarda, yatışkın durumda kanallardaki akış debilerinin toplamı darboğazdan ayrılan veri

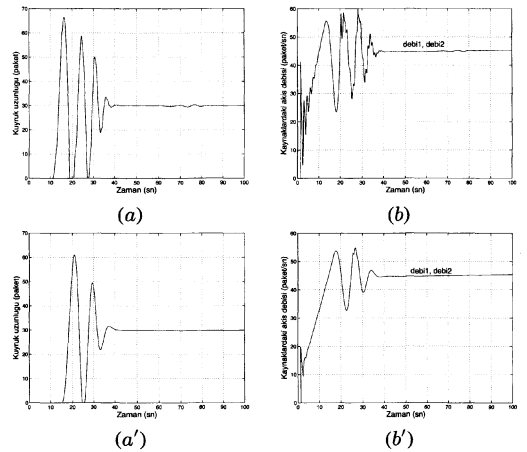
debisine de eşit olmaktadır.

4. Sonuçlar

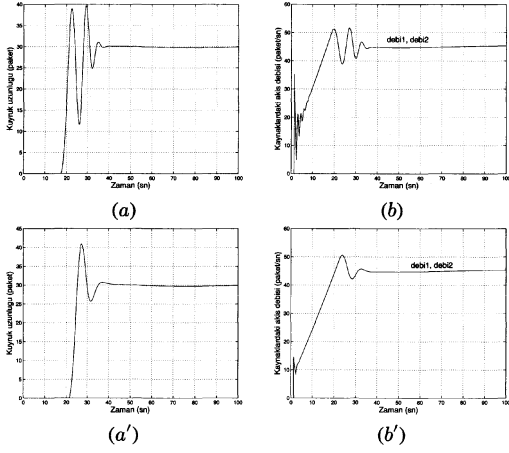
Bu çalışmada, çoklu zaman gecikmesine sahip sistemlere örnek olarak kanallarında zamanla değişen ve belirsiz zaman gecikmelerine sahip veri iletişim ağlarında akış denetimi problemi ele alınmıştır. Bu problemin çözümü için [8]'deki yöntem yardımıyla [12]'de elde edilen \mathcal{H}^∞ -optimal denetleyiciler ve her bir kanal için alt-problemler tanımlanması ile [2]'de elde edilen alt-optimal denetleyiciler karşılaştırılmıştır. Yapılmış olan benzetim çalışmaları sonucunda [12]'deki yöntem ile elde edilen denetleyicilerin [2]'deki yöntem ile elde edilen denetleyicilere göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. [2]'deki yöntem ile alt-optimal denetleyiciler elde edilirken, [12]'deki yöntem ile optimal denetleyiciler elde edildiği için bu beklenen bir sonuçtur.



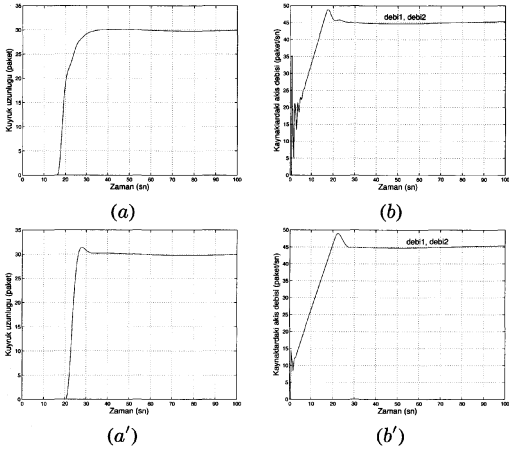
Şekil 6: Durum 1 için benzetim sonuçları



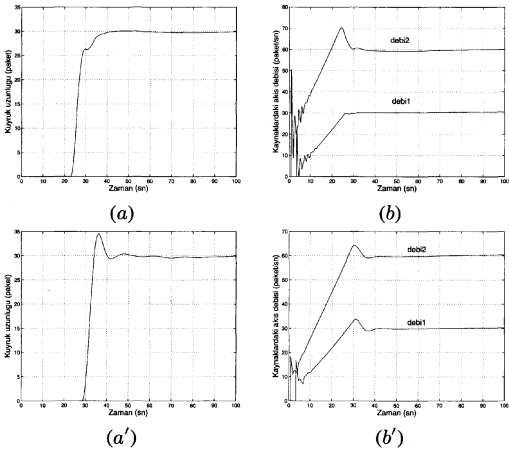
Şekil 7: Durum 2 için benzetim sonuçları



Şekil 8: Durum 3 için benzetim sonuçları.



Şekil 9: Durum 4 için benzetim sonuçları



Şekil 10: Durum 5 için benzetim sonuçları

5. Kaynakça

- [1] N. Giroux ve S. Ganti, *Quality of Service in ATM networks: state-of-the-art traffic management*, Prentice Hall PTR, 1998.
- [2] P.-F. Quet, B. Ataşlar, A. İftar, H. Özbay, S. Kalyanaraman, ve T. Kang, "Rate-based flow controllers for communication networks in the presence of uncertain time-varying multiple time delays," *Automatica*, c. 38 (2002), s. 917-928.
- [3] S.-I. Niculescu, *Delay Effects on Stability: A Robust Control Approach*, LNCIS, c. 269, Springer-Verlag, 2001.
- [4] R. F. Curtain ve H. Zwart, *An Introduction to Infinite-Dimensional Linear Systems Theory*, New York, Springer-Verlag, 1995.
- [5] C. Foias, H. Özbay ve A. Tannenbaum, *Robust Control of Infinite Dimensional Systems: Frequency Domain Methods*, LNCIS, No. 209, Springer-Verlag, 1996.
- [6] O. Toker ve H. Özbay, " H^∞ optimal and suboptimal controllers for infinite dimensional SISO plants," *IEEE Transactions on Automatic Control*, c. 40 (1995), s. 751-755.
- [7] G. Meinsma ve H. Zwart, "On H^∞ control for dead-time systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, c. 45 (2000), s. 272-285.
- [8] G. Meinsma ve L. Mirkin, " H^∞ control of systems with multiple I/O delays via decomposition to adobe problems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, c. 50 (2005), s. 199-211.
- [9] H. Özbay, S. Kalyanaraman, ve A. İftar, "On rate-based congestion control in high-speed networks: Design of an H^∞ based flow controller for a single bottleneck," *Proceedings of the American Control Conference*, Philadelphia, PA, A.B.D., Haziran 1998, s. 2376-2380.
- [10] H. Özbay, T. Kang, S. Kalyanaraman, ve A. İftar, "Performance and robustness analysis of an H^∞ based flow controller," *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, Phoenix, Arizona, A.B.D., Aralık 1999, s. 2691-2696.
- [11] B. Ataşlar, "Veri iletişim ağlarında gürbüz akış kontrolü," Doktora Tezi, Anadolu Üniversitesi, Eskişehir, Temmuz 2004.
- [12] H. U. Ünal, B. Ataşlar Ayyıldız, A. İftar ve H. Özbay, " H^∞ -based flow control in data-communication networks with multiple time-delays," Teknik Rapor 2006-001, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Anadolu Üniversitesi, Eskişehir, 2006.
- [13] H. U. Ünal, B. Ataşlar Ayyıldız, A. İftar ve H. Özbay, "Robust Controller Design for Multiple Time-Delay Systems: The Case of Data Communication Networks," *Proceedings of the MTNS 2006*, Kyoto, Japonya, Temmuz 2006.
- [14] H. Kimura, *Chain-Scattering Approach to H^∞ Control*, Boston, MA, A.B.D., Birkhauser, 1996.

ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLER İÇİN H_∞ SÜZGEÇ TASARIMI

M. Sami Ezercan¹, Hitay Özbay²

¹ ASELSAN A.Ş.

Macunköy, Ankara

{ezercan}@ee.bilkent.edu.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Bilkent Üniversitesi, Ankara

{hitay}@bilkent.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada tek giriş ve tek çıkışa sahip zaman gecikmeli bir sistemde durum kestirimi yapan bir H_∞ süzgeç tasarlanmıştır. Sistemde kararsızlığı etkileyen parametreler de mevcuttur. Bu haliyle zaman gecikmeli sistem, yine kararsızlığı bozan parametrelere sahip standart bir geribesleme devresine benzetilmiş, sonuca geribesleme devresi için tasarlanan H_∞ denetleyici tasarım metodundan faydalanılarak gidilmiştir.

1. Giriş

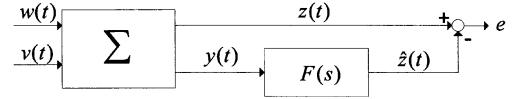
Zaman gecikmeli sistemlerin matematiksel modelleri gerçek hayata tam olarak uydurulmadığından bu sistemler yaklaşımlarla modellenmiştir. Son yıllarda ise zaman gecikmeli sistemleri modellemek için yaklaşımlar dışında da birçok yol denenmiştir. Durumunda gecikme olan gürültüsüz bir sistem için [1], durum vektörünün kestirimini yapan doğrusal gözlemci tasarımını anlatmıştır. Gerekli tasarım yapılırken Doğrusal Matris Eşitsizlikleri (LMI) çözülerek sonuca ulaşılmıştır. Gecikmeli bir sistem için Luenberger Gözlemci tipinde bir H_∞ süzgeç tasarımı [2]'de anlatılmıştır. Tasarım dış etkilerin kestirim hatasına etkisini belirli bir değerin altında tutarak sistemin H_∞ normunu garanti altına almaya çalışmıştır. Değişken gecikmeli bilinen bir belirsizliğe sahip doğrusal sürekli bir sistem için [3]'te H_∞ süzgeç tasarımı anlatılmıştır. Ortaya çıkan süzgeç doğrusal gözlemci tipinde bir süzgeçtir ve kestirim hatasını belirli bir değerin altında tutarak sistemin L_2 normunu garanti eder. Sonuca yine Doğrusal Matris Eşitsizlikleri çözülerek ulaşılmıştır. Birden çok değişken gecikmeye sahip bir sistem için [4]'te dayanıklı L_2 - L_∞ süzgeç tasarımı üzerinde durulmuştur. Tasarım sırasında belirsizlikler ve gecikmeler için önceden belirlenmiş enerji/gürültünün en yüksek seviyesindeki zayıflama oranı kontrol altında tutularak garanti edilmeye çalışılmış ve sonuca Doğrusal Matris Eşitsizlikleri çözülerek ulaşılmıştır. Durum ve çıkışında birden çok gecikme olan bir sistem için [5]'te H_∞ gözlemci tasarımı yapılmıştır. Amaç karşılıklı belirli bir değerin altında tutmaktır. Çözüm, belirli Riccati Denklemlerini çözme gere-

tmektedir. Benzer bir sistem için [6]'da kararlılığı kontrol altına alınmış kestirim hatasındaki belirsizliğin azaltıldığı bir dayanıklı gözlemci tasarlanmıştır. Sonuca Doğrusal Matris Eşitsizlikleri çözülerek ulaşılmıştır. Şu ana kadar yapılmış çalışmalar konunun Doğrusal Matris Eşitsizlikleri ve Riccati Denklemleri çevresinde odaklandığını göstermektedir.

Bu çalışmada konu farklı bir şekilde ele alınmıştır. 2. bölümde problem verilecek ve daha sonra [7]'de anlatılan H_∞ denetleyici tasarımı yolunu kullanarak bulunan optimal H_∞ denetleyicisinden bahsedilecektir. Denetleyici yapısıyla süzgeç arasındaki ilişki gösterilecektir. 3. bölümde daha önce anlatılan yöntem bir örnekle desteklenecek, süzgeç [8]'de ortaya konan gecikmeli sistemlerin özel gösterimi haline dönüştürülecektir. Son bölümde ise ulaşılan sonuç verilecek konuyla ilgili olarak yapılabilecek çalışmalardan bahsedilecektir.

2. Problem

Şekil 1'de gösterilen dinamik sistemin hem durumunda hem de çıkışında gecikmeler mevcuttur. Bu gecikmeler sebebiyle sistemin çıktısı üzerinde kestirim yapılmalıdır.



Şekil 1: Genel kestirim problemi yapısı

Bu bölümde öncelikle Şekil 1'deki dinamik sistemin denklemleri verilecek ve kestirim için gerekli şartlardan bahsedilecektir. Daha sonra standart H_∞ denetleyici tasarımından bahsedilecek, bu iki sistem arasındaki benzerlik gösterilecektir. Son olarak [7]'de önerilen H_∞ denetleyici çözümünün bu sisteme de uygulanabildiği gösterilerek kestirim yapacak süzgecin ifadesine ulaşılabilecektir.

2.1. Genel Sistem Tanımı

Şekil 1'de Σ ile ifade edilen bloğun dinamik modeli (1), (2) ve (3)'te verilmiştir.

$$\dot{x}(t) = A_0x(t) + A_1x(t - h_1) + Bw(t) \quad (1)$$

$$y(t) = C_0x(t) + C_1x(t - h_2) + Dv(t) \quad (2)$$

$$z(t) = Lx(t) \quad (3)$$

Bu denklemlerde $x(t) \in \mathbb{R}^n$ durum vektörünü $y(t) \in \mathbb{R}^p$ ölçülen çıkış vektörünü, $w(t) \in \mathbb{R}^q$ işlem hatasını ve $v(t) \in \mathbb{R}^q$ ölçme hatasını göstermektedir. h_1 ve h_2 bilinen zaman gecikmeleridir. A_0, A_1, B, C_0, C_1, D ve L uygun boyutlarda reel matrislerdir. Ayrıca B ve D 'nin parametre belirsizlikleri ve modelleme hatalarını da içerebileceği göz önünde bulundurulmalıdır.

Laplace dönüşümü yapıldığında dinamik sistemin modeli (4) ve (5)'teki gibi olur.

$$X(s) = (sI - A_0 - A_1e^{-h_1s})^{-1}BW(s) \quad (4)$$

$$Y(s) = C_0(sI - A_0 - A_1e^{-h_1s})^{-1}BW(s) + DV(s) + C_1e^{-h_2s}(sI - A_0 - A_1e^{-h_1s})^{-1}BW(s) \quad (5)$$

Kestimimi yapmaya çalıştığımız durumun bir fonksiyonu olan $z(t)$ ile yapılan kestirim, $\hat{z}(t)$, arasındaki fark bu işlemler sırasında yapılan hatayı verir.

$z(t)$ 'nin kestirimini yapmak için şekilden de anlaşılacağı gibi $F(s)$ süzgeci kullanılacaktır. Bu problemdeki amacımız ise (6)'de belirtildiği gibi hatayı minimuma indiren bir süzgeç tasarlamaktır.

$$\min \|z(t) - \hat{z}(t)\| \quad (6)$$

Burada değişik normlar kullanılabilir. Bu çalışmada ise $L_2[0, \infty)$ normu ele alınmıştır.

Laplace dönüşümü yapılmış hata denklemi aşağıdaki gibi olacaktır:

$$\begin{aligned} E(s) &= Z(s) - \hat{Z}(s) \\ &= LX(s) - F(s)Y(s) \\ E(s) &= L(sI - A_0 - A_1e^{-h_1s})^{-1}BW(s) - F(s)[C_0(sI - A_0 - A_1e^{-h_1s})^{-1}B + C_1e^{-h_2s}(sI - A_0 - A_1e^{-h_1s})^{-1}B]W(s) - F(s)DV(s) \end{aligned} \quad (7)$$

Sistemdeki katsayılar için aşağıdaki gibi bir varsayımda bulunulduğunda:

$$C_1 = L = C \quad C_0 = 0 \quad (8)$$

(9) elde edilir.

$$E(s) = (P(s) - F(s)P(s)e^{-h_2s})W(s) - F(s)DV(s) \quad (9)$$

(9)'da $P(s)$:

$$P(s) = C(sI - A_0 - A_1e^{-h_1s})^{-1}B \quad (10)$$

yerine yazılmıştır. Bu durumda hata denklemi (11)'deki gibi ifade edilebilir.

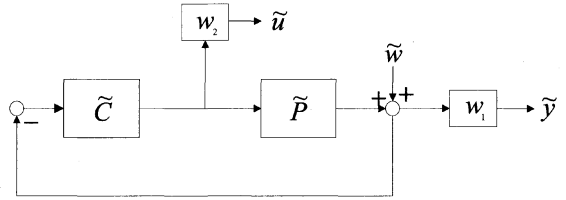
$$E(s) = P(s)(1 - F(s)e^{-h_2s})W(s) - F(s)DV(s) \quad (11)$$

$W(s)$ ve $V(s)$ sisteme dışarıdan etki eden bilinmeyen gürültü sinyalleridir. (12)'deki ifadeyi sağlayan $F(s)$ bulunduğunda istenen süzgeç tasarımı yapılmış olacaktır.

$$\begin{aligned} \gamma &= \min_{F \in H_\infty} \|P(s)(1 - F(s)e^{-h_2s}) - F(s)D\|_{H_\infty} \\ &= \sup_{v, w \neq 0} \frac{\|e\|_2}{\left\| \begin{bmatrix} w \\ v \end{bmatrix} \right\|_2} \end{aligned} \quad (12)$$

2.2. H_∞ Denetleyici

Şekil 2'de standart bir geribesleme devresinin kararlılığına etki eden karşılıklar görülmektedir. Bu sistemin kararlılığını bozmayacak bir H_∞ denetleyici tasarımı için gerekli ifadeler aşağıda verilmiştir.



Şekil 2: H_∞ denetleyici tasarlanacak sistemin modeli

Şekil 2'deki sistemin transfer fonksiyonları:

$$\begin{aligned} T_{\tilde{w} \rightarrow \tilde{y}} &= W_1(1 + \tilde{P}\tilde{C})^{-1} \\ T_{\tilde{w} \rightarrow \tilde{u}} &= W_2\tilde{C}(1 + \tilde{P}\tilde{C})^{-1} \end{aligned} \quad (13)$$

Sisteme dışarıdan etki eden kararsızlıkların sistem üzerindeki etkisini en aza indirmek için (15)'in sağlanması gerekmektedir.

$$\gamma = \|T_{\tilde{w} \rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{y} \\ \tilde{u} \end{bmatrix}}\|_\infty \quad (14)$$

(\tilde{P}, \tilde{C}) nin kararlı olması kısıtlaması çerçevesinde

$$\min \gamma \quad (15)$$

bulunmalıdır.

Buna göre istenen γ değerine ulaşmak için aşağıdaki denklem çözülmelidir:

$$\begin{aligned} \min \frac{\left\| \begin{bmatrix} \tilde{y} \\ \tilde{u} \end{bmatrix} \right\|_2}{\|w\|_2} &= \min \left\| \begin{bmatrix} W_1(1 - \tilde{P}\tilde{Q}) \\ W_2\tilde{Q} \end{bmatrix} \right\|_\infty \\ &= \min \|W_1(1 - \tilde{P}\tilde{Q}) \quad W_2\tilde{Q}\|_\infty \end{aligned} \quad (16)$$

Kararlı bir \tilde{Q} , denetleyici denkleminde aşağıdaki gibi yer almaktadır:

$$\tilde{C} = \frac{\tilde{Q}}{1 - \tilde{P}\tilde{Q}} \quad (17)$$

Aşağıdaki değişimler yapıldığında (16)'nın (12) ile aynı olduğu görülür:

$$\begin{aligned} W_1(s) &= P(s) \\ W_2 &= -D \\ \tilde{P}(s) &= e^{-h_2s} \\ \tilde{Q}(s) &= F(s) \end{aligned} \quad (18)$$

2.3. Çözüm

(16)'daki şartı sağlayan optimal H_∞ denetleyici tasarımı [7]'de anlatılmıştır. Buna göre elde edilecek optimal denetleyici ifadesi şöyledir:

$$\tilde{C}_{opt}(s) = E_{\gamma_0}(s)m_d(s) \frac{N_0(s)^{-1}F_{\gamma_0}(s)L(s)}{1 + m_n(s)F_{\gamma_0}(s)L(s)} \quad (19)$$

(17) ve (18)'e göre 2.1'de ulaşılmaya çalışılan süzgeç aşağıdaki ifadeden elde edilecektir:

$$\tilde{Q}_{opt} = \tilde{C}_{opt}(1 + \tilde{P}\tilde{C}_{opt})^{-1} \quad (20)$$

Optimal denetleyici denkleminde kullanılan ifadeler için [7]'de aşağıdaki denklemler verilmiştir:

$$E_\rho(s) := \left(\frac{W_1(-s)W_1(s)}{\rho^2} - 1 \right) \quad (21)$$

$$F_\rho(s) := G_\rho(s) \prod_{k=1}^{n_1} \frac{s - \eta_k}{s + \eta_k} \quad (22)$$

$$G_\rho(s)G_\rho(-s) := \left(1 - \left(\frac{W_2(-s)W_2(s)}{\rho^2} - 1 \right) E_\rho(s) \right)^{-1} \quad (23)$$

$$P(s) = \frac{M_n(s)N_0(s)}{M_d(s)} \quad L(s) = \frac{L_2(s)}{L_1(s)} \quad (24)$$

L_1 ve L_2 'ye ait ifadeler [7]'de detaylı şekilde bulunabilir.

3. bölümde açıklayıcı bir örnek çözülecek ve çözüm yolu için öneriler getirilecektir.

3. Örnek

(1) ve (2)'deki $h_2 = h = 1$, $A_1 = 0$ olsun. (8)'deki varsayım da kullanıldığında sistemin denklemleri aşağıdaki gibi olur:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bw(t) \quad (25)$$

$$y(t) = Cx(t-1) + Dv(t) \quad (26)$$

$$z(t) = Cx(t) \quad (27)$$

A, B, C ve D aşağıdaki değerleri alsın:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$C = (1 \ 0 \ 0) \quad D = 1 \quad (28)$$

Bu durumda;

$$P(s) = \frac{1}{s^3} \text{ bulunur.}$$

(18)'i uyguladığımızda ifadeler şu şekilde değişir:

$$W_1(s) = \frac{1}{s^3} \quad W_2 = -1 \quad \tilde{P}(s) = e^{-s} \quad (29)$$

Bu değerlerle (16)'daki şartı sağlayan denetleyiciye ulaşmak için MATLAB yardımıyla gerekli işlemler yapıldığında $\gamma_{opt} = 2.5566$ bulunur. Buna göre (21) - (24) denklemleri için aşağıdaki sonuçlara ulaşılır:

$$\begin{aligned} L(s) &= \frac{0.5511s^2 + 0.4141s + 0.1574}{-0.5511s^2 + 0.4141s - 0.1574} \\ F_\gamma(s) &= \frac{s^3}{0.3911s^3 + 0.7609s^2 + 0.7402s + 0.36} \\ E_\gamma(s) &= \frac{W_1(-s)W_1(s)}{\gamma^2} - 1 = \frac{1 + 6.536s^6}{-6.536s^6} \end{aligned} \quad (30)$$

Bu durumda;

$$\tilde{C} = E_\gamma \frac{F_\gamma L}{1 + e^{-s}F_\gamma L} \quad (31)$$

ve

$$\begin{aligned} \tilde{Q}(s) &= \tilde{C}(s)(1 + e^{-s}\tilde{C}(s)) \\ &= E_\gamma \frac{F_\gamma L}{1 + e^{-s}F_\gamma L(1 + E_\gamma)} \text{ dir.} \end{aligned} \quad (32)$$

$\tilde{Q}(s) = F(s)$ olduğu için kestirim yapan süzgeçe ulaşılmıştır. Denklemi,

$$\tilde{Q}(s) = \frac{F_\gamma L}{1 + e^{-s}F_\gamma L(1 + E_\gamma)} \quad (33)$$

şekline getirip (29) ve (30). denklemler kullanılarak gerekli işlemler yapıldığında $\tilde{Q}(s)$ için şu ifade elde edilir:

$$\tilde{Q}(s) = \frac{F_\gamma L}{1 - R(s)} = \frac{F_\gamma L}{1 - \frac{1 + e^{-s}F_\gamma L}{1 + 6.536s^6}} \quad (34)$$

Ulaşılan süzgeç denkleminin bu forma sokulmasının sebebi [8]'de Lemma 2.2'de gösterilen zaman gecikmeli sistemlerin özel yapısına ulaşmak içindir. Buna göre $R(s)$, FIR ve IIR yani sonlu dürtü yanıtı süzgeç ve sonsuz dürtü yanıtı süzgeçlerin seri bağlantısı şeklinde yazılmalıdır. Bu ifadenin kutupları, ifadeyi sıfıra götüren değerlerdir. Bahsedilen koşul bu örnek için sağlanmaktadır. Aşağıda ise FIR ve IIR süzgeçler ayrıntılı olarak verilmiştir.

$$L(s) = \frac{nL(s)}{dL(s)}$$

$$F_\gamma(s) = \frac{nF(s)}{dF(s)}$$

şeklinde yazıldığında

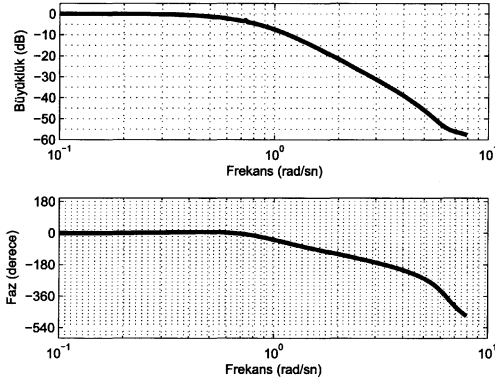
$$R(s) = \frac{1 + e^{-s}F_\gamma L}{1 + 6.536s^6} = \frac{e^{-s}nL(s)nF(s) + dL(s)dF(s)}{dL(s)dF(s)(1 + 6.536s^6)} \text{ olur.}$$

$1 + 6.536s^6$ ifadesinin kökleri yukarıdaki denklemi sıfıra götürmektedir. Bu durumda FIR ve IIR süzgeçler şu şekilde ayrılabilir:

$$\frac{e^{-s}nL(s)nF(s) + dL(s)dF(s)}{1 + 6.536s^6} \quad \text{FIR süzgeç}$$

$$\frac{1}{dL(s)dF(s)} \quad \text{IIR süzgeçtir.}$$

Böylece aynı ifade iki filtrenin seri bağlantısı şeklinde yazılmış olur. İfadenin büyüklük ve faz tepkileri Şekil 3'te gösterilmiştir.



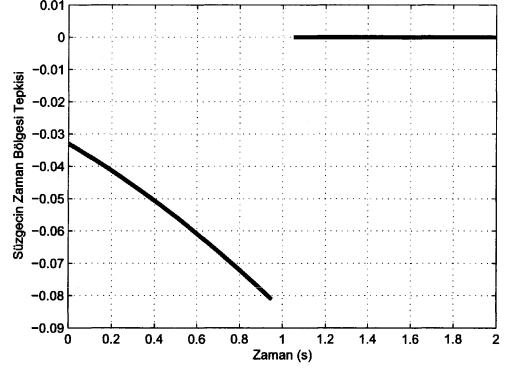
Şekil 3: FIR ve IIR Süzgeç Seri Bağlantısı Büyüklük ve Faz Tepkisi

FIR süzgecinin zaman bölgesindeki tepkisi Şekil 4'teki gibidir. Burada beklenen ise gecikmeden büyük zaman değerlerinde süzgecin tepki vermemesi yani tepki değerinin 0 olmasıdır. Bu örnekte gecikme 1 saniyedir ve 1 saniyenin üzerindeki değerlerde süzgecin verdiği tepkinin beklendiği gibi olduğu açıkça görülmektedir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, zaman gecikmeli bir sistemde durum kestirimi yapmak için H_∞ süzgeç tasarımı yapılmıştır. Tasarım metodu olarak önceden yapılmış çalışmalardan farklı bir yol seçilmiştir ve alınan sonuç tatmin edicidir.

Seçilen sistem tek girişi ve tek çıkışı olan bir sistemdir. Daha sonraki çalışmalarda çok girişli ve çok çıkışlı sistemler üzerinde denemeler yapılacak, tasarım yolları geliştirilecektir. Ayrıca [8]'de, bu çalışmada kullanılan daha farklı şekillerde örneğin sonsuz boyutta tasarımlara yer verilmiştir. Benzer metodlar bu çalışmaya da uygulanabilir ve örneğin sonunda verilen süzgecin formundan daha farklı yapılar da gidilebilir.



Şekil 4: FIR Süzgecinin Zaman Bölgesi Tepkisi

5. Kaynakça

- [1] M. Darouach, "Linear Functional Observers for Systems with Delays in State Variables" *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 46, No. 3, March 2001.
- [2] E. Fridman and U. Shaked, "A New H_∞ Filter Design for Linear Time Delay Systems" *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 49, No. 11, November 2001.
- [3] E. Fridman, U. Shaked and L. Xie, "Robust H_∞ Filtering of Linear Systems with Time Varying Delay" *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 48, No. 1, January 2003.
- [4] H. Gao and C. Wang, "Robust L_2 - L_∞ Filtering for Uncertain Systems with Multiple Time-Varying State Delays" *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 50, No. 4, April 2003.
- [5] A. Fattouh, O. Sename and J. M. Dion, "Robust Observer Design for Linear Time-Delay Systems: A Riccati Equation Approach"
- [6] A. Fattouh, O. Sename and J. M. Dion, "A LMI Approach to Robust Observer Design for Linear Time-Delay Systems" *Proceeding of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, Sydney, Australia, December 2000.
- [7] C. Foias, H. Özbay and A. Tannenbaum, *Robust Control of Infinite Dimensional Systems: Frequency Domain Methods*, 1995.
- [8] S. Gümüşsoy and H. Özbay, "Remarks on H_∞ Controller Design for SISO Plants with Time Delays" *Proceeding of the 5th IFAC Symposium on Robust Control Design*, Toulouse, France, July 2006.

TCP Akışları için PI ve PID Kontrolü Temelli AQM Tasarımları

Deniz Üstebay¹, Hitay Özbay²

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilkent Üniversitesi, Ankara
{deniz}@ee.bilkent.edu.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilkent Üniversitesi, Ankara
{hitay}@bilkent.edu.tr

Özetçe

Bilgisayar ağlarında, yönlendiricilerde bulunan arabelleklerin dolmasını engellemek ve mevcut linklerin kapasitelerinden yeterince faydalanılamama durumunun önüne geçmek amacıyla Etkin Kuyruk Yönetimi (Active Queue Management, AQM) adlı mekanizma kullanılmaktadır. Geçmişte çeşitli statik ve dinamik AQM metodları önerilmiştir ve bu metodlardan dinamik olanları için kontrol kuramı kullanılarak çeşitli kontrol birimi tasarımları yapılmıştır. Bu makalede, AQM için tasarlanan PI ve PID kontrol birimlerinin parametrelerinin en uygun şekilde ayarlanabilmeleri için yeni bir yöntem önerilmektedir. Önerilen yöntemin performansı referans alınan PI tasarımı ile ns-2 ortamında karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

Günümüzde bilgisayar ağlarında karşılaşılan en önemli sorunlardan biri trafik sıkışıklığıdır. Bir ağdaki linklerden birinde sıkışıklık yaşandığında, arabellekler dolar, gelen paketler yitilir ve bu sebeple yeniden iletilmeleri gerekir. Bu da uzun gidış-geliş sürelerine (Round Trip Time, RTT), yani gecikmelere ve ağda kararsızlık durumlarına (örneğin, internetin çökmesi) sebep olur, [5]. Diğer taraftan, bir arabellekte kuyruğun boş olması da link kapasitesinin tam anlamıyla kullanılmamakta olduğunu gösterir, yani ağdaki kaynaklardan gerektiği kadar yararlanılmamaktadır. Bu iki durumun önüne geçebilmek için Etkin Kuyruk Yönetimi (AQM) kullanılarak arabelleklerdeki kuyruk boyunun arzu edilen bir değerde tutulması sağlanmaktadır. Bu amaçla, AQM mekanizmalarının çoğu linkten geçen paketlerin Açık Sıkışıklık Uyarı (Explicit Congestion Notification, ECN) bitini belirli bir kurala göre işaretlerler. RED [4] ve REM [2] gibi ilk AQM mekanizmalarında paketlerin işaretlenme olasılıkları kuyruk (ya da ortalama kuyruk) boyunun statik bir fonksiyonu ile belirlenir. Bu olasılıkların dinamik olarak kontrol edilebilmeleri için yapılan ilk çalışmalarda, [7, 8], TCP'nin sıvı modeli [12] kullanılarak PI kontrol birimleri tasarlanmış ve ns-2 ortamında [13] benzetimlenmiştir. Bu tasarım referans olarak alınacak ve diğer tasarımlarla karşılaştırılacaktır.

Bu bildiriye, AQM için tasarlanan yeni PI ve PID kontrol birimleri sunulacaktır. Kontrol birimlerinin tasarımlarında yeni önerilmiş bir parametre ayarlama yöntemi [6, 14] kullanılmıştır. Bu yöntemde, verilmiş olan bir nominal ağ parametreleri (RTT, TCP akışı sayısı, link kapasitesi) kümesi için mümkün olan en geniş PI ve PID parametreleri aralıkları bulunmaya çalışılmakta ve bu aralıkların merkezleri en iyi parametreler olarak kabul edilmektedir. Geri besleme sistemi kontrol parametrelerindeki olası en büyük sarsımlarda bile dayanıklı kararlılığını koruyabilmektedir. Parametreleri değişikliğe uğratılmış kontrol birimleri de değişikliğe uğratılmış nominal ağ parametreleri için en iyi kontrol birimleri olmaktadır. Dolayısıyla, burada önerilen kontrol birimlerinin geniş bir kümedeki ağ parametreleri için çalışması beklenmektedir. Kontrol parametrelerinin ayarlanması ve AQM probleminin uygulanmasını detayları Bölüm 2'de, referans alınan PI tasarımıyla yapılan karşılaştırmalı ns-2 benzetim sonuçları ise Bölüm 3'te verilmiştir. Bölüm 5'te de konu ve sonuçlar üzerine görüşler bulunmaktadır.

2. AQM için PI ve PID Kontrol

PID (oransal, integral ve türevsel) kontrol birimleri birçok fiziksel sistemin kontrolünde kullanılmaktadır, [1]. PID kontrol birimlerini bu denli cazip kılan özelliklerin başında basit olmaları gelir. Genel formları ikinci derecedendir,

$$K_{pid}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (1)$$

ve kolayca kullanılabilirler. Burada s Laplace dönüşüm değişkenidir ve türev alma görevini yapar, $\frac{1}{s}$ ise integral almak içindir. Bir PID kontrol birimi tasarlanırken en önemli konu K_p , K_i , K_d katsayılarının en iyi şekilde ayarlanmasıdır.

2.1. TCP Akışının Sıvı Modeli

[7, 8]'de AQM mekanizmaları için tasarlanacak PI kontrol birimlerinin ayarlanmasında kullanılacak dinamik TCP modelini baz alan bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntem [12]'de tanımlanmış ve birçok araştırmacı tarafından test edilmiş ve

kullanılmıştır, [16], [3], [15], [19]. Sıvı yaklaşıklmaları ile bu modeli süreklî zaman alanında aşağıdaki gibi ifade etmek mümkündür, [7]:

$$\dot{W}(t) = \frac{1}{R(t)} - \frac{W(t)W(t-R(t))}{2R(t-R(t))}p(t-R(t)) \quad (2)$$

$$\dot{q}(t) = N(t)\frac{W(t)}{R(t)} - c(t), \quad q(t) > 0 \quad (3)$$

Burada W TCP pencere boyuna, q kuyruk uzunluğuna, N linkten geçen TCP akışlarının sayısına, c link kapasitesine (giden akış hızı), $R(t) = T_o + \frac{q(t)}{c(t)}$ RTT'ye (geri besleme yolundaki toplam gecikme süresi), T_o yayılım gecikmesine, ve p bir paketin işaretlenme olasılığına tekabül etmektedir. Bu sistemde, p q 'dan sağlanan bir geri beslemenin kontrol girişi olarak görülebilir. Yani, \mathcal{K} geri besleme kontrol işlemi olarak alınırsa, $p = \mathcal{K}(q)$ 'dir. RED gibi kimi ilk geliştirilen AQM mekanizmaları, q 'dan p 'ye statik eşlemeler kullanmaktadır. Daha sonra kontrol kuramı kullanılarak kimi dinamik kontrol mekanizmaları geliştirilmeye başlanmıştır. Yukarıda verilen doğrusal olmayan sistem, kapalı olan $R(t - R(t))$ fonksiyonuna bağlıdır. Genellikle, böyle doğrusal olmayan sistemler için "en iyi" kontrol birimlerinin tasarlanması çok zordur. Tipik olarak, bir denge noktası etrafında doğrusallaştırma uygulanmaktadır. Denge noktasından belirlenen nominal değerler olarak $q_o, W_o, c_o, N_o, p_o, ve R_o$ alınmış ve, $q(t) = q_o + \delta_q(t)$, $W(t) = W_o + \delta_W(t)$, $c(t) = c_o + \delta_c(t)$, $N(t) = N_o + \delta_N(t)$, $p(t) = p_o + \delta_p(t)$, $R(t) = R_o + \delta_R(t)$, ve $R_o = T_o + \frac{q_o}{c_o}$ olarak kabul edilmiş olsun. Bu durumda, küçük işaret analizi ile, kontrol girişi δ_p 'den, ayarlanacak kontrol çıkışı olan δ_q 'ye bir aktarım fonksiyonu, $G_{pq}(s)$, elde edilebilir,

$$G_{pq}(s) = e^{-R_o s} \frac{K_1 K}{R_o s + K^{-1}} \frac{1}{R_o s + 1}, \quad (4)$$

örnek için, bakınız: [3, 7, 8, 16]. Bu noktada, elde edilen sistem (4) için PID kontrol birimleri (1) tasarımına geçilebilir. Benzer kontrol birimlerinin hayata geçirilmesi [7, 16]'da da gösterildiği gibi zor değildir.

2.2. PI ve PID Kontrol Birimi Parametrelerinin Ayarlanması

Kısa bir süre önce, yeni bir PI ve PD kontrol birimi ayarlama metodu önerilmiştir [14]. Burada bu metodu, G_{pq} sistemine uygulamaktayız. Öncelikle, PI kontrol birimi tasarımında $K \gg 1$ olarak varsayarsak ve

$$f(s) := \frac{e^{-R_o s}}{(R_o s + 1)}$$

kabul edilirse

$$G_{pq}(s) \approx \frac{c_o K}{s} f(s)$$

olur.

$$\theta := \left\| \frac{f(s) - 1}{s} \right\|_{\infty}$$

olarak tanımlayalım. [14]'teki PI kontrol birimi parametresi ayarlama yöntemini G_{pq} sisteminde uygulamak

$$K_{pi}(s) = \frac{1}{2\theta} \frac{1}{c_o K} \left(1 + \frac{1}{8\theta s}\right) \quad (5)$$

sonucunu verir.

İkinci olarak, PD kontrol birimi tasarımı için $\rho(\omega) := |f(j\omega)|$ ve $\phi(\omega) := \angle f(j\omega)$ fonksiyonlarını, büyüklük ve faz fonksiyonları olarak tanımlayalım. Daha sonra da bu fonksiyonlardan

$$\eta(\omega) := \left| \frac{\rho(\omega) - \cos(\phi(\omega))}{\omega} \right|$$

fonksiyonunu oluşturalım. $\eta(\omega)$ fonksiyonunun en büyük değeri η_o , ve bu değere ulaştığı tek frekans da ω_o olsun. Diğer bir deyişle

$$\eta_o := \max_{\omega} \left| \frac{\rho(\omega) - \cos(\phi(\omega))}{\omega} \right| = \eta(\omega_o)$$

olsun. Bu varsayımdan sonra

$$\hat{K}_d := -\frac{\sin(\phi(\omega_o))}{\omega_o \rho(\omega_o)}$$

değişkenini tanımlayalım. Böylece, PD kontrol birimi

$$K_{pd}(s) = \frac{1}{2c_o K \eta_o} (1 + \hat{K}_d s)$$

olur.

PID kontrol birimini elde etmek için ise, PI ve PD kontrol birimlerinin çarpımını almak gerekir:

$$\begin{aligned} K_{pid}(s) &= \left(K_{p1} + \frac{K_i}{s}\right)(K_{p2} + K_d s) \\ &= (K_{p1} K_{p2} + K_i K_d) + \frac{K_i K_{p2}}{s} + K_{p1} K_d s. \end{aligned}$$

Bu durumda, iki tasarım olasıdır: (i) önce PD kontrol birimi tasarlamak, daha sonra PD ile kontrol edilen $G_{pq}(s)K_{pd}(s)$ sistemi için PI kontrol sistemi tasarlamak, ya da (ii) önce PI kontrol birimi tasarlamak, daha sonra PI ile kontrol edilen $G_{pq}(s)K_{pi}(s)$ sistemi için PD kontrol sistemi tasarlamak.

İlk tasarım için,

$$G_{pq}(s)K_{pd}(s) \approx \frac{c_o K}{s} \frac{e^{-R_o s}}{(R_o s + 1)} \frac{1}{2c_o K \eta_o} (1 + \hat{K}_d s)$$

$$=: \frac{1}{2\eta_o} \frac{g(s)}{s}$$

$$\theta_o := \left\| \frac{g(s) - 1}{s} \right\|_{\infty}$$

$$K_{pi}(s) = \frac{1}{2\theta_o} 2\eta_o \left(1 + \frac{1}{8\theta_o s}\right)$$

tanımları kullanılarak

$$K_{pid}(s) = \frac{(1 + \hat{K}_d s)}{16c_o K \theta_o^2} \frac{(1 + 8\theta_o s)}{s} \quad (6)$$

elde edilir.

Dolayısıyla, PID kontrol birimi

$$K_{pid}(s) = \frac{(1 + \hat{K}_d s)}{16c_o K \theta_o^2} \frac{(1 + 8\theta_o s)}{s} \quad (7)$$

olarak tasarlanmış olur.

İkinci tasarım için,

$$G_{pq}(s)K_{pi}(s) = \frac{KR_o}{16\theta^2} \frac{(8\theta s + 1)e^{-R_o s}}{s(KR_o s + 1)(R_o s + 1)}$$

$$=: \frac{KR_o}{16\theta^2} \frac{g_o(s)}{s}$$

tanımlanarak $\rho_\nu(\omega) := |g_\nu(j\omega)|$ ve $\phi_\nu(\omega) := \angle g_\nu(j\omega)$ yeni büyüklük ve faz fonksiyonları olarak kullanılır. Böylelikle, $\eta_\nu(\omega) := \left| \frac{\rho_\nu(\omega) - \cos(\phi_\nu(\omega))}{\omega} \right|$ olur. $\eta_\nu(\omega)$ fonksiyonunun $\omega_{\nu,o}$ frekansında en büyük değeri olarak $\eta_{\nu,o}$ 'a ulaştığı kabul edilerek $\hat{K}_{d\nu} := -\frac{\sin(\phi_\nu(\omega_{\nu,o}))}{\omega_{\nu,o} \rho_\nu(\omega_{\nu,o})}$ tanımlanır. Böylece PD kontrol birimi

$$K_{\nu,pd}(s) = \frac{1}{2\eta_{\nu,o}} \frac{16\theta^2}{KR_o} (1 + \hat{K}_{d\nu}s)$$

olarak tanımlanmış olur.

Dolayısıyla, sonuç olarak PID kontrol birimi $K_{pi}(s)$ ve $K_{pd}(s)$ 'nin çarpımı olan

$$K_{pid}(s) = \frac{(1 + \hat{K}_{d\nu}s)}{2\eta_{\nu,o}c_o R_o K^2} \frac{(1 + 8\theta s)}{s} \quad (8)$$

ile verilmiş olur.

2.3. PI ve PID Kontrol Birimlerinin Sayısal Olarak Gerçekleştirimleri

PI ve PID kontrol birimlerinin ayrıık zamanda benzetimlerini yapabilmek için türevsel denklemlerin fark denklemlerine çevrilmesi gerekmektedir. Bu çevirim için değişik yöntemler mevcuttur, örnek için bakınız: [9]. [7]'de bir PI kontrol biriminin ns-2'de benzetimlenmesi sırasında kullanılmak üzere bir sayısal gerçekleştirim yöntemi verilmiştir. Biz bu yöntemi bir miktar değiştirip PID kontrol birimi üzerinde de uygulamaktayız. Sayısal gerçekleştirim için kontrol biriminin aktarım fonksiyonunun z-dönüşümü yaklaşık olarak hesaplanmakta ve uygun bir örnekleme frekansı, f_s , seçilmektedir. Genellikle, f_s 'in geri besleme döngüsünün bant genişliğinin 10-20 katı olarak seçilmesi tavsiye edilmektedir. Bu durumda döngünün bant genişliğinin 0.1-0.3 Hz olması sebebiyle $f_s = 4\text{Hz}$ olarak alınmıştır.

$K_d = 0$ alındığında, (1), PI kontrol biriminin aktarım fonksiyonunu vermektedir ve $a = K_p$, $b = K_p - K_i T_s$, $T_s = 1/f_s$ alınarak z-alanındaki hali elde edilir:

$$K_{pi}(z) = \frac{a - bz^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (9)$$

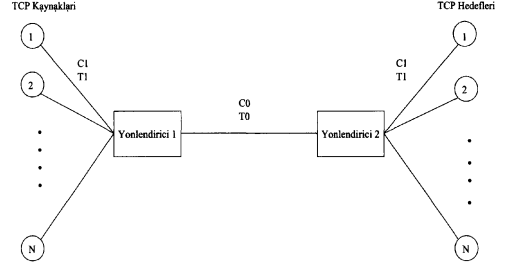
Benzer olarak, $a_0 = K_p + K_d$, $a_1 = -K_p - 2K_d + K_i T_s$, $a_2 = K_d$, $b_0 = 1$, $b_1 = -1$, $b_2 = 0$ ve, $T_s = 1/f_s$ alındığında PID kontrol biriminin aktarım fonksiyonunun (1), z-alanındaki hali elde edilir:

$$K_{pid}(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}. \quad (10)$$

3. Benzetim Sonuçları

Tasarlanan PI ve PID kontrol birimlerinin performansları ns-2 benzetimleri ile test edilmiştir. Benzetim ilingesi (Şekil 1), darboğaz olmuş tek bir linkin, FTP akışları üreten N tane TCP bağlantısı tarafından paylaşıldığı bir halter ağıdır. Linkin kapasitesi $T_0 = 20$ ms gecikme süresi ile $C_0 = 10$ Mbps'tir. Ağdaki

diğer tüm linklerin (TCP kaynakları ile birinci yönlendirici arasındaki ve TCP alıcıları ve ikinci yönlendirici arasındaki linkler) kapasitesi $T_1 = 40$ ms gecikme süresi ile $C_1 = 10$ Mbps'tir. Her iki yönlendiricinin de arabellekleri 300 paketlik ve her paket de 1000 bayttır.



Şekil 1: Ağ İlingesi.

Tablo 1: Benzetim Sonuçlarının Analizi

Kontrol Birimi	RMS hata	[120, 180] bandı dışında	[140, 160] bandı dışında
PI [7]	0.32	0.37	0.76
Önerilen PI	0.29	0.28	0.69
Önce PI sonra PD	0.30	0.30	0.73
Önce PD sonra PI	0.27	0.29	0.71

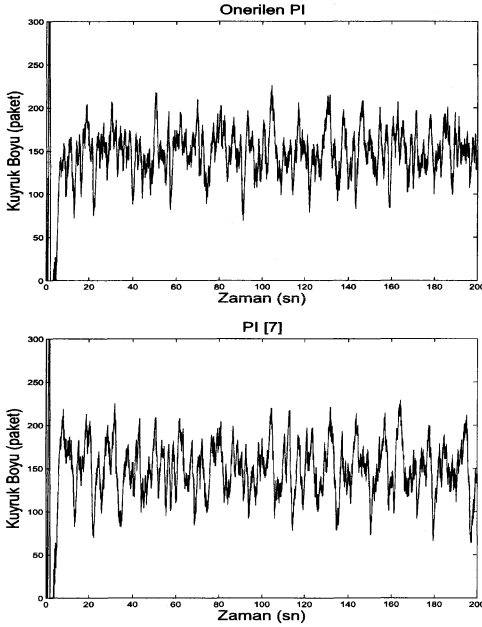
Kontrol Birimi	RMS hata	$t \in [0, 60]$ [120, 180] bandı dışında	$t \in (60, 200]$ [140, 160] bandı dışında
PI [7]	0.49	0.30	0.74
Önerilen PI	0.47	0.22	0.66
Önce PI sonra PD	0.49	0.21	0.69
Önce PD sonra PI	0.42	0.24	0.69

Sistem parametrelerinin nominal değerleri şöyledir: $N_o = 30$ TCP bağlantısı, $c_o = 1250$ paket/s, $q_o = 150$ paket, $R_o = 0.32$ s. Bütün benzetimler 200'er saniye sürmüştür. Benzetimler sonucunda elde edilen kuruk boylarının grafikleri Şekil 2 ve 3'te verilmiştir.

Bu benzetimin sonuçları Tablo 1'de verilmiştir. Tablonun ilk satırı kuyruk boyundaki hatanın arzu edilen kuyruk boyu, q_d , 150 paket alınarak aşağıdaki formüle göre hesaplanmış olan etkin değeridir (RMS):

$$\text{RMS error} = \left(\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \left(\frac{q(k) - q_d}{q_d} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (11)$$

Burada M ns-2 tarafından yaratılmış olan örneklemlerin sayısıdır. Tablonun ikinci ve üçüncü satırları ise kuyruk boyunun [120, 180] ve [140, 160] bantlarının dışına çıktığı zamanların toplam zamana oranını göstermektedir. Bu analiz, seçirme ve kuyruk boyundaki değişimler üzerine fikir sahibi olmayı kolaylaştırma amacını güder. Tablonun üst kısmında verilmiş

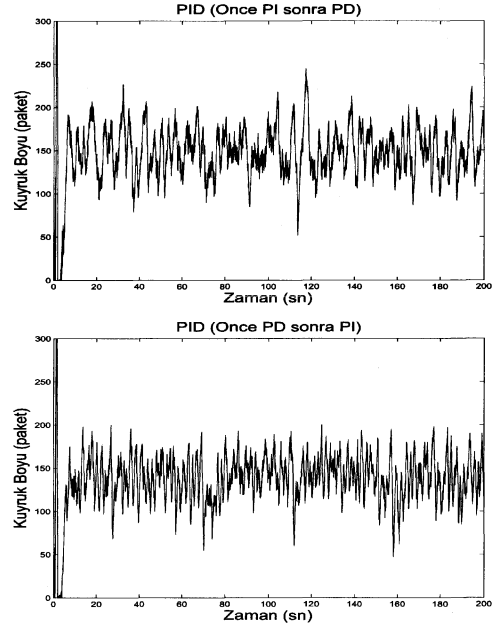


Şekil 2: ns-2 benzetimleri: (a)Önerilen PI kontrol birimi, ortalama değer= 148, standart sapma= 44 (b) referans PI kontrol birimi, ortalama değer= 149, standart sapma= 48.

olan sonuçlar tüm benzetim göz önünde bulundurularak (0-200 sn.) hesaplanmış olan değerler iken, alt kısımda bu sonuçların belirli zaman aralıklarında hesaplanmış olan değerleri bulunmaktadır. Kuyruk boyunun 60 saniye içinde yatıştığı göz önünde bulundurulacak olursa, kuyruk boyundaki hatanın RMS değerinin geçici tepki süresince, $t \in [0, 60]$, aldığı değer, tablonun alt kısmındaki ilk satır, geçici davranış hakkında bilgilendirici olur. Diğer iki satır ise $t \in [60, 200]$ aralığında kuyruk boyunun belirlenen bantlar dışına çıkmış olan oranlarını göstererek yatışkın durum hakkında bilgi verir.

Tablo 1'deki sonuçlar değerlendirildiğinde, tüm maliyetler açısından, önerilmiş olan [14] PI kontrol biriminin referans olarak alınan PI kontrol biriminden daha iyi sonuç verdiği görülür. Tablodaki bütün maliyetler zaman aralıklarına göre standartlaştırılmıştır. Seçilen maliyete göre, önerilen PI kontrol birimi, %2 ile %9 arasında bir performans iyileştirmesi sağlamaktadır. Dolayısıyla, zamana göre tümlleştirildiğinde, önerilen tasarımın sağladığı iyileştirme daha da belirgin olacaktır. PID kontrol birimlerinden ise tablodaki maliyetler kullanılarak amaca uygun olanı seçilebilir.

TCP bağlantı sayısının, N_o , değiştirilmesi durumunda Şekil 4 ve 5'teki ve Tablo 2'deki sonuçlar elde edilir. Bu sonuçlara göre, $N_o = 10$ olması durumunda hem referans PI kontrol birimi için, hem de önerilen PI kontrol birimi için $N_o = 10$ durumundan daha kötü sonuçlar elde edilir. Beklenildiği gibi $N_o = 60$ durumunda kuyruk izleme performansında iyileşme görülür. Sonuç olarak, tüm maliyetler açısından, her iki N_o değeri için de önerilen PI kontrol birimi referans olarak alınan



Şekil 3: ns-2 benzetimleri: (devam) (c) PID kontrol birimi: önce PI sonra PD, ortalama değer= 150, standart sapma= 46 (d) PID kontrol birimi: önce PD sonra PI, ortalama değer= 138, standart sapma= 40.

PI kontrol biriminden daha iyi sonuç vermektedir.

4. Teşekkür

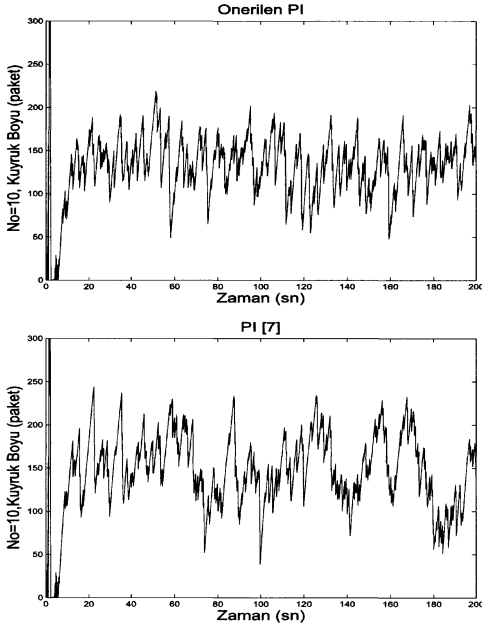
Bu çalışma TÜBİTAK tarafından EEEAG-105E156 numaralı proje ile desteklenmiştir.

5. Sonuçlar

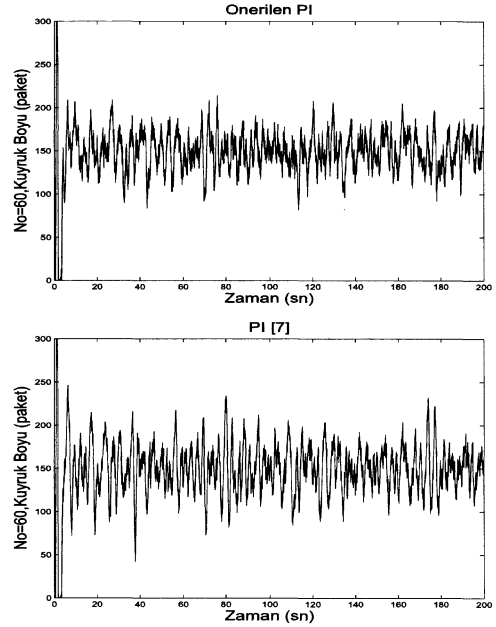
Bu bildiride, [6]'dan türetilerek [14]'de önerilen PI ve PD kontrol birimleri için parametre ayarlama yöntemini, bir linki darboğaz olmuş TCP akışı ağlar için bir etkin kuyruk yönetimi problemine uyarladık. Yaptığımız ns-2 benzetimleriyle önerdiğimiz tasarımı, referans olarak aldığımız [7, 8]'de geçen tasarım ile performans açısından karşılaştırdık. Bu karşılaştırma sonucunda, önerdiğimiz tasarım ile geçici tepki performansının iyileştiğini ve yatışkın durumda kuyruk boyundaki değişimlerin azaldığını gösterdik.

6. Kaynakça

- [1] K. J. Astrom, T. Hagglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning 2*, baskı, Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, 1995.
- [2] S. Athuraliya, S. H. Low, V. H. Li, Q. Yin, "REM: Active Queue Management," *IEEE Network*, cilt 15, sayı 3, Mayıs-Haziran 2001, sayfa 48-53.
- [3] M. di Bernardo, F. Garofalo and S. Manfredi, "Perfor-



Şekil 4: ns-2 benzetimleri: (a) $N_o = 10$, Önerilen PI kontrol birimi, ortalama değer= 139, standart sapma= 65 (b) $N_o = 10$, referans PI kontrol birimi, ortalama değer= 150 standart sapma= 69.



Şekil 5: ns-2 benzetimleri: (devam)(c) $N_o = 60$, Önerilen PI kontrol birimi, ortalama değer= 150, standart sapma= 36 (d) $N_o = 60$, referans PI kontrol birimi, ortalama değer= 151, standart sapma= 39.

- mance of Robust AQM controllers in multibottleneck scenarios," *Proc. of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005* Seville, Spain, Aralık 2005, sayfa 6756–6761.
- [4] S. Floyd, V. Jacobson, "Random early detection gateways for congestion avoidance," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, cilt 1, sayı 4, Ağustos 1993, sayfa 397-413.
- [5] S. Floyd, K. Fall, "Promoting the use of end-to-end congestion control in the Internet," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, cilt 7 (1999), sayfa 458–472.
- [6] A. N. Gündeş, H. Özbay, A. B. Özgüler, "PID Controller Synthesis for a Class of Unstable MIMO plants with I/O Delays," *Proceedings of 6th IFAC Workshop on Time Delay Systems*, L'Aquila, Italy, Temmuz 2006.
- [7] C. Hollot, V. Misra, D. Towsley, W. Gong, "On designing improved controllers for AQM routers supporting TCP flows," *IEEE INFOCOM*, Alaska, Nisan 2001, sayfa 1726-1734.
- [8] C. Hollot, V. Misra, D. Towsley, W. Gong, "Analysis and design of controllers for AQM routers supporting TCP flows," *IEEE Transactions on Automatic Control*, cilt 47, sayı 6, Haziran 2002, sayfa 945-959.
- [9] R. Isermann, *Digital Control Systems Volume 1: Fundamentals, Deterministic Control* Düzeltilmiş 2. baskı, Springer-Verlag, 1989.
- [10] S. Kunniyur, R. Srikant, "Analysis and design of an adaptive virtual queue (AVQ) algorithm for active queue management," *Proc. ACM SIGCOMM*, San Diego, CA, Ağustos 2001, sayfa 123-134.
- [11] S. Low, F. Paganini, J. Wang, S. Adhalka, J. Doyle, "Dynamics of TCP/RED and a scalable control," *Proc. IEEE INFOCOM*, New York, June 2002, sayfa 239-248.
- [12] V. Misra, W. Gong, D. Towsley, "A fluid-based analysis of a network of AQM routers supporting TCP flows with an application to RED," *Proc. ACM SIGCOMM*, Stockholm, İsveç, Eylül 2000, sayfa 151-160.
- [13] ns-2 Ağ benzetimci(2.27). <http://www.isi.edu/nsnam/ns/>.
- [14] H. Özbay, A. N. Gündeş, "Resilient PI and PD Controllers for a Class of Unstable MIMO plants with I/O Delays," *Proceedings of 6th IFAC Workshop on Time Delay Systems*, L'Aquila, İtalya, Temmuz 2006.
- [15] E-C. Park, H. Lim, K-J. Park, C-H. Choi, "Analysis and design of the virtual rate control algorithm for stabilizing queues in TCP networks," *Computer Networks*, cilt 44 (2004), sayfa 17-41.
- [16] P-F. Quet, H. Özbay, "On the Design of AQM Supporting TCP Flows Using Robust Control Theory," *IEEE Transactions on Automatic Control*, cilt 49, sayı 6, Haziran 2004, sayfa 1031-1036.
- [17] S. Ryu, C. Rump, C. Qiao, "A predictive and robust active queue management for Internet congestion control,"

Proc. of the 8th IEEE Symposium on Computers and Communications, Kemer, Antalya, Türkiye, Haziran-Temmuz 2003, sayfa 991–998.

- [18] P. Yan, Y. Gao, H. Özbay, "A Variable Structure Control Approach to Active Queue Management for TCP with ECN," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, cilt 13, sayfa 2, Mart 2005, sayfa 203-215.
- [19] P. Yan and H. Özbay, "Robust Controller Design for AQM and H_∞ Performance Analysis," *Advances in Communication Control Networks*, S. Tarbouriech, C. Abdallah, J. Chiasson Eds., Springer-Verlag LNCIS, cilt 308, 2004, sayfa 49-64.

Tablo 2: $N = 10$ ve $N = 60$ için Yapılan Benzetimlerin Analizi

Kontrol Birimi	RMS hata	[120, 180] bandı dışında	[140, 160] bandı dışında
PI [7] ($N=10$)	0.46	0.56	0.85
Önerilen PI ($N=10$)	0.24	0.47	0.77
PI [7] ($N=10$)	0.26	0.28	0.71
Önerilen PI ($N=60$)	0.24	0.18	0.64
Kontrol Birimi	$t \in [0, 60]$ RMS hata	$t \in (60, 200]$ [120, 180] bandı dışında	$t \in (60, 200]$ [140, 160] bandı dışında
PI [7] ($N=10$)	0.73	0.47	0.83
Önerilen PI ($N=10$)	0.72	0.35	0.73
PI [7] ($N=60$)	0.40	0.23	0.69
Önerilen PI ($N=60$)	0.38	0.12	0.60

H_2 / H_∞ DAYANIKLI (ROBUST) OPTIMAL KONTROL PROBLEMİNE KONTROL GİRİŞİ KISITLI LİNEER MATRİS EŞİTSİZLİKLERİ YAKLAŞIMI

Yücel AYDIN

İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi
İstanbul Teknik Üniversitesi, 34469, Maslak, İstanbul
aydinyl@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Dayanıklı optimal kontrol konusu çalışmasındaki asıl amaç, sistemin davranış ölçütlerine ilişkin kısıtlamalar altında sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu matrisinin karma H_2 / H_∞ normuyla verilen amaç ölçütünün en az yapılmasıdır. Bu çalışmada, H_2 norm davranışı ve H_∞ norm davranışına ait kısıtlamalar ile bölgesel kutup atama kısıtlaması ve kontrol vektörünün sonsuz normunun belirli bir değerden küçük olmasını ifade eden kontrol girişine ait kısıtında birlikte sağlanması koşulları altında karma H_2 / H_∞ norm davranışına ilişkin amaç ölçütünün minimum yapılmasıdır. Kontrol işareti üzerindeki genlik sınırlamaları, kontrol vektörünün kontrol edilen sistemin çıkışı olarak seçilmesi ile bu kısıta ilişkin Lineer Matris Eşitsizliği (LMI-Linear Matrix Inequality) karşılığının sağlanmasıyla gerçekleştirilmektedir. Kontrol işaretinin genlik sınırlandırılmasıyla birlikte belirtilen diğer kısıtlamalarında dikkate alınmasıyla karma H_2 / H_∞ kontrolör tasarımına yönelik bir teorem verilmiştir. Tasarım LMI ' lar ile tanımlandığından teoremin ispatı LMI ' ların özelliklerinden yararlanarak yapılmıştır. Kontrol sistemlerinin tasarımlarında LMI yaklaşımının kullanılması son yıllarda önemli oranda artmıştır. Bilgisayarda gerçekleştirilen açıklayıcı örneklerle elde edilen sonuçların, teori ve benzetim sonuçlarının uygun oldukları görülmüştür.

1. Giriş

Lineer Matris Eşitsizlikleri (LMIs, Liner Matrix Inequalities) kapalı çevrim sistemi üzerinde birkaç kısıtlamayı bir arada kullanmada daha çok esneklik sağlar. Bu sebeple, bölgesel kutup kısıtlamalı H_∞ kontrol sentezi LMI'larla ifade edilen konveks bir

optimizasyon problemi olarak formüle edilebilir. LMI tekniklerinin sözü edilen bu avantajlarından dolayı, kontrol problemlerinde LMI yaklaşımları, araştırmacılar tarafından son yıllarda çok önemli bulunmaktadır [1-9,12,13].

Lineer Matris Eşitsizlikleri (LMI'lar) kapalı çevrim sistemi üzerinde birkaç kısıtlamayı bir arada kullanmada daha çok esneklik sağlamakta ve kontrol alanındaki birçok analiz ve tasarım uygulamalarında geniş çapta kullanılmaktadır. Bu çalışmada ise dinamik durum geribeslemesi durumunda ele alınan karma optimizasyon probleminin çeşitli kısıtlar altındaki LMI modelleri verilerek dinamik kontrolör tasarımları yapılmıştır.

Gerek H_2 ve H_∞ kontrol ve gerekse karma H_2 / H_∞ kontrol yöntemleri, optimal kontrol sistemlerinin analiz ve tasarımında önemli yer tutmaktadır. H_∞ optimal kontrol yöntemleri ise dayanıklı kararlılık (robust stability) probleminin çözümünde ayrıca önem taşımaktadır. Ele alınan kontrol edilen sistem için karma sentez probleminde amaç, dış girişlerden kontrol edilen çıkışlara enerji transferini minimize edecek bir kontrolör tasarlamaktır. Dayanıklı kontrolde sentez problemi alışılmış genel blok diyagramı yapısına dönüştürülerek çözülebilir. H_∞ kontrol yöntemleri, dayanıklılık (robustness) açısından H_2 kontrol yöntemlerine kıyasla bozululara karşı daha iyi dayanıklılık sağlar [1-6,11,12].

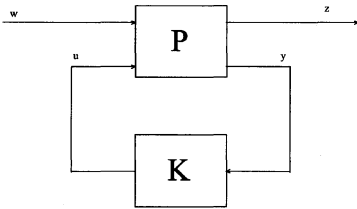
Karma H_2 / H_∞ kontrol probleminde amaç, dayanıklı kararlılık kısıtlaması ve diğer sistem davranış kısıtlamaları altında, karma bir H_2 / H_∞ performans ölçütünü minimize eden bir kontrolör tasarlamaktır. [1-9,12,13]. Statik durum geribeslemesi durumunda, kontrol girişi kısıtında ele alındığı statik kontrolör tasarımı çalışması [14] 'de yer almaktadır ve burada PID kontrolörün statik durum geribeslemeli karşılığı belirlenmekte, böylece kazanç matrisinin elemanları PID parametreleri olmakta ve de statik durum geribeslemesi halinde LMI yaklaşımıyla kazanç matrisi ve dolayısıyla da PID kontrolörü belirlenmektedir. Bu çalışma ise [14] deki çalışmadan oldukça farklı olması ve tasarlanan

kontrolörün statik değil dinamik yapıda olması ve de sistem davranışından beklenilecek çoklu kısıtların sağlanması özelliklerine sahiptir. Böylece, endüstriyel proseslerde istenilen geçici hal,süreklil hal ve sistemin çeşitli norm davranışlarına ve de kontrol işaretinin sınırlanmasına ilişkin çeşitli kısıtlar, bu çalışmada sağlanmaktadır.

Karma H_2 / H_∞ kontrol tasarımı ile birlikte bölgesel kutup kısıtlaması ve de kontrol giriş kısıtlaması (kontrol giriş vektörünün maksimum genliğinin sınırlanması)'nu sağlayan kontrolörlerin gerçekleştirilebilirliği, fiziksel kontrol problemlerinde çok büyük bir önem kazanmıştır. Özellikle kontrol girişinin maksimum bir genliğe sınırlanması, pratik açıdan büyük bir önem kazanmaktadır. Kontrol işaretinin maksimum genliği üzerinde kısıtlamanın nasıl sağlanacağı bir teoremlerle verilmiştir. Bu çalışmada, Lineer kontrol sistemlerinin kontrolör tasarımında karma H_2 / H_∞ performans ölçütü, H_∞ performans kısıtlaması ve kontrol girişi kısıtlaması vb. kısıtları sağlamak üzere bir çok kısıt altında mimimize edilerek gerçekleştirilmektedir. Böylece literatürde var olan kontrolör tasarım yöntemlerine göre daha çok kısıtlar olmak üzere; kutup atama bölgesi kısıtlaması, kontrol vektörü genliğinin sınırlanmasına ilişkin kısıtlama vb. çoklu kısıtlar altında, istenilen sistem davranışını sağlayacak kontrolör tasarım yöntemi gerçekleştirilmiş olmaktadır. Bu yolla tüm kısıtları sağlayan dayanıklı bir kontrolör tasarlanmıştır.

2. Dayanıklı (Robust) Optimal Kontrol

Genel dayanıklı optimal kontrol problemine ilişkin blok diyagramı Şekil 1 de verilmiştir. Bu blok diyagramında; w dış giriş vektörünü, u giriş kontrol vektörünü, P kontrol edilen sistemi içeren Plantı, z ve y sırasıyla kontrol edilen büyüklüklere ve ölçülebilen büyüklüklere ilişkin çıkış vektörlerini ve K da çıkış geribeslemeli kontrolörü gösterir.



Şekil 1. Dayanıklı Optimal Kontrol problemine ilişkin genel bir kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı

Plant ve kontrolörün durum uzayı denklemleri ve matrisel gösterimleri aşağıda verilmiştir.

Plant P:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + B_1 w + B_2 u \\ z &= C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y &= C_2 x + D_{21} w + D_{22} u\end{aligned}\quad (1)$$

Kontrolör K:

$u=K(s)y$ dinamik geribesleme durumunda:

Tasarlanan kontrolörün durum uzayı matematik modeli,

$$\begin{aligned}\dot{x}_k &= A_K x_k + B_K y \\ u &= C_K x_k + D_K y\end{aligned}\quad (2)$$

belirlenmekte ve buradan kontrolöre ait $K(s)$ transfer fonksiyonu bulunmaktadır.

w vektör girişlerinden z vektörü çıkışlarına ilişkin kapalı çevrim kontrol sisteminin transfer fonksiyon matrisine ilişkin durum uzayı matematik modeli,

T_{zw} :

$$\begin{aligned}\dot{x}_{cl} &= A_{cl} x_{cl} + B_{cl} w \\ z &= C_{cl} x_{cl} + D_{cl} w\end{aligned}\quad (3)$$

olarak tanımlanır.

Kontrol edilmek istenen sistem, sınırlı boyutlu lineer zamanla değişmeyen (LTI) bir sistemdir ve transfer fonksiyon matrisi,

$$P(s) = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} (sI - A)^{-1} \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \end{bmatrix}\quad (4)$$

olarak yazılabilir. İfadelerdeki matrisler uygun boyutlu matrislerdir.

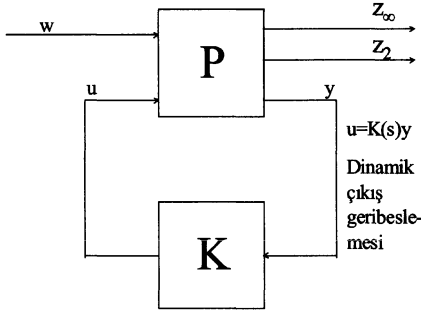
Kontrol problemine Lineer Matris Eşitsizliği (LMI) yaklaşımındaki varsayımlar en fazla ikiyi geçmez. Sınırlı boyutlu bir LTI sistemi için, gerekli olan bu varsayımlar aşağıda verilmiştir.

- 1) (A, B_2, C_2) kararlılaştırılabilir ve sezilebilir (detectable) olmalıdır.
- 2) $D_{22}=0$ basitlik açısından alınabilir ancak zorunlu değildir. [9,11]

2.1 Dinamik Çıkış Geribeslemesi Durumunda Dayanıklı (robust) Karma H_2/H_∞ Optimal Kontrol

Genel H_2 / H_∞ optimal kontrol problemine ilişkin blok diyagramı Şekil 1 de verilmiştir. Bu blok diyagramında; w dış giriş vektörünü, u giriş kontrol vektörünü, P kontrol edilen sistemi içeren Plantı, z yi oluşturan z_∞ ve z_2 sırasıyla H_∞ norm davranışını sağlayan kontrol edilen çıkış, diğeri ise H_2 norm davranışını sağlayan kontrol edilen diğeri çıkışı gösterir. y ise ölçülebilen büyüklüklere ilişkin çıkış vektörlerini ve K da çıkış geribeslemeli ve

dinamik yapıda başka deyişle transfer fonksiyonu $K(s)$ 'e sahip bir kontrolörü gösterir.



Şekil 2. Dayanıklı Optimal Kontrol problemine ilişkin genel bir kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı

Plant ve kontrolörün durum uzayı denklemleri ve matrisel gösterimleri aşağıda verilmiştir.

Plant P:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_1 w + B_2 u \\ z_\infty &= C_\infty x + D_\infty w + D_\infty u \\ \left. \begin{aligned} z_{2(1)} &= C_{2(1)} x + D_{2(1)} w + D_{22(1)} u \\ z_{2(2)} &= C_{2(2)} x + D_{2(2)} w + D_{22(2)} u \end{aligned} \right\} z_2 = C_2 x + D_2 w + D_{22} u \\ y &= C_y x + D_{y1} w + D_{y2} u \end{aligned} \quad (5)$$

Burada, $C_2 = [C_{2(1)}^T \ C_{2(2)}^T]^T$, $D_{21} = [D_{2(1)}^T \ D_{2(2)}^T]^T$
 $D_{22} = [D_{22(1)}^T \ D_{22(2)}^T]^T$

Kontrolör K:

$$\begin{aligned} \dot{x}_k &= A_K x_k + B_K y \\ u &= C_K x_k + D_K y \end{aligned} \quad (6)$$

w vektör girişlerinden z vektörü çıkışlarına ait kapalı çevrim kontrol sisteminin transfer fonksiyon matrisi T_{zw} 'ye ilişkin durum uzayı matematik modeli, aşağıdadır.

T_{zw} :

$$\begin{aligned} \dot{x}_{cl} &= A_{cl} x_{cl} + B_{cl} w \\ z_\infty &= C_{cl1} x + D_{cl1} w \\ \left. \begin{aligned} z_{2(1)} &= C_{cl2(1)} x + D_{cl2(1)} w \\ z_{2(2)} &= C_{cl2(2)} x + D_{cl2(2)} w \end{aligned} \right\} z_2 = C_{cl2} x + D_{cl2} w \end{aligned} \quad (7)$$

olarak tanımlanır. Kontrol edilen çıkış vektörü, $z = [z_\infty^T \ z_2^T]^T$ biçiminde

düzenlendiği gibi aynı indisli çıkış vektöründe,

$z_2 = [z_{2(1)}^T \ z_{2(2)}^T]^T$ olarak, sistem davranışına ilişkin kısıtları sağlayacak şekilde düzenlenir.

$$C_{cl2} = [C_{cl2(1)}^T \ C_{cl2(2)}^T]^T, \quad D_{cl2} = [D_{cl2(1)}^T \ D_{cl2(2)}^T]^T$$

için $z_2 = [z_{2(1)}^T \ z_{2(2)}^T]^T$ olmak üzere,

$z = [z_\infty^T \ z_2^T]^T$ olduğundan z_∞ ve z_2 çıkışları

$$z = C_{cl} x_{cl} + D_{cl} w$$

olarak yazılmakla; en genel (1) denkleminde yapıda, kapalı biçimde gösterilebilir.

Kontrol edilmek istenen sistem, sınırlı boyutlu lineer zamanla değişmeyen (LTI) bir sistemdir ve transfer fonksiyon matrisi,

$$P(s) = \begin{bmatrix} D_1 & D_2 \\ D_{y1} & D_{y2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 \\ C_y \end{bmatrix} (sI - A)^{-1} [B_1 \ B_2] \quad (8)$$

olarak yazılabilir. İfadelerdeki matrisler uygun boyutlu matrislerdir. Burada,

$$C_1 = [C_\infty^T \ C_2^T]^T$$

$$D_1 = [D_\infty^T \ D_{21}^T]^T, \quad D_2 = [D_\infty^T \ D_{22}^T]^T \text{ 'dir}$$

$D_{y1} = D_y$ ve $D_{y2} = 0$ için kapalı çevrim sistemin durum uzayı gösterilimindeki, sistem matrisleri; A_K , B_K , C_K ve D_K kontrolör parametreleri olmak üzere,

$$\begin{aligned} A_{cl} &= \begin{bmatrix} A + B_2 D_K C_y & B_2 C_K \\ B_K C_y & A_K \end{bmatrix} \\ B_{cl} &= \begin{bmatrix} B_1 + B_2 D_K D_y \\ B_K D_y \end{bmatrix} \\ C_{cl} &= [C_1 + D_1 D_K C_y \quad D_1 C_K] \\ D_{cl} &= D_1 D_K D_y \end{aligned} \quad (9)$$

dir. [1,9,13,14]

Dayanıklı optimal kontrolde H_∞ -norm davranış ölçütü kısıtı, kapalı çevrim kontrol sisteminin H_∞ performansını ifade eder. Başka deyişle, dayanıklı optimal kontrolde H_∞ -norm kısıtlaması, kapalı çevrim kontrol sisteminin H_∞ norm davranışını ifade eder. Ayrıca, sistemin dayanıklı kararlılık (robust stability) derecesini belirleyen bir kararlılık ölçütüdür. H_2 -norm kısıtlaması ise, kapalı çevrim kontrol sisteminin H_2 norm davranışını ifade eder. Bu tasarım kısıtlarının LMI 'larla ifade edilmesi mümkündür.

3. Dinamik geribesleme Halinde Kontrol Girişinin Kısıtlanması

Literatürde kontrolör tasarımı çalışmalarında, diğer birçok kısıt yanında kontrol işareti genişliğinin sınırlanması belirgin bir şekilde ele alınmamıştır. Kontrol edilen sisteme uygulanan $u(t)$ kontrol girişinin

fiziksel sisteme uygulanamayacak kadar büyük yada sistemin kabul edilemez ölçüde davranmasına neden olacak kadar büyük, olmasını önlemek için; kontrol işareti kısıtlaması gereklidir. Amaç, u kontrol işareti genişliğinde kısıtlayan bir kontrolör tasarlamaktır.

Teorem

kontrol vektörü kısıtı:

$z_{2(2)}$ kontrol edilen çıkış vektörü, u ise kontrol edilen sistemin kontrol girişi yada giriş vektörü olsun ve Sınıflandırılan z çıkışlarından biri olan $z_{2(2)}$ kontrol edilen çıkış vektörü, sadece kontrol girişini yada girişlerini içersin. u_{\max} gerçel bir sayı olmak üzere, kontrol girişi genişliğinin maksimum değerinin, seçilen bir u_{\max} değerinden küçük olması (kontrol girişi kısıtı $|u| < u_{\max}$)

için gerek ve yeter koşul, P sistemi asimptotik kararlı ve $D_{cl2}=0$

olmak üzere, aşağıdaki LMI'ların

$$\begin{bmatrix} A_{cl}^T X_g + X_g A_{cl} & X_g B_{cl} \\ B_{cl}^T X_g & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} u_{\max}^2 I & C_{cl(2)}^T \\ C_{cl(2)} & X_g \end{bmatrix} > 0$$

sağlanmasıyla mümkündür.

İSPAT: w 'den $z_{2(2)}$ 'e olan alt sistemin transfer fornsiyonu $T_{2(2)}$ olsun. $T_{2(2)}$ nin genelleştirilmiş H_2 normu (g_{H_2} normu),

$$\|T_{2(2)}\|_{g_{H_2}}^2 := \lambda_{\max} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} T_{2(2)}(jw) T_{2(2)}^*(jw) dw \right]$$

biçiminde ifade edilir.

$D_{cl2}=0$ için bu normun hesaplanması,

$$\|T_{2(2)}\|_{g_{H_2}}^2 := \lambda_{\max} [C_{cl2} Y_0 C_{cl2}^T]$$

olarak yapılmaktadır. Burada; Y_0 , Lyapunov denklemini

$$A_{cl} Y_0 + Y_0 A_{cl}^T + B_{cl} B_{cl}^T = 0$$

sağlar.

$A_{cl} Y + Y A_{cl}^T + B_{cl} B_{cl}^T < 0$ matris eşitsizliğini sağlayan herhangi bir Y için

$Y > Y_0$ olur. Elde edilen sonuçlara göre,

$$\|T_{2(2)}\|_{g_{H_2}} < u_{\max} \text{ olması ancak ve ancak}$$

aşağıdaki eşitsizliklerin,

$$Y > 0$$

$$A_{cl} Y + Y A_{cl}^T + B_{cl} B_{cl}^T < 0$$

$$\lambda_{\max} [C_{cl2} Y C_{cl2}^T] < u_{\max}^2$$

sağlanmasıyla mümkündür. Burada, $Y = X_g^{(-1)}$

tanımı ile,

$$\lambda_{\max} [C_{cl2} X_g^{-1} C_{cl2}^T] < u_{\max}^2$$

$$\Leftrightarrow C_{cl2} X_g^{-1} C_{cl2}^T < u_{\max}^2 I$$

olduğu bilinmektedir. Schur tamlayanı ile elde

edilen eşitsizlikleri, (10) daki LMI'lar olarak yazabiliriz. Bu sonuç, [10] da verilen LMI'larla benzer yapıdadır.

4 H_2 / H_{∞} Kontrolörünün $u(s)=K(s)y(s)$ Dinamik Çıkış Geribeslemesinde Optimizasyonu

Bu problemin amacı, dinamik çıkış geribeslemeli ($u=K(s)y$) karma H_2 / H_{∞} kontrolörün, aşağıda belirtilen kısıtlar altında, karma performans ölçütünün minimize edilmesini sağlayacak şekilde belirlenmesidir. [1,9,12,13]

Matematik olarak, $K(s)$ 'in

$$J = \alpha \|T_{\infty}\|_{\infty}^2 + \beta \|T_2\|_2^2$$

ölçütünün R,S,Q, Δ_K , B_K , C_K , D_K ve γ^2 üzerinde aşağıdaki kısıtlamalar altında minimize edilerek gerçekleştirilmesidir. Kısıtlamalar,

K1) H_{∞} kararlılık kriterini başka deyişle H_{∞} norm davranışını belirleyen $\|T_{\infty}\|_{\infty} < \gamma$ eşitsizlik kısıtlaması (γ kısıtlaması)

K2)- H_2 norm davranışını belirleyen $\|T_2\|_2 < \nu$,den küçük olması (ν kısıtlaması)

K1) ve K2) 'de verilen kısıtlamalar,

$$\|T_{\infty}\|_{\infty} := \|T_{z,w}\|_{\infty} \leq \gamma$$

$$\|T_2\|_2 := \|T_{z,w}\|_2 \leq \sqrt{\text{Trace}(Q)} < \nu \quad (11)$$

olarak tanımlanır.

K3) Bölgesel kutup atama kısıtlaması

Tüm bu K1,K2,K3 kısıtların LMI karşılıkları, [2,3,9,14]

de verilmiştir.

K4) Kontrol girişi kısıtlaması, $|u| < u_{\max}$

Bu kısıtın LMI karşılığı ise bir teoremler [10] olarak verilmiştir.

Anılan LMI sisteminin aynı amaç altında sağlanması için $X := X_\infty = X_2 = X_{pol} = X_g$ alınır. Burada, X_∞ ; H_∞ norm danranışına ilişkin LMI'da bir optimizasyon değişkeni, X_2 ; H_2 norm danranışına ilişkin LMI'da bir optimizasyon değişkeni, X_{pol} ; bölgesel kutup atama kısıtına ilişkin LMI'da bir optimizasyon değişkeni, X_g ise kontrol girişi kısıtına ilişkin LMI'da bir optimizasyon değişkenidir. Böylece, LMI 'lar yeniden düzenlenirse optimizasyon problemi aşağıdaki biçimde ifade edilir.

$$J \leq J_1 = \alpha \gamma^2 + \beta \text{Trace}(Q)^2$$

amaç ölçütünün aşağıdaki LMI kısıtları altında minimize edilmesidir. Burada, α ve β ; toplamı bir olmak üzere davranış ölçütünün ağırlık katsayılarıdır.

LMI kısıtları:

X optimizasyon değişkeni,

$$X = X_1 X_2^{-1}, \quad X_1 := \begin{bmatrix} R & I \\ M^T & 0 \end{bmatrix}, \quad X_2 := \begin{bmatrix} I & S \\ 0 & N^T \end{bmatrix} \text{ biçimin}$$

de ayrıştırılmak üzere,

$R, S, Q, \underline{A}_K, \underline{B}_K, \underline{C}_K, \underline{D}_K$ ve γ üzerinde K1), K2) K3) kısıtlarına ilişkin lineer matris eşitsizlikleri(LMI), [1]

$$f := f(\gamma^2, R, S, \underline{A}_K, \underline{B}_K, \underline{C}_K, \underline{D}_K) < 0$$

$$g := g(Q, R, S, \underline{A}_K, \underline{B}_K, \underline{C}_K, \underline{D}_K) < 0$$

$$h := h(R, S, \underline{A}_K, \underline{B}_K, \underline{C}_K, \underline{D}_K) < 0$$

ve dördüncü kısıt,

K4) kontrol girişi kısıtına ilişkin (*) LMI ise yeni düzenlemeye göre,

$$i := i(u_{\max}, R, S, \underline{A}_K, \underline{B}_K, \underline{C}_K, \underline{D}_K) < 0$$

biçimine dönüşür. Tüm kısıtlar, blok diyagonal yapısında aşağıdaki notasyonla

$$m := \text{blockdiag}(f, g, h) = \begin{bmatrix} f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h & 0 \\ 0 & 0 & 0 & i \end{bmatrix} < 0$$

gösterilirse,

$$m := m(\gamma^2, Q, R, S, \underline{A}_K, \underline{B}_K, \underline{C}_K, \underline{D}_K, u_{\max}) < 0$$

olarak yazılabilir.

Burada,

$$f = \text{blockdiag} \left\{ \begin{bmatrix} AR + RA^T + B_2 \underline{C}_K + \underline{C}_K^T B_2^T & \underline{A}_K + A + B_2 \underline{D}_K C_y & B_1 + B_2 \underline{D}_K D_{y1} & * \\ * & A^T S + SA + \underline{B}_K C_y + C_y^T \underline{B}_K^T & SB_1 + \underline{B}_K D_{y1} & * \\ * & * & I & * \\ C_1 R + D_{\infty 2} \underline{C}_K & C_1 + D_{\infty 2} \underline{D}_K C_y & D_{11} + D_{\infty 2} \underline{D}_K D_{y1} & \gamma^2 I \end{bmatrix}, [\gamma - \gamma_0] \right\}$$

$$g = \text{blockdiag} \left\{ - \begin{bmatrix} Q & (C_{2(1)} R + D_{22(1)} \underline{C}_K) & (C_{2(1)} + D_{22(1)} \underline{D}_K C_y) \\ * & R & I \\ * & I & S \end{bmatrix}, [\text{Trace}(Q) - \vartheta_0] \right\}$$

$$h = \left\{ \lambda_{ij} \begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} + \mu_{ij} \begin{bmatrix} AR + B_2 \underline{C}_K & A + B_2 \underline{D}_K C_y \\ \underline{A}_K & SA + \underline{B}_K C_y \end{bmatrix} + \nu_{ij} \begin{bmatrix} RA + \underline{C}_K B_2^T & \underline{A}_K^T \\ (A + B_2 \underline{D}_K C_y)^T & A^T S + C_y^T \underline{B}_K^T \end{bmatrix} \right\}$$

(12)

$$i = \text{blockdiag} \left\{ - \begin{bmatrix} u_{\max}^2 I & (C_{2(2)} R + D_{22(2)} \underline{C}_K) & (C_{2(2)} + D_{22(2)} \underline{D}_K C_y) \\ * & R & I \\ * & I & S \end{bmatrix}, [u_{\max} - u_{\max_0}] \right\}$$

olur.

Kontrolörün tasarım adımları:

'Matlab's LMI Control Toolbox' (Gahinet et al., 1995), yazılımını kullanarak aşağıdaki kontrolörün tasarım adımları gerçekleştirilmiştir. Başlangıçta seçilen değerler $u_{\max_0}, v_0, \gamma_0$ üzere

Adım1 $u_{\max}, v, \gamma^2, Q, R, S$ and $\underline{A}_K, \underline{B}_K, \underline{C}_K, \underline{D}_K$ değişkenlerini, (12) deki LMI ların çözümünden bul.

Adım2 N,M 'yi aşağıdaki bağıntıya göre çöz.

$$\begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} > 0, \quad MN^T = I - RS \quad (13)$$

Adım3 3 Tüm kısıtlar altında amaç ölçütünü en az yapan M,N,R,S, $\underline{A}_K, \underline{B}_K, \underline{C}_K, \underline{D}_K$ değişkenlerinden yararlanarak , kontrolörün A_K, B_K, C_K, D_K 'sı

$$A_K = N^{-1}(\underline{A}_K - S(A + B_2 \underline{D}_K C_y) - N \underline{B}_K C_y R - S B_2 \underline{C}_K M) M^{-1}$$

$$B_K = N^{-1}(\underline{B}_K - S B_2 \underline{D}_K) \quad (14)$$

$$C_K = (\underline{C}_K - \underline{D}_K C_y R) (M^T)^{-1}$$

$$D_K = \underline{D}_K$$

olmak üzere belirle.

Adım 4

Kontrolörün transfer fonksiyonunu aşağıdaki biçimde hesapla.

$$K(s) = D_K + C_K (sI - A_K)^{-1} B_K$$

$u=Ky$ dinamik çıkış geribeslemesi halinde matris eşitsizlikleri yardımı ile karma kontrolörünün optimal olarak tasarımı; J

amaç ölçütünün 'nin $R, S, \underline{A}_K, \underline{B}_K, \underline{C}_K, \underline{D}_K$ ve γ üzerinde yukarıda verilen matris eşitsizliklerini sağlamak üzere minimize edilmesi ile gerçekleştirilir. Optimizasyon değişkenleri olarak kontrolör parametreleri belirlenir. Buradan da çıkış geribeslemeli dinamik kontrolörün $K(s)$ transfer matrisi adım4 'den belirlenir.

H_∞ ve H_2 Optimal Kontrol Problemleri, karma H_2 / H_∞ probleminin özel halleridir. $z_2=z_\infty$ alınarak seçilen α, β sabitlerinin 0,1 yada 1,0 değerlerine göre özel hal olan H_2 ve H_∞ kontrol problemleri elde edilir [1-9,12,13].

Dinamik çıkış geribeslemesi durumuna ilişkin tasarım

Bu çalışmada ise [1,8] de ele alınan bir sarkaca ilişkin lineer olmayan denklem,

$$mL^2 \ddot{\theta} = f(t) + d(t) + mgL \sin \theta$$

ele alınmıştır. Burada, L: çubuğun uzunluğu, θ : sarkacın açısı, $f(t)$: motor momenti, $d(t)$: bozucu moment, m: sarkacın ucundaki kütle

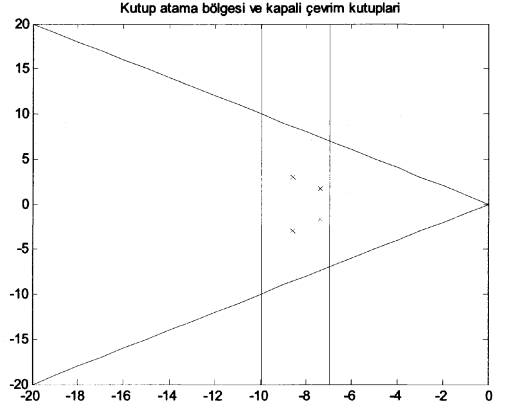
Lineerleştirilmiş denklemi ise ($\dot{\theta} = d/dt(\theta) = 0$ denge noktası civarında),

$$mL^2 \ddot{\theta} = f(t) + d(t) + mgL\theta$$

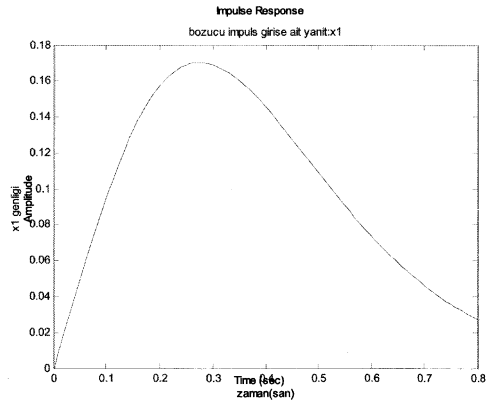
Burada $m=2.67$ kg, $L=0.613$ m and $g=9.8$ m/s² olarak alınmıştır.[1,8]

$u=Ky$ dinamik çıkış geribeslemesi durumunda sistemin karma performans ölçütünü belirtilen kısıtlamalar altında minimize edecek kontrolör tasarlanmıştır. İstenilen kısıtlamaları sağlayan optimal performansta kontrolöre ilişkin tasarım sonuçları, LMI Control Toolbox[13] 'ıda kullanarak MATLAB 'da program yazılmasıyla aşağıdaki gibi elde edilmiştir. Bu örnek, $z_\infty=x_1=0, z_2=u$ seçilmiştir. $\gamma = 0.863$ olmak üzere kontrol girişi kısıtına ilişkin üst sınır, mutlak değer olarak u_{max0} sabit bir değer seçilmiş ve buna göre normalize kontrol işaretinin eğrisi Şekil 3 'de verilmiştir. Böylece, 'kontrol girişi' eğrisinden görüleceği üzere bu işaretin genliğinin maksimumunun birden küçük kalmış ve bu sonuç, tasarlanan dayanıklı optimal kontrolörle sağlanmıştır.

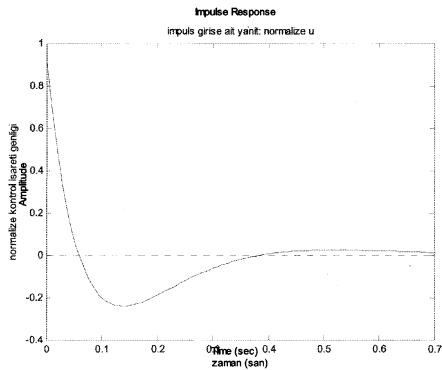
- Karma amaç ölçütüne ait ağırlık katsayıları $\alpha=0.1, \beta=0.9$ seçimi için eğriler,



Şekil.3. Kutup atama bölgesi ve kapalı çevrim kutupları



Şekil 4. Birim impuls girişi için x_1 durumuna ilişkin eğri



Şekil 4. Normalize u kontrol işaretine ilişkin eğri

Tasarlanan kontrolör ise dinamik bir yapıda olmak üzere,

$$K(s) = \frac{s + 4,16}{s^2 + 31,92s + 409,24}$$

olarak bulunmuştur.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, Lineer zamanla değişmeyen sistemlere ilişkin kontrol girişi kısıtı dahil çoklu kısıtlar altında robust optimal kontrolör tasarımı LMI yaklaşımı ile yapılmıştır. Kontrol girişi kısıtını içeren tüm kısıtlar altında karma H_2 / H_∞ dayanıklı optimal ve çıkış geribeslemeli kontrol tasarımı; tüm kısıtlar altında γ dayanıklı H_∞ performans davranışını sağlayan kontrolörlerin belirlenmesi ve bunların içinden en kötü durumdaki karma H_2 / H_∞ davranış ölçütünü, en az yapacak kontrolörün belirlenmesiyle gerçekleşir. Kontrolör tasarımı, Matlab LMI Control Toolbox [13] kullanılarak yapılmıştır. Kontrol sistemlerinin davranışına ilişkin çeşitli kısıtlar altında optimizasyon ve bozuculara karşı dayanıklı kontrolör tasarımı yöntemi sunulmuş ve bu yöntemin diğer yöntemlerden üstünlüğü ise sistem davranışı üzerinde çoklu kısıtlar olduğu halde istenenler sağlanabilmiş olmasıdır. Literatürde birden fazla kısıt altında sistem tasarımına yönelik yöntemler çok azdır, var olanları da kısıt sayısı arttıkça istenenler gerçekleştirilemediği görülmüştür. Bu nedenle diğer dayanıklı kontrol yöntemleriyle istenenleri gerçekleştirmek oldukça zordur. Tasarım örneğiyle, çoklu kısıtlar altında istenen davranış ölçütünün sağlandığının gösterilmesiyle tanıtılan yöntemin önemi ve potansiyeli gösterilmiştir.

6. Kaynakça

- [1] Aydın Y., , Robust Mixed H_2/H_∞ Optimal Controller Design, *the 3rd IFAC Workshop DECOM-TT* , Istanbul, 2003
- [2] Aydın Y., M.K. Sarıoğlu., Bölgesel Kutup Atamalı H_∞ Optimal Kontrol, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği, 8.Ulusal Kongresi, s531-535, 1999.
- [3] Aydın Y., Sarıoğlu M.K., Dinamik Çıkış Geribeslemeli ve Bölgesel Kutup Atamalı H_∞ Optimal Kontrol, ELECO'2000, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği, Bursa, s537-561, 2000.
- [4] Aydın Y., M.K. Sarıoğlu, Dayanıklı(Robust) Optimal Kontrolde Lineer Matris Eşitsizlikleri, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği, 9.Ulusal Kongresi, s529-532, Kocaeli, 2001.
- [5] Aydın Y., M.K.Sarıoğlu, Karma H_2 / H_∞ Dayanıklı(Robust) Optimal Kontrol I: Statik Durum Geribeslemeli Kontrol, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği, 9.Ulusal Kongresi, 533-536, Kocaeli, 2001.
- [6] Aydın Y., M.K. Sarıoğlu, Karma H_2 / H_∞ Dayanıklı(Robust) Optimal Kontrol II:

Dinamik Çıkış Geribeslemeli Kontrol, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği, 9.Ulusal Kongresi, s537-540, Kocaeli, 2001.

- [7] Aydın Y., H_2 -Optimal Kontrolör Tasarımı, *ELECO'2002, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği*, Bursa, 2002.
- [8] Boyd, S., V. Balakrishnan, C. H. Barratt, N.M.Khraishi,,X.Li, D. G. Meyer and S. A. Norman (1988), A new CAD method and associated architectures for linear controllers, *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol.33, No.3, pp268-283.
- Boyd, S., Balakrishnan, V., Feron, E. and El Gahoui, L., Control System Analysis and Synthesis via Linear Matrix Inequalities, *Proc American Control Conf.*, San Francisco, USA, 2147-2154, 1993.
- Boyd, S., El Gahoui, L., Feron, E. and Balakrishnan, V., *Linear Matrix Inequalities in Systems and Control Theory*, Vol. 15, Philadelphia: SIAM, 1994.
- [9] Chilali, M. and P. Gahinet (1996), H_∞ Design with Pole Placement: An LMI Approach, *IEEE Trans. on Automatic Control*, 41, 359-367.
- Chilali, M. and P. Gahinet (1994), H_∞ design with an α -stability constraint, in *IFAC Proc.*
- [10] Chilali, M., P. Gahinet and C.Scherer, Multiobjective Output Feedback Control via LMI Optimization, 13th IFAC Congress, 1997.
- Scherer C. , P. Gahinet and M. Chilali, Multiobjective Output Feedback Control via LMI Optimization, *IEEE Trans. on Automatic Control*, 1997
- [11] Doyle, J.C., K. Glover, P. Khargonekar and B.A. Francis, State-space solutions to standart H_2 and H_∞ control problems, *IEEE Trans. on Automatic Control*, 34, 831-847, 1989.
- Doyle, J.C., K. Glover, P. Khargonekar, and B.A. Francis, *Feedback Control Systems*
- [12] Gahinet, P. and Apkarian, P., A Linear Matrix Inequality approach to H_∞ control, *Int.J. Robust Nonlinear Control*, 4, 421-448, 1994.
- [13] Gahinet, P. and A. Nemirovski, A.J. Laub, and M. Chilali, LMI Control Toolbox, *The MathWorks. Inc.*, Natick, 1995.
- [14] Ge, M., M.S. Chiu, and Q.G. Wang, Robust PID controller design via LMI approach, *J. of Process Control*, v.12, pp3-13, 2002.
- [15] Khargonekar, P.P., M.A. Rotea, Mixed H_2 / H_∞ Control: A Convex Optimization Approach, *IEEE Trans. On Automatic Control*, 36, 824-837, 1991.
- [16] Rotea M.A., P.P. Khargonekar, H_2 Optimal Control with H_∞ Constraint: The State Feedback Case, *Automatica*, 2, 307-316, 1991.
- [17] Zadeh, L. and C. Desoer , *Linear Systems Theory: The State Space Approach*, Mc. Graw-Hill, New York, NY., 1963

Mikro Kontrolör Tabanlı PID Kontrol Sistemi Eğitim Seti

Selçuk Kızır¹, H. Metin Ertunc²

¹Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit
Selcuk.kizir@kou.edu.tr

²Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit
hmertunc@kou.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, kontrol sistemlerinin temel konularından biri olan PID kontrolör, mikro kontrolör kullanılarak deney düzeneği olarak tasarlanmıştır. En temel kontrol problemlerinden biri olması ve sonuçlarını hızlı bir şekilde görebilmemiz nedeniyle DC motor hız kontrolü örnek problem olarak seçilmiştir. Sistem cevabının grafiksel olarak da incelenebilmesi için hatanın zamanla değişimi bilgisayara aktarılmış ve gösterilmiştir. Deney seti ile öğrencilerin yaparak yaşayarak öğrenmeleri, teorik bilgilerini deneysel olarak incelemeleri ve öğrenme düzeylerinin artırılması amaçlanmıştır.

1. Giriş

Son yıllarda, kontrol sistemlerindeki önemli gelişmelere rağmen PID (oransal + integral + türevsel) kontrolörü endüstride en yaygın olarak kullanılan kapalı çevrim kontrol sistemlerinden biridir [1]. Bunun sebepleri arasında basit, sağlam olması ve neredeyse tüm denetim sistemlerine uygulanabilmesi gibi özellikleri sıralanabilir.

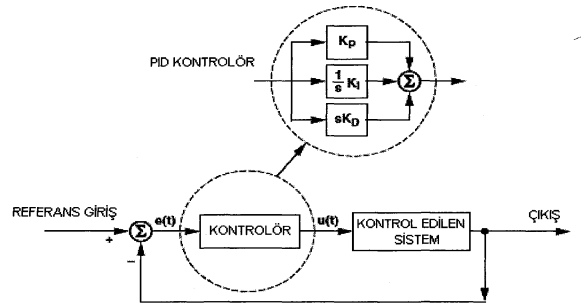
Kontrol sistemleri eğitiminde PID kontrol önemli bir yere sahiptir. Ön lisans, lisans, yüksek lisans ve doktora eğitim programlarında ilgili bölümlerde ders içeriklerinin önemli bir kısmını oluşturmaktadır. Ancak sadece teorik olarak ya da çeşitli programlar aracılığıyla simülasyonu yapılarak öğrencilere aktarılmaktadır. Deneysel düzenekler ya da gerçek zamanlı çalışan sistemlerin olmaması öğrencilerin konuyu tam olarak kavrayamamalarına neden olabilir. Öğrenciler gerçek problemlerle deneyim kazanmadan sadece teorik derslerde öğrendikleri teknikleri mühendislik problemlerine nasıl aktaracakları konusunda yetersiz kalabilirler. Bu yüzden, kontrol eğitimi için öğrencilere çeşitli kontrol teorilerini ve tekniklerini uygulayabilecekleri deney düzenekleri çok gereklidir [2]. Eğitimsel olarak kalıcı ve başka alanlara aktarımı en kolay olan öğrenme türü ise yaparak ve yaşayarak öğrenmedir [3]. Bu sebeple mekatronik mühendisliğinin

önemli bir parçası olan kontrol sistemleri eğitimi için mikro kontrolör tabanlı PID ile DC motor hız kontrolünü deney düzeneği şeklinde kontrol ve mikroişlemci derslerinin laboratuvarlarında kullanılmak üzere geliştirildi.

PID kontrolör analog olarak işlemsel yükselteçlerle [4], akım taşıyıcı kullanarak [5] ve sayısal olarak mikroişlemcilerle, mikro kontrolörlerle, sayısal işaret işlemcilerle ve PLC'lerle (programlanabilir mantıksal denetleyici) gerçekleştirilebilmektedir [6]-[9].

2. Analog Bir Sistemde PID

Şekil 1'de PID kontrol yönteminin blok diyagramı görülmektedir. Referans değeri, ölçülen değer ile karşılaştırılarak farkı alınır ve $e(t)$ hata sinyali elde edilir. Kontrolör hata sinyaline göre kontrol çıkış sinyali üretir ($u(t)$) ve hatayı minimuma indirmeye çalışır. PID kontrolör çıkışındaki kontrol sinyali, hatanın çarpanı, integrali ve türevi alınarak hesaplanır.



Şekil 1 PID Kontrol Blok Diyagramı

Oransal terimi hatanın anlık değerine göre makul bir şekilde hatayı azaltmaya çalışırken, integral terimi hatanın yavaşça sıfır olmasını ve türevsel terim ise hatanın değişim oranını kullanarak gelecek değeri

tahmin etmeye çalışır, oransal terimin sisteme olan cevabını hızlandırır ve integral teriminin neden olduğu gecikmeyi giderir.

Bu terimlerin kombinasyonu çok hassas, doğru ve kararlı bir kontrol sağlar. Ancak optimum kontrolü sağlamak için kontrol katsayılarının çok iyi ayarlanması gerekir.

2.1. Oransal Kontrol

Oransal kontrol hatayı giderici bir etki sağlar. Oransal katsayı K_p kontrolörün oransal kazancı olarak bilinir. Kazanç arttıkça sistem cevabı, değişen referansa göre daha hızlı hale gelir ve kalıcı durum hatası küçülür, ancak sistem kararlılığı azalır, aşma ve salınımlar oluşur.

2.2. İntegral Kontrol

Oransal kontrolün hatayı yeterli derecede azaltmasına rağmen, tek başına hatanın sıfır olmasını sağlayamaz. Ancak hatanın sıfıra düşürülmesi kontrol sistemine integral teriminin eklenmesiyle sağlanabilir. Uygun integral kazanç sabiti K_I ile hata sıfıra inerken, K_I arttıkça salınımlar ve kararsızlık oluşacaktır.

2.3. Türevsel Kontrol

Türevsel terimin eklenmesiyle, kararlılık artar, yüksek kazançlı oransal ve/veya integral terimleri sonucu oluşan aşmayı azaltır ve sistemin yanıt hızını artırır. Türevsel kazanç sabiti ya da sönüm sabiti K_D , küçük seçilmişse gidermesi gereken aşma devam edebilirken, yüksek seçilmesi sonucu sistem cevabının yavaş olmasına neden olabilir.

Özet olarak, oransal kontrolör (P) yükselme zamanını ve kalıcı durum hatasını azaltır, ancak yok edemez. Bir oransal-integratör kontrolör (PI) kalıcı durum hatasını yok eder, ancak geçici durum cevabını olumsuz şekilde etkileyebilir. Oransal-integratör-türevsel kontrolör (PID) ise sistem kararlılığını artırır, aşmayı azaltır ve geçici durum cevabını düzeltir. Tablo 1'de kontrol terimlerinin sistemin yükselme zamanı, aşma değeri, yerleşme zamanı ve kalıcı durum hatasına etkileri gösterilmiştir.

Tablo 1 "PID Parametrelerinin Sistem Özelliklerine Etkileri

PID Sabitler i	Yükselme Zamanı	Aşma	Yerleşme Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
K_p	Azaltır	Arttırır	Az değişim	Azaltır
K_I	Azaltır	Arttırır	Arttırır	Yok eder
K_D	Az değişim	Azaltır	Azaltır	Az değişim

Üç terimin toplanmasıyla elde edilen kontrol sinyali çıkışı denklem 1 ile ifade edilir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{d}{dt} e(t) \quad (1)$$

Denklem 1'in transfer fonksiyonu ise denklem 2'deki gibi ifade edilir.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_p s + K_I}{s} \quad (2)$$

3. Sayısal Bir Sistemde PID

PID algoritması günümüzde endüstriyel süreç denetimi uygulamalarında çok yaygın olarak kullanılmakta olup neredeyse bir yüzyıl boyunca pnömatik kontrolörlerde uygulanmakta ve bilinmektedir. Elektronik PID denetimi ilk analog olarak ve sonra sayısal olarak gerçekleştirilmiştir.

Analog PID kontrolörü denklem 2'deki transfer fonksiyonuna sahiptir. K_p orantı elemanı sayısal olarak K_p sabit kazancı ile gerçekleşir. Mikro kontrolörün kelime uzunluğu sonlu olduğundan K_p sonsuz ayrıştıramaz.

Bir $f(t)$ fonksiyonunun $t = KT$ anındaki zaman türevi geri fark kuralı ile yaklaşık ifade edilebilir. Buna göre $f(t)$ 'nin $t = KT$ ve $(k-1)T$ ölçü değerleri ile,

$$\frac{df(t)}{dt} \cong \frac{1}{T} (f(kT) - f[(k-1)T]) \quad (3)$$

yazılabilir. Genelde örnekleme periyodunun seçimi çok önemlidir. Sayısal yaklaşımın doğruluğu için T örnekleme periyodu yeterli derecede küçük olmalıdır.

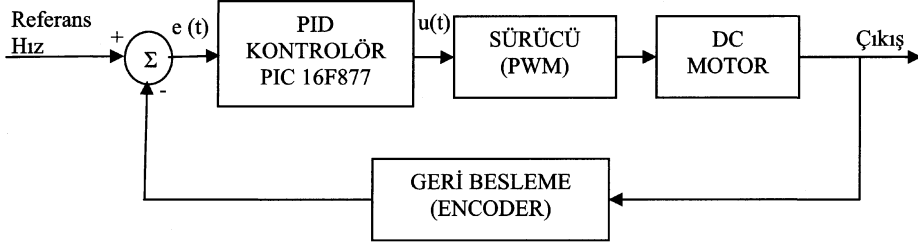
İntegral işlemi $\frac{K_I}{s}$ 'i yaklaşık sayısal ifade edebilmek için çok sayıda nümerik integrasyon yöntemlerinden faydalanılabilir.

İleri dikkörtgen integrasyon yöntemine göre, $f(t)$ altında kalan alan dikkörtgenlerle yaklaşık ifade edilir. Buna göre $f(t)$ 'nin $t = KT$ anındaki integral değeri,

$$u(kT) \cong u[(k-1)T] + Tf(kT) \quad (4)$$

şeklinde yaklaşık elde edilebilir.

4. Eğitim Seti

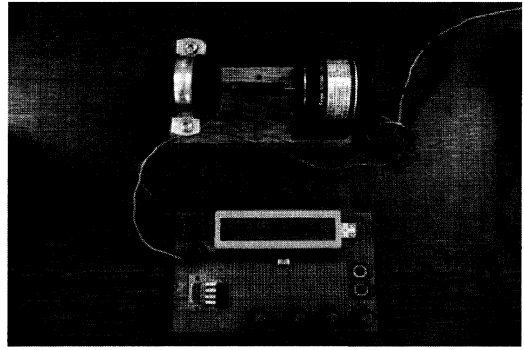


Şekil 2: Eğitim Seti Blok Diyagramı

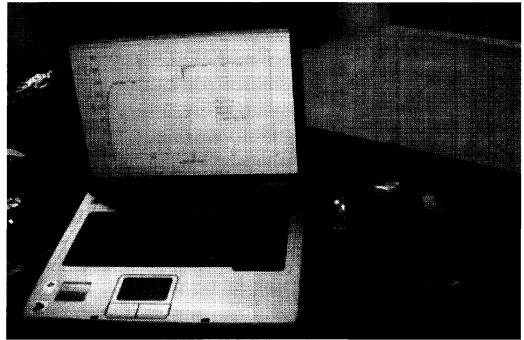
Şekil 2’de sistemin blok diyagramı görülmektedir. Analog-sayısal dönüştürücü, PWM (darbe genlik modülasyonu), yakalama (capture) ve RS232 seri haberleşme gibi modüllere sahip olmasından dolayı mikro kontrolör olarak PIC16f877 tercih edilmiştir. Referans hız, K_p , K_i ve K_d değerleri potansiyometre ile analog olarak ayarlanmakta ve mikro kontrolörün analog girişlerinden okunarak hesaplamalarda kullanılmaktadır. Motorun hızını ölçmek içinse 1000 darbe/tur oranına sahip optik kodlayıcı (encoder) kullanılmıştır ve çıkışı sayısal olduğundan mikro kontrolörün yakalama girişine uygulanmıştır. Çıkış olarak mikro kontrolörün 10 bitlik PWM modülü kullanılmıştır. Modül kontrol yazmaçlarına yüklenen 0–1023 sayısal değerlere karşılık %0–100 doluluk oranına sahip kare dalga sinyali elde edilir. Motorun çalışma şartlarına (çalışma akımı, gerilimi gibi) bağlı olarak BJT, MOSFET ve IGBT gibi transistörler kullanılarak sürücü devresi tasarlanabilir.

Referans hız, ölçülen hız, K_p , K_i ve K_d parametreleri 2x20 LCD ekranda gösterilmektedir. Bu sayede sistem cevabı kit üzerinden de takip edilebilir. Ayrıca sistem cevabı, seri port üzerinden bilgisayara aktarılıp Matlab programı kullanılarak görüntülenmektedir. Genellikle simülasyonlarda görmeye alışık olduğumuz bu tür bir bilgiyi gerçek zamanlı uygulama sonucunda görmek teorik bilgi ile uygulama arasındaki benzerlik ve farklılıkların anlaşılması açısından bu düzenek üzerinde çalışan öğrencilere faydalı olacaktır.

K_p , K_i ve K_d parametreleri sıfır yapılabildiklerinden dolayı kontrolör P, PI, PD ve PID kontrolör olarak çalışabilmektedir. Bundan dolayı sistemin hangi kontrolöre nasıl cevap verdiği ve Tablo 1’de verilen bilgilerin, aynı şekilde sistem cevabını etkilediği gözlemlenmektedir. Ayrıca yükselme zamanı, yerleşme zamanı, aşma ve kalıcı durum hatası gibi tasarım kriterlerinin gerçek zamanlı bir sistemde nasıl değiştiği incelenebilecektir. Deneysel sonuçlar kısmında verilen P, PI, PD, PID kontrolörlerinin grafiksel sonuçlarına dair tasarım kriterleri Tablo 2’de verilmiştir.

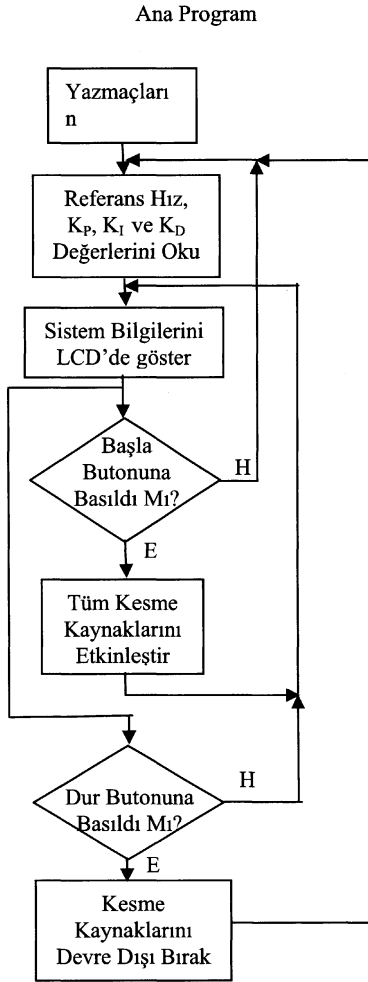


Şekil 3: Eğitim Seti



Şekil 4: Eğitim Seti – Grafiksel Deney Sonucu

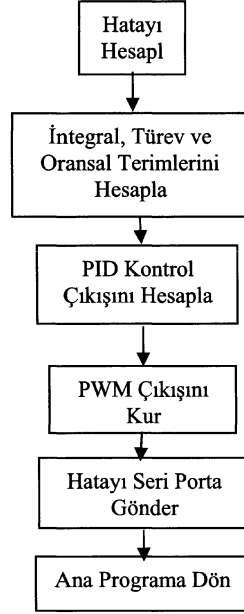
Şekil 3 ve 4’te eğitim setinin deney sırasında çekilmiş fotoğrafları görülmektedir.



Şekil 5: Ana Program Akış Şeması

Şekil 5 ve 6'da kontrolöre ait ana program akış şeması ile zamanlayıcı-0 kesme alt programı akış şeması görülmektedir. Motorun hızı optik kodlayıcı ile ölçülüp, çıkışı mikro kontrolörün yakalama girişine uygulanmıştır. Bu özellik sayesinde hız ölçülür ve 100ms'lik aralıklarla hata hesaplanarak kontrol çıkışı yenilenir.

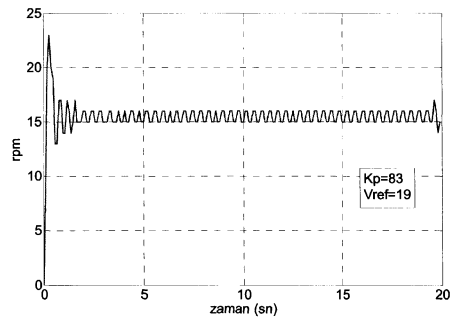
Kesme Alt Programı



Şekil 6: Zamanlayıcı-0 Kesme Alt Programı Akış Şeması

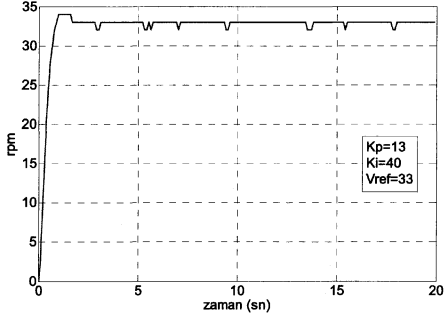
5. Deneysel Sonuçlar

Şekil 7'de, tasarlanan düzenekte $K_p=83$ ve $V_{ref}=19$ değerleri için P kontrol uygulandığında elde edilen sistem cevabı görülmektedir. P kontrolün özelliği olarak hata azalmış ancak tek başına P kontrol yetersiz kalmıştır ve kalıcı durum hatası oluşmuştur.



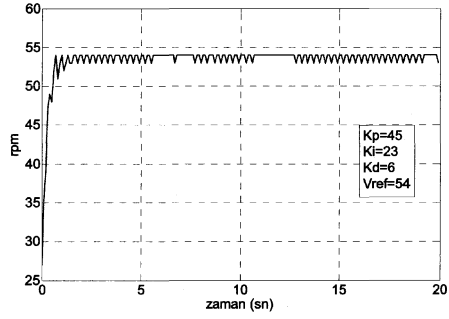
Şekil 7: P Kontrol - Sistem Cevabı

Şekil 8’de, tasarlanan düzenekte $K_p=13$, $K_I=40$ ve $V_{ref}=33$ değerleri için PI kontrol uygulandığında elde edilen sistem cevabı görülmektedir. 0.6 sn yükselme, 1.7 sn yerleşme zamanı, %3 aşma ve %0 kalıcı durum hatası ile başarılı bir sonuç vermiştir.



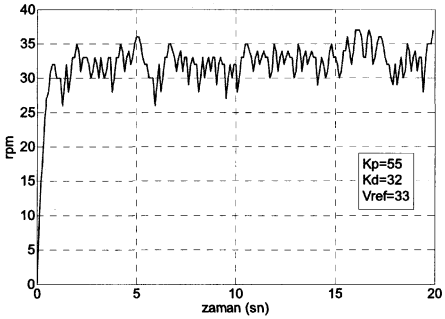
Şekil 8 PI Kontrol – Sistem Cevabı

Şekil 10’da, tasarlanan düzenekte $K_p=45$, $K_I=23$, $K_D=6$ ve $V_{ref}=54$ değerleri için PID kontrol uygulandığında elde edilen sistem cevabı görülmektedir. 0.4 sn yükselme, 1 sn yerleşme zamanı, %0 aşma ve %0 kalıcı durum hatası ile başarılı bir sonuç alınmıştır.



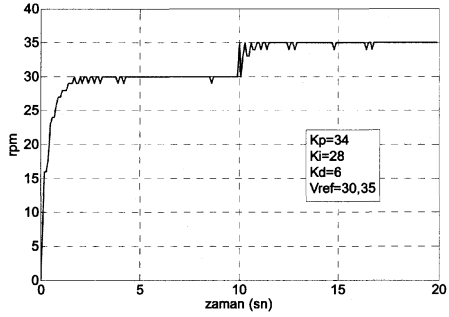
Şekil 10 PID Kontrol – Sistem Cevabı

Şekil 9’da, tasarlanan düzenekte $K_p=55$, $K_D=32$ ve $V_{ref}=33$ değerleri için PD kontrol uygulandığında elde edilen sistem cevabı görülmektedir. 0.6 sn yükselme, 1.8 sn yerleşme zamanı, %6 aşma ve %6 kalıcı durum hatası ile PI kontrole göre daha kötü bir sonuç vermiştir.



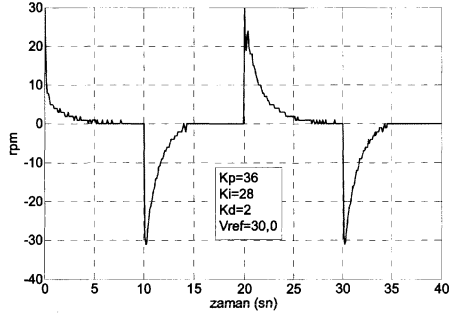
Şekil 9 PD Kontrol – Sistem Cevabı

Şekil 11’de, tasarlanan düzenekte $K_p=34$, $K_I=28$, $K_D=6$ ve değerleri için PID kontrol uygulanmış ve 10sn sonra $V_{ref}=35$ yapılmıştır. Sistemin değişikliğe hızlı bir şekilde cevap verdiği ve yerleştiği görülmektedir.



Şekil 11 PID Kontrol – 10 sn Sonra Referans Hız Değişim Cevabı

Şekil 12’de, tasarlanan düzenekte $K_p=36$, $K_I=28$, $K_D=2$ değerleri için referans hız 10sn aralıklarla 30-0 RPM olarak değiştirilmiştir ve hatanın zamanla değişimi görülmektedir. Sistemin değişikliğe hızlı bir şekilde cevap verdiği ve yerleştiği görülmektedir.



Şekil 1 PID Kontrol – 10 sn Aralıklarla Referans Hızın Değişimi Sonucu Hatanın Zamanla Değişimi

Tablo 1 Gerçekleştirilen Deneylere Ait Tasarım Kriterleri

Kontrolör Tipi	Yükselmeye Zamanı (sn)	Yerleşmeye Zamanı (sn)	Aşım (%)	Kalıcı Durum Hatanı (%)
P	0.4	1.9	20	15
PI	0.6	1.7	3	0
PD	0.6	1.8	6	6
PID	0.4	1	0	0

6. Sonuçlar ve Tartışma

Bu çalışmada, amaçlanan deney düzeneği başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiş olup kontrol sistemleri eğitiminde eksik olan bir parça tamamlanmaya çalışılmıştır. Bu düşük maliyetli eğitsel sistem, üniversite öğrencilerine kontrol temellerini öğrenmeleri ve test etmeleri açısından etkili bir yol olacaktır.

Bir sonraki aşamada hız kontrolünün yanı sıra pozisyon kontrolü ve PID parametrelerinin çeşitli yöntemlerle ayarlanması gibi özellikler eklenerek deney düzeneği geliştirilebilir.

7. Kaynakça

- [1] Kuo, B.C., "Automatic Control Systems", Prentice-Hall, Upper Saddle River, N.J., 1997.
- [2] Jung J.H.; Lee M.; Jietae L.; Han C., "Computers and Chemical Engineering", Volume 24, Number 2, 15 July 2000, pp. 1497-1502(6)
- [3] Senemoğlu, N., "Gelişim Öğrenme ve Öğretim Kuramdan Uygulamaya", Ankara, Gazi Kitabevi, 2001
- [4] Aggarwal, V.; Meng Mao; O'Reilly, U.-M.; "A Self-Tuning Analog Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller", Adaptive Hardware and Systems, "": A HS "": First NASA'ESA Conference on.

- [5] Erdal, C., Toker, A., and Acar, C., "A New Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller Realization By Using Current Conveyors And Calculating Optimum Parameter Tolerances ", Istanbul University Engineering Faculty Journal Of Electrical " Electronics, 2001.
- [6] Bolat, E.D., Erkan, K., Postalcioglu, S., "Experimental Autotuning PID Control of Temperature Using Microcontroller", Computer as a Tool, "": EUROCON "": The International Conference on.
- [7] Soygüder, S., Allı, H., "Programlanabilir Mantıksal Denetleyici Kullanarak PID Yöntemi İle Robot Hız Denetimi ", Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil. Der. Science and Eng J of Fırat Univ, 2006.
- [8] McGowan, D.J.; Morrow, D.J.; McArdle, M.; "A digital PID speed controller for a diesel generating set", Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE
- [9] Neary, E., "Mixed-Signal Control Circuits Use Microcontroller for Flexibility in Implementing PID Algorithms", Analog Dialogue "": January (2004)

BİR DÖNEL TERS SARKAÇ SİSTEMİNİN TASARIMI, İMALATI VE DARBE ENİ MODÜLELİ KAYAN KIPLİ KONTROLU

İlhami YİĞİT

Bozok Üniversitesi
Mühendislik Mimarlık Fakültesi, YOZGAT
yigitil@yahoo.com

Özetçe

Ters sarkaç sistemleri, son derecede doğrusal olmayan, birbirine bağlı ve kararsız bir dinamik yapıya sahip olduklarından dolayı, yeni geliştirilen kontrol algoritmalarının denenmesi, öncekilerle karşılaştırılması ve eğitimsel amaçlar için mükemmel bir deney platformu oluşturmakta olup, günümüzde çok sayıda kontrol laboratuvarında bulundurulmaktadır. Gerçek dünyada uzay mekikleri ve uyduların yan jet sistemleri, yürüyen robotlar, şantiyedeki kreyn ve buna benzer sistemler ters sarkaç benzeri dinamik davranış sergileyen örneklerdir. Bu çalışmada, bilgisayar kontrollü bir dönel ters sarkaç sisteminin modellenmesi, tasarımı, imalatı ve darbe eni modüleli kayan kipli kontrol tekniği ile kontrolü detaylı olarak ele alınmaktadır. Sarkacın konumu bir açısız konum ölçer ile ölçülüp bilgisayara geri beslenmekte ve kaydedilmektedir. Geliştirilen görsel kontrol yazılımı ile, kayan kipli kontrol tekniği uygulanarak elde edilen kontrol sinyali darbe eni modülasyonu yapıldıktan sonra bir sürücü devresi üzerinden servomotora iletilmekte, sarkacın açısız konum kontrolü gerçekleştirilmektedir. Dönel ters sarkaç için kullanılan kontrol tekniğinin yeterli olup olmadığını gösterebilmek için çok sayıda performans deneyi yapılmış, tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir.

1. Giriş

Ters sarkaç sistemleri, son derecede doğrusal olmayan, birbirine bağlı ve kararsız bir dinamik yapıya sahip olduklarından dolayı, yeni geliştirilen kontrol algoritmalarının denenmesi, öncekilerle karşılaştırılması ve eğitimsel amaçlar için mükemmel bir deney platformu oluşturmakta olup, günümüzde çok sayıda kontrol laboratuvarında bulundurulmaktadır. [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Gerçek dünyada uzay mekikleri ve uyduların yan jet sistemleri, yürüyen robotlar, şantiyedeki kreyn ve buna benzer sistemler ters sarkaç benzeri dinamik davranış gösteren örneklerdir.

Dönel ters sarkaç (DTS) sistemi de çok tercih edilen ters sarkaç sistemlerinden biri olup, dolaylı tahrik edilen doğrusal olmayan kararsız sistemlerin kontrolü üzerine çalışma yapabilmek için mükemmel bir deney düzeneğidir. Arabalı tür ters sarkaca göre imalatı daha kolay ve az masraflı olduğundan son zamanlarda çokça tercih edilmektedir. Sarkaç,

hareketli iki rijit uzuvdan oluşmakta olup yatay silindirik kola bağlı dönel tahrik elemanı ile düşey hareketli mil, yani sarkaç hareket ettirilmekte, dengelemeye çalışılmaktadır [2, 6].

Dönel ters sarkaç sisteminin mekanik ön tasarımında önceden yapılmış olan ters sarkaçlardan [1, 2, etc] esinlenerek imalatı basitleştirilmiş, az masraflı bir model ortaya çıkarılmaya çalışılmıştır. Bir optik çözücü ve kayan halka kullanılmamıştır. Şimdilik yalnızca sarkacın herhangi bir yatay kol açısında dengelenmesi üzerine çalışıldığından, yatay kolun açısı ve hızı ölçülmemiştir.

Fiziksel modelde öne çıkan elemanlar, gövdeye flanş bağlantılı servomotor, rotor ve yatay kol tek parça, yatay hareketli mil ve sarkaç tek parça ve ölçüm potansiyometresidir. Sistemde servomotorun modeli yanısıra, ataletler ve sürtünmeler pasif eleman olarak görülmekte, yay özelliği gösteren eleman bulunmadığı kabul edilmektedir.

Tek doğru akım servo motor ile dolaylı tahrikli iki serbestlik dereceli sistemin kinematik analizi Hardenberg-Denavit kabulüne uygun şekilde yapılmış olup Rensselar Polytechnic Institute'de yapılan çalışma [2] ile tam bir uyum içerisinde aynı notasyon kullanılarak analizler yapılmış, sistemin davranış denklemlerini elde edilebilmek için Lagrange formülasyonundan yararlanılarak dinamik analiz yapılarak aynı sistem durum denklemleri elde edilmiştir.

Sarkacın konumu bir açısız konum ölçer ile ölçülüp bilgisayara geri beslenmekte ve bir veri toplama kartı vasıtasıyla kaydedilmektedir. Gerekli hız bilgisi ise yazılım içerisinde sayısal tekniklerle oluşturulmaktadır. Geliştirilen görsel kontrol yazılımı ile, kayan kipli kontrol (Sliding Mode Control, SMC) tekniği uygulanarak elde edilen kontrol sinyali darbe eni modülasyonu (Pulse Width Modulation, PWM) yapıldıktan sonra bir motor sürücü devresi üzerinden servomotora iletilmektedir. Sarkaç aşağıda kararlı denge konumunda durgun iken sıfır derece referans girişe uygun olarak yukarı diksey konuma getirilmekte açısız konum kontrolü gerçekleştirilmektedir.

Dönel ters sarkaç için kullanılan kontrol tekniğinin yeterli olduğunu gösterebilmek için çok sayıda performans deneyi yapılmıştır. PID kontrol, aç/kapa kontrol gibi klasik kontrol teknikleri ile deneme yanılma şeklinde başlayan ilk deneysel

çalışmalar darbe eni modüleli kayan kipli kontrol ile sonlandırılmış, sistemin yapısına uygun tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir.

2. Fiziksel Sistemin Ön Tasarımı

Dönel ters sarkaç'ın ön tasarımında şu ana elemanlar kullanılmıştır : içi boş dikey silindirik gövde, dc servomotor, yatay hareketli silindir (kol), yatay hareketli mil, ucunda ayarlanabilir kütle bulunan düşey hareketli mil (sarkaç), rulmanlar ve ölçüm potansiyometresi. Tasarımda, çoğu parçanın tornalama işlemi ile kolayca imal edilebilir olmasına, sürtünme en az olacak yataklanmasına ve kolay sökülüp takılabilir olmasına dikkat edilmiştir. (Şekil-1)

İleride yapılması düşünülen geliştirme aşamasında, yatay kolun açısını ölçmek için ve daha kaliteli bir tahrik için optik mutlak çözünürlü bir fırçasız dc servomotor ve sürücüsü, sarkacın açısı ve hızını ölçmek için optik mutlak çözünürlü (absolute optic encoder), hareketli yatay kola takılı optik çözümleyiciye ait sinyallerin kabloların doluşması sorunu olmaksızın iletilebilmesi için bir kayan halka (slip ring) kullanılması düşünülmektedir. Ayrıca yatay kolu doğrudan motor miline bağlamak yerine, bir rulmanlı yataklama yaptıktan sonra dönen parça üzerine bağlamak hassasiyet açısından daha uygun olacaktır.

3. Sistemin Modellemesi

Teğ doğru akım servo motor ile dolaylı tahrikli iki serbestlik dereceli sistemin kinematik analizi Hardenberg-Denavit kabulüne uygun şekilde Şekil 1 ve Şekil 2 'den yararlanılarak yapılmıştır. Dönel ters sarkaç ile ilgili önceden yapılmış bir çalışmadaki [2] metot ve notasyonun aynısı kullanılmış, aynı sonuçlar elde edilmiştir.

Şekil 1 'de sistemin ön tasarımı ve analizlerde gerekli hareketli koordinat takımı orijinleri, uzun boyları ve ağırlık merkezleri görülmektedir.

Şekil 2a 'da sabit kabul edilen ana Oxyz koordinat takımı ve yatay kola çakışık Ox₁y₁z₁ koordinat takımı görülmektedir. z ve z₁ eksenleri motor mili eksenine ile aynı olup artı yönü yukarı doğrudur.

Şekil 2b 'de sarkaca çakışık Ox₂y₂z₂ koordinat takımı görülmektedir. z₂ eksenine silindirik hareketli milin (sarkaç) eksenine çakışık olup artı yönü sarkaç kararlı denge noktasında durgun iken yerden yukarı doğrudur.

$$l_1 = l_{11} + l_{12}$$

$$l_2 = l_{21} + l_{22}$$

Burada,

l_1 : yatay kolun uzunluğu (m)

l_2 : Sarkacın uzunluğu (m)

l_{11} : yatay kolun ağırlık merkezinin O_1 orijinine uzaklığı (m)

l_{21} : Sarkacın ağırlık merkezinin O_2 orijinine uzaklığı (m)

Referans koordinat takımları :

R : Oxyz koordinat takımı

R₁ : Ox₁y₁z₁ koordinat takımı

R₂ : Ox₂y₂z₂ koordinat takımı

$\theta, \dot{\theta}$: yatay kolun z veya z₁ eksenine etrafındaki dönüş açısı ve hızı (rad, rad/s)

$\phi, \dot{\phi}$: sarkacın x₁ veya x₂ eksenine etrafındaki dönüş açısı ve hızı (rad, rad/s)

\hat{i}_r, \hat{j}_r ve \hat{k}_r ; $r = 1, 2, 3$: r inci koordinat takımına ait birim vektörler

Koordinat dönüşümleri matrisleri :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{j}_1 \\ \hat{k}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{j} \\ \hat{k} \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad \begin{bmatrix} \hat{i}_2 \\ \hat{j}_2 \\ \hat{k}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & \sin\phi \\ 0 & -\sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{j}_1 \\ \hat{k}_1 \end{bmatrix}$$

Sistemin davranış denklemlerini elde edilebilmek için Lagrange formülasyonu kullanılarak dinamik analiz yapılırsa aşağıdaki hareket denklemleri elde edilir [2].

$$\begin{aligned} & [m_1 l_{11}^2 + I_{z_1} + m_2 l_1^2 + m_2 l_{21}^2 \sin^2 \alpha + I_{z_2} \sin^2 \alpha + I_{y_2} \cos^2 \alpha] \ddot{\theta} - \\ & [I_{z_2 y_2} - m_2 l_1 l_{21}] \cos \alpha \ddot{\alpha} + [I_{z_2 y_2} - m_2 l_1 l_{21}] \sin \alpha \dot{\alpha}^2 + \\ & [I_{z_2} + m_2 l_{21}^2 - I_{z_2}](2 \sin \alpha \cos \alpha) \dot{\alpha} \dot{\theta} = T(t) - [B_\theta \dot{\theta} + T_{f\theta} \text{sgn}(\dot{\theta})] \\ & - [m_2 l_{21}^2 + I_{z_2}] \ddot{\alpha} + [I_{z_2 y_2} - m_2 l_1 l_{21}] \cos \alpha \ddot{\theta} + m_2 g l_{21} \sin \alpha + \\ & [m_2 l_{21}^2 - I_{z_2} + I_{z_2}] (\sin \alpha \cos \alpha) \dot{\theta}^2 = B_\alpha \dot{\alpha} + T_{f\alpha} \text{sgn}(\dot{\alpha}) \end{aligned} \quad (2)$$

Burada,

$\alpha = \pi/2 - \phi$ = sarkacın yukarı düşey konumdan olan açısı (z₁ 'den y₂ 'e doğru artı yön)

m_1 : yatay kolun kütlesi

m_2 : sarkacın kütlesi

I_{z_1} : yatay kolun (uzuv-1) atalet momenti (motorun rotor atalet momenti dahil)

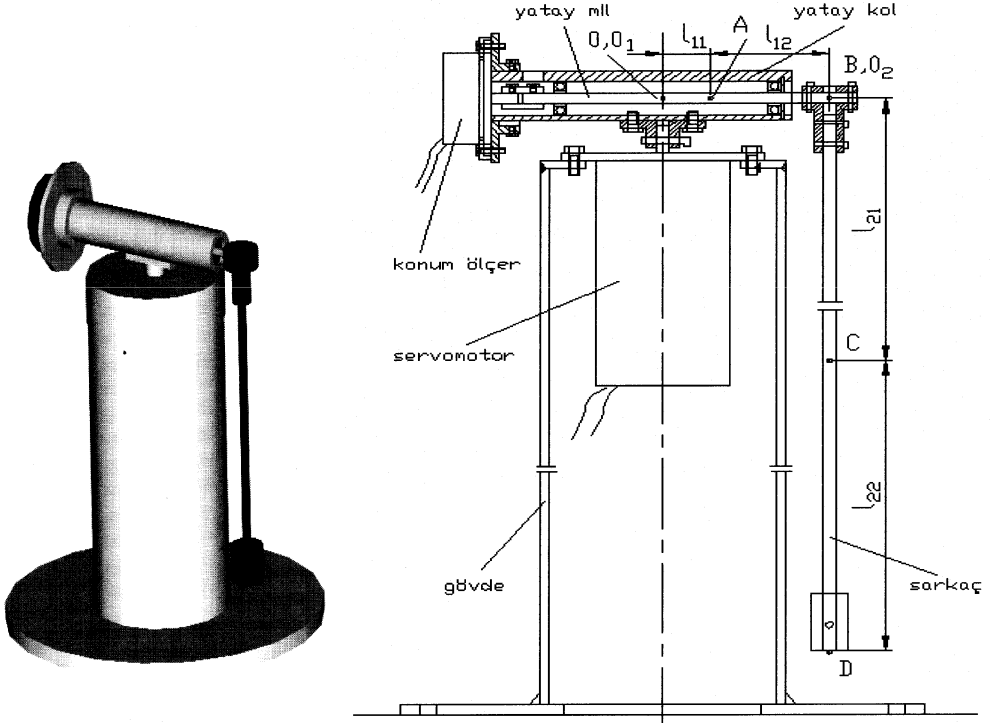
I_2 : sarkacın (uzuv-2) atalet matrisi

$$I_2 = \begin{bmatrix} I_{z_2} & I_{z_2 y_2} & I_{z_2 z_2} \\ I_{z_2 y_2} & I_{y_2} & I_{y_2 z_2} \\ I_{z_2 z_2} & I_{z_2 y_2} & I_{z_2} \end{bmatrix}$$

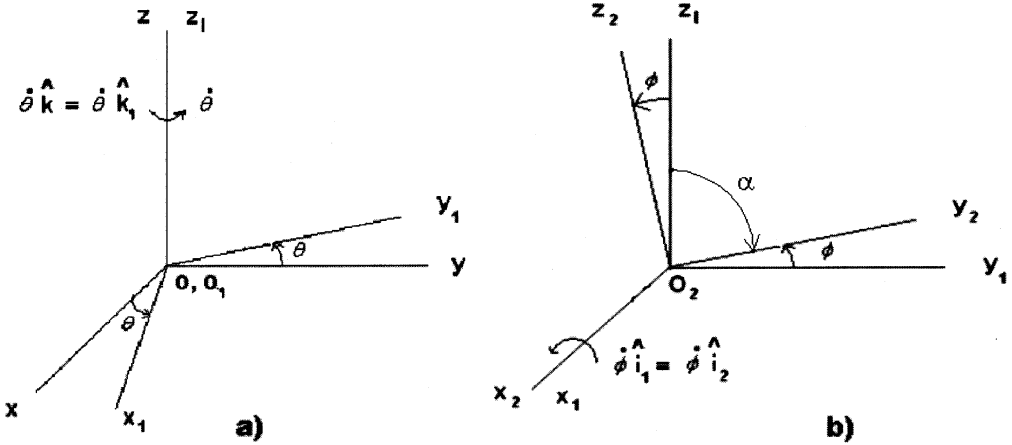
$T(t)$: Motorun ürettiği tork

B_θ : viskoz sönüm sabiti (kolun θ dönüşü)

$T_{f\theta}$: Coulomb sürtünme sabiti (kolun θ dönüşü)



Şekil 1 : Dönel ters sarkacın ön-tasarımı; kordinat takımı orijinleri ve uzun boyları



Şekil 2: Hareketli koordinat takımları a) yatay mile çakışık $Ox_1y_1z_1$ b) sarkaca çakışık $Ox_2y_2z_2$

B_α : viskoz sönüm sabiti (sarkacın α dönüşü)
 $T_{f\alpha}$: Coulomb sürtünme sabiti (sarkacın α dönüşü)

Sistemin davranış denklemleri

$$x_1 = \theta, x_2 = \dot{\theta}, x_3 = \alpha \text{ ve } x_4 = \dot{\alpha}$$

alınarak aşağıdaki gibi sadeleştirilerek yazılabilir.

$$C_1 \ddot{\theta} + C_2 \ddot{\alpha} = R_{12} \quad (3)$$

$$C_5 \ddot{\theta} + C_6 \ddot{\alpha} = R_{56} \quad (4)$$

Burada,

$$R_{12} = T(t) - [C_3 x_4^2 + C_4 x_2 x_4 + B_\theta x_2 + T_{f\theta} \operatorname{sgn}(x_2)]$$

$$R_{56} = -[m_2 g l_{21} \sin x_3 + C_7 x_2^2 - B_\alpha x_4 - T_{f\alpha} \operatorname{sgn}(x_4)]$$

$$C_1 = [m_1 l_{11}^2 + I_{11} + m_2 l_{21}^2 + m_2 l_{21}^2 \sin^2 x_3 + I_{22} \sin^2 x_3 + I_{22} \cos^2 x_3]$$

$$C_2 = -[I_{22} - m_2 l_{21}^2] \cos x_3$$

$$C_3 = [I_{22} - m_2 l_{21}^2] \sin x_3$$

$$C_4 = [I_{22} + m_2 l_{21}^2 - I_{22}] (2 \sin x_3 \cos x_3)$$

$$C_5 = [I_{22} - m_2 l_{21}^2] \cos x_3$$

$$C_6 = -[m_2 l_{21}^2 + I_{22}]$$

$$C_7 = [m_2 l_{21}^2 - I_{22} + I_{22}] (\sin x_3 \cos x_3)$$

alınıp $\dot{z}_2 = \ddot{\theta}$ ve $\dot{z}_4 = \ddot{\alpha}$ için çözümlerse ve doğru akım servomotorun dinamiği

$$\frac{di_m}{dt} = \left(\frac{-R_m}{L_m} \right) i_m + \left(\frac{-K_w}{L_m} \right) \omega_m + \left(\frac{1}{L_m} \right) e_a(t) \quad (5, 6)$$

$$T(t) = K_t i_m$$

ifadeleri ile modele katılıp $i_m = x_5$ alınırsa kontrol edilecek olan sistemin (plant) durum denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = [C_6 R'_{12} - C_2 R_{56}] / [C_1 C_6 - C_2 C_5] \quad (7-11)$$

$$\dot{x}_3 = x_4$$

$$\dot{x}_4 = [C_1 R_{56} - C_5 R'_{12}] / [C_1 C_6 - C_2 C_5]$$

$$\dot{x}_5 = \left(\frac{-K_v}{L_m} \right) x_2 + \left(\frac{-R_m}{L_m} \right) x_5 + \left(\frac{1}{L_m} \right) e_a(t)$$

Bu denklemlerde,

$$R'_{12} = K_t x_5 - [C_3 x_4^2 + C_4 x_2 x_4 + B_\theta x_2 + T_{f\theta} \operatorname{sgn}(x_2)]$$

$e_a(t)$: motor kablo uçlarına uygulanan voltaj

i_m : motor bobinlerinden geçen akım

R_m : motorun elektriksel iç direnci

L_m : motorun endüktansı

K_t : motorun tork sabiti

K_v : motorun voltaj (back emf) sabiti

Bu denklemler kontrol edilecek olan sistemin dinamiğini tanımlamakta olup, $e_a(t)$ sistemin kontrol girişidir. Görüldüğü gibi, sistem, son derecede doğrusal olmayan, birbirine bağlı ve kararsız bir dinamik yapıya sahiptir. Uygun kontrol teknikleri ile bir tek kontrol girişi olan $e_a(t)$ değiştirilerek yatay kol vasıtasıyla dolaylı olarak tahrik edilen sarkacın dengelenmesi ve kontrolü gerekmektedir. Hatta hem yatay kolun açılma konum kontrolü hem de sarkacın dengelenmesi aynı anda sözkonusu olduğunda böyle bir sistemin kontrolünün güçlüğü kolayca tahmin edilebilir.

4. Sistemin Kayan Kipli Kontrolü

Kontrol edilecek sistemin durum denklemleri,

$$\dot{\underline{x}} = f(\underline{x}) + g(\underline{x})u \quad (12)$$

$$\underline{y} = h(\underline{x}) = x_3 \quad (13)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, sarkacın açısı $\alpha = x_3$ kontrol değişkeni olup hata

$$e = x_{3d} - x_3 \quad (14)$$

olarak tanımlanabilir. Sistemin kayan kipli kontrolü için kayan yüzeyin dinamiği [7, 8]

$$s = \dot{e} + \lambda_d \dot{e} + \lambda e \quad (15)$$

olarak hatanın ikinci mertebeden diferansiyel değişimiyle ifade edilecek olursa,

$$\dot{s} = \ddot{x}_{3d} - \ddot{x}_3 + \lambda_d (\dot{x}_{3d} - \dot{x}_3) - \lambda (x_{3d} - x_3) \quad (16)$$

Burada,

$\ddot{x}_{3d} = \ddot{x}_{4d}$ = referans açılma sıçrama (jerk)

$\dot{x}_{3d} = \dot{x}_{4d}$ = referans açılma ivme

$x_{3d} = x_{4d}$ = referans açılma hız

$\dot{x}_3 = x_4$

$\ddot{x}_3 = \dot{x}_4$

λ_d, λ : $s=0$ polinomu Hurwitz olacak şekilde seçilmesi gereken pozitif katsayılar olup,

$$\ddot{x}_3 = \ddot{x}_4$$

$$\dot{x}_4 = f_4(\underline{x}) + g_4(\underline{x}) + h_4(\underline{x})x_5$$

$$\ddot{x}_4 = d[f_4(\underline{x})]/dt + d[g_4(\underline{x})]/dt + x_5 d[h_4(\underline{x})]/dt + h_5(\underline{x})[f_5(\underline{x}) + g_5(\underline{x})u]$$

$$\ddot{x}_3 = f_6(\underline{x}) + g_6(\underline{x})u$$

yazılıp \hat{s} ifadesinde yerlerine konulursa,

$$\hat{s} = \ddot{x}_{4d} + \lambda_d \dot{x}_{4d} - \lambda x_{4d} + f_6(\underline{x}) + g_6(\underline{x})u - \lambda_d [f_4(\underline{x}) + g_4(\underline{x}) + h_4(\underline{x})x_5] - \lambda x_3 \quad (17)$$

Bu ifade yüzey üzerinde kayma durumunda sifira eşit, yani $\hat{s}=0$ olacağından, sistemi kayma yüzeyi üzerinde tutacak eşdeğer kontrol girişi (u_{eq}),

$$u_{eq} = [1/g_6(\underline{x})] [-\ddot{x}_{4d} - \lambda_d \dot{x}_{4d} - \lambda x_{4d} - f_6(\underline{x}) - \lambda_d [f_4(\underline{x}) + g_4(\underline{x}) + h_4(\underline{x})x_5] + \lambda x_3] \quad (18)$$

elde edilir. Ancak, bozucu girişler, modellemdeki belirsizlikler gibi pratikteki olumsuz etkilerden dolayı sistem bu kontrol girişi ile kayma yüzeyi üzerindeki durumunu koruyamaz. Bu nedenle, kayma yüzeyinin her iki yanına doğru meyletme durumunda sistemi kayma yüzeyi üzerine getirecek bir anahtarlamalı girişe (u_{sw}) ihtiyaç bulunmaktadır ve

$$u_{sw} = [1/g_6(\underline{x})] [-\eta \text{sat}(s/\varepsilon)] \quad (19)$$

şeklinde seçilebilir [7]. Burada, η ve ε pozitif bir sayılar ve

$$\text{sat}(s/\varepsilon) = \begin{cases} 1 & s > \varepsilon \\ s/\varepsilon & -\varepsilon \leq s \leq \varepsilon \\ -1 & s < -\varepsilon \end{cases}$$

olup, kontrol edilen sisteme olan kontrol girişi,

$$u = u_{eq} + u_{sw} \quad (20)$$

olarak yazılabilir. Buradan sonuç olarak,

$$u_{SMC} = [1/g_6(\underline{x})] [-\ddot{x}_{4d} - \lambda_d \dot{x}_{4d} - \lambda x_{4d} - f_6(\underline{x}) - \lambda_d [f_4(\underline{x}) + g_4(\underline{x}) + h_4(\underline{x})x_5] + \lambda x_3 - \eta \text{sat}(s/\varepsilon)] \quad (21)$$

Ancak, kayan yüzey civarında tırlama olayını daha da azaltabilmek için $[-\varepsilon, \varepsilon]$ aralığında s/ε yerine $\tanh(s/\varepsilon)$ kullanılması tercih edilebilir.

Elde edilen kontrol girişi ile sistemin kararlı çalışıp çalışmayacağını belirlemek için,

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s| \quad (22)$$

veya bu ifadenin her iki tarafının türevi alınarak sağ tarafının sifira eşitliğinden elde edilen

$$s \dot{s} \leq 0 \quad (23)$$

eşitsizliğinin sağlanıp sağlanmadığına bakılabilir. Burada \hat{s} yeni $u=u_{SMC}$ ifadesiyle birlikte yerine konulursa,

$$s[-\eta \text{sat}(s/\varepsilon)] \leq 0 \quad (24)$$

eşitsizliğinin her türlü $s(t)$ değeri için sağlanacağı görülür.

5. Darbe Eni Modülasyonu

Kontrol girişi u yeterince yüksek frekansta bir üçgen dalga fonksiyonunun aynı t anındaki değeri ile karşılaştırılarak yapılmaktadır. u değeri üçgen dalga fonksiyonunun değerinden küçükse $u = -u_{max}$ değilse $u = u_{max}$ değeri olacaktır. Böylece servomotora her zaman hep maksimum seviyede anma voltajı uygulanmış ve böylece sistem hep diri çalıştırılmış olacaktır. Elbette darbe eni modülasyonunun bu olumlu özelliğinin yanında, sistemin nispeten titreşimli çalışması gibi bir olumsuz yanı da bulunmaktadır. Modülasyon işlemi kontrol yazılımı içerisinde sayısal olarak gerçekleştirilmiştir.

6. Deneysel Çalışmalar

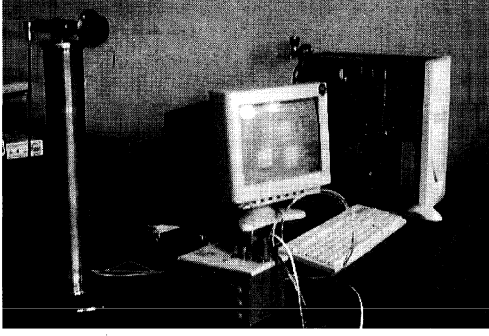
6.1. Kontrol Donanımı ve Yazılımı

Dönel ters sarkaç sisteminin fotoğrafı Şekil 3'te, blok diagramı ise Şekil 4'te görülmektedir.

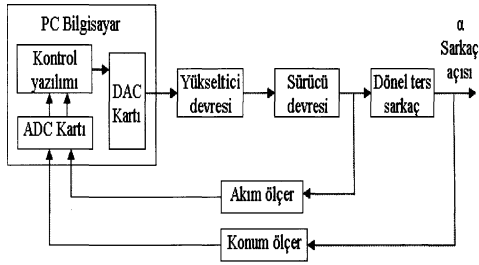
Kullanılan servo motorun firmasının teknik bilgilerinden çoğuna ulaşılamadığından fiziksel modelinde ve sistemin durum denklemlerinde kullanılan diğer parametreler deneylerle belirlenmiştir.

Tüm kütleler hassas terazi ile tartılarak bulunmuş, atalet momentleri ise katı modelleme ve geometrik ilişkilerden yararlanılarak elde edilmiştir.

Ters sarkaç sistemi için Delphi programlama dili kullanılarak bir görsel kontrol yazılımı gerçekleştirilmiş olup deneyler sırasında her türlü ölçüm bir dosya içerisinde kaydedilebilmekte, anında grafiğini veya dosya içeriğini gösterebilmektedir.



Şekil 3: Dönel ters sarkaç sistemi
(Bozok Üniv. Makine Müh. Bölümü Mekatronik Lab.)



Şekil 4: Dönel ters sarkaç sisteminin blok diyagramı

Kullanılan servo motorun firmasının teknik bilgilerinden çoğuna ulaşamadığından fiziksel modelinde ve sistemin durum denklemlerinde kullanılan diğer parametreler deneylerle belirlenmiştir. Tüm kütleler hassas terazi ile tartılarak bulunmuş, atalet momentleri ise katı modelleme ve geometrik ilişkilerden yararlanarak elde edilmiş olup aşağıdaki gibidir. Ters sarkaç sistemi için Delphi programlama dili kullanılarak bir görsel kontrol yazılımı gerçekleştirilmiş olup deneyler sırasında her türlü ölçüm bir dosya içerisine kaydedilebilmekte, anında grafiğini veya dosya içeriğini gösterebilmektedir.

6.2. Deneyler

Tüm deneylerde konum ölçer 0-5 volt ile beslendiğinden referans sarkaç açısı $\alpha_{ref} = 0$ dereceye karşılık gelen voltaj değeri 2.5 volt referans olarak alınmıştır. Çubuk boyları veya sistemin diğer parametreleri değiştirilmemiştir. Yalnızca kontrol edici kazançları veya parametreleri ile oynanmıştır.

6.2.1. PID kontrol

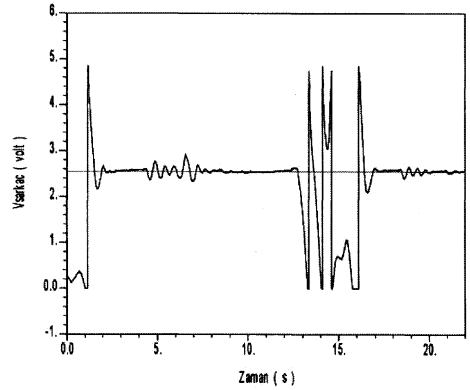
PID kontrol en klasik bir kontrol tekniği olduğundan dolayı yalnızca tecrübe etmek için denenmiştir. Kullanılan PID kontrol edici yapısı aşağıdaki gibidir.

$$u_{PID} = K_p [e(t) + K_i \int e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (25)$$

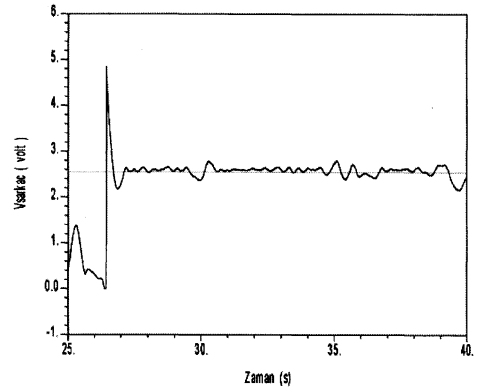
Burada, K_p , K_i ve T_d : sırasıyla oransal, integral ve türevsel kazançlar olup deneylerde deneme-yanılma ile belirlenmiştir.

PID kontrol kullanılarak elde edilen deneylerden ikisinin grafiği Şekil 5 ve 6'da görülmektedir. Dengeleme işleminden sonra gelişigüzel bozucu girişler verilmesine rağmen sistemin kendini toparlayışı görülmektedir.

Sistemin PD kontrol ile uygun çalıştığı gözlenmiştir. K_p değeri artırıldığında sistem salınımlı bir cevap vermekte ama bozucu girişleri düzeltme özelliği kuvvetlenmektedir. I-kontrol az miktarda eklendiğinde bile PID ile sistemin salınımlı ve dinamik katılığı düşük bir cevap verdiği, dolayısıyla bozucu girişleri yeterince regüle edemediği görülmüştür.



Şekil 5: $K_p = 50$ ve $K_i = 0$ ve $T_d = 0.002$ için sistemin cevabı



Şekil 6: $K_p = 100$ ve $K_i = 0.001$ ve $T_d = 0.002$ için sistemin cevabı

6.2.2. Kayan kipli kontrol

Kayan kipli kontrol işleminde tüm durum değişkenlerinin ölçülerek veya gözleyici ile biliniyor olması gerekmektedir. Çalışmanın bu aşamasında yalnızca sarkacın açısı ölçülüp geribeslenmiştir. Hızı ise türevsel ilişki ile elde edilmektedir. Yatay kolun açısı ve hızı ise ölçülmemektedir. Ayrıca elektrik motoru bobinlerinden geçen akımın ölçümüne de ihtiyaç duyulmaktadır. Dolayısıyla kabaca kestirimler ile bu değişkenlerin tahmini yoluna gitmektense ikinci mertebeden yerine birinci mertebeden dinamik bir kayan yüzey seçilmesi pratik açıdan daha uygun görülmüştür. Böylece sarkaç konum hatasının kendisi ve türevinden yararlanarak elde edilen kontrol yüzeyi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (26)$$

η ve ε pozitif bir sayılar olmak üzere küçük $[-\varepsilon, \varepsilon]$ aralığının içerisinde ve yakın komşuluğunda yeterince büyük η kazançları ile u_{eq} ihmal edilerek yalnızca sarkacın dengelenmesi için yarı kayan kipte

$$u = u_{SMC} = u_{sw} = -\eta \text{sat}(s/\varepsilon) \quad (27)$$

$$\text{sat}(s/\varepsilon) = \begin{cases} 1 & s > \varepsilon \\ s/\varepsilon & -\varepsilon \leq s \leq \varepsilon \\ -1 & s < -\varepsilon \end{cases}$$

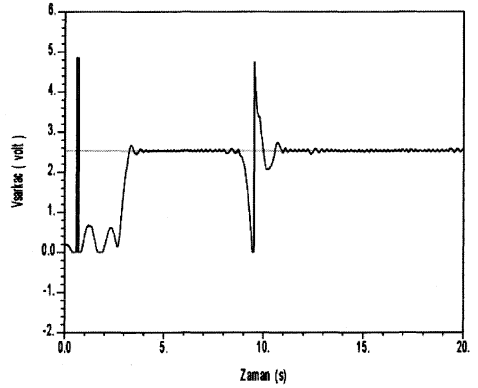
olarak ifade edilebilir. Değişik η ve ε değerleri için kayan kipli kontrol uygulanarak elde edilen sistem cevap eğrileri Şekil 7 ve 8 'de görülmektedir. λ kazancı arttıkça sistemin daha salınımlı ve titreşimli çalıştığı, ε değeri arttıkça tırlamanın azaldığı ancak bozucu girişlere olan regüle özelliğinin zayıfladığı, kayan kipli kontrolün gürbüzlük özelliğinin kaybolduğu görülmüştür.

Kayan yüzeye ait s değerinin $[-\varepsilon, \varepsilon]$ aralığında olması durumunda s/ε yerine $\tanh(s/\varepsilon)$ tanjant hiperbolik fonksiyonu kullanılmasının tırlama olayını farkedilir şekilde daha da azalttığı Şekil 9 ve 10'daki cevap eğrilerinde görülmektedir.

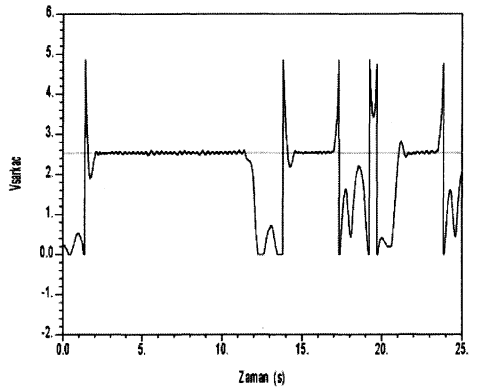
6.2.3. Darbe eni modüleri kayan kipli kontrol

Kayan kipli kontrol sinyaline $f_m = 500 - 7000$ Hz modülasyon frekansları arasında değişik frekanslarda darbe eni modülasyonu uygulanarak çok sayıda deney yapılmıştır. 1000 Hz civarında sistemin cevabı tatmin edici bulunmuş ve örnek olarak verilmiştir (Şekil 11).

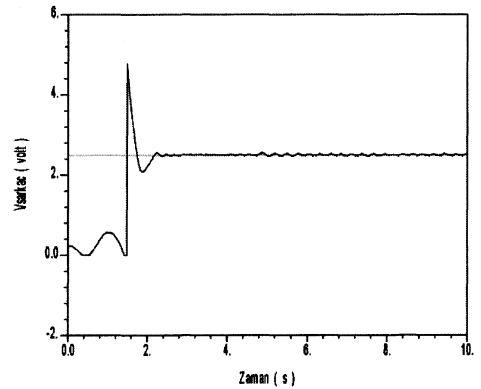
Modülasyon frekans değeri 1000 Hz değerine oranla arttırıldığında sistemin bozucu girişleri düzeltme yeteneğinin azaldığı, azaltıldığında ise titreşimli çalıştığı gözlenmiştir.



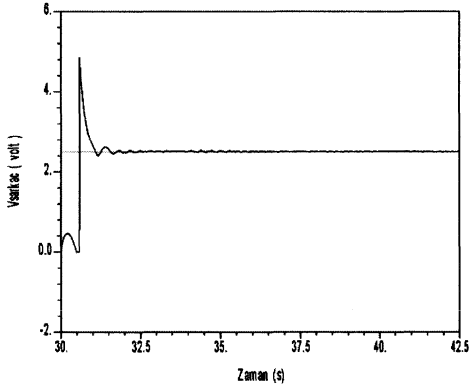
Şekil 7: Kayan kipli kontrol, $\eta = 50000$, $\varepsilon = 10$



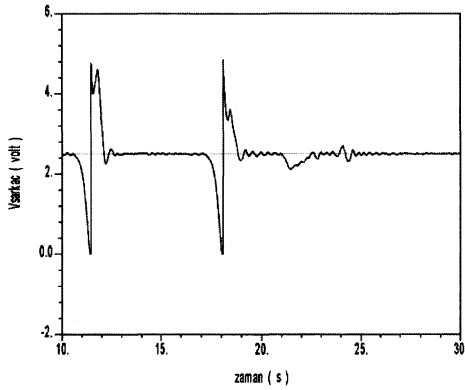
Şekil 8: Kayan kipli kontrol, $\eta = 200000$, $\varepsilon = 2000$



Şekil 9: Kayan kipli kontrol, $\eta = 200000$, $\varepsilon = 2000 + \tanh(s/\varepsilon)$



Şekil 10: Kayan kipli kont., $\eta=100000$, $\varepsilon=2000 + \tanh(s/\varepsilon)$



Şekil 11: Darbe eni modüleli kayan kipli kont., $\eta=100000$, $\varepsilon=2000 + \tanh(s/\varepsilon)$, $f_m = 1000$

7. Sonuç ve Öneriler

Bu çalışmada, bilgisayar kontrollü bir dönel ters sarkaç sisteminin modellenmesi, tasarımı, imalatı ve darbe eni modüleli kayan kipli kontrol tekniği ile kontrolü gerçekleştirildi. Dönel ters sarkaç için kullanılan kontrol tekniklerinin yeterli olup olmadığını gösterebilmek ve karşılaştırılmalarını yapabilmek için çok sayıda performans deneyi yapıldı, tatmin edici sonuçlar elde edildi.

PID kontrolde sistemin bozucu girişleri regüle özelliğinin zayıf olduğu, aynı zamanda kalıcı hatanın da nispeten büyük olduğu gözlemlendi.

Kayan kipli kontrol ile sistemin gürbüz hale geldiği, bozucu etkileri kompanse edebilme yeteneğinin çok arttığı, ancak

kalıcı cevabının s/ε fonksiyonuna rağmen tırlamadan dolayı titreşimli olduğu görüldü. Bunun üzerine, s/ε yerine $\tanh(s/\varepsilon)$ tanjant hiperbolik fonksiyonu kullanıldı ve tırlama olayının fark edilir şekilde azaldığı gözlemlendi. Sistemin gürbüzlük özelliği korunarak kalıcı cevabının daha az titreşimli olması sağlandı ve daha yüksek kontrol doğruluğu gerçekleştirildi.

Darbe eni modülasyonu kullanarak sistemin hep maksimum voltajlarla çalışması sağlandı. Sistemin kayan kipli kontrole göre nispeten biraz daha diri çalıştığı, bozucu etkileri daha kıvrak düzelttiği, referans açısı civarından geçerken sarkacın daha kolay yakaladığı görüldü.

Kayan kipli kontrol işleminde eşdeğer kontrol girişi için tüm durum değişkenlerinin ölçülerek veya gözleyici ile biliniyor olması gerekmektedir. İleride yapılacak çalışmalarda sarkacın ve yatay kolun açısı ve hızı optik ölçücüler kullanılarak ölçülür ve geribeslenirse elektrik motoru bobinlerinden geçen akım ölçüm bilgisiyle birlikte eşdeğer kontrol sinyali yüksek hassasiyette hesaplanabilir. Böylece sarkacın yalnızca yukarı kararsız denge noktası civarında dengelenmesi kontrolü yanı sıra salındırma ve diğer kontroller de gerçekleştirilebilir.

8. Teşekkür

Desteklerinden dolayı Yozgat Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi Dekanı Prof. Dr. Recep KILIK beye ve değerli aileme teşekkürü borç bilirim.

9. Kaynaklar

- [1] Kri, Application examples of the KRi Inverted Pendulum PP-300, www.kri.com.sg
- [2] Awat S. et al., " Inverted pendulum systems : rotary and arm driven - a mechatronic system design case ", Pergamon Press, Mechatronics, 357-370, 2002, USA.
- [3] Shiriaev A. et al., " On global properties of passivity-based control of an inverted pendulum", Int. J. Robust Nonlinear Control 2000; 10:283-300
- [4] Yavin Y., " Control of a Rotary Inverted Pendulum ", Applied Mathematics Letters 12 (1999) 131-134
- [5] Shiriaeva A.S. et al., " VSS-version of energy-based control for swinging up a pendulum ", Systems & Control Letters 44 (2001) 45-56.
- [6] Yan, Q., Output Tracking of Underactuated Rotary Inverted Pendulum by Nonlinear Controller, Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Maui, Hawaii USA, December 2003
- [7] Hung, J.Y., " Variable Structure Control : A Survey ", IEEE Trans..on Ind. Elec., Vol. 40. No.1. Feb 1993, USA.
- [8] Jezernik, K., Robust chattering free sliding mode control of servo drives", Int. J. Elec., 1996, vol. 80, no. 2, 169-179

Çizgi Takip Eden Otonom Bir Aracın İmge İşleme ve Sayısal Kontrol Teknikleri Kullanarak Gerçeklenmesi

Rifat Benveniste, Cem Ünsalan

Bilgisayarlı Görü Araştırma Laboratuvarı
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Yeditepe Üniversitesi, İstanbul

{rifatb,unsalan}@yeditepe.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada otonom bir kara aracının iz takibi problemi ele alınmıştır. Bunun için uzaktan kumandalı bir tank, renkli kamera ve sayısal kontrol yöntemleri kullanılmıştır. İz takibi, kontrol sistemleri uygulamasındaki pozisyon kontrolü problemi gibi formalize edilmiştir. Bu yüzden aracın üzerine yerleştirilen renkli kamera geribesleme elemanı olarak kullanılmıştır. Kamera tarafından alınan imgeden iz bilgisi öncelikle renk indisi kullanılarak belirginleştirilmektedir. Ardından iz çıkarımında ortam aydınlatmasından etkilenmemek için imge uyarlanır olarak eşiklenmektedir. Bulunan izin imge üzerindeki konumundan aracın kontrol sistemindeki hatası hesaplanmakta ve bu sayede aracın sağlıklı bir şekilde izi takip etmesi sağlanmaktadır. Araç değişik aydınlatma ortamları ve zeminlerde denenmiş ve başarı ile iz takibini gerçekleştirmiştir.

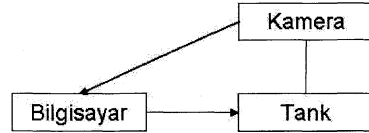
1. Giriş

Bu çalışmada temel olarak imge işleme ile kontrol uygulamalarının bir araya getirilmesi amaçlanmıştır. Bu nedenle geribesleme kaynağı olarak renkli kameranın kullanıldığı bir araç pozisyon kontrolü uygulaması gerçekleştirilmiştir. Eldeki sistemde, araç kameradan aldığı imgeyi bilgisayara göndermektedir. İşlenen imgeden elde edilen bilgi doğrultusunda kontrol edilen araç kırmızı renkli bir izi takip etmektedir.

Yapılan uygulamada, zemindeki izin sağlıklı bir şekilde çıkarılabileceği bir imge işleme yöntemi önerilmiştir. Bu sayede kontrol sisteminin geribeslemesinde doğruluğu yüksek bilgi işlenmesi sağlanmıştır. Geçmiş çalışmalarda, Chen [1] uzaktan kumandalı bir araç üzerine CCD kamera yerleştirerek aracın bir labirent içinde iz takip ederek yolunu bulmasını gerçekleştirmiştir. Chausse [2] ise imge işleme algoritmaları kullanılarak yol üzerinde şeritlerin bulunması problemi ile ilgilenmiştir. Beyaz çizginin imge işlenerek tanınmasıyla çizgi takibi yapan bir otonom araç çalışması da Ishikawa [3] tarafından gerçekleştirilmiştir. Renkli imge işleme yoluya yapılan araç kontrolü ile ilgili diğer çalışmalar da kaynaklarda verilmiştir [4, 5, 6].

2. Sistem Özellikleri

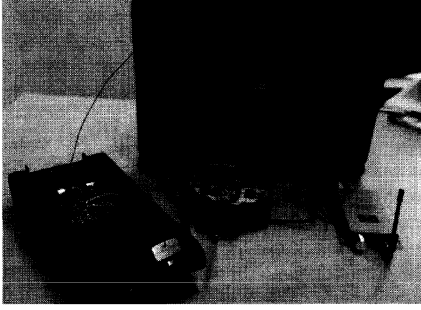
Bu çalışmada kullanılan sistemin ana yapısı Şekil 1 de verilmiştir. Burada otonom araç olarak, bir uzaktan kumandalı bir tank alınmıştır. İmge almak için basit ve ucuz telsiz haberleşmesi yapabilen bir güvenlik kamerası kullanılmıştır. Bilgisayar temel olarak hem imge işleme, hem de kontrol sinyali üretmede kullanılmaktadır. Yazılım, Matlab altında gerçekleştirilmiştir.



Şekil 1: Sistemin genel yapısı

Uygulamada kullanılan araca kontrol komutları bilgisayarın paralel bağlantı noktasından 27 Mhz bandında çalışan iki kanallı bir uzaktan kumanda aracılığı ile gönderilmektedir. Araç zeminde paletler yardımıyla hareket etmekte ve üzerinde bulunan iki adet dc motor aracılığı ile paletlere güç aktarılmaktadır. Aracın üzerindeki iki motor birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Aracın üzerinde 1.2 GHz bandında kablosuz imge aktarabilen bir adet CMOS sensörlü PAL renkli kamera bulunmaktadır. Kamera aracın ön tarafında izi görebilecek şekilde yerleştirilmiştir. Kameradan gelen imge bilgisayara bir televizyon kartı aracılığıyla aktarılmakta ve bilgisayarda işlenmektedir. Aracın üzerinde kamera ve motorları besleyecek 9V ve 7,5V bataryalar bulunmakta ve araç tamamıyla kablosuz olarak hareket etmektedir. Kullanılan tüm bu elemanlar Şekil 2 de verilmiştir.



Şekil 2: Sistem elemanları

3. İmge İşleme

Bu çalışmadaki imge işleme adımlarını iki alt başlıkta inceleyebiliriz. İlk olarak renk indisi kullanımı ile yerdeki kırmızı izin belirginleştirilmesi adımı bulunmaktadır. Daha sonra, bu renk indisi imgesini uyarlanırlar olarak (ortam aydınlatmasından bağımsız olması için) eşikleme adımı vardır. Eşikleme sonrası otonom aracın pozisyon kontrolunda referans ve geri besleme işareti olarak kullanacağımız nokta koordinatlarını bulacağız.

3.1. Renk İndisi ile İzin Belirginleştirilmesi

Kameradan gelen imgede izin belirlenmesi için renk bilgisini kullanmaktayız. Bu nedenle, takip edilecek iz kırmızı renkte seçilmiştir. Renk özellikleri için Gonzales ve Woods'un kitabı iyi bir referanstır [7]. Zeminde, takip edilecek iz ile yakın özelliklerde ve izin bulunmasını zorlaştırıcı desen ya da başka cisimler bulunabilir. Bunlardan etkilenmeden izin belirginleştirilmesi için kırmızı bant bilgisi, renk özü ve renk indisi denenmiştir [8]. Deneyler sonucunda renk indisinin diğerlerine göre daha başarılı sonuç verdiği görülmüştür. Renk indisinin elde edildiği denklem aşağıdaki gibidir.

$$r_i = \frac{4}{\pi} \arctan \left(\frac{b_k - b_y}{b_k + b_y} \right) \quad (1)$$

Bu denklemde b_k renkli imgedeki kırmızı bant değerine, b_y yeşil bant değerine karşılık gelmektedir. Bu denklem kullanıldığında imgedeki kırmızı bölgeler en yüksek değeri almaktadır.

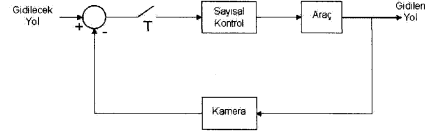
3.2. Ortam Aydınlatılmasından Bağımsız Eşikleme

İzin çıkarımını etkileyebilecek diğer bir etken de ortam aydınlatmasıdır. Ortam aydınlatmasındaki değişiklikler alınan imgede parlama ya da karanlık çıkma gibi sorunlar yaratabilir. Bu sorunlar imgede gürültüye, ya da izin algılanamamasına sebep olabilir. Bu nedenle renk indisi aracılığıyla izin belirginleştirildikten sonra ortam aydınlatmasına göre uyarlanırlar bir eşikten geçirilir. Böylece, ortamın aydınlatma şartlarından bağımsız izin bilgisi elde edilir. Eşiklemenin uyarlanırlar olarak yapılabilmesi için elde edilen indis imgesinin dağılımı

çıkartılır. Deneyler sonucunda, izin bilgisinin dağılımının %96 lık kısmının üzerinde yer aldığı gözlemlenmiştir. Bu yapı, istatistikte çokça kullanılan yüzdeler dilim (percentiles) işlemine dayanmaktadır [9]. Böylece, ortam aydınlatmasında değişimler olsa bile, bu izin çıkarımını etkilememektedir.

4. Sayısal Kontrol

Otonom aracın kontrolündeki temel yapı, kameradan gelen imgenin işlenerek izin takibinde geribesleme olarak kullanılmasıdır. Şekil 3 de gösterildiği gibi, aracın izleyeceği yola sisteme giriş olarak alınmaktadır. Sistemin sonucu olarak aracın gittiği yol elde edilmektedir [10]. Sayısal kontrol bloğunda ham imge olarak gelen giriş verisi bilgisayar ortamında işlenmekte ve buradan çıkarılan sonuca göre aracın dc motorlarına kontrol komutları gönderilmektedir. Şekil 3 de gösterildiği gibi aracın gittiği yol kamera tarafından tekrar görüntülenmekte böylece sayısal kontrol bloğuna bir geribesleme yapılmış olmaktadır. Bu işlem sürekli tekrar edilerek izin takip edilmesi sağlanmaktadır.



Şekil 3: Sayısal kontrol yapısı

Aracın sayısal kontrolü aşamasında izin imgenin merkezine göre sapması bulunmakta ve bu sapmaya bağlı olarak bir hata değeri hesaplanmaktadır. Belirtilen hata değerine göre motorlara darbe genişlik kiplemesi uygulanarak aracın sapması düzeltilmektedir [11]. Motorlara darbe genişlik kiplemesi uygulanmasının sebebi motorların çok hızlı tepki vererek istenilenden fazla hareketin oluşmasının engellenmesi içindir. Araç tarafından yapılan düzeltmenin ardından, kamera tarafından alınan yeni imge tekrar işlenmektedir. Bu şekilde, yeni hata hesaplanarak kapalı döngü devam ettirilmektedir.

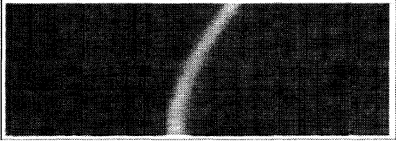
Bu çalışmada ana amaç, imge işlemeyi kontrol uygulaması ile birleştirmektir. Bu nedenle, karmaşıklığı yüksek kontrol yöntemleri üzerinde çalışılmamıştır. Ancak, ileriki çalışmalarda bu tür kontrol yöntemleri aynı sistem üzerinde denenebilir.

5. Deneyler

Çalışmamızda gerçekleştirdiğimiz otonom aracın kontrolü için ilk adımda, Şekil 4 de yeralan kamera imgesi elde edilmektedir. Ham imge kameradan kablolu bir şekilde alınmakta ve TV kartı aracılığıyla bilgisayara aktarılmaktadır. Bilgisayara aktarılan ham imgeden, Denklem 1 kullanılarak indis imgesi bulunmaktadır. Bu sayede, imgedeki kırmızı ize ait olan bölge belirginleştirilir. İndis imgesi, dağılımına göre uyarlanırlar olarak %96 lık kısmından eşiklenir. Sonuç olarak Şekil 6 de görülen izin bilgisi çıkarılır.



Şekil 4: Kameradan alınan iz imgesi



Şekil 5: Renk indisi alınmış imge



Şekil 6: Eşiklenmiş imge

Kamera, aracın ön tarafında yatay ekseninde tam ortaya yerleştirildiğinden, kameradan gelen imgenin yatay ekseninde ortası referans çizgisi olarak seçilmiştir. Aracın kontrolü için gelen imgede iz, referans çizgisinin 10 piksel değerinde sağında ve solunda kalan bölge içinde tutulmaya çalışılmaktadır. İz bu bölgenin dışına çıktığında bölgeden sapma değerine orantılı olarak aracı düzletecek yönde motorlara hareket komutu iletilir. Bu sayede kamera imgesinden geribesleme alınarak izin sürekli takibi sağlanmaktadır.

Araç değişik ışık ve zemin ortamlarında denenmiştir. Şekil 7 de aracın belirli bir izi takip etmesinin ara adımları verilmiştir. Şekilde gösterildiği gibi, araç kırmızı çizgiyi başarılı bir şekilde takip etmektedir. Aracın takip edeceği iz olabildiğince kıvrımlı şekilde yerleştirilmiş ve araç izi sert dönüşlerde dahi kaybetmeden takip edebilmiştir. Aracın tüm çizgiyi takip etme adımları belirtilen web sayfasından *Microsoft Internet Explorer* tarayıcısı ile izlenebilir [12]. İmge işleme algoritmasının Matlab altında bilgisayarda çalışması gecikme yarattığından, araç çok hızlı hareket edememektedir. Ancak, bu adım aracın üstüne sayısal işaret işleyiciler ile entegre edilirse aracın daha hızlı çalışması sağlanabilir.

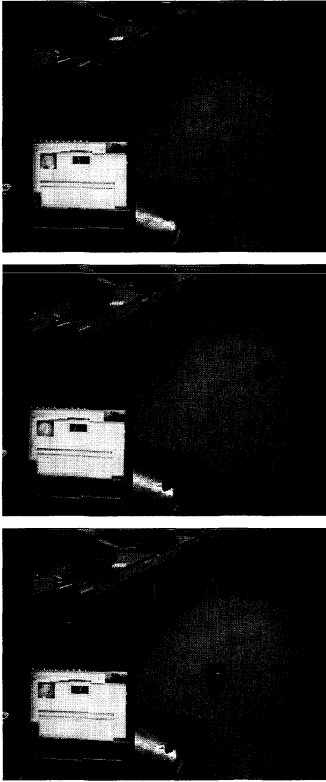
6. Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmada renkli bir kamera uzaktan kumandalı bir tank üzerine yerleştirilerek, otonom bir araç geliştirilmiştir. Bu çalışmanın iki temel hedefi vardır. İlk olarak, renkli kameradan elde edilen imgeden iz bilgisinin sağlıklı olarak çıkarımı hedeflenmiştir. Önerdiğimiz yöntem ile bu adım başarılı olarak gerçekleştirilmiştir. İkinci hedef, gerçekten çalışan ve verilen izi takip edebilen bir sistemin gerçekleştirilmesidir. Bu hedefe de başarılı olarak ulaşılmıştır. Sonuç olarak, tamamen kablosuz haberleşme ile bilgisayar tarafından kontrol edilen bir otonom sistem gerçekleştirilmiştir.

Uygulamasını gerçekleştirdiğimiz otonom araç daha da geliştirilebilir. Bunun için, aracın üzerine çok daha hızlı işlem yapabilen sayısal işaret işleyici sistemi koymayı planlamaktayız. Bu sayede, aracımız bütün işlemlerini kendi başına gerçekleştirip bağımsız bir şekilde çalışabilir. Ayrıca daha gelişmiş kontrol teknikleri (bulanık mantık ve yapay sinir ağları gibi) kullanılarak aracın kontrolü gerçekleştirilebilir. Bu çalışma, daha büyük araçlarda da uygulanarak engelli araçlarının iz takibi yoluyla kontrolü ve bunun gibi gündelik hayatı kolaylaştırıcı uygulamalara genelleştirilebilir.

7. Kaynakça

- [1] N. Chen, "A vision-guided autonomous vehicle: An alternative micromouse competition," *IEEE Trans. on Education*, vol. 40, no. 4, November 1997
- [2] R. Chapuis, R. Aufrere, F. Chausse, "Accurate road following and reconstruction by computer vision," *IEEE Trans. on Intelligent Transportation Systems*, vol. 3, no. 4, December 2002
- [3] S. Ishikawa, H. Kuwamoto, S. Ozawa, "Visual navigation of an autonomous vehicle using white line recognition," *IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 10, no. 5, September 1988



Şekil 7: Otonom arac izi takip ederken

- [9] J. L. Devore, *Probability and Statistics for Engineering and the Sciences, 6th ed.* Thomson Publishing, 2004
- [10] L. Phillips, R. Harbor *Feedback Control Systems, 3rd ed.*, Prentice Hall, 1996
- [11] I. M. Gottlieb, *Electric Motors and Control Techniques, 2nd ed.*, McGraw-Hill, 1994
- [12] http://vision.yeditepe.edu.tr/files/path_following.wmv

- [4] R. Aufkrc, R. Chapuis, F. Chausse., "A fast and robust vision based road following algorithm," *Proceedings of the IEEE Intelligent Vehicles Symposium 2000*, USA October, 2000
- [5] J. Manigel, W. Leonhard, "Vehicle control by computer vision," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 3, June 1992
- [6] R. Ghurcbian, T. Takahashi, Z. D. Wang, E. Nakano, "On robot self-navigation in outdoor environments by color image processing," *Seventh International Conference on Control, Automation, Robotics And Vision (ICARCV'02)*, Singapore, December 2002
- [7] R. C. Gonzalez, R.E. Woods *Digital Image Processing, 2nd ed.* Prentice Hall, 2002
- [8] R. Benveniste, C. Ünsalan, "Using color indices to overcome the scattering problem in line laser scanners," *Proceedings of IEEE SIU'06 Antalya, Turkey*, April 2006

PIC16F84 Mikrodenetleyicili Hız Kontrollü Mobil Robot Uygulaması

Mehmet Albayrak¹, Meral Ersoy¹

¹Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Süleyman Demirel Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Isparta
albayrak@sdu.edu.tr
mersoy@sdu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada; karşısındaki engelin hızını algılayıp, kendi hızını da ona göre ayarlayabilen bir mobil robot uygulaması geliştirilmiştir. Mobil robota engel olarak; farklı devirlerde salınım yapan sarkaçlar veya farklı hızlarda açılıp kapanan kapılar yerleştirilebilmektedir. Robot; karşısındaki engelin hızını, engelin salınım hızına göre içerisindeki mikrodenetleyici yardımıyla hesaplayarak, kendi hızını da ona göre ayarlamaktadır. Bu çalışmanın temelinde örnek olarak bir canlılık karşısındaki karşıya geçmesi model alınmıştır.

1. Giriş

Bilim ve teknoloji tarihinde uzun ve durağan dönemlerden sonra önemli bilimsel ve teknolojik gelişmeler olmuştur. Gelişmeler sonucunda toplum hayatında önemli değişim ve gelişmeler yaşanmıştır. Gelişmeler genelde bir ya da birkaç bilim adamının adıyla bilinmektedir. Bu gelişmeler arasında robot kavramı ve uygulamaları önemli bir yere gelmiştir[1].

Robotlar; güncel anlamıyla insan veya canlı davranışlarından esinlenerek, genelde canlılar gibi düşünüp, karar verebilen otonom sistemlerdir. NASA'nın tasarladığı ve Mars'a araştırma yapmak için gönderdiği Sojourner 'dan Elektrolux 'ün Trilobite 'a ve tıp alanında kullanılan robotlardan, oyuncak robotlara kadar birçok alanda robotlar hayatımıza girmiştir.

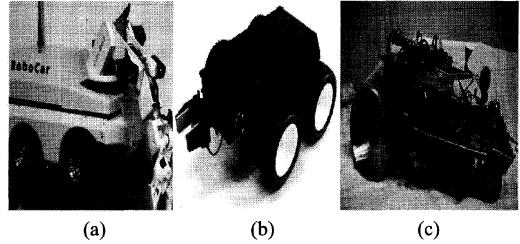
Mobil robot tasarımı yapmak kolektif bir çalışmadır. Öncelikle yapı seçilmelidir. Mobil robotun hareket edeceği zemine göre; bacaklı, tekerlekli veya paletli bir hareketlendirme sistemi seçilir. Mobil robot elektrik enerjisi ile çalışacaksa adım motoru, DC motor veya Servo motordan biri kullanılabilir[1]. Gövdenin nasıl olacağına karar verdikten sonra kullanılan malzemenin işlenebilirliğine dikkat etmek tasarımı kolaylaştırır. Malzemenin hafif olması motor güçlerinin düşürülebilmesi ve toplamda taşıyacağı yükün azaltılması açısından önemlidir. Robotun tasarım aşamasında; kullanılacak mikrodenetleyicinin, mikroişlemcinin ve sensörün seçimine dikkat edilmelidir.

2. Mobil Robot Hareket Sistemleri

Mobil robotların tasarımında en önemli kısım hareket sistemidir. Hareket sistemlerinin en kolay çözümü tekerlekli sistemlerdir. Buna rağmen tekerlekli sistemlerde de birçok problem yaşanabilmektedir. Yolun durumu (engebeli ya da düz oluşu) dikkate alınarak amortisman sistemi

tasarlanmalıdır. Bu çalışmada mobil robotun düz bir zeminde çalışacağı düşünülerek tasarım yapılmıştır. Bacak yapılı mobil robotların hareket sistemlerinin seçiminde zamanlama ve denge sorunları ortaya çıkabilmektedir. Bu sorunlar da göz önüne alındığında sistemin tekerlekli olması tasarımı kolaylaştırmaktadır.

Resim-1 (a)-(b) 'deki 4 tekerlekli sistemde denge sorunu yoktur, ancak manevra kabiliyeti 3 tekerlekli sisteme göre zayıftır. Resim-1 (c) 'de görülen 3 tekerlekli sistemin, manevra kabiliyeti yüksek ve diğerlerine göre denge sorunu daha azdır. Ayrıca sistem mekaniği açısından kolay gerçekleştirilebilir yapıdadır.



Resim-1: Tekerlekli mobil robotlar[1].

3. Mobil Robotu Oluşturan Bileşenler

Robotun gereken işlevleri yapabilmesi için, yapısında bulunan sistemlerin birbirleriyle koordineli çalışması gerekmektedir. Mobil robotlarda en sık kullanılan bileşenler şunlardır.

3.1. Bataryalar

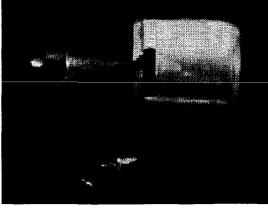
Mobil robotun özelliğine göre çeşitli bataryalar/güç kaynakları kullanılır. Kullanılan güç kaynakları, yükün durumuna göre; sıvı yakıtlı motorlar, güneş pilleri, bataryalar kullanılabilir. Şarj edilebilir bataryalar Ni-Cd, Ni-Mh, Li-Ion bataryalar ve Kursun Asit (LeadAcid) olabilir. Ni-Cd Ni-Mh en kolay şarj edilebilir bataryadır. Bu bataryaların iç dirençleri küçük olduğundan yüksek akımlar çekilebilir. Batarya seçilirken;

- Yapısına,
- Çekilecek olan Amper/saat değerine,
- Montaj yapılma kolaylığı ve boyutuna,
- Tekrar şarj edilebilirliğine,
- Maliyetine dikkat edilmelidir.

Bu çalışmada robot mekaniği olarak hazır bir model araba kullanılmıştır. Mekaniğin hareketi için üzerine 2 adet 12 volt, 1.3 Ah 'lık batarya ve kontrol devresinin beslemesi için 9V luk bir pil kullanılmıştır.

3.2. DC Motorlar

Robot mekaniği üzerinde hazır olarak bulunan 9V, 200 rpm 'lik bir motor kullanılmıştır.

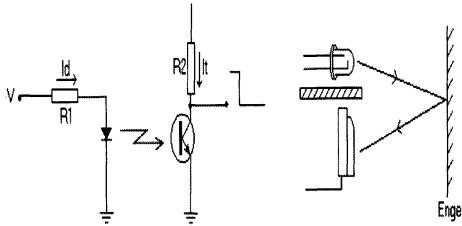


Resim-2: Çalışmada kullanılan DC motor

3.3. Sensörler

Robotik uygulamalarında çok farklı algılayıcılar kullanılmaktadır. Algılayıcı tasarımı yapılırken insan ve canlı davranışları model olarak alınmıştır. Bu modellerin bir bölümü insan temelli iken, bir bölümü de tümüyle insana yabancıdır. Ancak en sık rastlanan şey doğaya uzun bir süreçte uyum sağlamış olan hayvanların model alınmasıdır.

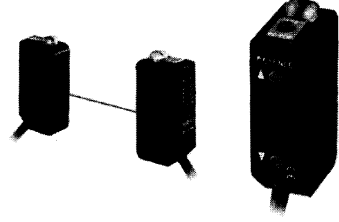
Kızıl ötesi algılayıcılar, ışık tayfının gözle görünen ışıktan daha büyük dalga boyuna sahip bölümünde çalışırlar. Bu tip algılayıcılar aktif algılayıcılardır. Işın kesilmesi ve yansıma temelli algılayıcılar olarak iki şekilde de kullanılabilirler. Robot uygulamalarında kızılötesi algılayıcıların, görünür ışık kullanan algılayıcılara göre tercih edilmelerinin sebebi, çevresel ışıktan daha az etkilenmeleri daha kolayca modüle edilebilmeleri ve kullandıkları ışınların görünmez olmasıdır. Modüle edilmiş kızıl ötesi ışınlar bir seri iletim şekli olarak kullanılabilirler. IR modemlerin çalışma prensibi ile çalışır. Bunun iki özel şekli vardır. Bit çerçeveleri örnekleme her bitin taşınmasının ortasında gerçekleştirilir, bu prensiple her bitin aynı miktarda zamanda taşındığı fikri üstüne kurulmuştur. Bir diğer yöntem de bit aralıkları yöntemidir. Bu yöntem ticari olarak da yaygındır, bu yöntemde örnekleme düşen kenardan alınır, örnekleme arasında geçen süre bir "1" mi yoksa "0" mı var olduğunu belirler [3].



Şekil-1: IR Sensör çalışma prensibi

Bahsedilen hususlar göz önünde tutularak bu projede algılayıcı olarak fotoelektrik (IR) algılayıcılar seçilmiştir. Kullanılan algılayıcı Keyence firmasının ürettiği olduğu,

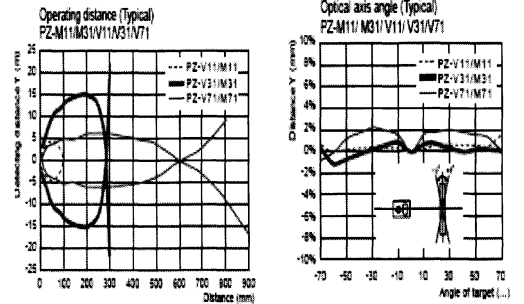
PZ/M71 serisi fotoelektrik algılayıcıdır. Bu algılayıcı otomatik ölçümleme ve mesafe ayarı özelliğine sahiptir. Kullanılan algılayıcılar Resim-3'te verilmiştir.



Resim-3: Çalışmada kullanılan IR sensörler

Kullanılan sensör; otomatik kalibrasyonlu tip olup, geleneksel fotoelektrik sensörlerin neden olduğu kararlılık ve algılama problemlerinin tamamına yakını yok etmektedir. Algılama alanı Şekil-2 'de görüldüğü gibidir[3]. Ayrıca:

- Cismi, renk ve açıdaki değişikliklerden etkilenmeksizin algılama,
- Toza ve kire karşı mükemmel dayanım,
- Tek dokunuşla tam otomatik kalibrasyon,
- Cismin arka planındaki yüzeyden etkilenmeme özelliklerine sahiptir.



Şekil-2: IR Sensöre ait algılama alanı

3.4. Mikrodenetleyiciler

Mikrodenetleyici, mobil robot tasarımında en önemli karar verici elemandır. Sistemin beyni olarak kabul edilir. Bu uygulamada PIC 16F84 mikrodenetleyici kullanılmıştır. PIC16F84 mikrodenetleyicisinin tercih edilme nedenleri;

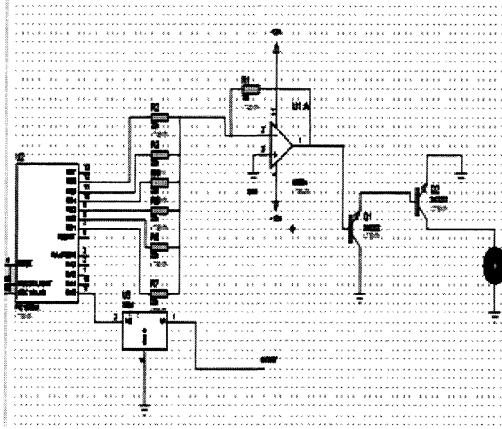
- Programlayıcı devrenin yapımının kolay olması,
- Bol miktarda doküman bulunabilmesi,
- Ucuz olmasıdır.

PIC16C84, düşük maliyetli, yüksek performanslı, CMOS yapıda, full-statik, 8 bitlik mikro denetleyicidir [3]. Tüm PIC16/17 mikro denetleyiciler RISC mimarisini kullanmaktadır. Harvard Mimarisinin ayrı komut ve veri taşıyıcısıyla ayrı 8 bitlik geniş veri taşıyıcılı, 14 bitlik geniş komut kelimesine imkân vermektedir. 2 aşamalı komut hattı

tüm komutların tek bir çevrimle islenmesini sağlamaktadır [4]. PIC16CXX mikro denetleyicileri tipik olarak 2:1 oranında kod sıkıştırmasına erişmektedir ve sınıflarındaki 8 bit mikro denetleyicilerden 2:1 oranında hız artırılmasına olanak sağlamaktadır (10MHZ). PIC16C84 mikro denetleyicisi 36 bitlik RAM belleğine, 64 bayt EEPROM belleğine ve 13 I/O ucuna sahiptir. Bunun yanı sıra timer ve sayaçta mevcuttur.

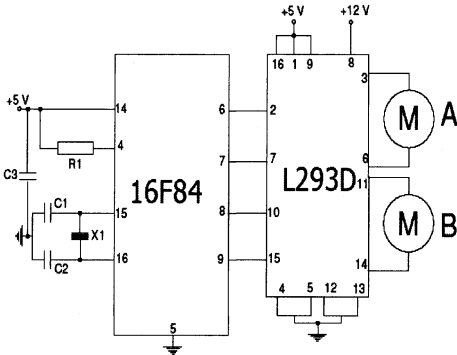
3.5. Kontrol ve Motor Sürücü Devresi

Şekil-3 'te, çalışmada gerçekleştirilen kontrol devresinin açık şeması ve mikrodnetleyici ile bağlantısı verilmiştir. Şekil-4'te Mikrodnetleyici ile motor sürücü devre bağlantı şeması verilmiştir.



Şekil-3: Kontrol devre şeması

Motor sürücü devreler hazırlanırken motorun boşa ve yükte çektiği akımlar dikkate alınarak transistör veya entegre devre olarak hazırlanmış devreler kullanılabilir. Transistör devreler kullanılacaksa TIP veya BDX serisinden faydalanılabilir. Bu çalışmada motor sürücü olarak L293D motor sürücü devresi kullanılmıştır. Aynı işlem Şekil-3'te verildiği üzere transistör devrelerle de gerçekleştirilebilir.



Şekil-4: Mikrodnetleyici ile motor sürücü devre bağlantısı

3.6. Dijital-Analog Çevirici

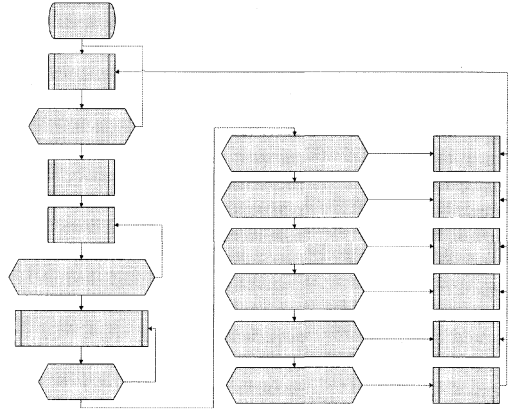
Mikrodnetleyici kontrolleri yapıp çıkış bitleri üretildikten sonra, çıkış portlarından alınan bilgiler devrenin bir sonraki ayağı olan toplar yükselteç katına aktarılır. Toplar yükselteç entegresi temel olarak bir op-amp 'tan oluşan ve referans direncinin giriş direncine bölünmesinin giriş gerilimiyle çarpılması ve bu şekilde ardışıl girişlerden elde edilecek gerilimlerin toplamını çıkışa aktaran bir entegredir. Mikrodnetleyici çıkışlarını giriş olarak alıp çıkışa analog bir gerilim üreten toplar yükselteç entegresi aynı zamanda DC motoru sürmede kullanılan motor sürücü entegresine besleme gerilimi üretmiş olmaktadır.

Devrelerin tasarımında sıra ile motorların sensörlardan gelen verilere göre istenilen hızda hareket etmesi amaçlanmaktadır. Sırasıyla algılama işlemi, algılamaların yorumlanıp mikrodnetleyici portlarına aktarılması, mikrodnetleyici çıkış lojik bilgilerinin analog gerilim değerine çevrilmesi, gerekli akıma yükseltilip motora verilmesi şeklinde süre gelen işlem basamakları projenin kontrol ünitesinin çalışma prensibini göz önüne sermektedir.

Projede 2. basamak engellerin istenilen hızda çalışmasını sağlamaktır. Gerilim kontrollü DC motorlarla robotun hareket ettiği platformda istenilen hızda hareket edebilen engeller oluşturulmuştur. DC motorların hız kontrolü, giriş gerilimini kısıtlayan ya da artıran potansiyometreler ile sağlanmıştır.

3.7. Kontrol Yazılımı

Sensörden gelen bilgileri işleyerek, cismin hızını hesaplayan ve cismin hızına göre kendi hızını ayarlamasını sağlayan bir kontrol yazılımı hazırlanmış ve mikrodnetleyiciye yüklenmiştir[5]. Mikrodnetleyici sensörden ilk "1" bilgisini aldığı anda (engelle ilk karşılaştığında) çıkış portlarını "0" a çekip motoru durdurmaktadır.



Şekil-5: Kontrol yazılımı akış diyagramı

Bu esnada 0,1 msn zaman aralığıyla çalışan sayacı başlatmaktadır. Sayaç sensörün bir sonraki algılamasına kadar (engelle ikinci karşılaştığı) saymaya devam etmektedir. Sensörden 2. kez bilgiyi aldığı anda iki algılama arasındaki süre hesaplanıp robotun bu süre içinde engele çarpmadan platformda ilerlemesi için çıkış portlarına belirlenen bilgiler

gönderilmektedir. Örneğin; 20–30 msn arasında hesaplanan sayaç değeri için robotun 6 V gerilimle beslenip hareketine devam etmesi gerekir. Bunun için dört adet çıkış portunun “1”e yükseltilmesi gerekmektedir. Şekil–5 ’de gerçekleştirilen kontrol yazılımının akış diyagramı verilmiştir.

3.8. PIC16F84 Mikrodenetleyici Program Kodu

```
include 16f84_4
include jlib
-- port atamaları başlangıcı
pin_a1_direction = input
pin_a2_direction = input
port_b_direction = all_output
-- port atamalarının bitişi
var byte gor = 0
var byte cikis = 0
var byte mm
var byte sayac = 0
forever loop
if gor == 0 & pin_a1 == high then
gor = 1
cikis = 1
end if
while gor == 1 & pin_a1 == low loop
delay_1ms(50)
sayac = sayac + 1
end loop
while pin_a1 == high loop
end loop
if sayac > 0 & sayac <= 40 then
cikis = 6
gor = 0
end if
if sayac > 40 & sayac <= 80 then
cikis = 5
gor = 0
end if
if sayac > 80 & sayac <= 120 then
cikis = 4
gor = 0
end if
if sayac > 120 & sayac <= 160 then
cikis = 3
```

```
gor = 0
end if
if sayac > 160 then
cikis = 2
gor = 0
end if
if cikis == 6 then
port_b = 0b_0011_1111
end if
if cikis == 5 then
port_b = 0b_0001_1111
end if
if cikis == 4 then
port_b = 0b_0000_1111
end if
if cikis == 3 then
port_b = 0b_0000_0111
end if
if cikis == 2 then
port_b = 0b_0000_0011
end if
end loop
```

4. Sonuç ve Öneriler

Bu projede; otonom olarak çalışan ve önündeki hareketli bir nesneye göre hızını ayarlayabilen bir mobil robot tasarımı yapılmıştır. Sistem bu aşamada tek sensör ile gerçekleştirilmiştir. Fakat çalışma sensör sayısı artırılarak (sağ ve sol yana bakacak veya hem öne hem arkaya) ve sensörlerin kapsama alanı etrafında ölü nokta kalmayacak şekilde artırılabilir. Ayrıca mobil robot geliştirilebilir özellikte olup, karşısındaki nesnenin hızına göre kendi hızını ayarlamasının yanı sıra önündeki hareketsiz engelleri de etrafından dolaşarak geçebilir hale kolaylıkla dönüştürülebilir. Proje geliştirilerek farklı kullanım alanlarına da uygulanabilir.

5. Kaynakça

- [1] Ateş,A. “Mobil Robot Çalışma Prensipleri ve Mobil Robot Uygulaması”,Yüksek Lisans Tezi, M.Ü., İstanbul-2004
- [2] ODTU Robot Topluluğu Web Sayfası <http://robot.metu.edu.tr/index.php?link=5>
- [3] <http://www.keyence.com/dwn>
- [4] Atılım Üniversitesi Robot Topluluğu Web Sayfası <http://robot.atilim.edu.tr/bb.html>
- [5] PIC Programlama ile İlgili Web Sitesi <http://www.ubasics.com/adam/pic/icp84.html>
- [6] Mobile Robot Lab. Web Sitesi <http://robotics.ee.uwa.edu.au/eyebot/doc/robots/vehicle.html>
<http://www-static.gatech.edu/ai/robot-lab/publications.html>

Bir Doğrusal Olmayan Süspansiyon Sisteminin LPD Modeli İçin \mathcal{H}_∞ Tabanlı Denetleyici Tasarımı

Cem Onat¹, İbrahim B. Küçükdemiral², İsmail Yüksek³, Selim Sivrioğlu⁴, Galip Cansever²

¹Yıldız Teknik Üniversitesi
Makine Mühendisliği Bölümü, İstanbul
conat@inonu.edu.tr

²Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul
{beklan, cansever}@yildiz.edu.tr

³Yıldız Teknik Üniversitesi
Makine Mühendisliği Bölümü, İstanbul
yukseki@yildiz.edu.tr

⁴Gebze Yüksek Teknolojisi Enstitüsü,
Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü, Kocaeli
s.selim@gyte.edu.tr

Özetçe

Bu bildiriye, doğrusal olmayan karakteristikte süspansiyon yayına sahip bir taşıt aktif süspansiyon sistemi için Lineer Parametre-Değişimi (LPD) temeline dayalı \mathcal{H} denetleyici tasarlanmıştır. Bu tasarım, sertleşen yay karakteristiğinin hesaba katıldığı LPD model kullanılarak yapılmıştır. Çalışmanın sonunda aktif süspansiyon sisteminin geçici ve sürekli rejim cevapları, sırasıyla tümsek ve rastlantısal yol girişleri için elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin etkinliğini ortaya koymaktadır.

1. Giriş

Yol kaynaklı zorlayıcı (bozucu) kuvvetler, taşıtlarda gürültü ve konfor problemlerine yol açtığı için, taşıt titreşimlerinin etüdü ve denetimi konularındaki çalışmalar gerek akademik alanda olsun ve gerekse ticari alanda olsun yoğun bir şekilde devam etmektedir. Birçok çalışmada, doğrusal mekanik taşıt modelleri kullanılarak, titreşim denetimi ve dinamik analizler tatbik edilmiştir [1–3]. Ancak, uygulamada taşıt sistemleri oldukça doğrusal olmayan bir yapıdadır. Zira taşıtlar, doğrusal olmayan karakteristikte süspansiyon elemanları, tekerlekler ve diğer elemanlardan meydana gelmektedir [4]. Bu çalışmada, doğrusal olmayan karakteristikte süspansiyon yayına sahip bir çeyrek taşıt modeli için, konfor probleminin odaklanılarak, LPD (Lineer Parametre-Değişimi) temeline dayalı \mathcal{H} denetleyici tasarımı ele alınmıştır. Söz konusu yay, sertleşen karakteristiğe sahiptir. Süspansiyon yayının doğrusal olmayan karakteristiği LPD modelde hesaba katılırken, yay katsayısının [13000N/m –

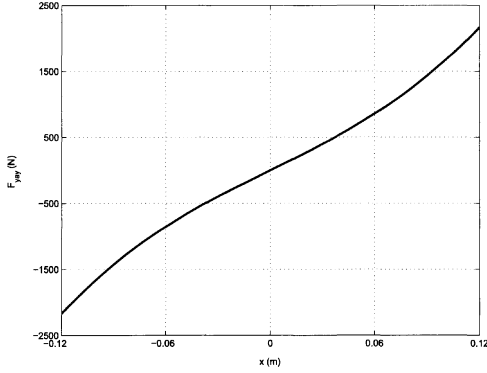
18000N/m] aralığında uygun bir şekilde değişimi göz önüne alınmıştır. Ardından LPD model için kazanç planlamalı bir \mathcal{H} denetleyici tasarlanmıştır.

2. Doğrusal Olmayan Yay Karakteristiği

Yay uçları arasındaki yer değiştirmenin çok küçük değerlerini kapsayan dar bir aralıkta yay karakteristiklerinin k eğimli bir doğru ile temsil edilmesi çoğu defa iyi bir yaklaşıklık oluştursa da, gerçekte hiçbir yay karakteristiği aslında doğrusal değildir [5, 6]. Mekanik yaylar, gerilmemiş halleri civarındaki geniş bir bölgede çekme ve basmaya karşı benzer davranış gösterirler; yani karakteristikleri merkez civarındaki geniş bir bölgede merkeze göre simetriktr. Buradan yola çıkarak, yay karakteristiği konumun $F = ax + bx^3 + cx^5 + \dots$ şeklinde sadece tek kuvvetler içeren bir kuvvet serisiyle ifade edilebilir. Doğrusal olmayan etkiyi göz ardı etmeyen en basit yaklaşım olarak genellikle bu serinin ilk iki terimi göz önüne alınır. Bu çalışmada F_{yay} yay kuvveti; x yayın uçları arasındaki göreceli yer değiştirme olmak üzere,

$$F_{\text{yay}} = k_1 x + \beta_1 x^3 + \beta_2 x^5, \quad (1)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Buradan β_1 ve β_2 sabitlerinin değerlerine göre sertleşen veya yumuşayan yay karakteristikleri elde edilebilir. Şekil 1’de bu çalışmada kullanılan sertleşen süspansiyon yayının karakteristiği gösterilmektedir. k_1 , β_1 ve β_2 katsayılarının fiziksel değerleri ise Tablo 1’de sunulmuştur. Bazı çalışmalarda, yukarıdaki yay modelinden farklı olarak, yay



Şekil 1: Sertleşen yay karakteristiği.

karakteristiğinin

$$F_{yay} = k_s \text{sgn}(x)|x|^n, \quad (2)$$

şeklinde değiştiği göz önüne alınmıştır [6]. Burada, k_s yay katsayısını, $\text{sgn}(\cdot)$ işaret fonksiyonunu ve n ise yayın lineer-sizliğini gösteren bir kuvveti ifade etmektedir. Denklem (2)'de, $n = 1$ olması, yayın doğrusal karakterde olduğunu ima eder.

3. Çeyrek Taşıt Modeli

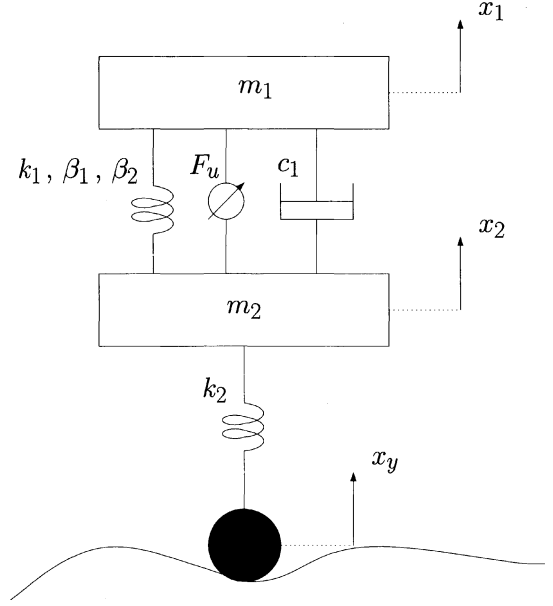
Şekil 2'de gösterilen çeyrek taşıt modelinde, taşıtın gövdesi (yaylanmalı kütle) tek serbestlik dereceli bir kütle olarak; dört adet aks ve tekerlek ise, yine tek serbestlik dereceli ayrı bir kütle (yaylanmasız kütle) ve yay olarak düşünülmüştür. Burada m_1 , taşıt gövdesinin kütlelerini; k_1 , β_1 ve β_2 katsayıları doğrusal olmayan süspansiyon yayının sabitlerini; c_1 , süspansiyon sisteminin sönüm sabitini; m_2 , aksların kütlelerini; k_2 , tekerleğin yay sabitini; x_y yol yüzeyini; F_u ise m_1 ve m_2 kütlelerinin arasında yerleştirilmiş kontrol elemanı tarafından sisteme etkileyen kontrol kuvvetini göstermektedir. Sisteme ait dinamik denklemler

$$\begin{aligned} m_1 \ddot{x}_1 + F_s &= -u, \\ m_2 \ddot{x}_2 - F_s + F_t &= u, \end{aligned} \quad (3)$$

şeklinindedir. Burada, $F_s = c_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) + F_{yay}$ ve $F_t = k_2(x_2 - x_y)$ şeklindedir. Bu eşitlikler sırasıyla süspansiyon ve tekerlek kuvvetlerini göstermektedir. F_{yay} kuvveti ise denklem (1)'de gösterildiği gibidir.

4. LPD Model

LPD temeline dayalı H kontrolör tasarlamak için önce parametre değişimli modelin oluşturulması gereklidir. Ele alınan lineer parametre değişimli çeyrek taşıt modeli tek elemanlı bir programlama parametre vektörüne göre oluşturulmuştur. Programlama vektörü p 'nin yegane elemanı k_{LPD} 'dir ve süspansiyon sapmasının mutlak değeri ile Şekil 3'de gösterildiği gibi değiştiği hesaba katılmıştır. Burada, süspansiyon yayı uçlarının göreceli deplasmanı [-4 cm, +4 cm] aralığında sabit olduğu (lineer bölgede), göreceli deplasmanın



Şekil 2: Çeyrek Taşıt modeli.

artmasıyla birlikte ise 13000 N/m değerinden başlayarak lineer bir şekilde arttığı varsayılarak LPD modelde hesaba katılmıştır. Şekil 4'de yay katsayısının bu şekilde hesaba katılmasıyla elde edilecek F_{yayLPD} yay kuvveti ile denklem (1)'de verilen F_y kuvveti birlikte sunulmaktadır. Buradan açıkça LPD modellemeye doğrusal olmayan yay karakteristiğine çok yakın modellerin elde edilebileceği görülmektedir. p programlama

Tablo 1: Simülasyon parametreleri.

Parametreler	Değerleri
m_1	300kg.
m_2	30kg.
c_1	1000Ns/m
k_1	13000Ns/m
k_2	200000N/m
β_1	35100N/m ³
β_2	2600N/m ⁵

parametresine bağlı olarak oluşturulan LPD çeyrek taşıt modelinin sistem matrisi A_p , giriş matrisi B_p , ölçüm matrisi C_p , ölçüm çıkışları için giriş matrisi D_p artık birer politopik ifadedir ve söz konusu matrislerin genel ifadeleri ise

$$\begin{aligned} A_p &= A_0 + pA_1, \\ B_p &= B_0 + pB_1, \\ C_p &= C_0 + pC_1, \\ D_p &= D_0 + pD_1, \end{aligned} \quad (4)$$

şeklinindedir. Burada, 0 alt indisli matrisler, ilgili matrislerin sabit kısmını; 1 alt indisliyle gösterilen matrisler ise, ilgili ma-

trisin p parametresiyle değişen kısmını göstermektedir. p programlama parametresinin (k_{LPD}), [13000-18000] aralığında lineer olarak değiştiği kabul edilmektedir. Bu durumda modelin durum uzayı modeli ise,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_p x + B_p \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \\ y &= C_p x + D_p \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

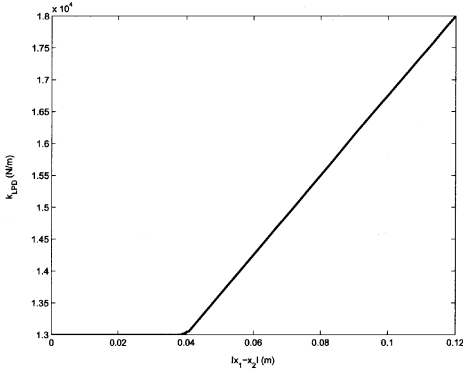
şeklini alacaktır. Burada x , u ve w vektörleri sırasıyla uygun boyutlu durum vektörünü, kontrol giriş vektörünü ve yol giriş vektörünü sembolize etmektedirler. Ayrıca,

$$x = [(x_1 - x_2) \quad (x_2 - x_y) \quad \dot{x}_1 \quad \dot{x}_2]^T, \quad (6)$$

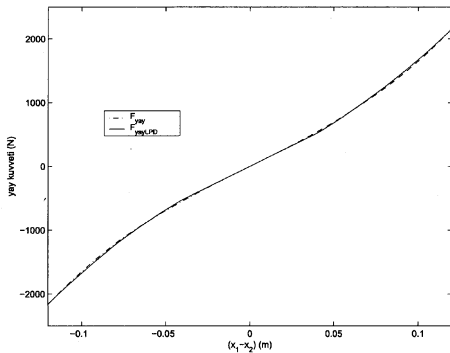
$$u = F_u, \quad (7)$$

$$w = \dot{x}_y, \quad (8)$$

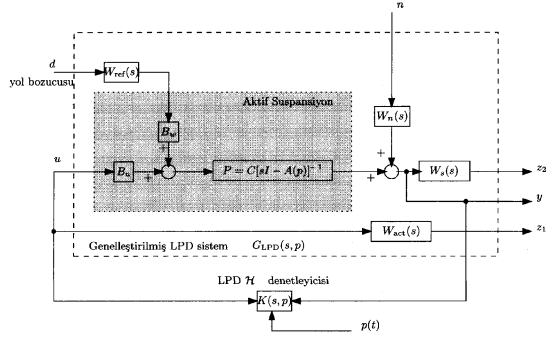
bağıntıları da geçerlidir.



Şekil 3: Süspansiyon yay sapsmasının LPD modeli.



Şekil 4: Süspansiyon yay kuvvetinin LPD modeli.



Şekil 5: Genelleştirilmiş LPD sistem

Diğer taraftan denklem (4) de adı geçen politopik model matrisleri ise şu şekildedir:

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -c_1/m_1 & c_1/m_1 \\ 0 & -k_2/m_2 & c_1/m_2 & -c_1/m_2 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/m_1 & 1/m_1 \end{bmatrix}^T, \quad (10)$$

$$C_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -/m_1 & 0 & 0 & 0 \\ 1/m_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

ve D_0, D_1, B_1, C_1 matrisleri ise uygun boyutlu sıfır matrislerdir.

5. Genelleştirilmiş Sistem Ve LPD Kontrol Tasarımı

LPD temeline dayalı \mathcal{H} kontrolör tasarımında ilk adım kontrol sisteminden beklenen sönüm, doğruluk ve dayanıklılık özellikleri ışığında, ağırlık fonksiyonlarını belirlemek ve genelleştirilmiş LPD sistemi oluşturmaktır. Bu amaçla W_a ve W_{sd} ağırlık filtreleri, performans amaçlı olarak tasarlanmışlardır. Bu filtreler sırası ile şu şekilde seçilmişlerdir:

$$W_a = 10 \frac{30}{s + 30}, \quad (13)$$

$$W_{sd} = \frac{10}{s + 10}. \quad (14)$$

Şekil 5'de adı geçen diğer filtreler ise şu şekildedir:

$$W_{act} = \frac{s + 50}{3000s + 3000 * 500}, \quad (15)$$

$$W_{ref} = \frac{0.5}{s + 30} \quad (16)$$

$W_{n1} = W_{n2} = 0.0001$, $W_s = \text{Köşegen}\{W_{sd}, W_a\}$, $W_n = \text{Köşegen}\{W_{n1}, W_{n2}\}$. Burada W_{act} kontrol işareti üzerinde sınırlama yaratan bir filtredir. Diğer taraftan, W_{ref}

yol bozucusunun sistem üzerindeki etkisini ortaya koyan fitredir. Son olarak, W_n ise, ölçme işareti üzerine binen sensör gürültüsünün etkisini ortaya koymaktadır. Şekil 5'de gösterilen genelleştirilmiş LPD modelin durum uzayı formundaki ifadesi ise

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ z(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p(p) & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ d(t) \\ u(t) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

şeklinde. Burada $u \in \mathbb{R}^{n_u}$ kontrol vektörünü, $d \in \mathbb{R}^{n_d}$ dış bozucuları, $y \in \mathbb{R}^{n_y}$ ölçüm vektörünü, $z \in \mathbb{R}^{n_z}$ ise sözde performans çıkışı göstermektedir. p parametre vektörünün gerçek zamanda ölçülebilir olduğu varsayılırsa, denetleyicinin yapısı,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_K(t) \\ u(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_K(p) & B_K(p) \\ C_K(p) & D_K(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_K(t) \\ y(t) \end{bmatrix}, \quad (18)$$

şeklinde olur. Kuadratik LPD - γ problemi ise kapalı çevrim sistemi kararlı kılan ve ayrıca d' 'den z' 'ye olan transfer fonksiyonunun sonsuz normu γ dan küçük kılan parametre değişimli $A_K(p)$, $B_K(p)$, $C_K(p)$ ve $D_K(p)$ kontrolör matrisleri bulmak şeklinde tanımlanabilir [7-9]. Burada A_K , B_K , C_K ve D_K sırasıyla $(m \times m)$, $(m \times n_y)$, $(n_u \times m)$, $(n_u \times n_y)$ boyutlu matrislerdir. Bu çalışmada $m = 8$, $n_y = 2$ ve $n_d = 1$ şeklindedir.

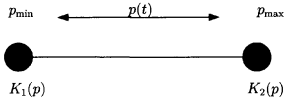
Kuadratik LPD - γ problemi, $m \geq 0$ bir tamsayı olmak üzere, ancak ve ancak

$$\begin{bmatrix} A_{cl}^T(p)W + WA_{cl}(p) & WB_{cl}(p) & \gamma^{-1}C_{cl}^T(p) \\ B_{cl}^T(p)W & -I & \gamma^{-1}D_{cl}^T(p) \\ \gamma^{-1}C_{cl}(p) & \gamma^{-1}D_{cl}(p) & -I \end{bmatrix} < 0, \quad (19)$$

lineer matris eşitsizliğini sağlayan $(n+m) \times (m+n)$ boyutlu W simetrik kesin pozitif tanımlı bir matris varsa çözülebilir.

6. LPD Kontrolcünün Sentezi

LPD kontrolcü sentezi bütün çalışma bölgesi için tek bir LTI (lineer zamanla değişmeyen) kontrolcü aramaktan ziyade her bir çalışma noktası için ayrı bir LTI kontrolcü dizayn etmekten ve işletme şartları (programlama parametreleri) değiştiği zaman bu kontrolcüler arasında yumuşak anahtarlama yapmaktan ibarettir. MATLAB bilgisayar programının LMI araç kutusunun sağladığı konveks optimizasyon programı kullanılarak p parametre vektörü ile değişen kontrolcüler ailesinin köşe noktaları hesaplanmaktadır. Bu tasarımda, p parametre vektörünün bir tek elemanı olduğundan ($n = 1$) köşe sayısı $N = 2^n = 2$ dir. Burada $K_1(p)$ kontrolörü $p = 13000$ noktası için



Şekil 6: Genelleştirilmiş LPD sistem.

hesaplanmış kontrolördür. $K_2(p)$ kontrolörü ise $p = 18000$ noktası için hesaplanmış bir diğer ekstremum kontrolördür. Bu kontrolörlerin durum uzayı realizasyonları sırasıyla

$$K_1(p) = \begin{bmatrix} A_{K_1} & B_{K_1} \\ C_{K_1} & D_{K_1} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$K_2(p) = \begin{bmatrix} A_{K_2} & B_{K_2} \\ C_{K_2} & D_{K_2} \end{bmatrix} \quad (21)$$

şeklinde. sd süspansiyon sapmasını ifade ederse, LPD kontrolörün ($K(p)$ 'nin) sentezi bu iki kontrolör arasında lineer enterpolasyon yapılarak şu şekilde elde edilebilir:

$$K(p) = (A_{K_1}, B_{K_1}, C_{K_1}, D_{K_1}) \quad \text{şayet } 0 < |sd| < 0.04$$

$$K(p) = (A_{K_2}, B_{K_2}, C_{K_2}, D_{K_2}) \quad \text{şayet } |sd| > 0.12$$

$$K(p) = (A_K, B_K, C_K, D_K) \quad \text{şayet } 0.04 \leq |sd| \leq 0.12 \quad (22)$$

Burada A_K , B_K , C_K ve D_K şu şekildedir:

$$A_K(p) = \frac{A_{K_1} - A_{K_2}}{p_{\min} - p_{\max}} (p_{\min} - p_{\max}) + A_{K_1}, \quad (23)$$

$$B_K(p) = \frac{B_{K_1} - B_{K_2}}{p_{\min} - p_{\max}} (p_{\min} - p_{\max}) + B_{K_1}, \quad (24)$$

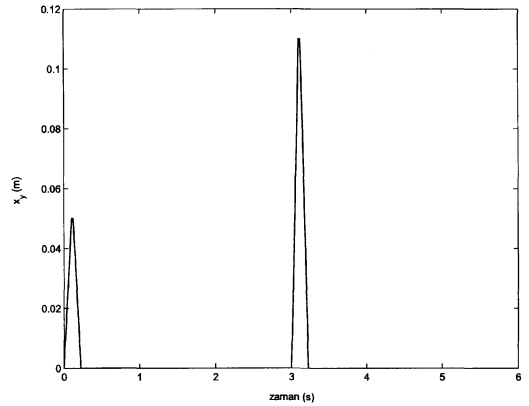
$$C_K(p) = \frac{C_{K_1} - C_{K_2}}{p_{\min} - p_{\max}} (p_{\min} - p_{\max}) + C_{K_1}, \quad (25)$$

$$D_K(p) = \frac{D_{K_1} - D_{K_2}}{p_{\min} - p_{\max}} (p_{\min} - p_{\max}) + D_{K_1}. \quad (26)$$

Diğer taraftan burada, $p_{\min} = 13000$, $p_{\max} = 18000$ şeklindedir. Ayrıca k_{LPD} ile süspansiyon sapması arasındaki ilişki Şekil 3'de gösterildiği gibidir.

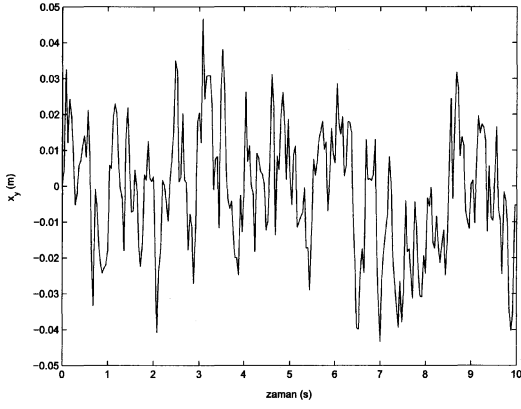
7. Benzetim Çalışmaları

Benzetim çalışmaları, Şekil 7 ve Şekil 8'deki yol girişleri için yapılmıştır. Şekil 9- 11'de sırasıyla kontrol kuvveti, ivme ve

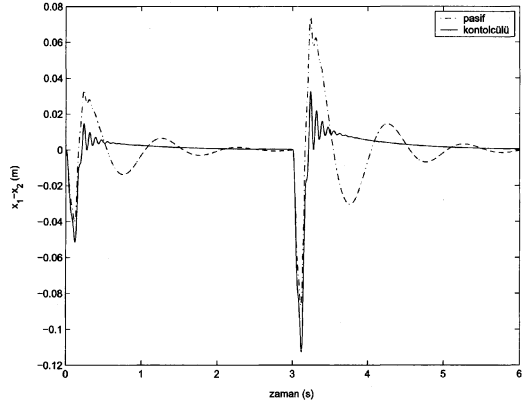


Şekil 7: Saptanabilir yol modeli.

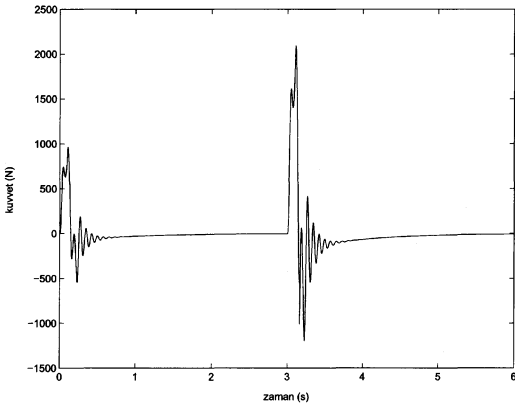
süspansiyon sapması için saptanabilir (deterministik) cevaplar verilmektedir. Ayrıca sırasıyla Şekil 12 ve Şekil 13'de sistemin rastlantısal ivme ve süspansiyon sapması cevapları verilmektedir. Şekil 14'de ise kontrolcünün frekans cevabı verilmektedir. Tablo 2'de ise rastlantısal yol girişi için performans çıkışlarının RMS değerleri pasif durumunkıyla birlikte verilmektedir.



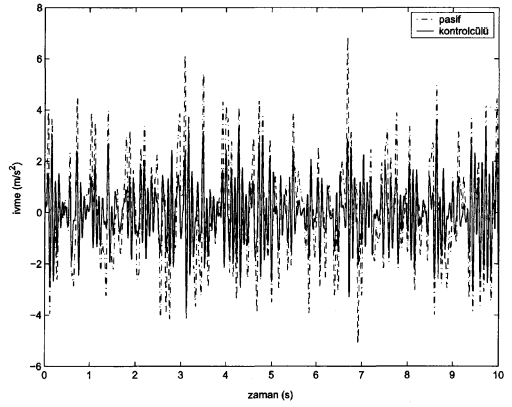
Şekil 8: Rastlantısal yol modeli.



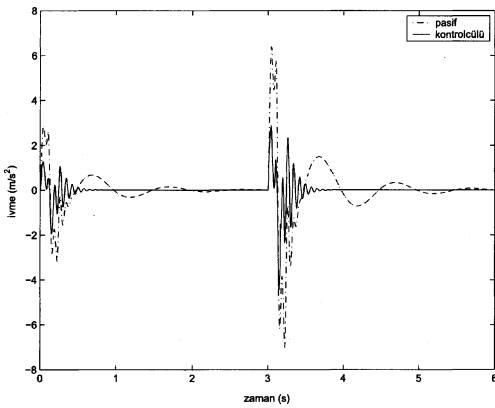
Şekil 11: Saptanabilir yol için süspansiyon sapsması.



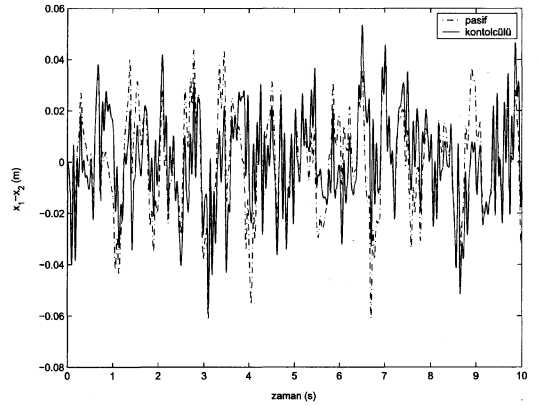
Şekil 9: Kontrol kuvveti.



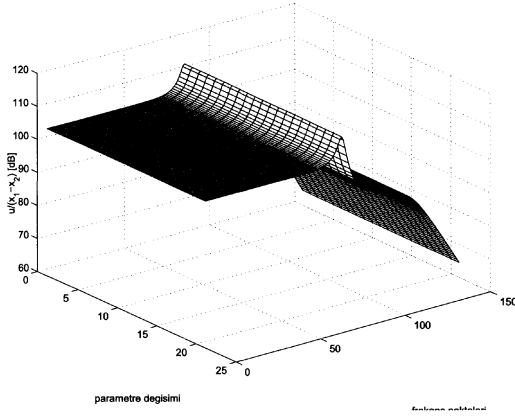
Şekil 12: Rastlantısal yol modeli için ivme cevabı.



Şekil 10: Saptanabilir yol için ivme cevabı.



Şekil 13: Rastlantısal yol modeli için süspansiyon sapsması değişimi.



Şekil 14: Denetleyicinin frekans yanıtı.

Tablo 2: Rastlantsal yol koşulu için performans çıkışlarının RMS değerleri.

Performans Çıkışı	Pasif Sistem	Denetleyicili sistem
$\ \ddot{x}_1\ _2$	215.6	133.5
$\ x_1 - x_2\ _2$	2.3	2.1

8. Sonuçlar

Hem saptanabilir hem de rastlantsal ivme cevaplarına bakıldığında, konfor problemine odaklanılarak tasarlanan LPD temeline dayalı H kontrolcü kullanılarak üretilen bir aktif süspansiyonun, bilhassa titreşimlerin ivme değerlerini güzel bir şekilde bastıracağı görülmektedir. Kontrolcünün programlama parametresinin değişimine göre verilen frekans cevabında, yay sertleştikçe kontrolcü kazancının düşme eğiliminde olduğu açıkça görülmektedir. Kontrolcü tasarımı ivmenin minimize edilmesi ağırlıklı olduğundan bu sonuç beklenen bir sonuçtur. Zira, süspansiyon yayının sertleşmesi süspansiyon sapması genliklerine olumlu bir katkı yapmaktayken; yani süspansiyonu sertleştirmekteyken, ivme performansını kötü yönde etkilemektedir. Bunun için, ivme minimizasyonuna odaklı kontrolcü, süspansiyon yayının sertleştiği bölgelerde kazancını azda olsa azaltmaktadır. Saptanabilir cevaplardan, kötü yol şartlarında, süspansiyon yayının sertleştiği lineer olmayan bölgelerde de aynı performansı sağlayacağı görülmektedir. Böyle bir kontrolcünün kullanılması, süspansiyon yayının doğrusal olmayan karakteristiğini göz ardı etmediği için, bilhassa yüksek süspansiyon açıklığı bulunan arazi taşıtlarında ve askeri taşıtlarda güzel sonuçlar verebilecektir.

9. Kaynakça

- [1] I.J. Fialho ve G.J. Balas, "Design Of Nonlinear Controllers For Active Vehicle Suspensions Using Parameter-Varying Control Synthesis", *Vehicle System Dynamics*, Cilt: 33, s:351-370, 2000.
- [2] C. Onat, İ.B. Küçükdemiral, Ş. Çetin ve İ. Yüksek, "A

Comparison Study of Robust Control Strategies for Automotive Active Suspension Systems (H , LQR, Fuzzy Logic Control)", *International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications*, İstanbul-Türkiye, s:291-294, 15-18 Haziran 2005.

- [3] S-B. Choi, H-S. Lee ve Y-P. Park, "H Control Performance Of A Full-Vehicle Suspension Featuring Magnetorheological Dampers", *Vehicle System Dynamics*, Cilt: 38, s:341-360, 2002.
- [4] Q. Zhu ve M. Ishitobi, "Chaos And Bifurcations in a Non-linear Vehicle Model", *Journal Of Sound And Vibration*, s:1-11, 2003.
- [5] S.G. Kelly, *Fundamentals Of Mechanical Vibrations*, McGraw-Hill, 2000.
- [6] S.S. Rao, *Mechanical Vibrations*, 4. Ed., Prentice Hall, 2000.
- [7] I.J. Fialho ve G.J. Balas, "Road Adaptive Active Suspension Design Using Linear Parameter-Varying Gain-Scheduling", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Cilt: 10, No: 1, s:43-54, 2002.
- [8] P. Gaspar, I. Szaszi ve J. Bokor, "Active Suspension Design Using Linear Parameter Varying Control," *Int. J. Of Vehicle Autonomous Systems (IJVAS)*, Cilt: 1, No: 2, s:206-221, 2003.
- [9] S. Boyd, L.E. Ghaoui, E. Feron ve V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM Publication, 1994.

Aktif Kütle Sönümleyicili Bir Yapının Yanal Titreşimlerinin İlk Modunu Bastırarak H_{∞} Kontrolcü Tasarımı

Cem ONAT¹, İ. Beklan KÜÇÜKDEMİRAL²

¹ Makine Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
conat@inonu.edu.tr

² Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
beklan@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, sismik zorlama etkisindeki aktif kütle sönümleyiciye sahip dört katlı bir yapının yanal titreşimlerinin ilk modunu bastırmak için H_{∞} kontrolcü tasarımı ele alınmıştır. Kontrol elemanı olarak doğrusal elektrik motoru kullanılmıştır. Sonuç olarak, hem zaman tanım bölgesinde hem de frekans tanım bölgesinde yapılan benzetim çalışmaları, bina üzerindeki bozucu etkilere karşı H_{∞} kontrolcü kullanımının binanın birinci modunu bastırarak sismik izolasyon performansını önemli ölçüde artırdığını göstermektedir.

1. Giriş

Türkiye'nin bir deprem ülkesi olduğu gerçeği ve son zamanlarda meydana gelen yıkıcı depremler, deprem karşısında binaların, gerek aktif titreşim kontrolü gerekse pasif kontrolü konularındaki araştırmaları hızlandırmıştır. Bu çerçevede, son zamanlarda yapı titreşimlerinin kontrolü, hem teorik hem de pratik olarak oldukça hızlı bir gelişme kaydetmiştir.

Elastik yatak kullanarak titreşim izolasyonu sağlamak, pasif titreşim yöntemlerinin en popüler olanlarından biridir. Kauçuk yaprak ve çelik plakalar içeren elastik yatak, deprem karşısında iyi sonuç verebilmektedir. Ayrıca literatürde yarı aktif titreşim metodları da önerilmektedir. Yoshida ve Fujio, titreşim kontrolünde, viskoz sönüm katsayısı değiştirilen yarı aktif bir kontrol yöntemini temele uygulamışlardır [1].

Literatürde, deprem kaynaklı titreşimleri izole etmek için kullanılan aktif kontrolcüler ile ilgili yapılmış çalışmalar da bulunmaktadır. Fukushima ve diğerleri, yüksek binalarda rüzgar ve depremden kaynaklanan titreşimleri azaltmayı amaçlayan aktif-pasif karma ayarlı kütle sönümleyici geliştirmişlerdir [2]. Pratikte yaygın olarak kullanılan bir diğer yöntemde, bir aktif kütle sönümleyici kullanarak yapılan aktif titreşim kontrolüdür. Yağız, aktif ayarlı kütle sönümleyiciye sahip çok serbestlik dereceli bir yapının deprem ve rüzgar kaynaklı titreşimlerini bastırmak için kayan kipli bir kontrolcü tasarlamıştır [3,4]. Güçlü, aktif sönüm olarak bir doğrusal motorun kullandığı çok serbestlik dereceli bir bina modeline bir bulanık mantık temelli PD kontrolcü tasarlamıştır [5]. Son yıllarda araştırmacıların

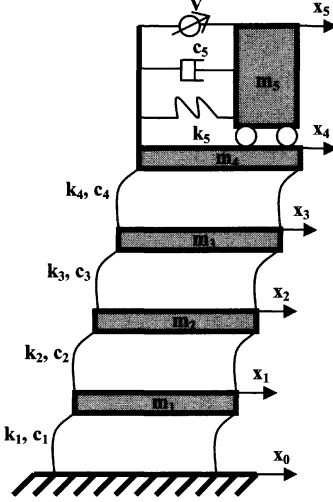
üzerinde çalıştığı bir başka güncel konuda, yüksek kapasiteli MR damperler kullanılarak yapıların titreşim kontrolünün sağlanmasıdır [6-9].

Bu çalışmada, çok serbestlik dereceli ayrık parametrelili bir titreşim sistemi olarak modellenen bir binanın deprem veya rüzgar kaynaklı yanal titreşimlerinin ilk modunu bastırmak için bir H_{∞} kontrolcü dizayn edilmiştir. Bu beş aşamalı bir sistematik ile gerçekleştirilmiştir. Sistematığın ilk aşamasında, yapının dinamik modeli çıkarılarak durum uzayı formuna getirilmiştir. İkinci aşamada, kontrolcüdün beklenen band genişliği, sönüm, dayanıklılık ve doğruluk özellikleri ışığında ağırlık fonksiyonlarının tasarlanması ve tanımlanması yapılmıştır. Üçüncü aşama, yapının durum uzayı formundaki modeline, ağırlık fonksiyonlarının bağlanmasıyla geliştirilmiş yapının elde edildiği aşamadır. Dördüncü aşamada, MATLAB bilgisayar programının LMI araç kutusu kullanılarak söz konusu geliştirilmiş yapı için H_{∞} kontrol hesaplanmış ve durum uzayı gerçekleştirilmesi yapılmıştır. Sistematığın son aşamasında ise tasarlanan kontrolcüyü sisteme bağlayarak kapalı çevrim sonuçları elde edilmiştir. Kontrolcüyü her bir katın yer değiştirmesi ve bunların türevleri geri beslenmiştir. Yapının kontrolcüsüz ve kontrolcülü her iki durumu için hem zaman hem de frekans tanım kümesinde yapılan benzetim çalışmaları, bina üzerindeki bozucu etkilere karşı H_{∞} kontrolcünün tasarlanmasının binanın ilk rezonans bölgesini güzel bir şekilde bastırarak binanın sismik izolasyon performansını önemli ölçüde artıracığını göstermektedir.

2. Kütle Sönümleyicili Bina Modeli

Ele alınan dört katlı binanın fiziksel modeli Şekil 1'de gösterilmektedir. Aktif kütle sönümleyicisi ile birlikte model beş serbestlik derecelidir ve bütün hareketleri yatay doğrultudadır. Ana yapının ilk titreşim moduna eşit olarak ayarlanan kontrolcülü aktif kütle sönümleyicisi, en üst katın üzerine yerleştirilmiştir. Şekil 1'de her bir katın kütlesi sırasıyla m_1, m_2, m_3 ve m_4 şeklinde belirtilmiş olup m_5 de aktif kütle sönümleyicinin kütlesini ifade etmektedir. x_1, x_2, x_3, x_4 ve x_5 ise sırasıyla ilgili kütlelerin yatay yer değiştirmeleridir. Katlara ait tüm yay (k_1, k_2, k_3, k_4, k_5) ve sönüm elemanları (c_1, c_2, c_3, c_4, c_5), yatay yönde hareket etmektedir. Gerçek bir binaya ait olan sistem parametreleri Tablo 1'de sunulmuştur [10]. Buradaki V, kontrol girişi

voltajını göstermektedir. R, K_e ve K_f sırasıyla bobin sargısının direnç değeri, gerilim sabiti ve bobin sargısının itme sabitini göstermektedir.



Şekil 1 Bina fiziksel modeli.

Tablo 1 Simülasyon parametreleri [10]

m ₁ =450000 kg	k ₁ =18x10 ⁶ N/m	c ₁ =26x10 ³ Ns/m
m ₂ =345000 kg	k ₂ =340x10 ⁶ N/m	c ₂ =490x10 ³ Ns/m
m ₃ =345000 kg	k ₃ =326x10 ⁶ N/m	c ₃ =467x10 ³ Ns/m
m ₄ =345000 kg	k ₄ =285x10 ⁶ N/m	c ₄ =410x10 ³ Ns/m
m ₅ =40000 kg	k ₅ =482x10 ³ N/m	c ₅ =197x10 ⁴ Ns/m
K _f =2 N/A	K _e =2 Vs/m	R=4.2 Ω

Diğer taraftan, sisteme ait durum denklemlerinin durum uzayı formundaki ifadeleri ise şu şekildedir:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_{6,1} & a_{6,2} & 0 & 0 & 0 & a_{6,6} & a_{6,7} & 0 & 0 & 0 \\ a_{7,1} & a_{7,2} & a_{7,3} & 0 & 0 & a_{7,6} & a_{7,7} & a_{7,8} & 0 & 0 \\ 0 & a_{8,2} & a_{8,3} & a_{8,4} & 0 & 0 & a_{8,7} & a_{8,8} & a_{8,9} & 0 \\ 0 & 0 & a_{9,3} & a_{9,4} & a_{9,5} & 0 & 0 & a_{9,8} & a_{9,9} & a_{9,10} \\ 0 & 0 & 0 & a_{10,4} & a_{10,5} & 0 & 0 & 0 & a_{10,9} & a_{10,10} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$B_u = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ K_f / (m_4 \cdot R) \ -K_f / (m_5 \cdot R)]^T, \quad (2)$$

$$B_w = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_1 / m_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 / m_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (3)$$

$$C_y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$D_{uy} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \quad (5)$$

$$D_{wy} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (6)$$

$$\dot{x} = A \cdot x + B_w \begin{bmatrix} x_0 \\ \dot{x}_0 \end{bmatrix} + B_u \cdot u \quad (7)$$

$$y = C \cdot x + D_{wy} \begin{bmatrix} x_0 \\ \dot{x}_0 \end{bmatrix} + D_{uy} \cdot u$$

Denklem (1)'de a_{6,1}=(k₁+k₂)/m₁, a_{6,2}=k₂/m₁, a_{6,6}=(c₁+c₂)/m₁, a_{6,7}=c₂/m₁, a_{7,1}=k₂/m₂, a_{7,2}=(k₂+k₃)/m₂, a_{7,3}=k₃/m₂, a_{7,6}=c₂/m₂, a_{7,7}=(c₂+c₃)/m₂, a_{7,8}=c₃/m₂, a_{8,2}=k₃/m₃, a_{8,4}=(k₃+k₄)/m₃, a_{8,5}=k₄/m₃, a_{8,7}=c₃/m₃, a_{8,8}=(c₃+c₄)/m₃, a_{8,9}=c₄/m₃, a_{9,3}=k₄/m₄, a_{9,4}=(k₄+k₅+(K_f·K_e/R))/m₄, a_{9,5}=(k₅-(K_f·K_e)/R)/m₄, a_{9,8}=c₄/m₄, a_{9,9}=(c₄+c₅)/m₄, a_{9,10}=c₅/m₄, a_{10,4}=(k₅-(K_f·K_e/R))/m₅, a_{10,5}=(k₅+(K_f·K_e/R))/m₅, a_{10,9}=c₅/m₅, a_{10,10}=-c₅/m₅ ile ifade edilmiştir. Denklem (1-6)'daki A, B_u, B_w, C_y, D_{uy} ve D_{wy} matrisleri sırasıyla sistem matrisi, kontrol giriş matrisi, bozucu giriş matrisi, ölçüm matrisi, ölçümler için kontrol giriş matrisi ve ölçümler için bozucu giriş matrisini göstermektedir. Denklem (7)'de ise sistemin durum uzayı formundaki ifadesi verilmektedir.

3. Genelleştirilmiş Sistemin oluşturulması ve H_∞ Kontrolcü Tasarımı

H_∞ kontrol tasarımı için Şekil 2'de gösterilen genelleştirilmiş yapının elde edilmesi gereklidir [11]. Denklem (8)'de genelleştirilmiş sistemin modeli sunulmaktadır. Burada, C_z, D_{wz} ve D_{uz} matrisleri sırasıyla performans çıkış matrisini; performans çıkışları için bozucu girişi matrisini ve performans çıkışları için kontrol giriş matrisini göstermektedirler ve denklem (9)-(11)'de verilmektedirler. x, w, u, y ve z vektörleri ise sırasıyla durum vektörünü, bozucu giriş vektörünü, kontrol giriş vektörünü, ölçüm vektörünü ve performans çıkış vektörünü göstermektedirler ve sırasıyla denklem (12)-(16)'da sunulmuşlardır. Performans çıkışı olarak kat titreşimlerinin hız değerleri ve kontrol girişi alınmıştır.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_w & B_u \\ C_z & D_{wz} & D_{uz} \\ C_y & D_{wy} & D_{uy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \\ u \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$C_z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$D_{wz} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$D_{uz} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T, \quad (11)$$

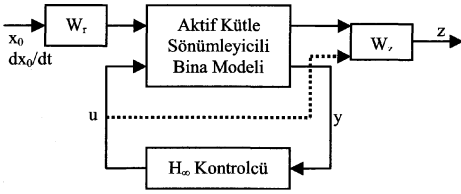
$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ \dot{x}_1 \ \dot{x}_2 \ \dot{x}_3 \ \dot{x}_4 \ \dot{x}_5]^T, \quad (12)$$

$$w = [x_0 \ \dot{x}_0]^T, \quad (13)$$

$$u = [V], \quad (14)$$

$$y = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ \dot{x}_1 \ \dot{x}_2 \ \dot{x}_3 \ \dot{x}_4]^T, \quad (15)$$

$$z = [\dot{x}_1 \ \dot{x}_2 \ \dot{x}_3 \ \dot{x}_4 \ V]^T. \quad (16)$$



Şekil 1 Genelleştirilmiş sistem.

Genelleştirilmiş sistemdeki W_r ve W_z ağırlık matrisleri sırasıyla bozucu girişini ve performans çıkışlarını şekillendirmek için tasarlanmış ağırlık fonksiyonlarından oluşmaktadır ve sırasıyla denklem (17), ve denklem (18)'de gösterildiği gibidirler.

$$W_r = \begin{bmatrix} \frac{0.01}{s+15} & 0 \\ 0 & \frac{0.01}{s+15} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$W_z = \begin{bmatrix} W_{x1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_{x2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_{x3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_{x4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & W_{act} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Denklem (19)-(23)'de performans ağırlık fonksiyonları verilmektedir. W_{x1} , W_{x2} , W_{x3} ve W_{x4} ağırlık fonksiyonları kat titreşimlerinin hız değerlerini cezalandırmak için tasarlanmış alçak geçiren filtrelerdir. W_{act} ise kontrol girişini sınırlandırmak ve kontrolcünün band genişliğini ayarlamak için tasarlanmış yüksek geçiren filtredir.

$$W_{x1} = \frac{100 \cdot 40}{s+40}, \quad (19)$$

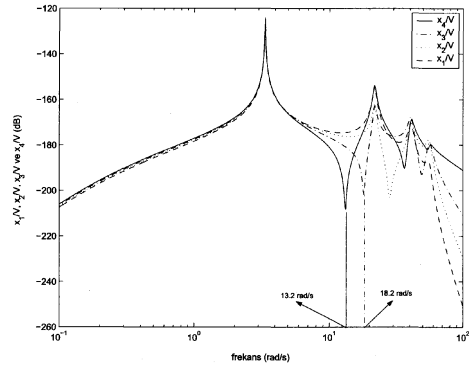
$$W_{x2} = \frac{100 \cdot 30}{s+30}, \quad (20)$$

$$W_{x3} = \frac{100 \cdot 15}{s+15}, \quad (21)$$

$$W_{x4} = \frac{100 \cdot 10}{s+10}, \quad (22)$$

$$W_{act} = \frac{s+3}{20000 \cdot s+600000}. \quad (23)$$

W_{x3} ve W_{x4} ağırlık fonksiyonlarının band genişliklerinin sırasıyla 15 rad/s ve 10 rad/s olarak seçilmesinin arkasındaki düşünce Şekil 3'de verilen, kontrol girişinden söz konusu performanslara olan transfer fonksiyonlarının frekans cevabında yatmaktadır. Şekil 3'e bakıldığında 13.2 rad/s ve 18.2 rad/s frekanslarında kontrol girişi V'ye karşılık x_3 ve x_4 çıkışlarının oldukça duyarız olduğu görülmektedir. Bir başka deyişle bu frekans değerlerinde sıfırları bulunmaktadır. Bunun için söz konusu performanslar için tasarlanan ağırlık fonksiyonlarının kazanç ifadeleri bu frekanslara varmadan yuvarlanacak şekilde seçilmiştir.



Şekil 2 Kontrol girişine karşılık performansların frekans cevapları.

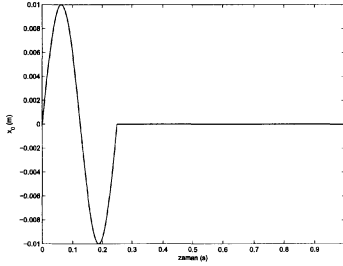
Genelleştirilmiş sistem elde edildikten sonraki aşama söz konusu genelleştirilmiş model üzerinden H_∞ kontrolcünün hesaplanması aşamasıdır. H_∞ kontrolcünün amacı; sistem transfer matrisinin sonsuz normunu, denklem (24)'de verildiği gibi, minimize etmek şeklinde ifade edilebilir [11]. Burada $G(s)$ bütün w girişlerinden z çıkışlarına olan transfer matrisidir. γ ise pozitif bir skaler değerdir. H_∞ kontrolcü MATLAB bilgisayar programının LMI araç kutusu kullanılarak hesaplanmıştır.

$$\|G(s)\|_\infty < \gamma \quad (24)$$

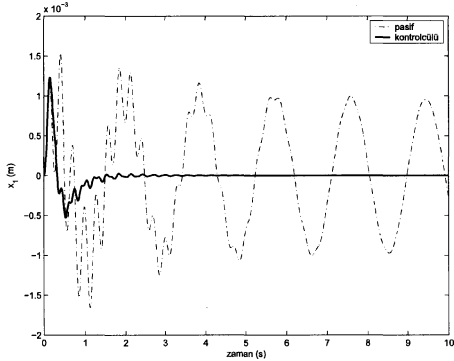
4. Benzetim Çalışmaları

Zaman tanım kümesinde yapılan benzetim çalışmalarında zeminin (x_0) Şekil 4'de gösterildiği gibi 5 cm genişliğinde bir periyotluk sinüzoidal bir hareket yaptığı düşünülmüştür. Şekil 5 ve Şekil 6'da birinci ve dördüncü katın kontrolcülü ve pasif

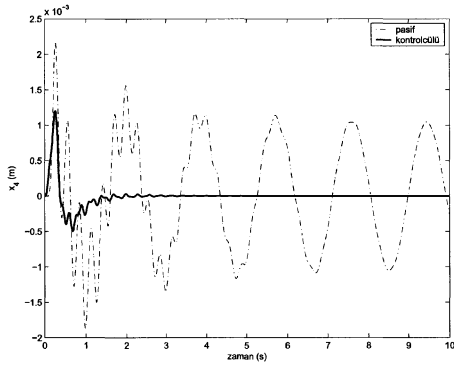
durumlardaki kat yer değiştirmeleri verilmektedir. Şekil 7 ve Şekil 8’de ise söz konusu kat titreşimlerinin ivme değerleri sunulmaktadır. Bilhassa, rüzgar kaynaklı titreşimlerde konfor (ivmenin minimizasyonu) performansı ön planda olduğu göz önüne alındığında kontrolcülü durumunda kayda değer bir Şekilde titreşimlerin bastırılarak konfor performansının arttırıldığı görülmektedir.



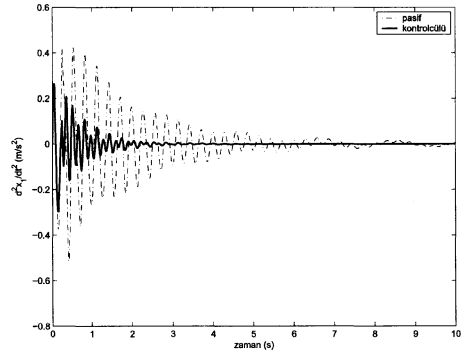
Şekil 7 Zeminin hareketi



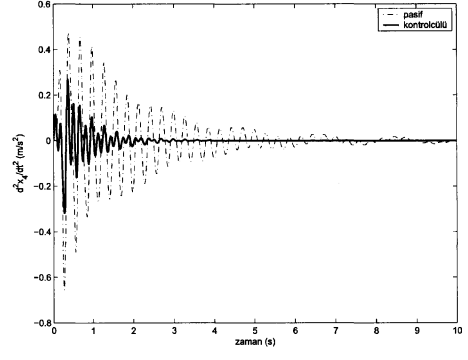
Şekil 8 Birinci kat yer değiştirmesi.



Şekil 9 Dördüncü kat yer değiştirmesi.

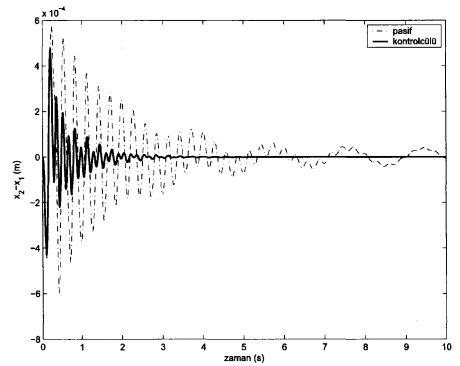


Şekil 10 Birinci kat ivmelenmesi.

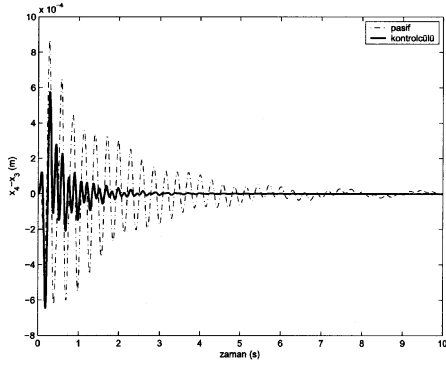


Şekil 11 Dördüncü kat ivmelenmesi.

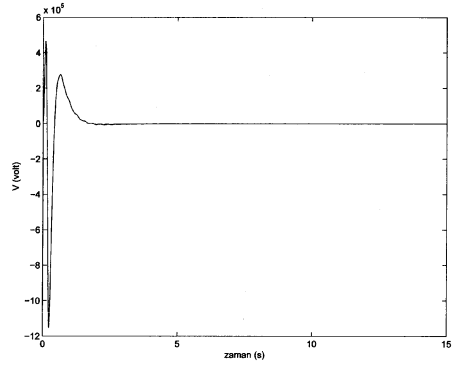
Şekil 9, 10’da ise sırasıyla ikinci kata göre birinci kat yer değiştirmesi ve üçüncü kata göre dördüncü katın yer değiştirmesi verilmektedir. Deprem kaynaklı bina titreşimlerinde güvenlik performansı (göreceli kat yer değiştirmeleri) n planda olduğu düşünüldüğünde kontrolcülü durumun pasif duruma göre çok daha iyi güvenlik performansı ortaya koyduğu açık bir Şekilde görülmektedir.



Şekil 12 Birinci katın ikinci kata göre yer değiştirmesi.

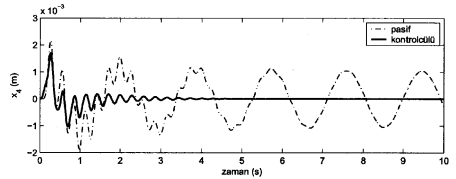
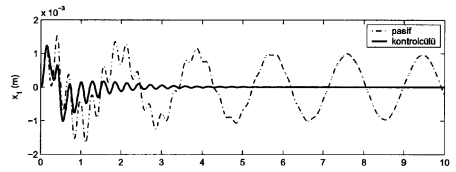


Şekil 11 Dördüncü katın üçüncü kata göre yer değiştirmesi.

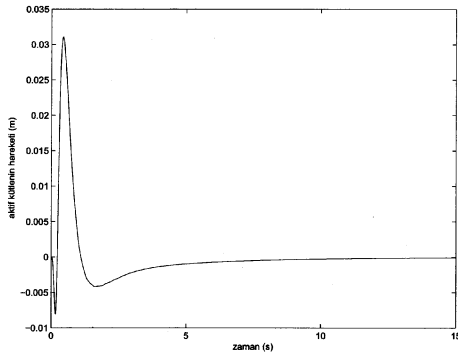


Şekil 12 Kontrol gerilimi.

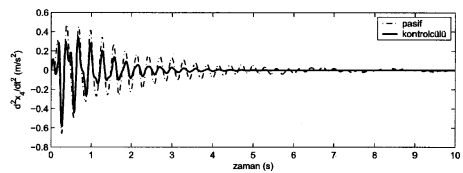
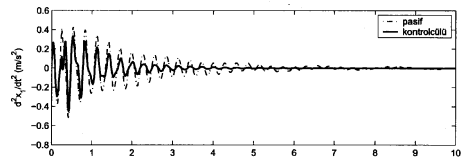
Şekil 11 ve Şekil 12'de sırasıyla kontrolcü durumdaki aktif kütle hareketi ve kontrol gerilimi gösterilmektedir. Burada aktif kütle hareketi maksimum 3cm civarındadır. Bu makul bir değerdir. Ancak kontrol voltajının maksimumu 1200000 V civarında olmaktadır. Bu oldukça yüksek bir değerdir. Bina titreşimlerinin aktif kontrolü konusundaki önemli problemlerden biri kontrol elemanının doyuma uğraması ve bunun sonucundaki performans kayıplarıdır. Bunun için kontrol voltajını [+500 KV -500 KV] aralığında sınırlayarak aynı simülasyonlar tekrar yapılmıştır. Şekil 13-15'de sırasıyla bu durum için kat yer değiştirmeleri, kat titreşimlerinin ivme değerleri ve göreceli kat yer değiştirmeleri verilmektedir. Hem konfor hem de güvenlik performansı açısından bakıldığında ilk duruma göre performans kayıpları olsa da pasif duruma göre güzel gelişmeler açıkça görülmektedir. Şekil 16'da ise zemin yer değiştirmesi girişinden birinci kat yer değiştirmesine olan transfer fonksiyonunun frekans cevabı verilmektedir. Buradan H_{z} kontrolcünün binanın ilk modunu güzel bir şekilde bastırıldığı görülmektedir.



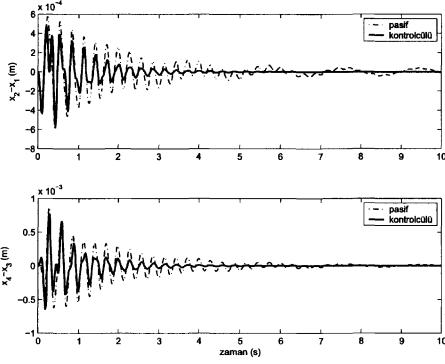
Şekil 13 Kat yer değiştirmeleri.



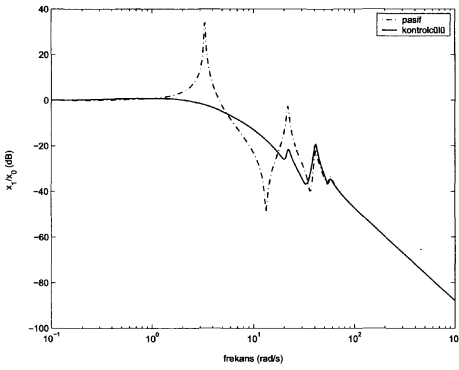
Şekil 15 Aktif kütle yer değiştirmesi.



Şekil 16 Kat titreşimlerinin ivme değerleri.



Şekil 15: Katların göreceli yer değiştirmeleri.



Şekil 16: Zemin hareketi girişinden birinci katın yer değiştirmesine olan transfer fonksiyonunun frekans cevabı.

5. Sonuçlar

Sismik zorlama altındaki bir yapı için en yıkıcı modun birinci mod olduğu iyi bilinmektedir. Deprem ve rüzgar kaynaklı titreşimler bilhassa yatay yönde yıkıcı ve rahatsız edici etkiye sahip olduğundan bu çalışmada kullanılan fiziksel model sadece binanın yanal titreşimlerini dikkate alacak şekilde oluşturulmuştur. Bu makalede, kontrol elemanı olarak bir doğrusal elektrik motoru kullanılarak, sismik zorlama etkisindeki aktif kütle sönümleyiciye sahip dört katlı bir yapının yanal titreşimlerinin ilk modunu bastırmak için H_{∞} kontrolcü tasarlanmıştır. Zaman ve frekans domenlerinde (tanım kümelerinde), hem kontrolcülü durum ve hem de kontrolcüsüz durum için yapılan simülasyonlar göstermektedir ki; bina üzerinde sismik zorlamalara karşı H_{∞} kontrolcünün tasarlanması, hem konfor performansı hem de güvenlik performansı göz önüne alındığında, binanın sismik izolasyon performansını kayda değer biçimde artırmıştır. Bina katlarının deplasmanı ve ivme cevaplarındaki gelişme, depremlerin yıkıcı etkilerine karşı, aktif kontrollü yapıların ciddi bir çözüm alternatifi olduğunu göstermektedir.

6. Kaynakça

- [1] K. Yoshida ve T. Fujio, "Semi-Active Base Isolation for a Building Structure," Proc. of the 1999 ASME Design Engineering Technical Conference, Las Vegas, Nevada, 1999.
- [2] I. Fukushima, T. Kabori, M. Sakamoto, N. Koshika, , I. Nishimura ve K. Sasaki, "Vibration Control of a Tall Building Using Active-Passive Composite Tuned Mass Damper", Third International Conference on Motion and Vibration Control, Chiba, Japan, Eylül, 1996.
- [3] N. Yağız, İ. Yüksek ve R. Güçlü, "Sliding Mode Control of a Multi-Degree-of-Freedom Structural System", 2nd International Symposium on Mechanical Vibrations, Islamabad, Pakistan, Eylül, 25-28, 2000.
- [4] N. Yağız, "Sliding Mode Control of a Multi-Degree-of-Freedom Structural System with Active Tuned Mass Damper", *Turk J Engin. Environ. Sci.*, Cilt:25, s:651-657, 2001.
- [5] Güçlü R., "Fuzzy Logic Control of Vibrations of Analytical Multi-Degree-of-Freedom Structural Systems", *Turk J Engin. Environ. Sci.*, Cilt:27, s:157-167, 2002.
- [6] U. Aldemir, "Optimal Control of Structures with Semiactive-Tuned Mass Dampers", *Journal of Sound and Vibration*, Cilt: 266, s:847-874, 2003.
- [7] W. Zhu, M.Q. Luo ve L. Dong, "Semi-Active Control of Wind Excited Building Structures Using MR/ER Dampers", *Probabilistic Engineering Mechanics*, Cilt: 19, s:279-285, 2004.
- [8] J. Zhang ve P.N. Roschke, "Active Control of a Tall Structure Excited by Wind", *Journal of Wind Engineering*, Cilt:83, 209-223, 1999.
- [9] G. Yang, B.F. Spencer, J.D. Carlson, M.K. Sain, "Large-Scale MR Fluid Dampers: Modeling and Dynamic Performance Considerations", *Engineering Structures*, Cilt:24, s:309-323, 2002.
- [10] N. Yağız, R. Güçlü ve İ. Yüksek, "Aktif Kütle Sönümleyicili Çok Serbestlik Dereceli Bir Yapının Depreme Karşı LQR Kontrolü", *Mühendis ve Makine*, Cilt: 498, Temmuz 2001.
- [11] K. Zhou, J. Doyle ve K. Glover, *Robust And Optimal Control*, Prentice Hall, 1996.

Belirsiz Nötral Sistemlerin Gecikmeye Bağlı Gürbüz Kararlılığı

M. N. Alpaslan Parlakçı
Bilgisayar Bilimleri Bölümü
İstanbul Bilgi Üniversitesi,
Kurtuluş Deresi cad. No:47 34440 Dolapdere, İstanbul
aparlakci@bilgi.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada belirsiz nötral sistemlerin gürbüz kararlılığı için yeni bir Lyapunov fonksiyoneli önerilmektedir. Doğrusal olmayan parametre sarsımları ve norm sınırlı belirsizlikler ayrı ayrı ele alınmıştır. Gecikmeye bağlı gürbüz kararlılık koşulları doğrusal matris eşitsizlikleri biçiminde elde edilmiştir. Nümerik örnekler sunularak, önerilen yöntemin, gecikmenin kararlılık açısından tolere edilebilir üst sınırı için literatürdeki mevcut yöntemlere göre daha iyi neticeler verdiği gösterilmektedir.

1. Giriş

Konum ve hız durum değişkenlerinde gecikme içeren nötral gecikmeli diferansiyel sistemlerin kararlılığı konusu araştırmacıların son yıllarda çokça ilgisini çekmektedir. Konuyla ilgili olarak örneğin, [1]-[8] kaynaklarına başvurulabilir. Model dönüşüm yöntemi kullanılarak norm sınırlı belirsizlikler içeren nötral sistemlerin kararlılığı için [9]'da gecikmeye bağlı doğrusal bir matris eşitsizlik kriteri önerilmektedir. Çeşitli model dönüşüm yöntemleri kullanan gecikmeye bağlı kararlılık metodları [10]'da karşılaştırılarak, tanımlayıcı model dönüşüm yönteminin daha etkin sonuçlar verdiği üzerinde durulmaktadır. [11] kaynağında parametrize edilmiş model dönüşüm yöntemi ve Leibniz-Newton formülündeki terimler arasındaki ilişkiyi gözönüne alan bir yaklaşım birleştirilerek nötral sistemlerin gecikmeye bağlı gürbüz kararlılığı incelenmektedir. Doğrusal olmayan parametre sarsımları içeren nötral sistemlerin gürbüz kararlılığı problemi [12] kaynağında zamanla değişen ayrık ve nötral gecikme durumları için ele alınmaktadır. Nötral sistemler için serbest ağırlık matrisleri kullanılarak gecikmeye bağlı gelişmiş bir kararlılık kriteri çıkarmak üzere, gecikmeli durum değişkeni içeren bir Lyapunov fonksiyoneli [13] kaynağında önerilmektedir. Norm sınırlı belirsizlikler içeren belirsiz sürekli zaman sisteminin durum değişkenlerini etkileyen zamana bağlı değişen gecikmeler için daha büyük üst sınırları garanti etmek için iyileştirilmiş bir doğrusal matris eşitsizliği testi [14] kaynağında sunulmaktadır.

Bu çalışmada, zamana göre türevi sistemin mevcut durum değişkeni ve [13] kaynağında önerilen Lyapunov fonksiyonelinde de kullanılan durum integrali terimi ile, yani

$x(t)$ ve $\int_{t-\tau}^t x(s)ds$ terimlerine bağlı olan yeni bir durum

integrali terimi, $\int_{t-\tau}^t (s-t+\tau)x(s)ds$ 'ni dikkate alan yeni

biçimli hemen hemen tam boyutlu bir Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli tanımlanmaktadır. Ayrıca, serbest ağırlık matrisleri yöntemi kullanılmaktadır. [7] kaynağındaki ilk tanımında

doğal olarak serbest ağırlık matrislerini zaten içeren genişletilmiş tanımlayıcı model dönüşüm yöntemi kullanılarak serbest ağırlık matrisleri Lyapunov-Krasovskii fonksiyonelinin içine yerleştirilmektedir. Hem doğrusal olmayan parametre sarsımları hem de norm sınırlı belirsizlik durumları ayrı ayrı incelenmektedir. Gecikmeye bağlı gürbüz kararlılık kriterleri doğrusal matris eşitsizlikleri biçiminde formüle edilmektedir. Liteartürde daha önce gözönüne alınmış iki sayısal örnek kullanılarak yeni önerilen kararlılık inceleme yönteminin etkili bir uygulaması verilmektedir. Elde edilen sonuçlar, geliştirilen yöntemin mevcut yöntemlere göre gecikme sınırı açısından daha az konservatif değerler verdiğini göstermektedir.

2. Problem Tanımı

Sabit zaman gecikmesi ve doğrusal olmayan parametre sarsımları içeren bir doğrusal nötral sistem sınıfını aşağıdaki gibi gözönüne alalım

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + A_d x(t-\tau) + C\dot{x}(t-\tau) \\ &+ f(x(t), t) + g(x(t-\tau), t) + h(\dot{x}(t-\tau), t) \end{aligned} \quad (1)$$

$$x(\theta) = \Phi(\theta), \dot{x}(\theta) = \dot{\Phi}(\theta), \forall \theta \in [-\tau, 0], \tau > 0 \quad (2)$$

burada $x(t) \in \mathfrak{R}^n$ durum değişkenini, $A, A_d, C \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ sabit sistem matrislerini, $f(x(t), t), g(x(t-\tau), t), h(\dot{x}(t-\tau), t)$ zamanla değişen ve doğrusal olmayan parametre sarsımlarını ifade eden bilinmeyen vektör değerli fonksiyonları göstermektedir. Bu fonksiyonlar yapısal veya yapısal olmayan biçimli olabilirler ve aşağıdaki koşulları sağlarlar

$$f(0, t) = 0, g(0, t) = 0, h(0, t) = 0 \quad (3)$$

Sabit ve negatif olmayan $\alpha \geq 0$, $\beta \geq 0$, $\gamma \geq 0$ skaler değerleri verilecek olursa, doğrusal olmayan parametre sarsımları aynı zamanda

$$\|f(x(t), t)\| \leq \alpha \|x(t)\| \quad (4a)$$

$$\|g(x(t-\tau), t)\| \leq \beta \|x(t-\tau)\| \quad (4b)$$

$$\|h(\dot{x}(t-\tau), t)\| \leq \gamma \|\dot{x}(t-\tau)\| \quad (4c)$$

koşullarını da sağlar. Ayrıca, $\Phi(t)$, $t \in [-\tau, 0]$ aralığı için ilk durum koşulunu ifade eden vektör değerli sürekli bir fonksiyonu belirtmektedir. $\Lambda(x_t) = x(t) - Cx(t-\tau)$ olacak şekilde bir $\Lambda : \mathfrak{Z}([-\tau, 0], \mathfrak{R}^n) \rightarrow \mathfrak{R}^n$ operatörü tanımlayalım.

Λ operatörünün kararlılığı, (1) ve (2)'de verilen nötral sistemin kararlılığı için gereklidir. [1] kaynağında ifade edildiği gibi bu kararlılık $\|C\| < 1$ koşulunun sağlanmasına bağlıdır.

3. Temel Sonuçlar

Bu bölümde, (1) ve (2)'de ifade edilen sistemin gürbüz kararlılığı için gecikmeye bağlı bir kararlılık sonucu sunulmaktadır. Tanımlayıcı tür model dönüşüm yöntemi [7] kullanılarak, (1)'deki sistem tanımlayıcı biçiminde aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= y(t) \\ y(t) &= Ax(t) + A_d x(t-\tau) + Cy(t-\tau) \\ &\quad + f(x(t), t) + g(x(t-\tau), t) + h(y(t-\tau), t) \end{aligned} \quad (5)$$

burada $y(t)$ tanımlayıcı değişkenidir.

Teorem 1: Skaler bir $\tau \geq 0$ değeri verildiğinde, eğer $\|C\| + \gamma < 1$ koşulunu ve aşağıdaki doğrusal matris eşitsizliklerini sağlayan simetrik kesin pozitif P_{11} matrisi, simetrik yarı kesin pozitif $P_{22}, P_{33}, Q_{11}, Q_{22}, R_{11}, R_{22}$, S matrisleri ve $P_{12}, P_{13}, P_{23}, Q_{12}, R_{12}, \tilde{P}_i$ ($i=1, \dots, 20$) matrisleri ve negatif olmayan ε_j ($j=1, 2, 3$) skalerleri varsa (3) ve (4) koşullarını sağlayan doğrusal olmayan parametre sarsımları içeren (1) ve (2)'deki nötral sistem gürbüz asimptotik kararlardır

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ * & P_{22} & P_{23} \\ * & * & P_{33} \end{bmatrix} \geq 0, \text{ ile } P_{11} > 0 \quad (6)$$

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ * & Q_{22} \end{bmatrix} \geq 0 \quad (7)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ * & R_{22} \end{bmatrix} \geq 0 \quad (8)$$

$$\Omega^T = \Omega < 0 \quad (9)$$

burada $\Omega(1,1) = A^T \tilde{P}_1 + \tilde{P}_1^T A + \tilde{P}_{11}^T + \tilde{P}_{11} + \tau(P_{13}^T + P_{13}) + \tau^2 Q_{11} + R_{11} + \tau^4 S + \varepsilon_1 \alpha^2 I$, $\Omega(1,2) = P_{11} - \tilde{P}_{11}^T + A^T \tilde{P}_2 + \tilde{P}_{12} + \tau^2 Q_{12} + R_{12}$, $\Omega(1,3) = \tilde{P}_1^T A_d - \tilde{P}_{11}^T + A^T \tilde{P}_3 + \tilde{P}_{13}$, $\Omega(1,4) = A^T \tilde{P}_4 + \tilde{P}_{14} - P_{13} + \tau P_{23}^T$, $\Omega(1,5) = -\tilde{P}_{11}^T + A^T \tilde{P}_5 + \tilde{P}_{15} + P_{12}$, $\Omega(1,6) = A^T \tilde{P}_6 + \tilde{P}_{16} + \tau P_{33}$, $\Omega(1,7) = \tilde{P}_1^T + A^T \tilde{P}_7 + \tilde{P}_{17}$, $\Omega(1,8) = \tilde{P}_1^T + A^T \tilde{P}_8 + \tilde{P}_{18}$, $\Omega(1,9) = \tilde{P}_1^T C + A^T \tilde{P}_9 + \tilde{P}_{19}$, $\Omega(1,10) = \tilde{P}_1^T + A^T \tilde{P}_{10} + \tilde{P}_{20}$, $\Omega(2,2) = -\tilde{P}_2^T - \tilde{P}_2 + \tau^2 Q_{22} + R_{22}$, $\Omega_{23} = \tilde{P}_2^T A_d + -\tilde{P}_{12}^T - \tilde{P}_3$, $\Omega(2,4) = -\tilde{P}_4 + P_{12}$, $\Omega(2,5) = -\tilde{P}_{12}^T - \tilde{P}_5$,

$\Omega(2,6) = -\tilde{P}_6 + P_{13}$, $\Omega(2,7) = \tilde{P}_2^T - \tilde{P}_7$, $\Omega(2,8) = \tilde{P}_2^T - \tilde{P}_8$, $\Omega(2,9) = \tilde{P}_2^T C - \tilde{P}_9$, $\Omega(2,10) = \tilde{P}_2^T - \tilde{P}_{10}$, $\Omega(3,3) = A_d^T \tilde{P}_3 + \tilde{P}_3^T A_d - \tilde{P}_{13}^T - \tilde{P}_{13} - R_{11} + \varepsilon_2 \beta^2 I$, $\Omega(3,4) = A_d^T \tilde{P}_4 - \tilde{P}_{14}$, $\Omega(3,5) = -\tilde{P}_{13}^T + A_d^T \tilde{P}_5 - \tilde{P}_{15}$, $\Omega(3,6) = A_d^T \tilde{P}_6 - \tilde{P}_{16}$, $\Omega(3,7) = \tilde{P}_3^T + A_d^T \tilde{P}_7 - \tilde{P}_{17}$, $\Omega(3,8) = \tilde{P}_3^T + A_d^T \tilde{P}_8 - \tilde{P}_{18}$, $\Omega(3,9) = \tilde{P}_3^T C + A_d^T \tilde{P}_9 - \tilde{P}_{19} - R_{12}$, $\Omega(3,10) = \tilde{P}_3^T + A_d^T \tilde{P}_{10} - \tilde{P}_{20}$, $\Omega(4,4) = -P_{23}^T - P_{23} - Q_{11}$, $\Omega(4,5) = -\tilde{P}_{14}^T + P_{22} - Q_{12}$, $\Omega(4,6) = -P_{33}$, $\Omega(4,7) = \tilde{P}_4^T$, $\Omega(4,8) = \tilde{P}_4^T$, $\Omega(4,9) = \tilde{P}_4^T C$, $\Omega(4,10) = \tilde{P}_4^T$, $\Omega(5,5) = -\tilde{P}_{15}^T - \tilde{P}_{15} - Q_{22}$, $\Omega(5,6) = -\tilde{P}_{16} + P_{23}$, $\Omega(5,7) = \tilde{P}_5^T - \tilde{P}_{17}$, $\Omega(5,8) = \tilde{P}_5^T - \tilde{P}_{18}$, $\Omega(5,9) = \tilde{P}_5^T C - \tilde{P}_{19}$, $\Omega(5,10) = \tilde{P}_5^T - \tilde{P}_{20}$, $\Omega(6,6) = -3S$, $\Omega(6,7) = \tilde{P}_6^T$, $\Omega(6,8) = \tilde{P}_6^T$, $\Omega(6,9) = \tilde{P}_6^T C$, $\Omega(6,10) = \tilde{P}_6^T$, $\Omega(7,7) = \tilde{P}_7^T + \tilde{P}_7 - \varepsilon_1 I$, $\Omega(7,8) = \tilde{P}_7^T + \tilde{P}_8$, $\Omega(7,9) = \tilde{P}_7^T C + \tilde{P}_9$, $\Omega(7,10) = \tilde{P}_7^T + \tilde{P}_{10}$, $\Omega(8,8) = \tilde{P}_8^T + \tilde{P}_8 - \varepsilon_2 I$, $\Omega(8,9) = \tilde{P}_8^T C + \tilde{P}_9$, $\Omega(8,10) = \tilde{P}_8^T + \tilde{P}_{10}$, $\Omega(9,9) = C^T \tilde{P}_9 + \tilde{P}_9^T C - R_{22} + \varepsilon_3 \gamma^2 I$, $\Omega(9,10) = \tilde{P}_9^T + C^T \tilde{P}_{10}$, $\Omega(10,10) = \tilde{P}_{10}^T + \tilde{P}_{10} - \varepsilon_3 I$, ve (*) simetrikliği ifade etmektedir.

Kanıt: Aşağıdaki gibi yeni bir hemen hemen tam boyutlu genişletilmiş Lyapunov-Krasovskii fonksiyonel sınıfı seçelim

$$V(x(t), t) = \sum_{i=1}^5 V_i \quad (10)$$

burada $V_1 = \chi^T(t) E \tilde{P} \chi(t)$, $V_2 = \eta^T(t) P_0 \eta(t)$,

$$V_3 = \tau \int_{t-\tau}^t (s-t+\tau) \zeta^T(s) Q \zeta(s) ds, \quad V_4 = \int_{t-\tau}^t \zeta^T(s) R \zeta(s) ds,$$

$$V_5 = \tau \int_{t-\tau}^t (s-t+\tau)^3 x^T(s) S x(s) ds, \text{ ve } P_0 = P|_{P_{11}=0},$$

$$E = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{P}_1^T & \tilde{P}_2^T & \tilde{P}_3^T & \tilde{P}_4^T & \tilde{P}_5^T & \tilde{P}_6^T & \tilde{P}_7^T & \tilde{P}_8^T & \tilde{P}_9^T & \tilde{P}_{10}^T & 0 \\ \tilde{P}_{11}^T & \tilde{P}_{12}^T & \tilde{P}_{13}^T & \tilde{P}_{14}^T & \tilde{P}_{15}^T & \tilde{P}_{16}^T & \tilde{P}_{17}^T & \tilde{P}_{18}^T & \tilde{P}_{19}^T & \tilde{P}_{20}^T & 0 \end{bmatrix},$$

$$\chi(t) = \begin{bmatrix} x^T(t), & y^T(t), & x^T(t-\tau), & \left(\int_{t-\tau}^t x(s) ds \right)^T, \end{bmatrix}^T,$$

$$\left(\int_{t-\tau}^t y(s) ds \right)^T, \left(\int_{t-\tau}^t (s-t+\tau) x(s) ds \right)^T, \quad f^T(x(t), t),$$

$$g^T(x(t-\tau), t), \quad y^T(t-\tau), \quad h^T(y(t-\tau), t) \Big]^T,$$

$$\eta(t) = \begin{bmatrix} x^T(t), & \left(\int_{t-\tau}^t x(s) ds \right)^T, & \left(\int_{t-\tau}^t (s-t+\tau) x(s) ds \right)^T \end{bmatrix}^T$$

$\zeta(s) = [x^T(s), y^T(s)]^T$. (1), (2) ve (5) sistemlerinin durum yörüngeleri boyunca $V(x(t), t)$ 'nin zamana göre türevi $\dot{V}(x(t), t) = \sum_{i=1}^5 \dot{V}_i$ şeklinde yazılabilir. Aşağıda \dot{V}_1 elde edilir,

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= 2 \frac{d}{dt} \chi^T(t) E \tilde{P} \chi(t) = 2 \chi^T(t) \tilde{P}^T \begin{bmatrix} y(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= 2 \chi^T(t) \tilde{P}^T \begin{bmatrix} y(t) \\ -y(t) + Ax(t) + A_d x(t-\tau) + Cy(t-\tau) \\ + f(x(t), t) + g(x(t-\tau), t) + h(y(t-\tau), t) \\ x(t) - x(t-\tau) - \int_{t-\tau}^t y(s) ds \end{bmatrix} \\ &= \chi^T(t) (\tilde{A}^T \tilde{P} + \tilde{P}^T \tilde{A}) \chi(t) \end{aligned} \quad (11)$$

burada $\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A & -I & A_d & 0 & 0 & 0 & I & I & C & I \\ I & 0 & -I & 0 & -I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Benzer şekilde \dot{V}_2 ifadesi de bulunur

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= 2 \eta^T(t) P_0 \frac{d}{dt} \eta(t) = 2 \eta^T(t) P_0 \begin{bmatrix} y(t) \\ \int_{t-\tau}^t y(s) ds \\ \alpha(t) - \int_{t-\tau}^t x(s) ds \end{bmatrix} \\ &= \chi^T(t) (\Gamma_1^T P_0 \Gamma_2 + \Gamma_2^T P_0 \Gamma_1) \chi(t) \end{aligned} \quad (12)$$

burada $\Gamma_1 = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$,

$\Gamma_2 = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$. Jensen

integral eşitsizliği [8] uygulanarak \dot{V}_3 elde edilir

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \tau^2 \zeta^T(t) Q \zeta(t) - \tau \int_{t-\tau}^t \zeta^T(s) Q \zeta(s) ds \\ &\leq \chi^T(t) (\tau^2 \Gamma_3^T Q \Gamma_3 - \Gamma_4^T Q \Gamma_4) \chi(t) \end{aligned} \quad (13)$$

burada $\Gamma_3 = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$,

$\Gamma_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$. \dot{V}_4 için ise

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &= \zeta^T(t) R \zeta(t) - \zeta^T(t-\tau) R \zeta(t-\tau) \\ &\leq \chi^T(t) (\Gamma_5^T R \Gamma_5 - \Gamma_5^T R \Gamma_5) \chi(t) \end{aligned} \quad (14)$$

ifadesi elde edilir, burada

$$\Gamma_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I & 0 \end{bmatrix}. \text{ Son olarak, } \dot{V}_5$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 &= \tau^4 x^T(t) S x(t) - 3\tau \int_{t-\tau}^t (s-t+\tau)^2 x^T(s) S x(s) ds \\ &\leq \tau^4 x^T(t) S x(t) - 3 \left(\int_{t-\tau}^t (s-t+\tau) x(s) ds \right)^T \\ &\quad \times S \int_{t-\tau}^t (s-t+\tau) x(s) ds = \chi^T(t) \Omega_0 \chi(t) \end{aligned} \quad (15)$$

olarak bulunur, burada $\Omega_0(1,1) = \tau^4 S$, $\Omega_0(6,6) = -3S$, $\Omega_0(i,j) = 0$, $i, j \in \{1, \dots, 6\}$. Doğrusal olmayan parametre sarsımlarını dengelemek için (4)'teki ifadeden aşağıdaki eşitsizlik elde edilebilir

$$\begin{aligned} &\varepsilon_1 [\alpha^2 x^T(t) x(t) - f^T(x(t), t) f(x(t), t)] \\ &+ \varepsilon_2 [\beta^2 x^T(t-\tau) x(t-\tau) - g^T(x(t-\tau), t) g(x(t-\tau), t)] \\ &+ \varepsilon_3 [\gamma^2 y^T(t-\tau) y(t-\tau) - h^T(\dot{x}(t-\tau), t) h(\dot{x}(t-\tau), t) h] \\ &= \chi^T(t) \Omega_1 \chi(t) \geq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

burada $\Omega_1(1,1) = \varepsilon_1 \alpha^2 I$, $\Omega_1(3,3) = \varepsilon_2 \beta^2 I$,

$\Omega_1(7,7) = -\varepsilon_1 I$, $\Omega_1(8,8) = -\varepsilon_2 I$, $\Omega_1(9,9) = \varepsilon_3 \gamma^2 I$, $\Omega_1(10,10) = -\varepsilon_3 I$, ve $\Omega_1(i,j) = 0$, $i, j \in \{1, \dots, 10\}$. (11)-(15) ifadelerini birleştirerek ve bu sonuca (16)'daki ifadeyi ekleyerek aşağıdaki neticeye ulaşılır

$$\dot{V}(x(t), t) \leq \chi^T(t) \Omega \chi(t) \quad (17)$$

burada Ω , (9) ifadesinde tanımlandığı gibidir. Böylece, eğer (6)-(9) olarak verilen doğrusal matris eşitsizlikleri sağlanırsa $\dot{V}(x(t), t) < 0$ gerçekleşmiş olur ve (1), (2)'de verilen sistemin gürbüz global asimptotik kararlılığı garanti edilmiş olur. Bu da kanıtın tamamlandığını göstermektedir.

Uyarı 1: Dikkat edilirse, (10)'da verilen Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli [11] kaynağında sunulana göre genişletilmiş biçimdedir. Ayrıca, her ne kadar genişletilmiş bir tür Lyapunov fonksiyoneli [13]'te önerilmekteyse de bu çalışmadaki yaklaşım önemli farklılıklar içermektedir. Genişletilmiş Lyapunov fonksiyoneli için [13]'te gecikmeli durum değişkeni yani $x(t-\tau)$ terimi kullanılmaktadır. Oysa bu çalışmada, konvansiyonel Lyapunov fonksiyon yapısını genişletmek için ilk kez yeni bir tür durum değişkeni integrali

olan $\int_{t-\tau}^t (s-t+\tau) x(s) ds$ teriminin kullanılması önerilmektedir. Bununla beraber, $\int_{t-\tau}^t (s-t+\tau) x(s) ds$

terimini içeren karesel terimleri karşılamak üzere ilave bir V_5 Lyapunov fonksiyonel bileşeni de dikkate alınmıştır. Bu çalışmadaki yaklaşımla [13]'te izlenen yaklaşımın karşılaştırılabileceği bir diğer nokta ise [13]'teki genişletilmiş Lyapunov fonksiyonelin daha çok nötral sistemlere uygulamak

için yararlı olabileceği konusudur. Bunun nedeni, gecikmeli durum değişkeni $x(t-\tau)$ 'nin zamana bağlı türevinin yalnızca nötral sistemlerde yer aldığı gerçeğidir. Nötral olmayan gecikmeli sistemler dikkate alındığında, gecikmeli durum değişkeninin türevi, sistem denkleminde bağımsızlaşmakta ve dolayısıyla da [13]'te önerilen genişletilmiş Lyapunov fonksiyoneli pek yararlı olamamaktadır. Ancak, genişletme bileşeni olan $\int_{t-\tau}^t (s-t+\tau)x(s)ds$ integral teriminin zamana bağlı türevi sistem denkleminde doğrudan ya da asli olarak yer alan terimler içerdiğinden, bu çalışmada önerilen genişletilmiş Lyapunov fonksiyoneli nötral olan veya olmayan tüm gecikmeli sistemler için uygulanabilir niteliktedir.

Uyarı 2: Açıkça görülebileceği üzere, Leibniz-Newton formülü ve [10] kaynağında en etkili model dönüşüm yöntemi olarak gösterilen tanımlayıcı model dönüşüm tekniği kullanılarak serbest ağırlık matrisleri Lyapunov fonksiyonelinin içine yerleştirilmiştir. Bu yaklaşım için temel motivasyon, tanımlayıcı model dönüşümüne dayalı Lyapunov fonksiyonelinin asli olarak zaten bir takım serbest ağırlık matrisleri içermesi gerçeğinden kaynaklanmaktadır. Böylece, bu çalışmada yapılan, karesel Lyapunov fonksiyonelinde yer alan herbir durum değişkeni elemanı için ayrı bir serbest ağırlık matrisi seçerek bu düşüncenin genişletilmesi olmuştur.

4. Norm Sınırlı Belirsizlik

Bu bölümde, belirsiz sistemlerin gürbüz denetiminde iyi bilinen bir konu [15] olan, yani f , g ve h doğrusal olmayan parametre sarsımlarının norm sınırlı belirsizlikler biçiminde tanımlanması gözönüne alınmaktadır. (1)'deki sistem aşağıdaki gibi yeniden yazılacak olursa:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = & [A + DF(t)E_c]x(t) + [A_d + DF(t)E_d]x(t-\tau) \\ & + [C + DF(t)E_c]\dot{x}(t-\tau) \end{aligned} \quad (18)$$

burada $F(t) \in \mathbb{R}^{p \times q}$ Lebesgue ölçülebilir bileşenli, zamanla değişen, gerçek ama bilinmeyen ve aşağıdaki eşitsizliği sağlayan bir matristir

$$F^T(t)F(t) \leq I \quad (19)$$

ve D , E_a , E_d , E_c ise belirsizliğin A , A_d , C nominal sistem matrislerine nasıl yansıdığını belirten, bilinen gerçek sabit matrislerdir. Tanımlayıcı biçimli gösterimle birleştirilmiş [12]'dekine benzer bir yaklaşım kullanılmasıyla (18)'deki sistem $u = F(t)z$ kısıtlaması altında yeniden aşağıdaki gibi yazılabilir

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = & y(t) \\ y(t) = & Ax(t) + A_dx(t-\tau) + Cy(t-\tau) + Du \\ z = & E_ax(t) + E_dx(t-\tau) + E_cy(t-\tau) \end{aligned} \quad (20)$$

(19)'daki ifadeden yola çıkarak

$$\begin{aligned} u^T u \leq & [E_ax(t) + E_dx(t-\tau) + E_cy(t-\tau)]^T \\ & \times [E_ax(t) + E_dx(t-\tau) + E_cy(t-\tau)] \end{aligned} \quad (21)$$

eşitsizliği elde edilir. Aşağıda, gecikmeye bağlı gürbüz kararlılık kriterleri verilmektedir.

Teorem 2: Skaler bir $\tau \geq 0$ değeri verildiğinde, eğer (6)-(8)'deki ve aşağıdaki doğrusal matris eşitsizliklerini sağlayan simetrik kesin pozitif P_{11} matrisi, simetrik yarı kesin pozitif P_{22} , P_{33} , Q_{11} , Q_{22} , R_{11} , R_{22} , S matrisleri ve P_{12} , P_{13} , P_{23} , Q_{12} , R_{12} , \tilde{P}_i ($i=1, \dots, 16$) matrisleri ve negatif olmayan μ , ε skalerleri varsa (18) ve (19)'daki nötral sistem gürbüz asimptotik karardır

$$\begin{bmatrix} C^T C - I + \mu E_c^T E_c & C^T D \\ * & -(\mu I - D^T D) \end{bmatrix} < 0 \quad (22)$$

$$\Sigma^T = \Sigma < 0 \quad (23)$$

burada $\Sigma(1,1) = A^T \tilde{P}_1 + \tilde{P}_1^T A + \tilde{P}_9^T + \tilde{P}_9 + \tau(P_{13}^T + P_{13}) + \tau^2 Q_{11} + R_{11} + \tau^4 S + \varepsilon E_a^T E_a$, $\Sigma(1,2) = P_{11} - \tilde{P}_1^T + A^T \tilde{P}_2 + \tilde{P}_2 + \tau^2 Q_{12} + R_{12}$, $\Sigma(1,3) = \tilde{P}_1^T A_d - \tilde{P}_9^T + A^T \tilde{P}_3 + \tilde{P}_3 + \varepsilon E_a^T E_a$, $\Sigma(1,4) = A^T \tilde{P}_4 + \tilde{P}_2 - P_{13} + \tau P_{23}^T$, $\Sigma(1,5) = -\tilde{P}_9^T + A^T \tilde{P}_5 + \tilde{P}_3 + P_{12}$, $\Sigma(1,6) = A^T \tilde{P}_6 + \tilde{P}_4 + \tau P_{33}$, $\Sigma(1,7) = \tilde{P}_1^T D + A^T \tilde{P}_7 + \tilde{P}_3$, $\Sigma(1,8) = \tilde{P}_1^T C + A^T \tilde{P}_8 + \tilde{P}_6 + \varepsilon E_a^T E_c$, $\Sigma(2,2) = -\tilde{P}_2^T - \tilde{P}_2 + \tau^2 Q_{22} + R_{22}$, $\Sigma(2,3) = \tilde{P}_2^T A_d - \tilde{P}_9^T - \tilde{P}_3$, $\Sigma(2,4) = -\tilde{P}_4 + P_{12}$, $\Sigma(2,5) = -\tilde{P}_9^T - \tilde{P}_5$, $\Sigma(2,6) = -\tilde{P}_6 + P_{13}$, $\Sigma(2,7) = \tilde{P}_2^T D - \tilde{P}_7$, $\Sigma(2,8) = \tilde{P}_2^T C - \tilde{P}_8$, $\Sigma(3,3) = A_d^T \tilde{P}_3 + \tilde{P}_3^T A_d - \tilde{P}_9^T - \tilde{P}_3 - R_{11} + \varepsilon E_d^T E_d$, $\Sigma(3,4) = A_d^T \tilde{P}_4 - \tilde{P}_2$, $\Sigma(3,5) = -\tilde{P}_9^T + A_d^T \tilde{P}_5 - \tilde{P}_3$, $\Sigma(3,6) = A_d^T \tilde{P}_6 - \tilde{P}_4$, $\Sigma(3,7) = \tilde{P}_3^T D + A_d^T \tilde{P}_7 - \tilde{P}_3$, $\Sigma(3,8) = \tilde{P}_3^T C + A_d^T \tilde{P}_8 - \tilde{P}_3 - R_{12} + \varepsilon E_d^T E_c$, $\Sigma(4,4) = -P_{23}^T - P_{23} - Q_{11}$, $\Sigma(4,5) = -\tilde{P}_9^T + P_{22} - Q_{12}$, $\Sigma(4,6) = -P_{33}$, $\Sigma(4,7) = \tilde{P}_4^T D$, $\Sigma(4,8) = \tilde{P}_4^T C$, $\Sigma(5,5) = -\tilde{P}_9^T - \tilde{P}_3 - Q_{22}$, $\Sigma(5,6) = -\tilde{P}_4 + P_{23}$, $\Sigma(5,7) = \tilde{P}_5^T D - \tilde{P}_3$, $\Sigma(5,8) = \tilde{P}_5^T C - \tilde{P}_3$, $\Sigma(6,6) = -3S$, $\Sigma(6,7) = \tilde{P}_6^T D$, $\Sigma(6,8) = \tilde{P}_6^T C$, $\Sigma(7,7) = D^T \tilde{P}_7 + \tilde{P}_7^T D - \varepsilon I$, $\Sigma(7,8) = \tilde{P}_7^T C + D^T \tilde{P}_8$, $\Sigma(8,8) = C^T \tilde{P}_8 + \tilde{P}_8^T C - R_{22} + \varepsilon E_c^T E_c$, ve (*) simetrikliği göstermektedir.

Kanıt: Nötral operatörü $\Lambda(x_t)$ 'nin kararlılığı, $[C + DF(t)E_c]^T [C + DF(t)E_c] < I$ 'i netice veren $\|C + DF(t)E_c\| < 1$ eşitsizliği sağlandığında garanti edilmiş olur. [12] kaynağındaki Lemma 2 uygulandığında (22)'deki doğrusal matris eşitsizliği elde edilmiş olur. (23)'teki kararlılık koşulu için, (10)'da verilen Lyapunov-Krasovskii fonksiyonel adayının ilk terimi yeniden düzenlenerek

$$V_1 = \chi^T(t)E\tilde{P}\chi(t) \quad (24)$$

burada

$$E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$\tilde{P} = \begin{bmatrix} P_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{P}_1 & \tilde{P}_2 & \tilde{P}_3 & \tilde{P}_4 & \tilde{P}_5 & \tilde{P}_6 & \tilde{P}_7 & \tilde{P}_8 \\ \tilde{P}_9 & \tilde{P}_{10} & \tilde{P}_{11} & \tilde{P}_{12} & \tilde{P}_{13} & \tilde{P}_{14} & \tilde{P}_{15} & \tilde{P}_{16} \end{bmatrix},$$

$$\chi(t) = \begin{bmatrix} x^T(t), & y^T(t), & x^T(t-\tau), & \left(\int_{t-\tau}^t x(s)ds \right)^T, \end{bmatrix}$$

$$\left(\int_{t-\tau}^t y(s)ds \right)^T, \left(\int_{t-\tau}^t (s+t+\tau)x(s)ds \right)^T, u^T, y^T(t-\tau) \right)^T.$$

Kanıtın geri kalan bölümü Teorem 1'in kanıtıyla benzer şekilde yürütülür.

5. Nümerik Örnekler

Bu bölümde, Teorem 1 ve 2'nin pratik uygulamasını göstermek için literatürde gözönüne alınmış iki nümerik örnek seçilmiştir.

Örnek 1: (1)'de ifade edilen sistemi aşağıdaki gibi dikkate alalım

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \begin{bmatrix} -1.2 & 0.1 \\ -0.1 & -1 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} -0.6 & 0.7 \\ -1 & -0.8 \end{bmatrix} x(t-\tau) \\ &+ \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & c \end{bmatrix} \dot{x}(t-\tau) + f(x(t), t) + g(x(t-\tau), t) \\ &+ h(\dot{x}(t-\tau), t) \end{aligned} \quad (25)$$

$\tau, c, \alpha, \beta, \gamma$ için farklı değerler verildiğinde, (6)-(9)'daki doğrusal matris eşitsizlikleri için uygulanabilir çözümler elde edilmiş ve sonuçlar [12] kaynağındaki çakışık ayrık ve nötral gecikme durumları için verilen sonuçlarla birlikte Tablo 1 ve 2'de sunulmaktadır. Tablo 1 ve 2'den açıkça görüldüğü gibi bu çalışmada önerilen yöntem [12]'de kullanılan yöntemle göre daha iyi sonuçlar vermektedir.

Örnek 2: [9] ve [11] kaynaklarında olduğu gibi norm sınırlı belirsizlikler içeren aşağıdaki gibi bir zaman gecikmeli sistem gözönüne alalım

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= [A + DF(t)E_a]x(t) + [A + DF(t)E_d]x(t-\tau) \\ &+ C\dot{x}(t-\tau) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\text{burada } A = \begin{bmatrix} -2 & 0 \\ 0 & -0.9 \end{bmatrix}, A_d = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & c \end{bmatrix},$$

$D = I, E_a = E_d = \alpha I$. $c = 0.1$ değeri seçilerek, α 'nın farklı değerleri için gecikme sınırları elde edilmiş ve sonuçlar [9], [11] kaynaklarında verilen sonuçlarla birlikte Tablo 3'te listelenmiştir. Tablo 3, bu çalışmada önerilen metodun [9], [11] kaynaklarında sunulan sonuçlara göre daha iyi neticeler verdiğini göstermektedir. Sabit $\alpha = 0.2$ değeri ve 0.0 ve 0.40

arasında değişen nötral matris parametresi c için zaman gecikmesinin üst sınır değerleri [9], [11] kaynaklarındaki sonuçlarla beraber Tablo 4'te sıralanmaktadır. Tablo 4'ten görüleceği üzere, önerilen kararlılık kriteri [9] ve [11]'e göre daha iyi sonuçlar vermektedir. Son olarak, (26)'daki sistemin nominal durumu için, yani $\alpha = 0$ durumu için, Tablo 5, τ zaman gecikmesinin kabul edilebilir maksimum değerlerini, [10], [11], [13] kaynaklarında elde edilen sonuçlarla birlikte sunmaktadır. Tablo 5'ten açıkça görüldüğü gibi, önerilen metod [10], [11], [13] kaynaklarındaki mevcut yöntemlerle karşılaştırıldığında daha iyi yani daha az konservatif gecikme sınırları vermektedir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, sabit zaman gecikmeli belirsiz doğrusal nötral sistemlerin gecikmeye bağlı kararlılık problemi için yeni bir hemen hemen tam boyutlu genişletilmiş Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli önerilmektedir. Hem doğrusal olmayan parametre sarsımları, hem de norm sınırlı belirsizlik durumları ele alınmaktadır. Doğrusal matris eşitsizlikleri cinsinden formüle edilen kararlılık kriterlerinin literatürdeki mevcut olanlara göre daha az konservatif olduğu üzerinde durulmaktadır. İki nümerik örnek kullanılarak bu çalışmada önerilen metodun daha az konservatifliği sayısal verilerle gösterilmektedir.

Tablo 1. $\gamma = 0$ ve farklı c 'ler için zaman gecikmesinin üst sınırı

$ c $	$\alpha = 0, \beta = 0.1$		$\alpha = 0.1, \beta = 0.1$	
	[12]	Bu çalışma	[12]	Bu çalışma
0.1	2.0366	2.1500	1.4753	1.5233
0.2	1.5009	1.6394	1.1390	1.2015
0.3	1.0924	1.2140	0.8587	0.9125
0.4	0.7774	0.8601	0.6230	0.6597
0.5	0.5314	0.5750	0.4312	0.4464
0.6	0.3342	0.3489	0.2673	0.2755
0.7	0.1765	0.1851	0.1336	0.1479
0.8	0.0566	0.0770	0.0302	0.0621

Tablo 2. $c = 0.1$ ve farklı γ 'lar için zaman gecikmesinin üst sınırı

γ	$\alpha = 0, \beta = 0.1$		$\alpha = 0.1, \beta = 0.1$	
	[12]	Bu çalışma	[12]	Bu çalışma
0.0	2.0366	2.1500	1.4753	1.5233
0.1	1.4937	1.5642	1.1356	1.1683
0.2	1.0838	1.1269	0.8451	0.8742
0.3	0.7697	0.7934	0.6215	0.6318

Tablo 3. $c = 0.1$ ve farklı α 'lar için zaman gecikmesinin üst sınırı

α	[9]	[11]	Bu çalışma
0.00	4.35	4.33	4.5747
0.05	3.61	3.64	3.7934
0.10	2.90	3.06	3.1690
0.15	2.19	2.60	2.6745
0.20	1.48	2.24	2.2817
0.25	0.77	1.94	1.9666

Tablo 4. $\alpha = 0.2$ ve farklı c değerleri için zaman gecikmesinin üst sınırı

$ c $	[9]	[11]	Bu çalışma
0.00	1.77	2.43	2.4759
0.05	1.63	2.33	2.3845
0.10	1.48	2.24	2.2817
0.15	1.33	2.14	2.1693
0.20	1.16	2.03	2.0479
0.25	0.98	1.91	1.9199
0.30	0.79	1.78	1.7906
0.35	0.59	1.65	1.6532
0.40	0.37	1.50	1.5083

Tablo 5. $\alpha = 0$ ve farklı c değerleri için zaman gecikmesinin üst sınırı

$ c $	[10]	[11]	[13]	Bu çalışma
0.0	4.47	4.47	4.47	4.6343
0.1	3.49	4.35	4.42	4.5747
0.3	2.06	4.13	4.17	4.2910
0.5	1.14	3.67	3.69	3.7575
0.7	0.54	2.87	2.87	2.8835
0.9	0.13	1.41	1.41	1.4142

7. Kaynakça

- [1] J. Hale ve S. V. Lunel *Introduction to Functional Differential Equations*, Springer-Verlag, 1993.
- [2] D. Y Xu, "Robust stability of neutral delay-differential systems," *Automatica*, Cilt: 30, No: 4, s:703–706, 1994.
- [3] G. D. Hui ve G. D. Hu, "Simple criteria for stability of neutral systems with multiple delays," *International Journal of Systems Science*, Cilt: 28, No:12, s:1325–1328, 1997.

- [4] J. H. Park, "Asymptotic stability of neutral systems with multiple delays," *Journal of Optimization Theory and Applications*, Cilt: 103, No: 1, s:83–200, 1999.
- [5] J. D. Chen, C. H. Lien, K. K. Fan ve J. S. Cheng, "Delay dependent stability criterion for neutral time-delay systems," *Electronics Letters*, Cilt: 36, No:22, s:1897–1898, 2000.
- [6] S-. I. Niculescu, "On robust stability of neutral Systems," *Kybernetika*, Cilt: 37, No: 3, s:253–263, 2001.
- [7] E. Fridman, "New Lyapunov–Krasovskii functionals for stability of linear retarded and neutral type," *Systems and Control Letters*, Cilt:43, No:4, s: 309–319, 2001.
- [8] K. Gu, V. L. Kharitonov ve J. Chen, *Stability of Time-Delay Systems*, Birkhauser, 2003.
- [9] Q. L. Han, "Robust stability of uncertain delay-differential systems of neutral type," *Automatica*, Cilt:38, No: 4, s:719–723, 2002.
- [10] E. Fridman ve U. Shaked, "Delay-dependent stability and H_∞ control: constant and time-varying delays," *International Journal of Control*, Cilt: 76, No: 1, s:48–60, 2003.
- [11] M. Wu, M., Y. He ve J. H. She, "New delay-dependent stability criteria and stabilizing method for neutral systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Cilt: 49, No:12, s:2276–2271, 2004.
- [12] Q. L. Han ve L. Yu, "Robust stability of uncertain linear neutral systems with nonlinear parameter perturbations," *IEE Proceedings Control Theory and Applications*, Cilt: 151, No: 5, pp. 539–546, 2004.
- [13] Y. He, Q. G. Wang, C. Lin ve M. Wu, "Augmented Lyapunov functional and delay-dependent stability criteria for neutral systems," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Cilt: 15, s:923–933, 2005.
- [14] M. N. A. Parlakci, "Robust stability of uncertain time-varying state delayed systems," *IEE Proceedings Control Theory and Applications*, Cilt: 153, No.4, s:469–477, 2006.
- [15] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Fero ve V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM Studies in Applied Mathematics, 1994.

Statik Çıkış Geribeslemesi Probleminin Parametre Uzayında LMI Problemine İndirgenmesi

İlker Üstoğlu, M. Turan Söylemez

Elektrik Elektronik Fakültesi
Kontrol Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
ustoglu,soylemez@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada bilineer matris eşitsizliği ile temsil edilebilen statik çıkış geribeslemesi probleminin uygun koşullar altında lineer matris eşitsizliği ile temsili üzerinde durulmuş ve örneklendirilmiştir. Ayrıca aynı örneğe parametre uzayı teknikleri kullanılarak da yaklaşılmış ve aynı sonuçlar elde edilmiştir.

1. Giriş

(C, A, B) durum uzayı matrisleri ile verilen bir sistem için $A + BKC$ matrisinin özdeğerlerinin kompleks düzlemde belli bir bölgede kalmasını sağlayacak bir K matrisinin bulunması olarak bilinen statik çıkış geribeslemesi ile kararlılaştırma problemi lineer matris eşitsizlikleri (LMI) temsili kapsamında ele alınmamaktadır. Bu problem doksanlı yılların ortalarında ses yetirmeye başlayan bilineer matris eşitsizlikleri (BMI) temsiline uygundur. O dönemde konveks LMI'ları çözen iç-nokta algoritması tabanlı araçların varlığına karşın, konveks olmayan BMI'ları çözebilecek bir araç bulunmamaktaydı. Günümüzde bu eksiklik ortadan kaldırılmıştır. PENBMI bu hedef doğrultusunda ön plana çıkmış genel amaçlı bir BMI çözücüdür [1].

Durum uzayında tanımladığımız statik çıkış geribeslemesi problemi K ve P karar değişkenlerini içeren uygun matrisler olmak üzere $(A + BKC)^T P + P(A + BKC) < 0$, $P = P^T > 0$ biçiminde de verilebilir. Burada K kontrolörü, P ise Lyapunov matrisini temsil etmektedir. Burada Lyapunov matrisi elemanlarından kurtulmak için Hermite ya da Hurwitz kararlılık ölçütlerini temel alan bir yol tutulabilir. Bu kararlılık ölçütleri çeşitli eşitsizlikler ile sonuçlanmakta ve bu eşitsizlikler de parametre uzayını bir takım bölgelere ayırmaktadır, bu bölgelerden bazıları sistemi kararlı kılan parametreleri barındırmaktadır. Parametre sayısının en fazla 3 olması probleme görsellik kazandırmak için yeterlidir. Parametre uzayında tasarım kapalı çevrim karakteristik denkleminde s kompleks değişkeni yerine $j\omega$ konup elde edilen ifadenin gerçel ve sanal bileşenlerine yarıştırılması ve bunların ayrı ayrı sifıra eşitlenerek, parametreye bağlı çözümlerin elde edilmesine dayanır. Burada elde edilen çözümler aslında kompleks düzlemde kararlılık sınırının parametre uzayında bir eğriye dönüştürülmesi anlamına gelir.

Bu eğri parametre uzayını çeşitli bölgelere ayırmakta ve bu bölgelerden ancak bazıları tüm kararlı kılan kontrolör parametrelerini barındırmaktadır. Bu yöntem özellikle düşük mertebeden kontrolör tasarımı ve bu tür kontrolörler içinde en önemlisi olan ve endüstride sıkça kullanılan PID tasarımında kullanılmaktadır.

Çalışmada yazılım platformu olarak sembolik işlemlerde gösterdiği iyi başarımlar nedeniyle *Mathematica*TM tercih edilmiştir [2].

2. Statik Çıkış Geribeslemesi Problemi

Denklemleri aşağıda verilen n . mertebeden m girişli p çıkışlı lineer sistemi göz önüne alalım.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2)$$

Bu sistemi

$$u = Ky(t) \quad (3)$$

yapısında verilen statik çıkış geribeslemesi ile kararlı kılma problemi ile ilgilenelim. Bu ise $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ matrisleri verildiğinde $A + BKC$ matrisinin özdeğerlerinin istenilen bir bölgede olmasını sağlayacak bir $K \in \mathbb{R}^{m \times p}$ matrisinin bulunması anlamına gelir.

2.1. Sayısal Örnek

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 5 & 2 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, C = \begin{pmatrix} 1 & 3 & -2 \\ -2 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Karakteristik denklem $q(s, K) = |sI - A - BKC|$

$$s^3 + s^2(2k_1 - 2) + s(k_2 - 3k_1 - 5) + 2k_2 - k_1 \quad (5)$$

biçiminde elde edilir. Burada $q_3(K) = 1$, $q_2(K) = 2k_1 - 2$, $q_1(K) = k_2 - 3k_1 - 5$, $q_0(K) = 2k_2 - k_1$ şeklinde tanımlansın. $\mathbb{D} = \{s \in \mathbb{C} : s + s^* < 0\}$ sol yarı düzleme karşı gelen Hermite matrisi [3] uygun satır sütun işlemleri sonucunda

$$H(k) = \begin{bmatrix} q_0 q_1 & q_0 q_3 & 0 \\ q_0 q_3 & q_2 q_3 & 0 \\ 0 & 0 & q_1 q_2 - q_0 q_3 \end{bmatrix} > 0 \quad (6)$$

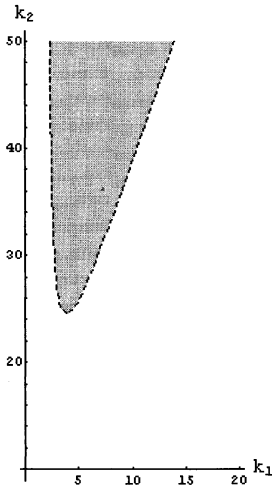
şeklinde elde edilir. $q_i(K)$ 'ler $H(k)$ ifadesinde yerlerine yazılacak olunursa $H(k)$

$$\begin{bmatrix} 5k_1 + 3k_1^2 - 10k_2 - 7k_1k_2 + 2k_2^2 & -k_1 + 2k_2 & 0 \\ -k_1 + 2k_2 & -2 + 2k_1 & 0 \\ 0 & 0 & 10 - 3k_1 - 6k_1^2 - 4k_2 + 2k_1k_2 \end{bmatrix}$$

biçiminde elde edilir. Bu ifade bir bilineer matris eşitsizliğidir. Bu matrisin kesin pozitif olmasını sağlayacak koşullar sembolik cebir platformlarından en önemlisi olan *Mathematica*TM 'nin Reduce komutu yardımı ile sadeleştirilecek olursa

$$k_1 > 2 \wedge k_2 \geq \frac{-10 + 3k_1 + 6k_1^2}{-4 + 2k_1} \quad (7)$$

ifadesi elde edilir. Bu ifadenin parametre uzayında tanımladığı bölge Şekil 1.'de verilmiştir.



Şekil 1: Parametre uzayında kararlılık bölgesi.

Parametre uzayında elde edilen bu bölgeye Hurwitz matrisleri ve ilişkin determinantlar yardımı ile de ulaşılabilir. Bu

determinantlar $-2 + 2k_1 > 0$, $10 - 3k_1 - 6k_1^2 - 4k_2 + 2k_1k_2 > 0$ ($-k_1 + 2k_2$)($10 - 3k_1 - 6k_1^2 - 4k_2 + 2k_1k_2$) > 0 şeklinde elde edilir. Bu ifadeler de Reduce komutu yardımı ile sadeleştirilecek olursa beklendiği gibi (7) ifadesi elde edilir. Bir diğer yaklaşım ise karakteristik denklemde s kompleks değişkeni yerine jw konulup elde edilen ifadenin gerçel ve sanal bileşenlerini ayrı ayrı sıfıra eşitleyerek bulunan denklemlerin çözülüp k_1 ve k_2 kazançlarını w parametresine bağlı olarak yazmaktan ibaret olacaktır. $w \in [0, \infty)$ aralığında değişirken (k_1, k_2) parametre uzayı çeşitli kararlılık bölgelerine ayrılmış olur. Bu amaçla öncelikle karakteristik denklemi gerçel ve sanal kısımlarına ayırırız

$$\text{Re}\{q(w, K)\} = 2w^2 - k_1 - 2w^2k_1 + 2k_2 \quad (8)$$

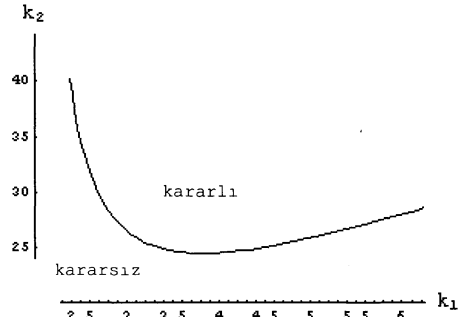
$$\text{Im}\{q(w, K)\} = -5w - 2w^3 - 3wk_1 + wk_2 \quad (9)$$

ifadeleri elde edilir ve bu ifadeler yukarıda da açıklandığı gibi ayrı ayrı sıfıra eşitlenir ve elde edilen iki denklem k_1 ve k_2 için w parametre olmak üzere çözülecek olursa

$$k_1 = \frac{2(5 + 2w^2)}{-5 + 2w^2} \quad (10)$$

$$k_2 = \frac{5 + 17w^2 + 2w^4}{-5 + 2w^2} \quad (11)$$

elde edilir. Bulunan bu ifadeler yine *Mathematica*TM 'nin ParametricPlot komutu yardımı ile w parametresine bağlı olarak çizdirilecek olursa Şekil 2.'deki ifade elde edilir ki bu da Şekil 1.'deki ile aynıdır.



Şekil 2: Parametre uzayında kararlılık sınırı.

Şimdi (7) ile verilen ifadeye geri dönelim, ilk kısmı $u = -2 + k_1 > 0$ olarak yeniden yazalım. İkinci kısmı ise $2k_2(-2 + k_1) > 6k_1(-2 + k_1) + 15(-2 + k_1) + 20$ biçiminde

yeniden yazalım, elde ettiğimiz bu ifade yeniden düzenlenecek olursa

$$(-2 + k_1)\left(\frac{1}{10}k_2 - \frac{3}{10}k_1 - \frac{3}{4}\right) > 1 \quad (12)$$

bulunur. Burada $v = \left(\frac{1}{10}k_2 - \frac{3}{10}k_1 - \frac{3}{4}\right)$ tanımlamasını yapalım. Şekil 1.' den de görüleceği gibi tüm kararlı kılan (k_1, k_2) kazançlarının belirlediği bölge hiperbolik yapıdadır. Bir $\{u, v \in \mathbb{R}^2 : u \geq 0, uv \geq 1\}$ hiperbol kolunun

$$\begin{bmatrix} u & 1 \\ 1 & v \end{bmatrix} \geq 0 \quad (13)$$

biçiminde bir lineer matris eşitsizliği ile temsil edilebilir olduğu gerçeğinden hareketle

$$F = \begin{bmatrix} -2 + k_1 & 1 \\ 1 & \frac{k_2}{10} - \frac{3k_1}{10} - \frac{3}{4} \end{bmatrix} \geq 0 \quad (14)$$

ifadesi elde edilir. Bir LMI çözücüsü olan YALMIP [4,5] kullanılarak $K = (3.7805 \ 24.4584)$ elde edilir. Bu durumda kapalı çevrim kutupları $\{-5.561, \pm i2.849\}$ olarak bulunur. Burada dikkat edilmesi gereken iki kutbun sanal eksen üzerinde çıkmış olmasıdır. İstenirse Q uygun boyutlu kesin pozitif bir matris olmak üzere $F \geq Q$ eşitsizliği çözdürülebilir. $Q = I$ (birim matris) seçilirse $K = (4.7882 \ 34.4575)$ şeklinde bulunur, kutuplar ise $\{-6.456, -0.560 \pm i3.248\}$ olarak elde edilir.

Bu özel örnekten de görüleceği üzere statik çıkış geribeslemesi problemi bir LMI optimizasyon problemine dönüşmüştür. Verilen bir problem için parametre uzayında kararlılık koşullarının konveksliğinin meydana çıkartılması ve varsa uygun bir LMI ile problemin temsil edilmesi ve buna yönelik bir algoritmanın bulunması önemli bir çalışma alanı olarak ortaya çıkmaktadır [6-8].

3. Sonuçlar

Bu çalışma statik çıkış geribeslemesi probleminin konveksliğin sağlanması durumunda lineer matris eşitsizlikleri ile temsil edilebilirliği üzerinde durmaktadır. Problemin algoritmik genel bir çözümünün bulunmasının önemine örnek bir sistem üzerinde vurgu yapılmaktadır. Çalışmanın dolaylı olarak sembolik cebir kontrol sistemlerinin analiz ve tasarımında oynadığı önemli role gönderme yapmaktadır.

4. Kaynakça

- [1] <http://www.penopt.com/>
- [2] M. T. Söylemez and İ. Üstoğlu, "Designing Control Systems using Exact and Symbolic Manipulations of Formulae", *Int. J. of Control* (kabul edildi), 2006.
- [3] D. Henrion, D. Peaucelle, D. Arzelier, M. Sebek. "Ellipsoidal approximation of the stability domain of a polynomial", *IEEE Trans. Automatic Control*, Cilt: 48, Sayı: 12, s: 2255–2259, 2003.
- [4] J. Löfberg, "YALMIP: a toolbox for modelling and optimization in Matlab", *Proc. IEEE Symposium on Computer-Aided Control System Design*, Taipei, Taiwan, 2004.
- [5] <http://control.ee.ethz.ch/~joloef/yalmip.php>
- [6] J. F. Camino, J. W. Helton, R. E. Skelton, J. Ye. "Matrix inequalities: a symbolic procedure to determine convexity automatically", *Int. Equ. Oper. Theory*, Cilt: 46, No: 4, s: 399-454, 2003.
- [7] <http://library.wolfram.com/infocenter/Articles/5106/>
- [8] D. Henrion, Kişisel görüşme, Mayıs 2006.

Mekanik Sistemlerin Tasarımı İçin Yapay Zeka Destekli Otomasyon Teknikleri Kullanımı

Mustafa BOZDEMİR

¹Makine Eğitimi Bölümü, Tasarım ve Kont. Eğitimi ABD.,
Pamukkale Üniversitesi, Kınıklı Kampus Denizli
mbozdemir@pau.edu.tr

Özetçe

Klasik tasarım uygulamalarında her aşamada bulunan insan faktörü, aynı zamanda önemli hata risklerini de yanında barındırmaktadır. Tasarım işlemini bilimsel, bilgisayar teknolojileriyle uyumlu, şeffaf, yapılan işlemlere ait geri besleme sağlanması ve çok hızlı karar verme yapılarından dolayı otomasyon teknikleriyle entegre kullanılabilir. Bu tekniklerin nasıl kullanıldığı çalışma içerisinde örneklerle anlatılmıştır.

1. Giriş

Geleneksel metodlar kullanılarak yapılacak bir ürün tasarım işleminin uygulanabilmesi için yetenek ve tecrübe gerekir. Geleneksel tasarım işlemlerinin temelini, tasarımın yapılması, uygulanması ve mevcut ürünün geliştirilmesi gibi işlemler oluşturur. Gelişen teknolojik şartlar içerisinde yeni bir ürün tasarımı için ihtiyaç, istek, ve sınırlandırma verilerinin uygulanmasında gereksiz zaman kaybı kabul edilemez. Bu yüzden geleneksel tasarım tekniklerinin uygulanması sırasında karşılaşılan eksiklerin giderilmesi için, sistematik tasarım teknikleri ve daha esnek bilgi temsil teknikleri üzerinde çalışmalar yapılmaktadır. Sistematik tasarım teknikleri, şartname hazırlama, kavramsal tasarım, alternatif ürünlerin değerlendirilmesi, fonksiyon-form ilişkisinin sağlanması gibi işlemleri kapsar.

Geleneksel tasarım tekniklerinin temeli, tasarımın yapılması, kullanılması ve sonrada yeni ürünün geliştirilmesi ilkesine dayanmaktadır. Fakat yeni ihtiyaç ve isteklere olan talepler, yeni bir ürün için uzun zaman bekleme durumunu kesinlikle kabul edemez [1].

Mekanik sistemlerin kavramsal tasarımı üzerine yapılan çalışmalar çok yönlü ve sürekli yeni teorilerin ileri sürüldüğü bir konu olmuştur. Bunun nedenleri arasında sayılabilecek başlıca etkenleri şu şekilde özetlemek mümkündür:

1.Bilgisayar destekli yapılacak kavramsal tasarım işlemlerinde genel amaçlı şartname hazırlanması ve uygulanması son derece zor bir işlemdir.

2.Kavramsal tasarımla elde edilen alternatifler çözümler kümesi içerisinde, şartname ihtiyaçlarını en iyi çözümlen tasarımı belirlenmesi çok zor ve uzun zaman alıcı bir uygulamadır.

3.Kavramsal tasarım uygulamaları sonrasında elde edilen çözüm yapılarına ait fonksiyon-form ilişkilerinin kurulması bazen imkansızlaşabilmektedir.

4.Detaylı tasarım aşamasında oluşabilecek hataların azaltılmasında, sisteme geri beslemenin uygulanmasında

karşılaşılan önemli zorluklar, sistematik tasarım üzerinde yoğun olarak çalışılan bazı konular arasında yerini almıştır.

Tasarımda en kolay karar verilebilen konular, tasarımcının denediği, gözlenmesi kolay ve üzerinde deneme yapma imkanı bulunan konulardır. Fakat insanlarla ilgili konular ele alınca ve tasarlama metodları insanlara uygulanmaya çalışılınca, durum değişmektedir. Kendi dışımızda yer alan dünya ve insanların çevreyi algılaması, tepkileri konusunda kendi duygu ve düşüncelerimizle bir yargıya varırız. İnsanın çevreyi algılaması bir girdi (input) ve çıktı (output) problemidir. Bir makineye verilen girdiyi tam ölçme olanağımız vardır, çıktıda bununla bağıntılı olarak elde edilir ve fiziksel bir yöntem kullanılarak ölçülebilir. Ancak yeni bir nesne karşısında iki insanın davranışının ne olacağını tahmin etmek güçtür. İki insanın aynı nesneye gösterdikleri tepkiler aynı olacağı gibi, tamamen birbirinin terside olabilir [2,3].

Tasarım, fonksiyon şartnameleri ve ihtiyaçların bir grubu, bu şartnameler ve ihtiyaçlarla karşılaşılan fiziksel bir ürün veya sistemin komple bir tarifine dönüştürme işlemi olarak tarif edilebilir [4].

Endüstriyel bir ürünün tasarımı, karmaşık işlemler sonucunda karar verilerek yapılan mühendislik işlemidir. Çoğunlukla ihtiyacın tanımlanmasıyla başlayan bir dizi işlem sırası içerisinde problemin optimum çözümü aranırken bütün bu işlemlerin sonunda ayrıntılı olarak ürün tasarımına karar verilir.Tasarım, Pahl ve Beitz tarafından içerik olarak 4 ayrı şekilde ele alınır [5].

➤ Orijinal tasarım; ihtiyaçlarını karşılamak için yaratıcılık, yeni fikir, esneklik nitelikleri yüksek, yani çözüm prensiplerini geliştirme yeteneğine sahip olan tasarımcıların, teknik bir sisteme orijinal bir çözüm prensibini başarıyla uygulamasıdır.

➤ Adapte edilen tasarım; Mevcut bir sisteme çözüm prensipleri aynı kalmak şartıyla farklı bir göreve adapte edilmesidir.

➤ Geçiş tasarımı; Mevcut ürünü iyileştirme ve geliştirmedir.

➤ Değişken tasarım; seçilen sistemin fonksiyon ve çözüm prensipleri sabit kalmak şartıyla; malzemeler, sınırlandırıcılar ve teknolojik faktörlerini veya bazı boyutlarının değiştirilmesidir.

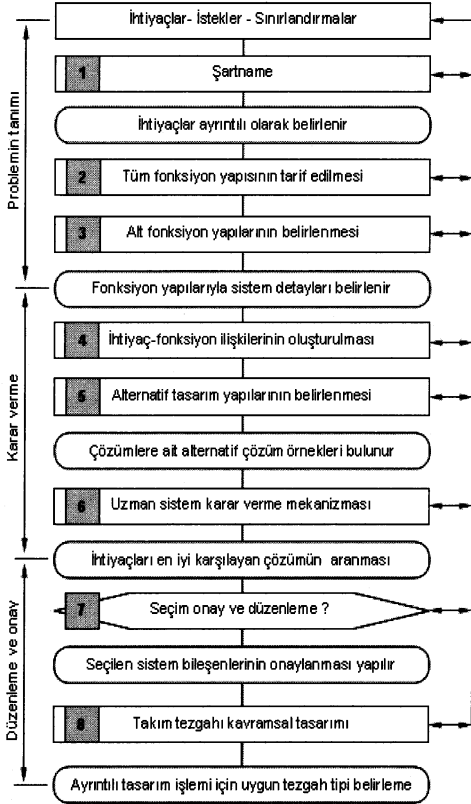
Böyle bir yaklaşım, diğerlerinin daha çabuk ve direkt mümkün olan çözümleri için tasarımcılara yol gösterecektir. Diğer bilim dallarına göre daha bilimsel, bilgisayarlarda kullanıma göre mantık için yaklaşım formülize olabildiğinden, daha sıralı, daha şeffaf ve düzeltme için daha açıktır. Tasarım katalogları kullanılarak ve daha önceden çözülmüş konuya benzer tasarımlar incelenerek, ilgili problemin yapısı daha

kolay anlaşılır hale gelebilir ve bu sayede gerekli çözümü yapmak daha kolay olabilmektedir.

Bir tasarım metodu, bilgisayarda depolanmış ürün modelini kullanarak tasarım işleminin sürekli bilgisayar desteği ve esnekliği için önceden gerekli olan bir şeydir. Metotsuz, bilgiye dayalı bir sistem geliştirmek; unsurlar kullanarak model, depolanmış veri ve metotlar kullanmak; analiz programlarıyla özellikle geometrik modelleri, programdaki bağlantıları ayırmak, veri akışının sürekliliğini sağlamak; ve farklı şirket bölümlerinden (CIM) veri bağlantısı yapmak mümkün değildir.

2. Otomasyona Uyumda Kullanılan Modeller

Modellerin asıl görevi, gerçeği daha iyi anlatabilmek amacıyla, basitleştirilmiş ve anlaşılır açıklamalar sunmaktır. Modeller psikolojik, mantıksal, normal ve bilimsel görevleri bulunmaktadır. Tasarım aşamalarına göre yararlanılacak model tipleri belirli bir hiyerarşik düzen takip etmektedir. Şekil-1' bilgisayar destekli bir tasarım otomasyonu için geliştirilmiş bir tasarım modeline ait yapı görülmektedir.



Şekil-1 Bir tasarım modelinin yapısı

Model kurma sürecinde bir takım belirsizler bulunmaktadır. İncelenmesi gereken bir nesne yada sistem bulunabilir ve böyle bir istek model türü seçiminin ne olacağını belirtir.

Fakat, tasarım aşamalarına göre farklı modeller oluşturulabilir. Model oluşturma sürecinin aşamaları aşağıda gösterilmektedir [1].

- Gözlem ve soyutlama süreci
- Temsil etme yoluyla bir çeviri süreci
- Denemeyle sonuçlara varma süreci

Tasarım işleminin otomasyonunu sağlamak amacıyla modern tasarım yöntemleri geliştirmek üzerine pek çok çalışmalar yapılmaktadır. Yapılan bu çalışmalardan Hansen, Rodenacker, Roth, Koller, Pahl ve Beitz, Kusiak, Ehrlenspiel ve John'un yaklaşımları diğerlerine göre daha orijinaldir.

Modern tasarım teknikleriyle yapılan tasarım işleminde önemli olan, tasarımcıya yol göstermek ve eldeki verileri en iyi biçimde işleyerek yeni tasarımlar elde etmektir.

3. Tasarım İşleminin Otomasyonu

Günümüzde tasarım faaliyetlerini kolaylaştıran bir çok sistematik tasarım yaklaşımları ve tasarım programları vardır. Bugün bu yaklaşımlar yardımıyla birçok prensipler bulabiliriz.

Pahl ve Beitz tasarım işlemini dört aşamaya ayırır [5].

1. Ürün planlama ve ödevin açıklanması, bilginin şartnamesi,
2. Kavramsal tasarım, prensiplerin şartnamesi,
3. Şekillendirme tasarımı, yapının (konstrüksiyonun) şartnamesi,
4. Son veya detaylı (ayrıntılı) tasarım, ürünün şartnamesi.

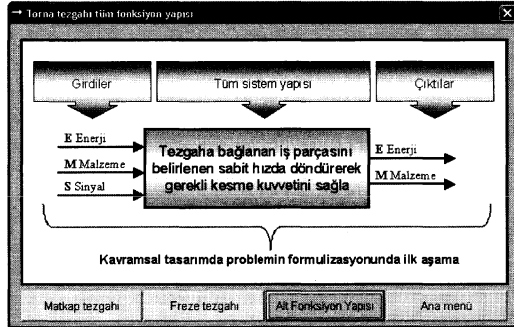
Bir tasarım metodu aşağıdaki özelliklere sahip olmalıdır [5] ;

- Bir probleme direkt yaklaşımı teşvik etmelidir; sadece uzmanlık alanlarında değil, tasarım faaliyetlerinin her çeşidi içinde uygulanabilmelidir,
- Anlaşılabilirlik ve icat edilebilirliği teşvik etmelidir; optimum çözümler için araştırmayı kolaylaştırmalıdır,
- Diğer tasarım metot ve kavramlarıyla uyumlu olmalıdır,
- Tesadüfi çözümler bulmaya dayalı olmamalıdır,
- İlgili ödevler için bilinen çözümlerin uygulamasını kolaylaştırmalıdır,
- Elektronik veri işlemiyle uyumlu olmalıdır,
- Kolayca öğrenilebilmeli ve öğretilebilmelidir,
- Modern ergonomi ve bilişsel psikolojik etkenler kullanılarak zaman tasarrufu sağlanır, insan hataları önenebilir.

Pahl ve Beitz'in geliştirdiği sistematik tasarım modelin anlatılmasında örnek bir oto servis liftine ait ürün tasarım ve geliştirme aşamaları sırayla gösterilmektedir [6].

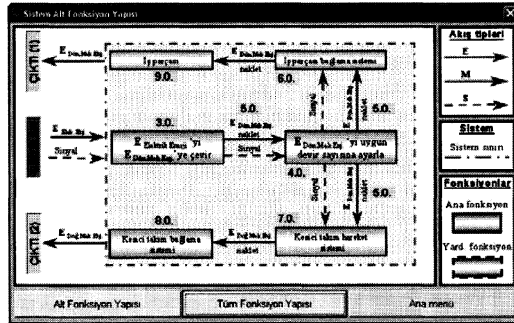
1.Aşama. Kavramsal tasarım safhasında üzerinde çalışılan sistemler, ilk önce "tüm fonksiyon" olarak ifade edilirler.

Tüm fonksiyon içerisinde sisteme giren enerjiler, sinyaller, malzemeler değerlendirilip işlenerek amacı gerçekleştirmeye yönelik ürün veya biçime döndürür. Şekil-2' de bir tüm fonksiyon yapısı görülmektedir.



Şekil 1 □ Tasarım işlemi için bir tüm fonksiyon anlatımı

2.Aşama. Tüm fonksiyon aşaması tamamlandıktan sonra, sistemin anlaşılmasını kolaylaştırmak amacıyla alt fonksiyonlara ayrılır. Alt fonksiyonlarda birbirleri ile olan bağlantı ve iş akışı gösterilir. AND, OR ve NOT mantıksal ifadeleri fonksiyon oluşturmada genel olarak kullanılan operatörlerdir Şekil 3' de alt fonksiyon yapılarına bölünmüş bir tasarım şartnamesi görülmektedir.



Şekil 2 □ Tezgah tasarımı için alt fonksiyon anlatımı

3.Aşama. Kavramsal tasarım aşaması için tüm fonksiyon ve alt fonksiyonları üretilen sistemlerin geliştirilmesi ve çözüm sonuçlarının belirlenmesi için sınıflandırmalar yapılır. Bu sınıflandırmalar hazırlanan bir tablo içerisine belli bir sistem içerisinde yerleştirilir. Elde edilen bu tablo sayesinde sistemin tamamının ya da belirli alt fonksiyonlarının tasarım çözümlerine ulaşmak mümkün olabilmektedir. Sınıflandırma kriter veya parametrelerinin seçimi önemlidir. Sınıflandırma şemaları sistematik tarzda ve mümkün olduğunca geniş kapsamlı oluşturulmalıdır. Hazırlanan bu şemalar, ileri ki çalışmalarda tekrar kullanılabilir. Şekil 4'de bir robot sistem için hazırlanmış sistem bileşenleri seçim tablosu örneği görülmektedir.

Alt fonksiyonlar		1	2	3	4	
1	Enerji Değiştir	Elektrik	Doğru tip elektrik motoru	Doğrusal motor	Hidrolik değişim ünitesi	Dış pompa veya motor
		Mekanik				
2	Kol mafsalı	1.Eklemler (Bel)	Eksenli yüzeye paneli Döner mafsal	Eksenli yüzeye dik Döner mafsal	Eksenli yüzeye paneli Prizmatik mafsal	Eksenli yüzeye dik Prizmatik mafsal
		2.Eklemler (Omuz)	Eksenli yüzeye paneli Döner mafsal	Eksenli yüzeye dik Döner mafsal	Eksenli yüzeye paneli Prizmatik mafsal	Eksenli yüzeye dik Prizmatik mafsal
		3.Eklemler (Direk)	Eksenli yüzeye paneli Döner mafsal	Eksenli yüzeye dik Döner mafsal	Eksenli yüzeye paneli Prizmatik mafsal	Eksenli yüzeye dik Prizmatik mafsal
5	Bilek	1.Eklemler	Eksenli yüzeye paneli Döner mafsal	Eksenli yüzeye dik Döner mafsal	Eksenli yüzeye paneli Prizmatik mafsal	Eksenli yüzeye dik Prizmatik mafsal
		Uç eleman	Özel aynaçık 2 parmaklı	4 parmaklı el uyulakası	Özel tutucu	İş aleti

Şekil 3 □ Robot tasarımı için hazırlanmış seçim tablosu

4.Aşama. Son işlem olarak çıkarılmış bulunan tüm bu olasılıkların sistemin geneline olan etkisi, imal edilebilirlik, emniyetli çalışma, maliyet ve diğer tasarım esasları altında bir toplam değerlendirmeleri yapılmalıdır. Birbiri ile ilişkili olan alt fonksiyonlara aranan çözümlerin uyumlu olmasına da özen gösterilmelidir. Çözümlerin değerlendirilmesi için seçim kartları, değerlendirme matrisleri, ağırlık oran matrisleri kullanılabilir. Seçim kartları tablosu üzerindeki sütunlara tasarımdan beklenen faydalar yazılır. Bulunan çözümler sıra ile satırlara girilirken, tasarım isteklerini karşılama durumuna göre (+), (-) ya da (?) işaretlemeler yapılır. İşaretleme yapılırken iş yerinin fiziki durumu, araç-gereç, personel vb. etkenler değerlendirmeyi etkiler. Genel işaretleme tamamlandıktan sonra en fazla (+)'sı bulunan tasarım yada tasarımlar amacı gerçekleştiren çözümler olarak seçilebilir. Manuel yapılan bir değerlendirme işlemi için kullanılan değerlendirme kartı Şekil 5' de görülmektedir.

ALTERNATİF DEĞERLENDİRME KARTI										
		(+) Evet (-) Hayır			(?) Bilgi yetersiz (!) Kontrol et			(+) Çözümü sürdür (-) Çözümü ele		
								(?) Bilgi topla		
Çözüm Alternatifleri	Çözüm	Tüm sistemle uyumluluk								Karar
		Şartnameye uygunluk								
		Yapılabilirlik								
		Maliyet								
		Emniyet şartlarını karşılama								
		Tasarımın şirketince tercih edilir								
		Sistem hakkında yeterli bilgi								
		Değerlendirme								
		Değerlendirme								
		Değerlendirme								
Çözüm	A	B	C	D	E	F	G	Değerlendirme	Karar	
Ç1	1	+	+	+	+	+	+	Uygun bir çözüm	+	
Ç2	2	+	+	-	-	-	?	-	-	
Ç3	3	+	+	+	+	-	?	-	-	
Ç4	4	+	+	+	-	-	?	-	-	
Ç5	5	+	+	+	+	?	+	Uygun bir çözüm	+	
Ç6	6	+	+	+	?	+	+	Uygun bir çözüm	+	
Ç7	7	+	+	+	+	?	-	-	-	
Ç8	8	+	+	+	+	?	?	-	-	
Ç9	9	+	+	+	+	-	+	Uygun bir çözüm	+	
Ç10	10	+	+	+	-	-	?	-	-	

Şekil 4 □ Değerlendirme kartı örneği

Burada kullanılan karar verme işlemi içerisinde bulunan insan hata faktörü bilgisayar destekli yapılan karar verme ile minimize edilebilir. Bu amaçla hazırlanmış bir uzman sistem yapısı Şekil 6' da görülmektedir.

Tasarım Karar Verme Sistemi

ŞARTNAME İHTİYAÇ VE SINIRLANDIRMA DEĞERLERİ TABLOSU

İş parçası boyutu:	Normal (30 -150 mm çap)	İşleme tipi:	Üniversal İşleme
Endüstri sahası:	Tağ ve mermer sanayi	İstenilen güç tipi:	Özeli bir istek yok
İstenilen tezgah gücü:	Küçük (0.06-1,1 Kw)	İşleme tipleri:	Süreklî aynı iş tipi
İstenilen kontrol tipi:	Özeli istek yok	Ekonomiklik:	Önemsiz
Ergonomiklik:	Önemli	Üretim sayısı:	Tek tezgah (Prototip) üretim

KARAR DEĞERLENDİRME RAPORU

TOSITA 1.0. Bilgi tabanı kuralı kayıtlarında (%100) benzerlikli çözüm sonucu bulunamadı. Verilen şartname sınırlandırılmasına göre benzer çözümün listesi ->

Sıra	Kural No	A.O.D	Model Adı
1	Kural_1	0,91	Model_1_1e
2	Kural_2	0,71	Model_2
3	Kural_3	0,86	Model_3
4	Kural_4	0,76	Model_4
5	Kural_5	0,77	Model_5
6	Kural_6	0,85	Model_6_5c

Uygulama -

Belirlen şartname ihtiyaçlarını karşılamak için en yakın benzer çözümler için yapılan değerlendirme listesinden bir MODEL seçimi yapmanız önerilmektedir!

Alternatif çözüm önerileri (%)

Sıra	Kural No	A.O.D	Model Adı	
0	A. Bilgi tabanı dışındaki diğer sonuçlar			
0	25	50	75	100

ANA MENÜ AYRINTILAR < ŞARTNAME DEĞİŞİKLİK ONAY DETAY TASARIM

Şekil □ Uzman sistem destekli bir karar verme işlemi

4. Uzman Sistemler

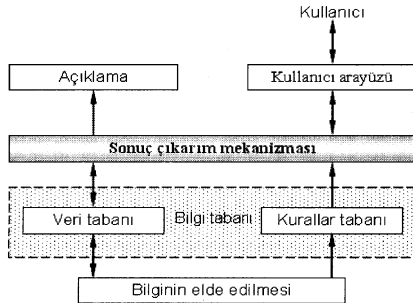
Belirli bir problemin çözümünde uzman gibi davranan programlara uzman sistemler denilmektedir. Uzman sistemler veri işlemeye gerek kalmadan, bilgi işlemeye geçiş olarak anlatılabilmektedir. Veri işleme problemlerinde, veri tabanını oluşturan yapılar bir algoritmaya bağlıyken, bilgi işleme sistemlerinde algoritmaya gerek duyulmadan heuristik (tecrübeye dayalı) kurallar kullanılır. Geleneksel programlar ile uzman sistemlerde algoritma ve çıkarım mekanizmaları yer değiştirmiştir [8].

Geleneksel program = Algoritmalar + Veri tabanları

Uzman sistem = Çıkarım mekanizması + Bilgi tabanı

Uzman sistemler, bilgi tabanlı sistemler olup, problemleri daha geniş bir perspektifte inceleyip, çözümünde insan zekasını taklit etmeyi hedefleyen yapay zekanın bir uygulama alanıdır. Kelimeler ve kavramlarla yorum yapıp, probleme çözüm getiren işlem yapmaktadır [9].

Tasarım otomasyonu sırasında elde edilen tasarım katalogundaki alt sistem yapılarının fiziksel özellikleri, kullanım yeri bilgileri, tasarım özellikleri, yapısal maliyeti, vb., bilgilerine ait değerlerin bilgisayar ortamına yüklenmesiyle, karar verme aşamasında kullanılacak uzman sistem programına ait işçi bellek niteliğindeki sistem veri tabanı yapısı oluşturulur. Şekil-7' de bir uzman sisteme ait bilgi ve veri tabanı ilişkileriyle genel yapı gösterilmiştir.



Şekil □ Uzman sistemin genel yapısı [8]

Mekanik sistemlerin uzman sistem destekli sistematik tasarımında için, ilgili tasarım ve sistematik tasarım konularında tecrübeli, bilgili uzmanlardan başka, elde edilen bilgileri bilgisayar programlama diline uyarlayacak olan bilgi mühendislerine gereksinim duyulmaktadır. Kural hazırlama konusunda çalışan bilgi mühendisi, tasarımla ilgili temel konularda ilgili insan uzmanları gözlemleyerek, çözüm yöntemleri, kural hazırlama teknikleri, çözüm stratejileri oluşturmayla ilgili bilgileri oluşturur. Şekil 8' bir mekanik sistemin çözümünde kullanılan örnek bir kural yazım görülmektedir.

```

Kural_1
If Gövde tipi=Yatay_gövde_paralel_kızak
And Sürücü tipi=Elektrik_motoru
And Devir_sitesi=Kademeli_devir_sistemi
And Hareket_iletim_sistemi= Dişli_çark_sistemi
And İş_bağlama_sistemi=Mekanik_bağlama_pensisi
And Kesici_hareket_sistemi=Vida_somun_mekanizması
And Kesici_bağlama_sistemi=Torna_kesici_takım_kateri
And İş_destek_sistemi=Sabit_punta_sistemi
And Soğutma_sistemi=Su_kullanarak_soğutma
Then Model_1_Ype
  
```

Şekil □ Karar verme aşamasında kullanılan bir kural örneği

Kural tabanında yapılan düzenleme yada eklemelerin program tarafından algılanarak, yeni karar verme aşamasında dikkate alınmasını sağlayacak şekilde program akışı hazırlanması gereklidir. Hazırlanacak bir sistematik tasarım programına ait uzman sistem karar verme mekanizmasının yapısının oluşturulmasında izlenen genel işlem sırasını şu şekilde özetleyebiliriz.

1. Sistematik tasarım modeli karar verme aşaması
2. Tasarım bilgilerinin elde edilmesi
3. Karar verme sisteminin tasarım ve analizi
4. Sistematik tasarım programının oluşturulması
5. Programın uygulaması

Mekanik sistemlerin sistematik tasarımı oluşturulan tasarım modelinin, karar verme aşamasında kullanılan uzman sistem çıkarım mekanizması sayesinde, tasarım modelinin karar verme aşamasına üstün özellikler katmaktadır.

5. Sonuç

Bu çalışmada, karmaşık mekanik sistemlerin tasarımında insan hatası barındıran klasik tasarım yöntemleri yerine, bilgisayar teknolojilerine dayalı, hataları minimize edilmiş, yüksek hızlı karar verme yapısına sahip otomatik kontrol yapısı oluşturulmuş tasarım sistemlerine değinilmiştir.

Tasarım otomasyonu olarak isimlendirilebilecek bu teknikler, klasik ürün tasarım tekniklerine göre daha bilimsel, bilgisayar destekli tasarımda temsil edilmesi daha kolay, sıralı, şeffaf ve düzenlemeler yapılması daha kolaydır.

Ürün tasarım katalogları kullanarak ve daha önceden hazırlanmış benzer projelerin çözümlerinden mümkün olanları kullanılarak, ilgili problemin sistematik yapısı daha kolay anlaşılabilir hale getirilebilir.

Sistematik ürün tasarım metodları kullanılırken, bilgisayarda uygun ürün tasarım veri tabanının oluşturularak, şartname ihtiyaçlarını karşılayan elemanlardan uygun olanlarının bilgisayar desteği sayesinde seçimi ve geri besleme esnekliğinin sağlanması son derece önemlidir. Sistematik tasarım yaklaşımları kullanılarak, birden fazla yeni çözüm

bulunabilir ve bu sayede ilgili çözümler arasından en iyisi seçilebilmektedir. Ayrıca bu işlem sırasında geçen karar verme süresi klasik yöntemlere göre çok daha kısa sürede gerçekleşmektedir .

6. Kaynaklar

- [1] Bayazıt N., “Endüstri ürünlerinde ve mimarlıkta tasarlama metodlarına giriş”, Literatür yayıncılık, İstanbul, 1-288, 1994.
- [2] Murrel K.F.H., “Ergonomics man in his working environment”, Chapman &Hall, London, 1-100, 1965.
- [3] Chapanis A., “Research techniques in human engineering”, The John Hopkins Press, Baltimore, 1-95, 1965.
- [4] Anderson D.C., Crawford R.H., “Knowledge management for preliminary computer aided mechanical design, In: Organization of engineering knowledge for product modelling”, Computer Integrated Manufacturing, 15-34, 1989.
- [5] Pahl G. and Beitz W., “Engineering design, A systematic approach”, Springer-Verlag, New York, 1-200, 1996.
- [6] Bozdemir M., Toktaş İ., “Orijinal tasarıma sistematik bir yaklaşım ve orijinal tasarım veya ürünün korunması”, Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 5(2): 84-97, 2001.
- [7] Bozdemir M., Toktaş İ., “Mekanik sistemlerin kavramsal tasarımına sistematik bir yaklaşım”, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 7(2): 165-171, 2001.
- [8] Allahverdi N., “Uzman sistemler”, Atlas Yayın, İstanbul, 1-100, 2002.
- [9] Poyrazoğlu O., Gülesin M. ve Kayır Y., “Uzman sistem tekniklerine dayalı alışılmamış imalat yöntemlerinin tespiti”, Makine tasarım ve imalat yöntemleri konferansı, Gazi Üniversitesi, 80-89, 1997.

Düşük Maliyetli Hızlı Prototipleme Sistemi

Uğur Baysal, Ahmet Cihan Akınca

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi Ankara

ubaysal@hacettepe.edu.tr

Özetçe

Araştırma-geliştirme veya bilgisayar destekli tasarım sürecinde ürün prototipinin bilgisayarda hazırlanan üç boyutlu model bilgisine uygun olarak hızlı bir şekilde üretiminin gerçekleştirilmesini sağlayan sistemlere Hızlı Prototipleme (HP) sistemleri denilmektedir. Bu çalışmada Üniversite araştırma laboratuvarı, bireysel araştırmacılar veya KOBİ'ler için bilgisayarlı nümerik kontrol tabanlı bir ekonomik HP sistemi tasarlanmaya çalışılmıştır. Bu sistemde ana kontrol ünitesi olarak bir adet kişisel bilgisayar, kullanıcı ara birimi yazılımı, seri porttan kontrol haberleşmesi ara birimi, üç adet (X,Y,Z) mikrodenetleyici kontrollü adım motor, iki boyutta (X,Y) hareketli tabla, tablaya dikey iki yönde (Z) hareket edebilen kafa sistemi ve termoplastik eritici ve itici kafa ünitesi tasarlanarak bir araya getirilmiştir. Bu sistem öncelikle elektronik devre baskı devre üretimi için tasarlanıp denenmiştir. Çalışmanın daha sonraki kısmında HP sistemi için gerekli olacak basınçlı plastik itici kafa birimi sisteme entegre edilmiştir. 2.5mm çözünürlüklü ilk ürünler alınmış ve sistemin kararlı ve güvenilir olduğu görülmüştür. Çalışmanın ilerideki aşamalarında üç boyutlu modellerin üretilmesi için kullanılabilceği, çözünürlük ve hızının artırılabilceği düşünülmektedir.

1. Giriş

Gelişen teknolojiyle birlikte firmaların rekabetçi kalabilmelerinin en önemli koşullarından biri de prototip üretimi için gereken süreyi ve gereken prototip maliyetlerini kıstırmaktır.

Bilimsel Araştırma çalışmaları yapmakta olan kurumlarda bir iki adet üretilecek bir prototip için sanayi kurumları genellikle çok yüksek bedel talep etmektedir. Çoğu zaman bu yüksel bedel için gerekli olan maddi kaynaklar yeterli olmamakta veya ödemenin yapılabileceği uygun bütçe faslı bulunmamaktadır. Bu durumda da araştırmacılar uygulamalı çalışma yapmaktan uzaklaşabilmektedirler.

Uygulamalı bilimler veya Mühendislik Fakültesi bölümlerinin son sınıflarında olan ve bitirme projesi yapmaya çalışan öğrenciler de fikirlerini prototip olarak gerçekleştirmek istediklerinde de bütçelerine uygun bir imalatçı bulamamaktadırlar. Sonuçta da öğrenciler ve aileleri için eğitim maliyetleri artmakta veya maddi durumu uygun olmayanlar eğitimleri sırasında uygulamalı projelerden kaçınarak yeteneklerinin körelmesi durumu ile karşı karşıya kalabilmektedirler.

Bütün bunların sorumlusu olarak sanayici ve imalatçıları göstermek de doğru bir yaklaşım olmamaktadır. Çünkü sözkonusu kuruluş yetkilileri çok miktarda ve seri üretime daha fazla öncelik verir olmuşlardır. Prototip üretimi ile kullanılacak vaktin getireceği kazancın nispeten düşük olması nedeniyle prototip geliştirilmesi ile ilgilenemebilmektedirler.

Üniversitede yapılan uygulamalı araştırmalarda ise her zaman bir-iki adet prototip üretilmesi gerekmektedir ve birçok bölümde çalışma odasının (workshop) olmaması veya iyi işletilememesi nedeniyle istenen düzeyde prototip üretimi yapılamamaktadır.

Bu çalışmada, uygulamalı araştırma kurumları, KOBİ'ler, ürün geliştiricileri ve hatta kişiler için uygun olabilecek bir bilgisayarlı nümerik kontrol (CNC) yaklaşımlı bir hızlı prototipleme sistemi geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu sistem öncelikle elektronik devre baskı devre üretimi için tasarlanıp denenmiş, daha sonra da HP sistemi için gerekli olacak basınçlı plastik itici kafa birimi eklenerek ilk ürünler alınmıştır. Elinizdeki çalışmanın bundan sonraki bölümlerinde sırasıyla, HP sistemlerinin genel özellikleri, tasarlanan sistem hakkındaki bilgiler, sistemin denemesi, üretilen örnekler ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar hakkında bilgiler verilmeye çalışılmıştır.

2. Hızlı Prototipleme Sistemleri

Ürün geliştirme veya bilgisayar destekli tasarım sürecinde ürün prototipinin bilgisayarda hazırlanan üç boyutlu model bilgisine uygun olarak hızlı bir şekilde üretiminin gerçekleştirilmesini sağlayan teknolojilere Hızlı Prototip Üretim (HPÜ) teknolojileri ve bu sistemlere de Hızlı Prototipleme (HP) sistemleri denilmektedir [1-4].

Dünyada hızlı prototipleme yöntemi olarak çeşitli teknolojiler bulunmaktadır. Temelde belirli bir malzemeye sıvı fazında şekil verilmesi ve katılaştırılması; veya sıvı iken enerji ile istenen bölgelerin katılaştırılarak öngörülen modelin elde edilmesi prensibine uygun olarak çalışmalar yapılmaktadır. Bu noktada malzeme değişikçe işlemlerde farklılık olmakta ve bu da HP sistemlerinde farklılıklar yaratmaktadır.

Sıvı fotopolimer malzeme kullanılan yöntemler arasında StereoLithography (SL) yöntemi ve Solid Ground Curing (SGC) yöntemi yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yöntemlerde sıvı malzeme içinde model oluşturulmak ve katılaştıran kısımları sıvı içinde çıkarılarak tasarlanmış olan hızlı prototip model elde edilmektedir [1-4].

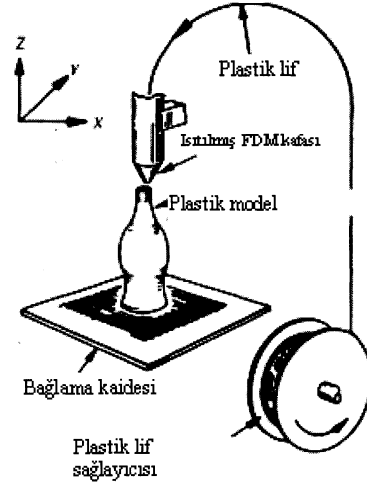
Termoplastik malzeme kullanılan yöntemlerin en çok tercih edilenleri ise Selective Laser Sintering (SLS) ve Laminated Object Manufacturing (LOM) olarak adlandırılmaktadır. Bu sayılan yöntemlerin hepsi sınırlı bütçeli ve küçük hacimli laboratuvar uygulamalarına eşverişli değillerdir [3,4].

Diğerlerine göre daha kolay ve ekonomik çözüm olarak düşünülen Fused Deposition Modelling (FDM) teknolojisi kullanılarak bu çalışmaya konu olan sistem geliştirilmesine başlanmıştır [3,4]. Bir ruloya sarılmış plastik lif halindeki tabaka malzemesi, ısıtılmış FDM basınçla itiş kafasına doğru beslenir (Şekil 1). Böylece hareketli olan itiş kafası, BDT dosyasından edindiği parça ile ilgili bilgilere göre tabakaları üst üste oluşturmaya başlar. İşlem parça bitinceye kadar devam eder (Şekil 1).

Bu yöntemin üstünlükleri aşağıdaki şekilde sıralanabilir :

- (1) Modellerin kısa zamanda ve hızlıca yapılabilmesi,
- (2) Doğruluğun sağlanabilmesi,

- (3) Üç boyutlu dosyalardan modellerin tekrar elde edilebilmesi,
- (4) Bir ofis ortamında çalışılabilmesi,
- (5) Güvenli olması, zehirli olmayan maddelerin kullanılması,
- (6) Özel parçalara ve ek tesisatlara ihtiyaç duymaması,
- (7) Son ısıtmanın (Post curing) gerekli olmaması
- (8) İşlenebilir mum, hassas döküm mumu ve naylon benzeri plastik malzemelerden seçim yapılabilmesi,
- (9) Düşük işletme maliyetine sahip olması.



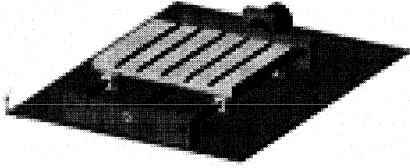
Şekil 1: Fused Deposition Modelling (FDM) teknolojisi kullanılan sistemin temel parçaları.

3. Tasarım ve İmalat

Üniversite araştırma laboratuvarı için ihtiyaç olan bilgisayarlı nümerik kontrol tabanlı bir ekonomik HP sistemi, varolan teknolojilerden en uygunu olan FDM yöntemi temel alınarak tasarlanmaya çalışılmıştır.

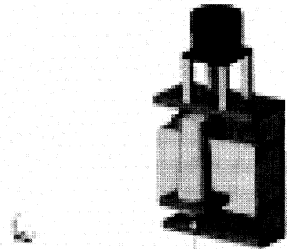
Bu sistemde ana kontrol ünitesi olarak bir adet kişisel bilgisayar yer almaktadır ve tarafımızdan geliştirilmiş olan kullanıcı ara birimi yazılımı ile sisteme kumanda etmektedir. Bu bilgisayarın COM1 (D9 konnektör) seri portundan hızlı prototipleme işlemlerinin yapıldığı üç eksen (X,Y,Z) hareketli ve adım motor kontrollü tablanın kontrolünü yapan mikrodenetleyiciye seri veri aktarımı yapılarak temel fonksiyonlar yerine getirilmektedir. Herbir eksen için ayrı ayrı olmak üzere üç adet bağımsız L297-L298 entegre

sürücülü adım motor ile sistemin hareket kontrolü sağlanmaktadır (şekil 2). Adım motor kontrol devrelerinin şeması Ek de verilmektedir.



Şekil 2: Adım (step) motor tahrikli iki boyutta (X,Y) hareketli tabla (sadelik açısından ikinci motor gösterilmemiştir).

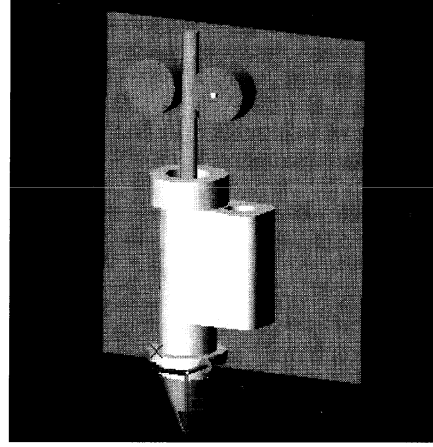
Bunun yanında, tablaya dikey iki yönde (Z) hareket edebilen kafa sistemi (Şekil 3) ve termoplastik eritici ve itici kafa ünitesi (Şekil 4) tasarlanmış ve uygun olarak bir araya getirilmiştir. Elektromekanik sistem daha önceden laboratuvarımızda tasarlanmış olup hazır olarak kullanılmıştır. Ana bilgisayarda koşturulan kullanıcı ara birim programı ve elektromekanik sistemin adım motorlarını ana programla RS232 protokolü ile kontrol eden 8051 ailesinden 89S52 mikrodenetleyicili arabirim bu çalışma için özel olarak tasarlanıp geliştirilmiştir.



Şekil 3: Adım (step) motorlu Z ekseninde iki yönde (yukarı-aşağı) hareketli kafa desteği.

89S52 mikrodenetleyicisi 8051 ailesi işlemcilerinin bir üyesidir. En popüler 8-bit mikrodenetleyicilerinden birisi olan bu entegrenin temel özellikleri arasında; kontrol uygulamalarına yönelik 8-bit merkezi işlemci birimine sahip olması (CPU), yoğun Boolean işlem yapma kapasitesi, 8KByte sistem içi programlanabilir (ISP) FlaşBellek, 1000 defa yazılabilme özelliği, 4.0V - 5.5V gerilim / 0 Hz-33 MHz frekans aralığında çalışabilmesi, 256 x 8-bit tümdevre üzeri bellek (RAM), 32 tane iki yönlü adreslenebilir giriş-çıkış

hattı, 8 adet kesme kaynağı, tam-dupleks UART seri kanalı olması bulunmaktadır.



Şekil 4: Tasarlanan termoplastik malzeme eritme ve basınçla itme (extrusion) ünitesi.

Kullanıcı ara birimi ile ayrıca elle tabla hareketi, kafa pozisyonu sıfırlanması, kalibrasyon ve temel bazı hareket işlemleri de yapılabilmektedir.

Sistem, ilk olarak sadece iki boyutlu olarak devre çizim işlevlerinde denenmiştir. İlk denemelerde çözünürlük yaklaşık 0.5mm dir ve amatör ihtiyaçlara cevap verebilecek düzeydedir. 0.3mm uçlu asetat mürekkepli bir kalem ile satır-satır tarama ile çizim yaptığı için çalışma süresi nispeten uzundur. Ortalama olarak 1cm² lik bir yüzeyi yedi dakika gibi bir sürede ortaya çıkarmaktadır. Asitten etkilenmeyen bir mürekkepli kalem ile çizim yapıldığı için üretilen kart doğrudan asite atılarak baskı devre elde edilebilmektedir.

Baskı devre çizimi gibi iki boyutlu işlem, tasarlanan sistemle gerçekleştirildikten sonra üçüncü boyuttaki (Z) hareketleri de kapsayacak şekilde hızlı prototipleme işlemi denemelerine geçilmiştir. Bu denemeler sırasında şekil 5 de görülen şekilde sistem tamamlanmış, sistem birimlerinin birbirleriyle uyumunu optimum sağlayacak düzenlemeler yapılarak sistem geliştirilmiştir.

(şekil 5 buraya konacaktır)

Şekil 5: Kişisel bilgisayar kontrollü düşük maliyetli hızlı prototipleme sisteminin genel görünümü

Söz konusu sistemin hızlı prototipin geliştirildiği kısmı ise değişik açılardan şekil 6 ve 7'de görülmektedir.

(şekil 6 buraya konacaktır)

Şekil 6: Hızlı prototipleme sisteminin mikrodenetleyici kontrollü hareketli tabla, üç eksenli adım motor ve diğer ilgili birimlerinin yer aldığı kısmının tepeden fotoğrafı.

4. Sistemin Denenmesi ve Tartışma

Şekil 2-4 de ayrıntılı olarak elektromekanik birimleri gösterilen sistemin kullanıcı ara birim yazılımı Windows XP™ işletim sistemi altında koşturulan Visual Basic™ tabanlı program ile gerçekleştirilmiştir. Bu programlama dilinin seçilmesindeki amaç, yaygın işletim sistemi (Windows™) uyumluluğu, laboratuvarımızda lisanslı olarak elde bulunması, programlama kolaylığı ve görsel tasarımlar için uygun olmasıdır. Söz konusu programın genel akış şeması şekil 8 de verilmiştir.

Şekil 8 de görüldüğü üzere oluşturulacak PCB çizimi veya HP model katmanı, BMP dosyası halinde bilgisayar sabit diskinden okunmakta, gerekiyorsa tekrenli biçime çevrilmekte, sisteme uygun çözünürlük değerlerine getirilmekte ve tabla hareketine kumanda edecek biçimde bilgiye dönüştürülmektedir.

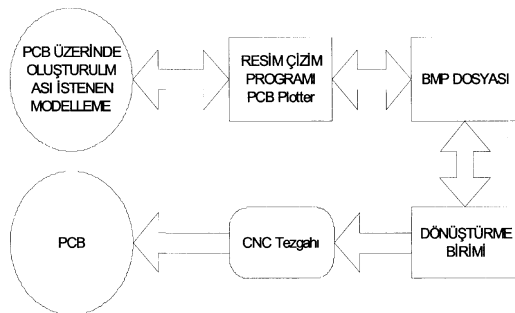
(şekil 7a buraya konacaktır)

(a)

(şekil 7b buraya konacaktır)

(b)

Şekil 7 (a-b): Hızlı prototipleme sisteminin mikrodenetleyici kontrollü hareketli tabla, üç eksenli adım motor ve diğer ilgili birimlerinin yer aldığı kısmının değişik açılardan fotoğrafları.



Şekil 8: Baskı devre çizimi ve hızlı prototipleme sisteminde kullanılan kontrol yazılımının genel akış şeması.

Söz konusu sistem ile gerçekleştirilmiş olan bir ürün ise şekil 9 da verilmiştir.

(şekil 9 buraya konacaktır)

Şekil 9: Hızlı prototipleme sisteminden elde edilen ilk örneklerden birisi.

Şekil 9 da verilen örnekte yaklaşık 2.5mm kalınlığında çıkan termoplastik malzeme ile oluşturulan ve bir dikdörtgen, bir dairesel kısım içeren, 80mm boyunda, 7.5mm yüksekliğinde gelişigüzel bir cisim yer almaktadır. Termoplastik malzeme kalınlığının elde edilen prototipin çözünürlüğünde belirleyici bir öneme sahip olduğu ve çözünürlük limitinin ortalama 1.25mm olduğu şekil kenarlarının kırıklığından rahatça görülebilmektedir. Erimiş termoplastik malzeme kalınlığının (tabaka kalınlığı) azaltılması ile çözünürlüğün iyileştiği beklenmiş ve gözlenmiştir. Bu konudaki çözünürlük limitinin belirlenmesi için çalışmalar devam etmektedir.

Ticari olarak varolan hızlı prototipleme sistemlerine göre yapılan işe şöyle bir bakarsak aşağıdaki sonuçlara varabiliriz. Bu bilgiler ilgili internet sitesinden alınmış ve özetlenmiştir [5]. Buna göre 25 000 ile 800 000 USD olan HP sistemleri içinde en ekonomik olanlar 25 000 USD den başlayan ve FDM teknolojisi kullanan sistemler olduğu görülmektedir. Bunların tek dezavantajı pound (450g) başına 115-185USD arasında değişen termoplastik malzeme fiyatları ve diğer sistemlere göre düşük olan hızlarıdır [5]. Hızlı prototipleme cihazlarının en iyileri, stereo lithografi teknolojisi kullanan, 39x31x20 inç (25.4mm) boyutlarında parça imal edebilen hız, çözünürlük ve yüzey pürüzlülüğü açısından en iyi olan ancak dikkat edilmesi gereken kimyasal sıvılarla çalışan ve 219 000- 800 000 USD aralığında fiyatları olan sistemler olduğu belirtilmektedir [5]. Bu çalışmada geliştirilen sistemin bugünkü değerinin (bilgisayar sistemi ve yazılım hariç) 1000 YTL (yaklaşık 650 USD) olduğu tahmin edilmektedir. Ancak çözünürlüğün çok daha iyileştirilmesi gerekmektedir. Diğer hızlı prototipleme sistemlerinin özellikleri ve diğer ayrıntıları verilen siteden edilebilmektedir [5].

5. Sonuçlar ve Çalışmanın Devamı

Bu çalışmada, uygulamalı araştırma kurumları, KOBİ'ler, ürün geliştiricileri ve hatta kişiler için uygun olabilecek bir bilgisayarlı nümerik kontrol (CNC) yaklaşımlı bir hızlı prototipleme (HP) sistemi geliştirilmiştir. Bu sistem öncelikle elektronik devre baskı devre üretimi için tasarlanıp denenmiştir. Daha sonra da HP sistemi için gerekli olacak basınçlı plastik itici kafa birimi tasarlanarak sistemde eklenmiş ve hedeflenen termoplastik malzemeli, FDM teknolojisi kullanan ekonomik HP sistemi geliştirilmiştir.

Sistemin genel olarak çözünürlüğü ve hızı ticari sistemlere göre geridedir. Halen 2.5mm olan termoplastik malzeme tabaka kalınlığı 0.5mm dolaylarına indirmek için çalışmalar yapılmaktadır. Sistem, 1cm² lik bir tabakayı yaklaşık iki dakikada oluşturmaktadır ve bu hızı arttırmak için çalışmalar yapılmaktadır. Önümüzdeki bir sene içinde çözünürlüğün, araştırma-geliştirme çalışmaları için yetebilecek olan 0.25 mm ve hızın da 1 dakika/cm² olmasının mümkün olabileceği düşünülmektedir.

6. Teşekkür

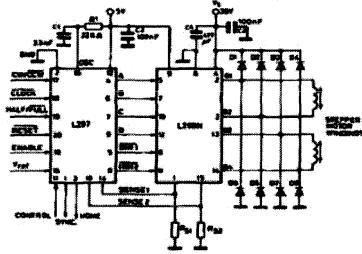
Bu çalışmada kullanılan bilgisayar sistemi Hacettepe Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Birimi 04 01 602 007 no.lu proje desteği ile temin edilmiştir. Kullanılan elektromekanik sistem ise Alper Yıldırım tarafından tasarlanıp imal edilmiştir.

7. Kaynakça

- [1] Fischer A, Multi level models for reverse engineering and rapid prototyping in remote CAD systems, Computer Aided Design 32:27-38, 2002
- [2] Kusiak A, Concurrent engineering: Automation, Tools and Techniques , Wiley-Interscience 2002
- [3] Ferreira JC and Alvea NF, Integration of reverse engineering and rapid tooling in foundry technology, Journal of Materials Processing Technology, 142:374-382, 2001
- [4] Lee KH, Woo H, Use of reverse engineering method for rapid product development, Computers and Industrial Engineering, 35:21-24, 2003

- [5] 3D Printing at the Ford Prototyping Studio http://kingkong.me.berkeley.edu/3dp/rp_overview_castle_island.doc (29.9.2006)

8. Ek



$$R_{01} = R_{02} = 0.5 \Omega$$

$$D1 \text{ to } D6 = 2 \text{ A Fast diodes } \left\{ \begin{array}{l} V_f < 1.2 \text{ V @ } I = 2 \text{ A} \\ t_r < 200 \text{ ns} \end{array} \right.$$

Şekil E1: Hızlı prototipleme sisteminde kullanılan adım motorların sürücü devresi.

Mikro Parçaların Tutulması için Kuvvet Yansıtılmalı Alet Tasarımı

Emrah Deniz¹, Meltem Elitaş¹, Asif Şabanoviç¹

¹ Elektrik Mühendisliği Fakültesi
Twente Üniversitesi, Enschede, Hollanda
e.deniz@student.utwente.nl

² Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi
Sabancı Üniversitesi, İstanbul
mcltemelitas@su.sabanciuniv.edu, asif@sabanciuniv.edu

Özetçe

Kuvvet yansıtılmalı sistem tasarımı ve kontrolü dokunma duyusunu makinelere kazandırmayı amaçlayan bir çalışma alanıdır. Yöneten ve yönetilen iki (master ve slave) robottan oluşan çift taraflı kontrol de haptik teknolojisinin bir uygulama alanıdır. Yönetilen robot, yöneten robotun hareketine bağlı hareket eder, yönetilen robotun yöneten robota uyguladığı tepki kuvveti operatör tarafından hissedilebilir. Bu teknik uzay çalışmaları, ameliyatlar ve nükleer işlemler gibi bir çok alanda kullanılmaktadır.

Bizim çalışmamızdaki uygulama alanı ise mikro sistem teknolojilerine yönelik olup, x-y düzleminde bulunan mikro parçaların tutulmasıdır. Bu amaçla, mikro katların kontrolü ve mikro parçaları yakalayan aletin (gripper) kuvvet yansıtılmalı (haptic) kumanda kolu ile kontrolü tasarlanmıştır. Bu çalışmada kuvvet yansıtılmalı aletin tasarımı, kontrolü ve mikro sistemlerde uygulamaları ele alınacaktır.

Anahtar kelimeler: mikro, makro, kuvvet yansıtılmalı aletler, dokunsal arayüz haptik (haptic), kuvvet yansıtılmalı kumanda kolu, yöneten-yönetilen robot, manipülasyon (manipulation).

1. Giriş

Teknolojik gelişmelerin ve hayatı kolaylaştıran bir çok icadın kaynağı; doğa ve doğanın mükemmel varlıklarından biri olan insandır. Dokunma duyusu insanlarda gelişen ilk duydur ve son yıllarda bir çok araştırmacı tarafından incelenen haptik, dokunma duyusunu makinelere aktaran bir çalışma alanıdır. Operatörler için uygun olmayan çalışma alanları, uzay çalışmaları, fizik tedavi ve rehabilitasyon, robotların çevreyi hissederek öğrenmeleri başarılı birer uygulama alanıdır. Günümüzde teknolojik çalışmalar makro dünyadan mikro dünyaya yönelmektedir. Bu yönelim göremediğimiz nesnelere çalışma, dolayısıyla mikro dünyayı tanımayı gerektirmektedir.

Makro boyutlardan mikro boyutlara geçişte nesnelere minyatürleşmesiyle, mikron mertebesinde tutulma işleminde yerçekimi ve atalet kuvvetlerinin yerini van der Waals, yüzey gerilim kuvvetleri ve elektrostatik kuvvetleri gibi çekici kuvvetler (attractive forces) almıştır.

Çekici kuvvetler; nem, yüzey koşulları, sıcaklık gibi çevresel koşullara bağlıdır. Mikro boyutlarda manipülasyon için mikro boyutlarda fiziki çok iyi bilmek gerekmektedir. Mikro parçalar; çekici kuvvetler, sıcaklık, optik, elektrik alan ve manyetik alan değişikliklerinin etkisiyle yüzeye yapışır ve manipülasyon işlemi daha da zorlaşır. [1] mikro ve makro dünyanın karşılaştırılması konusunda iyi bir kaynak niteliğindedir.

Manipülasyon eller ile dokunma olayı yada mekanik açıdan ellerin dokunma hissini kullanmaktadır. Makro dünya için insan elleri kusursuz bir tasarım örneği iken mikro dünyada durum biraz farklıdır. Görsellik ön plana çıkmaktadır, bu da mikroskobun yönelimi, derinlik bilgisi ve büyütme gibi limitleri önemli kılmaktadır. Serbestlik derecesinin artması mikro manipülasyon için diğer bir dezavantajdır. Buna ek olarak mikro mekanizmaların üretimi ve eyleyiciliği (actuating) makro sistemlere göre daha zordur.

Mikro manipülasyonda diğer bir önemli konu da ölçeklemedir. Nesnelere boyutları küçüldükçe nesnenin hacmine bağlı atalet kuvvetleri, yüzeyine bağlı yapışıcı (adhesive) kuvvetlerden daha hızlı küçülür. Parçanın tutulmasından sonraki işlemler daha zor olduğundan, manipülasyon yapışıcı kuvvetlerin parçacığın hareketi üzerine etkileri çok iyi analiz edildikten sonra ancak gürbüz bir mikro işleme yapılabilir.

Mikro ve nano teknolojideki gelişmeler küçük algılayıcılar, eyleyiciler, gömülü elektronik gibi bir çok alanda araştırmaların hızlanmasını sağlamıştır. Mikro yapılar oluşturmak için bu parçaların birleştirilmesi montaj sürecini gerekli kılmaktadır. Mikro teknoloji ve mikro sistemler için mikro manipülasyon çok önemlidir.

Bizim çalışmamız, kuvvet yansıtılmalı alet aracılığı ile mikro ve makro boyutlardaki nesnelere manipülasyonunu kuvvet geri besleme yönetimiyle kontrol ederek gerçekleştirmektedir. Yapılan araştırmalar sonucunda yönetilen sisteme etki eden kuvvetlerin, yöneten sisteme elektromekanik bir alet eklemeyen, sanal empedans yöntemiyle uygulanmasına karar verilmiştir.

Bu çalışmada şöyle bir düzen izlendi: 2. bölümde kuvvet yansıtılmalı aletler ve bunların kontrol problemlerine değinildi. 3. bölümde kuvvet yansıtılmalı aletin tasarımı için gereken bütün hesaplamalara ve fikirlere yer verildi. 4. bölümde deneysel sonuçlar sunuldu.

2. Kuvvet Yansıtılmalı Aletler

2.1. Tanım: Dokunsal Arayüz

Haptik, kelime olarak dokunma hissiyle ilgili ya da dokunmadan üretilen anlamına gelmektedir. Dokunsal arayüz ise kullanıcının bilgisayarla etkileşim içinde dokunma hissi geri beslemesini almaya yarayan alettir. Geri besleme x, y ve z eksenleri kullanıcıya zıt bir kuvvet uygulanarak kazanılır. Değişik tipteki dokunsal arayüzleri iki ana başlık altında toplamak mümkündür. Bunlar:

- Devinduyum (kinesthetic) algılama: büyük ölçek ayrıntıları dediğimiz taslak, vücuda ya da ele uygunluk ile ilgili mekanik parametreler ve nesnenin şekli gibi

esasları özetler. Bu bilgi kaslar ve iskelet sisteminden propriozeptif hissetme yolu ile edinilir.

- Cildel (cutaneous) algılama: İnsan elindeki yumuşak derinin mekanik alıcı sinir uçları tarafından algılanan ayrıntıları özetler.

2.2. Algılayıcı Aletler için Mekanizmalar

Kuvvet yansıtıcı sistemler uzun yıllar boyunca değişik birimlerce çalışılmıştır ve bir çok önemli kuvvet yansıtıcı alet tasarlanmıştır. Bu kısımda, kısaca kuvvet yansıtıcı aletleri ve onların tasarım özelliklerini anlatacağız.

Aletlerin mekanik tasarımını çözmek için değişik bir çok yöntem kullanılmıştır. Bu yöntemlerden çoğu serbestlik derecesi problemini çözmek üzere mekanizma tasarımı tekniği kullanırken bazı araştırmalar mekanik çözümleri mümkün kılmıştır.

Delta paralel robot, paralel kenarın kullanımına bağlı olarak 3 veya 4 dereceden serbestlikte olabilir ve dönel eyleyiciler kullanılır. Çalışma alanı 3 öteleme SD'den oluşur. Paralel mekanizmalardan oluştuğundan tüm sisteme uygulanan torku azalır ve tüm sistemin çözünürlüğünü artırır.

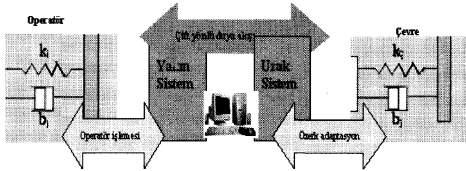
Çevik göz (Agile Eye), ilk olarak hızlı kamera yönelimi için paralel kinematik dönel eklemler kullanılarak tasarlanmıştır. Kinematik tasarımı 2. veya 3. dereceden (roll, pitch ,yaw) dönel serbestliğe sahiptir. [6]

Lorentz kuvvetlerini kullanan dokusal arayüz Maglev (Magnetic Levitation-manyetik yükselme) manyetik yükselime bağlılığından dolayı farklı bir yaklaşımdır. Bu sistemin avantajları temasız eyleyiciler, hareketli tek bir parça ile 6. dereceden hareket serbestliğine sahip olabile, yüksek denetleme bant genişliği, yüksek konum çözünürlüğü ve yüksek hassasiyettir [5].

Pantograf, en popüler dokusal arayüzlerdendir, 3. derecede kalem şeklinde seri kinematik zincirden paralel kinematik mekanizma elde edilerek tasarlanmıştır. Sistem ilk bakıldığında seri bir yapıya sahip olmasına rağmen konum belirlenmesi için motorların paralel çalışması mecburidir. Bu dizayna verilen bir başka isim ise 5 çubuklu bağlamdır (5 bar linkage). [7]

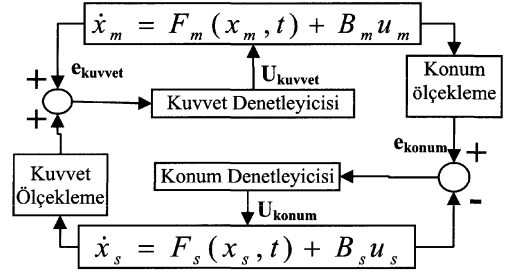
2.3. Kuvvet Yansıtıcı Aletlerin Kontrolü

Uzaktan kumandalı sistemlerde bilgi akışının çift taraflı veya tek taraflı olması kuvvet geri beslemesinin olup olmadığına bağlıdır. Kuvvet geri beslemesinin olmayışı dokunma duyusunun olmaması anlamına gelmektedir ve dokunma duyusuz kuvvet yansıtıcı alet düşünülemez. Bu yüzden de çift yönlü bilgi akışı kuvvet yansıtıcı aletler için bir zorunluluktur. Çift taraflı kontrol sistemleri (Şekil-1) operatör tarafından çevreye uygulanan ve çevreden operatöre yansıyan harici kuvvetlerin uygulandığı çift yönlü veri akışını içeren çift taraflı kontrol algoritmalarından oluşur. Çevre ve insan kavramı; kütle, yay ve söndürücü sargıyla modellenmektedir, bunların değerleri ise uygulamaya bağlı olarak değişmektedir.



Şekil 1 : Çift taraflı kontrol Sistemlerinin yapısı

Çift taraflı kontrol sistemlerinde yöneten robotun kuvvet, yönetilen robotun ise konum kontrolü esasına dayanan kuvvet-konum mimarisi (Şekil-2) diğer çift taraflı veri akışı yapılarından daha uygundur [9].



Şekil 2 : Çift taraflı sistemlerin kuvvet-konum yapısı

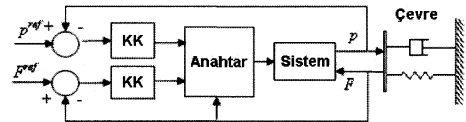
Bu yapıdaki kontrol sistemlerinde yöneten robotun konumu, yönetilen robota referans olarak gönderilirken; yönetilen robota etkiyen harici kuvvet, yöneten robot için kuvvet referansı olarak geri beslenir bu sayede operatör çevreyi hissedebilir. Eğer her iki sistem de aynı özelliklere sahipse ölçekleme faktörü 1 olur, farklı özelliklerdeyse ölçekleme faktörü her iki sistemin parametrelerine ve istenen çıkışa bağlı olarak değişir.

Çift taraflı sistemler için kararlık ne kadar önemliyse, gerçek kuvvetlerin tam olarak hissedilmesi için denetleyicinin şeffaflığı da o kadar önemlidir.

Bu çalışmada, kuvvet kontrol algoritmaları üzerinde durulacaktır. Kuvvet yansıtıcı sistemlerde kuvvet kontrolü çevreyle etkileşim içinde bulunan robotların kuvvet kontrolünden farklı değildir. Robotun yüzey veya bir parça üzerine uyguladığı kuvvet ya da torku operatör elinde kuvvet yansıtıcı sistemle hissedebilir. Bu konu 80lerden beri araştırma konusudur ve birçok uygulama çeşidi olmasına rağmen en göze çarpanlar: melez konum-kuvvet kontrolü ve empedans kontrolüdür.

2.3.1. Melez Konum-Kuvvet Kontrolü

Bir çok robotik uygulamasında olduğu gibi çevreyle etkileşim içindeki robot kontrolleri için hem robotun uygulama başlığını (end effector) hem de yüzeye uygulanan kuvveti kontrol etmek gerekmektedir. Melez kontrol problemini çözmek amacıyla Raibert ve Craig [10], [11] melez kontrol adıyla anahtarlar kontrol şeması önermişlerdir.



Şekil 3 : Melez kontrol yapısı

Bu kontrol şeması, görev uzayını kuvvet uzayı ve konum uzayı olmak üzere iki alt uzaya ayırmaktadır. Bu yöntemin dezavantajı, iki uzay arasındaki geçişleri anahtarlar yöntemi ile gerçekleştirmesidir. Anahtarlar süresince denetleyici çıkışındaki atlamalar sistemin kararsız olmasına neden olmaktadır. Pratikte, gürültü ve doğrusal olmayan sistem parametrelerinden dolayı ne zaman anahtarlar yapılacağına karar vermek güçleşmektedir.

2.3.2. Empedans Kontrolü

Melez kontrol sistemlerinde anahtarlama problemini çözmek amacıyla Hogan [12] empedans kontrol yöntemini geliştirmiştir. Bu yöntem çevreyle etkileşim içinde olan robot ucunun konumu ile çevreye uyguladığı kuvvet arasında gereken dinamik empedans ilişkisinin kurulmasına dayanır.

Empedans kontrolün en belirgin özelliği basitliğidir. Tek bir denetleyici melez kontrolün anahtarlama problemini ortadan kaldırdığı gibi robot ucunun hareketini de kısıtlamaktadır. Bu yüzden tasarlanacak haptik cihaz için empedans kontrolü daha uygundur.

3. Kuvvet Yansıtımlı Alet Tasarımı

3.1. Tasarım Kriterleri ve Amacı

Kuvvet yansıtımlı aletlerin tasarımı sırasında göz önünde bulundurulması gereken önemli noktaları PhanNTOM'un tasarımcısı Salisbury şöyle sıralamaktadır [2]:

- Kuvvet ve hareket çok önemlidir.
- Bir çok anlamlı dokunsal etkileşim ya hiç tork içermez ya da çok az içerir.
- Küçük ve bilek merkezli çalışma alanı yeterlidir.

Yine aynı çalışmanın sonucu olan, kuvvet yansıtımlı aletlerin sahip olması gereken özellikleri şöyle sıralayabiliriz:

1. Eğer boş bir uzayda çalışacaksa, kuvvet yansıtımlı alet de boşluk hissini vermemelidir. Diğer bir deyiş ile, operatör tarafında sistemin doğal dinamikleri, sürtünme, mekanik boşluk ve atalet hissedilmemelidir.
2. Alet sert bir nesneye dokunduğunda operatör de sertliği hissettirebilecek kuvveti sağlayabilmelidir. 20 N/cm sertlik insanın beton bir duvara dokunduğunu hissedebilmesi için yeterlidir.
3. Alet tarafından uygulanacak kuvvet bir çok dokunsal etkileşimde kullanılabilecek büyüklükte olmalıdır.

Kuvvet yansıtımlı aletlerin frekans karakteristikleri ile ilgili TU Eindhoven'da yapılan çalışma sonucunda bir parmağa 7N kuvvet uygulayarak gerekli rahatlığın sağlanabileceği görülmüştür. Aynı çalışmada insanların çevre ile olan etkileşimlerinin bant genişlikleri belirtilmiştir [4]:

Tablo 1: İnsanların çevre ile olan etkileşimlerinin bant genişliği

Uygulama	Frekans
Devinduyum algılama	10 Hz
Ciltsel algılama	320 Hz
Operatör hareketleri	10 Hz

3.2. Mekanik Tasarım

3.2.1. Mekanik Sistem Seçimi

Kuvvet yansıtımlı aletlerin kinematik tasarımı çok sayıda değişik tasarım tekniği içermektedir. Düzlemsel hareket en iyi şekilde veren pantograf ve delta mekanizmalarıdır. Bu çalışmada 2SD sistem tasarımı ön plana çıktığından, pantograf mekanizması ele alınmıştır. Gürsel Alici'nin da [8] belirttiği gibi 2SD Pantograf mekanizmasının avantajları ve dezavantajları Tablo 2'de sıralanmaktadır.

Belirtilen dezavantajların çoğu modern elektronik cihazlar ve yazılımlar ile kolayca çözülebilmektedir. Uygulamamızda sentez ve analiz kısmı CAD araçları kullanılarak, mekanik problemler ise G. Alici [3] ve V.

Hayward'ın [7] makalelerinden yararlanılarak çözülmektedir. Tasarım işlemlerine başlamadan önce bütün denklemler çıkarılıp istenen özellikte çalışma alanı elde edilebilmediği Matlab benzetimleri ile kontrol edilmiştir.

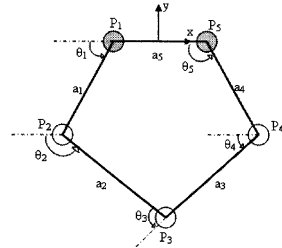
Tablo 2: Pantograf mekanizması Değerlendirmesi

Avantajlar	Dezavantajlar
Yüksek sertlik, iyi dinamik karakteristikler, kusursuz konumlandırma kapasitesi .	Sınırlanmış çalışma alanı. Analiz, sentez, kontrol ve yörünge planlamada zorluklar.

3.2.2. Beş Çubuklu Bağlam (5 bar linkage)

Adından da anlaşıldığı üzere 5 çubuklu bağlam, 5 nokta ve bağlantıdan oluşmaktadır. P_1 ve P_5 eklemleri birer motorla sürülürken diğer eklemler ise serbest bırakılmaktadır böylece sistem 2SD düzlemsel yüzeyde kontrol edilebilmektedir.

Aşağıdaki şekilde eksenlere bağlı olarak eklemler açılarının nasıl ölçüldüğü gösterilmektedir. 5. bağlamdaki (a_5) eksen takımının ortasındaki, xy eksen takımının orijinine göre sistemdeki bütün mesafeler ölçülmüştür.

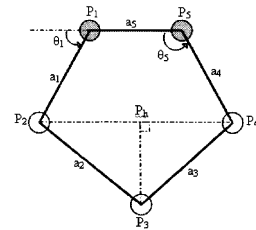


Şekil 4 : 5 Çubuklu bağlam

Mekanik tasarım için izlenen adımlar sırayla: ileri kinematik, ters kinematik ve kuvvet analizleri şeklindedir.

3.2.3. İleri kinematik

5 çubuklu bağlamda P_3 noktasının konumunu bulabilmek için ileri kinematik analizleri yapıldı. P_3 noktasının koordinatını P_{3x} ve P_{3y} ile gösterdiğimiz denklemler giriş olarak θ_1 ve θ_5 değerlerini almaktadır.



Şekil 5 : İleri kinematik taslağı

P_3 noktasının konumunu bulabilmek için oluşturduğumuz denklemler yukarıda kesikli çizgilere gösterilen üçgenler faydalanılarak elde edilmiştir. Motorların θ_1 , θ_5 açılarına karşılık gelen x_3 ve y_3 konumlarının denklemleri:

$$P_2(x_2, y_2) = [a_1 \cos \theta_1, a_1 \sin \theta_1]^T \quad (1)$$

$$P_4(x_4, y_4) = [a_4 \cos \theta_5 - a_5, a_4 \sin \theta_5]^T \quad (2)$$

$$\|P_2 - P_h\| = \frac{a_2^2 - a_3^2 + \|P_4 - P_2\|^2}{2\|P_4 - P_2\|} \quad (3)$$

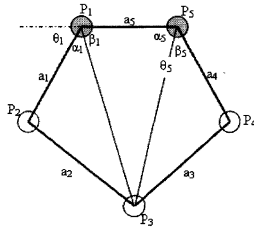
$$P_h = P_2 + \frac{\|P_2 - P_h\|}{\|P_2 - P_4\|} (P_4 - P_2) \quad (4)$$

$$\|P_3 - P_h\| = \sqrt{a_2^2 - \|P_2 - P_h\|^2} \quad (5)$$

$$\square_3 = \square_h + \frac{\|P_3 - P_h\|}{\|P_2 - P_4\|} (y_4 - y_2) + \frac{a_5}{2} \quad (6)$$

$$y_3 = y_h - \frac{\|P_3 - P_h\|}{\|P_2 - P_4\|} (\square_4 - \square_2) \quad (7)$$

3.2.4. Ters kinematik



Şekil 6: Ters kinematik taslağı

Ters kinematik denklemleri de şekil 6'da gösterilen üçgenler de kosinüs teoremi gibi basit trigonometrik hesaplar kullanarak θ_1 ve θ_5 açıları bulunmuştur:

$$\alpha_1 = \arccos \left(\frac{a_1^2 - a_2^2 + \|P_1, P_3\|}{2a_1 \sqrt{\|P_1, P_3\|}} \right) \quad (8)$$

$$\beta_1 = \arctan 2(y_3, -\square_3 + a_5/2) \quad (9)$$

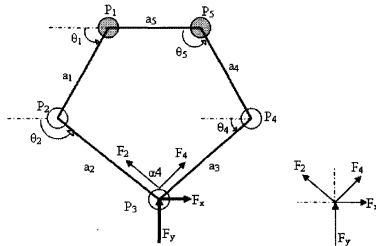
$$\alpha_5 = \arctan 2(y_3, \square_3 + a_5/2) \quad (10)$$

$$\beta_5 = \arccos \left(\frac{a_4^2 - a_5^2 + \|P_5, P_3\|}{2a_4 \sqrt{\|P_5, P_3\|}} \right) \quad (11)$$

$$\theta_1 = \pi - \alpha_1 - \beta_1 \quad (12)$$

$$\theta_5 = \alpha_5 + \beta_5 \quad (13)$$

3.2.5. Kuvvet Analizi



Şekil 7: Serbest cisim diyagramı kuvvet grafiği

P_3 noktasında istenen kuvvetlerin oluşumunu sağlayacak nitelikte motorların seçimi ve kontrol esnasında uygulanacak akımların hesaplanması için kuvvet analizi yapılmaktadır. Mekanik analizin tam olarak yapılabilmesi amacıyla bütün sistem serbest cisim diyagramlarına ayrıldı (Şekil 7).

Her bir serbest cisim diyagramına etkiyen kuvvetler hesaplanarak elde edilen denklemler ile motorların istenen kuvvetleri uygulanması için gereken torklar hesaplandı:

$$\theta_2 = \pi + \theta_1 - \arccos \left(\frac{a_1^2 + a_2^2 - \|P_1, P_3\|^2}{2a_1 a_2} \right) \quad (14)$$

$$\theta_4 = \theta_5 - \pi + \arccos \left(\frac{a_3^2 + a_4^2 - \|P_5, P_3\|^2}{2a_3 a_4} \right) \quad (15)$$

$$F_2 = \frac{F_x + F_y \cot \theta_4}{\sin \theta_2 \cot \theta_1 - \cos \theta_2} \quad (16)$$

$$F_4 = \frac{F_y - F_2 \sin \theta_2}{\sin \theta_4} \quad (17)$$

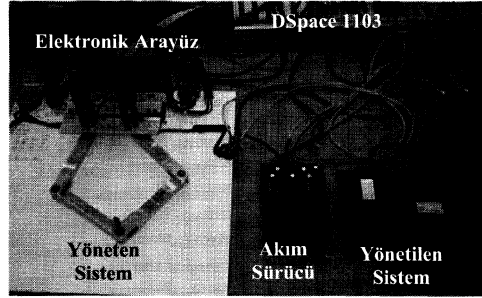
$$T_1 = F_2 a_1 \sin(\theta_2 - \theta_1) \quad (18)$$

$$T_5 = -F_4 a_4 \sin(\theta_5 - \theta_4) \quad (19)$$

3.2.6. Deneysel Düzenek Tasarımı

Yukarıda belirtilen benzetim sonuçlarına göre çubukların boyları belirlendi: $a = [130 \ 130 \ 130 \ 130 \ 70]$ (mm)

Tüm elektronik sistemler, DSpace 1103 kontrol ünitesine bağlandı ve DSpace Control Desk programı kullanılarak gerekli tüm yazılım hazırlandı.



Şekil 8: Deneysel düzenek

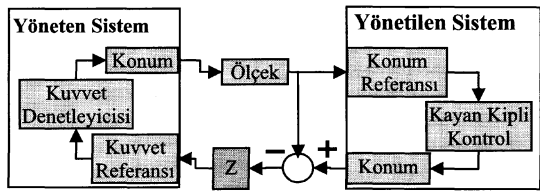
Yöneten sistemde, iki adet Faulhaber 2642 012 CR serisi, IE2 512 PPM manyetik kodlayıcılı motorlar kullanıldı. Bu motorlara yine Faulhaber marka 26/1 serisi ve 43:1 dişli oranlı dişli kutusu bağlandı. Bu şekilde 512 olan konum ölçüm çözünürlüğü $512 \times 43 = 22016$ 'ya çıkarıldı.

Bu sistem için motor sürücüsü olarak çok yüksek çözünürlükte akım kontrolü sağlayacak motor akım kaynağı kullanıldı.

Yönetilen sistemde PI marka M-232.17 serisi doğrusal mikro katlar kullanıldı.

3.3. Kontrol sistemi tasarımı

3.3.1. Genel Kontrol Şeması



Şekil 9: Sanal setlik uygulaması

Yapılan araştırmalar sonucunda sisteme etki eden kuvvetlerin, sisteme elektromekanik bir ölçü aleti ekmeden, sanal empedans yöntemiyle hesaplanmasına karar verilmiştir. Operatörün hissedeceği kuvvet, yönetilen sistemle yöneten sistem arasındaki mesafe farkının sanal bir empedans ile çarpılıp, yöneten sisteme geri besleme olarak gönderilmesi ile olmaktadır.

2SD sistemler için birbirinden bağımsız ve birbirine dik olan F_x ve F_y kuvvetleri hesaplanmıştır:

$$F = K(pos_{yönetilen} - ref_{yönetilen}) \quad (20)$$

Çalışmamızda yönetilen sistem diye adlandırdığımız sistem 15mm'ye 15 mm çalışma alanı doğrusal mikro katlar (stage)dan oluşmaktadır. Yöneten sistem olarak adlandırdığımız sistem ise 100mm'ye 100mm çalışma alanı pantografıdır. Her iki sistem mekanik yapı olarak birbirinden oldukça farklıdır. Pantografın mikro katlara konum ölçekleme katsayı olarak 0.15 seçildi.

3.3.2. Yönetilen Sistem Kontrolü

Yönetilen sistemin konum kontrolü için 1µm hassasiyette kayan kipli denetleyici [13] kullanılmıştır.

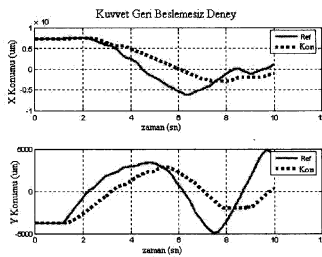
3.3.3. Yöneten Sistem Kontrolü

Sanal empedans yöntemi ile hesaplanan kuvvet, kuvvet-tork dönüştürme denklemleri kullanılarak motorlar için gerekli olan torkların hesabında kullanıldı. Kuvvet kontrolü, açık yada kapalı döngü şeklinde uygulanabilmektedir. Klasik ve kolayca uygulanabilir tork kontrol tekniklerinden açık döngü tork kontrolünde, motorun tork katsayısı tork hesabında kullanılabildiğinden, motorlar doğrudan akım ile beslenebilmektedir. Kapalı döngü tork kontrolünde ise kuvvet bozan etken gözlemcisi yardımıyla hesaplanmaktadır. Bozan etken gözlemcisi için yöneten sistemin sürtünme modelinin kusursuz olarak çıkarılmış olması gerekmektedir. Bundan dolayı uygulamada açık döngü tork kontrolü tercih edilmiştir.

4. Deneysel Sonuçları

Deneyler kuvvet geri bildirim etkisini göstermek için öncelikle, kuvvet geri bildirim kapatılarak yapıldı daha sonra açılarak aradaki farklar incelendi.

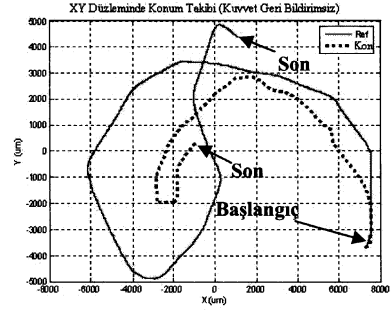
4.1. Kuvvet Geri Beslemesiz Deneysel



Şekil 10: x ve y konum grafikleri (geri beslemesiz)

İlk deneyde, kuvvet geri beslemesiz olan yöneten robot, serbestçe oynatıldı. Kuvvet geri beslemesi olmadığından dolayı hareketi çok yavaş olan yönetilen sistem, yöneten sistemi takip edemedi ve Şekil-10'daki konum-zaman grafikleri elde edildi.

Aynı konum zaman grafiklerinin xy düzleminde birleştirilmiş hali ise Şekil-11'de görülmektedir.

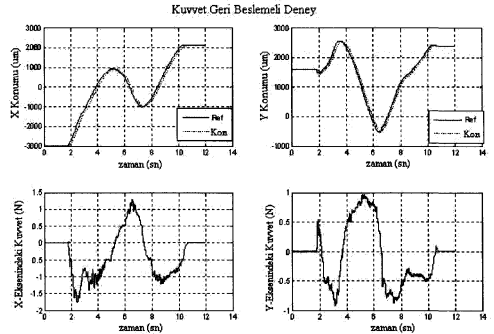


Şekil 11: xy konum takibi (geri beslemesiz)

Eğer yakalayıcı bir noktaya getirilir ve belli bir süre beklentilirse katlar de tam olarak o noktaya gelebilmektedir ancak bu şekilde bir gecikme sistemin çalışmasına uygun değildir.

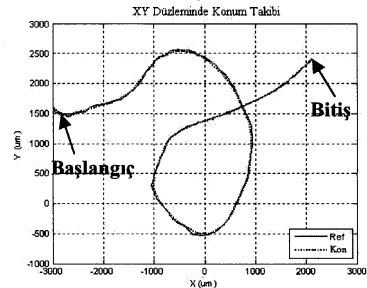
4.2. Kuvvet Geri Beslemeli Deneysel

Sisteme kuvvet geri beslemesi eklediğimizde sistem tasarlandığı şekilde kuvvet geri yansıtımlı hale gelmektedir. Yavaş olan yönetilen sistem, yöneten sistemin hareketini takip edemediği anda oluşan konum farkından dolayı yönetilen sisteme bir kuvvet geri bildirim aktarılmaktadır. Bu da operatörü yavaşlattığından, yönetilen sistem ile yöneten sistem eş zamanlı hale getirilmektedir.



Şekil 12: x ve y eksenlerinde konum ve kuvvet grafikleri (geri beslemeli)

Aynı konum zaman grafiklerinin xy düzleminde birleştirilmiş hali ise Şekil 13'te görülmektedir.



Şekil 13: xy konum takibi (geri beslemeli)

Grafiklerden de açıkça görüldüğü üzere, kuvvet geri besleme olarak sisteme eklediğimiz mikro katlar kuvvet

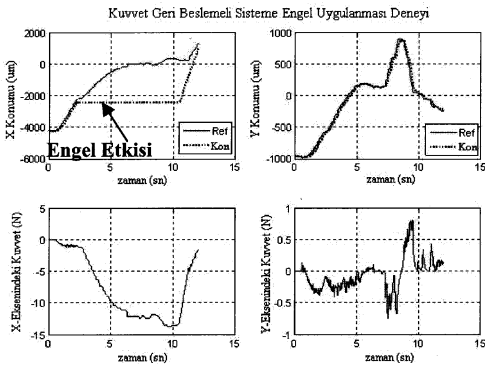
kolunu takip edebilmektedir ve sistemin cevap verme hızı sistem görevini gerçekleştirebilecek seviyeye ulaşmaktadır.

Mikro katlarda ölçülen ve istenen konumlar arasındaki farkın bir yay katsayısıyla çarpılarak elde edilen kuvvet, kumanda koluna geri besleme olarak verilmiştir ve kumanda kolu yavaşlatılmıştır. Kumanda kolu mikro katlardan daha hızlı hareket ettiğinde operatör kumanda kolundaki yavaşlatıcı kuvveti hissedebilmektedir.

Grafiklerde (Şekil-12) de görülebildiği gibi operatör kuvvet kolunu mikro katların hareketinden daha hızlı bir kuvvetle itmeye çalıştığında, kuvvet kolundaki tepki kuvveti artmaktadır. Operatör yöneten sistemi yavaş kullandığında ise sistem eş zamanlı çalıştığından kuvvet geri beslemesi ancak bir nesneye çarparsa geri bildirim yapmaktadır.

4.3. Kuvvet Geri Beslemeli ve Sert Engelli Deneysel

Bu deneyde x eksenini doğrultusunda mikro katların hareketini engelleyecek sert bir nesne konularak sistemin sadece y eksenini doğrultusunda hareket etmesine izin verilmiştir.



Şekil 14: x ve y eksenlerinde konum ve kuvvet grafikleri (geri beslemeli sistemin önüne engel konulduğunda)

Grafiklerde de gösterildiği üzere, kumanda kolu x eksenindeki engelleme ile ilk temasından itibaren x eksenindeki hareketi durmuştur. Yöneten sistem x ekseninde zorlandıkça konum farkı ve dolayısıyla da uygulanan kuvvet grafikten de açıkça görüldüğü üzere artmıştır. y ekseninde herhangi bir engelleyici sebep bulunmadığından sistem y ekseninde eş zamanlı çalışmaktadır.

5. Sonuç

Kuvvet yansıtılmalı sistemler ile ilgili çalışmalarda pantograf, on yılı aşkın bir süredir dinamik çalışma alanlarından birini oluşturmaktadır. Bizim bu çalışmayla literatüre katkımız; pantograf tabanlı kuvvet yansıtılmalı sistemlerin, kumanda kolu ile mikro parçaların tutulmasında kullanılmasıdır. Mikro boyutlardaki kuvvetler operatörün hissedebileceği kuvvet türüne ve seviyesine çevrilmiştir böylece kuvvet yansıtılmalı sistemler mikro dünya ile makro dünyayı bağlamıştır.

Gelecek çalışmamızda, kullanılan kontrol yönteminde iyileştirme yapılacak, sistemin kararlılığı ve şeffaflığı üzerinde oldukça önemli bir etkiye sahip olan kuvvet geri besleme katsayısına olan bağımlılığı ortadan kaldırıp, performans gecikmeleri, mekanik limitler ve görev önceliğini kendi ayarlayabilen kayan kipli kontrol tabanlı dağılım kontrol sistemleri kullanılacaktır.

6. Teşekkür

Bu çalışmanın gerçekleşmesi kısmen, 104E021 nolu TÜBİTAK projesinin katkılarıyla olmuştur.

7. Kaynakça

- [1] Fearing, R.S., "Survey of sticking effects for micro parts handling," Intelligent Robots and Systems 95. 'Human Robot Interaction and Cooperative Robots', Proceedings. 1995 IEEE/RSJ International Conference on , vol.2, no.pp.212-217 vol.2, 5-9 Aug 1995.
- [2] Massie, Thomas H. and J. K. Salisbury. "The PHANTOM haptic interface," Proceedings of the ASME Winter Annual Meeting, Symposium on Haptic Interfaces for Virtual Environment and Teleoperator Systems, Chicago, IL, Nov. 1994.
- [3] Gürsel Alıcı, Bijan Shirinzadeh. "Optimum synthesis of planar parallel manipulators based on kinematic isotropy and force balancing" Robotica (2004) volume 22, pp. 97-108. © 2004 Cambridge University Press
- [4] A.F. Rovers. Haptic Feedback "A literature study on the present-day use of haptic feedback in medical robotics", TU/e – Practical Traineeship Report, 2002.
- [5] J. R. L. Hollis and S. E. Salcedean, "Lorentz Levitation Technology: a New Approach to Fine Motion Robotics, Teleoperation, Haptic Interfaces, and Vibration Isolation", Int'l Symposium for Robotics Research, Hidden Valley PA., October 1-3, 1993.
- [6] ParalleMIC Parallel Mechanism Information Center, "Delta Parallel Robot — the Story of Success", <http://www.parallemic.org/Reviews/Review002.html>, Mar 2006.
- [7] Ramstein, C. and Hayward, "The Pantograf: A Large Workspace Haptic Device For A Multi-Modal Human-Computer Interaction". CHI'94, Conference on Human Factors in Computing Systems ACM/SIGCHI Companion-4/94. pp. 57-58. V. 1994
- [8] Gürsel Alıcı, "An inverse position analysis of five-bar planar parallel manipulators", Robotica, 20(2), 195-201 2002.
- [9] J. Amat, A. Casals, M. Frigola and E.Martin, "Experimental Bilateral Control Telemanipulation Using a Virtual Exoskeleton," Springer Tracts in Advanced Robotics, vol. 5, pp. 350-361, 2003.
- [10] M. H. Raibert and J. J. Craig, "Hybrid position/force control of manipulators", ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 102, pp. 126-133, 1981.
- [11] J. J. Craig and M. H. Raibert, "A systematic method of hybrid position/force control of a manipulator", Proc. IEEE Computer Software and Applications Conference, COMPSAC 79, pp. 446-451, 1979.
- [12] N. Hogan, "Impedance control: an approach to manipulation", ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 107, pp. 1-7, 1985.
- [13] C. D. Onal, A.Sabanovic, "Bilateral Control with Reflex Mechanism on the Slave Side", Proc.of the 31 st Annual Conf. Of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2005)., pp.195-200,2005.

Ardışık Benzeleme Tekniğinin Kullanımı: Ters Çift Sarkaç

Erdem Türker Şenalp¹, Ersin Tulunay¹, Yurdanur Tulunay²

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
senalp@metu.edu.tr , ersintul@metu.edu.tr

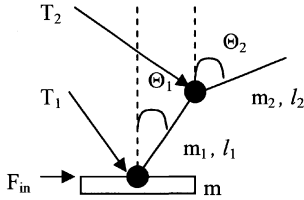
²Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
ytulunay@metu.edu.tr

Özetçe

Doğrusal olmayan karmaşık süreçlerin tanınması için Hammerstein dizge benzelemesine dayalı “Orta Doğu Teknik Üniversitesi Sinirsel Ağlar ve Ardışık Benzeği”, (METU-NN-C), geliştirilmiştir. METU-C, ilki duruk doğrusal olmayan öbek, ikincisi devingen doğrusal öbek olmak üzere ardışık iki öbektir. Benzeğin duruk doğrusal olmayan ilk öbeğinde Bezier özel eğrilerinin gösterimleri, ikinci öbekte ise devingen doğrusallık kullanılmıştır. Akıllı teknikler kullanarak, öbeklerin değiştirgenleri hesaplanmıştır. Gerçekleştirilen durum çalışmasında, METU-C benzeğiyle hareketli masa üzerinde ters çift sarkaç dizgesinin açılı değiştirgenleri kestirilmiştir ve sonuçları tartışılmıştır. Ek olarak, ODTÜ Sinirsel Ağ benzeğiyle (METU-NN) elde edilen açılı kestirimleriyle karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

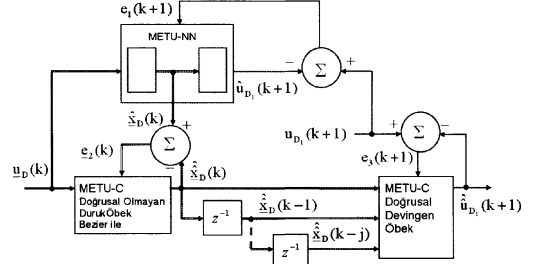
Ters çift sarkaç dizge belirlemesi ve denetimi oldukça karmaşık ve doğrusal olmayan süreçlerden oluşmaktadır. Bu nedenle geliştirilen benzeğin üzerinde uygulanması popüler bir durum çalışmasıdır [1]. Şekil 1’de üzerine kuvvet uygulanan hareketli bir masa üzerinde birleşim noktaları yaylı ters çift sarkaç, değiştirgenler ve değiştirgenler gösterilmektedir.



Şekil 1. Ters Çift Sarkaç

1990’dan beri AB-COST-TIST Eylemlerinin parçası olarak karmaşık ve doğrusal olmayan Yer’e yakın uzay süreçlerinde ve dizge belirlemesinde Sinirsel Ağlar gibi veri sürüşlü benzeğin, ODTÜ’de bir grup havacılık ve elektrik mühendisleri tarafından geliştirilmektedir [2]-[3]-[4]-[5]-[6]-[7]-[8]-[9].

Bu çalışmada, karmaşık ve doğrusal olmayan süreçleri tanımak için Hammerstein dizge benzelemesine dayalı ardışık iki öbekli METU-C benzeğini ve ara değiştirgenleri kestiren öbek olarak kullanılan METU-NN’yi içeren Şekil 2’deki METU-NN-C benzeği kullanılmıştır. Benzeğin ters çift sarkaç benzetim değiştirgenleri ile birlikte eğitilmiş ve çalıştırılmıştır. METU-NN-C benzeğindeki ardışık METU-C öbeklerinden ilki Bezier eğri gösterimli duruk doğrusal olmayan öbek, ikincisi devingen doğrusal öbektir.



Şekil 2. METU-NN-C Benzeği

METU-C öbeklerinin arasındaki durum değiştirgenine benzeyen ara değiştirgenler ayrı bir METU-NN öbeği ile kestirilir. Bu çalışmada, duruk doğrusal olmayanlığı tanımlamada Bezier eğrilerinin kullanılması Hammerstein dizge benzelemesi için yeni bir tekniktir [8]-[10]-[11]-[12]. Bu teknik daha önce Yer’e yakın uzay süreçlerini belirlemede başarı ile kullanılmıştır ve yerel denetim sağlamıştır [8]-[10].

Dizge belirlenmesinde Hammerstein dizge benzelemesine dayalı bir ardışık benzeğin yeterli görülmektedir [3]-[8]-[10]-[13]-[14]-[15]-[16]-[17]. Veri girişi ve devingen dizge çözülmesi basittir, çünkü devingenlik doğrusal öbekte benzeğinlenmektedir. Aynı zamanda dizge belirlemede bağımsızlık derecesi düşüktür, çünkü doğrusal olmayan öbek duruktur. METU-NN-C Benzeğin uygulamalarında yüksek kesinlik ve duyarlılık gözlenmiştir [3]-[8]-[10].

2. Verilerin Hazırlanışı

Girdi verileri olarak benzetim ile 0.02 saniye zaman aralıklı toplam 10 saniye zamanlık sarkaç birleşim açıları, Θ_1 ve Θ_2 ;

birleşimlerdeki yayların oluşturduğu tork, T_1 ve T_2 ; ve tabandaki masaya dışardan uygulanan kuvvet değerleri, F_{in} , elde edilmiştir. İkinci bir girdi veri takımı da dışardan uygulanan kuvvet değiştirilerek aynı süre ve sıklıkta elde edilen bir önceki değişkenlerden oluşan kümedir. Elde edilen ilk girdi veri takımı METU-NN-C benzeğinin eğitimi için, ikinci girdi veri takımı ise onaylanması için kullanılmıştır.

Benzetimde, ince çubuk sarkaçların kütleleri, m_1 ve m_2 , 1'er kg; boyları, l_1 ve l_2 , 1'er metre; taban masa kütlesi, m , 5 kg seçilmiştir. Sarkaç birleşim yerlerine yerleştirilen yayların yay sabiti, K , -0.9, söndürücü sabiti ise 0 olarak seçilmiştir. (1) ve (2) denklemleri sarkaç çubuklarının ağırlık merkezlerinin konumlarını, s_1 ve s_2 , taban masa konumu, s_m , ve sarkaç birleşim açıları, Θ_1 ve Θ_2 , cinsinden vermektedir. (3) denklemi dizgedeki yayların oluşturduğu torkları, T_1 ve T_2 , vermektedir.

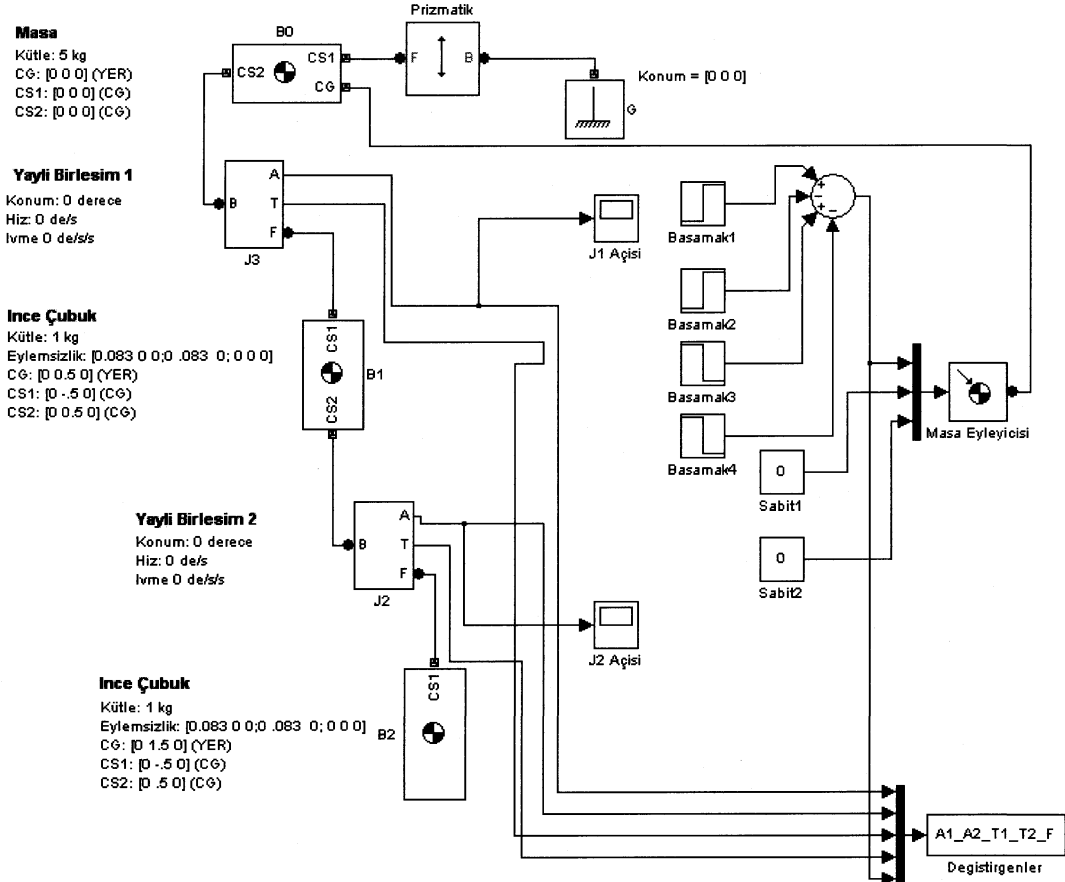
$$s_1(k) = \begin{bmatrix} s_m(k) + l_1 \cdot \sin \Theta_1(k) \\ l_1 \cdot \cos \Theta_1(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$s_2(k) = \begin{bmatrix} s_m(k) + l_1 \cdot \sin \Theta_1(k) + l_2 \cdot \sin \Theta_2(k) \\ l_1 \cdot \cos \Theta_1(k) + l_2 \cdot \cos \Theta_2(k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$T_i(k) = K \cdot \Theta_i(k) \quad (3)$$

Benzetimde, ilk veri kümesinde, tabandaki masaya 0.1 ile 0.15 birim zamanı için 160 N kuvvet, 5 ile 5.05 birim zamanı için ise -320 N kuvvet uygulanmıştır. İkinci veri kümesinde, tabandaki masaya 0.1 ile 0.15 birim zamanı için 80 N kuvvet, 5 ile 5.05 birim zamanı için ise -160 N kuvvet uygulanmıştır.

Girdi verilerini hazırlamak için 'MATLAB SimMechanics' mekanik geç benzetim yazılımı kullanılmış ve Şekil 1'de gösterilen üzerine kuvvet uygulanan hareketli bir masa üzerinde birleşim noktaları yaylı ters çift sarkaç Şekil 3'deki gibi yazılım üzerinde oluşturulmuştur [18].



Şekil 3. Üzerine kuvvet uygulanan hareketli bir masa üzerinde birleşim noktaları yaylı ters çift sarkaç benzetiminin 'MATLAB SimMechanics' kullanarak oluşturulması

3. Bezier Eğrilerinin Kullanıldığı METUNNC Benzeği

Çeşitli platformlarda ve benzetimlerde, parça ve bütün yüzeyleri, bunların birleşim ve kesim yerleri gibi birçok bilgisayar grafiği uygulamalarında uzay eğrileri kullanılmaktadır [11]. Kübik uzay eğrileri belirlenen noktaların üzerinden geçmektedir, ayrıca bu eğriler konum, teğetlik, büküm gibi kesin matematiksel verilere ihtiyaç duyar. Bezier eğrileri ise yerel denetime açıktır ve bu dezavantajları barındırmaz [11]. Kullanımı zor ve karmaşık değildir. Ayrıca, Bezier eğri denklemleri iç döngüler barındırmaz, hesaplamalar hızlıdır. Tüm bu sebeplerle, METU-NN-C benzeğinde doğrusal olmayanlığı betimlemede Bezier eğri gösterimleri kullanılmıştır.

METU-C benzeği girdileri: sarkaç birleşim açıları, $\Theta_1(k)$ ve $\Theta_2(k)$; birleşimlerdeki yayların oluşturduğu tork, $T_1(k)$ ve $T_2(k)$; ve tabandaki masaya dışardan uygulanan kuvvet değerleridir, $F_{in}(k)$. Bu girdiler normallenip, $u_p(k)$, Bezier eğrileri ile ara değişkenleri, $x_q(k)$, gösterir [11]. Ara değişkenlerin, 1 ve 2 adım öncelerinin doğrusal ilişkisinden benzek çıktıları, $y(k)$, elde edilir. Benzek çıktıları 1 adım ileri sarkaç açısı kestirimleridir, $\Theta_1(k+1)$ ve $\Theta_2(k+1)$. (4) denklemi METU-C ara değişkenlerini, yani duruk öbek çıktıları $J_{m,i} \{u_p(k)\}$, Bernstein esas fonksiyonlarıdır [11].

$$x_q(k) = \sum_{p=1}^R f[u_p(k)] = \sum_{p=1}^R \sum_{i=0}^m B_{pi} J_{m,i} \{u_p(k)\} \quad (4)$$

$$J_{m,i} \{u\} = \binom{m}{i} u^i [1-u]^{m-i} = \frac{m!}{i!(m-i)!} u^i [1-u]^{m-i} \quad (5)$$

Ara değişkenler için: $R=5$, girdi sayısı; $m+1=4$, tanımlayıcı poligon sayısı; $u_p(k)$, normallenmiş girdiler; B_{pi} , belirlenecek duruk öbek katsayılarıdır.

(6) denklemi METU-C çıktısını, yani devingen öbek çıktısını vermektedir.

$$\hat{u}_1(k+1) = \sum_{q=1}^S \sum_{j=0}^n h_q(j) \cdot \hat{x}_q(k-j) \quad (6)$$

Çıktı için: $S=6$ duruk ara değişken sayısı, $n=2$ kullanılan geçmişler. $h_q(j)$, belirlenecek devingen öbek katsayılarıdır.

Buna göre (7) denklemi önerilen dizge benzeğinin ara değişkenlerini, yani duruk öbek çıktıları $J_{3,i} \{u_p(k)\}$ vermektedir. (8) denklemi ise önerilen dizge benzeğinin çıktısını, yani devingen öbek çıktısını vermektedir.

$$x_q(k) = \sum_{p=1}^5 f[u_p(k)] = \sum_{p=1}^5 \sum_{i=0}^3 B_{pi} J_{3,i} \{u_p(k)\} \quad (7)$$

$$\hat{u}_1(k+1) = \sum_{q=1}^6 \sum_{j=0}^2 h_q(j) \cdot \hat{x}_q(k-j) \quad (8)$$

Tanımlayıcı poligon noktaları Bezier eğrisinin yerel denetim noktalarıdır. Bu şekilde; $R(m+1) = 20$ belirlenecek duruk öbek katsayı adedini; $S(n+1) = 18$ belirlenecek devingen öbek katsayı adedini vermektedir.

METU-C katsayılarının, B_{pi} ve $h_q(j)$, bulunması için öncelikle ara değişkenler METU-NN öbeği ile kestirilmiştir. Sonra, METU-C değiştirgenleri belirlenmiştir. Kullanılan METU-NN, 6 nöronlu bir gizli katmana sahip ileri besleme yapısındadır ve ilk katmanda hiperbolik tanjant, ikinci katmanda doğrusal taşıma fonksiyonlarına sahiptir. METU-NN gizli katman çıktıları METU-C'nin eğitim öncesi ara değişkenleri olarak belirlenir. Eğitim ve optimizasyonda Levenberg-Marquardt algoritması kullanılmıştır [19]-[20]-[21]. METU-C öbeklerinin oluşturulması Sınırsız Ağlardaki yaklaşım gibi eğitim ve onaylama evreleri ile gerçekleşmiştir [20]-[21]. Benzek değiştirgen optimizasyonu eğitim veri kümesi ezberlenmeden onaylama denetimi ile sonlandırılmıştır. Yani, onaylama hata eğimi sıfıra yaklaştığında optimizasyon durdurulmuştur. Böylece benzeğin eğitim kümesini ezberlemesi engellenmiştir.

Ayrıca başarımlı çözümlemesi için ayrı bir METU-NN benzeği kullanılarak da aynı süreç için kestirim sonuçları elde edilmiştir. Burda, başarımlı çözümlemesinde kullanılan METU-NN benzeği, METU-NN-C benzeğindeki METU-NN öbeği ile aynı yapıdadır, girdilerinde METU-NN-C'dekilere ek olarak her bir girdinin ilk ve ikinci farkları da kullanılmış ve devingenlik METU-NN'de de sağlanmıştır.

4. Sonuçlar

METU-NN-C benzeği eğitildikten sonra kullanım evresinde, hazırlanan girdiler METU-C benzeğine tek tek girilmiş ve elde edilen benzek çıktıları ile benzetim sonucu gözlenen sarkaç açısı değerleri karşılaştırılmıştır. Aynı işlemler METU-NN benzeği ile de yapılmıştır.

Tablo 1 ve 2'de sarkaç açısı gözlemleriyle, METU-NN benzeği kullanılarak, ve doğrusal olmayan öbeğinde Bezier eğri gösterimleri olan METU-NN-C benzeği kullanarak elde edilen açısı kestirimleri arasındaki hata ve ilinti katsayıları verilmiştir.

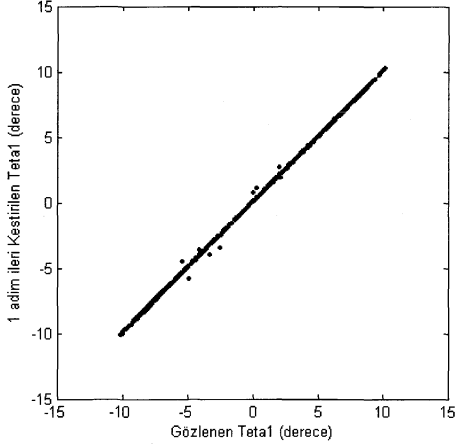
Tablo 1: Θ_1 için Hata ve İlinti Tablosu

Hata ve ilinti çeşidi	METU-NN	METU-NN-C (Bezier ile)
RMS Hata (derece)	0.493	0.103
Mutlak Hata (derece)	0.296	0.038
Çarpraz ilinti katsayısı	0.997	0.999

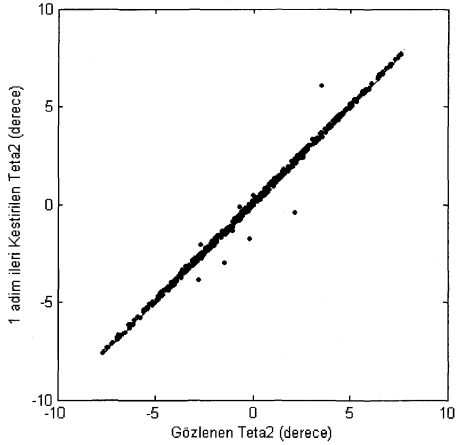
Tablo 2: Θ_2 için Hata ve İlinti Tablosu

Hata ve ilinti çeşidi	METU-NN	METU-NN-C (Bezier ile)
RMS Hata (derece)	0.534	0.226
Mutlak Hata (derece)	0.327	0.103
Çarpraz ilinti katsayısı	0.992	0.998

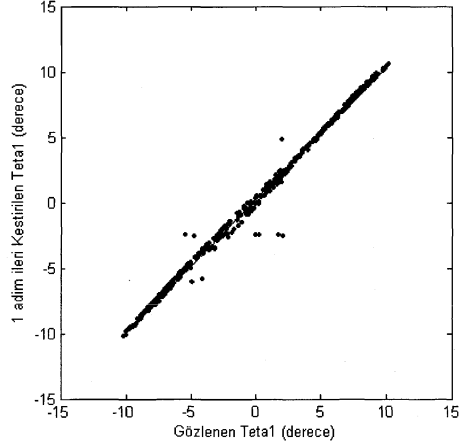
METU-NN-C benzeği ile kestirim başarımı METU-NN benzeğinden de üstündür. Şekil 4 ve 5’de gözlenen sarkaç aları ve Bezier ile METU-NN-C kullanılarak elde edilen a kestirimlerin saçınım izenekleri; Şekil 6 ve 7’de gözlenen sarkaç aları ve METU-NN kullanılarak elde edilen a kestirimlerin saçınım izenekleri verilmiştir. Saçınım izeneklerinde uyum doğruları da gösterilmiştir.



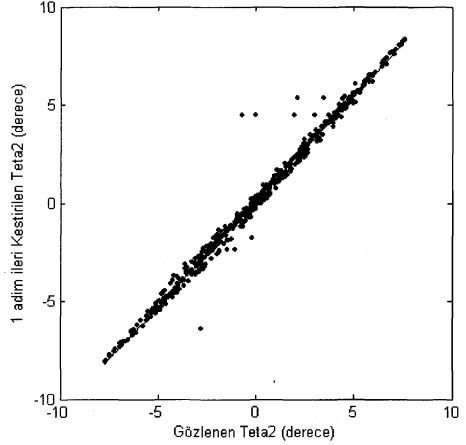
Şekil 4. METU-NN-C ile Θ_1 için saçınım izeneği



Şekil 5. METU-NN-C ile Θ_2 için saçınım izeneği



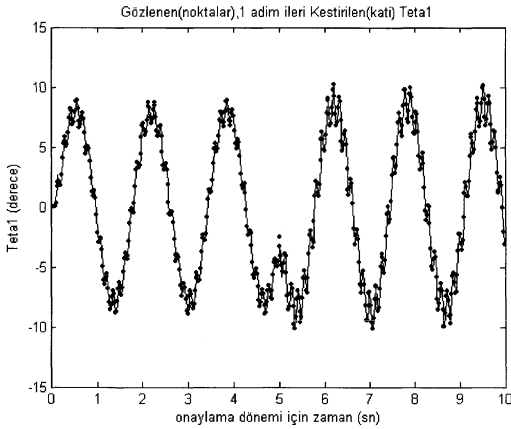
Şekil 6. METU-NN ile Θ_1 için saçınım izeneği



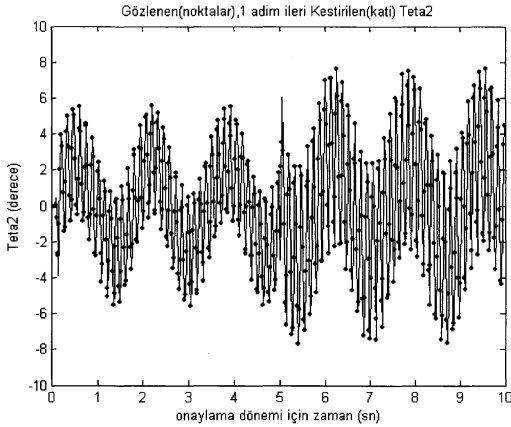
Şekil 7. METU-NN ile Θ_2 için saçınım izeneği

Elde edilen düşük hata değerleri ve saçınım izeneğindeki uyum doğrusunun eğiminin 1’e yakın olması dizge belirlemede hata değer fonksiyonunun evrensel en kklğe geldiğini göstermektedir. Yine elde edilen yüksek ilinti katsayıları ve saçınım izeneğindeki noktaların uyum doğrusuna olan uzaklıklarının düşüklüğü ise benzeğin doğrusal olmayanlığı öğrendiğini belirtmektedir.

Şekil 8 ve 9’da gözlenen sarkaç aları (noktalarla), ve Bezier ile METU-NN-C kullanılarak elde edilen a kestirimlerinin (katı) değişim izenekleri verilmiştir.



Şekil 8. METU-NN-C ile Θ_1 için değişim çizeneği



Şekil 9. METU-NN-C ile Θ_2 için değişim çizeneği

Sonuç olarak, Bezier eğrileri kullanılarak, hareketli masa üzerinde ters çift sarkaç dizgesinin açı değişkenlerinin kestirim sürecinde doğrusal olmayanlığın betimlenmesi METU-NN-C ardışık benzeğinde başarıyla sağlanmıştır. Bu benzeleme tekniği Yer'e yakın uzay süreçlerinde de başarı sağlamıştır, ve gelecekte diğer doğrusal olmayan karmaşık süreçlerin belirlenmesinde, veri boşluklarının doldurulmasında, ve gerçek dizgeler üzerinde de kullanılabilir [3]-[8]-[10].

5. Kaynakça

- [1] Aristoff D.G., "Inverted Double Planar Pendulum on a Cart: Feedback Stabilization Using the Method of Controlled Lagrangians", Department of Mathematics, University of Michigan, 2003.
- [2] Tulumay E., Senalp E.T., Cander Lj. R., Tulumay Y., Bilge A.H., Mizrahi E., Kouris S.S., ve Jakowski N., "Development of algorithms and software for forecasting, nowcasting and variability of TEC", *Annals of Geophysics*, Cilt: 47 No: 2/3, s: 1201-1214, 2004.
- [3] Senalp E.T., Tulumay E., ve Tulumay Y., "Neural Networks and Cascade Modeling Technique in System Identification", TAINN'2005, 16-17 Haz. 2005, Çesme, İzmir, Türkiye, s:286-293; *LNAI*, Cilt:3949, s:84-91, 2006.
- [4] Tulumay Y., Tulumay E., Kutay A.T., ve Senalp E.T., "Neural Network Based Approaches for Some Nonlinear Processes", URSI-TÜRKİYE'2002, 18-20 Eylül 2002, İTÜ - İstanbul, Türkiye, s: 403-406
- [5] Tulumay Y., Tulumay E., ve Senalp E.T., "An Attempt to Model the Influence of the Trough on HF Communication by Using Neural Network", *Radio Science*, Cilt: 36, No: 5, s:1027-1041, 2001.
- [6] Tulumay Y., Tulumay E., ve Senalp E.T., "The Neural Network Technique-2: An Ionospheric Example Illustrating its Application", *Adv. Space Res.*, Cilt: 33, No: 6, s:988-992, 2004.
- [7] Tulumay Y., Sibeck D.G., Senalp E.T., ve Tulumay E., "Forecasting magnetopause crossing locations by using Neural Networks", *Adv. Space Res.*, Cilt: 36, No: 12, s:2378-2383, 2005.
- [8] Senalp E.T., Tulumay E., ve Tulumay Y., "System Identification by using Cascade Modeling Technique with Bezier Curve Nonlinearity Representations", TAINN'2006, 21-23 Haz. 2006, Akyaka, Muğla, Türkiye, s:75-82.
- [9] Tulumay E., Senalp E.T., Radicella S.M., ve Tulumay Y., "Forecasting TEC Maps by Neural Network technique", *Radio Science*, Cilt: 41, No: 4, s:RS4016, 2006.
- [10] Senalp E.T., Tulumay E., ve Tulumay Y., Toplam Elektron Niceliği Öngörümünde Ardışık Benzeleme Tekniği, URSI-TÜRKİYE'2006, 4-8 Eylül 2006, Hacettepe Üniversitesi, Ankara, Türkiye, s:360-362.
- [11] Rogers D.F., ve Adams J.A., *Mathematical Elements for Computer Graphics, 2nd ed.*, McGraw-Hill, Inc., New York, ABD., s:289-308, s:379-477, 1990.
- [12] Bézier, P., *Numerical Control - Mathematics and Applications*, Çevirisi: Forrest A.R., ve Pankhurst A.F., s.: 115-136, John Wiley & Sons Ltd., İngiltere, 1972.
- [13] Dempsey, E.J., ve Westwick, D.T., "Identification of Hammerstein models with cubic spline nonlinearities", *IEEE T Bio-med Eng*, Cilt: 51, No: 2, s: 237-245, 2004.
- [14] İkonen E., ve Najim K., "Learning control and modelling of complex industrial processes", Overview report of the activities within the ESF's programme on COSY Theme 3: Learning control, Şubat 1999.
- [15] Narendra K.S., ve Gallman P.G., "An Iterative Method for the Identification of Nonlinear Systems Using a Hammerstein Model", *IEEE T Automat Contr*, s:546-550, 1966.
- [16] Fruzzetti, K.P., Palazoglu A., ve McDonald K.A., "Nonlinear model predictive control using Hammerstein models", *J. Proc. Cont.*, Cilt: 7, No: 1, s:31-41, 1997.
- [17] Bai E.W., ve Fu M., "A Blind Approach to Hammerstein Model Identification", *IEEE T Signal Proces*, Cilt: 50, No: 7, s:1610-1619, 2002.
- [18] MATLAB v6.5 R13, Belge, The MathWorks, Inc. 2002.
- [19] Hagan M.T., ve Menhaj M.B., "Training Feedforward Networks with the Marquard Algorithm", *IEEE T Neural Networ*, Cilt: 5, No: 6, s:989-993, 1994.
- [20] Haykin, S., *Neural Networks: A Comprehensive Foundation*, 2. bs., Prentice-Hall, Inc., New Jersey, ABD, s:2, 10, 21-22, 83-84, 169, 215, 1999.
- [21] Tulumay Y., Tulumay E., ve Senalp E.T., "The Neural Network Technique-1: A General Exposition", *Adv. Space Res.*, Cilt: 33, No: 6, s:983-987, 2004.

MODEL DAYANAKLI UYARLAMALI DENETİM (MODUD) UYGULAMALARI

Şölen Kumbay¹, Hüseyin Demircioğlu²

^{1,2}Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, Ankara

¹solen@ee.hacettepe.edu.tr

²demirci@hacettepe.edu.tr

Özetçe

Uyarlamalı denetimde önemli bir yer tutan MODUD (Model Dayanaklı Uyarlamalı Denetim) yöntemleri, barındırdıkları parametre ayarlama mekanizmalarına bağlı olarak çeşitlilik göstermektedir. Bu çalışmada, farklı MODUD yöntemleri, ardışık bağlı 3 gözlü su tankı sistemine uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak incelenmiş ve uygulamalar esnasında karşılaşılan sorunlar ve çözümleri tartışılmıştır.

1. Giriş

Modern denetim kuramının gelişim sürecinde, sabit bir denetlecin istenilen her durum için yeterli başarımı gösteremediği gözlenmiştir. Denetlenecek sistem parametrelerinin bilinmediği veya zamanla değiştiği durumlarda istenilen tasarım belirtimlerini tam olarak sağlamak sabit bir denetleç ile genellikle mümkün olmamaktadır. Bu nedenle 1950'li yılların başından itibaren uyarlamalı denetim üzerinde yoğun çalışmalar yapılmış, tarihsel gelişim süresince pek çok uyarlamalı denetim yöntemleri geliştirilmiştir [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7]. Genel kabul görmüş uyarlamalı denetim tanımlarından biri şu şekildedir: Ayarlanabilir parametrelere sahip bir denetleç ve bu parametrelerin ayarlanmasını sağlayan bir mekanizmadan oluşan denetim, uyarlamalı denetim olarak tanımlanır [1].

Uyarlamalı denetim alanında ilk ortaya çıkan yöntemlerden biri Model Dayanaklı Uyarlamalı Denetim (Model Reference Adaptive Control) yöntemidir [1, 2, 6]. Model Dayanaklı Uyarlamalı Denetim (MODUD) yönteminde istenilen sistem tepkisi parametrik olarak tanımlanmış bir model tarafından belirlenir. Bir ayarlama mekanizması, istenilen sistem tepkisini verecek şekilde denetleç parametrelerini düzenler. Ayarlama mekanizması, denetleç parametrelerini ayarlarken, model çıkışı ile sistem çıkışı arasındaki farkı en aza indirir. Burada problem, parametre yakınsamasını çabuklaştıracak ve kararlı bir sistem oluşturacak yapıyı elde etmektir. Ayarlama mekanizması nedeniyle denetleç doğrusal olmayan bir yapıda olmakta, bu da denetim problemini güçleştirmektedir [2].

Kullanılan parametre ayarlama mekanizmalarına bağlı olarak çeşitli MODUD yöntemleri geliştirilmiştir. Bunlardan ilki gradyan yöntemine dayalı MIT kuralıdır. MIT kuralı ile ortaya çıkan kararlılık problemlerini aşabilmek amacıyla kararlılık teorisine üzerine kurulan SPR (Strictly Positive Real) kuralı öneril-

miştir [1, 2]. Bazı ayarlama mekanizmaları ise bir parametre kestirim algoritmasına dayanır. Sistem parametreleri yinelemeli olarak kestirildikten sonra denetleç parametrelerinin ayarlanmasında kullanılır. Bu yaklaşıma dolaylı özayarlama (indirect self-tuning) adı verilir. Denetleç parametrelerinin doğrudan kestirildiği yaklaşım ise doğrudan özayarlama (direct self-tuning) olarak adlandırılır [1, 5, 7].

Bu çalışmada, yukarıda bahsedilen MODUD yöntemleri ardışık bağlı 3 gözlü su tankı sistemine uygulanmış ve elde edilen sonuçlar parametre yakınsaması, kararlılık ve denetim başarımı açılarından karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

2. MODUD Yöntemleri

MODUD yöntemleri hem sürekli hem de kesikli zamanda geliştirilmiştir. Bu çalışmada sürekli zaman yöntemleri ele alınmıştır. Sürekli zamanda tek girişli tek çıkışlı doğrusal bir sistem aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$A(s)y(t) = B(s)u(t) \quad (1)$$

Burada $u(t)$ ve $y(t)$ sırasıyla sistem giriş ve çıkışını, s ise türev işlecini (d/dt) ifade etmektedir. $A(s)$ ve $B(s)$ çöktirimsilerinin kendi aralarında asal olduğu, $B(s)$ çöktirimsisinin kararlı ve derecesinin $A(s)$ çöktirimsisinin derecesine eşit veya daha küçük olduğu varsayılmıştır. MODUD yöntemlerinde istenilen kapalı döngü sistem tepkisi, tasarımcı tarafından seçilen bir dayanak model tarafından belirlenir. Dayanak model,

$$A_m(s)y_m(t) = B_m(s)w(t) \quad (2)$$

biçiminde verilebilir. Bu ifadede $w(t)$ ve $y_m(t)$ sırasıyla model girişini, yani istenilen çıkışı ve model çıkışını göstermektedir.

Genel bir doğrusal denetim kuralı aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$R(s)u(t) = T(s)w(t) - S(s)y(t) \quad (3)$$

$R(s)$, $S(s)$ ve $T(s)$ denetleç çöktirimsileridir. Sisteme ait çöktirimsilerin bilindiği durumda, istenilen kapalı döngü sistem tepkisini sağlayacak denetleç çöktirimsileri

$$\text{deg}S = \text{deg}A - 1 \quad (4)$$

$$\text{deg}A_m - \text{deg}B_m \geq \text{deg}A - \text{deg}B \quad (5)$$

$$\text{deg}A_m \geq 2\text{deg}A - \text{deg}A_m - \text{deg}B - 1 \quad (6)$$

derece koşullarını sağlayacak biçimde aşağıdaki eşitliklerden elde edilebilir [1].

$$T(s) = A_o(s)B_m(s) \quad (7)$$

$$R(s) = R_1(s)B(s) \quad (8)$$

$$A(s)R_1(s) + S(s) = A_o(s)A_m(s) \quad (9)$$

Burada $A_o(s)$ tasarımcı tarafından belirlenen kararlı bir çokterimli olup gözleyici çokterimlisi olarak isimlendirilir. Gözleyici çokterimlisinin seçimi pratik uygulamalarda kritik öneme sahiptir. $A_o(s)$ ve $B_m(s)$ çokterimlileri tasarımcı tarafından belirlendiğinden $T(s)$ çokterimlisi bilinmektedir. Uyarlamalı denetimde sistemin bilinmediği ve/veya zamanla değiştiği varsayıldığından, $R(s)$ ve $S(s)$ çokterimlileri bilinmemektedir ve bir mekanizmayla ayarlanmaları gerekir. Aşağıda bu çalışmada uygulanmış 4 ayrı ayarlama mekanizması sunulmuştur.

2.1. MIT Kuralı

Model çıkışı ile sistem çıkışı arasındaki hata

$$e = y - y_m \quad (10)$$

biçiminde tanımlanır. MODUD yöntemlerinde amaç, denetleç parametrelerinin bu hatayı sıfır yapacak şekilde ayarlanmasıdır. Bunun için aşağıdaki gibi bir maliyeti işlevi tanımlanabilir.

$$J(\theta) = \frac{1}{2}e^2 \quad (11)$$

Maliyet işlevinin en küçük yapılması için denetleç parametreleri (θ) J 'nin eksi gradyanı yönünde ayarlanır.

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (12)$$

Bu yöntem MODUD tasarımında kullanılan ilk yöntemdir ve Gradyan yöntemi veya MIT kuralı olarak bilinir [1, 2]. $\partial e/\partial \theta$ hassasiyet türevi olarak adlandırılıp, hatanın, ayarlanan parametrelerden nasıl etkilendiğini ifade eder. Uyarlama kazancı olarak isimlendirilen γ kullanıcı tarafından belirlenen skalar bir katsayıdır. $\partial e/\partial \theta$ hesaplanıp (bunun için bazı ifadelerin yaklaşık değerleri kullanılır) Eş.12'de yerine konulduğunda

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \varphi e \quad (13)$$

eşitliği elde edilir [1]. Denetleç çokterimlileri,

$$R(s) = r_0 s^{nr} + r_1 s^{nr-1} + \dots + r_{nr} \quad (14)$$

$$S(s) = s_0 s^{ns} + s_1 s^{ns-1} + \dots + s_{ns} \quad (15)$$

biçiminde ifade edildiğinde, parametre vektörü θ ,

$$\theta = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{nr} \ s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{ns}]^T \quad (16)$$

şeklinde verilir. Veri vektörü φ ise aşağıdaki biçimdedir.

$$\varphi = \left[\frac{s^{nr}}{A_o A_m} u \ \dots \ \frac{1}{A_o A_m} u \ \frac{s^{ns}}{A_o A_m} y \ \dots \ \frac{1}{A_o A_m} y \right]^T \quad (17)$$

Görüldüğü gibi veri vektörü, sistem giriş ve çıkış sinyallerinin $1/A_o A_m$ ile süzgeçlenmiş türevlerinden oluşmaktadır.

Uyarlama kazancı γ 'nin seçimi, MIT kuralı ile denetimin başarımı açısından önemlidir. Seçim aralığı, sistem kazancına

ve istenilen çıkış $w(t)$ 'ye bağlıdır ve kararlılığı garanti edilecek kesin sınırlar belirtmek mümkün değildir. Bu nedenle MIT kuralına dayalı MODUD yöntemi kararsız kapalı döngü sistemlere neden olabilmektedir. γ 'nin seçimindeki hassasiyeti azaltmak amacıyla düzgelemlenmiş MIT kuralı kullanılabilir. Buna göre Eş.13,

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \frac{\varphi e}{\alpha + \varphi^T \varphi} \quad (18)$$

şeklinde yeniden düzenlenebilir. Burada α küçük bir pozitif skaldır.

2.2. SPR Kuralı

MIT kuralı kararlılığı garanti etmediğinden, kararlılığı garanti edecek yeni yöntemler geliştirilmeye çalışılmıştır [1, 2, 4]. Bu yöntemler genellikle "Lyapunov Kararlılık Kuramı" gibi kararlılık kuramlarını temel almıştır. Bu çalışmalardan biri olan SPR (Strictly Positive Real) kuralında, ayarlama mekanizması aşağıdaki gibi verilmiştir [1].

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \varphi e \quad (19)$$

$$\epsilon = G\{\varphi^T(\theta^\circ - \theta)\} \quad (20)$$

Burada G kesin pozitif gerçek (strictly positive real) bir aktarım işlevidir. θ° gerçek parametre vektörünü ifade etmektedir. Eş.20 parametre hatalarının oluşturduğu bir ifadedir ve görüldüğü gibi parametre hatalarının sıfır olması durumunda bu ifade de sıfır olmaktadır. Eş.19'da verilen kuralın gerçekleştirilebilir olması için Eş.20 ile verilen hatanın hesaplanabilir olması gerekmektedir. Ancak θ° bilinmediğinden bu şekliyle hesaplanamaz. Hata ifadesi hesaplanabilir nicelikler cinsinden aşağıdaki biçimde düzenlenebilir [1].

$$\epsilon = e(t) + y_m(t) - \left(\frac{1}{A_m} u(t) + \varphi^T \theta \right) \quad (21)$$

Veri vektörü φ Eş.17'deki gibidir ve parametre vektörü θ ,

$$\theta = [r'_0 \ r'_1 \ \dots \ r'_{nr} \ s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{ns}]^T \quad (22)$$

biçimindedir. Burada ($r'_0 \ r'_1 \ \dots \ r'_{nr}$), $R - A_o$ çokterimlisinin katsayılarıdır.

2.3. Dolaylı Özyarılama Yaklaşımı

Bu yaklaşımda sisteme ait parametreler kestirilir ve kestirilen bu parametreler yardımıyla denetleç parametreleri hesaplanır. Bu çalışma kapsamında Sürekli Zaman En Küçük Kareler (SZEKK) yöntemi kullanılmıştır.

2.3.1. Sürekli Zaman En Küçük Kareler Yöntemi

Sistem çıkışı Laplace alanında,

$$Y(s) = \frac{B(s)}{A(s)} U(s) \quad (23)$$

şeklinde modellenir. $A(s)$ ve $B(s)$ çok terimlileri,

$$A(s) = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + 1 \quad (24)$$

$$B(s) = b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m \quad (25)$$

biçimindedir. Eş.23'te verilen sistem modeli, giriş ve çıkışın süzgeçlenmesiyle,

$$\frac{Y(s)}{C(s)} = B(s)\frac{U(s)}{C(s)} + (1 - A(s))\frac{Y(s)}{C(s)} \quad (26)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $C(s)$, tasarımcı tarafından belirlenen süzgeç çokterimlisidir ve derecesinin $A(s)$ çokterimlisinden büyük olması gerekmektedir. $C(s)$ 'nin seçimi, istenilen sıklık aralığında sistem ile model uyumunu sağlayacak biçimde yapılır. Eş.26 doğrusal parametre yapısında düzenlendiğinde aşağıdaki ifade elde edilir.

$$y_f(t) = \varphi^T(t)\theta \quad (27)$$

Burada y_f $1/C(s)$ ile süzgeçlenmiş çıkışı temsil etmektedir. Veri vektörü φ ve parametre vektörü θ ,

$$\varphi^T(t) = \left[\frac{s^m}{C} u \cdots \frac{1}{C} u - \frac{s^n}{C} y \cdots - \frac{s}{C} y \right] \quad (28)$$

$$\theta = [b_0 \cdots b_m \quad a_0 \cdots a_{n-1}]^T \quad (29)$$

şeklinde [10].

Eş.27 ile verilen doğrusal parametre yapısındaki model, SZEKK kestiricisinde su tankı sistem parametrelerini kestirmek için kullanılır. Kestirici

$$\frac{d\hat{\theta}(t)}{dt} = P(t)\varphi(t)(y_f(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t)) \quad (30)$$

$$\frac{dP(t)}{dt} = \beta P(t) - P(t)\varphi(t)\varphi^T(t)P(t) \quad (31)$$

biçimindedir. Burada $P(t)$ ve $\hat{\theta}(t)$ sırasıyla ortak değişinti (covariance) matrisini ve kestirilen parametre vektörünü göstermektedir. β skalar unutmaya çarpanıdır. Bilgi matrisi P 'nin ilk değeri genellikle $P = \alpha I$ şeklinde seçilir. Burada α büyük bir sayı, I ise uygun boyutlu birim matrisidir.

SZEKK yöntemi ile yinelemeli olarak kestirilen $A(s)$ ve $B(s)$ çokterimlileri ile Eş.8 ve Eş.9 kullanılarak denetlece ait $R(s)$ ve $S(s)$ çokterimlileri hesaplanır. Eş.3'te görülen denetim yasası vasıtasıyla gerekli denetim sinyali elde edilir.

2.4. Doğrudan Özyaralama Yaklaşımı

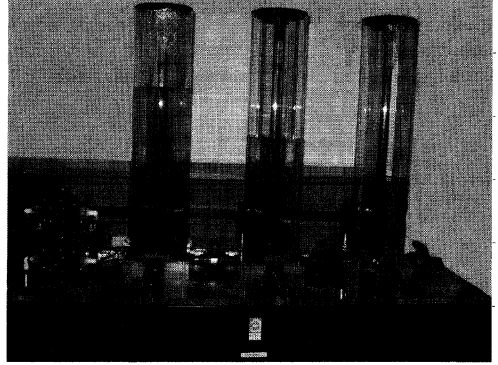
Önce sistem parametrelerini kestirip daha sonra bu parametrelere denetleç parametrelerini hesaplamak yerine, doğrudan denetleç parametreleri kestirilebilir. Böylece hesaplama adımı ortadan kaldırılmış ve algoritma basitleştirilmiş olur. Bunun için Eş.9'da verilen ifade denetleç parametreleri cinsinden aşağıdaki gibi yeniden düzenlenir.

$$R(s)u(t) + S(s)y(t) = A_o(s)A_m(s)y(t) \quad (32)$$

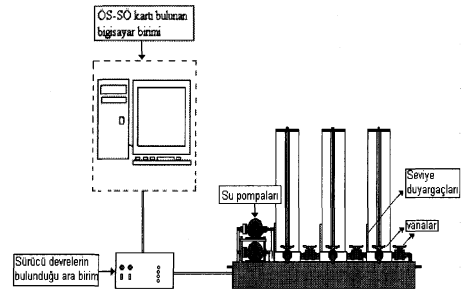
Bu ifade Eş.27'deki gibi doğrusal parametre yapısına getirilerek yukarıda verilen kestirici yardımıyla denetleç çokterimlileri $R(s)$ ve $S(s)$ kestirilebilir. Veri vektörü φ ve parametre vektörü θ Eş.17 ve Eş.16'de verildiği gibidir. Görüldüğü gibi MIT kuralı ve doğrudan özayarlama yaklaşımında parametre ve veri vektörleri aynıdır, ancak ayarlama mekanizmaları oldukça farklıdır. İlkinde basit gradyan yöntemi kullanılırken ikincisinde En Küçük Kareler yöntemi kullanılmaktadır.

3. Uygulamada Kullanılan Sistem

Bu çalışmada yukarıda bahsedilen 4 farklı MODUD yöntemi, Şekil 1'de görülen AMIRA firmasına ait DTS200 su tankı sistemine uygulanmıştır. Bu sistemde seviye denetimi yapılabilen 3 adet ardışık bağlı göz bulunmaktadır. Sisteme su girişi, alt haznede bulunan suyu sağ ve sol başlardaki gözlere pompalayan 2 adet DC motorla sağlanmaktadır. Her 3 gözü birbirine ve de alt hazneye bağlayan ayarlanabilir vanalar yardımıyla, sistem dercesini (1. dereceden 3. dereceye kadar) ve sistem modelini (tek girişli-tek çıkışlı veya çokdeğişkenli) istenildiği gibi değiştirmek mümkündür. Gözlerdeki su seviyeleri basınca duyarlı duyargaçlar tarafından ölçülür. Bu duyargaçları besleyen ve su pompalarını süren bir ara birim bulunmaktadır. Bu ara birim bir Örneksel-Sayısal,Sayısal-Örneksel (ÖS-SÖ) çevirici kart yoluyla MODUD algoritmalarının gerçekleştirildiği bir kişisel bilgisayara bağlıdır. BU ÖS-SÖ kart yardımıyla seviye duyargaçlarından alınan seviye bilgisi bilgisayarda bulunan denetim algoritmasına, algoritma tarafından hesaplanan denetim sinyali ise su pompalarına iletilir. 3 gözlü su tankı sisteminin şematik bir gösterimi Şekil 2'de görülmektedir.



Şekil 1: Uygulamalarda kullanılan su tankı



Şekil 2: Su tankı sisteminin şematik gösterimi

Seviye denetiminde giriş değişkeni pompaların bastığı lt/dak. cinsinden su miktarıdır. Su pompalarının doğrusal giriş-çıkış ilişkisine sahip oldukları katalog bilgisi olarak verilse de

[8] uygulamalar esnasında motorların zamanla ısındığı ve bu nedenle karakteristiklerinin değiştiği gözlenmiştir. Çıkış değişkeni, denetim yapılan gözdeki duyargaç yardımıyla okunan su seviyesidir ve cm cinsindedir.

Bu çalışmada su tankı sistemi aşağıdaki gibi modellenmiştir.

$$y(t) = \frac{B(s)}{A(s)}u(t) = \frac{b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + 1}u(t) \quad (33)$$

Burada n sistem derecesini göstermektedir ve göz sayısına eşittir. Sırasıyla 1.,2. ve 3. derecelerde uygulamalar gerçekleştirilmiştir.

Uygulamalar sırasında, Eş.33'te verilen doğrusal sistem ifadesinin gerçek sistemi tam olarak modelleyemediği ve gerçek sistemin kuvvetli doğrusal olmayan özellikler sergilediği görülmüştür. Doğrusal olmayan en önemli etkenlerden biri sistem parametrelerinin farklı çalışma noktaları için farklı değerler almasıdır. Yani farklı su seviyeleri için sistem parametreleri de farklılık göstermektedir. Bir diğer doğrusal olmayan etken su pompalarının zamanla ısınmaları ve karakteristiklerinin değişmesidir. Ayrıca gözlerden alt hazneye su geçişini sağlayan vanaların da doğrusal olmayan etkilere sebep olduğu düşünülmektedir [9].

Gerçekleştirilen tüm uygulamalarda, MODUD yöntemleri, kişisel bilgisayar üzerinde bulunan LabView ve MATLAB yazılımları kullanılarak programlanmıştır.

4. Uygulama Çalışmaları

Bu bölümde yukarıda bahsedilen MODUD yöntemlerinin su tankı sistemine uygulanması ile elde edilen uygulama sonuçları yer almaktadır. Şekiller sırasıyla istenen çıkışı (w), dayanak model çıkışı (y_m), sistem çıkışı (y), sistem girişini (u) ve parametre vektörünü (θ) göstermektedir.

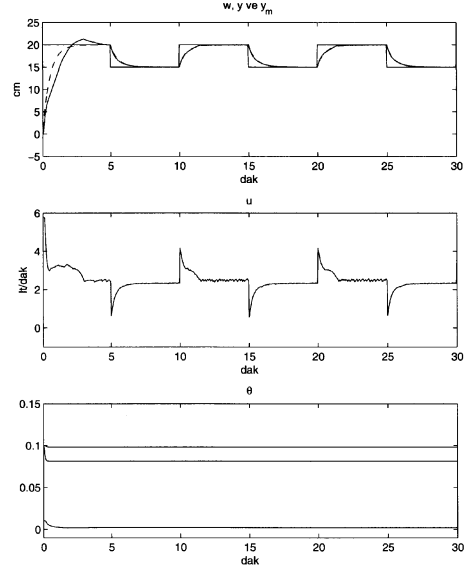
Su tankı sisteminin denetimi için uygun örnekleme aralığı 2 sn olarak belirlenmiştir. 0.5 ve 1 sn örnekleme aralığıyla da uygulamalar gerçekleştirilmiş olsa da 2 sn'den saha sık örnek almanın denetim başarımını olumlu yönde etkilemediği gözlenmiştir. Ayrıca su tankı sisteminin fiziksel özelliklerinden kaynaklanan bazı kısıtlamalara da dikkat edilmiştir. Su pompalarının basabildiği en fazla su miktarı 5.8 lt/dak'dır, algoritma tarafından daha yüksek bir denetim sinyali hesaplanırsa dahi denetim sinyali sınırlandırılmıştır. Bir diğer kısıtlama, herhangi bir gözdeki su seviyesinin 60 cm'yi geçmemesidir. Su seviyesi bu sınırın üstüne çıktığında, denetim sinyalinden bağımsız olarak, sistem kendiliğinden pompa durdurmakta, bu nedenle de algoritmaya hatalı bilgi gitmektedir. Bunun önüne geçebilmek için algoritma içerisinde karşı önlem alınmıştır.

Denetim esnasında karşılaşılan en önemli sorun, doğrusal olmayan su tankı sistemi ile Eş.33'te gösterilen doğrusal model arasındaki uyumsuzluktur. Bu uyumsuzluk nedeniyle denetim sonuçlarında durgun durum hatası ile karşılaşmıştır. Bu problemi ortadan kaldırmak amacıyla Eş.1'de verilen sistem modeli tüm uygulamalarda,

$$sA(s)y(t) = sB(s)u(t) \quad (34)$$

biçiminde değiştirilmiştir. İçsel model ilkesi (internal model principle) olarak bilinen bu yaklaşım, denetlecin tümlevsel etkiye sahip olmasını sağlar [10]. Bu değişiklik, $S(s)$ çöktirimsinin derecesini 1 yükseltir ancak MODUD algoritmalarında

ve kestirilecek parametre sayısında bir artışa neden olmaz. Bu şekilde gerçekleştirilen uygulamalarda durgun durum hatasının tamamen ortadan kalktığı görülmüştür.



Şekil 3: MIT Kuralı ile MODUD

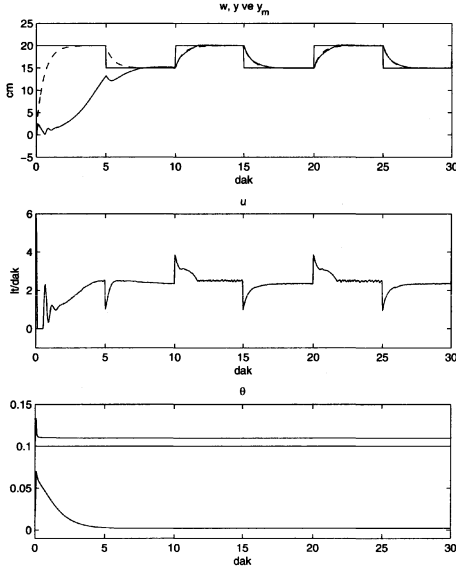
Denetim başarımı açısından önemli bir yer tutan A_o gözleyici çöktirimsinin seçimi, denetlenecek sistemin derecesine ve uygulanacak yöntemle göre değişiklik göstermektedir. Gözleyici çöktirimsi, modellenemeyen dinamiklerin ve gürültü gibi bozucuların etkilerini en az indirecek şekilde seçilmelidir. Bu konuda ayrıntılı bilgi [9]'da verilmiştir.

Tüm uygulamalarda dayanak modele ait A_m çöktirimsi,

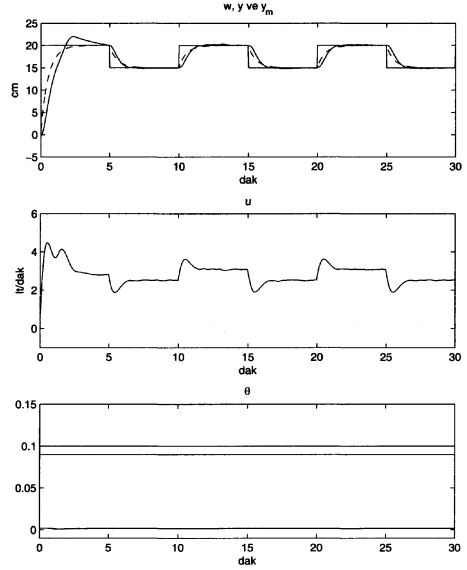
$$A_m = (s + 0.03)^m \quad (35)$$

olarak seçilmiş, dayanak modelin derecesi m , gerçek sistem modelinin derecesi ile aynı tutulmuştur. B_m çöktirimsi, dayanak modelin durgun durum kazancı bir olacak şekilde seçilmiştir.

Şekil 3'te MIT kuralının 1. derece su tankı sistemine uygulanması ile elde edilen sonuçlar görülmektedir. Sistem çıkışı hızlı bir şekilde istenilen çıkışı yakalamakta, denetleç parametreleri de hızlı bir şekilde yakınsamaktadır. Bu uygulamada Eş.18'de verilen düzgelenmiş MIT kuralı kullanılmıştır. Uyarılama kazancı γ , 0.02 olarak seçilmiştir. Yapılan uygulama çalışmalarında parametre vektörü θ 'nin ilk değerlerinin yöntemin başarılı olmasında büyük etkisi olduğu görülmüştür. Gerçek değerlerden çok uzak ilk koşullarla başlatılan uygulamalarda parametreler yakınsamamış, denetim başarısız olmuştur. γ 'nın gereğinden büyük seçilmesi durumunda beklenildiği gibi sistem tepkisi kararsız olmuştur. Uyarılama kazancının daha küçük seçilmesi durumunda ise parametrelerin gerçek değerlerine daha geç yakınsadığı, buna bağlı olarak da sistem çıkışının istenilen çıkışı daha geç takip etmeye başladığı gözlenmiştir. Bu durum Şekil 4'te gösterilmiştir ($\gamma = 0.01$).



Şekil 4: γ 'nın sistem tepkisi üzerindeki etkisi



Şekil 5: SPR Kuralı ile MODUD

SPR kuralına dayalı MODUD yönteminin 1. derece su tankına uygulanmasıyla elde edilen sonuçlar Şekil 5'te görülmektedir. Sistem çıkışı yine istenilen çıkışı yakalamış ve başarıyla takip etmiştir. MIT kuralına benzer bir denetim başarımı elde edilmiştir. Uyarılama kazancı γ , 5×10^{-9} olarak seçilmiştir. Denetleç parametrelerinin farklı mertebelerde olması nedeniyle parametre yakınsamaları aynı ölçek üzerinde net olarak görülememektedir. MIT kuralında olduğu gibi SPR kuralına dayalı MODUD'de de parametre vektörünün ilk koşullarının gerçek değerlere yakın atanması gerekmiştir. Aksi takdirde, parametre yakınsaması çok az olduğundan, uygulamalar başarısızlıkla sonuçlanmıştır.

MIT ve SPR kuralı üzerine kurulu MODUD yöntemleri 1. derece su tankı sisteminde başarılı denetim sonuçları verdikleri halde, 2. ve 3. derece sistemlerde başarılı bir şekilde uygulanamamıştır. Gerçek uygulamalar öncesinde yapılan benzetim çalışmalarında dahi bu yöntemlerin ancak 2. dereceye kadar başarılı oldukları görülmüştür. Bunun nedeni, sistem derecesi yükseldikçe ayarlanması gereken parametre sayısının artması ve yöntemlerin parametre ayarlamada yetersiz kalmasıdır.

Dolaylı özayarlama yaklaşımı kullanılan MODUD yönteminin 2. derece su tankı sistemine uygulanması ile elde edilen sonuçlar Şekil 6'da görülmektedir. Bilindiği gibi dolaylı özayarlama yaklaşımında öncelikle sistem parametrelerinin kestirilmesi gerekmektedir. Eş.33 ile verilen doğrusal model, sistemi yeterince iyi temsil edemediğinden, parametre kestirimi başarılı olamamıştır. Bu şekilde doğrusal bir modelin kestirilebilmesi için fazladan bir ofset teriminin probleme katılması ve kestirilmesi gerekmiştir [9]. Bunun sonucun olarak Eş.28 ve Eş.29 ile verilen veri ve parametre vektörlerinin,

$$\varphi^T = \left[\frac{s^m}{C} u \cdots \frac{1}{C} u - \frac{s^n}{C} y \cdots - \frac{s}{C} y \ 1 \right] \quad (36)$$

$$\theta = [b_0 \cdots b_m \ a_0 \cdots a_{n-1} \ d_f]^T \quad (37)$$

biçiminde yeniden düzenlenmesi gerekmektedir. d_f süzgeçlenmiş ofset terimini ifade etmektedir.

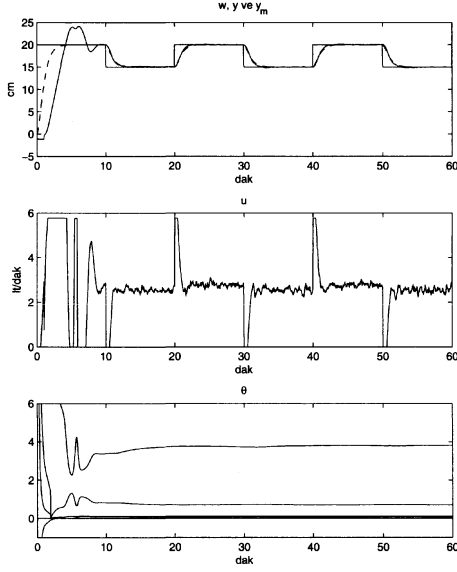
Elde edilen sonuçlarda bu yöntemin denetimi başarıyla gerçekleştirdiği gözlenmiştir. Uygulamanın ilk 10 dakikası içerisinde kestirilen parametreler tamamen yakınsamış, bunun sonucunda sistem çıkışı istenilen çıkışı takip etmeye başlamıştır.

Dolaylı özayarlama yaklaşımı 3. derece su tankı sistemine de uygulanmıştır. Ancak denetimin başarılı olabilmesi için uygulamanın ilk dakikalarında yalnızca açık döngü parametre kestirimi yapılmış, daha sonra kapalı döngü denetime geçilmiştir.

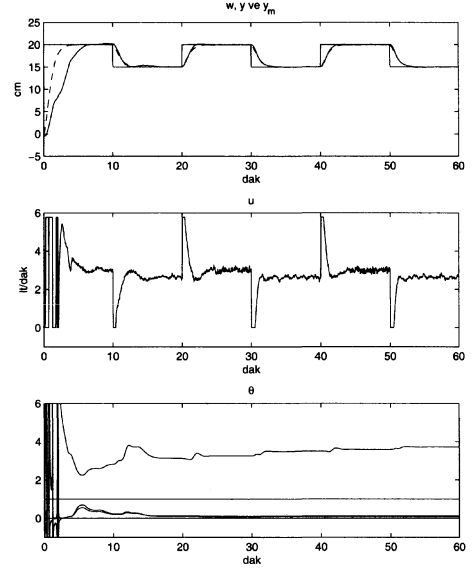
Dolaylı özayarlama yaklaşımı, MIT ve SPR kuralı ile karşılaştırıldığında daha başarılı sonuçlar vermiştir. Parametre vektörünün ilk değerlerinin gerçek değerlerden uzak olması durumunda dahi yakınsamaların başarılı olduğu görülmüştür. Ayrıca sistemin geçici tepki denetiminin önceki yöntemlere göre daha başarılı olduğu gözlenmiştir.

Doğrudan özayarlama yaklaşımının 2. derece su tankı sistemine uygulanmasının sonuçları Şekil 7'de görüldüğü gibidir. Parametre yakınsaması ve denetim başarımı açısından dolaylı özayarlama yaklaşımına benzer sonuçlar elde edilmiştir. Ancak ilk geçici tepkinin bu yöntemde daha başarılı olduğu görülmektedir.

Doğrudan özayarlama yaklaşımı ile MODUD 3. derece su tankı sistemine başarıyla uygulanmıştır. Yapılan uygulamalarda, Dolaylı Özayarlama MODUD'nin aksine, bu yöntemde açık döngü kestirim sürecine ihtiyaç duyulmamıştır ve oldukça iyi bir denetim başarımı elde edilmiştir.



Şekil 6: Dolaylı Özayarlama Yaklaşımı



Şekil 7: Doğrudan Özayarlama Yaklaşımı

5. Sonuçlar

Bu çalışmada uyarlamalı denetimde önemli bir yere sahip olan MODUD yöntemleri, 3 gözlü su tankı sistemine uygulanmış ve elde edilen uygulama sonuçları karşılaştırılmıştır.

MIT kuralı ve SPR kuralına dayalı MODUD yöntemleri yüksek dereceli gerçek sistemlerde başarılı olamamıştır. Yalnızca 1. derece sisteme uygulanabilen bu yöntemlerde uyarlama kazancı γ 'nın denetim başarımında kritik öneme sahip olduğu görülmüştür. Seviye denetiminin başarıyla sağlanabilmesi için sistem parametreleri hakkında ayrıntılı ön bilgiye ihtiyaç duyulmuştur. Ayarlanan parametre sayısı arttığında yalnızca γ 'ya bağlı bu ayarlama mekanizmalarının yeterli başarımı sağlayamadığı gözlenmiştir.

Dolaylı ve doğrudan özayarlama yaklaşımları üzerine kurulu MODUD, 1., 2. ve 3. derece olmak üzere her derecede su tankı sistemine başarıyla uygulanmıştır. Önceki yöntemlerde kullanılan ayarlama mekanizması yerine parametre kestiriminde kullanılan EKK yöntemi sayesinde, parametre yakınsamalarının parametre değerleri hakkında ön bilgiye gerek duyulmadan sağlandığı görülmüştür. Her iki yöntem de benzer başarımlar sergilemesine rağmen, özellikle 3. derece uygulamalarda doğrudan özayarlama yaklaşımı, dolaylı özayarlama yaklaşımli MODUD'ye göre daha başarılı olmuştur.

Sonuç olarak, MIT ve SPR kurallarına dayalı MODUD yöntemleri gerçek sistemler üzerinde başarılı sonuç vermektedir. Özayarlama yaklaşımli MODUD yöntemleri ise hem parametre yakınsaması, hem yüksek dereceli sistemlerin denetimi, hem de geçici tepki yönlerinden diğer MODUD yöntemlerine göre daha başarılıdır.

6. Kaynakça

- [1] K.J. Astrom, B. Wittenmark, *Adaptive Control*, Prentice Hall; 2. edition 1994. Prentice Hall; 2nd edition (1994)
- [2] H. Butler, *Model Reference Adaptive Control: From Theory To Practice*, Prentice Hall; (1992)
- [3] K.S. Narendra, A.M. Annaswamy, *Stable Adaptive Systems*, Prentice Hall; (1989)
- [4] S. Sastry, M. Bodson, *Adaptive Control Stability, Convergence And Robustness*, Prentice Hall; (1989)
- [5] P.E. Wellstead, M.B. Zarrop, *Self-Tuning Systems Control And Signal Processing*, John Wiley and Sons; (1991)
- [6] I.D. Landau, "A Survey of MRAC Techniques, Theory and Applications" *Automatica*, Vol 10, pp353-379, Pergamon Press, 1974
- [7] C.J. Harris, S.A. Billings, *Self-Tuning and Adaptive Control: Theory And Applications*, Peter Peregrinus, IEE Control Engineering Series 2. edition; (1985)
- [8] AMIRA, DTS200 Laboratory Setup Three Tank System Manual, (2002)
- [9] Gökçen Civan, "Çokdeğişkenli SÜGÜNDE Yönteminin Pratik Bir Uygulaması", MSc Tezi (2004)
- [10] H. Demircioğlu, E. Karasu, "Generalized Predictive Control, A Practical Application and Comparison of Discrete- and Continuous-Time Versions", *IEEE Contr. Syst. Mag.*, vol. 20, no. 5, pp. 36-47, (Oct. 2000)

Yeni Bir Bozucu Kestirimli, Değişken Yapılı, Uyarlamalı Kontrolcü

Akın Delibaşı, İbrahim B. Küçükdemiral, Galip Cansever

Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, 34349 Beşiktaş, İstanbul, Türkiye
(adelibas,beklan,cansever)@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bozucu etkilerini kestirmek ve robot kolunu amaçlanan şekilde kontrol edebilmek için değişken yapı tabanlı bir uyarlamalı kontrolcü geliştirilmiştir. Geliştirilen bu yeni kontrolcünün temel özelliği, robot koluna etki eden bozucular hakkında herhangi bir bilgiye ihtiyaç duymaksızın çalışabilmesidir. Bunun yanı sıra, önerilen kontrolcü zayıf geçici hal cevabı, zayıf bozucu bastırma gibi klasik uyarlamalı kontrolcülerin kötü niteliklerini gerçek zamanlı bir bozucu kestirim alt sistemi ile yok edebilmektedir. Beş belirsiz parametre içerdiği kabul edilen, iki linkli IMI tipi robot kolu modeli üzerinde yapılan simülasyon sonuçlarından da görüldüğü üzere önerilen kontrol yöntemi diğer yöntemlerle karşılaştırıldığında iyi bir yörünge takibi ve bozucu etkilerini bastırmada üstün başarı sağlamaktadır.

1. Giriş

Günümüzde, robot kolları yüksek teknolojiyle imal edilselerde, çoğu zaman üretiminden kaynaklanmayan bazı belirsizlikler içermektedirler. Bu belirsizliklerden bazıları; tutulan kütle, atalet momenti, algılayıcı gürültüleri gibi sıralanabilir. Uyarlamalı kontrol teknikleri bu belirsizlikleri gidermede sıklıkla kullanılmaktadır. Uyarlamalı kontrolün robot kollar üzerinde kullanılmaya başlanıldığı ilk yıllarda, bu yöntem robot kolların dinamik denklemleri lineerleştirilerek kullanılmıştır [1]. Fakat bu tipteki teknikler sürekli bir kararlılığı garanti edememiştir. Devam eden yıllarda Craig ilk defa lineer olmayan kısmı ayırma yöntemiyle, hesaplanmış tork kontrolü temelli bir uyarlamalı kontrolcü önermiştir [2]. Lakin bu tipteki kontrolcüler ivme ölçümüne ve atalet matrisinin tersine ihtiyaç duymaktadırlar. Bu ise kontrolörlerin hesaplama sürelerini oldukça uzatmaktadır. Bu da önerilen tekniğin pratikte uygulanabilirliğini önemli ölçüde azaltmaktadır.

Slotine ve Li [3], [4] atalet matris ilişkili uyarlamalı kontrol metodunu önermişlerdir ve bu sayede Craig'in tekniğindeki gereksinim duyulan atalet matrisinin tersinin hesaplanması külfeti ters bakışlı matris özelliği kullanılarak ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca, bu teknik sadece pozisyon ve hız bilgilerine ihtiyaç duymaktadır. Ancak, Slotine ve Li bu çalışmalarında geçici hal cevabını dikkate almamışlardır.

Robot kolları için pasiflik tabanlı uyarlamalı kontrol Ortega ve Spong [5] tarafından sunulmuştur. Bunun yanında Johanson [6] Lyapunov tabanlı uyarlamalı kontrolcüyü ters bakışlı matris özelliğini kullanmadan gerçeklemiştir.

Diğer taraftan son yıllarda, geçici hal cevabını iyileştirmek, bozuculara karşı sistemin dayanıklılığını arttırmak ve modellenmemiş dinamik etkilerini karşılayabilmek için değişken yapı tabanlı uyarlamalı kontrol önerilmiştir [7, 8]. Geçici haldeki gelişim, büyük kontrol kazançları ve dolayısıyla yüksek kontrol sinyalleriyle elde edilmiştir. Bu noktada yüksek kontrol işaretlerin uygulanacağı eyleyicilerde doygunluk ve çatlama problemi ortaya çıkmıştır [9].

Ayrıca, son yıllarda servo sistemleri kontrol etmek için uyarlamalı bulanık kayan kipli kontrolcüler de kullanılmıştır [10–12]. Bulanık sistem, doğrusallaştırılmış geri besleme kontrolörlerinde olduğu gibi, doğrusal olmayan kısmı kestirmek için kayan kipli kontrolde ileri besleme kontrolörü gibi çalıştırılmıştır. Fakat bu tip çözümler tek giriş tek çıkışlı sistemlerde verimli olarak çalışmaktadır. Sistem karmaşıklıkla giriş ve çıkış sayıları arttığında işlem yükü bu çözümün uygulanabilirliğini oldukça etkilemektedir.

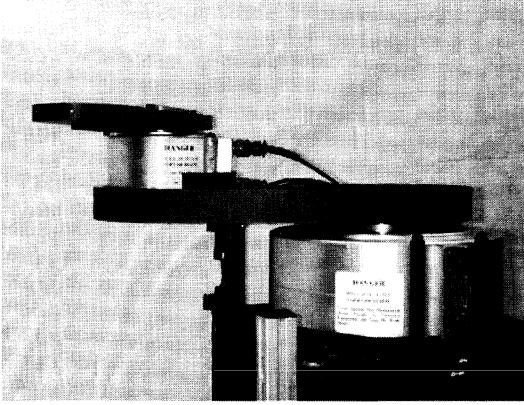
Bu çalışmada, bozucu kestirim mekanizması üzerine kurulmuş, değişken yapı uyarlamalı kontrol tekniği ile robot kolu kontrolü için yeni bir yaklaşım sunulmuştur. Çalışmada önerilen yaklaşım vasıtası ile zayıf geçici hal cevabı, yüksek enerji tüketimi, çatlama problemi ve zayıf bozucu bastırma gibi problemlerin aşılması amaçlanmaktadır. Önerilen kontrolcüyü diğerlerinden ayıran en önemli özellik, sisteme etkileyen bozucu hakkında bir bilgiye ihtiyaç duymamasıdır. Buna karşın, literatürdeki bozucu kestirimi üzerine yapılan yayınlarda en azından bozucunun sınırları hakkında bir bilgiye ihtiyaç duyulduğu görülmektedir.

Bildirinin geri kalan kısmı şu şekilde düzenlenmiştir. İkinci bölümde IMI tipinde iki eklemlili robot kolun dinamik yapısı açıklanmıştır. Üçüncü bölümde, önerilen kontrol tekniği ayrıntılı bir şekilde sunulmuştur. Benzetim sonuçlarına bölüm dördte yer verilmiş ve son olarak beşinci bölüm ile sonuçlandırılmıştır.

2. IMI Tipi Robot Kolun Dinamiği

Bu bölümde, önerilen kontrol metodunun performansını gösterebilmek için kullanılacak IMI tipinde, iki serbestlik dereceli robot kolun dinamik yapısı sunulacaktır. Matematiksel model [13] yayımından alınmıştır.

Robot kolun genel bir görünümü Şekil 1'de dinamiğine ait genel eşitliği (1) nolu denklemde görebiliriz. Eşitlik içindeki $q^T = [q_1 \ q_2]$ vektörü, robot eklemlerinin açılma pozisyonunu göstermekte ve rad/s cinsinden birimlendirilmektedir. Pozisyon



Şekil 1: IMI tipi robot kolu.

Tablo 1: Robot Parametreleri.

Parametre	Değer
p_1	$3.473kg - m^2$
p_2	$0.193kg - m^2$
p_3	$0.242kg - m^2$
f_{d_1}	$5.3Nm - s$
f_{d_2}	$1.1Nm - s$

bilgisiyle birlikte hızı sembolize eden (\dot{q})'da ölçülebilir kabul edilmektedir. Tablo 1'de, dinamik eşitlik içerisindeki parametrelere karşılık gelen fiziksel değerler gösterilmiştir.

$$B(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + F_r\dot{q} = \tau \quad (1)$$

(2) nolu eşitlikte pozitif tanımlı atalet matrisini görmekteyiz. Matris içerisindeki c_2 ifadeleri, $\cos(q_2)$ ifadesinin kısaltılmış halidir.

$$B(q) = \begin{bmatrix} p_1 + 2p_3c_2 & p_2 + p_3c_2 \\ p_2 + p_3c_2 & p_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Merkezkaç matrisi ise $C(q, \dot{q})$ şeklinde sembolize edilmektedir ve yapısı Denklem (3) te sunulduğu gibidir. Matris içerisindeki s_2 ifadeleri, $\sin(q_2)$ ifadesinin kısaltılmış halidir.

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -p_3s_2\dot{q}_2 & -p_3s_2(\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \\ -p_3s_2\dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Son olarak sürtünme matrisi

$$F_r = \begin{bmatrix} f_{d_1} & 0 \\ 0 & f_{d_2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

şekindedir.

3. Bozucu Kestirimli Değişken Yapılı Uyarlamalı Kontrolcü

Geleneksel Lyapunov tabanlı uyarlamalı kontrolcüde, kontrol sinyali $\tau \triangleq K_r + Y\hat{\phi}$ şeklindedir. Burada, $K = K^T$ şeklinde uygun boyuttaki köşegen yapıda, pozitif reel kazanç matrisini

gösterirken, $Y\hat{\phi} \triangleq B(\hat{q}_a + \Lambda e) + C(\hat{q}_a + \Lambda e) + F_r\hat{q}$ şeklindedir. $Y\hat{\phi}$ eşitliği içerisindeki q_a terimi; eklemler için istenilen çıkış yörüngesini, $e(t) = q_a(t) - q(t)$ hata sinyalini, $r(t) \triangleq \dot{e}(t) + \Lambda e(t)$ filitrelendirilmiş hata sinyalini göstermektedir. Y oluşan bu yeni matrisin bilinen tarafını, $\hat{\phi}$ ise bilinmeyen tarafını sembolize etmektedir. Diğer taraftan Λ uygun boyutta, köşegen yapı, pozitif tanımlı sabit kazanç matrisidir. Uyarlama kuralı, $\dot{\hat{\phi}} = \Gamma Y^T r$ şeklinde seçilip ters bakışım özelliği kullanılarak sınırlı parametreler için kolaylıkla asimtotik kararlılık sağlanabilir. Burada $\Gamma \in \mathbb{R}_{p \times p}^+$ de tanımlı simetrik kazanç matrisini göstermektedir. p ise bilinmeyen parametrelerden oluşan $\hat{\phi}$ vektörünün boyutudur.

Bu tip bir uyarlamalı yapı içeren Lyapunov tabanlı klasik yaklaşım ile kararlılık sağlanmasına karşın geçici hal cevabında zayıf bir performans elde edilmektedir. Temel problem kontrol kuralı olan τ eşitliği içerisinde sabit bir K kazanç matrisinin bulunmasıdır. Çünkü pratik uygulamalarda ilk kalkış anında sistem çıkışı referans noktadan oldukça uzakta olmasından dolayı hata sinyali bu bölgelerde büyük değerler almaktadır. K kazancı, hata işaretinin bir çarpımı şeklinde olduğundan bu bölgede büyük bir K değeri seçmeye gerek yoktur. Öte yandan K katsayısını başlangıçta küçük seçmek bu bölgedeki enerji tüketimini de azaltmaktadır. Performansı artırmak için K kazanç katsayısını büyük tutmak ise çatlama problemini ortaya çıkarmaktadır. Bu nedenle K kazancının uyarlamalı bir yapıda olması daha uygun olacaktır.

Ayrıca bu çalışmada hızlı geçici hal cevabı ve iyi bir bozucu bastırma sağlayabilmek için Lyapunov tabanlı uyarlamalı kontrolcüye, değişken yapı kontrolcü eklenmiştir. Bilindiği gibi, değişken yapı kontrolcünün geçici hal cevabı ve bozucu bastırması iyi olduğu gibi sınırların seçimi çok önemli bir konudur. İşte bu nedenle, bozucu bastırma değişken yapı tabanlı uyarlamalı kontrolcü tasarımı önerilen kontrol algoritmasına eklenmiştir.

Birinci bölümde anlatılan tüm uyarlamalı kontrol teknikleri ideal ortamlarda asimtotik bir yörünge takibini sağlamaktadır. Ancak, gerçekte bozucu etkisi sürekli kontrol edilen sisteme etmektedir. Bozucu etkisi yük, sürtünme, gürültü, algılayıcı hataları, nem ve sıcaklık değişimi gibi şeyler olabilir. Bozucu etkisini model içersine katmanın en kolay yolu ise bozucuyu kontrol işaretine (τ) karşı yönde bir tork sinyali (τ_d) uygulamaktır. Bu durumda, sistemin dinamik denklemi

$$B(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + F_r\dot{q} + \tau_d = \tau, \quad (5)$$

şeklinde olacaktır. Genel ifade içerisindeki bozucu kısmının $\tau_d = E^T \tanh(r) + \sum_{k=1}^h D_k^T \cos(kr) + \sum_{k=1}^h F_k^T \sin(kr)$ şeklinde olduğunu düşündüğümüzde, $E \in \mathbb{R}_{n \times n}$ bozucunun ortalama değerinin bilinmeyen kısmını, $\tanh(r)$ de bilinen kısmını göstermektedir. Sinüsoidal fonksiyonlar ise farklı frekanslardaki bozucuların kestirimini yapmak için kullanılmıştır. τ_d ifadesi, zamana bağlı periyodik bir fonksiyon kestirimi için kullanılan Fourier seri açılımı gibi ele alınabilir. Bu kestirimle birlikte kontrol işareti

$$\tau = \hat{K}r + Y\hat{\phi} + \hat{E}^T \tanh(r) + \sum_{k=1}^h \hat{D}_k^T \cos(kr) + \sum_{k=1}^h \hat{F}_k^T \sin(kr), \quad (6)$$

şeklini alır. Eşitlikteki \hat{E} ifadesi E 'nin, \hat{D}_k ifadesi D_k 'nın ve \hat{F}_k ifadesi F_k 'nin kestirimini göstermektedir. r , $\hat{\phi}$, \hat{K} , \hat{E} , \hat{D}_k

ve \tilde{F}_k hata sinyalleri olarak alındığında, Lyapunov benzeri aday fonksiyonu şu şekilde seçilebilir:

$$V = \frac{1}{2} r^T B r + \frac{1}{2} \tilde{\phi}^T \Gamma^{-1} \tilde{\phi} + iz \left(\frac{1}{2} \tilde{K} \Omega^{-1} \tilde{K} \right) + iz \left(\frac{1}{2} \tilde{E}^T \Psi^{-1} \tilde{E} \right) + \frac{1}{2} iz \sum_{k=1}^h \left(\tilde{D}_k^T \Psi_k^{-1} \tilde{D}_k \right) + \frac{1}{2} iz \sum_{k=1}^h \left(\tilde{F}_k^T \Psi_k^{-1} \tilde{F}_k \right) \quad (7)$$

(7) nolu denklemdeki $\tilde{E} \triangleq \hat{E} - E$, $\tilde{D}_k \triangleq \hat{D}_k - D_k$, $\tilde{F}_k \triangleq \hat{F}_k - F_k$ şeklinde tanımlanmış kestirim hatalarıdır. Ψ ve Ψ_j uygun boyutta köşegen yapılı, pozitif tanımlı matrisleri, h ifadesi de kestirim için harmonik sayısını göstermektedir. Lyapunov fonksiyonun türevi alındığında

$$\dot{V} = \frac{1}{2} r^T \dot{B} r + r^T B \dot{r} + \tilde{\phi}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\phi}} + iz \left(\tilde{K} \Omega^{-1} \dot{\tilde{K}} \right) + iz \left(\tilde{E}^T \Psi^{-1} \dot{\tilde{E}} \right) + iz \sum_{k=1}^h \left(\tilde{D}_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{D}}_k \right) + iz \sum_{k=1}^h \left(\tilde{F}_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{F}}_k \right) \quad (8)$$

elde edilir. Genel dinamik denklem içersinden $B\dot{r} = -Cr + Y\dot{\phi} + E^T \tanh(r) - \tilde{K}r - Y\dot{\phi} - \hat{E}^T \tanh(r) - \sum_{k=1}^h \hat{D}_k^T \cos(kr) - \sum_{k=1}^h \hat{F}_k^T \sin(kr) + \sum_{k=1}^h D_k^T \cos(kr) + \sum_{k=1}^h F_k^T \sin(kr)$ olarak elde edip ters bakışlılık özelliğini kullandığımızda (8) nolu ifade aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{V} = -r^T \tilde{K} r + r^T E^T \tanh(r) + \tilde{\phi}^T \left(Y^T r - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\phi}} \right) - r^T \hat{E}^T \tanh(r) + iz \left((\hat{K} - K) \Omega^{-1} \dot{\tilde{K}} \right) + iz \left((\hat{E} - E)^T \Psi^{-1} \dot{\tilde{E}} \right) - r^T \sum_{k=1}^h \hat{D}_k^T \cos(kr) - r^T \sum_{k=1}^h \hat{F}_k^T \sin(kr) + r^T \sum_{k=1}^h D_k^T \cos(kr) + r^T \sum_{k=1}^h F_k^T \sin(kr) + iz \sum_{k=1}^h \left[(\hat{D}_k - D_k)^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{D}}_k \right] + iz \sum_{k=1}^h \left[(\hat{F}_k - F_k)^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{F}}_k \right]. \quad (9)$$

Burada, \tilde{K} ve $\dot{\tilde{\phi}}$ için uyarılma kuralları

$$\dot{\tilde{K}} = \Omega \tilde{K}^{-1} r^T \tilde{K} r, \quad (10)$$

$$\dot{\tilde{\phi}} = \Gamma Y^T r, \quad (11)$$

şeklinde seçilir ve bu ifadeler denklem (9)'da yerine yazılırsa

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -iz \left(K \hat{K}^{-1} r^T \tilde{K} r \right) - r^T \hat{E}^T \tanh(r) + r^T E^T \tanh(r) + iz \left(\hat{E}^T \Psi^{-1} \dot{\tilde{E}} \right) - iz \left(E^T \Psi^{-1} \dot{\tilde{E}} \right) - r^T \sum_{k=1}^h \hat{D}_k^T \cos(kr) - r^T \sum_{k=1}^h \hat{F}_k^T \sin(kr) + r^T \sum_{k=1}^h D_k^T \cos(kr) + r^T \sum_{k=1}^h F_k^T \sin(kr) + iz \sum_{k=1}^h \left[\hat{D}_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{D}}_k \right] + iz \sum_{k=1}^h \left[\hat{F}_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{F}}_k \right] - iz \sum_{k=1}^h \left[D_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{D}}_k \right] - iz \sum_{k=1}^h \left[F_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{F}}_k \right], \quad (12) \end{aligned}$$

eşitliği elde edilir. Burada iz işleminin özelliğinden faydalanarak (12) nolu denklem

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -iz \left(K \hat{K}^{-1} r^T \tilde{K} r \right) - iz \left(\hat{E}^T \tanh(r) r^T \right) + iz \left(E^T \tanh(r) r^T \right) + iz \left(\hat{E}^T \Psi^{-1} \dot{\tilde{E}} \right) - iz \left(E^T \Psi^{-1} \dot{\tilde{E}} \right) - iz \sum_{k=1}^h \left(\hat{D}_k^T \cos(kr) r^T \right) - iz \sum_{k=1}^h \left(\hat{F}_k^T \sin(kr) r^T \right) - iz \sum_{k=1}^h \left[D_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{D}}_k \right] - iz \sum_{k=1}^h \left[F_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{F}}_k \right] + iz \sum_{k=1}^h \left(D_k^T \cos(kr) r^T \right) + iz \sum_{k=1}^h \left(F_k^T \sin(kr) r^T \right) + iz \sum_{k=1}^h \left[\hat{D}_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{D}}_k \right] + iz \sum_{k=1}^h \left[\hat{F}_k^T \Psi_k^{-1} \dot{\tilde{F}}_k \right], \quad (13) \end{aligned}$$

şekilde düzenlenebilir. Son olarak bozucu kestiricileri için uyarılma kurallarını

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{E}} & \triangleq \Psi \tanh(r) r^T, \\ \dot{\tilde{D}}_k & \triangleq \Psi_k \cos(kr) r^T \quad k = 1 \dots h, \\ \dot{\tilde{F}}_k & \triangleq \Psi_k \sin(kr) r^T \quad k = 1 \dots h, \end{aligned} \quad (14)$$

şeklinde belirlerseniz. Yukarıda anlatılan bir dizi matematiksel işlemden sonra Lyapunov fonksiyonumuzun türevi

$$\dot{V} = -iz \left(K \hat{K}^{-1} r^T \tilde{K} r \right) \leq 0. \quad (15)$$

şeklini alır. \dot{V} sıfırdan küçük veya eşit olduğu sürece V 'nin üstün sınırlı olduğu söylenebilir. V 'nin üstün sınırlı olması gerçeğiyle ve $B(q)$ matrisinin pozitif tanımlı olmasıyla birlikte r , $\tilde{\phi}$ ve \tilde{K} 'nin sınırlı olduğu söylenebilir. Buna ilaveten r ifadesini oluşturan e ve \dot{e} ifadelerinde sınırlıdır. r , e ve \dot{e}

sınırlı olduğu sürece \dot{r} içinde sınırlı diyebiliriz. Bunun yanında $B(q)$ pozitif tanımlı ise alttan da sınırlıdır demektir. Bundan dolayı V de alttan sınırlıdır. Barbalat'ın lemmasına göre [14] $\lim_{t \rightarrow \infty} V = 0$ sonucunu elde etmek oldukça kolaydır. Bu ise $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ ve $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{e}(t) = 0$ sonucunu doğurur.

4. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, 2. kısımda dinamik eşitliklerinin verildiği IMI tipindeki robot kolu üzerinde, önerilen kontrolcünün Lyapunov tabanlı klasik kontrolcüye nazaran farklarının ve etkilerinin incelenmesi için yapılan benzetim sonuçlarına yer verilmiştir.

Kontrolcü performansı için yapılan bu benzetimlerde robot koluna ait belirsiz parametrelerin oluşturduğu vektör

$$\phi = [p_1 \ p_2 \ p_3 \ f d_1 \ f d_2]^T, \quad (16)$$

şeklinde seçilmiştir. Burada ϕ vektörünün başlangıç koşulu $\phi(0) = 0$ şeklinde seçilmiştir. Bununla birlikte benzetim içerisinde kullanılan diğer parametreler şu şekilde seçilmiştir: $\Lambda = \text{diag}[2, 2]$, $\Omega = \text{diag}[1000, 1000]$, $\Gamma = \text{diag}[1.25, 0.3, 0.3, 1.25, 0.3]$,

$$\Psi = \Psi_k = \begin{bmatrix} 40 & 0 \\ 0 & 40 \end{bmatrix} \quad k = 1, \dots, h = 3, \quad (17)$$

ve $\hat{K}(0) = \text{diag}[50, 50]$ Son olarak referans yörünge denklem (18) de gösterildiği gibi seçilmiştir.

$$q_d = \begin{bmatrix} 0.5 \sin(t) \\ 0.3 \sin(t) \end{bmatrix} \quad (\text{rad}) \quad (18)$$

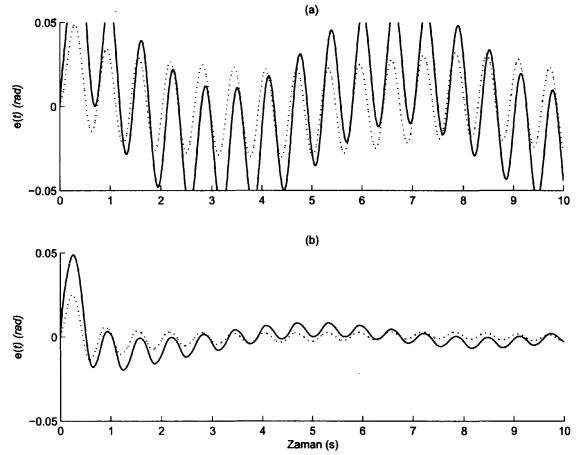
Benzetimler süresince adil bir karşılaştırma yapılabilmesi için başlangıç koşulları aynı seçilmiştir. Karşılaştırmalar için kullanılan bozucu kuvvet vektörü ise denklem (19) da gösterildiği gibidir.

$$\tau_d = \begin{bmatrix} 25 \sin(10t) \\ 15 \sin(10t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

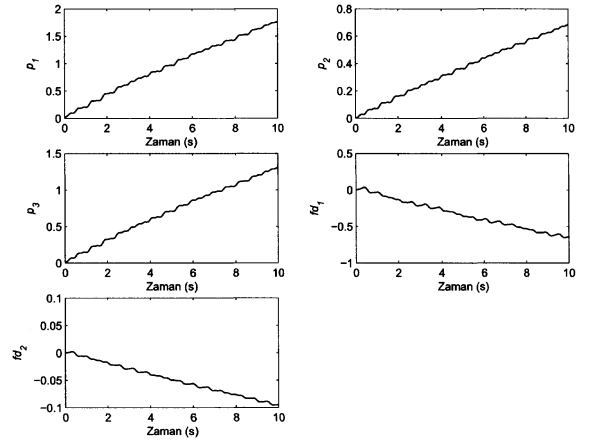
Şekil 2'den de görülebileceği gibi, geleneksel Lyapunov tabanlı uyarlamalı kontrolcü zayıf bir performans göstermiş ve büyük çaptırdamalar yapmıştır. Bu ise bu yöntemin pratik uygulamalar için uygun olmadığını göstermektedir. Öte yandan, önerilen kontrolcü geçici hal cevabını geliştirerek çaptırdamayı azaltmış ve üstün bir performans ortaya koymuştur. Bu benzetimde, Ψ ve Ψ_k matrisleri denklem (17) den de görüldüğü gibi birbirleri ile aynı seçilmiştir. Ancak daha iyi bir performans gerektiği durumlarda bu matrisler ayarlanarak performans artışı sağlanabilir. Şekil 3 ve Şekil 4 de ise sırasıyla klasik uyarlamalı kontrolcü ve önerilen kontrolcü için belirsiz parametrelerin uyarlama eğrileri görülmektedir. Şekil 5de kontrol kuvvetlerinin değişimi gösterilmektedir. Bu şekillere bakıldığında klasik kontrolcünün tam anlamıyla bozucular ile baş edemediği ve bazı parametrelerin yakınsamadığı görülürken, önerilen kontrolcüde belirsiz parametreler hızlı bir şekilde yakınsamaktadır.

5. Sonuçlar

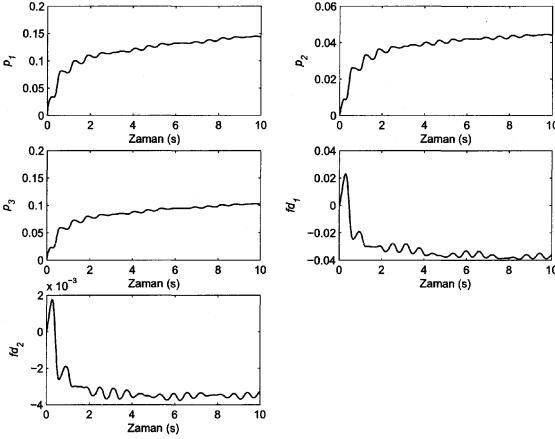
Klasik uyarlamalı kontrolcünün temel problemleri bozucu bastırmada başarısız olması ve geçici halde zayıf bir performans göstermesidir. Çaptırdama olmaksızın bu problemlerin



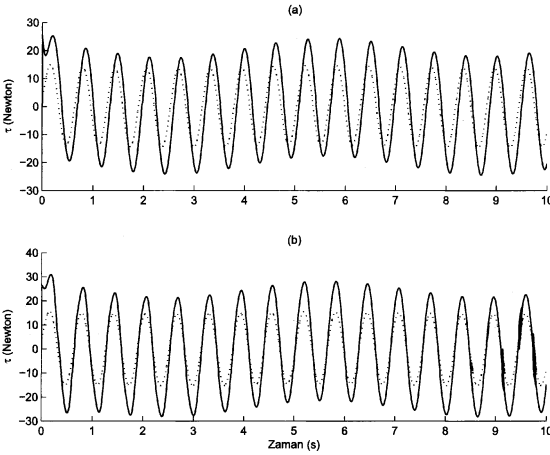
Şekil 2: Bozucu etkisi altında yörünge takibinde oluşan pozisyon hatası (a) Lyapunov tabanlı uyarlamalı kontrolcü (b) Önerilen kontrolcü (Eklm 1:sürekli çizgi, Eklm 2: kesikli çizgi).



Şekil 3: Lyapunov tabanlı uyarlamalı kontrolcü kullanıldığında uyarlanan belirsiz parametrelerin değişim eğrileri.



Şekil 4: Önerilen kontrolcü kullanıldığında uyarlanan belirsiz parametrelerin değişim eğrileri.



Şekil 5: Bozucu etkisi altında kontrol sinyalleri (a) Lyapunov tabanlı uyarlamalı kontrolcü (b) Önerilen kontrolcü (Eklem 1: sürekli çizgi, Eklem 2: kesikli çizgi).

üstesinden gelmek için bozucu kestirim yapıları yeni bir uyarlamalı kontrolcü önerilmiştir. Önerilen tekniğin yeniliği, sisteme etkileyen bozucu hakkında herhangi bir bilgiye ihtiyaç duymamasıdır. Önerilen tekniğin diğer tekniklerden ayrılan en temel özelliği ise Fourier katsayılarının uyarlamalı olduğu bir uyarlamalı bozucu kestirim mekanizmasına sahip olmasıdır. Benzetim çalışmalarından da görüleceği gibi, yük bozucusunun sisteme etkilediği durumda önerilen kontrolcü sadece iyi bir yörünge takibi değil, aynı zamanda az çattırılı bir kararlı hal performansı sergilemektedir.

6. Kaynakça

- [1] T.C. Hsia, "Adaptive Control of robot manipulators-A Review", *Proc. IEEE Conference on Robotics and Automation*, San Francisco, 1986.
- [2] J.J. Craig, P. Hsu and S. Sastry, "Adaptive Control of Mechanical Manipulators", *Proc. IEEE Conference on Robotics and Automation*, San Francisco, 1986.
- [3] J.J.E. Slotine and W. Li, "Adaptive Manipulator Control: A Case Study", *IEEE Trans. on Auto. Control*, vol. 33, 1988, pp 995-1003.
- [4] J.J.E. Slotine, "Putting Physics in Control - The Example of Robotics", *Controls Systems Magazine*, vol. 8, 1988, pp 12-17.
- [5] R. Ortega and M.W. Spong, "Adaptive Motion Control of Rigid Robots: A Tutorial", *Proc. of the 27th Conf. on Decision and Control*, Austin, Texas, 1988.
- [6] R. Johansson, "Adaptive Control of Robot Manipulator Motion", *IEEE Trans. on Robot. and Autom.*, vol. 6, 1990, pp 483-490.
- [7] G. Ambrosino, G. Celentano and F. Garofalo, "Variable Structure Model Reference Adaptive Control Systems", *Int. J. Control*, vol. 39, 1984, pp 1339-1349.
- [8] L. Hsu and R.R. Costa, "Variable Structure Model Reference Adaptive Control Using only Input and Output Measurements - Part I", *Int. J. Control*, vol. 49, 1989, pp 399-416.
- [9] M.A. Arteaga and Y. Tang, "Adaptive Control of Robots With an Improved Transient Performance", *IEEE Trans. on Auto. Control*, vol. 47, 2002, pp 1198-1202.
- [10] C.M. Liaw and F.J. Lin, "Position control with fuzzy adaptation for induction servo drives", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 142, 1995, pp 397-404.
- [11] D.L. Tsay, H.Y. Chung and C.J. Lee, "The adaptive control of nonlinear systems using Sugeno type of fuzzy logic", *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 17, 1999, pp 225-229.
- [12] R.J. Wai, C.M. Lin and C.F. Hsu, "Adaptive fuzzy sliding mode control for electrical servo drive", *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 143, 2004, pp 295-310.
- [13] "Direct Drive Manipulator Research and Development Package Operations Manual", 1992.
- [14] F.L. Lewis, C.T. Abdallah and D.M. Dawson, *Control of Robot Manipulators*, Macmillan Pub., New York; 1993

Çift Serbestlik Dereceli Kontrol Yapılarında Harmanlama Mekanizmalı Referans Değer Ayarlayıcı

Engin YEŞİL, Müjde GÜZELKAYA, İbrahim EKSİN

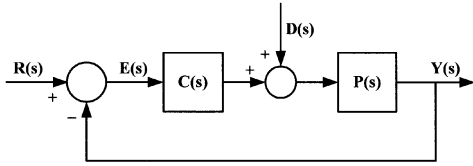
İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi,
Kontrol Mühendisliği Bölümü, 34469, Maslak, İstanbul, Türkiye
{yesil, gkaya, eksin}@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada tek ve çift serbestlik dereceli kontrol yapılarının getirilerini bir arada kullanan yeni bir çift serbestlik dereceli kontrol yapısı önerilmiştir. Yeni yapıda, filtrelenmiş referans işareti ile gerçek referans işareti özel bir harmanlama dinamiği aracılığıyla birleştirilmiştir. Birincil kontrolör içsel model kontrole dayalı bir PI kontrolörüdür ve yük bozucularını bastırma amacıyla tasarlanır. Harmanlama mekanizmasının amacı ise geçici hal davranışını istenilen yapıya bire bir eşlemektir. Önerilen yeni yapının üstünlükleri ve getirileri benzetimler aracılığıyla karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir.

1. Giriş

Geribeslemeli kontrol sistemlerinde, fiziksel sistemler referans girişi ve sistem çıkışının farkından oluşturulan hata işareti kullanılarak istenilen davranışı sergilemeye zorlanır. Hata geribeslemeli kontrol sistemine ait bu yapı Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu amaçla işaret üretici yalnızca kontrolör olduğundan bu tip yapılar bir serbestlik dereceli kontrol yapıları olarak adlandırılır [1].

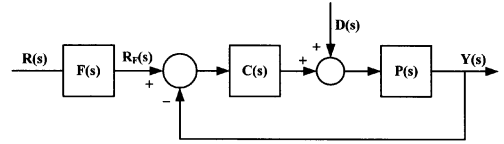


Şekil 1: Bir serbestlik dereceli kontrol yapısı

Son dönemde, daha genel kontrol yapılarına olan ilgi gittikçe artmıştır. Şekil 2'de gösterildiği gibi çift serbestlik dereceli kontrol yapısında referans işareti bir ön filtre F(s) ile işlenirken klasik hata işareti ise C(s) kontrolörü tarafından işlenir. Ön filtre ikinci serbestlik derecesi olarak kullanılır ve referans işaretini istenildiği gibi ağırlandırmak için kullanılır. Bu türden yapılar içeren birçok kontrol yapısı önerilmiştir [2–17]. Bazı çalışmalarda bu tür kontrol yapıları, model izlemeli kontrol olarak da adlandırılmaktadır [18].

PI kontrolörü endüstriyel birçok süreç için yeterli performans gösterdiğinden ve basit yapısından dolayı maliyet/kazanç oranı açısından hala en iyi çözüm olarak görülmektedir [19]. Bu sebeple hem bir hem de çift serbestlik

dereceli kontrol yapılarında PI kontrolörleri sıkça kullanılmaktadır.



Şekil 2: Çift serbestlik dereceli kontrol yapısı

Bu çalışmada, tek ve çift serbestlik dereceli kontrol yapılarının üstünlüklerini bir araya getiren yeni bir çift serbestlik dereceli kontrol yapısı sunulmuştur. Bu yeni yapıda, referans işareti ile bu işaretin filtrelenmiş çıkışı öyle harmanlanmıştır ki hem referans takibi hem de bozucu bastırma iyileştirilmiştir. Yeni kontrol yapısında kontrolör olarak PI kontrolörü kullanılmıştır ve kontrolör parametreleri içsel model kontrol (İMK) kullanılarak hesaplanmıştır [20]. Bu yöntemin seçiminde amaç iki kontrolör parametresi bulmak yerine tek parametre ile tüm kontrolör parametrelerinin belirlenmesidir.

2. Harmanlama mekanizmalı referans ayarlayıcısı

Harmanlama mekanizmalı referans ayarlayıcısına (HMRA) sahip önerilen çift serbestlik dereceli kontrol yapısı Şekil 3'de verilmiştir. HMRA çıkışı

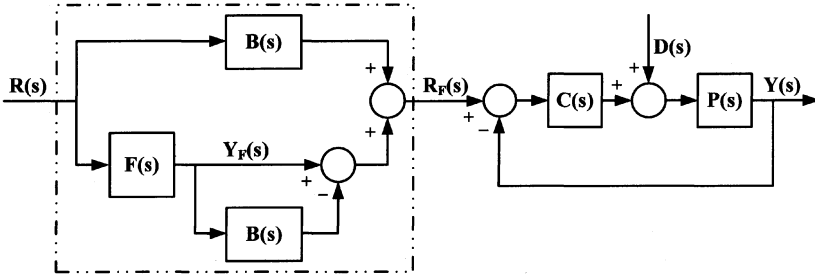
$$R_F(s) = R(s)B(s) + Y_F(s)(1 - B(s)) \quad (1)$$

olarak elde edilir. Burada $R_F(s)$ HMRA çıkışı, $R(s)$ referans işareti, $Y_F(s)$ filtrelenmiş referans işaretidir. Harmanlama dinamiğini belirleyen $B(s)$ ise $R(s)$ ve $Y_F(s)$ arasındaki harmanlama oranını belirler.

Bu çalışmada filtre transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olan birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem olarak seçilmiştir:

$$F(s) = \frac{1}{T_F s + 1} e^{-\theta s} \quad (2)$$

Burada T_F filtre zaman sabitini θ ise filtrenin ölü zamanını göstermektedir. Tüm çalışma boyunca filtre ölü zamanı sistem modelindeki ölü zamana eşit seçilmiştir.



Şekil 3: Önerilen çift serbestlik dereceli kontrol yapısı

Önerilen yapıda sistem cevabı aşağıdaki denklem kullanılarak elde edilebilir:

$$Y(s) = \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)} R_F(s) + \frac{P(s)}{1+C(s)P(s)} D(s) \quad (3)$$

Bozucular sıfır alındığında önerilen sisteme ait kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)} [B(s) + F(s)(1-B(s))] \quad (4)$$

şeklinde elde edilir.

Sistem çıkışı $Y(s)$ 'in filtre çıkışı $Y_F(s)$ 'i tam olarak takip etmesi için uygun harmanlama dinamiği $B(s)$ tasarlanır. Bu sebeple $R(s)$ 'ten $Y(s)$ 'e olan transfer fonksiyonu ile $R(s)$ 'ten $Y_F(s)$ 'e transfer fonksiyonunun birbirine eşit olması sağlanırsa $B(s)$ dinamiği aşağıdaki gibi elde edilir:

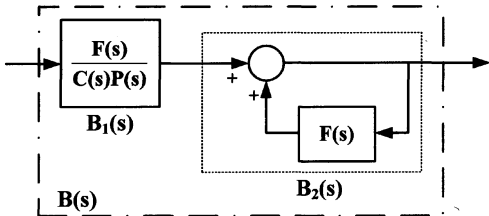
$$B(s) = B_1(s)B_2(s) = \frac{F(s)}{C(s)P(s)(1-F(s))} \quad (5)$$

Yukarıda elde edilen (5) denklemi yeniden düzenlenir ve iki çarpana ayrılırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir:

$$B_1(s) = \frac{F(s)}{C(s)P(s)} \quad (6)$$

$$B_2(s) = \frac{1}{1-F(s)} \quad (7)$$

Harmanlama dinamiğinin bir pozitif geribesleme ile gerçekleştirilmiş halinin blok diyagramı Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 4: Harmanlama dinamiğine ait blok yapı

3. İçsel Model Kontrolle Dayalı Harmanlama Mekanizmasının Tasarımı

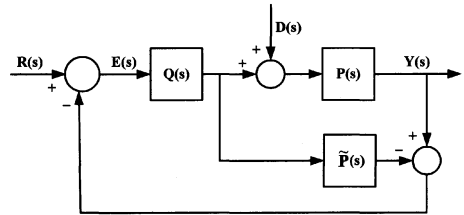
Süreç kontrolünde karşılaşılan çoğu sistem birinci mertebeden ölü zamanlı bir model ile temsil edilebilir. Bu sebeple bu çalışmada $P(s)$ sistemi aşağıdaki transfer fonksiyonu ile temsil edilecektir:

$$\tilde{P}(s) = \frac{K}{Ts+1} e^{-Ls} \quad (8)$$

$C(s)$ birincil kontrolörü için transfer fonksiyonu

$$C_{PI}(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (9)$$

olan PI kontrolörü seçilmiştir. Burada K_C oransal kazanç, T_I integral zaman sabitidir.



Şekil 5: İçsel model kontrol (İMK) yapısı

Bu çalışmada, PI kontrolörünün parametreleri Şekil 5'te verilen İMK yapısı aracılığıyla elde edilmiştir. Burada $P(s)$ kontrol edilen sistemi, $\tilde{P}(s)$ sisteme ait modeli, $Q(s)$ ise İMK kontrolörünü temsil etmektedir [21]. Model aşağıda gösterilen şekilde iki çarpana ayrılabilir:

$$\tilde{P}(s) = \tilde{P}_+(s)\tilde{P}_-(s) \quad (10)$$

Burada $\tilde{P}_+(s)$ ölü zamanı ve sağ yarı-düzlem sıfırları, $\tilde{P}_-(s)$ ise kararlı, minimum fazlı ve öngörü içermeyen kısımdır. İMK kontrolörü

$$Q(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s)F_{İMK}(s) \quad (11)$$

şeklinde elde edilir. Burada, $F_{İMK}(s)$ tasarımcı tarafından belirlenen ve genellikle

$$F_{İMK}(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n} \quad (12)$$

şeklindeki transfer fonksiyonu ile ifade edilen alçak geçiren filtredir. Filtre parametresi λ tasarımcı tarafından belirlenir. Bu parametrenin küçük değerleri için kapalı çevrim cevabı hızlı olur ancak çok büyük kontrol işaretleri oluşur.

Şekil 5'te verilen İMK yapısı yeniden düzenlendiğinde Şekil 1'de verilen tek serbestlik dereceli kontrol yapısına dönüşür. Şekil 1 ve Şekil 2'de bulunan $C(s)$ kontrolörü, içsel model kontrolörü aracılığıyla aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - \tilde{P}(s)Q(s)} \quad (13)$$

Önerilen yapının harmanlama mekanizmasını belirlemek amacıyla kontrolör parametreleri kullanılarak (6) denkleminin (2) ve (8) denklemleri konulduğunda $B_1(s)$ ifadeleri elde edilir. İMK'ye dayalı ve λ filtre zaman sabitine bağlı PI kontrolörüne ait parametreleri ile elde edilen $B_1(s)$ ifadesi Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: PI kontrolör parametreleri

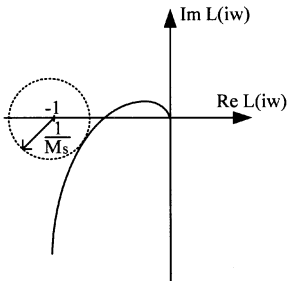
K_C	T_I	$B_1(s)$
$\frac{T}{K(L+\lambda)}$	T	$\frac{(L+\lambda)s}{T_F s + 1}$

Tablo 1'de görüldüğü gibi λ tasarımcıya bırakılan tek kontrol parametresidir. Bu çalışmada maksimum duyarlılık ölçüsü (M_S) bu kontrol parametresinin belirlenmesinde kullanılmak üzere önerilmiştir. Duyarlılık fonksiyonu

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)} = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \quad (14)$$

şeklinde verilebilir. Bu durumda M_S aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$M_S = \max_{0 \leq \omega < \infty} \left| \frac{1}{1 + P(i\omega)C(i\omega)} \right| = \max_{0 \leq \omega < \infty} |S(i\omega)| \quad (15)$$



Şekil 6: Maksimum duyarlılık ölçüsünün (M_S) Nyquist eğrisinde gösterilmesi

Şekil 6'da görüldüğü gibi, M_S , Nyquist eğrisinin kritik noktaya (-1,0) en kısa uzaklığının tersidir. M_S için önerilen değer aralığı [1.3 2] dir [18]. Yüksek M_S değerleri için sistem cevabı hızlı ama salınımlıdır. Öte yandan yük bozularına karşı çok hızlı cevap verir. $C(s)$ kontrolörünün temel amacı yük bozularını bastırmak olduğundan, bu çalışmada M_S , önerilen en büyük değeri olan 2 alınmıştır.

4. Benzetim Örnekleri

Önerilen harmanlama mekanizmalı referans ayarlayıcı (HMRA) yapısının klasik tek serbestlik derecesine (1-SD) ve çift serbestlik derecesine (2-SD) sahip kontrol yapılarından üstünlüğünü ortaya koymak amacıyla iki benzetim örneği verilmiştir. Bunlardan ilki ölü zamanlı birinci mertebeden sistem, ikincisi ise sekizinci dereceden büyük ölü zamanlı bir sistemdir.

Önerilen yapının üstünlüklerini göstermek amacıyla sistem cevapları tek ve çift serbestlik dereceli kontrol yapıları ile karşılaştırılmıştır. Bu amaçla yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve en büyük yüzde aşım ile birlikte aşağıdaki gibi tanımlanan ITAE (mutlak hatanın zamanla çarpımının toplamı) ve TV (toplam varyasyon) performans ölçütleri karşılaştırma amacıyla kullanılmıştır [22]:

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|r(t) - y(t)| dt \quad (16)$$

$$TV = \sum_{i=1}^{\infty} |u_{i+1} - u_i| \quad (17)$$

4.1. Örnek 1:

Birinci örnekte transfer fonksiyonu

$$P_1(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.5s} \quad (18)$$

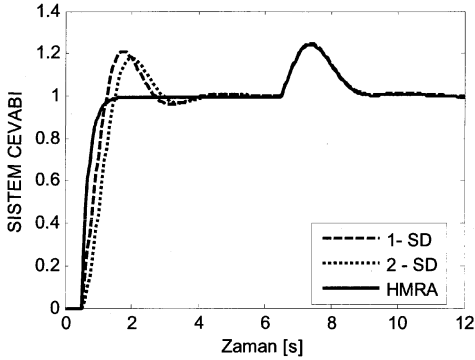
olan birinci mertebeden sistem ele alınmıştır [12, 13, 16]. PI kontrolörü için maksimum duyarlılık fonksiyonu M_S 'i 2 yapacak λ kontrolör parametresi 0.21 olarak hesaplanmıştır. Diğer bir tasarım parametresi T_F ise λ 'ya eşit alınmıştır. Bu tasarım parametreleri kullanılarak Tablo 1'de verilen kontrolör parametreleri ve harmanlama dinamiği hesaplanmış ve elde edilen değerler Tablo 2'te sunulmuştur.

Tablo 2: Birinci örnek için kontrolör parametreleri

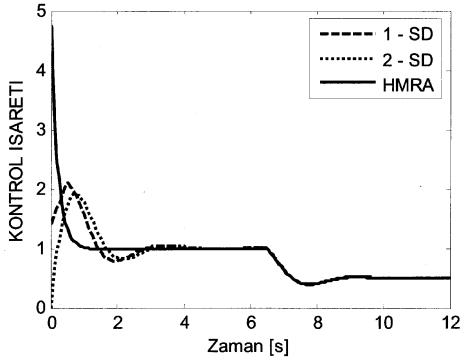
K_C	T_I	$B_1(s)$
1.4085	1	$\frac{0.71s}{0.21s + 1}$

Birim basamak referans için elde edilen sistem cevapları Şekil 7'de, kontrol işaretleri de Şekil 8'de verilmiştir. Ayrıca her bir kontrol yapısı için geçerli olan referans işaretleri Şekil 9'da gösterilmiştir. Dikkat edilecek olunursa 1-SD yapıda basamak işareti doğrudan doğruya referans işareti olarak kullanılırken 2-SD yapıda birinci mertebeden bir filtreden geçirilen çıkış referans işaretidir. Önerilen HMRA yapısında

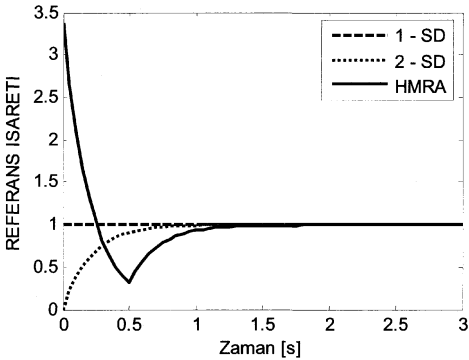
ise harmanlama sonrası özel bir referans işareti oluşturulmuştur.



Şekil 7: Birinci örnek için sistem cevapları



Şekil 8: Birinci örnek için kontrol işaretleri



Şekil 9: Birinci örnek için referans işaretleri

Tablo 3: Birinci örnek için performans karşılaştırması

	1-SD	2-SD	HMRA
Yükselme zamanı	0.584	0.691	0.461
Yerleşme zamanı	3.72	3.91	1.37
En Büyük Yüzde Aşım	21	17.8	---
ITAE	0.8817	0.9956	0.1487
TV	0.2445	0.2459	0.484

Önceden belirtildiği gibi üç kontrol yapısı 5 farklı performans ölçütü kullanılarak karşılaştırılmıştır. Elde edilen veriler Tablo 3'te sunulmuştur. Görüldüğü gibi yükselme ve yerleşme zamanı açısından en iyi performansı önerilen HMRA yapısı göstermiştir. Buna ek olarak önerilen yapı aşımı ortadan kaldırmıştır. ITAE ölçütü için çok büyük bir iyileştirme sağlanmıştır. Önerilen HMRA yapısı, sistem cevabında ölü zamanın etkin olduğu bölümde büyük kontrol işaretleri oluşturulduğundan TV değeri diğerlerinden büyük olmuştur.

4.2. Örnek 2:

İkinci örnek olarak transfer fonksiyonu

$$P_3(s) = \frac{1}{(s+1)^5} e^{-5s} \quad (19)$$

olan sekizinci dereceden büyük ölü zamanlı bir sistem ele alınmıştır [23]. İlk olarak açık çevrim basamak cevabı kullanılarak sisteme ilişkin birinci mertebeden ölü zamanlı model aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\tilde{P}_3(s) = \frac{1}{3.04s+1} e^{-9.97s} \quad (20)$$

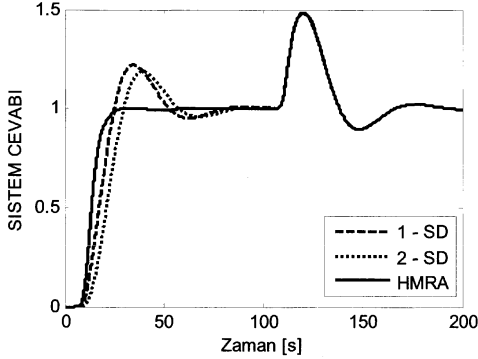
PI kontrolörü için maksimum duyarlılık fonksiyonu M_s 'i yine 2 yapacak λ kontrolör parametresi 4.1 olarak hesaplanmıştır. Diğer bir tasarım parametresi T_f ise bir önceki örnekte olduğu gibi λ 'ya eşit alınmıştır. Bu tasarım parametreleri kullanılarak, Tablo 1'de verilen kontrolör parametreleri ve harmanlama dinamiği hesaplanmış ve elde edilen değerler Tablo 4'te sunulmuştur.

Tablo 4: İkinci örnek için kontrolör parametreleri

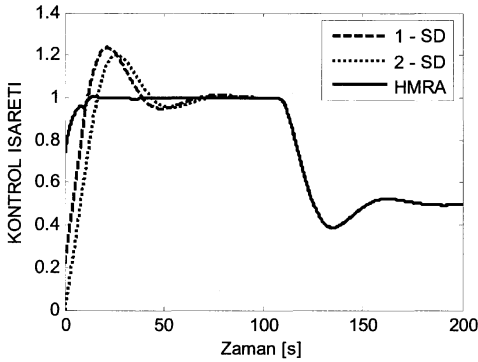
K_C	T_I	$B_1(s)$
0.2161	3.04	$\frac{14.07s}{4.1s+1}$

Birim basamak referans için elde edilen sistem cevapları ve kontrol işaretleri sırasıyla Şekil 10 ve Şekil 11'de verilmiştir. Ayrıca her bir kontrol yapısı için geçerli olan referans işaretleri Şekil 12'da gösterilmiştir.

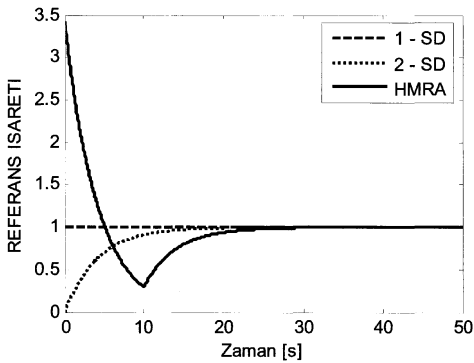
Farklı performans ölçütleri için elde edilen veriler Tablo 4'te sunulmuştur. Birinci önceki örnekte olduğu gibi yükselme ve yerleşme zamanı açısından en iyi performansı önerilen HMRA yapısı göstermiştir. Buna ek olarak önerilen yapı aşımı ortadan kaldırmıştır. ITAE ölçütü açısından yine oldukça çok büyük bir iyileştirme sağlanmıştır. TV değeri diğer kontrol yapılarından daha küçüktür. Bu da kontrol işaretinin ne kadar yumuşak olduğunu göstermektedir.



Şekil 10: İkinci örnek için sistem cevapları



Şekil 11: İkinci örnek için kontrol işaretleri



Şekil 12: İkinci örnek için referans işaretleri

Tablo 4: İkinci örnek için performans karşılaştırması

	1-SD	2-SD	HMRA
Yükselme zamanı	11.58	13.56	9.07
Yerleşme zamanı	74.13	77.9	24.44
En Büyük Yüzde Aşım	22.3	19	---
ITAE	359.9	401.9	63.09
TV	0.1148	0.1134	0.06

5. Sonuçlar

Bu çalışmada harmanlama mekanizmalı referans ayarlayıcı (HMRA) olarak adlandırılan tek ve çift serbestlik dereceli kontrol yapılarının getirilerini bir arada kullanan yeni bir kontrol yapısı sunulmuştur. Yeni yapıda, filtrelenmiş referans işareti ile gerçek referans işareti özel bir harmanlama dinamiği aracılığıyla birleştirilmiştir. Yük bozucularını bastırmak amacıyla birincil kontrolör içsel model kontrole dayalı bir PI kontrolörü olarak tasarlanmıştır. Harmanlama mekanizmasının amacı ise geçici hal davranışını istenilen yapıya eşlemektir. Harmanlama dinamiği, iki parçaya ayrılmış. İlk blok birinci mertebeden bir filtreye dönüşürken ikinci dinamik ise bir pozitif geribesleme bloğu ile oluşturulmuştur.

Tasarımı oldukça basit olan bu yapıya ilişkin tüm parametreler bir tabloda sunulmuştur. Tasarım yalnızca iki parametreye bağlıdır. Bunlardan ilki birincil kontrolörün yük bozucularını hangi hızla bastıracağını belirler. Çalışmada, bu amaçla tasarımcıya maksimum duyarlılık fonksiyonu aracılığıyla bu değerin belirlenmesi önerilmiştir. Diğer parametre ise ön filtredir ve geçici hal cevabının hızını belirler. Bu parametrenin küçük değerleri için sistem çok hızlı davranır ancak oluşturulan referans işaretinin değeri dolayısıyla da kontrol işaretinin şiddeti artar. Kontrol işaretinin makul değerlerde kalması, yeterince hızlı ve aşumsuz bir geçici hal davranışı elde etmek amacıyla bu parametrenin birincil kontrolör için seçilen değere eşit seçilmesi önerilmiştir. Böylece tasarım basit bir şekilde tek değişkenin belirlenmesine indirgenmiştir.

Önerilen yeni yapının üstünlükleri ve getirileri iki benzetim örneği aracılığıyla karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. İlk örnekte birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem kullanılmıştır. İkinci örnekte ise yüksek mertebeden ölü zamanlı bir sistem birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem olarak modellenmiştir. Bir modelleme hatası olmasına rağmen önerilen kontrol yapısı ilk örnekteki kadar başarılı sonuçlar vermiş ve klasik tek ve çift serbestlik dereceli yapılardan daha iyi geçici hal cevapları vermiştir. Birincil kontrolörler her üç kontrol yapısı için de aynı olduğundan yük bozucularına verdikleri cevaplar da aynıdır.

6. Kaynakça

- [1] Howze JW, Bhattacharyya SP (1997) Robust tracking, error feedback, and two-degree-of-freedom controllers. IEEE Trans Automat Contr 42(7):980-983
- [2] Eitelberg, EA (1987) A regulating and tracking PI(D) controller. Int. J. Control, 45: 91-95

- [3] Hippe P, Wurmthaler C, Dittrich F (1987) Comments on a regulating and tracking PI(D) controller. *Int. J. Control*, 46 (5): 1851-1856.
- [4] Mantz RJ, Tacconi EJ (1989) Complementary rules to Ziegler-Nichols' rule for a regulating and tracking controller. *Int. J. Control*, 49 (5): 1465-1471.
- [5] Mantz RJ, Tacconi EJ (1990) A regulating and tracking PID controller. *Ind Eng Chem Res* 29:1249-1253
- [6] Åström KJ, Hägglund T (1985) Automatic tuning of PID controllers based on dominant poles design. *IFAC Adaptive Control of Chemical Processes*, 205-210.
- [7] Hang CC, Astrom KJ, Ho WK (1991) Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula *IEE Proc Control Theory Appl* 138(2):111-118.
- [8] Hang CC, Sin KKA (1991) A comparative performance study of PID auto-tuners. *IEEE Control Syst Mag* 11: 41-47.
- [9] Leva A, Colombo AM (1999) Method for optimising set-point weights in ISA-PID autotuners. *IEE Proc Control Theory Appl* 146 (2): 137-146.
- [10] Hang CC, Cao L (1996) Improvement of transient response by means of variable set point weighting. *IEEE T Ind Electron* 43(4):477-484.
- [11] Visioli A (1999) Fuzzy logic based set-point weight tuning of PID controllers. *IEEE T Syst Man Cy A* 29(6):587-592.
- [12] Visioli A (2004) A new design for a PID plus feedforward controller. *J Process Cont* 14:457-463
- [13] Zhong QC, Li HX (2002) 2-degree-of-freedom proportional-integral-derivative-type controller incorporating the smith principle for processes with dead time. *Ind Eng Chem Res* 41:2448-2454
- [14] Normey-Rico JE, Camacho E (2002) A unified approach to design dead-time compensators for stable and integrating processes with dead-time. *IEEE Trans Automat Contr* 47 (2): 299-305.
- [15] Precup RE, Preitl S (2006) PI and PID controllers tuning for integral-type servo systems to ensure robust stability and controller robustness. *Electrical Eng* 88 (2):149-156
- [16] Hamamci, SE (2005) A robust polynomial-based control for stable processes with time delay. *Electrical Eng* 87 (3):163-172
- [17] Kaya I, Tan N, Atherton DP (2005) A refinement procedure for PID controllers. *Electrical Eng* 88 (3):215-222
- [18] Åström KJ, Hägglund T (1995) *PID controllers theory: design and tuning*. Instrument of Society of America, Research Triangle Park, NC
- [19] Visioli A (2000) Fuzzy logic based tuning of PID controllers for plants with under-damped response. *Proceedings of IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, 577-582
- [20] Rivera DE, Morari M, Skogestad S (1986) Internal model control. 4. PID controller design. *Ind Eng Chem Res* 25:252-265
- [21] Morari M, Zafiriou (1989) *Robust process control*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- [22] Skogestad S (2003) Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *J. Process Control* 13(4): 291-309.
- [23] Visioli A, Piazzi A (2003) Improving set-point-following performance of industrial controllers with a fast dynamic inversion algorithm. *Ind Eng Chem Res* 42:1357-1362

MODEL REFERANS UYARLAMALI KONTROL İLE KUTUPLARI SABİT MIKNATISLI BİR DC MOTORUN KONUM KONTROLÜ

Fedai YENİCİ¹ ve Muhammet KÖKSAL²

¹ Elektronik Mühendisliği Bölümü
Fatih Üniversitesi, Büyükçekmece
fedaiy@hotmail.com

² Elektronik Mühendisliği Bölümü
Fatih Üniversitesi, Büyükçekmece
mkoksal@fatih.edu.tr

Özetçe

Prosesin parametrelerinin tam olarak bilinmemesi veya parametrelerin çalışma esnasında değişmesi durumunda kontrol probleminin çözümünde kullanılabilecek çeşitli tekniklerden biri de model referans uyarlamalı denetimdir. Doğru akım motorunun dinamiğinin anlaşılması için motor parametrelerinin bilinmesi gerekmektedir. Ancak motor parametreleri, motorun çalışması sırasındaki koşullara bağlı olarak değişmektedir. Dolayısıyla, parametrelerin değişmediği varsayılarak tasarlanmış olan denetleyicinin performansı, çalışma sırasındaki değişimlerden dolayı düşer. Bu nedenden dolayı bu çalışmada, sabit motor parametrelerine gerek kalmadan, bir dc motorun konumunun kontrol edildiği bir uyarlamalı denetim yöntemi sunulmaktadır. Deney sonuçları motor konumunun önerilen yöntem ile denetlenebildiğini göstermiştir.

1. Giriş

Konuşma dilinde uyarlama yeni şartlara göre davranışını değiştirme anlamına gelir. Uyarlamalı kontrolün tarihi 1973'te IEEE komisyonu tarafından kendini organize eden kontrol (Self Organizing Control-SOC) ve öğrenen kontrol şeklinde yapılmış olmasına rağmen dünya çapında kabul gören bir tarihi henüz yapılamamıştır. Fakat bilim adamları sabit kazançlı geri beslemeli sistemlerin uyarlamalı kontrol olmadığı konusunda hemfikirdir [1-2].

Uyarlanabilir sistemler uyarlamalı olmayanlara göre iki avantaja sahiptir. Eğer denetlenen sistemin parametreleri çalışma esnasında değişiyorsa uyarlanabilir sistemler değişen şartlara kendini adapte eder, böylece denetlenen sistemin performansı istenilen düzeyde kalır. Uyarlamalı olmayan sistemlerde ise kontrolör denetlenen sistemin parametrelerinin değişmediği farzedilerek tasarlanır. Eğer parametrelerin değiştiği yeni durumlar meydana gelirse kontrolörün performansı düşer. Uyarlanabilir kontrolün ikinci avantajı ise kontrolör tasarımı için denetlenen sistemin parametrelerinin bilinmesine ihtiyaç duyulmamasıdır. Uyarlanabilir sistemler doğrudan ve dolaylı olmak üzere ikiye ayrılır. Dolaylı uyarlamalı kontrolde denetlenen sistemin parametreleri çalışma anında (on-line) tahmin edilir. Doğrudan uyarlamalı kontrolde on-line parametre tahminine ihtiyaç duyulmaz. Bu çalışmada kullanılan yöntem doğrudan model referans uyarlamalı kontrol olup yalnızca sıfırları olmayan sistemler

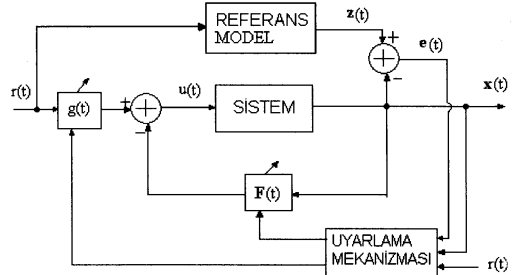
için tasarlanmıştır. Bu özelliği ile yöntem, doğru akım motorunun konum kontrolü için uygundur. Uyarlama mekanizması kapalı çevrimli sistemin geri ve ileri besleme katsayılarını ayarlayarak sistemin davranışını modelinkine eşitler. Eğer sistemin takip etmesi için uygun bir model seçilirse, sistem çıkışı model çıkışına zamanla yakınsar. Benzer şekilde elektrik motorlarının uyarlamalı kontrolü için bir çok çalışma mevcuttur [3-7].

2. Sıfırları Olmayan Sistemlerin Model Referans Uyarlamalı Kontrolü

Bu yöntemin amacı tek girişli tek çıkışlı, sıfırları bulunmayan bir sistemin model referans uyarlamalı denetimini gerçekleştirmektir. Uyarlama mekanizması kapalı çevrimli sistemin durumlarının geri besleme katsayılarını ve referans sinyalinin ileri besleme katsayısını ayarlayarak sistemin durumlarını modelinkilere eşitler.

2.1. Denetim Yönteminin Yapısı

Uyarlamalı kontrol sisteminin yapısı Şekil 2.1'de verilmiştir [8]. Bu şekilde r referans sinyalini, u kontrol edilen sistemin girişini, g referans sinyalinin ileri besleme katsayısını, $F=[F_1 F_2 \dots F_n]^T$ kontrol edilen sistemin durumlarının geri besleme katsayılarını, x ve z ise sırasıyla sistemin ve modelin durumlarını, e model ve sistem durumları arasındaki hatayı ifade eder. Sistem her bir adımda yinelenen $F(t)$ ve $g(t)$ katsayıları ile model takip eder.



Şekil 2.1 Uyarlamalı kontrol mekanizmasının yapısı.

Bir girişli bir çıkışlı sıfırları olmayan sürekli bir sistemin transfer fonksiyonu

$$\frac{K}{s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_2 s + a_1} \quad (2.1)$$

Denklemler 2.1'in kontrol edilebilir kanonik formdaki gösterimi

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & -a_3 & \dots & -a_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ K \end{bmatrix} u(t), \quad (2.2-a)$$

$$y = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \mathbf{x}. \quad (2.2-b)$$

Bu gösterim altında aşağıdaki formdadır;

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b} u, \quad (2.3-a)$$

$$y = x_1. \quad (2.3-b)$$

Şekil 2.1 de gösterildiği gibi geri beslemeli kontrol yapısı kullanılacak olursa sistem girişi

$$u = g r - \mathbf{F}^T \mathbf{x}. \quad (2.4)$$

Kontrol edilen sistemin durum uzay denklemi aşağıdaki şekilde yazılabilir

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b} (g r - \mathbf{F}^T \mathbf{x}) = (\mathbf{A} - \mathbf{b} \mathbf{F}^T) \mathbf{x} + \mathbf{b} g r, \quad (2.5-a)$$

veya daha açık bir şekilde,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_1 - K F_1 & -a_2 - K F_2 & -a_3 - K F_3 & \dots & -a_n - K F_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ K g \end{bmatrix} r(t). \quad (2.5-b)$$

Referans modelin transfer fonksiyonu ve durum uzay denklemi

$$\frac{K^*}{s^n + a_n^* s^{n-1} + \dots + a_2^* s + a_1^*}, \quad (2.6-a)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \dots \\ z_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_1^* & -a_2^* & -a_3^* & \dots & -a_n^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \dots \\ z_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ K^* \end{bmatrix} u(t). \quad (2.6-b)$$

Denklemler 2.6-b altında

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}_m \mathbf{z} + \mathbf{b}_m r \quad (2.6-c)$$

formundadır. Model çıkışı ise

$$y_m = z_1. \quad (2.6-d)$$

2.2 Uyarılma Kurallarının Türetilmesi

Benzer uyarılma kuralları farklı bir dc motorun hız denetimi için daha önce kullanılmıştır [8]. Denklem 2.5-a ve 2.6-c'den faydalanarak kontrol edilen sistem ve referans modelin eşitliği gerçeklenir;

$$\mathbf{A}_m = \mathbf{A} - \mathbf{b} \mathbf{F}^T, \quad (2.7-a)$$

$$\mathbf{b}_m = \mathbf{b} g^*, \quad (2.7-b)$$

veya daha açık bir şekilde

$$\mathbf{F}_j = \mathbf{F}_j^* = \frac{a_j - a_j^*}{K}, \quad (j=1,2,\dots,n), \quad (2.8-a)$$

$$g = g^* = K^* / K. \quad (2.8-b)$$

Normal olarak, a_j ve K bilinmiyor. Doğal olarak F_j^* ve g^* değerleri de bilinmiyor. Bu yüzden F_j ve g değerleri F_j^* ve g^* değerlerinden farklı değerler olabilir. Uyarılma kurallarının amacı mevcut F_j ve g değerlerini F_j^* ve g^* optimal değerlerine yakınsatmaktır;

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{F}(t) \rightarrow \mathbf{F}^*, \quad (2.9-a)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} g(t) \rightarrow g^*. \quad (2.9-b)$$

Hata sinyali

$$\mathbf{e} = \mathbf{z} - \mathbf{x} \quad (2.10-a)$$

ve onun türevi

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{z}} - \dot{\mathbf{x}}. \quad (2.10-b)$$

Hata işaretinin türevi (2.4), (2.5) ve (2.6) denklemlerinden faydalanarak aşağıdaki şekilde yeniden yazılabilir;

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}} &= (\mathbf{A}_m \mathbf{z} + \mathbf{b}_m r) - (\mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b} u), \\ &= \mathbf{A}_m \mathbf{e} + \frac{1}{g^*} \mathbf{b}_m (\mathbf{F}^T - \mathbf{F}^T) \mathbf{x} + \mathbf{b}_m r \frac{1}{g^*} (g^* - g). \end{aligned} \quad (2.11)$$

İşlem kolaylığı açısından aşağıdaki tanımlamalar yapılabilir;

$$\Phi_F = \mathbf{F} - \mathbf{F}^*, \quad (2.12-a)$$

$$\Phi_g = g^* - g. \quad (2.12-b)$$

Bu tanımlamaların türevleri

$$\dot{\Phi}_F = \dot{\mathbf{F}}, \quad (2.12-c)$$

$$\dot{\Phi}_g = -\dot{g}. \quad (2.12-d)$$

Bu durumda Denklem 2.11 aşağıdaki şekilde yeniden yazılabilir;

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}} &= \mathbf{A}_m \mathbf{e} + \frac{1}{g^*} \mathbf{b}_m \Phi_F^T \mathbf{x} + \frac{1}{g^*} r \Phi_g \mathbf{b}_m, \\ &= \mathbf{A}_m \mathbf{e} + \frac{1}{g^*} \mathbf{b}_m \mathbf{x}^T \Phi_F + \frac{1}{g^*} r \Phi_g \mathbf{b}_m. \end{aligned} \quad (2.13)$$

\mathbf{F} ve g kazançlarının güncellenmesi amacı ile aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu önerilir;

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \frac{1}{\alpha g^*} \Phi_F^T \Phi_F + \frac{1}{\alpha g^*} \Phi_g^2. \quad (2.14)$$

Burada \mathbf{P} kesin pozitif simetrik bir matris, α ise pozitif reel bir katsayıdır. $g^* > 0$ için Lyapunov fonksiyonu pozitif olur, $V > 0$.

(2.14) ve (2.13) denklemlerinden faydalanarak Lyapunov fonksiyonun türevi aşağıdaki gibi bulunabilir;

$$\dot{V} = \frac{d}{dt} (\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e}) + \frac{1}{\alpha g^*} \Phi_F^T \dot{\Phi}_F + \frac{1}{\alpha g^*} \dot{\Phi}_F^T \Phi_F + \frac{2}{\alpha g^*} \dot{\Phi}_g \Phi_g. \quad (2.15-a)$$

Buradaki birinci terim Denklem 2.15-b'de görüldüğü gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e}) &= \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \dot{\mathbf{P}} \mathbf{e} \\ &= \mathbf{e}^T (\mathbf{A}_m^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_m) \mathbf{e} + \frac{1}{g^*} \Phi_F^T \mathbf{x} \mathbf{b}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \frac{1}{g^*} \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b}_m \mathbf{x}^T \Phi_F \\ &\quad + \frac{1}{g^*} r \Phi_g \mathbf{b}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \frac{1}{g^*} r \Phi_g \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b}_m. \end{aligned} \quad (2.15-b)$$

Denklem 2.15-b'nin denklem 2.15-a'ya yerleştirilmesiyle Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki şekilde yeniden yazılabilir;

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e^T \left(A_m^T P + P A_m \right) e + \frac{1}{g} \Phi_F^T x b_m^T P e + \frac{1}{g} e^T P b_m x^T \Phi_F \\ & + \frac{1}{g} r \Phi_g b_m^T P e + \frac{1}{g} r \Phi_g e^T P b_m + \frac{1}{\alpha g} \Phi_F^T \Phi_F \\ & + \frac{1}{\alpha g} \Phi_F^T \Phi_F + \frac{2}{\alpha g} \dot{\Phi}_g \Phi_g. \end{aligned} \quad (2.15-c)$$

Denklem 2.15-c'de,

$$A_m^T P + P A_m = -Q \quad (2.16)$$

negatif belirgin bir matris ($-Q$) olarak seçilir ve bu denklem Lyapunov denklemi olarak bilinir.

Kararlı bir referans modeline ait A_m matrisinin tüm özdeğerlerinin gerçek kısımları kesin negatiftir. Bu durumda seçilen pozitif simetrik bir Q matrisi için Lyapunov Denklemine çözümünden yine kesin pozitif simetrik bir matris olan P bulunur. Böylece Denklem 2.15-c'nin ilk terimi $e^T (A_m^T P + P A_m) e$ kesin negatif olur. Eğer Denklem 2.15-c'nin kalan terimlerinin birbirini yok etmesi sağlanırsa Lyapunov fonksiyonunun türevi kesin negatif ($\dot{V} < 0$) olacağından kararlılık garantilenir. Bu iptal işlemi için aşağıdaki denklemlerden faydalanılabilir;

$$\dot{\Phi}_F^T \Phi_F = -\alpha e^T P b_m x^T \Phi_F, \quad (2.17-a)$$

$$\Phi_F^T \dot{\Phi}_F = -\alpha \Phi_F^T x b_m^T P e, \quad (2.17-b)$$

$$2\dot{\Phi}_g \Phi_g = -\alpha r \Phi_g b_m^T P e - \alpha r \Phi_g e^T P b_m. \quad (2.17-c)$$

(2.17-a) ve (2.17-b) denklemleri birbirine eşittir. Bu eşitliği sağlamak için $\dot{\Phi}_F$ parametresi Denklem (2.18-a)'daki gibi seçilebilir;

$$\dot{\Phi}_F = -\alpha x(t) b_m^T P e(t). \quad (2.18-a)$$

Denklem (2.17-c)'nin sağlanması için $\dot{\Phi}_g$ parametresi

$$\dot{\Phi}_g = -\alpha r(t) b_m^T P e(t) \quad (2.18-b)$$

şeklinde belirlenir.

Sonunda, F ve g katsayılarının güncellenmesi için uyarlama kuralları 2.18-a, b ve 2.12-c, d denklemlerinden faydalanarak aşağıda görüldüğü şekilde elde edilir;

$$\dot{F} = -\alpha x(t) b_m^T P e(t), \quad (2.18-c)$$

$$\dot{g} = \alpha r(t) b_m^T P e(t). \quad (2.18-d)$$

Buradaki $\alpha > 0$ rastgele bir dizayn sabiti olup, uyarlama kazancı olarak adlandırılır. Genellikle simülasyon kullanılarak deneme yapılma ile belirlenir. Uyarlama katsayısı büyüdükçe sistem çıkışının model çıkışına yakınsama hızı artar. Fakat çok büyük seçildiğinde diferansiyel denklemleri katı ve bilgisayar tarafından çözümü güç bir hale getirir ve uygulama hataları ile karşılaşılır [9].

Dijital işlem için, (2.18-c) ve (2.18-d) denklemleri T ayrıklaştırma veya uyarlama periyodu olmak üzere aşağıdaki uyarlama denklemlerine dönüştürülür;

$$F(k+1) = F(k) - \alpha T x(k) b_m^T P e(k), \quad (2.19-a)$$

$$g(k+1) = g(k) + \alpha T r(k) b_m^T P e(k). \quad (2.19-b)$$

P matrisinin seçimiyle ilgili dikkat edilmesi gereken iki önemli husus bulunmaktadır. b_m vektörünün son satır elemanı dışındaki diğer elemanı veya elemanlarının sıfır olması nedeniyle P matrisinin sadece en alt satır elemanları uyarlama denklemleri üzerinde etkilidir, P matrisinin en alt satır elemanları aynı zamanda hata vektörü elemanlarının çarpımı durumundadır. Bu yüzden P matrisinin en alt satır elemanlarının mutlak değerlerinin birbirinden çok farklı değerler olarak seçilmesinden kaçınılmazdır. Aksi takdirde hata vektörü elemanlarının uyarlama denklemleri üzerindeki etkisi farklı oranlarda olacaktır. Diğer önemli bir husus ise; P matrisinin diyagonal elemanları dışındakiler sıfır olarak seçilmişse, n. dereceden bir sistem için hatanın yalnızca (n-1). türevi uyarlama denklemi üzerinde etkili olacaktır. Bu durumda uyarlama gerçekleşmeyebilir. Bu durumdan kaçınmak için, Lyapunov denkleminin çözümü için önerilen Q matrisinin diyagonal olmayan elemanları sıfırdan farklı seçilmelidir. Önerilen çeşitli Q matrisleri için Lyapunov denkleminin çözümünden bulunan P matrisleri, alternatif olarak uyarlama denklemlerinde denenebilir.

Uyarlama periyodu, simülasyon adım aralığı veya örnekleme zamanı olarak adlandırılabilir T 'nin seçiminde dikkat edilmesi gereken iki önemli husus bulunmaktadır. Birinci olarak; uyarlama gerçek zamanda yapıldığından simülasyon adım aralığı T_s , hesaplama zamanından T_c büyük olmalıdır ($T > T_c$). Aksi takdirde simülasyon programı hata verecektir. Fakat çok büyük adım aralığı bozucu etkilere karşı performansın düşmesine neden olur [10]. İkinci önemli husus ise, simülasyon adım aralığı sistemin ve modelin zaman sabitlerinden küçük olmalıdır ($T < T_{pi}$ ve $T < T_{mi}$). Aksi takdirde uyarlama mekanizması parametre değişimlerinin algılanması ve düzeltilmesinde yetersiz kalır.

Geri ve ileri besleme katsayılarının ilk değerleri $F(0)$ ve $g(0)$, kararlı durum veya optimal değerlerin (F^* ve g^*) bilinmemesinden ötürü bu çalışmada sıfır alınmıştır.

3. DC Motor için Model Referans Uyarlamalı Kontrol

Model referans uyarlamalı kontrol için sistemin dercesinin bilinmesi yeterlidir. Denklem 3.1'deki kutupları sabit miktatlı bir dc motorun giriş gerilimi ile konumu arasındaki transfer fonksiyonundan

$$\frac{\Theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K}{L_a J_m s^3 + (R_a J_m + B_m L_a) s^2 + (K^2 + R_a B_m) s} \quad (3.1)$$

görüldüğü üzere sistemin derecesi 3 tür [11].

Sistem, model uyumu açısından önerilen modelin de aynı derecede olması gerekir, fakat yüksek dereceli yapılar için elde oluncak uyarlama denklemleri daha karmaşık bir hal alacak, bunların bilgisayarla çözümü işlem sayısının artmasından dolayı güçleşecektir. Konum kontrolü yapılan birçok uygulamada düşük armatür endüktansının ihmalı ile dc motor 2. derece bir sistem olarak kabul edilmektedir. Armatür endüktansının ihmalı ile birlikte diğer derece indirgeme metodlarının kullanılabilmesi için sistem parametrelerinin bilinmesine ihtiyaç duyulmaktadır. Parametrelerin bulunması için deneysel metot ve Matlab'ın sistem tanımlama araç kutusu olmak üzere 2 metodtan faydalanılmıştır [12]. Bu metodların kullanımı ile elde olunan transfer fonksiyonları sırası ile aşağıda verilmiştir;

$$H_{EMP} = \frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{4.784 \times 10^7}{s(s + 3.656 \times 10^4)(s + 15.67)}, \quad (3.2)$$

Referans sinyali olarak 0.1'Hz lik, genliği $\pi/2$ ve π radyan arasında değişen kare dalga seçilmiştir.

Uyarılama kazancı α simülasyon kullanılarak deneme yanılma ile en yüksek yakınsama hızı için $\alpha T = 0.2$ olarak seçilmiştir. Daha büyük değerler için Simulink hata vermektedir.

Şekil 3.4'te hiç bir bozucu etki uygulanmadığı durumdaki simülasyon sonucu görülmektedir.

Şekilde düz çizgi model çıkışı veya istenen pozisyonu, yalnız noktalardan oluşan çizgi sistem çıkışı veya motorun konumunu, nokta ile bölünmüş çizgi ise model çıkışı ile sistem çıkışı arasındaki konum hatasını gösterir. Konum hatası +0.05 ila - 0.05 radyan arasında değişmektedir. Sistem çıkışı, model çıkışı mükemmel denebilecek bir seviyede takip etmektedir.

Şimdi Şekil 3.3'te görülen, armatüre seri bağlanmış potansiyometre (R_{ext}) ile bozucu etkide bulunalım. Şekil 3.5 'te görüldüğü gibi potansiyometre değeri belirtilen zaman dilimlerinde, belirtilen miktarlarda artırılıyor. 110 Ω seviyesine kadar sistem modeli iyi bir şekilde takip ediyor. 25. s'de potansiyometre 130 Ω değerine çıkarılıyor ve izlemenin zayıfladığı görülüyor. 39. s'de harici direnç 140 Ω değerine çıkarıldığında ise motor duruyor. İlk bakışta bu durum uyarılama mekanizmasının zayıflığı olarak algılanabilir. Motorun torku -65 mA ve +65 mA armatür akım aralığında ters statik kuvvetlerden dolayı sıfırdır, yani motor bu değerler arasında bir ölü bölgeye sahiptir. 140 Ω 'luk harici direnç için toplam armatür direnci $R_T = 140 + 15.36 = 155.36 \Omega$ 'dur. Bu durumda maksimum giriş gerilimi $E_a = 10$ V için maksimum armatür akımı $I_a = 10 / 155.36 = 64.36$ mA olur, bu değer ölü bölge sınırları içinde olduğundan motorun durması anormal bir durum değildir. $R_{ext} = 130 \Omega$ için armatür akımı 68.79 mA'dır. Bu değer ölü bölgeye çok yakın olduğundan uyarılama takibin zayıflamasına neden olmuştur.

Şekil 3.5'ten 20 Ω 'luk kademeler ile 110 Ω değerine kadar uyarılama mekanizmasının iyi bir şekilde çalıştığını gördük. Uyarılama mekanizmasının iyi çalıştığı bölgede ($0 \leq R_{ext} \leq 110$), harici direnç R_{ext} , paralel bir anahtarla 0 Ω 'dan 110 Ω 'a ve 110 Ω 'dan 0 Ω 'a ani bir şekilde değiştiriliyor. Şekil 3.6'dan görüldüğü üzere, anahtarlama anında meydana gelen küçük bir sapmadan sonra uyarılama mekanizması 1 s'den az bir süre içinde kendini ayarlamaktadır.

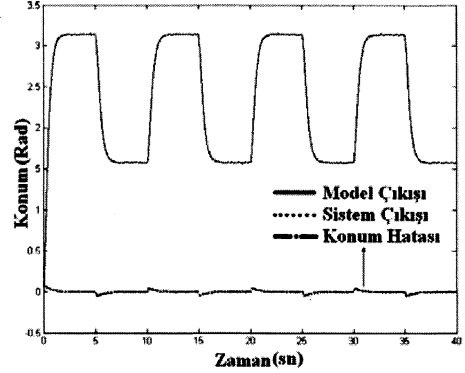
Şimdi Şekil 3.3'te görülen, kontrol edilen M1 ile aynı teknik özelliklere sahip M_D ile bozucu etkide bulunalım. Bozucu tork değeri M_D'nin armatür akımı I_D ile ayarlanır. Şekil 3.7'de bozucu akım değeri belirtilen zaman dilimlerinde, belirtilen miktarlarda artırılıyor.

Sistem çıkışı, model çıkışı 0.4 A seviyesine kadar iyi bir şekilde takip ediyor. 33. s'de bozucu akım 0.5 A seviyesine kadar artırılıyor, 2 s sonra ise sistem çıkışı model çıkışından ayrılmaktadır. Motor sürücüsünün maksimum çıkış akımı 0.5 A olarak sınırlanmıştır. 33. s'de motorların akımları aynı olduğundan birbirine ters yönlü torkların değerleri de aynıdır. Bu yüzden motor durmaktadır.

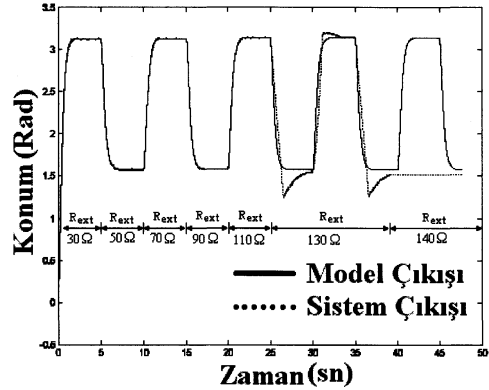
Şekil 3.7'de 0.1 A'lik kademeler ile 0.4 A değerine kadar uyarılama mekanizmasının iyi bir şekilde çalıştığı görülüyor. Şekil 3.8'den görüldüğü üzere, uyarılama mekanizmasının iyi çalıştığı bölgede ($0 \leq I_D \leq 0.4$ mA), bozucu akım I_D , akım kaynağına seri bağlı bir anahtarla 0 A'den 0.4 A'e ve 0.4 A'den 0 A'e ani bir şekilde değiştirilince anahtarlama anında meydana gelen küçük bir sapmadan sonra uyarılama mekanizması 1 s'den az bir süre içinde kendini ayarlamaktadır.

Gerçekte, motor iki tip sınırlandırmanın etkisi altında kalmaktadır. Birinci olarak; armatür geriliminin artmasından

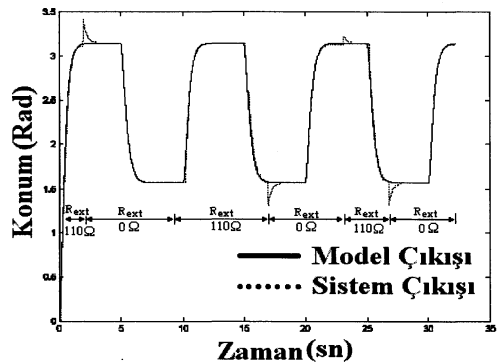
dolayı armatür akımı manyetik akı ve tork artacak fakat manyetik doyma nedeniyle tork belirli bir maksimum değeri aşamayacaktır. İkinci sınırlama ise motorun bobinaj telinin ızalasyonun aşırı akımdan dolayı belirli bir ısı değerinden sonra özelliğini yitirmesinden kaynaklanır. Bu sınırlardan ötürü motor sürücüsünün gerilimi ve akımı imalatçı firma tarafından 10 V ve 0.5 A olarak sınırlanmıştır. Motor ve sürücüsü için bu kısıtlamalar olmamış olsaydı model referans uyarılmalı kontrol tüm aşırı yük değişimlerinin üstesinden gelebilecekti.



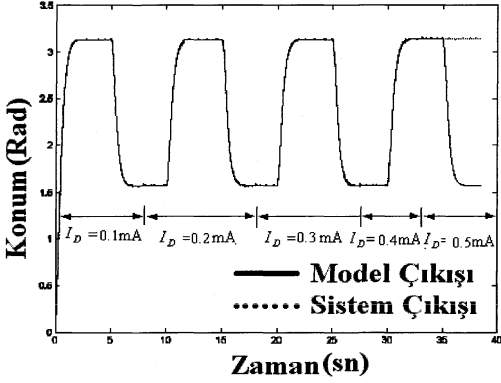
Şekil 3.4 Hiç bir bozucu etki yok.



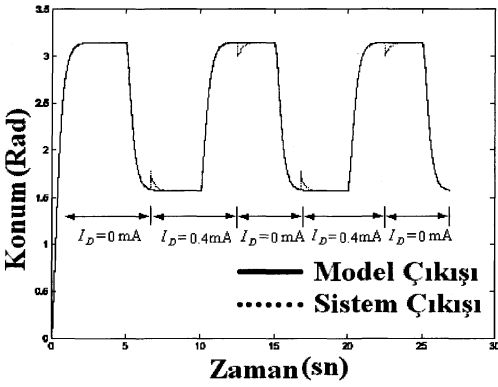
Şekil 3.5 Küçük aralıklı direnç değişimi ile bozucu etki.



Şekil 3.6 Maksimum aralıklı ani direnç değişimi ile bozucu etki.



Şekil 3.7 Küçük aralıklı tork değişimi ile bozucu etki.



Şekil 3.8 Büyük tork değişimi ile bozucu etki.

4. Sonuçlar

Model referans uyarlamalı kontrol, prosesin parametrelerinin tam olarak bilinmemesi veya parametrelerinin çalışma esnasında değiştiği durumlarda kullanılabilen çeşitli tekniklerden biridir. Bu yüzden motorun pozisyon kontrolü için, hiç bir sabit parametreye gerek duymadan önerilmiş ve deney sonuçları ile yöntemin başarısı ispatlanmıştır.

Model referans uyarlamalı kontrol, kapalı çevrimli sistemdeki durumların geri besleme katsayılarını ve ileri besleme katsayısını ayarlayarak sistemin transfer fonksiyonunu modelinkine eşitler.

Sistem dinamikleri derecesi indirgenmiş transfer fonksiyonu ile uygun bir şekilde ifade edilebiliyorsa, referans model için derecesi indirgenmiş transfer fonksiyonu önerilebilir. Bu durumda uyarlama kuralları daha basit yapıda olur ve bilgisayar tarafından işletilmesi kolaylaşır.

Motorun konumu kodlayıcı ile ölçülmüştür. Kodlayıcının çıkışındaki gürültü miktarı önemsenmeyecek derecede azdır. Bu yüzden uyarlama denklemlerinde türev işleminin kullanılması gürültünün artmasına neden olmaz.

Uyarlama kazancı α 'nın değeri simülasyon kullanılarak deneme yanılma ile belirlenir, büyük değerler için sistem çıkışının model çıkışına yakınsama hızı yüksek olur. Fakat çok büyük seçildiğinde diferansiyel denklemleri katı ve bilgisayar tarafından çözümü güç bir hale getirir ve uygulama hataları ile karşılaşılır. Uyarlama kazancı α 'nın seçiminin matematiksel temellere oturmaması yöntemin zayıflığı olarak değerlendirilebilir.

Simülasyon adım aralığı T , hesaplama zamanından T_c büyük olmalıdır ($T > T_c$). Aksi takdirde simülasyon programı hata verecektir. Fakat çok büyük adım aralığı bozucu etkilerle karşı performansın düşmesine neden olur. İkinci önemli husus ise, simülasyon adım aralığı sistemin ve modelin zaman sabitlerinden küçük olmalıdır ($T < T_{pi} < T_{mi}$). Aksi takdirde uyarlama mekanizması parametre değişimlerinin algılanması ve düzeltilmesinde yetersiz kalır.

Beyaz gürültü veya simülasyon adım aralığına kıyasla daha hızlı değişen yüksek frekanslı bozucu sinyaller uyarlama mekanizması tarafından algılanıp düzeltilemez.

P matrisinin en alt satır elemanları uyarlama denklemlerinde etkili olduğundan değerlerinin birbirinden çok farklı düzeyde seçilmesinden kaçınılmazdır. Diğer önemli bir husus ise; P matrisinin diyagonal olmayan elemanlarının sıfır olmaması için önerilen Q matrisinin tüm elemanları sıfırdan farklı seçilmelidir. Aksi takdirde uyarlama gerçekleştirmez yada performans düşüklü olur.

Bu metod yalnızca sıfırları olmayan sistemler için geliştirildiğinden yöntemin farklı sistemler için kullanımı dezavantaj oluşturur.

Motorlar manyetik doyma ve sarğı ısınmasından ötürü iki tip kısıt etkisi altındadır. Bundan dolayı sürücünün maksimum çıkış değerleri sınırlandırılmıştır. Bu kısıtlar aşırı yük değişimlerine karşı model referans uyarlamalı kontrolün başarısını kısıtlar.

5. Kaynakça

- [1] Aström, K. J. and Wittenmark, B., *Adaptive Control*, Addison Wesley, New York, 1995.
- [2] Butler, H., *Model Reference Adaptive Control*, Prentice Hall, New York, 1992.
- [3] Zeng Y., A.D. Araujo and S.N. Singh, 1999 "Output feedback variable structure adaptive control of a flexible spacecraft", *Acta Astronautica* Vol. 44, No. 1, pp. 11±22,.
- [4] Zhou J. and Y. Wang, October 2005, "Real-time nonlinear adaptive backstepping speed control for a PM synchronous motor", *Control Engineering Practice*, Volume 13, Issue 10, pp 1259-1269
- [5] Marino R, S. Peresada and P. Tomei, May 1998, "Adaptive Output Feedback Control of Current-Fed Induction Motors with Uncertain Rotor Resistance and Load Torque", *Automatica*, Volume 34, Issue 5, Pages 617-624.
- [6] Lee T. H., S. S. Ge, C. P. Wong, December 1998, "Adaptive neural network feedback control of a passive line of sight stabilization system", *Mechatronics*, Volume 8, Issue 8, Pages 887-903.
- [7] Kojabadi H. M., 2005, "Simulation and experimental studies of model reference adaptive system for sensorless induction motor drive", *Simulation Modelling Practice and Theory*, Volume 13, Pages 451-464
- [8] Karadeniz, M. et al, 2004 "Adaptive Pole Placement Control of a DC Motor Speed", *J. Fac.Eng. Arch. Gazi Univ.* Vol 19, No 3, 327-334.
- [9] Ioannou, P. A., *Robust Adaptive Control*, Prentice Hall, New York, 1994.
- [10] Chak C. K., Gang Feng and T. Hesketh, March 1997, "Multirate adaptive optimal control with application to dc motor" *computers elect. engng* vol. 23, no. 2, pp. 65-79.
- [11] Kuo, B. C., *Automatic Control Systems*, Prentice Hall, New Jersey, 1995.
- [12] Yenici, F., *Position Control Of A Permanent Magnet Dc Motor By Model Reference Adaptive Control*, M.S. Thesis, Fatih University, 2006.

Gerçek Zamanlı ve Kablosuz Veri Toplama Sistemleri

Fırat YÜCEL^{1,3}

Hakan ÇALIŞ^{1,2}

¹ Süleyman Demirel Üniversitesi
Teknik Eğitim Fakültesi
Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümü
32260, Batı Kampusu/ISPARTA

² Yrd.Doç.Dr.
hcalis@tef.sdu.edu.tr

³ Teknik Öğretmen, Yüksek Lis.Öğrencisi
fyucel@ieee.org

Özetçe

Bu çalışmada veri toplama sistemi; donanım, yazılım ve kablosuz iletişim boyutlarıyla ele alınmaktadır. Ayrıca, veri toplama konusunda bugüne kadar yapılan çalışmalar değerlendirilmekte, ideal bir veri toplama sisteminin nasıl olması gerektiği üzerinde durulmaktadır.

1. Giriş

Verinin elde edilmesi ve buna bağlı otomasyon sistemlerinin geliştirilmesiyle birlikte, endüstride ve diğer alanlardaki birçok sürecin insan faktörü olmadan denetimi gerçekleştirilebilmektedir. Veri toplama, süreç denetiminin temelidir, çünkü elde edilen verinin kalitesi ölçüsünde denetimde doğruluk sağlanabilecektir. Veri toplama işlemi sonucunda elde edilen veriler, işlenerek ve gerektiğinde sunularak kullanılabilir hale getirilmelidir.

Bugün yönünüzü döndüğünüz her yerde, kablosuz iletişimle ilgili birçok uygulamaya rastlamak mümkündür: Kablosuz LAN'lar, kablosuz Internet erişimi, kablosuz telefonlar. Kablosuz bağlantılar; veri milimetre uzağa da aktarılsa, kilometrelerce uzağa da aktarılsa etkili çözümler sunar. Bu nedenle, kablosuz teknolojiler, veri toplamada sıklıkla kullanılmaktadır.

Bu çalışmanın amacı, veri toplama sistemlerinin genel yapısı üzerinde durmak ve özellikle kablosuz uygulamalar konusunda bugüne kadar yapılan çalışmaları irdelemek, bu konuda uygun çözümleri ortaya koymaktır. Ayrıca, veri toplamadaki temel parametreler hakkında bilgi verilmesi ve kablosuz veri toplama ile ilgili bu güne kadar yapılan çalışmalarda kullanılan teknolojiler ve

yöntemler hakkında tartışılması amaçlanmıştır.

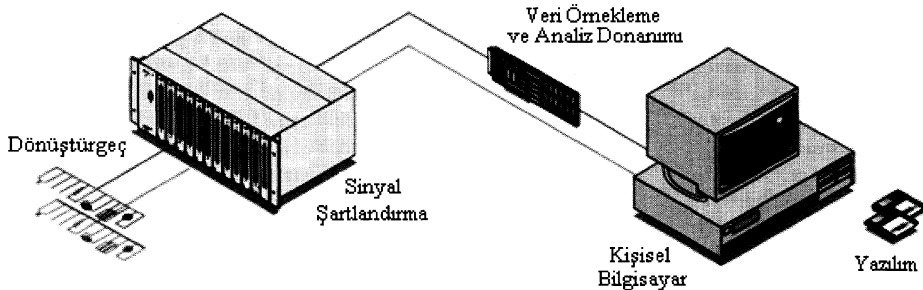
2. Veri Toplamada Temel Kavramlar

Veri toplama, algılayıcılar yardımıyla dış dünyadaki bir süreçten alınan analog verilerin sayısallaştırılması, toplanması ve işlenmek üzere bilgisayar veya denetleyici ortamına aktarılması sürecidir. Bir veri toplama sistemi, verilerin yorumlanması ve izlenmesi amacıyla bir bilgisayar ya da denetleyici, dönüştürgeçler (transducers), işaret koşullandırma (signal conditioning) bileşenleri, veri toplama donanımı ve bu donanımları kontrol etmek üzere yazılım kısımlarından oluşmaktadır (Şekil 1)[1].

Veri toplama sistemleri, bilgisayara bağımlı ya da bilgisayardan bağımsız olabilir. Verinin yüksek hızda örnekleme gereken sistemlerde kişisel bilgisayarlar yerine, yüksek çalışma frekansına sahip işlemciler kullanılır. Veri toplamada, analog dönüştürgeçlerden alınan veriler, alçak geçiren filtreler yardımıyla gürültü gibi istenmeyen sinyallerden arındırılır ve analog/sayısal dönüştürücü (ADC) yardımıyla sayısallaştırılır. Sayısallaştırılan veriler ise bir denetleyiciye gönderilir ya da bir belleğe kaydedilir. Bu veriler, gereksinime bağlı olarak işlenir, yakın ve uzak terminalere kablolu veya kablosuz yöntemlerle gönderilirler. Bir veri toplama sistemini oluşturan kısımlar aşağıda incelenmektedir[1,2].

2.1. Kişisel Bilgisayar veya Denetleyici

Veri toplama sisteminde kullanılan bilgisayar, sürekli veri toplama işlemlerinde maksimum hız üzerinde büyük ölçüde etkilidir. Günümüz teknolojisi, Pentium ve AMD türü işlemcilerle sahiptir ve bu işlemciler geleneksel ISA



Şekil 1 Kişisel bilgisayar tabanlı bir veri toplama sisteminin yapısı

veri yolu, USB gibi yolları, PCI, PXI/Compact PCI, IEEE 1394 (*firewire*) gibi yol mimarilerini desteklemekte ve yüksek performans sağlamaktadır. Veri toplama aygıtı ve veri mimarisi seçilirken, seçilen aygıt ve veri yolunun birbirini desteklemesi gerekir [1].

Bilgisayarın veri aktarım kapasitesi, veri toplama sisteminin performansını önemli ölçüde etkileyebilir. Bütün kişisel bilgisayarlar programlanabilir G/Ç ve kesme aktarımı yeteneğine sahiptir. Günümüzün bütün bilgisayarları tarafından desteklenen doğrudan bellek erişimi (DMA) aktarımları verinin doğrudan sistem belleğine aktarımını sağlayarak sistemin hızını artırır. Bu yöntem kullanılarak, işlemci, verinin taşınması gibi işlemlerle meşgul olmadan karmaşık görevleri gerçekleştirebilme olanağına kavuşur [1].

Verinin büyük miktarlarda toplanmasını sınırlayan faktör, sıklıkla sabit disk olarak ortaya çıkar. Disk erişim zamanı ve sabit disk bölümlendirmesi verinin diske aktarılmasında ve toplanmasında maksimum sınırın azalmasına neden olabilir. Yüksek frekansta veri toplama gerçekleştiren sistemler için, yüksek hızlı sabit disk kullanılmalı ve bu disk, yeterli miktarda bitişik (bölünmemiş) boş disk alanına sahip olmalıdır [1].

Yüksek frekanslı sinyallerin geçiş zamanlı olarak elde edilmesi gereken uygulamalarda, sayısal işaret işleme devresi üzerinde DSP olarak isimlendirilen yüksek hızlı 32-bit işlemciler kullanılmaktadır. Eğer uygulama sadece saniyede bir veya iki okuma işlemi yapacaksa, düşük düzeyli bir kişisel bilgisayar veya diğer türden işlemciler de bu işi görebilir [1,3].

2.2. Dönüştürgeçler ve İşaret Koşullandırma

Dönüştürgeçler (transducers), fiziksel büyüklükleri algılayan ve veri toplama sistemi tarafından ölçülebilir elektriksel işaretlere dönüştüren aygıtlardır. Örneğin, termokupullar, direnç sıcaklık algılayıcıları (RTD'ler), termistörler ve entegre devre algılayıcılar, sıcaklığı, analog-sayısal dönüştürücü tarafından ölçülebilir analog işaretlere dönüştürürler.

Dönüştürgeçler tarafından üretilen elektriksel işaretler, veri toplama aygıtının giriş sınırını aşmayacak şekilde ayarlanmalıdır. İşaret koşullandırma bileşenleri, düşük seviyeli işaretleri yükseltir ve sonra izole eder, ölçümün doğruluğunu artırmak için filtreler. Buna ek olarak, bazı dönüştürgeçler, bir gerilim çıkışı üretmek için gerilim veya akım uyarımına ihtiyaç duyarlar [2].

İşaret koşullandırmanın yerine getirdiği işlevler ise şunlardır [1]:

- **Yükseltme:** En yaygın işlem, yükseltmedir. Örneğin düşük genlikli termokupl işaretleri, hassasiyetin artırılması ve gürültünün yok edilebilmesi için yükseltilmelidir. Mümkün olan en yüksek doğruluk, analog sayısal dönüştürücünün maksimum giriş aralığına eşit bir oranda, maksimum gerilim değerine yükselterek gerçekleştirilebilir.

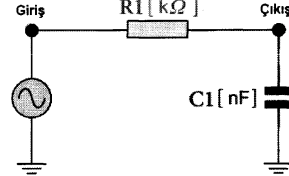
- **Yalıtım:** Diğer bir işaret sınırlama uygulaması da güvenlik amacıyla dönüştürgeç sinyallerini bilgisayardan izole etmektir. Yüksek gerilim geçişlerini bilgisayara aktarmamak için yalıtım işlemi yapılmalıdır.

- **Çoğullama (Multiplexing):** Birden çok işaretin tek bir ölçüm aygıtıyla ölçümünde kullanılan yaygın tekniklerden birisi, çoğullamadır. Analog sinyaller için işaret koşullandırma donanımı, yavaş değişen, sıcaklık benzeri işaretleri ölçmek amacıyla çoğullama işlemi yapar. ADC bir kanaldan örnek alır, diğer bir kanala anahtarlanır ve ondan da örnek alır, daha sonra bir diğer kanala anahtarlanır. Bu işlem sırayla bütün kanalların

okunmasını sağlar. Bu durumda, her bir kanal için efektif örnekleme oranı, örnekleme yapılan kanal sayısı ile ters orantılıdır. Örneğin bir veri toplama donanımı, 10 kanaldan 1 MS/s ile örnekleme yapıyorsa, her bir kanalın efektif örnekleme oranı aşağıdaki gibi olur:

$$\frac{1MS/s}{10kanal} = 100kS/s \text{ kanal başına}$$

- **Filtreleme:** Verinin gürültü gibi yüksek frekanslardaki istenmeyen işaretlerden arındırılmasıdır. Genellikle bu amaçla alçak geçiren filtreler kullanılır (Şekil 2).



Şekil 2 Alçak geçiren filtre

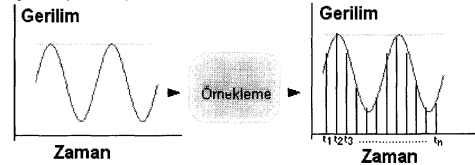
Eğer işaretin örneklendiği frekans, işaretin ana frekansından küçükse, *aliasing* oluşur. Bunun engellenmesi için *anti-aliasing* filtreler kullanılır. Bu filtreler, eğimi çok yüksek bir kesim frekansına sahiptir ve bu yüzden giriş bant genişliği üzerindeki bütün frekansları kırpmaktadır.

- **Dönüştürgeçlere akım ve gerilim uygulanması:** İşaret koşullandırma, bazı dönüştürgeçler için harici bir kaynak olarak kullanılabilir.

- **Doğrusallaştırma:** Bazı dönüştürgeçler, örneğin termokupullar, doğrusal olmayan bir karakteristiğe sahiptir. Bu dönüştürgeçlerden elde edilen verinin doğrusallaştırılması amacıyla da işaret koşullandırıcılar kullanılmaktadır.

2.3. Örnekleme İşlemi ve Analog/Sayısal Dönüştürücü

Bir analog işaretin işlenebilmesi için ilk adım, örneklemedir. Örnekleme, bir örnekleme frekansında işaretten anlık örnekler elde edilmesi ve işaretin ayrık zamanda ifade edilmesidir. Örneklenmemiş bir işaret, sürekli zamanda bir fonksiyon iken, örneklenen bir işaret, ayrıklaştırılmış bir dizidir.



Şekil 3 Örnekleme işlemi

Veri toplama işleminde, analog işaretin denetleyici tarafından işlenmesi veya belleğe saklanması amacıyla sayısallaştırılmasını, sayısal/analog dönüştürücüler (ADC) sağlar. Sayısallaştırılan işaretlerin işlenmesi ve saklanması daha kolaydır.

2.4. Yazılım

Yazılım, kişisel bilgisayar ile veri toplama donanımı arasında veri toplama işleminin tamamlanması, analizi ve sistem çıkışının görüntülenmesi amacıyla kullanılır. Veri toplama uygulamalarının önde gelenleri sürücü yazılımı kullanılmaktadır. Sürücü yazılımı, veri toplama donanımı

saklayıcılarının doğrudan programlanması için oluşturulan yazılım katmanıdır. Sürücü yazılımı donanımdaki düşük seviyeli karmaşık detayları gizler ve kullanıcıya kolay anlaşılır bir arabirim sunar [3].

Veri toplama sisteminin donanım aygıtlarını yönetmek için kullanılan denetleyici taraftaki yazılımlar, “kernel” olarak isimlendirilir. Kişisel bilgisayarların kullanıldığı sistemlerde ise *Matlab* ve *Labview* gibi gerçek zamanlı benzetim ve emülasyon yeteneği olan yazılımlar kullanılmaktadır.

3. Kablosuz Yöntemler

Endüstriyel haberleşmede eski bir atasözü, “Ölçüm, bilginin başlangıcıdır” der ve yıllardır algılayıcılardan elde edilen bilgiler, teknisyenlere ve mühendislere yardım etmektedir. Her en iyi veri, biriktirilemez ve analiz edilmezse hiçbir anlam ifade etmeyecektir. Test edilen malzeme, örneğin dönen bir shaft veya hareketli bir araç ise algılayıcı verisinin toplanması zor veya imkânsızdır. Ayrıca çoğunlukla hassas ve sıklıkla pahalı cihazlar veya veri logger’lar, kullanılan algılayıcıların hemen yakınında bulunmak zorundadır. Bu nedenle geleneksel kablolu yöntemler yetersiz kalabilirler.

Kablosuz yöntemlerin kullanılmasındaki nedenler aşağıda listelenmiştir [4]:

- 1) Ölçümü gerçekleştiren sistem ile algılayıcı arasında harekete olanak tanır.
- 2) Kablolu sistemlerde kullanılan kısa ömürlü kayıcı halka gibi bağlantı gereksinimlerinden kurtarır.
- 3) Kirliliği veya ileri derecede olumsuz çevre koşullarına karşı daha fazla dayanıklıdır.
- 4) Yüksek gerilim gibi tehlikelere karşı daha fazla güvenlidir.
- 5) Geçici veya uzun süreli uygulamalarda daha kalıcı çözümler sunar.
- 6) Kurulum giderlerini düşürür ve uzun süreli bakım giderlerini azaltır.
- 7) Harici veya sert çalışma koşullarına maruz kalan sistem kısımlarını azaltır.
- 8) Kabul edilemez yükleri veya pahalı sinyal sınırlama lojijine gereksinimi ortadan kaldırır.
- 9) Ölçülen verinin hassasiyetini ve gerçekliğini sağlar.
- 10) Yaygın kullanıma sahiptir.

Kablosuz iletişim teknolojileri, son yıllarda çok popüler olmaktadır. Yüzlerce kablosuz donanım üreticisi ve birçok standart vardır. Her birinin faydasını ve eksikliklerini anlama, seçim sürecini daha kolaylaştırabilir. Radyo dalgaları ile iletilen ölçüm verilerindeki doğruluk göz önünde alındığında, bu daha önemli olmaktadır. Bir ölçüm sistemi gerçekleştirebilmek için aşağıdaki kablosuz teknolojiler kullanılabilir [4]. Bu teknolojilerin her biri farklı avantajlar ve özellikler sunar.

Tablo 1 Kablosuz Teknolojilerin Özellikleri

Kablosuz Teknoloji	802.11a/b/g	Bluetooth (802.1a)	GPRS ve GSM
Çalışma frekansı	B ve g / a: 2.4 GHz / 5 GHz	2.4 GHz	---
Veri aktarım oranı	b / a ve g: 11 Mbps / 54 Mbps	1 Mbps	172,2 kbps
Uzaklık	b ve g / a: 100 m / 50 m	10 m – 100 m	GSM kapsam
Ağ	Tek noktadan çoklu noktaya	Ad-hoc	GSM
Güç tük.	Yüksek	Orta	---

a) **802.11a/b/g**: IEEE 802.11 standardı, kablosuz LAN teknolojisi için bir dizi özelliği kapsamaktadır. Özellikle standart, iki kablosuz istemci arasındaki iletişimde olduğu gibi kablosuz istemci ve temel bir istasyon arasında havadan aktarım ara yüzünü açıklamaktadır. 802.11a, 802.11 standardının bir uzantısıdır, kablosuz yerel alan ağlarına uygulanır ve 5 GHz bantta 54 Mbps’ye kadar destekler. 802.11a düşey frekans bölümlü çözümlama kodlama olarak bilinen farklı bir kodlama şeması kullanır, bu şema 802.11b ve şimdilerde g standartlarıyla aynı yerde kullanıldığında uyumsuzdur.

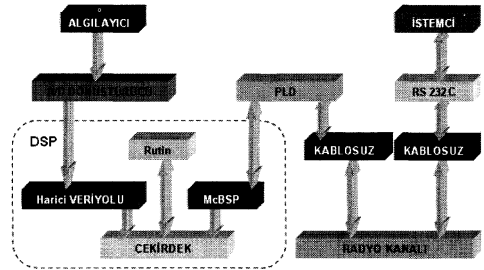
802.11b Wi-Fi olarak adlandırılan standardın uzantısıdır ve evlerdeki, ofislerdeki kablosuz ağlarda yaygın olarak kullanılır. Bu teknoloji, 2.4 GHz bantında 11 Mbps aktarım oranını destekler. b ve g arasındaki ana fark, yüksek bir veri oranıdır. 802.11g, çevresel veya gürtültüsüz koşullara bağlı olarak 20 Mbps veya yüksek bir oran sağlamaktadır.

Bu teknolojilerin temel özellikleri Tablo 1’de verilmiştir. Yaygınlık açısından en çok kullanılan teknoloji, 802.11b’dir. Bunu 802.11g izler. Fiyat açısından 802.11b maliyeti yüksek bir teknoloji değildir, 802.11a ise diğerlerine nazaran daha maliyetlidir. Uyumluluk açısından değerlendirildiğinde ise bütün 802.11 teknolojileriyle uyumlu olan 802.11b’dir. 802.11g teknolojisi sadece 802.11b ile uyumludur, 802.11a ise diğer teknolojilerle uyumlu değildir.

b) **Bluetooth (802.1a)**: Ericsson, IBM, Intel, Nokia ve Toshiba tarafından oluşturulan bir konsorsiyum tarafından geliştirilmiştir. 10 metreden kısa mesafede haberleşir. 2.4 GHz frekans aralığında çalışır. (Bkz. Tablo 1)

c) **GPRS ve GSM**: GPRS yani Genel Paket Radyo Servisi, bilgilerin sessiz olarak bir mobil ağ üzerinden gönderilmesi ve alınmasıdır. GSM ağı üzerinden kullanılır. Maksimum veri aktarım oranı 172.2 kbps’dir. (Bkz. Tablo 1)

4. Gerçek Zamanlı Kablosuz Veri Toplama Birimi



Şekil 4 Bucci ve diğ. (2005) tarafından geliştirilen veri toplama birimi

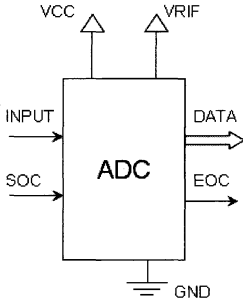
Gerçek zamanlı ve kablosuz veri toplama sistemleri konusunda birçok uygulama örneği bulunmaktadır. Bunlardan biri olan, Bucci ve diğerleri (2005) tarafından gerçekleştirilen gerçek zamanlı, kablosuz bir veri toplama biriminin blok şeması Şekil 4’te gösterildiği gibidir. Bir algılayıcıdan alınan bilgiler, ADC ile sayısallaştırılır ve DSP gibi bir denetleyiciye gönderilir. Denetleyici, içerisindeki kernel yazılımı sayesinde bir sonucu olarak çalışır ve istemcilerden gelen isteklere yanıt verir. Bu istekler, toplanan verinin kablosuz yöntemlerle gönderilmesi veya analiz edilmesi (en yüksek ve en

düşük değerlerinin tespit edilmesi, FFT gibi işlemleri kapsamaktadır.

Kablosuz veri toplamada kullanılan denetleyici, gerçek zamanlı ve yüksek örnekleme hızı gerektiren işlemlerde genellikle DSP (sayısal işaret işlemcisi) adı verilen, yüksek frekanslarda çalışabilen ve bu işlem için özelleştirilmiş işlemciler olmaktadır. DSP işlemcilerde aşağıdaki özellikler bulunmaktadır [5]:

- Yüksek performans: Veri toplama sisteminin çok sayıda uygulamada kullanılabilmesi amacıyla, veri işleme zamanını azaltmak ve bütün aygıtların yönetimini en uygun hale getirmek için özel amaçlı bir işlemciye gereksinim duyulmaktadır.
- Harvard mimarisi: Bu mimariyle, veri ve program belleği tek bir erişim için paralel şekilde kullanılabilir.
- Komut seti: RISC tabanlıdır.
- VLIW sistemi: Çok büyük komut kelimesi (very long instruction word), program belleğine tek bir erişim için yüklemek, tutmak (alıp getirmek) ve çok sayıda assembler komutunu çözmek için işlemciyi etkin hale getiren bir donanım teknolojisidir.
- Aritmetik kayan nokta: Kayan noktalı donanım işlemcisi, sinyal işleme prosedürlerinin gücünü artırır.

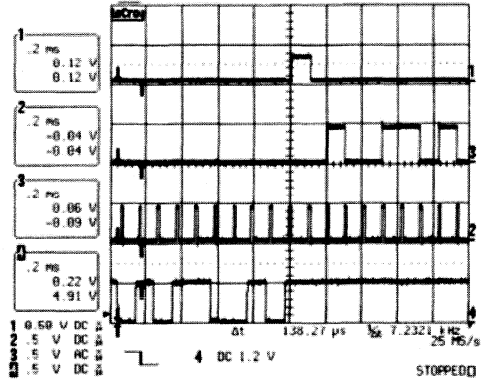
Bucci ve diğerleri (2005) tarafından yapılan çalışmada Texas Instruments tarafından üretilen DSP TMS320C6701 birimi kullanılmıştır [6,7,8,9]. Bu DSP birimi, çok kanal tamponlanmış seri port (McBSP) ve ADC ve kablosuz elemanlar ile bağlantı sağlanması için bir paralel harici veri yoluna sahiptir [10]. Paralel harici veri yolu ADC ile DSP arasındaki bağlantı için kullanılmıştır, çünkü birçok sayıdaki ADC, dönüştürülen



Şekil 5 ADC'nin yapısı

veriye paralel olarak erişim sağlamaktadır. ADC'nin yapısı, Şekil 5'te görüldüğü gibidir [5]. Burada;

- VCC-GND: ADC'nin güç pinleri
- VRIF: Referans gerilim
- INPUT-DATA: Sırasıyla sinyal girişi ve ADC'den gelen dönüştürülmüş veri
- SOC: Dönüştürme başlangıcı



Şekil 6 McBSP ve RS232 protokolleri arasındaki uyumluluğu sağlama

- EOC: Dönüştürme bitimi
DSP'de RS232 protokolüne uyumlu bir port bulunmadığından, McBSP portundan elde edilen veriler ile uyumluluğu sağlamak üzere programlanabilir mantıksal aygıt (programmable logic device – PLD) adı verilen, VE-VEYA mantıksal kapılarından oluşmuş bir aygıt kullanılabilir. DSP'nin McBSP portundan elde edilen verilerin PLD sayesinde RS232 protokolüne uyum sağlanması ile ilgili işaret diyagramı Şekil 6'da verilmektedir. Burada 4 numaralı kanaldan elde edilen işaret, RS232 portundan alınan işaret olup, 2 numaralı kanalda ise McBSP portuna gönderilen veri görülmektedir.

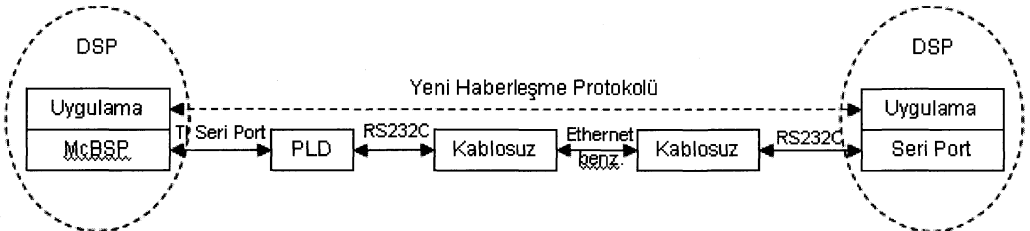
İstemci ve DSP-veri toplama birimi arasında kurulacak iletişimde dört tip veri paketi gönderilebilir:

- Yönerge paketi: BAŞLA, DUR, BEKLE
- Komut paketi: ADC bit duyarlılığı, örnekleme frekansı gibi ayarların yapılabilmesi için gönderilen paket
- Ölçüm paketi: Ölçüm bilgilerinin elde edilmesi için gönderilen paket
- N/ACK paketi: Gönderilen pakette sorun olup olmadığını bildirir.

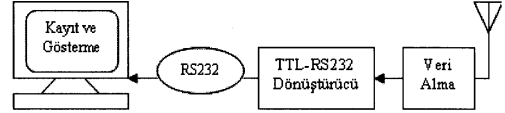
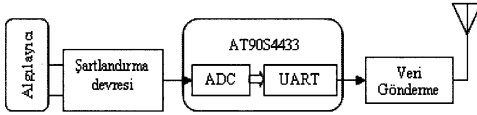
Ayrıca Bucci ve diğerleri (2005) tarafından yapılan çalışmada, kişisel bilgisayar (istemci) ve veri toplama birimi arasında bilgilerin gönderilmesi için yeni bir protokol tanımlanmıştır (Şekil 7).

Toplanan verinin istemcilerle gönderilebilmesi amacıyla sunucu tarafında bir yazılım oluşturulmaktadır. Sunucu tarafı yazılım mimarisi aşağıdaki işlemleri gerçekleştirir:

- Sunucunun uygulama düzeyinde yönetimi (görev kontrolü)
- Sunucunun fiziksel katmanının yönetimi (örneğin, haberleşmenin bit hızı, ADC tarafından kullanılan bit, örnekleme frekansı ve benzeri)



Şekil 7 İletişim protokolü diyagramı



Şekil 8 Libo ve diğ. (2002) tarafından geliştirilen veri toplama sistemi

Sunucu tarafı, harici çevre birimlerini en iyi şekilde yönetebilmelidir. Bu yüzden veri toplama biriminin uzaktan kullanılması ve komut paketiyle programlanabilmesi istenmiştir. Bu komut paketlerinin kullanımı için, DSP'yi programlamak amacıyla kernelin kullanıldığı özel bir yazılım mimarisi geliştirilmiştir [5].

5. Veri Toplama Uygulamaları ve Tartışma

Bucci ve diğerleri (2005) tarafından oluşturulan veri toplama birimi *Bruel Kjaer* algılayıcısıyla düşük bir frekansta titreşim ölçümü için kullanılmıştır. *Bruel Kjaer* algılayıcısı, titreşim ölçümü için Eşitlik 1'de görüldüğü üzere ivmeyi gerilime dönüştürmektedir.

$$V_{out}(t) = \frac{d^2}{dt^2} \cdot x(t) \quad (1)$$

ADC olarak, yüksek hızlı (1 MSPS), 8 kanallı bir tümleşik devre kullanılmıştır. DSP'ye paralel yöntemle veri gönderilmiştir. Ayrıca, National Virtual Instrument modülü kullanılarak bu bilgi istemci bilgisayara aktarılmış, istemci tarafında bir kullanıcı arabirimi oluşturulmuştur. Kullanıcı arabirimi aşağıdaki kısımlardan oluşmaktadır:

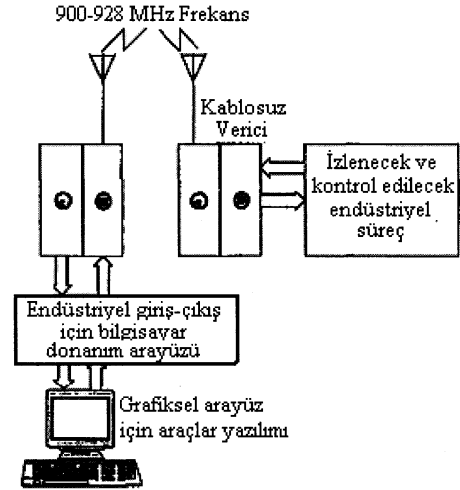
- Uzak sinyalin FFT diyagramı
- İvme değerlerinin zaman domeni diyagramı
- Generic filtre oluşturmak için alan
- Alınan ölçüm paketi sayacı

Kablosuz veri toplama uygulamalarının genel gerekçesi, Başlık 3'te açıklanmıştır. Bu konuda yapılan çalışmalardan birisi, Libo ve diğerleri (2002) tarafından yapılan "Küçük Boyutlu Kablosuz Veri Toplama Sistemlerinin Tasarım ve Gerçekleştirilmesi"[11] adlı çalışmasıdır. Bu çalışmada tasarlanan veri toplama birimi Şekil 8'deki gibidir.

Algılayıcıdan gönderilen veri, sınırlama devresinden geçirilmekte ve Atmel AT90S4433 mikrodenetleyicisi tarafından sayısallaştırılmakta ve gürültüler filtrelenmektedir. *Evensel Asenkron Gönderme Alma* (UART) desteği olan bu mikrodenetleyici ile, veri, nRF401 verici entegrasyonu ile oluşturulmuş verici devresine gönderilmektedir. nRF401 bir UHF verici entegrasyonu olup, 433 MHz frekans bandında çalışmaktadır. Aktarım hızı açısından bakıldığında 50 metre mesafede 19.200 kbps hıza erişilmiştir. Bu entegre mikrodenetleyici kontrollü olarak çalışmaktadır ve uygulama devresinde değişik değerlerde bobinlere ihtiyaç duymaktadır. Alıcı kısmında ise yine nRF401 vericisi ile alınan veri, TTL-RS232 dönüştürücü sistemine gönderilmekte, burada bilgisayar COM portuna uygun hale dönüştürülmektedir. Dönüştürücü olarak MAX202 entegrasyonu kullanılmıştır. Bilgisayara gönderilen veriler, *Visual Basic* programlama dilinde yazılan bir programda görüntülenmiştir.

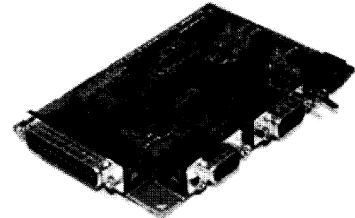
Bu konudaki diğer bir çalışma, Nagel ve Walker (2003) tarafından yapılan "Kablosuz Veri Toplama Sisteminin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi"[12] adlı çalışmasıdır. Bu çalışmada National Instruments tarafından üretilen PCI-6036 E Multifunction kart kullanılmıştır.

Sözü edilen kart, düşük maliyetli, 200 kS/s ve 16-bit duyarlılığa sahip, 16 analog G/Ç portu bulunan bir veri toplama kartıdır. Bilgisayar ile veri toplama kartı arasındaki G/Ç için NI6036E adlı 36-bit konektör kullanılmıştır. Kablosuz iletişim için bilgisayarın PCI slotuna takılan WMP11 kablosuz iletişim kartı kullanılmıştır. Bu kart yaklaşık 50\$ gibi bir maliyetle alıcı bulmaktadır. DC ofseti gidermek için ise 1 uF'lık kondansatörler seri olarak bağlanmıştır.



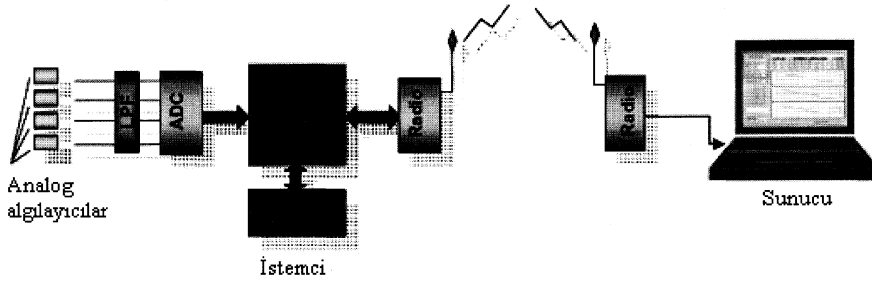
Şekil 9 Hossain ve Fathizadeh (2004) tarafından tasarlanan veri toplama sistemi

Hossain ve Fathizadeh (2004) tarafından yapılan "Gürültülü Endüstriyel Ortamda İzleme, Kontrol ve Veri Toplama Amacıyla Yeni ve Mevcut Endüstriyel Sistemlere Kablosuz Arayüz"[13] adlı çalışmada, PLC kullanılan sistemler arasında kablosuz veri toplama gerçekleştirilmiştir. Sözü edilen çalışmada, 902-928 MHz frekans bandında Omnex firmasının geliştirilen HS-900 Hoplink Codeless Wire™ dönüştürücü sistemi kullanılmıştır. Veri 3 veya 5 mil uzağa aktarılabilir. Sistemin çalışma diyagramı, Şekil 9'da verilmektedir.



Şekil 10 Bluewave Developer Kit

Siew ve diğerleri (2006) tarafından gerçekleştirilen "Güç Alt İstasyonlarında EMI Ölçümü için Kablosuz Veri



Şekil 11 Pei ve diğ. (2004) tarafından tasarlanan kablosuz veri toplama sistemi

Toplama Sistemi"[14] adlı çalışmada ise kablosuz teknolojilerden, *bluetooth* teknolojisi kullanılmıştır. Bluetooth modem olarak ise Bluewave Developer Kit kullanılmıştır (Bknz. Şekil 10). Bu kit, 115200 bps hızla veri aktarımı yapan ve RS-232 arayüzü ile bilgisayara bağlantı sağlayan bir devredir. Sistemin diğer bileşenleri, önceki çalışmalardakine benzerdir. Bucci ve diğerleri (2004) tarafından geliştirilen başka bir çalışmada da kablosuz yöntemlerden RF kullanılmaktadır[15].

Pei ve diğerleri (2004) tarafından gerçekleştirilen "Yapısal Sağlık İzleme için Kablosuz Algılayıcı Birimlerinin Kritik Tasarım Parametreleri ve Çalışma Koşulları"[16] isimli çalışmada, ivmeölçerden gelen bilgiler Motorola 68H44 mikrodenetleyicisi tarafından filtrelenmiş ve sayısallaştırılmış ve OEMs radyo frekansı yöntemi ile 900 MHz ve 2.4 GHz frekans aralığında, veriler 100-500 Hz'de örneklenerek gönderilmiştir. Sistem blok diyagramı, Şekil 11'de görülmektedir. Bu çalışma, örnekleme hızı dikkate alındığında, veri toplamada DSP dışındaki mikroişlemcilerin kullanılabilirliğine örnek teşkil etmektedir.

6. Sonuç

Veri toplama sistemleri, endüstriyel süreçte verilerin elde edilmesinde ve süreç kontrolünde büyük öneme sahiptir. Verilerin elde edilmesinde kablolu yöntemler kullanıldığında çoğu zaman sınırlılıklarla karşılaşmak mümkündür. Kablosuz yöntemler ise ucuz ve gereksiz kablo yığınlarından kurtarmak, taşınabilir bir sistem geliştirmek açısından tercih edilebilir.

Birçok kablosuz veri toplama uygulaması, analog verinin bir algılayıcıdan alındıktan sonra, sınırlayıcı bir devre yardımıyla sınırlandırılması ve bir mikrodenetleyici tarafından örneklenecek ve gerekirse filtrelenerek uzaktaki diğer bir sisteme kablolu veya kablosuz yöntemlerle aktarılması esasına dayanmaktadır. Alıcı kısmında ise verinin alınması ve bilgisayara aktarılabilir bir forma dönüştürülmesi ve bir kişisel bilgisayar tarafından yorumlanması işlemleri yapılır. Bu güne kadar yapılan çalışmalar kablosuz yöntemler açısından incelendiğinde daha çok hazır RF modüllerinin kullanılmış olduğu görülmektedir. Bunun yanında, sınırlı uygulamalarda bluetooth ve GPRS gibi teknikler de kullanılmıştır.

Gelecekte ise, kablosuz veri toplama sistemleri akıllı algılayıcıların dağıtık ağlarında uygulanacaktır; her bir birim, genel bir İnternet tarayıcısıyla internet kullanıcıları tarafından bir istemci olarak erişilebilir hale getirilecektir.

7. Kaynakça

[1] National Instruments, AN048, "Signal Conditioning Fundamentals for Computer Based Measurement Systems", 2001.

[2] National Instruments, AN007, "Data Acquisition Fundamentals", 2002.

[3] upenn.edu, "Introduction to Data Acquisition Systems and LabVIEW", Tarih: 21/06/2006 <http://www.cse.upenn.edu/rca/software/Labview/daq/lvOverview.html>

[4] ni.com, "Develop a Wireless Measurement System", Tarih: 21/06/2006 <http://zone.ni.com/devzone/conceptd.nsf/webmain/93C80A3049DFC6698625704A0057A6B6?opendocumen>

[5] Bucci G., Ciancetta F., ve Fiorucci E., "A DSP-Based Wireless and Modular Data Acquisition Unit for Real-Time Measurement", techonline.com, 2005.

[6] ti.com, SPRU187, TMS320C6000 Optimizing C Compiler User's Guide, Texas Instruments, 06/2006.

[7] ti.com, SPRU190D, TMS320C6000 Peripherals Reference Guide. Texas Instruments, 06/2006.

[8] ti.com, SPRU273, TMS320C62x Peripheral Support Library Programmer's Reference, Texas Instruments, 06/2006.

[9] ti.com, SPRU401, TMS320C6000 Chip Support Library API Reference Guide. Texas Instruments, 06/2006.

[10] G. Bucci, E. Fiorucci, C.Landi, G. Ocera "Architecture of a digital wireless data communication network for distributed sensor applications" Measurement, Journal of International Measurement Confederation, Vol. 35, Issue 1, s. 33-45, 2002.

[11] Libo, D.ve diğ., "Design and Implementation of a Small Size Wireless Data Acquisition System", IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2002.

[12] Nagel ve Walker, "Design and Implementation of a Wireless Data Acquisition System", IEEE 0-7803-7744, 2003.

[13] Hossain ve Fathizadeh, "Wireless Interface to New and Retrofitting of Existing Industrial Systems for Monitoring, Controlling and Data Acquisition in a Noisy Industrial Environment", SICon/04 Sensors for Industry Conference, New Orleans, 2004.

[14] Siew ve diğ., "Wireless Digital Data Acquisition System for EMI Measurement in Power Substations", 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2006.

[15] Bucci ve diğ., "Architecture of a Digital Wireless Data Communication Network for Distributed Sensor Applications", Measurement vol.35, p.33-45, 2004.

[16] Pei ve diğ., "Critical Design Parameters and Operating Conditions of Wireless Sensor Units for Structural Health Monitoring", Proceedings of 42nd Allerton Conference, IL, 2004.

Kontrol Sistemleri İçin Gerçek Zamanlı Çoklu Görev İşletim Sistemi

Tayfun M. Karan¹, Yaşar Becerikli², Tunç Turalı³

^{1,3}BKS Ltd.Şti, İstanbul
{tmk, tung}@bksltd.com

²Kocaeli Üniversitesi, Bilgisayar Mühendisliği, İzmit
ybecerikli@kou.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmamızda amaç, ölçme ve kontrol uygulamalarında kullanılabilen, gerçek zamanlı sistemler için, çoklu görev yeteneğine sahip, taşınabilir, esnek ve standart yapıları destekleyen bir işletim sistemi oluşturularak ürün geliştirme sürecini kısaltmak, daha güvenli ve verimli uygulamalar ortaya çıkartmaktır.

1. Giriş

Gerçek zamanlı kontrol uygulamalarında temel hedef, farklı noktalardan çeşitli ölçümlerin alınması, işlenmesi ve sonuçların üretilmesidir. Bu hedefi gerçekleştirirken aynı anda birkaç noktada ölçüm yapılması veya birkaç işlemin aynı anda kotarılması gerekebilir [1][2][3]. Klasik sırasal düzende gerçekleştirilen çözümlerde, aynı anda birkaç işin yapılması karşımıza çıkan önemli problemlerden biridir. Bu çalışmamızda bu zorluğun üstesinden gelebilmek için çoklu görev yeteneğine sahip gerçek zamanlı bir işletim sistemi hazırlanarak uygulamaya geçirilmiş gerçek uygulama üzerindeki sonuçları gözlenmiştir.

Gerçek kontrol uygulamalarında sıcaklık ölçümü, nem ölçümü, analog işlemler, haberleşme rutinleri, kullanıcı ara birimi işlemleri gibi bir çok olayın aynı anda irdelenmesi istenebilir. Bu durumda klasik uygulama yaklaşımı (sırasal düzen) problemin çözümüne yardımcı olamaz. Günlük hayatta kullanmış olduğumuz bilgisayarlarda olduğu gibi kontrol işleminde kullandığımız denetleyicinin de aynı anda bir çok işi yapmasını arzu edebiliriz. Bu olay donanım gerçekleştirilmesinin üzerine inşa edilen yazılım çözümü ile kotarılır.

Yazılım çözümlerinde iki ana unsur karşımıza çıkar; uygulama programları ve işletim sistemleri. Uygulama programı asıl yapılacak olan işe odaklanırken donanım bileşenlerinin ayrıntıları ile ilgilenmez. İşletim sistemleri ise uygulama programları için bir alt yapı oluşturularak kullanıcıyı donanım bileşenlerinden soyutlar.

Biz bu çalışmamızda gerçek zamanlı bir işletim sistemi oluşturularak çoklu görev yeteneğinin kontrol probleminin çözümündeki etkinliğini, bir uygulama vasıtasıyla göstermeye çalışacağız.

2. Gömülü Sistemler

Genel olarak önceden belirlenmiş işlemleri yerine getirmesi için tasarlanmış, belli bir takım donanım ve yazılım bileşenlerine sahip hesaplayıcı ve yorumlayıcı üniteler olarak tanımlanabilir. *Gömülü* kelimesi bu sistemlerin çok daha büyük sistemlerin küçük bir alt parçası olduğu gerçeğini yansıtır.

Günümüzde gömülü sistemler artık evlerimize kadar girmiş bulunuyor. Evimizdeki televizyon, çamaşır makinesi, bulaşık makinesi, fırın, buzdolabı, ısıtma-soğutma sistemi, günlük hayatta kullandığımız cep telefonu, cep bilgisayarı ve bunun gibi bir çok elektronik temelli programlanabilir özelliğine sahip cihazlar gömülü sistemler olarak adlandırılır. Gömülü sistemler, çevre birimler ile etkileşimde bulunan giriş çıkış ünitelerine sahip, bunun yanında çeşitli mantıksal ve matematiksel işlemleri yapabileceği yeteneğinde, programlanabilir yapılar olarak da düşünülebilir. Gelişen teknoloji bu gömülü sistemlerin hızla ucuzlayıp yaşamımızın vazgeçilmez bir parçası olmasına neden olmuştur.

Bununla birlikte gömülü sistemler donanım ve yazılım tasarımı açısından uzmanlık gerektiren yapılarıdır. Donanım tasarımları gerçekleştirildikten sonra bu donanım için uygun yazılım yine tasarımcının sorumluluğundadır. Bu durum bu teknolojilerin herkes tarafından kullanılmasının önünü tıkayan bir engel olarak karşımıza çıkar. Kişisel bilgisayarların gelişmelerinin en önemli etkenlerinden biri standart yazılım mimarilerinin tüm bu donanımlar üzerinde çalışabilme yeteneklerindedir. Böylece her donanım üreticisi standartlar doğrultusunda istedikleri ürünleri yazılım kısmını düşünmeden geliştirebilmektedir.

Yazılım mimarisinde iki önemli nokta karşımıza çıkar. İşletim sistemleri ve uygulama programları. Bu ikili ayrılmaz bir bütündür. İşletim sistemi olmadan uygulama programı çalışmaz. Uygulama programı olmadan da işletim sistemi bir işe yaramaz. Günümüzde kişisel bilgisayarlarda kullanılan Windows, Unix, Linux gibi işletim sistemleri son kullanıcıların donanım bileşenleri ile uğraşmadan doğrudan uygulama programlarını geliştirmelerine olanak sağlamıştır. Bu işletim sistemleri temel olarak kişisel masaüstü bilgisayarlar için geliştirildiklerinden gömülü sistemlerde kullanıma olanakları yoktur. Fakat bunların küçültülmüş alt versiyonları geliştirilerek gömülü sistemler için kullanılabilir

yapıya getirilmişlerdir. Böylece kullanıcılar donanım ile uğraşmadan uygulama programlarını geliştirme olanağına sahip olmuşlardır. Fakat bu işletim sistemleri de bazı özel donanımlar için geliştirilmişlerdir. Bunun anlamı tasarladığımız her donanım için bu işletim sistemlerini kullanma olasılığımızın olmamasıdır.

3. İşletim Sistemi Tasarımının Prensipleri

Modern gerçek zamanlı işletim sistemleri geleneksel bilgisayar işletim sistemlerinden farklılıklar gösterir. Bu farklar donanım kısıtlamalarının tipik olarak gömülü sistemlerde dikkate alınmasından kaynaklanır.

3.1. Donanım Yönetimi

Herhangi bir işletim sisteminin ilk görevi, aygıt üzerindeki mevcut donanım kaynaklarının yönetilmesidir. Gerçek zamanlı işletim sistemleri de bu durumu göz ardı etmezler. İşletim sistemi dış ortamdan bilgi almak, haberleşme kanalları üzerinden veri göndermek ve almak, zamanlayıcıları kullanmak gibi soyut servisler sağlar.

Tipik mikro denetleyicilerde ana donanım kısıtlamalarından bir tanesi bellek yönetim ünitesinin zayıflığıdır. Ek olarak çoğu denetleyici tekil bir işletim sistemi moduna sahiptir. Oysaki tipik işlemciler kullanıcı ve denetleyici modlarına sahiptir. Bu durum yürütme çekirdek kodu ve yürütme uygulama kodu arasındaki farkı elimine eder. Bu yüzden donanım yönetimi kütüphane fonksiyonu şeklinde gerçekleştirilebilir. Bu fonksiyonlar donanıma açık ve soyut bir arabirim sunarken, kazara veya kötü niyetli girişimler sonucunda donanıma doğrudan erişimi koruyamazlar.

3.2. Görev Koordinasyonu

İşletim sistemi tarafından çözülmesi gereken diğer bir ana problem çoklu görevlerin koordinasyonudur. Bu durum iki ana alt problemden oluşur; görev listesi yönetimi ve senkronizasyon. İşletim sistemi CPU 'yu hangi göreve ne zaman atayacağını belirlemek ve kullanıcı programlarının güvenilir bir şekilde yürütülmesi için gerekli olan mekanizmaların sağlanmasını garanti etmek zorundadır.

Bazı sistemler bu iki problemi kullanıcıyı tek bir görevde kısıtlayarak çözer. Bu durum uygulama kodunun doğrudan mikro denetleyici üzerinde çalışmasıdır. Bazı modellerde çoklu mantıksal görevler bulunabilir. Fakat bu görevlerin koordinasyonu işletim sisteminin standart yöntemleri ile yönetilmekten ziyade uygulama programcısı tarafından uygulama programı ile ele alınır. TinyOS gibi bazı sensör işletim sistemleri donanım yönetimi problemini çözerken görev koordinasyon problemi ile ilgilenmez.

Görev yönetimi ile ilgili ilişkilendirilmiş iki maliyet vardır; CPU bant genişliğinin kısıtlı olması ve belleğin önemli miktarda az olması. Bellek maliyeti yüksektir çünkü çoklu görevlerin her biri kendi statik bellek ihtiyacına ve yürütme yığınına (*stack*) aynı anda ihtiyaç duyar. Bu duruma çözüm olarak, durdurulmuş görevlerin belleğinin flaş bellek üzerinden, çalışacak olan göreve atanması (*swap*) ön

görülebilir. Fakat bu durum içerik anahtarlama (*context switching*) süresini oldukça artırarak CPU 'nun görev yönetim sistemi için çok fazla yorulmasına neden olur.

Görev koordinasyonu uygulama programından işletim sistemine oldukça önemli karmaşıklığa neden olur. Bu durum uygulamanın çok basit olduğu hallerde bir dezavantaja dönüşebilir.

3.3. Veri Belleği

Veri belleği oldukça kıt bir kaynaktır. Özellikle çoklu göreve sahip sistemlerde her bir göreve ait yığın aynı anda sistemde tutulmak zorundadır. Fiziksel belleğin küçük olmasının yanı sıra gerçek zamanlı sistemlerin donanım bellek yönetim ünitesinin zayıflığı nedeni ile kısıtlanır.

Burada sıfır kopya ağ yığını (*zero-copy network stack*), düşük özellikli görev yönetimi (*lightware scheduling*) ve derleme zamanı optimizasyonu (*compile-time optimization*) gibi bellek tüketimini azaltan yöntemler vardır. Bu yöntemlerin bazıları işletim sisteminin sağlamış olduğu servisleri kısıtlar.

Donanım bellek yönetiminin zayıflığı yazılım mühendisliğinin, gerçek zamanlı sistemlerde kritik derecede önem arz etmesine neden olur. Normalde bir görevin diğer bir görevin bellek alanının üzerine yazmasına engel olan bir yol yoktur. Çoklu görevin olmadığı durumlarda bir uygulama işletim sisteminin durum bilgilerinin tutulduğu yada bellek haritalı kayıtçılardan bulunduğu alana yazma isteğinde de bulunabilir.

3.4. Program Belleği

Program belleği flaş belleğin daha ucuz olması nedeniyle veri belleği kadar ciddi bir kısıtlamaya sahip değildir. Tüm program kodunu burada saklamak genellikle bir problem değildir. Flaş belleğe istenmeyen bir yazma olayının gerçekleşmesi çok zor yada hemen hemen imkansızdır. Program belleği ile ilgili istenmeyen tek kısıtlama flaş belleğin limitli bir yazma-silme ömrüne sahip olmasıdır. Program belleği çok sıklıkla değişmediği için bu durum göz önüne alınacak bir problem değildir.

3.5. Ağ Yönetimi

Bazı sistemlerde ağ yapısı çalışan ana uygulama olabilir. Aktüel uygulama yazılımı, ağ yapısına göre daha basit ve küçültülmüştür. Ağ yapısının bellek tüketimini önemli bir konudur.

Bellek oldukça limitli ve de ağ ana bellek tüketicisi olduğu durumlarda tampon kopyalamaktan sakınmak için çapraz katman arabirimi tanımlamak önemli bir noktadır.

3.6. Algılama

Çoğu gerçek zamanlı sistemde algılama, işletim sistemi tarafından desteklenmesi gereken anahtar ihtiyaçtır. Basit analog-sayısal çeviricilerden karmaşık GPS alıcılarına kadar çok değişken olabilen giriş sensörleri desteklenmelidir.

Ortamda sensörlerin ayarlanma işlemleri en zor çözülebilen problemlerden biridir. Verilen bir sistemde çoklu algılamayı sağlamak için çoklu sensörler bulundurulabilir. Bazı algılama davranışları periyodik olabilir. Örneğin; sistem her T saniyede bir istenilen ölçümü yapabilir. İşletim sistemi mümkün olan temel tüm periyodik algılama işlemlerini desteklemelidir.

4. Gerçek Zamanlı Bir İşletim Sistemi

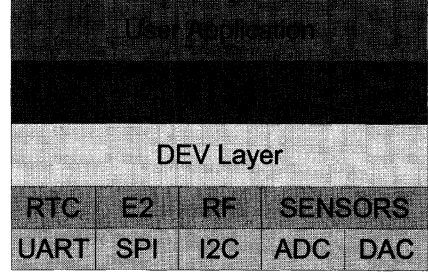
4.1. Amaç

Bu çalışmamızdaki asıl amaç; ölçme ve kontrol uygulamalarında kullanılacak, gerçek zamanlı sistemler için, çoklu görev yeteneğine sahip, taşınabilir, esnek ve standart yapıları destekleyen bir işletim sistemi oluşturarak ürün geliştirme sürecini kısaltmak, daha güvenli ve verimli uygulamalar ortaya çıkartmaktır.

Gerçekleştirilen işletim sisteminin ana özellikleri aşağıdaki gibidir;

- Farklı platformlara taşınabilir
- Yapısal programlama mimarisi
- Birbirinden farklı prosesleri aynı zamanda işletebilme (*Multitasking*)
- Gerçek zamanlı *Öncelik Tabanlı* ve *Round Robin* algoritmalarına bağlı görev seçimi (*Preemptive Priority-Based and Round Robin Scheduling*)
- Proses durdurma/devam ettirme fonksiyonları (*Suspend/Resume*)
- Kullanıcı tarafından kullanılabilen tetiklenebilir zamanlayıcı fonksiyonları (*Timers*)
- İşletim sistemi servisleri: *Binary/Counting Semaphore, Mutex, Event, Messaging, Memory Management Unit*
- Çevre aygıtları için POSIX uyumlu düşük seviyeli sürücüler
- Grafik ara yüz kütüphanesi
- Kontrol uygulamaları için PID kütüphanesi
- Haberleşme protokolleri

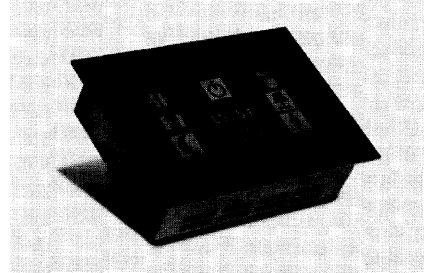
Hazırlanan işletim sistemi standartlara uygun olarak katmanlı mimari üzerine kurulmuştur[4]. En alta bulunan fiziksel katmanla etkileşim, aygıt ara birimleri üzerinden gerçekleştirilir. Kullanılan aygıt ara birimi POSIX uyumlu olarak gerçekleştirilmiştir [5]. Görev yöneticisi öncelik tabanlı *Round Robin* algoritması kullanır [6][7]. Her bir göreve öncelik ve zaman aralığı verilir. Bu sayede görevleri kritiklik durumlarına göre çalışmalarını sağlayabiliriz. Bu gerçek zamanlı sistemlerde bulunması gereken en önemli özelliklerden biridir. Bunun yanında olması gereken birçok standart sistem çağrısı işletim sistemi ile beraber gelir. Standart bir mimari kullanıldığından dolayı verilen kurallar ışığında istenilen aygıt sürücülerini kolaylıkla eklenebilir.



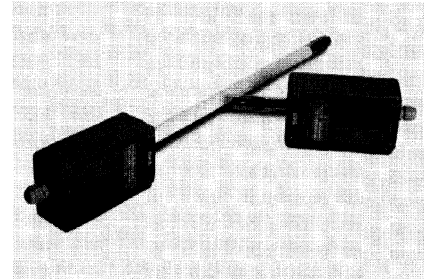
Şekil 1: Oluşturulan işletim sisteminin katmanları

4.2. Kullanılan Bileşenler

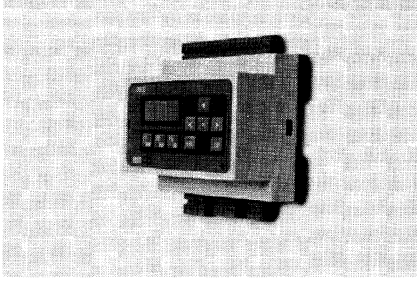
Oluşturulan gömülü sistem için kullanılan mikro denetleyici Renesas firmasının M16C ailesinden bir üyedir [8]. Renesas firması Mitsubishi ve Hitachi firmalarının mikroişlemci/mikrodenetleyici bölümünü satın alan, 8-bit ten 32-bite kadar çeşitli sınıflarda mikro denetleyici sağlayan dünyanın önde gelen mikro denetleyici üreticilerinden biridir. Renesas M16C ailesi geniş program ve veri belleğine sahip (16K-1M program belleği, 1K-33K veri belleği), yüksek performanslı 16-bit mimaride olan bir mikro denetleyicidir. Oluşturduğumuz işletim sistemi, *BKS Ltd. Şti.* tarafından üretilen *TP100 4,7" Dokunmatik Ekranlı Grafik Operatör Paneli* üzerinde çalışmaktadır.



Şekil 2: Örnek uygulamada kullanılan TP100 HMI



Şekil 3: Örnek uygulamada kullanılan ATR100 sıcaklık ve nem sensörü



Şekil 4: Örnek uygulamada kullanılan MK11 8I/8O PLC

4.3. İşletim Sisteminin Özellikleri

İşletim sistemi ANSI-C uyumlu olarak kodlanıp IAR EWB ve Renesas HEW geliştirme ortamları için uyarlanmıştır. IAR EWB tümlüşik C/C++ derleyicisi ve bağlayıcısına sahip lisanslı bir geliştirme ortamıdır. HEW ise Renesas firması tarafından geliştirilmiş derleyici içermeyen bir ortamdır. Bu ortam için GNU lisansına sahip KPIT Cummins firması tarafından geliştirilmiş açık kaynak GNUM16CM32C-ELF Tool Suite kullanılmıştır. Böylece ister ticari ister akademik olarak çalışılabilecek ortamlar elde edilmiştir [9][10][11][12].

Hazırlanan gerçek zamanlı işletim sistemi çoklu görev özelliğine sahiptir. Yani sisteme eklenen görevler (*task*) önceliklerine bakılarak görev yöneticisi tarafından belli bir sıra ile işletilir. İşletim sistemi *Preemptive-Priority Based* anahtarlamayı içerir. Yani sistemde en yüksek önceliğe sahip görev işletilir daha sonra izin verilen düşük öncelikli göreve hizmet edilir. Eşit önceliğe sahip görevlerde ise *Round Robin* anahtarlama yöntemi kullanılır. Burada her bir görev önceden belirlenmiş olan zaman dilimi kadar çalışır ve süresi dolunca bir sonraki göreve yerini bırakır. İşletim sisteminin bu görev yönetimi özellikleri, gerçek zamanlı uygulamalar için elverişli bir platform sunmaktadır.

Bunun yanında görevlerin birbirleri olan iletişimleri ve senkronizasyon için standart servislerden olan *Binary ve Counting Semaphore, Mutex, Event ve Messaging* kullanıcıların hizmetine sunulmuştur. Ayrıca kullanıcı tarafından istenildiği zaman kullanılabilen tetiklenebilme özelliğine sahip zamanlayıcılar oldukça faydalıdır. Sistem çok kritik zamanlamalar için bir de kritik sistem zamanlayıcısına sahiptir.

İşletim sistemi donanım bileşenleri için bir ara yüz sunar. Bu ara yüz yardımıyla işletim sistemi üzerinde fiziksel katman ile etkileşim sağlanarak veri alma ve gönderme işlemleri gerçekleştirilir. Bu ara yüzün kullandığı düşük seviyeli alt yordamlar yani donanım sürücülerini işletim sistemine statik olarak dahil edilmiştir. Sistem dinamik sürücü yüklemesi destekleyecek şekilde geliştirilmeye devam edilmektedir. Ağıt arabirimi standart POSIX benzeri bir yapıya sahiptir. Bu geliştiriciler için kolaylık sağlaması açısından elverişli bir platform sunar.

4.4. Uygulama Örneği

Uygulama olarak endüstride kullanılan PLC (Programlanabilir Mantıksal Denetleyici) 'ler ile haberleşerek, kullanıcıyla etkileşim sağlayan dokunmatik ekranlı grafik operatör paneli uygulamasının işletim sistemi gerçekleştirilecektir. Bu yapıda en alta bir işletim sistemi çalışmakta, bu işletim sistemi vasıtasıyla uygulama programı yüklenmekte ve işletim sistemi kontrolü altında sistem çalışmaktadır. Bu gibi çok fonksiyonlu uygulamalarda aynı anda birbirlerini kesintiye uğratmadan birkaç işin yapılması istenir. Bizim uygulamamızda operatör paneli PLC ile haberleşme kanalları üzerinden konuşurken diğer taraftan kullanıcı ara yüzü olan dokunmatik ekranda işlemler yapılır ve sonuçlar gösterilir. Bir başka noktada da sıcaklık ve nem bilgisi başka bir haberleşme kanalı üzerinden okunarak değerlendirilmektedir. Genel gömülü kontrol yazılım uygulamalarında, bu işlemler ardışıl ve kesmeli yazılım teknikleri kullanılarak gerçekleştirilir. Uygulama geliştirme süreçleri uygulamadan uygulamaya değişiklik gösterir. HMI (Human Machine Interface) denilen kullanıcı ara yüzü işlemleri diğer işlemlere göre çok daha fazla zaman harcar ve daha az sıklıkla çağırılması gerekir. En öncelikli işlem PLC ile haberleşme olup en düşük önceliğe sahip olan ise sıcaklık ve nem okuma işidir. Bu yapıda klasik yöntemin kullanılması probleme yol açar. Ardışıl programlama tekniği ile HMI işlenirken çok fazla zaman harcayacağından dolayı haberleşme kısmını sekteye uğratabilir. Bu gerçek hayatta karşılaşılan en önemli problemlerden biridir.

4.4.1. Problemin Çözümü

Bu sorunun üstesinden gelebilmek için HMI farklı bir görevde diğer haberleşme işlemleri de bir başka görevde çalışmalıdır. Bu da ancak çoklu görev desteği olan bir işletim sistemiyle gerçekleştirilebilir. Bu uygulamamızda HMI için ayrı bir görev tahsis edilmiş olup sistemdeki görev yöneticisi vasıtasıyla diğer işlemlere CPU çalışma zamanı tahsis edilebilir.

Aşağıdaki kod parçasında bu yapıyı gerçekleştirecek örnek bir kodlama gösterilmektedir. İşletim sistemi çalışma zamanı dinamik olarak görev ekleme ve çıkarma rutinlerine sahiptir. Bizim sistemimizde HMI, sıcaklık ve nem okuma, PLC ile haberleşme ve kullanıcı programının yüklenmesi ayrı görevlere atanmıştır. Tüm görevler aynı öncelikte olup 5 ms lik çalışma sürelerine sahiptir. Bunun anlamı her bir görev sistemde 5 ms çalışacak bu sürenin sonunda diğer göreve izin vererek zaman paylaşımli olarak tüm görevler yerine getirilecektir.

```

TASKPROC OS_Task0(TCB *ptask)
{
    while (1)
    {
        HMI_Process();
    } //while
} //OS_Task0

TASKPROC OS_Task1(TCB *ptask)
{
    while (1)
    {
        if (dev_read(DEV_ATR100,pBuf)==DEV_OK)
        {
            temp = pBuf[0];
            humi = pBuf[1];
        } //if
    } //while
} //OS_Task1

TASKPROC OS_Task2(TCB *ptask)
{
    while (1)
    {
        if (dev_read(DEV_PLG,pBuf)==DEV_OK)
        {
            // update all values
        } //if
    } //while
} //OS_Task2

TASKPROC OS_Task3(TCB *ptask)
{
    while (1)
    {
        MODBUS_Handle();
    } //while
} //OS_Task3

int main()
{
    OS_Init(StackTimer,512);
    OS_CreateTask(OS_Task0,Stack0,512,5,PRIORITY_NORMAL);
    OS_CreateTask(OS_Task1,Stack1,512,5,PRIORITY_NORMAL);
    OS_CreateTask(OS_Task2,Stack2,512,5,PRIORITY_NORMAL);
    OS_CreateTask(OS_Task3,Stack3,512,5,PRIORITY_NORMAL);
    OS_Run();
} //main

```

Yukarıdaki kod parçacığında da görüldüğü gibi uygulama geliştirme son derece hızlı ve düşük seviyeli ara yüzden bağımsızdır. İşletim sistemi uzun test aşamalarından geçirildiğinden kullanıcı yazılım hatalarından bağımsız sadece kendi uygulaması ile ilgilenir. Bu özellik uygulama yazılımının güvenilirliğini arttırmaktadır.

5. Sonuçlar

Gerçekleştirilen işletim sistemi temelde endüstride ve son kullanıcı cihazlarında kullanılmak için tasarlanmıştır. Fakat taşınabilir ve ölçeklenebilir olması itibarı ile son zamanlarda önemli yer tutan akıllı sensör ağlarında da uygulanmıştır [13][14][15][16][17]. Firmamızın gerçekleştirdiği birçok yurt içi ve yurt dışı projede kullanılan standart üretimimiz olan PLC ve HMI ürünlerinde çalışan tüm uygulamalar, bu işletim sistemi üzerinde oluşturulmuştur.

Bu çalışmada bahsi geçen işletim sistemi gerçek zamanlı sistemler için tasarlanmış olup, eksik bileşenlerin tamamlanması ile (örneğin; dosya sisteminin oluşturulması, ağ katmanı protokollerinin geliştirilmesi, multimedya arabirimlerinin artırılması) daha üst seviyeli bilgisayar uygulamaları için kullanılabilir bir işletim sistemine dönüştürülebilir.

İşletim sistemi uygulama geliştirme aşamasında için şu sonuçları sağlar;

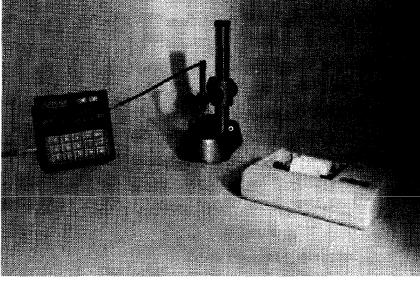
- Hızlı geliştirme süreci
- Taşınabilir mimari
- Güvenilir kod

Tablo 1: Çalışmada Gerçekleştirilen Kısımlar

Çekirdek	<p>Çoklu görev desteği (<i>Multitasking</i>)</p> <p>Öncelik tabanlı ve Round Robin algoritmalarına bağlı görev seçimi</p> <p>Görev durdurma ve yürütme fonksiyonları</p> <p>Kullanıcı tanımlı tetiklenebilir zamanlayıcılar</p> <p>Kritik sistem zamanlayıcısı</p> <p>İşletim sistemi servisleri (<i>Binary/Counting Semaphore, Mutex, Event, Messaging</i>)</p> <p>Yığın kontrol fonksiyonları</p>
Sürücüler	<p>Tüm sürücülere DEV katmanı üzerinden erişim sağlanır.</p> <p><u>Dahili:</u> IIC,SPI,UART,AD/DA,PWM sürücülere</p> <p><u>Harici :</u> PCF8563 Gerçek zaman saati SHT11 Sıcaklık ve nem sensörü TM122 Sıcaklık sensörü TRF6901 RF Transiever CC2402 RF Transiever BKS ATR100 Akıllı sıcaklık nem sensörü BKS MAIO Akıllı Analog giriş/çıkış modülü BKS MDIO Akıllı Dijital giriş/çıkış modülü BKS MDI Akıllı Dijital giriş modülü BKS MDO Akıllı Dijital çıkış modülü BKS MTC Akıllı Termo Couple/RTD çevirici modülü BKS PanelPLC ailesinin tüm üyeleri</p>
Kullanıcı Arayüzü	<p><u>Karakter LCD:</u> HD44780 ve uyumlu tüm Karakter LCD denetleyici sürücülere</p> <p><u>Grafik LCD:</u> RA8835,S1D13305,S1D13700,S1D13706, T6963C,LC7981 Grafik LCD denetleyici sürücülere</p> <p>Tüm çizim fonksiyonları (<i>line,rectangle,ellipse,polygon,pixel,...</i>) Dahili 5 farklı True Type Font Windows benzeri butonlar,uyarı ve giriş pencereleri Bitmap dosyaları okuma/işleme/ekrana basma</p>
Kontrol	<p>Kapalı çevrim ON/OFF, PID, Self-Tune Kontrol algoritmaları</p>
Haberleşme	<p>RS232,RS485,CANBUS arabirimleri ve sürücülere</p>

MODBUS Protokolü

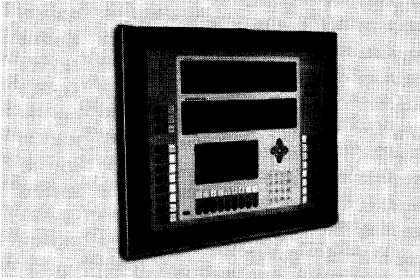
Aşağıdaki resimler, firmamız tarafından oluşturulan işletim sistemi kullanılarak gerçekleştirilip üretilen ürün yelpazesinden birkaç tanesini göstermektedir.



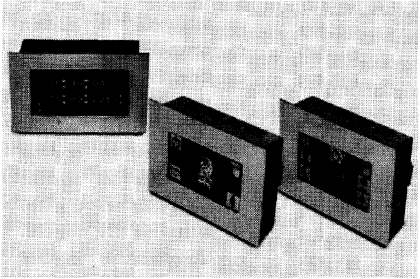
Şekil 5: CG80 PanelPLC ve LVDT ile sertlik ölçme uygulamasında kullanımı



Şekil 6: CG70 PanelPLC ve başka bir uygulama örneği

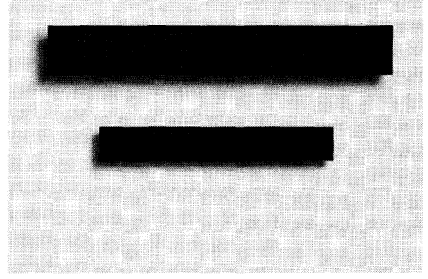


Şekil 7: Ameliyathane kontrol panosu



Şekil 8: Kaskat çalışan dokunmatik ev otomasyonu

kontrol sistemi



Şekil 9: Enformasyon panel uygulamaları

6. Teşekkür

Bu çalışmamızda maddi, manevi her türlü desteği bizlerden esirgemeyen *BKS Ltd. Şti.* ye ve de çalışanlarına sonsuz teşekkürlerimizi bildiririz.

7. Kaynakça

- [1] A..M.K.Cheng, "REAL-TIME SYSTEMS Scheduling, Analysis, and Verification", A John Wiley & Sons, 2002
- [2] Q.Li, C.Yao, "Real-Time Concepts for Embedded Systems", CMP Books, 2003
- [3] T.M.Karan, "Bulanık Mantık Kontrollü DC Motor Sürücüsü", Kocaeli Üniversitesi Bilgisayar Müh. Bölümü, Bitirme çalışması, 2005.
- [4] K.H.Kim(Kane), "Middleware of Real-Time Object Based Fault Tolerant Distributed Computing Systems", IEEE 0-7695-1414-6/0., 2001
- [5] Portable Operating System Interface(POSIX) - Part 1: System Application Programming Interface (API)[C Language] ISO/IEC 9945-1:1996, IEEE
- [6] M. Chen, G. Wei, "Scheduling Algorithm for Real-time VBR Video Streams Using Weighted Switch Deficit Round Robin", Proceedings of the 28th Annual IEEE International Conference on Local Computer Networks (LCN'03)
- [7] X. Zhang, L.N. Bhuyan "Deficit Round-Robin Scheduling for Input-Queued Switches", IEEE Journal on selected areas in communication, vol. 21, no. 4, May 2003
- [8] Renesas Microcontroller, <http://www.renesas.com>
- [9] J.Ledin, "Embedded Control Systems in C/C++: An Introduction for Software Developers Using MATLAB", CMP Books, 2004
- [10] M.J.Pont, "Embedded C", Addison-Wesley, 2002
- [11] AVRX Real-Time Multitasking Kernel for the Atmel AVR series of micro controllers, <http://www.barello.net/avr/index.htm>.
- [12] J. Labrosse, "MicroC/OS-II: The Real-Time Kernel", 2nd edition, CMP Books, November 1998.
- [13] P. Levis and N. Lee. "Simulating Tinyos Networks". <http://www.cs.berkeley.edu/pal/research/tossim.html>.
- [14] P. Levis, D. Culler, "Mate: a Virtual Machine for Tiny Networked Sensors", ASPLOS, Oct. 2002.
- [15] W. Ye, J. Heidemann, D. Estrin, "An Energy-Efficient MAC Protocol for Wireless Sensor Networks", In

Proceedings INFOCOM, New York, NY, USA, June, 2002.

- [16] A. Sheth, B. Shucker, R. Han, "*VLM2: A Very Lightweight Mobile Multicast System for Wireless Sensor Networks*", IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) 2003, New Orleans, Louisiana.
- [17] J. Luo and N.K. Jha, "*Battery-Aware Static Scheduling for Distributed Real Time Embedded Systems*", Proc. 38th Design Automation Conference, ACM Press, 2001, pp. 444-449.

Derin Kuyu Pompaların Uzaktan Otomatik Kontrol Edilmesi

Hilmi KUŞÇU

Trakya Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Makine Mühendisliği Bölümü,
Makine Teorisi, Dinamiği ve Kontrol Bölümü, EDİRNE
hilmi@trakya.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, belediyelerin su şebekesinde kullanılan derin kuyu su pompaların otomasyonunu kapsamaktadır. Derin su kuyusu pompası ile Dinlendirme depoları arasındaki mesafe genellikle birkaç kilometredir. Dinlendirme deposundaki su seviyesi belirli bir seviyeye geldiğinde kuyudaki su pompası depo taşmaması için durdurulması istenmektedir. Ayrıca şebeke sarfiyatından dolayı depodaki su seviyesi belirli bir alt limite geldiğinde kuyudaki pompa depoyu yeniden doldurabilmesi için çalıştırılması gerekmektedir. Böylece kuyudaki pompa ile depo arasında bir kontrol iletişimi olması lazımdır. Bu iletişimin kablolar ile yapılması zahmetli olacaktır gibi, kabloların yeraltına gömülmesi, kemirgenlere karşı korunması ve kopması gibi nedenlerden dolayı pek tercih edilmemektedir. Bu çalışmada standart bir telsiz çifti kullanılarak, depodaki su seviyesi bilgisi kodlanarak kuyudaki alıcıya telsizler aracılığıyla iletilmektedir. Şifrelenmiş bu sinyal alıcıda deşifre edilerek pompanın durdurulmasını veya çalıştırılmasını sağlar ve bu durum dinlendirme amacıyla ilgili birime yine telsizler vasıtasıyla iletilerek pompanın durumu bildirilir.

Anahtar Kelimeler: Uzaktan kontrol, Telsizle kontrol, Otomatik kontrol

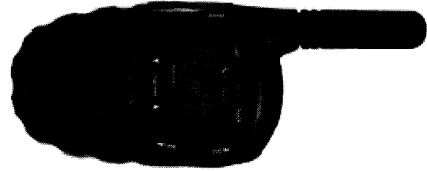
1. Giriş

Şehirlerin içme suyu genellikle şehrin çeşitli noktalarına açılmış olan derin su kuyularından su çıkartılarak temin edilmektedir. Genellikle bu su kuyularındaki suyun çıkartılması elektrik motoruyla tahrik edilen dalgıç veya derin su kuyu pompalarıyla yapılmaktadır. Yeraltından çıkartılan bu içme suyu, borular vasıtasıyla dinlendirme deposu denilen depolara havalandırmak ve dezenfekte (klorlama) amacıyla nakledilmektedir. Bu depoda işleme tabi tutulan içme suyu ayaklı kuleler yardımıyla veya yeterli basınç oluşturacak kot farkı varsa cazibe hatlarıyla şehir şebekesine kullanılmak amacıyla verilmektedir. Şehirdeki su tüketimi belirli aylarda ve saatlerde azalır ve çoğalabilmektedir. Su kuyusundan çıkartılan su sürekli dinlendirme deposuna verilecek olursa, sarfiyatın azaldığı saatlerde belirli bir müddet sonra dinlendirme deposu taşmaya başlayacaktır. Bu taşma durumunu önlemek için kuyudaki su pompası durdurulmalıdır. Bu durumda, belirli bir zaman sonra dinlendirme deposu şebekedeki sarfiyattan dolayı boşalmaya başladığında depodaki su belirli bir alt limite düştüğünde pompanın tekrar çalıştırılması gerekecektir. Bu çalışmada, su kuyusundaki pompanın, dinlendirme depo seviyesindeki su seviyesine bağlı

olarak nasıl otomatik olarak çalıştırılıp durdurulacağı konusu ele alınmıştır.

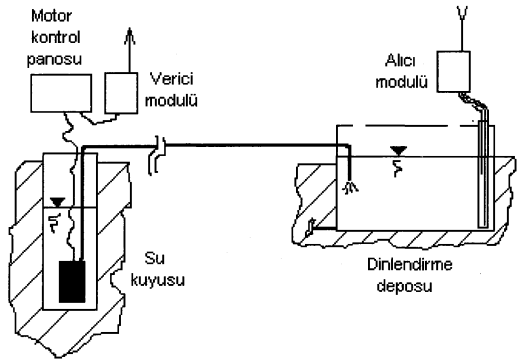
2. Materyal ve Yöntem

Bu çalışmada, su kuyusuyla dinlendirme deposu arasındaki veri iletişimi bir çift standart Aselsan MT 525-2 el telsizleriyle sağlanmıştır. 500mW RF çıkış gücüyle 446 MHz frekansında yaklaşık 3km'ye kadar iletişim sağlanabilmektedir. Daha fazla mesafeler için (5-10Km ye kadar) belediyelerde izne tabi olarak kullanılan 1-2W gücündeki el telsizleri kullanılmalıdır.



Şekil 1: RF iletişimini sağlayan el telsizi.

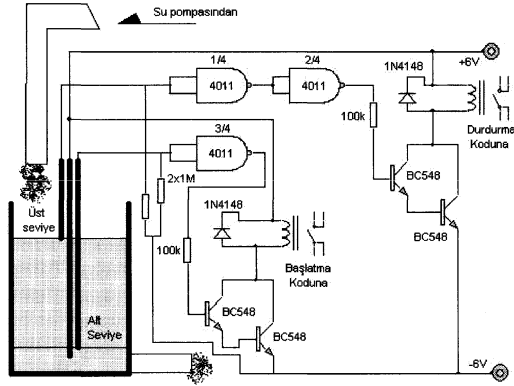
Bu çalışmanın blok diyagramı Şekil 2 de verilmiştir. Bu sistemi oluşturan devreler ve bunların birbirleriyle ilişkileri ayrıntılı olarak aşağıda verilmiştir.



Şekil 2: Sistemin blok diyagramı.

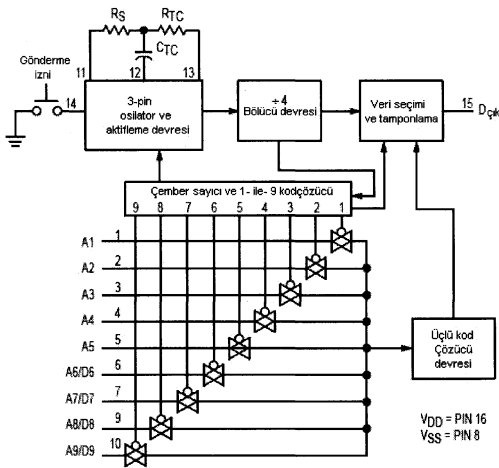
Seviye sensorundan gelen "dolu" ve ya "boş" bilgisi (Şekil 3) MC145026 kodlayıcısına iletilmektedir. Bu devre yardımıyla sinyal beş adet üç konumlu anahtarlar yardımıyla kodlanarak güvenli bir şekilde radyo frekansıyla kuyudaki kod çözücü

devresine iletilmektedir. Depodaki su seviyesini algılayan Şekil 3'te verilen su seviye devresiyle minimum ve maksimum su seviyelerini algılayarak kontrol devresine girdi olarak iletilmektedir. Bu devrenin prensip şeması Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3: Su seviyesini algılayan devrenin prensip şeması.

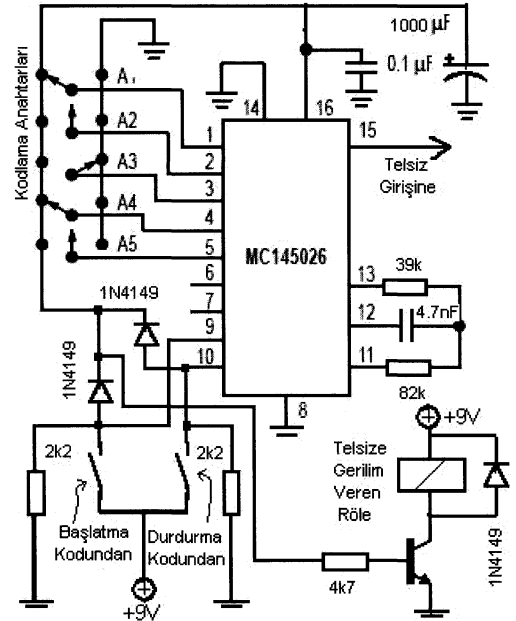
Verinin kodlanmasını sağlayan kırımının (entegrenin) blok diyagramı Şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4: MC145026 kodlayıcının blok diyagramı.

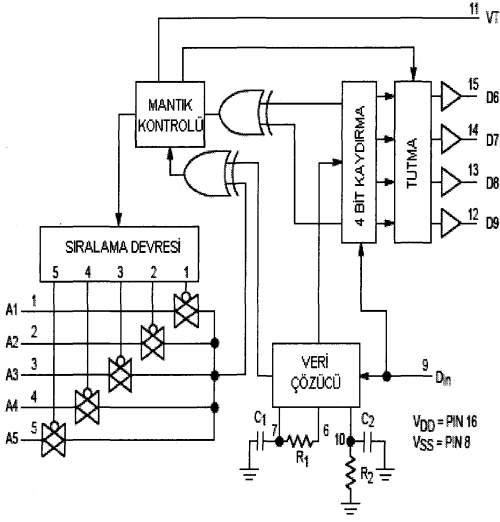
Bu blok diyagramından hareketle, Şekil 4'teki devre tasarlanmıştır. Bu devre çalışabilmesi için su seviye devresinde bulunan iki adet röleden biri devreye girmiş olmalı. Dinlendirme deposundaki su seviyesi maksimum seviyeye ulaştığında Şekil 5'te bulunan "durdurma kodundan", depodaki su seviyesi minimum seviyesine düştüğünde ise aynı şekilde bulunan "başlatma kodundan" adlı röle kontağı kapatılacaktır. Bu durumlarda entegrenin 15 nolu kodlanmış

veri çıkış ayağından, depodaki su seviyesine bağlı olarak motorun çalıştırılması veya durdurulması bilgisi iki ayrı veri kanalından kodlanmış olarak telsizin mikrofön girişine iletilmektedir. "Başlatma" veya "Durdurma" sinyalleri Şekil 5'teki devreye ilgili röleler vasıtasıyla gelene kadar "Telsize gerilim veren" röle kapalı olacaktır ve dolayısıyla telsiz çalışmayacaktır. Bu röle devreye girdiğinde, gönderme mandalı basık durumunda olan telsize besleme gerilimini verecektir ve dolayısıyla telsiz entegrenin 15 nolu ayağından gelen kodlanmış sinyali kendi frekansı üzerinden alıcıya gönderecektir. Hem alıcı hem de verici üzerinde bulunan 5'er adet kodlama anahtarların durumları, karşılıklı olarak aynı konumda olmalıdır. Böylece 243 farklı kodlama yapabilme imkanı sayesinde aynı bölgede birden fazla kuyuda bu sistem güvenle uygulanabilecektir.

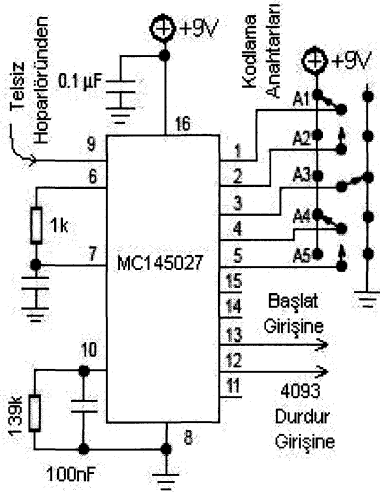


Şekil 5: Kodlayıcının prensip şeması.

Kuyuda bulunan yukarıda bahsedilen devrelerden kodlanmış olarak gelen radyo frekanslı sinyal, su deposunda bulunan alıcı ünitesinde bulunan aynı tip telsizin hoparlör çıkından kod çözücü entegresinin 9 nolu ayağına iletilmektedir (bakınız Şekil 7). Bu kod çözücü devrenin blok diyagramı Şekil 6'da bundan hareketle tasarlanan devrenin prensip şeması ise Şekil 7'de verilmiştir. Bu kod çözücüsünde bulunan 5 adet kodlama anahtarların konumu, verici ünitesinde bulunan kodlayıcı anahtarlarıyla aynı konumda değilse gelen veri dikkate alınmayarak su motoru durumunu değiştirmemektedir. Aksi halde su seviyesi minimumda ise entegrenin 13 nolu ayağında yüksek potansiyel, maksimum konumda ise 12 nolu ayağında yüksek potansiyel (mantıksal 1) oluşmaktadır (bakınız Şekil 7'ye)



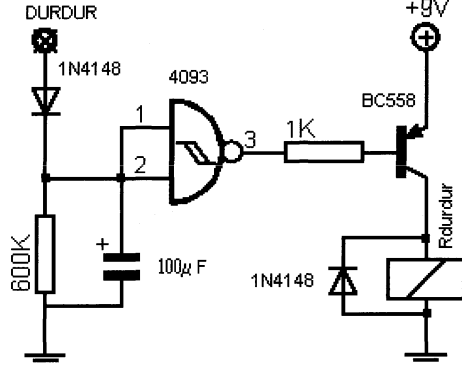
Şekil 6: MC145027 kod çözücünün blok diyagramı.



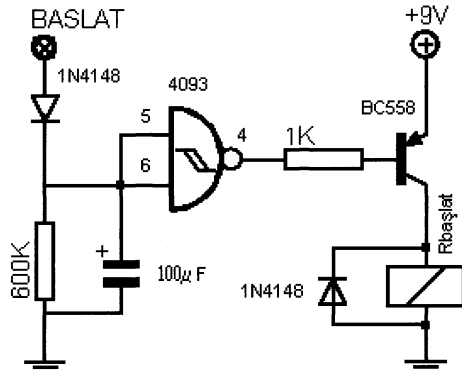
Şekil 7: Kod çözücünün prensip şeması.

Yukarıda da bahsedildiği gibi, depo maksimum seviyeye ulaştığında Şekil 7'de verilen kod çözücüsünün 12 nolu ayağından çıkan gerilim Şekil 8'de prensip şeması verilen devrenin "durdur" girişine verilerek R_{durdur} rölesi devreye girecektir (bu rölenin normalde kapalı olan kontağı kullanılmaktadır, bakınız Şekil 10'a). Benzer şekilde depodaki su seviyesi minimuma düştüğünde Şekil 7'de verilen kod çözücüsünün 13 nolu ayağından çıkacak gerilim Şekil 9'da prensip şeması verilen devrenin "başlat" girişine verilerek $R_{başlat}$ rölesi normalde açık olan kontakını kapatacaktır. Şekil 8 ve 9'da verilen devreler Schmitt tetikleyicisi kullanarak yapılmıştır. Burada "başlat" veya "durdur" sinyali kesilse dahi

ilgili röle tetiklendiğinde tanımlanan zaman kadar devrede kalmaya devam etmektedir. Böylece motorun çok sık kalkıp durmasına izin veremeyerek motorun hasar alması önlenabilmektedir.

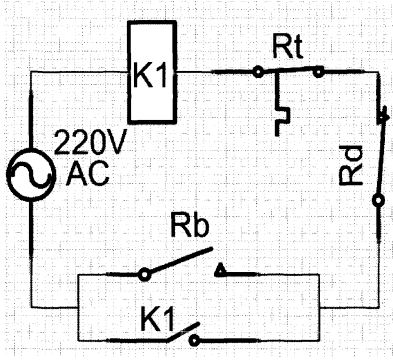


Şekil 8: Alıcı çıkışına bağlanan motoru durdurma devresi.



Şekil 9: Alıcı çıkışına bağlanan motoru çalıştırma devresi.

Su kuyularında kullanılan büyük güçteki elektrik motorların çalıştırılmasında, büyük kalkış akımlarını önlemek için ilk anda motor sargıları yıldız bağlanarak gerilim verilmektedir. Motorun bu ilk hareketinden takriben 5-6 saniye sonra (ki bu süre zaman rölesiyle ayarlanabilmektedir) motor sargıları yıldızdan üçgen bağlantıya alınmaktadır. Bu yıldız / üçgen devresini başlatan ve motorun gerilimini açıp kapatan bir ana kontaktör bulunmaktadır. Bu ana kontaktörün kontrol edilmesi Şekil 8 ve Şekil 9'da verilen rölelerle yapılmaktadır. Devrenin prensip şeması Şekil 10'da verilmiştir. Burada R_1 Termik korumanın normal kapalı kontağıdır. Anormal bir akım çekecek olursa motor termik kontağı açarak ana kontaktör devresini kesmektedir, böylece motor durdurularak hasar alması önlenmektedir. Su deposundaki su seviyesi minimuma ulaştığında Şekil 10'da görülen R_b kontağı kapanmaktadır, böylece $K1$ kontaktör bobinine 220V gerilim uygulanarak, normalde açık olan $K1$ kontakını kapatarak R_b kontakını kısa devre etmektedir. Bu durumda artık R_b kontakını bıraksa da



Şekil 10: Ana motor kumanda devresi.

motor depo dolana kadar çalışmaya devam edecektir. Depo dolduğunda R_{durdur} rölesi devreye girerek normalde kapalı olan R_d kontağını açarak K1 kontaktörünü kapatacaktır ve dolayısıyla motor duracaktır. K1 kontaktör gerilimin kesilmesiyle R_b ye paralel bağlı kontak ta kapalı konumdan açık devre konumuna geçecektir. Böylece R_d kontağını bıraktığında su pompasını tahrik eden elektrik motoru depo boşalana kadar çalışmayacaktır. Bu süreç tekrarlanarak sistem otomatik olarak depo boşaldığında depoyu doldurması için elektrik motorunu çalıştıracaktır, dolduğunda ise belirlenen seviyeye boşalana kadar bekleyecektir.

3. Sonuçlar

Bu çalışma ile Belediyelerin içme suyu şebekesinde kullanılan dalgıç veya derin kuyu su pompaların otomatik olarak uzaktan kontrol edilme imkânı sağlanmıştır. İşlevi benzer sistemler ticari olarak satılmakla birlikte içyapıların ayrıntısı verilmemektedir. Bu çalışmadaki devreler atölye şartlarında imal edilip denenmiştir. Böylece bu çalışmadan yararlanılarak köy ve belediyelerin içme suyu şebekeleri otomatik kontrol edilebilecektir.

4. Kaynakça

- [1] H. Kuşçu, *Büyükbaş Hayvan Beslenmesinde Bilgisayar Kontrollü Otomatik Yemleme Sistemi Geliştirilmesi Üzerine Bir Araştırma*, Doktora Tezi, 2002.
- [2] M. ASLAN, *Elektronik Devre Uygulamaları*, 1999
- [3] A. Sankur. B., İstefanopulos, *Bilgisayar Mantık Devreleri. Boğaziçi Üniversitesi. 635s.*, 1994.
- [4] MOTOROLA, *Semiconductor Technical Data*, www.datasheetcatalog.com

Çift Taraflı Kontrol Sistemleri için Fonksiyonellik

Meltem Elitaş¹, Merve Acer¹, Emrah Deniz², Asif Şabanoviç¹

¹ Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi
Sabancı Üniversitesi, İstanbul

{meltemelitas.merveacer}@su.sabanciuniv.edu, asiff@sabanciuniv.edu

² Elektrik Mühendisliği Fakültesi
Twente Üniversitesi, Enschede, Hollanda
e.deniz@student.utwente.nl

Özet:

Dağıtılmış kontrol; geniş ölçekli, çok taraflı (multilateral) sistemlerde, çevre ile etkileşim içinde olan robotların kontrolünde diğer kontrol yöntemlerinden daha üstün özelliklere sahiptir. Bu çalışmada çift taraflı kontrol için fonksiyonellik konusu incelendi. Esas fikir, sistem rolünü minimum bileşene bölmektir. Bu düşünceye dayalı kontrol sistemlerinin tasarımında her fonksiyonun minimum işlem içermesi, bir kontrole bir fonksiyonun karşılık gelmesi merkezi olmayan kontrol sistemlerinde fonksiyonellik kavramını oluşturur. Her bir alt sistem bir fonksiyon olarak değerlendirilir. Tüm fonksiyonlar sistem rolünü gerçekleştirmek için bir bütün olarak çalışırlar. Bu çalışmada çift taraflı sistemler, bu sistemlerin dağıtılmış kontrol yöntemi ile kontrolü ve deneysel sonuçlar ele alınacaktır.

Anahtar kelimeler: Çift taraflı kontrol, fonksiyon tabanlı dağıtılmış kontrol, bozan etken gözlemcisi (*disturbance observer*), dönüştürme matrisi

1. Giriş

Günümüzde hızla gelişen teknoloji, mekatronik sistemlere insanlarla uyumlu, aynı çevreyi paylaşabilecek nitelikler kazandırmıştır. Bu konudaki değişimi uzay çalışmaları, ameliyatlara yada nükleer tepkimelerde görev alan robotların yanı sıra elektrikli arabalar, özürü insanlara gerek eğitiminde gerekse hayatını sürdürebilmesinde yardımcı olabilecek, insan yapısındaki robotlarda (humanoids) görebilmekteyiz. Özellikle uzaktan kontrollü robot sistemlerine kazandırılan en önemli özellik dokunma duygusudur. Çift taraflı kontrol ise dokunma duygusunu uzak mesafelere taşınmasından dolayı uzun yıllar boyunca geliştirilmeye çalışılmıştır. Konum-konum, kuvvet geri besleme, kuvvet yansıtma ve paralel mimari yapısında çok çeşitli kontroller geliştirilmiştir. Lawrance[1] faydalandığı dört-kanal mimarisi ile çift taraflı kontrol sistemleri için genel bir yapı oluşturdu. Bu yapıdaki kontrol birimlerinin problemi, sistem rolü ve mimarisi arasındaki ilişkinin belirsiz olmasıdır. Yokokohji ve Yoshikawa[2] çift taraflı kontrol sistemlerinin ideal cevabını belirledi. Hannaford[3] bu cevabı melez matris ile modelledi. Ancak uygulamada, ideal cevabı elde etmeye çalıştığımızda sistem kararsız hale gelmektedir. Hem sistemin kararsızlığının önlemek hem de ideal cevaba yaklaşmak için çift taraflı kontrolün gerektirdiği bağımsız robot kollarına uygun empedans kontrol birimi geliştirildi[4]. Lida ve Ohnishi[5] yinelenebilirlik ve fonksiyonellik için ideal cevabı iki

bağımsız özelliği ayıran, fonksiyon tabanlı çift taraflı sistemlerin konum-kuvvet ölçekli kontrolünü geliştirdi. Çift taraflı kontrolü oluşturmak oldukça basit, kontrol tasarımı ise bir o kadar zordur. Kontrol tasarımını kolaylaştırmak amacıyla bu konudaki çalışmalar, gelişmeye çok açık, basit ve net bir yapıya sahip olan dağıtılmış kontrol sistemlerine yöneldi.

Kontrol sistemini gecikmeli blok kontrol edilebilir forma (BCD) çevirip, tasarım problemini basitleştiren ayrışım blok kontrolü etkili çözümlerden biridir. Arimoto ve Nguyen[6]; kontrol edilen konum değişkenlerinin tek durağanlık çözünürlüğü koşulları altında bütün kontrol girişini (input) sistemdeki bütün sinyallerin üstüştürümü (superposition) olarak tasarlanabileceğini gösterdi. Okada, Tatani, ve Nakamura[7] robot hareketini tek değer ayrışımı olarak gösterilebilen bir yöntem geliştirdi. Lee ve Li[8] iki yönlü kontrol sistemini, genel pasif bir rijit mekanik araç olarak ayrıştırılan (decoupled) tasarım yöntemini sundu. Tsuji, Nishi ve Ohnishi[9] fonksiyonellik tabanlı kontrol birimi tasarladı. Onal ve Şabanoviç[10] duyarlı (sensitivitiy) bir kontrol sistemi oluşturabilmek için fonksiyon tabanlı kontrol tasarımında sliding mode kullandı.

Esneklik, arıza toleransı, büyüklük (expandability), hızlı cevap verme dağıtılmış kontrolün üstün özelliklerindedir.

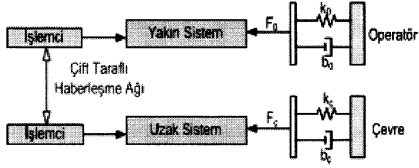
Bu çalışmanın amacı, ideal ve karar verebilir çift yönlü kontrol sistemlerini, deneysel sonuçlara bakarak göstermektir. Dağıtılmış kontrol sistemi; görev öteleme, performans limitleri ve çevresel değişimleri bir bütün olarak ele alacak şekilde yapılandırılmıştır. Çift taraflı kontrol sistemi için dağıtılmış kontrol sistemi yapılarından en basiti olan fonksiyon tabanlı kontrol kullanılmıştır. Karar verebilir çift taraflı kontrol sistemi bir çok alt yapıdan oluşan dağıtılmış bir kontrol sistemi olarak düşünülebilir.

Fonksiyonellik, sistem rolünü birbirinden bağımsız minimum parçalara ayırarak üstüştürüm kurallarını gerçekleştirme fikrine dayanmaktadır. Her bir kontrol birimi, bir kontrol nesnesi yerine doğrudan bir fonksiyonla ilişkilidir.

Bu çalışmada izlenen organizasyon: 2.bölümde çift taraflı kontrol sistemlerinden bahsedilecektir, 3.bölümde bozan etken gözlemcisinin (disturbance observer) nasıl kullanıldığına ve önemine değinilecektir. 4. bölümde dağıtılmış kontrol sistemlerinde fonksiyonun kavramı, fonksiyon tabanlı kontrol birimleri ele alınacaktır. 5. bölümde fonksiyon tabanlı kontrol sisteminin tasarımı, 6. bölümde ise fonksiyon tabanlı kontrolün deney sonuçları gösterilecektir. 7. bölümde çalışmamızda elde ettiğimiz sonuçlar özetlenecektir.

2. Çift Taraflı Kontrol

Çift taraflı kontrol Newton'un etki-tepki yasasına dayanmaktadır. Çift taraflı kontrolde; bir iletişim ağıyla bağlı iki sistemin kuvvet ve pozisyonlarının çift yönlü olarak kontrolü söz konusudur. Bu sistemin yapısı Şekil 1'de görülmektedir. Çift taraflı kontrol edilecek olan sistemlerden yakında olan operatör tarafından kumanda edilir ve uzaktaki sisteme bu hareketler iletilir. Uzak sistemde hareketten doğan tepkiler ise kuvvet geri beslemesiyle operatöre iletilir, böylece robot kollarının insansız çalışmadığı ortamlarda operatörün sanal varlığı devreye girerken, operatör de doğrudan uzak mesafede çalışıyormuş gibi hisseder.



Şekil 1: Çift taraflı kontrol edilen iki sistemin genel yapısı

Çift taraflı kontrol tasarım ve performansını; şeffaflık, ölçekleme ve gecikme esasları belirler.

Şeffaflık, uzaktaki sistemden geri beslenen çevre bilgisinin gerçek çevreyle uyumlu olması diğer bir değişle operatörün tepki kuvvetini uyguladığı kuvvet niteliğinde hissetmesi demektir. Ölçekleme, operatörün hareketlerini robotun görev gereksinimlerine bağlı olarak değiştirmeyi sağlar. Gecikme ise çift taraflı kontrolün yapısında bulunan iletişim ağından kaynaklanmaktadır.

3. Bozan Etken Gözlemcisi (Disturbance Observer)

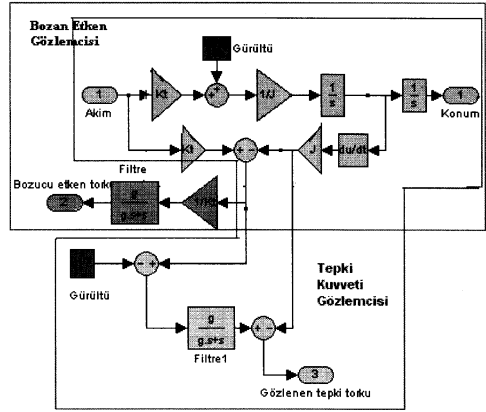
Çift taraflı sistemlerde şeffaflık ve kararlılık elde etmek, sistemde ve çevredeki belirsizlikler nedeniyle kusursuz bir şekilde sağlanamamaktadır. Şeffaflık ve kararlılık konusunda bir uzlaşma sağlamak amacıyla; konum ve kuvvet hatalarının sifra indirgenmesi amaçlanmıştır. Çift taraflı kontrolü anlamak oldukça zordur çünkü sisteme giren giriş, sadece kullanıcı ya da çevreden uygulanan kuvvet değil aynı zamanda sisteme giren her türlü bozucu etkiyi de içermektedir. Blok diyagramı Şekil 2'de görülmekte olan ve burada uygulanan bozan etken gözlemcisi, sisteme etki eden gürültüyü ortadan kaldırmış ve robotun ataletine rağmen sisteme gerekli ivmeyi sağlamıştır.

Toplam ve fark kontrolünden oluşan dört kanallı kontrol, tek bir ekleme konum ve kuvvet kontrolü olarak ele alınabilir. Burada kuvvet bilgisi ivme bilgisine çevrilir. Bir çok uygulamada kuvvet algılayıcıları çevreden gelen harici kuvvetlerin hesaplanmasında kullanılsa da ivmenin hesaplanmasında yardımcı olamamaktadırlar. Ayrıca kuvvet algılayıcıları sadece konulduğu noktadaki kuvvet bilgisini verebilmektedir, gerçek anlamda karışık bir çevrede kullanılamamaktadır.

Dokunma hissinin tam olarak algılanmasında kuvvet bilgisinin bant genişliği oldukça önemlidir. Dar bant genişliği sadece kuvvet bilgisini değil sistemin kararlılığını da etkilemektedir. Genellikle kuvvet kontrol sistemlerinde

kararlılığı sağlamak amacıyla kullanılan büyük viskozite katsayıları, sistemin yavaşlamasına neden olmaktadır. Viskozite katsayısı için geniş bir bant genişliği tepki kuvvetinin bozan etken gözetleyicisi tarafından hesaplanabilmektedir. Çift taraflı kontrolden çok yönlü kontrole geçişte, çift taraflı kontrol esaslarına ek olarak konum ve kuvvet için ölçeklendirme faktörü geliştirilmiştir.

Dikkat edilmesi gereken en önemli husus, konum kontrolünün fark durum uzayında, kuvvet kontrolünün ise toplam durum uzayında hesaplanılmasıdır.



Şekil 2: Bozan etken (DOB) ve Tepki kuvveti gözlemcisi (RFOB) blok diyagramı

4. Dağıtılmış Kontrol Sistemlerinde Fonksiyon Kavramı

Tanım 1: "Sistem rolü" operatörün robot kontrol sisteminden gerçekleştirmesini istediği görevdir. Sistem rolü denetleyicinin herhangi bir andaki durumunu ifade eder, olayların akış sırasına göre bilgi içermez. Denetleyiciler sistem rolünü gerçekleştirecek şekilde tasarlanmalıdır. Sistem rolü soyut bir şekilde ifade edildiği için, bunu makinelerin anlayacağı dile çevirme ihtiyacı doğmuştur ve gündeme fonksiyon kavramı gelmiştir.

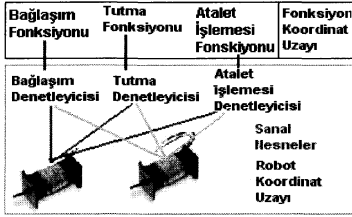
Tanım 2: "Fonksiyon" Sistem rolünün en küçük bileşenidir, diğer bir değişle, sistem rolü fonksiyonların birleşiminden oluşur.

Robotlar genellikle bir çok işi aynı anda yapmak zorundadırlar bu da işlemin daha karışık hale gelmesine neden olmaktadır. Örneğin bir robot bir nesneyi tutarken aynı zamanda da taşınmalıdır. Fonksiyonellik fikri robotun yapması gereken bu tür işleri fonksiyonlar cinsinden ifade etmeye yarar.

Fonksiyonların çoğu bir çok robotla ilgili bilgiyi içermektedir ve robotlara giriş bilgisi eş zamanlı olarak iletilmelidir. Fonksiyon tabanlı bilgi her bir robottan alınmalı ve fonksiyon tabanlı kontrol bu bilgiler ışığında tasarlanmalıdır. Fonksiyon tabanlı denetleyiciler ile robotlar arasında oldukça karışık bir ilişki olmasına rağmen denetleyiciler fonksiyonlara doğrudan bağlıdır.

Tablo 1: Robot kontrol sistemleri için fonksiyonlar

Fonksiyon Çeşidi	Fonksiyonun Görevi	İçerdiği Bilgi
Tutma	Yüke tutma kuvveti uygular	Kuvvetin farkı
Bağlaşım	İki alt sistem arasındaki mesafenin kontrolü	Konumların farkı
Sürtünme karşılanması (Friction compensation)	Tüm sistemin sürtünmesinin yerini alır	Hızların toplamı
Atalet işlemesi (Inertia manipulation)	Operatör tarafından sisteme uygulanan yardımcı kuvvet	Kuvvetlerin toplamı
Tork limiti	Aşırı torku sınırlandırır	Robotun torku
Hız limiti	Aşırı hızlı motoru yavaşlatır	Robotun hızı
Konum limiti	Yasaklanmış bölgeyi veya çarpışmayı önler	Robotun konumu



Şekil 3: Fonksiyonlar, denetleyiciler ve robotlar arasındaki ilişki

Kontrol sistemleri robot koordinat uzayı ve fonksiyon koordinat uzayı olmak üzere iki uzaydan oluşmaktadır. Biri robotların bulunduğu (orijinal koordinat uzayı) robot koordinat uzayı, diğeri fonksiyonlara dayalı robot bilgilerini içeren fonksiyon tabanlı denetleyicilere kontrol nesnelarını bağlayan fonksiyon koordinat uzayıdır. Robot koordinatları fonksiyon koordinatlarına dönüştürme matrisi ile çevrilir.

Bu çalışmada fonksiyon tabanlı dağıtılmış kontrol sistemlerine katkımız dönüştürme matrisini seçim şeklimizdir.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (1)$$

$$\Phi = Tx \quad (2)$$

$$\dot{\Phi} = TAx + TBu \quad (3)$$

$$U^* = TBu \quad (4)$$

$$A^* = TAx \quad (5)$$

$$\dot{\Phi} = A^* + U^* \quad (6)$$

$$U = (TB)^{-1}U^* \quad (7)$$

Sistemimizi kontrol edebilmek için TB matrisinin tersinin alınabilmesi gerekmektedir. Bu koşul altında

$$\Phi = [\Phi_1 \ \Phi_2 \ \Phi_3 \ \dots \ \Phi_N]^T \quad (8)$$

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots \ x_N]^T \quad (9)$$

x robotun konum bilgisini, A sistem matrisini, B kontrol matrisini, T sabit değerlerden oluşan dönüştürme matrisini gösterir, Φ ise fonksiyon koordinat sistemine çevrilmiş robot koordinatlarını yani sanal nesneların konumunu belirler. Fonksiyon tabanlı kontrol sistemine girişler fonksiyon koordinat uzayında sanal bir nesneyi kontrol ediyormuş gibi çalışır. Bir koordinat sistemindeki dinamikler başka

koordinatlarla ilişki içinde değildir. Robot koordinat uzayında bütün sistemin davranışı fonksiyon tabanlı kontrollerin üstdüşümüdür.

5. Fonksiyon Tabanlı Kontrol Sisteminin Tasarımı

Fonksiyon tabanlı kontrol sistemi tasarlanırken öncelikli olarak sistem görevleri, arıza toleransı ve performans sınırlarını içeren sistem rolü belirlenmeli ve açıklanmalıdır. Sistem rolü fonksiyonlara bölünür, fonksiyonlar başta sistemin mekanik özelliklerine daha sonra sistem görevine bağlı olarak öncelik sırasına göre sıralanır ve bu özellikler doğrultusunda dönüştürme matrisi oluşturulur. Dönüştürme matrisinin rankına bağlı olarak fonksiyon ekleyip çıkarılır ve böylece her bir fonksiyon koordinatında denetleyici tasarlanır.

5.1. Deneı Düzeneği ve Kullanılan Fonksiyonlar

Bu bölümde bazı örnek fonksiyonlar verilecek ve fonksiyonlar görev fonksiyonları ve performans limit fonksiyonları olarak sınıflandırılacaktır.

1. Görev Fonksiyonları: Sitemden yapılması istenen görevlerin tanımlanmış fonksiyonlarıdır, bunlar:

- Tutma fonksiyonu
- Rijit bağlaşım fonksiyonu
- Atalet işlemesi fonksiyonu

2. Performans limit fonksiyonları: Limit koşullar altında çalışıp, sistem performans limitlerini aştığında devreye girerek sisteme giriş verir. Bu fonksiyonlar:

- Konum limit fonksiyonu,
- Hız limit fonksiyonu,
- Tork limit fonksiyonu

Bu fonksiyonlardan deneyimizde kullandıklarımıza deneyi anlatırken değineceğiz. Ama öncelikle bu bildiride kullanılan deney düzeneğinden bahsedilecektir. Şekil 4'te görülen düzenekte iki adet Faulhaber 2642 012 CR serisi IE2 512 PPM manyetik enkoderli motorlar kullanıldı. Bu motorlara yine Faulhaber marka 26/1 serisi ve 43:1 dişli oranlı dişli kutusu bağlandı. Bu şekilde 512 olan konum ölçüm çözünürlüğü 22016(=512x43)'ya çıkarıldı. Bu da sistemin kontrol çözünürlüğünde büyük bir gelişme sağladı. Deneı düzeneğimiz ile ilgili bilgilere Tablo 2'den ulaşılabilir.

Sistemimizde rijit bağlaşım (rigid coupling) fonksiyonu, atalet işlemesi fonksiyonu, tutma fonksiyonu ve tork limit fonksiyonları kullanılmıştır. Bu fonksiyonların bazı özellikleri alt bölümlerde sıralanacaktır.

Tablo 2: Robot kontrolleri ve denetleyici parametreleri

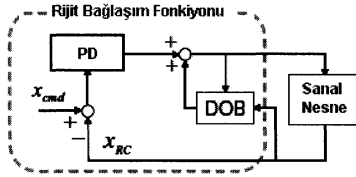
Robot Kontrolleri	Parametreler
Kolların uzunluğu	0.162 m
Motorun çıkış gücü	22.1 W
Motorun çıkış torku	132 mNm
Kodlayıcı darbelerinin sayısı	512 P/R
Denetleyici	Parametreler
Örnekleme zamanı	0.001 s
Bozan etken gözlemcisinin budama frekansı	500 Hz
Rijit bağlaşım fonksiyonu için PID değerleri	P = 15 I = 0.5 D = 0.3
Kuvvet kazancı	1.5



Şekil 4: Deney Düzeneğimiz

5.1.1. Rijit Bağlaşım Fonksiyonu

Bu denetleyici, iki kontrol nesnesinin konum farkını (x_{RC}) kontrol etmek için giriş üretir. Bu fonksiyonun blok diyagramından da görüleceği üzere fonksiyona bir mesafe komutu girilmelidir. Rijit bağlaşım fonksiyonu DOB 'ın kesim frekansından küçük frekans aralıklarında çalışmaktadır bu nedenle DOB fonksiyon koordinat uzayında bir çeşit çalışma alanı gözlemcisidir

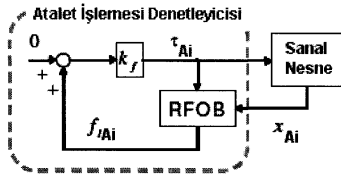


Şekil 5: Rijit bağlaşım denetleyicisi blok diyagramı

5.1.2. Atalet İşlemesi Fonksiyonu

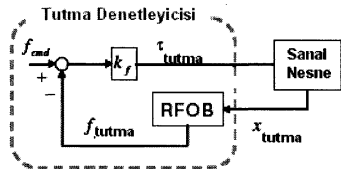
Bir ya da birden fazla robota karşılık gelen sanal nesnenin üzerine etki eden harici kuvveti destekler. Yardımcı kuvvet aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır. Burada k_f kuvvet kazancını göstermektedir.

$$\tau_{Ai} = k_f f_{Ai} \quad (10)$$



Şekil 6: Atalet işlemesi denetleyicisi blok diyagramı

5.1.3. Tutma Fonksiyonu



Şekil 7: Tutma denetleyicisi blok diyagramı
İki robot arasına yerleştirilen yüke etki eden iç kuvvetleri kontrol etmektedir. İki robotun, harici

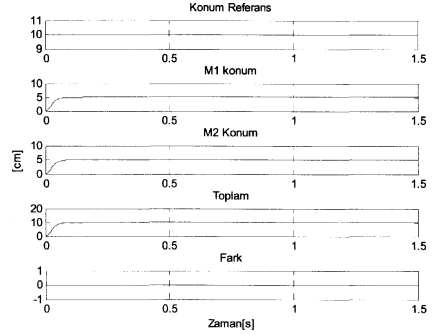
kuvvetlerinin arasındaki farkı esas alarak kolları arasına konulan nesneyi tutmaktadır.

5.2. Benzetim Sonuçları

Benzetim sonuçlarını esas alınarak deney düzeneğinde kullanacağımız denetleyici ve sistem parametrelerini elde edilmiştir.

5.2.1. Rijit Bağlaşım ve Atalet İşlemesi Fonksiyonu Uygulaması

Konum referansı olarak 10 cm uyguladığımızda elde ettiğimiz deneysel sonuçlar aşağıda Şekil 8'de görülmektedir.

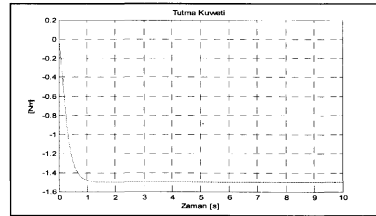


Şekil 8: Rijit bağlaşım ve atalet işlemesi fonksiyonu benzetim grafiği

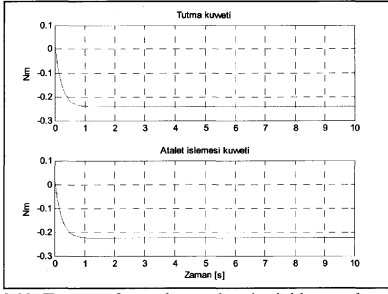
5.2.2. Atalet İşlemesi Fonksiyonunun Tutma Fonksiyonuna Dönüştürülme Uygulaması

Cisme 1.5 Nm'lik kuvvet uygulandığında Kuvvet Zaman grafiği Şekil 9'da görülmektedir.

Cisme uyguladığımız kuvvete ilaveten gerçek hayatta robot kolları tarafından taşınan yükü serbestçe hareket ettirmeye yarayan kuvvet olarak dışarıdan 1.7 Nm'lik kuvvet uyguladığımızda elde edilen sonuçlara şekil 10'da yer verilmiştir.



Şekil 9: Tutma denetleyicisi altında benzetim kuvvet grafiği



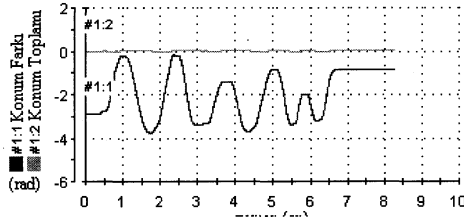
Şekil 10: Tutma referans kuvveti ve harici kuvvet benzetim grafiği

5.3. Deneysel Kullanılan Fonksiyonlar ve Sonuçlar

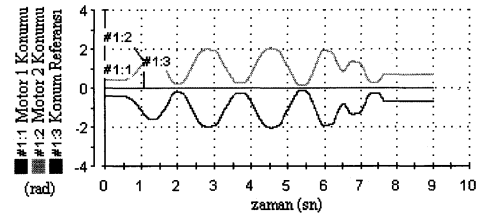
5.3.1. Rijit Bağlaşım ve Atalet İşleme Fonksiyonu Uygulaması

Bu deneyde kullanılan dönüşüm matrisi:

$$T = \begin{bmatrix} t_{RB}^T \\ t_{Ai}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (10)$$



Şekil 11: Rijit Bağlaşım ve Atalet işleme fonksiyonu grafiği



Şekil 12: Rijit Bağlaşım ve Atalet işleme fonksiyonu altında referans, motor çıkışları grafiği

Robot kolları el vasıtasıyla serbestçe hareket ettirildi. Rijit bağlaşım fonksiyonu konum toplamı yerine farkını kontrol etmektedir bundan dolayı da iki robot kolu birbirine zat yönde hareket etmektedir.

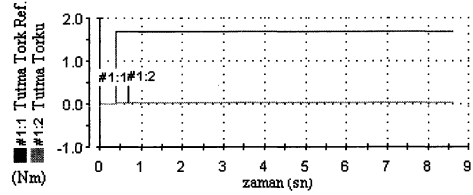
5.3.2. Atalet İşleme Fonksiyonunun Tutma Fonksiyonuna Dönüştürülmesi

Robot kolları arasında elimizle koyduğumuz cismin elimizi çektiğimizde de tutulabilmesi için cisme 1.7 Nm'lik kuvvet uyguladık

Bu uygulamada seçilen dönüşüm matrisi:

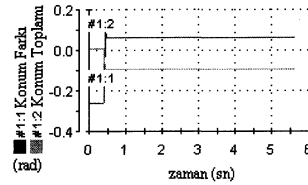
$$T = \begin{bmatrix} t_{RB}^T \\ t_T^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Cisme 1.7 Nm'lik kuvvet uygulandığında elde edilen kuvvet zaman grafiği:



Şekil 13: Tutma denetleyicisi altında kuvvet grafiği

5.3.3. Robot Kollarını Tutan Eller Çekildiğinde

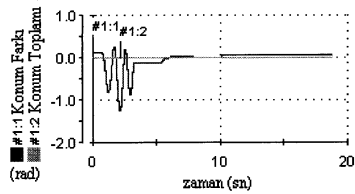


Şekil 14: Harici kuvvet sıfırken konum toplam ve fark grafiği

5.3.4. Robot Kolları Tarafından Tutulan Yüke Dışardan Kuvvet Uygulaması

Robot kolları tarafından tutulan cismi serbestçe hareket ettirdi

$$T = \begin{bmatrix} t_{Ai}^T \\ t_T^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (12)$$



Şekil 15: Kuvvet altında robot kollarındaki yükün konum farkı ve toplamı grafiği

6. Fonksiyon Tabanlı Kontrolün Deney Sonuçları

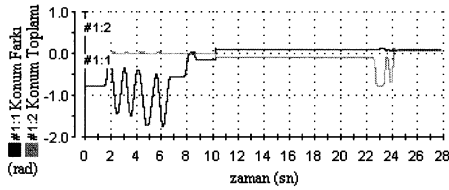
Fonksiyon tabanlı kontrolü daha iyi açıklayabilmek amacıyla sistem rolünü aşağıda belirttiğimiz fonksiyonlara böldük. Sistem aynı anda birden fazla görevi yerine getirmekte ve bu görevler belirli limitler içinde zamanla değişmektedir.

$t < 10$ Rijit + Atalet işleme fonksiyonu

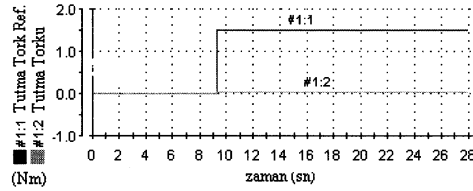
$t = 10$ Atalet işleme fonksiyonu \rightarrow Tutma fonksiyonu

$10 < t < 20$ Robot kollarından elimizi çektik

$t > 20$ Robot kolları tarafından tutulan yük serbestçe hareket ettirildi.



Şekil 16: Konum fark ve toplam grafiği



Şekil 17: Kuvvet grafiği

7. Sonuç

Klasik çift taraflı kontrol teknikleri ile yapılan kontrollerde geri besleme katsayısı kullanarak robot kollarının denetlenmesi yaygın bir yöntemdir. Ancak bu uygulamada geri besleme katsayısının seçimi sistemin kararlılığı ve şeffaflığı üzerinde oldukça etkilidir ve tasarımı güçleştiren önemli bir unsurdur.

Fonksiyon tabanlı dağılık kontrol sistemlerinde ise fonksiyonlar minimum bileşen içerdiği için tasarımı basittir. Denetleyici doğrudan fonksiyonu kontrol eder. Görev ötelemeleri bütün sistemi düşünmeden gerçekleştirebilir. Hatalar, performans limitleri ve çevresel değişimler birleştirilmiş bir biçimde ele alınır.

Sonuç olarak; çift taraflı sistemlerde saydamlığı tam anlamıyla sağlamak için yakın ve uzak mesafedeki robot kolları arasındaki (usta kolun tutucusu ile yamak kol arasındaki) bağlantının ideal olarak sonsuz sertlikte ve ağırlıksız olması gerekmektedir. Bu özelliği kazandırmak amacıyla hem konum hem de kuvvet kontrolü için büyük geri besleme katsayısı kullanılmadığı ki buradaki büyük kuvvet geri besleme katsayısı sistemde çoğu zaman problem çıkarmaktadır. İdeal sistemler yerine karar verebilir çift taraflı kontrol birimlerinin tasarlanması daha gerçekçidir çünkü sistemin, mekanik parametrelerine göre değişmesini, dinamik görev değişimini sağlamaktadır. Bu çeşit kontrol yöntemleri gelecekte başta robotların çevreyle etkileşim ilişkilerinin kontrolü olmak üzere bir çok alanda da kullanılacaktır. Bizim gelecekte yoğunlaşmak istediğimiz alan ise paralel sistemlerin kontrolünde fonksiyon tabanlı dağılım kontrol sistemlerini kullanma ve matematiksel olarak bu yöntemi sağlam temellere oturtmaktır.

8. Teşekkür

Bu çalışma kısmen Meltem Elitaş'a verilen Yousef Jameel bursuyla desteklenmiştir.

9. Kaynakça

[1] D.A Lawrance, "Stability and Transparency in Bilateral Teleoperation", IEEE Trans. R & A, Vol. 9,

No. 5, pp.624-637,1993.

- [2] Y.Yokokohji and T. Yoshikawwa, "Bilateral Control of Master-Slave Manipulators for Ideal Kinesthetic Coupling", Proc. IEEE Conf. R & A, pp.849-858, 1992.
- [3] B. Hannaford, "A Design Framework for Teleoperators with Kinesthetic Feedback", IEEE Trans. R & A, Vol. 5, No.4, pp. 426-434, 1989.
- [4] S. Tachi and T. Sakaki, "Impedance Controlled Master Slave Manipulation System Part I: Basic Concept and Application to the System with Time Delay," J. Robotics Soc. Japan, vol. 8, no. 3, pp.241-252, 1990.
- [5] W. Lida and K. Ohnishi, "Reproducibility and Operability in Bilateral Teleoperation", Proc. IEEE Conf. Advanced Motion Control (AMC'04), pp.217-222, 2004.
- [6] S.Arimoto and P. T. A. Nguyen: "Principle of Superposition for Realizing Dexterous Pinching Motions of a Pair of Robot Fingers with Soft-tips", IEICE Trans. Fundamentals, Vol. 84-A, No.1, pp 39-47, 2001.
- [7] N. Oda, T. Murakami and K. Ohnishi: "Robust motion control in redundant motion systems", Proc. IEEE Int. Conf. Advanced Motion Control, pp.135-140, 1997.
- [8] D. Lee and P.Y.Li, "Passive Bilateral Feedforward Control of Linear Dynamically Similar Teleoperated Manipulators", IEEE Trans, R & A, Vol. 19, No. 3, pp.443-456, 2003.
- [9] T. Tsuji, K. Ohnishi, "A Controller Design Method of Decentralized Control System", IEEE Int. Power Electronics Conf. (IPEC-NIIGATA), 2005.
- [10] C. D. Onal, A.Sabanovic, "Bilateral Control with Reflex Mechanism on the Slave Side", Proc.of the 31 st Annual Conf. Of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2005), pp.195-200,2005.
- [11] T. Tsuji, K. Ohnishi : "A Controller Design Method of Bilateral Control System", EPE-PEM'04, Vol. 4, pp.123-128, 2004.
- [12] E. Deniz: "Design of Haptic Device for Micro Parts Handling", MSc Report, Sabancı Üniversitesi, 2006.
- [13] C. D. Onal: "Bilateral Control – A Sliding Mode Control Approach", MSc Report Sabancı Üniversitesi, 2005.
- [14] T. Tsuji: "Motion Control for Adaptation to Human Environment", PhD Report, 2005.

İNTEGRAL ETKİLİ DAYANIKLI MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL

Halil AKÇAKAYA¹, Leyla GÖREN²

Elektrik-Elektronik Fakültesi
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak

¹halilakcakaya@yahoo.com

²goren@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Model Öngörülü Kontrol için hali hazırdaki yöntemlerin ana problemi model belirsizliklerine karşı başa çıkabilme yeteneklerinin olmayışıdır. Bu çalışmada, problem formülasyonuna model belirsizliklerini katabilen dayanıklı bir MPC yaklaşımı ortaya konulacaktır. Giriş, çıkış sınırlamaları ve parametrik belirsizlikler altında sonsuz ufuklu bir amaç ölçütünün üst sınırını minimum yapan MPC problemi, konveks LMI temelli optimizasyon problemine indirgenir. Birinci dereceden ölü zamanlı gecikmeli sistemler için, geleneksel dayanıklı MPC problemi; set-noktası izleme, durumları sadece giriş ve çıkışlar ile ifade edilebilen genişletilmiş durum uzayı modeli kullanma, kalıcı durum hatasını engelleyen integral etkisi eklenmesi yöntemleri ile genişletilmiştir. Bu çalışmada önerilen İntegral Etkili Dayanıklı MPC Kontrolör tasarım yöntemi simülasyon ve gerçek zamanlı uygulamalarla denenmiş, başarılı sonuçlar alınmıştır.

1. Giriş

Günümüzde, Kimya ve Petrokimya uygulamalarında sıkça kullanılmakta olan Model Öngörülü Kontrol (MPC) yöntemi en etkileyici ileri kontrol tekniklerinin içinde yer almaktadır. Bir MPC kontrol yapısı, sistem modelini kullanarak bir amaç ölçütü içerisinde kontrol işaretini minimum yapacak bir optimizasyon yöntemini içerir.

Var olan MPC temelli kontrol tekniklerinin en önemli kusurları model belirsizlikleri ile başa çıkabilme yeteneklerinin olmayışıdır. Var olan MPC teknikleri ile tek olarak belirli sisteme ait optimal kontrol işareti hesaplanabilir. Hatta benzetim programları ile mükemmel sonuçlar da elde edilebilir. Optimal performans altında hesaplanan tek bir sisteme özgü kontrolör ile gerçek fiziksel bir sistem kontrol edilirse elde edilen sonuçlar beklenenden çok kötü olabilir. Bunun nedeni ise fiziksel bir sistemin kesin olarak matematiksel bir modelinin çıkarılamamasıdır. (Zheng ve Morari, 1993)

Dayanıklı MPC sentezinde ihtiyaç duyulan şey, çevrimici uygulamaya yatkın, hesaplaması kolay ve model belirsizlikleri kapsamında çok geniş bir alana hitap eden bir yöntemin geliştirilmesidir.

Bu çalışmada model belirsizliklerini karşı Kothare ve diğ. (1996)'nin ortaya koyduğu bir MPC tekniği ayrıntılı bir şekilde incelenecektir. Son zamanlarda hem teorisi hem de uygulamaları ile kontrol tekniğinde gelişim gösteren Doğrusal Matris Eşitsizlikleri (LMI) kullanılarak optimizasyon problemi çözülecektir. LMI optimizasyonunun kullanılması iki ana nedeni vardır. Birincisi, LMI temelli optimizasyon probleminin polinomal zamanlı çözülebilirliğidir. Genellikle çözüm için geçen zaman benzer problemin analitik çözümü için geçen zamanla karşılaştırılabilir. Böylece LMI optimizasyonu çevrimici uygulanabilir. İkincisi ise, LMI çatısında var olan dayanıklı kontrol teorilerinin birçoğu tekrar ele alınabilir olmasıdır.

2. Dayanıklı Model Öngörülü Kontrol

2.1. Model Belirsizlikleri

Doğrusal zamanla değişen sistem (LTV) aşağıdaki gibi ele alınacaktır.

$$x(k+1) = A(k)x(k) + B(k)u(k)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (1)$$

$$[A(k), B(k)] \in \Omega$$

Burada $u(k) \in P^nu$ kontrol işareti, $x(k) \in P^nx$ sistem durumu, $y(k) \in P^ny$ sistem çıkışı, Ω ise önceden belirlenmiş bir kümedir.

Politopik bir sistem için Co bir dışbükey tepe belirlemek üzere, Ω kümesi bir politoptur.

$$\Omega = \text{Co}\{[A_1 B_1], [A_2 B_2], \dots, [A_L B_L]\} \quad (2)$$

Diğer bir değişle $[A, B] \in \Omega$ ise, negatif olmayan $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L$ toplamı birdir.

$$[A, B] = \sum_{i=1}^L \lambda_i [A_i B_i] \quad (3)$$

Doğrusal olmayan bir sistem politopik, belirsiz zamanla değişen bir sistem formatına çevrilebilir. (R.W Lui, 1968). Benzer bir şekilde, SISO bir sistemin darbe cevabındaki sınırlar durum uzayı matrisindeki politopik belirsizlik

kavramına çevrilebilir. Böylece bu politopik belirsizlik kavramı birçok mühendislik uygulamalarında kullanışlı olacaktır.

2.2. Dayanıklı Sonsuz Ufuklu Model Öngörülü Kontrol

Dayanıklı kontrol konusu için amaç ölçütünü minimum yapma problemi ise aşağıdaki şekilde tekrar ele alınabilir.

$$u(k+i|k), i=0,1,\dots,m \quad [A(k+i)B(k+i)] \in \Omega, i \geq 0$$

$$J_\infty(k) = \sum_{i=0}^{\infty} (x(k+i|k))^T Q_1 x(k+i|k) + u(k+i|k)^T R u(k+i|k) \quad (4)$$

Bu bir "min.-maks." problemidir. Maksimum yapma işlemi Ω kümesindeki zamanla değişen sistem $[A(k+i), B(k+i)] \in \Omega, i \geq 0$ 'den, öngörü için uygun zamanla değişmeyen LTI sisteminin seçimi ile başlar. Seçim Ω kümesindeki tüm sistemler arasından $J_\infty(k)$ değerini en büyük yapan (en kötü yapan) LTI sistemidir. En kötü değer, şimdiki ve gelecek kontrol hareketleri $u(k+i|k), i = 0,1,\dots,m$ ile minimum yapılır.

Üst Sınırın Türetilmesi:

(1)'deki LTV sistemin $x(k|k) = x(k)$ durumu ile $P > 0$, $V(x) = x^T P x$ olan ikinci dereceden $V(x)$ fonksiyonu ele alalım. $V(0) = 0$ olsun. Her örnekleme anında, her $[A(k+i), B(k+i)] \in \Omega, i \geq 0$ için ve LTV sistem (1)'i sağlayan her $x(k+i|k), u(k+i|k), i \geq 0$ durumu için $V(x)$ aşağıdaki eşitsizliği sağladığını farz edelim.

$$V(x(k+i+1|k)) - V(x(k+i|k)) \leq -(x(k+i|k))^T Q x(k+i|k) + u(k+i|k)^T R u(k+i|k) \quad (5)$$

Dayanıklı amaç fonksiyonumuzun sonlu olabilmesi için $x(\infty|k) = 0$ ($V(x(\infty|k)) = 0$) olmalıdır. Bu özellik de kullanılarak (5) eşitsizliğini $i = 0$ 'dan $i = \infty$ 'a kadar yazar, alt alta toplarsak, ön kötü durumdaki amaç ölçütü (6) denklemi ile gösterilebilir.

$$\max_{[A(k+i)B(k+i)] \in \Omega, i \geq 0} J_\infty(k) \leq V(x(k|k)) \quad (6)$$

Son denklem amaç fonksiyonumuzun üst sınırını verir. Artık bu bölümde kullanılacak dayanıklı yeni amaç ölçütü fonksiyonu $V(x(k|k))$ 'dır. Yeni amaç ölçütünü minimum yapan $u(k+i|k) = Fx(k+i|k), i \geq 0$ durum geri besleme matrisinin bulunması Teorem 1 ile verilecektir.

Teorem 1:

(2)'i gibi bir politopik belirsiz Ω kümesi ele alalım. $u(k+i|k) = Fx(k+i|k), i \geq 0$ kontrol kuralı ile her örnekleme anında dayanıklı amaç ölçütü $V(x(k|k))$ 'i minimum yapan durum geri besleme matrisi F

$$F = YQ^{-1} \quad (7)$$

olarak verilir. Eğer çözüm var ise, $Q = Q^T > 0$ ve Y, aşağıda verilen doğrusal amaç ölçütünün minimum yapılmasından elde edilir.

$$\min_{Y, Q, Y} \gamma$$

$$\begin{bmatrix} 1 & x(k|k)^T \\ x(k|k) & Q \end{bmatrix} \geq 0 \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} Q & QA_j^T + Y^T B_j^T & QQ_i^{1/2} & Y^T R^{1/2} \\ A_j Q + B_j Y & Q & 0 & 0 \\ Q_i^{1/2} Q & 0 & \gamma I & 0 \\ R^{1/2} Y & 0 & 0 & \gamma I \end{bmatrix} > 0 \quad j=1,2,\dots,L \quad (10)$$

Giriş Sınırlaması:

$\|u(k+i|k)\|_2 \leq u_{\max}$ ifadesi LMI formunda (11)'daki gibi ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} u_{\max}^2 I & Y \\ Y^T & Q \end{bmatrix} \geq 0 \quad (11)$$

$|u_j(k+i|k)| \leq u_{j,\max}$ ifadesi LMI formunda (12)'daki gibi ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} X & Y \\ Y^T & Q \end{bmatrix} \geq 0 \text{ ve } X_{jj} \leq u_{j,\max}^2, \quad j=1,2,\dots,n_u \quad (12)$$

Çıkış Sınırlaması:

$\max_{[A(k+j)B(k+j)] \in \Omega, j \geq 0} \|y(k+i|k)\|_2 \leq y_{\max}, i \geq 1$ ifadesi LMI formunda (13)'daki gibi ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} Q & (A_j Q + B_j Y)^T C^T \\ C(A_j Q + B_j Y) & y_{\max}^2 I \end{bmatrix} \geq 0, \quad j=1,2,\dots,L \quad (13)$$

Kuram 1: (Değişmez Elipsoit):

Belirsiz Ω kümesi için (1) LTV sistemimizi ele alalım. $u(k+i|k) = Fx(k+i|k)$ $Q > 0$ ve $Y = FQ$ olsun.

Eğer

$$x(k|k)^T Q^{-1} x(k|k) \leq 1 \quad (14)$$

ise

$$\max_{A(k+j)B(k+j) \in \Omega, j \geq 0} x(k+i|k)^T Q^{-1} x(k+i|k) < 1, i \geq 1 \quad (15)$$

olacaktır. Böylece belirsiz sistemin öngörülen durumları için $\varepsilon = \{z | z^T Q^{-1} z \leq 1\} = \{z | z^T P z \leq \gamma\}$ bir değişmez elipsoittir.

Kuram 2: (Olabilirlik Kuramı):

k anında Teorem 1' deki optimizasyon problemin herhangi bir var olan çözümü, $t > k$ anındaki tüm zamanlar için de uygundur. Böylece Teorem 1'deki optimizasyon probleminin çözümü k anında var ise, $t > k$ anındaki tüm zamanlar için de vardır.

$$x(k|k)^T Q^{-1} x(k|k) \leq 1 \quad (16)$$

$$\Leftrightarrow x(k+i|k+i)^T Q^{-1} x(k+i|k+i) < 1, i \geq 1$$

Hatırlatma: Kuram 2 ışığı altında, $k=0$ için hesaplanan $u(k+i|k) = Fx(k+i|k)$ kontrol kuralındaki F durum geri besleme matrisi, $k > 0$ için de kullanılabilir. Bu özellik çevrimdışı dayanıklı kontrol uygulamaları için kullanışlıdır.

Teorem 2: (Dayanıklı Kararlılık):

Teorem 1'den elde edilen durum geri besleme kuralı kapalı çevrim kararlılığını dayanıklı ve asimptotik olarak sağlar.

$$x(k+1|k+1)^T P_{k+1} x(k+1|k+1) < x(k|k)^T P_k x(k|k) \quad (17)$$

$$(x(k|k) \neq 0)$$

Yani k anındaki optimal çözümünden elde edilen $P_k > 0$ terimli $V(x(k|k)) = x^T(k) P_k x(k)$ fonksiyonu kesinlikle azalan Lyapunov fonksiyonudur ve asimptotik kararlıdır.

2.3. Dayanıklı Model Öngörülü Kontrol Algoritması

Politopik Sistemler için çevrimici ve çevrimdışı Model Öngörülü Kontrolünün akış kuralı aşağıdaki üç madde ile verilebilir.

1) Politopik A_i ve B_i matrislerini belirle, performans isteğine göre Q_i, R matrislerini belirle.

2) Yeni Sistem durumu $x(k+i)$ 'i al. F 'i Teorem 1' ile verilen LMI'leri çözdürerek bul.

3) a) Çevrimici Çözüm: F matrisini her örnekleme anında 2'den hesapla. F sistem durum geri besleme matrisi ile elde ettiğin $u = Fx$ kontrol işaretini gerçek sisteme uygula. Bir sonraki örneklemede yeni sistem durumu $x(k+i)$ 'i ölç ve 2'ye git.

b) Çevrimdışı Çözüm: İlk anda bulduğun F matrisi yardımı ile $u = Fx$ kontrol işaretini her örnekleme anında gerçek sisteme uygula. Bir sonraki örneklemede yeni sistem durumu $x(k+i)$ 'i ölç ve 3'e git.

3. Geliştirmeler ve Uygulamalar

3.1. Sabit Set-Noktası İzleme Problemi

Belirsiz doğrusal zamanla değişmeyen sistem için arzulanan denge durumu, sabit bir durum uzayında sabit bir set noktası x_s, u_s olabilir. Sistem, (18)'deki x_s, u_s set noktalarına taşınarak, sistem çıkışı y hedef vektörü y_i 'i izlediğini düşünelim.

$$x_s = Ax_s + Bu_s, y_i = Cx_s \quad (18)$$

x_s, u_s, y_i vektörlerinin var olduğunu ve sınır koşullarını sağladığını düşünelim. (4)'deki amaç ölçütünün sabit set noktası izlemesi için yenilenmiş hali (19)'da verilmiştir.

$$J_\infty(k) = \sum_{i=0}^{\infty} \{ (Cx(k+i|k) - Cx_s)^T Q_i (Cx(k+i|k) - Cx_s) + (u(k+i|k) - u_s)^T R (u(k+i|k) - u_s) \}, Q_i > 0, R > 0 \quad (19)$$

Kaydırılmış durum $\tilde{x}(k) = x(k) - x_s$, kaydırılmış giriş $\tilde{u}(k) = u(k) - u_s$ şeklinde tanımlanır ise referans izleme problemi, standart LMI temelli dayanıklı MPC problem formuna dönmüş olur. Artık çıkış $\tilde{y}(k) = y(k) - y_i$ olacaktır. Durum geri besleme matrisi ise $(u(k) - u_s) = F(x(k) - x_s)$ olacaktır. Yani sisteme uygulanacak kontrol işareti $u(k) = F(x(k) - x_s) + u_s$ olacaktır.

3.2. Genişletilmiş Durum Uzayı Modeli

Ölü zaman gecikmesini doğrusal zamanla değişen sistemin parametreleri içine koyabilmek önemlidir. Bu bölümde bu işlemi gerçekleştirebilecek "Genişletilmiş Durum Modeli" yöntemi kullanılacaktır.

Ayrık zamanda $u(k) \in \mathfrak{R}^m, y(k) \in \mathfrak{R}^q$ olmak üzere doğrusal zamanla değişmeyen sistem (20)'deki gibi tanıtlınsın.

$$\alpha(z^{-1})y(k) = \beta(z^{-1})z^{-1}u(k) \quad (20)$$

(20)'deki sistem aşağıdaki (21)'daki fark denklemi cinsinden yazılabilir.

$$y(k) + \sum_{i=1}^{m_a} \alpha_i y(k-i) = \sum_{i=1}^{m_b} \beta_i u(k-i) \quad (21)$$

Sistemin giriş, çıkışlarının şimdiki ve geçmiş değerlerini durum vektörü gibi alınarak (21) için bir genişletilmiş durum uzayı modelini tekrar tanıtmak mümkündür. Durum vektörü (22) olmak üzere,

$$\tilde{x}(k) = [y(k)^T \quad y(k-1)^T \quad \dots \quad y(k-na)^T \quad u(k-1)^T \quad u(k-2)^T \quad \dots \quad u(k-nb)^T]^T \quad (22)$$

eşdeğer durum uzayı gösterimi (23) ile verilebilir.

$$\tilde{x}(k+1) = \tilde{A}\tilde{x}(k) + \tilde{B}u(k) \quad (23)$$

$$y(k) = \tilde{C}\tilde{x}(k)$$

Yeni $\tilde{A}, \tilde{B}, \tilde{C}$ matrisleri ise (24)'de gösterilmiştir.

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & -\alpha_{n-1} & -\alpha_{na} & \beta_1 & \dots & \beta_{nb-1} & \beta_{nb} \\ I & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & I & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & I & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & I & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & I & 0 \end{bmatrix}, \quad (24)$$

$$\tilde{B} = [\beta_0 \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad I \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T,$$

$$\tilde{C} = [I \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 0]$$

Her ne kadar genişletilmiş model orijinal modelden daha yüksek mertebeye sahip olsa da genişletilmiş durum vektörü \tilde{x} 'i gözlenebilir kılacaktır. Böylece tanımlanan LMI temelli dayanıklı MPC kontrol kuralı ile birinci dereceden ölü zaman gecikmeli sistemin kontrolü sağlanacaktır.

3.3. Dayanıklı MPC ile Birinci Dereceden Ölü Zaman Gecikmeli Bir Sistemin Kontrolü

Bu benzetimde birinci dereceden ölü zaman gecikmeli bir sistemin parametrelerinin zamanla değişmesi durumunda, dayanıklı MPC kontrol kuralı ile kontrol edilen sistem cevabı incelenecektir.

Birinci dereceden ölü zaman gecikmeli sistemin ayrık haldeki transfer fonksiyonu sıfırıncı dereceden tutucuyu da ekleyerek ayrık halde (25)'deki gibi ifade edilir.

$$G(z) = \frac{K(1-a)}{z-a} z^{-d}, a = e^{-T/\tau} \quad (25)$$

İleriki bölümlerde yapılacak gerçek bir sistem deneyi için İ.T.Ü Kontrol Laboratuvarında bulunan birinci dereceden ölü zaman gecikmeli (26)'daki nominal sistem modeli kullanılacaktır.

$$G(s) = \frac{0.7}{0.5s+1} e^{-s0.25} \quad (26)$$

(26) nominal model ile gösterilen (25) ayrık sistemin parametrelerinden sistem kazancı K 'nin ve ölü zaman gecikmesi dT 'nin zamanla değiştiğini farz edelim. (Gerçek sistemde de kontrol kazancı ve ölü zaman gecikmesi değiştirilebilir.) Ayrıca T örnekleme periyodu 0.1 alınsın ve sistemimizde $K_1 = 0.6, K_2 = 0.8$ olmak üzere K kazancı ve dT ölü zaman gecikmesi aşağıda verilen aralıklarda zamanla değişsin.

$$K_1 \leq K \leq K_2 \quad (27)$$

$$0 \leq dT \leq 0.3$$

(25) ayrık zamanlı sistemin bir başka gösterimi (28)'de verilmiştir.

$$(1 - az^{-1})y(k) = \{K(1-a)z^{-d}\}z^{-1}u(k) \quad (28)$$

(28) ifadesi, (20)'deki $\alpha(z^{-1}), \beta(z^{-1})$ parametreleri cinsinden (29)'daki gibi gösterilebilir.

$$\begin{aligned} \alpha(z^{-1}) &= 1 - az^{-1} \\ \beta(z^{-1}) &= K(1-a)z^{-d} \end{aligned} \quad (29)$$

(29) ifadesinde $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{na}$ ve $\beta_0, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{nb}$ parametreleri

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= -a \\ \beta_0 &= 0, \beta_1 = 0 \dots \beta_d = K(1-a) \end{aligned} \quad (30)$$

(30) ile ifade edilir.

Genişletilmiş durum uzayı modeli yardımı ile model bilinmezlikleri, genişletilmiş durum uzayındaki A ve B matrislerinin içine koyulacaktır. $0 \leq d \leq 3$ arasında değişen (25)'deki sistemi ele alalım. Bu sistem üzerindeki $[A(k), B(k)] \in \Omega = \text{Co}\{(A_1, B_1), (A_2, B_2), (A_3, B_3), (A_4, B_4)\}$ politopik olmak üzere bu politopik bölgede sistem, $\alpha(k), \beta(k) \in \Omega = \text{Co}\{(\tilde{\alpha}_1, \tilde{\beta}_1), (\tilde{\alpha}_2, \tilde{\beta}_2), (\tilde{\alpha}_3, \tilde{\beta}_3), (\tilde{\alpha}_4, \tilde{\beta}_4)\}$ ile tekrar tanımlanabilir. O zaman $\tilde{\alpha}_{1,2,3,4}, \tilde{\beta}_{1,2,3,4}$ parametreleri

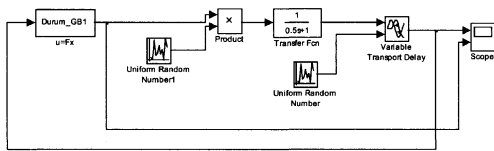
$$\begin{aligned} \tilde{\alpha}_{1,2,3,4}(z^{-1}) &= 1 - az^{-1} \\ \tilde{\beta}_1(z^{-1}) &= K_1(1-a) + 0z^{-1} + 0z^{-2} + 0z^{-3} \\ \tilde{\beta}_2(z^{-1}) &= K_2(1-a) + 0z^{-1} + 0z^{-2} + 0z^{-3} \\ \tilde{\beta}_3(z^{-1}) &= 0 + 0z^{-1} + 0z^{-2} + K_1(1-a)z^{-3} \\ \tilde{\beta}_4(z^{-1}) &= 0 + 0z^{-1} + 0z^{-2} + K_2(1-a)z^{-3} \end{aligned} \quad (31)$$

şeklinde ifade edilir.

Son ifade, (20) ifadesi kullanılarak (22), (23), (24) durumu uzayı modeline çevrilebilir. Böylece $[A(k), B(k)] \in \Omega = \text{Co}\{(A_1, B_1), (A_2, B_2), (A_3, B_3), (A_4, B_4)\}$ politopik kümedeki $A_j, B_j, j=1,2,3,4$ matrisleri elde edilir. Artık LMI temelli dayanıklı MPC teorisi ve dayanıklı model öngörülür algoritması kullanılabilir olacaktır.

Ayrıca ağırlık çarpanlarını (32)'deki gibi seçmek akılcıdır.

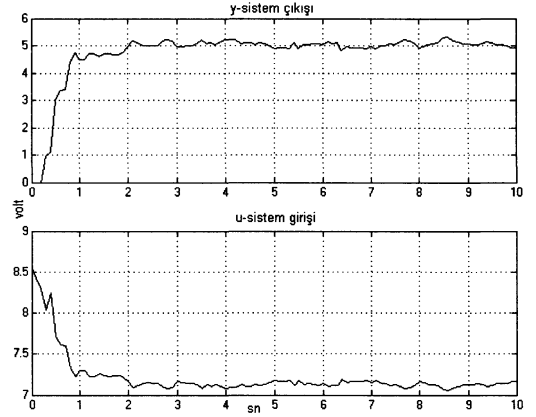
$$Q_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r \end{bmatrix} \quad R = r \quad (32)$$



Şekil 1 : Dayanıklı MPC ile kontrol edilen, birinci dereceden, ölü zamanı ve kazancı zamanla değişen bir sistemin durum geri besleme ile Kontrolü-MATLAB SIMULINK Modeli

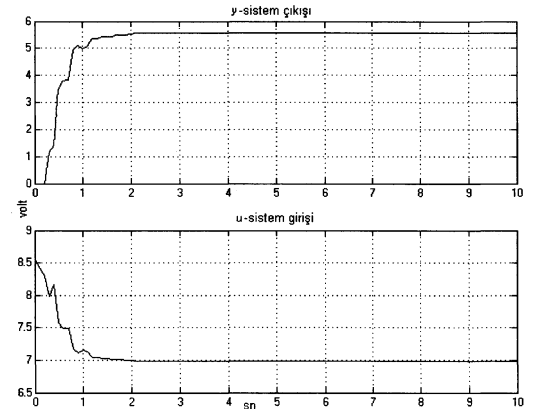
Tek bir durum geri besleme matrisi F ile kontrol edilen birinci dereceden kazancı ve ölü zamanı düzgün dağılımlı rasgele değişen sistemin kontrol işareti ve çıkışı, Şekil 2 ile

verilmiştir. Elde edilen çıkış ve kontrol işareti kararlı ve oldukça iyidir. Bu benzetimde $K=0.7$ değeri kalıcı durumdaki kazanç olarak düşünülmüş ve tasarım buna göre yapılmıştır. Yani referans izleme problemi için set noktası kontrol işareti $u_s = y_r / K = y_r / 0.7$ alınmıştır.



Şekil 2 : Dayanıklı MPC ile kontrol edilen, $0.6 \leq K \leq 0.8$ ve $0 \leq dT \leq 0.3$ arasında düzgün dağılımlı rasgele değişen bir sistemin çıkış ve kontrol işareti. (Set Noktası=5, $r=0.1$)

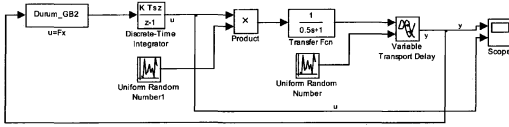
$K=0.8$ değerinde sabit ve $0 \leq dT \leq 0.3$ arasında düzgün dağılımlı olsun. Kalıcı durumdaki kazanç $K=0.7$ yani set noktası kontrol işareti $u_s = y_r / 0.7$ seçilsin. Bu durumdaki sistem cevabı Şekil 3'deki gibi olmaktadır. Şekilden de görüldüğü üzere çıkış işaretimiz istediğimiz set noktasına oturamıyor. Yani referansı izleyemiyor. Nedeni ise, kalıcı durumda doğru set noktası kontrol işareti u_s değerinin yanlış hesaplanmasıdır. Bu sorunu çözmek için peki ne yapılabilir? Bir sonraki bölümde dayanıklı MPC kontrol çıkışına integral alıcı devresi koyarak bu problemi aşmaya çalışacağız.



Şekil 3 : Dayanıklı MPC ile kontrol edilen, $K=0.8$ ve $0 \leq dT \leq 0.3$ arasında düzgün dağılımlı rasgele değişen bir sistemin çıkış ve kontrol işareti. (Set Noktası=5, $r=0.1$)

3.4. Dayanıklı İntegral Etkili MPC ile Birinci Dereceden Ölü Zaman Gecikmeli Bir Sistemin Kontrolü

Birinci dereceden ölü zaman gecikmeli bir sistemin kontrolünde, kalıcı durum hatasını ortadan kaldırmak için açık çevrim transfer fonksiyonuna $1/s$ çarpanı eklemek gerekecektir. Bir önceki bölümde yapılan çalışmaya ek olarak, kontrolör çıkışına eklenecek bir integral etkisi ile kalıcı durum hatası pekala yok edilebilir. Gerçek sistem ve benzetim kontrolörü ayrıık zamanda gerçekleştirildiğine göre integral etkisi ayrıık zamanda ifade edilecektir. Gerçek sistemde bir integral alıcı varmış gibi yeni bir sistem modeli tanıtılacak ve bu yeni modele göre LMI temelli dayanıklı MPC kontrolör tasarlanacaktır. Böylece tasarlanan kontrolör dayanıklı kararlı olacaktır. Şekil 4'de bu bölümde kullanılacak sistem ve kontrolör yapısı verilmiştir.



Şekil 4 : Dayanıklı integral etkili MPC ile kontrol edilen, birinci dereceden, ölü zamanı ve kazancı zamanla değişen bir sistemin durum geri besleme ile Kontrolü-MATLAB SIMULINK Modeli

Dayanıklı LMI temelli MPC için yeni ayrıık sistem modeli

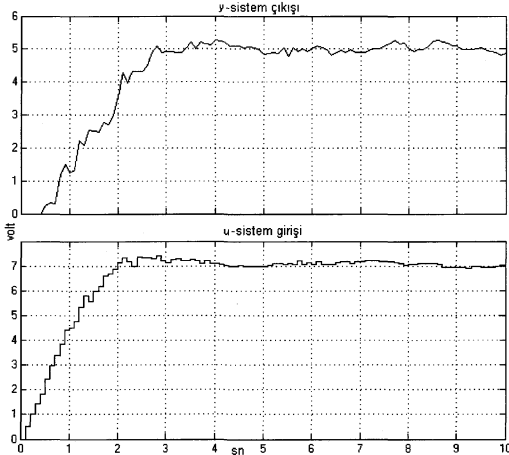
$$G(z) = \left\{ \frac{K(1-a)}{z-a} z^{-d} \right\} \left\{ \frac{Tz}{z-1} \right\}, a = e^{-T/\tau} \quad (33)$$

Bir başka gösterim ile

$$\{1 - (1+a)z^{-1} + az^{-2}\}y(k) = \{K(1-a)Tz^{-(d+1)}\}z^{-1}u(k) \quad (34)$$

şeklinde elde edilecektir.

$K_1 = 0.6, K_2 = 0.8$ seçilsin. $K_1 \leq K \leq K_2, 0 \leq dT \leq 0.4$ arası değişen LTV sistemimizin genişletilmiş durum uzaylı politopik modeli, bir önceki bölümdesine benzer şekilde elde edilebilir.



Şekil 5: Dayanıklı integral etkili MPC ile kontrol edilen, $K=0.8$ ve $0 \leq dT \leq 0.4$ arasında düzgün dağılımlı rasgele değişen bir sistemin çıkış ve kontrol işaretleri. (Set Noktası=5, $\tau=0.1$)

Kalıcı durumda integral alıcı çıkışındaki sisteme uygulanan kontrol işareti değeri 0'dır. Bu durumda set noktası izleme problemindeki set noktası kontrol işareti $u_s = 0$ 'dır. Böylece set noktası kontrol işareti zamanla değişen belirsizlik parametrelerden etkilenmez.

Şekil 5'de görüldüğü üzere kalıcı durumdaki nominal $K \neq 0.7$ olduğu halde sistem çıkışı set noktasına oturmaktadır. Sistem cevabı biraz yavaşlamasına rağmen gayet tatmin edicidir.

4. GERÇEK ZAMANLI İNTEGRAL ETKİLİ DAYANIKLI MPC KONTROLÜ

Bu bölümde, bölüm 3.4'de verilen birinci dereceden ölü zaman gecikmeli doğrusal zamanla değişen gerçek bir sistem için gerçek zamanlı çalışan kontrolör tasarlanacaktır. Bu amaçla MATLAB XPC-TARGET aracı kullanılan bir bilgisayar, gerçek zamanlı kontrol işlemi yapacaktır.

4.1. Kontrol Kuralının Belirlenmesi

İ.T.Ü Kontrol Laboratuvarında bulunan bir deney sistemin

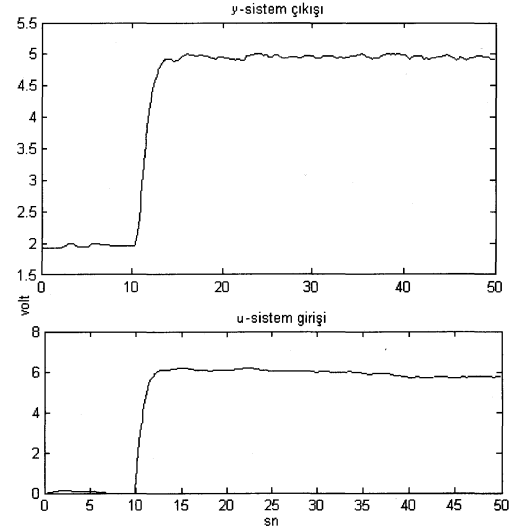
$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-s(dT)} = \frac{0.7}{0.5s + 1} e^{-s(0.25)} \quad (35)$$

nominal modeli (35) ile verilmişti. Bu deney setinde sistem kazancı ölü zaman gecikmesi değiştirilebilir. Sistemin bu parametreleri $0.6 \leq K \leq 0.8$, $0 \leq d \leq 4$ arasında değiştiği varsayımı ile integral alıcı eklenmiş Dayanıklı Model Öngörülü Kontrol kuralı önceki bölümde tasarlanmıştır.

Dayanıklı MPC problemi çözdürülerek $k=0$ için statik durum geri besleme matrisi F, (36)'deki gibi bulunur.

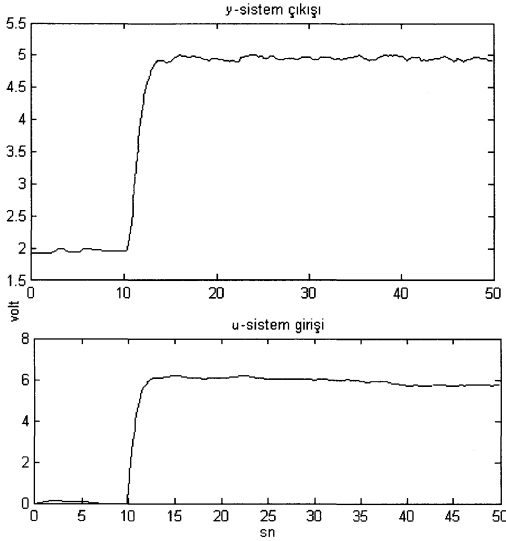
$$F = [-9.8959 \quad 7.9139 \quad -0.1928 \quad -0.1286 \quad -0.1366 \quad 0.3167 \quad -0.0622] \quad (36)$$

4.2. Gerçek Zamanlı İntegral Etkili Dayanıklı MPC ile Kontrol Edilen Sistemin Sonuçları



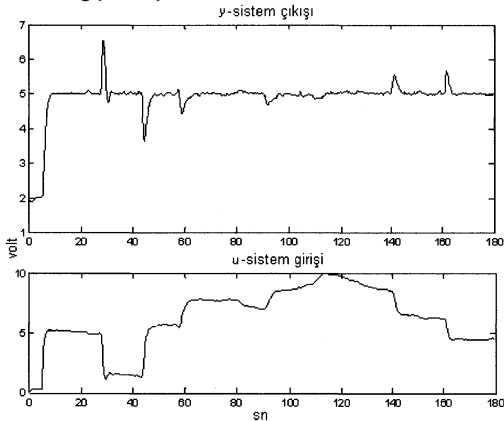
Şekil 6 : Gerçek Zamanlı İntegral Etkili Dayanıklı MPC ile kontrol edilen sistemin çıkışı ve kontrol işaretleri ($dT=0.25$ sn, $K=0.6$)

Şekil 6'de gerçek zamanda çalışan ve integral etkili dayanaklı MPC ile kontrol edilen sistemin cevabı verilmiştir. Sistemin ölü zaman gecikmesi yaklaşık 0.25 sn'dir. Sistem kazancı K değeri ise 0.6 civarlarında değişmektedir. Set noktası t=10. saniyede değişmiş ve sistem çıkışı yaklaşık 3 saniye sonra set noktasına ulaşmıştır.



Şekil 7 : Gerçek Zamanlı İntegral Etkili Dayanaklı MPC ile kontrol edilen sistemin çıkışı ve kontrol işaretini ($dT=0.4$ sn, $K=0.6$)

Gerçek zamanda çalışan İntegral Etkili Dayanaklı MPC kontrol edilen sistemin cevabı Şekil 7'de verilmiştir. Sistemin ölü zaman gecikmesi $dT=0.4$ sn'dir. Sistemin set noktası t=5sn anında değiştirilmiştir.



Şekil 8 : Gerçek Zamanlı İntegral Etkili Dayanaklı MPC ile kontrol edilen sistemin çıkışı ve kontrol işaretini ($dT=0.25$ sn, $0.2 < K < 1.5$)

Şekil 8'da ise sistem K kazancı zamanla değiştirilerek, İntegral Etkili Dayanaklı MPC ile kontrol edilen sistem cevabı ve kontrol işaretini incelenmiştir. Kontrolör tasarımı K'nın $0.6 \leq K \leq 0.8$ arasındaki değişimi için yapılmasına rağmen, sistem kazancının $0.2 < K < 1.5$ arasında değiştiği durumda dahi kontrolör çok iyi sonuç vermektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışma büyük ölçüde Kothare ve diğ. (1996)'nin yaptıkları çalışmayı temel aldı.

Sonsuz ufuklu MPC amaç ölçütü için konveks bir üst sınır fonksiyonu belirlenerek MPC problemi konveks hale getirildi.

Teoremler oluşturulduktan sonra birinci dereceden ölü zaman gecikmeli bir sistem kontrolü amaçlandı. Tasarlanan kontrolörün set noktası izleyebilmesi için yeni bir amaç fonksiyonu tanımlandı.

Kontrol işlemi durum geri beslemesi ile yapıldığı için sistem durumlarının bilinmesi gerekliydi. Bu nedenle giriş-çıkış işaretlerini sistem durumu olarak alan genişletilmiş durum uzayı modeli tanıtıldı. Böylece Dayanaklı MPC problemin teorik alt yapısı aynen kullanılabilir.

Kalıcı durumdaki sistemin kazancı bilinmeyen parametre olduğunda sistem çıkışının set noktasını izleyemediği için sistemde integral alıcı varmış gibi tekrar bir kontrolör tasarlandı. Tasarlanan kontrolör, PT326 deney setinin değişebilen tüm parametrelerinin en uç noktalarında dahi kararlılığı sağladı ve kararlı-hal hatası oluşmadı. Böylece gösterilen emeğin sonucu fazlasıyla alınmış oldu.

6. Kaynakça

- [1] Boyd, S., Ghaoui, L. El, Feron, E. and Balakrishnan, V., 1994. Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory, *volume 15 of Studies in Applied Mathematics*. SIAM, Philadelphia, PA, June 1994.
- [2] Camacho, F.E, and Bordons, C., 2004 *Model Predictive Control*. London, New York, Springer
- [3] Kothare, M.V., Balakrishnan, V. and Morari, M., 1996. Robust Constrained Model Predictive Control using Linear Matrix Inequalities, *Automatica*, 32(10), 1361-1379.
- [4] Liu, R.W., 1968. Convergent systems. *IEEE Trans. Aut. Control*, 13 (4), 384-391 August 1968
- [5] Zheng, Z.Q. and Morari, M., (1993) Robust stability of constrained model predictive control. In *Proceedings of the 1993 American Control Conference*, 379-383, June 19

EKSTRÜZYON İŞLEMİNDE POLİETİLEN TERAFİTALAT BOZUNMASININ ALGISAL MODEL ÖNGÖRÜMLÜ DENETLEÇ İLE DENETLENMESİ

M. Oluş Özbek, Canan Özgen, Gökür Bayram

Kimya Mühendisliği Bölümü, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, 06531, Ankara, Türkiye
olus@metu.edu.tr, cozgen@metu.edu.tr, gbayram@metu.edu.tr

Özetçe

Genellikle, paketleme malzemesi olarak kullanılan polietilen tereftalat'ın (PET) doğada bozunma özelliği yoktur. Bu nedenle, sürdürülebilir gelişme sürecinde PET'in geri kazanılması ve yararlı ürünlere dönüştürülmesi gerekir. Genellikle polimer işleme süreçlerinde kullanılan ekstrüzyon yöntemi de bu işlemlerde kullanılmaktadır. Ancak, koşulların iyi ayarlanmadığı durumlarda, PET, ekstrüzyon sürecinde mekanik bazı özelliklerinden kaybederek, bozunmaya (degradation) uğrayabilir. Bununun değerlendirmesi ürünün molekül ağırlığı ölçümleri ile yapılabilir.

Bu çalışmada, PET'in bozunmasının önlenmesi için ekstrüzyon sürecinin denetimi amaçlanmıştır. Denetimde kullanılmak üzere, sistemin dinamik modelleri deneysel çalışmalar yardımıyla elde edilmiştir. Deneysel çalışmalarda süreç değişkenleri olarak 270 - 310 °C aralığında kovan sıcaklığı (T), 50 - 500 rpm aralığında vida hızı (SS), 3.85 - 8.16 g/dak aralığında besleme oranı (FR) seçilmiştir. En iyi ayarlanan-denetlenen değişken eşleştirmesi için Tekil Değer Ayırıştırma (SVD) tekniği kullanılmış ve ayarlanan değişken olarak vida hızı (SS), denetlenen değişken olarak ürünün molekül ağırlığı (M_v) seçilmiştir. Elde edilen dinamik modellerle geleneksel (PID) ve model öngörümü denetleçler (MÖD) tasarlanmış ve geri beslemeli, algısal denetim algoritmasında kullanılmıştır. Ürünün, mekanik özelliklerinin molekül ağırlığı (M_v) ile belirlenmesi gerektiği için çalışılan denetim sisteminde, M_v , ürünün içsel viskozite ($[\eta]$) ölçülen değerleri ile tahmin edilmiş ve algısal denetimi benzetim çalışması ile yapılmıştır.

Benzetim çalışmaları ile tasarlanan denetleçlerin performansları, ayar noktası izleme ve bozan etkenin etkisini uzaklaştırma durumlarında denenmiş ve başarılı oldukları belirlenmiştir.

1. Giriş

Polyester ailesinden bir termoplastik reçine olan, PET, iletken / geçirgen olmaması ve mekanik özellikleri nedeniyle en çok kullanılan paketleme hammaddelerindendir. Doğada bozunmaması nedeniyle günümüzde PET dünya çapında en çok geri dönüştürülen atıklardan biridir.

PET'in geri dönüşümünde karşılaşılan en önemli sorun, bozunma sonucunda ortaya çıkan molekül ağırlığı kaybıdır. Isı, mekanik etkiler, kirletici maddeler, içeriğindeki katkı maddeleri ve nem bozunmayı etkileyen önemli etkenlerdir. Ürünün mekanik özelliklerini koruyabilmek için bozunma oranının azaltılması gerekmektedir.

Ekstrüderler plastik işleme ve dönüşüm sanayinde yaygın olarak kullanılan ekipmanlardır. Geri dönüştürülmüş PET'in (RPET), bozunmasındaki ana etkenin ekstrüderin içindeki işlemler olduğu belirlenmiştir [1,2,11]. Bu nedenle, bozunma oranını azaltmak için ekstrüzyon sürecinin denetlenmesi gerekmektedir.

Ekstrüzyon sürecinin denetimi üzerine yapılan önceki çalışmalar başlıca vida hızı, kovan sıcaklığı veya kovan / kafa basıncı ayarlanması üzerine odaklanmaktadır. Parnaby et al. (1975) ekstrüderin otomatik denetlenmesini çalışmışlardır. Çalışmada, ileri beslemeli ayarlanabilir öngörümü denetim (feed forward adaptive predictive control) stratejisinin temel basamakları verilmiştir. Ayrıca, sistem tanımlaması ve modellemesi de yapılmış, ekstrüder denetim şemasının temel yapısı ve ekstrüder ile kafa değişkenleri arasındaki etkileşimler verilmiştir. Vida hızı ayar değişkeni olarak ve kafa basıncı, karışma miktarının ve dolaylı olarak ürün kalitesinin bir göstergesi olduğu için, denetlenen değişken olarak alınmıştır. Dinamik yapıyı daha iyi anlayabilmek için, çalışmada eriyik sıcaklığı da gözlemlenmiştir.

Costin et al. (1982) vida hızının kafa basıncı ve sıcaklığı üzerindeki etkilerini çalışmışlardır. Dinamikleri modellemek için adım ve sözde rasgele ikili süreç (pseudo random binary squence) (PRBS) testleri yapılmışlar, ölü zamanlı birinci dereceden ve zaman serisi modeller elde etmişlerdir. Denetlenen değişken olarak kafa basıncı, ayarlanan değişken olarak vida hızı alınmıştır. Bozan etken, beslenen malzemenin kompozisyonundaki değişiklik olarak sisteme tanıtılmıştır. Dijital orantısız-tümlenimsel (PI) denetleç, kendini ayarlayan regülatör (STR) ve en az uyuşmazlık denetleci (MVC) deneysel olarak çalışılmıştır. Çalışmanın sonuçları, STR'nin bozan etkenin etkisini uzaklaştırmak yerine, kendisini vida dönüşünden kaynaklanan ölçüm gürültüsünü kaldırmak üzere ayarladığını göstermiştir.

Pabendinskas et al. (1989) belirli bir molekül ağırlığına sahip polipropilen, PP, üretmek için bozunma miktarının denetimini amaçlamışlardır. Denetim şemasında PI ve Smith ölü zaman

kompensatörlü kazanç programlı denetleçler (gain scheduling cont.), PI denetleç başlatıcı (initiator) derişimini ayarlayacak şekilde ardışık (kaskad) olarak kullanılmışlardır. Çalışmanın sonucu kafa basınç düşmesinin denetimi ile istenilen molekül ağırlığının elde edilebileceğini göstermiştir.

Spinace et al. (2001) içecek şişelerinin üretimi için kullanılan PET'i tek vidalı ekstrüder kullanarak beş kez işlemiş ve işlenmiş peletlerin reolojik, mekanik ve termal özelliklerini karakterize etmiştir. Çalışmada korboksilik bitiş grubu numarası ve eriyik gücü indeksi (MFI) analizleri de yapılmıştır.

Xiao et al. (2001) ürünün eriyik gücünü ölçerek düşük yoğunluklu polietilen'in (LDPE) kaplama özelliklerinin kontrolünü çalışmıştır. Ayarları çevrimdışı olarak yapılan PI ve model öngörümü denetleçlerin her birinin çevrimiçi performansları incelenmiştir.

Chen et al. (2003) polimer ekstrüzyon sürecinin kalite denetiminde kullanılmak üzere deneysel bir akışkanlık modeli önermiştir. Çalışmada vida hızı, eriyik sıcaklığı, ekstrüderin geometrik ölçüleri ve deneysel olarak belirlenen malzeme sabitleri ile viskozite hesaplanmıştır.

Assadi et al. (2004) ekstrüzyon sürecinde geri dönüştürülmüş PET'in bozunma şekillerini incelemiştir. Deneyler, geri dönüştürülmüş PET'in tek vidalı bir ekstrüder kullanılarak farklı sıcaklıklarda işlenmesi ile yapılmıştır. Ekstrüde edilmiş numunelerin molekül ağırlıkları sterik ekslüzyon kromatografi (SEC), reolojik testler ve kızılötesi ölçümler ile tespit edilmiştir. Testler azot ve hava ortamlarında, farklı hava basınçları kullanılarak yapılmıştır.

Ajawa ve Pawel (2005) PET'in geri dönüştürülmesini, saf PET'in sentezlenmesi, özellikleri, işlenmesi ve uygulama alanlarını ele alarak incelemiştir. Çalışmada, geri dönüştürme sürecindeki molekül ağırlığı kaybının ekstrüderde nasıl önlenilebileceği tartışılmıştır. Ayrıca, RPET'i değerli ürüne dönüştürülebiyecek, yöntemler incelenmiştir. Çalışmada FT-IR, üretilen PET şişenin özelliklerinin belirlenebilmesi için uygun bir metot olarak tanıtılmıştır.

Previdi et al. (2006) tek vidalı ekstrüderde kovan sıcaklıkları ve kafa basınçını ayarlayarak hacimsel akışı denetleyen bir prototip geri beslemeli denetim sistemini deneysel olarak çalışmışlardır. Çalışma sonuçları, denetim şemasının bozan etkenin etkisinin uzaklaştırılmasında başarılı olduğunu, ancak sıcaklık ve basınçta az miktarda sapma bulunduğunu göstermiştir.

Yapılan önceki denetim çalışmalarında olduğu gibi bu çalışmada da RPET'in ekstrüder de bozunmasını en aza indirmek amacıyla ekstrüder denetimi çalışması algısal denetim yöntemi kullanılmak üzere ele alınmıştır.

2. Deneysel Çalışmalar

Ön deneysel çalışmalarda RPET farklı işlem koşullarında ekstrüde edilmiş ve bozunma verisini elde etmek amacı ile, ürünün molekül ağırlıkları tayin edilmiştir. Ekstrüzyon işleminde eş-dönüştürülebilir ikiz vidalı laboratuvar ölçekli bir ekstrüder (Thermoprism TSE 16TC, B/Ç=24) kullanılmıştır.

Ekstrüderde ısıtma işlemi, kovan boyunca birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilen beş elektrikli ısıtıcı ile sağlanmıştır; soğutma, kovan içerisindeki kanallardan soğutma suyu geçirilerek; besleme ise, vida hızı ayarlanabilen bir brabender tipi besleyici ile yapılmıştır. Ekstrüder denetim panosundan vida hızı, besleme oranı (besleme vidası hızı) ve beş ısıtma bölgesinin sıcaklıkları ayarlanabilmekte ve ölçülebilmektedir.

Yatışkan durum deneyleri, RPET üç farklı sıcaklıkta (T) (270, 290 ve 310 °C), yedi farklı vida hızında (SS) (50, 125, 275, 350, 425 ve 500 rpm) ve dört farklı besleme oranında (FR) (3.85, 5.70, 7.12 ve 8.16 g/dak) ekstrüde edilerek yapılmıştır. Yatışkan durum verileri istenilen ürüne göre uygun işlem noktasının belirlenmesi için kullanılmıştır. Dinamik deneyler de bu işlem noktasını yatışkan durum olarak kabul ederek, vida hızına (SS), besleme oranına (FR) ve kovan sıcaklığına (T) adım değişiklikler verilerek yapılmıştır. Adım değişiklikler verildikten sonra, üründen numuneler zaman içinde düzenli aralıklarla yeni yatışkan duruma erişilinceye kadar toplanmıştır.

Toplanan tüm numunelerin içsel viskozite değerleri seyreltik çözelti viskozitesi (DSV) metodu kullanılarak ölçülmüş, ölçümlerde Ubbelohde tipi viskometre ve çözücü olarak trifloroasetik asit, TFA, kullanılmıştır. Numunelerin akışkan ortalamalı molekül ağırlıkları (M_v) Mark Hauwing sabitleri ($\alpha=0.65$ ve $K = 1.4 \times 10^{-3}$) [3] ve bağıntısı kullanılarak hesaplanmıştır.

3. Sonuçlar

Benzetim çalışmaları ve deneysel veriler kullanılarak ekstrüder sistem modeli elde edilmiştir. Dinamik modeller, sistem davranışını girdiler cinsinden göstermekte ve ürünün istenilen özelliği olan molekül ağırlığını çevrimiçi olarak hesaplayabilmektedir. Bu modelleri kullanarak PID ve MÖD kullanılan geri beslemeli denetim sistemleri tasarlanmıştır. Aşağıda, deneysel ve kuramsal çalışmalarının sonuçları verilmiştir.

3.1 Deneysel Çalışmalar

RPET'in önemli kullanım alanlarından biri olan fiber üretimine uygun molekül ağırlığı, $M_v = 11500$ g/gmol'dur [4]. Bu ürünün elde edilebileceği işlem noktasını belirlemek için yatışkan durum deneyleri kullanılmıştır. Yatışkan durum deney sonuçları oldukça salınımlıdır (Ek-A). Bu nedenle, $M_v = 11500$ g/gmol verecek işletme değerleri aralığı, sistemi kararlı tutacak şekilde seçilmiştir. Böylece, molekül ağırlığı $M_v = 11500$ g/gmol olması istenen bir ürün için işletme noktası vida hızı (SS) = 100 rpm, besleme oranı (FR) = 75 (7.12 g/dak) ve kovan sıcaklığı (T) = 270 °C ile mümkün olabilmektedir. Yatışkan durum deneylerinden, sistemin girdi değişikliklerindeki, işletme değerlerine göre artış veya azalmanın, sistemin tepkisinde (ürünün molekül ağırlığı) doğrusal olmayan farklı değişikliklere neden olduğu gözlemlenmiştir. Sistemin bu kadar farklı ve doğrusal olmayan tepki göstermesi, her girdi için iki farklı modelin (girdilerdeki artış için M1-i, azalış için M2-i) kullanılmasını gerektirmiştir. Model tanımlamalarındaki 'i' girdileri (SS, FR ve T) ifade etmektedir.

Bozan etken ve ayarlanan değişkenlerle sistemin dinamik tepkisini modellemek amacı ile yapılan deneylerin sonuçları Ek B'de verilmiştir. Bu deneylerde kullanılan adım değişiklikleri (vida hızına (SS) +25 rpm ve -50 rpm, besleme oranına (FR) +1.04 g/gmol ve -1.42 g/gmol, ve kovan sıcaklığına (T) +20 °C) yatışkan durum deneylerinden yararlanılarak seçilmiştir.

3.2 Benzetim Çalışmaları

Deneyel verileri bir model ile tanımlayabilmek için farklı modelleme teknikleri (çeşitli tek/çift iletim fonksiyonları, ayrık evrişim modelleri (discrete convolution models), AEM) kullanılmış, en iyi sonuç AEM ile elde edilmiştir. AEM MÖD algoritmasında da geniş çapta ve etkili bir şekilde kullanılmaktadır. Bu nedenle, deneysel olarak elde edilen adım tepki verileri MATLAB'ın 'curve fitting' araç kutusu kullanılarak 'şekil koruyan fonksiyonlarla' benzetilmiştir. Model algoritmalarında Denklem 3.1'de [10] verilen eşitlik kullanılmaktadır. Sistem ve model çıktılarının karşılaştırılması Şekil 3.1-3.3'te verilmiştir.

$$\Delta y_{n+1} = \sum_{i=1}^n h_i \Delta m_{n+1-i} \quad (3.1)$$

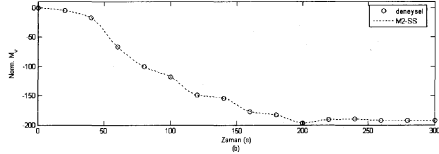
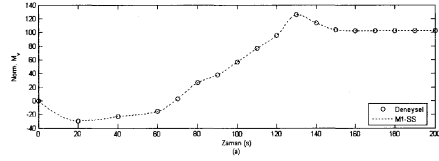
Denklem 3.1'de, n : numune zamanını, Δm_n : n zamandaki girdi farkını, Δy_{n+1} : (n+1) zamanındaki çıktı farkını ve h_i : basamak tepkisindeki katsayılar arasındaki farkı ifade etmektedir.

Denetim sisteminin tasarımında, ilk olarak, en uygun ayarlanan değişkeni bulabilmek için SVD tekniği kullanılmıştır. SVD, en iyi eşleştirmelerin artış modeli için vida hızı – molekül ağırlığı ve azalış modeli için kovan sıcaklığı – molekül ağırlığı olacağını göstermiştir. Ancak, denetim sırasında ayarlanan değişkenin değiştirilmesi söz konusu değildir. Bu nedenle, SVD önerisinin yanı sıra, değişkenlerin seçiminde uzman bilgisi de göz önünde bulundurulmuştur. Yapılan deneyler sırasında sistem girdileri içinden ekstrüder vida hızının en kolay ve en hızlı değiştirilebildiği gözlenmiştir. Bunun yanında, kovan sıcaklığındaki değişikliklerin izlenmesi çok daha yavaş gerçekleşmektedir. Bu nedenlerle vida hızı ayarlanan değişken, sıcaklık ve besleme miktarı bozan etkenler olarak kabul edilmiştir.

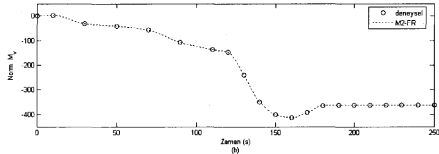
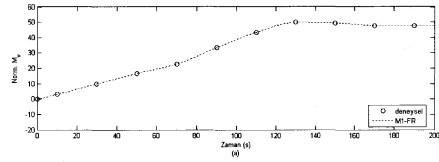
3.2.1 Denetim Döngüsünün Tasarımı

Daha önceden de belirtildiği gibi, denetim sisteminin amacı, ekstrüderden çıkan ürünün molekül ağırlığını (M_v) denetlemektir. Ancak, endüstriyel uygulamalarda istenilen ürün özelliğini tanımlayan molekül ağırlığı, M_v , değerinin çevrimiçi ölçümü mümkün değildir. Buna rağmen, M_v içsel viskozite ölçümleri (ikincil ölçüm) ile elde edilebilir. Bu nedenle, bu çalışmada, ikincil ölçümle istenilen ürün özelliğini çevrim içi belirleyen bir 'tahmin edici' (estimatör) kullanan bir algısal denetim yapısı tasarlanmıştır.

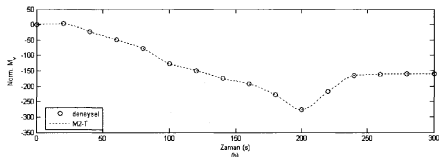
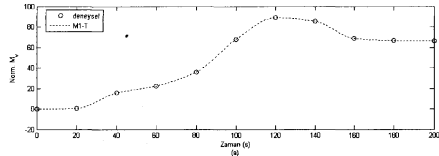
Tasarlanan denetim şeması Şekil 3.4 de gösterilmiştir. Denetim döngüsünde denetleçlerin iki bölmesi bulunmaktadır. Bunlardan G_{c1} yapısında M1-SS'i (vida hızı için artış modeli) G_{c2} ise M2-SS'i (vida hızı için azalış modeli) kullanılmaktadır. Denetlecin girişine yerleştirilen bir 'anahtar' hangi modelin



Şekil 3.1: Sistem ve modellerin vida hızındaki (SS) (a) artı ve (b) eksi birim değişikliklere tepkileri.

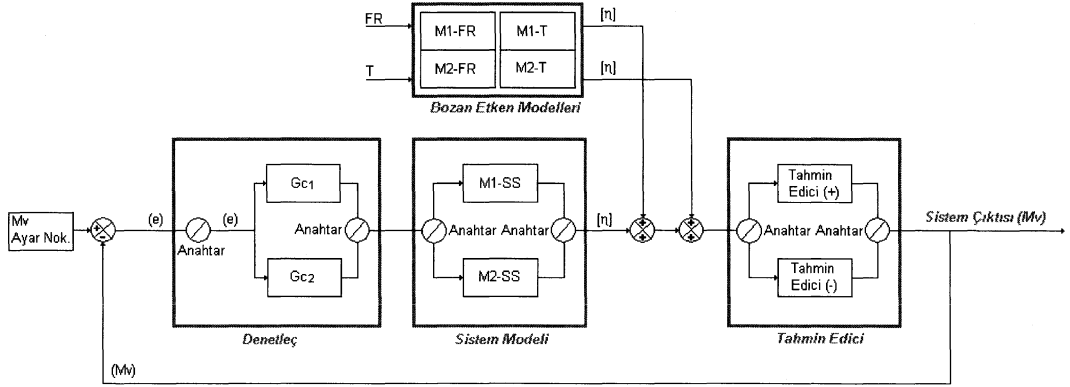


Şekil 3.2: Sistem ve modellerin besleme miktarındaki (FR) (a) artı ve (b) eksi birim değişikliklere tepkileri.



Şekil 3.3: Sistem ve modellerin kovan sıcaklığındaki (T) (a) artı ve (b) eksi birim değişikliklere tepkileri.

kullanılacağına ürün tepkisinin yatışkan durumdan farkına göre karar vermektedir.



Şekil 3.4: Tasarlanan kontrol şeması.

3.2.2 PID Denetim

Denetim döngülerinde geleneksel olarak kullanılan PID denetleçlerin ayarlanmasında, 'Ziegler-Nichols (Z-N)' metodunda 'değiştirilmiş Z-N ayarları' [10] kullanılmıştır. Daha sonra, deneme-yanılma ile hassas ayar yapılmıştır. Bu PID parametreleri Tablo 3.1'de verilmiştir.

Tablo 3.1: PID parametreleri.

Parametre	M1-SS	M2-SS
K_c	2.50×10^{-3}	3.50×10^{-3}
τ_i	6.85×10^{-5}	6.21×10^{-5}
τ_D	3.03×10^{-2}	2.60×10^{-2}

Ayrıca, PID'yi MÖD ile karşılaştırabilmek için, PID çıktılarına sınırlar konulmuştur. Bu sınırlar M1-SS için $[0 \infty]$ ve M2-SS için $[-50 0]$ aralığıdır.

Denetleçin ayar noktası izleme performansını incelemek için molekül ağırlığına Tablo 3.2'de verilen adım değişiklikleri uygulanmıştır. Bozan etkenlerdeki adım değişiklikleri FR için $+1.04$ g/gmol ve -1.42 g/gmol, ve T için ± 10 °C'dir.

PID denetleçin yapısı MATLAB'ın 'SIMULINK araç kutusu' kullanılarak oluşturulmuş ve ayar noktası izleme ve bozan etkenin etkisinin uzaklaştırılması durumları için incelenmiş ve sonuçlar Şekil 3.5-3.9'da ve şekillerden hesaplanan tümlenik mutlak hata (Integral Absolute Error, IAE) değerleri Tablo 3.3'de verilmiştir.

Tablo 3.2: Çalışmada kullanılan ayar noktası değişikliklerinin değerleri ve zamanları.

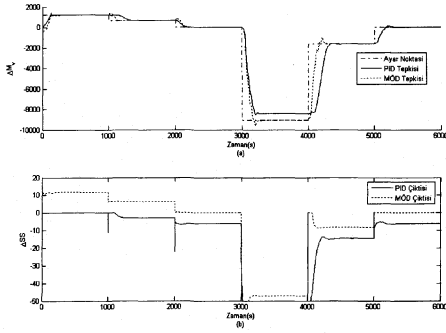
Zaman (s)	0	1000	2000	3000	4000	5000
Adım Değişiklik (g/gmol)	1200	650	0	-9050	-1600	0

3.2.3 Model Öngörüllü Denetim (MÖD)

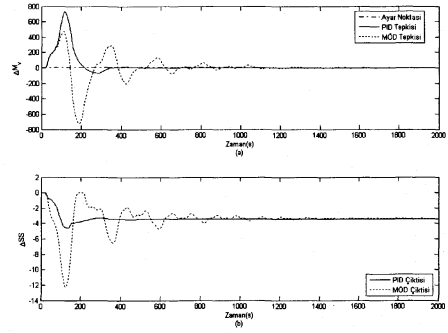
Özellikle (sistem girdilerinde alt ve üst sınırların olduğu) sınırlı denetimlerin gerektiği endüstri uygulamalarında MÖD başarılı sonuçlar vermektedir. MÖD ile denetim, önceden elde edilmiş süreç modeli gerektirmektedir. Bu modelin, ayarlanan değişkenin gelecekteki değerlerini, farklı girdiler için, tahmin edecek kapasitede seçilmesi gerekmektedir. MÖD yapısında önemli olan süreç modeli, optimizasyon yöntemi ve girdi ve çıktılara uygulanan sınırlamalardır.

Yapılan ön çalışmalarda, MÖD'ün bozan etkenin etkisinin uzaklaştırılmasında başarısız olduğu gözlemlenmiştir. MÖD algoritması bozan etkenlerin 'sabit doğrusal' bir doğada olacağını varsayar. Ancak, bu çalışmada bozan etkenler genelde birinci dereceden dinamiğe sahip tepki yapısındadır. Bu problem, MÖD'deki bozan etken yapısı M1-SS için 'adım', M2-SS için 'rampa' olarak seçilerek çözülmüştür.

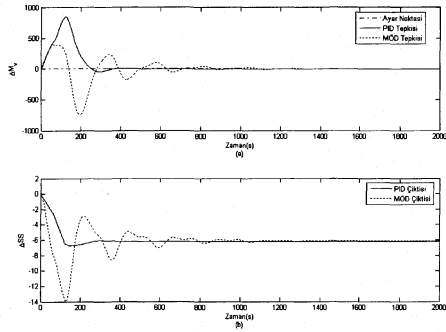
Tasarlanan MÖD'ün ayar noktası izleme (Tablo 3.2) ve bozan etkenin etkisinin uzaklaştırılması koşullarında performansı incelenmiştir. Şekil 3.5-3.9'da MÖD tepkileri PID ile karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. Ayrıca, Şekil 3.5-3.9'dan hesaplanan IAE değerleri Tablo 3.3'de denetleçlerin performans karşılaştırması için verilmiştir. Şekil 3.5-3.9'dan her iki denetleçin de ayar noktası izleme ve bozan etkenin etkisinin uzaklaştırılmasında başarılı oldukları görülmektedir. Ancak, MÖD'ün, özellikle bozan etkenlerin artmasında salınımlı, azalmasında ise yavaş tepki verdiği ve PID performansının biraz daha iyi olduğu belirlenmiştir.



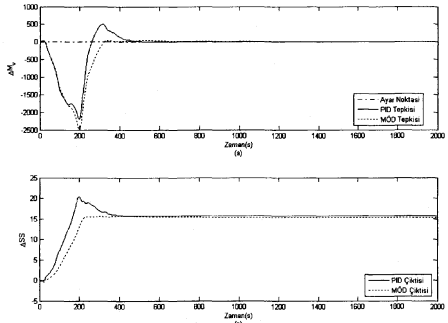
Şekil 3.5: PID ve MÖD'ün ayar noktası izleme tepkileri.



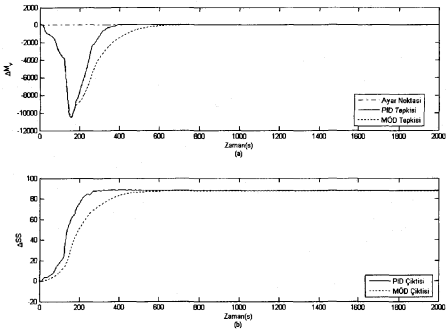
Şekil 3.8: PID ve MÖD'ün bozan etkenin etkisinin uzaklaştırma tepkileri (T'de +10 °C adım değişikliği).



Şekil 3.6: PID ve MÖD'ün bozan etkenin etkisinin uzaklaştırma tepkileri (FR'de +1.04 g/mol adım değişikliği).



Şekil 3.9: PID ve MÖD'ün bozan etkenin etkisinin uzaklaştırma tepkileri (T'de -10 °C adım değişikliği).



Şekil 3.7: PID ve MÖD'ün bozan etkenin etkisinin uzaklaştırma tepkileri (FR'de -1.42 g/mol adım değişikliği).

Tablo 3.3: PID ve MÖD'ün IAE puanları ($\times 10^5$).

Durum	MÖD	PID
Ayar noktası izleme	124.27	124.48
FR'de (+) bozan etken	1.41	1.05
FR'de (-) bozan etken	18.80	12.96
T'de (+) bozan etken	1.31	0.66
T'de (-) bozan etken	3.46	3.27

4. Sonuçlar

RPET'in işlenmesinde kullanılan ekstrüder sisteminin modellenmesi deneysel veriler ve AEM modeli kullanılarak başarı ile yapılmıştır.

Bu modeller kullanılarak vida hızı (SS) ayarlanan değişken, besleme miktarı (FR) ve kovan sıcaklıkları (T) bozan etken olarak, SVD ve uzman bilgisi kullanılarak seçilmiş ve PID ve MÖD denetim sistemleri tasarlanmış ve denetim döngüsünde başarı ile kullanılmıştır.

Ürünün molekül ağırlığını denetlemek için kuramsal çalışmalarla tasarlanan denetim sistemlerinin, ayar noktası izleme ve bozan etkenin etkisinin uzaklaştırılmasında başarı ile kullanılabileceği belirlenmiştir.

5. Kaynakça

- [1] Ajawa, F., Pawel, D., "Recycling of PET", Eur. Polym. J., Cilt: 41, s: 1453-1477, 2005.
- [2] Assadi, R., Colin, X., Verdu, J., "Irreversible structural changes during PET recycling by extrusion", Polymer,

Cilt: 45, s: 4403-4412, 2004.

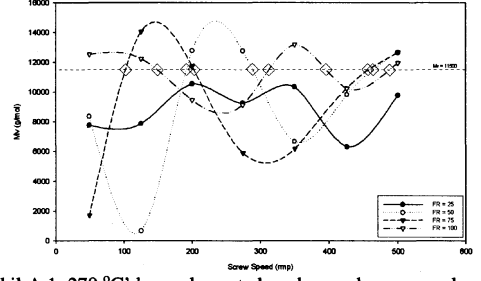
- [3] Brandrub, J., Immergut, E.H., *Polymer Handbook 3rd Ed.*, Wiley Inc., 1989.
- [4] Chelsea Center For Recycling And Economic Development (University of Massachusetts), "Potential end uses for polyester fiber waste: A laboratory study", Technical Report #33, 2000.
- [5] Chen, Z.L., Chao, P.Y., Chiu S.H., "Proposal of an empirical viscosity model for quality control in the polymer extrusion process", *Polymer Testing*, Cilt: 22, s: 601-607, 2003.
- [6] Costin, M.H., Taylor, P.A., Wright, J.D., "A critical review of dynamic modeling and control of plasticating extruders" *Polym. Eng. Sci.*, Cilt: 22, s: 393-401, 1982.
- [7] Pabedinskas, A., Cluett, W.R., Balke, S.T., "Process control for polypropylene degradation during reactive extrusion", *Polym. Eng. Sci.*, Cilt: 29, s: 993-1003, 1989.
- [8] Parnaby, J., Kochhar, A. K., Wood, B., "Development of computer strategies for plastic extruders", *Polym. Eng. Sci.*, Cilt: 15, s: 594-605, 1975.
- [9] Previdi, F., Savaresi, S.M., Panarotto, A., "Design of a feedback control system for real-time control of flow in a single-screw extruder", *Con. Eng. Prac.*, Cilt: 14, s: 1111-1121, 2006.
- [10] Seborg, D.E., Edgar, T.F., Mellichamp, D.A., *Process dynamics and control*, Wiley Inc., 1989.
- [11] Spinace, M.A., De Paoli, M.A., "Characterization of poly(ethylene terephthalate) after multiple processing cycles", *App. Poly. Sci.*, Cilt: 80, s: 20-25, 2000.
- [12] Xiao, K., Tzoganakis, C., Budman, H., "Control of coating properties of LDPE through melt strength measurements", *Cont. Eng. Prac.*, Cilt: 9, s: 357-366, 2001.

Ek A: Yatışkan Durum Denev Sonuçları

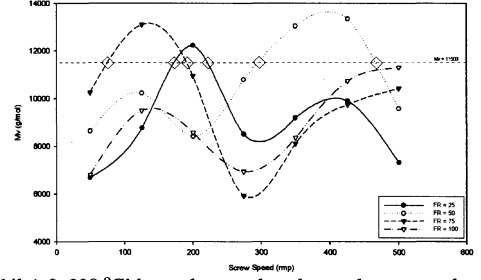
Yapılan deneylerde, besleme miktarının ayarlanmasında ekstruder denetim panosunda bulunan besleme göstergesi değeri temel alınmıştır. Gösterge değerlerine karşılık gelen akış değerleri g/dak cinsinden Tablo A.1 de verilmiştir.

Tablo A.1: Besleme göstergesi değerine karşılık gelen akış değerleri.

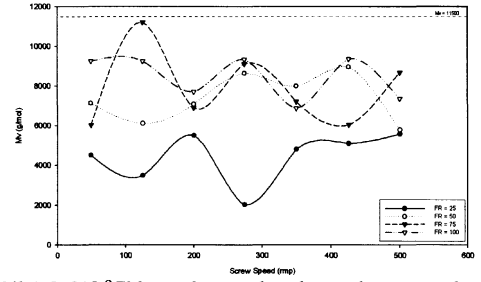
Gösterge değeri	Akış değeri (g/dak)
25	3.85
50	5.70
75	7.12
100	8.16



Şekil A.1: 270 C'de yapılan yatışkan durum denev sonuları.

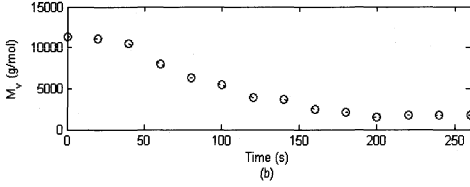
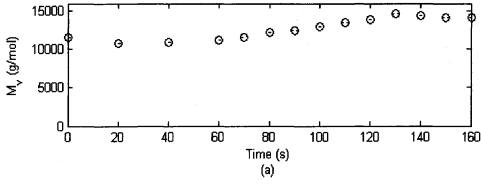


Şekil A.2: 290 C'de yapılan yatışkan durum denev sonuları.

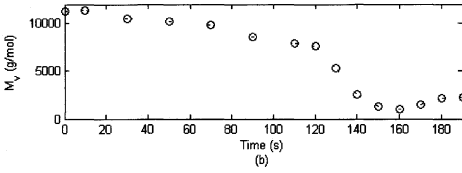
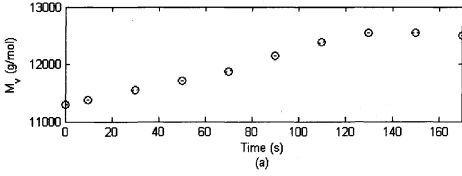


Şekil A.3: 310 C'de yapılan yatışkan durum denev sonuçları.

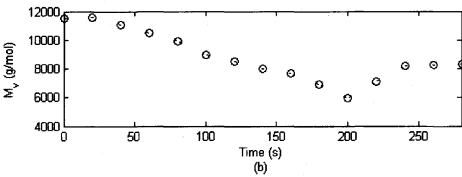
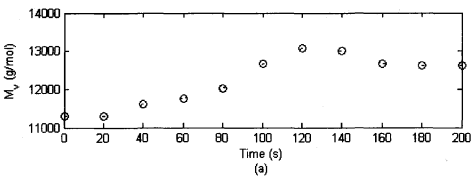
Ek B: Dinamik Deney Sonuçları



Şekil B.1: Vida hızındaki (a) pozitif ve (b) negatif adım değişikliklere sistemin tepkileri.



Şekil B.2: Besleme miktarındaki (a) pozitif ve (b) negatif adım değişikliklere sistemin tepkileri.



Şekil B.3: Kovan sıcaklığındaki (a) pozitif ve (b) negatif adım değişikliklere sistemin tepkileri.

Çokdeğişkenli Sürekli Zaman Öngörülü Denetimde Çıkış Kısıtlama Yoluyla Çıkış Biçimlendirme

Çağatay Yavuzylmaz¹, Hüseyin Demircioğlu²

^{1,2}Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, Ankara

¹cagatay@ee.hacettepe.edu.tr

²demirci@hacettepe.edu.tr

Özetçe

Çoğu çokdeğişkenli denetim uygulamalarında, sistem çıkışlarının belli dayanak sinyallerini izlemesi istenir. Bu çalışmada, tek girişli tek çıkışlı sistemler için geliştirilen çıkış biçimlendirme yöntemi, çokdeğişkenli sistemlere genişletilmiştir. Yöntem, öngörülü denetim üzerine kurulmuştur ve istenilen çıkış sinyalleri probleme kısıtlama olarak katılmaktadır. Önerilen yöntemin başarımı, benzetim çalışmaları ve bir gerçek zaman uygulaması ile irdelenmiştir.

1. Giriş

Çoğu çokdeğişkenli denetim uygulamalarında, sistem çıkışlarının belli dayanak sinyallerini izlemesi istenir. Klasik denetim yöntemlerinde, problem zaman alanındaki tasarım belirtimlerini sağlayan bir denetleyici tasarlayarak çözülür. Eniyilemeli denetim yöntemlerinde ise, istenilen çıkış sinyalleri ile sistem çıkışları arasındaki toplam hata en küçük yapılarak çözüme ulaşılır. Bununla birlikte, bazı uygulamalarda tam bir izleme gerekemeyebilir; denetim için bir bant içinde zayıf bir izleme yeterli olabilir.

Öngörülü denetim yöntemlerinde problem, karesel bir maliyet işlevini en küçük yapan denetimi bulmaktır [1, 2, 3, 4]. Bu yöntemlerde denetim probleminde kısıtlamalar kolaylıkla katılabilmektedir [5, 6, 7, 8]. Ayrıca, formülasyonları çokdeğişkenli sistemlere kolaylıkla genişletilebilmektedir [9, 10, 3, 4].

Bu çalışmada, tek girişli tek çıkışlı sistemler için geliştirilen çıkış biçimlendirme yöntemi [11] çokdeğişkenli sistemlere genişletilmiştir. Bu yöntem, istenilen bir çıkış sinyalini kısıtlama olarak kabul etmekte ve bu kısıtlamaları sağlayan ve öngörülen denetim enerjisini en küçük yapan denetim girişini bulmayı amaçlamaktadır.

Çokdeğişkenli öngörülü denetim bu problemin çözümü için temel oluşmaktadır. Bu çalışmada önerilen yöntem, kısıtlamalı çokdeğişkenli SÜGÜNDE (Sürekli Zaman Genelleştirilmiş Öngörülü Denetim) [12] yöntemi üzerine kurulmuştur.

2. Çokdeğişkenli Çıkış Biçimlendirme Problemi

2.1. Çıkış Öngörme

Çokdeğişkenli SÜGÜNDE p çıkışlı m girişli sistemler için aşağıda verilen doğrusal sistem modeli üzerine kurulmuştur:

$$\mathbf{A}(s)\underline{Y}(s) = \mathbf{B}(s)\underline{U}(s) + \mathbf{C}(s)\underline{V}(s) \quad (1)$$

Burada $\underline{Y}(s)$, $\underline{U}(s)$ ve $\underline{V}(s)$ sırasıyla $p \times 1$ sistem çıkışı, $m \times 1$ sistem girişi ve $p \times 1$ sistemi etkileyen gürültü ve bozucu vektörleridir. $\mathbf{B}(s)$, $p \times m$ çokterimli matrisi; $\mathbf{A}(s)$ ve $\mathbf{C}(s)$ ise $p \times p$ köşegen çokterimli matrislerdir. Tasarım çokterimli matrisi olan $\mathbf{C}(s)$ 'in elemanları, dereceleri $\mathbf{A}(s)$ çokterimli matrisinin ilgili elemanın derecesine eşit veya bir küçük seçilen kararlı çokterimlidir ve gözleyici çokterimlileri olarak adlandırılırlar.

Çokdeğişkenli SÜGÜNDE yöntemi, gelecekteki sistem çıkışlarının belli bir zaman aralığında öngörülmesine dayanır [10]. t anında bulunan bir sistemin $t + T$ anındaki çıkışı, çıkışın karpılmış Taylor serisi açılımı kullanılarak öngörülür. Çokdeğişkenli sistemin i . çıkışı için Taylor serisi açılımı

$$\hat{y}_i(t + T) = \sum_{k=0}^{N_{y_i}} y_{ik}(t) \frac{T^k}{k!} \quad (2)$$

şeklinde yazılır. Burada N_{y_i} , i . çıkışın öngörme derecesi olarak adlandırılır. T ise gelecek zaman değişkenidir ve

$$y_{ik}(t) = \frac{d^k y_i(t)}{dt^k} \quad (3)$$

şeklinde dir. Pratikte, türev alma işlevi gürültünün etkisini arttırdığından gerçekleştirilemeyeceği için, Eş. 2'deki karpılmış Taylor serisi açılımında sistem çıkışlarının türevleri yerine öykünlü değerleri kullanılır. Öykünlü çıkış türevleri Eş. 2'de yerine konular ve sonuç matris eşitliği biçiminde düzenlenirse, T zaman ilerideki, sistemin gelecek i . çıkışı için öngörücü aşağıdaki eşitlik ile verilir [10]:

$$y_i^*(t + T) = \underline{T}_{N_{y_i}} \mathbf{H}_i \underline{u} + \underline{T}_{N_{y_i}} y_i^o \quad (4)$$

Burada

$$\underline{T}_{N_{y_i}} = \left[1 \quad T \quad \frac{T^2}{2} \quad \dots \quad \frac{T^{N_{y_i}}}{N_{y_i}!} \right] \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_i = \left[\mathbf{H}_{i1} \quad \mathbf{H}_{i2} \quad \dots \quad \mathbf{H}_{im} \right] \quad (6)$$

$$\mathbf{H}_{ij} = \begin{bmatrix} h_{ij0} & 0 & \cdots & 0 \\ h_{ij1} & h_{ij0} & \cdots & 0 \\ h_{ij2} & h_{ij1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{ijN_{y_i}} & h_{ijN_{y_i}-1} & \cdots & h_{ijN_{y_i}-N_{u_j}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\underline{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\underline{u}_j = \left[u_j(t) \ u_{j1}(t) \ u_{j2}(t) \ \cdots \ u_{jN_{u_j}}(t) \right]^T \quad (9)$$

$$\underline{y}_i^o = \left[y_i^o(t) \ y_{i1}^o(t) \ y_{i2}^o(t) \ \cdots \ y_{iN_{y_i}}^o(t) \right]^T \quad (10)$$

şeklinde. Burada, $u_{jk}(t)$ j . girişin k . dereceden türevi, N_{u_j} ise j . giriş için denetim derecesidir. \mathbf{H}_{ij} matrisinin elemanları, h_{ijk} 'ler, sistem aktarım işlevi matrisinin i . satır j . sütunundaki elemanı, $B_{ij}(s)/A_i(s)$ açık döngü sisteminin Markov parametreleridir. $y_{ik}^o(t)$ ise sistemin i . çıkışının k . dereceden türevinin öykünlümlü değeri, $y_{ik}^o(t)$ ise sistemin i . çıkışının k . dereceden türevinin öykünlümlü değeri, $y_{ik}^*(t)$, Laplace alanında

$$Y_{ik}^*(s) = \sum_{j=1}^m H_{ijk}(s)U_j(s) + Y_{ik}^o(s) \quad (11)$$

şeklinde ve gerçekleştirilebilir kısım, $y_{ik}^o(t)$,

$$Y_{ik}^o(s) = \frac{1}{C_i(s)} \sum_{j=1}^m G_{ijk}(s)U_j(s) + \frac{F_{ik}(s)}{C_i(s)} Y_i(s) \quad (12)$$

biçimindedir. Burada $H_{ijk}(s)$, $G_{ijk}(s)$ ve $F_{ik}(s)$ çöktirimli-leri aşağıdaki eşitliklerden elde edilir:

$$\frac{s^k C_i(s)}{A_i(s)} = E_{ik}(s) + \frac{F_{ik}(s)}{A_i(s)} \quad (13)$$

$$\frac{E_{ik}(s)B_{ij}(s)}{C_i(s)} = H_{ijk}(s) + \frac{G_{ijk}(s)}{C_i(s)}$$

2.2. Çıkış Kısıtlama Yoluyla Çıkış Biçimlendirme

Çokdeğişkenli sistemlerde, çıkış kısıtlamaları sistem çıkışının biçimlendirilmesi için kullanılabilir. Bir başka deyişle, çokdeğişkenli sistemin çıkışları için istenilen biçimler zaman alanında bir işlev olarak ifade edilip denetim problemine kısıtlama olarak katılabilir. Çıkış kısıtlamaları öngörülen çıkışlar cinsinden yazılır ve sistemin i . çıkışı için kısıtlama:

$$y_i^{min}(t+T) \leq y_i^*(t+T) \leq y_i^{max}(t+T) \quad (14)$$

Burada $T_{li} \leq T \leq T_{ui}$ şeklinde olup, y_i^{min} ve y_i^{max} değışkenleri sistemin i . çıkışı için zamana bağlı alt ve üst kısıtlama işlevlerini temsil etmektedir. T_{li} ve T_{ui} , i . çıkış için sırasıyla alt ve üst kısıtlama ufkudur. y_i^{min} ve y_i^{max} kısıtlama işlevleri, biçimlendirme işlevleri olarak da adlandırılabilirler. Biçimlendirme işlevlerinin uygun seçimi ile sistem çıkışı istenildiği gibi biçimlendirilebilir. Örneğin, y_i^{min} ve y_i^{max} istenilen biçimdeki bir işlevin etrafında belirli bir bant tanımlayacak şekilde seçilebilir. Bu durumda, sistemin i . çıkışı y_i^{min} and y_i^{max} ile tanımlanan, istenilen biçimdeki bantın içinde kalacak şekilde

ilerleyecektir. Bu bantı daraltarak daha katı bir izleme başarnımı elde edilebilir. Herhangi bir çıkış için tam bir izleme veya biçimlendirme istenirse, o çıkış için bant genişliği sıfır seçilebilir. Bu da, y_i^{min} ve y_i^{max} işlevlerinin aynı olması anlamına gelmektedir.

Kısıtlamalar öngörülen gelecek çıkış üzerinden uygulandığı için, $y_i^{min}(t)$ ve $y_i^{max}(t)$ sinyallerinin gelecek değerlerinin bilinmesi gerekir. Ancak, bazı denetim sistemlerinde biçimlendirme işlevlerinin gelecek değerleri bilinmeyebilir. Bu uygulamalar için, bu sınırların $[T_{li}, T_{ui}]$ aralığında sabit ve t anındaki değerine eşit olduğu varsayılabilir. Bu durumda uygulanan kısıtlama eşitsizlikleri

$$y_i^{min}(t) \leq y_i^*(t+T) \leq y_i^{max}(t), \quad T_{li} \leq T \leq T_{ui} \quad (15)$$

şeklinde olmaktadır. Alt ve üst sınırlar bu varsayım ile zamana bağlıdır; bir başka deyişle, çıkış biçimlendirme elde edilebilir.

Eş. 4 kullanılarak, Eş. 14 tek bir matris eşitsizliği biçiminde yazılabilir:

$$\mathbf{Q}_{y_i}(T)\underline{u} \leq \underline{p}_{y_i}(t, T), \quad T_{li} \leq T \leq T_{ui} \quad (16)$$

Burada

$$\mathbf{Q}_{y_i}(T) = \begin{bmatrix} T_{N_{y_i}} \\ -T_{N_{y_i}} \end{bmatrix} \mathbf{H}_i \quad (17)$$

$$\underline{p}_{y_i}(t, T) = \begin{bmatrix} y_i^{max}(t+T) - T_{N_{y_i}} y_i^o \\ -y_i^{min}(t+T) + T_{N_{y_i}} y_i^o \end{bmatrix} \quad (18)$$

şeklinde. Eş. 16, $[T_{li}, T_{ui}]$ aralığındaki her T değerinde, örneğin T_{k_i} değerinde, sağlanmalıdır ve T_{k_i} değerlerinin sayısı sonsuzdur. Eş. 16'nın, birbirlerine yeterince yakın T_{k_i} değerlerinde sağlandığı durumda, $[T_{li}, T_{ui}]$ aralığının tamamında sağlandığı varsayılabilir. Bu aralıkta, N_i tane T_{k_i} değeri seçilirse, N_i tane Eş. 16 biçiminde eşitsizlik elde edilir ve bu eşitsizlikler tek bir matris eşitsizliği biçiminde yazılabilir:

$$\mathbf{Q}_{y_i} \underline{u} \leq \underline{p}_{y_i} \quad (19)$$

Burada

$$\mathbf{Q}_{y_i} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{y_i}(T_{li}) \\ \vdots \\ \mathbf{Q}_{y_i}(T_{k_i}) \\ \vdots \\ \mathbf{Q}_{y_i}(T_{ui}) \end{bmatrix}, \quad \underline{p}_{y_i} = \begin{bmatrix} \underline{p}_{y_i}(t, T_{li}) \\ \vdots \\ \underline{p}_{y_i}(t, T_{k_i}) \\ \vdots \\ \underline{p}_{y_i}(t, T_{ui}) \end{bmatrix} \quad (20)$$

şeklinde. Her bir çıkışı biçimlendirmek amacıyla uygulanan kısıtlamalar aynı şekilde alt alta yazıldığında, çıkışlar üzerindeki kısıtlamalar en genel haliyle:

$$\mathbf{Q}_{y_i} \underline{u} \leq \underline{p}_{y_i} \quad (21)$$

şeklinde olur. Burada

$$\mathbf{Q}_{y_i} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{y_1} \\ \mathbf{Q}_{y_2} \\ \vdots \\ \mathbf{Q}_{y_p} \end{bmatrix}, \quad \underline{p}_{y_i} = \begin{bmatrix} \underline{p}_{y_1} \\ \underline{p}_{y_2} \\ \vdots \\ \underline{p}_{y_p} \end{bmatrix} \quad (22)$$

şeklinde.

2.3. Denetim Problemi

Çokdeğişkenli çıkış biçimlendirme denetim problemi öngörülen denetim enerjisini en küçük yapan ve çıkış biçimlendirme kısıtlamalarını sağlayan denetim sinyallerinin bulunmasıdır. Öngörülen denetim enerjisi öngörülen gelecek girişler kullanılarak elde edilir. t anında, öngörülen j . gelecek giriş

$$u_j^*(t+T) = \underline{T}_{Nu_j} u_j \quad (23)$$

ile verilir. Burada

$$\underline{T}_{Nu_j} = \left[1 \ T \ \frac{T^2}{2} \ \dots \ \frac{T^{Nu_j}}{Nu_j!} \right] \quad (24)$$

biçimindedir. $[0, T_{c_j}]$ aralığında, öngörülen denetim enerjisi:

$$\begin{aligned} E &= \sum_{j=1}^m \int_0^{T_{c_j}} u_j^{*T}(t+T) u_j(t+T) dt \quad (25) \\ &= \sum_{j=1}^m \underline{u}_j^T \int_0^{T_{c_j}} \underline{T}_{Nu_j}^T \underline{T}_{Nu_j} dt \underline{u}_j \\ &= \underline{u}^T \underline{\tilde{T}}_u \underline{u} \end{aligned}$$

şeklinde hesaplanabilir. Burada T_{c_j} , j . girişin denetim ufkudur ve

$$\underline{\tilde{T}}_u = \begin{bmatrix} \underline{T}_{u_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \underline{T}_{u_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \underline{T}_{u_m} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\underline{T}_{u_j} = \int_0^{T_{c_j}} \underline{T}_{Nu_j}^T \underline{T}_{Nu_j} dT \quad (27)$$

şeklinde. Eş. 25 karesel bir işlemdir ve bu işlemden sistem girişleri ve türevleri yer almaktadır.

Sonuç olarak, çokdeğişkenli çıkış biçimlendirme problemi:

$$E = \underline{u}^T \underline{\tilde{T}}_u \underline{u} \quad (28)$$

maliyet işlevini

$$\underline{Q}_y \underline{u} \leq \underline{p}_y \quad (29)$$

sağlanacak şekilde en küçük yapan \underline{u} vektörünün bulunması şeklinde tanımlanabilir. Bu problem bir karesel programlama (KP) problemidir. Kayan ufuk stratejisi gereği, KP probleminin çözümünden elde edilen \underline{u} vektörünün ilgili elemanları, $u_j(t)$ 'ler, sisteme uygulanır.

3. Benzetim Çalışmaları

Bu bölümde, çokdeğişkenli çıkış biçimlendirme yönteminin özelliklerini irdelemeye yönelik benzetim çalışmaları yer almaktadır. Burada amaç, sistem çıkışlarının ilgili biçimlendirme işlevlerinin belirlediği aralıkta tutmaktır. Herhangi bir çıkış için alt ve üst biçimlendirme işlevleri, doğrusal, üstel, sinüzoidal sinyallerin birleşimi şeklinde seçilmiştir. Sonuçları gösteren şekillerde üstteki iki grafik sistem çıkışlarını, ilgili biçimlendirme işlevlerini; alttaki iki grafik ise denetim sinyallerini göstermektedir. Çalışmalarda örnekleme aralığı 0.05 sn seçilmiş, biçimlendirme işlevlerinin gelecek değerlerinin bilindiği varsayılmış ve alt ve üst kısıtlama ufkunda eşit aralıklarla kısıtlama eşitsizliği alınmıştır.

Örnek olarak aşağıda verilen kararsız sistem seçilmiştir:

$$\underline{T}(s) = \begin{bmatrix} \frac{s+2}{s^2+1} & \frac{1}{s^2+1} \\ \frac{1}{s^2-1} & \frac{1}{s-1} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Benzetim çalışmaları Çizelge 1 ile verilen denetim parametreleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 1: $\underline{T}(s)$ için denetim parametreleri ($i = j = 1, 2$)

$C_i(s)$	N_{y_i}	T_{i_i}	T_{u_i}	N_i	N_{u_j}	T_{c_j}
$s+1$	6	0.05	1	20	2	2

İlk çalışmada, bant aralığı her iki çıkış için de 0.5 seçilmiştir. Sonuçlar Şekil 1'de yer almaktadır. Şekilden görüldüğü gibi, çıkışlar bant aralığında kalmaktadır. Bunun yanında, çıkış genellikle alt veya üst biçimlendirme işlevinden birini izlemektedir. Bu, o zaman aralığında ilgili işleve ait kısıtlamanın etkin olduğu anlamında gelmektedir. Bant aralığını daraltmak kısıtlamaları daha katı hale getirir ve sistem çıkışı biçimlendirme işlevlerine daha çok benzer hale gelir. Bu bant aralığı sıfıra yaklaştıkça, sistem çıkışı da biçimlendirme işlevlerine yaklaşmaktadır. Bu durumu gösteren benzetim çalışması Şekil 2 ile verilmiştir. Bu çalışmada, bant 0.08 seçilmiştir ve denetim parametreleri bir öncekiyle aynıdır. Şekilden görüldüğü gibi, çıkış daha etkin bir şekilde biçimlendirilmiştir ve denetim sinyali de daha etkinleşmiştir. Bununla birlikte, değişkenler arasındaki etkileşimler kısıtlamalarla zorlanarak etkisini kaybetmiştir.

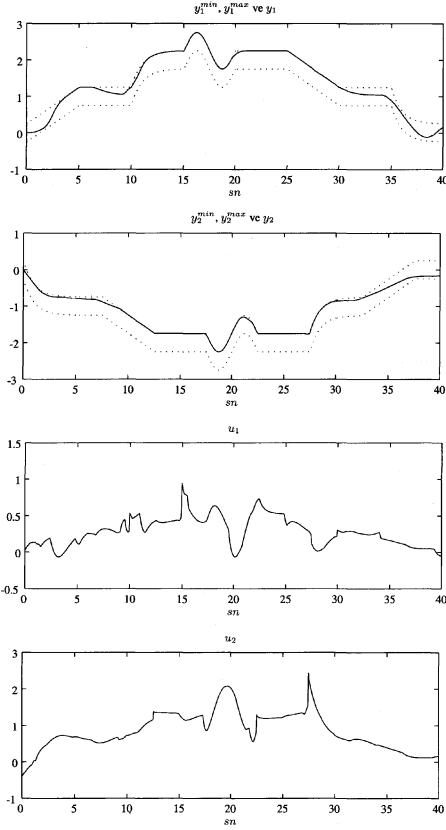
4. Uygulama

Uygulamalarda kullanılan sistem, Şekil 3'te görülen AMIRA adlı firmanın üç gözlü su tankı sistemidir (DTS 200 Three Tank System). Ardışık bağlı 3 adet göze sahip olan su tankı sistemi, su seviyesini ölçen 3 adet seviye duyargacından, tank gözlerine su basan 2 adet su pompasından, su pompalarını süren ve seviye duyargaçları için gerekli beslemeyi sağlayan bir ara birimden oluşmaktadır. Seviye duyargaçları su yüksekliği ile doğru orantılı gerilim üreten basınç duyargaçlarıdır. Seviye denetimi uygulamasında, giriş değişkeni lt/dak cinsinden pompaların bastığı su miktarıdır. Pompalar doğru akımla çalışmaktadır ve doğrusal bir giriş çıkış ilişkisine sahiptir. Su tankı sistemine bağlı bilgisayar birimi ise üzerinde örneksel sayısal ve sayısal örneksel (ÖS-SÖ) çevirici kartı takılı olan Pentium 4, 2.40 GHz işlemcili bir kişisel bilgisayardan oluşmaktadır. ÖS-SÖ çevirici kart National Instruments firmasının PCI-6024E kartı olup 12 bitlik çözünürlüğe ve 200 kHz'e kadar çıkabilen örnekleme hızına sahiptir. Algoritma, National Instruments firmasının bir yazılımı olan LabVIEW 7.0 grafiksel programlama dili ve MATLAB 6.0 kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

4.1. Sistemin matematiksel modeli

Ardışık bağlı üç gözlü su tankı sisteminin şematik olarak gösterimi Şekil 4 ile verilmiştir. Uygulama için su tankı sistemi 2 girişli 2 çıkışlı olarak kullanılmıştır. Ardışık bağlı üç göz, üçüncü dereceden bir sistem oluşturur.

Şekilde u_1 ve u_2 sırasıyla birinci ve ikinci göze basılan su miktarını; y_1 , x ve y_2 ise sırasıyla birinci, ikinci ve üçüncü



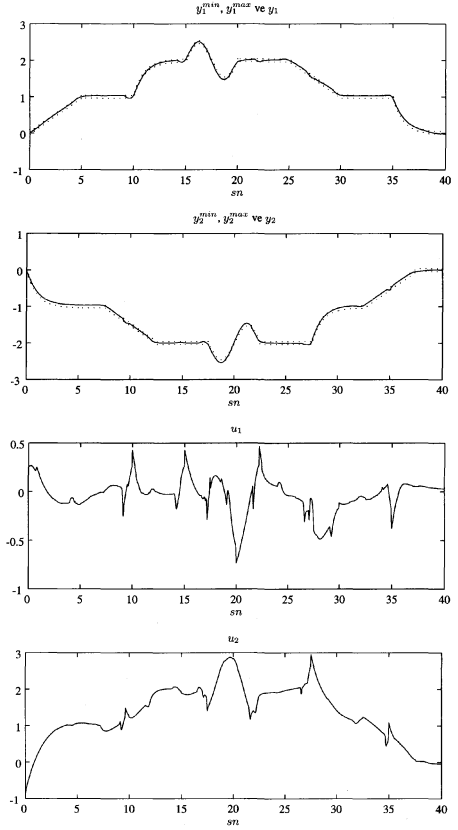
Şekil 1: $T(s)$ için çokdeğişkenli çıkış biçimlendirme ($y_i^{max} - y_i^{min} = 0.5$)

gözlerdeki su seviyelerini göstermektedir. Çokdeğişkenli sistemin girişleri u_1 ve u_2 , çıkışları ise y_1 ve y_2 'dir. Denetim problemi birinci ve üçüncü gözlerdeki su seviyelerini bu gözlerle basılan su miktarları ile denetlemektir. Şekilde, f_1 , f_2 , f_{1x} ve f_{2x} sırasıyla birinci gözden dışarıya, üçüncü gözden dışarıya, birinci gözden ikinci göze ve ikinci gözden üçüncü göze akan su miktarlarını göstermektedir. A gözlerin kesit alanıdır ve 149 cm^2 'ye eşittir.

Bu sistem için, f_1 , f_2 , f_{1x} ve f_{2x} değişkenlerinin sırasıyla y_1 seviyesi, y_2 seviyesi, $y_1 - x$ seviye farkı ve $x - y_2$ seviye farkı ile orantılı olduğu varsayılabilir. K_1 , K_2 , K_{1x} ve K_{2x} ise ilgili değişkenler için orantı sabitleridir. Bu varsayım, üç gözlü su tankı sistemi 3. dereceden doğrusal bir modelle temsil edilebilir ve aktarım işlevi matrisi

$$T(s) = \begin{bmatrix} A_1(s) & 0 \\ 0 & A_2(s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_{11}(s) & B_{12}(s) \\ B_{21}(s) & B_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (31)$$

biçiminde elde edilir. İdeal durumda bu sistem modelindeki çokterimliler $A_1 = A_2$, $B_{11} = B_{22}$, $B_{12} = B_{21}$ şeklindedir. Ancak, gerçek duruma daha uygun olduğu için Eş. 31 ile verilen model esas alınmıştır. Burada aktarım işlevi matrisindeki



Şekil 2: $T(s)$ için çokdeğişkenli çıkış biçimlendirme ($y_i^{max} - y_i^{min} = 0.08$)

çokterimliler

$$A_1(s) = a_{10}s^3 + a_{11}s^2 + a_{12}s + 1 \quad (32)$$

$$A_2(s) = a_{20}s^3 + a_{21}s^2 + a_{22}s + 1$$

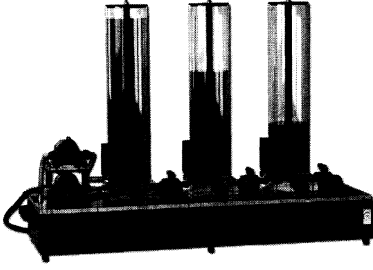
$$B_{11}(s) = b_{110}s^2 + b_{111}s + b_{112}$$

$$B_{12}(s) = b_{120}$$

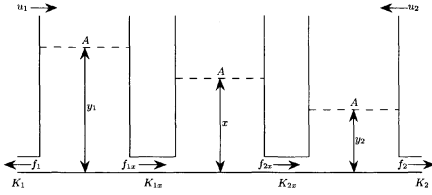
$$B_{21}(s) = b_{210}$$

$$B_{22}(s) = b_{220}s^2 + b_{221}s + b_{222}$$

biçimindedir. Gerçekte ise, gözler arasındaki su akışı su seviyeleri ile doğrudan orantılı değildir [13, 14]. Dolayısıyla sistemi tanımlayan parametreler farklı çalışma noktaları için farklılıklar göstermektedir. Ayrıca uygulamada kullandığımız su tankı sisteminde başka doğrusal olmayan etkenler mevcuttur. Bu etkenlerden en önemlisinin su tanklarının tabanlarındaki su geçişinin sağlandığı açıklıkların ve vana yapılarının olduğu düşünülmektedir. Tank tabanında tanka bağlı vana sayısı kadar açıklık vardır; yani tabandaki her bir açıklık tankın altındaki küçük borularla ilgili vanaya bağlanmaktadır. Bu yapı güçlü bir doğrusal olmayan etki oluşturmaktadır ve Eş. 31 ile verilen doğrusal model sistemi iyi bir şekilde temsil etmemektedir. Bu sistem



Şekil 3: Uygulamada kullanılan üç gözlü su tankı sistemi



Şekil 4: Üç gözlü su tankı sisteminin şematik gösterimi

üzlerinde yapılmış olan önceki çalışmadan [15] elde edilen deneylere göre kestiricinin başarılı olması için Eş. 31 ile verilen doğrusal modellerle birlikte fazlardan bir sapma teriminin kestirimi gerekmektedir.

4.2. Sistem parametrelerinin kestirimi

Çokdeğişkenli çıkış biçimlendirme yöntemi uyarlama olarak kullanılabilir. Yöntem sürekli zamana dayalı bir yöntem olduğu için, parametre kestirimi olarak da Sürekli Zaman En Küçük Kareler (SZEKK) yöntemi kullanılmıştır. SZEKK yönteminde, $p \times m$ sistemin i . çıkışı ($i = 1, 2, \dots, p$),

$$A_i(s)Y_i(s) = \sum_{j=1}^m B_{ij}(s)U_j(s) + d_i + E_i(s) \quad (33)$$

şeklinde modellenmiştir. Burada $j = 1, 2, \dots, m$ olmak üzere

$$A_i(s) = a_{i0}s^{n_i} + a_{i1}s^{n_i-1} + \dots + a_{in_i-1}s + 1 \quad (34)$$

$$B_{ij}(s) = b_{ij0}s^{r_{ij}} + b_{ij1}s^{r_{ij}-1} + \dots + b_{ijr_{ij}-1}s + b_{ijr_{ij}}$$

biçiminde Laplace alanında yazılmış çokterimlidir. i . çıkış için, d_i sapma terimidir ve $E_i(s)$ modellenemeyen dinamikleri, gürültü ve bozucuları temsil etmektedir. Eş. 33 doğrusal parametre yapısında

$$y_{f_i}(t) = \varphi_i^T(t)\theta_i + e_{f_i}(t) \quad (35)$$

şeklinde yazılabilir. Burada parametre vektörü θ_i ve veri vektörü $\varphi_i(t)$

$$\theta_i = [b_{i10} \dots b_{i1r_{i1}} \ b_{i20} \dots b_{i2r_{i2}} \dots] \quad (36)$$

$$\varphi_i^T(t) = \begin{bmatrix} b_{im0} \dots b_{imr_{im}} \ a_{i0} \dots a_{in_i-1} \ d_{f_i}^T \\ \frac{d^{r_{i1}}u_{f_1}}{dt^{r_{i1}}} \dots u_{f_1} \ \frac{d^{r_{i2}}u_{f_2}}{dt^{r_{i2}}} \dots u_{f_2} \dots \\ \frac{d^{r_{im}}u_{f_m}}{dt^{r_{im}}} \dots u_{f_m} \ -\frac{d^{n_i}y_{f_i}}{dt^{n_i}} \dots -\frac{dy_{f_i}}{dt} \ 1 \end{bmatrix}$$

biçimindedir ve $y_{f_i}(t)$, $u_{f_j}(t)$ ve $e_{f_i}(t)$ sırasıyla $1/T_i(s)$ süzgeciyle süzgeçlenmiş i . çıkışı, j . girişi ve i . gürültüyü temsil etmektedir ve

$$d_{f_i} = \frac{A_i(s)}{T_i(s)}d_i \quad (37)$$

şeklinde. $T_i(s)$, i . çıkışın kestirici süzgeç çokterimlidir ve derecesinin $A_i(s)$ 'in derecesinden büyük olması gerekmektedir.

Eş. 35 ile verilen doğrusal parametre yapısındaki model SZEKK kestiricisinde çokdeğişkenli sistem parametrelerini kestirmek için kullanılır. Kestirici

$$\frac{d\hat{\theta}_i(t)}{dt} = \mathbf{P}_i(t)\varphi_i(t)[y_{f_i}(t) - \varphi_i^T(t)\hat{\theta}_i(t)] \quad (38)$$

$$\frac{d\mathbf{P}_i(t)}{dt} = \beta_i\mathbf{P}_i(t) - \mathbf{P}_i(t)\varphi_i(t)\varphi_i^T(t)\mathbf{P}_i(t)$$

şeklinde. Burada $\hat{\theta}_i(t)$ ve $\mathbf{P}_i(t)$ sırasıyla t anındaki kestirilen parametre vektörünü ve eşdeğişinti matrisini göstermektedir. β_i unutmaya çarpanıdır. Genellikle başlangıç anındaki parametre vektörü $\hat{\theta}_i(0)$ sıfır vektörü, eşdeğişinti matrisi ise $\mathbf{P}_i(0) = \alpha_i\mathbf{I}$ biçiminde seçilir. Burada α_i büyük bir katsayı ve \mathbf{I} uygun boyutta birim matristir.

4.3. Kalıcı durum hatasının önlenmesi

Çoğu denetim probleminde, sistemler basamak tipi bozululara karşı karşıya kalmaktadırlar. Bu bozulular sistem çıkışında kalıcı durum hatasına yol açmaktadırlar. Bu problem, bozucuların sistem modelinde dikkate alınmasıyla, bir başka deyişle sistem modeline Laplace işleci s eklenerek çözülebilir. Bu durumda sistem modeli

$$Y_i(s) = \frac{1}{sA_i(s)} \sum_{j=1}^m sB_{ij}(s)U_j(s) + \frac{C_i(s)}{sA_i(s)}V_i(s) \quad (39)$$

şeklinde olur. Bu, içsel model ilkesi olarak bilinir ve denetleçte tümlensel etkinin yer almasını sağlar. Bu değişiklik, çokdeğişkenli çıkış biçimlendirme algoritmasını etkilemez; sadece algoritmada $A_i(s)$ ve $B_{ij}(s)$ yerine $sA_i(s)$ ve $sB_{ij}(s)$ kullanılır, ve gerekirse $C_i(s)$ 'in derecesi 1 arttırılır.

4.4. Uygulama Sonuçları

Çokdeğişkenli sistemler için çıkış biçimlendirme yönteminin su tankı sistemine uygulanması ile elde edilen sonuçlar Şekil 5'te yer almaktadır. Uygulamada örneklem aralığı 2 sn alınmıştır. Tasarım ve kestirici parametreleri Çizelge 2 ile verilmiştir. Seçilen bant aralığı 2 cm 'dir. Kısıtlamaların sağlandığı görülmektedir. Sistemin çıkışları sadece başlangıçta ayarlama evresinde kısıtlamaların dışında kalmış daha sonra tam olarak biçimlendirilmiştir. Kestirilen sistem modeli aşağıda verilmiştir:

$$A_1(s) = 83375s^3 + 5485.6s^2 + 188.54s + 1 \quad (40)$$

$$A_2(s) = 74838s^3 + 5745.4s^2 + 181.58s + 1$$

$$B_{11}(s) = 5793.2s^2 + 378.83s + 6.5722$$

$$B_{21}(s) = 3.7564$$

$$B_{12}(s) = 3.1185$$

$$B_{22}(s) = 5172.2s^2 + 350.92s + 6.6017$$

$$d_1 = -4.5421$$

$$d_2 = -7.5014$$

Çizelge 2: Üç gözlü su tankı sistemi için denetim ve kestirici parametreleri ($i = j = 1, 2$)

(a) Denetim Parametreleri

$C_i(s)$	N_{y_i}	T_{i_i}	T_{u_i}	N_i	N_{u_j}	T_{c_j}
$(s + 0.07)^4$	20	2	50	25	1	50

(b) Kestirici Parametreleri

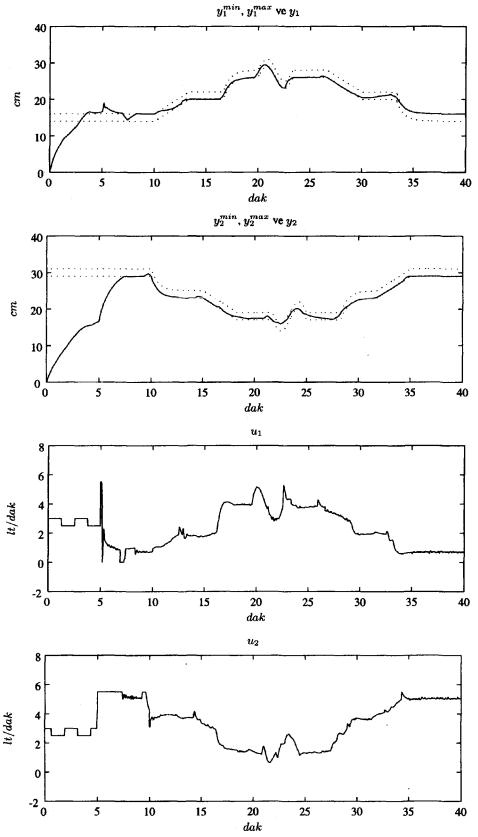
α_i	β_i	$T_i(s)$	$\hat{\theta}_i(0)$
1000	0	$(s + 0.07)^4$	$[0.1 \dots 0.1]^T$

5. Sonuçlar

Bu çalışma ile çıkış biçimlendirme problemi çokdeğişkenli sistemlere genişletilmiştir. Problem, kısıtlanmalı çokdeğişkenli SÜGÖNDE üzerine kurulmaktadır. Yöntemin etkinliği benzetim çalışmaları ve gerçek zamanda bir uygulama ile irdelenmiştir. Kararsız bir sistem üzerinde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ve üç gözlü su tankı sistemi üzerindeki gerçek zaman uygulaması, çokdeğişkenli bir sistemin çıkışlarının kısıtlama yoluyla başarıyla biçimlendirilebileceğini göstermektedir.

6. Kaynakça

- [1] D. W. Clarke, C. Mohtadi, and P. S. Tuffs, "Generalized predictive control part 1: The basic algorithm and part 2: Extensions and interpretations," *Automatica*, vol. 23(2), pp. 137–160, 1987.
- [2] H. Demircioğlu and P. J. Gawthrop, "Continuous-time generalized predictive control (CGPC)," *Automatica*, vol. 27(1), pp. 55–74, 1991.
- [3] D. W. Clarke, Ed., *Advances in Model-based Predictive Control*. Oxford University Press, 1994.
- [4] E. F. Camacho, *Model predictive control*. London: Springer, 2004.
- [5] T. T. C. Tsang and D. W. Clarke, "Generalized predictive control with input constraints," *IEE Proc Part D*, vol. 135(6), pp. 451–460, 1988.
- [6] A. G. Kuznetsov and D. W. Clarke, "Application of constrained GPC for improving performance of controlled plants," in *Advances in Model-based Predictive Control*, D. W. Clarke, Ed. Oxford University Press, 1994.
- [7] H. Demircioğlu, "Constrained continuous-time generalized predictive control," *IEE Proc -Control Theory Appl*, vol. 146(5), pp. 470–476, 1999.
- [8] J. M. Maciejowski, *Predictive control with constraints*. London: Prentice Hall, 2002.
- [9] C. Mohtadi, S. L. Shah, and D. W. Clarke, "Generalized predictive control of multivariable systems," *Report No 1689/87 Oxford University Department of Engineering Science*, 1986.
- [10] H. Demircioğlu and P. J. Gawthrop, "Multivariable continuous-time generalized predictive control (MCGPC)," *Automatica*, vol. 28(4), pp. 697–713, 1992.
- [11] Ç. Yavuzylmaz and H. Demircioğlu, "Output shaping by means of output constraints in continuous-time predictive control," *16th IFAC World Congress*, 2005.



Şekil 5: Üç gözlü su tankı sistemi için çokdeğişkenli çıkış biçimlendirme

- [12] —, "Kısıtlanmalı çokdeğişkenli sürekli zaman genelleştirilmiş öngörülü denetim (SÜGÖNDE)," *TOK'05 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, 2005.
- [13] H. Demircioğlu and E. Karasu, "Generalized predictive control: A practical application and comparison of discrete- and continuous-time versions," *IEEE Control System Magazine*, vol. 20(5), pp. 36–47, 2000.
- [14] H. Demircioğlu and Ç. Yavuzylmaz, "Constrained predictive control in continuous-time," *IEEE Control System Magazine*, vol. 22(4), pp. 57–67, 2002.
- [15] G. Civan, "Çokdeğişkenli SÜGÖNDE yönteminin pratik bir uygulaması," *Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi*, 2004.

Destek Vektör Makineleleriyle Genelleştirilmiş Öngörülü Denetim

Serdar İplikçi¹

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, Kınıklı Kampüsü, 20040, Denizli

iplikci@pau.edu.tr

Özetçe

Destek Vektör Makinelerinin (Support Vector Machines - SVMs) Genelleştirilmiş Öngörülü Denetim (Generalized Predictive Control - GPC) döngüsü içerisinde kullanılması ilk olarak [1]'de önerilen yöntemle gerçekleştirilmiş ve ardından bu yöntemin çevrim-içi çalışan sürümüyle [2] modelleme ve denetim süreçleri paralel olarak yapılabilmektedir. Bu çalışmada, [1]'de önerilen yöntemle (SVM-Tabanlı GPC) doğrusal olmayan bir sistemin denetimi gerçekleştirilmiştir. SVM bağlanım algoritmaları, global minimumu garanti etmeleri ve daha yüksek genelleme kapasiteleri nedeniyle doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde sıkça kullanılmaktadır. Bu önemli özellikler, SVM yapılarının GPC döngüsü içerisinde kullanılması fikrini [1] doğrulamıştır. Matematiksel modeli bilinmeyen bir sistemin SVM ile elde edilen modelini kullanarak ileriye yönelik tahmin yapmanın yanısıra daha sonradan Bedel Fonksiyonunu En Aza İndirme (Cost Function Minimization - CFM) bloğunda kullanılacak olan eğim bilgisini elde etmek mümkündür. Benzetim sonuçları göstermiştir ki, [1]'de önerilen yöntem oldukça iyi bir denetim başarımı sağlamaktadır, başka bir deyişle, SVM-Tabanlı GPC ile denetimi yapılan ve matematiksel modeli bilinmeyen bir sistem önceden belirlenen ve farklı yörüngelere sahip referans işaretlerini yüksek bir doğrulukla takip edebilmektedir.

1. Giriş

Teorisi oldukça sağlam bir zemine oturan GPC [3, 4, 5] yöntemi, Model Tabanlı Öngörülü Denetim (Model-Based Predictive Control - MPC) teknikleri sınıfına dahildir. MPC teknikleri yaklaşık 30 yıldır açık-çevrim kararsız sistemlerin ve parametreleri ve/veya ölü-zamanları zamanla-değişen [6, 7] sistemlerin denetiminde dayanaklı bir yöntem olduklarını ispat ederek endüstriyel süreçlerin [8, 9] denetiminin yanında kimyadan havacılığa kadar değişik alanlarda da kullanılmışlardır [10].

Literatürdeki ilk MPC tekniğinin [11] önerilmesinden sonra geliştirilen pek çok MPC yöntemlerinin [12, 13] içerisinde belki de en yaygın olanı GPC'dir [3, 4, 5]. Yine de, tüm MPC teknikleri aynı fikre dayanır: denetimi yapılacak sistemin modelini kullanarak elde edilen ileri yönelik tahmine dayanarak, her bir örnekleme anında, sonlu-ufuklu açık-çevrimli bir en iyileme problemi çözülerek bir dizi denetim işareti elde edilir ve dizinin ilk elemanı sisteme uygulanır. Model tabanlı tekniklerde denetimi yapılacak sistemin modeli çok önemli bir rol oynadığından, pek çok doğrusal ve doğrusal-olmayan modelleme yöntemleri uzunca zamandır kullanılmaktadır. Son zamanlarda,

işlemsel zeka alanındaki hızlı gelişmelere paralel olarak, GPC döngüsünde kullanılacak modelin elde edilmesinde Yapay Sınır ağları [14, 15], Bulanık Sistemler [16, 17], hibrid sistemler [18, 19] ve Genetik Algoritmalar [20] gibi esnek bilgi işlem araçlarından yararlanılmıştır.

Bağlanım problemini çözerek doğrusal-olmayan sistemlerin modellenmesinde kullanılabilen diğer bir araç ise Destek Vektör Makineleridir (SVM) [21, 22, 23]. İstatistiksel Öğrenme Kuramı (Statistical Learning Theory) ve Yapısal Riski En Aza İndirme İlkesi'ne (Structural Risk Minimization Principle) dayanan SVM algoritmaları herhangi bir sınıflandırma veya bağlanım problemini yerel minimumlara takılmadan çözebilir. Global minimumun bulunması, sınıflandırma veya bağlanım probleminin bir Karesel Programlama (Quadratic Programming - QP) problemine dönüştürülerek çözülmesiyle sağlanır. Son on yılda, SVM tabanlı algoritmalar çok hızlı bir şekilde gelişmiş ve pek çok alana uygulanmıştır [24, 25].

Bu bildirinin amacı, önceki çalışmada [1] önerilen SVM-Tabanlı GPC yöntemini farklı bir sisteme uygulayarak sunmaktır. Bildiri şu şekilde organize edilmiştir: İkinci bölümde, GPC yapısının bileşenleri olan sistem modeli ve Bedel Fonksiyonunu En Küçültme (Cost Function Minimization - CFM) bloğu tanıtılmıştır. Daha sonra, bağlanım problemleri için geliştirilen SVM yaklaşımları üçüncü bölümde gözden geçirilmiştir. Bölüm 4'te, SVM-Tabanlı GPC yapısı RBF çekirdeği için formülize edilerek bölüm sonunda SVM-Tabanlı GPC algoritması verilmiştir. Son olarak, incelenen doğrusal-olmayan sistem ve benzetim sonuçları beşinci bölüm sonunda verilmiştir.

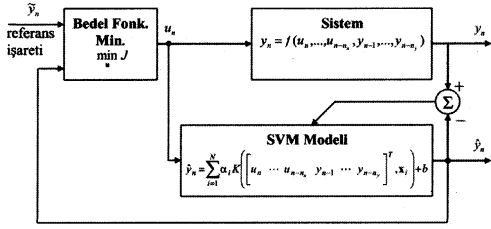
2. Genelleştirilmiş Öngörülü Denetim

Dinamiği (1)'deki gibi olan bir NARX (Nonlinear Auto-Regressive eXogenous) modeliyle temsil edilen doğrusal-olmayan sistemi ele alalım.

$$y_n = f(u_n, \dots, u_{n-n_u}, y_{n-1}, \dots, y_{n-n_y}), \quad (1)$$

burada u_n n zaman indeksi anında sisteme uygulanan denetim işareti, y_n ise sistemin buna karşı düşen çıkışıdır, n_u ve n_y ise sırasıyla modelde yer alan geçmiş denetim işareti ve çıkışı işareti sayılarıdır. Bu arada, doğrusal-olmayan f 'in bilinmediği varsayılmaktadır.

Şekil 2 GPC yapısının denetim döngüsünü göstermektedir, burada \hat{y}_n model çıkışının n zaman indeksi anındaki değeri ve \tilde{y} ise sistem tarafından takip edilmesi istenen referans işaretidir. GPC yapısı iki temel elemandan oluşmaktadır. İlki, daha sonradan tanımlanacak olan u aday denetim vektörüne karşı sis-



Şekil 1: GPC döngüsü.

temin üreteceği cevabı tahmin etmede kullanılan sistem modelidir. Bunun yanı sıra, sistem modeli, GPC'nin diğer bileşeni olan CFM bloğu için gerekli eğim bilgisinin elde edilmesinde de kullanılır. CFM bloğunun amacı (2)'deki gibi verilen başarımların göstergesi J 'nin aday denetim vektörü \mathbf{u} 'ya göre en aza indirilmesidir.

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} (\hat{y}_{n+j} - \hat{y}_{n+j})^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda_j (\Delta u_{n+j})^2, \quad (2)$$

burada N_1 en kısa bedel ufku, N_2 en uzun bedel ufku, N_u denetim ufku, λ ağırlık faktörüdür ve Δu_{n+j} ise $\Delta u_{n+j} = u_{n+j} - u_{n+j-1}$ şeklinde verilmiştir [14].

CFM algoritmasında, aday denetim vektörü \mathbf{u} 'nun elemanları,

$$\mathbf{u} = [u_{n+1} \quad u_{n+2} \quad \dots \quad u_{n+N_u}]^T, \quad (3)$$

izin verilen aralık içerisinde (4)'de verilen kuralla güncellenir.

$$\mathbf{u} \leftarrow \mathbf{u} + s\mathbf{p}, \quad (4)$$

burada \mathbf{p} arama yönü ve s ise adım aralığıdır. Her bir örnekleme anında, denetim işareti ve sistem çıkışları üzerindeki kısıtlamalar gözönüne alınarak en uygun arama yönü belirlendikten sonra, bu arama yönüne dayanarak en uygun adım aralığı belirlenir. Ardından, denetim vektörü \mathbf{u} güncellenerek vektörün ilk elemanı sisteme uygulanır.

En uygun arama yönünü bulmak için, optimizasyon kuramı literatüründe mevcut yöntemler [26, 27] kullanılır. CFM algoritmasında kullanılan optimizasyon tekniğine olarak, Taylor açılımında ikinci dereceye kadar olan eğim bilgisine ihtiyaç duyulabilir. Dik İniş (Gradient Descent ($\mathbf{p} = -\mathbf{g}$)) gibi birinci dereceden arama algoritmaları (5)'de verilen eğim vektörünün hesabını gerektirirken,

$$\mathbf{g} = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{u}} = \left[\frac{\partial J}{\partial u_{n+1}} \quad \frac{\partial J}{\partial u_{n+2}} \quad \dots \quad \frac{\partial J}{\partial u_{n+N_u}} \right]^T, \quad (5)$$

Değiştirilmiş Newton Yöntemi (Modified Newton's Method ($\mathbf{p} = -\mathbf{H}^{-1}\mathbf{g}$)) gibi ikinci dereceden arama algoritmaları ilave olarak (6)'de verilen Hessian matrisinin hesabını gerektirir.

$$\mathbf{H} = \frac{\partial^2 J}{\partial \mathbf{u}^2} \quad (6)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+1} u_{n+1}} & \frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+1} u_{n+2}} & \dots & \frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+1} u_{n+N_u}} \\ \frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+2} u_{n+1}} & \frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+2} u_{n+2}} & \dots & \frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+2} u_{n+N_u}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+N_u} u_{n+1}} & \frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+N_u} u_{n+2}} & \dots & \frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+N_u} u_{n+N_u}} \end{bmatrix}$$

Eğim vektörü \mathbf{g} 'de, h^{inci} eleman (7) ile verilmektedir.

$$\frac{\partial J}{\partial u_{n+h}} = -2 \sum_{j=N_1}^{N_2} (\hat{y}_{n+j} - \hat{y}_{n+j}) \frac{\partial \hat{y}_{n+j}}{\partial u_{n+h}} \quad (7)$$

$$+ 2 \sum_{j=1}^{N_u} \lambda_j \Delta u_{n+j} (\delta_{h,j} - \delta_{h,j-1}), \quad h = 1, \dots, N_u$$

burada $\delta_{i,j}$ Kronecker Delta fonksiyonudur. Benzer şekilde, Hessian matrisi \mathbf{H} 'nin m^{inci} , h^{inci} elemanı da (8)'deki gibidir.

$$\frac{\partial^2 J}{\partial u_{n+m} \partial u_{n+h}} = 2 \sum_{j=N_1}^{N_2} \frac{\partial \hat{y}_{n+j}}{\partial u_{n+m}} \frac{\partial \hat{y}_{n+j}}{\partial u_{n+h}} \quad (8)$$

$$- 2 \sum_{j=N_1}^{N_2} \frac{\partial^2 \hat{y}_{n+j}}{\partial u_{n+m} \partial u_{n+h}} (\hat{y}_{n+j} - \hat{y}_{n+j})$$

$$+ \sum_{j=1}^{N_u} \lambda_j (\delta_{m,j} - \delta_{m,j-1}) (\delta_{h,j} - \delta_{h,j-1}), \quad m, h = 1, \dots, N_u.$$

Denklem (7) ve (8)'den görüleceği gibi, birinci dereceden terimler $\left(\frac{\partial \hat{y}_{n+j}}{\partial u_{n+h}} \right)$ ve ikinci dereceden terimler $\left(\frac{\partial^2 \hat{y}_{n+j}}{\partial u_{n+m} \partial u_{n+h}} \right)$ her bir adımda pek çok kez hesaplanmaktadır. Elde edilen modele dayalı olarak bu terimlerin hesabını işlemsel yoğunluk anlamında GPC'nin uygulanabilirliği üzerinde doğrudan etkisi vardır.

3. Destek Vektörleriyle Bağlanım

Bu bölümde, aşağıdaki şekilde tanımlanmış bağlanım problemini çözen ε -SVR algoritması gözden geçirilmiştir: $T = \{\mathbf{x}_k, y_k\}_{k=1}^{k=N}$ şeklinde verilen veri kümesini ele alalım, burada $\mathbf{x}_k \in X \subseteq R^n$ vektörü giriş uzayındaki k^{inci} giriş veri noktasını, $y_k \in Y \subseteq R$ ise buna karşı düşen çıkış değerini göstermektedir. Verilen bu veri kümesinin girişi ile çıkışı arasındaki ilişkinin, (9)'deki gibi F öznitelik uzayında doğrusal olan bir modelle modellenmesi istenmektedir.

$$\hat{y}(\mathbf{x}) = \langle \mathbf{w}, \Phi(\mathbf{x}) \rangle + b, \quad (9)$$

burada \mathbf{w} öznitelik uzayı F 'de bir vektör, $\Phi(\mathbf{x})$ ise giriş uzayından öznitelik uzayına bir dönüşüm, b öngörülme terimi ve $\langle \cdot, \cdot \rangle$ ise F öznitelik uzayında bir iç çarpımı göstermektedir. SVM algoritmaları verilen bu bağlanım problemini ikincil uzayda (10)'deki gibi bir optimizasyon problemini olarak ele almaktadır.

$$\hat{y}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^N \alpha_i K(\mathbf{x}, \mathbf{x}_i) + b, \quad (10)$$

burada $K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)$ fonksiyonu, $K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \Phi(\mathbf{x}_i)^T \Phi(\mathbf{x}_j) = K_{ij}$ şeklinde verilen bir çekirdek (kernel) fonksiyonudur. Çekirdek fonksiyonu öznitelik uzayında iç çarpım işlemi gerçekleştirildiğinden $\Phi(\mathbf{x})$ 'nin analitik formunun bilinmesi gerekmez. SVM modelinde (10), sıfırdan farklı bir α_i değerine karşı gelen \mathbf{x}_i vektörü noktaya destek vektörü denir.

ε -SVR algoritması Vapnik ε -toleranslı kayıp fonksiyonunu $L(\varepsilon, y, \hat{y})$ kullanarak optimizasyon problemini birincil uzayda şu şekilde tanımlar:

$$\min_{\mathbf{w}, b, \xi, \xi^*} P_\varepsilon = \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 + C \sum_{i=1}^N (\xi_i + \xi_i^*) \quad (11)$$

kısıtlamalar,

$$y_i - \langle \mathbf{w}, \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle - b \leq \varepsilon + \xi_i \quad (12)$$

$$\langle \mathbf{w}, \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle + b - y_i \leq \varepsilon + \xi_i^* \quad (13)$$

$$\xi_i, \xi_i^* \geq 0, i = 1, 2, \dots, N \quad (14)$$

burada ε her bir veri noktası için tolere edilebilen en büyük hata miktarıdır, ξ_i 'ler ve ξ_i^* 'lar ise gevşek değişkenlerdir, $\|\cdot\|$ sembolü Öklit normunu göstermektedir ve C de modelin karmaşıklığı ile ε 'dan büyük hatalar arasında bir ayar yapmayı sağlayan bir ayar parametresidir. Bağlanım probleminin ikincil biçimi aşağıdaki gibi bir Karesel Programlama (Quadratic Programming - QP) problemine dönüştürülebilir:

$$\min_{\beta, \beta^*} D_\varepsilon = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N K_{ij} (\beta_i - \beta_i^*) (\beta_j - \beta_j^*) \quad (15)$$

$$+ \varepsilon \sum_{i=1}^N (\beta_i + \beta_i^*) - \sum_{i=1}^N y_i (\beta_i - \beta_i^*)$$

kısıtlamalar,

$$0 \leq \beta_i, \beta_i^* \leq C, \sum_{i=1}^N (\beta_i - \beta_i^*) = 0, i = 1, 2, \dots, N \quad (16)$$

(15 ve 16)'de verilen QP probleminin çözümü β_i 'lar ve β_i^* 'ların en iyi değerlerini verir. Modeldeki b değeri, $\hat{y}(\mathbf{x}_i) - y_i = -\varepsilon$ koşulu $0 < \beta_i - \beta_i^* < C$ koşulunu sağlayan her bir destek vektörü \mathbf{x}_i için sağlanacak şekilde bulunur. Diğer taraftan, $j = 1, 2, \dots, N$ olmak üzere $\alpha_j = \beta_j - \beta_j^*$ gibi yeni bir katsayı tanımlanırsa, (10)'deki SVM modeli elde edilir veya sadece destek vektörleri dikkate alınırsa model,

$$\hat{y}(\mathbf{x}) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \in SV}}^{\#SV} \alpha_j K(\mathbf{x}, \mathbf{x}_j) + b, \quad (17)$$

haline gelir ki burada $\#SV$ modeldeki destek vektörü sayısını göstermektedir [24, 25, 28]. Elde edilen SVM modeli (17) tüm eğitim verisinin sadece destek vektörleriyle temsil edilmesi anlamında *seyrek* bir modeldir. ε -SVR'nin parametreleri ε, C, N ve çekirdek fonksiyonu parametreleridir. Bu parametrelerin uygun değerlerini belirlemenin sisematik bir yolu olmasa da literatürde bazı pratik öneriler bulunabilir [29].

4. SVM-Tabanlı GPC

Kontrol edilecek sistemin SVM modeli elde edildikten sonra, bu model, [1]'de önerilen yaklaşım izlenerek alt-bölümlerde verilen formüller ve algoritma yoluyla SVM-Tabanlı GPC yapısında kullanılabilir .

4.1. SVM Modelinden Eğitim Bilgisinin Elde Edilmesi

Şu anki giriş vektörü aşağıdaki biçimde yazılırsa,

$$\mathbf{c}_n = [u_n \ \dots \ u_{n-n_u} \ y_{n-1} \ \dots \ y_{n-n_y}]^T, \quad (18)$$

SVM modelinin buna karşı düşen çıkışı da,

$$\hat{y}_n = \sum_{j=1}^{\#SV} \alpha_j K(\mathbf{c}_n, \mathbf{x}_j) + b \quad (19)$$

şeklinde yazılabilir. SVM-Tabanlı GPC'de, çekirdek fonksiyonu olarak Radyal Tabanlı Fonksiyon (Radial Basis Function - RBF) (20) kullanılmıştır.

$$K_{ij} = K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \exp\left(-\frac{(\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j)^T(\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j)}{2\sigma^2}\right), \quad (20)$$

burada σ genişlik parametresidir. Eğer d_{jn} , (21)'de verildiği gibi j^{inci} destek vektörü \mathbf{x}_j ile şu anki durum \mathbf{c}_n arasındaki Öklit uzaklığı olarak tanımlanırsa,

$$d_{jn} = (\mathbf{c}_n - \mathbf{x}_j)^T (\mathbf{c}_n - \mathbf{x}_j) \quad (21)$$

$$= \sum_{i=0}^{n_u} (x_{j,i+1} - u_{n-i})^2 + \sum_{i=1}^{n_y} (x_{j,n_u+i+1} - y_{n-i})^2,$$

çekirdek fonksiyonu,

$$K(\mathbf{c}_n, \mathbf{x}_j) = \exp\left(-\frac{d_{jn}}{2\sigma^2}\right) \quad (22)$$

şeklinde yeniden yazılabilir ve bağlanım modeli,

$$\hat{y}_n = \sum_{j=1}^{\#SV} \alpha_j \exp\left(-\frac{d_{jn}}{2\sigma^2}\right) + b \quad (23)$$

haline gelir. Artık, SVM bağlanım modelini kullanarak (24)'de verilen formüllerle sistemin gelecekteki davranışını tahmin edebiliriz.

$$\hat{y}_{n+k} = \sum_{j=1}^{\#SV} \alpha_j \exp\left(-\frac{d_{j,n+k}}{2\sigma^2}\right) + b, \quad (24)$$

$$k = N_1, N_1 + 1, \dots, N_2,$$

burada

$$d_{j,n+k} = \sum_{i=1}^{\min(k, n_y)} (x_{j, n_u+i+1} - \hat{y}_{n+k-i})^2 \quad (25)$$

$$+ \sum_{i=k+1}^{n_y} (x_{j, n_u+i+1} - \hat{y}_{n+k-i})^2$$

$$+ \sum_{i=0}^{n_u} \begin{cases} (x_{j, i+1} - u_{n+k-i})^2, & k - N_u < i \\ (x_{j, i+1} - u_{n+N_u})^2, & k - N_u \geq i \end{cases}$$

Bu tanımlar kullanılarak, birinci-dereceden kısmi türevler aşağıdaki gibi bulunur:

$$\frac{\partial \hat{y}_{n+k}}{\partial u_{n+h}} = \sum_{j=1}^{\#SV} \alpha_j \frac{\partial \exp\left(-\frac{d_{j,n+k}}{2\sigma^2}\right)}{\partial u_{n+h}} \quad (26)$$

burada

$$\begin{aligned} \frac{\partial \exp\left(-\frac{d_{j,n+k}}{2\sigma^2}\right)}{\partial u_{n+h}} &= \frac{\partial \exp\left(-\frac{d_{j,n+k}}{2\sigma^2}\right)}{\partial d_{j,n+k}} \frac{\partial d_{j,n+k}}{\partial u_{n+h}} \quad (27) \\ &= -\frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{d_{j,n+k}}{2\sigma^2}\right) \frac{\partial d_{j,n+k}}{\partial u_{n+h}} \end{aligned}$$

şeklinde ve

$$\begin{aligned} \frac{\partial d_{j,n+k}}{\partial u_{n+h}} &= -2 \sum_{i=1}^{\min(k,n_y)} x_{j,n_u+i+1} \frac{\partial \hat{y}_{n+k-i}}{\partial u_{n+h}} \delta_1(k-i-1) \quad (28) \\ &+ 2 \sum_{i=1}^{\min(k,n_y)} \hat{y}_{n+k-i} \frac{\partial \hat{y}_{n+k-i}}{\partial u_{n+h}} \delta_1(k-i-1) \\ &- 2 \sum_{i=0}^{n_u} \begin{cases} (x_{j,i+1} - u_{n+k-i}) \delta_{k-i,h}, & k - N_u < i \\ (x_{j,i+1} - u_{n+N_u}) \delta_{N_u,h}, & k - N_u \geq i \end{cases} \end{aligned}$$

ile verilir ki burada $\delta_1(\cdot)$ birim basamak fonksiyonudur. İkinci-dereceden kısmi türevler de şu şekilde elde edilir:

$$\frac{\partial^2 \hat{y}_{n+k}}{\partial u_{n+h} \partial u_{n+m}} = \sum_{j=1}^{\#SV} \alpha_j \frac{\partial^2 \exp\left(-\frac{d_{j,n+k}}{2\sigma^2}\right)}{\partial u_{n+h} \partial u_{n+m}}, \quad (29)$$

burada

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \exp\left(-\frac{d_{j,n+k}}{2\sigma^2}\right)}{\partial u_{n+h} \partial u_{n+m}} &= \frac{\partial \exp\left(-\frac{d_{j,n+k}}{2\sigma^2}\right)}{\partial d_{j,n+k}} \frac{\partial^2 d_{j,n+k}}{\partial u_{n+h} \partial u_{n+m}} \quad (30) \\ &+ \frac{\partial^2 \exp\left(-\frac{d_{j,n+k}}{2\sigma^2}\right)}{\partial d_{j,n+k}^2} \frac{\partial d_{j,n+k}}{\partial u_{n+h}} \frac{\partial d_{j,n+k}}{\partial u_{n+m}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 d_{j,n+k}}{\partial u_{n+h} \partial u_{n+m}} &= \quad (31) \\ &- 2 \sum_{i=1}^{\min(k,n_y)} \frac{\partial \hat{y}_{n+k-i}}{\partial u_{n+h}} \frac{\partial \hat{y}_{n+k-i}}{\partial u_{n+m}} \delta_1(k-i-1) \\ &- 2 \sum_{i=1}^{\min(k,n_y)} x_{j,n_u+i+1} \frac{\partial^2 \hat{y}_{n+k-i}}{\partial u_{n+h} \partial u_{n+m}} \delta_1(k-i-1) \\ &+ 2 \sum_{i=1}^{\min(k,n_y)} \hat{y}_{n+k-i} \frac{\partial^2 \hat{y}_{n+k-i}}{\partial u_{n+h} \partial u_{n+m}} \delta_1(k-i-1). \end{aligned}$$

Artık, birinci- ve ikinci-dereceden terimler eğitim vektörü ve Hessian matrisinin hesabında kullanılabilir [1].

4.2. SVM-Tabanlı GPC Algoritması

SVM-Tabanlı GPC algoritması adım adım şu şekilde uygulanır:

Adım 1. Eğitim için gerekli veriyi elde etmek için, ilk olarak, veri toplama parametreleri olan u_{min} , u_{max} , τ_{min} ve τ_{max} 'ın uygun değerleri belirlenir, ve ardından sistem belli bir süre koşuturulur. Bu süre boyunca sisteme uygulanan giriş işaretinin genliği $[u_{min}, u_{max}]$ aralığında, süresi de $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ aralığında rasgele değiştirilir.

Adım 2. NARX modeline ilişkin uygun n_u ve n_y değerleri (1)'deki yöntemle belirlenir, ve sistemi modellemek için gerekli eğitim verisi uygun formata getirilir. Ardından, eğitim verisindeki her bir değişken $[0,1]$ aralığına düzgeleme yapılır.

Adım 3. Elde edilen eğitim verisinden N tanesi SVM modelini (10) elde etmek için eğitimde kalanı da teste kullanılır.

Adım 4. Arama yönü \mathbf{p}' yi bulmak için kullanılan algoritmaya bağlı olarak, elde edilen SVM modeli sayesinde bir önceki bölümde verilen formüllerle, eğitim vektörü (5) ve Hessian matrisi (6) hesaplanır.

Adım 5. GPC algoritması uygulanır: her bir adımda, aday denetim vektörü \mathbf{u}' ya daha önceki elemanları da kullanılarak ilk şekli verilir ve ardından sistemin \mathbf{u}' ya vereceği tepkiler SVM modeliyle tahmin edilerek, aday denetim vektörü güncelleme kuralı (4)'e göre başarımlı göstergesi J (2) en aza incek şekilde güncellenecektir. Bu güncelleme kuralında ilk olarak \mathbf{p}' yi bulmak için bir arama algoritması kullanılır ardından da s , bir boyutlu arama (line-search) algoritmasıyla bulunur.

Adım 6. Son olarak, denetim vektörü \mathbf{u}' 'nin ilk elemanı sisteme giriş olarak uygulanır [1].

5. Bir Örnek: CSTR Sistemi

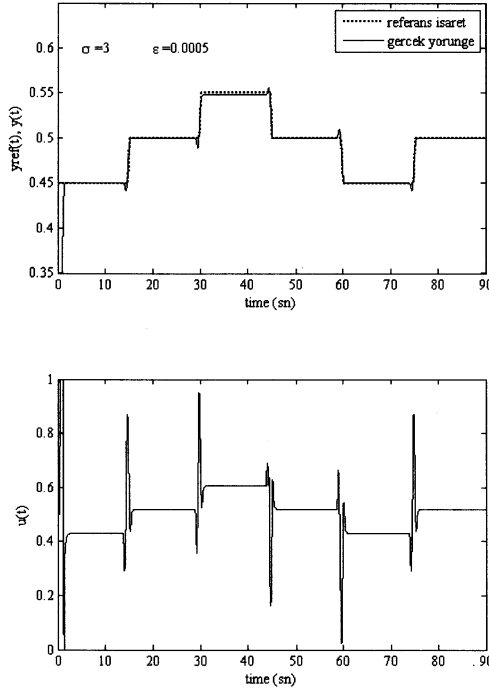
Sürekli Karıştırılan Tank Reaktörü (Continuously Stirred Tank Reactor - CSTR) sistemi üç-boyutlu doğrusal-olmayan bir sistem olup dinamiği (32)'deki gibi bir diferansiyel denklem seti ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= 1 - x_1(t) - Da_1 x_1(t) + Da_2 x_2^2(t) \quad (32) \\ \dot{x}_2(t) &= -x_2(t) + Da_1 x_1(t) - Da_2 x_2^2(t) \\ &\quad - Da_3 d_2(t) x_2^2(t) + u(t) \\ \dot{x}_3(t) &= -x_3(t) + Da_3 d_2(t) x_2^2(t) \end{aligned}$$

burada $Da_1 = 3$, $Da_2 = 0.5$, $Da_3 = 1$, $d_2 = 1$, $u(t)$ denetim işareti ve $x_3(t)$ de sistemin çıkışıdır ($y(t) = x_3(t)$) [31]. Denetim sürecinin amacı, uygun denetim işaretleriyle sistemin çıkışını referans işaretine mümkün olduğunca yakın tutmaktır. Benzetimlerde, denetim işaretinin genliği $u_{min} = 0$ ve $u_{max} = 1$ arasında tutulmuş, süresi ise $\tau_{min} = \tau_{max} = 0.1$ sn olarak sabit alınmıştır. Başarımlı göstergesi (2)'deki parametrelerden $N_2 = 10$, $N_u = 2$ ve $j = 1, \dots, N_u$ için $\lambda_j = 0.0001$ olarak seçilmiştir. Benzetimlerde, doğrusal-olmayan sistemin diferansiyel denklemleri 4. dereceden Runga-Kutta tekniği ile zaman aralığı sabit 0.01 sn alınarak çözülmüştür. GPC algoritmasının uygulandığı her bir örneklemde anında, en iyi arama yönü Değiştirilmiş Newton (Modified Newton) algoritmasıyla bulunmuş, ardından da en uygun adım-uzunluğu Golden-Section metoduyla elde edilmiştir. NARX parametreleri, [30]'da anlatılan yöntemle $n_u = 3$ ve $n_y = 3$ olarak bulunurken, başarımlı göstergesi (2)'de gözükken diğer parametreler de $N_1 = 1$ ve $\mu = 10^{-20}$ olarak seçilmiştir. SVM modelini elde etmek için $N = 2000$ adet eğitim çifti kullanılmıştır. SVM parametreleri olan σ , ε ve C 'nin uygun değerleri [29]'da önerilen kriterler de dikkate alınarak deneme-yanılma ile bulunmuştur. Pek çok denemeden sonra, ε yeterince küçük seçilip, σ değeri [2,3] aralığında tutulduğunda daha iyi bir modelleme ve denetim başarımlı gözlemlenmiştir. Bu yüzden, benzetimlerde, $\sigma = 3$

ve $\varepsilon = 0.0005$ seçilmiştir. Genelleme başarımı üzerindeki etkisinin ihmal edilebilir [29] olmasından dolayı C parametresi, SVM modelindeki destek vektörü sayısını mümkün olduğunca düşük tutmak için yüksek bir değere (1000) ayarlanmıştır.

Benzetim sonuçları, basamak referans işareti için Şekil 2 ve artan frekanslı sinus şekilli referans işareti için Şekil 3'te gösterilmiştir. Benzetim sonuçlarından da görüleceği gibi,

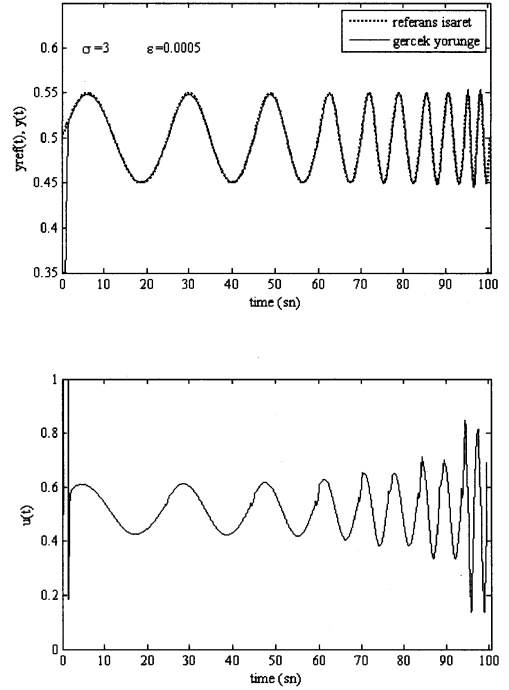


Şekil 2: Basamak referans işareti için benzetim sonuçları.

SVM-Tabanlı GPC ile CSTR sisteminin denetimi farklı referans işaretleri için gerçekleştirilmiştir. Benzetimlere uzun süre devam edildiğinde de sistem çıkışının referans işaretini çok küçük bir sürekli-hal hatasıyla takip etmeye devam ettiği gözlenmiştir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, önceden önerilen [1] yöntemle (SVM-Tabanlı GPC) bir CSTR sisteminin denetimi gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemde, matematiksel modeli bilinmeyen sistemin SVM modeli ε -SVR algoritmasıyla elde edilerek model GPC döngüsü içinde kullanılmaktadır. GPC döngüsü içinde kullanılan modelin denetim başarımı açısından önemi çok büyük olmasından dolayı, modelin elde edilmesinde, doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde yüksek genelleme potansiyeline sahip olan ve global minimumu garanti eden



Şekil 3: Artan frekanslı sinus referans işareti için benzetim sonuçları.

SVM yaklaşımının kullanılması tercih edilmiştir. Böylece, SVM-Tabanlı GPC yaklaşımı, hızla gelişmekte olan SVM tekniklerinin dikkate değer özelliklerinden yararlanma imkanı sağlar. Benzetim sonuçları göstermiştir ki, SVM-Tabanlı GPC yapısı çok değişik referans işaretleri için bile mükemmel yakın bir denetim başarımı sağlamaktadır. Başka bir deyişle, matematiksel modeli bilinmeyen bir sistem SVM-Tabanlı GPC ile kontrol edildiğinde önceden belirlenmiş bir referans işaretini çok küçük geçici- ve sürekli-hal hatalarıyla takip edebilmektedir. Diğer taraftan, iyi bir denetim performansı, SVM ve çekirdek parametrelerinin seçimine çok yakından bağlıdır ki iyi bir genelleme için uygun parametrelerin seçimi SVM-Tabanlı bağlanım algoritmaları için hala açık bir problemdir. Benzetimlerde uygun ε -SVR parametreleri deneme-yanılma, geçmiş tecrübeler ve [29]'daki önerilerle bulunmuştur. SVM-Tabanlı bağlanım algoritmalarında karşılaşılabilecek başka bir zorluk da eğitim verisi sayısı ile üstel bir şekilde artmasıyla oluşan eğitim zamanı problemdir. Bu problemi aşmak için hızlı SVM eğitim teknikleri [32] veya çevrim-ici SVM bağlanım algoritmaları [33] kullanılabilir.

Sonuç olarak, SVM-Tabanlı GPC yöntemi denetim işini oldukça iyi bir başarımla gerçekleştirmiştir ve diğer

yaklaşımlara alternatif olarak kullanılabilir. Bunun yanısıra, yöntemin, SVM tekniklerindeki gelişmelere paralel olarak daha da gelişmesi mümkündür.

7. Kaynakça

- [1] S. İplikçi, "Support Vector Machines Based Generalized Predictive Control," *Int'l J. of Robust and Non. Cont.*, Basım aşamasında.
- [2] S. İplikçi, "Online Trained Support Vector Machines Based Generalized Predictive Control of Nonlinear Systems," *Int'l J. of Ad. Cont. and Sig. Proc.*, Basım aşamasında.
- [3] D.W. Clarke, C. Mohtadi ve P.C. Tuffs, "Generalized predictive control - part 1: the basic algorithm," *Automatica*, Cilt: 23, s: 137-148, 1987.
- [4] D.W. Clarke, C. Mohtadi ve P.C. Tuffs, "Generalized predictive control - part 2: the basic algorithm," *Automatica*, Cilt: 23, s: 149-163, 1987.
- [5] D.W. Clarke, *Advances in Model-Based Predictive Control*, Oxford University Press, 1994.
- [6] D.W. Clarke, C. Mohtadi, "Properties of generalized predictive control," *Automatica*, Cilt: 25, s: 859-875, 1989.
- [7] E.F. Camacho, "Constrained generalized predictive control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Cilt: 38, No: 2, s:327-332, 1993.
- [8] J. Richalet, "Industrial applications of model-based predictive control," *Automatica*, Cilt: 29, s: 1251-1274, 1993.
- [9] D.W. Clarke, "Application of generalized predictive control to industrial processes," *IEEE Control Systems Magazine*, Cilt: 122, s: 49-55, 1988.
- [10] S.J. Qin ve T.A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology," *Control Engineering Practice*, Cilt 11, s: 733-764, 2003.
- [11] J.A. Richalet, A. Rault, J.L. Testud ve J. Papon, "Model predictive heuristic control: applications to an industrial process," *Automatica*, Cilt: 14, s: 413-428, 1978.
- [12] R.M.C. De Keyser ve A.R. Van Cauwenberghe, "Extended prediction self-adaptive control," Proceedings of the 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, s: 1255-1260, 1985.
- [13] R. Soeterboek, *Predictive Control: A Unified Approach*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New York, 1992.
- [14] D. Soloway ve P.J. Haley, "Neural Generalized Predictive Control: a Newton-Raphson algorithm," Proceedings of the IEEE International Symposium on Intelligent Control, s: 277-282, 1996.
- [15] M.T. Hagan, H.B. Demuth ve O. De Jesus, "An introduction to the use of neural networks in control systems," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Cilt: 12, s: 959-985, 2002.
- [16] Y.L. Huang, H.H. Lou, J.P. Gong ve T.F. Edgar, "Fuzzy model predictive control," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Cilt: 8, s: 665-678, 2000.
- [17] N. Li, S.Y. Li ve Y.G. Xi, "Multi-model predictive control based on the Takagi-Sugeno fuzzy models: a case study," *Information Sciences*, Cilt 165, s: 247-263, 2004.
- [18] J.Q. Hu ve E. Rose, "Generalized predictive control using a neuro-fuzzy model," *International Journal of Systems Science*, Cilt: 30, s: 117-122, 1999.
- [19] H. Sarimveis ve G. Bafas, "Fuzzy model predictive control of non-linear processes using genetic algorithms," *Fuzzy Sets and Systems*, Cilt: 139, s: 59-80, 2003.
- [20] M. Martinez, J.S. Senent ve X. Blasco, "Generalized predictive control using genetic algorithms (GAGPC)," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Cilt: 11, s: 355-367, 1998.
- [21] V. Vapnik, *The Nature of Statistical Learning Theory*, Springer-Verlag, London, 1995.
- [22] V. Vapnik, *Statistical Learning Theory*, John Wiley, New York, 1998.
- [23] V. Vapnik, "The Support Vector Method of Function Estimation," *Nonlinear Modeling Advanced Black Box Techniques*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1998.
- [24] N. Cristianini ve J.S. Taylor, *An Introduction to Support Vector Machines and Other Kernel-Based Learning Methods*, Cambridge University Press, New York, 2000.
- [25] B. Schölkopf, C.J.C. Burges ve A.J. Smola, *Advances in Kernel Methods: Support Vector Learning*, The MIT Press, Cambridge MA, 1999.
- [26] J. Nocedal ve S.J. Wright, *Numerical Optimization*. Springer Series in Op. Res., Springer-Verlag, NY, 1999.
- [27] P. Venkataraman, *Applied Optimization with MATLAB Programming*, John Wiley and Sons, New York, 2002.
- [28] A.J. Smola ve B. Schölkopf, "A tutorial on support vector regression," *NeuroCOLT Tech. Rep. No. NC-TR-98-030*, Royal Holloway College, University of London, 1998.
- [29] V. Cherkassky ve Y. Ma, "Practical selection of SVM parameters and noise estimation for svm regression," *Neural Networks*, Cilt: 17, s: 113-126, 2004.
- [30] R. Šindelář ve R. Babuška, "Input selection for nonlinear regression models," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Cilt: 12, s: 688-696, 2004.
- [31] W. Wu ve Y.S. Chou, "Adaptive feedforward and feedback control of nonlinear time-varying uncertain systems," *Int'l J. of Cont.* Cilt: 72, No: 12, s: 1127-1138, 1999.
- [32] G.W. Flake ve S. Lawrence, "Efficient SVM regression training with SMO," *Machine Learning*, Cilt: 46, s: 271-290, 2002.
- [33] J. Ma, J Theiler ve S. Perkins, "Accurate on-line support vector regression," *Neural Computation*, Cilt: 15, s: 2683-2703, 2003.

Renklendirilmiş Petri Ağları için Bir Yasaklanmış Durum Kontrolörü

Hanife Apaydın-Özkan ve Aydın Aybar

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Anadolu Üniversitesi, Eskişehir

{hapaydin1, aaybar}@anadolu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Petri ağı modellemesinin bir çeşidi olan renklendirilmiş Petri ağları için bir kontrolör tasarımı sunulmuştur. Tasarlanan kontrolör, yapısında kontrol edilebilen ve/veya kontrol edilemeyen geçişleri bulduran renklendirilmiş Petri ağlarında yasaklanmış durumların meydana gelmesini önlemektedir.

1. Giriş

İlk kez C.A. Petri tarafından ortaya konulan Petri ağları kesikli olay sistemlerinin modellenmesinde ve analizinde yaygın olarak kullanılan matematiksel ve grafiksel bir modelleme aracıdır [1, 2]. Petri ağları paralel, deterministik, eş zamanlı, eş zamansız, vb. işlemleri içeren sistemler üzerindeki çalışmalarda çok yaygın olarak kullanılmaktadır (örneğin, [1, 3, 4]). Petri ağının zamanlandırılmış Petri ağı, renklendirilmiş Petri ağı, sürekli Petri ağı gibi birçok çeşidi geliştirilmiştir [2, 5, 6, 7].

Bu çalışmada Petri ağı modelleme yönteminin bir çeşidi olan renklendirilmiş Petri ağı (RPA) ele alınmıştır. RPA'nın matematiksel modelinde belirtiler ve geçişler bir ya da birden fazla farklı renk ile ifade edilebilirler. Bu modelde bir yerde bulunan bir grup belirti bir işlem ile ilgili bilgi verirken, aynı yerde bulunan başka bir grup belirti ise başka bir işlemle ilgili bilgi verir; bir geçiş bir renk ile bir olayın başladığını veya bittiğini ifade ederken, aynı geçiş başka bir renk ile başka bir olayın başladığını veya bittiğini ifade eder. Klasik Petri ağının kullanılabildiği bütün sistemlerde RPA da verimli bir şekilde kullanılabilir. Özellikle üretim sistemlerinde, aynı sistem için modellenen RPA'ndaki yer ve geçiş sayısı, klasik Petri ağındaki yer ve geçiş sayısından azdır. Böylece büyük ölçekli sistemlerin daha küçük boyutlu Petri ağı modellemesiyle ifade edilmesi mümkün olmaktadır.

Petri ağı ve çeşitleri için farklı amaçlarda kullanılmak üzere birçok kontrolör yaklaşımı geliştirilmiştir (örneğin, [8]-[12]). Bu çalışmada ise RPA için bir kontrolör tasarımı sunulacaktır. Tasarlanan kontrolör, yapısında kontrol edilebilen ve kontrol edilemeyen geçişleri beraber bulduran bir RPA'nda çeşitli kısıtlar göz önüne alınarak belirlenen yasaklanmış durumların meydana gelmesini önlemektedir. Ayrıca, bu çalışmada daha önce [13]'de matematiksel olarak biçimsel dil (formal language) ile ifade edilen kedi-fare problemi, RPA ile modellenmiş ve sunulan kontrolör yaklaşımı uygulandığında elde edilen sonuçlar verilmiştir.

2. Matematiksel Model

Bu bölümde [14] ve [15]'den faydalanılarak RPA için matematiksel model verilecektir. Ancak [14] ve [15]'de yapılan çalışmalardan farklı olarak, bu çalışmada kontrol edilemeyen geçişler de dikkate alınmıştır. Bundan dolayı tanımlamalar yapısında kontrol edilemeyen geçişlerin bulunduğu RPA için genişletilmiştir.

RPA, $G(P, T_c, T_u, N, O, C, \Omega, m_0)$ gösterimi ile ifade edilmektedir. P : yerlerin kümesini, T_c : Kontrol edilebilen geçişlerin kümesini, T_u : Kontrol edilemeyen geçişlerin kümesini, $T := T_c \cup T_u$, ağın tüm geçişlerinin kümesini, Ω renklerin sıralı kümesini, $C : T \cup P \rightarrow \Omega$, renklendirme fonksiyonunu, $C(P)$, yerlere ait renklerin sıralı kümesini, $C(T)$, geçişlere ait renklerin sıralı kümesini, $N(p, t) : C(T) \rightarrow \mathcal{N}^{1 \times |C(P)|}$, yerlerden geçişlere doğru olan bağlantı ağırlıklarının verildiği girdi matrisini, $O(t, p) : C(T) \rightarrow \mathcal{N}^{1 \times |C(P)|}$, geçişlerden yerlere doğru olan bağlantı ağırlıklarının verildiği girdi matrisini, m_0 , başlangıç işaretlemesini göstermektedir. Burada, \mathcal{N} , negatif olmayan tam sayıların oluşturduğu kümeyi ve $|C(P)|$, $C(P)$ kümesinin eleman sayısını ifade etmektedir. Ayrık kümeler olan T_u ve T_c arasındaki fark, T_c 'nin elemanı olan herhangi bir geçişin ateşlenmesinin bir kontrolör tarafından engellenebilmesi, T_u 'nun elemanı herhangi bir geçişin ateşlenmesinin bir kontrolör tarafından engellenememesidir.

$M(p, \rho)$, $p \in P$ yerindeki, $\rho \in C(P)$ renginin sayısını göstermek üzere, $M : P \rightarrow \mathcal{N}^{1 \times |C(P)|}$, RPA'nda bir işaretleme matrisini veya diğer bir deyişle işaretlemeyi $M = [M(p_1) \ M(p_2) \ \dots \ M(p_{|P|})]^T$ ($P = \{p_1, p_2, \dots, p_{|P|}\}$, $[\cdot]^T$, $[\cdot]$ ifadesinin transpozudur) göstermektedir.

τ rengi için t geçişinin gerekli ve yeterli ateşlenebilirlik şartı $N(p, t)(\tau, \rho)(p, \rho) > 0$ olduğunda $M(p, \rho) \geq N(p, t)(\tau, \rho)$, $\forall p \in P, \forall \rho \in C(p)$, $t \in T$ ve $\tau \in C(t)$ şartının sağlanmasıdır. Burada, $N(p, t)(\tau)$, τ rengi için t geçişine ait, $C(P)$ kümesini tüm elemanlarının p yerindeki dağılımını veren vektörü, ve $N(p, t)(\tau, \rho)$, ise $N(p, t)(\tau)$ vektöründeki ρ rengine karşılık gelen sayıyı göstermektedir. τ rengi için t geçişi ateşlendikten sonra elde edilen yeni işaretleme,

$$M'(p, \rho) = M(p, \rho) - N(p, t)(\tau, \rho) + O(t, p)(\tau, \rho),$$

$\forall p \in P, \forall \rho \in C(p)$ şeklinde elde edilmektedir. Burada, M' , M işaretlemesinde, τ rengi için t geçişi ateşlendikten sonra elde edilen işaretlemeyi göstermektedir. Bu ifade vektörel olarak,

$$M'(p) = M(p) - N(p, t)(\tau) + O(t, p)(\tau), \forall p \in P$$

ifade edilmektedir. Bir geçiş ve onun bir renginden oluşan çiftlerden bir ateşleme dizisi oluşturulabilir. $g := (t_i, \tau_j)(t_n, \tau_h) \dots$ bir ateşleme dizisini göstermek üzere, M işaretlemesinden sonra g ateşleme dizisi kullanılarak yeni bir işaretlemeye ulaşıyorsa, bu işlem $\hat{M} = \gamma(M, g)$ şeklinde ifade edilebilir. Burada, γ iletim fonksiyonunu göstermektedir ve g dizisini oluşturan çiftlerin sırayla ateşlenebildikleri kabul edilmektedir. Ayrıca, G ile gösterilen RPA'nda, m_0 işaretlemesinden başlayarak elde edilen tüm işaretlemelerin oluşturduğu kümeye *ulaşılabilirlik kümesi* denir ve $R(G, m_0)$ ile gösterilmektedir. Ayrıca bu çalışmada, M işaretlemesinden ateşlenebilen geçişler ve bu geçişlerin renklerinden oluşan çiftlerin kümesi $\mathcal{E}_c(G, M)$ ile ifade edilmektedir. M işaretlemesinden ateşlenebilen kontrol edilebilen geçişler ve bu geçişlerin renklerinden oluşan çiftlerin kümesi $\mathcal{E}_c(G, M)$ ile M işaretlemesinden ateşlenebilen kontrol edilemeyen geçişler ve bu geçişlerin renklerinden oluşan çiftlerin kümesi $\mathcal{E}_u(G, M)$ ile gösterilmektedir ($\mathcal{E}(G, M) = \mathcal{E}_c(G, M) \cup \mathcal{E}_u(G, M)$).

3. RPA için Yasaklanmış Durum Kontrolörü Tasarımı

RPA ile modellenen bir sistemde, sistemin yapısı veya amacı gereği meydana gelmesi uygun olmayan "yasaklanmış durumlar" ya da diğer bir deyişle "yasaklanmış işaretlemeler" olabilir. Bu çalışmada, [10]'da klasik Petri ağları için sunulan yaklaşım temel alınarak, kontrol edilebilen ve kontrol edilemeyen geçişlerin birlikte bulunduğu bir RPA için yasaklanmış durumların oluşmasını engelleyen bir kontrolör tasarımı sunulmuştur. Bu kontrolör, bulunulan durumda belli bazı kontrol edilebilen geçişleri, belli bazı renkler için engelleyerek yasaklanmış durumların meydana gelmesini önlemektedir.

RPA'nda yasaklanmış bir işaretlemenin oluşmasını engellemek için aşağıda tanımları verilen tüm işaretlemelerin meydana gelmesini engellemek gerekir. \mathcal{Y}_0 yasaklanmış işaretlemeler kümesi olmak üzere engellenmesi gereken işaretlemeler şunlardır:

- Yasaklanmış işaretlemelerin kendisi (\mathcal{Y}_0 kümesindeki işaretlemeler)
- Kendisinden ateşlenebilir durumdaki tüm geçiş renk çiftlerinin ateşlenmesiyle veya kendisinden ateşlenebilir durumdaki kontrol edilemeyen herhangi bir geçiş renk çiftinin ateşlenmesiyle daha önce engellenen bir işaretlemeye ulaşan işaretlemeler. Bu özellikteki işaretlemelerin oluşturduğu kümeler matematiksel olarak şu şekilde ifade edilir: $\mathcal{Y}_i := \{M \in R(G, m_0) \mid \gamma(M, T) \in \mathcal{Y}_{i-1}, \forall T \in \mathcal{E}(G, M) \text{ veya } \gamma(M, T) \in \mathcal{Y}_{i-1}, T \in \mathcal{E}_u(G, M)\}; i = 1, 2, \dots, n$. Bu çalışmada (t, τ) çifti T ile gösterilmektedir.

Yukarıda verilen ifadede herhangi bir n için $\mathcal{Y}_n = \emptyset$ ise bütün $k \geq n$ için $\mathcal{Y}_k = \emptyset$ olmaktadır. Bu durumda, $\mathcal{Y}_X = \emptyset$ iken $\mathcal{Y}_{X+1} = \emptyset$ ise RPA'nda engellenmesi gereken tüm işaretlemelerin oluşturduğu küme $\hat{\mathcal{Y}} := \bigcup_{i=0}^X \mathcal{Y}_i$ olarak belirlenir. RPA'nda m_0 'dan başlanarak, ulaşılabilirlik kümesi elde edilirken $\hat{\mathcal{Y}}$ kümesindeki tüm işaretlemelerin oluşması engellenmediği takdirde sistemin yasaklanmış durumlara ulaşmaması garantilenir.

Engellenmesi gereken işaretlemeler bulunduktan sonra

kontrolör fonksiyonu şu şekilde tanımlanır: $c : R(G, m_0) \times T_c \times \mathcal{C}(T) \rightarrow \{0, 1\}$. Burada, $c(M, T) = 0$ olması τ rengi için $t \in T_c$ geçişinin M işaretlemesinden sonra ateşlenmesine izin verilmediğini; $c(M, T) = 1$ olması ise τ rengi için $t \in T_c$ geçişinin M işaretlemesinden sonra ateşlenmesine izin verildiğini ifade eder. T_u kümesi elemanı bir geçişin ateşlenmesi engellenmediğinden $t \in T_u$ için $c(M, T)$ tanımlanmamıştır. Kontrolör,

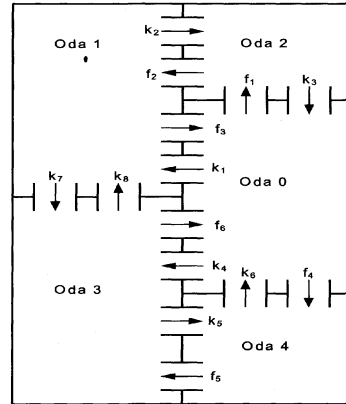
$$c(M, T) := \begin{cases} 0, & \text{eğer } \gamma(M, T) \in \hat{\mathcal{Y}}, \\ 1, & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (1)$$

$M \in R(G, m_0)$, $T \in \mathcal{E}_c(G, M)$, şeklinde ifade edilmektedir.

4. Uygulama

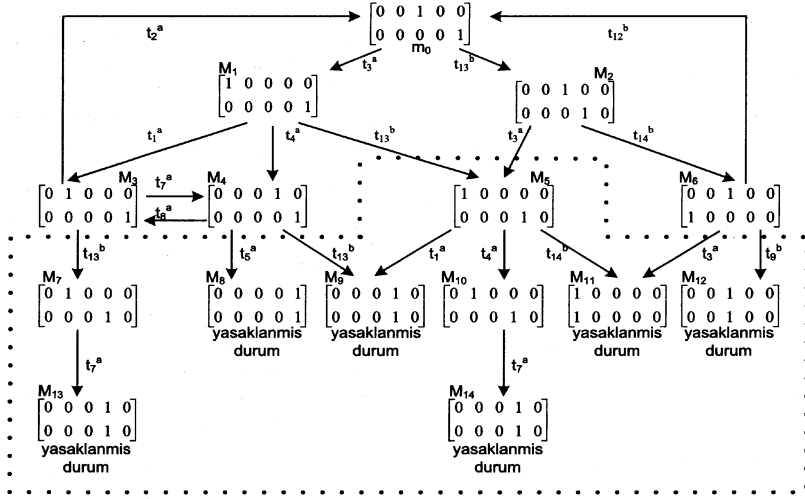
Bu bölümde [13]'de verilen kedi fare problemi ele alınacaktır. Problem şu şekildedir: Bir kedi ve bir fare Şekil 1'deki gibi bir labirente yerleştirilmişlerdir. Labirentteki her bir kapıdan sadece kedi veya sadece farenin gösterilen yönde geçişine izin verilmektedir. Buna göre $k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6, k_7, k_8$ kapılarını sadece kedi kullanabilirken $f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6$ kapılarını sadece fare kullanabilmektedir. Labirentteki k_7 ve k_8 haricindeki tüm kapılar kedi ve farenin hareketlerini kontrol edebilmek için istenildiği gibi açılıp kapatılabilmekte, k_7 ve k_8 kapıları ise kontrol edilememektedir. Amacımız, mümkün olan en geniş hareket özgürlüğünde kedi ve farenin aşağıdaki şartları sağlamak şartıyla hareket etmesidir:

1. Kedi ve fare aynı anda aynı odada bulunmamalıdır.
2. Kedi ve farenin başlangıçta buldukları odalara geri dönebilmeleri her zaman mümkün olmalıdır.



Şekil 1: Labirent

Yukarıda anlatılan kedi-fare problemi [13]'de matematiksel olarak biçimsel dil (formal language) ile ifade edilmiş, sistemin özellikleri yine bu dil ile tanımlanmıştır. Burada ise sözkonusu problemin RPA ile modellenmesi ve istenilen şartların Bölüm 3'de tasarlanan kontrolör ile sağlanması anlatılacaktır. Bu sistem için oluşturduğumuz RPA modeli Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 3: RPA'nda elde edilen işaretleme vektörleri

Bu bilgiler ışığında, modellenen RPA için meydana gelmesinin engellenmesi gereken işaretlemeler kümesi $\hat{Y} = \mathcal{Y}_0 \cup \mathcal{Y}_1 \cup \mathcal{Y}_2 = \{M_5, M_7, M_8, M_9, M_{10}, M_{11}, M_{12}, M_{13}, M_{14}\}$ olarak elde edilir. Kontrolör tarafından, ateşlenmesine izin verilmeyen geçişler ve ilgili işaretlemeler aşağıda verilmiştir.

- * $c(M_1, (t_{13}, b)) = 0$: M_1 işaretlemesinden sonra t_{13} geçişi b rengi için ateşlenmemelidir.
- * $c(M_2, (t_3, a)) = 0$: M_2 işaretlemesinden sonra t_3 geçişi a rengi için ateşlenmemelidir.
- * $c(M_3, (t_{13}, b)) = 0$: M_3 işaretlemesinden sonra t_{13} geçişi b rengi için ateşlenmemelidir.
- * $c(M_4, (t_{13}, b)) = 0$: M_4 işaretlemesinden sonra t_{13} geçişi b rengi için ateşlenmemelidir.
- * $c(M_4, (t_5, a)) = 0$: M_4 işaretlemesinden sonra t_5 geçişi a rengi için ateşlenmemelidir.
- * $c(M_6, (t_3, a)) = 0$: M_6 işaretlemesinden sonra t_3 geçişi a rengi için ateşlenmemelidir.
- * $c(M_6, (t_9, b)) = 0$: M_6 işaretlemesinden sonra t_9 geçişi b rengi için ateşlenmemelidir.

m_0, M_1, M_2, M_3, M_4 ve M_6 ile isimlendirilen işaretlemelerin hiçbirinde $*$ ve Δ ile renklendirilmiş belirtiler aynı yerde bulunmamaktadır. Ayrıca Şekil 3'de de görüldüğü gibi bu işaretlemelerin herbiri yeniden başlangıç durumuna dönebilmektedir: $\gamma(M_1, (t_1, a)(t_2, a)) = m_0$, $\gamma(M_3, (t_2, a)) = m_0$, $\gamma(M_4, (t_7, a)(t_2, a)) = m_0$, $\gamma(M_2, (t_{14}, b)(t_{12}, b)) = m_0$, $\gamma(M_6, (t_{12}, b)) = m_0$, $\gamma(m_0, (t_3, a)(t_1, a)(t_2, a)) = m_0$. Sonuç olarak elde edilen çözüm, [13]'de önerilen çözümle aynıdır.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada renklendirilmiş Petri ağı ele alınmıştır. Renklendirilmiş Petri ağı ile modellenen bir sistem yasaklanmış durumlarının oluşmasını engelleyen bir kontrolör tasarımı sunulmuştur. Bu kontrolörde ağı yapısında kontrol edilemeyen geçişlerin de olabileceği dikkate alınmıştır. Ayrıca daha önce başka bir çalışmada [13] ele alınan bir problem renklendirilmiş Petri ağı ile modellenmiş ve tasarlanan kontrolör ile çözümü sağlanmıştır. Elde edilen çözüm [13]'de önerilen çözümle aynıdır.

6. Kaynakça

- [1] T. Murata, "Petri Nets: Properties, Analysis and Applications" *The proceeding of IEEE*, c. 77, No. 4, ss. 541-580, 1989.
- [2] M. Zhou ve F. DiCesare, *A Petri Net Synthesis for Discrete Event Control of Manufacturing Systems*, Kluwer Academic, 1993.
- [3] K. H. Chou ve J. T. Lim, "Mixed centralized/decentralized supervisory control of discrete event dynamic systems," *Automatica*, c. 35, s. 121-128, 1999.
- [4] K. Rudie ve W. M. Wonham, "Think globally, act locally: decentralized supervisory control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, c. 37, s. 1692-1708, 1992.
- [5] W. M. Zuberek, "Timed Petri nets in modelling and analysis of cluster tools," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, c. 17, s. 562-575, 2001.
- [6] C. G. Cassandras ve S. LaFortune, *Introduction to Discrete Event Systems*, Kluwer Academic, 1999.

- [7] A. A. Desrochers ve R. Y. Al-Jaar, *Applications of Petri Nets in Manufacturing Systems*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1995.
- [8] R. S. Sreenivas ve B. H. Krogh, "On Petri net models of infinite state supervisors," *IEEE Transactions on Automatic Control*, c. 37, s. 274-277, 1992.
- [9] A. Aybar ve A. İftar, "Kesikli olay sistemleri için bir dış merkezli yasaklanmış Kontrolör Tasarımı," *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı Bildiriler Kitabı*, Ankara, Türkiye, s. 848-856, 2002.
- [10] H. Apaydın, A. Manay, A. Aybar ve A. İftar, "A program for Analysis and Control of Petri Nets," *The proceeding CD-ROM of IEEE International Conference on Computational Cybernetics*, Vienna, Austria, s. 309-314, 2004.
- [11] A. Aybar, A. İftar ve H. Apaydın-Özkan, "Centralized and decentralized supervisory controller design to enforce boundedness, liveness, and reversibility in Petri nets," *International Journal of Control*, c. 78, s. 537-553, 2005.
- [12] H. Apaydın ve A. Aybar, "Reversibility Enforcement for Unbounded Petri nets," *International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics*, Barcelona, Spain, s. 181-186, 2005.
- [13] Peter J. G. Ramadge ve W. M. Wonham, "The Control of Discrete Event Systems," *The proceeding of IEEE*, c. 77, No. 1, s. 4-27, 1989.
- [14] M. Çimen ve A. Aybar "Renklendirilmiş Petri ağlarında sistem çıkmazının meydana gelmesini önleyen kontrolör tasarımı," *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı Bildiriler Kitabı*, Ankara, Türkiye, s. 187-192, 2005.
- [15] A. Aybar ve M. Çimen, "Supervisory Controller Design to Enforce Reversibility and Liveness in Colored Petri nets," (değerlendirilmek üzere gönderildi).

Ayrık Olay Sistem Kontrolünde Üstdenetleyicilerin PLC ile Gerçeklenmesi

İ. Tolga Hasdemir Salman Kurtulan Leyla Gören

İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü
34390, Maslak, İstanbul
{hasdemir, kurtulan, goren}@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, ayrık olay sistem (discrete event systems-DES) yaklaşımı ile tasarlanan üstdenetleyicilerin (supervisors) PLC ile gerçekleştirilmesine ilişkin bir yöntem önerilmektedir. Önerilen yöntem, sonlu durum makineleri ile ifade edilen üstdenetleyicilere karşılık gelen PLC programının sadece mantıksal bit işlem komutları ile gerçekleştirilmesini mümkün kılmaktadır. Bu yöntemle sonlu durum makinelerinin PLC ile programlanmasında sıklıkla karşılaşılan bir sorun olan çıkış etkisi problemi de çözülmektedir.

1. Giriş

Davranışı anlık olaylara bağlı olarak ayrık durum değişimleri ile ifade edilebilen sistemler ayrık olay sistemleri (Discrete Event Systems-DES) adını alır. Ayrık olay sistemleri için Ramadge ve Wonham'ın (1987) önerdiği üstdenetim kuramı (Supervisory Control Theory) [7], kapalı çevrim kontrolü ve üstdenetleyici (Supervisor) tasarımı için kuramsal bir yapı oluşturmaktadır. Üstdenetim kuramında kontrol edilecek sistem davranışı ve üstdenetleyiciler biçimsel diller ile ifade edilir. Biçimsel dillerin gösteriliminde ise sıklıkla sonlu durum makinelerinden faydalanılmaktadır. Bu nedenle bir ayrık olay sisteminin kontrolü için tasarım sürecinin sonunda elde edilen üst denetleyiciler çoğunlukla sonlu durum makineleri ile ifade edilmektedir.

Endüstriyel kontrol uygulamalarında PLC'ler yaklaşık 30 yıldır kullanılmaktadır ve günümüzde üretim sistemlerinin büyük bölümünde temel kontrol

ve kumanda elemanları olarak yer almaktadır. Ayrık olay sistemleriyle ilgili birçok akademik çalışmada da tasarlanan kontrolörlerin ya da üstdenetleyicilerin gerçekleştirildiği kontrol elemanları olarak PLC'ler temel alınmıştır [1-4]. Bu nedenle ayrık olay sistem yaklaşımı ile tasarlanan kontrolörlerin gerçekleştirilmesi için, sonlu durum makinelerine karşılık gelecek PLC programlarının geliştirilmesine ilişkin yöntemlere gereksinim duyulur. Temel olarak, kontrolörlerin ya da sonlu durum makinelerinin gerçekleştirilmesi problemi PLC' nin bir kuramsal sonlu durum makinesi gibi davranmasını sağlayacak programının geliştirilmesinden ibarettir. Bu amaçla, PLC kodlarının geliştirilmesine yönelik yöntemler ve bu yöntemlerde karşılaşılabilecek problemler [5,3] çalışmalarında incelenmiştir.

Bölüm 2'de de anlatılacağı gibi sonlu durum makinelerine karşılık gelen PLC programlarının üretilmesi için bilinen en basit yöntem, durumların ve olayların PLC bellek bitleri ile temsil edilmesine ve kurma (SET) ve silme (RESET) komutları ile durum geçiş fonksiyonlarının programlanmasına dayanır. Bu yöntem, uygulanması kolay olmasına rağmen, gerçekleştirilecek sonlu durum makinesinin bir tür yapısal özelliğine bağlı olarak davranışı beklenenden farklı olan yanlış çözümler verebilmektedir. Çıkış etkisi (avalanche effect) adı verilen bu sorun için önerilen çözüm ise geliştirilen PLC programındaki komut sırasının değiştirilmesi gibi sistematik olmaktan uzak olan ve bazı durumlarda çözümü imkânsız kılan bir yöntemle dayanmaktadır [5]. Ayrıca bu yöntem durum geçiş fonksiyonlarının programlanması için standart bit işlem komutlarıyla karşılaştırıldığında kullanılan PLC modeline bağlı

olarak bellekte önemli miktarda yer kaplayabilen kurma (SET) ve silme (RESET) komutlarının yoğun olarak kullanılmasını gerektirmektedir.

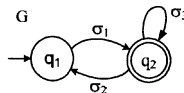
Bu çalışmada, kurma ve silme komutlarının kullanılmadığı ve çıkış etkisi problemi için genel ve sistematik bir çözüm oluşturan bir yöntem önerilmektedir. Bölüm 2’de ön bilgiler ve kullanılan notasyon verilmiş, kurma ve silme komutlarının kullanıldığı gerçekleştirme yöntemiyle beraber çıkış etkisi problemi incelenmiştir. Bölüm 3’te bu çalışmanın konusu olan yöntem matematiksel olarak tanımlanmış ve yöntemin uygulamaya dönük yönleri ele alınmıştır. Son olarak Bölüm 4’te bu çalışmaya ilişkin sonuçlar ve değerlendirmelere yer verilmiştir.

2. Ön Bilgiler

Temel olarak bu çalışmada verilen bir sonlu durum makinesine ya da otomata karşı düşen PLC programının elde edilmesiyle ilgilendiğimizden öncelikli olarak matematiksel otomat tanımı verilecektir. Bir otomat $G = (Q, \Sigma, f, \Gamma, q_0, Q_m)$ altılısı ile ifade edilebilir. Burada Q otomata ait durum kümesini, Σ ise olay kümesini ifade edilmektedir. $f: Q \times \Sigma \rightarrow Q$ ile durum geçiş fonksiyonu, $\Gamma: Q \rightarrow 2^Z$ ile de aktif olay kümesi ifade edilmektedir. Aktif olay kümesi otomatın her bir durumu için tanımlanır ve belirli bir durumda gerçekleşmesi mümkün olan tüm olaylara karşılık gelir. q_0 otomatın başlangıç durumu, $Q_m \subseteq Q$ ise verilen bir işin ya da görevin tamamlanmasına karşı düşürülebilecek işaretlenmiş durum kümesidir [7]. Otomatlar genellikle grafiksel olarak gösterilir. Şekil 1’ de iki durumlu basit bir otomat görülmektedir. Bu otomatın durum kümesi $Q = \{q_1, q_2\}$, olay kümesi $\Sigma = \{\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3\}$ şeklindedir. Bir okla işaret edilen q_1 durumu ilk duruma karşılık gelir. İki daire ile gösterilen q_2 durumu işaretli durumdur. Üzerinden olay adı görünen yönlü oklar $f: Q \times \Sigma \rightarrow Q$ durum geçiş fonksiyonlarına karşılık gelir. Bu otomat için durum geçiş fonksiyonları $f(q_1, \sigma_1) = q_2$; $f(q_2, \sigma_2) = q_1$; $f(q_2, \sigma_3) = q_2$ şeklindedir.

2.1 PLC ile gerçekleştirme

Otomat tanımında durumlar, olaylar ve durum geçiş fonksiyonları matematiksel kümelerle tanımlanırken, PLC mantıksal işlemleri çevrimsel olarak tekrarlayan



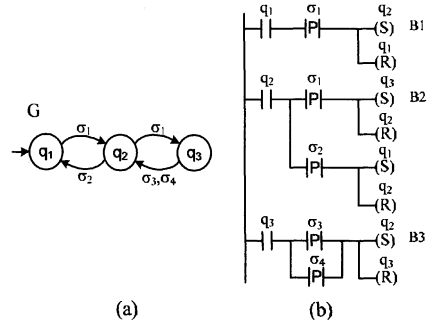
Şekil 1: İki durumlu bir otomat

bilgisayar tabanlı bir yapıdır. Bu nedenle otomat tanımında verilen kümeleri PLC’de temsil edecek yöntemlere gereksinim duyulur. Durumlar ve olaylar

bellek bitleri ile temsil edilebilir. Belirli bir duruma karşılık gelen bir bellek bitinin 1 olması otomatın o durumda olduğu anlamına gelecektir. Ayrık olay sistemleri kuramında olayların anlık olduğu varsayımı yapılır. Bu nedenle PLC’de bunu karşılamak üzere olaylar işaret seviyelerin çıkan ya da düşen kenarları ile temsil edilebilir. PLC’lerdeki çıkan ve düşen kenar fonksiyonlarında her tarama çevriminde ilgili işaretin bir önceki değeri ile o anki değeri karşılaştırılır. Eğer 0’ dan 1’ e geçiş belirlenmişse yükselen kenar fonksiyonu, 1’ den 0’ a geçiş belirlenmişse düşen kenar fonksiyonu tek bir PLC tarama çevrimi için çıkış verecektir. Durum geçiş fonksiyonları içinse bilinen en basit yöntem mantıksal VE ile kurma (SET)/silme (RESET) komutlarının kullanılmasını gerektirmektedir. Bu yöntemde belirli bir duruma karşılık gelen bellek biti ile o durumdan başka bir duruma geçişe neden olaya karşılık gelen bite mantıksal VE işlemi uygulanır ve sonuca göre yeni durum biti kurulur, çıkılan eski durum biti silinir (sıfırlanır). Şekil 2’ de örnek bir otomat ve buna karşılık gelen merdiven dilinde (Ladder Logic) yazılmış PLC programı verilmiştir. Şekil 2b’ deki PLC programında q_1, q_2, q_3 otomatın durumlarını temsil eden bellek bitleri, $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ ve σ_4 ise çıkan kenarları olaylara karşılık gelen işaretlerdir.

2.1 Çıkış etkisi sorunu

Yukarıda tanımlanan yöntem kolay uygulanabilir olmasına rağmen otomatın yapısına bağlı olarak davranışı beklenenden farklı olan bir gerçekleştirme neden olabilir. Bu yanlış davranışın nedeni gerçekleştirilen otomattaki birtakım istenmeyen durum geçişleriyle ilgilidir ve çıkış etkisi (avalanche effect) olarak adlandırılır (Fabian and Hellgren, 1998). Esasen, Şekil 2’de görünen otomata karşılık gelen PLC gerçekleştirilmesinde çıkış etkisi sorunu vardır. Bu sorunu açıklamak üzere Şekil 2b’deki PLC programının çalışması aşağıda detaylı olarak irdelenmiştir.

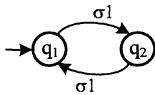


Şekil 2: (a) Örnek bir otomat, (b) bu otomata PLC karşılık gelen PLC programı

G otomatı q_1 durumundayken bu otomata karşılık gelen PLC programında q_1 durumu mantıksal 1

seviyesinde olacaktır. Bu durumdayken σ_1 olayı olduğunda kuramsal otomatın q_2 durumuna geçmesi ve ikinci bir σ_1 olayına kadar bu durumda kalması beklenir. Bunun PLC programındaki karşılığı ise q_2 bitinin kurulması q_1 bitinin silinmesidir. Gerçekten de Şekil 2b'deki PLC programının B1 ile gösterilen birinci basamağında σ_1 işaretinin yükselen kenarı algılandığında SET ve RESET komutları kullanılarak q_2 biti kurulmakta, q_1 biti ise silinmektedir. Ancak q_2 biti mantıksal 1 seviyesine kurulduğundan ve çıkan kenar fonksiyonu tarama çevrimi boyunca mantıksal 1 seviyesinde kaldığından PLC programının B2 ile gösterilen ikinci basamağında q_3 'ü kuran, q_2 'yi sıfırlayan SET ve RESET komutları da işletilir. Bu nedenle kuramsal otomatın q_1 durumunda kalması gerekirken bu otomata karşılık gelen PLC programı q_3 durumuna geçmiş olur. Sonuç olarak Şekil 2b' de verilen PLC programı Şekil 2a'daki otomati çığ etkisi sorunu nedeniyle hatalı olarak gerçeklemektedir.

Çığ etkisi yukarıda ele alınan gerçekleştirme yöntemi kullanıldığında ardışıl olarak oluşan bir olayın farklı durumlara geçişlere neden olduğu her otomatta karşılaşılabilecek bir sorundur. Bu sorunun çözümü için literatürde PLC programındaki basamak sırasını ters çevirmeye dayalı bir çözüm önerilmiştir [5]. Ancak bu çözümün uygulanması ele alınan probleme göre farklılaşabilmekte, sistematik olmaması nedeniyle çoğu durumda programcının deneyimine bağlı sonuçlar vermekte ve bazı durumlarda ise tamamen çözümü imkânsız kılmaktadır. Şekil 3' te σ_1 olay çiftlerini belirlemek için kullanılabilir basit bir otomat görülmektedir. σ_1 olayının ardışıl olarak durum geçişlerine neden olmasından dolayı çığ etkisi sorunu olan bu otomati için yukarıda ele alınan yöntemde PLC programındaki basamak sırasının değiştirilmesi sorunu çözememektedir.



Şekil 3: Çığ etkisi problemi bilinen yöntemlerle çözülemeyen basit bir otomat.

3. PLC ile gerçekleştirme yöntemi

Yukarıda da bahsedildiği gibi PLC kurma ve silme komutlarının kullanıldığı programlama yönteminde çığ etkisi problemini ortadan kaldıran sistematik bir çözüm vermek her zaman mümkün olamamaktadır. Bunun yanında bu yöntem bazı PLC modellerinde normal bit işlem komutlarına göre program belleğinde önemli miktarda daha fazla yer kaplayan kurma ve silme (SET ve RESET) komutlarını yoğun olarak kullanılmaktadır. Örneğin Siemens S7-200 PLC'lerde standart bir bit işlem komutu için program belleğinde 2 byte'lık bir alan ayrılırken SET ve RESET komutlarının her biri için 7 byte'lık alan ayrılır. Ayrıca kurma ve silme komutlarının kullanılması herhangi bir duruma ilişkin geçiş

fonksiyonlarını PLC programından takibini de güçleştirmektedir. Örneğin Şekil 2b' de q_2 durumuna ilişkin toplam dört adet SET veya RESET komutu kullanılmıştır. Bu ise q_2 durumuna geçiş fonksiyonlarını belirleyebilmek için bu dört komuta karşılık gelen koşulların incelenip elde edilen bilginin birleştirilmesini gerektirir. Özellikle hata bulma ya da programda yapılacak olan değişikliklerde bu özellik zorluklara neden olacaktır.

Aşağıda matematiksel olarak tanıtacağımız, ilerleyen paragraflarda ise pratik uygulanabilirliğini irdeleyeceğimiz yöntem temel olarak kurma ve silme komutlarının kullanılmadığı, çığ etkisi problemi için kesin bir çözüm oluşturan ve takip etmesi, değişikliklerin uygulanması kolay olan bir yapı oluşturmaktadır. İlk aşamada kurma ve silme komutlarını bit işlem komutlarıyla gerçekleştirilecektir.

Bir mantıksal q değişkeninin kurma koşulu S ile, silme koşulu R ile temsil edilsin. q değişkeninin mevcut değeri $q(k)$, bir sonraki değeri $q(k+1)$ ile gösterilirse

$$q(k+1) = S + q(k).R \quad (1)$$

mantıksal fonksiyonun q' 'yu S ile kurduğu, R ile sıfırladığı kolaylıkla gösterilebilir. Burada '+' mantıksal VEYA işlemine, "." ise VE işlemine, \bar{R} ise R 'nin mantıksal DEĞİL'ine karşılık gelmektedir. Bu mantıksal fonksiyon verilen bir otomatın durum geçiş koşullarının gerçekleştirilmesi için kullanılabilir. Durum geçiş koşullarının mantıksal fonksiyonlarla ifade edilebilmesi için aşağıda birtakım tanımlar verilmiştir. Bu tanımlarda ele alınan otomatın durumları ve olayları için sırasıyla $I_q = \{1, 2, \dots, N_q\}$ ve $I_\sigma = \{1, 2, \dots, N_\sigma\}$ indis kümeleri kullanılmaktadır.

Tanım 1. Durum kümesi $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_{N_q}\}$, olay kümesi $\Sigma = \{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{N_\sigma}\}$ ve durum geçiş fonksiyonu $f: Q \times \Sigma \rightarrow Q$ olan bir otomat verilsin. q_i durumuna geçiş için durum indis kümesi şu şekilde tanımlanır:

$$I_{S_q}(i) = \{j \in I_q \mid \exists k \in I_\sigma, f(q_j, \sigma_k) = q_i\}, \forall i \in I_q \quad (2)$$

Bu tanıma göre, $I_{S_q}(i)$ kümesinin elemanları q_i durumuna geçişin mümkün olduğu durumların indislerine karşılık gelir.

Tanım 2. Durum kümesi $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_{N_q}\}$, olay kümesi $\Sigma = \{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{N_\sigma}\}$ ve durum geçiş fonksiyonu $f: Q \times \Sigma \rightarrow Q$ olan bir otomat verilsin. q_i durumuna geçiş için olay indis kümesi şu şekilde tanımlanır:

$$I_{S\sigma}(i) = \{j \in I_\sigma \mid \exists k \in I_q, f(q_k, \sigma_j) = q_i\}, \forall i \in I_q \quad (3)$$

Tanım 1'e benzer şekilde $I_{S\sigma}(i)$ kümesinin elemanları q_i durumuna geçişi sağlayan tüm olayların indislerine karşılık gelir.

Tanım 3. Durum kümesi $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_{N_q}\}$, olay kümesi $\Sigma = \{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{N_\sigma}\}$, durum geçiş fonksiyonu $f: Q \times \Sigma \rightarrow Q$ ve aktif olay kümesi $\Gamma: Q \rightarrow 2^\Sigma$ olan bir otomat verilsin. Aşağıda tanımlanan indis kümesi q_i durumundan q_i durumuna geçişe neden olan olay indis kümesine karşılık gelir.

$$I_{T\sigma}(i, j) = \{k \in I_\sigma \mid \sigma_k \in \Gamma(q_j) \wedge k \in I_{S\sigma}(i)\}, \quad (4)$$

$$\forall (i, j) \in I_{S_q} \times I_{S_q}$$

Tanım 4. Durum kümesi $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_{N_q}\}$, olay kümesi $\Sigma = \{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{N_\sigma}\}$, durum geçiş fonksiyonu $f: Q \times \Sigma \rightarrow Q$ ve aktif olay kümesi $\Gamma: Q \rightarrow 2^\Sigma$ olan bir otomat verilsin. q_i durumundan çıkışa neden olan olay indis kümesi

$$I_{R\sigma}(i) = \{j \in I_\sigma \mid \sigma_j \in \Gamma(q_i)\}, \forall i \in I_q \quad (5)$$

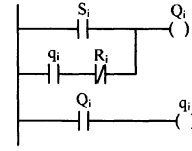
şeklinde tanımlanır.

Verilen tanımların bir uygulaması olarak aşağıdaki örnek göz önüne alınacaktır.

Örnek 1. Şekil 1a' da verilen otomat için durum indis kümesi $I_q = \{1, 2, 3\}$, olay indis kümesi $I_\sigma = \{1, 2, 3, 4\}$ olarak belirlenebilir. Tanım 1, 2, 3 ve 4 q_2 durumu için uygulanırsa aşağıdaki indis kümeleri elde edilir.

q_2 durumuna geçiş için durum indis kümesi: $I_{S_q}(2) = \{1, 3\}$; q_2 durumuna geçiş için olay indis kümesi $I_{S\sigma}(2) = \{1, 3, 4\}$, $q_j (\forall j \in I_q)$ durumlarından q_2 durumuna geçişe neden olan olay indis kümeleri; $I_{T\sigma}(2, 1) = \{1\}$, $I_{T\sigma}(2, 2) = \emptyset$, $I_{T\sigma}(2, 3) = \{3, 4\}$; q_2 durumundan çıkışa neden olan olay indis kümesi $I_{R\sigma}(2) = \{1, 2\}$ ■

İlerleyen satırlarda mantıksal (lojik) ifadeler kullanılacağından "+" sembolü (ya da toplam operatörü \sum) mantıksal VEYA, "." sembolü (ya da çarpım operatörü \prod) mantıksal VE işlemine karşılık gelecektir.



Şekil 4: Eşitlik 10'a karşılık gelen merdiven dili programı.

Tanım 5. q_i durumuna ilişkin kurma koşulunun mantıksal ifadesi

$$S_i(k) = \sum_{j \in I_{S_q}(i)} q_j(k) \cdot \sigma(i, j) \quad (6)$$

ile verilir. Burada

$$\sigma(i, j) = \sum_{n \in I_{T\sigma}(i, j)} \sigma_n \quad (7)$$

şeklinde tanımlanır ve q_j durumundan q_i durumuna geçişe neden olan tüm olayların eşdeğerine karşılık gelir.

Tanım 6. q_i durumuna ilişkin silme koşulunun mantıksal ifadesi

$$R_i(k) = \sum_{j \in I_{R\sigma}(i)} \sigma_j(k) \quad (8)$$

ile verilir.

Tanım 5 ve 6 ile q_i durumuna ilişkin kurma ve silme koşulları tanımlandığından q_i durumuna ilişkin mantıksal ifade Eşitlik 1'den faydalanılarak şu şekilde elde edilebilir:

$$q_i(k+1) = S_i(k) + q_i(k) \cdot \overline{R_i(k)} \quad (9)$$

Eşitlik 9'a ilişkin PLC programı kolaylıkla merdiven dili programlama tekniği ile elde edilebilir. $q_i(k+1)$ mantıksal değişkeni Q_i , $q_i(k)$ mantıksal değişkeni q_i ile gösterilirse Eşitlik 9'a karşılık gelen PLC programı Şekil 4'deki gibi elde edilebilir. Programın son basamağında Q_i değişkeninin içeriği q_i değişkenine atanmaktadır. Buna göre PLC programındaki q_i mantıksal değişkeni, q_i durumunun mevcut PLC tarama çevrimindeki; Q_i mantıksal değişkeni ise bu durumun bir sonraki PLC çevrimindeki gösterilimine karşı geldiği yorumu yapılabilir.

Örnek 2. Örnek 1'deki otomat tekrar ele alınsın. Tanım 5 ve Tanım 6' ya göre bu otomatın q_2 durumu için

$$S_2(k) = \sum_{j \in I_{S_2}(2)} q_j(k) \cdot \sigma(2, j) \quad (10)$$

$$= q_1(k) \cdot \sigma_1 + q_3(k) \cdot (\sigma_3 + \sigma_4)$$

$$R_2(k) = \sum_{j \in I_{R_2}(2)} \sigma_j(k) = \sigma_1 + \sigma_2 \quad (11)$$

ifadeleri elde edilebilir. Bu ifadeler Eşitlik 10'da yerine konulursa q_2 durumuna ilişkin mantıksal ifade

$$q_2(k+1) = q_1(k) \cdot \sigma_1 + q_3(k) \cdot (\sigma_3 + \sigma_4) + q_2(k) \cdot \sigma'_1 \cdot \sigma'_2 \quad (12)$$

şeklinde elde edilir. Benzer şekilde q_1 ve q_3 durumlarına ilişkin mantıksal ifadeler

$$q_1(k+1) = q_2(k) \cdot \sigma_2 + q_1(k) \cdot \sigma'_1 \quad (13)$$

ve

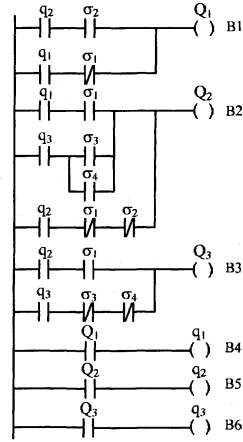
$$q_3(k+1) = q_2(k) \cdot \sigma_1 + q_3(k) \cdot \sigma'_3 \cdot \sigma'_4 \quad (14)$$

olarak elde edilir. Eşitlik 12, 13 ve 14 kullanılarak elde edilen otomata ilişkin PLC programı Şekil 5'teki gibi geliştirilebilir. Programda olaylara karşılık gelen bellek bitlerinin ilgili işaretlerin yükselen ya da düşen kenarları ile elde edilmiş olduğu varsayılmaktadır.

Hatırlanacağı üzere Örnek 1 ve Örnek 2'de ele alınan otomat Bölüm 2'de bahsedilen programlama yöntemi ile gerçekleştirildiğinde çıkış etkisi sorunu ile karşılaşılmaktaydı. Bu bölümde tanıtılan gerçekleştirme yöntemi ile çıkış etkisi sorunu çözülmektedir: Şekil 5'te verilen PLC programı incelendiğinde q_1 durumundan q_2 durumuna geçişin gerçekleştiği B2 basamağında σ_1 olayının olmasıyla Q_2 bellek bitinin mantıksal 1 seviyesine kurulduğu görülür. B3 basamağında ise Q_3 bellek bitinin kurulması q_2 ve σ_1 değişkenlerinin mantıksal 1 seviyesinde olmasına bağlıdır. q_2 değişkeni için ayrı bir bellek biti kullanılması nedeniyle B3 basamağı, değeri B2 basamağında belirlenen Q_2 değişkeninden etkilenmez ve Q_3 bitinin mantıksal 1 seviyesine kurulması, yani çıkış etkisi engellenmiş olur.

Ele alınan örnek için yukarıda yapılan irdeleme, verilen bir otomattaki durumlara ilişkin mevcut PLC tarama çevrimi ve bir sonraki tarama çevrimi için farklı bit değişkenlerinin kullanılması sayesinde çıkış etkisi sorununun giderildiğini göstermektedir.

PLC ile gerçekleştirilmede kullanılan yöntemin kolay uygulanabilir olması önemlidir. Bu nedenle yukarıda matematiksel tanımlarla verilen yöntem uygulamaya yönelik olarak da değerlendirilmelidir.



Şekil 5: Örnek 2'ye ilişkin PLC programı

Kolay uygulanabilirliği irdelemek üzere Şekil 2a'daki otomata ve Şekil 5'te bu otomata karşılık gelen PLC programını tekrar ele alalım. Şekil 2a'da görüldüğü gibi otomata q_1 durumuna geçmesi için

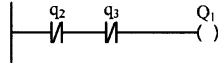
q_2 durumunda olması ve σ_2 olayının gerçekleşmesi gerekir. Bunun Şekil 5'teki PLC programındaki karşılığı B1 basamağında görülen ve q_2 ile σ_2 değişkenleri tarafından oluşturulan $q_2 \vee \sigma_2$ mantıksal ifadesidir. Bu ise Tanım 5 ile verilen kurma koşuluna karşılık gelir. Diğer taraftan, Şekil 2a'daki otomata q_1 durumunda kalması için otomat bu durumdayken σ_1 olayının olmaması gerektiği açıktır. Bunun Şekil 5'teki PLC programındaki karşılığı B1 basamağında q_1 ile σ_1 değişkenleri ile oluşturulan $q_1 \vee \sigma_1$ mantıksal ifadesidir. Bu ise matematiksel olarak Tanım 6 ve Eşitlik 9'a karşılık gelmektedir. Benzer yorumlar otomata q_2 ve q_3 durumlarına karşılık gelen B2 ve B3 basamakları için de yapılabilir. Esasen Tanım 5, Tanım 6 ve Eşitlik 9 ile matematiksel olarak ifade edilen bu yöntem, verilen bir otomata her bir durumuna ilişkin geçiş koşullarının ve otomata o durumda kalması için gerekli koşulların gerçekleştirilmesine dayanmaktadır. Bu açıdan yorumlandığında, bu çalışmada matematiksel olarak tanıtılan yöntemin verilen bir otomat için kolay uygulanabilir olma özelliğinden bahsedilebilir.

Bölüm 2' de bahsedilen yöntemde bir duruma ilişkin geçiş koşulları için farklı basamaklarda, farklı sayılarda kurma ve silme komutları kullanılabilir. Örneğin Şekil 2b' de q_2 durumu için 3 ayrı basamakta toplam 4 adet SET ya da RESET komutu kullanılmıştır. Bu ise programı okumayı, hata bulma ya da değişiklik yapma gibi işlemleri oldukça güçleştirmektedir. Bu çalışmada tanıtılan yöntemde ise her bir durumun geçiş

koşullarının ifadesi için PLC programında tek bir basamak yeterli olmaktadır. Şekil 5'ten de görüleceği üzere otomatın q_1, q_2 ve q_3 durumlarına PLC programında sırasıyla B1, B2 ve B3 basamakları karşı düşmektedir. Bu nedenle kolay uygulanabilirliğin yanında, bu yöntemle elde edilen PLC programının yapısal olarak kolay okunabilir olma özelliğinden de bahsedilebilir.

3.1 İlk durumun programlanması

Verilen bir otomatın davranışının tam olarak gerçekleştirilmesi için durum geçişlerinin yanında otomatın ilk durumunun da doğru olarak programlanması gereklidir. Bunun için PLC'nin ilk tarama çevriminde mantıksal 1 değeri alan özel bellek alanlarından faydalanmak mümkündür. Örneğin S7-200 PLC'sinde SM0.1 ile adreslenen özel bellek biti program işletilmeye başladığı anda ilk duruma karşılık gelen bit değişkenini kurmak için kullanılabilir. Bunun dışında kullanılacak olan PLC'nin böyle bir özelliğinden bağımsız olarak "otomat hiçbir durumda değilse ilk durumdadır" mantığı ile de ilk durumun programlanması mümkündür. Bu mantığa göre Şekil 2a' da verilen otomat için ilk duruma ilişkin mantıksal fonksiyon $Q_1 = q_2 \cdot q_3$ şeklinde olacaktır. Bu mantıksal fonksiyonu gerçekleyen PLC programı ise Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6: İlk durum için PLC gerçekleştirilmesi

Şekil 5'te B1 basamağı yerine Şekil 6'daki program parçasının kullanılması gerçekleştirme açısından hiçbir probleme neden olmayacaktır. Çünkü Şekil 6'da görülen programa göre q_2 durumundan ya da q_3 durumundan çıkılıp q_1 durumuna geçilen her koşulda Q_1 değişkeni lojik 1 seviyesine kurulacak, yani PLC gerçekleştirilmesinde istenilen davranış sağlanmış olacaktır. Bu ise ilk durumun programlanması için PLC'de fazladan program belleği kullanmak yerine program belleğinden kazanım anlamına gelmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada üstdenetim kuramı uygulamalarında tasarlanan üstdenetleyicilerin PLC'de gerçekleştirilmesi için bir yöntem tanıtılmıştır. Tanıtılan yöntem otomatların PLC ile programlanmasında sıklıkla karşılaşılan çıkış etkisi sorunu için kesin ve sistematik bir çözüm oluşturmaktadır. Bunun yanında, yöntemin kolay uygulanabilir olması ve yapısal olarak hata bulma ya da programda değişiklikler yapmaya uygunluğu gibi özellikleri örnekler üzerinden

irdelenmiştir. Yöntemin matematiksel tanımlarla analitik olarak ifade edilebilir olması, bu yöntemin otomatik olarak PLC programı geliştirilmesini sağlayan yazılımların geliştirilebilmesine zemin hazırlamaktadır. Bu nedenle, bu çalışmanın gelecekteki bir devamı, verilen bir otomata karşılık PLC programını üreten yazılımların geliştirilmesi olarak düşünülebilir.

REFERANSLAR

- [1] B. A. Brandin, "The real-time supervisory control of an experimental manufacturing cell". *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Cilt: 12, No: 1, s:1-14, 1996.
- [2] R. J. Leduc. *PLC implementation of a DES supervisor for a manufacturing testbed: An implementation Perspective. Master's thesis.* Department of Computer and Electrical Engineering, University of Toronto, Toronto, Canada, 1996.
- [3] M.H. de Queiroz ve J.E.R. Cury, "Synthesis and implementation of local modular supervisory control for a manufacturing cell", Proc. of Wodes 2002, Zaragoza, İspanya, 2002
- [4] İ.T. Hasdemir, S. Kurtulan ve L. Gören, "Implementation of local modular supervisory control for a pneumatic system using PLC", Proc. of WODES 2004, Reims, Fransa, 2004.
- [5] M. Fabian ve A. Hellgren, "PLC-based implementation of supervisory control for discrete event systems", Proc. of the 37th IEEE conference on Decision & Control, Tampa, Florida, USA, 1998.
- [6] P.J. Ramadge, W. M. Wonham, "Supervisory control of a class of discrete event processes", *SIAM Journal of Control and Optimization*, Cilt: 25, No: 1, s:206-230, 1987.
- [7] G.C. Cassandras ve S. Lafortune, *Introduction to Discrete Event Systems.* Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, USA, 1999

Bir Sınıf Ayrık Olaylı Sistemler için Optimal Kilitlenmeli Denetimsel Gözetleyici Tasarımı

Özgür T. Kaymakçı, Salman Kurtulan

Elektrik Elektronik Fakültesi
Kontrol Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
kaymakcio@itu.edu.tr, kurtulan@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Ayrık olaylı sistemlerde kilitlenme dikkate alındığında bazen optimal kilitlenmesinin denetimsel gözetleyicinin ürettiği dil tutucu bir davranış sergileyebilmektedir. Bu noktada sistemin performansını arttırmak adına sistem üzerindeki kilitlenme koşulunu belli bir oranda serbest bırakmak gerekir. Bunu yaparken kilitlenmeye sebebiyet veren kelimeler ile başarılmak istenilen kelimeler arasındaki denge de korunmalıdır. Bunun için sistemin ürettiği kelimeler nümerik bir yaklaşım üzerinden incelenmeli ve bu denge bir optimizasyon problemi anlayışıyla çözümlenmelidir. Bu sebepten bu çalışmada bu dengeyi içeren yeni bir performans ölçütü ortaya atılmıştır. Ardından bu performans ölçütüne göre en iyi denetimsel gözetleyiciyi elde eden algoritma tanımlanmış ve bir örnek üzerinde gösterilmiştir.

1. Giriş

Son otuz yıl içerisinde bilgisayar, haberleşme ve algılayıcı teknolojilerindeki hızlı gelişimin bir sonucu olarak "yeni" bir tür dinamik sistem ortaya çıkmıştır öyle ki bu tür sistemler temelde asenkron olarak çalışmakta ve olayların oluşma sırasının değişimine göre dinamik bir yapı göstermektedirler. Bu tip sistemler, literatürde *Ayrık Olaylı Sistemler* olarak adlandırılmaktadır. Öyle ki üretim sistemleri, bilgisayar sistemleri, haberleşme sistemleri, hava trafik sistemleri gibi çoğu insan yapısı sistem bu yeni tür sistem sınıfına girmektedir.

Ayrık olay sistemleri üzerinde günümüze kadar yapılan çalışmalar incelendiğine sistemin yapısı gereği klasik modelleme teknikleri ile modellenememesinden dolayı farklı çalışma grupları tarafından farklı yaklaşımlarla modellenmiş ve bu şekilde bir çözüme gidilmeye çalışılmıştır. Aynı şey ayrık olay sistemlerinin bir alt problemi olarak ta değerlendirilebileceğimiz optimizasyon problemi için de geçerlidir. Öyle ki literatürde optimizasyon problemlerine farklı açılardan yaklaşılmış ve çözüm bulunmaya çalışılmıştır. İlk olarak şunu belirtmek gerekir ki ayrık olaylı sistemlere ait model yapısının bir sonucu olarak optimizasyon problemlerini çözmek için ortaya atılan çoğu teknik burada uygulanamamaktadır. Ayrık olaylı sistemlerde optimum denetimsel kontrol ilk olarak Ratnesh Kumar ve Vijay K. Garg tarafından ele alınmıştır. Kontrol eder fonksiyonu ve kontrol ceza fonksiyonu olarak iki adet fonksiyon tanımlanmışlar ve bu fonksiyonlar yardımıyla tanımlanan sisteme ilişkin net ederi en azlamaya çalışmışlardır. Ağ Akış Teknikleri ve

Kombinatorial Optimizasyon kullanmışlardır[1]. Yitzhak Brave ve Michael Heymann tarafından ayrık olaylı sistemlerde optimizasyon, bir optimal çekim problemi olarak tanımlanmış ve sistemin belli bir durum kümesine yakınsaması ve orada kararlı kılınması olarak ifade edilmiş ve probleme bu tanımlanan şekliyle bir çözüm bulunmaya çalışılmıştır [2]. Raja Sengupta ve Stephane Lafortune tarafından Ratnesh Kumar ve Vijay K. Garg'ın çalışmasına benzer olarak kontrol edilen sistemin ederini belirlemek üzere kontrol ve eder fonksiyonları tanımlanmıştır. Sistemin istenilen davranış kümesi içinde en fazla davranışına izin veren minimum dili bulmayı amaçlamışlardır. Optimizasyon yöntemi olarak dinamik programlama yapılmıştır [3]. Xi Wang ve Asok Ray tarafından düzenli diller ile ilgili işaretli bir mesafe oluşturulmuştur. Öyle ki bu mesafe kavramı ile Jinbo Fu, Asok Ray ve Constantino M. Lagoa tarafından düzenli diller için kontrol edilen olayların izin verilmemesine dayalı bir optimal kontrol kuramı ortaya atılmıştır [4, 5]. Bunların yanı sıra Chen ve Lafortune tarafından Kilitlenmeli Denetimsel Gözetleyicilerde optimizasyon problemi incelenmiştir. Sonuçta elde edilen algoritma küme teorisine dayanmaktadır. Bir kilitlenmeli denetimsel gözlemleyicinin başarımını arttırmaya ve aynı zamanda kilitlenme miktarını azaltmaya yöneliktir [6].

2. Temel Kavramlar

Ayrık olay sistemleri dinamik bir yapı arz etmesine rağmen klasik mekanik ya da devre teorisi kapsamında incelediğimiz dinamik sistemlerden farklı olarak adi diferansiyel denklemlerle ifade edilememektedirler. Bu sistemler yapı olarak zamandan bağımsız asenkron oluşan olayların oluşturduğu sistemlerdir. Genelde otomatlar yardımıyla modellenilirler. Okuyucunun bundan sonra yazılanları rahatlıkla takip edebilmesi için ayrık olaylı sistemleri modellemek ve kontrol etmek için ortaya atılan ve sıklıkla tercih edilen Ramadge-Wonham yaklaşımı hakkında temel seviyede bilgiye sahip olduğu edilmiştir. İstenirse detaylı bilgi için [7] başvurulabilir.

3. Problem Tanımı

Ayrık olaylı sistemlerde sistem modeli çok sayıda olası kilitlenmeyi içerdiğinde bu sistemi kontrol edecek olan denetçisinin yapısı ilk olarak Chen ve Lafortune tarafından incelenmiş, kilitlenmeli denetimsel gözlemleyici tasarımı problemi ortaya koyulmuş ve küme teorisi anlamında bir çözüme ulaşılmıştır. Ortaya atılan teoride geliştirilen algoritma kısaca baktığımızda iki işlem üzerinden çözüme

ulaşmaktadır öyle ki bunlar şu şekilde tanımlanmıştır: Olası tüm çözümlere ait küme

$$L_{cand} = \left\{ \Gamma : \left(L_{am}^{\uparrow c} \subseteq \Gamma \subseteq L_{am}^{\downarrow c} \cap L_{initial}^{\downarrow c} \right) \vee \left(\Gamma = \overline{\Gamma} \right) \vee \left(\Gamma = \Gamma^{\uparrow c} \right) \right\} \quad (1)$$

olmak üzere tanımlanan ilk operatör $A_{SM} : L_{cand} \rightarrow L_{cand}$ şeklindedir. Öyle ki $L_{SM} = A_{SM}(L_{initial}) := L_{initial} \cup K_{max}^{\downarrow c}$. Burada

$$K_{max} := \left\{ K : \left(K \subseteq L_{am} \setminus L_{initial} \right) \wedge \left(K^{\downarrow c} \subseteq L_{initial} \cup L_{am} \right) \right\}^{\uparrow c} \text{ dir.}$$

Bu adımla $L_{initial}$ başlangıç dilinin başarımı kilitlenmede bir artıma sebebiyet vermeden arttırılmaya çalışılmaktadır. Burada dikkat edilecek olan şey bu adım sonucunda elde edilen sonuç dilin kapsama anlamında $L_{initial}$ ye göre daha iyi olduğudur. İkinci adımda da başarımında bir azalmaya gitmeden kilitlenmelerde bir iyileştirmeyi hedeflemektedir. Bu adım da $A_{BM}(L_{SM}) := (L_{SM} \cap L_{am})^{\downarrow c}$ olacak şekilde tanımlanmıştır. Bu iki adım sonucunda belirlenen performans kıstaslarına göre kapsama anlamında en iyi dile ulaşılmaktadır. Teori kendi içinde tutarlı sonuçlar vermesine rağmen eksik olduğu noktalar mevcuttur. İlk olarak başlangıç koşullarına çok bağımlıdır. Teori gereği ulaşılan son dil, kapsama anlamında en iyi çözüm olduğundan farklı bir başlangıç noktasından başlanması halinde ulaşılabilecek diğer bir çözüm daha önce elde edilen çözümden genellikle farklı bir çözüm olarak karşımıza çıkacaktır. Burada elde edilen çözümler küme teorisine göre elde edildiğinden birbirleriyle karşılaştırılması en genel halde imkânsızdır. Fakat şunu da belirtmek gerekir teori küme teorisi anlamında geliştirildiğinden verdiği sonuç kendi içinde tamamen en iyi çözüm olmakla beraber en genel anlamda bakıldığında elde edilen sonuç yeterli değildir. Bunun sebebi elde edilen çözüme ait "bütün kelimelerin" sistem için aynı anlamı taşımasıdır. Fakat gerçek hayatta bizim için her bir olayın ederi aynı olmadığı gibi her bir kilitlenmenin ve başarılın için de ederi aynı değildir. Buradan hareketle sisteme bu değer farklılaşmasını dâhil ederek teoriyi genişletmek ya da belirtilen performans ölçüleri içerisinde çözüm bulmaya çalışan yeni bir algoritma vermek bizi daha anlamlı bir çözüme götürecektir.

Yukarıda genel olarak ifade edilen kilitlenmeli optimal denetimsel gözetleyici tasarımı problemi için aşağıda verilen spesifikasyonlar dahilinde çözüm aranacaktır. Sırası gelmişken şunu da belirtmek gerekir ki bu verilen spesifikasyonlar çok genel ifadeler olup sistemin dinamiği üzerine herhangi bir kısıt getirmemektedir Aynı zamanda sonlu durumlu otomatlar için verilen en genel spesifikasyonlardan sadece bir kaçıdır.

$$L_m(S/G) := L(S/G) \cap L_m(G), \quad L_m(S/G) \subseteq L_{am}$$

$$L(S/G) \subseteq L_a = \overline{L_a} \subseteq L(G) \text{ ve } L_{am}^{\downarrow c} \subseteq L_a$$

$L_{am} = L_a \cap L_m(G) = L_a \cap L_{am}$ bunun doğal bir sonucu olarak $L_{am}, L_m(G)$ kapalıdır. Daha önce ifade edildiği gibi olası tüm çözümleri içeren dil ailesi kümesi (1) ifadesinde verilmiştir. S denetimsel gözetleyicisi ile çalışan G sisteminde sistemi kilitlenmeye götüren kelimeler şu şeklindedir:

$$BM(L(S/G)) := \left\{ L(S/G) \setminus \overline{L_m(S/G)} \right\}. \text{ Benzer şekilde}$$

sistemin kontrol altında başaramadığı işaretli kelimeler ise $NSM(L(S/G)) := \left\{ L_{am} \setminus \overline{L_m(S/G)} \right\}$ şeklindedir. Bu her iki kümeyle sırasıyla Kilitlenmeye Sebebiyet Veren Kelimeler

Kümesi ve Başarısız Kelimeler Kümesi denilmektedir. Yukarıda da ifade edildiği gibi sistemin ürettiği kelimeler mevcut teoride hep aynı şekilde değerlendirilmiş hepsinin sisteme olan etkisi aynı kabul edilmiştir. Belirtilindiği gibi bu her koşul altında bizi en iyi çözüme götürememektedir. Bunu bertaraf edebilmek için kelimeler üzerinden sistemin performansını ifade eden bir yapı tanımlanacaktır.

Tanım 1: Bir olayın ederi e_e olarak verilmiştir öyle ki $e_e \in \Sigma$ olmak üzere $c_e(\Sigma^*, e_e) : \Sigma \rightarrow \mathfrak{R}^+$ ▲

Burada verilen ederi e_e olayının ederi olarak verilmemiştir bunun yerine olayının bir kataradan sonra oluşmasının ederi tanımlanmıştır. Böylelikle daha genel bir şekilde bir olayın sistem içindeki ederi ifade edilmiştir. Bu şekilde sadece bir olayın olmasının ederi değil aynı zamanda olduğu etkisi de tanım içerisinde dâhil edilmiştir. Bu da ayrık olaylı sistemlerdeki olay kavramının manasını çok iyi bir şekilde ifade etmektedir. Mesela bir makinenin çalışması modelleyen bir otomatı düşündüğümüzde makinenin için "arıza" olayının ederi olayın gerçekleştiği duruma göre farklılık arz edecektir. Makine bekleme halindeyken arızanın olayının oluşmasının makine için ederi ile ürünü üretme aşamasında iken ki ederi çok farklıdır.

Tanım 2: Üretilen bir katarın ederi c_s olsun öyle ki $s_k, s_l \in \Sigma^*, c_s(\Sigma^*, \Sigma^*) : \Sigma^* \rightarrow \mathfrak{R}^+$

$$\text{O zaman } c_s(s_k, s_l) := \frac{\sum_{i=1}^{|s_l|} c_e[s_k \cdot p_{i-1}(s_l), q_i(s_l)] \|q_i(s_l)\|}{\|s_l\|} \quad \blacktriangle$$

Burada $c_s(s_k, s_l), s_l$ katarının s_k katarından sonra üretilmesi halinde oluşan yeni katarın ederini ifade etmektedir. Eğer bir kelime önemli bir işin bitirilmesini ifade ediyorsa ya da kritik bir kilitlenmeye karşılık geliyorsa bu ve bunun benzeri kelimelerin ederi diğer kelimeleri nazaran yüksek olacaktır.

Tanım 3: $L \in \Sigma^*$ olmak üzere dilin ederi $\beta(L) : \Sigma^* \rightarrow \mathfrak{R}^+ + \{0\}$ şeklindedir öyle ki $L = \{s_1, s_2, s_3, \dots, s_n\}$

$$\text{O zaman } \beta(L) := \begin{cases} \sum_{i=1}^n c_s(s_i) & L \neq \emptyset \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad \blacktriangle$$

Tanımdan da görüldüğü gibi bir dilin ederi kendisini oluşturan kelimelerin ederlerinin toplamı şeklinde verilmiştir. Bu da aslında pratikte beklediğimiz bir sonuçtur.

Tanım 4: $\forall L_1, L_2 \in \Sigma^*$ olmak üzere $d : \Sigma^* \times \Sigma^* \rightarrow \mathfrak{R}^+ + \{0\}$ olacak şekilde bir mesafe fonksiyonu tanımlanabilir öyle ki $d(L_1, L_2) := \beta(\{L_1 \setminus L_2\} \cup \{L_2 \setminus L_1\})$ ▲

İki farklı dilin arasındaki mesafe aslında birbirlerine göre farklı olan kelimelerle ilişkilendirilebilir. Fakat bunların sadece sayısı üzerinden işlem yapmak yukarıda anlatılanlar dikkate alındığında yetersizdir. Bu farklı kelimelerin toplam ederleri aslında iki farklı dilin birbirlerine göre gerçek mesafelerini oluşturur. O zaman bu mesafe fonksiyonu ile Σ^* bir metrik uzay oluşturur.

Önerme 1: Σ^* kümesi ve d mesafe fonksiyonu (Σ^*, d) şeklinde bir metrik uzay oluşturur.

İspat için istenirse [8, 9]'e bakılabilir.

Tanım 5: $L(S/G) \in L_{cand}$ için Başarısızlık Ölçüsü ve

Kilitlenme Ölçüsü sırasıyla şu şekilde tanımlanmıştır

$$SM^p(L(S/G)) := d(L_{am}, L_m(S/G))$$

$$BM^p(L(S/G)) := d(L(S/G), \overline{L_m(S/G)}) \quad \blacktriangle$$

Kilitlenme ölçüsü S 'nin denetimi altında G 'nin sahip olduğu olası kilitlenmelerin ederini vermektedir. Benzer bir şekilde başarısızlık ölçüsü ise üretilemeyen işaretli kelimelerin ederini vermektedir. Bu noktada artık sadece elimizde kelimeler yoktur aynı zamanda bir metrik üzerinden tanımlanmış bu kelimelerin sistem için ederlerini içeren sayısal değerler mevcuttur. Sadece bu kelimelerin değişimini değil artık sistem üzerindeki etkisini ölçme fırsatımız olmuştur. Açıkta ki sadece bu iki kümeye ait kelime sayısını azaltmak artık yeterli değildir. Diğer bir taraftan kilitlenmeli denetimsel gözetleyici tasarımı problemi için bu iki ölçünün toplamı denetlenen sistemin performansı ölçütünü oluşturmaktadır.

Tanım 6: $L(S/G) \in L_{cand}$ olmak üzere $L(S/G)$ 'nin performans ölçütü şu şekilde tanımlanır:

$$J^p[L(S/G)] := SM^p(L(S/G)) + BM^p(L(S/G)) \quad \blacktriangle$$

Kilitlenmeli denetimsel gözetleyici tasarımı probleminde genellikle kilitlenmelerle başarımlar ya da diğer bir deyişle istenilen işaretli kelimeler arasında bir zıtlık vardır öyle ki kilitlenmeleri azaltmak genellikle sistemin ürettiği işaretli kelime sayısında bir azalmaya sebebiyet verir. Benzer şekilde denetimsel kontrol altındaki sistemin başarımlarını arttırmakta beraberinde sistemin girebileceği olası kilitlenmelerde bir artışa sebebiyet verir. Buradan da anlaşıldığı gibi kilitlenmeli denetimsel gözetleyici tasarımı probleminde sistemin performansı iki ölçüye bağlıdır: "**Başarım ve Kilitlenme.**" Bu bağlamda yukarıdaki performans tanımı bu iki ölçüyü de içerdiğinden bu performans ölçütüne göre en düşük sayısal değere sahip olan dil performans açısından en iyi dildir. O zaman optimal kilitlenmeli denetimsel gözetleyici tasarımı problemi şu şekilde tanımlanmıştır.

Tanım 7: $L(G)$ sistemin kontrol edilmeyen davranışı olsun. Bütün olası çözümleri içeren küme $L_{cand} \neq \emptyset$ olsun. O zaman sistemin bir denetimsel gözetleyici altındaki performansı $J^p[L(S/G)]$ olacak şekilde optimizasyon problemi şu şekilde tanımlanır:

$$\arg \left\{ \min_{L \in L_{cand}} J^p[L(S/G)] \right\} \quad \blacktriangle$$

4. Optimizasyon Algoritması ve Bir Örnek

Bu bölümde yukarıda tanımlanan optimizasyon problemini çözen bir algoritma sunulacaktır. S_{IS} , G otomatını kontrol etmek için seçilen denetimsel gözlemleyici olsun ve $L_{IS} = L(S_{IS}/G) \in L_{cand}$ kontrol altında üretilen dil olsun. Aynı zamanda istenilen işaretli kelimelerin oluşturduğu dil $L_{am} \subseteq L_m(G)$ olsun. S_{IS} için kilitlenmeye sebebiyet veren

kelimeler ve başarılmayan kelimeler sırasıyla $BM(S_{IS}) = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m\}$ ve $NSM(S_{IS}) = \{\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_n\}$ dir.

Bu iki kümenin elemanları ya kelimeler ya da düzenli ifadeler olabilir. L_{cand} kümesindeki tüm olası diller düşünüldüğünde

tüm başarılmayan kelimeler kümesi $NSM_T := NSM(\overline{L_{am}^{TC}})$ ve

tüm olası kilitlenmeye sebebiyet verecek kelimeler ise $BM_T := BM(\overline{L_{am}^{TC}})$ olur. Açıkta ki $\forall L \in L_{cand}$ için

$$BM(L) \subseteq BM_T \text{ ve } NSM(L) \subseteq NSM_T \text{ dir.}$$

Aynı olaylı sistemlerde kilitlenme incelendiğinde her bir farklı kilitlenmenin farklı kelimelerin işletilmesi sonucu oluşur ve sistem üzerindeki etkileri farklı farklıdır. Bazı kilitlenmeler çok kolaylıkla algılanabilir ve sisteme dışarıdan bir müdahale ile kolaylıkla düzeltilebilir iken bazı kilitlenmelerin oluşması halinde ise sistem üzerinde çok ciddi hasarlar oluşabilmektedir. Bir makinenin bünyesinde bulunan eşzamanlı olarak çalışan robot kollarının çarpışması bu tarz bir kilitlenmeye güzel bir örnektir. Bu açıdan bakıldığında bazı kilitlenmeler sistemin performansını arttırmak adına kabul edilebilir iken bazı kilitlenmelerin ise kesinlikle engellenmesi gerekmektedir. Aynı zamanda kabul edilebilirlik ve kontrol edilebilirlik koşulu gereği denetlenen dilden uzaklaştırılan kilitlenmeler beraberinde fazladan kelimelerinde sistemden uzaklaşmasına sebebiyet verirler. Bu kilitlenmeler birbirinden bağımsız bir yapı arz ettiklerinden genellikle kilitlenmelerle atılan kelimeler de birbirinden farklıdır. Bu bağlamda problem birbirinden farklı kilitlenmelerin performansa olan etkisi birbirinden bağımsız olduğu varsayımı üzerinden çözülecektir. Bu varsayımı şu şekilde ifade etmek mümkündür.

$$\alpha_i, \alpha_j \in BM_T, \zeta_i, \zeta_k \in NSM_T \text{ ve } L_1, L_2 \in L_{cand}$$

$$(AS1) \quad \overline{L_1 \setminus (L_1 \setminus \alpha_i)^{TC}} \cap \left[\overline{L_2 \setminus (L_2 \setminus \alpha_i)^{TC}} \right] = \emptyset$$

$$(AS2) \quad \overline{(L_1 \cup \zeta_i)^{+C}} \cap \left[\overline{(L_2 \cup \zeta_i)^{+C}} \cap \overline{L_2} \right] = \emptyset$$

Tanım 8: $\alpha_i \in BM_T$ ve $L \in L_{cand}$ olmak üzere $T_1 : L_{cand} \rightarrow L_{cand}$ olacak şekilde bir dönüşüm tanımlanabilir öyle ki

$$T_1(L, \alpha_i) := \begin{cases} \overline{(L \setminus \alpha_i)^{TC}} & \text{eğer } J^p \left[\overline{(L \setminus \alpha_i)^{TC}} \right] < J^p[L] \\ L & \text{diğer} \end{cases} \quad \blacktriangle$$

Yukarıda tanımlanan dönüşüm her zaman L_{cand} kümesinden L_{cand} kümesine dir. Sonuçta L_{cand} kümesi T_1 dönüşümü için bir kapalı kafes(lattice) oluşturur. Aynı zamanda dönüşüm kesin bir performans artışına bağlanmıştır öyle ki $(L \setminus \alpha_i)^{TC}$ dilinin performansı L dilinin performansından daha iyi ise $(L \setminus \alpha_i)^{TC}$ sonuç olarak kabul edilmektedir.

Şimdi tanım 8'de verilen dönüşüm ile ilgili bazı özellikler ispatsız olarak verilecektir.

Özellik 1: $\alpha_i \in BM_T$ ve $L_1, L_2 \in L_{cand}$ için $\alpha_i \in L_1, L_2$ olsun. Aynı zamanda $i = 1, 2$ ve $\Lambda_i = (\lambda : (\lambda \subseteq L_{am} \setminus \Lambda_i))$

$$\wedge (\lambda^{+C} \subseteq L_i \subseteq L_{am})^{+C} \text{ için } L_i \cup \Lambda_i = L_i \text{ ve } (L_i \cap L_{am})^{+C} = L_i$$

olsun. O zaman $d[T_1(L_1, \alpha_i), T_1(L_2, \alpha_i)] = d(L_1, L_2)$ dir.

Özellik 2: $\alpha_i \in BM_T$, $\alpha_i \in L_1$ ve $\alpha_i \notin L_2$ olsun.

$$L_1, L_2 \in L_{cand} \text{ için } d[T_1(L_1, \alpha_i), T_1(L_2, \alpha_i)] \leq d(L_1, L_2)$$

Özellik 3: $L_1, L_2 \in L_{cand}$ için $\alpha_i \notin L_1, L_2$ ve $\alpha_i \in BM_T$ olsun o zaman $d[T_1(L_1, \alpha_i), T_1(L_2, \alpha_i)] = d(L_1, L_2)$

Tanım 8'de verilen dönüşüm bir kilitlenme için değil de ardi ardına birden fazla kilitlenmeye uygulanacak şekilde genişletilebilir. Bunu $T_1^p : L_{cand} \rightarrow L_{cand}$ ile gösterebiliriz öyle ki $A = \{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n\} \subseteq BM_T$ bir küme ve $L \in L_{cand}$ uygun bir dil olsun. O zaman

$$T_1^p(L, A) := T_1 \left[T_1 \left[T_1 \left[T_1(L, \alpha_1), \alpha_2 \right], \dots, \alpha_{n-1} \right], \alpha_n \right] \quad \blacktriangle$$

Basitleştirme adına $T_1^p(L, BM_T)$ yerine $T_1^p(L)$ kullanılacaktır.

Önerme 2: Eğer $L \in L_{cand}$ $\alpha_i, \alpha_k \in BM_T$ ise

$$\overline{(L \setminus \alpha_i)^{\uparrow c} \setminus \alpha_k}^{\uparrow c} = \overline{(L \setminus \alpha_k)^{\uparrow c} \setminus \alpha_i}^{\uparrow c}$$

İspat: Herhangi bir α_i, α_k çifti için

$$(L \setminus \alpha_i)^{\uparrow c} \subseteq L \text{ yazılabilir. } (L \in L_{cand} \text{ olduğu için})$$

$$\overline{(L \setminus \alpha_i)^{\uparrow c} \setminus \alpha_k}^{\uparrow c} \subseteq \overline{(L \setminus \alpha_k)^{\uparrow c}}^{\uparrow c}$$

$$\overline{(L \setminus \alpha_i)^{\uparrow c} \setminus \alpha_k}^{\uparrow c} \setminus \alpha_i \subseteq \overline{(L \setminus \alpha_k)^{\uparrow c}}^{\uparrow c} \setminus \alpha_i$$

$$\overline{(L \setminus \alpha_i)^{\uparrow c} \setminus \alpha_k}^{\uparrow c} \subseteq \overline{(L \setminus \alpha_k)^{\uparrow c}}^{\uparrow c} \setminus \alpha_i$$

$$\overline{(L \setminus \alpha_i)^{\uparrow c} \setminus \alpha_k}^{\uparrow c} \subseteq \overline{(L \setminus \alpha_i)^{\uparrow c} \setminus \alpha_j}^{\uparrow c} . \alpha_i \text{ and } \alpha_k \text{ keyfi}$$

olduğundan önerme doğrudur. Bu sonuç aynı zamanda ikiden fazla kelime için rahatlıkla genişletilebilir. Önerme 2'nin sonucu T_1^p uygulama sırasından bağımsızdır.

Lemma 1: T_1^p bir dönüşüm ve $BM_T = \{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n\}$ olsun o zaman T_1^p dönüşümü L_{cand} kümesi üzerinde bir büzülmedir.

İspat: T_1^p dönüşümünün L_{cand} kümesi üzerinde bir büzülme olabilmesi için $\forall L_1, L_2 \in L_{cand}$ için $d[T_1^p(L_1), T_1^p(L_2)] \leq \delta \cdot d[L_1, L_2]$ koşulunu sağlayan bir $0 < \delta < 1$ bulunabilmelidir.

$L_1, L_2 \in L_{cand}$, $L_1 \cap L_2 = \emptyset$ özelliğine sahip iki farklı dil olsun.

O zaman $T_1^p(L_1) \subseteq L_1$, $T_1^p(L_2) \subseteq L_2$ ve $L_1 \cap L_2 = \emptyset$

olduğundan $T_1^p(L_1) \setminus L_2 = T_1^p(L_1)$ ve $T_1^p(L_1) \setminus T_1^p(L_2) = T_1^p(L_1)$

Benzer şekilde $T_1^p(L_2) \setminus T_1^p(L_1) = T_1^p(L_2)$ her zaman sağlanır.

$$d[T_1^p(L_1), T_1^p(L_2)] = \beta(T_1^p(L_1) \cup T_1^p(L_2)) < \beta(L_1 \cup L_2) .$$

Her zaman $d[T_1^p(L_1), T_1^p(L_2)] \leq \delta \cdot d[L_1, L_2]$ sağlayan bir $0 < \delta < 1$ bulunabilir.

$L_1 \cap L_2 \neq \emptyset$ olacak şekilde $L_1, L_2 \in L_{cand}$ iki dil olduğunu düşünelim. O zaman tüm kilitlenmeler kümesi

BM_T birbirinden tamamen farklı 4 farklı kümenin birleşimi ile gösterilebilir öyle ki $BM_T = A_1 \cup A_2 \cup A_3 \cup A_4$ Burada sırasıyla A_1 , A_2 , A_3 ve A_4 kümelerinin elemanları aynı zamanda sırasıyla şu kümelerin de elemanlarıdır $L_1 \cap L_2$, $L_1 \setminus L_2$, $L_2 \setminus L_1$ ve $BM_T \setminus (L_1 \cup L_2)$. O zaman $i = 1, 2$ için $T_1^p(L_i) = T_1^p \left[T_1^p \left(T_1^p \left[T_1^p(L_i, A_1), A_2 \right], A_3 \right), A_4 \right]$. Aynı zaman da Özellik 1, Özellik 2 ve Özellik 3 dikkate alındığında her zaman $d[T_1^p(L_1), T_1^p(L_2)] \leq \delta \cdot d[L_1, L_2]$ sağlayan bir $0 < \delta < 1$ bulunabilir.

Tanım 9: $\zeta_j \in NSM_T$ ve $L \in L_{cand}$ olmak üzere $T_2 : L_{cand} \rightarrow L_{cand}$ şeklinde bir dönüşüm tanımlanabilir öyle ki

$$T_2 := \begin{cases} (L \cup \zeta_j)^{\uparrow c} & \text{eğer } J^p \left[(L \cup \zeta_j)^{\uparrow c} \right] < J^p[L] \\ L & \text{diğer} \end{cases} \quad \blacktriangle$$

Şimdi de yukarıda verilen T_2 dönüşümü ile ilgili bazı özellikler verilecektir.

Özellik 4: $\zeta_j \in NSM_T$, $\zeta_j \notin L_1, L_2$ ve $L_1, L_2 \in L_{cand}$ ise

$$d[T(L_1, \zeta_j), T(L_2, \zeta_j)] = d[L_1, L_2]$$

Özellik 5: $L_1, L_2 \in L_{cand}$ ve $\zeta_j \in NSM_T$ için $\zeta_j \in L_1$ ve $\zeta_j \notin L_2$

olsun. O zaman $d[T_2(L_1, \zeta_j), T_2(L_2, \zeta_j)] \leq d[L_1, L_2]$ dir.

Özellik 6: $\zeta_j \in L_1, L_2$, $\zeta_j \in NSM_T$ ve $L_1, L_2 \in L_{cand}$ ise

$$d[T_2(L_1, \zeta_j), T_2(L_2, \zeta_j)] = d[L_1, L_2]$$

Özellik 7: Eğer $L \in L_{cand}$ ve $\zeta_j, \zeta_l \in NSM_T$ ise

$$\left[(L \cup \zeta_j)^{\uparrow c} \cup \zeta_l \right]^{\uparrow c} = \left[(L \cup \zeta_l)^{\uparrow c} \cup \zeta_j \right]^{\uparrow c}$$

Tanım 9'da verilen dönüşüm başarısız kelimeleri ardi ardına uygulamak şartıyla daha genel bir yapıya

$T_2^p(L, Z) := T_2 \left[T_2 \left[T_2 \left[T_2(L, \zeta_1), \zeta_2 \right], \dots, \zeta_{k-1} \right], \zeta_k \right]$ genişletilir

öyle ki $Z = \{\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \dots, \zeta_k\} \subseteq NSM_T$ ve $L \in L_{cand}$ dir. Aynı zamanda Özellik 7'nin bir sonucu olarak T_2^p uygulama sırasından bağımsızdır.

Lemma 2: $L \in L_{cand}$ bir dil ve NSM_T tüm başarısız işaretli kelimeler kümesi olsun o zaman T_2^p dönüşümü L_{cand} kümesi üzerinde bir büzülme tanımlar.

İspat: Bir büzülme olabilmesi için $\forall L_1, L_2 \in L_{cand}$ için $d[T_2^p(L_1), T_2^p(L_2)] \leq \delta \cdot d[L_1, L_2]$ sağlayacak bir $0 < \delta < 1$

olmalıdır. O zaman $L_1, L_2 \in L_{cand}$ iki farklı dil olsun. SM_T^c de şu şekilde gösterebiliriz $NSM_T = Z_1 \cup Z_2 \cup Z_3 \cup Z_4$ öyle ki Z_1 ,

Z_2, Z_3, Z_4 sırasıyla şu kümelerinde de elemanları olsunlar $L_1 \cap L_2$, $L_1 \setminus L_2$, $L_2 \setminus L_1$ ve $NSM_T \setminus (L_1 \cup L_2)$. Sonuçta

$i = 1, 2$ için $T_2^p(L_i) = T_2^p \left[T_2^p \left(T_2^p \left[T_2^p(L_i, Z_1), Z_2 \right], Z_3 \right), Z_4 \right]$.

Özellik 4, Özellik 5 ve Özellik 6 dikkate alındığında her zaman $d[T_2^p(L_1), T_2^p(L_2)] \leq \delta \cdot d[L_1, L_2]$ sağlayan bir

$0 < \delta < 1$ bulunduğu gözükür.

Ayrık olaylı sistemlerde kilitleme incelendiğinde kilitleme ve başarılmayan olayların arasındaki ilişkinin incelenmesi gerektiği aşikardır. O zaman denetim altındaki dilde bir performans artışı isteniyorsa mutlaka T_1^p ve T_2^p beraber kullanılmalıdır. O zaman bu iki dönüşüm beraber bir algoritmik yapı içinde yukarıda tanımlanan problemin çözümüne bizi götürecektir.

Step 1

Bir $L_{IS} \in L_{cand}$ olacak şekilde bir dil seç. $L_{IS_1} = L_{IS} \cup \Theta^{LC}$ ve

$L_{FS1} = (L_{IS_1} \cap L_{am})^{LC}$ yi sırasıyla hesapla öyle ki

$\Theta = \left\{ \theta : (\theta \subseteq L_{am} \setminus L_{IS}) \wedge (\theta^{LC} \subseteq L_{IS} \subseteq L_{am}) \right\}^{LC}$ dir.

$BM_T = \{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_m\}$ ve $NSM_T = \{\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \dots, \zeta_n\}$ bul.

Step 2

$L_{temp_1} = L_{FS1}$

For $i=1$ to m

$L_{temp_2} = T_1^p(L_{temp_1}, \alpha_i)$

$L_{temp_1} = L_{temp_2}$

End

$L_{FS2} = L_{temp_1}$

Step 3

For $j=1$ to n

$L_{temp_2} = T_2^p(L_{temp_1}, \zeta_j)$

$L_{temp_1} = L_{temp_2}$

end

$L_{FS3} = L_{temp_1}$

Yapılan kabuller altında iki dönüşümün yukarıda gösterildiği gibi uygulanması halinde en iyi kilitlemeli çözümü ulaşılabacaktır.

Teorem 1: $L(G)$ ve $L_m(G)$ sırasıyla sistemin ürettiği ve işaretlediği diller olmak üzere sistemden beklenen davranışını içeren dil L_{am} olsun. Sisteme ait tüm olası kabul edilebilir ve akla uygun çözümlerin bulunduğu dil kümesi ise $L_{cand} := \left\{ \Gamma : \left(\overline{L_{am}}^{LC} \subseteq \Gamma \subseteq L_{am}^{LC} \right) \wedge (\Gamma = \overline{\Gamma}) \wedge (\overline{\Gamma} \Sigma_{uc} \cap L(G) \subseteq \overline{\Gamma}) \right\}$ dir

O zaman J^p performans ölçütüne göre $L_{IS} \in L_{cand}$ olacak şekilde herhangi bir başlangıç dili için AS1 ve AS2 kısıtları altında yukarıdaki algoritma en iyi kilitlemeli denetimsel gözetleyiciyi verir.

İspat:

Çözümün Varlığı

Optimal kilitlemeli denetimsel gözetleyici problemin çözümü L_{cand} kümesinde aranmaktadır. Birinci adımın sonucu her zaman L_{cand} kümesinin bir elemanıdır. Aynı zamanda T_1^p ve T_2^p dönüşümlerin sonuçları da L_{cand} kümesinin bir elemanıdır. O zaman algoritmanın sonucu her zaman L_{cand} kümesinin bir elemanıdır. Sonuçta $L_{cand} \neq \emptyset$ olduğundan çözümün varlığı garantidir.

Çözümün Tekliği

Birinci adımda elde edilen L_{FS1} , ilk olarak Chen ve Lafortune tarafından önerilen iki işlem üzerinden elde edilmektedir. Bu iki işlem sonucunda elde edilen L_{FS1} 'nin kapsama anlamında optimal çözüm olduğu yine aynı yayında ispatlanmıştır bu yüzden buna değinilmeyecektir.

$\forall L_{FS1}$ için $T_1^p(L_{FS1}) \in L_{cand}$ 'dir ve yine aynı zamanda lemma

1 gereği T_1^p dönüşümü L_{cand} kümesi üzerinde bir bütüldür.

Bu yüzden Banach'ın Sabit Nokta Teoremi gereği dönüşüm tek bir noktaya gider. Aynı zamanda dönüşüm kesin bir performans iyileştirmesine bağlandığından dönüşüm en iyi performansa ait sonuca yakınsar. Aynı zamanda algoritmanın ikinci adımı BM^T 'nin tüm elemanları üzerinden yapıldığından m adımda sabit noktaya ulaşır.

Benzer bir şekilde $L_{FS2} \in L_{cand}$ için $T_2^p(L_{FS2})$ her zaman

L_{cand} 'nin bir elemanıdır. Lemma 2 gereği T_2^p L_{cand} kümesi

üzerinde bir bütüldür. Sonuçta Banach'ın Sabit Nokta Teoremine göre farklı farklı başlangıç dilleri için dönüşüm tek bir noktaya gider. Diğer bir taraftan algoritma tüm olası başarılmayan kelimeler üzerinden hareket ettiğinden n

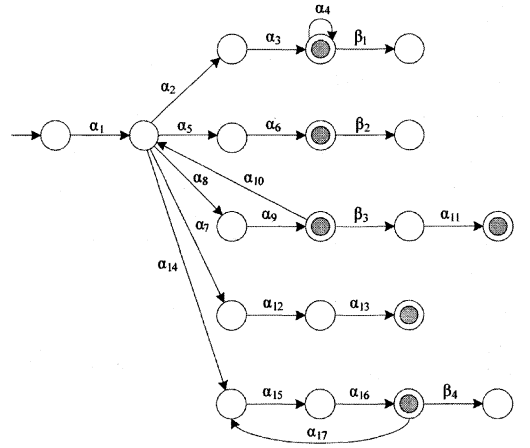
adımda dönüşüm sonuç çözümüne ulaşır. Sonuçta T_1^p ve T_2^p

dönüşümleri aynı sabit sonucu farklı farklı başlangıç

çözümlerinden ulaştıklarından yukarıda sunulan algoritma

m+n adımda en iyi çözümü elde eder.

Örnek



Şekil 1 – Sistem G_1

Şekil 1'deki sistem için kontrol edilemeyen olaylar ve

istenilen işaretli kelimeler kümesi sırasıyla

$\Sigma_{uc} = \{\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4\}$ ve $L_{am} = \{\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^* \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*$,

$\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^* \alpha_5\alpha_6$,

$\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^* \alpha_9\alpha_9$, $\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^* \alpha_7\alpha_{12}\alpha_{13}$,

$\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^* \alpha_{14}(\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^* \alpha_{15}\alpha_{16}\}$ dir. Bunun yanı sıra bazı

kelimelerin ederleri ise şu şekildedir.

$c_s(\varepsilon, \alpha_1) = 1$, $c_s(\alpha_1, (\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*) = 5$

$$\begin{aligned}
c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3) &= 6, \quad c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*) = 1 \\
c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_5\alpha_6) &= 10, \quad c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9) = 6 \\
c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_7\alpha_{12}\alpha_{13}) &= 8, \quad c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_{14}) = 4 \\
c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_{14}, (\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^*) &= 9 \\
c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9, \beta_3) &= 2 \\
c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_{14}, (\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^*, \alpha_{15}\alpha_{16}) &= 11 \\
c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*, \beta_1) &= 7, \quad c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_5\alpha_6, \beta_2) = 8 \\
c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_{14}, (\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^*, \alpha_{15}\alpha_{16}, \beta_4) &= 1. \text{ Aynı zamanda} \\
L_{IS} &= \overline{\left\{ \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9\beta_3, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_7\alpha_{12}\alpha_{13}, \right.} \\
&\quad \left. \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_{14}, (\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^*, \alpha_{15}\alpha_{16}\beta_4 \right\}} \text{ başlangıç dili olsun.}
\end{aligned}$$

$$c_s(\alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*) = \frac{c_s(\varepsilon, \alpha_1) \|\alpha_1\| + c_s(\alpha_1, (\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*) \|\alpha_8\alpha_9\alpha_{10}\|}{\|\alpha_1\| + \|\alpha_8\alpha_9\alpha_{10}\|} = 4$$

Benzer şekilde diğer kelimelerin yukarıda verilen değerler üzerinden elde edilir. Sonuçta $J^p(L_{IS}) = 21,878$ dir.

Step 1

$$\begin{aligned}
BM_T &= \left\{ \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*\beta_1, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_5\alpha_6\beta_2, \right. \\
&\quad \left. \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9\beta_3, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, (\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^*, \alpha_{15}\alpha_{16}\beta_4 \right\} \text{ ve} \\
NSM_T &= \left\{ \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_5\alpha_6, \right. \\
&\quad \left. \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_{14}, (\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^*, \alpha_{15}\alpha_{16} \right\} \text{ dir} \\
\Theta &= \emptyset \text{ dolayı } L_{IS-1} = L_{IS} \cup \Theta = L_{IS} \text{ dir ve sonuç olarak}
\end{aligned}$$

$$L_{FS1} = (L_{IS-1} \cap L_{am})^{\uparrow C} = L_{IS}$$

Step 2 T_1 dönüşümü sırasıyla BM_T üzerinden uygulanacaktır.

$$(L_{IS} \setminus \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*\beta_1)^{\uparrow C} = L_{IS} \text{ olduğu için } L_{step2_tmp1} = \hat{T}_1(L_{IS}, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*\beta_1) = L_{IS} \text{ dir. Benzer şekilde}$$

$$L_{step2_tmp2} = \hat{T}_1(L_{step2_tmp1}, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_5\alpha_6\beta_2) = L_{IS1} \text{ dir.}$$

$$J^p[L_{IS1}] < J^p\left[\left(L_{IS1} \setminus \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9\beta_3\right)^{\uparrow C}\right] \text{ olduğu için}$$

$$L_{step2_tmp3} = \hat{T}_1(L_{step2_tmp2}, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9\beta_3) = L_{IS1}$$

$$L_{step2_tmp4} = \hat{T}_1(L_{step2_tmp3}, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, (\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^*, \alpha_{15}\alpha_{16}\beta_4)$$

$$\begin{aligned}
&= \left(L_{IS1} \setminus \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, (\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^*, \alpha_{15}\alpha_{16}\beta_4\right)^{\uparrow C} \\
&= \overline{\left\{ \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9\beta_3, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_7\alpha_{12}\alpha_{13} \right\}} \text{ çünkü}
\end{aligned}$$

$$J^p\left[\left(L_{IS1} \setminus \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, (\alpha_{15}\alpha_{16}\alpha_{17})^*, \alpha_{15}\alpha_{16}\beta_4\right)^{\uparrow C}\right] < J^p[L_{IS1}].$$

Step 3

$$\begin{aligned}
L_{step3_tmp1} &= \hat{T}_2\left(L_{step2_tmp4}, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*\right) \\
&= \left(L_{step2_tmp4} \cup \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*\right)^{\uparrow C} \\
&= \overline{\left\{ \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9\beta_3, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_7\alpha_{12}\alpha_{13}, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*\beta_1 \right\}}
\end{aligned}$$

$$\text{çünkü } J^p\left[\left(L_{step2_tmp4} \cup \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*\right)^{\uparrow C}\right]$$

$< J^p[L_{step2_tmp4}]$ dir. NSM_T 'ye ait diğer kelimeler için de benzer işlemler tekrarlandığında sonuç dil

$$L_{FS3} = \overline{\left\{ \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_8\alpha_9\beta_3, \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_7\alpha_{12}\alpha_{13}, \right.}$$

$$\left. \alpha_1(\alpha_8\alpha_9\alpha_{10})^*, \alpha_2\alpha_3\alpha_4^*\beta_1 \right\}} \text{ olur.}$$

$$NSM^p(L_{FS2}) = 12,9 \text{ ve } BM^p(L_{FS2}) = 8,285$$

Sonuç olarak $J^p(L_{FS2}) = NSM^p + BM^p = 21,185$ dir.

5. Sonuçlar

Ayrık olaylı sistemlerde kilitlenme sayısı sistem için ciddi sayılara ulaştığında sistemi denetlemek ve kontrol etmek için optimal kilitlenmesiz çözüm çoğu zaman yetersiz kalmaktadır. Bu noktada kilitlenmeli bir denetleyicili çözüm olarak tercih etmek gerekmektedir. Bu çalışmada bu tarz ayrık olaylı sistemler için belli koşullar altında en iyi kilitlenmeli denetimsel gözetleyicili veren bir algoritma önerilmiştir. Bu ulaşılan çözümün varlığı ve teklifi gösterilmiş ve bir örnek üzerinden bildiri sonlandırılmıştır.

6. Kaynakça

- [1] R. Kumar and V. Garg, Optimal Supervisory Control of Discrete Event Dynamical Systems, SIAM Journal of Control and Optimization. Vol 33 (1995) 419-439.
- [2] Y. Brave and M. Heymann, Optimal Attraction in discrete event processes, Information Sciences. Vol. 67, (1993) 245-267.
- [3] R. Sengupta and S. Lafortune, An Optimal Control Theory for Discrete Event Systems, SIAM Journal of Control and Optimization. Vol 36 (1988) 488-541.
- [4] A. Ray, A. Surana and S. Phoha, A Language Measure for Supervisory Control, Applied Mathematics Letters. Vol 16 (2003) 985-991
- [5] A. Ray A, J. Fu and C. M. Lagoa, Optimal Supervisory Control of Finite State Automata, International Journal of Control. Vol. 77 (2004) 1083-1100
- [6] E. Chen and S. Lafortune, Dealing with Blocking in Supervisory Control of Discrete-Event Systems IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 36(6), 1991, pp. 724-735.
- [7] P. J. Ramadge and W. M. Wonham, Supervisory Control of a Class of Discrete Event Systems, SIAM Journal Control and Optimization, Vol 25 (1987) 206-230
- [8] O. Kaymakci and S. Kurtulan, A Metric Space Approach for a Class of Discrete Event Systems, 12th Mediterranean Conference on Control and Automation. (2004)
- [9] O. Kaymakci, S. Kurtulan and L. Goren, Improving the behaviour of supervisor under blocking, 16th IFAC World Congress. Prague, Czech Republic (2005)

