

**TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İKİ TEKERLEKLİ HAREKETLİ PLATFORM
ÜZERİNDEKİ BİR ROBOT KOLUN MODELLENMESİ VE
KONTROLÜ**



DOKTORA TEZİ

Mert ÖNKOL

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

MART 2018

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....
Prof. Dr. Osman EROĞUL
Müdür

Bu tezin Doktora derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

.....
Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 111217703 numaralı Doktora Öğrencisi **Mert ÖNKOL**'un ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "**İKİ TEKERLEKLİ HAREKETLİ PLATFORM ÜZERİNDEKİ BİR ROBOT KOLUN MODELLENMESİ VE KONTROLÜ**" başlıklı tezi **21.03.2018** tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Bülent TAVLI (Başkan)**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi. Kutluk Bilge ARIKAN
TED Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi. Mirbek TURDUEV
TED Üniversitesi

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Mert ÖNKOL

ÖZET

Doktora Tezi

İKİ TEKERLEKLİ HAREKETLİ PLATFORM ÜZERİNDEKİ BİR ROBOT KOLUN MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

Mert ÖNKOL

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Tarih: Mart 2018

Bu tez çalışması değişken kütle koşulu altında Uyarlamalı Model Tabanlı Öngörücü Kontrol yaklaşımının İki-Tekerlekli Gezer Robot Platform sistemine uygulanmasını ele almaktadır. Sistemdeki kütle değişimi robotun bir yerden başka bir yere taşıdığı nesnelere alırken ve bırakırken ortaya çıkmaktadır. Değişken kütleli yapıyı tasvir edebilmek için farklı kütleler için tanımlanmış doğrusal denklemlerden meydana gelen Doğrusal Değişken Değişimli sistem türetilmiştir. Sistemin hızlı (kütle merkezi açısı) dinamiklerini kontrol edebilmek için Uyarlamalı Model Tabanlı Öngörücü Kontrol yaklaşımı tasarlanmıştır. Hızlı dinamikler için istenen açısal değerler, daha yavaş olan dış (doğrusal konum) kontrolcüsü Doğrusal Kuadratik Gauss kontrolcüsü tarafından yapılmaktadır. Kontrol sistemi doğrusal olmayan dinamik sistem üzerinde benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bu kontrol yaklaşımı her iki dinamikleri de Oransal Integral Türevsel kontrol ile kontrol edilen kapalı çevrim sistemle karşılaştırılmış, daha sonra iç çevrimi Geribeslemeli Doğrusallaştırma ve dış çevrimi Doğrusal Kuadratik Gauss kontrolcüsü ile gerçekleştirilen kapalı çevrim yapıyla da sonrasında karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmalar neticesinde görüldüğü üzere Uyarlamalı Model Tabanlı Öngörücü

Kontrol yaklaşımının bahsedilen üç adet referans kontrol yöntemine göre gezing takibi ve kütle değişimine karşı olan gürbzlük açısından üstünlüğü gözler önüne serilmiştir. Son olarak Model Tabanlı Öngörücü Kontrol ile karşılaştırma yapılarak uyarlamalı olanın ileride yapılacak olan uygulamalar için üstünlüğü kesinleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Uyarlamalı model tabanlı öngörücü kontrol, İki-tekerlekli gezer robot platform, Model tabanlı öngörücü kontrol, Doğrusal kuadratik gauss kontrolcüsü, Doğrusal değişken değişimli sistem, Oransal integral türevsel kontrol.



ABSTRACT

Doctor of Philosophy

MODELLING AND CONTROL OF A TWO-WHEELED ROBOT

MANIPULATOR

Mert ÖNKOL

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronic Engineering Science Programme

Supervisor: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Date: March 2018

This thesis presents Adaptive Model Predictive Control approach for a two-wheeled robot manipulator with varying mass. The mass variation corresponds to the robot picking and placing objects or loads from one place to another. A Linear Parameter Varying model of the system is derived consisting of local linear models of the system at different values of the varying parameter. An Adaptive Model Predictive Control controller is designed to control the fast-varying center of gravity angle in the inner loop. The reference for the inner loop is generated by a slower outer loop controlling the linear position using an Linear Quadratic Gaussian regulator. The control system is simulated on the nonlinear model of the robot, and the closed-loop performance of the proposed scheme is compared with a system having Proportional Derivative Integral controllers for both loops, Feedback Linearization Controller for inner loop, as well as one having Linear Quadratic Gaussian controllers for both loops. It is seen that Adaptive Model Predictive Control shows mostly superior and otherwise very good performance when compared to these two benchmarks in terms of reference tracking and robustness to mass parameter variations. Finally, comparison of two controllers Adaptive Model Predictive Control and Model Predictive Control

comparison is presented in order to verify the leadership of the adaptive one for the future real-time implementation.

Keywords: Adaptive model predictive control, Model predictive control, Linear parameter varying, Proportional derivative integral, Feedback linearization controller, Linear quadratic gaussian regulator, Two-wheeled robot manipulator.



TEŞEKKÜR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren hocam Coşku KASNAKOğLU'na, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik- Elektronik Mühendisliği ve Makine Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine ve destekleriyle her zaman yanımda olan aileme, eőim Bozena'ya, Onur DEVECİ'ye, dayım Semih KARAKURT'a, arkadaşlarıma ve Doktora eğitimim süresince sağladığı burs diğer tüm imkanlar için TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi'ne çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİL LİSTESİ	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xiii
KISALTMALAR	xiv
SEMBOL LİSTESİ	xv
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.2 Literatür Araştırması	2
1.2.1 İki tekerlekli gezer robotlar	7
1.2.2 Robot kol yapıları.....	8
1.2.3 İki tekerlekli hareketli robot kol platform sistemi	10
2. DİNAMİK MODEL ÇIKARIMI	19
2.1 Amaç	19
2.2 Modelleme.....	19
2.2.1 Kinematik.....	20
2.2.2 Dinamik denklemler.....	21
3. KONTROL SİSTEMİ TASARIMI	29
3.1 Amaç	29
3.2 PID (OİT) Kontrol Yaklaşımı	30
3.3 DKG Kontrol Yaklaşımı	37
3.4 Geribeslemeli Doğrusallaştırmalı Kontrol	46
3.5 Uyarlanabilir Model Tabanlı Öngörücü Kontrol	52
4. SONUÇ VE ÖNERİLER	91
KAYNAKLAR	95
EKLER	103
ÖZGEÇMİŞ	117

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Boston Dynamics'in geliştirdiği dört ayaklı robot.	3
Şekil 1.2 : Google tarafından geliştirilen SCHAFT [18].	4
Şekil 1.3 : Dört temel tekerlek yapısı [35].	6
Şekil 1.4 : Mars keşif projesi "Kâşif" [36].	6
Şekil 1.5 : İki tekerlekli robot yapısı [43].	8
Şekil 1.6 : Kuka robot kol KR 1000 Titan [44].	9
Şekil 1.7 : Farklı yapıdaki robot kol mekanizmaları.	10
Şekil 1.8 : Segway iki tekerlekli platform sistemi [49].	11
Şekil 1.9 : Arttırılmış çalışma alanı a) Robot kol sabit taban üzerinde ve b) robot platform sayesinde arttırılmış çalışma alanı.	15
Şekil 1.10 : Önerilen gezer platform sistemi.	15
Şekil 2.1 : İki-tekerlekli gezer kol platformu.	19
Şekil 2.2 : Dinamik dengede durabilen robot detaylı modeli.	20
Şekil 2.3 : Sanal ters sarkaç sistemi ve koordinat düzlemi.	22
Şekil 2.4 : Sistemin Multibody modellenmesi.	24
Şekil 2.5 : Robot kol yapısının Microbody vasıtasıyla modellenmesi.	25
Şekil 2.6 : Değişken kütleyle sahip dördüncü kolun Microbody modeli.	25
Şekil 3.1 : Sistemin kapalı çevrim kontrol yapısı.	29
Şekil 3.2 : Simulink kontrol tasarım araçkutu OİT (PID) arayüzü.	31
Şekil 3.3 : PID (OİT) kontrolcüsü basamak cevabı.	31
Şekil 3.4 : Ardışık PID (OİT) kontrol yapısı.	32
Şekil 3.5 : PID (OİT) açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	33
Şekil 3.6 : Geçici ve durağan durum cevapları.	34
Şekil 3.7 : PID (OİT) kontrol sinyalleri.	34
Şekil 3.8 : PID (OİT) (Hız kontrolcüsü) açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	35
Şekil 3.9 : Geçici ve durağan durum cevapları.	36
Şekil 3.10 : PID (OİT) (Hız kontrolcüsü) kontrol sinyalleri.	36
Şekil 3.11 : DKG kontrol yapısının tasviri.	37
Şekil 3.12 : Doğrusallaştırma için gerekli noktalar.	40
Şekil 3.13 : DKG açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	42
Şekil 3.14 : Geçici ve durağan durum cevapları.	43
Şekil 3.15 : DKG kontrol sinyalleri.	43
Şekil 3.16 : DKG açısal ve konum takip verimi (İdeal motor yapısı) (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	44
Şekil 3.17 : Geçici ve durağan durum cevapları (İdeal motor yapısı).	45
Şekil 3.18 : DKG kontrol sinyalleri (İdeal motor yapısı).	45
Şekil 3.19 : GDK açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	48

Şekil 3.20 : GDK kontrol için performans ölçütleri.....	49
Şekil 3.21 : GDK kontrol sinyalleri.	50
Şekil 3.22 : GDK açısal ve konum takip verimi (İdeal motor yapısı) (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	50
Şekil 3.23 : GDK kontrol için performans ölçütleri (İdeal motor yapısı).	51
Şekil 3.24 : GDK kontrol sinyalleri (İdeal motor yapısı).	51
Şekil 3.25 : Model tabanlı öngörücü kontrol genel yapısı.	52
Şekil 3.26 : UMTÖK detaylı blok şeması.	53
Şekil 3.27 : MTÖK'un temel çalışma ilkesinin betimlenmesi.	54
Şekil 3.28 : Uyarlamasız ve uyarlamalı kontrol karşılaştırması.....	55
Şekil 3.29 : f konveks fonksiyonu.	55
Şekil 3.30 : Konveks politop.	56
Şekil 3.31 : Karesel programlama.	56
Şekil 3.32 : Açık çevrim dinamik sistem.	64
Şekil 3.33 : Doğrusal parametre değişken sistem.	65
Şekil 3.34 : Uyarlamalı MTÖK tasarımı.	65
Şekil 3.35 : Uyarlamalı MTÖK kapalı çevrim kontrol yapısı.	66
Şekil 3.36 : Zamanla değişen kalman filtresi güncelleme algoritması.....	67
Şekil 3.37 : MTÖK açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	70
Şekil 3.38 : MTÖK kontrol için performans ölçütleri.....	71
Şekil 3.39 : MTÖK kontrol sinyalleri.	72
Şekil 3.40 : Maliyet fonksiyonu.	72
Şekil 3.41 : MTÖK açısal ve konum takip verimi (İdeal motor yapısı) (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	73
Şekil 3.42 : MTÖK kontrol için performans ölçütleri (İdeal motor yapısı).	74
Şekil 3.43 : MTÖK kontrol sinyalleri (İdeal motor yapısı).	74
Şekil 3.44 : Maliyet fonksiyonu (İdeal motor yapısı).	75
Şekil 3.45 : UMTÖK açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	76
Şekil 3.46 : UMTÖK kontrol için performans ölçütleri.....	77
Şekil 3.47 : UMTÖK kontrol sinyalleri.	77
Şekil 3.48 : Maliyet fonksiyonu.	78
Şekil 3.49 : UMTÖK açısal ve konum takip verimi (İdeal motor yapısı) (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	79
Şekil 3.50 : UMTÖK kontrol için performans ölçütleri (İdeal motor yapısı).	80
Şekil 3.51 : UMTÖK kontrol sinyalleri (İdeal motor yapısı).	80
Şekil 3.52 : Kütle merkezi açısı ve türevinin hata sinyallerinin yakınsaması.	81
Şekil 3.53 : Maliyet fonksiyonu (İdeal motor yapısı).	81
Şekil 3.54 : UMTÖK açısal ve konum takip verimi (Bozucu etki) (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	82
Şekil 3.55 : UMTÖK kontrol için performans ölçütleri (Bozucu etki).	83
Şekil 3.56 : UMTÖK kontrol sinyalleri (Bozucu etki).	83
Şekil 3.57 : UMTÖK açısal ve konum takip verimi (Kararsızlık) (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).	84
Şekil 3.58 : UMTÖK kontrol için performans ölçütleri (Kararsızlık).	85
Şekil 3.59 : UMTÖK kontrol sinyalleri (Kararsızlık).	85
Şekil 3.60 : Maliyet fonksiyonu (Kararsızlık).	86
Şekil 3.61 : Kapalı-çevrim sistemin birim basamak cevabı.	87
Şekil 3.62 : UMTÖK ve MTÖK kontrol yaklaşımlarının karşılaştırılması.	87

Şekil 3.63 : UMTÖK ve DKG kontrol yaklaşımlarının karşılaştırılması.	88
Şekil 3.64 : Üç eniyileme problemi tabanlı kontrolcü karşılaştırılması.....	89
Şekil 3.65 : Farklı kütle değişimleri altında UMTÖK kontrol karşılaştırması.	89



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Sistemin değişken değerleri.	24
Çizelge 2.2 : Doğrusallaştırma sonrası durum denklemleri.	26
Çizelge 2.3 : Doğrusallaştırılmış sistemin kutuplarının sayısal değerleri.	27
Çizelge 3.1 : PID kontrol için performans ölçütleri.	36
Çizelge 3.2 : DKG kontrolcüsü için gerekli değişken değerleri.	41
Çizelge 3.3 : DKG kontrol için performans ölçütleri.	45
Çizelge 3.4 : Kontrolcü değişkenleri.	48
Çizelge 3.5 : Kontrolcü tasarım değişkenleri.	48
Çizelge 3.6 : GDK kontrol için performans ölçütleri sayısal değerleri.	49
Çizelge 3.7 : Kontrolcü değişken sayısal değerleri.	66
Çizelge 3.8 : Uyarlamalı kontrol tasarım verim ve kararlılık sonuçları.	68
Çizelge 3.9 : UMTÖK için gerekli RAM boyutu.	69
Çizelge 3.10 : MTÖK kontrol için performans ölçütleri.	81
Çizelge 3.11 : UMTÖK kontrol için performans ölçütleri.	82

KISALTMALAR

THRP	: İki Tekerlekli Hareketli Robot Kol Platform Sistemi
OİT (PID)	: Oransal-İntegral-Türevsel Kontrol (Proportional Integral Derivative Control)
DKR (LQR)	: Doğrusal Karesel Regülatör (Linear Quadratic Regulator)
DKG (LQG)	: Doğrusal Karesel Gauss (Linear Quadratic Gaussian)
\mathcal{H}_2	: H type 2 optimal control
KKK (SMC)	: Kayan Kipli Kontrol (Sliding Mode Control)
MTÖK (MPC)	: Model Tabanlı Öngörücü Kontrol (Model Predictive Control)
UMTÖK (AMPC)	: Uyarlamalı Model Tabanlı Öngörücü Kontrol (Adaptive Model Predictive Control)
IAE	: İntegral Mutlak Hata (Integral Absolute Error)
MAE	: Ortalama Mutlak Hata (Mean Absolute Error)
ISE	: İntegral Karesel Hata (Integral Square Error)
ISCI	: İntegral Karesel Kontrol Girişi (Integral Square Control Input)
DPD (LPV)	: Doğrusal Parametre Değişken (Linear Parameter Varying)
QP	: Karesel Programlama (Quadratic Programmic)
DZD	: Doğrusal Zamanla Değişen
MV	: Ayarlanmış Değişken (Manipulated Variable)
CV	: Kontrol Edilen Değişken (CV)
RAM	: Random Access Memory
ARX	: Structure Polynomial Model
AR	: Structure Polynomial Model

SEMBOL LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
R	Teker yarıçığı
${}^rX, {}^rY$	Robot koordinat düzlemi
${}^wX, {}^wY$	Genel koordinat düzlemi
x_{cog}, y_{cog}	Kütle merkezi koordinatları
l_0	Pasif eklem uzunluğu
$l_{1,2,3}$	Eklem uzunlukları
θ_0	Pasif eklem açısı
$\theta_{1,2,3}$	Aktif eklem açıları
J	Jakobi matrisi
τ	Giriş bükme momentleri
M	Atalet matrisi
H	Merkezkaç matrisi
$q(\theta)$	Yerçekimi kuvveti
L	Lagrange değişkeni
M	Gezer taban kütlesi
g	Yerçekimi ivmesi
m	Kütle merkezini kütlesi
Q	Durum ağırlık matrisi
R	Giriş ağırlık matrisi
Q_i	İntegral hataları ağırlık matrisi
w, v	Beyaz gürültü sinyali
K	Eniyileme kontrol kazancı
Q_n, R_n ve N_n	Gürültü kovaryans verileri
t	Zaman
z_k	Kuadratik problem
n_y	Çıkış değişkenleri
r_j	Tahmin aralığı referansı
s_j^y	Ölçek çarpanı
$w_{i,j}^j$	Ayarlama ağırlık katsayısı
H_p	Tahmin uzayı
$W_u, W_{\Delta u}, W_y$	Tasarım parametresi
ρ_ϵ	Tasarım parametresi
H, I	Hessian matrisi ve Birim matrisi
b ve f	Kolon vektörü
L ve M	Kalman kazanç matrisleri

1. GİRİŞ

Son yıllarda bilimdeki hızlı ilerlemeyle birlikte gezer ¹ robot sistemleri mühendislik uygulamalarında gittikçe artan şekilde yer almaktadır. Gezer robotlar; endüstriyel, ticari, tıbbi, malzeme taşınması, lojistik, savunma sanayi vb. gibi çok geniş bir yelpazede uygulanmaktadır [1-5]. Gezer tekerlekli robotların, son yıllarda araştırma konularında ön sıralarda olmasına rağmen insansı yapıya ve karmaşık mekanik yapıya sahip, çok ayaklı robotlar araştırma konularının merkezi olmaya devam etmektedir. Ancak, mekanik yapının görece basitliği, kontrolcü tasarım kolaylığı, düşük üretim ve bakım masrafları ve dayanıklılığından ötürü araştırma ve endüstriyel projelerde ibre gezer tekerlekli robot sistemlere yönelmiştir [6].

Gezer tekerlekli robot sistemler genellikle üç, dört ve altı tekerlekli yapıda durağan² kararlılığı sağlayabilmek, kontrolü basitleştirmek ve enerji verimliliğini arttırabilmek için tasarlanmaktadır. Bu yapılar arasında dört-tekerlekli yapı, yüksek hızlarda ve dışarıdan sisteme etkileyen bozucu etkiler altında kararlılığı sağlayabilen en yaygın gezer robot sistemidir. Diğer taraftan, bu üstünlüğün yanında fiziksel yapısından ötürü dört-tekerlekli yapı, kararlılığı sağlayabilmek için askı³ sistemine ihtiyaç duyup, sistemi tamamen sürüş yapılan zemine bağlı tutması gerekmektedir [7]. Bu nedenle iki tekerlekli basit yapıdaki sistemlerin karmaşık mekanik yapılara ihtiyaç duymayan sistemler kontrol teknolojilerinin gelişmesiyle talep görmektedir [8].

Tek başına gezer robot sistemler uygulamaların getirmiş olduğu gereklilikleri yerine getirmekte zaman zaman yetersiz kalmaktadır. Bu sebeple çalışma alanında esnekliği ve erişilebilirliği arttıracak robotik kol sistemleri tercih edilmektedir. Robotik kol sistemleri, çalışma alanında hareketliliği sabit bir noktaya yerleştirildiğinde sınırlı olmaktadır. Ancak, gezer tekerlekli robot ve robotik kol sistemlerinin birleştirilmesiyle

¹ mobile

² static

³ suspension

ortaya çıkan yeni yapı uygulama sahalarında farklı zorluktaki görevleri yerine getirebilmektedir.

1.1 Tezin Amacı

Bu tez çalışması esnasında bu iki yapının birlikteliği ele alınmaktadır. Bu yapılar robot kol ve gezer platform sistemleridir. Literatürde yer alan çalışmaların amacı ters sarkaç sistemini andıran gezer robot kol platform sisteminin farklı kontrol yaklaşımlarıyla kararlı hale getirilmesine dayanmaktadır. 2008’de yapılan çalışmada iki yapıdan robot kol sistemine uzuvlar ekleyerek sistemin artıklığını⁴ arttırarak, çalışma alanını önemli ölçüde arttırılmıştır [9]. Bu tez çalışmasındaki motivasyon kaynağımız, mevcut sistemi değişken kütleli hale getirip, gerçek hayatta karşılaşılabilecek senaryolara hazır hale getirip bu doğrultuda kontrolcüler tasarlamaktır. Böylelikle sistem değişkeni zamanla değişen bir hale gelmektedir. Literatürdeki mekanik, kontrol ve modelleme alanındaki çalışmalarda yararlanılmış ve özgün bir çalışma ortaya koyulması amaçlanmıştır.

1.2 Literatür Araştırması

Literatürde gezer robot sistemleri ve robot kol sistemleri, robotik sistemler ana başlığı altında sıkça irdelenmektedir. Robotik sistemler günümüze kadar pek çok başarılı uygulamada yer almıştır. Bu teknolojiler, insanların yerine geçecek makinelerin tasarlanmasına olanak sağlamaktadır. Robotik, makine, bilgisayar, elektrik, endüstri gibi disiplinler arası mühendislik dallarını bir araya getirerek, insanlığın yararına sistemler tasarlamayı amaç edinen bir daldır. Robotlar herhangi bir ortam ve görev için kullanılabilir. Günümüzde çoğunlukla insanlar için tehlike arz eden ortamlarda (bomba imha, keşif, yangın söndürme), üretim süreçlerinde, kurtarma görevlerinde kullanılmaktadır. Robotlar görevlerini yerine getirebilmek için uygun yapılarda üretilmektedir. İnsanların fiziksel ve algılayışsal özellikleri, bilim ve teknolojinin gelişmesiyle robotik sistemlerin tasarlanmasında ön plana çıkmıştır. İnsan, var olduğu güne kadar elde ettiği birikimi, günlük hayatta insan merkezli çalışma ortamlarında görev yapabilecek robotik sistemler tasarlamasında bu bilgi birikiminden

⁴ redundancy

yararlanmaktadır. Robotik sistemlerin yapısal olarak farklı olması ve bu tasarımların ilham kaynağı da bu bahsi geçen nedenlerdir.

Robotik sistemler, yapısal olarak çok çeşitli yapılarda mevcut olmalarına rağmen günümüzde iki ana başlık altında toplanmaktadır. Bunlar sırasıyla Gezer Robotlar (Bacaklı ve Tekerlekli) ve Robot Kol Sistemleridir. Birincisi, insan ve hayvanları taklit eden bacaklı⁵ ve tekerlekli yapıdaki yürüyen ve gezer robotlardır [10-12].

Bacaklı yapıya sahip gezer robotlardan ise sıklıkla araştırma konusu olan alt yapılar ise insansı iki bacaklı⁶ ve hayvanların hareketlerinden ilham alan dört bacaklı robotlardır. Örneğin, Şekil 1.1'de görülen Boston Dynamics® firmasının geliştirmiş olduğu dört bacaklı gezer robot hassasiyet gerektiren bacak koordinasyonuna ihtiyaç duymaktadır [13]. İki ayaklı robotlara göre bacak sayısının fazlalığı sisteme fazladan dinamik karmaşıklık getirmesine karşın sistemin kararlılığı da özellikle hareket esnasında olumlu yönde etkilenmektedir. Dört ayaklı robotları hareket ederken her seferinde tek bir ayağı hareket ettirmektedir. Böylelikle diğer üç ayak hareket edilen zemine temas ederek üçayak⁷ sistemi görevini yerine getirmektedir [14].



Şekil 1.1 : Boston Dynamics'in geliştirdiği dört ayaklı robot.

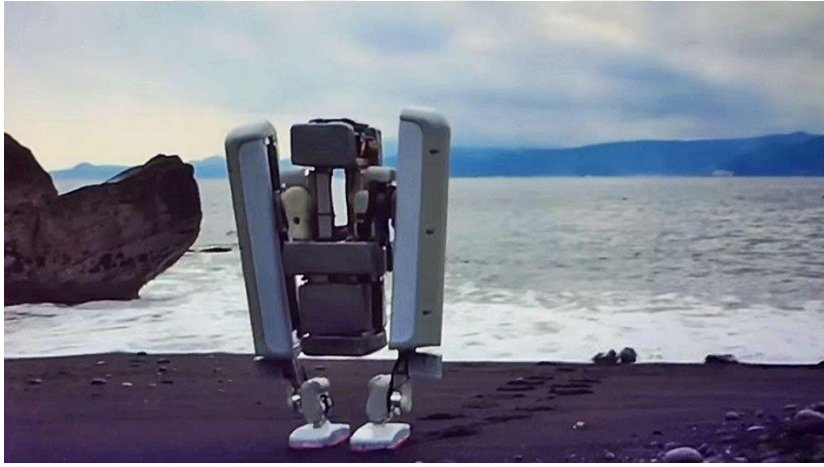
Bu tip robotların tasarlanmasındaki amaç yüksek seviyedeki dinamik hareket kabiliyetlerinden dolayı, tanımlanmamış zorlu arazi koşullarında görev yapabilmelerini sağlamaktır. Çöken bina enkazı, felaket bölgeleri, ormanlar, tarım

⁵ legged

⁶ biped

⁷ tripod

arazileri ve inşaat alanları gibi alanlar bu zorlu şartlara örnek olarak gösterilebilir [15]. Bir diğer yaygın ayaklı robot tipi ise iki ayaklı yapıdaki robotlardır. Geçtiğimiz on yılda çok sayıda iki ayaklı robot projesi başarıyla geliştirildi. Bunlara örnek olarak ASIMO [16], HUBO [17], SCHAFT [18] gibi uygulamalar gösterilebilir. Geçmişte yapılan ve devam etmekte olan projeler bu tip robotların yürüyüş düzenlerinin oluşturulması [19], denge kontrolü [20] ve yapısal tasarım [21] ve yön bulma [22] gibi konulara odaklanmaktadır. Günümüzde çoğunlukla araştırmacılar eğimli düzlemlerde yön bulma konusuna en iyi şekilde çözüm bulmayı amaçlamaktadır [23]. Son zamanlarda iki ayaklı robot araştırmalarına örnek olarak Şekil 1.2’de yer alan Google® SCHAFT insansı robot gösterilebilir. SCHAFT farklı eğim ve arazi yapılarında ağır yükleri taşıyabilme kapasitesine sahip olduğunu göstermektedir. Bu da gelecek dönemlerde insanların günümüzde yaptığı zorluk derecesi yüksek işlerin bu tip robotlar tarafında yapılabileceği izlenimini güçlendirmektedir. Yukarıda bahsedilen robotların yanında altı, sekiz ve üzeri sayıda ayağa sahip robotlar üzerine de çeşitli çalışmalar yürütülmektedir [24].



Şekil 1.2 : Google tarafından geliştirilen SCHAFT [18].

Fakat daha önce de bahsedildiği üzere bu tip robotlar yüksek seviyede mekanik karmaşıklık içerdiğinden kontrolcü tasarımında da çeşitli zorluklarla karşılaşmaktadır. Düz olmayan ve engelli arazilerde kolaylıkla dengesini kaybedebilmektedir [25].

Gezer tekerlekli yapıdaki robotlar ise bacaklı robotların aksine hareketlerini karmaşık yapıdaki eklemler ve bacaklar yerine görece daha basit yapıdaki farklı sayıdaki tekerlekler yardımıyla sağlamaktadır [26]. Bu yapıdaki robotlarda, tekerlek sayısı arttıkça sistemi kararlı olarak kontrol etmekte kolaylaşmaktadır. Ancak, bu fazlalık

sistemi mekanik olarak daha karmaşık hale getirmektedir [27]. Tekerlek sayısının belirlenmesi yapılacak uygulamaya bağlı olarak değişmektedir. Dört ve üzeri tekerlekli yapılarda denge statik olarak sağlanmakla beraber daha önce de belirtildiği üzere her türlü zemin yapısında temasın sağlanabilmesi için askı sistemine ihtiyaç duyulmaktadır [28].

Denge probleminin olmadığı üç ve üzeri tekerlekli gezer robotlarda araştırmaların odaklanmayı amaçladıkları esas noktalar genellikle çekiş kontrolü, kararlılık, manevra kabiliyetinin geliştirilmesi gibi konular sayılabilir [29-31]. Statik kararlılık için ağırlık merkezinin asgari üç adet tekerleğe sahip yapılarda, tekerleklerin oluşturduğu üçgen yapının sınırları içerisinde olması gerekmektedir [32]. Tekerlekli gezer robotlar yön değiştirirken genellikle diferansiyel sürüş⁸ yönteminden yararlanmaktadır. Aynı dönüş eksenine üzerine yerleştirilmiş iki adet tekerleğin dönüş hareketi esnasında farklı hızlarda dönmesi ilkesine dayanmaktadır [33]. Otomobiller de bu ilke temel alınarak geliştirilen sürüş sistemleri sayesinde belirli yönlere dönüş hareketlerini gerçekleştirmektedir.

Tekerlek tasarımı, tekerlek sayısı ile beraber tekerlekli gezer robot tasarımında önemli bir yer tutmaktadır. Şekil 1.3'de görüldüğü üzere dört adet temel tekerlek yapısı mevcuttur [34]. Bunlar sırasıyla (a) Standart sabit tekerlek: iki serbestlik derecesine⁹ sahip, tekerlek eksenine etrafında ve temas noktası etrafında dönebilen yapı. (b) avare tekerlek: iki serbestlik derecesine sahip ofset direksiyon mafsallı etrafında dönebilen yapı. (c) İsveç tekerleği: Üç serbestlik derecesine sahip, tekerlek, tekerlek üzerindeki silindirlere ve temas noktası etrafında dönebilme özelliği. (d) Merkez Yönlendirilebilir Tekerlek.

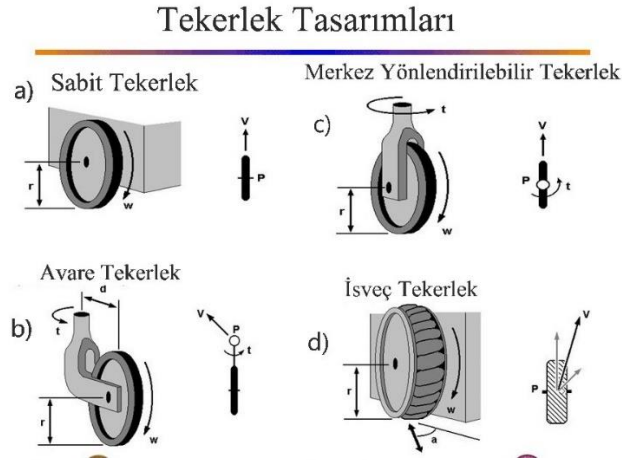
Farklı tekerlek tasarımlarının robot üzerinde değişen kinematik etkileri olmaktadır. Standart ve avare tekerlek dönüş hareketlerini dikey eksenleri üzerinde gerçekleştirirken, İsveç tekerleği dönüş hareketini benzer şekilde yaparken diğer eksenlerden daha az sürtünme kuvvetine maruz kalmaktadır.

Asfalt zemin üzerinde yol alan araçlar genellikle benzer yapıdaki tekerlek yapısını kullanmaktadır. Tekerlekli gezer robotlar ise çok geniş kullanım alanına sahip olup, farklı koşullarda görev almalarından dolayı otomobillerde kullanılan Akerman

⁸ differential drive

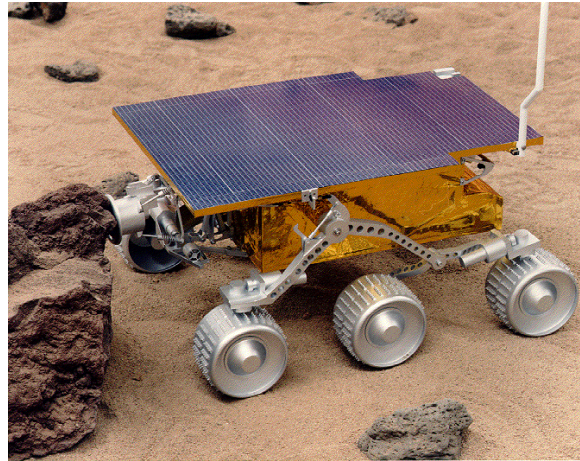
⁹ two-degrees of freedom

tekerlek yapısının tüm sistemlere uygulanması manevra yeteneğini düşürmektedir [35].



Şekil 1.3 : Dört temel tekerlek yapısı [35].

Tekerlekli gezer robotlarla ilgili literatürde çok sayıda araştırma ve uygulama projesine rastlanmaktadır. Bu çalışmalar kararlılık, kontrol, mekanik tasarım, farklı ortamlarda gezinge¹⁰ takibi ve yön bulma gibi konulara odaklanmaktadır. Bunlardan en akılda kalanı NASA'nın ilk insansız Mars keşif araçlarından olan "Kâşif"¹¹ 'tir (Şekil 1.4). Mars gezegeninin yüzeyine 1997 yılında inerek incelemelerde bulunmuştur [36]. Gezegene inen kapsülün içinden çıkan 6 tekerlekli gezer robot esnek ve bağımsız askı sistemi sayesinde gezegenin zorlu coğrafyasında incelemelerde bulunmuştur.



Şekil 1.4 : Mars keşif projesi "Kâşif" [36].

¹⁰ trajectory
¹¹ pathfinder

Akademik çalışmalar incelendiğindeyse karşımıza farklı projeler çıkmaktadır. Rentschler tarafından yapılan çalışmada medikal gezer bir robotun mekanik tasarımı üzerinde durulmaktadır [37]. Rentschler, tasarladığı robotun üzerinde farklı yol planlayıcı¹² algoritmalar deneyerek sisteminin hastane benzeri yerlerde kullanılmasını amaçlamıştır. Yu ise nokta dönüşlü¹³ yüklenicilerde manevra yeteneğini arttıracak dinamik modelleme üzerine çalışmıştır [38]. Jeon yaptığı çalışmada holonomik yapıdaki (kontrol edilebilir serbestlik derecesiyle tüm serbestlik dereceleri eşitse) bir robotun değişken ortamdaki gerçek zamanlı seyrüsefer¹⁴ meselesi üzerinde durmuştur [39]. Jeon, ortamda bulunan engelleri her bir zaman aralığında hesapladığı dönüşümsel¹⁵ hızlar yardımıyla aşmaktadır. Huang ise çevrimiçi uyarlamalı bulanık mantık kontrolcüsünü, alanı programlanabilir geçit dizileri¹⁶ üzerinde uygulayarak gezer bir robotu kontrol etmeyi amaçlamıştır [40]. Yaptığı çalışma sonucunda programlanabilen yongalar kullanılarak gerçekleştirilen kontrolcülerden daha yüksek bir verim elde etmiştir. Shen gürbüz uyarlanabilir hata dayanımlı kontrol tasarımını değişken kütle merkezine sahip gezer robotunda denemektedir [41]. Daha önceki çalışmalar kütle merkezinin konumunu sabit almakta olup, değişken durumlarda istenilen verimi verememekteydi. Shen ayrıca yapısal olarak basit yapıdaki kontrolcü tasarlayarak değişken kütle merkezli sistemini kontrol etmektedir. Benzetim sonuçlarına göre önerilen kontrol yapısı referans gezeceyi başarıyla takip etmektedir.

1.2.1 İki tekerlekli gezer robotlar

Gezerlik¹⁷, bir noktadan başka bir noktaya hareket etme kabiliyeti olarak tasvir edilebilir. Günümüzde literatürde geniş bir yelpazede gezer robot uygulamalarına rastlamak mümkündür. İki tekerlekli gezer robotlar tez çalışmamızın iki ana unsurundan birini oluşturmaktadır. Günümüzde çoğu uygulama dar alanlarda ve düşük ayak izi¹⁸ gerektirdiğinden araştırmacılar sıklıkla iki tekerlekli yapıdaki gezer robotlara yönelmektedir (Şekil 1.5) [42]. İki tekerlekli robotların diğer tekerlekli gezer robotlara göre uygulamada çeşitli üstün özellikleri ön plana çıkmaktadır. Statik olarak

¹² path planning

¹³ skid-steered

¹⁴ navigation

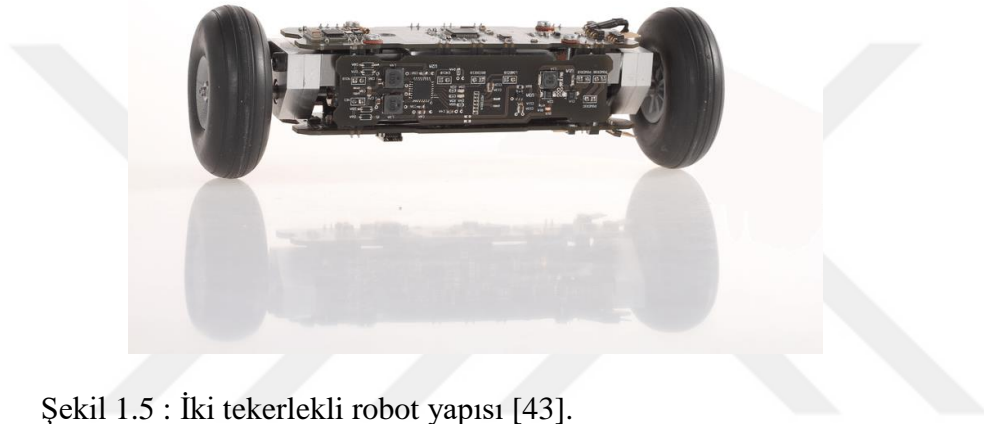
¹⁵ translational

¹⁶ field programmable gate array

¹⁷ mobility

¹⁸ footprint

kararlı olan tekerlekli gezer robotlara göre kontrolü daha zor olmasına karşın daha önce bahsedilen ayaklı yapıdaki robotlara göre daha basittir. İki tekerlekli mekanik yapıdan gelen diferansiyel sürüş yapısına benzerliğinden ötürü dönüŖleri askı sisteme sahip robotlara göre daha kısa yarıçaplı alanda gerçekleŖtirebilmektedir. Daha sonraki bölümlerde detaylı anlatılacağı üzere bu tip robotlar kendilerini kontrolcü ve algılayıcılar yardımıyla dinamik olarak kararlı hale getirmeye çalışmaktadır. İki tekerlekli robotlar farklı fiziksel yapılarda karşımıza çıkabilmektedir [43]. Bu da onları iç ve dış ortam uygulamalarında, sınırlı alanlarda kullanışlı yapmaktadır.



Ŗekil 1.5 : İki tekerlekli robot yapısı [43].

1.2.2 Robot kol yapıları

İki tekerlekli gezer robotlar birçok yararlı özelliği barındırmalarına karşın çalışılan ortamda alma-bırakma¹⁹, hassas nesnelere taşıma, montaj, boyama, kaynak vb. birçok insan eli ve daha üst seviyede hassasiyet gerektiren işleri başarabilmesi mümkün değildir. Bu sebeple yukarıda detaylı olarak bahsedilen birinci ana başlık olan gezer robot sistemlerin ardından yapısal özelliklerinden ötürü ikinci ana başlık olan robot kol²⁰ yapılarından bahsetmekte fayda vardır. Robot kol yapıları uzun yıllardır endüstri, ticaret ve sağlık sektörü gibi çok çeşitli alanlarda başarıyla kullanılmaktadır.

¹⁹ pick and drop

²⁰ robot manipulator



Şekil 1.6 : Kuka robot kol KR 1000 Titan [44].

Yukarıda Şekil 1.6’da görüldüğü üzere Kuka® firması tarafından üretilen ve sanayide sıklıkla kullanılan Robot Kol Sistemi görülmektedir. Robot kollar yüksek hız ve kesinlikle²¹ hareket ederek tekrarlamalı gezer robotların başaramadığı görevleri çok düşük hata payıyla yerine getirebilmektedir. Günümüzde kullandığımız cep telefonlarının ve birçok elektrik aletin elektronik devrelerinin bir araya getirilmesi ancak yüksek seviyede kesinlikle çalışan robot kollar sayesinde olmaktadır. Fakat, tüm bu üstünlüklerine rağmen robot kol yapıları genellikle sabit bir tabla veya yüzeye bağlandığından temel eksiklikleri hareket alanlarının sınırlı olmasıdır. Robot kollar, mekanik olarak farklı bileşenlerden oluşmasına rağmen temelde birbirine eklemler bağlı kollardan, kol sisteminin sonunda nesnelere kavramaya yarayacak kıskaçtan²² meydana gelmektedir. Endüstride beş temel türde robot kol mekanizması bulunmaktadır. Bunlar Kartezyen, Silindirik, Polar, SCARA ve döner tip robot kollarıdır (Şekil 1.7). Literatürde robot kollar ile ilgili çeşitli araştırma ve uygulama projeleri yer almaktadır. Hong-Zu [45], modüler yapıdaki robot kol yapılarının eklemlerdeki bükme moment²³ değerine bağlı olmaksızın yüksek hassasiyette kontrolünü ele almıştır. Yapılan çalışmanın sonucuna göre modüler yapıdaki robot kollar bu çalışmayla beraber esnekliklerinin yanında yüksek hassasiyetle de görevlerini yerine getirebilmektedir. Bir diğer çalışmada Perez [46], görsel olarak bilinmeyen ortamlarda görev yapan robot kolların kontrolünü ele almış, araştırmanın

²¹ accuracy

²² gripper

²³ torque

sonucunda kamera kalibrasyonuna ihtiyaç duymayan başarılı bir uygulama ortaya çıkmıştır. Tsai [47] ise beş adet serbestlik derecesine sahip robot kolun görsel olarak kontrol edilmesi üzerine çalışmalarda bulundu. Tasarladığı karma²⁴ yapıdaki görsel servo kontrolcü karmaşık matris işlemlerine gerek duymadan sistemi hassas şekilde kontrol etmekte ve istenilen gezingeyi takip edebilmektedir.



Şekil 1.7 : Farklı yapıdaki robot kol mekanizmaları.

1.2.3 İki tekerlekli hareketli robot kol platform sistemi

İki Tekerlekli Hareketli Robot Kol Platform Sistemi (THRP), robot kol ile tekerlekli gezer robot yapılarını bir arada barındıran robotik bir araçtır. İki farklı robotik yapının birlikteliğinden dolayı *THRP* geliştirilmiş verimli yapısıyla süregelen çoğu sistemden birçok olumlu yönü bulunmaktadır. Yüzeysel olarak bu olumlu katkılar iki tekerlekli yapının getirmiş olduğu düşük ayak izi, dinamik kontrol özelliği, çalışma uzayı içerisinde rahat hareket kabiliyeti; robot kol yapısından gelen esneklik ve hassasiyet kabiliyeti olarak gösterilebilir. Sistemin içerdiği yüksek seviyedeki serbestlik derecesinden²⁵ ötürü aynı anda ya da paralel biçimde değişik görevleri yerine getirebilmektedir. Serbestlik derecesi, mekanik sistemlerin yapısını tanımlayan bağımsız değişkenlerdir. Toplam serbestlik derecesi mekanik sistemin bağımsız olarak hareket edebildiği ya da dönebildiği eksen sayısını belirtmektedir. Serbestlik derecesinin yüksekliği kinematik olarak fazlalık getirmektedir. Bu fazlalık engellerden ve tekilliklerden²⁶ kaçınma, dengenin sağlanmasında rol oynamaktadır.

²⁴ hybrid

²⁵ degrees of freedom

²⁶ singularity

Dinamik olarak dengede tutulabilmeleri bir eksiklik olarak görülebilesine karşın dışarıdan gelen bozucu etkileri, modellenemeyen dinamiklerin etkilerini ve ağırlık merkezi değişkenliklerini bertaraf edebilme özelliğine sahiptirler. *THRP*, dinamik yapısı kararsız bir sistem olduğundan kararlı hale getirilip yüksek manevra kabiliyetini ve çevikliğini sergileyebilmesi, robot kol ile platform sistemlerinin beraber uyum içerisinde çalışabilmesi için algılayıcı sistemler tarafından desteklenen bir kontrol sisteminin yardımına ihtiyaç duymaktadır. *THRP* sisteminin beraberinden getirdiği faydalardan ötürü tasarımcılara fazladan yük ve yapıyı sisteme entegre edebilmelerini sağlamıştır [48]. Bunun yanında çok iyi bilinen Segway® gibi Şekil 1.8’de görülen gezer robot platformlar ise iki tekerlekli gezer robotların tutulmasını ve üzerinde yapılan çalışmaların çağ atlamasının arkasındaki basamak taşlarından olmuştur [49].



Şekil 1.8 : Segway iki tekerlekli platform sistemi [49].

THRP, sabit bir gövdeye bağlı iki adet elektrik motorundan meydana gelen yapı şeklinde en yaygın olarak bulunmaktadır. Sabit gövde yapısı temelde dengesi dinamik olarak kontrolcü yardımıyla sağlanan bir ters sarkaç sistemi olarak ele alınmaktadır [50]. Yapısal yararlarından ve ilgi çekici bir kontrol problemi olmasından ötürü, *THRP* günümüzde artan sayıda araştırmacının ilgisini çekmeye devam etmektedir [51-53]. Oransal-İntegral-Türevsel²⁷ (OİT) ve Doğrusal Karesel Regülator²⁸ (DKR) gibi

²⁷ PID

²⁸ LQR

doğrusal kontrol yöntemlerinin tasarlanması ve uygulanması doğrusal olmayan ya da karmaşık uyarlanabilir²⁹ kontrol yöntemlerine göre daha basit olduğundan sıklıkla tercih edilmektedir [55]. Bu amaçla doğrusal dinamik model belirli denge noktaları etrafında doğrusallaştırılarak kutup atama [56] ve Doğrusal Karesel Gauss³⁰ (DKG) [57-58] yöntemleri sistemin kararlılığını başarıyla sağlamıştır. Ayrıca çeşitli çalışmalar farklı doğrusal kontrol yöntemlerinin karşılaştırmasına yer vermiştir [59-60]. DKG kontrolcüsünde, kontrolcünün başarımlı kabiliyeti Q ve R matrislerinin seçimine dayandığı görülmektedir [61]. Bu sistemin hızlı cevap yetisi ve gürbüzlüğü arasındaki değişim olarak düşünülebilir. Bir başka çalışmada ise DKG kontrol yaklaşımını Kalman süzgeç ile birleştirilerek ortaya çıkan Doğrusal Karesel Gauss (DKG) kontrolcüsüne yer verilmiştir [62]. Bu çalışma sonucunda Kalman süzgecinin surum tahmin yeteneğinden dolayı daha iyi takip sonuçları ve kararlılık elde edilmiştir. Bu yapılan çalışmalar sonraları doğrusal zamanla değişen sistemlere de uyarlanmaya çalışılmıştır [63]. \mathcal{H}_2 -optimal tasarımı irdenelmiş ve görece basit kontrolcüler (DKR vb.) ile karşılaştırılmış, çalışma sonucunda daha uzun zaman aralığında kararlılığın korunabildiği görülmüştür [64].

Literatürde farklı ve üstün kontrol yöntemleri bulunmasına karşın OİT kontrol yöntemi basit yapısı ve kolay uygulanabilirliğinden dolayı endüstriyel uygulamalarda en çok başvurulan yöntem olmaya devam etmektedir [65-66]. OİT kontrolcülerinin temelinde Tek Giriş- Tek Çıkış³¹ yapılarından dolayı her bir serbestlik derecesi için bağımsız kontrolcüler tasarlanması gerekmektedir [67]. Bu tasarımı yaparken her serbestlik derecesinin birbirinden bağımsız olması, dinamik etkilerinin iç içe geçmemiş olması gerekmektedir. Bu ancak doğrusallaştırılan denge noktası etrafında mümkün görülmektedir. Doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden yararlanmak daha geniş çalışma noktaları etrafında tasarımcıya çalışma imkânı vererek bahsi geçen sorunların önüne geçilmesini sağlamaktadır [68-69]. Örneğin OİT ve geriadımlamalı³² kontrolcünün birleşiminden ortaya çıkan yeni yaklaşıma [70] çalışmasında yer verilmiş ve yararları benzetim çalışmalarıyla sunulmuştur. Bir başka gürbüz doğrusal olmayan kontrol yöntemi Kayan Kipli Kontrol³³(KKK), dinamik sistemdeki belirsizliklere ve

²⁹ Adaptive

³⁰ LQG

³¹ SISO

³² Backstepping

³³ Sliding Mode Control

sarsımlara³⁴ karşı olan gürbüzlüğüyle bilinmektedir [71]. KKK yönteminde sistemde tanımlanan hata vektörleri hızlı şekilde önceden tanımlanan yüzeye yönlendirilmekte ve üstel şekilde orijin notasına ulaşması sağlanmaktadır [72]. Bulanık OİT gibi doğrusal olmayan kontrol yaklaşımları da *THRP* sistemi üzerinden tatminkâr sonuçlar elde edilerek denenmiştir [73].

Uyarlamalı kontrol³⁵ yaklaşımları, kontrolcüyü değişken ve bilinmeyen dinamik sistem değişkenliğine karşı, sistemin kararlılık ve verim kriterlerini yerine getirebilmek amaçlı geliştirilen matematiksel yöntemler bütünüdür. Literatürde uyarlamalı kontrol yöntemleriyle ilgili basit çift integral sisteminden karmaşık kimyasal tesislerin kontrolüne kadar birçok çalışmaya rastlamak mümkün [74]. Farklı yapıdaki uyarlamalı kontrolcüler *THRP* üzerinde başarıyla uygulanmıştır. Kütle merkezinin yüksekliği sistemin durumlarının kütle merkezinden sapma oranı kullanılarak takip edilmiş ve sistem kararlı çalışma koşullarında tutulmuştur [75]. Bir başka çalışmada uyarlamalı ve bulanık mantık kontrolcülerini birleştirilerek üyelik³⁶ fonksiyonları gerçek zamanlı güncellenerek kararlılık sağlanmıştır [76]. Farklı yapıdaki ve birleşimdeki uyarlamalı kontrol yaklaşımları *THRP* üzerinden uygulanmıştır [77-78]. Son yıllarda işlem güçlerinin artmasıyla hayli revaçta olan uyarlamalı kontrol yöntemlerinden biri de Model Tabanlı Öngörücü Kontrol³⁷(MTÖK)'dür. MTÖK süreç kontrollerinde sıklıkla kullanılan özellikle yavaş dinamiklere sahip yapılarda tercih edilen bir yöntemdir. MTÖK verimi kontrol edilen sürecin dinamik denkleminde dayanmaktadır. MTÖK mevcut zaman aralığını kullanarak ve gelecek zaman aralığını dikkate alarak en iyi ölçütü sağlamaya çalışmaktadır. MTÖK yinelemeli ve sınırlı zamanlı gözerimi³⁸ eniyileme yöntemidir. MTÖK, belirli çalışma noktaları etrafında doğrusallaştırılmış, doğrusal olmayan sistemin gelecek zaman dilimlerinde sistem durumlarını kestirimde bulunmaktadır. Gerçek hayatta MTÖK kestirim hatalarına karşı duyarlı yapıdadır. Düşük seviyede doğrusalsızlık içeren dinamik sistemler için MTÖK tatmin edici sonuçlar vermektedir. Diğer taraftan *THRP* yüksek seviyede birbirine bağlı³⁹ dinamiklerden ötürü MTÖK

³⁴ Perturbations

³⁵ Adaptive Control

³⁶ membership

³⁷ Model Predictive Controller

³⁸ horizon

³⁹ coupled

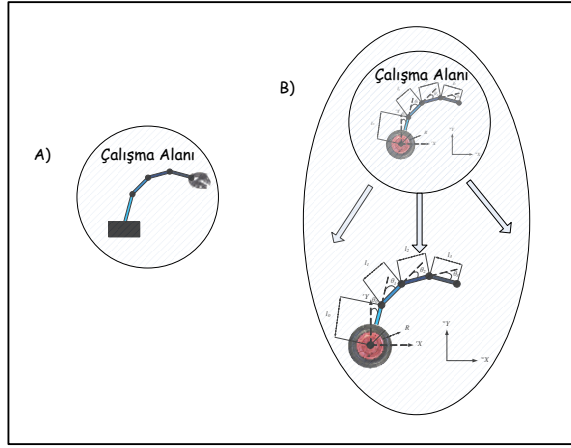
yaklaşımından yeterli seviyede verim elde edilememektedir. Bu sorunun üstesinden gelebilmek için daha üstün özelliklere sahip Uyarlanabilir Model Tabanlı Öngörücü Kontrol⁴⁰(UMTÖK) öne çıkmaktadır. Yüksek seviyede doğrusalsızlıktan kaynaklanan verim düşümü bu yöntemle beraber en aza indirilmektedir. UMTÖK, sabit çalışma noktaları yerine değişken çalışma noktaları kullanarak öngörü⁴¹ modelini güncellemektedir. UMTÖK'ün bir avantajı mevcut MTÖK yapısı üzerine uyarlanabilir olmasıdır. Literatürde UMTÖK ile gerçekleştirilmiş birçok çalışma mevcuttur. Mevcut kontrolcü işlem gücünün ve kabiliyetinin gün geçtikçe artmasından ötürü, işlem gücüne fazlasıyla dayalı olan UMTÖK yaklaşımı giderek artan oranda ilgi çekmektedir.

Daha öncede bahsedildiği üzere robot kol yapısı birbirine sabit ya da hareketli eklemler yardımıyla bağlı sabit bağlantı elemanlarından oluşmaktadır. Robot kolların temel amacı kendilerine verilen hassas, tehlikeli ve hız gerektiren belirli görevlerin yerine getirilmesidir. Endüstride yaygın şekilde insanları için tehlike arz eden birleştirme, taşıma, alma ve bırakma ve bakım görevlerini yerine getirmektedir. Robot kol yapısı uygulamaya bağlı olarak bir ve çok sayıda eklemden oluşabilir.

Bu tez çalışmasında, literatürde bulunan mevcut çalışmalar ve geçmişten gelen deneyimler doğrultusunda yeni bir robotik sistem oluşturabilmek, yüksek verim, kararlılık ve esneklikte günlük hayatta ve endüstride kullanılacak bir sistem oluşturabilmek adına iki farklı robot yapısı birleştirilmiştir. Daha önce de anlatıldığı üzere robot kol sistemlerinin faydaları aşikardır. Ancak, bu faydalar belirli bir çalışma sahasında geçerli olmaktadır. Gezer bir robot platformu ile robot kol yapısını birleştirmek ise bu hareket kısıtlamasının önüne geçmektedir. Şekil 1.9'da görüldüğü üzere bu ortak yapının faydaları açıkça gözler önüne serilmektedir.

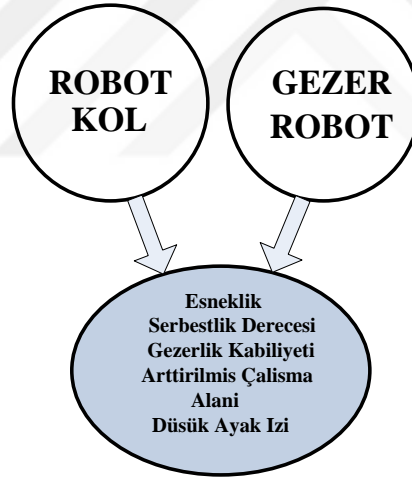
⁴⁰ Adaptive Model Predictive Control

⁴¹ prediction



Şekil 1.9 : Arttırılmış çalışma alanı a) Robot kol sabit taban üzerinde ve b) robot platform sayesinde arttırılmış çalışma alanı.

Gezer robotlar ise belirli sabit bir tabana ya da düzleme bağlı olmadığından yüksek gezerlik ve manevra kabiliyetine sahip olup, mekanik yapılarına bağlı olarak farklı ortamlarda görev alabilmektedir [79]. Bir araya getirilen iki farklı yapının üstün özellikleri Şekil 1.10’da incelenebilir.



Şekil 1.10 : Önerilen gezer platform sistemi.

Yeni yapı ev, ofis, fabrika, hastane gibi diğer yapıların çalışmasının zor ya da mümkün olmadığı alanlarda çalışma imkânı vermektedir. Eklenen robot kol yardımıyla yeni kontrol problemlerinin doğmasına da neden olmuştur [80]. Tez çalışmasının amacı ortaya çıkan bu yeni yapının, farklı kontrol yaklaşımlarıyla tatmin edici başarımlar ölçütlerine ulaşarak kararlı halde kontrol edilmesini içermektedir. Yapılan çalışmalardan [81], uyarlamalı kontrol teknikleri uygulayarak uyarlamalı yaklaşımların üstün özelliklerini kanıtlamıştır. Bununla beraber, değişken değişkenler

altında uyarlamalı kontrolcülerin bu etkilerini bastırabilmesi ve tatmin edici başarımlar elde etmesi üzerinde de çalışmalar yapılmıştır.

Özgün robot kollar yapı itibariyle eyleyicili⁴² sistemler olarak kabul edilmektedir. Bunun nedeni, sistemin serbestlik derecesi ile eyleyici⁴³ sayısının eşit olmasıdır. Böylelikle her bir serbestlik derecesi bu eyleyiciler sayesinde kontrol edilebilmektedir. İki sistemin birleştirilmesinden sonra ise gezer yapının etkisiyle yeni yapı serbestlik derecesinin eyleyici sayısından fazla olmasından dolayı eksik-eyleyici⁴⁴ halini almaktadır. Bu etkiyle tüm serbestlik dereceleri eyleyiciler tarafından doğrudan kontrol edilememektedir. Sistemimizin eksik-eyleyici yapıya bürünmesi yüksek seviyede doğrusalsızlığın dinamik denkleme etki etmesi anlamına gelmektedir. Sistemin durumları birbirine bağımlı hale gelip, kontrol karmaşık hale gelmektedir. Sistemin artık⁴⁵ yapısından ötürü dört eklemlili robot kol, bir adet sanal ters sarkaç olarak kabul edilerek dinamik modelin karmaşık yapısının önüne geçilmeye çalışılmıştır [9]. Bu yaklaşımla kontrolcü tasarımı gerçek robot kol yapısının getirdiği karmaşıklıklardan arındırılmıştır.

Bu tez çalışmasında ise önceki çalışmalardan bir basamak ileri gidilerek değişken yapıdaki robot kol sisteminin gürbüz kontrolcüler tasarlanarak eksik-eyleyici yapıdan gelen dış bozucularla karışık etkilerin bertaraf edilmesi ve kararlı hale getirilmesi amaçlanmıştır. İki tekerlekli gezer robotlar genel olarak incelendiğinde, günümüze kadar yapılan çalışmalar robotik yapının doğrusal, doğrusal olmayan, gürbüz kontrol yaklaşımları ile en kısa sürede referans gezinimleri takip etmesini sağlamak amaçlanmaktadır. Literatürde yer alan çalışmalar genellikle doğrusal veya doğrusal olmayan zamanla değişmeyen yapıdaki robotik sistemin kararlı hale getirilmesini gürbüz şekilde yapılmasını amaçlamaktadır. Bu tez çalışmasında ise gerçek hayatta karşılaşılan bir problemin iki tekerlekli gezer robot sistemine uygulanmasını kapsamaktadır. Öngörülen robotik sistem herhangi bir nesneyi yerinden alarak istenen hedef noktaya taşıyarak, kendisine verilen görevleri yerine getirmeyi amaçlamaktadır. Ancak bu görevler yerine getirilirken sistem değişken kütleli yani parametresi değişen bir yapıya bürünmektedir. Bu aşamada iki farklı soru ortaya çıkmaktadır. Bunlar

⁴² actuated

⁴³ actuator

⁴⁴ underactuated

⁴⁵ redundant

değişken parametre değerinin getirdiği kararsızlık veya sapma etkisini gürbüz şekilde ortadan kaldırmaktır. Bunun yanında kontrol yapısının gerçek zamanlı uygulamalar için olabildiğince basit yapıda olması da önem arz etmektedir. Literatürde yer alan doğrusal kontrol yöntemleri daha önce tartışıldığı üzere belirli bir komşulukta beklenen performansı göstermektedir. Diğer taraftan doğrusal olmayan kontrol yöntemleri ise kontrol edilen sistemin dinamiklerine üst seviyede dayanmaktadır ve karmaşık yapıdaki kontrol sinyaline dayanmaktadır. Bu çalışmada görüleceği üzere kararlılıktan ve gürbüzlükten taviz vermeden görece basit bir kontrol yaklaşımından yararlanılmıştır.

İlk olarak geleneksel PID kontrol yöntemi doğrusal olmayan sistemin genel davranış yapısını anlayabilme için uygulanmıştır. Sonrasında Doğrusal Karesel Gauss (DKG) kontrolcüsü, sistemimizde de var olan süreçten ve ölçümden gelen gürültü ve bozucu etkilere karşı etkili olan, en iyi dinamik regülatör tasarlamak amacıyla kullanılmıştır. Son olarak önerilen Uyarlanabilir Model Tabanlı Öngörücü Kontrol (UMTÖK) yaklaşımı robot sistemimize uygulanmış ve elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir. Tez çalışmasının ilerleyiş sırası şu şekildedir. Modelleme bölümünde sistemimizin dinamik modelinin çıkarımı anlatılmış ve mekanik yapı detaylı şekilde incelenmiştir. Kontrol Sistemleri Tasarımı bölümünde, yukarıda söz edilen her bir kontrol yöntem detaylı şekilde incelenmiş ve sonuçlar belirlenen performans ölçütleri ışığında değerlendirilmiş ve karşılaştırılmıştır. Sonuç kısmında yapılan çalışmaların genel bir değerlendirilmesi yapılmış olup, uygulanan kontrol yöntemlerinin performans karşılaştırılması üzerine yorumlara yer verilmiştir. Bu çalışma ışığında farklı yapıdaki kontrolcüler tasarlanarak parametre değişimlerinin getirdiği bozucu etkiler en aza indirilebilir.



2. DİNAMİK MODEL ÇIKARIMI

2.1 Amaç

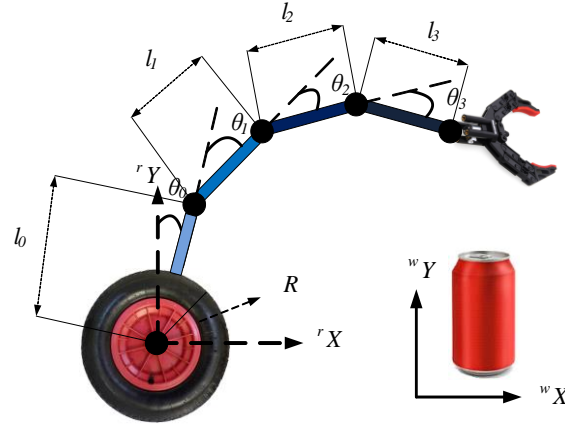
İki Tekerlekli Gezer Kol Platformunun dinamik modeli bu bölümde anlatılmaktadır. Daha önce de üzerinden durulduğu üzere önerilen proje iki farklı dinamik yapıdan oluşmaktadır. Şekil 2.1, sistemin tasvirini kolaylaştırması açısından önem taşımaktadır. Ortaya çıkan yeni sistemin kontrolünü mümkün kılmak amacıyla yeni sistemimizin dinamik ve kinematik denkleminin çıkarımı bu bölümde ele alınmaktadır.



Şekil 2.1 : İki-tekerlekli gezer kol platformu.

2.2 Modelleme

Sistemin dinamik ve kinematik modellerinin çıkarımı, dinamik olarak dengede kalabilen sistemin gerekli kontrol ve kararlılık kriterleri içerisinde tutulabilmesi açısından önem arz etmektedir. Sisteme ait detaylı model Şekil 2.2'de verilmektedir. Sistem tasarımı [79] göz önüne alınarak tasarlanmıştır. Sistemin robot kol kısmı dört adet eklemden meydana gelmektedir. İlk eklem, tekerlekli yapıya bağlı olup pasif yapıdadır. Diğer eklemler ise açıları tekerlekten bağımsız kontrol edilebilir yapıdadır. Sisteme ait değişkenler ise sırasıyla şu şekildedir: R tekerleklerin yarıçapı, ${}^R X, {}^R Y$ robot koordinat düzlemi, ${}^W X, {}^W Y$ genel koordinat düzlemi, x_{cog}, y_{cog} kütle merkezi koordinatları, l_0 pasif eklem uzunluğu, $l_{1,2,3}$ sırasıyla 1,2,3 numaralı eklem uzunlukları, θ_0 pasif eklem ile eklem 0 arasındaki açısal değer, $\theta_{1,2,3}$ ise her bir eklem önceki ile yaptığı açısal büyüklüklüdür.



Şekil 2.2 : Dinamik dengede durabilen robot detaylı modeli.

2.2.1 Kinematik

Robot kol yapısının hareketini tasvir edebilmek için genel mekaniğin bir dalı olan, mekanik nesne ve yapıların hareketinin tasvirinde kullanılan kinematik denklemlerden yararlanılmaktadır [82]. Kinematik, nesnelere harekete geçiren kütle ve kuvvete dayalı etkileri göz önünde bulundurmaksızın hareketi tanımlamaktadır. İleri kinematik denklemler verilen mafsal konumlarını ve değişkenlerini kullanarak, uç-elemanın⁴⁶ konumunun bulunmasına yarayan denklemlerdir. Fakat, Verilen uç-eleman konumunu yerine getirecek gerekli mafsal açı ve konumlarının bulunmasını sağlayacak işlemler ise ters kinematik olarak adlandırılmaktadır. İleri kinematik denklemler şu şekilde verilebilir.

$$x = f(q) \quad (2.1)$$

Yukarıda (2.1) ile ifade edilen denklemde $x \in R^m$ çalışılan uzay koordinatları vektörü, Yukarıdaki ifadenin zamana göre türevi alınırsa mafsal uzayı ile çalışma uzayı ivmeleri⁴⁷ arasındaki eşleştirmeyi sağlamaktadır.

$$\dot{x} = J(q)\dot{q} \quad (2.2)$$

$$\ddot{x} = J(q)\ddot{q} + \dot{J}(q)\dot{q} \quad (2.3)$$

⁴⁶ End-effector

⁴⁷ Operational space acceleration

Denklem (2.3)'te $J \in R^{m \times n}$ ($m \leq n$) Jakobi matrisi, n ve m sırasıyla serbestlik derecesi ve çalışma uzayının boyutunu temsil etmektedir.

2.2.2 Dinamik denklemler

Dinamik denklemler, mekanik sistem üzerine etkiyen kuvvet ve bükme momentlerini de hareketi tasvir ederken kullanılan matematiksel ifadelerdir. Sistemin zamana bağlı olarak davranışının ifade edilmesinden kullanılır. Sistemimizin davranışını ortaya koyan genel dinamik denklem aşağıdaki gibidir.

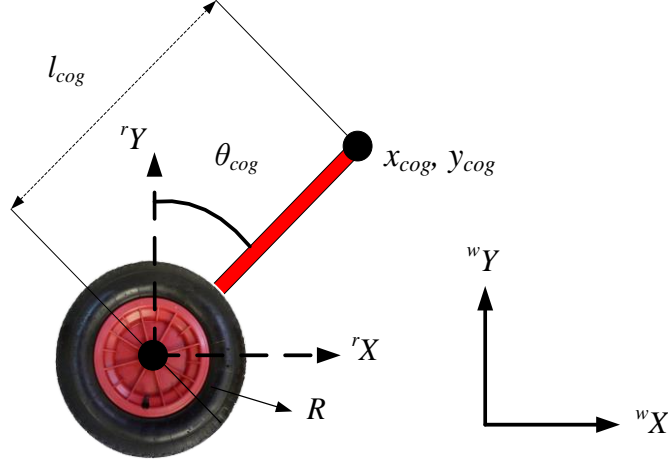
$$\tau = M(\theta)\ddot{\theta} + H(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + g(\theta) \quad (2.4)$$

Yukarıdaki (2.4) denklemde $\tau = [\tau_w, 0, \tau_1, \tau_2, \tau_3]$ giriş bükme momentlerini, $\theta = [\theta_w, \theta_0, \theta_1, \theta_2, \theta_3]$ açılmal vektörü, $M, H, q(\theta)$ ise sırasıyla atalet, merkezkaç ve koryolis kuvveti ve yerçekimi matrisleridir. Sistemin robot kol tarafında dört adet eklem bulunması işlevsellik, esneklik ve görevleri yerine getirme başarımı bakımından üstün olmasına karşın, karmaşık dinamik yapısından ötürü hareketi tam anlamıyla ifade edebilmek için çok sayıda denkleme ihtiyaç duyulmaktadır. Bunun yerine ifadeyi kontrol yöntemlerinin daha kolay şekilde tasarlanabilmesi için basitleştirmek fayda sağlayacaktır. Bu bakımdan sistemi dört eklemlili robot kol yapısı yerine, bitiş noktası dört kolun kütle merkezini temsil edecek şekilde sanal bir ters sarkaç olarak tanımlayabiliriz. Şekil 2.3'te önerilen yapı detaylı şekilde görülmektedir. Sistemde yer alan değişkenler ise aşağıdaki yaklaşımlar yardımıyla türetilmiştir.

$$x_{cog} = \frac{\sum_{i=0}^3 m_i x_i}{\sum_{i=0}^3 m_i}, \quad y_{cog} = \frac{\sum_{i=0}^3 m_i y_i}{\sum_{i=0}^3 m_i} \quad (2.5)$$

$$\theta_{cog} = \arctan\left(\frac{x_{cog}}{y_{cog}}\right), \quad m_{cog} = \sum_{i=0}^3 m_i, \quad l_{cog} = \sqrt{x_{cog}^2 + y_{cog}^2} \quad (2.6)$$

Denklem (2.5)'te yer alan x_{cog} ve y_{cog} dört kolun ortak kütle merkezinin konumunu belirtmektedir.



Şekil 2.3 : Sanal ters sarkaç sistemi ve koordinat düzlemi.

Sistemi tasvir eden dinamik denklem tekrar düzenlenip yazılırsa (2.7) elde edilir.

$$\bar{\tau} = \bar{M}(\bar{\theta})\ddot{\bar{\theta}} + \bar{H}(\bar{\theta}, \dot{\bar{\theta}})\dot{\bar{\theta}} + \bar{g}(\bar{\theta}) \quad (2.7)$$

Burada $\bar{\theta} = [\theta_w, \theta_{cog}]$, $\bar{\tau} = [\tau_w, 0]$ ise koordinat ve giriş bükme momentleridir.

Dinamikler bu bilgiler ışığında şu şekilde düzenlenebilir.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}_w} - \frac{\partial L}{\partial \theta_w} = \tau_w \quad \rightarrow \quad \ddot{\theta}_w = \frac{\tau_w + ml_{cog} \ddot{\theta}_{cog} \cos \theta_{cog} - ml_{cog} \dot{\theta}_{cog}^2 \sin \theta_{cog}}{(M + m)} \quad (2.8)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}_{cog}} - \frac{\partial L}{\partial \theta_{cog}} = 0 \quad \rightarrow \quad \ddot{\theta}_{cog} = \ddot{\theta}_w \cos \theta_{cog} + g \sin \theta_{cog} \quad (2.9)$$

Yukarıdaki denklemlerde yer alan $L = T - P$ Lagrange değişkeni, $\theta_w - \dot{\theta}_w$ tekerleğin açısal konumu ve türevi, $\theta_{cog} - \dot{\theta}_{cog}$ kütle merkezinin gezer robot tabanıyla yaptığı açı ve açısal hız, l_{cog} sanal ters sarkacın uzunluğu, M gezer taban yapısının kütlesi, g yerçekimi ivmesi, m ise kütle merkezinin kütlesidir. Lagrange denklemi tüm değişkenler yerine konularak yazılırsa elde edilen dinamik denklem ise şu şekildedir:

Sistemin kinetik ve potansiyel enerjisi yazılırsa;

$$L = \frac{1}{2} M v_1^2 + \frac{1}{2} m_{cog} v_2^2 - m_{cog} g l_{cog} \cos \theta_{cog} \quad (2.10)$$

Burada v_1 gezer robotun hızı, v_2 kütle merkezinin hızıdır. v_1 ve v_2 ise x ve θ_{cog} cinsinden ifade edilirse

$$v_1^2 = \dot{x}_{cog}^2 \quad (2.11)$$

$$v_2^2 = \dot{x}_{cog}^2 - 2x_{cog}^2 l_{cog} \dot{\theta}_{cog} + l_{cog}^2 \dot{\theta}_{cog}^2 \quad (2.12)$$

Lagrange ifadesi ise düzenlendiğinden (2.13) gibi olmaktadır.

$$L = \frac{1}{2}(M + m)\dot{x}_{cog}^2 - m_{cog}l_{cog}\dot{x}_{cog}\dot{\theta}_{cog}\cos\theta_{cog} + \frac{1}{2}m_{cog}l_{cog}^2\dot{\theta}_{cog}^2 - m_{cog}gl_{cog}\cos\theta_{cog} \quad (2.13)$$

Hareket denklemleri ise (2.13) deki L değerini (2.8) ve (2.9)'da yerine koyarsak;

$$(M + m)\ddot{x}_{cog} - m_{cog}l_{cog}\ddot{\theta}_{cog}\cos\theta_{cog} + m_{cog}l_{cog}\dot{\theta}_{cog}^2\sin\theta_{cog} = F \quad (2.14)$$

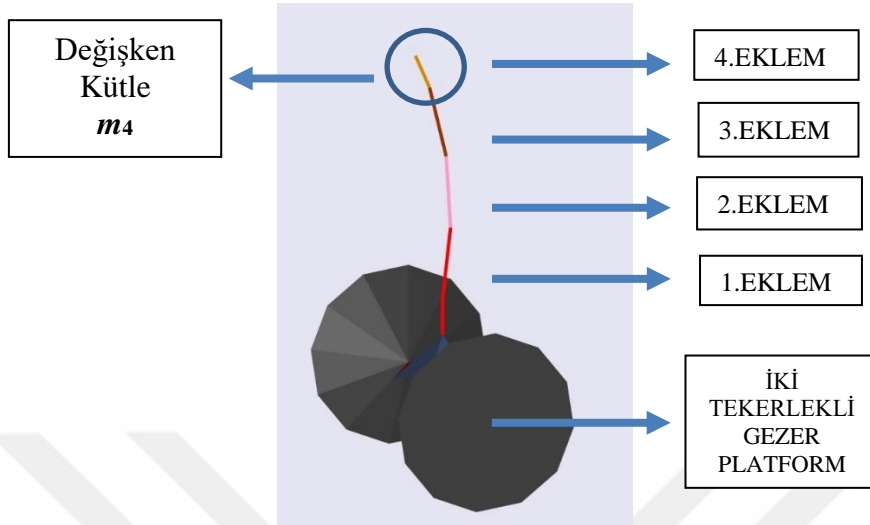
$$-g\sin\theta_{cog} - \ddot{x}_{cog}\cos\theta_{cog} + l_{cog}\ddot{\theta}_{cog} = 0 \quad (2.15)$$

Doğrusal olmayan dinamik denklemler bulunmuş olur.

Bu araştırma projesinin bir diğer önemli yanı ise robotik sistemin değişken kütleyle sahip olup, farklı yelpazede ve boyutta görevi yerine getirmesi amaçlanmıştır. Bu görevler yerine getirilirken sistem zamanla-değişen⁴⁸ bir yapıda olmaktadır. Bu ele alacağı görevlerden kaynaklanmaktadır. Önerilen sistem belirli bir noktadan alacağı nesneyi ya da yükü belirli bir alana bırakacağından zamanla değişen bir sistem olarak davranması mantıklıdır. Bu amaçla, kontrolcü tasarımı yeteri kadar gürbüz şekilde yerine getirilmez ise değişken kütleli etkisi, modellenemeyen dinamiklere, dış bozucu etkilere ve gürültülere bağlı olarak sistem kararlılığını kaybedebilir ve takip ettiği gezineden sapabilir. Tüm bu gerçekleri göz önüne alarak doğrusal olmayan, değişken kütleli robotik yapıyı bir araya getirerek hassas şekilde modelleyebilmek için Matlab Simscape Multibody™ yazılımından yararlanılmıştır. Multibody ile robotik, araç askı sistemleri, yapısal tasarımlar, uçak iniş takımı tasarımı gibi 3 boyutlu modellemeler yapılabilmektedir. Yazılımın kütüphanesinden bulunan eklem, mafsallık, gövde, kuvvet elemanları ve algılayıcılar gibi tasarım elemanları kullanılarak ihtiyaca en uygun tasarımlar yapılabilmektedir. Multibody, tüm bir mekanik sistem için hareket denklemlerini çıkarımını yapma ve çözme kabiliyetine sahiptir. Benzetim çalışmaları esnasında tasarlanan sistemin görsel olarak 3 boyutlu olarak takip edilebilmesi sistem

⁴⁸ Time-variant

dinamiklerinin detaylı incelenebilmesine olanak sağlamaktadır. Kontrol sistemleri tasarlanıp Multibody ile modellenen mekanik yapılar üzerinde kolaylıkla denenebilmektedir.

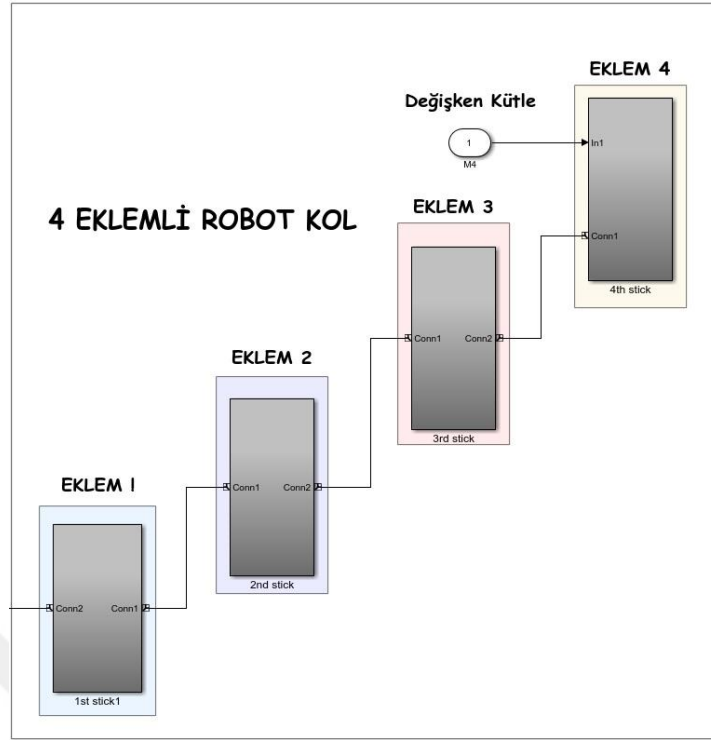


Şekil 2.4 : Sistemin Multibody modellenmesi.

Şekil 2.4'te görüldüğü üzere tasarlanan sistem bir gezer robot tabanından ve üzerine sabitlenmiş dört eklemli bir robot kol yapısından meydana gelmektedir. Robot kolun üzerindeki her bir eklem eyleyici motorlar vasıtasıyla kontrol edilebilir yapıdadır. Bunlardan yalnızca birinci eklem doğrudan gezer platform tabana sabitlenmiştir. Şekil 2.4'te dört eklemli robot kolun modellenmesi görülmektedir. Dördüncü robot kol değişken yapıda modellenmiştir. Böylelikle benzetim çalışmaları esnasında farklı senaryolar kolaylıkla mekanik sistemin üzerinde uygulanabilmektedir. Çizelge 2.1'de İki-Tekerlekli Robot Kol Platformuna ait değişken değerleri verilmektedir.

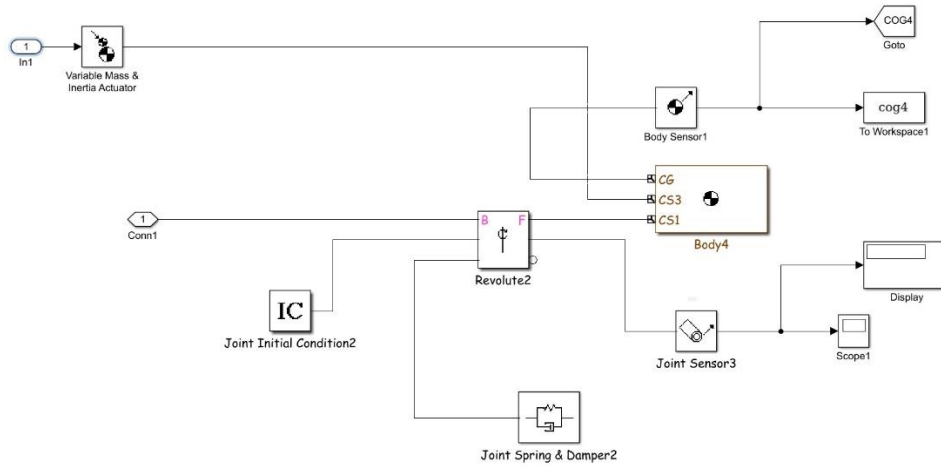
Çizelge 2.1 : Sistemin değişken değerleri.

Robotun Kütleleri (M)	18 kg
Eklemlerin Kütleleri (m_0, m_1, m_2, m_3)	1.5, 0.7, 0.4, 0.2 kg
Eklemlerin Boyları (l_0, l_1, l_2, l_3)	0.2, 0.2, 0.2, 0.1 m
Tekerleklerin Yarıçapı (R)	0.15 m
Robotun Eni (W)	0.65 m



Şekil 2.5 : Robot kol yapısının Microbody vasıtasıyla modellenmesi.

Yukarıda Şekil 2.5'te dört adet eklemden oluşan robot kol yapısının Microbody araç kutusu yardımıyla modellenmesi görülmektedir. Çizelge 2.1'de yer alan değişken değerleri her biri Şekil 2.6'daki gibi modellenen eklemlere sayısal değer olarak uygulanmıştır. Simulink™'te oluşturulan mekanik tasarım Kontrol Sistemleri araç kutusu yardımıyla belirlenen denge noktaları etrafında doğrusallaştırılmıştır. Bu işlem sonucunda ortaya çıkan doğrusallaştırılmış sistem mürerik değerleri matrisel olarak (2.16) ve (2.17) numaralı denklemlerde tasvir edilmektedir.



Şekil 2.6 : Değişken kütleyle sahip dördüncü kolun Microbody modeli.

$$A_{lin} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2.17 & -1131.37 & -1e-04 & 577.24 & -1.78e-05 & -0.73 & -2.77 & 1.38 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1.33 & 577.24 & 0.78 & -1138.81 & -1.28e-05 & 574.73 & -1.22 & -0.03 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.65 & -0.73 & -0.67 & 574.73 & 0.09 & -1141.38 & -0.59 & -0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -0.08 & 554.97 & -0.01 & -13.08 & -1e-04 & -6.37 & 4.67 & -1.33 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.01 & -6.32 & -0.00 & -2.78 & -3.30e-05 & -1.35 & -0.11 & 0.02 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$B_{lin} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.011 \\ 0 \\ 0.004 \\ 0 \\ 0.002 \\ 0 \\ -0.018 \\ 0 \\ 0.039 \end{bmatrix}, \quad C_{lin} = \begin{bmatrix} 21.399 \\ 0 \\ 6.212 \\ 0 \\ 0.690 \\ 0 \\ 57.295 \\ 0 \\ 1.255e-07 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad D_{lin} = 0 \quad (2.17)$$

Çizelge 2.2 : Doğrusallaştırma sonrası durum denklemleri.

Doğrusallaştırma Sonrası Oluşan Durum Değişkenleri

DURUM DEĞİŞKENLERİ	1. DÖNER MAFSAL
1	TwoWheelRobotSimmechanics1_2ndstick_Revolute1.R1.Konum
2	TwoWheelRobotSimmechanics1_2ndstick_Revolute1.R1.Hız
	2. DÖNER MAFSAL
3	TwoWheelRobotSimmechanics1_3rdstick_Revolute2.R1.Konum
4	TwoWheelRobotSimmechanics1_3rdstick_Revolute2.R1.Hız
	3. DÖNER MAFSAL
5	TwoWheelRobotSimmechanics1_4thstick_Revolute2.R1.Konum
6	TwoWheelRobotSimmechanics1_4thstick_Revolute2.R1.Hız
	TEKERLEĞE SABİT MAFSAL
7	TwoWheelRobotSimmechanics1_PassiveJoint_Revolute.R1.Konum
8	TwoWheelRobotSimmechanics1_PassiveJoint_Revolute.R1.Hız
	DOĞRUSAL HAREKET
9	TwoWheelRobotSimmechanics1_Planar.P1.Konum
10	TwoWheelRobotSimmechanics1_Planar.P1.Hız

Çizelge 2.3 : Doğrusallaştırılmış sistemin kutuplarının sayısal değerleri.

Sistemin Açık-Çevrim Kutuplarının Değerleri										
Katsayı	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1000	0	0	-1.952	-1.136	-0.323	-0.001	0.001	0	0	0

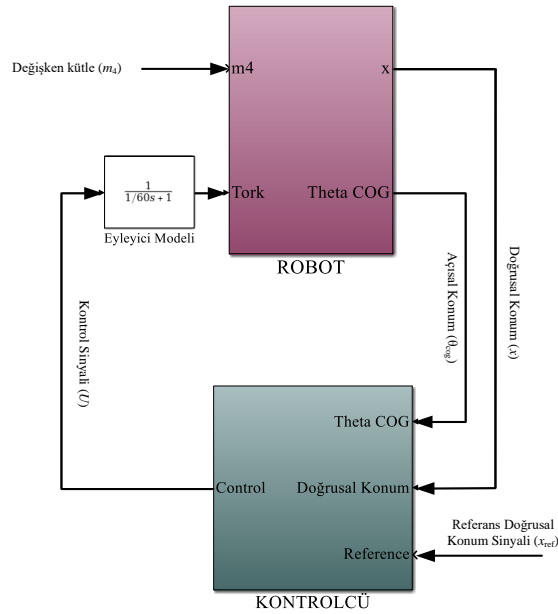
Yukarıda yer alan Çizelge 2.2 ve 2.3 incelendiğinde Jakobian doğrusallaştırma sonucunda on adet durum değişkenine sahip doğrusallaştırılmış bir sistem elde edilmiştir. Çizelge 2.2’de görüldüğü üzere bu durum değişkenleri robot kola ait olan eklemleri kinematik olarak tanımlayan konum ve hız verileri, doğrusal gezer robot konumu ve hızı olarak açıklanabilir. Burada dikkat edilmesi gereken husus kontrol girişi tekerlekler üzerinden uygulandığından kontrol çabası içinde en önemli unsurdur. Kapalı çevrim kontrol ile önerilen sistemin kararlı hale getirilmesinden önce sistemin açık çevrim kutuplarının incelenmesi gerekmektedir. Matlab *ctrb* komutu ile elde edilen sayısal kutup değerlerine göre sistem açık çevrimde kararsız olduğu ortaya çıkmaktadır.



3. KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

3.1 Amaç

İki Tekerlekli Gezer Robot Sisteminin kontrolünün sağlanabilmesi dinamik kararsız yapısından ötürü, dinamik kontrolcü tasarımı gerektirmektedir. Sistemin kontrolündeki esas gaye daha önce de anlatıldığı üzere robot kol yapısının kütle merkezinin konumunu dengede tutmaya dönüşmektedir. Kütle merkezi matematiksel hesaplamalar sonucu ortaya çıktığından sanal kütle merkezi olarak değerlendirilebilir. Bu sanal kütle merkezinin açısı, kütlesi ve kütle merkezi gerçekleştirilen görev istinaden değişebilmektedir. Bu sebeple gürbüz kontrol sistemi tasarımı dış etkenlerin, bozucu etkenler, değişken kütlenin etkisi ve ölçülemeyen modelleme dinamiklerinden gelen etkenleri bastırabilecek yapıda olması gerekmektedir. Robotik yapı, toplam kontrol girişi sayısının kontrol edilen durum değişkenlerinin sayısından az olmasından ötürü eksik-eyleyicili olarak tanımlanmaktadır. Tekerleklerden uygulanan kontrol yardımıyla hem robotun konumu hem de ağırlık merkezinin açısal değeri denetlenmeye çalışılmaktadır (Şekil 3.1).



Şekil 3.1 : Sistemin kapalı çevrim kontrol yapısı.

Sistemde iki adet serbestlik derecesi ağırlık merkezi ve doğrusal konum olarak tanımlanmakta olup, aralarında iç içe geçmiş dinamik ilişkiler bulunmaktadır ve tek bir kontrol girişiyle kararlı hale getirilmeye çalışılmaktadır. Bu bağlamda literatürde geniş ölçekte eksik-eylenmiş sistem kontrolüne ait çalışma bulunmaktadır. Robot platform sistemi temelde hızlı ve yavaş olmak üzere iki adet farklı dinamik yapıdan oluşmaktadır. Hızlı dinamikler açısal değişkenlerin kontrol edildiği iç döngüyü, yavaş dinamikler doğrusal konumu kontrol eden dış döngüyü temsil etmektedir. Kontrol tasarımı temel olarak sistemin genel davranışında baskın olarak yer alan hızlı dinamiklerin kararlılığı üzerinden durulmaktadır. Yavaş dinamikler ise yapısal olarak daha basit kontrolcüler ile denetlenebilmektedir. Kontrol sistemlerini temel görevi hata sinyalini makul zaman aralığında en düşük değere indirmektir. Bu sebeple kontrol sisteminin verimini ve kalitesini ölçebilmek için hata sinyalinin zaman içerisindeki değişiminin dikkate alınması gerekmektedir. Farklı kontrolcü tasarımları gelecek bölümde karşılaştırmalı olarak incelenmiş ve çeşitli performans birimleriyle değerlendirilmektedir. Bunlar sırasıyla İntegral Mutlak Hata⁴⁹ (*IAE*), Ortalama Mutlak Hata⁵⁰ (*MAE*), İntegral Karesel Hata⁵¹ (*ISE*) ve İntegral Karesel Kontrol Girişi⁵² (*ISCI*).

3.2 PID (OİT) Kontrol Yaklaşımı

PID (OİT) kontrol yaklaşımı endüstride ve araştırma projelerinde sıklıkla kullanılan tasarım kolaylığından dolayı en popüler kontrol yöntemlerinden biridir. PID (OİT) kontrolcüsü tasarlanabilmesi için doğrusal olmayan sistem dinamikleri sıfır noktası etrafında doğrusallaştırılması gerekmektedir (Robot kol yukarı konumda iken) [80]. Böylelikle açısal davranışı tasvir eden dinamikleri denetleyecek PID (OİT) kontrolcüsü (ağırlık merkezi açısı) Simulink yardımıyla kontrolcü için seçilen katsayılar uygulanarak tasarlanmıştır (Şekil 3.2). Sonraki adımda ise doğrusal konumu kontrol eden yavaş dinamikler için PID (OİT) kontrolcüsü tasarlanmış olup, bu katsayı ayarlama süreci en uygun sistem cevabı elde edilene kadar devam etmiştir.

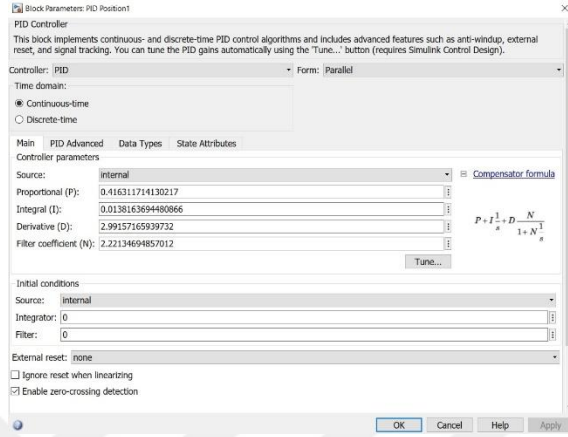
⁴⁹ Integral absolute error

⁵⁰ Mean absolute error

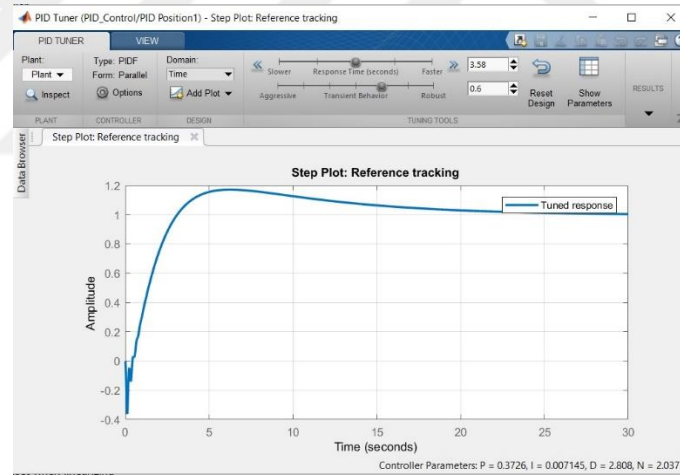
⁵¹ Integral squared error

⁵² Integral squared control input

Aşağıda Şekil 3.3'te Kontrol Araçutusu kullanılarak PID (OİT) kontrolcüsü ilk olarak iç (hızlı) dinamikleri kontrol etmekte, sonrasında diğer bir PID (OİT) kontrolcüsü dış (yavaş) dinamikleri kontrol için tasarlanmıştır. Şekil 3.3'te araçutusu tarafından belirlenen katsayılar yardımıyla elde edilen basamak cevabı incelenebilmektedir. Kararlı ve sınırlı zaman dilimi içinde istenen gezinme değerlerine ulaşmaktadır.

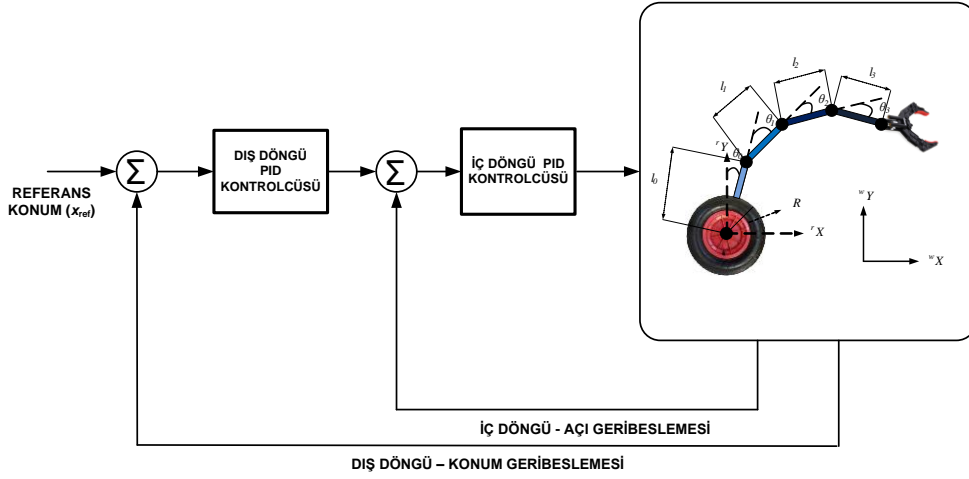


Şekil 3.2 : Simulink kontrol tasarım araçutusu OİT (PID) arayüzü.



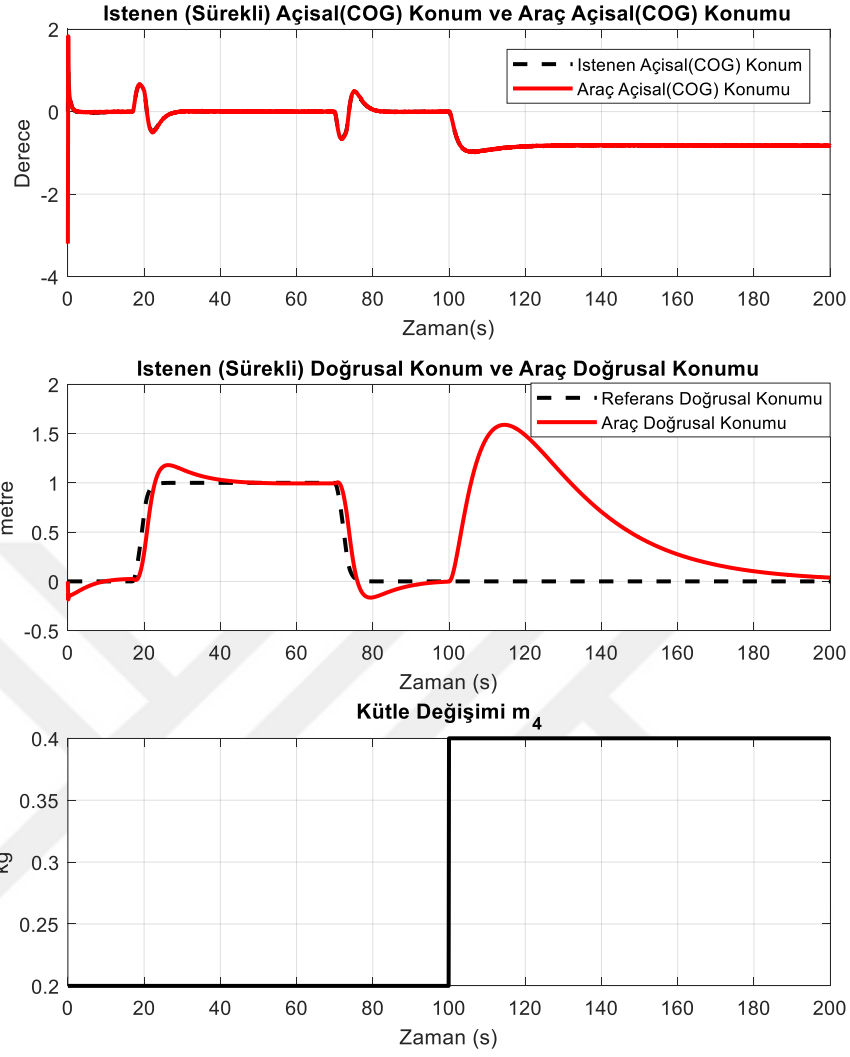
Şekil 3.3 : PID (OİT) kontrolcüsü basamak cevabı.

Tüm bu süreçler sonucunda elde edilen katsayılar ise şu şekildedir: $K_{p1} = -77.306$, $K_{i1} = -8.721$, $K_{d1} = -28.862$ ve dış çevrim kontrolcüsü için ise $K_{p2} = 0.426$, $K_{i2} = 0.02$, $K_{d2} = 1.319$. Sayısal değerlerden görüldüğü üzere iç döngü kontrolcüsü için katsayıların dış döngü kontrolcüsüne göre göreceli olarak büyük olması beklenen bir sonuçtur. Bunu nedeni hızlı dinamikler içeren iç döngünün kontrolü için daha agresif bir kontrol etkisi gerekmektedir. PID (OİT) kontrol yapısına ilişkin betimleme Şekil 3.4'te tasvir edilmiştir.



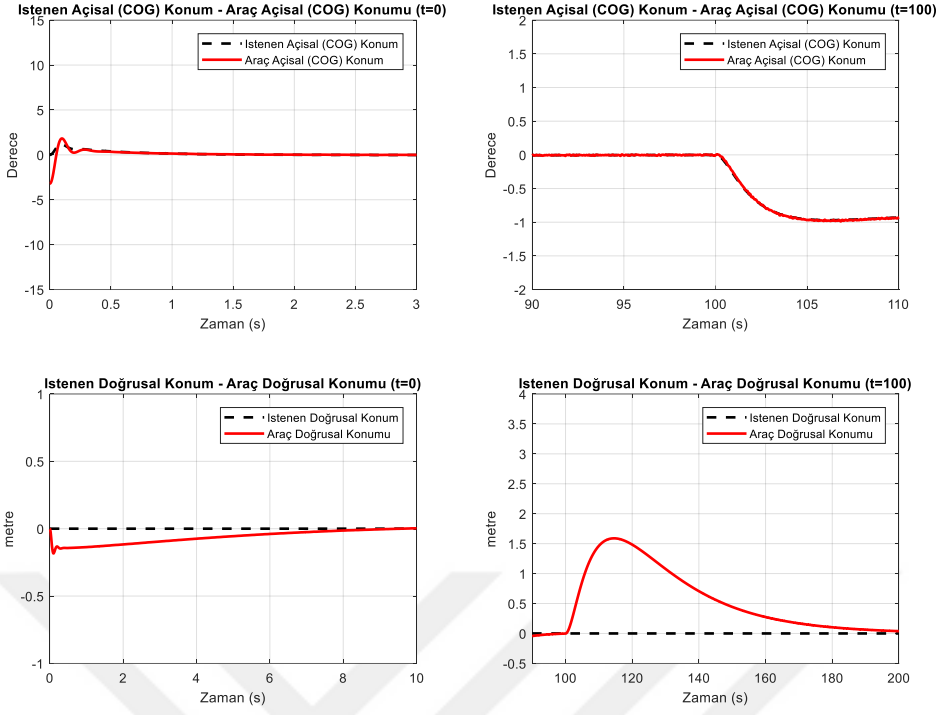
Şekil 3.4 : Ardışık PID (OİT) kontrol yapısı.

Sonuçlar değerlendirildiğinde Şekil 3.5- 3.7'de görüleceği üzere uygulanan senaryo uyarınca dördüncü robot eklemine 0.2 kg eklenerek robot kolun bir objeyi hedeflenen noktadan alması gerçekleşmiş ve bu sayede belirlenen gezingeyi takip verimliliği değişen kütle altında gözlemlenmiştir. Benzetim çalışmaları robot eklemlerin ilk değerleri -10, 10, 10, 10 derece alınarak yapılmıştır. Açısal kontrol kapalı çevrimi yeterli düzeyde performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Konum kontrolcüsü ise $t = 100$ saniye mertebesine kadar iyi seviyede gezinge takibi yapmaktadır. Bu t anında meydana gelen kütle değişimine karşı kontrolcüler yeterli seviyede değişimi bastıramamakta ve sistem limitlerin dışına çıkmaktadır. OİT kontrolcülerine ait performans ölçütleri Çizelge 3.1'de verilmektedir. Yukarıda Şekil 3.4 detaylı şekilde incelendiğinde daha öncede bahsedildiği üzere iki adet kontrol döngüsü göze çarpmaktadır. İç döngünün amacı hızlı sistem dinamiklerini istenen açısal değerlere ulaştırırken, kararlılık ve gürbüzlükten ödün vermemektir. Bu kıstaslar altında doğrusal bir kontrolcü olan PID yaklaşımı denge noktası komşuluğunda çalışan robotik sistem üzerinde parametre değişim anına kadar göreceli olarak yeterli performans göstermektedir. Bu sonuçlar ışığında ileriki bölümlerde de irdeleneceği üzere sistem kapalı çevrim kontrolü için belirsizlik ve parametre değişimlerine karşı daha gürbüz bir kontrolcü tasarımı elzem olmaktadır. PID kontrolcü katsayıları ise sistemin doğrusal olmayan davranışları göz önüne alınarak seçilmiştir. Bu kıstaslar içerisinde özellikle kütle değişiminin meydana geldiği an önem kazanmaktadır. Değişimin meydana geldiği an katsayı seçiminde belirleyici rol oynamaktadır.

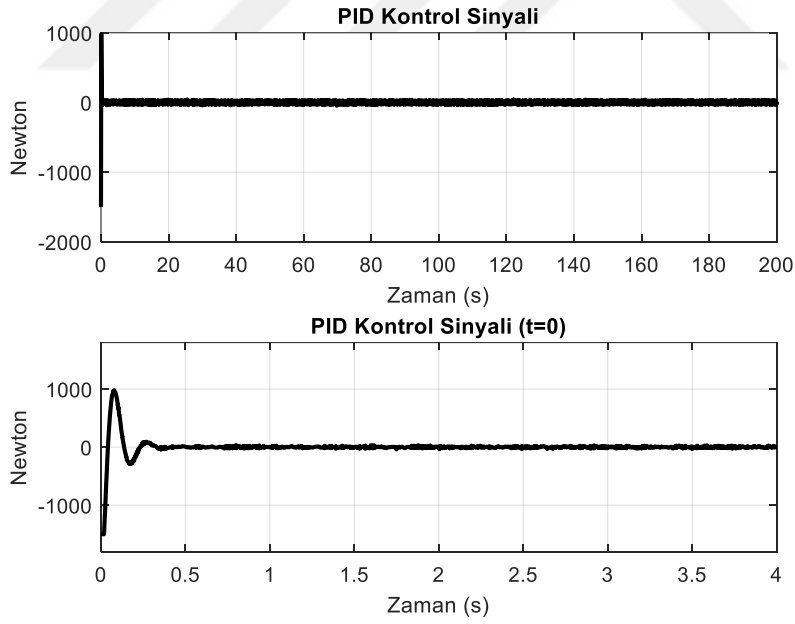


Şekil 3.5 : PID (OİT) açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

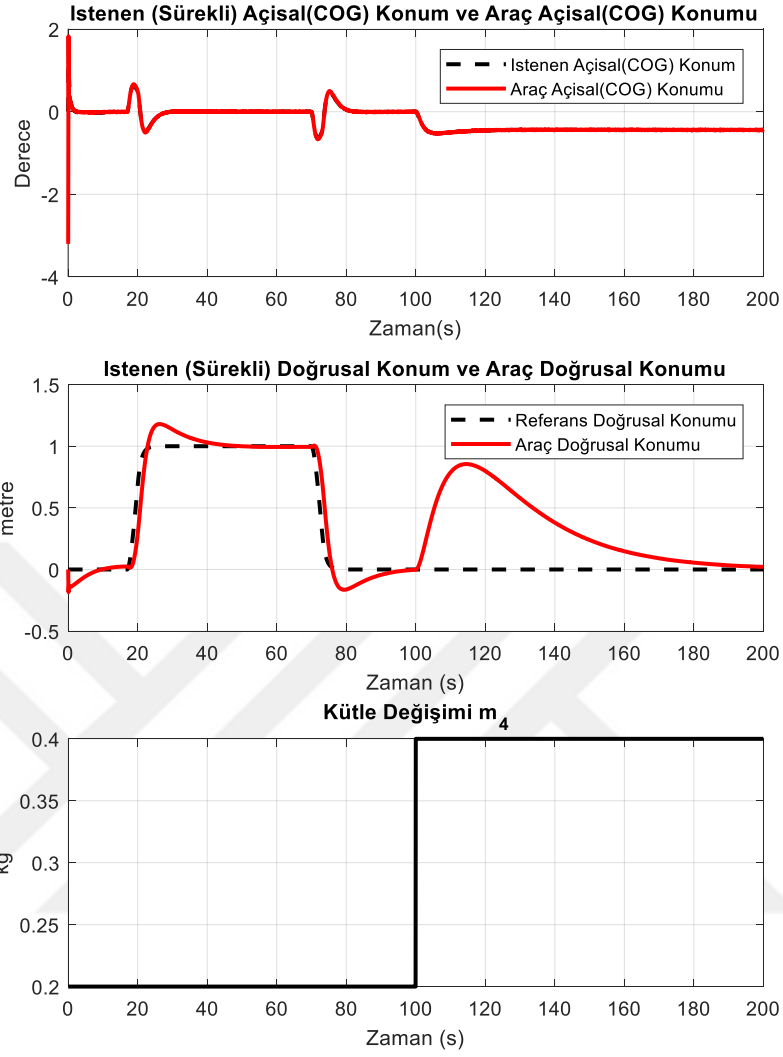
PID kontrolcüsünün performansını geliştirmek için en hızlı dinamikleri tasvir eden hız dinamikleri için de PID kontrolcüsü tasarlanmıştır. Bu amaçla bir PID kontrolcüsü hız dinamikleri için en iç döngüye yerleştirilmiştir. Tasarlanan kontrolcü katsayıları ise $K_{ph} = -17.45$, $K_{ih} = -2.309$, $K_{dh} = -27.77$ olarak doğrusallaştırılan sistem üzerinden tasarlanmıştır. Yeni tasarıma ait performans verileri ise Şekil 3.8 – 3.10’da ortaya konmaktadır. Hız kontrolcüsünün yardımıyla kütle değişiminin getirdiği bozucu etkiyi daha iyi seviyede bastırabilmektedir.



Şekil 3.6 : Geçici ve durağan durum cevapları.

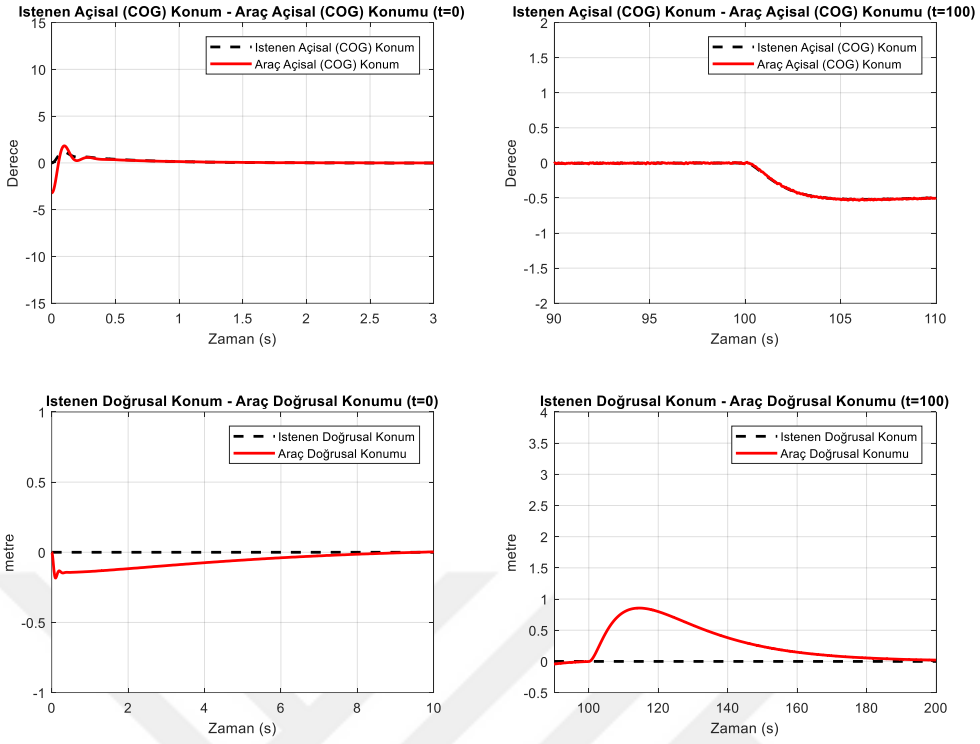


Şekil 3.7 : PID (ÖİT) kontrol sinyalleri.

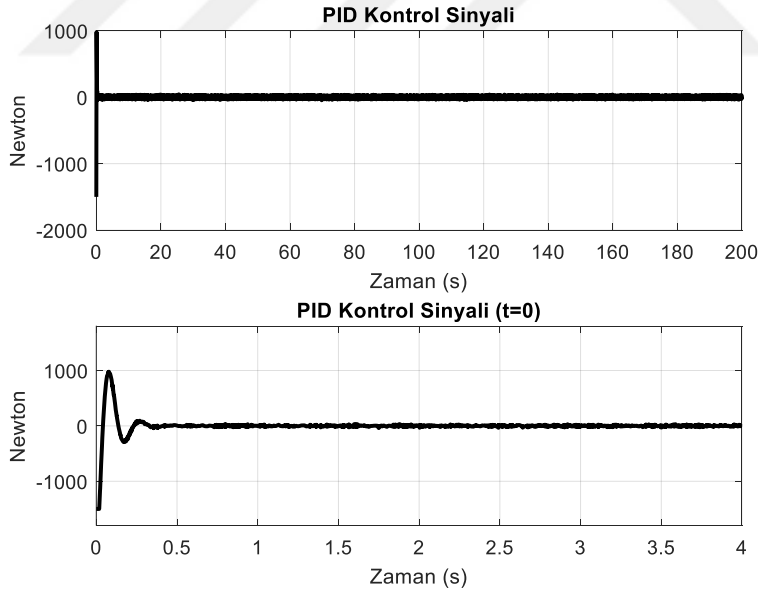


Şekil 3.8 : PID (OİT) (Hız kontrolcüsü) açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

Yukarıda Şekil 3.8’de ideal motor yapısı için tekrar tasarlanmış olan PID kontrolcüsü performansı görülmektedir. Daha önce irdelendiği üzere robotik sistem üzerinde belirli bir gecikmeye sahip yüksek tork değerine sahip iki adet motor bulunduğundan, benzetim çalışmaları sırasında bu kıstaslar göz önüne bulundurulmuştur. İkinci benzetim çalışmalarında ise ideal motor yapısı göz önünde bulundurularak kontrol yaklaşımlarının ne ölçüde performans göstereceği görülmek istenmiştir.



Şekil 3.9 : Geçici ve durağan durum cevapları.



Şekil 3.10 : PID (OİT) (Hız kontrolcüsü) kontrol sinyalleri.

Çizelge 3.1 : PID kontrol için performans ölçütleri.

Ölçüt	Konum (x)	Kütle Merkezi Açısı (θ_{cog})	Kontrol Sinyali(U)
IAE	70.5	6.533	-
MAE	0.01367	0.0287	-
ISE	64.73	7.444	-
ISCI	-	-	8.137×10^5

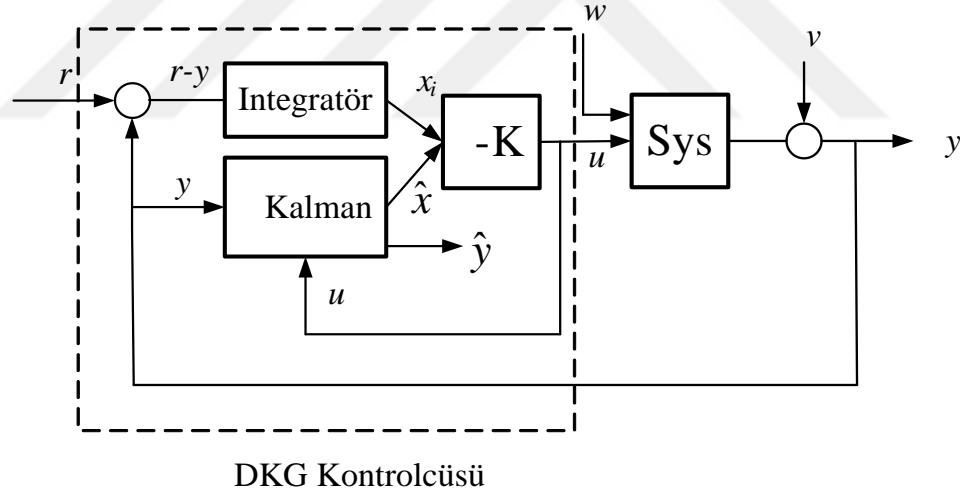
İntegral Mutlak Hata (IAE), Ortalama Mutlak Hata (MAE), İntegral Karesel Hata (ISE) ve İntegral Karesel Kontrol Girişi (ISCI)

3.3 DKG Kontrol Yaklaşımı

Doğrusal Kuadratik Gauss (DKG) kontrolcüsü LKR kontrolcüsü ile Kalman filtresinin birleşiminden meydana gelmektedir. DKG kontrolcüsü denklem 3.18'de yer alan maliyet fonksiyonunu en küçük yaparak, sistemin kararlılığını sağlayacak durum denklemini bulunmasını sağlar. Diğer kontrolcülerden farklı olarak DKG katsayıdan ziyade kontrol ettiği sistem gibi dinamik bir denklemdir.

$$J = E \left\{ \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} x^T Q x + u^T R u + x_i^T Q_i x_i dt \right\} \quad (3.18)$$

DKG kontrolcüsü aslında doğrusal kuadratik regülatör ile Kalman filtrenin birleşiminden meydana gelmektedir. Yukarıdaki denklemde E beklenen değeri, x_i çıkış sinyalinin gezinge takip hatasının integrali. Q , R , Q_i ise sırasıyla durum, giriş ve integral hatalarının ağırlık matrislerini sembolize etmektedir. Aşağıda Şekil 3.11'de DKG kontrol yapısına ait blok diyagram sergilenmektedir.



Şekil 3.11 : DKG kontrol yapısının tasviri.

Yukarıda Şekil 3.11'de r istenen gezinge sinyalini, y ölçülen çıkış sinyalini, \hat{x} ve x_i durum kestirimi ve integratörden gelen durum sinyalini, \tilde{y} çıkış kestirim sinyalini, u kontrol sinyalini, w ve v beyaz gürültü sinyalini ve K eniyileme kontrol kazancını tasvir etmektedir.

Mevcut tüm durumların tam olarak ölçülememesinden dolayı Kalman filtresi kullanılmakta, aşağıda yer alan P fonksiyonunu Q_n ve R_n süreç ve ölçüm gürültüsü

altında en küçük yaparak optimal olarak durum değişkenlerini kestirimde bulunmaktadır.

$$P = \lim_{\tau \rightarrow \infty} E \left\{ (x - x_e)(x - x_e)^T \right\} \quad (3.19)$$

DKG kontrolcüsünün tasarlanması aşağıdaki veriler kullanılarak yapılabilmektedir.

- Sistemin durum uzayı matrisleri
- Q , R ve N ağırlık matrisleri (Bu matrisler sistemin durumlarının hangi hızda ayarlanacağı ile kontrol eforu arasındaki ödünleşimi⁵³ ayarlanmaktadır.)

K eniyileme kazanç değerini hesaplamak için aşağıdaki Matlab komutu kullanılmaktadır.

$$K = \text{lqr}(A, B, Q, R, N) \quad (3.20)$$

Yukarıda (3.20) yer alan komut eniyi K matrisini hesaplamaktadır. Böylelikle $u = -Kx$ durum geribesleme kontrol sinyali kullanılarak denklem 3.21'deki karesel maliyet fonksiyonu en aza indirilebilir.

$$J = E \left\{ \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} x^T Q x + u^T R u + 2x^T N u dt \right\} \quad (3.21)$$

K kazanç matrisine cebirsel Riccati denklemi çözülerek ulaşılmaktadır. K kazanç matrisi ve bu matrisi bulmamızı sağlayan P değerini veren Riccati denklemi sırasıyla (3.22) ve (3.23) 'te verilmektedir.

$$K = R^{-1} (B^T P + N^T) \quad (3.22)$$

$$A^T P + PA - (PB + N)R^{-1}(B^T P + N^T) + Q = 0 \quad (3.23)$$

Kalman filtresi ise doğrusal karesel durum geribesleme yapısı tüm durumlar ölçülemeden uygulanabilmesi mümkün olmamaktadır. $u = -K \tilde{x}$ kontrol sinyalinin eniyi kalabilmesi için \tilde{x} durum kestirimi tanımlanmaktadır. Kalman durum kestirimcisi

⁵³ Trade-off

ise aşağıdaki verilere dayanarak hesaplanmış ve Matlab yardımıyla nümerik olarak bulunmaktadır.

- Sistem doğrusal modelinin durum uzayında gösterimi
- Gürültü kovaryans verileri Q_n , R_n ve N_n

Aşağıda gürültü kovaryans verilerine dair gereken boyutlar verilmektedir. Aşağıdaki gösterimde Q_n , w süreç gürültüsü boyutunda ($w \times w$); N_n ($y \times w$) ve R_n ise $y \times y$ boyutundadır.

$$\begin{bmatrix} Q_n & N_n \\ * & R_n \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Kalman durum kestirimcisi ise `[kest, L, P] = kalman(sys, Qn, Rn, Nn)` komutu yardımıyla elde edilmektedir. Denklemden yer alana **kest** ise (3.25)'te yer alan dinamik sistem gösterimi göz önüne alınarak hesaplanmaktadır. Denklemden w ve v beyaz gürültü⁵⁴ olarak modellenmektedir. Kalman kazancı L ve kovaryans matrisi P ile gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Gw \\ y &= Cx + Du + Hw + v \end{aligned} \quad (3.25)$$

Matlab yazılımı Kalman filtresi kullanarak durum kestirimi yapmaktadır.

$$\frac{d}{dt} \tilde{x} = A\tilde{x} + Bu + L(y - C\tilde{x} - Du) \quad (3.26)$$

Giriş (u) ve ölçüm (y) sinyalleriyle birlikte gürültü kovaryans verisi şu şekilde yazılabilir.

$$E(ww^T) = Q_n \quad E(vv^T) = R_n \quad E(wv^T) = N_n \quad (3.27)$$

Cebirsel Riccati denklemini çözerek Kalman kazancı L bulunmaktadır. Doğrusal Karesel Regülatör ve Kalman filtresi Şekil 3.11'deki gibi birleştirildiğinde Doğrusal Karesel Gaus kontrolcüsü ortaya çıkmaktadır. Bu yapı (3.28)'de açık şekilde tasvir edilmektedir. Görüldüğü üzere DKG kontrolcüsü DKR'nin aksine kontrol ettiği sistem gibi bir dinamik sistem olmaktadır.

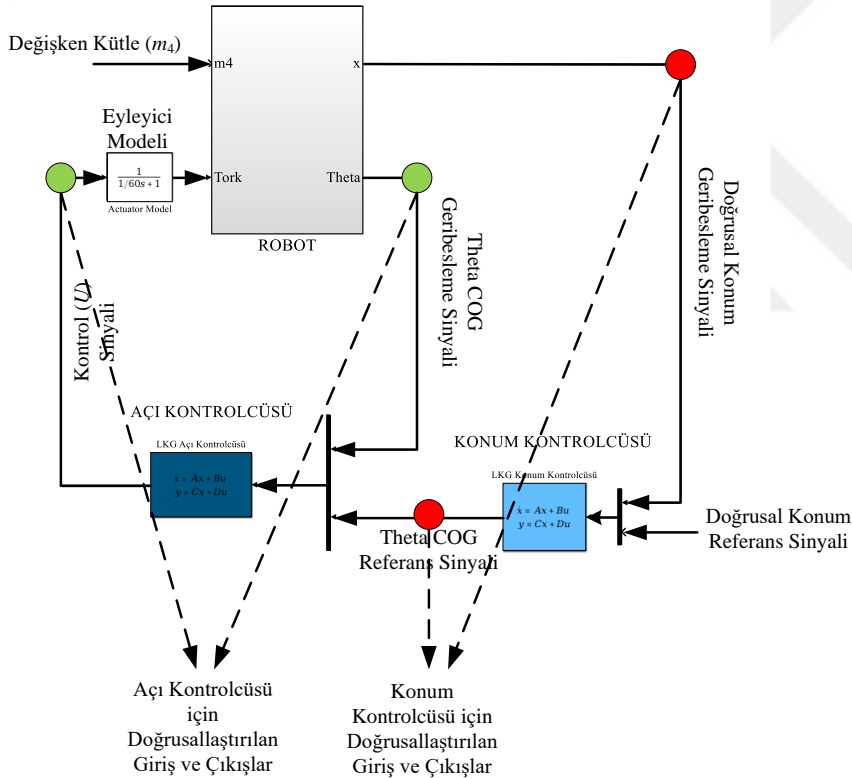
⁵⁴ White noise

$$\frac{d}{dt} \tilde{x} = [A - LC - (B - LD)K] \tilde{x} + Ly$$

$$u = -K \tilde{x}$$
(3.28)

Kontrolcüye son olarak integral etkisi de eklendiğinde y çıkış sinyali, r istenen sinyal değerini süreç (w) ve ölçüm (v) gürültülerinden etkilenmeksizin takip edebilmektedir.

DKG kontrolcüsü tasarımı esnasında, doğrusal olmayan dinamik sistem sıfır denge noktası etrafında doğrusallaştırılarak ve Çizelge 3.2'de yer alan parametreler kullanılarak oluşturulan kontrolcü tasarımı dinamik sisteme uygulanmıştır. Şekil 3.13-3.18'de DKG kontrol yöntemine ait sonuçlar yer almaktadır. Çizelge 3.2'de yer alan kontrolcü parametreleri Şekil 3.11'de tasvir edilen adımlar takip edilerek tasarlanmıştır.



Şekil 3.12 : Doğrusallaştırma için gerekli noktalar.

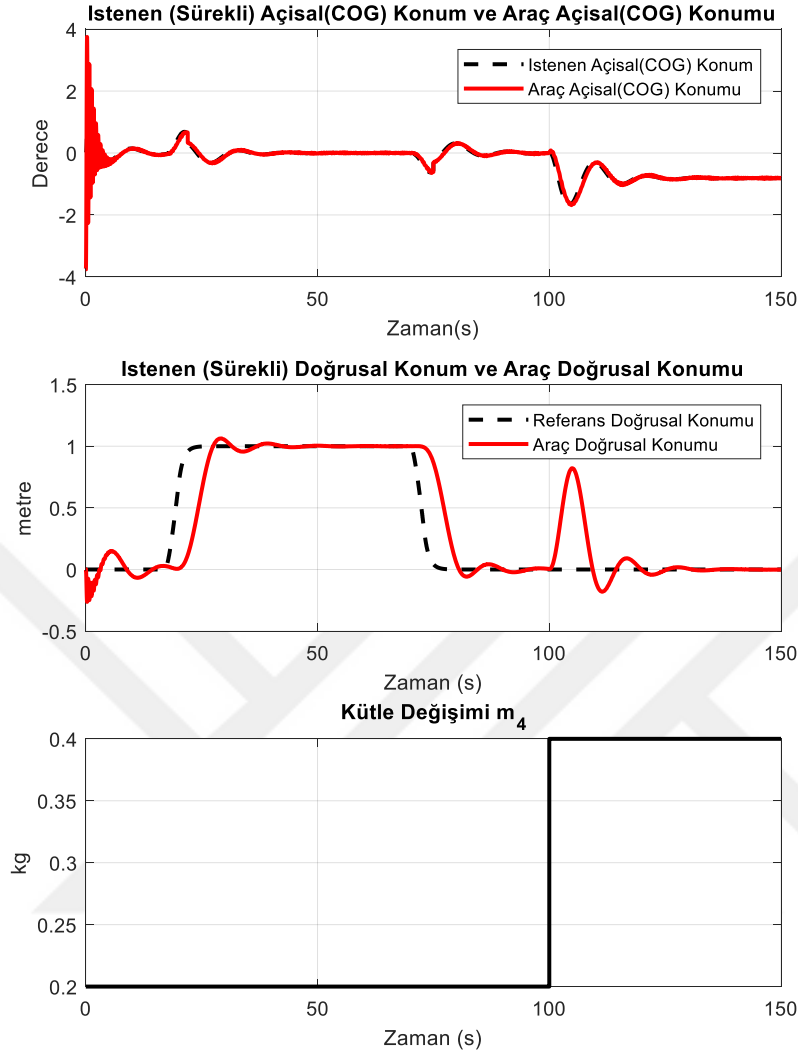
Yukarıda dikkat edildiği üzere kontrol mekanizması iki aşamadan meydana gelmektedir. İlk aşamada iç döngü- açılı kontrolcüsünün tasarlanması (hızlı dinamikler) gerekmektedir. Robotik sistemimiz doğrusal olmadığından dolayı önceden belirlenen giriş-çıkış noktaları arasında doğrusallaştırması DKG kontrolcüsünün tasarlanması için gereklidir. Şekil 3.12'de ilk olarak açılı kontrolcüsü için seçilen giriş-çıkış noktaları

robot dinamik sisteminin burma momenti (*Tork*) ile Theta COG (θ_{cog}) olarak belirlenmiştir. İlk doğrusallaştırmanın ardından Açık Kontrolcüsü tasarlanmaktadır. Açık kontrolcüsünün tasarlanmasının ardından, konum kontrolü için sistemin tekrar doğrusallaştırılması gerekmektedir. Bu aşamada Açık Kontrolcüsü de dinamik sistemin içerisine dahil ederek oluşturulan genişletilmiş dinamik sistem de doğrusallaştırılmıştır. Tüm süreçler sonucunda elde edilen kontrolcü değişken değerleri aşağıda Çizelge 3.2’de verilmektedir. Kontrol sistemine ait dinamik denklemler ise ekler kısmında yer almaktadır.

Çizelge 3.2 : DKG kontrolcüsü için gerekli değişken değerleri.

	Açık Kontrolcüsü	Konum Kontrolcüsü
Q	0.01	0.1
R	0.00001	0.1
Q_i	0.8	0.8
Q_n	$1 \times I_5$	$0.1 \times I_{13}$
R_n	1	1

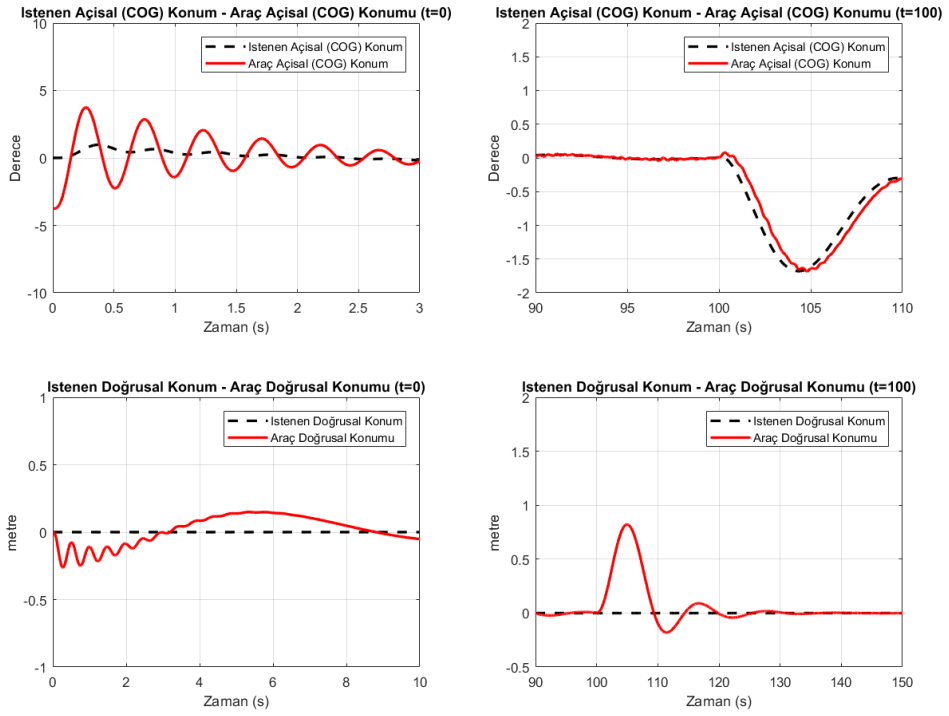
Aşağıda yer alan benzetim sonuçları kütle merkezinin açısal değişimini, doğrusal konum takip performansını, değişken kütle ve kontrol sinyali ile ilgili verileri ortaya koymaktadır. Şekillerden gözlemlendiği üzere her iki DKG kontrolcüsü de referans gezingeyi takip edebilecek ve değişken kütleyle bağlı olan etkiyi de başarılı bir şekilde bastırmaktadır ($t=100$ s). Kütle değişiminden sonra meydana gelen salınımlar başarılı şekilde bastırılıp, sistemin 20 saniye gibi bir süre içerisinde sürekli duruma erişmesi sağlanmaktadır. DKG kontrolcülerini için performans kriterleri Çizelge 3.3’de verilmektedir. Çizelgedeki verilere göre *ISCI* indeksi, PID kontrolcüsüne göre daha düşük olduğu gözükmemektedir ve daha az kontrol eforu gerektiği ortaya çıkmaktadır. Bunun önemi gerçek zamanlı dinamik sistemlerde uygulamada ortaya çıkmaktadır. Tüm hata verileri de (*IAE*, *MAE*, *ISE*) aynı zamanda düşük olup, bu doğrultuda DKG kontrol yaklaşımının daha iyi gezinge takip performansına ve gürbüzlüğe sahip olduğu sonucuna varılabilmektedir.



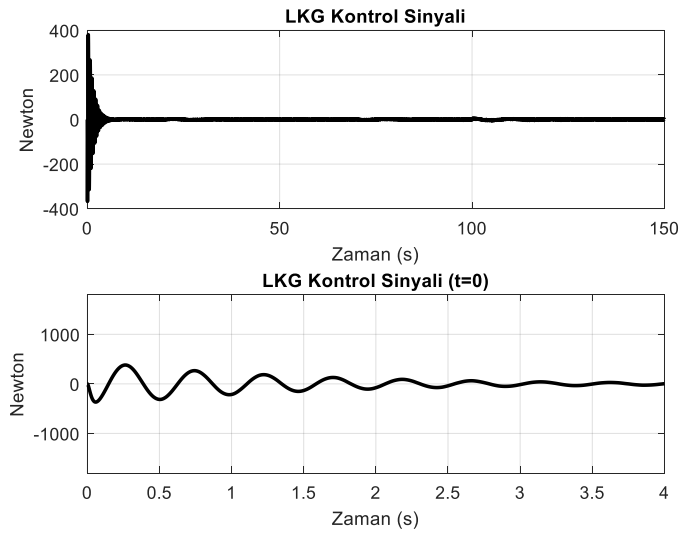
Şekil 3.13 : DKG açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

Benzetim çalışmaları esnasında iki farklı kıstas göz önünde bulundurulmuştur. Gerçek zamanlı sistem üzerinde yüksek tork değerine sahip motorlar bulunmaktadır. Ancak yüksek torkun getirmiş olduğu gecikme ise benzetim çalışmalarına aktarılması tasarlanan kontrolcülerin gerçekliği ve uygulanabilirliği açısından önem arz etmektedir. Bu amaçla grafiklerden anlaşılacağı üzere her bir kontrol yöntemi için iki farklı yapıda kontrolcü ön plana çıkmaktadır. İlk olarak gerçek zamanlı motor yapısına uygulanabilirliği yüksek olabilmesi için belirli bir gecikmeye sahip kontrolcü tasarlanmış olup, diğer grafilerde hızlı ve ideal motor yapılarına uygulanabilecek kontrolcü yapıları gözlemlenmektedir. Bu ayırım Şekil 3.13 ve 3.16’da açıkça ortaya serilmektedir. Şekil 3.13’de robot referans değere daha yavaş şekilde ulaşmaktadır.

Şekil 3.16’da ise ideal yapıdaki motor yapısına uygun hızlı cevap verebilen kontrolcü yapısı görülmektedir.

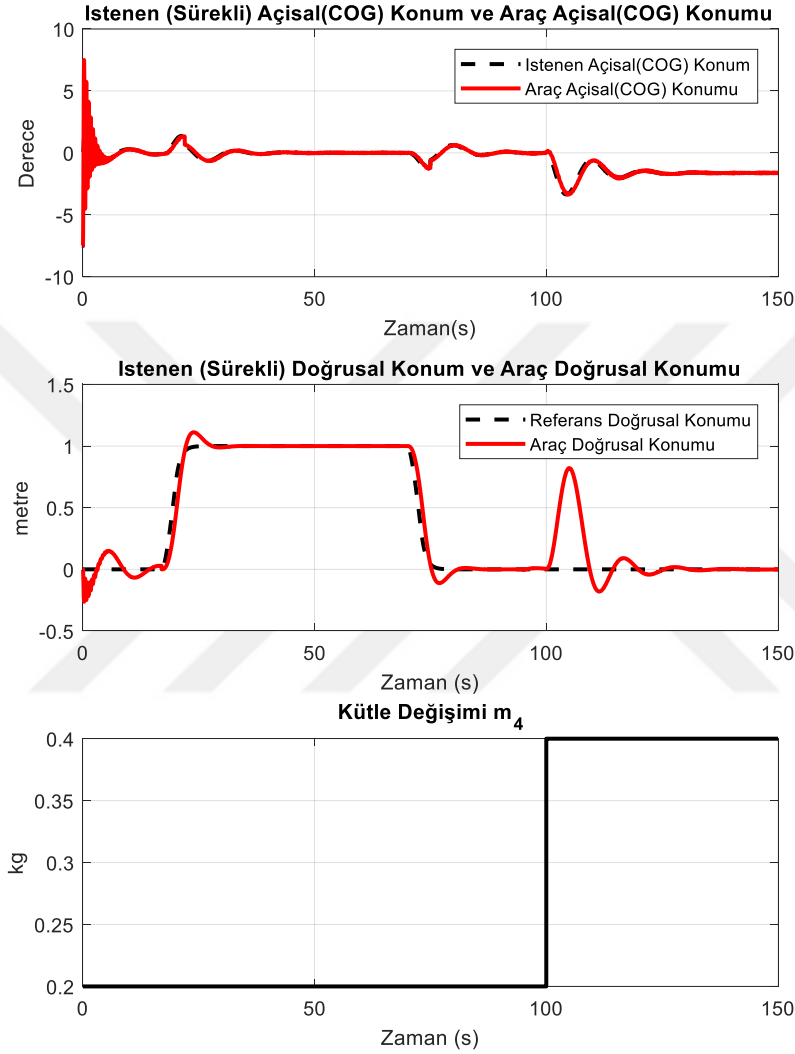


Şekil 3.14 : Geçici ve durağan durum cevapları.



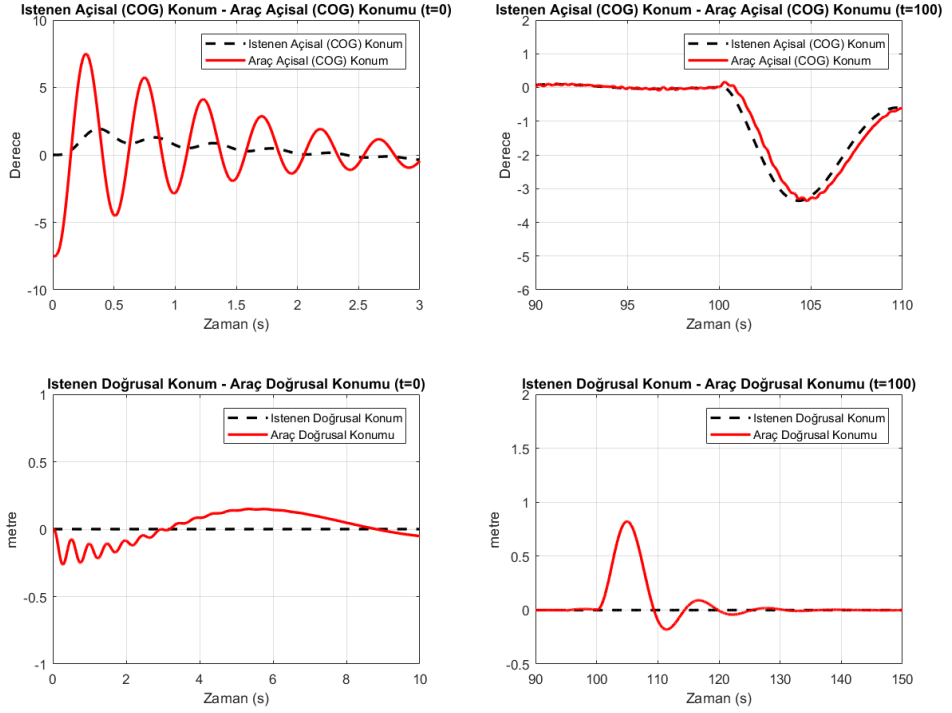
Şekil 3.15 : DKG kontrol sinyalleri.

DKG kontrol yaklaşımı doğrusal dinamik sistemler için tasarlanmış olmasına rağmen Şekil 3.16'da görüldüğü üzere ayrı şekilde tasarlanan doğrusal quadratik regülatör ve Kalman filtresi kendi başlarına kararlı ve eniyileme yeteneğine sahip kontrolcü ve gözleyicilerdir.

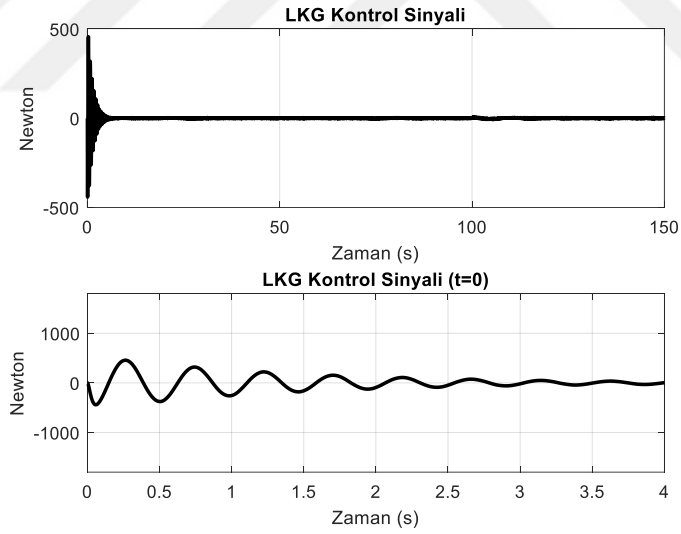


Şekil 3.16 : DKG açısal ve konum takip verimi (İdeal motor yapısı) (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

İki farklı sistemin birleşiminden ortaya çıkan sistem ise tekrar eniyileme yeteneğine sahip yeni bir sistem olmaktadır. Yukarıda ideal motor yapısına sahip robot yapısının gerçekte kullanılan ideal olmayan motor yapısına oranla gözle görünür şekilde referans değere ulaştığı gözlemlenmektedir. Sistem hızlı reaksiyon gösterirken daha üst genlikte referans sayısal açısal değeri oluşturmakta ve salımsal hareketler sistemi belirsizliklere daha duyarlı hale getirmektedir (Şekil 3.17).



Şekil 3.17 : Geçici ve durağan durum cevapları (İdeal motor yapısı).



Şekil 3.18 : DKG kontrol sinyalleri (İdeal motor yapısı).

Çizelge 3.3 : DKG kontrol için performans ölçütleri.

Ölçüt	Konum (x)	Kütle Merkezi Açısı (θ_{cog})	Kontrol Sinyali (U)
IAE	16.82	6.228	-
MAE	6.073×10^{-4}	1.584×10^{-4}	-
ISE	10.65	3.351	-
ISCI	-	-	3.513×10^4

İntegral Mutlak Hata (IAE), Ortalama Mutlak Hata (MAE), İntegral Karesel Hata (ISE) ve İntegral Karesel Kontrol Girişi (ISCI)

3.4 Geribeslemeli Doğrusallaştırılmalı Kontrol

Geribeslemeli doğrusallaştırılmalı kontrol (GDK), kontrol edilecek sistemin tam olarak tasvir edecek doğrusal eşleniğini oluşturan doğrusal olmayan bir kontrol yöntemidir. GDK, uygun kontrol girişi kullanarak doğrusal olmayan dinamik yapıyı, uygun bir dönüşüm yardımıyla doğrusal olana dönüşüm işlemidir (D. E Kim et al. 2010). Bu yöntemin yararı, gerçek doğrusal olmayan sistemin geniş bir yelpazede tanımlanabiliyor oluşudur. Aşağıda doğrusal olmayan bir sistemin tasviri yer almaktadır.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}\quad (3.29)$$

Amaç $u = k(x) + v$ kontrol sinyali uygulayarak tam olarak sistemi ifade edecek doğrusal eşleniğini bulmaktır. Projede, tasarım kolaylığı ve hızlı dinamiklerin öneminden dolayı iç çevrim kontrolü GBK ile gerçekleştirilmektedir. Buna göre basitleştirilmiş denklem:

$$ml^2\ddot{\theta} = mgl \sin(\theta) - T \quad (3.30)$$

Burada θ açısı θ_{cog} olarak alınmaktadır. Denklem durum uzayında yazılırsa:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta_{cog} \\ \dot{\theta}_{cog} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \frac{g}{l_{cog}} \sin(\theta_{cog}) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{ml_{cog}^2} \end{bmatrix} u \quad (3.31)$$

$$y = \theta_{cog}$$

Yukarıdaki denklemde görüldüğü üzere θ ile θ gösterilen açısal değerler θ_{cog} 'a dönüşmektedir. Geribeslemeli kontrolcü ise (3.32) deki gibidir.

$$f(x) = \begin{bmatrix} \theta \\ \frac{g}{l_{cog}} \sin(\theta) \end{bmatrix}$$

$$g(x) = - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{ml_{cog}^2} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$h(x) = \theta_{cog}$$

Denklem son olarak aşağıdaki hale dönüşmektedir.

$$\ddot{\theta}_{cog} = \frac{g}{l_{cog}} \sin(\theta_{cog}) - \frac{1}{ml_{cog}^2} u \quad (3.33)$$

$$u = \left(\frac{g}{l_{cog}} \sin(\theta_{cog}) - \ddot{\theta}_{cog} \right) ml_{cog}^2$$

Yeni bir denklem tanımlanırsa

$$\ddot{e} + \alpha \dot{e} + ke = 0 \quad (3.34)$$

İstenen çıkış değeri (3.35) gibi olmaktadır.

$$\ddot{\theta}_{cog} = (\dot{\theta}_{cog} - \dot{\theta}_{cogd}) - (\theta_{cog} - \theta_{cogd})$$

$$u = -ml_{cog} \left(\frac{g}{l_{cog}} \right) \sin(\theta_{cog}) + v \quad (3.35)$$

$$v = \ddot{\theta}_{cog} + \alpha (\dot{\theta}_{cogd} - \dot{\theta}_{cog}) + (\theta_{cogd} - \theta_{cog})$$

Denklem (3.33)'te yer alan ilk terim sistemin doğrusal olmayan kısımlarını, ikinci terim ise sistemin istenilen gezinmeleri takip etmesini sağlamaktadır. Kontrolcüyle ilgili parametreler açısal dinamikler kritik sönümlü yapılmak istediğinde gerekli değerler Çizelge 3.4 ve 3.5'de verilmektedir. GDK ve DKG kontrolcülerinin değişken kütleyle bağlı olarak hata matrisleri kıstası göz önüne alınarak verimlilikleri değerlendirildiği takdirde Şekil 3.13'de görüldüğü üzere $t = 100$ saniyede meydana gelen parametre değişiminin bastırılması DKG kontrolcü kullanılarak yapılan benzetim çalışmalarına oranla uzun zaman almakta ve kalıcı hale geçiş esnasında salınımlar yaşanmaktadır. Çizelge 3.6'da performans indisine bakıldığında ise daha az

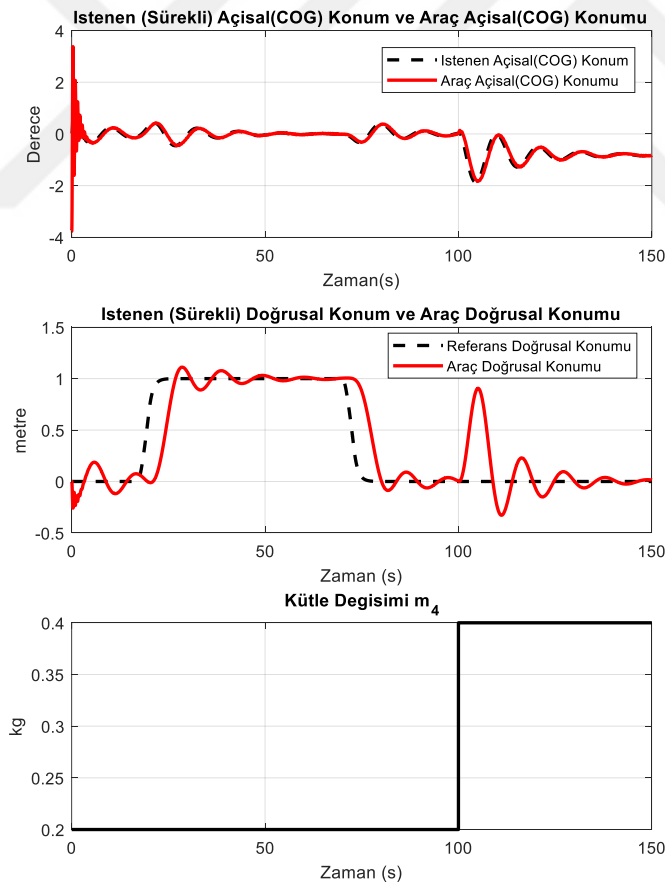
kontrol eforu harcanmasına karşın diğer hata indisleri DKG kontrolcüsünün parametre değişimlerine karşı gürbüz ve daha verimli olduğunu ortaya koymaktadır.

Çizelge 3.4 : Kontrolcü değişkenleri.

Geribeslemeli doğrusallaştırılmalı kontrol	
k	10
α	6.32

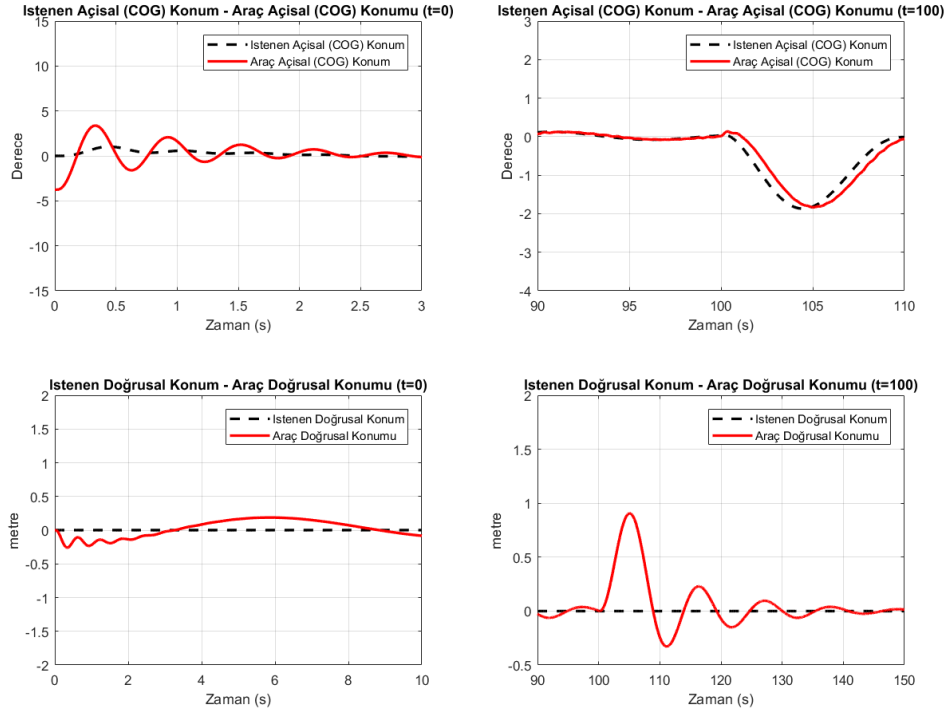
Çizelge 3.5 : Kontrolcü tasarım değişkenleri.

DKG Konum Kontrolcüsü	
Q	0.01
R	0.01
Q_i	0.6
Q_n	$0.1 \times I_\theta$
R_n	1



Şekil 3.19 : GDK açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

Şekil 3.19’da ideal olmayan motor yapısı için tasarlanan kontrolcüler incelendiğinde sistemin doğrusal olmayan dinamikleri kontrolcü yardımıyla doğrusal hale getirilmesine ve bu sisteme uygun doğrusal kontrolcü tasarlanmasına rağmen DKG kontrolcüsüne göre yetersiz performans göstermektedir. Bunun nedeni kontrolcüsünün içerdiği doğrusal olmayan terimlerin yüksek hassasiyetle sistemi tasvir etmiyor olmasındandır.

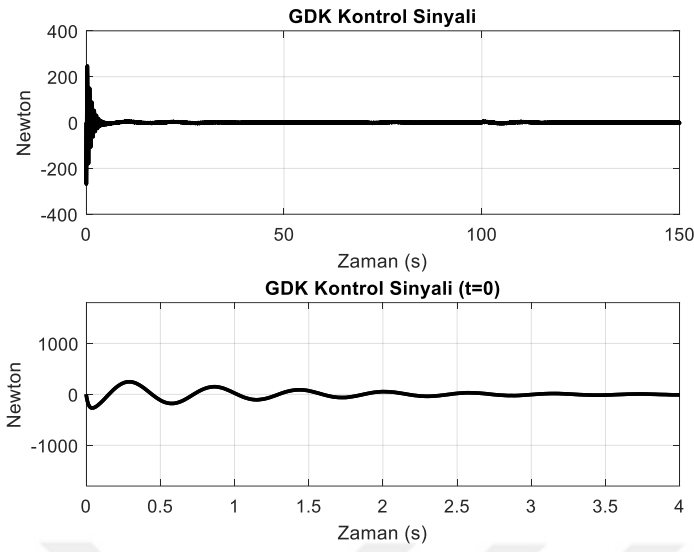


Şekil 3.20 : GDK kontrol için performans ölçütleri.

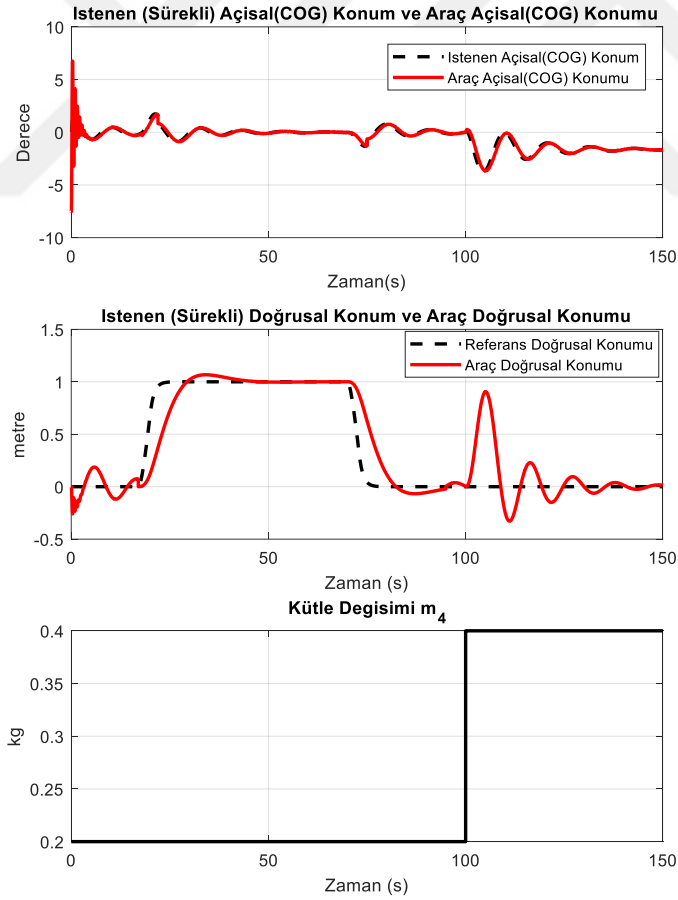
Çizelge 3.6 : GDK kontrol için performans ölçütleri sayısal değerleri.

Kriter	Konum(x)	Kütle Merkezi Açısı (θ_{cog})	Kontrol Sinyali (U)
IAE	21.6	11.83	-
MAE	9.495×10^{-3}	2.436×10^{-4}	-
ISE	12.18	4.432	-
ISCI	-	-	1.053×10^4

İntegral Mutlak Hata (IAE), Ortalama Mutlak Hata (MAE), İntegral Karesel Hata (ISE) ve İntegral Karesel Kontrol Girişi (ISCI).

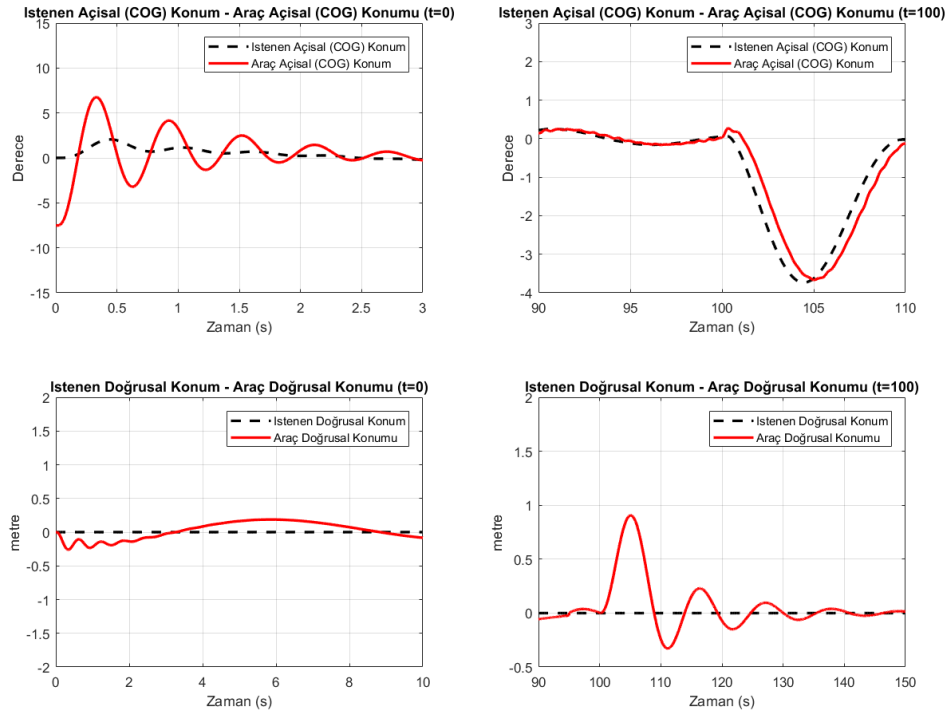


Şekil 3.21 : GDK kontrol sinyalleri.

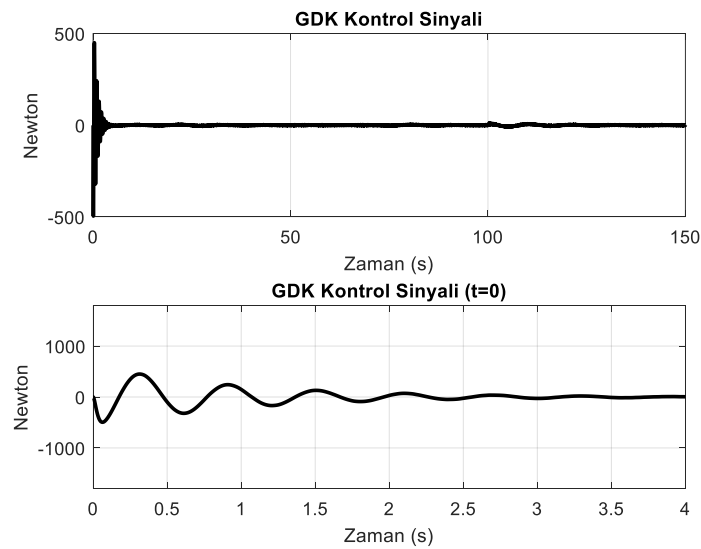


Şekil 3.22 : GDK açısal ve konum takip verimi (İdeal motor yapısı) (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

Benzetim çalışmaları sonucunda ideal motor yapısı için tasarlanan kontrolcü, gerçek zamanlı motor için tasarlanan kontrol yapısından daha hızlı şekilde istenen referans değere ulaşmaktadır. Şekil 3.22’de görüldüğü üzere kontrolcü parametre değişimine kadar oldukça iyi gezinge takibi performansı göstermektedir. Ancak parametre değişimine karşı yeterli gürbüzlüğü gösterememektedir. Bu aşamada değişken parametrelere karşı gürbüz bir kontrolcü tasarımı elzem olmaktadır.



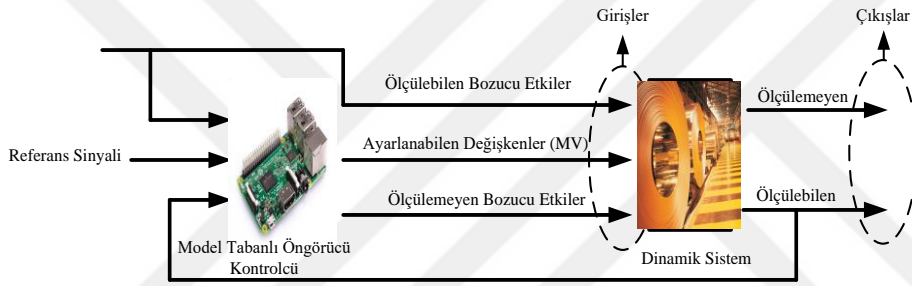
Şekil 3.23 : GDK kontrol için performans ölçütleri (İdeal motor yapısı).



Şekil 3.24 : GDK kontrol sinyalleri (İdeal motor yapısı).

3.5 Uyarlanabilir Model Tabanlı Öngörücü Kontrol

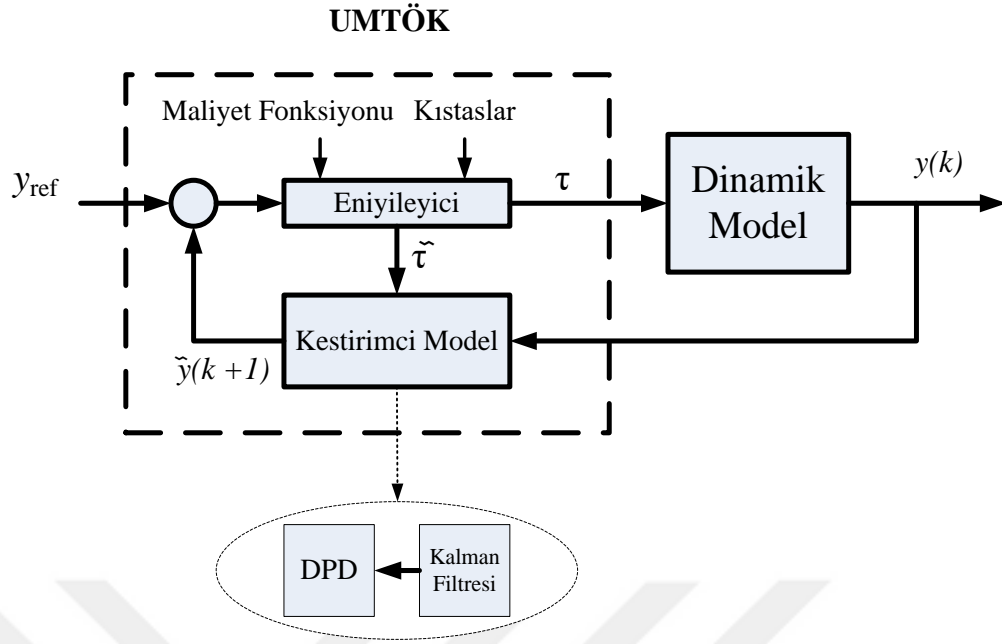
Model Tabanlı Öngörücü Kontrol (MTÖK), endüstriyel süreç kontrolünde son zamanlarda işlemci güçlerinin yeteri düzeylere ulaşmasıyla sıklıkla yararlanılan bir kontrol yöntemidir. Bu kontrol yönteminin temelini bakıldığında esas amacın MTÖ Kontrolün, belirli bir zaman aralığında optimize edilmiş sistemi, sistemin gelecek durumlarını tahmin ederek kontrol etmesine dayanmaktadır. Model Tabanlı Öngörücü Kontrol ile Doğrusal Karesel Regülatör arasındaki en önemli fark öngörücü kontrol yaklaşımının değişken zaman ufuk penceresi ⁵⁵ kullanarak eniyileme problemini çözerken, DKR yaklaşımı ise sabit pencere üzerinden yapmaktadır. Değişken benzerinin kullanılmasının yararı sistem değişkenleri üzerine etkileyen kısıtlar altında gerçek zamanlı en iyileme probleminin çözülebilmesidir.



Şekil 3.25 : Model tabanlı öngörücü kontrol genel yapısı.

Yukarıda Şekil 3.25'te tasvir edildiği üzere MTÖ kontrolcüsü doğrusal sistem dinamiklerini, bozucu etkileri ve gürültü modellerini, sistemin durum değişkenlerinin kestirimini yapabilmek ve gelecekteki çıkış sinyallerini oluşturabilmek için kullanmaktadır. Gelecekteki çıkış sinyallerini tahmin ederek karesel en iyileme problemi çözülmekte ve en iyi ayarlanabilir değişken (MV) ayarlaması yapılmaktadır. Kontrol yöntemi yüksek seviyede matematiksel işlem barındırdığından yüksek işlemci gücüne ihtiyaç duymaktadır. MTÖ Kontrol yöntemi kesinsizlik içeren doğrusal ve doğrusal olmayan dinamik sistemler üzerinde uygulanabilmektedir.

⁵⁵ Moving-time horizon window



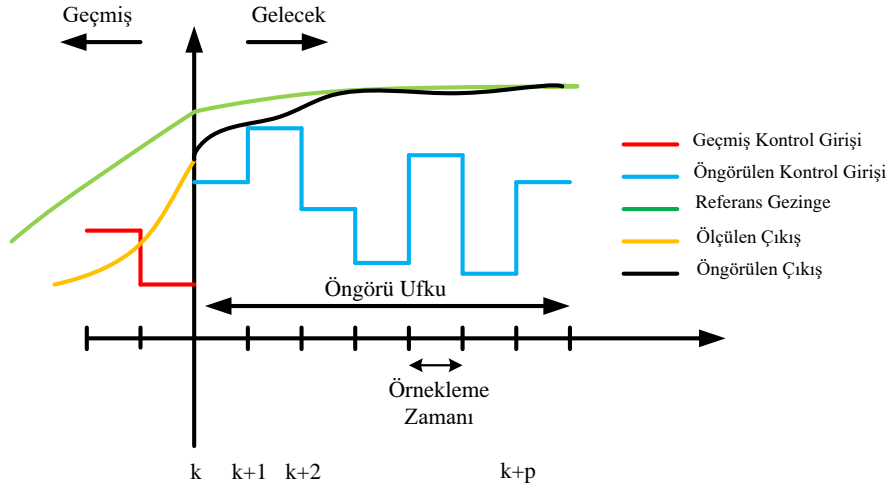
Şekil 3.26 : UMTÖK detaylı blok şeması.

Eğer sistemde kesinsizlik yüksek seviyede ise kontrolcünün performansı ve gürbüzlüğü etkilenmekte ve düşmektedir. MTÖ kontrol yinelemeli⁵⁶, sınırlı-zamanlı dinamik sistem en iyilemesine dayalı bir yöntemdir. MTÖ kontrolün çalışma ilkesi özetle şu şekildedir: t anında mevcut sistem durumları örneklendirmekte ve maliyet fonksiyonunu en aza indirecek bir kontrol algoritması göreceli olarak gelecekteki sınırlı-zaman aralığı için yapılmaktadır $[t, t+T]$. Özellikle, çevrimiçi bir hesaplama ile $t + T$ zaman aralığına kadar kullanılacak maliyet enazlayacak bir kontrol yaklaşımı oluşturabilmek için durum gezinmeleri mevcut durum değişkenlerinden elde edilmektedir (Euler-Lagrange denklemleri çözümlenerek). Her seferde sadece bir adet adım ilerlenerek kontrol yöntemi uygulanmaktadır. Diğer aşamada sistem durumları tekrar örneklenmekte ve hesaplamalar yeniden baştan yapılarak yeni mevcut durum değişkenleri kullanılarak yeni kontrol ve durum öngörüsü yapılmaktadır. Öngörü ufku⁵⁷ bu sebepten ötürü sürelik olarak ileriye doğru ötelenmektedir. Bundan dolayı MTÖK uzaklaşan ufuk kontrolü⁵⁸ olarak da anılmaktadır. Şekil 3.27’de MTÖK yaklaşımının çalışma ilkesi yukarıda belirtilen tarifi pekiştirmektedir.

⁵⁶ Iterative

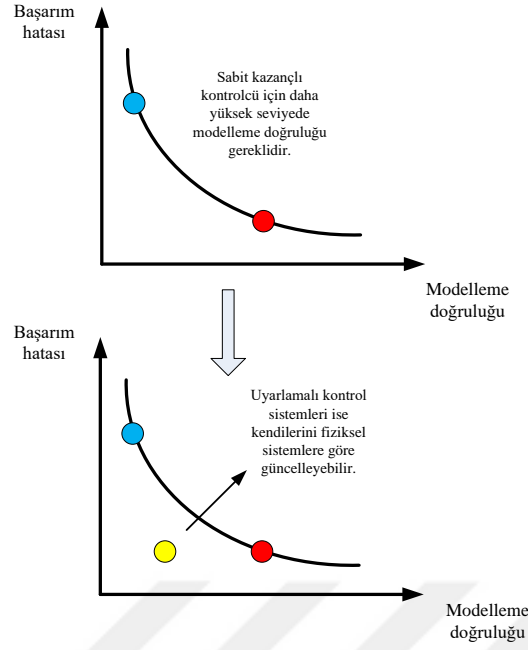
⁵⁷ Prediction horizon

⁵⁸ Receding horizon control



Şekil 3.27 : MTÖK'un temel çalışma ilkesinin betimlenmesi.

Bu sebepten ötürü bu projede yüksek kesinsizliklerle karşılaşabildiğinden Uyarlanabilir MTÖ Kontrol yöntemine yönelinmiştir. Uyarlamalı olmayan kontrol sistemlerine bakıldığında kontrol sistemi kontrol edilen dinamik sistemin önceki verilerine dayanarak tasarlanmaktadır. Buna karşın uyarlamalı kontrol sistemleri gelecek sistem verilerine de dayanmaktadır. Örnek vermek gerekirse, eğer kontrol sisteminin parametreleri dinamik sistemin parametrelerinin değişiminden dolayı değişiyor ise uyarlamalı olarak adlandırılabilir. Şekil 3.28'de görüldüğü üzere uyarlamasız kontrol yaklaşımlarını ele aldığımızdan modelleme kesinliği arttığı sürece sistemin başarıım hatası da azalmaktadır. Buna karşın uyarlamalı kontrol yaklaşımlarında ise modelleme kesinliğinden bağımsız olarak istenilen yüksek verim elde edilebilmektedir. Bu yaklaşımda Klasik MTÖ'den farklı olarak kontrolcü sürekli olarak yeni çalışma durumlarını hesaplamaktadır. Bunun için UMTÖK, kesinliksizliklerden meydana gelen doğrusal zamanla değişen (DZD) bir dinamik sistemi kullanarak, gerçek zamanlı ölçümlerin sonucunda elde edilen veriler yardımıyla kendini ayarlamaktadır. Parametre değişimi tez konusu olmasının yanısıra gerçek zamanlı uygulamalarda sıklıkla karşımıza çıkmaktadır. Sistemimizde alma ve bırakma işlemi değişken kütleli kontrol problemine bir örnek olmasına karşın, problemi daha iyi algılayabilmemiz için en göz önünde bulunan sistem uçaklardır. Uçak ilk kalkışı esnasında yüksek seviyede yakıt içerdiğinden ağırlığı fazladır. Zaman geçtikçe yakıt azalacağından değişken parametreleri bir yapıya bürünmektedir. Bu UMTÖK yapısına güzel bir örnek olarak verilebilir.

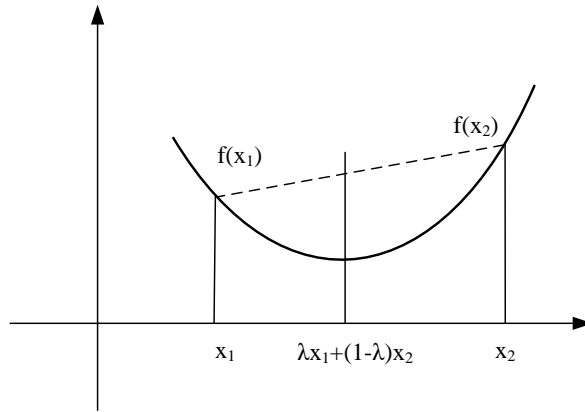


Şekil 3.28 : Uyarlamasız ve uyarlamalı kontrol karşılaştırması.

Uyarlanabilir kontrol yaklaşımında ve diğer eniyileme problem çözümlerinin en önemli kısmını oluşturan konveks en aza indirme, konveks fonksiyonları konveks kümeler üzerinden en aza indirme problemine dayanmaktadır. Konveks fonksiyonlar, eniyileme problemlerinin lokal en az değerlere takılmadan doğrudan global olarak en aza indirgenmesini sağlamaktadır. Konveks fonksiyon tanımlandığında ise fonksiyon $f: S \rightarrow R$ konveks eğer S konveks ve

$$f(\lambda x_1 + (1-\lambda)x_2) \leq \lambda f(x_1) + (1-\lambda)f(x_2) \quad (3.36)$$

$$x_1, x_2 \in S, \lambda \in [0,1]$$

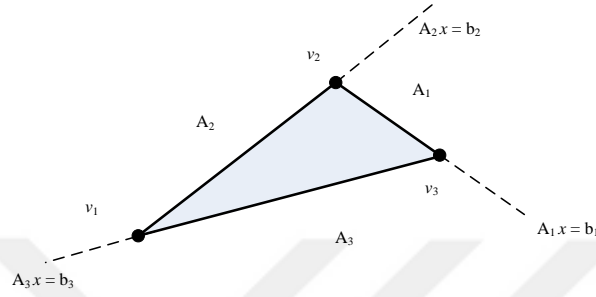


Şekil 3.29 : f konveks fonksiyonu.

Aşağıdaki şekilde konveks politop tanımlanmaktadır. Bu tanım ise (3.37)'de verilmektedir.

$$H = \{x \in \mathbb{R}^n : Ax \leq b\}$$

$$H = \{x \in \mathbb{R}^n : x = \sum_{i=1}^q \alpha_i v_i, \alpha_i \geq 0, \sum_{i=1}^q \alpha_i v_i = 1, v_i \in \mathbb{R}^n\}$$
(3.37)



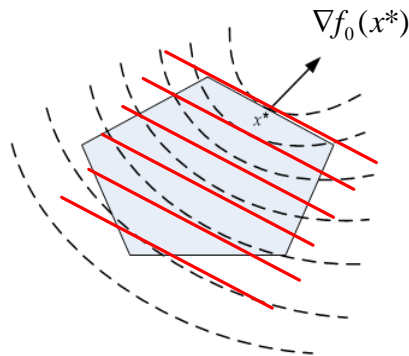
Şekil 3.30 : Konveks politop.

Aşağıda yer alan karesel program ise şu şekilde tanımlanmaktadır.

$$\min_x \frac{1}{2} x^T H x + f^T x$$

$$Ax \leq b \quad x \in \mathbb{R}^n \quad H \geq 0$$
(3.38)

Eniyileme probleminde temel olarak yapılmak istenen konveks karesel fonksiyonun politip üzerinde en aza indirilmesidir. Yukarıdaki denklemde $f^T x$ ile gösterilen doğrusal denklem kısmı Şekil 3.31'de kırmızı doğrusal çizgilerle betimlenmiştir. Bu doğrusal maliyet fonksiyonu ok yönünde ilerleyerek eniyileme işlemini yapmaktadır.



Şekil 3.31 : Karesel programlama.

Diğer taraftan $\frac{1}{2} x^T H x$ terimi ise fonksiyonun karesel özelliklerine sahip matematiksel tanımı olmaktadır. Eniyileme probleminde de amaç poligon (politop) içerisinde yer

alan olurlu çözümlere⁵⁹ ulaşabilmektedir. MTÖK algoritması karesel en iyileme problemini her zaman aralığı için çözerek Ayarlanmış Değişken (MV) olarak adlandırılan, dinamik olarak ayarlanan ve Kontrol Edilen Değişkeni (CV) istenen değerde tutmaya yarayan giriş değişkenidir. UMTÖK yöntemi de MTÖK da olduğu gibi aynı maliyet fonksiyonu üzerinden hesaplamaları yaparak en düşük değeri yakalamaya çalışmaktadır.

Buna göre maliyet fonksiyonu temel olarak yazılmak istenirse

$$\begin{aligned}
 \min \quad & \sum_{k=0}^{p-1} l(y_k - r(t+k), u_k) \\
 & x_{k+1} = f(x_k, u_k) \\
 & y_k = g(x_k, u_k) \\
 & u_k \quad x_k \quad y_k \\
 & x_0 = x(t)
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Yukarıdaki denklem daha düzenlenip ve açıklayıcı hale getirildiğinde

$$\begin{aligned}
 J_y(x_0, U) = \min_u \quad & x_N^T P x_N + \sum_{k=0}^{N-1} x_k^T Q x_k + u_k^T R u_k \\
 & R > 0 \quad Q \geq 0 \quad P \geq 0
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

Doğrusal öngörü modeli ise (3.41) deki gibi alındığında

$$\begin{aligned}
 x_{k+1} &= Ax_k + Bu_k \\
 y &= Cx_k
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

$$x \in R^n \quad u \in R^m \quad y \in R^p$$

haline gelmektedir. Eniyileme probleminin çözümü esnasında dikkate alınan kısıtlar ise (3.42) deki gibidir.

$$\begin{aligned}
 u_{\min} \leq u(t) \leq u_{\max} \quad & k = 0, 1, \dots, N-1 \\
 y_{\min} \leq y(t) \leq y_{\max} \quad & k = 0, 1, \dots, N
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

Maliyet fonksiyonu yeniden düzenlenirse

⁵⁹ Feasible solutions

$$\begin{aligned}
J(x_0, U) = & x_0^T Q x_0 + \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \\ x_N \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} Q & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Q & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & Q & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \\ x_N \end{bmatrix}}_{\bar{Q}} + \dots \\
& \underbrace{\begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_{N-2} \\ u_{N-1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_{N-2} \\ u_{N-1} \end{bmatrix}}_{\bar{R}}
\end{aligned} \tag{3.43}$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \\ x_N \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} B & 0 & \cdots & 0 \\ AB & B & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A^{N-1}B & A^{N-2}B & \cdots & B \end{bmatrix}}_{\bar{S}} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_{N-2} \\ u_{N-1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \vdots \\ A^{N-1} \\ A^N \end{bmatrix}}_{\bar{T}} x_0 \tag{3.44}$$

$$\begin{aligned}
J(x_0, U) = & x_0^T \bar{Q} x_0 + (\bar{S}U + \bar{T}x_0)^T \bar{Q} (\bar{S}U + \bar{T}x_0) + U^T \bar{R} U \\
= & \frac{1}{2} U^T 2(\bar{R} + \bar{S}^T \bar{Q} \bar{S}) U + x_0^T 2\bar{T}^T \bar{Q} \bar{S} U + \frac{1}{2} x_0^T 2(Q + \bar{T}^T \bar{Q} \bar{T}) x_0
\end{aligned} \tag{3.45}$$

En iyileme değeri maliyet fonksiyonu sifira eşitlenerek elde edilmektedir.

$$J(x_0, U) = \frac{1}{2} U^T H U + x_0^T F U + \frac{1}{2} x_0^T Y x_0 \tag{3.46}$$

$$\nabla_U J(x_0, U) = H U + F^T x_0 = 0 \tag{3.47}$$

Buna bağlı olarak ortaya çıkan kontrol sinyali dizisi aşağıda (3.48)'deki gibidir.

$$U^* = \begin{bmatrix} u_0^* \\ u_1^* \\ \vdots \\ u_{N-1}^* \end{bmatrix} = -H^{-1} F^T x_0 \tag{3.48}$$

Kısaca MTÖK kontrolcüsü tasarımıyla elde edilen kontrol sinyali ilişkilendirilirse, adımlar şu şekilde ilerlemektedir.

1. t anında $x(t)$ durumu ölçülür ya da kestirimi yapılır.
2. Karesel Eniyileme Problemi (QP) çözülür.
3. Çözüm $U^* = [u_0^* \ u_1^* \ \dots \ u_{N-1}^*]$ olur.
4. Sadece $u(t) = u^*(0)$ uygulanır.
5. $t+1$ ve sonrası için tekrar edilir.

Kıstas olmaması durumunda ise MTÖK kontrol, Doğrusal Karesel Regülatör olmaktadır. Kontrol sinyali ise (3.50)'de görülmektedir.

$$J(x_0, U) = \frac{1}{2} U^T H U + x_0^T F U + \frac{1}{2} x_0^T Y x_0 \quad (3.49)$$

$$G U \leq W + S x(t)$$

$$u(t) = -[I \ 0 \ \dots \ 0] H^{-1} F x(t) \approx K x(t) \quad (3.50)$$

Referans takibi için maliyet fonksiyonu tekrar düzenlenirse (3.51) elde edilir.

$$J_y(z_k) = \sum_{j=1}^{n_y} \sum_{i=1}^p \left\{ \frac{w_{i,j}^y}{s_j^y} (r_j(k+i|k) - y_j(k+i|k)) \right\}^2 \quad (3.51)$$

Yukarıdaki denklemde k mevcut kontrol aralığını, p tahmin aralığını (aralık sayısı), n_y kontrol edilen sistemin çıkış değişkenlerini, z_k karesel problem (QP) seçimini ($z_k^T = [u(k|k)^T \ u(k+1|k)^T \ \dots \ u(k+p-1|k)^T \ k]$), $y_j(k+i|k)$ i th tahmin aralığında bulunan j inci kontrol edilen değişkeni, $r_j(k+i|k)$ i th tahmin aralığında bulunan j inci referans değişkeni, s_j^y j inci sistem çıkış değişkeni için ölçek çarpanı ve $w_{i,j}^j$ sistem çıkışının önemini belirleyen ayarlama ağırlık katsayısı. Bu değişkenler arasında $n_y, s_j^y, p, w_{i,j}^j$ kontrolcü tasarımı esnasında hesaplanmakta ve sabit kalmaktadır. Tahmin modeli ise şu şekilde ifade edilmektedir:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A x_k + B_u u_k + B_v v_k + B_w w_k \\ y_k &= C x_k + D_v v_k + D_w w_k \end{aligned} \quad (3.52)$$

Burada v_k ölçüm gürültüsü ve $w_k = [d_k, e_k]$ ise süreç gürültüsü olarak tanımlanmaktadır. Sistemin gelecek gezinteleri H_p tahmin uzayı üzerinden hesaplanmaktadır.

Tüm tahmin aralıkları için $w_k = 0$ yapıldığı takdirde denklem şu şekli almaktadır. Denklem (3.53)'de yer alan u_k kontrol sinyali maliyet fonksiyonu sürekli halde tutulamayacağından ($e_k = 0$ ve $u_k = 0$ olamaz), $u_k = u_{k-1} + \Delta u_k$ seçilmiştir.

$$y_{k+H_p|k} = C \left(A^{H_p} x_k + \sum_{j=0}^{H_p-1} A^{H_p-1-j} B \left(u_{k-1} + \sum_{i=0}^j \Delta u_i \right) \right) + D_v v_{H_p} \quad (3.53)$$

Denklem tüm H_p tahmin edilen zaman aralıkları için çözümlü basite indirgenildiğinde

$$\begin{pmatrix} y_{k+1} \\ y_{k+2} \\ \vdots \\ y_{k+H_p} \end{pmatrix} = S_x x_k + S_{u-1} u_{k-1} + S_u \begin{pmatrix} \Delta u_k \\ \Delta u_{k+1} \\ \vdots \\ \Delta u_{k+H_p-1} \end{pmatrix} + H_v \begin{pmatrix} v_k \\ v_{k+1} \\ \vdots \\ v_{k+H_p} \end{pmatrix} \quad (3.54)$$

$$S_x = \begin{pmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{H_p} \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{H_p n_y \times n_x} \quad (3.55)$$

$$S_{u-1} = \begin{pmatrix} CB_u \\ CAB_u + CB_u \\ \vdots \\ \sum_{j=0}^{H_p-1} CA^j B_u \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{H_p n_y \times n_u} \quad (3.56)$$

$$S_u = \begin{pmatrix} CB_u & 0 & \cdots & 0 \\ CB_u + CAB_u & CB_u & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{j=0}^{H_p-1} CA^j B_u & \sum_{j=0}^{H_p-1} CA^j B_u & \cdots & CB_u \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{H_p n_y \times H_p n_u} \quad (3.57)$$

$$H_v = \begin{pmatrix} CB_v & D & 0 & \cdots & 0 \\ CAB_v & CB_v & D & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{H_p-1} B_v & CA^{H_p-2} B_v & CA^{H_p-3} B_v & \cdots & D \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{H_p n_y \times (H_p+1) n_v} \quad (3.58)$$

Yukarıdaki denklem göz önüne alınarak, en iyileme fonksiyonu şu şekilde tasvir edilebilir.

$$\begin{aligned}
J(z, \varepsilon) = & \left(\begin{bmatrix} u(0) \\ \dots \\ u(p-1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_r(0) \\ \dots \\ u_r(p-1) \end{bmatrix} \right)^T W_u^2 \left(\begin{bmatrix} u(0) \\ \dots \\ u(p-1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_r(0) \\ \dots \\ u_r(p-1) \end{bmatrix} \right) \\
& + \begin{bmatrix} \Delta u(0) \\ \dots \\ \Delta u(p-1) \end{bmatrix}^T W_{\Delta u}^2 \begin{bmatrix} \Delta u(0) \\ \dots \\ \Delta u(p-1) \end{bmatrix} \\
& + \left(\begin{bmatrix} y(1) \\ \dots \\ y(p) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r(1) \\ \dots \\ r(p) \end{bmatrix} \right)^T W_y^2 \left(\begin{bmatrix} y(1) \\ \dots \\ y(p) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r(1) \\ \dots \\ r(p) \end{bmatrix} \right) + \rho_\varepsilon \varepsilon^2
\end{aligned} \tag{3.59}$$

En iyileme fonksiyonu için W_u , $W_{\Delta u}$, W_y matrisleri tasarım parametresi olarak seçilmektedir. Son olarak, kontrol adım sayısının m olduğunu varsayalım ve $z = [z_0; \dots; z_{m-1}]$ eniyileme değişkenleri olarak tanımlansın. Buna göre (3.60) yer alan J_m matrisi ise z değişkenlerinin değerine göre şekillenmektedir.

$$\begin{bmatrix} \Delta u(0) \\ \dots \\ \Delta u(p-1) \end{bmatrix} = J_m \begin{bmatrix} z_0 \\ \dots \\ z_{m-1} \end{bmatrix} \tag{3.60}$$

Yukarıda yer alan (3.59) denklemdeki $u(k)$, $\Delta u(k)$, $y(k)$ yerine farklı değişkenler konulduğunda maliyet fonksiyonu (3.61) gibi olmaktadır.

$$\begin{aligned}
J(z, \varepsilon) = & \rho_\varepsilon \varepsilon^2 + z^T K_{\Delta u} z + \dots \\
& 2 \left(\begin{bmatrix} r(1) \\ \dots \\ r(p) \end{bmatrix}^T K_r + \begin{bmatrix} v(0) \\ \dots \\ v(p) \end{bmatrix}^T K_v + u(-1)^T K_u + \begin{bmatrix} u_{hedef}(0) \\ \dots \\ u_{hedef}(p-1) \end{bmatrix}^T K_{ut} + x(0)^T K_x \right) z \\
& + c_y^T W_y c_y + c_u^T W_u c_u
\end{aligned} \tag{3.61}$$

Yukarıdaki denklemde yer alan bazı değerler ise (3.62) ve (3.63)'de gösterilmiştir.

$$c_y = S_x x(0) + S_u u(-1) + H_v \begin{bmatrix} v(0) \\ \dots \\ v(p) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r(1) \\ \dots \\ r(p) \end{bmatrix} \tag{3.62}$$

$$c_u = \begin{bmatrix} I_1 \\ \dots \\ I_p \end{bmatrix} u(-1) - \begin{bmatrix} u_{target}(0) \\ \dots \\ u_{target}(p-1) \end{bmatrix} \tag{3.63}$$

(3.63)'te yer alan $I_1 = \dots = I_p$ ve birim matrislerdir. Maliyet fonksiyonunun enaza indirilebilmesi için karesel proroğramlama probleminin mutlak şekilde konveks kalması önemlidir. Hessian matrisinin koşul numarası $K_{\Delta u}$ büyük seçilmesi konveksliği arttırıcı etki yapmaktadır. MTÖK kontrolcüsü tasarımı aşağıda yer alan kısıtlamalar göz önüne alınarak yapılmaktadır.

$$\begin{aligned} \Delta u_{\min} &\leq \Delta u(k) \leq \Delta u_{\max} \\ u_{\min} &\leq u(k) \leq u_{\max} \\ y_{\min} &\leq y(k) \leq y_{\max} \end{aligned} \quad (3.64)$$

Yukarıda (3.64) bahsedilen kısıtlamalar giriş, her bir aralıktaki giriş artımı ve çıkış değişkenleri üzerinde bulunmaktadır ($\varepsilon \geq 0$). ρ_ε parametresi, tasarımın yukarıda belirlenen kıstas aralıklarında kalmasını sağlamak amaçlı belirlenmiş bir cezalandırma katsayısıdır (kontrolcü tasarlanmadan önce).

Bunların ışığında en iyileme problemi genel bir kuadratik probleme dönüşmektedir.

$$\min_x \frac{1}{2} x^T H x + f^T x \quad (3.65)$$

$Ax \leq b$ koşulu sağlanarak, $x^T = [z^T \varepsilon]$ karar verme vektörü, H Hessian matrisi, A doğrusal dönüşüm matrisi, b ve f kolon vektörleri olarak tanımlanmaktadır.

Normal şartlar altında MTÖK kontrol yöntemi durum değişkenlerini tahmin ederken kararlı hal Kalman filtresinden yararlanmaktadır. Bunun aksine Uyarlamalı MTÖK ise zamanla-değişen Kalman filtresinden yararlanmaktadır. Statik Kalman filtresinde L ve M kazanç matrisleri sabit olup, doğrudan kontrol edilen dinamik sisteme, bozucu etkilere ve gürültü sinyalinin karakteristiklerine bağlıdır. Zamanla-değişen Kalman filtresi ise L ve M parametreleri ise sürekli güncellenen dinamik sistem parametreleri ile beraber güncellenmektedir.

$$\begin{aligned} L_k &= (A_k P_{k|k-1} C_{m,k}^T + N) (C_{m,k} P_{k|k-1} C_{m,k}^T + R)^{-1} \\ M_k &= P_{k|k-1} C_{m,k}^T (C_{m,k} P_{k|k-1} C_{m,k}^T + R)^{-1} \\ P_{k+1|k} &= A_k P_{k|k-1} A_k^T - (A_k P_{k|k-1} C_{m,k}^T + N) L_k^T + Q \end{aligned} \quad (3.66)$$

Yukarıdaki (3.66) denklemde Q , R ve N matrisleri sabit kovaryans matrisleri, A_k ve $C_{m,k}$ durum uzayında sistemin tanımlanmasını sağlayan matrisler olmaktadır. $P_{k|k-1}$ durum tahmin hata kovaryans matrisidir (k anında $k-1$ bilgisi kullanılarak).

Sistemimiz zamanla değişken yapıda olduğundan, Doğrusal Parametre Değişken güncelleme kuralı UMTÖK kontrolcümüzü tasarlamak için seçilmiştir. DPD sistemler endüstride sıklıkla karşılaşılmakta ve kullanılmaktadır. Doğrusal Parametre Deęişken⁶⁰(DPD) sistem, dinamikleri belirli zamanla-değişen parametrelere bağlı olan sistemleri tasvir etmek için kullanılmaktadır. Matematiksel olarak DPD aşağıdaki gibi tasvir edilmektedir. DPD sistemi belirli çalışma noktaları etrafında UMTÖK tasarlamak için kullanılabilir. Bu amaçla DPD sistemi aşağıdaki gibi durum uzayında tasvir edilebilir.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(\rho(t))x(t) + B(\rho(t))u(t) \\ y(t) &= C(\rho(t))x(t) + D(\rho(t))u(t)\end{aligned}\quad (3.67)$$

Burada (3.67); x , u , y sırasıyla durum, giriş ve çıkış vektörleri olarak tanımlanmaktadır. A , B , C , D matrisleri parametreyle değişen durum matrisleri olup, $\rho(t)$ ayarlama sinyali $(\rho(t))^T = [\rho_1, \dots, \rho_{np}]$,

$$\begin{aligned}-\alpha &\leq \rho(t) \leq \alpha \\ -\beta &\leq \dot{\rho}(t) \leq \beta\end{aligned}\quad (3.68)$$

Yukarıda (3.68) denklemde yer alan ifade çok çeşitli yapıda dinamik denklemin tasvir edilmesinde kullanılabilir. Bu gösterimlerden biri de doğrusal olmayan parametre değişken sistemlerin doğrusallaştırıldıktan sonraki gösterimini de içermektedir.

Uyarlamalı Model Tabanlı Öngörücü Kontrol tasarımı üç temel adımdan oluşmaktadır.

1. t anında yukarıda (3.51) - (3.68) tanımlanan en iyileme problemi N adımda sınırlı öngörü ufkunda çözülür.
2. Şekil 3.27'de görüldüğü üzere $u(t)$ kontrol sinyali uygulanır. (t 'den $t+1$ 'e geçiş sağlanır.)
3. $t+1$ anında yeni ölçüm yapılarak t anında yapılan hesaplamalar tekrar edilir.

Kararlılık ispatı ise aşağıdaki adımlar takip edildiğinde sağlandığı görülmektedir.

- Maliyet fonksiyonunun Lyapunov fonksiyonu olarak kullanılmasına dayanmaktadır.
- $U_t = [u_0^t \dots u_{N-1}^t]^T$ eniyileme sonucu bulunan kontrol giriş serisi olduğunu varsayalım.

⁶⁰ LPV

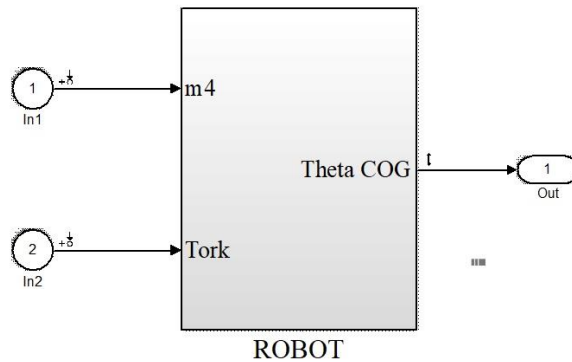
- $U_{t+1} = [u_1^t \dots u_{N-1}^t 0]^T$ kontrol girişi serisinin $t+1$ anında uygulanabilir⁶¹ olduğu varsayalım.
- U_{t+1} serisinin maliyet fonksiyonu $J(x(t)) - x(t)^T Q x(t) - u(t)^T R u(t) \geq J(x(t+1))$
- $J(x(t))$ monotonik olarak azalan (sürekli azalan ya da sabit kalan) fonksiyon olduğunu ve sıfırdan büyük olduğu varsayalım.
- Bu durumda $0 \leq x(t)^T Q x(t) - u(t)^T R u(t) \leq J(x(t)) - J(x(t+1))$
- $R, Q > 0$ olduğundan $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ ve $\lim_{t \rightarrow \infty} u(t) = 0$

Burada en büyük yarar geribesleme sayesinde elde edilmektedir. 1'den 3'e kadar yer alan adımlar yerine getirilebilmektedir.

Yukarıdaki tüm veriler doğrultusunda sistemimiz için tasarım adımları şu şekildedir.

Adım 1: Kontrol yapısı iki çevrimden oluşmaktadır. Dış çevrim daha önce de anlatıldığı üzere yavaş dinamikleri yani doğrusal konumu, iç çevrim ise sistemin performansında söz sahibi olan hızlı dinamikleri ağırlık merkezi açısal konumunu kontrol etmektedir. Tasarım kolaylığı ve işlem gücünün yeterli olabilmesi açısından UMTÖK kontrolcüsü hızlı dinamikler için tasarlanmıştır.

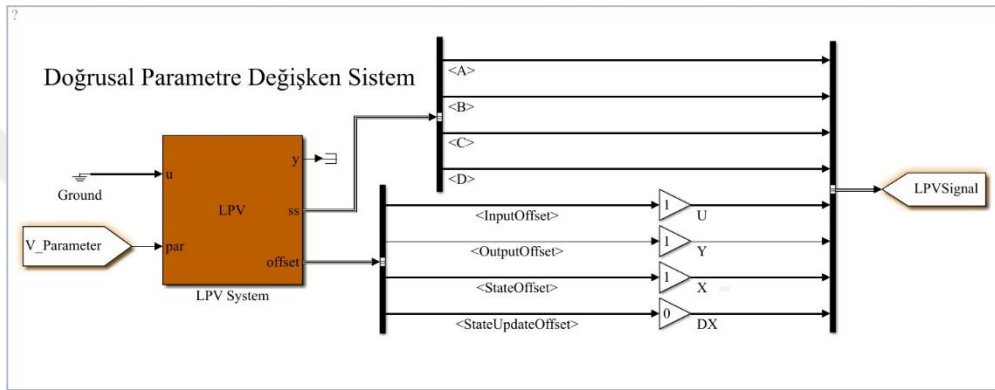
Doğrusal olamayan sistem belirli çalışma noktaları etrafında DPD sistem elde etmek amacıyla doğrusallaştırılmıştır. Elde edilen DPD üç farklı çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılmış doğrusal sistem içermektedir. $\rho = m_4$ olarak alınmıştır. Böylelikle dördüncü robot kolun ucundaki elin herhangi bir nesneyi taşıması doğru şekilde tasarım ve benzetim çalışmalarına aktarılması amaçlanmıştır.



Şekil 3.32 : Açık çevrim dinamik sistem.

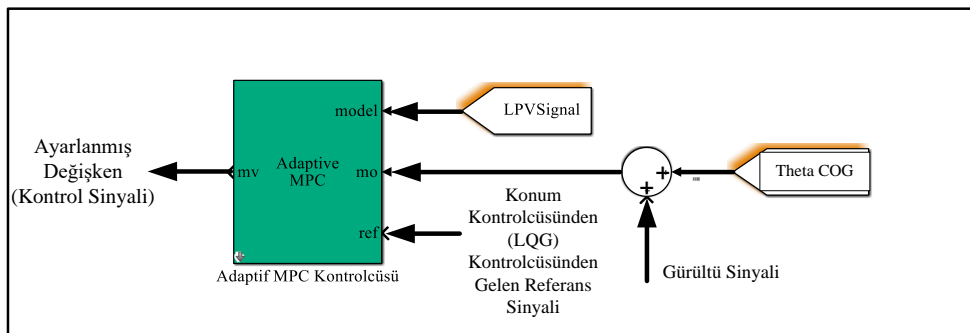
⁶¹ feasible

Şekil 3.32’de değişken m_4 kütlesi altında doğrusallaştırılmış sistemi göstermektedir. Doğrusallaştırma sonucunda üç adet farklı parametre değerleri altında doğrusal sistem elde edilmiştir. Parametre değerleri sırasıyla gerçek zamanlı sistemde karşılaşılabilecek 0.2, 0.4 ve 0.6 kg değerleri olarak seçilmiştir. DPD sistemi uyarlamalı kontrolcünün tasarımı kullanılmakta olup, değişken Kalman filtresi katsayıları sayesinde güncel koşullara ayak uydurmaktadır. Şekil 3.33’te elde edilen DPD sistemi görülmektedir. DPD sistemi her bir parametre değişiminde kontrolcüyü yeni güncellenmiş doğrusal sistemle beslemekte böylelikle uyarlamalı kontrolcü her an güncel parametrik değere sahip doğrusal sistemle kendini güncellemektedir.



Şekil 3.33 : Doğrusal parametre değişken sistem.

Adım 2: DPD sistemi elde edildikten sonra Uyarlamalı MTÖK kontrolcüsü tasarlanmaktadır. Yukarıda anlatılan matematiksel denklemlere uyarak oluşturulan kontrolcü için katsayı ve blok şeması aşağıdaki gibidir.

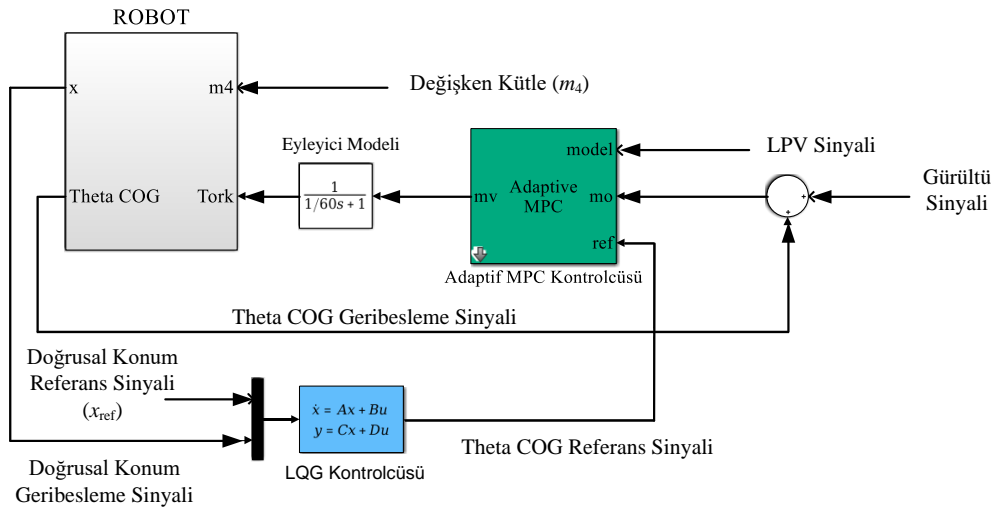


Şekil 3.34 : Uyarlamalı MTÖK tasarımı.

Çizelge 3.7 : Kontrolcü değişken sayısal değerleri.

Uyarlamalı Model Tabanlı Öngörücü Kontrolcüsü	Sayısal Değerler
Örnekleme Zamanı	0.01 sec
Öngörü Ufku ⁶²	10
Kontrol Ufku	2
Ayarlanmış Değişken (MVs)	1
Ölçülemeyen Bozucular	1
Ölçülebilen Çıktı	1
Durumlar, Girişler, Çıkışlar	4, 2, 1

Adım 3: Açısız kararlılık ve performans gereksinimleri UMTÖK kontrolcüsü tarafından sağlanmaktadır. Son aşama ise dış döngü kontrolcüsünü tasarlamaktır. Bu kontrolcüde daha önce tatminkâr seviyede verim alınan DKG kontrolcüsü olmaktadır. Dış döngü sistemin yavaş dinamiklerini tasvir ettiğinden ayrıca UMTÖK kontrolcüsü tasarlanan sistemin hızını düşüreceğinden ve tasarım zorluğu getireceğinden tercih edilmemiştir. DKG kontrolcüsü tasarlanırken daha önce izlenen adımlar tekrar edilmiş ve sistem belirli çalışma koşulları altında doğrusallaştırılarak referans gezinmeleri takip etmesi sağlanmıştır (Şekil 3.35).



Şekil 3.35 : Uyarlamalı MTÖK kapalı çevrim kontrol yapısı.

Kalman filtresi durum değişkenlerinin kestirimi için kullanılan güçlü bir araçtır. 1960'lı yıllarda Rudolf E. Kalman tarafından geliştirilmiştir. Kalman uygulamada

⁶² prediction horizon

başarılı olmasının yanında teorik olarak da ilgi çeken filtreleme yöntemidir. Bunun sebebi kestirim hatasının varyansının en aza indirilebilecek yapıya sahip olmaktadır. Kalman filtresi günümüzde sıklıkla yüksek seviyede sistem ve dış gürültü içeren kontrol sistemleri tasarımında kullanılmaktadır. Kalman filtresinin sinyallerde yer alan gürültüyü bertaraf edebilmesi için doğrusal ya da doğrusallaştırılmış dinamik sistem denkleminde ihtiyaç duymaktadır. İki Tekerlekli Robot Platformu kontrolü için yararlanılan Uyarlamalı Kontrol mevcut Model Tabanlı Öngörücü Kontrol'den farklı olarak Kalman filtresinin kestirimde durum değişkenlerinin güncellenmesi ve ölçüm güncellenmesi aşağıdaki (3.69) - (3.70) gibidir.

$$\hat{x}[n+1|n] = A(\rho)\hat{x}[n|n-1] + B(\rho)(u[n] - u_{off}) + L(y[n] - C\hat{x}[n|n-1]) \quad (3.69)$$

$$\hat{x}[n|n] = \hat{x}[n|n-1] + M(y[n] - C\hat{x}[n|n-1]) \quad (3.70)$$

Yukarıdaki denklem (3.69)'da yer alan $x[n|n]$ ifadesi kestirimin $y[n]$ son ölçümüne dayanarak yapıldığını, $x[n|n-1]$ ise $y[n-1]$ ölçümüne kadar yapıldığını ifade etmektedir. Buna göre verilen $x[n|n]$ kestirimi ile $n+1$ anındaki durum kestirimini güncellemektedir. Ölçüm güncellemesi ise $y[n+1]$ anındaki ölçüm ile bu kestirimi ayarlamaktadır. Bu düzenleme aşağıdaki (3.71) denklemde verilmektedir.

$$y[n+1] - C\hat{x}[n+1|n] \quad (3.71)$$

Denklem (3.66)'da yer alan eşitliklerden yararlanarak (3.69) ve (3.70)'deki kestirim işlemi yerine getirilebilir. Aşağıdaki Şekil 3.36'da kullanılan Kalman filtresi programı incelenebilir.

```

Kinv = eye(nym, 'like', ref) / (Cm(:, :, 1) * Pk * Cm(:, :, 1)' + Rk);
L = (A(:, :, 1) * Pk * Cm(:, :, 1)' + Nk) * Kinv;
M = Pk * Cm(:, :, 1)' * Kinv;
% LTVKF durum güncellemesi
% Ölçülen Çıkışın ölçeklenmesi ve offsetin çıkarımı.
ym = ym.*Rscale(myindex) - myoff;
% NOTE: Offset x[k|k-1] k=0 de çıkarıldı.
xk = xk + Bu(:, :, 1) * delmv;
ym_est = Cm(:, :, 1) * xk + Dvm(:, :, 1) * v; % Ölçüm Güncellemesi
y_innov = ym - ym_est;
xest = xk + M * y_innov
xk1 = A(:, :, 1) * xk + Bu(:, :, 1) * (u - uoff) + Bv(:, :, 1) * v +
L * y_innov; % LTVKF durum ve kovaryans güncelleme
Pk1 = A(:, :, 1) * Pk * A(:, :, 1)' - (A(:, :, 1) * Pk * Cm(:, :, 1)' +
Nk) * L' + Qk;
Pk1 = 0.5 * (Pk1 + Pk1'); % kararlılık ispatı

```

Şekil 3.36 : Zamanla değişen kalman filtresi güncelleme algoritması.

Geribeslemeli kontrol sisteminin kararlılığı incelendiğinde Çizelge 3.8'deki durum ortaya çıkmaktadır. Kabaca sonuçlara bakıldığında tasarlanan kapalı çevrim uyarlamalı kontrol yönteminin kararlılıkta dahil olmak üzere tasarım ve verim testlerini geçtiği görülmektedir. Sonuçlar detaylı olarak da incelenmektedir.

Çizelge 3.8 : Uyarlamalı kontrol tasarım verim ve kararlılık sonuçları.

Test	Duru
MPC Nesnesi Oluşturma	Geçti
QP Hessian Matrisi Geçerliliği	Geçti
Kapalı Çevrim Dahili Kararlılık	Geçti
Kapalı Çevrim Ana Kararlılık	Geçti
Kapalı Çevrim Durağan Hal	Geçti
Katı MV Kısıtları	Geçti
Diğer Kısıtlar	Geçti
Esnek Kısıtlar	Geçti
MPC için Hafıza Boyutu	Geçti

Test sonuçları tek tek incelendiğinde elde edilen bulgular şu şekildedir:

MPC Nesnesi Oluşturma: Kontrolcü tasarımı için belirlenen özellik ve kısıtların geçerli bir MTÖ kontrolcüsü için yeterli olup olmadığını ölçmektedir.

QP Hessian Matrisi Geçerliliği: MTÖ karesel programlama probleminin (QP) tek bir çözüme sahip olması gerekmektedir. Maliyet fonksiyonu değerleri Hessian matrisini artı değerli yapması gerekmektedir. Bu değerler sırasıyla Ayarlanabilen Değişkenler üzerindeki Ağırlık Değerleri: Kütle 4 (m_4): **0.1**. Çıkış Değerleri üzerindeki Ağırlık Değeri: Kütle merkezinin açısal değeri (θ_{cog}): **1**. Eğer dinamik sistemimiz T miktarında gecikme içeriyorsa öngörü ve kontrol ufuklarının (P ve M) hassas şekilde seçilmesi gerekmektedir. Son Ayarlanmış Değişken hareketi $M.ci$ adımda meydana gelmektedir. Çıkış Değişkenini belirlenen öngörü ufkunda kontrol edebilmek için $P-M > T$ olmalıdır. Sistemimizde bu değer $P - M = 9$. Ölçekleme Unsuru, Ayarlanmış Değişken (MV) ile Çıkış Değişkenleri arasındaki ilişkinin oranını ayarlamaktadır. Bu değer QP değerini kesinliğini de olumlu yönde etkilenmektedir. Çıkış değerlerini kontrol edilebilir olabilmesi için her bir Ayarlanmış Değişkenin ölçeklenmiş olması ve çıkışlarla ilişkilendirilmesi gerekmektedir.

Kapalı Çevrim Dahili Kararlılık: Belirli kestirim modelleri ve kontrolcü ayarları birleşimleri kararsız yapıda sistemlerin ortaya çıkmasına neden olabilmektedir. Eğer dinamik sistemimiz kararlıysa ve tüm kontrolcü kipleri üstel şekilde kararlı veya integratörlerden oluşuyorsa geribeslemeli sistemimiz dahili olarak kararlıdır.

Kapalı Çevrim Ana Kararlılık: Kontrolcü ile dinamik sistemin geribesleme bağlantısının kararlı olması gerekmektedir. Bu amaçla yapılan test kapalı çevrim sistemin ayırık yapıya getirilip, A matrisinin sistemden elde edilmesinden sonra özdeğerler hesaplanmaktadır. Eğer her bir özdeğerin mutlak değeri bir ve birden küçükse sistem ana kararlıdır.

Kapalı Çevrim Durağan Hal Katsayıları: Eğer kontrol sinyali kontrol edilen çıkış sinyallerini durağan hal altında istenen değerlere sürebiliyorsa (belirlenen kıstaslar altında), sistem kararlıdır.

Katı MV Kıstasları: Kontrolcü Ayarlanabilir Değişkenler (*MV*) üzerinden tanımlanan katı kıstasları her zaman sağlamak zorundadır. Olmadığı takdirde ise uygulanabilir olamaz.

Diğer Kıstaslar: Kontrolcü tanımlanan diğer katı Ayarlanabilir Değişkenler (*MV*) kıstaslarını sağlayamazsa eniyileme probleminin çözümünü uygulanamaz olarak tanımlar. Sistemimiz kıstasları sağlamaktadır ve uygulanabilir.

Esnek Kıstaslar: Gecikmeler çıkış kıstaslarının yerine getirilmesini imkânsız yapmaktır. Sistemimizde gecikmeler sınırlı yapıdadır ve esnek kıstaslar yerine getirilmektedir.

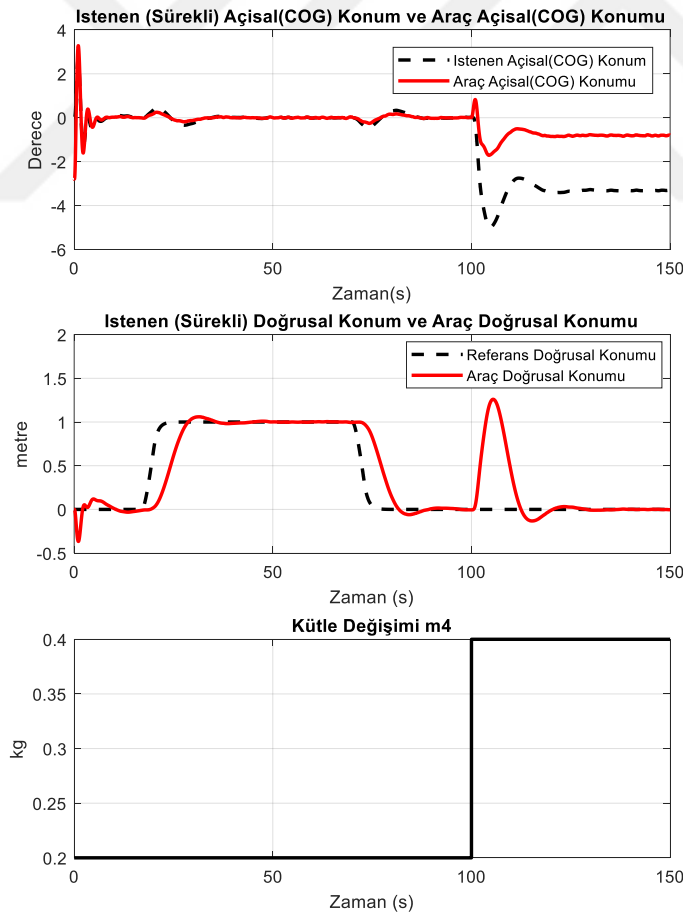
MPC için Hafıza Boyutu: Tasarlanan Uyarlamalı kontrolcünün gerçek-zamanlı uygulanması için gerekli işlem gücünü belirleyen test aşamasıdır. Sayısal değerler tek duyarlı⁶³ olarak 4 byte ve ikili duyarlı olarak 8 byte işlemcide yer kaplamaktadır. Aşağıdaki çizelge kontrol platformunun çevrimiçi eniyileme problemi için gerekli matrisleri saklamak için ne kadar boyutta RAM gerektiğini göstermektedir. Bu değer UMTÖK kontrolcüsünün değişken değerleri ve özellikleri, öngörücü ufku, sistem mertebesi ve kıstas sayısı gibi değişkenlere bağlıdır.

Çizelge 3.9 : UMTÖK için gerekli RAM boyutu.

Tip	Tek duyarlı (kB)	Çift Duyarlı (kB)
UMTÖK	10	20
UMTÖK (çevrimiçi ayarlamalı)	20	40

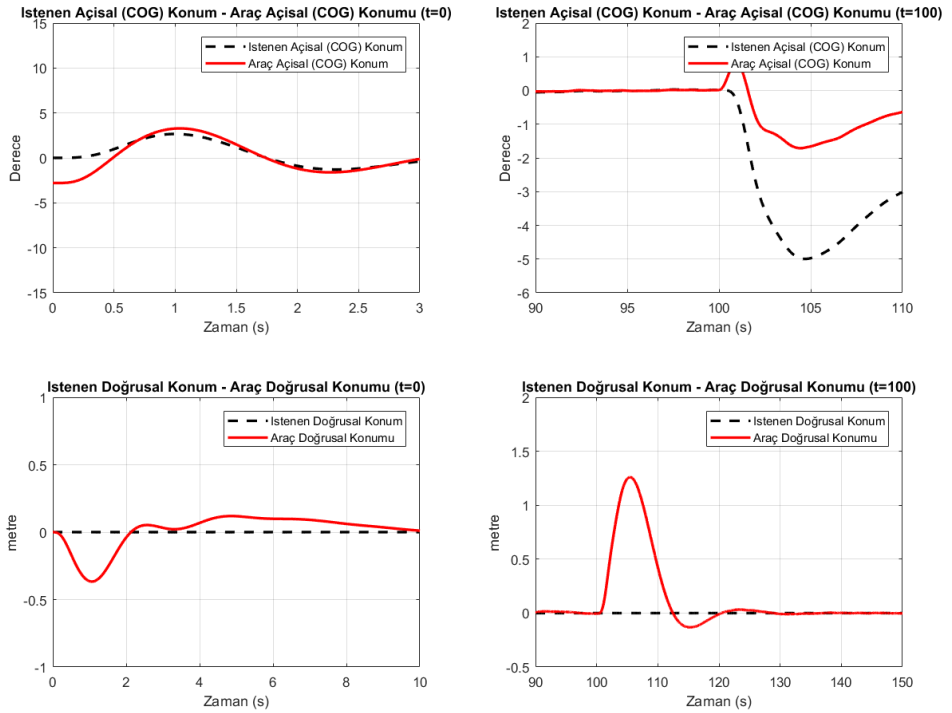
⁶³ Single precision

Uyarlamalı kontrolcü ile DKG kontrolcüsünün karşılaştırılması iki eniyileme kontrol yöntemi açısından önem arz etmektedir. Ancak, diğer taraftan, aynı temel üzerinden çalışan kontrolcülerin karşılaştırılması sonuçların tarafsızlığı açısından gelecekte araştırma yapacak kişilere daha net bir görüş sağlayacaktır. Bu amaçla MTÖK kontrolcüden de yararlanılarak benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bu amaçla diğer kontrol yaklaşımlarında olduğu gibi aynı senaryo MTÖK ile tekrarlanmıştır. Daha önce de bahsedildiği üzere MTÖK, sabit Kalman L ve M katsayılarını kullanmaktadır. Bunu anlamı önceden tanımlanan sistem için elde edilen katsayılar süreç boyunca değişmeden durum güncellemesi yapması anlamına gelmektedir. MTÖK tasarım aşaması ise şu şekilde işlemektedir. Durum gözlemcisi tasarımında kullanılan A , B , C , D matrisleri oluşturulur. Kontrolcü durum değişkenlerinin ölçülebilir olması gerekmektedir. Benzetim çalışmaları esnasında $t = 100$ saniye anında dördüncü eklemin kütlesi 0.2 kg arttırılmıştır. Buna ait tartışma Şekil 3.37 irdelenerek yapılabilir.

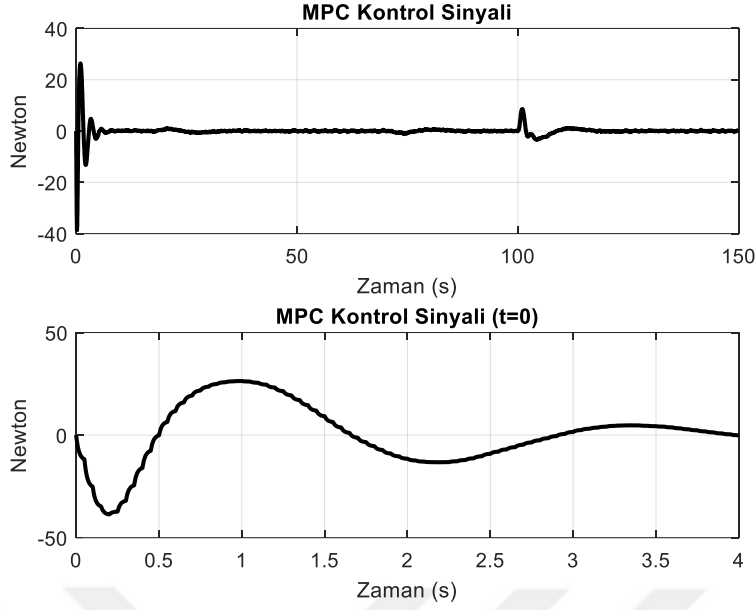


Şekil 3.37 : MTÖK açısal ve konum takip verimi ($t = 100$ saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

Şeklin ilk grafiğine bakıldığında MTÖK benzer şekilde UMTÖK'e benzer şekilde takip başarımı göstermektedir. Ancak $t = 100$ saniye anında dördüncü eklemün kütlelerinin artmasıyla beraber UMTÖK'e görece yüksek genlikte bir değişim meydana gelmektedir. UMTÖK'ün üstünlüğü de tasarımında yer alan uyarlamalı yapısından ötürü gelmektedir. Şekil 3.37'de doğrusal ve açısal takip verimi gerçek zamanlı sistemde kullanılan motor dinamikleri göz önüne alınarak tasarlanmış ve detaylı olarak incelenmektedir. Açısal konum başlangıç anında başarılı bir şekilde istenen konum değerine ulaşmaktadır. Ancak, $t = 100$ saniye çevresinde kütle değişimi meydana geldiği aralıkta sistem açısal olarak yetersiz takip verimi elde edilmektedir. Doğrusal Konuma bakıldığında ise açısal konum verimine bakıldığında sistemin düşük açısal takip verimi gösterdiği daha açık anlaşılmaktadır. Şekil 3.38'de ise açısal ve konumsal takibi yakalayabilmesi için gerekli kontrol sinyali genliği görülmektedir. Kontrolcü başlangıçta makul genlikteki sinyali sisteme uygulayarak Dış Döngü Kontrolcüsünden gelen istenen açısal değerleri takip etmeye çalışmaktadır.

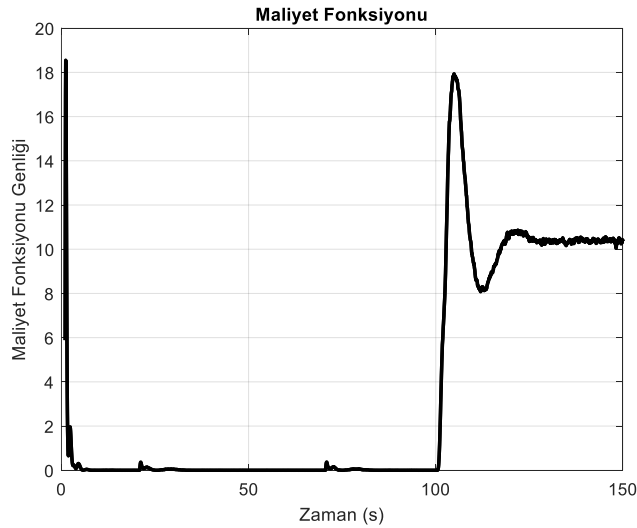


Şekil 3.38 : MTÖK kontrol için performans ölçütleri.

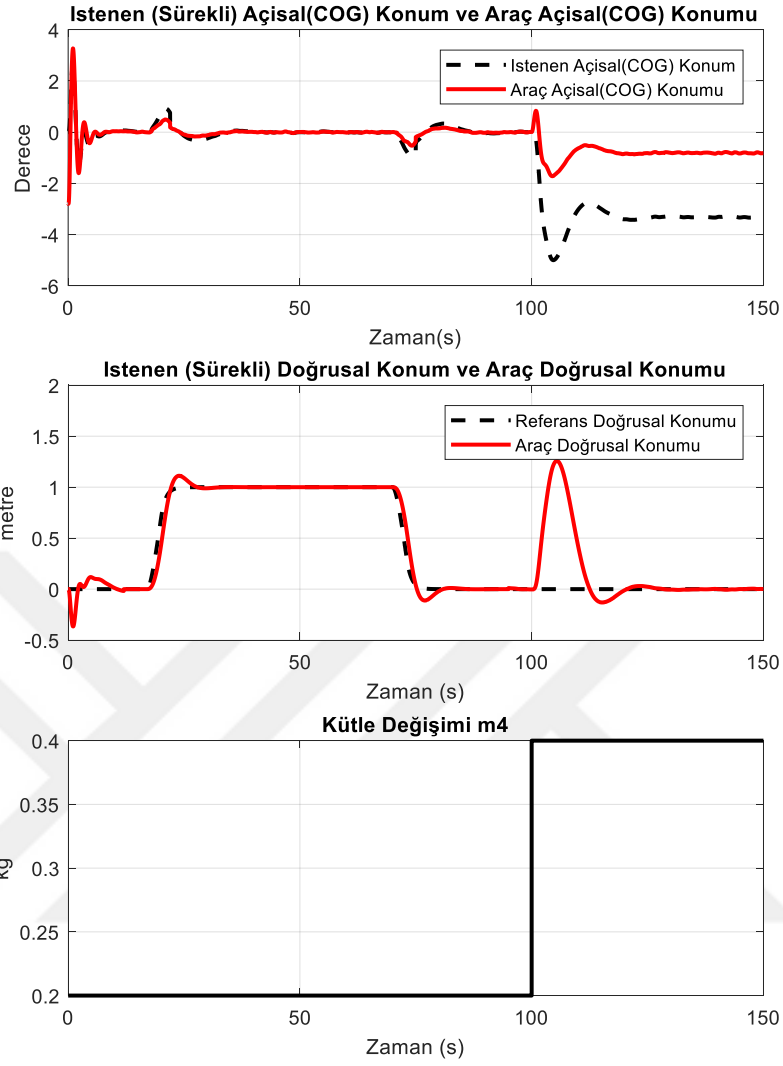


Şekil 3.39 : MTÖK kontrol sinyalleri.

MTÖK için en önemli veri kıstası ise maliyet fonksiyonunun çözümüdür. Temel amaç kontrol yaklaşımının maliyet fonksiyonunu en aza indirilmesidir. Ancak Şekil 3.40’da görüldüğü üzere denklem (3.51)’de yer alan maliyet fonksiyonu başlangıçta $t = 100$ saniyeye kadar olan süreçte en aza indirilme amacına ulaşılmıştır. Ancak, kütle değişimi meydana geldiği andan itibaren en aza indirgeme sekteye uğramaktadır. Bu nedenle MTÖK istenen verimi dinamik sistemin kontrolünde verememektedir.

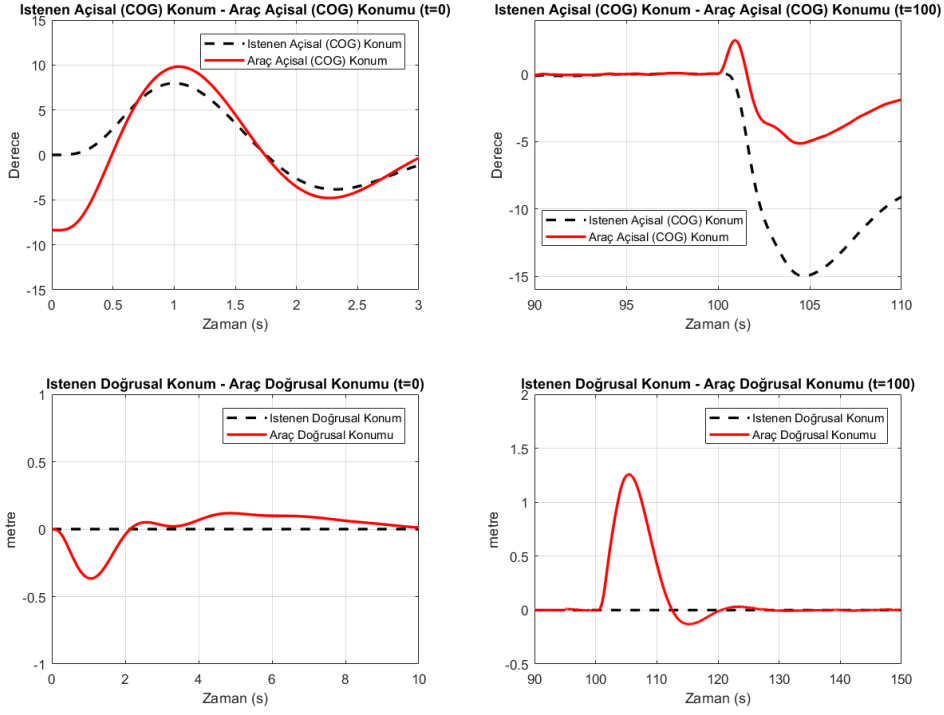


Şekil 3.40 : Maliyet fonksiyonu.

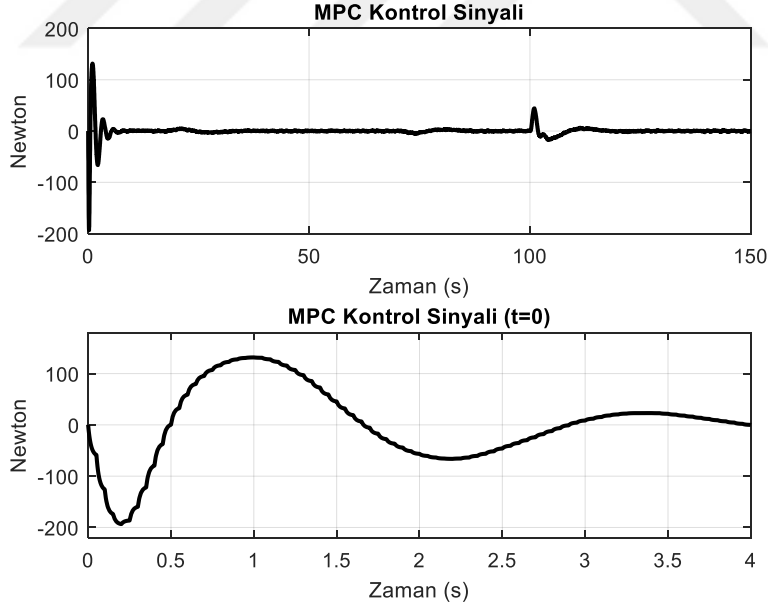


Şekil 3.41 : MTÖK açısal ve konum takip verimi (İdeal motor yapısı)
($t = 100$ saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

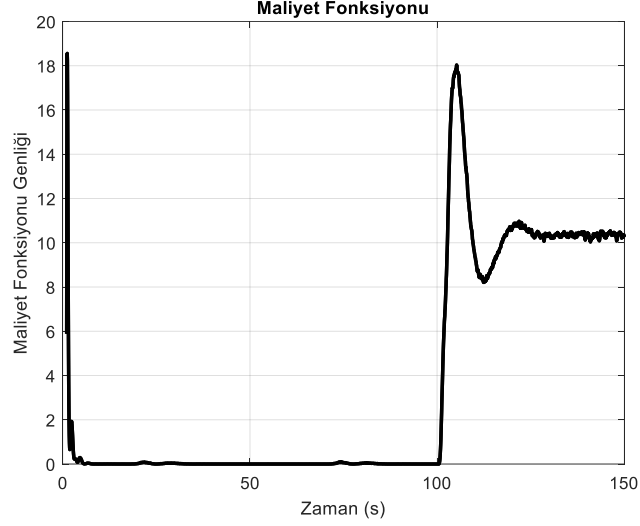
İdeal motor yapısına air benzetim sonuçları ise diğer kontrol yaklaşımlarında olduğu gibi yüksek seviyede performans göstermekte ancak uygulanabilirlik bakımından bazı sorunlar teşkil etmektedir. Buna ait sonuçlar ise Şekil 3.41 – 3.44’de görölmektedir. Parametre değişim anına kadar kontrolcü tatmin edici takip performansı sergilemektedir. Parametre değişiminde ise gerçek zamanlı motor için tasarlanan kontrolcü gibi istene referans değerini takip edememektedir.



Şekil 3.42 : MTÖK kontrol için performans ölçütleri (İdeal motor yapısı).

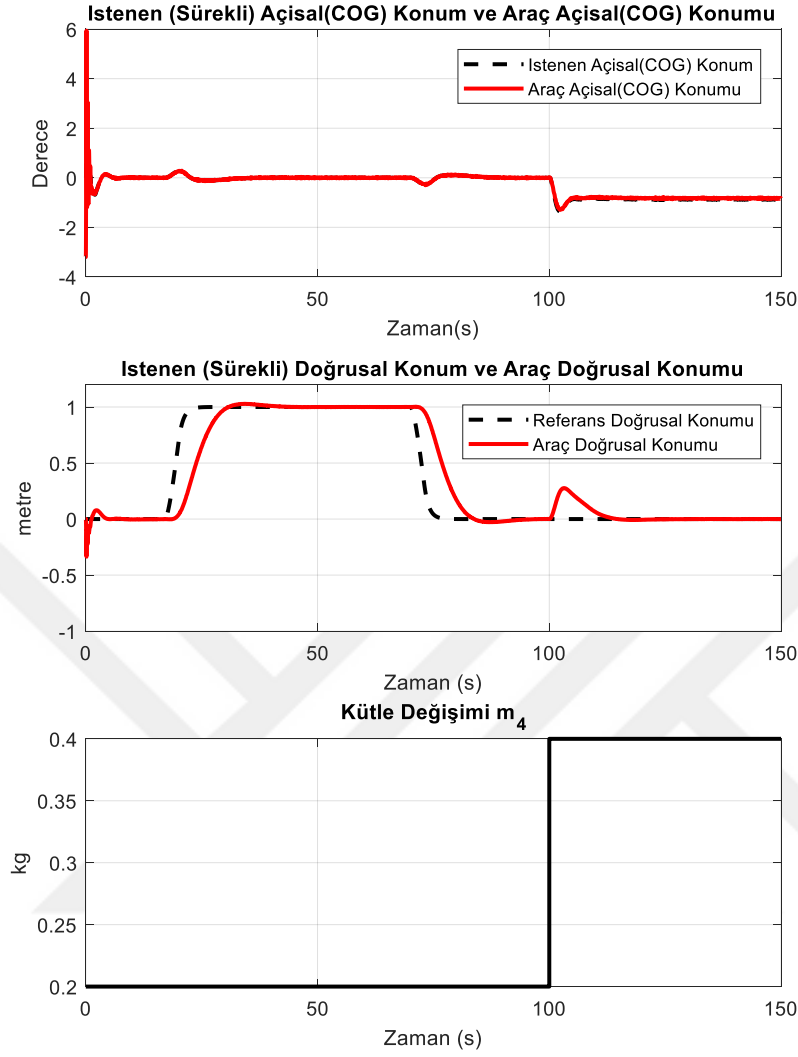


Şekil 3.43 : MTÖK kontrol sinyalleri (İdeal motor yapısı).



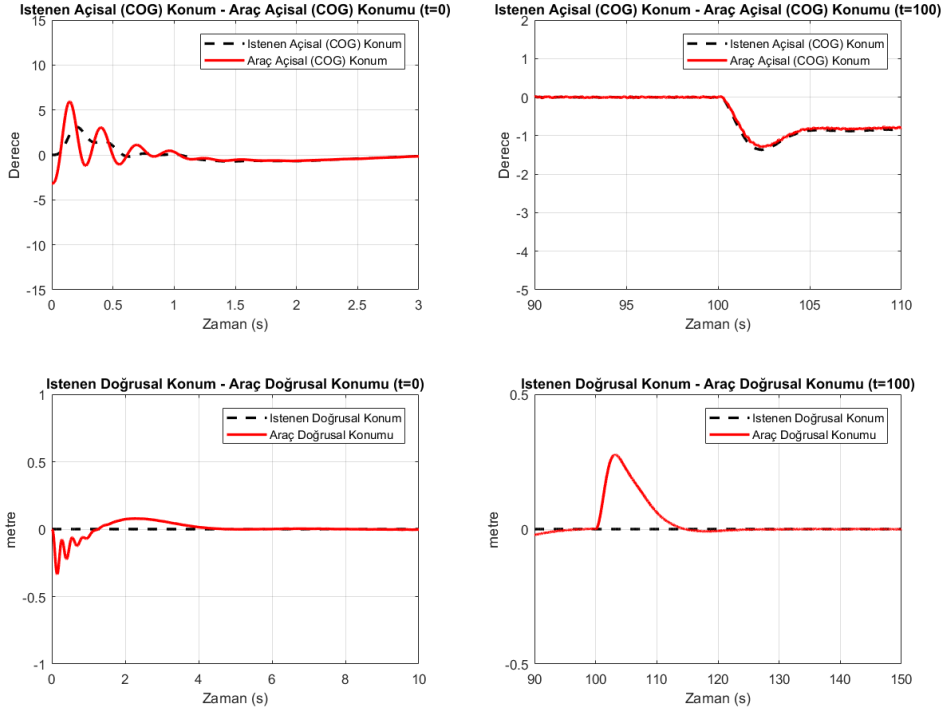
Şekil 3.44 : Maliyet fonksiyonu (İdeal motor yapısı).

Zamanla değişen değişken yapısından ötürü projenin temel kontrol yaklaşımı olarak öne sürülen ve detaylı olarak anlatılan Uyarlamalı MTÖK yönteminin üstün yanları kabaca Şekil 3.45’de incelenebilmektedir. Gerçek zamanlı motor yapısı için tasarlanan kontrolcüde görüldüğü üzere araç istenen gezinge değerlerine daha önce tanımlanan kontrol yaklaşımlarından çok daha yüksek kesinlikle ulaşmaktadır. Bunun en önemli sebebi iç (hızlı) dinamikleri kontrol altında kararlı şekilde tutan UMTÖK kontrolcüsünün verimidir. Burada üzerinde durulması gereken nokta $t = 100$ saniye itibariyle meydana gelen kütle değişiminde kontrolcünün gösterdiği cevaptır. Kütle değişimine rağmen araç doğrusal konumu diğer yöntemlere nazaran çok daha az sapmaktadır. Kontrolcünün gösterdiği geçici ve durağan hal verimlerine odaklanılırsa Uyarlamalı kontrolcünün açısal takip verimi yüksek seviyededir. Özellikle $t = 100$ saniye anında kütle değişimi meydana geldiğinde 0.3 metre sapma meydana gelmektedir (Şekil 3.45). Kontrol sinyali incelendiğinde görülen uyarlamalı kontrolcü başlangıçta geçici hal sürecinde yüksek genlikli sinyal uygulayarak sistemi istenen gezingelere doğru sürmeyi amaçlamaktadır. Durağan halde ise düşük genlikteki sinyal ile bozucu ve zamanla değişen değişken etkilerini bertaraf etmeye başarmaktadır (Şekil 3.46). Şekil 3.48’de benzetim çalışmaları sonucunda elde edilen maliyet fonksiyonu ise sınırlı zamanda en aza inmekte ve kütle değişiminden etkilenmemektedir.

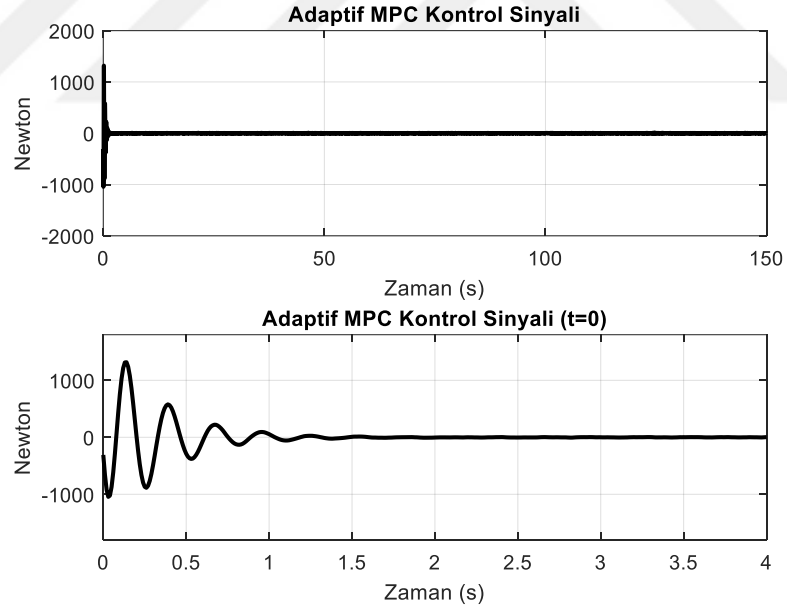


Şekil 3.45 : UMTÖK açısal ve konum takip verimi (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

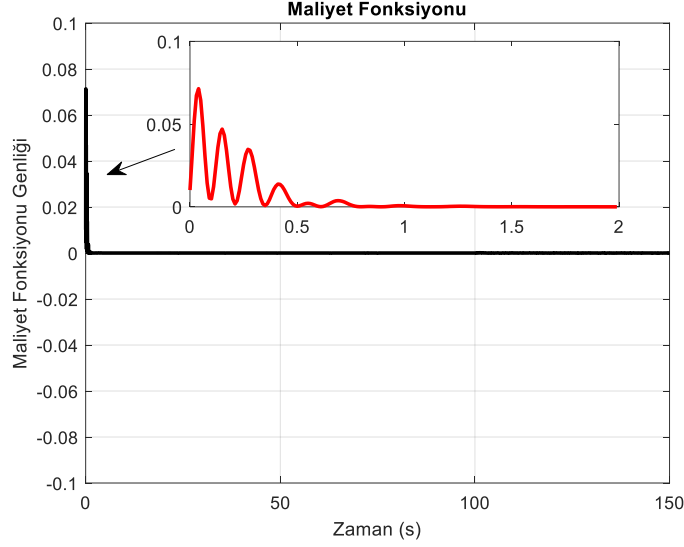
Bir diğer karşılaştırma ise Çizelge 3.10 ve 3.11’de görülmektedir. Öncelikle değerler MTÖK için incelendiğinde kontrol sinyalinin İntegral Karesel Kontrol Girişi (*ISCI*) haricinde Uyarlamalı eşleniğine göre oldukça yüksek olduğu görülmektedir. Bu sayede uyarlanabilir kontrolcünün daha yüksek vrimle işini başardığı istatistiksel yöntemlerle de doğrulanmış olmaktadır. Uyarlamalı kontrolcünün etkisinden dolayı doğrusal konumda da üstün verim elde edilmektedir.



Şekil 3.46 : UMTÖK kontrol için performans ölçütleri.

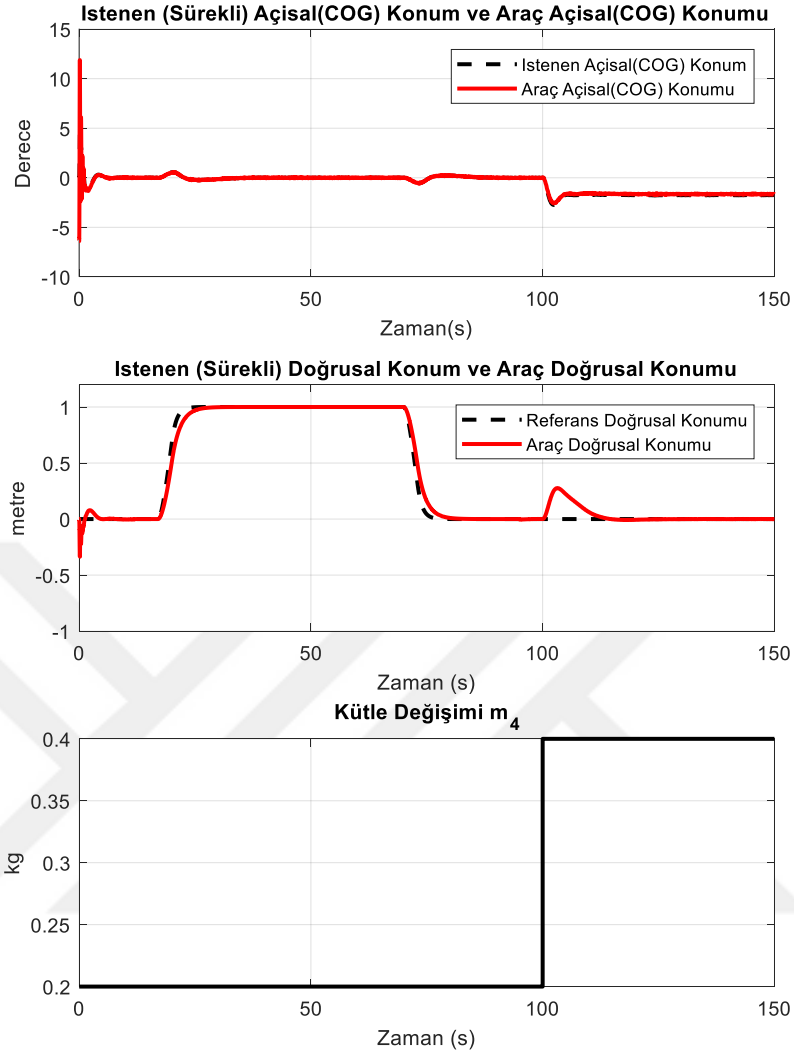


Şekil 3.47 : UMTÖK kontrol sinyalleri.

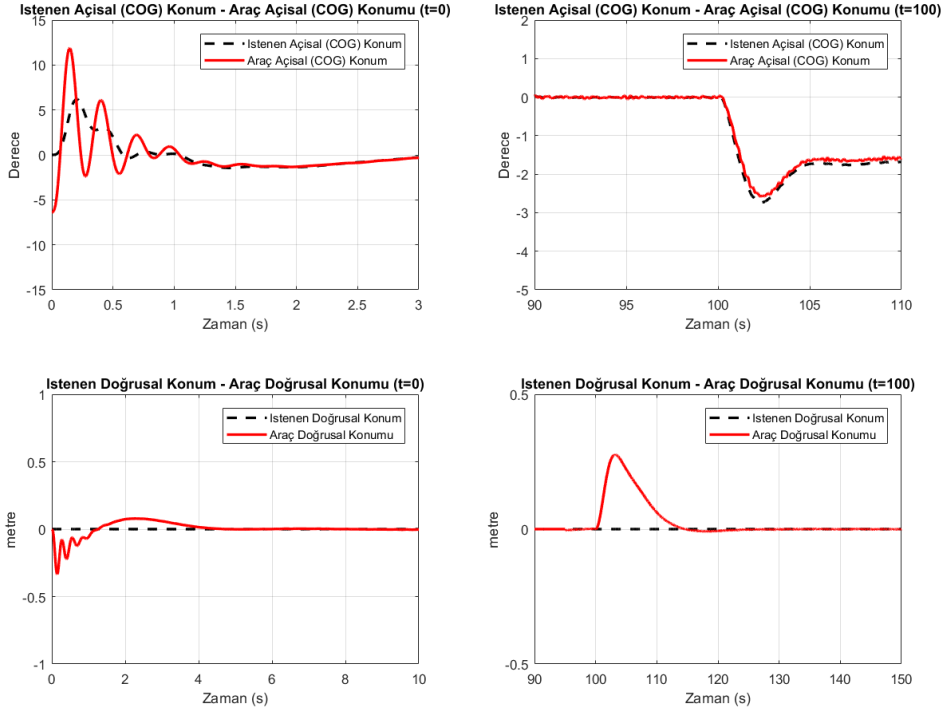


Şekil 3.48 : Maliyet fonksiyonu.

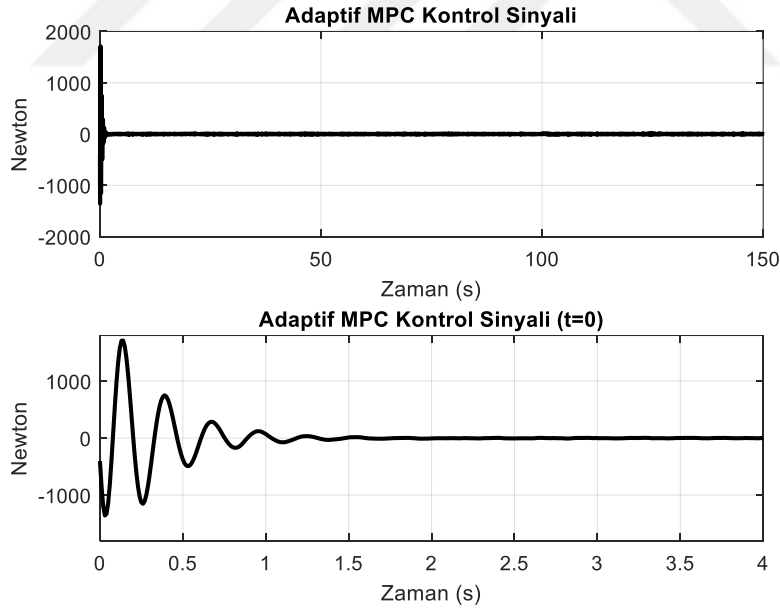
İdeal motor yapısı için gerçekleştirilen benzetim çalışmaları incelendiğinde UMTÖK kontrol yaklaşımının şimdiye kadar tez kapsamında uygulanan kontrol yaklaşımları içerisinde hem kararlılık hem de gürbüzlük konusunda en iyi verime sahip olduğu görülmektedir. Kontrolcü hem referans gezingeyi yüksek hassasiyette takip etmekte hem de parametre değişiminden en az derecede bozulmaya uğramaktadır. Bunun sonucunda uygulanabilirliği en yüksek olan kontrol yaklaşımı olarak öne çıkmaktadır. Şekil 3.53’de ideal yapıya ait maliyet fonksiyonunun ne şekilde minimize edildiği de yer almaktadır. Buna göre robotik sistemin dinamik yapısını göz önüne alarak tanımladığımız maliyet fonksiyonu kısa sürede kararlılığı sağlayacak şekilde en az değerine ulaşmaktadır. Optimizasyon problemini için tanımlanan Lyapunov fonksiyonu matematiksel olarak tasarlanan sistemin kararlılık kistaslarını sağlamaktadır. Lyapunov fonksiyonu benzeri tasarlanan maliyet fonksiyonu zamanla global en az noktasına ulaşmakta ve karesel olarak tanımlanan fonksiyon yardımıyla minimum değerinde kalmaktadır. Maliyet fonksiyonun karesel olmadığı durumlarda ise maliyet fonksiyonu lokal minimum gibi noktlarda fonksiyonun tanımına bağlı olarak kalmaktadır. Bu çalışmayla tasarlanan maliyet fonksiyonu da istenen global değerlerde kalarak kararlılığı sağlamaktadır.



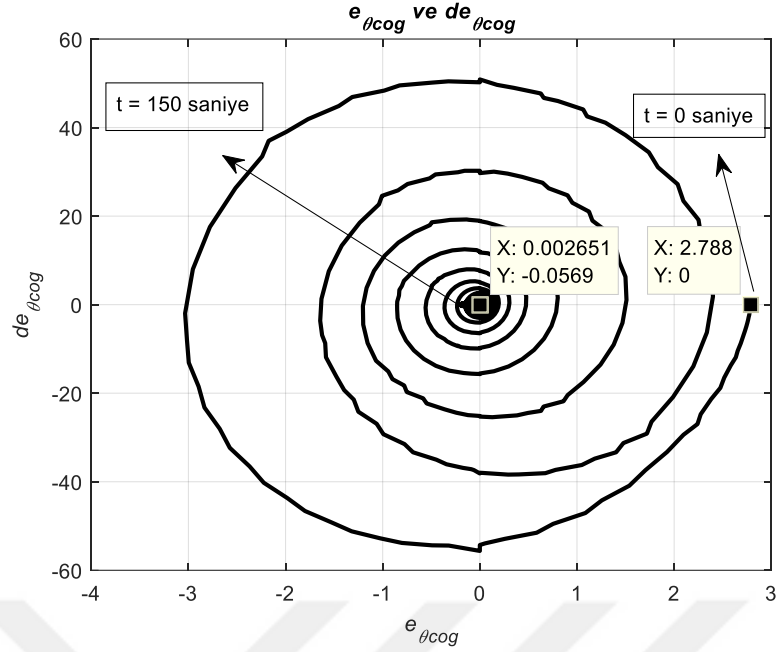
Şekil 3.49 : UMTÖK açısal ve konum takip verimi (İdeal motor yapısı) (t =100 saniyede gerçekleşen kütle değişimi).



Şekil 3.50 : UMTÖK kontrol için performans ölçütleri (İdeal motor yapısı).

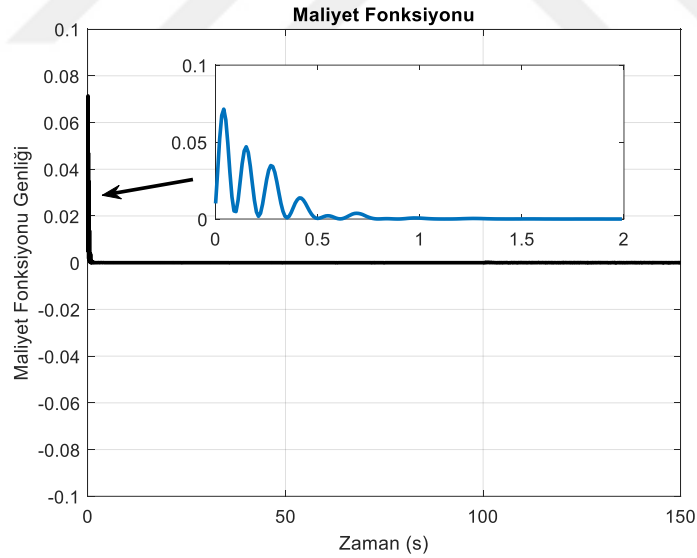


Şekil 3.51 : UMTÖK kontrol sinyalleri (İdeal motor yapısı).



Şekil 3.52 : Kütle merkezi açısı ve türevinin hata sinyallerinin yakınsaması.

Yukarıda Şekil 3.52’de görüldüğü üzere, kütle merkezinin açısal değeri ve referans açısal değer arasındaki fark ile bu değerlerin türevlerinin aynı düzleme çizilmesiyle gezinmelerin dairesel bir yol izleyerek orijine ulaştığı gözlemlenmektedir.



Şekil 3.53 : Maliyet fonksiyonu (İdeal motor yapısı).

Çizelge 3.10 : MTÖK kontrol için performans ölçütleri.

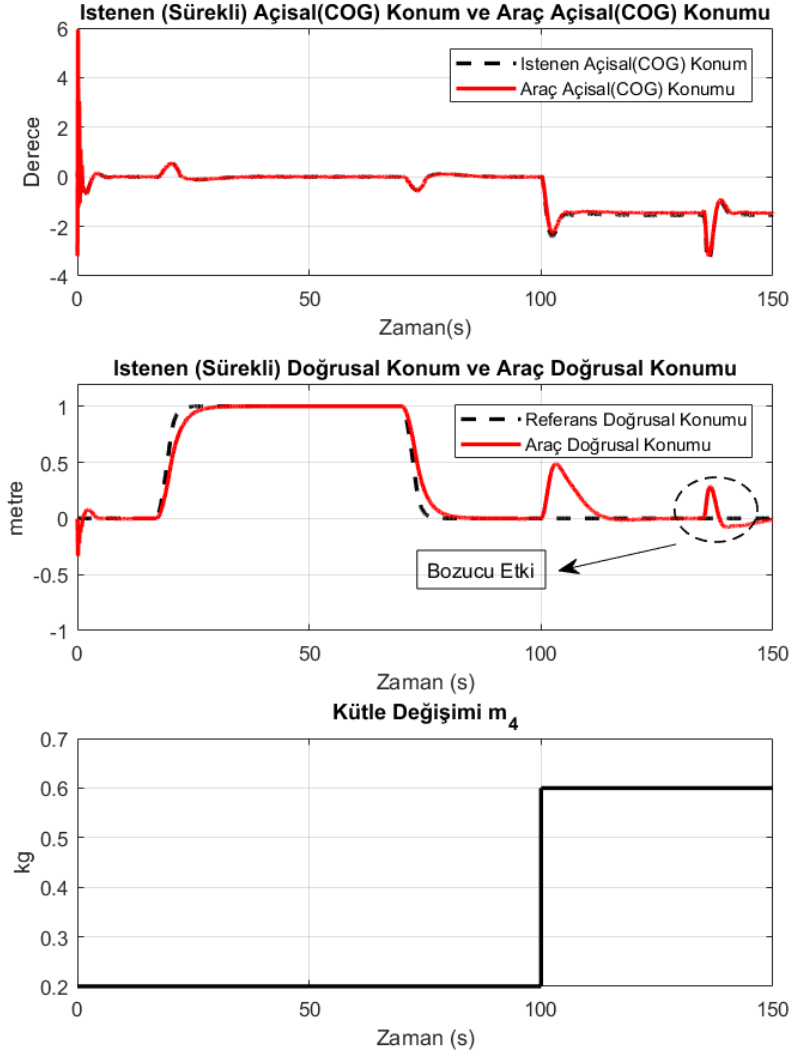
Ölçüt	Konum (x)	Kütle Merkezi Açısı (θ_{cog})	Kontrol Sinyali (U)
IAE	20.9	131.8	-
MAE	1.109×10^{-03}	2.51	-
ISE	15.63	320.8	-
ISCI	-	-	1.232×10^3

İntegral Mutlak Hata (IAE), Ortalama Mutlak Hata (MAE), İntegral Karesel Hata (ISE) ve İntegral Karesel Kontrol Girişi (ISCI).

Çizelge 3.11: UMTÖK kontrol için performans ölçütleri.

Ölçüt	Konum (x)	Kütle Merkezi Açısı (θ_{cog})	Kontrol Sinyali (U)
IAE	12.83	6.07	-
MAE	5.635×10^{-4}	0.07377	-
ISE	7.252	3.398	-
ISCI	-	-	1.232×10^5

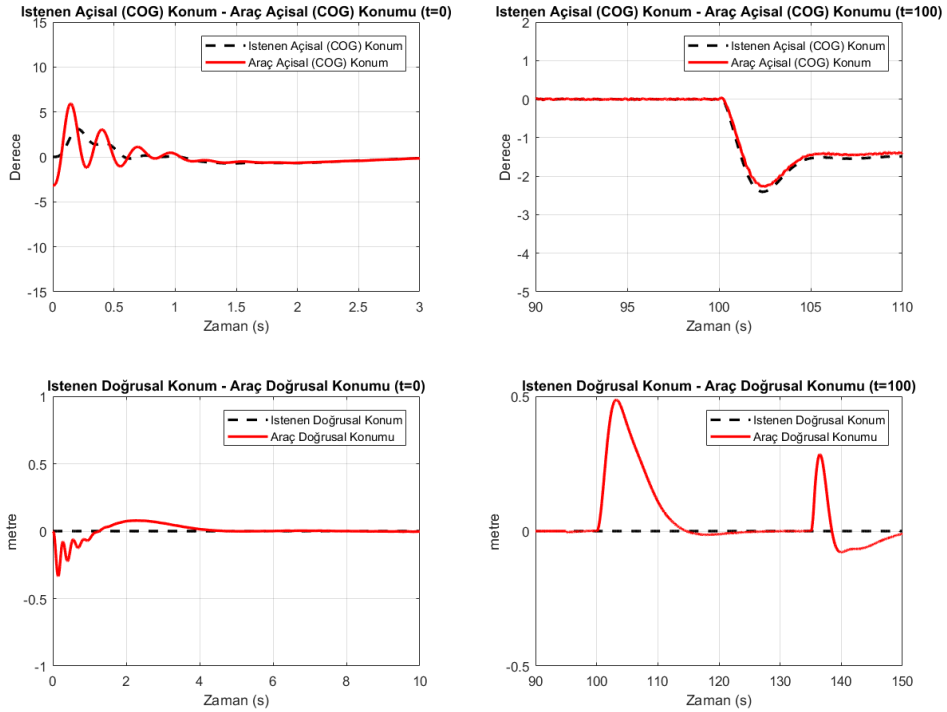
İntegral Mutlak Hata (IAE), Ortalama Mutlak Hata (MAE), İntegral Karesel Hata (ISE) ve İntegral Karesel Kontrol Girişi (ISCI).



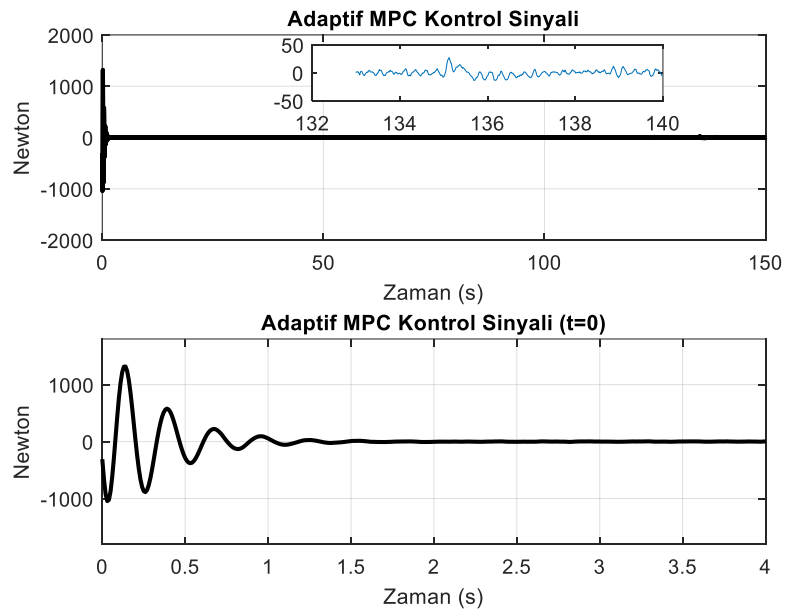
Şekil 3.54 : UMTÖK açısal ve konum takip verimi (Bozucu etki) ($t = 100$ saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

Yukarıda Şekil 3.54’de gözlemlenebileceği üzere dışarıdan dördüncü kol üzerine etkiyen 5 N büyüklüğünde darbe etkisi altında robot sistemi kararlılığını korumuş ve gürbüz bir yapıda olduğunu kanıtlamıştır. Bu da UMTÖK kontrol yaklaşımının sadece

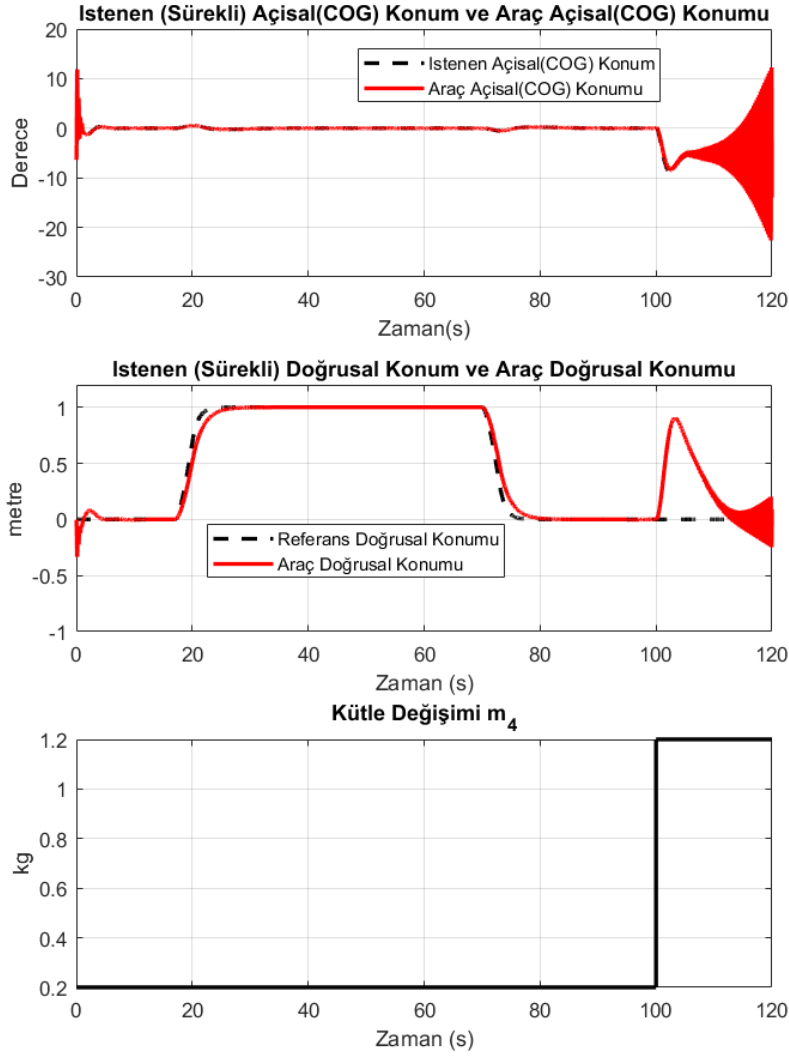
parametre etkisine değil aynı zamanda dışarıdan sisteme uygulanan bozucu etkilere karşı da gürbüz olduğunu göstermektedir.



Şekil 3.55 : UMTÖK kontrol için performans ölçütleri (Bozucu etki).

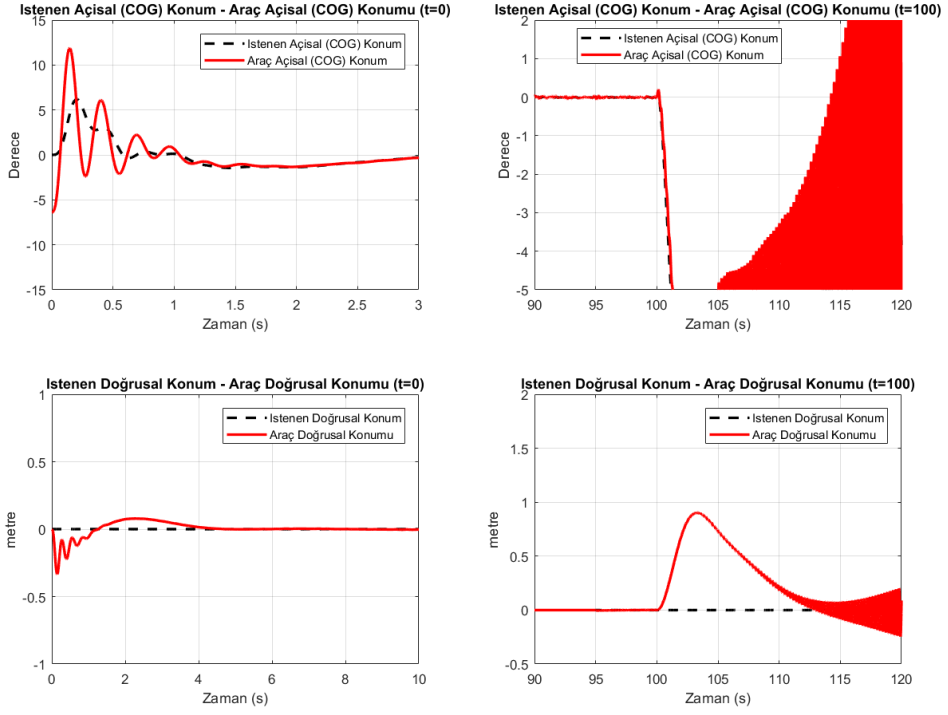


Şekil 3.56 : UMTÖK kontrol sinyalleri (Bozucu etki).

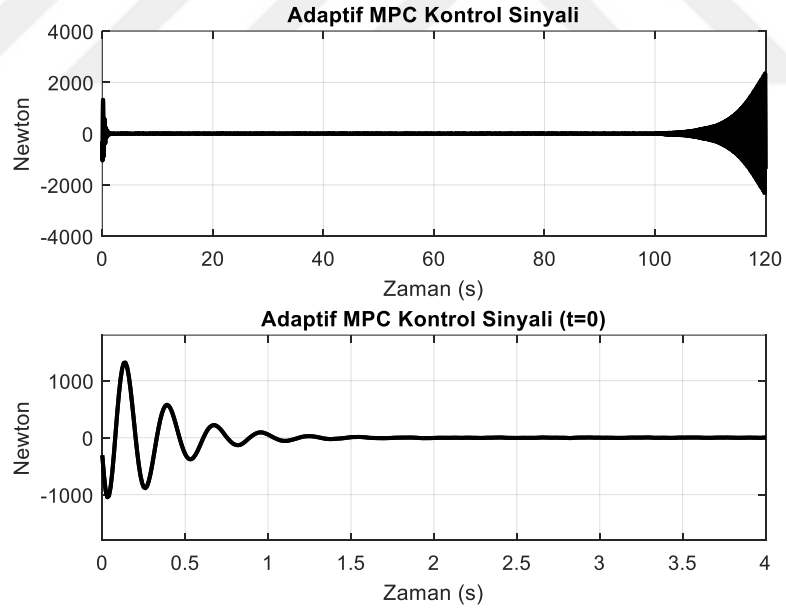


Şekil 3.57 : UMTÖK açısal ve konum takip verimi (Kararsızlık) ($t = 100$ saniyede gerçekleşen kütle değişimi).

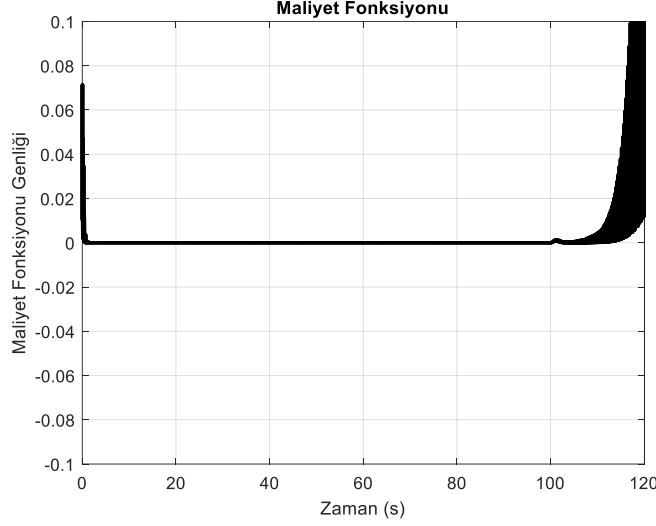
UMTÖK kontrolcüsü sistem üzerine etkileyen parametre değişimine karşı diğer kontrol yaklaşımlarına nazaran iyi sonuçlar elde etmektedir. Buna karşın tasarlanan kapalı çevrim kontrol yapısının da sınır noktası mevcuttur. Buna göre sisteme 1 kg yük eklendiğinde, sistem bir süre sonra ($t = 110$ sn) salınıma girmekte ve kararsız hale gelmektedir. Şeil 3.58 - 3.59'da net bir şekilde incelenebilmektedir.



Şekil 3.58 : UMTÖK kontrol için performans ölçütleri (Kararsızlık).



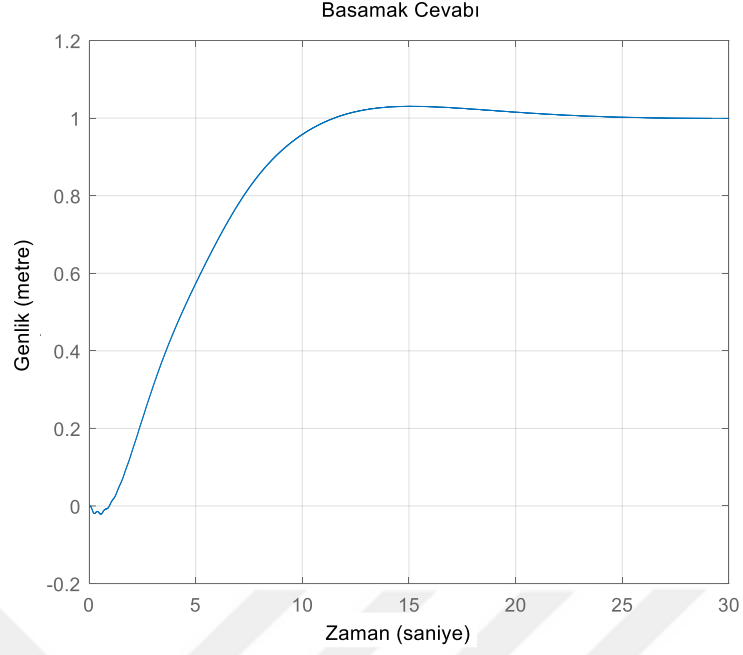
Şekil 3.59 : UMTÖK kontrol sinyalleri (Kararsızlık).



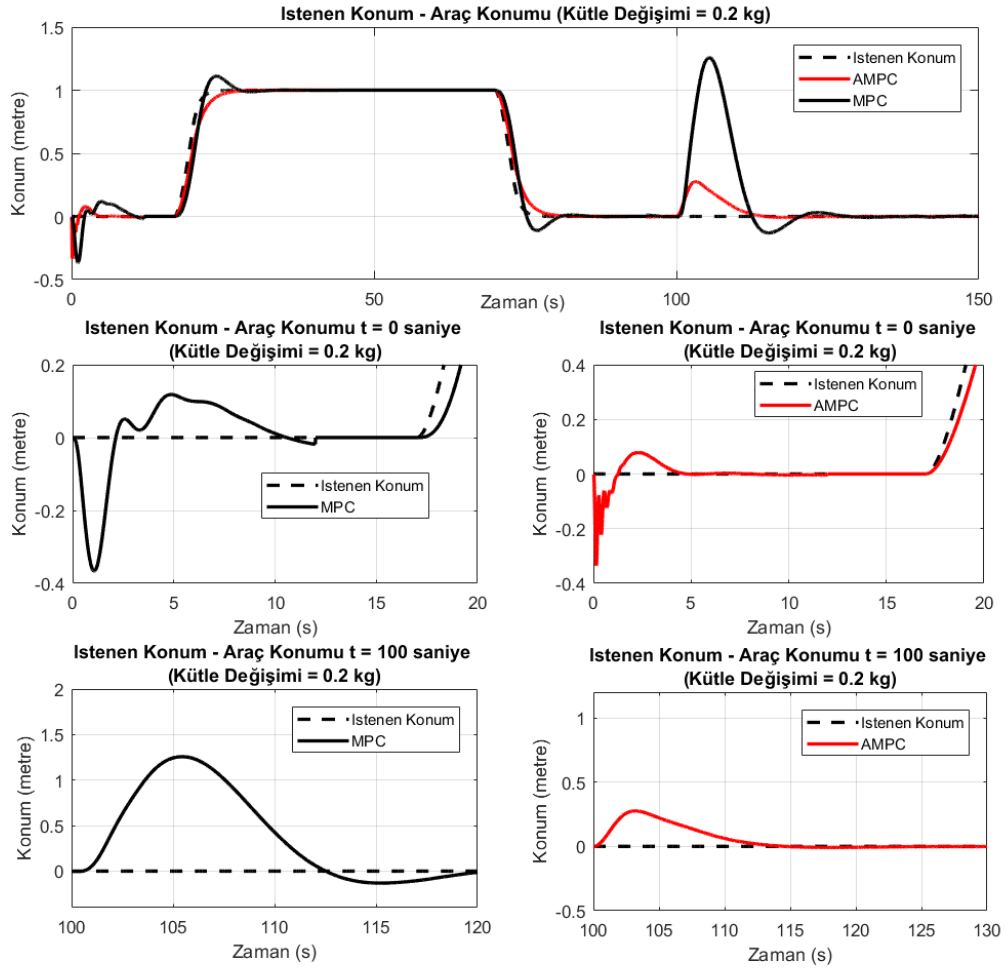
Şekil 3.60 : Maliyet fonksiyonu (Kararsızlık).

Şekil 3.60'da görüldüğü üzere Maliyet Fonksiyonunda sistem durum değişkenleri gibi kararsız hale gelmekte ve minimize etme görevini yerine getirememektedir. Tasarlanan ve gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ışığında, sistemin kapalı çevrim kararlılığı da en önemli tasarım kriterlerinden biri olmaktadır. Buna göre UMTÖK ve DKG ile tasarlanan kapalı çevrim sistem giriş-çıkış arasında kararlılığı ölçülmüş ve buna göre Şekil 3.61 elde edilmiştir. Buna göre sistem kapalı çevrimde kararlıdır ve basamak giriş sinyalini takip etmektedir.

Model Tabanlı iki kontrol yönteminin karşılaştırması ise detayları inceleyebilmek açısından önem arz etmektedir. Şekil 3.62 bu anlamda önemlidir. İki kontrol yaklaşımı da başlangıçta benzer yapılarından ötürü yakın seviyelerde gezinme takibi sergilemektedir. Ancak $t = 100$ saniye anında meydana gelen kütle değişimi daha önce de detaylı irdelenen MTÖK kontrolcüsünü etkilemekte, konum sapması 1 metre mertebelerinin ötesine geçmektedir. Doğrusal Konum verileri $t = 0$ ve $t = 100$ saniye etrafında incelendiğinde uyarlamalı kontrolün başlangıçta da daha az salınarak istenen değere oturduğu gözlemlenmektedir. Kütle değişiminde ise fark açıkça görülmektedir.

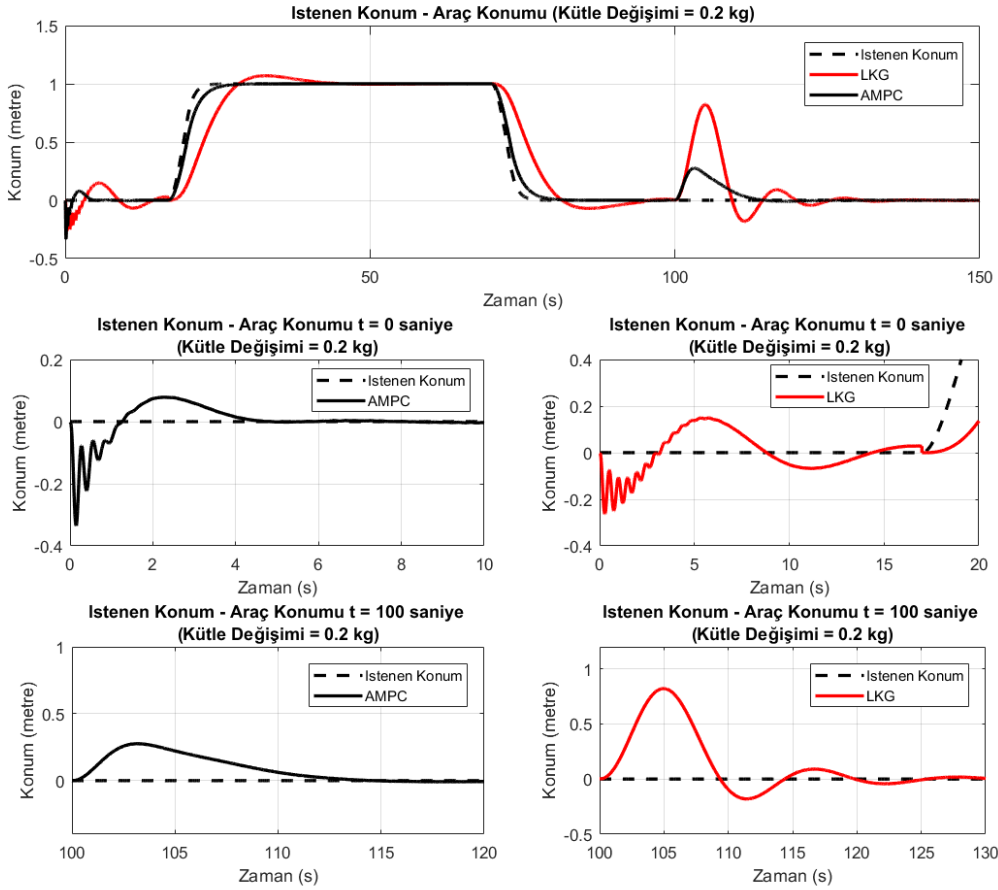


Şekil 3.61 : Kapalı-çevrim sistemin birim basamak cevabı.

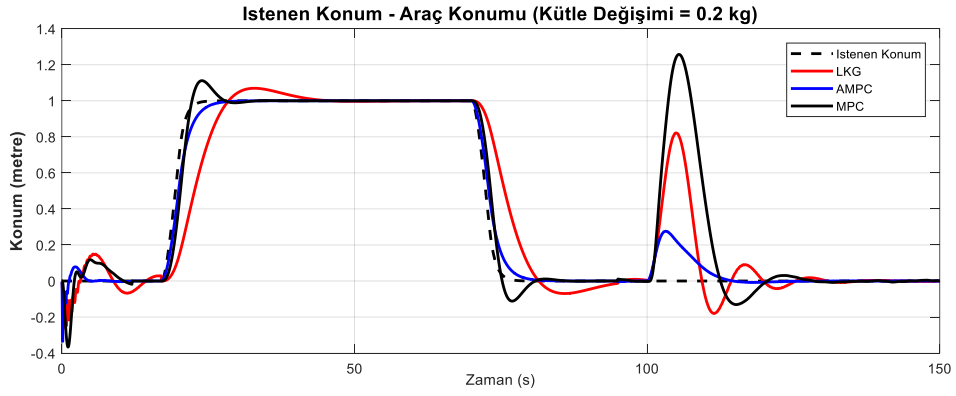


Şekil 3.62 : UMTÖK ve MTÖK kontrol yaklaşımlarının karşılaştırılması.

Uyarlamalı MTÖK'ün üstünlüğünü göstermeye yarayacak bir diğer karşılaştırma ise Şekil 3.63'de yapılmaktadır. Açısız takip performansı OİT'den daha iyi ve DKG'ye yakın olmasına rağmen istenen değere daha az salınım yaparak oturmaktadır. Doğrusal takip verilerine bakıldığında DKG kontrolcüsü UMTÖK ile beraber uyumlu bir kontrol sergilemekte ve sistem istenilen şekilde referans gezingeyi takip etmektedir. $t=100$ saniyede gerçekleşen parametre değişimi diğer yöntemlere oranla başarılı şekilde bastırılmaktadır. Şekil 3.64'te ise üç en iyileme problemi çözümüne dayalı kontrol yaklaşımının karşılaştırması sergilenmektedir. Açıkça görüldüğü üzere Uyarlamalı kontrolcü diğerlerine nazaran üstün verim sunmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken üç kontrolcü de dış (konum) kontrolü için özdeş yapıdaki DKG kontrolcüsünden yararlanmaktadır.

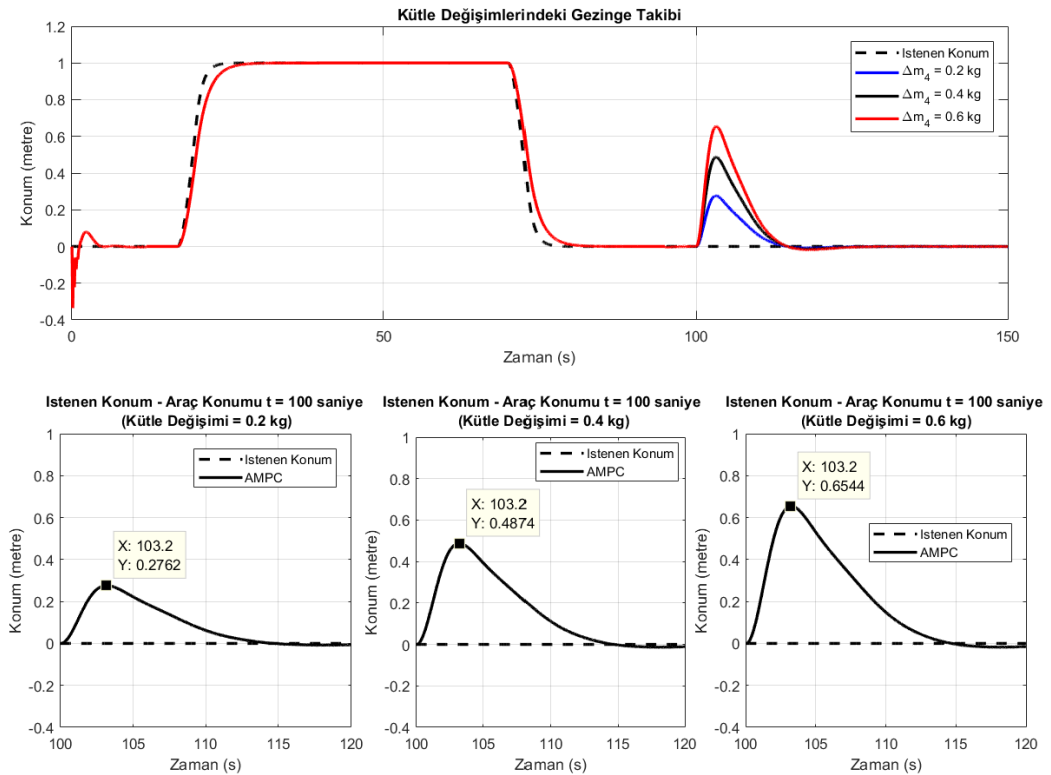


Şekil 3.63 : UMTÖK ve DKG kontrol yaklaşımlarının karşılaştırılması.



Şekil 3.64 : Üç eniyileme problemi tabanlı kontrolcü karşılaştırılması.

Uyarlamalı kontrolün üstünlüğü benzetim çalışmaları ve verim ölçütleri yardımıyla kanıtlanmasıyla yeni bir soru ortaya çıkmaktadır. Farklı kütle değişimlerinde uyarlamalı kontrolcünün verimini ölçmek, kontrolcünün değişken kütlelerin (m_4) farklı değerlerinde ne gibi cevaplar vereceği gözler önüne serilmesi amaçlanmaktadır. Bu aşamada daha önce uygulanan istenen doğrusal konum verisi uygulanmaktadır.



Şekil 3.65 : Farklı kütle değişimleri altında UMTÖK kontrol karşılaştırması.

Buradan çıkarılabilecek yorum Uyarlamalı MTÖK'ün zamanla değişen değişkenlere karşı yüksek kararlılık ve gürbüzlük ile sistemi kontrol altında tuttuğudur (Şekil 3.65).



4. SONUÇ VE ÖNERİLER

Karşılaştırılan yöntemler içerisinde UMTÖK kontrol yöntemi beklenildiği gibi en yüksek performansı göstermiştir. İki çevrimli yapı tüm kontrol benzetimleri esnasında kullanılmıştır. İç döngü sistemin ağırlık merkezinin açılma değeri kontrol edilmeye, dış döngü ise doğrusal konumunu kontrol etmeye yönelik tasarlanmıştır. Bunların yanı sıra kontrol yaklaşımlarından parametre değişimlerini de bertaraf etmeleri beklenmiştir. Bunların içinde en iyi performansı UMTÖK kontrol yöntemi göstermiştir. Sonuç olarak UMTÖK hem kararlılık hem de parametre değişimlerine karşı gürbüzlük bakımından diğer kontrol yöntemlerine karşı üstünlük sağlamıştır. Önerilen İki-Tekerlekli Gezer Robot Sistemi'nin kontrolü esnasında iki önemli husus öne çıkmaktadır. Kontrol kısmında detaylı şekilde ele alındığı üzere sistem kontrolü; hızlı açılma dinamikleri kontrol eden iç kontrolcü tarafından ve yavaş dinamikleri kontrol eden dış kontrolcü tarafından yerine getirilmektedir. Literatür çalışmaları neticesinde bugüne kadar tasarlanmış mekanik yapılar ve uygulanmış geniş yelpazedeki kontrol yöntemleri ışığında, sistemin kontrolünün en verimli, kararlılığı sağlayarak ve bu çalışmada en fazla üzerinde durulan gürbüzlük kabiliyetini de içerisinde bulundurarak, aracın istenen gezintileri takip etmesini sağlayacak kontrolcü tasarlamak edinilmiştir. Daha önce benzer yapıdaki iki tekerlekli gezer robot yapıları üzerine yapılan çalışmalarda mekanik olarak radikal değişiklikler üzerinde sıklıkla bazı çalışmalar haricinde durulmamıştır. Bu çalışma kapsamında geleneksel olarak tasarlanan tek eklemlili bir ters sarkaç yapısı yerine [9]'da önerilen sürülen mekanik sistem ilham alınarak önerilen sistemimize mihenk taşı olmuştur. Bu aşamada bir adım daha ileri gidilerek tasarımımız getireceği fayda nedeniyle değiştirilmiş ve değişken kütleli yapıya büründürülmüştür. Buradaki amaç robot sistemimizin belirli bir görevi getirmesini canlandırmayı amaçlamaktır. Bu belirli bir yerden bir nesneyi alıp başka bir yere götürüp bırakma olarak örneklendirilebilir. Performans karşılaştırmasında *IAE*, *MAE*, *ISE* ve *ISCI* gibi sıklıkla kullanılan kıstaslardan yararlanılmıştır. Kontrol yöntemlerinin performanslarının daha iyi nitelendirilebilmek için yukarıda bahsedilen istatistiksel analiz yöntemleri günümüzde sıklıkla kullanılmaktadır. Sırasıyla hesaplanmaları şu şekildedir.

1. Kütle merkezinin açısının ISE performans indisi olarak hesaplanması $\int_t e_\theta^2 dt$
2. Doğrusal konumun ISE performans indisi olarak hesaplanması $\int_t e_x^2 dt$
3. Kütle merkezinin açısının MAE performans indisi olarak hesaplanması $\max |e_\theta|$
4. Doğrusal konumun MAE performans indisi olarak hesaplanması $\max |e_x|$
5. Toplam enerji tüketimi $\int_t u^2 dt$

Sırasıyla kontrol yaklaşımları gösterdikleri performanslara göre değerlendirildiği takdirde: Bu amaç doğrultusunda ilk olarak geleneksel OİT(PID) kontrol yöntemi sistem üzerinde denenmiştir. Buradaki amaç uygulama tabanlı olarak en yaygın şekilde kullanılan yöntemin, doğrusal olmayan ve bozucu etkilere maruz kalabilen bir sistem üzerinde göstereceği verimi gözlemleyebilmektir. OİT (PID), uygulanan tüm kontrol yaklaşımları içerisinde işlem karmaşıklığı açısından en basit kontrol yöntemi olarak sınırlanmaktadır. İçerdiği bileşenler oransal katsayı, integral işlemi ve türev alma işlemi kontrol sisteminin gerçek zamanlı olarak uygulanabilirliği en kolay yöntem olmasını sağlamaktadır. Buna karşın OİT kontrol doğrusallaştırılmış sistemin dinamiklerine doğrudan dayanmaktadır. Doğrusallaştırılmış dinamikler gerçek sistemi doğrudan temsil edemediği durumlarda OİT kontrolden istenen verim elde edilememektedir. Bu açıkça yukarıda anlatıldığı üzere kütle değişiminde kendini göstermektedir. Sistem gürültü ve bozucu etkiler altında kontrol edilmeye çalışıldığında kapalı çevrim sistem gürbüzlüğüne kaybetmektedir. Bu da yüksek doğrusalsızlık içeren bir robotik sistem için arzu edilmemektedir. OİT kontrol yönteminin verimini arttırabilmek için parametre değerleri çeşitli algoritmalar yardımıyla eniyilenebilir. Bunu yanısıra akıllı kontrol ya da güncelleme yöntemleriyle kontrolcü yapıları doğrusal olmayan sistemlere uyarlanabilir.

Geribeslemeli doğrusallaştırma kontrol yönteminde ise kontrol sinyalinin sert geçişlerinin olmadığı ve gerçek zamanlı sistem üzerinde zorlanmadan uygulanabileceği görülmektedir. Diğer taraftan sistemde meydana gelen parametre değişimlerine karşı gürbüz olmadığı açıkça grafiklerde görülmektedir. Bu kontrol yönteminin dayandığı en önemli nokta doğrusal olmayan dinamik sistemin tam anlamıyla tanımlanmış olmasıdır. Geribesleme sinyali içerisinde doğrusal olmayan terimler yer aldığından dinamik denklemin kesinliği önem arz etmektedir.

Ardından dinamik denklemler üzerinde verdikleri başarılı cevaplarıyla bilinen Doğrusal Karesel Gaus (DKG) tipinde kontrolcünün denenmesine karar verilmiştir. Bu kontrolcünün uygulanması sonucunda benzetim çalışmaları ardından yapılan tartışmalar sonucunda DKG kontrolcüsü kütle değişiminin gerçekleşmesine kadar tatminkâr seviyede takip verimi göstermektedir. Ancak, kütle değişiminin meydana geldiği andan itibaren istenilen verimi elde etmek mümkün olamamaktadır. Doğrusal Karesel Gauss kontrol yöntemi ise iki farklı eniyileme(optimal) yapının bir araya gelmesinden meydana gelmektedir. Bunlar Doğrusal Karesel Regülatör ve Kalman filtresidir. Bu birliktelik ile gürültü sinyali eklenmiş olan çıkış sinyalleri Kalman filtresi yardımıyla gürültülerinden arındırılmaktadır. Bu yapının getirdiği üstünlük ise iki eniyileme yapısının ayrı olarak tasarlanıp, birleştirilmesiyle ortaya çıkan DKG kontrolcüsü de eniyi(optimal) yapıya sahip olmasıdır. DKG kontrol yaklaşımı gürbüz olmasına ve gürültü sinyaller altında yüksek verim göstermesine karşın, doğrusal olmayan sistemler üzerinde doğrusal oldukları komşuluklar dışında gürbüzlüklerini yitirmektedir. Bundan dolayı DKG tasarımı çalışılan her bir aralık için tanımlanmalı ve güncellenmelidir.

Bu sebeple [85] çalışma o güne kadar yapılmış gürbüzlük ve kararlılık tanımlarının tekrar gözden geçirilmesine neden olmuştur. Bu sebeple DKG gibi sabit bir pencerede yapılan eniyileme problemi yerine MTÖK gibi kayan ve nümerik olarak her bir zaman aralığında hesaplanan eniyileme problemine dönüşmektedir. MTÖK kontrol, çok değişkenli ve durum değişkenleri arasında yüksek derecede mevcut etkileşimde dahi gürbüzlüğünden ve kararlılığından ödün vermemeye çalışmaktadır. Sistemde yer alan giriş ve çıkış kıstasları altında eniyileme probleminin çözümüne ulaşmaya çalışmaktadır. Zorlu doğrusal olmayan dinamikler ve değişen kontrol görevleri, algılayıcı sorunlarında dahi kestirimci yapısıyla kontrol işlevini yerine getirebilmektedir. Bazı durumlarda kontrol edilen dinamik sistemin yüksek seviyelerde doğrusal olmayan terimler içermesi ve açık-çevrim sistemin kararsız olması nedeniyle çıkış geribeslemesi zaman zaman düşük seviyede verime neden olabilmektedir. Bu nedenle elde edilen sonuçlar ışığında da görüldüğü üzere MTÖK kontrolcüsü kütle değişimi meydana geldiğinde maliyet fonksiyonunu en düşük değerinde tutabilme görevini yerine getirememektedir.

Bu nedenle girilen arayışta zamanla- değişen değişkenli sistemlerde oldukça üstün özellikleri ön plana çıkan Uyarlamalı Model Tabanlı Öngörülü Kontrol sistemi

seçilmiştir. Bunu amacı aynı aileye ait olan Model Tabanlı Öngörülü Kontrol sistemi temel olarak sabit bir noktada doğrusallaştırılmış doğrusal olmayan dinamik sistemini referans olarak kabul etmekte ve buna istinaden kontrol sinyalini oluşturmaktadır. Ancak, önerdiğimiz sistemde olduğu gibi ortaya atılan senaryoya bağlı olarak, değişken kütlenin etkidiği bir mekanik yapıda kontrol işlevinin yerine getirilmesi sabit değişkenleri referans alan bir kontrol yaklaşımı için zorluklar içermektedir. Bunda dolay, yapılan veri tabanı araştırmaları sonucunda Uyarlamalı Model Tabanlı Öngörülü Kontrol yaklaşımının doğrusal olmayan sistem, zamanla değişen değişkenli yapıya getirilip modellenmesi ardından, kontrol çalışmaları için en uygun yapı olduğu benzetim çalışmaları sonucunda ortaya çıkmaktadır. Burada önemli olan husus, değişen kütle karşısında doğrusal onumdaki sapma istenilen sınırlar içine meydana gelmektedir. Diğer kontrol yöntemlerine baktığımızda sistem sapması bu öngörülen değerlerin dışına sarmaktadır. Bu nedenle ileriki çalışmalara da ışık tutacak uyarlamalı kontrol yaklaşımı bir referans olabilecek nitelikte sayılabilir. Bunda sonra yapılacak çalışmalarda doğrusallaştırma esnasında bu çalışmada yapılan üç farklı kütle değişimi temel alınarak yapılan doğrusallaştırmanın yanında doğrusal olmayan zamanla değişen değişkenli dinamik sistem farklı modelleme yöntemleri yardımıyla tasvir edilebilir bunlar ARX ve AR en küçük kareler yöntemi olarak sayılabilir [83-84]. Akıllı kontrol yaklaşımları Model Tabanlı yöntemlerle birleştirilerek kütleli değişimlerdeki kontrolcü kararlılığı arttırılabilir. Ayrıca robot kol kontrolü de kontrol çabası içine dahil edilerek geniş bir yelpazede kontrol sistemi tasarımına girişilmesi öngörülebilir. Bu sistemin böylelikle tıp sektöründen askeri alana kadar geniş bir uygulama alanında kabul görmesi muhtemeldir. İleriki çalışmalarda ise farklı kontrol yapıları ve önerilen kontrol yaklaşımlarının üzerinden durulması amaçlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Nazemzadeh, P., Fontanelli, D., Macii, D., and Palopoli, L., "Indoor Localization of Mobile Robots Through QR Code Detection and Dead Reckoning Data Fusion," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 22, no. 6, pp.2588-2599, Dec.2017. doi: 10.1109/TMECH.2017.2762598.
- [2] Alam, T., Bobadilla, L., and A. Shell, D., "Space-Efficient Filters for Mobile Robot Localization from Discrete Limit Cycles," in *IEEE Robotics and Automation Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 257-264, Jan. 2018. doi: 10.1109/LRA.2017.2737047.
- [3] Cobano, J A, Estremera, J., and Gonzalez De Santos., P., (2004). "A Localization Algorithm for Outdoor Trajectory Tracking with Legged Robots." In *Climbing and Walking Robots (CLAWAR)*. Vol. 1. Madrid, Spain. doi:10.1007/3-540-29461-9_110.
- [4] Zhao, S., Li, Z., Cui, R., Kang, Y., Sun, F., and Song, R., "Brain–Machine Interfacing-Based Teleoperation of Multiple Coordinated Mobile Robots," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp. 5161-5170, June2017. doi: 10.1109/TIE.2016.2606089.
- [5] Ciccozzi, F., Di Ruscio, D., Malavolta, I., and Pelliccione, P., "Adopting MDE for Specifying and Executing Civilian Missions of Mobile Multi-Robot Systems," in *IEEE Access*, vol. 4, pp. 6451-6466, 2016. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2613642.
- [6] Hagraas, H., Callaghan,, V. , and Collry, M., "Outdoor mobile robot learning and adaptation," in *IEEE Robotics & Automation Magazine*, vol. 8, no. 3, pp.53-69, Sep 2001. doi: 10.1109/100.956814
- [7] Vepa, R., "Nonlinear Unscented Σ Suspension and Tracking Control of Mobile Vehicles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 4, pp.1543-1553, May 2012. doi: 10.1109/TVT.2012.2187937.
- [8] Kwon, S., Kim, S., and Yu, J., "Tilting-Type Balancing Mobile Robot Platform for Enhancing Lateral Stability," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 20, no. 3, pp. 1470-1481, June 2015. doi: 10.1109/TMECH.2014.2364204.
- [9] Acar, C., and Murakami, T., "Underactuated two-wheeled mobile manipulator control using nonlinear backstepping method," *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Orlando, FL, 2008, pp. 1680-1685. doi: 10.1109/IECON.2008.4758206.
- [10] Amanatiadis, A., "A Multisensor Indoor Localization System for Biped Robots Operating in Industrial Environments," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7597-7606, Dec. 2016. doi: 10.1109/TIE.2016.2590380.

- [11] **Geng, T.**, "Torso Inclination Enables Faster Walking in a Planar Biped Robot With Passive Ankles," in *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 30, no. 3, pp. 753-758, June 2014. doi: 10.1109/TRO.2014.2298058.
- [12] **Liu, S., and Sun, D.**, "Minimizing Energy Consumption of Wheeled Mobile Robots via Optimal Motion Planning," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 19, no. 2, pp. 401-411, April 2014. doi: 10.1109/TMECH.2013.2241777
- [13] <https://www.bostondynamics.com/> alındığı tarih:10.01.2018.
- [14] **Martins-Filho, L.S., Prajoux, R.**, "Locomotion control of a four-legged robot embedding real-time reasoning in the force distribution", *Robotics and Autonomous Systems*, Volume 32, Issue 4, 2000, Pages 219-235, ISSN 0921-8890, [https://doi.org/10.1016/S0921-8890\(99\)00128-1](https://doi.org/10.1016/S0921-8890(99)00128-1).
- [15] **Semini, C., et al.**, "Design of the Hydraulically Actuated, Torque-Controlled Quadruped Robot HyQ2Max," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 22, no. 2, pp. 635-646, April 2017. doi: 10.1109/TMECH.2016.2616284.
- [16] <http://world.honda.com/ASIMO/> alındığı tarih:11.01.2018
- [17] **Cho, B. K., Park, S. S., and Oh, J. h.**, "Controllers for running in the humanoid robot, HUBO," *2009 9th IEEE-RAS International Conference on Humanoid Robots*, Paris, 2009, pp. 385-390. doi: 10.1109/ICHR.2009.5379574
- [18] <https://spectrum.ieee.org/automaton/robotics/humanoids/shaft-demos-new-bipedal-robot-in-japan/> alındığı tarih:11.01.2018.
- [19] **Amanatiadis, A.**, "A Multisensor Indoor Localization System for Biped Robots Operating in Industrial Environments," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7597-7606, Dec. 2016. doi: 10.1109/TIE.2016.2590380.
- [20] **Hwang, K. S., Lin, J. L., and Yeh, K. H.**, "Learning to Adjust and Refine Gait Patterns for a Biped Robot," in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 45, no. 12, pp. 1481-1490, Dec. 2015. doi: 10.1109/TSMC.2015.2418321.
- [21] **Park, J., Kim, Y. K., Yoon, B., Kim, K. S., and Kim, S.**, "Design of biped robot inspired by cats for fast running," in *Electronics Letters*, vol. 50, no. 10, pp.730-731, May8 2014. doi: 10.1049/el.2014.0990.
- [22] **Li, Z., and Ge, S. S.**, "Adaptive robust controls of biped robots," in *IET Control Theory & Applications*, vol. 7, no. 2, pp. 161-175, Jan. 17 2013. doi: 10.1049/iet-cta.2012.0066.
- [23] **Yu, Z., et al.**, "Gait Planning of Omnidirectional Walk on Inclined Ground for Biped Robots," in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 46, no. 7, pp. 888-897, July 2016. doi: 10.1109/TSMC.2015.2487240.
- [24] **Arena, P., Fortuna, L., Frasca, M., Patane, L., and Pollino, M.**, "Bio-inspired robotics: application of a CNN-based CPG VLSI chip to control an autonomous mini-hexapod robot," *2006 10th International Workshop*

- on *Cellular Neural Networks and Their Applications*, Istanbul, 2006, pp. 1-1. doi: 10.1109/CNNA.2006.341588.
- [25] **Ugurlu, B., et al.**, "Variable Ankle Stiffness Improves Balance Control: Experiments on a Bipedal Exoskeleton," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 21, no. 1, pp. 79-87, Feb. 2016. doi: 10.1109/TMECH.2015.2448932.
- [26] **Wang, D., and Low, C. B.**, "Modeling and Analysis of Skidding and Slipping in Wheeled Mobile Robots: Control Design Perspective," in *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 24, no. 3, pp. 676-687, June 2008. doi: 10.1109/TRO.2008.921563.
- [27] **Seo, T., and Sitti, M.**, "Tank-Like Module-Based Climbing Robot Using Passive Compliant Joints," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 18, no.1, pp.397-408, Feb.2013. doi: 10.1109/TMECH.2011.2182617.
- [28] **Liao, J., Chen, Z., and Yao, B.**, "Performance-Oriented Coordinated Adaptive Robust Control for Four-Wheel Independently Driven Skid Steer Mobile Robot," in *IEEE Access*, vol. 5, pp. 19048-19057, 2017. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2754647.
- [29] **Huang, H. C.**, "Fusion of Modified Bat Algorithm Soft Computing and Dynamic Model Hard Computing to Online Self-Adaptive Fuzzy Control of Autonomous Mobile Robots," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 12, no. 3, pp. 972-979, June 2016. doi: 10.1109/TII.2016.2542206.
- [30] **Khan, M. S.**, "The Development of a Mobile Medical Robot Using ER1 Technology," in *IEEE Potentials*, vol. 32, no. 4, pp. 34-37, July-Aug. 2013. doi: 10.1109/MPOT.2013.2247096.
- [31] **Yu, W., Chuy Jr., O. Y., Collins Jr., E. G., and Hollis, P.**, "Analysis and Experimental Verification for Dynamic Modeling of A Skid-Steered Wheeled Vehicle," in *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 26, no. 2, pp.340-353, April2010. doi: 10.1109/TRO.2010.2042540.
- [32] **Morin, P., and Samson, C.**, "Control of Nonholonomic Mobile Robots Based on the Transverse Function Approach," in *IEEE Transactions on Robotics*, vol.25, no.5, pp.1058-1073, Oct. doi: 10.1109/TRO.2009.2014123.
- [33] **Salerno, A., and Angeles, J.**, "A New Family of Two-Wheeled Mobile Robots: Modeling and Controllability," in *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 23, no.1, pp.169-173, Feb. 2007. doi: 10.1109/TRO.2006.886277.
- [34] **Prof. John (Jizhong) Xiao** ders notları, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, The City College of New York, 2017.
- [35] **Marín, L., Vallés, M., Soriano, Á., Valera, Á., and Albertos, P.**, "Event-Based Localization in Ackermann Steering Limited Resource Mobile Robots," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 19, no. 4, pp.1171-1182, Aug. 2014. doi: 10.1109/TMECH.2013.2277271.
- [36] <https://mars.nasa.gov/programmissions/missions/past/pathfinder/> alındığı tarih:11.01.2018.
- [37] **Rentschler, M. E., Platt, S. R., Berg, K., Dumpert, J., Oleynikov, D., and Farritor, S. M.**, "Miniature in vivo Robots for Remote and Harsh

Environments," in *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 12, no. 1, pp. 66-75, Jan. 2008. doi: 10.1109/TITB.2007.898017.

- [38] Yu, W., Chuy, O., Collins, E. G., and Hollis P., "Dynamic modeling of a skid-steered wheeled vehicle with experimental verification," *2009 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, St.Louis, MO, 2009, pp.4212-4219. doi: 10.1109/IROS.2009.5354381.
- [39] Jeon, J. D., and Lee, B. H., "Ellipse-based velocity obstacles for local navigation of holonomic mobile robot," in *Electronics Letters*, vol. 50, no. 18, pp. 1279-1281, August 28 2014. doi: 10.1049/el.2014.1592.
- [40] Huang, H. C., "Fusion of Modified Bat Algorithm Soft Computing and Dynamic Model Hard Computing to Online Self-Adaptive Fuzzy Control of Autonomous Mobile Robots," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 12, no. 3, pp. 972-979, June 2016. doi: 10.1109/TII.2016.2542206.
- [41] Shen, Z., Ma, Y., and Song, Y., "Robust Adaptive Fault-Tolerant Control of Mobile Robots With Varying Center of Mass," in *IEEE Transactions on Industrial Electro Y. nics*, vol. 65, no. 3, pp. 2419-2428, March 2018. doi: 10.1109/TIE.2017.2740845.
- [42] Odry, Ákos & Fodor, János & Odry, Peter. (2016). "Stabilization of a Two-Wheeled Mobile Pendulum System using LQG and Fuzzy Control Techniques." *International Journal On Advances in Intelligent Systems*. 9. 223-232.
- [43] Stilman, M., Olson, J., and Gloss, W., "Golem Krang: Dynamically stable humanoid robot for mobile manipulation," *2010 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Anchorage, AK, 2010, pp. 3304-3309. doi: 10.1109/ROBOT.2010.5509593.
- [44] <https://www.kuka.com/en-de/products/robot-systems/industrial-robots/kr-1000-titan> / alındığı tarih:11.01.2018.
- [45] Zhu, W. H., Lamarche, T., Dupuis, E., Jameux, D., Barnard, P., and Liu, G., "Precision Control of Modular Robot Manipulators: The VDC Approach With Embedded FPGA," in *IEEE Transactions on Robotics*, vol.29, no.5, pp.1162-1179, Oct.2013. doi: 10.1109/TRO.2013.2265631.
- [46] Arteaga Perez, M. A., and Bueno Lopez, M., "3D Visual Servoing Control for Robot Manipulators Without Parametric Identification," in *IEEE Latin America Transactions*, vol. 13, no. 3, pp. 569-577, March 2015. doi: 10.1109/TLA.2015.7069076.
- [47] Tsai, C. Y., Wong, C. C., Yu, C. J., Liu, C. C., and Liu, T. Y., "A Hybrid Switched Reactive-Based Visual Servo Control of 5-DOF Robot Manipulators for Pick-and-Place Tasks," in *IEEE Systems Journal*, vol. 9, no.1, pp.119-130, March 2015. doi: 10.1109/JSYST.2014.2358876.
- [48] Stilman, M., Wang, J., Teeyapan, K., and Marceau, R., "Optimized control strategies for wheeled humanoids and mobile manipulators," *2009 9th*

IEEE-RAS International Conference on Humanoid Robots, Paris, 2009, pp. 568-573. doi: 10.1109/ICHR.2009.5379514.

- [49] <http://segway.com/home/> alındığı tarih:11.01.2018.
- [50] **Xu, J. X., Guo, Z. Q., and Lee, T. H.**, "Design and Implementation of Integral Sliding-Mode Control on an Underactuated Two-Wheeled Mobile Robot," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp.3671-3681, July2014. doi: 10.1109/TIE.2013.2282594.
- [51] **Takei, T., Imamura, R., and Yuta, S.**, "Baggage Transportation and Navigation by a Wheeled Inverted Pendulum Mobile Robot," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 3985-3994, Oct. 2009. doi: 10.1109/TIE.2009.2027252.
- [52] **Wang, W. J., and Huang, C. H.**, "Model-based fuzzy control application to a self-balancing two-wheeled inverted pendulum," *2009 IEEE Control Applications, (CCA) & Intelligent Control, (ISIC)*, Saint Petersburg, 2009, pp.1158-1163. doi: 10.1109/CCA.2009.5281126.
- [53] **Liu L, Yang S-H, Wang Y, et al.** "Home Service Robotics." *Measurement and Control* 2009;42: 12-17.
- [54] **Jabbar , A, Malik, F.M., Sheikh, S.A.**, "Nonlinear stabilizing control of a rotary double inverted pendulum: a modified backstepping approach." *Transactions of the Institute of Measurement and Control*. Epub ahead of print 11 May 2016. doi: 10.1177/0142331216645174.
- [55] **Žilić ,T., Pavković ,D., Zorc ,D.**, "Modeling and control of a pneumatically actuated inverted pendulum." *ISA Transactions* 2009; 48: 327–335.
- [56] **Hong, S., Oh, Y., Kim, D., and You, B. J.**, "Real-Time Walking Pattern Generation Method for Humanoid Robots by Combining Feedback and Feedforward Controller," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no.1, pp.355-364, Jan.2014. doi: 10.1109/TIE.2013.2242412.
- [57] **Wang, L., Ni, H., Zhou, W., Pardalos, P.M, Fang, J., Fei, M.**, "MBPOA-based LQR controller and its application to the double-parallel inverted pendulum system," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Volume 36, 2014, Pages 262-268, ISSN 0952-1976, <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2014.07.023>.
- [58] **Mahmoud, M. S., and Nasir, M. T.**, "Robust control design of wheeled inverted pendulum assistant robot," in *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol.4, no.4, pp.628-638, 2017. doi: 10.1109/JAS.2017.7510613.
- [59] **Peng, K., Ruan, X., and Zuo, G.**, "Dynamic model and balancing control for two-wheeled self-balancing mobile robot on the slopes," *Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation*, Beijing, 2012 ,pp.3681-3685. doi: 10.1109/WCICA.2012.6359086.
- [60] **Sadeghian, R., and Masoule, M. T.**, "An experimental study on the PID and Fuzzy-PID controllers on a designed two-wheeled self-balancing autonomous robot," *2016 4th International Conference on Control, Instrumentation, and Automation (ICCIA)*, Qazvin, 2016, pp. 313-318. doi: 10.1109/ICCIAutom.2016.7483180.

- [61] Lin, H., Su, H., Shi, P., Lu, R., and Wu, Z. G., "Estimation and LQG Control Over Unreliable Network With Acknowledgment Randomly Lost," in *IEEE Transactions on Cybernetics*, vol. 47, no. 12, pp. 4074-4085, Dec. 2017. doi: 10.1109/TCYB.2016.2597259.
- [62] Rahman, Y., Xie, A., and Bernstein, D. S., "Retrospective Cost Adaptive Control: Pole Placement, Frequency Response, and Connections with LQG Control," in *IEEE Control Systems*, vol. 37, no. 5, pp. 28-69, Oct. 2017. doi: 10.1109/MCS.2017.2718825.
- [63] Wang, Y. S., and Matni, N., "Localized LQG optimal control for large-scale systems," *2016 American Control Conference (ACC)*, Boston, MA, 2016, pp.1954-1961. doi: 10.1109/ACC.2016.7525205.
- [64] Fukushima, H., Kakue, M., Kon, K., and Matsuno, F., "Transformation Control to an Inverted Pendulum for a Mobile Robot With Wheel-Arms Using Partial Linearization and Polytopic Model Set," in *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 29, no. 3, pp. 774-783, June 2013. doi: 10.1109/TRO.2013.2239555.
- [65] Pounds, P. E. I., and Dollar, A. M., "Stability of Helicopters in Compliant Contact Under PD-PID Control," in *IEEE Transactions on Robotics*, vol.30, no.6, pp.1472-1486, Dec.2014. doi: 10.1109/TRO.2014.2363371.
- [66] Rubio, J. d. J., Cruz, P., Paramo, L. A., Meda, J. A., Mujica, D., and Ortigoza, R. S., "PID Anti-Vibration Control of a Robotic Arm," in *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 7, pp. 3144-3150, July 2016. doi: 10.1109/TLA.2016.7587614.
- [67] Sun, L., and Gan, J., "Researching of Two-Wheeled Self-Balancing Robot Base on LQR Combined with PID," *2010 2nd International Workshop on Intelligent Systems and Applications*, Wuhan, 2010, pp. 1-5. doi: 10.1109/IWISA.2010.5473610.
- [68] Yokoyama, K., and Takahashi, M., "Dynamics-Based Nonlinear Acceleration Control With Energy Shaping for a Mobile Inverted Pendulum With a Slider Mechanism," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 40-55, Jan. 2016. doi: 10.1109/TCST.2015.2417499.
- [69] Yang, C., Li, Z., Cui, R., and Xu, B., "Neural Network-Based Motion Control of an Underactuated Wheeled Inverted Pendulum Model," in *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 25, no. 11, pp. 2004-2016, Nov.2014. doi: 10.1109/TNNLS.2014.2302475.
- [70] Lee, J. Y., Jin, M., and Chang, P. H., "Variable PID Gain Tuning Method Using Backstepping Control With Time-Delay Estimation and Nonlinear Damping," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp.6975-6985, Dec.2014. doi: 10.1109/TIE.2014.2321353.
- [71] Fukushima, H., Muro, K., and Matsuno, F., "Sliding-Mode Control for Transformation to an Inverted Pendulum Mode of a Mobile Robot With Wheel-Arms," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no.7, pp.4257-4266, July2015. doi: 10.1109/TIE.2014.2384475.

- [72] **Utkin, V.**, "Discussion Aspects of High-Order Sliding Mode Control," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 61, no. 3, pp. 829-833, March 2016. doi: 10.1109/TAC.2015.2450571.
- [73] **Wardoyo, A. S., Hendi, S., Sebayang, D., Hidayat, I., and Adriansyah, A.**, "An investigation on the application of fuzzy and PID algorithm in the two wheeled robot with self balancing system using microcontroller," *2015 International Conference on Control, Automation and Robotics*, Singapore, 2015, pp. 64-68. doi: 10.1109/ICCAR.2015.7166003.
- [74] **Draganescu, M., et al.**, "Generalized Predictive Control for superheated steam temperature regulation in a supercritical coal-fired power plant," in *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 69-77, March 2015. doi: 10.17775/CSEEJPES.2015.00009.
- [75] **Degani, A., et al.**, "Design and Open-Loop Control of the ParkourBot, a Dynamic Climbing Robot," in *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 30, no. 3, pp. 705-718, June 2014. doi: 10.1109/TRO.2014.2300213.
- [76] **Bai, L., Li, H., Liang, H., Zhou, Q., and Wang, L.**, "Adaptive fuzzy control for nonstrict-feedback stochastic nonlinear systems with full-state constraints and unknown dead zone," *2017 4th International Conference on Information, Cybernetics and Computational Social Systems (ICCSS)*, Dalian, 2017, pp. 26-31. doi: 10.1109/ICCSS.2017.8091377.
- [77] **Li, Z., and Yang, C.**, "Neural-Adaptive Output Feedback Control of a Class of Transportation Vehicles Based on Wheeled Inverted Pendulum Models," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 20, no. 6, pp. 1583-1591, Nov. 2012.
- [78] **Sun, W., Tang, S., Gao, H., and Zhao, J.**, "Two Time-Scale Tracking Control of Nonholonomic Wheeled Mobile Robots," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 24, no. 6, pp. 2059-2069, Nov. 2016. doi: 10.1109/TCST.2016.2519282.
- [79] **Chen, J., Jia, B., and Zhang, K.**, "Trifocal Tensor-Based Adaptive Visual Trajectory Tracking Control of Mobile Robots," in *IEEE Transactions on Cybernetics*, vol. 47, no. 11, pp. 3784-3798, Nov. 2017. doi: 10.1109/TCYB.2016.2582210.
- [80] **Acar, C., and Murakami, T.**, "Multi-task control for dynamically balanced two-wheeled mobile manipulator through task-priority," *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Gdansk, 2011, pp. 2195-2200. doi: 10.1109/ISIE.2011.5984501.
- [81] **Abbas, H. S., Tóth, R., Meskin, N., Mohammadpour, J., and Hanema, J.**, "A Robust MPC for Input-Output LPV Models," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 61, no. 12, pp. 4183-4188, Dec. 2016. doi: 10.1109/TAC.2016.2553143.
- [82] **Zhang, D, Wei , B.**, "A review on model reference adaptive control of robotic manipulators." *Annual Reviews in Control*, Volume 43, 2017, Pages 188-198, ISSN1367-5788, <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2017.02.002>.

- [83] **Abdelwahed, I, B, Mbarek, A, Bouzrara, K**, “Adaptive MPC based on MIMO ARX-Laguerre model,” *ISA Transactions*, Volume 67, 2017, Pages330-347, ISSN0019-0578, <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2016.11.017>.
- [84] **Feng Deng, Changchun Bao**, “Speech enhancement based on AR model parameters estimation,” *Speech Communication*, Volume 79, 2016, Pages 30-46, ISSN 0167-6393, <https://doi.org/10.1016/j.specom.2016.02.006>.
- [85] **Doyle, J.**, "Guaranteed margins for LQG regulators," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 23, no. 4, pp. 756-757, Aug 1978. doi: 10.1109/TAC.1978.1101812.



EKLER

EK 1: UMTÖK için Zamanla Değişen Kalman Filtresi Programı

EK 2: DKG Kontrolcileri için Dinamik Denklemler

EK 3: Doğrusal Parametre Değişken Sistem





EK 1

UMTÖK için Zamanla Değişen Kalman Filtresi Programı

```
%% Design of the AMPC Controller
clear all;
close all;
clc;

%% Obtain Linear Plant Model at Initial Operating Condition
% To linearize the plant, Simulink(R) and Simulink Control
Design(R) are
% required.
if ~mpcchecktoolboxinstalled('simulink')
    disp('Simulink(R) is required to run this example.')
    return
end
if ~mpcchecktoolboxinstalled('slcontrol')
    disp('Simulink Control Design(R) is required to run this
example.')
    return
end

%%
% Specify sample time used by plant models and MPC
controller
Ts = 0.01;
% Create operating point specification.
plant_mdl = 'MPC_ROBOT_linearization_singleoutput2';
op =operspec(plant_mdl);
%

% Feed concentration is known at the initial condition.
op.Inputs(1).u = 0.2;
op.Inputs(1).Known = true;

%%
% Compute initial condition.
[op_point, op_report] = findop(plant_mdl,op);
% Obtain nominal values of x, y and u.
x0_initial =
[op_report.States(1).x;op_report.States(2).x;op_report.State
s(3).x;op_report.States(4).x;op_report.States(5).x;op_report
.States(6).x; op_report.States(7).x;
op_report.States(8).x;op_report.States(9).x;op_report.States
(10).x;op_report.States(11).x];
y0_initial = [op_report.Outputs(1).y];
u0_initial = [op_report.Inputs(1).u;op_report.Inputs(2).u];
%%
% Obtain linear model at the initial condition.
options = linearizeOptions('BlockReduction','off');
plant_initial = linearize(plant_mdl, op_point);
% Discretize the plant model
plant_initial = c2d(plant_initial, Ts);
% Specify signal types and names used in MPC.
```

```

plant_initial.InputGroup.UnmeasuredDisturbances = 1;
plant_initial.InputGroup.ManipulatedVariables = 2;
plant_initial.OutputGroup.Measured = 1;
plant_initial.InputName = {'m4', 'F'};
plant_initial.OutputName = {'Tcog'};
%% Obtain Linear Plant Model at Intermediate Operating
Condition
% Create operating point specification.
op =operspec(plant_mdl);
% Feed concentration is known.
op.Inputs(1).u = 0.4;
op.Inputs(1).Known = true;
%%
% Find steady state operating condition.
[op_point, op_report] = findop(plant_mdl,op);
% Obtain nominal values of x, y and u.
x0_intermediate =
[op_report.States(1).x;op_report.States(2).x;op_report.State
s(3).x;op_report.States(4).x;op_report.States(5).x;op_report
.States(6).x; op_report.States(7).x;
op_report.States(8).x;op_report.States(9).x;op_report.States
(10).x;op_report.States(11).x];
y0_intermediate = [op_report.Outputs(1).y];
u0_intermediate =
[op_report.Inputs(1).u;op_report.Inputs(2).u];

%%
% Obtain linear model at the initial condition.
options = linearizeOptions('BlockReduction','off');
plant_intermediate = linearize(plant_mdl, op_point);
% Discretize the plant model
plant_intermediate = c2d(plant_intermediate, Ts);
% Specify signal types and names used in MPC
plant_intermediate.InputGroup.UnmeasuredDisturbances = 1;
plant_intermediate.InputGroup.ManipulatedVariables = 2;
plant_intermediate.OutputGroup.Measured = 1;
plant_intermediate.InputName = {'m4', 'F'};
plant_intermediate.OutputName = {'Tcog'};

%% Obtain Linear Plant Model at Final Operating Condition
% Create operating point specification.
op =operspec(plant_mdl);
%%
op.Inputs(1).u = 0.6;
op.Inputs(1).Known = true;
%%
% Find steady state operating condition.
[op_point, op_report] = findop(plant_mdl,op);

x0_final =
[op_report.States(1).x;op_report.States(2).x;op_report.State
s(3).x;op_report.States(4).x;op_report.States(5).x;op_report
.States(6).x; op_report.States(7).x;
op_report.States(8).x;op_report.States(9).x;op_report.States
(10).x;op_report.States(11).x];
y0_final = [op_report.Outputs(1).y];

```

```

u0_final = [op_report.Inputs(1).u;op_report.Inputs(2).u];

%%
% Obtain linear model at the initial condition.
options = linearizeOptions('BlockReduction','off');
plant_final = linearize(plant_mdl, op_point);
% Discretize the plant model
plant_final = c2d(plant_final, Ts);
plant_final.InputGroup.UnmeasuredDisturbances = 1;
plant_final.InputGroup.ManipulatedVariables = 2;
plant_final.OutputGroup.Measured = 1;
plant_final.InputName = {'m4','F'};
plant_final.OutputName = {'Tcog'};

%% Construct Linear Parameter Varying System
% You can use an LTI array to store the three linear plant
models obtained
% in previous sections.
lpv(:,:,1) = plant_initial;
lpv(:,:,2) = plant_intermediate;
lpv(:,:,3) = plant_final;
lpv.SamplingGrid =
struct('m4',[u0_initial(1);u0_intermediate(1);u0_final(1)]);

% Specify nominal values of plant inputs, outputs and states
at each steady
% state operating point.
lpv_u0(:,:,1) = u0_initial;
lpv_u0(:,:,2) = u0_intermediate;
lpv_u0(:,:,3) = u0_final;
lpv_y0(:,:,1) = y0_initial;
lpv_y0(:,:,2) = y0_intermediate;
lpv_y0(:,:,3) = y0_final;
lpv_x0(:,:,1) = x0_initial;
lpv_x0(:,:,2) = x0_intermediate;
lpv_x0(:,:,3) = x0_final;

%% Design MPC Controller at Initial Operating Condition
% You design a MPC controller at the initial operating
condition but the
% controller settings such as horizons and tuning weights
should be chosen
% such that they apply to the whole operating range.
% Create MPC controller with default prediction and control
horizons
Ts = 0.01;
PredictionHorizon = 10;
ControlHorizon = 1;
mpcobj = mpc(plant_initial,Ts);

% Set nominal values in the controller. Note that nominal
values for
% unmeasured disturbance must be zero.
mpcobj.Model.Nominal = struct('X', zeros(1,11), 'U',
[0;u0_initial(2)], 'Y', y0_initial, 'DX', zeros(1,11));

```

```
%%  
% Set scale factors because plant input and output signals  
have different  
% orders of magnitude  
%%  
Uscale = [1000;1000]; % 1000 1000  
Yscale = [10]; % 0.7  
mpcobj.DV(1).ScaleFactor = Uscale(1);  
mpcobj.MV.ScaleFactor = Uscale(2);  
mpcobj.OV(1).ScaleFactor = Yscale(1);  
%% Implement Adaptive MPC Control of CSTR Plant in Simulink  
(R)  
D = ss(getindist(mpcobj));  
D.b = eye(1)*10;  
setindist(mpcobj, 'model', D);
```

EK 2

Açı Kontrolcüsü Dinamik Sistemi

A	x1_e	x2_e	x3_e	x4_e	x5_e	xi1
x1_e	-1141	-20.77	48.34	-227.4	-227.4	0.6371
x2_e	-11.65	-6.924	22.94	-210	-107	-2.034
x3_e	30.07	134.1	-16.99	-347.8	-149.1	-4.308
x4_e	-229.2	44.7	78.62	-753.8	-418.4	-4.084
x5_e	525.5	-28.05	70.46	-385.4	-1563	-0.006309
xi1	0	0	0	0	0	0

B		
	r1	y1
x1_e	0	0.008793
x2_e	0	0.5945
x3_e	0	-1.337
x4_e	0	-0.2902
x5_e	0	0.003514
xi1	1	-1

C						
	x1_e	x2_e	x3_e	x4_e	x5_e	xi1
u1	-218	6074	-3543	-5.82	-148.2	-282.8

D		
	r1	y1
u1	0	0

Input groups:	
Name	Channels
Setpoint	1
Measurement	2
Output groups:	
Name	Channels
Controls	1
Continuous-time state-space model.	

Konum Kontrolcüsü Dinamik Sistemi

A =							
	x1_e	x2_e	x3_e	x4_e	x5_e	x6_e	x7_e
x1_e	-360.9	-89.48	-0.2102	4.824	-0.3585	2.39	16.91
x2_e	-298.2	-130	1.341	4.493	-0.5836	2.562	18.55
x3_e	160.8	-47.72	39.17	-105.4	0.3113	1.263	8.398
x4_e	369.9	-92.87	245.4	-412	270.3	1.594	11.81
x5_e	-210.6	38.37	-379	188.2	-1427	423.7	-4.443
x6_e	-154.4	8.25	-26.43	28.99	389.2	-1585	231.6
x7_e	-774.2	5.729	-57.11	91.64	-96.9	230.1	-24.99
x8_e	-135	-108.6	99.87	-64.91	55.29	0.9155	7.559
x9_e	556.4	312.4	-17.08	-6.021	-0.6014	-5.615	-40.52
x10_e	115.5	-287.4	11.05	5.912	-1.182	4.204	35.46
x11_e	1047	-183.6	6.974	-6.084	0.9294	-0.1263	-0.4767
x12_e	-167.6	31.75	-0.5647	0.3581	-0.4255	0.2952	-0.3351
x13_e	-0.1072	0.1129	-0.0070	0.000637	0.00152	-0.00275	-0.01198
xi1	0	0	0	0	0	0	0
	x8_e	x9_e	x10_e	x11_e	x12_e	x13_e	xi1
x1_e	-4.725	316.5	-140.7	27.1	71.65	-0.6459	-0.07946
x2_e	-5.024	340.3	-263	26.14	-13.06	-0.1352	-0.04981
x3_e	-2.875	158.8	41	-2.873	-1.419	-0.2883	-0.1641
x4_e	-3.372	236.8	69.74	-7.62	-7.03	-0.2103	-0.08362
x5_e	1.247	-90.31	-33.99	3.849	3.385	-0.003344	0.02696
x6_e	-0.1593	1.459	-15.99	2.539	4.037	-0.1859	-0.02042
x7_e	-2.399	134	-58.44	11.35	20.1	-1.274	-0.1935
x8_e	1.412	86.45	-15.09	-6.458	3.716	3.021	0.8471
x9_e	10.34	-760.8	557.8	-60.08	-10.1	-0.3361	-0.03242
x10_e	-9.962	639.6	-1145	28.63	-576.3	3.234	-0.01045
x11_e	-6.581	416.9	199.7	-41.17	-125.8	5.439	0.00122
x12_e	1.189	-118	-610	-99.37	-1024	3.719	0.0007418
x13_e	0.003704	-0.06296	2.694	-0.5579	4.657	-3.213	-1.598e-07
xi1	0	0	0	0	0	0	0

B		
	r1	y1
x1_e	0	-0.0208
x2_e	0	-0.042
x3_e	0	0.4754
x4_e	0	0.1662
x5_e	0	-0.1234
x6_e	0	-0.07937
x7_e	0	-0.3129
x8_e	0	-0.883
x9_e	0	-0.05514
x10_e	0	0.4984
x11_e	0	4.961
x12_e	0	-0.7907
x13_e	0	-3.194
xi1	1	-1

C											
	x1_e	x2_e	x3_e	x4_e	x5_e	x6_e	x7_e	x8_e	x9_e	x10_e	x11_e
u1	2.517	-25.95	64.73	-20.21	-3.775	-1.574	-4.052	5.084	-6.807	1.737	-9.195
	x12_e	x13_e	xi1								
u1	0.7171	4.13	0.8944								

D	
r1	y1
u1	0 0

Input groups:	
Name	Channels
Setpoint	1
Measurement	2
Output groups:	
Name	Channels
Controls	1
Continuous-time state-space model.	



EK 3

m4 = 0.2 kg için DPD

lpv [m4=0.2]				
A				
	1	0.009984	0	0
	0.01877	0.9968	0	0
	-3.389e-06	5.849e-07	1	0.01
	-0.0006774	0.0001158	0	1

lpv [m4=0.2]		
B		
	-1.284e-13	-4.162e-07
	-2.566e-11	-8.32e-05
	8.858e-15	2.189e-06
	1.771e-12	0.0004378

lpv [m4=0.2]				
C				
	57.3	0	1.056e-07	0

lpv [m4=0.2]		
D		
	0	0

m4 = 0.4 kg için DPD

lpv [m4=0.4]				
A				
	1	0.0101	0	0
	0.02015	0.9968	0	0
	-3.389e-06	6.241e-07	1	0.01
	-0.0007851	0.0001234	0	1

lpv [m4=0.4]		
B		
	-1.267e-13	-4.448e-07
	-2.534e-11	-8.89e-05
	9.397e-15	2.182e-06
	1.879e-12	0.0004364

lpv [m4=0.4]				
C				
	57.3	0	1.056e-07	0

lpv [m4=0.4]		
D		
	0	0

m4 = 0.6 kg için DPD

lpv [m4=0.6]				
A				
	1	0.0117	0	0
	0.0216	1	0	0
	-4.498e-06	6.621e-07	1	0.01
	-0.0008991	0.0001308	0	1

lpv [m4=0.6]		
B		
	-1.252e-13	-4.727e-07
	-2.503e-11	-9.449e-05
	9.916e-15	2.175e-06
	1.983e-12	0.000435

lpv [m4=0.6]				
C				
	57.3	0	1.056e-07	0

lpv [m4=0.6]		
D		
	0	0

Input groups:	
Name	Channels
UnmeasuredDisturbances	1
ManipulatedVariables	2
Output groups:	
Name	Channels
Measured	1
Sample time: 0.01 seconds	
3x1 array of discrete-time state-space models.	

EK 4

Uyarlamalı Model Tabanlı Öngörücü Kontrol Modeli

A				
	1.0001	0.009983	0	0
	0.0187	0.996791	0	0
	-3.388e-06	5.848681e-07	1	0.010
	-0.000677	0.000115	0	1

B		
	-1.2839e-13	-4.1670e-07
	-2.565e-11	-8.3196e-05
	8.8579e-15	2.1889e-06
	1.771e-12	0.0004377

C				
	57.29	0	1.055e-07	0

D		
	0	0



ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Mert ÖNKOL
Uyruğu : Türkiye Cumhuriyeti
Doğum Tarihi ve Yeri : 16.04.1985, İstanbul
E-posta : onkolmert@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2007, Yeditepe Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi
Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : 2010, TOBB ETU, Fen Bilimleri Enstitüsü,
Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Doktora** : 2018, TOBB ETU, Fen Bilimleri Enstitüsü,
Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Yıl	Yer	Görev
2007-2010	TOBB ETU	Burslu Y.Lisans Öğrencisi
2010-2016	ROMAK Mekantronik	Proje Mühendisi
2016-2018	MOTUM AGV Systems, Belgium	Kontrol Mühendisi

YABANCI DİL: İngilizce, Almanca, Lehçe, Flemenkçe

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Onkol, M., Kasnakoglu, C.,** Modeling and Control of a Robot Arm on a Two Wheeled Moving Platform, Applied Mechanics and Materials, 789, 735-741, (2015), doi:10.4028/www.scientific.net/AMM.789-790.735.
- **Onkol M., Kasnakoglu C.,** Modeling and Control of a Robot Arm On a Two Wheeled Moving Platform, 2015 International Conference on Automatic Control (ICOAC 2015), April 28-29, Ankara, Türkiye (2015).

- **Onkol, M,** Kasnakoglu, C,"Adaptive Model Predictive Control of a Two-wheeledRobot Manipulator with Varying Mass" in Measurement and Control.2018, <https://doi.org/10.1177/0020294018758527>

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER

- Deveci, O, **Onkol, M,** Unver, H.O. and Ozturk, Z., 2015. Design and Development of Low-Cost Solar Powered Drip Irrigation System Using Systems Modeling Language, *J. Cleaner Production*, 102, 529-544.

