

**TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ**

**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK GÜÇLÜ İZOLE DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI,  
MODELLENMESİ VE KONTROLÜ**



**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Alihan Cemal ÇALIŞKAN**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU**

**NİSAN 2021**



Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....  
**Prof. Dr. Osman EROĞUL**  
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığımı onaylarım.

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

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 181211017 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Alihan Cemal ÇALIŞKAN**'ın ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**YÜKSEK GÜÇLÜ İZOLE DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI, MODELLEMESİ VE KONTROLÜ**” başlıklı tezi **20.04.2021** tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

**Tez Danışmanı :** **Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU** .....

TOBB Ekonomive Teknoloji Üniversitesi

**Jüri Üyeleri :** **Prof. Dr. Bülent TAVLI (Başkan)** .....

TOBB Ekonomive Teknoloji Üniversitesi

**Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU** .....

TOBB Ekonomive Teknoloji Üniversitesi

**Prof. Dr. Mehmet Timur AYDEMİR** .....

Kadir Has 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.

Alihan Cemal ÇALIŞKAN



## ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

YÜKSEK GÜÇLÜ İZOLE DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI,

MODELLEMESİ VE KONTROLÜ

Alihan Cemal ÇALIŞKAN

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

Danışman: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Tarih: Nisan 2021

Hızla gelişen teknoloji ve bu teknolojiyle paralel olarak ilerleyen güç kontrol ihtiyacı sürekli olarak artmaktadır. Güç kontrol ihtiyacını en iyi şekilde yönetebilmek için DA-DA dönüştürücüler akla ilk olarak gelen yöntemdir.

Böylesine elemanlar yenilenebilir enerji sistemleri, yeni nesil kaynak makineleri ve motor uygulamaları gibi oldukça geniş bir kullanım alanına sahiptir. Evlerden sanayiye kadar ihtiyaç duyulan DA-DA dönüştürücüler, kullanılan güç mertabelerine ve istenilen koruma şekline göre farklılık göstermektedir. DA-DA dönüştürücüler, yüksek veya alçak güç ihtiyaçlarına, izole veya izole olmayan şekilde cevap vermektedir.

DA-DA dönüştürücüler temelde analog devre elemanlarının biraraya gelmesiyle oluşmaktadır. Analog devre elemanlarının iç yapılarından ve üretildikleri malzemenin kaynaklı olarak beklenen özellikte olmaması ve bozucu çevresel etkilerden dolayı çıkışta tam olarak arzulanılan gerilim ve akım değeri elde edilemeyebilir.

Ek olarak dönüştürücü topolojilerinin bütünü düşünüldüğünde istenmeyen birçok kayıp meydana gelmektedir. Tüm bunlar göz önüne alındığında ise dönüştürücünün doğru bir şekilde kontrol edilmesi kritik hale gelmektedir.

Dönüştürücülerde temel olarak ikiye ayrılan kontrol yöntemlerinden biri akım mod kontrol bir diğeri ise gerilim mod kontroldür. Akım mod kontrol yöntemleri içerisinde iç içe iki kontrol döngüsü barındırmaktadır. Bu yapısından ötürü sistemin sağlamlığı ve tepkisi de diğere yöntemlere nazaran daha iyi hale gelmektedir. Akım mod kontrol yönteminin iç kontrol döngüsünü akım, dış kontrol döngüsünü gerilim kontrolü oluşturmaktadır. Gerilim döngüsünün çıkışı akım kontrolüne referans olarak kullanılmaktadır. Gerilimi kontrol edebilmek adına en çok kullanılan yöntem basit ve maliyetsiz yapısının yanında uygulama kolaylığı da düşünüldüğünde PID olmaktadır. PID yöntemi, hata analizine dayanmaktadır ve dönüştürücü çıkışından sürekli olarak alınan ölçüm değerine ihtiyaç duymaktadır. PID yöntemi kendi içerisinde farklı tiplerde kullanılmaktadır. Dönüştürücü sistemlerinde en çok kullanılan dönüştürücülerin doğası gereği PI yöntemidir.

Akım mod kontrolcüler de kendi içerisinde ikiye ayrılmaktadır. Bunlardan bir tanesi tepe akım mod kontrol yöntemi ve diğeri ise ortalama akım mod kontrol yöntemidir. İki yöntemin de birbirlerine kıyasla artı ve eksi yönleri bulunmaktadır.

Bu çalışma kapsamında, yüksek güçler için ilk tercih olan tam köprü dönüştürücü tasarımı yapılacak ve kritik eleman seçimleri yapılacaktır. Tam köprü çevirici sistemsel seviyede ele alınacak ve akım mod kontrole uygun olarak küçük işaret analizi yapılacak, transfer fonksiyonları oluşturulacaktır. Ardından kontrolcüsü tasarlanacak olan tam köprü dönüştürücünün benzetim çalışması PSIM programı kullanılarak tamamlanacak ve sonuçlar irdelenecektir.

**Anahtar Kelimeler:** Tam köprü dönüştürücü, Küçük işaret analizi, Tepe akım mod kontrol yöntemi



## **ABSTRACT**

Master of Science

**HIGH POWER ISOLATED DC-DC CONVERTER DESIGN,**

**MODELLING AND CONTROL**

**Alihan Cemal ÇALIŞKAN**

TOBB University of Economics and Technology  
Institute of Natural and Applied Sciences  
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Date: April 2021

The rapidly developing technology and the necessity of power control progressing in parallel with this technology is constantly increasing. DC-DC converters are the first method that comes to mind in order to best manage the power control necessity.

Such elements have a wide range of uses such as renewable energy systems, new generation welding machines and motor applications. DC-DC converters needed from homes to industry differ according to the power levels used and the desired protection type. DC-DC converters respond to high or low power necessity in an isolated or non-isolated manner.

DC-DC converters are basically composed of analog circuit elements. Due to the internal structure of the analog circuit elements and the material from which they are produced or disruptive environmental effects, the desired output voltage and current values may not be consistent. Also, considering the whole converter topologies, many undesirable losses occur. Think about all this effects, control of the converter becomes very critical.

Converter control methods are divided into two types called as current mode control and voltage mode control, basically. Current mode control includes two nested control loops. Due to this structure, robustness and dynamical behaviour of system are getting better. The inner control loop of the current mode control method is current, and the outer control loop is voltage. The most used method to control the voltage is PID, considering its simple and inexpensive structure as well as the ease of use. PID method is based on error analysis and requires the measurement value taken continuously from the converter output. PID method is used in different types. The most used in converter systems is the PI method due to the nature of the converter systems.

Current mode controllers are also divided into two methods. One of them is the peak current mode control and the other is the average current mode control method. Both methods have pros and cons compared to each other.

Within the scope of study, as a first choice for high power systems, full-bridge converter will be designed and critical element selections will be made. Full-bridge converter will be handled at the system level and small signal analysis will be made in accordance with the current mode control and the transfer function will be created. Then, the simulation study of the full-bridge converter whose controller will be designed will be completed using the PSIM program and the results will be examined.

**Keywords:** Full-bridge converter, Small-signal analysis, Peak current mode control

## TEŞEKKÜR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren danışman hocam Prof. Dr. Coşku Kasnakoğlu'na, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine ve destekleriyle her zaman yanımda olan babam Fikret Çalışkan, annem Aliye Çalışkan, kardeőim Ahmet Kutay Çalışkan ve tez çalıőmam boyunca her türlü desteği sağlayan Ertuęrul Kocaağa'ya çok teşekkür ederim.



## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
<b>ÖZET</b> .....	<b>iv</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>vi</b>
<b>TEŞEKKÜR</b> .....	<b>viii</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	<b>ix</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1 Literatür Taraması .....	2
1.2 Tezin Kapsamı .....	12
<b>2. DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI</b> .....	<b>13</b>
2.1 Genel Bakış .....	13
2.1.1 Tam köprü doğrultucu çalışma prensibi.....	17
2.1.2 Çıkış filtresi.....	20
2.2 Tasarım Aşaması.....	22
2.2.1 Transformator sarım oranının belirlenmesi.....	23
2.2.2 Görev çevrim oranının belirlenmesi .....	24
2.2.3 Yarı iletkenlerin seçilmesi .....	24
2.2.4 Çıkış filtresi tasarımı .....	27
2.2.5 Yarı iletken kayıp hesabı.....	27
2.2.6 Transformator kayıpları .....	29
2.2.7 Verim .....	29
<b>3. DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN MODELLENMESİ VE KONTROLÜ</b> .....	<b>31</b>
3.1 Genel Bakış .....	31
3.1.1 Gerilim mod kontrol.....	32
3.1.2 Akım mod kontrol .....	33
3.1.3 Eğri kompanzasyonu .....	37
3.1.4 Sistemin modellenmesi .....	42
3.1.4.1 Kontrol-çıkış transfer fonksiyonu .....	46
3.1.4.2 Kontrol-akım transfer fonksiyonu.....	48
3.2 Tasarım Aşaması.....	49
3.2.1 Eğri kompanzasyon sinyalinin oluşturulması .....	49
3.2.2 Akım döngüsü kontrolcüsünün oluşturulması .....	50
3.2.3 Gerilim döngüsü kontrolcüsünün oluşturulması .....	54
<b>4. BENZETİM ÇALIŞMASI</b> .....	<b>59</b>
4.1 Güç Katı Benzetim Çalışması .....	59
4.2 Kontrolcü Benzetim Çalışması .....	65
<b>5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER</b> .....	<b>73</b>
<b>KAYNAKLAR</b> .....	<b>75</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ</b> .....	<b>81</b>



## ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 : İdeal transformatör.....	14
Şekil 2.2 : Tam köprü doğrultucu (a)orta uçlu transformatör, (b)tam köprü çevirici	16
Şekil 2.3 : Transformatör eşdeğer devresi ile tam köprü doğrultucu.....	17
Şekil 2.4 : Tam köprü doğrultucu grafikleri.....	19
Şekil 2.5 : Topoloji sekonderi (a) $0 < t < DTs_2$ , (b) $DTs_2 < t < (1 - D)Ts_2$ .....	20
Şekil 2.6 : Çıkış kapasitör akımı .....	21
Şekil 2.7 : Primer akım grafiği .....	25
Şekil 2.8 : Sekonder diyot akım grafiği .....	26
Şekil 3.1 : Gerilim mod kontrol .....	32
Şekil 3.2 : Gerilim mod kontrol blok şeması .....	33
Şekil 3.3 : Ortalama akım mod kontrol blok şema.....	35
Şekil 3.4 : Anahtar akımı ve kontrol girdisi.....	35
Şekil 3.5 : Tepe akım mod kontrol blok şema .....	36
Şekil 3.6 : Standart indüktör akımı .....	37
Şekil 3.7 : Bozucu etkilerin indüktör akımına etkisi.....	39
Şekil 3.8 : Eğri kompanzasyon uygulanmış tepe akım mod kontrol.....	40
Şekil 3.9 : Eğri kompanzasyonu uygulanmış indüktör akımı .....	41
Şekil 3.10 : Ortalama indüktör gerilimi .....	43
Şekil 3.11 : Ortalama giriş akımı .....	44
Şekil 3.12 : Tepe akım mod kontrol küçük işaret analizi devre modeli.....	47
Şekil 3.13 : Eğri kompanzasyon sinyali .....	50
Şekil 3.14 : Açık çevrim akım döngüsü frekans tepkisi.....	51
Şekil 3.15 : Şekillendirilmemiş akım döngüsü frekans tepkisi.....	52
Şekil 3.16 : Kapalı çevrim akım döngüsü .....	54
Şekil 3.17 : Açık çevrim gerilim döngüsü .....	55
Şekil 3.18 : Şekillendirilmemiş gerilim döngüsü frekans tepkisi .....	56
Şekil 3.19 : Kapalı çevrim gerilim döngüsü frekans tepkisi .....	57
Şekil 4.1 : PSIM benzetim modeli .....	60
Şekil 4.2 : Çıkış gerilim grafiği.....	61
Şekil 4.3 : Çıkış akım grafiği .....	62
Şekil 4.4 : Primer ve sekonder sargı gerilimleri.....	63
Şekil 4.5 : Doğrultucu diyot akımları.....	64
Şekil 4.6 : Anahtar gerilimleri.....	65
Şekil 4.7 : Tepe akım mod kontrolcü benzetim modeli .....	65
Şekil 4.8 : Ortalama akım mod kontrolcü benzetim modeli .....	66
Şekil 4.9 : Kapalı çevrim sistem çıkış gerilimi .....	67
Şekil 4.10 : Kapalı çevrim sistem çıkış akımı.....	68
Şekil 4.11 : Minimum giriş geriliminde çıkış gerilimi ve görev çevrim oranı .....	69
Şekil 4.12 : Maksimum giriş geriliminde çıkış gerilimi ve görev çevrim oranı .....	69
Şekil 4.13 : Eğri kompanzasyonunun çıkış akımına etkisi .....	70
Şekil 4.14 : Tepe akım mod kontrolcü dinamik performansı.....	71

Şekil 4.15 : Ortalama akım mod kontrolcü dinamik performansı.....	71
Şekil 4.16 : Bant genişliğinin kontrolcü performansına etkisi.....	72
Şekil 4.17 : Çıkış endüktansının kontrolcü performansına etkisi.....	72





## ÇİZELGE LİSTESİ

	<b><u>Sayfa</u></b>
Çizelge 2.1 : Tasarım parametreleri .....	22
Çizelge 2.2 : SKM200GB125D özellikleri .....	25
Çizelge 2.3 : STTH200W06TV1 özellikleri .....	27
Çizelge 3.1 : Seçilmiş dönüştürücü parametreleri.....	49





## KISALTMALAR

<b>DC</b>	: Direct Current
<b>DA</b>	: Doğru Akım
<b>EMI</b>	: Electro-Magnetic Interference
<b>PWM</b>	: Pulse Width Modulation
<b>ZVT</b>	: Zero Voltage Transition
<b>ZCT</b>	: Zero Current Transition
<b>ZVZCT</b>	: Zero Voltage Zero Current Transition
<b>SSA</b>	: State Space Averaging
<b>CA</b>	: Circuit Averaging
<b>CCM</b>	: Continuous Conduction Mode
<b>DCM</b>	: Discontinuous Conduction Mode
<b>CC</b>	: Converter Cell
<b>GSSA</b>	: Generalized State Space Averaging
<b>PID</b>	: Proportional Integrative Derivative
<b>LQR</b>	: Linear Quadratic Regulator
<b>LQG</b>	: Linear Quadratic Integrator
<b>LQI</b>	: Linear Quadratic Gaussian



## SEMBOL LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
$n$	Transformatör Sarım Oranı
$n_p$	Transformatör Primer Sarım Sayısı
$n_s$	Transformatör Sekonder Sarım Sayısı
$D$	Görev Çevrim Oranı
$H_i$	Akım Sensörü Transfer Fonksiyonu
$H_v$	Gerilim Sensörü Transfer Fonksiyonu
$H_{pwm}$	PWM Üreteci Transfer Fonksiyonu
$K_{pi}$	Akım Döngüsü Oransal Sabiti
$K_{ii}$	Akım Döngüsü İntegratör Sabiti
$K_{pv}$	Gerilim Döngüsü Oransal Sabiti
$K_{vi}$	Gerilim Döngüsü İntegratör Sabiti



## 1. GİRİŞ

DA-DA dönüştürücüler bir doğru akım kaynağını, çıkışında istenilen bir güç seviyesine dönüştüren elektronik devreler olarak tanımlanmaktadır. Dönüştürücüler, güç seviyelerine, kullanım alanlarına, control yöntemlerine göre farklılık göstermektedir. Literatürde farklı tip dönüştürücülerle ilgili çalışmalar mevcuttur.

DA-DA dönüştürücüler izoleli ve izoleli olmayan şekilde iki ana başlık altında incelenebilir. İzoleli olmayan dönüştürücülere örnek olarak düşürücü (buck) veya yükseltici (boost) tip dönüştürücüler verilebilir. İzoleli dönüştürücülere örnek ise tam köprü dönüştürücüdür. Güç yoğunluğu arttıkça izolasyon ihtiyacı artacağından izoleli dönüştürücü topolojilerinden birini kullanmak daha doğru olacaktır.

Tam köprü dönüştürücü, hem endüstriyel anlamda hem de akademik anlamda sıklıkla başvurulan bir topolojidir. İzoleli yapısından dolayı yüksek güç uygulamalarında ilk tercih olarak karşımıza çıkmaktadır. İzole edilmiş topolojilerin diğer temel avantajları, yumuşak anahtarlama tekniklerine kolayca uyum sağlayabilmesi, makul cihaz gerilim değeri, yarı iletkenler üzerine binen stres seviyesinin nispeten az olması, daha az transformatör primer akımı, yüksek güç seviyelerini sağlamak adına topolojilerin kolaylıkla paralellenebilmesi ve yüksek verimlilik olarak sıralanabilir.

DA-DA dönüştürücü topolojilerinin tasarımını üç ana başlık altında incelemek yerinde olacaktır. Bunlardan ilki devre tasarımı, ikincisi modelleme ve üçüncüsü de kontrolcü tasarımıdır. Devre tasarımında minimum kayıp, çıkışta minimum dalgalanma ve EMI etkilerinden maksimum düzeyde kaçınacak şekilde malzeme seçimleri yapılarak gerekli hesaplamaların tamamlanması gerekmektedir. Diğer iki aşama, temelde birlikte değerlendirilebilir. Kontrolcü tasarımının titizlikle yapılması verimi doğrudan etkileyen bir faktördür. Rastgele ele alınması ise zaman ve enerji kaybına neden olacaktır. Bu sebeple sistemin baştan düşünülüp dikkatle modellenmesi ve döngü karakteristiğinin baştan belirlenmesi gerekmektedir. Ardından bu parametreler ile uygun bir kontrolcü metodu seçilerek, tasarımının yapılması işleyiş açısından çok daha uygun olacaktır.

Tüm bunlara ek olarak günümüzde dönüştürücülerin kontrol tarafında gürbüzlüğünün artırılması istenilen bir olgudur. Çıkış tarafında hem akımın hem de gerilimin aynı anda kontrol edilmesi sistemin dinamik tepkisini iyileştirecek ve daha gürbüz bir hale getirecektir. Bu isteğe karşılık olarak içiçe iki kontrol döngüsü kullanılmaktadır. İç döngüde akım kontrolü yapılırken, dış döngüde ise gerilim kontrolü uygulanmaktadır. Bu tip bir kontrol metoduna akım mod kontrolü adı verilmektedir. Akım mod kontrol uygulamalarında akım geri beslemesinin alındığı noktaya göre bu yöntemler de kendi içerisinde gruplandırılmaktadır.

### **1.1 Literatür Taraması**

Endüstrinin birçok alanında yüksek frekansta anahtarlanan DA-DA dönüştürücüler halihazırda kullanılmaktadır. Bunlara örnek olarak yeni nesil evirici tip kaynak makineleri, elektrikli araçlar için batarya şarj sistemleri, güç faktörü düzenleyicileri, yenilenebilir enerji sistemleri sayılabilir. Son zamanlarda yarı iletken teknolojisinde yaşanan gelişmelerle uzay endüstrisinde de DA-DA dönüştürücüler üzerine önemli çalışmalar yapılmaktadır.

DA-DA dönüştürücülerin kullanıldığı alanlardan bir tanesi yeni nesil kaynak makineleridir. Yeni nesil evirici tip kaynak makineleri, hızlı ve yüksek verimli olmasının yanı sıra küçük boyutta üretilebilmesi sebebiyle de kullanıcılar tarafından ilgi görmektedir. Şebekeye bağlı olarak kullanılan yeni nesil kaynak makinelerinde giriş gerilimi önce bir filtreden geçirilir, ardından filtrelenmiş gerilim doğrultularak kullanılır. Doğrultulan bu gerilim ise yüksek frekansta anahtarlanarak transformatörün primer sargısına uygulanır. Ardından sekonder sargıda oluşan gerilim tekrar doğrultularak kaynak gerilimi ve kaynak akımı elde edilir. Çıkış gücüne göre topoloji seçimi farklılık gösterebilmektedir. 17.2 kW yeni nesil evirici tip kaynağının tasarımı için tam köprü dönüştürücü seçimi yapılması daha uygun olacaktır. Analog kontrolde tam olarak istenilen sonuca ulaşamamakta ve bununla birlikte gelişen teknoloji de göz önüne alındığında dijital kontrol yapılması tercih edilmelidir. Dijital kontrol için gerilim modu kontrolü yapılmasına daha sıklıkla rastlanılmasına rağmen hızlı tepki sürelerine ulaşabilmek adına tepe akım kontrol yöntemi uygulanmaktadır [1].

Modern kaynak makinelerinin güç katmanları ve kontrolcülerini üzerine yapılan çeşitli araştırmalar mevcuttur. Özellikle güç katı incelenecek olursa rezonans devreli,



yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama sistemlerine rastlanacaktır. Burada rezonans ve yumuşak anahtarlama sistemler anahtar kayıplarını azaltma üzerine eğilmektedir. Anahtar kayıpları azaldıkça daha yüksek frekanslara çıkılabilir ve kullanılan elemanların boyutu bu vesileyle küçültülebilir. Sert anahtarlama ise kayıplar daha fazla olmaktadır. Sert anahtarlama söz konusu olduğunda ise tasarım ve kontrol daha kolay olmaktadır. Kontrol yöntemi olarak ise akım ve gerilim tabanlı kontrolcüler daha çok tercih edilmektedir. Kaynak makinelerinde önceleri analog kontrolcüler kullanılmaktaydı. İşlemci teknolojisinin gelişmesiyle birlikte dijital kontrolcüler daha yaygın kullanılmaya başlandı. Bu durum beraberinde daha karışık kontrol algoritmalarının kullanılabilmesini mümkün kılarak kullanıcıya bir esneklik sağlamış olmaktadır [2].

Yeni nesil kaynak makinelerinde yüksek güç yoğunluğundan dolayı genellikle tam köprü dönüştürücü kullanılmaktadır. Bu yüksek güç seviyelerine ulaşabilmek için de yüksek güce dayanıklı yarı iletkenler tercih edilmektedir. Çıkış tarafında gerilim regülasyonu sağlamak için PWM tekniği kullanılmaktadır. Anahtarlama tipi olarak da sert anahtarlama tercih edilirse yarı iletkenleri yüksek ısıdan korumak adına yüksek akıma dayanabilecek şekilde seçilmesi gerekmektedir. Ancak bu durum maliyeti oldukça etkilemektedir. Buna karşın kullanılan sıfır gerilim ve sıfır akımda anahtarlama tekniğiyle bu tip sorunların üstesinden gelinmektedir [3].

Günden güne artan çevre kirliliği fosil yakıtlara olan ilgiyi azaltmaktadır. Gerek ekonomik oluşu ve gerekse çevre dostu olması vesilesiyle yenilenebilir enerji kaynakları revaçtadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarından en çok kullanılanı da hiç kuşkusuz güneş enerjisidir. Güneş enerjisinin belki de evrende en kolay ulaşılabilen kaynak olmasından dolayı çokça kullanımı mevcuttur. Güneş panelleri, güneşten alınan enerjiyi elektrik enerjisine çevirmektedir. Paneller genel olarak 12-75V aralığında gerilim üretmektedir. Her zaman için panel çıkışında üretilmiş olan gerilim istenilen seviyede olamamaktadır. Ayrıca bu gerilim regüle olarak da üretilmemektedir. Böylelikle ortaya çıkan bu ihtiyacı gidermek için arada DA-DA dönüştürücüler kullanılmaktadır. Kullanılan topolojiler güç ihtiyacına göre farklılık göstermektedir [4]. Güneş enerjisi verimli olmasına karşın dünyanın hareketinden dolayı her zaman için aynı açıda panellere ulaşamaz. Gün içerisinde güneş ışını açısı sürekli olarak değişmektedir. Güneş açısı değiştikçe üretilen güç miktarı da orantılı olarak değişmektedir. Üretilen gücü maksimum seviyede tutabilmek önemli bir iş

haline gelmektedir. Bu işi üstlenen birime maksimum güç noktası takip sistemi denilmektedir. Maksimum güç noktası takip sistemi temelinde bir DA-DA dönüştürücü bulunmaktadır. Bu dönüştürücünün kontrolü maksimum güç noktası takip algoritmalarıyla yapılmaktadır. Sözü edilen birden fazla algoritma bulunmakla birlikte en çok tercih edileni değiştir ve gözlemle (D&G) yöntemidir. Maksimum güç noktası takip algoritmaları oldukça karışık yapılara sahip olduklarından dolayı analog bir kontrolden bahsetmek oldukça zordur [5-6].

Yenilenebilir enerji kaynaklarının sağlayabildikleri enerji seviyeleri günden güne oldukça farklılık gösterebilmektedir. Belirli bir anda sifıra yakın bir üretim varken bir diğer an için ihtiyaç fazlası üretim söz konusu olmaktadır. Böylelikle ihtiyaç fazlası üretimin depolanma ihtiyacı ortaya çıkar. Bununla birlikte yine fosil yakıtların çevreye verdiği zararlardan dolayı son zamanlarda popülerleşen elektrikli araçlar, bünyelerinde şarj edilmesi gereken aküleri barındırır. Bu noktada yük ve kaynak arasında arz talep kontrolünü mümkün kılabilmek için DA-DA dönüştürücünün bulunması faydalı olacaktır. Verimli çalışan bir güç dönüştürücü sistemi, elektrikli araçların batarya şarj sisteminin tasarımında önemli bir rol oynar. Tek fazlı tam köprü doğrultucu yüksek güç yoğunluğuna sahip olması sebebiyle akla ilk gelen yöntemdir. Tam köprü doğrultucunun bu alanda kullanılabilmesinin sebeplerinden bir diğeri ise eleman sayısının az olması ve yarı iletkenlerin üzerine düşen stresin nispeten aşağılarda kalmasıdır. Günümüzde kullanılan yarı iletken teknolojisiyle yaklaşık %97 verimli sistemler oluşturulabilmektedir. Verimi arttırabilmek için dikkat edilmesi gereken bir diğer nokta ise dönüştürücü üzerinde meydana gelen kayıpları en aza indirmekle olacaktır. Bu kapsamda literatürde anahtarlama teknikleri açısından farklı çalışmalar mevcuttur [7].

Son günlerde verimli elektrik küresel bir endişe haline gelmeye başlamıştır. Güç faktörü, bir sistemin verimliliğini ölçen unsurdur. Çoğu sistemde, endüktif yüklerin artmasından dolayı küçük bir güç faktörü göz ardı edilmektedir. Güç faktörünün düzenlenmesi daha verimli bir sistemin oluşmasına öncülük edecektir. Teknolojinin ilerlemesiyle birlikte güç faktörü düzenleyicileri çoğu ev aletinde bulunur hale gelmiştir. Şebekeye genel olarak takılı halde bulunan yükler her zaman lineer olamamaktadır. Lineer olmayan yükler tarafından çekilen gücün tamamen aktif değil reaktif güç bileşeni de bulunmaktadır. Özellikle bu duruma harmonik yayan DA-DA dönüştürücülerde sıklıkla rastlanılmaktadır. Reaktif yük manyetik alan oluşturur ve

kayıpları da artırır. Bu yüzden güç faktörünü düzenleyerek reaktif gücü sıfırlama ihtiyacı oluşur. Güç faktörü düzenleyicileri aktif veya pasif olarak uygulanmaktadır. Pasif yöntemde çok büyük elemanlar kullanılmasının yanında yüke göre değişen cevap ve dinamik tepkilerinin yavaş olması gibi dezavantajlar bulunmaktadır. Aktif yöntemde ise DA-DA dönüştürücü kullanımından bahsetmek mümkündür. Burada kullanılan elemanların hafif olması ve kararlılık gibi artılar bulunmaktadır. Çıkıştan alınan sensör ölçümlerine göre yapılan kontrol oldukça büyük bir avantaj sağlamaktadır. Bu tip uygulamalarda geleneksel olarak yükseltici tip DA-DA dönüştürücü kullanılmaktadır. Enerji tüketimini izleyerek ölçülen reaktif güce göre güç faktörünü düzelteren otomatik sistemler bulunmaktadır [8]. Kullanılan güç faktörü düzenleyicileri, güç faktörünü maksimize ederken toplam harmonik bozulmanın (THD) düzenlenmesinde ise istenildiği kadar başarılı değillerdir. Toplam harmonik bozulmayı ölçerek güç faktörü düzenleyicisinin çalışma modunu değiştirmek bir yöntem olarak tercih edilmektedir [9]. Geleneksel olarak kullanılan yükseltici tip dönüştürücü güç faktörü düzenleyicilere alternatif yollar da denenmektedir. Güç faktörü düzenleyicisi iki aşamalı DA-DA dönüştürücüden de oluşabilmektedir. Bu tip uygulamalarda yükseltici tip dönüştürücüye gücü rezonatif bir LLC dönüştürücü sağlamaktadır. Rezonatif LLC, daha geniş frekans cevabına ve giriş gerilimi aralığının daha geniş olmasına yol açmaktadır. Böylece daha evrensel tipte bir güç faktörü düzenleyicisi elde edilebilmektedir. Bu tip uygulamalarda yarı iletkenler üzerinde oluşan stres azalmaktadır ve böylece daha küçük elemanların kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Bahsedilenlerin sonucunda dönüştürücü veriminin de artması kaçınılmaz olmaktadır [10].

Verimi arttırmak DA-DA dönüştürücülerin başlangıcından bu yana en önemli odak noktası olmuştur. Kuşkusuz verimi arttırmanın en basit yolu kayıpları azaltmaktan geçer. Bunlar için farklı yöntemler denenmiş olsa da ilk akla geleni anahtarlama kayıplarını minimize etmektir. Literatürde bu anlamda çok fazla çalışma bulunmaktadır. DA-DA dönüştürücülerde anahtarlama temel olarak iki tipte yapılmaktadır. Bunlardan birisi sert diğeri ise yumuşak anatarlama olarak geçmektedir. Sert anahtarlama herhangi bir yenilik uygulanmamasına karşılık kontrol kolaylığı ve maliyet avantajları vardır. Yumuşak anahtarlama ise dönüştürücüye aktif ve pasif elemanların ilave edilmesinden yararlanılarak kayıplar azaltılmaya çalışılmaktadır. Sert anahtarlama göre yumuşak anahtarlama yöntemi

daha zor kontrol edilir ayrıca daha maliyetlidir. Yumuşak anahtarlama yine kendi içerisinde de sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve sıfır akımda geçiş (ZCT) olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. İki yöntemi birleştirerek sıfır gerilim ve sıfır akımda geçiş (ZVZCT) uygulanan çalışmalar da mevcuttur [11].

Eleman bazında kayıpları azaltarak verimi arttırmanın önemli olduğu kadar DA-DA dönüştürücünün kontrol tarafı da üzerine titizlikle eğilinmesi gereken bir konudur. Kontrolün başarılı bir şekilde yapılmasıyla birlikte söz konusu kayıpların da azalması gündeme gelecektir. Dönüştürücülerin kontrol edilebilmesinin en önemli ve ilk adımı şüphesiz DA-DA dönüştürücüyü modellemektir. Bir sistemi modellemek onu matematiksel olarak ifade edebilmek anlamına gelmektedir. Sisteme çalışma prensibi açısından bakıldığında, topoloji analizi ve verim olarak, matematiksel ve devre modellemesi yaygındır. Öte yandan sistemin tepkisi ve kontrol stratejisi açısından bakıldığında transfer fonksiyonu ve durum uzayı modeli kullanılması daha kullanışlıdır. Bununla birlikte, dönüştürücünün anahtarlama aralığına göre yüksek frekanslı etkilerinin ihmal edildiği veya ortalamasının alındığı ortalama değer modellerine, güç elektroniği tabanlı uygulamalarda sıklıkla ihtiyaç duyulmaktadır. Bulunan transfer fonksiyonu her ne kadar başka amaçlar için kullanılabilir olsa da genel anlamda kontrolcünün tasarımında kullanılmaktadır. Ortalama değerli modeller, çalışma adımlarını kendilerine karşılık gelen detaylı benzetim çalışmalarına göre daha hızlı yürütür ve bu da onları sistem düzeyindeki çalışmalarda ilgili bileşenleri temsil etmek için ideal hale getirir. Neredeyse tüm ortalama alma yöntemleri, belirli bir ideal topolojiye ve akımın veya voltajın parçalı doğrusal dalga biçimine dayanır. Kayıpsız bileşenlerin dikkate alınması model geliştirmeyi önemli ölçüde basitleştirmiş olsa da, ortalama modellerde parazitik etkilerin ihmal edilmesi bazen hızlı tepki verilmesi gereken kararsızlıkların tahmin edilmesinde başarısızlığa yol açabilir. Bir sistemin performansı, verimliliği ve sağlamlığı düşünüldüğünde tasarım aşamasında parazitik etkilerin de dikkate alınması gerekmektedir [12].

DA-DA dönüştürücüler için küçük işaret analiz modeli kapalı döngü ve açık döngü karakteristiklerini inceleyebilmek için tercih edilen bir yöntemdir. Küçük işaret analizi, sistem üzerindeki bozucu etkiler incelenilerek modelleme yapılmasına ve sonucunda sistemin transfer fonksiyonunun elde edilmesine olanak sağlamaktadır. Kontrol metoduna göre çeşitli yaklaşımlar uygulanabilmektedir. Modellemenin kontrolcü tasarımındaki faydalarının yanında dönüştürücü çıkış geriliminde meydana

gelen dalgacıkların önlenmesinde ve çıkışın, girişteki değişime göre nasıl tepki vereceğinin tahmininde de kullanılmaktadır. Ek olarak DA-DA dönüştürücülerin giriş ve çıkış empedansları modelleme ile belirlenebildiğinden giriş filtre tasarımında da kullanılmaktadır. DA-DA dönüştürücülerin modelleme çalışmaları hangi yönde bir uygulama yapılacağına göre değişiklik gösterebilmektedir [13].

DA-DA dönüştürücüyü matematiksel olarak modelleyebilmek iki anlamda işimize fazlasıyla yarayacaktır. Bunlardan ilki kontrolcünün mükemmel yakın bir şekilde ayarlanabilmesine imkan tanınmasıdır. İkincisi ise herhangi bir test düzeneğine ihtiyaç duyulmadan tüm benzetim ve test çalışmalarının sanal olarak gerçekleştirilebilmesidir. DA-DA dönüştürücü sistemleri doğrusal olmayan yapıdadırlar. Yani bu tip sistemlerde model ardışık denklem sistemlerinden oluşur. Model eşzamanlı denklemlerle oluşturulmaya çalışılsa bile en az bir tanesi doğrusal olmayan şekilde kalacaktır. Anahtarlamalı dönüştürücülerin doğrusal olmayan yapılarından dolayı doğrusal modellerin oluşturulabilmesi için küçük işaret analizine ihtiyaç duyulur. DA-DA dönüştürücülerin modellenmesinde birden çok yol vardır. Literatürde DA-DA dönüştürücülerin modellenmesiyle ve farklı metodlarla alakalı çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Düşük frekanslı uygulamalarda sıkça kullanılan yöntemler ortalama durum uzay (SSA) ve ortalama devre (CA) yöntemleridir. Bahsi geçen iki yöntem de neredeyse aynı sonucu vermektedir fakat yöntemlerin işleyişi bazında teorik farklılıklar bulunmaktadır. Ortalama devre yöntemi, dönüştürücü üzerinde yapılan topoloji manipülasyonlarına dayanmaktadır. Bu noktada amaç, her bir yarı iletken eleman yerine, yarı iletkenin bulunduğu pozisyona göre, kontrollü gerilim kaynağı veya kontrollü akım kaynağı yerleştirmektir. Ortalama durum uzayı yönteminde ise CA metodunun tersine daha analitik bir yaklaşım uygulanmaktadır. SSA yönteminde tüm mümkün konfigürasyonlarının modelleri elde edilir ve en sonunda tüm hepsi birleştirilerek DA-DA dönüştürücünün modeli ortaya çıkartılır [14].

Bir anahtarlamalı DA-DA dönüştürücü, sürekli iletim modunda (CCM) veya kesikli iletim modunda (DCM) çalışır. Tipik olarak dönüştürücülerin hafif yük için kesikli iletim modunda çalıştırılması tercih edilir. Hafif yük barındıran sistemlerde diyotların ters toparlanma süresinden dolayı oluşabilecek problemlerden kaçınmak adına böyle bir yöntem seçilir. Aradaki ayrımı yapabilmek için çıkış indüktörünün akımına odaklanmak yeterlidir. Eğer çıkış indüktörü üzerinden geçen akım operasyon boyunca sıfıra düşmüyorsa dönüştürücü sürekli iletim modunda çalışıyor demektir. Tam

tersinde yani çıkış indüktör akımının sifıra düşmediği durumda dönüştürücü kesikli iletim modunda çalışıyor olacaktır. Sürekli iletim modunda çalışmanın sürekli olarak istenmesinin yanında bazı durumlarda kesikli iletim modunda çalışma kaçınılmaz olmaktadır. Bazen indüktör boyutunu ve anahtarlama frekansını azaltmak adına da DCM çalışma seçilebilir. Yine kesikli çalışma modunda dönüştürücünün modelinin bazı revizyonlarla elde edilmesi gerekmektedir [15].

Hem CCM için hem de DCM için farklı teknikler kullanılmaktadır. Bu tekniklerden bazıları geleneksel ortalama durum uzayı tekniği (SSA), dönüştürücü hücre tekniği (CC), yüksek dereceli SSA, ortalama devre tekniği (CA) ve geliştirilmiş SSA (GSSA) tekniğidir. Kullanım alanına göre sistemin derecesi değişmektedir. Bir çeviricinin derecesini devre bloğunda kullanılan indüktör ve kapasitör sayısı belirlemektedir. Bu demek oluyor ki düşüren tipte dönüştürücü ikinci dereceden bir sistem oluşturmaktadır. Çünkü üzerinde bir indüktör ve bir kapasitör bulunmaktadır. Sepic dönüştürücü için ise iki indüktör ve iki kapasitör bulundurduğu için derece sayısı dört olacaktır. Geleneksel SSA ve dönüştürücü hücre teknikleri daha çok düşük dereceli sistemler için uygunken diğer yüksek dereceli SSA, CA ve GSSA teknikleri yüksek dereceli sistemler için daha uygundur. Burada bahsi geçen SSA teknikleri analitik denklemler kullanarak, CA ve dönüştürücü hücre teknikleri ise devre analizi teknikleriyle modelleme yapmaktadır. Bu yöntemler içerisinde en çok bilinen ve sıklıkla kullanılanları SSA ve CA yöntemleridir. Bu yöntemler sıklıkla kullanılmasının yanısıra topolojiden topolojiye denklemsel farklılıklar gösterdiği için zaman kaybına sebep olabilmektedir. Bu tekniklerin herhangi birinde bir genelleştirme veya standart oluşmuş bir yol haritası söz konusu değildir. Modelleme ile ilgili yapılan genel ve sezgisel yöntem arama çalışmaları bulunmaktadır [16]. Literatürde modelleme ile ilgili farklı topoljilerde farklı teknikler uygulanarak yapılan oldukça fazla çalışma bulunmaktadır [17-18].

Lineer modeli elde edilen dönüştürücünün tamamlanabilmesi adına bir sonraki adım kontrolcü tasarımı olmaktadır. DA-DA dönüştürücüler lineer olmayan yapılarından dolayı kontrol tasarımı için oldukça fazla ilgi çekmektedir. Bu sebeple dönüştürücü kontrolü için literatürde çok fazla kontrol metodu denenmiştir. Denenen fazlaca kontrol metodunun yanında uygulama bakımından kontrolcüler temel olarak analog ve dijital olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Analog kontrolcü aktif ve pasif devre elemanlarıyla, dijital ise işlemci üzerinde koşan algoritmalarla yapılmaktadır. Ancak

artık teknolojinin iyiden iyiye gelişmesiyle birlikte analog kontrolcüler yapısından dolayı geri planda kalmaktadır. Algoritmik tasarımından dolayı sağladığı esneklikle dijital kontrolcü tasarımları ise ön plana çıkmaktadır. Dijital kontrolcülerin sağladığı esnekliğe karşın analog-dijital çeviricilerin çevrim zamanı ve işlemcinin işlem zamanından kaynaklanan gecikmeler mevcuttur. Bu gecikme süreleri dinamik tepkiler söz konusu olduğunda kontrolü kötü etkilemektedir. Bu kayıp zamanı iyileştirmek adına yapılan çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Kullanılan yöntemler açısından bakıldığında ise uygulanan onlarca yönteme karşılık endüstride genel olarak en çok uygulanan yöntem basit yapısından dolayı PID yöntemidir. PID özellikle belirsizliklerin sistem performansı üzerinde olan etkisinin ve sistemin dinamik tepkinin çok önemli olmadığı durumlarda ilk tercih edilen yöntemdir. Lineer veya lineerleştirilmiş sistem bu yöntemde transfer fonksiyonu olarak ele alınmaktadır. Bazen klasik PID yönteminin yetersiz kaldığı durumlarda kazanç tablolu PID gibi geliştirilmiş yöntemler de uygulanmaktadır [19-20].

PID yöntemi, DA-DA dönüştürücüleri denetlemek için yaygın olarak kullanılmasına rağmen, PID denetleyicileri kullanılarak yeterli geçici performans garanti edilemez. Bu nedenle, PID kontrolörlerinin belirli bir çalışma noktası etrafında tasarlanmış olması gerekmektedir. Diğer taraftan LQR kontrol tekniği, geniş bir çalışma aralığında dönüştürücünün kararlılığını garanti eder. Doğrusal ikinci dereceden terimi, doğrusal sistem dinamiklerini ve ikinci dereceden maliyet fonksiyonunu ifade eder. Kalıcı durum anında referans takibi ve bozucu etkilerin yok edilebilmesi için klasik LQR yöntemine bir integratör eklenebilmektedir. Bu şekilde oluşturulan kontrolcü LQI olarak anılmaktadır [21].

LQR yöntemi özelinde sistemin transfer fonksiyonu olarak ele alınması yerine durum uzayı olarak ifade edilmesi gerekir. Bu yöntem tüm durumların çıkıştan ölçülebildiği varsayımına dayanılarak kullanılmaktadır. Ancak tüm durumların okunması maliyet açısından pek de mümkün olmamaktadır. Bu sebepten dolayı LQR bir gözlemci yapısı ile birlikte kullanılmaktadır. Sistem dinamiklerine ve gürültü kovaryansına dayalı olarak bir gözlemcinin kullanılması tüm sistem değişkenlerini ölçmeden bu yöntemin kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Eğer bu gürültü etkileri Gaussian dağılıma sahip olarak kabul edilirse kontrolcü metodu LQG olacaktır. Gözlemci olarak farklı yöntemler kullanılmakla birlikte temelde Kalman Filtre kullanılmaktadır. Ancak Kalman Filtrenin sadece lineer sistemlerde geçerli olduğu düşünülürse lineer olmayan

sistemler için ise Genişletilmiş Kalman Filtre (GKF) yapısı kullanılmaktadır. LQR metodu kullanılmasına karşın hala durum geri besleme matrisinin elemanlarının net olarak bulunabileceği bir yöntem bulunmamaktadır. Bu sabitlerin denenerek bulunmasından ötürü yöntem zamansal olarak kayba neden olmaktadır. Ek olarak işlem yükünün de fazla olması LQR yönteminin dezavantajları olarak sayılabilir [22-24].

DA-DA dönüştürücülerin lineer olmayan yapılarından ve bazı belirsiz parametrelerinden dolayı kayan kipli kontrol (SMC – Sliding Mode Control), belirsizliklere ve bozucu etkilere karşı olan gürbüz yapısından dolayı tercih edilmektedir. SMC yöntemi bir lineer olmayan kontrol yöntemi olarak ifade edilmektedir. Bu yöntemde, dönüştürücülerin minimum olmayan faz yapılarından, doğası gereği oluşan belirsizliklerinden ve öngörülemeyen yük değişikliklerinden dolayı ihtiyaç duyulmaktadır. Kayan kipli kontrol yöntemi, küçük işaret modeline bağlı olarak oluşan kontrolcü eksikliğini iyileştirmeyi ve hatta ortadan kaldırmayı sağlamaktadır. Özellikle kayan kipli kontrol, sistemin dinamik davranışını iyileştirerek model bazlı belirsizlikler ve bilinmeyen bozucu etkilere karşı kontrolcüyü daha verimli hale getirir. İstenilen sistem yanıtını elde edebilmek için, kayan kipli kontrolcüde değişen durumlara göre kontrolcünün yapısı değiştirilir. Diğer hesaplama açısından oldukça yoğun olan gürbüz kontrol tekniklerinin aksine, bu yöntemde analog ve dijital uygulama hesapları nispeten daha basit uygulanmaktadır. Kayan kipli kontrolcüye ek olarak ayrık zamanlı geri beslemeli bir kontrolcü fikri ortaya atılabilir. Ayrık zamanlı geri beslemeli kayan kipli kontrolcünün çıkış geri beslemesi yapısından dolayı ek olarak bir durum gözleyicisine ihtiyaç duymamaktadır. Bu durum standart kayan kipli algoritmaya göre avantaj sağlamaktadır. DA-DA dönüştürücülerde bu tip bir kontrolcü kullanımının doğrusal kontrolcülere göre daha başarılı olduğu kanıtlanmıştır [25-27].

Bulanık mantık, sezgisel bir yaklaşım yöntemidir, bu nedenle, besleme voltajı bozulmalarına ve yük bozukluklarına maruz kalan DA-DA dönüştürücüler için kullanılmaktadır. Dönüştürücü transfer fonksiyonuna ihtiyaç duymayan bulanık mantık yöntemi sistemin işleyişine göre tasarlanmaktadır. Bu durumda sistem belirsizliklerine karşı dinamik cevap oluşturmada başarılı bir kontrol yöntemi olarak öne çıkmaktadır [28].



Lineer olmayan kontrolcüler geleneksel diğer yöntemlere göre sistemin dinamik tepkilerini iyileştirmiştir. Değişken anahtarlama frekansı problemi yine bu tip kontrolcülerle çözülmüş olmasına rağmen belirsizliklere karşı tutum tatmin edici değildir. Tüm bu etkiler dikkate alındığında birçok kontrol tekniği arasında,  $H_\infty$  kontrol yaklaşımı, kısmen lineer özelliklerinden dolayı birçok uygulamada en iyi sonucu sağlar. Kontrol sistemlerinde,  $H_\infty$  metodu kontrolcülerini sentezlemek için kullanılır ve böylece sağlamlık ve kararlı bir yapı sağlanır. Bu tip bir kontrolcü esasen bozucu etkilerin çıkışa yansımaması için kullanılır.  $H_\infty$  kontrolcünün yüksek kararlılık, çok değişkenli sistemlere basitçe uygulanabilmesi gibi birçok avantajı vardır. Bu kontrol yöntemini tasarlamamanın çok fazla yolu bulunmasına karşın en bilineni ve en çok kullanılanı döngü şekillendirme tekniğidir [29].

Tezin literatüre başlıca katkıları aşağıdaki gibi olmaktadır.

- i. DA-DA dönüştürücüler hakkında sıklıkla ve güncel olarak yapılan oldukça fazla çalışma bulunmaktadır. Bunların kimi somut öğeler barındırarak konunun topoloji tasarım kısmına, kimisi daha farklı yöntemlerle DA-DA dönüştürücünün modellenmesine veya kontrol algoritmalarına odaklanmıştır [30-32]. Bu çalışmada ortaya atılan komple bir yaklaşımla özellikle endüstride bulunan mühendislere kolaylık sağlayabilmesi açısından konunun tamamına gerekli detaylarıyla birlikte girilmiş ve hem topolojinin kritik elemanlarının tasarımına hem modelleme aşamasına hem de kontrol algoritmalarına odaklanılmıştır.
- ii. Literatürde mevcut olarak bulunan çalışmalarda farklı tip kontrolcü tasarımlarına değinilmiştir [33-34]. Bunlardan bazılarının çok iyi performans sergilediği ortaya atılmış fakat bu sefer de tasarım zorluğu ve harcanan kaynakların fazlalığı belirlemiştir. Bu tez kapsamında odaklanılan kontrol metodlarının maliyet ve performans ekseninde oldukça başarılı sonuçlar verdiği görülmektedir. Ayrıca tasarım kolaylığı da burada maliyet ve performans kriterlerine ek olarak söylenilebilir.
- iii. Özellikle partik uygulamalarla birlikte teorik DA-DA dönüştürücü uygulamalarında da sıklıkla akım mod kontrolcüler tercih edilmektedir. İkisinin de kullanımının çeşitli avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Bu yöntemler literatürde daha çok ayrı ayrı ele alınmaktadır [35-36]. Ortaya konulan bu çalışmada iki akım mod kontrol metodu da derinlemesine incelenmiş ve her

birinin tasarımı ayrı ayrı yapılmıştır. Hangi kontrol yönteminin nerelerde kullanılmasının daha mantıklı olacağı, nerelerde kullanılmaması gerektiğine değinilmiş ve bu yorumlar benzetim sonuçlarıyla desteklenmiştir.

- iv. Yapılmış bulunan bazı çalışmalarda seçilen kontrol metodu veya donanımlar ile birlikte maliyet bazı durumlarda göz ardı edilmiştir [37-38]. Bu tezde maliyet ve performans kriterleri optimum noktada gözetilmeye çalışılmıştır. Donanımsal olarak seçimi yapılan bazı noktalarda maliyet yükselmesinin önüne özellikle geçilmeye çalışılmıştır.

## **1.2 Tezin Kapsamı**

Bu çalışmada yüksek güçlü, izoleli tam köprü doğrultucu tasarımı yapılacaktır. İkinci bölümde tam köprü doğrultucu hakkında teorik bilgiler ve denklemleri verilerek istenilen standartlarda gerekli kritik malzeme seçimleri yapılacaktır. Bu kapsamda dikkat edilmesi gereken hususlar ikinci bölüm içerisinde verilecektir.

Üçüncü bölüm içerisinde ilk olarak tam köprü doğrultucunun akım ve gerilim transfer fonksiyonları küçük işaret analizi tekniğiyle birlikte seçilen malzemeler ışığında oluşturulacaktır. Kontrol yöntemi olarak akım mod kontrol seçilmesi sebebiyle modelleme esnasında çeşitli yaklaşımlar uygulanarak açıklanacaktır.

Ardından transfer fonksiyonları elde edilen dönüştürücünün kontrolcü tasarımları tamamlanacaktır. Kontrolcü tasarımları yapılırken endüstride en çok kullanılan yöntem olması vesilesiyle PID yöntemi esas alınarak, sistemin gürbüzlüğünü arttırmak ve dinamik tepkisini iyileştirmek için iç içe iki kontrol döngüsü kullanılacaktır. İç döngüde tepe ve ortalama akım kontrolü yapılacak ve dış döngüde gerilim kontrolü uygulanacaktır.

Dördüncü bölümde tasarlanmış olan tam köprü doğrultucunun benzetim çalışmaları PSIM yazılımıyla tamamlanacak ve sunulacaktır. Beşinci ve son bölümde ise sonuçlar tartışılacaktır.

## 2. DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI

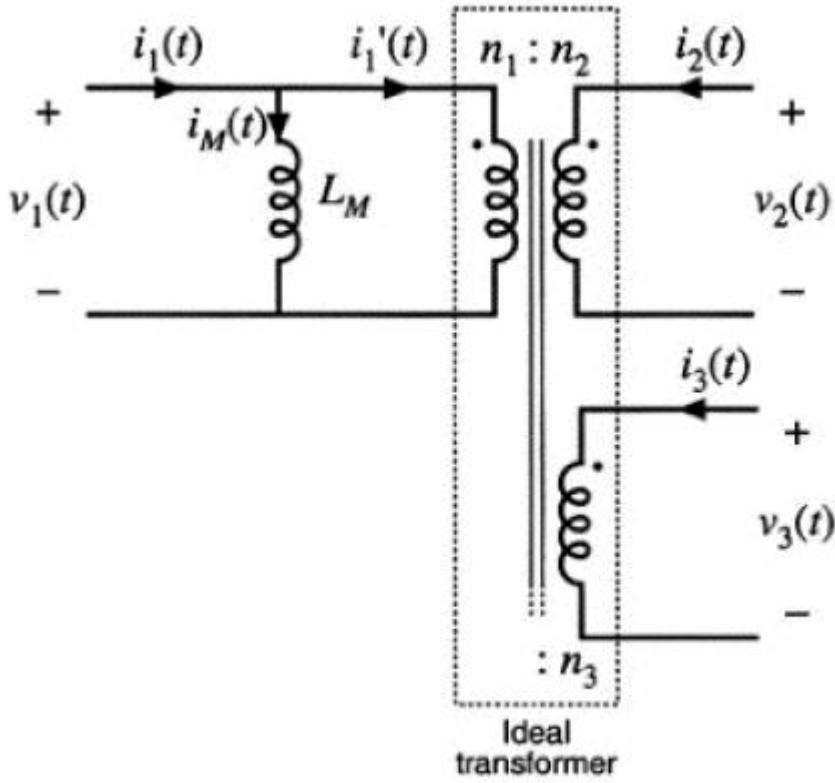
İkinci bölüm boyunca DA-DA tam köprü dönüştürücünün tasarımı üzerinde durulacaktır. İlk aşamada tam köprü dönüştürücü topolojisinin içeriğinden, davranışlarından ve ortaya çıkan tasarımsal denklemlerinden bahsedilecek olup, ikinci aşamada ise ilk aşama doğrultusunda dönüştürücünün transfer fonksiyonunu etkileyen bazı malzemelerin seçimi ve hesaplamaları yapılacaktır.

### 2.1 Genel Bakış

Diğer topolojiler ile karşılaştırıldığında yüksek gerilim ve yüksek güç gerektiren uygulamalar için tam köprü çeviriciler daha uygun olmaktadır. Tam köprü DA-DA dönüştürücülerin en büyük artılarında birisi izoleli olmalarıdır. İzoleli dönüştürücüler temelde merkezlerinde bir yüksek frekans transformatör bulundurulur.

Transformatörlerden bahsetmek gerekirse, boyut ve ağırlıkları diğer endüktif özellik gösteren elemanlarda da olduğu gibi çalışma frekansı ile ters orantılı olacak şekilde değişiklik gösterir. DA-DA çeviricilerin en az onlarca kHz anahtarlama frekansına sahip olduğu düşünülecek olursa, çeviricilerde kullanılmakta olan yüksek frekans transformatörlerinin boyutu oldukça küçülecektir. Frekansın çok yüksek olması teorik olarak boyutları daha da çok küçültülebilir kılrsa da frekansın fazla yükselmesi EMI gibi problemlerin artmasına sebep olacaktır. Anahtarlama frekansının bu durumlar göz önüne alınarak makul bir şekilde seçilmesi gerekmektedir.

Güç elektroniği topolojilerinde kullanılan yüksek frekans transformatörlerin faydaları bunlarla sınırlı değildir. Eğer DA-DA çeviricinin girişi ve çıkışı arasında çok yüksek bir dönüştürme oranı isteniyorsa transformatör bu optimizasyonu sağlayabilecek etkili seçenektir. Doğru seçilmiş bir transformatör sarım oranı yarı iletkenler üzerine düşen stresi azaltacak ve daha küçük yarı iletkenlerin kullanılmasına olanak sağlayacaktır. Bu durum maliyet sınırı olan uygulamalarda önemli bir parametredir. İdeal bir transformatörün gösterimi Şekil 2.1’de gösterilmektedir.



Şekil 2.1 : İdeal transformatör

Transformatörler şekilde de görüldüğü üzere yapısında bir mıknatıslanma endüktansı ( $L_M$ ) bulundurlar. Mıknatıslanma sargısı, transformatörün sekonder sargısının açık devre halinde olduğu anda primer tarafta ölçülen endüktans değeri olarak ifade edilir. Tipik bir B-H eğrisi dikkate alınacak olursa, eğrinin eğimi mıknatıslanma endüktansının değerini verir. Bu endüktans üzerinden geçen akım yani mıknatıslanma akımı transformatör nüvesinin manyetik alanı ( $H$ ) ile doğru orantılı olarak değişir. Bu şartlar altında mıknatıslanma akımı ( $i_M(t)$ ) çok fazla artacak olursa manyetik alan da buna bağlantılı olarak artacak ve nüve satüre olacaktır. Nüvenin satüre olması durumunda eğrinin eğimi oldukça azalacak ve mıknatıslanma endüktansının değeri düşecektir. Tasarlanan yüksek frekans transformatörlerde istenilen durum, çalışılan anahtarlama frekansı aralığında mıknatıslanma endüktansının oldukça büyük olmasıdır. Bu şekilde empedans değeri büyür ve pratikte açık devre olarak kabul edilir. Böylelikle tüm akım primer sargısının üzerinden akar ve transformatör ideale yakın bir davranış sergiler.

Klasik endüktans formülleri burada da geçerli olacaktır. Endüktans gerilim ve akım formülleri Eşitlik (2.1) ve Eşitlik (2.2) ile gösterilmiştir.

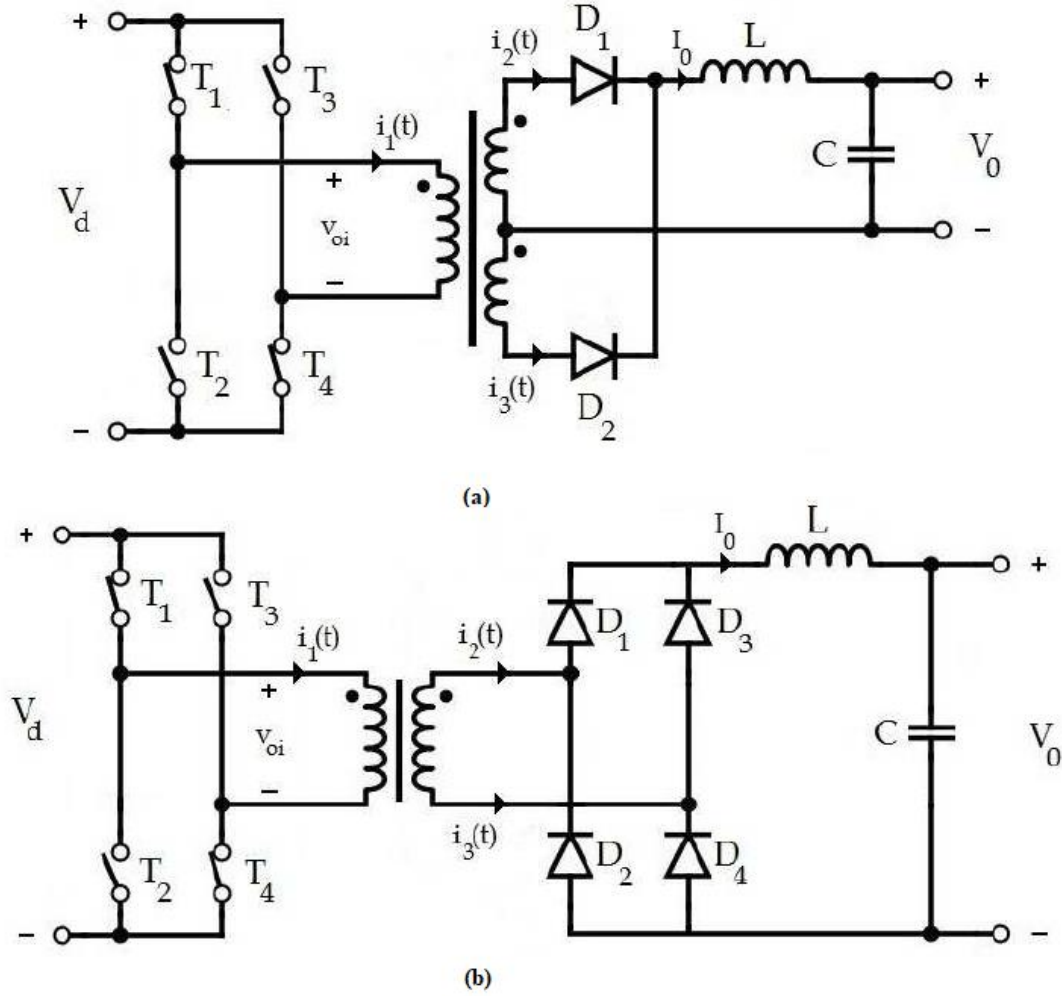
$$v_1(t) = L_M \frac{di_M(t)}{dt} \quad (2.1)$$

$$i_M(t) - i_M(0) = \frac{1}{L_M} \int_0^t v_1(\tau) d\tau \quad (2.2)$$

Eşitliklerde açık bir şekilde görülmektedir ki transformatör sargılarına uygulanan gerilimin integrali akımı belirtmektedir. DA-DA çeviricinin kalıcı durum anında olduğu anda endüktans üzerine düşen gerilimin DA bileşeninin sıfır olması gerektiği bilinmektedir. Bunun tam tersi bir durumda yani gerilimde oluşan bir dalgalanmada, endüktans geriliminde dengesizlik meydana gelir. Bu dengesizlik sonucunda her bir periyotta mınatıslanma akımı artar ve önü alınamaz değerlere ulaşabilir. Buna bağlı olarak da nüvenin manyetik alanı artar ve transformatör satüre olur.

Transformatörlerde mıknatıslanma endüktansına ek olarak bir de kaçak endüktans bulunmaktadır. Transformatör kaçak endüktansı, primer ve sekonder taraflarda birbiriyle eşlenmeyen sargılara verilen isimdir. Bu kaçak endüktans dönüştürücüde ekstra kayıplara, *ringing* etkisine ve yarı iletkenlerin üzerindeki stresin artmasına sebep olmaktadır.

Tam köprü DA-DA dönüştürücülerin sekonder tarafı orta uçlu transformatör ile veya tam köprü çevirici tipte olmak üzere iki ayrı şekilde konfigüre edilebilmektedir. Orta uçlu olarak kullanılan transformatör gerilimini doğrultmak için iki adet yarı iletken kullanılması gerekirken tam köprü doğrultucu kullanılması halinde dört adet yarı iletken gerekmektedir. Orta uçlu transformatör kullanımı daha çok çıkış gerilimi düşük olan uygulamalarda yaygındır. Bahsedilen konfigürasyonlar Şekil 2.2'de gösterilmektedir.



Şekil 2.2 : Tam köprü doğrultucu (a)orta uçlu transformatör, (b)tam köprü çevirici

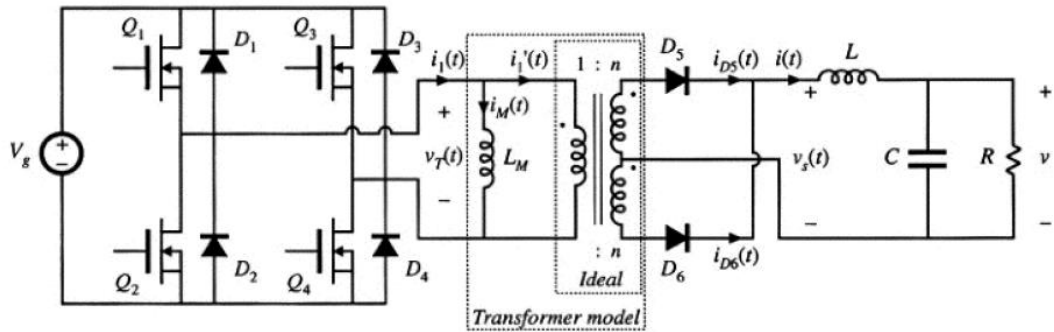
Transformatör sekonder gerilimi üzerinden orta uçlu transformatör kullanılması halinde her döngüde bir yarı iletkenin gerilim düşümü meydana gelecekken, tam köprü doğrultucu kullanılması halinde iki adet yarı iletkenin gerilim düşümü çıkış gerilimine yansiyacaktır. Sekonder tarafı orta uçlu transformatör kullanılması halinde verimin 1-3% artması beklenir hale gelmektedir [39].

DA-DA dönüştürücünün sekonder tarafı kontrollü veya kontrolsüz yarı iletken elemanlardan oluşabilmektedir. Ancak yüksek gerilim ve yüksek güç gerektiren sistemlerde kontrolsüz bir yapı kullanmak yani hızlı diyotlardan oluşan bir yapı kullanmak daha doğru olacaktır [40].

Tez kapsamında transformatörle ilgili detaylı bir tasarım yapılmayacak olup sadece işleyiş açısından transformatörün sarım sayısı belirlenecektir. Transformatör detaylı tasarımı, nüve seçimi ve transformatör kayıp hesabı tezin kapsamı dışında tutulmuştur.

### 2.1.1 Tam köprü doğrultucu çalışma prensibi

Çoğunlukla yüksek güçlü uygulamalar için tercih edilen tam köprü doğrultucunun düşük güçlü uygulamalarda pek tercih edilmemesinin nedeni dört adet kapı sürme devresine ihtiyaç duyulmasıdır. Kapı sürme devrelerinin nispeten daha pahalı ve uygulamada zor olması en büyük etkidir. Tezde orta uçlu transformatör yapısının kullanılması tercih edilmiştir. Bu noktadan sonra yukarıda bahsedilmiş olan sebeplerden dolayı sekonder tarafı orta uçlu olarak kullanılan transformatör ile devam edilecektir. Tam köprü doğrultucuda transformatör kullanım oranının diğer topolojilere kıyasla iyi olması transformatör boyutunun küçülmesine olanak sağlar. Ayrıca topolojinin yapısı gereği güç yoğunluğunun fazla olması özellikle yüksek güçlü uygulamalarda topolojinin hacminin küçülmesine olanak sağlar. Transformatör kullanım oranının yüksek olmasının sebebi özellikle primer tarafta akımın hem pozitif hem de negatif yarı döngüde akmasıdır. Ancak sekonderi orta uçlu transformatör için bu geçerli olmayacaktır çünkü her bir döngüde sekonderin tek bir sarımı aktif olacak ve diğer sarımı da sadece enerji kaybına sebep olacaktır. Şekil 2.2’de gösterilen  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  ve  $T_4$  olan anahtarlar artık IGBT olarak ifade edilecektir. Tam köprü doğrultucu içerisinde bulunan yüksek frekans transformatörünün eşdeğer devresi kullanılacak olup, topolojinin görev çevrim oranı  $D$ , transformatörün sarım oranı  $n$  ile gösterilecektir. Primer sarım sayısı  $n_p$  ve sekonder sarım sayısı  $n_s$  olmak üzere,  $n = n_s/n_p$  olarak alınacaktır. Bahsedilen özelliklere göre oluşturulmuş tam köprü doğrultucu devre şeması Şekil 2.3’de gösterilmektedir.



Şekil 2.3 : Transformatör eşdeğer devresi ile tam köprü doğrultucu

Sürekli iletim modunda çalıştırılan tam köprü doğrultucunun transformatör sekonder gerilimi ( $v_s(t)$ ) ve çıkış akımı ( $i(t)$ ) düşüren tipte izole olmayan dönüştürücüyü benzerlik göstermektedir. Tam köprü dönüştürücünün çalışma şeklini toplam dört

aralıkta ifade etmek doğru olacaktır. İlk aralıkta  $Q_1$  ve  $Q_4$  aktif duruma geçecek ve transformatörün primer sargısından kaynaktan çekilen akım akacaktır. Böylelikle primer tarafta pozitif kutuplanmış  $v_T(t)$  gerilimi oluşacaktır. İkinci aralık için birden fazla konfigürasyon bulunmaktadır. Ancak bu tez konusu kapsamında ilkel anahtarlama tekniği kullanılacağından bu zaman aralığı kapsamında tüm anahtarlar kapalı olacaktır. Üçüncü aralıkta  $Q_2$  ve  $Q_3$  aktif duruma geçecektir. Bu durumda transformatörün primer tarafında negatif kutuplanmış  $v_T(t)$  gerilimi oluşacaktır. Dördüncü aralıkta da yine tüm anahtarlar kapalı durumda olacaktır. Burada dikkat edilmesi gereken en önemli husus aynı fazlarda bulunan anahtarlama elemanlarının kısa bir süreliğine de olsa aynı anda açık olmaması gerekesidir. Böyle bir durumda giriş gerilimi kısa devre olur ve yüksek enerjili *spike* oluşur. Bahsi geçen durum devrenin zamanla bozulmasına sebep olur. Bu durumun önüne geçebilmek adına iki anahtarlama aralığı arasında çok kısa bir süreliğine beklemek gerekmektedir. Bu geçen süreye ölü zaman denilmektedir.

Anahtarlama aralıklarında oluşan durumlar hakkında daha detaylı açıklama yapmak gerekmektedir. İlk anahtarlama aralığı boyunca,  $T_s$  anahtarlama periyodu olmak üzere, yani  $0 < t < DT_s/2$  boyunca  $Q_1$  ve  $Q_4$  anahtarları iletim durumuna geçer ve  $v_T = V_g$  olur. Primer tarafta oluşan bu gerilimden dolayı Eşitlik (2.2) uyarınca mıknatıslanma akımı  $V_g/L_M$  eğimiyle birlikte artmaya başlar. Bu sırada  $Q_1$  ve  $Q_4$  kısa devre olduğundan üzerlerine ihmal edilebilecek kadar küçük bir gerilim düşerken, primer akımı tamamen bu anahtarların üzerinden geçer. Tam tersi olarak  $Q_2$  ve  $Q_3$  anahtarları açık devre olduğundan dolayı tüm giriş gerilimi üzerlerine düşer ve akım geçirmezler. Transformatörün sekonder tarafında pozitif  $nV_g$  gerilimi indüklenmiş olur.  $D_5$  diyotu ileri yönlü ve  $D_6$  diyotu ise ters yönlü polarlanır. İleri yönlü polarlanan  $D_5$  diyotunun gerilim düşümünü ( $V_{F,D_5}$ ) ve endüktans üzerinde oluşacak bakır kaybını ( $V_{loss,L}$ ) sekonder geriliminden düşersek Eşitlik (2.3)'de bulunan çıkış gerilimini ( $V_{out}$ ) elde etmiş oluruz.

$$V_{out} = nV_g - V_{F,D_5} - V_{loss,L} \quad (2.3)$$

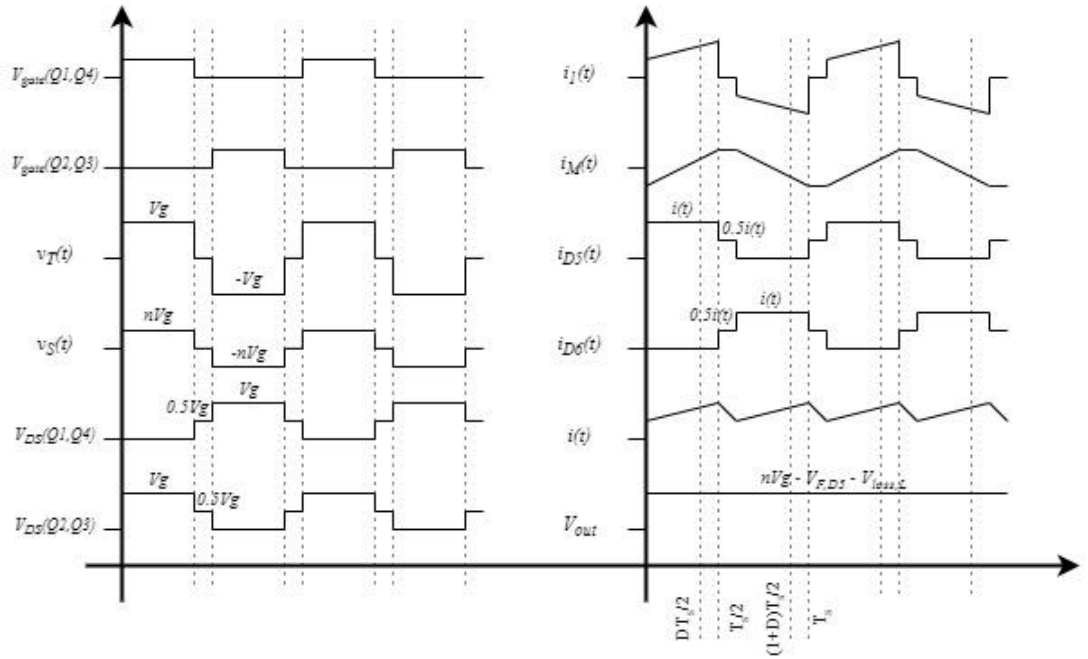
Bir sonraki anahtarlama aralığında,  $DT_s/2 < t < T_s/2$  boyunca, tüm anahtarlar kapalı olacaktır. Bu aralık boyunca primer tarafta akım akmaz ve primer gerilimi de sıfırdır. Ancak ilk aralık boyunca çıkış endüktansı üzerinde depolanmış olan enerji yük üzerinden boşalır. Sekonder tarafta akım akmaya bir süreliğine daha akma



eğilimindedir. Bu durumda sekonder tarafta bulunan  $D_5$  ve  $D_6$  diyotları aynı anda ileri yönlü olarak polarlanır. Çıkış akımı  $i(t)$ , Eşitlik (2.4)'de olduğu gibi ifade edilebilir.

$$i(t) = i_{D_5}(t) + i_{D_6} \quad (2.4)$$

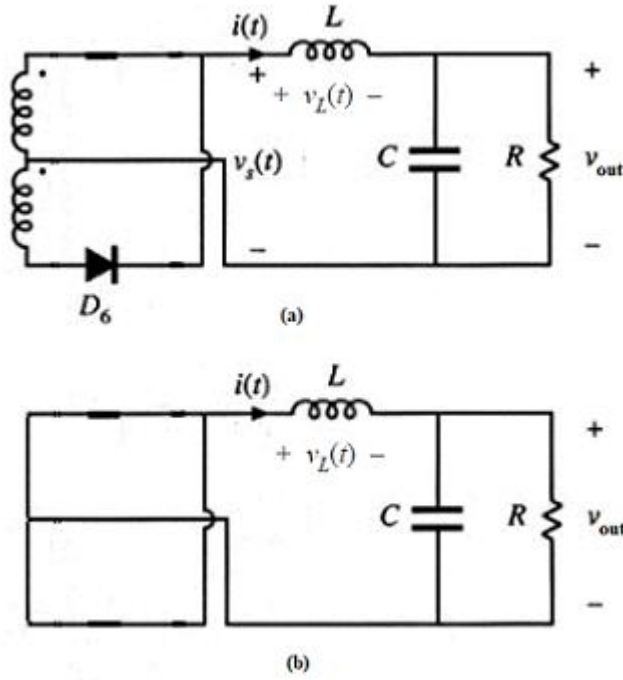
Eşitlikte de açıkça görülmektedir ki  $i_{D_5}(t) = i_{D_6}(t) = 0.5i(t)$  olmaktadır. Aralık boyunca tüm anahtarlar kapalı olduğu için her bir anahtar üzerine giriş geriliminin yarısı olmak üzere aynı gerilim düşer. Tam köprüye ait tüm grafikler Şekil 2.4'de verilmektedir.



Şekil 2.4 : Tam köprü doğrultucu grafikleri

Sıradaki anahtarlama aralığında,  $T_s/2 < t < (1 + D)T_s/2$ , karşılaşılan durum aslında ilk aralıkla tamamen aynıdır. Çıkış akımı ve gerilimi birinci durumla aynı şekilde gerçekleşecektir. Ancak bu anahtarlama aralığı boyunca  $Q_2$  ve  $Q_3$  açık olacağından dolayı primer gerilimi negatif olarak kutuplanacak ve sekonder tarafta da  $D_6$  diyotu ileri yönlü kutuplandırılacaktır. Dördüncü ve son aralık ise tamamen ikinci aralığın aynısı olacak ve yine tüm anahtarlar kapalı durumda tutulacaktır.

Tam köprü doğrultucuda giriş ve çıkış arasındaki bağlantıyı bulmak adına bilmemiz gereken en temel bilgi çıkış endüktansı üzerine düşen gerilimin ortalama değerinin sıfır olması gerektiğidir. Topolojinin sekonder tarafının anahtarlama aralıklarına göre oluşan şemaları Şekil 2.5'de gösterilmektedir.



Şekil 2.5 : Topoloji sekonderi (a)  $0 < t < DT_s/2$ , (b)  $DT_s/2 < t < (1 - D)T_s/2$

Anahtarlama periyodunun iki yarısının da birbiriyle aynı olduğu düşünülürse ortalama işlemi yarım periyot boyunca yapıp en son iki katı alınarak kullanılabilir. Sekondere KVL yöntemi uygulanırsa Şekil 2.5(a) ve Şekil 2.5(b) için sırasıyla Eşitlik (2.5) ve Eşitlik (2.6) elde edilir.

$$\frac{V_s - V_{out}}{L} = \frac{di(t)}{dt} \quad (2.5)$$

$$-\frac{V_{out}}{L} = \frac{di(t)}{dt} \quad (2.6)$$

Eşitlikler dikkate alındığında, çıkış endüktansı üzerine düşen gerilim  $0 < t < DT_s/2$  boyunca  $(V_s - V_{out})/L$ ,  $DT_s/2 < t < (1 - D)T_s/2$  aralığında ise  $-V_{out}/L$  olmaktadır. Endüktans geriliminin ortalama değerinin sıfır olması bilgisinden yola çıkarak  $\langle v_L(t) \rangle = 0$  Eşitlik (2.7)'yi elde ederiz.

$$V_{out} = 2nDV_g \quad (2.7)$$

### 2.1.2 Çıkış filtresi

Düşüren tipte olan diğer dönüştürücülerde olduğu gibi tam köprü doğrultucu da Şekil 2.3'de görüldüğü üzere çıkışta bir LC filtre bulunmaktadır. Bu filtre elemanlarının

değerlerine bağlı olarak çıkış gerilimi ve çıkış akımında *ripple* adı verilen dalgalanmalar meydana gelir. Filtre elemanlarını ne kadar büyük seçilebilirse çıkış dalgalanmaları da o kadar az olur.

Çıkış akımında meydana gelen dalgalanmanın genliğine  $\Delta I_L$ , çıkış geriliminde olan dalgalanmanın genliğine de  $\Delta V_C$  diyebiliriz. Çıkış akımı ilk anahtarlama aralığı boyunca, başlangıç akım değerinden maksimum değerine kadar  $di_L(t)/dt$  eğimiyle tırmanır. Eşitlik (2.5)'e göre bu eğim  $(V_s - V_{out})/L$  değerine eşit olmaktadır. Çıkış akımı grafiğinden yola çıkarak endüktans değerini Eşitlik (2.8) – (2.9)'da olduğu gibi hesaplayabiliriz.

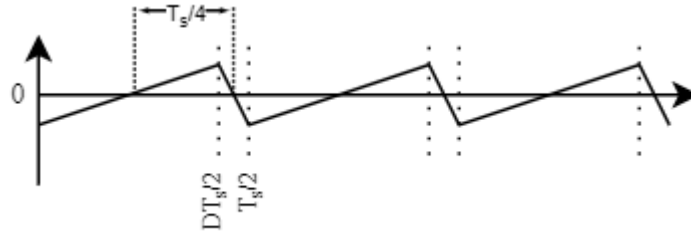
$$\frac{\Delta I_L}{DT_s/2} = \frac{V_s - V_{out}}{L} \quad (2.8)$$

$$L_{min} = \frac{DT_s(V_s - V_{out})}{2\Delta I_L} \quad (2.9)$$

Çıkış endüktansının en büyük değerini elde edebilmek adına  $D = 1$  olarak alınabilir. Ayrıca Eşitlik (2.8) üzerinde  $f_s = 1/T_s$  ve  $V_s = nV_g$  değişimleri uygulanacak olursa Eşitlik (2.9) oluşturulmuş olur.

$$L_{min} = \frac{((nV_g) - V_{out})}{2f_s\Delta I_L} \quad (2.10)$$

Çıkış kapasitörünün amacı yüksek frekansta oluşabilecek gerilim dalgalarını süzmektir. Teoride yük üzerinden akan akımda dalgalanma olmadığı kabul edilirse, çıkış endüktansı üzerinde meydana gelen akım dalgalanması tamamen kondansatör üzerinden akacaktır. Kapasitör üzerinden akan akımın grafiği Şekil 2.6'da gösterilmektedir.



Şekil 2.6 : Çıkış kapasitör akımı

Kapasitörde depolanan yükteki değişime Şekil 2.6'da gösterilen kapasitör akımındaki değişim sebep olmaktadır. Şekilde belirtilen  $T_s/4$  süre boyunca kapasitör akımındaki değişim  $\Delta I_L/2$ 'dir. Kapasitör yük değişimi Eşitlik (2.11)'de olduğu gibi gösterilebilir.

$$\Delta Q_c = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T_s}{2} \frac{T_s}{4} = \frac{\Delta I_L T_s}{16} \quad (2.11)$$

Kapasitör üzerine düşen gerilimin genel denklemi Eşitlik (2.12) ile verilmiştir.

$$C = \frac{\Delta Q_c}{\Delta V_{out}} \quad (2.12)$$

Eşitlik (2.12)'de Eşitlik (2.11) yerine konularsa Eşitlik (2.13) çıkış kapasitörünün değer formülü elde edilmiş olur [41].

$$C_{min} = \frac{\Delta I_L T_s}{16 \Delta V_{out}} = \frac{\Delta I_L}{16 f_s \Delta V_{out}} \quad (2.13)$$

## 2.2 Tasarım Aşaması

Tasarım aşamasında Şekil 2.3'de verilmekte olan tam köprü doğrultucunun, yüksek frekans transformatörünün sarım oranını belirlenecektir. Ardından primer akımı hesaplanarak yarı iletkenlerin seçimi yapılacak ve en son olarak ise çıkış LC filtresinin elemanlarının değerleri belirlenecektir. Bu doğrultu hali hazırda belirli olan parametrelerin yanında tasarım kısıtı olarak da bazı parametreler seçilecektir. Tasarıma başlamak adına gerekli olan parametreler Çizelge 2.1'de gösterilmektedir.

Çizelge 2.1 : Tasarım parametreleri

Topoloji	Tam köprü doğrultucu
Topolojinin sekonder yapısı	Orta uçlu transformatör
Giriş gerilimi	230Vdc – 400Vdc
Nominal giriş gerilimi	300Vdc
Çıkış gerilimi	28Vdc
Çıkış gerilimi dalgalanması	200mV
Maksimum çıkış akımı	200A
Çıkış akımı dalgalanması	10A
Anahtarlama frekansı	20kHz
Anahtarlama periyodu	50us
Çıkış gücü	5.6kW

Buradan yola çıkarak gerekli tüm elemanlar belirlenecektir. Tasarım aşamasında bilinmesi gereken en önemli husus her zaman için en kötü durumun gözetilerek gerekli seçimlerin yapılmasıdır. Bu noktadan sonra yapılması gerekenleri adım adım aşağıdaki gibi sıralamak mümkündür.

1. Yüksek frekans transformatörün sarım oranının belirlenmesi: Görev çevrim oranı,  $D$ , maksimum değerindeyken giriş geriliminin en düşük değeri için çıkış gerilimini

sağlayan bir sarım oranı,  $n$ , seçilmelidir. Bu oran maksimum giriş gerilimi için de doğrulanmalıdır.

2. Minimum güç kaybını ortaya çıkaratacak yarı iletkenlerin seçilmesi: Hem primer hem de sekonder tarafta bulunan yarı iletkenlerin seçilmesi adına, yarı iletkenlerin üzerinden geçmesi beklenen akımların değeri belirlenmelidir. Buna ek olarak gerilim değerleri de belirlenerek söz konusu yarı iletkenler seçilmelidir.

3. Çıkış LC filtresi değerlerinin belirlenmesi: Bu adımda Çizelge 2.1 uyarınca verilen, tasarım sonucunda beklenen çıkış akım ve geriliminde meydana gelmesine izin verilen dalgalanma genliklerine göre bir önceki bölümde detaylıca anlatıldığı şekilde çıkış endüktansı ve filtre kondansatörünün değerleri belirlenmelidir.

Bahsedilen adımlar uygulandıktan sonra en ilkel haliyle tasarım tamamlanmış olmaktadır. Yarı iletkenlerin, yüksek frekans transformatörün vb. kaçak endüktanslarının yine yarı iletkenlerin kapasitif etkileriyle birlikte ortaya çıkarmış olduğu duruma *ringing* denilmektedir. Her bir fazın orta noktasında oluşan sinyallerde meydana gelen bu etki yarı iletkenlerin bozulmasına ve topoloji işleyişinin yanlış ilerleyişine sebebiyet vermektedir. Bu durumu önlemek adına bastırıcı devre tasarımının da yapılması gerekmektedir. Ancak bastırıcı devre tasarımı tez kapsamı dışında tutulduğundan dolayı bu adım atlanacaktır.

Ardından yapılan tüm seçimlerle birlikte tasarım tamamlanarak kayıp hesabı yapılır. Yapılan kayıp hesabına göre topolojinin verimi ortaya çıkar. Yine tezin konusu gereği verim hesabı yapılmayacaktır.

### **2.2.1 Transformatör sarım oranının belirlenmesi**

Tam köprü dönüştürücü yüksek frekans transformatörünün sarım oranı Eşitlik (2.7)'ye göre bulunmaktadır. Bir anahtarlama periyodu boyunca iki fazın da eşit sürede iletimde olabilmesi için görev çevriminin %50'den küçük olması gerekir. Transformatör sarım oranı minimum giriş gerilimini sekondere maksimum görev çevrim oranında iletecek şekilde seçilmelidir. Ancak sekonder tarafta çıkışa ulaşana kadar transformatörün sekonder tarafında bazı malzemelerden dolayı gerilim düşümü meydana gelir. Buna doğrultucu diyodun ileri yönlü polarlanma gerilimi, transformatör ve çıkış endüktansının bakır iletkenlerden dolayı oluşan düşüşler sebep olmaktadır. Sezgisel bir yaklaşımla bu gerilim düşümünü 3V alacak olursak sekonder gerilimi ( $V_s$ ) Eşitlik(2.14)'de olduğu gibi ifade edilebilir.

$$V_s = V_{out} + V_{loss.tot} = 28 + 3 = 31V \quad (2.14)$$

Sekonder gerilimi elde edildikten sonra minimum giriş gerilimi ve maksimum görev çevrim oranına göre yüksek frekans transformatörün sarım oranı Eşitlik(2.15)'e göre şu şekilde olur.

$$n = \frac{n_s}{n_p} = \frac{V_s}{V_{p,min}} = \frac{31}{230} \cong 0.135 \quad (2.15)$$

Tam köprü doğrultucunun sekonder tarafı orta uçlu olarak seçildiğinden dolayı transformatör sarım oranı  $n_p:n_s:n_s$  şeklinde yani 15: 2: 2 olarak gösterilmektedir.

### 2.2.2 Görev çevrim oranının belirlenmesi

Tam köprü DA-DA dönüştürücü tanımlanırken, ileride bahsedilecek olan kontrolcü tasarımı ve modellemesi yapılırken görev çevrim oranının bilinmesi gerekebilir. Genelde bir denge noktası etrafında yapılan bu tasarımlar kalıcı durum anı gözetilerek tamamlanmaktadır.

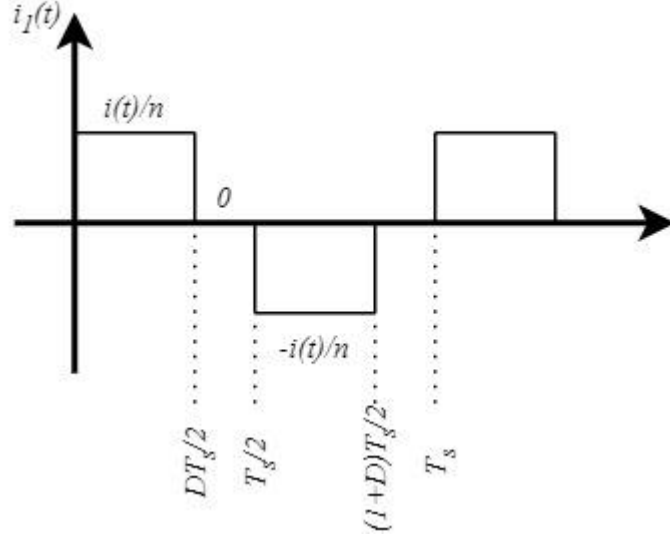
Kalıcı durum anında görev çevrim oranı Eşitlik (2.7) kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$D = \frac{V_s}{2nV_{g,nom}} = \frac{31}{2 * 0.135 * 300} \cong 38.2\% \quad (2.16)$$

### 2.2.3 Yarı iletkenlerin seçilmesi

Topoloji içerisinde genel anlamda iki çeşit yarı iletken bulunmaktadır. Bunlardan ilki sekonder tarafında bulunan diyotlar ikincisi ise primer tarafta bulunan IGBTlerdir.

Primer tarafta bulunan yarı iletkenler girişte olan yüksek gerilim ve nispeten düşük akım karakteristikleri vesilesiyle IGBT olarak tercih edilecektir. Seçim yapılırken IGBT üzerine düşecek maksimum gerilim ve üzerinden geçecek maksimum akım dikkate alınmalıdır. Bunlara ek olarak anahtarlama dolayısıya yaşanacak kayıpları en aza indirebilmek için IGBT'nin açılış ve kapanış sürelerinin de mümkün olan en az şekilde seçilmesi gerekmektedir. IGBT'lerin dayanması gereken maksimum gerilim Şekil 2.4'de de gösterildiği üzere en yüksek giriş gerilimi ( $V_{p,max} = 400V$ ) olacaktır. Primerden geçen akımın grafiği Şekil 2.7'de gösterilmektedir.



Şekil 2.7 : Primer akım grafiği

Primerden geçen akımın RMS değerini bulmak için Eşitlik (2.17) kullanılmalıdır. Eşitlik (2.17)'ye göre primer akım RMS değeri Eşitlik (2.18)'de gösterilmektedir. Maksimum primer akımını bulmak için görev çevrim oranı,  $D = 1$  olarak alınabilir.

$$I_{1,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_1^2(t) dt} \quad (2.17)$$

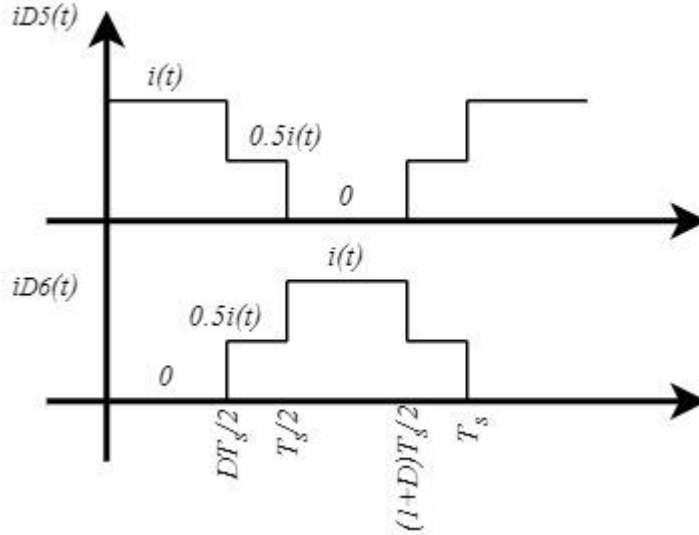
$$I_{1,RMS} = \frac{I_{out,max}}{n} \sqrt{D} = \frac{200}{12.5} = 16A \quad (2.18)$$

Bu durumda IGBT, en iyi ihtimalle 400V ve 16A'e dayanabilecek şekilde seçilmelidir. Ancak tasarım esnasında güvenli bölgede kalabilmek için bu değerlerin daha üzerinde seçim yapılması doğru olacaktır. Yapılan hesaplamalar göz önünde bulundurularak Semikron marka SKM200GB125D kodlu IGBT seçilmiştir. Bahsedilen IGBT modül halindedir ve içerisinde iki adet hızlı IGBT barındırır. SKM200GB125D'in özellikleri Çizelge 2.2 ile verilmektedir.

Çizelge 2.2 : SKM200GB125D özellikleri

$V_{CES}$	1200	V
$I_C$	200	A
$Q_G$	1300	nC
$t_r$	36	ns
$t_f$	25	ns
$V_{drop}$	1.5	V
$R_{th(j-c)}$	0.09	K/W

Çıkışta bulunan diyotların hızlı olarak seçilmesi önem teşkil etmektedir. Diyotların karakteristik özelliklerinden dolayı ters toparlanma süreleri vardır. Burada diyotlar istenilene zıt çalışarak güç kayıpları oluştururlar. Bunun önüne geçebilmek için ters toparlanma süresi küçük olan diyotlardan faydalanılması gerekmektedir. Çıkış diyotları üzerinden geçen akım grafikleri Şekil 2.8’de gösterilmektedir.



Şekil 2.8 : Sekonder diyot akım grafiği

Sekonderden, diyotların üzerinden akan akımın RMS değerini Eşitlik (2.19) ile bulabiliriz. Her iki diyotun üzerinden geçen akımın RMS değeri de aynı olacağından Eşitlik (2.19) kullanılarak Eşitlik (2.20)’de olduğu şekliyle diyotların RMS akım değeri elde edilebilir.

$$I_{D5,RMS} = I_{D6,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D5}^2(t) dt} \quad (2.19)$$

$$I_{D5,RMS} = I_{D6,RMS} = \frac{1}{2} I_{o,max} \sqrt{1 + D} = \frac{200}{2} \sqrt{2} \cong 141.42A \quad (2.20)$$

Sekonder tarafta gerilimi doğrultmak amacıyla kullanılacak diyotların minimum 141,42A’ye dayanabilmesi gerekmektedir. Yine güvenli bölgede kalmak adına bu değerden yüksek bir seçim yapılması gerekmektedir. Bunlara ek olarak ters toparlanma süresi ve ileri yönlü gerilim düşümünün az olması gerektiği de düşünülerek ST firması tarafından üretilen STTH200W06TV1 seçilmiştir. Bir paket içerisinde toplamda iki adet diyot bulunmaktadır. STTH200W06TV1’in özellikleri Çizelge 2.3’de verilmektedir.



Çizelge 2.3 : STTH200W06TV1 özellikleri

$V_{RRM}$	600	V
$I_{F,RMS}$ -diyot başı-	145	A
$V_F$	1.75	V
$t_{rr}$	55	ns
$R_{th(j-c)}$ -diyot başı-	0.7	K/W

#### 2.2.4 Çıkış filtresi tasarımı

Bölüm 2.1.2’de anlatıldığı üzere LC çıkış filtresi tasarımı yapılacaktır. Yarı iletkenlerin anahtarlanmasından ve kaçak elemanlardan dolayı çıkış akımı ve gerilimi doğrudan istenildiği gibi temiz çıkmamaktadır. Bu noktada çıkışı ikinci dereceden bir LC bloğuyla filtrelemek yardımcı olacaktır. Yüksek frekanslı bileşenler bu durumda elenecek, çıkışta grafiklerindeki dalgalanmalar yok olacak ve daha düzgün çıkış sinyalleri elde edilecektir.

Seçilen endüktans ve kapasitans değerlerine göre çıkışta olan dalgalanmalar azalacak ancak tamamen yok olmayacaktır. Tolere edilebilir dalgalanma miktarları Çizelge 2.1’de gösterilmektedir. Belirtilen değerlere göre Eşitlik (2.10) ve Eşitlik (2.13) kullanılarak çıkış filtresi bileşenlerinin değeri elde edilebilir.

Çıkış akımında istenilen dalgalanma,  $\Delta I_L = 10A$  olarak verilmişti. Transformatör sarım oranı ise Eşitlik (2.15)’de hesaplanmıştı. Bu doğrultuda çıkış endüktansının değeri Eşitlik (2.21)’de bulunmuştur.

$$L_{min} = \frac{((nV_{g,max}) - V_{out})}{2f_s \Delta I_L} = \frac{((0.135 * 400) - 28)}{2 * 20000 * 10} \cong 65\mu H \quad (2.21)$$

Çizelge 2.1 doğrultusunda çıkış geriliminde istenilen dalgalanma,  $\Delta V_{out} = 200mV$  olarak verilmiştir. Eşitlik (2.13)’e göre LC filtre kapasitansının değeri Eşitlik 2.22’de gösterildiği gibi olur.

$$C_{min} = \frac{\Delta I_L}{16f_s \Delta V_{out}} = \frac{10}{16 * 20000 * 0.2} = 156.25\mu F \quad (2.22)$$

#### 2.2.5 Yarı iletken kayıp hesabı

Bir güç dönüştürücüsü yapılırken en çok dikkat edilmesi gereken nokta kayıplardır. Çünkü kayıplar doğrudan fiziksel olarak boyutları ve tasarımın verimini etkilemektedir. DA-DA dönüştürücülerde temel olarak yarı iletken kayıpları ve transformatör kayıpları olmak üzere iki tip kayıptan bahsedilebilir.

Yarı iletkenler açık ve kapalı olmak kaydıyla iki modda çalışmaktadırlar. Yarı iletkenler pasifken bir güç sarfiyatı olmazken aktifken güç tüketimi vardır. Bu esnada yarı iletkenler üzerinden açığa çıkan güce iletim kaybı denilmektedir. Bir de aktif durumdan pasif duruma geçiş anında ortaya çıkan güçten bahsetmek mümkündür. Buna ise IGBT için anahtarlama, diyotlar için ise ters toparlanma kaybı adı verilmektedir.

Tek bir adet IGBT için kayıp Eşitlik (2.23)'de verilmektedir.

$$P_{loss,igbt} = P_{loss,igbt-cond} + P_{loss,igbt-sw} \quad (2.23)$$

Bu durumda kullanılan IGBT için iletim kayıpları Eşitlik (2.24) ve Eşitlik (2.25)'de, anahtarlama kayıpları Eşitlik (2.26) ve Eşitlik (2.27)'de ve toplam kayıp ise Eşitlik (2.28)'de hesaplanmıştır.

$$P_{loss,igbt-cond} = V_{drop} I_{1,RMS} \quad (2.24)$$

$$P_{loss,igbt-cond} = 1.5 * 16 = 24W \quad (2.25)$$

$$P_{loss,igbt-sw} = \frac{f_s V_{g,max} I_{1,RMS} (t_r + t_f)}{2} \quad (2.26)$$

$$P_{loss,igbt-sw} = \frac{20000 * 400 * 16 * (36 + 25) * 10^{-9}}{2} = 7.808W \quad (2.27)$$

Yukarıda bir IGBT için kayıp değerleri hesaplanmıştır. Tüm IGBT'ler hesaba katılacak olursa,  $P_{loss,igbt-cond} = 4 * 24 = 96W$  ve  $P_{loss,igbt-sw} = 4 * 7.808 = 31.2W$  olacaktır.

$$P_{loss,igbt} = P_{loss,igbt-cond} + P_{loss,igbt-sw} = 127,2W \quad (2.28)$$

Sekonder tarafta bulunan doğrultucu diyotlar için toplam güç kaybı hesabı Eşitlik (2.29)'da olduğu gibidir.

$$P_{loss,d} = P_{loss,d-cond} + P_{loss,d-RR} \quad (2.29)$$

Çizelge 2.3'de verilen parametreler doğrultusunda Eşitlik (2.30)'da diyot iletim kayıpları, Eşitlik (2.31) ile Eşitlik (2.32)'de ise ters toparlanma kayıpları verilmiştir. Eşitlik (2.33) ise diyotlar üzerindeki toplam kaybı göstermektedir.

$$P_{loss,d-cond} = V_F I_{D5,RMS} = 1.75 * 141.42 \cong 247.5W \quad (2.30)$$

$$P_{loss,d-RR} = \frac{f_s I_{D5,RMS} t_{rr} V_s}{2} \quad (2.31)$$

$$P_{loss,d-RR} = \frac{20000 * 141.42 * 55 * 10^{-9} * 32}{2} \cong 2.5W \quad (2.32)$$

Diyot için kayıp değerleri yukarıdaki gibi hesaplanmıştır. Her iki diyot birden hesaba katılacak olursa,  $P_{loss,d-cond} = 2 * 247.5 = 495W$  ve  $P_{loss,d-RR} = 2 * 2.5 = 5W$  olacaktır.

$$P_{loss,d} = P_{loss,d-cond} + P_{loss,d-RR} = 495 + 5 = 500W \quad (2.33)$$

## 2.2.6 Transformatör kayıpları

Transformatör kayıpları bakır ve çekirdek kayıpları olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Bakır kayıpları transformatör sarımları üzerinden akan akımla birlikte ortaya çıkar. Çekirdek kayıplarına ise transformatör nüvesi ve anahtarlama frekansı neden olmaktadır. Tez kapsamında nüve seçimi ve bakır iletken seçimi detaylı olarak yapılmayacaktır. Bu vesileyle net olarak kayıp hesabı yapılamayacaktır. Ancak incelenilen uygulamalar doğrultusunda transformatör üzerinde verim hesabında kullanılmak üzere 50W düşüm olacağı öngörülmektedir [42].

## 2.2.7 Verim

Verim girişten çıkışa aktarılabilen güç miktarını ifade etmektedir. Tam yük altında tasarımı yapılan dönüştürücünün çıkış gücü  $5.6kW$  olmaktadır. Sistem üzerinde öngörülen toplam kayıp miktarı Eşitlik (2.34)'de verilmektedir.

$$P_{loss,tot} = P_{loss,igbt} + P_{loss,d} + P_{loss,tr} = 677.2W \quad (2.34)$$

Bu kayıplarla birlikte oluşan dönüştürücü verimi Eşitlik (2.35)'de gösterilmektedir.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss,tot}} = \frac{5600}{5600 + 677.2} = 0.892 \quad (2.35)$$



### 3. DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

Üçüncü bölüm boyunca DA-DA tam köprü dönüştürücünün modellenmesi ile kontrolcü tasarımı üzerinde durulacaktır. İlk olarak konu tanımlanacak ve hemen peşinden tam köprü dönüştürücü topolojisinin modellenmesi üzerine gidilecektir. Tez kapsamında kullanılan akım mod kontrol yöntemi ile birlikte yapılan yaklaşımlarla modellenmenin farklı bir biçimde tamamlanması amaçlanmaktadır. Ardından belirlenen sistem dinamikleri ile birlikte bir kapalı döngü karakteristiği belirlenerek bu doğrultuda kontrolcü tasarımı yapılacaktır.

#### 3.1 Genel Bakış

Dönüştürücülerde yüksek verim ve yüksek enerji yoğunluğu sağlayabilmek anahtarlama kayıplarının azaltılmasına, diyot ters toparlanma etkisinin minimize edilmesine, parazitik elemanlardan kaynaklanan *spikelerin* azaltılmasına ve harcanan enerjinin mümkün olduğu kadar sisteme geri döndürülmesine bağlıdır [43]. Tam bu noktada sistemin kontrolünün rolü büyüktür.

DA-DA dönüştürücülerin kontrolü ve modellenmesi, sistemin tamamlanabilmesi için en önemli adım olarak nitelendirilebilir. Dönüştürücüler değişken sistemler olarak bilinmektedir. Böyle bir sistemin çıkış geriliminin, çıkış akımının veya her ikisinin birlikte sabit tutulması istenilebilmektedir. Topolojide meydana gelen değişikliklerin, sabit tutulması istenilen parametrelere olan etkisinin en aza indirilmesi gerekmektedir.

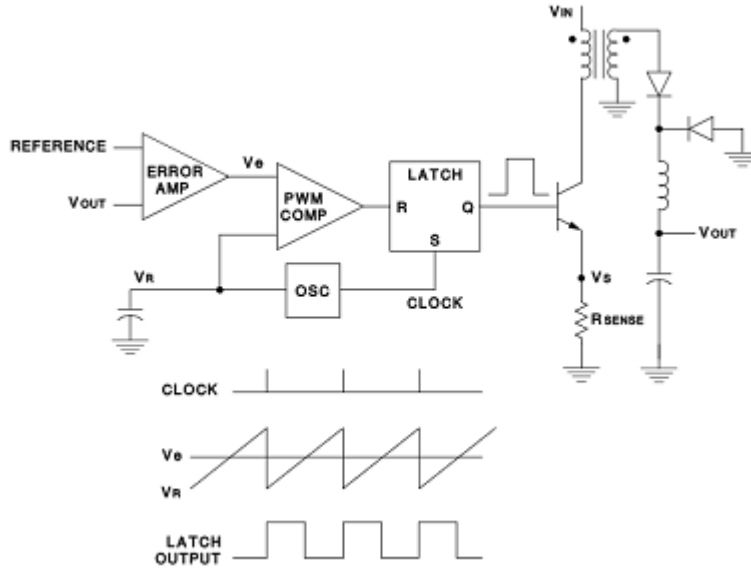
Daha önceden istenilen şekilde bir çıkış gerilimine, çıkış akımına veya ikisine de sahip olabilmek adına dönüştürücülerin bir kontrol sistemi barındırması gerekmektedir. Kontrol sistemini oluşturabilmenin ilk adımı dönüştürücüyü modellemek ve bu model etrafında bir kontrolcü oluşturmaktır.

Modellemenin yapılabilmesi için dönüştürücünün küçük işaret analizinin yapılması gerekir. Bu doğrultuda küçük işaret analiziyle birlikte sistemin transfer fonksiyonu elde edilebilecektir. Transfer fonksiyonları sistemin giriş ve çıkışlarına bağlı olarak farklılık gösterebilmektedir.

Kullanımı yaygın olan iki tip kontrol yönteminden bahsedilebilir. Bunlardan biri gerilim mod kontrol ve diğeri ise akım mod kontroldür. Her iki kontrol yönteminin de birbirine göre avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır.

### 3.1.1 Gerilim mod kontrol

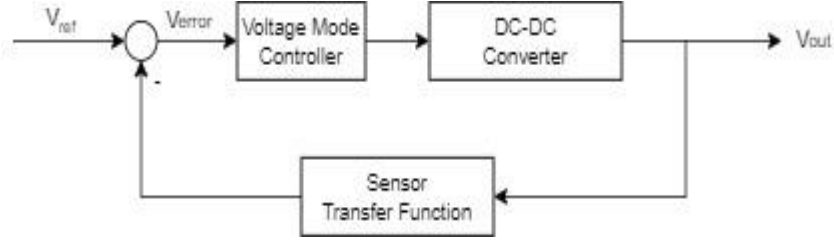
Gerilim mod kontrol, yöntemler arasındaki en ilkel ve basit olan yaklaşımdır. Basit anlamda gerilim mod kontrol Şekil 3.1’de gösterilmektedir.



Şekil 3.1 : Gerilim mod kontrol

Gerilim mod kontrol temel olarak çıkış geriliminin ölçülüp, belirli bir referans gerilim ile karşılaştırılmasına dayanmaktadır. Referans gerilim ile ölçülen çıkış gerilimi arasında oluşan farka hata sinyali denilmektedir. Hata sinyali Şekil 3.1’de gösterildiği üzere sabit eğimli bir testere sinyaliyle karşılaştırılır ve böylelikle görev çevrim oranı ayarlanmış olur. Görev çevrim oranının değiştirilmesiyle yarı iletken anahtarın açık ve kapalı olduğu süreler değiştirilir ve sonuç olarak çıkış gerilimi bu şekilde regüle edilir. Uygulanan testere sinyalinin frekansı anahatarlama frekansını belirlemektedir.

Gerilim modu kontrolü, Şekil 3.2’de gösterildiği gibi içerisinde tek bir kontrol döngüsü barındırdığından dolayı tek döngü kontrolü olarak da adlandırılmaktadır. Tek kontrol döngüsü içerdiğinden dolayı tasarımı ve analizi oldukça kolaydır.



Şekil 3.2 : Gerilim mod kontrol blok şeması

Bu tip kontrolün basit olması en büyük avantajıdır ancak bu avantajının yanında bazı dezavantajları da bulunmaktadır. En önemli negatif tarafı sistemin giriş geriliminde meydana gelen değişimlere bağımlı olmasıdır. Giriş geriliminde yaşanan değişim çıkış gerilimini etkilemektedir. Bu durumda gerilim döngü kazancı giriş gerilimine bağımlı hale gelir ve gerilim kontrolcüsünün yapısını karmaşıklaştırır. Gerilim mod kontrolcüsünün bir diğer kötü tarafı ise yavaş tepki süresidir. Giriş geriliminde meydana gelen bir değişim, çıkışa yansımadan düzeltilemez. Bu tip dönüştürücülerde kontrol sisteminin girdisi çıkış gerilimi olduğundan dolayı herhangi bir bozucu etkiye karşı tepki verilebilmesi için bu bozucu etkinin çıkışa yansımış olması gerekmektedir. Bu yüzden gerilim mod kontrolcüsünün tepki süresi yavaş kalmaktadır.

Gerilim mod kontrolün içerisinde akım kontrol döngüsü olmadığından bu tip bir kontrol yöntemi uygulandığında kısa devre koruması mevcut olamamaktadır. Eğer kısa devre koruması isteniyorsa ekstra devre çözümleri sunulması gerekir.

Bu kontrolcü uygulanırken kontrol sinyali bir diğer adıyla hata sinyalinin kusursuz olduğu varsayılır. Bu sinyalin kusursuz olması kontrolcüsünün kusursuz çalışacağı anlamına gelmektedir. Ancak analog bir kontrol yöntemi uygulandığında bu kontrol sisteminin kusursuz olması beklenemez. Kullanılan malzemelerin toleranslarından dolayı hata sinyalinde dalgalanmalar meydana gelir. Oluşan bu dalgalanmalar kontrolcü performansını ciddi ölçüde değiştirir. Hata yükselticinin kazancından ötürü bu dalgalanmalar daha da büyüyerek sistemi kararsızlaştırabilir. Ancak dijital bir sistem tasarımı yapıldığında bu tip bir durum yaşanmaz. Malzeme toleransları dijital kontrolcüde bir engel teşkil edemeyeceğinden kontrolcüsünün performansı otomatik olarak yükselir [44-45].

### 3.1.2 Akım mod kontrol

Gerilim mod kontrol yöntemine ek olarak akım mod kontrol yönteminden bahsedilebilir. Bu tip bir kontrol yöntemi uygulamada da kendine geniş yer

bulmaktadır. Toplamda iki tip akım mod kontrol tipinden bahsetmek mümkündür. Bunlardan bir tanesi tepe akım mod olarak bilinir ve diğeri ise ortalama akım mod kontrolüdür. İki yöntemin birbirine göre artı ve eksileri bulunmaktadır.

Akım mod kontrolde, gerilim mod kontrolde olduğu gibi doğrudan çıkış gerimine bağlı olarak görev çevrim oranı ayarlanmaz. Bunun yerine çıkış gerilimi ile birlikte bir akım referansı oluşturulur. Bu tip kontrolcülerin en önemli özelliği içiçe iki kontrol döngüsünün olmasıdır. Dış döngüde gerilim kontrolü iç döngüde ise akım kontrolü uygulanmaktadır.

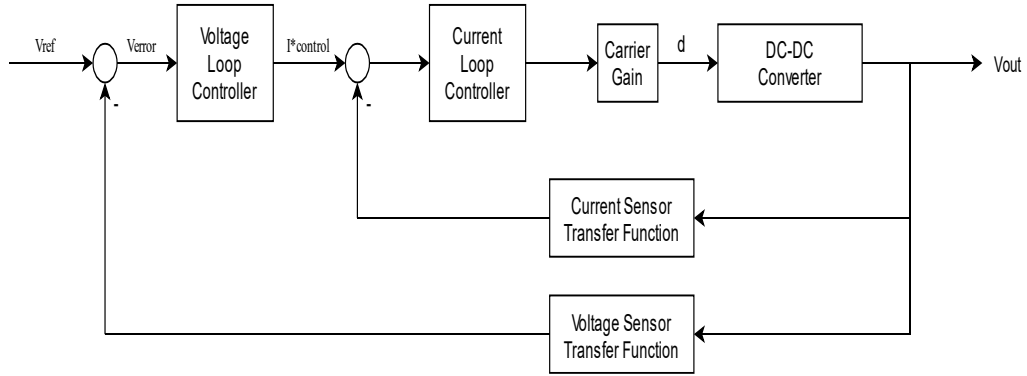
Kontrol yöntemi, ayrıca paralellenmesi gereken dönüştürücüler için akım paylaşımını daha efektif hale getirir. Bir diğeri avantajı da izoleli dönüştürücülerde transformatör doyma sorununu ortadan kaldırmasıdır. İzoleli dönüştürücülerde meydana gelen gerilim dengesizlikleri yeterince büyükse, transformatör mıknatıslanma akımının artmasına sebep olur ve transformatörü doyuma götürür. Böyle bir durum oluştuğunda dönüştürücüde görev çevrim oranı değiştirilir ve transformatörün doyma sorunu engellenmiş olur.

Akım mod kontrol, gerilim mod kontrol ile karşılaştırıldığında daha sağlam bir dinamik tepkiye sahiptir ve çok daha hızlıdır. İçiçe iki kontrol döngüsünün kullanılması daha çevik bir yapı ortaya koyar. Akım mod kontrol yöntemde giriş geriliminde yaşanan değişikliklere karşı bağışık bulunmaktadır. Gerilim mod kontrolde böyle bir durum söz konusu değildir. Giriş ve çıkış arasında bir bağlantı bulunur. Gerilim mod kontrolde giriş tarafında yaşanan bir değişimie kontrolcünün tepki verebilmesi için bu durumun çıkışa yansımış olması gerekir. Bu durum gerilim mod kontrolcüyü yavaşlatır. Akım mod kontrolde giriş ve çıkış arasında bir bağlantı bulunmadığından dolayı bu sorunla karşılaşılmaz. Girişte yaşanan gerilim dalgalanmaları kontrolcüyü etkilemez [46].

Tepe akım mod yöntemi ile ortalama akım mod yöntemini birbirinden ayıran en önemli fark akım ölçümünde ortaya çıkmaktadır. Tepe akım mod yönteminde endüktans akımı izlenirken, ortalama akım mod yönteminde herhangi bir kol üzerindeki akımın ortalaması takip edilmektedir. Ortalama akım mod kontrol yönteminde bulunan içiçe iki kontrol döngüsünde de kontrol algoritması uygulanmaktadır. Bu sebeple ortalama akım mod yönteminde bant genişliği daha düşük olmaktadır. Ayrıca hem akım hem gerilim döngülerinin kontrol algoritmasıyla

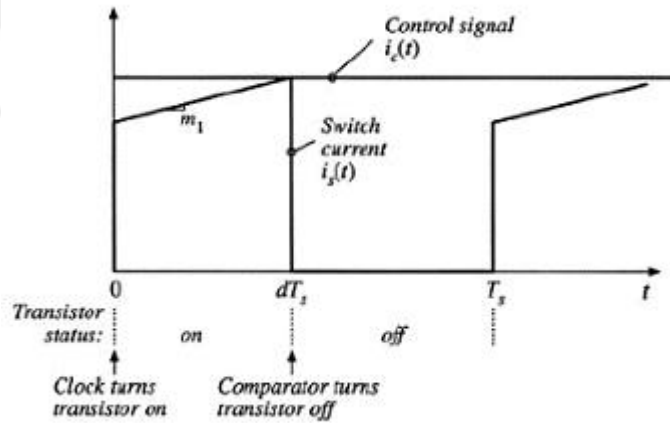


oluşturuluyor olması bu yöntemin tasarımını ve uygulamasını zorlaştırmaktadır. Ortalama akım mod kontrolü blok şeması Şekil 3.3'de gösterilmektedir.



Şekil 3.3 : Ortalama akım mod kontrol blok şema

Tepe akım mod kontrolde dış döngüde bulunan gerilim kontrolü akıma bir limit belirler. Belirlenen limit doğrultusunda endüktans akımı eğer bu limite ulaşırsa kapı sinyali kesilir. Böylelikle sürekli bir doğal akım limiti oluşturulmuş olur. Anahtar akımı ve kontrol girdisi Şekil 3.4'de gösterilmektedir.

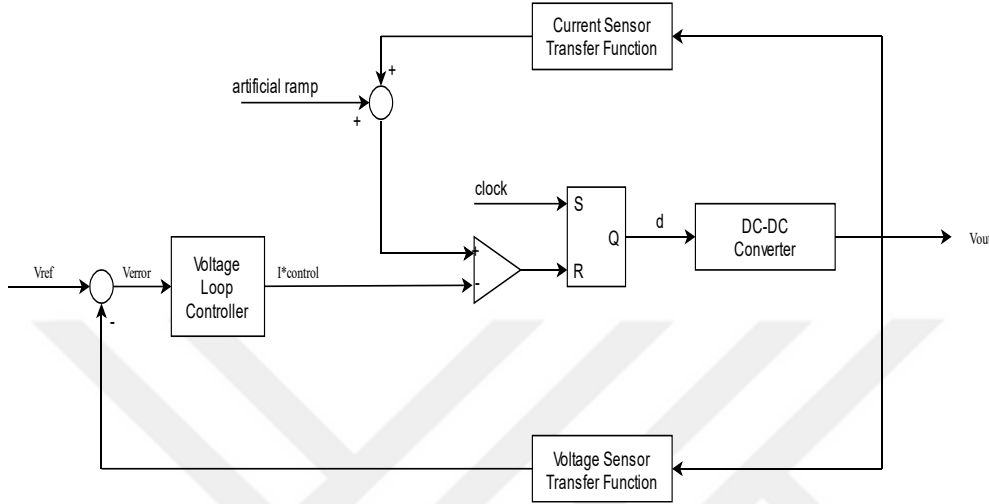


Şekil 3.4 : Anahtar akımı ve kontrol girdisi

Yukarıdaki şekilde yarı iletken üzerinden akan akım  $0 \leq t \leq DT_s$  aralığında  $m_1$  eğimi ile artış trendindedir. Buradan sonra artmakta olan akımın kontrol girdisine ulaşana kadar artmasına müsaade edilir. Kontrol girdisi ile eşit olan anahtar akımı yarı iletkenlerin kapatılmasına yol açar ve anahtar üzerinden akan akım kesilir. Anahtarlama periyodunun geri kalan bölümünde yarı iletken kapalı durumda kalacaktır.

Tepe akım mod kontrol yönteminin en önemli avantajı basit dinamiklere sahip olmasıdır. Akım mod kontrolde çıkış filtre rezonansı geri besleme ile ortadan kaldırılır.

Böylece daha az faz gecikmesi meydana gelir. Normalde iki kutba sahip olan dönüştürücü transfer fonksiyonunun bir tanesi anahtarlama frekansına göre çok yüksek frekansa sahip olduğundan dolayı ihmal edilebilir. Dolayısıyla kontrol-çıkış transfer fonksiyonunu birinci dereceden bir transfer fonksiyonu olarak ifade edebiliriz. Tepe akım mod kontrolcüsünün blok şeması Şekil 3.5’de gösterilmektedir [41].



Şekil 3.5 : Tepe akım mod kontrol blok şema

Şekil 3.5’de görüldüğü gibi tepe akım mod kontrol yönteminde dış gerilim döngüsü bir kontrol metodu yardımıyla oluşturulurken iç döngüde analog bir yapı kullanılmaktadır. Kullanılan kıyaslayıcı sebebiyle burada akım döngüsünün kazancı daha düşük olurken bant genişliği ortalama akıma göre daha büyük olmaktadır. Dolayısıyla diğer yöntemlere göre daha hızlı bir yöntem olmaktadır.

Tepe akım mod kontrolün sürekli olarak bir akım sınırı sağlaması ve dinamiklerinin nispeten daha basit olması önemli artılardır. Ancak bunun yanında zorlayıcı özellikleri de vardır. Bunlardan en önemlisi tepe akım mod yönteminin görev çevrim oranı %50’den büyük olan dönüştürücülerde işlevsiz kalmasıdır. Bu durumun önüne geçebilmek adına eğim kompanzasyonu yöntemi uygulanmaktadır. Ekstra bir tasarım yükü oluşmaktadır. Tepe akım ve ortalama akım arasında oluşan fark ne kadar büyük olursa tepe akım mod kontrolün verimi o kadar düşer. Düşüren tip dönüştürücülerde endüktans akımı çıkış akımına eşit olduğundan dolayı bu sorun çok dikkate alınmaz. Ancak yükselten tip dönüştürücülerde böyle bir durum olmadığından dolayı sistem kontrolden çıkabilir. Tepe akım değeri ile ortalama akım değeri arasında büyük fark olduğunda sistem tepe akımı düzgün kontrol ettiğini düşünebilir ancak ortalama

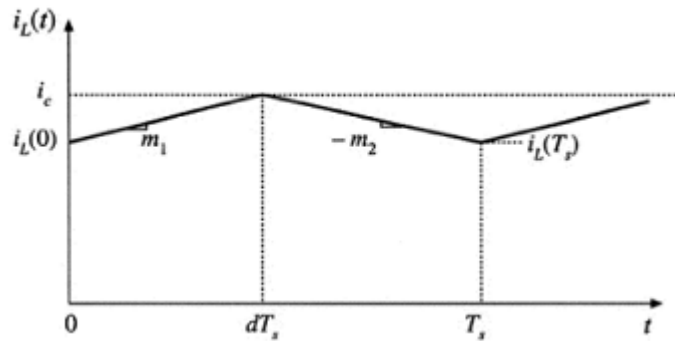
akımın kontrolü bozulabilir. Tepe akım kontrolde bu fark azaldıkça kontrolcü ortalama akım mod kontrolüne daha yakın bir performans ortaya koyar.

Bir diğer dezavantaj ise akım döngüsünün tepe akım mod yönteminde bant genişliğinin yüksek ve kazancın düşük olmasıdır. Bu kontrolcüyü hızlandırır ancak gürültüye daha açık hale getirir. Yeteri kadar büyük bir gürültü kontrolcüyü sürekli sıfırlayabilir [47-49].

Ortalama akım modunda ise bir akım limiti bulunmaması negatif olarak belirtilebilir. Ayrıca sistem modellemesi tepe akım mod kontrolüne göre daha zordur. Tepe akım mod kontrolde tek kutuplu yalnızca bir tane gerilim kontrolü için kontrol-çıkış transfer fonksiyonu kullanılırken, ortalama akım mod kontrolde ek olarak kontrol-akım transfer fonksiyonu da kullanılır.

### 3.1.3 Eğri kompanzasyonu

Tepe akım mod kontrolün en önemli eksisi görev çevriminin %50'yi aşamamasıdır. Daha önceden de belirtildiği gibi görev çevrim oranı büyüdükçe kontrol imkansızlaşmakta ve kontrolcünün kararlılığı kaybolmaktadır. Bu negatif etkiden kurtulabilmek için eğim kompanzasyonu kullanılması gerekliliği ortaya çıkmaktadır. Şekil 3.6'da standart bir DA-DA dönüştürücünün indüktör akım grafiği bulunmaktadır [50]. Bu bölümde herhangi iki fazın aktif olduğu durumlar birleştirilerek kullanılacak ve görev çevrim oranı  $d/2$  yerine  $d$  olarak kullanılacaktır.



Şekil 3.6 : Standart indüktör akımı

Yukarıdaki grafikte kontrol girdisi  $i_c$  ile indüktör akımı  $i_L$  gösterilmektedir. Burada indüktör akımı, yarı iletken eleman açıkken  $m_1$  eğimi ile artarken, kapalıyken  $m_2$  eğimi ile azalır. Bu eğimlerin karşılıkları Eşitlik (3.1) ile aşağıda verilmiştir.

$$m_1 = \frac{nV_g - V_{out}}{L} \quad -m_2 = -\frac{V_{out}}{L} \quad (3.1)$$

İki eğimin de değeri bilindiğine göre iki eğim arasındaki ilişkiyi bulabilmek için indüktör akımının  $dT_s$  anındaki değerine odaklanabiliriz. Eşitlik (3.2) indüktör akımının  $dT_s$  anındaki değerini vermektedir.

$$i_L(dT_s) = i_c = i_L(0) + m_1 dT_s \quad (3.2)$$

Eşitlik (3.2) kullanılarak Eşitlik (3.3)'de olduğu gibi görev çevrim oranı bulunabilir.

$$d = \frac{i_c - i_L(0)}{m_1 T_s} \quad (3.3)$$

Aynı işlemleri ikinci aralık yani  $dT_s < t < T_s$  süresi boyunca tekrarlayacak olursak Eşitlik (3.4)'e ulaşmış oluruz. Ardından Eşitlik (3.2)'yi, Eşitlik (3.4)'de yerine koyarsak Eşitlik (3.5)'i elde ederiz.

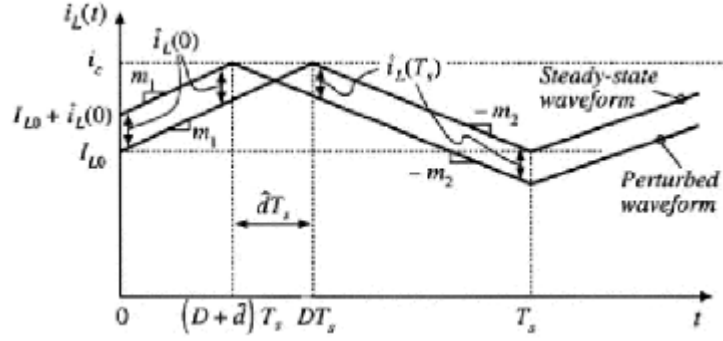
$$i_L(T_s) = i_L(dT_s) - m_2 d' T_s \quad (3.4)$$

$$i_L(T_s) = i_L(0) + m_1 dT_s - m_2 d' T_s \quad (3.5)$$

Kalıcı durum anında  $i_L(0) = i_L(T_s)$ ,  $d = D$ ,  $m_1 = M_1$  ve  $m_2 = M_2$  olarak alınabilir. Bu varsayımlar, Eşitlik (3.5) içerisinde yerine konulacak olursa iki eğim arasındaki ilişki Eşitlik (3.6)'da olduğu gibi bulunabilir.

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{(1-D)} = \frac{D}{D'} \quad (3.6)$$

Böylesine bir sistemde istenilen ve kontrol edilmesi nispeten daha kolay olan indüktör akımının kalıcı durum anındaki gibi olmasıdır. Ancak hiçbir şeyin kusursuz olamayacağı gibi indüktör akımının da kusursuz olması beklenemez. İndüktör akımında *ripple* adı verilen bozucu etkiler bulunmaktadır. Bu bozucu etkiler aynı bozucu etkiyi görev çevrim oranına da yansıtırlar. Önlem alınmaması durumunda daha önceden de bahsedilen şekilde kontrol sistemini kararsızlığa götürmektedir. İndüktör akımında bulunan bozucu etkilerin etkisi Şekil 3.7'de gösterilmektedir [51].



Şekil 3.7 : Bozucu etkilerin indüktör akımına etkisi

Yukarıdaki grafik incelenecek olursa indüktör akımındaki bozucu etki ile kalıcı durum anındaki indüktör akımı beraber gösterilmektedir. İndüktör akımındaki bozucu etki görev çevrimi oranında  $\hat{d}$  kadar bir sapma meydana getirmiştir. İndüktör akımı ve görev çevrimi oranındaki sapmalar Eşitlik (3.7)'de verilmektedir.

$$\begin{aligned} i_L(0) &= I_L + \hat{i}_L(0) \\ d &= D + \hat{d} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ancak burada zaman aralıklarının başında ve sonunda indüktör akımındaki sapmanın sabit olduğu varsayımı yapılabilir. Şekil (3.7) göz önünde bulundurularak görev çevriminde meydana gelen sapma süresince başlangıç anındaki indüktör akımındaki sapmayı Eşitlik (3.8)'de, anahtarlama periyodu sonunda olan sapmayı ise Eşitlik (3.9)'da olduğu gibi ifade edebiliriz.

$$\hat{i}_L(0) = -m_1 \hat{d} T_s \quad (3.8)$$

$$\hat{i}_L(T_s) = m_2 \hat{d} T_s \quad (3.9)$$

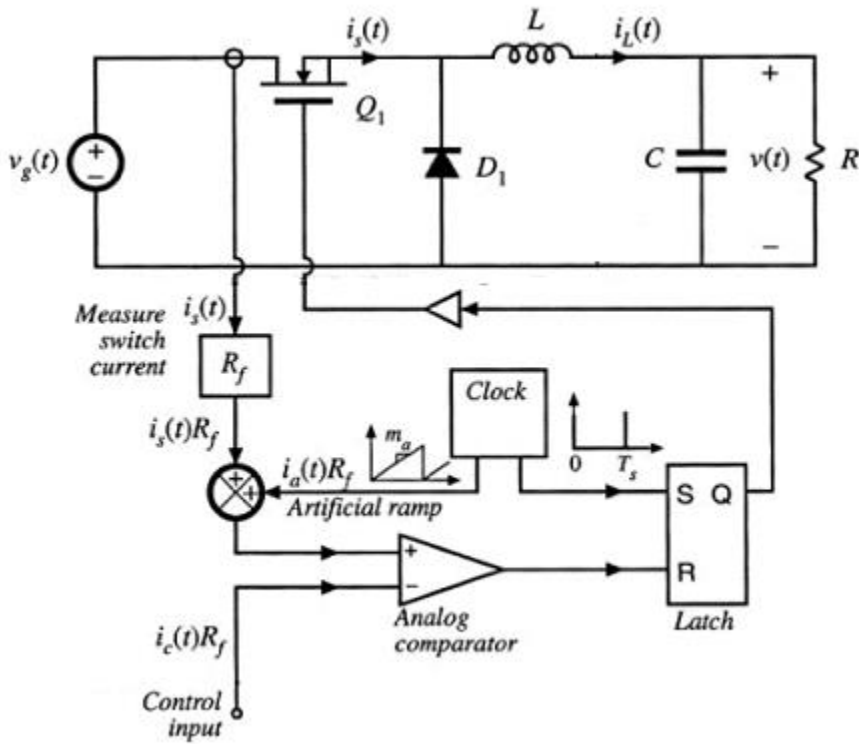
İki denklemde  $\hat{d} T_s$  ifadelerini yok edersek ve sistemdeki sapmanın çok küçük olduğunu ve neredeyse kalıcı durum anında çalıştığımızı varsayarak Eşitlik (3.6)'yı da entegre edersek indüktör akımı sapmasını Eşitlik (3.10)'daki şekliyle oluşturabiliriz.

$$\hat{i}_L(T_s) = \hat{i}_L(0) \left( -\frac{D}{D'} \right) \quad (3.10)$$

Eşitlik (3.10)'a göre her anahtarlama periyodunda indüktör akımındaki sapma bir önceki periyodun  $(-D/D')$  katı kadar olacaktır. İdeal bir sistemde bu sapmanın sıfıra yaklaşması beklenir.  $k$  adet periyot geçtikten sonra indüktör akımındaki sapmanın Eşitlik (3.11)'deki gibi olması beklenir.

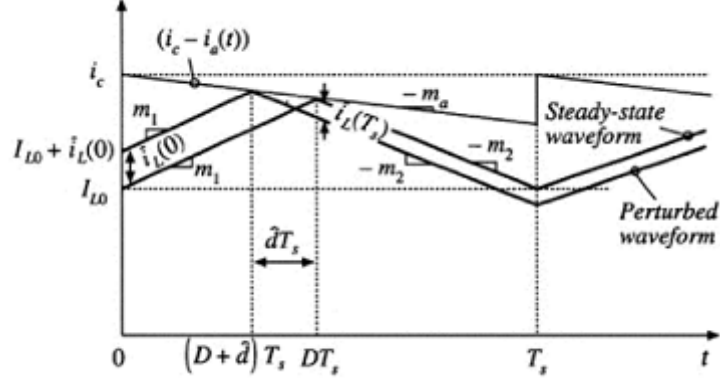
$$\hat{i}_L(kT_s) = \hat{i}_L(0) \left( -\frac{D}{D'} \right)^k \quad (3.11)$$

Eşitlik (3.11)'den açıkça görülmektedir ki burada  $(-D/D')$  oranının 1'den büyük olması sapmayı her periyotta arttırarak sistemi kararsızlığa sürükler. İşte burada görev çevrim oranının %50'den küçük olması  $(-D/D')$  oranını 1'den küçük yapar ve indüktör akımındaki sapmanın sifıra yaklaşmasını sağlar. Görev çevriminin %50'den büyük kullanılabilmesi için eğim kompanzasyonu uygulanır. Burada amaç Şekil 3.8'de olduğu gibi eğimi kompanze edecek bir yapay sinyali geri besleme sinyaline eklemektir.



Şekil 3.8 : Eğri kompanzasyon uygulanmış tepe akım mod kontrol

Eğri kompanzasyonunda amaç kontrol girdisinin eğimini revize etmek ve buna bağlı olarak indüktör akımında ortaya çıkacak ve dolayısıyla görev çevrim oranına da yansiyacak olan sapmaları yok etmektir. Şekil 3.9'da eğim kompanzasyonu uygulanmış biçimde indüktör akımı görülmektedir. Buradan sonra eklenen yapay  $i_a$  sinyalinin eğimi  $m_a$  olarak geçecektir.



Şekil 3.9 : Eğri kompanzasyonu uygulanmış indüktör akımı

Eğri kompanzasyonu kontrol girisine uygulandığı anda yarı iletken anahtarın açık ve kapalı olduğu anlarda indüktör akımı eğimleri değiştirilmiş olur. Eğimlerin değiştirilmesiyle indüktör akımındaki sapma da minimuma indirgenir. Bu doğrultuda anahtarlama periyodunun iki yarısı için de Eşitlik (3.8) ve Eşitlik (3.9)'u aşağıdaki gibi revize etmek mümkündür.

$$\hat{i}_L(0) = -\hat{d}T_s(m_1 + m_a) \quad (3.12)$$

$$\hat{i}_L(T_s) = -\hat{d}T_s(m_a - m_2) \quad (3.13)$$

Eşitlik (3.12) ve Eşitlik (3.13)'de görev çevrimi oranındaki sapmayı ortadan kaldıracak olursak indüktör akımında kompanzasyon sonrası meydana gelen değişim şöyle ifade edilebilir.

$$\hat{i}_L(T_s) = \hat{i}_L(0) \left( -\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \right) \quad (3.14)$$

Burada da yine belirli miktarda anahtarlama periyodundan sonra indüktör akımının sönümlenmesi beklenmektedir.  $k$  adet periyottan sonra indüktör akımındaki sapma Eşitlik (3.15)'de gösterilmektedir.

$$\hat{i}_L(kT_s) = \hat{i}_L(0) \left( -\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \right)^k \quad (3.15)$$

Eşitlik (3.15)'e, Eşitlik (3.16)'da verilen yaklaşımı uygulayarak Eşitlik (3.17) elde edilebilir.

$$\alpha = -\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \quad (3.16)$$

$$\hat{i}_L(kT_s) = \hat{i}_L(0)\alpha^k \quad (3.17)$$

Bu yaklaşım yapıldıktan sonra  $\alpha$  katsayısının 1'den küçük seçilmesi indüktör akımındaki sapmayı yok edecektir. Artık bu yapay sinyalin sisteme uygulanması bize görev çevrim oranının %50'den büyük kullanılabilme imkanını da vermiş oldu. DA-DA dönüştürücüler ve bu kontrol yönteminin özelinde de çıkış gerilimi kontrol altında tutulmaktadır. Ancak giriş gerilimi için aynı şey söylenemez. Bu vesileyle  $m_1$  eğiminin giriş gerilimine bağlı olması kontrolcünün tasarımının giriş gerilimine bağlı olarak değişmesine sebep olur. Ancak  $m_2$  eğimi için aynı şey söylenemez. O halde  $\alpha$  katsayısını aşağıdaki gibi düzenleyebiliriz. Düzenlenen ifadede, Eşitlik (3.6)'yı yerine koyarsak denklem şu hale geliyor.

$$\alpha = \frac{1 - \frac{m_a}{m_2}}{\frac{D'}{D} + \frac{m_a}{m_2}} \quad (3.18)$$

Burada yapay sinyal eğiminin seçimi için birden çok yöntem kullanılabilir. Ancak yaygın olarak kullanılan ve bu tez kapsamında da benzetim çalışmaları esnasında kullanılacak olan eğim şu şekilde seçilecektir.

$$m_a = m_2 \quad (3.19)$$

Bu seçim Eşitlik (3.18) dikkate alındığında tüm görev çevrim oranları için  $\alpha$  katsayısının sıfır olacağını gösterir. Böylelikle indüktör akımındaki dalgalanma başta ne kadar olursa olsun zaman geçtikçe sönmünecek ve kontrolcüyü daha kararlı bir yapıya sokacaktır [41].

### 3.1.4 Sistemin modellenmesi

Tepe akım kontrol yöntemi dinamik tepkinin iyileştirilmesi adına bünyesinde içiçe iki kontrol döngüsü barındırır. Bunlardan iç tarafta olanı akım dış tarafta olanı ise gerilim kontrol döngüsüdür. Gerilim kontrolcüsünün tasarlanabilmesi için DA-DA dönüştürücünün modellenmesi gerekmektedir [52].

Sistemin modellenmesi için bazı yaklaşımlar uygulanacaktır. Sistemin AA eşdeğer devresi oluşturulurken, DA-DA dönüştürücü parametrelerinin ortalama değerleri kullanılacaktır. Eşitlik (3.20) ortalama indüktör akımını ifade etmektedir.



$$\langle i_L(t) \rangle \quad (3.20)$$

Şekil 2.3’de tam köprü doğrultucunun devre gösterimi bulunmaktadır. Buradan hareketle indüktör gerilimi ve giriş akımını dikkate alarak yolumuza devam edeceğiz. Şekil 2.5 göz önünde bulundurularak indüktör geriliminin ve giriş akımının,  $0 < t < dT_s$  aralığında yani tam köprü dönüştürücüde herhangi çapraz iki anahtar açık durumdayken, ifadeleri şu şekilde olmaktadır.

$$v_L(t) = nv_g(t) - v_{out}(t) \quad (3.21)$$

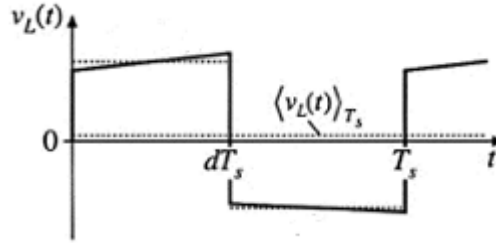
$$i_g(t) = ni(t) \quad (3.22)$$

Tam köprü doğrultucu  $dT_s < t < T_s$  aralığında çalışırken, yani anahtarların hiçbiri iletimde değilken indüktör gerilimi ve giriş akımı ifadeleri sırasıyla Eşitlik (3.23) ve Eşitlik (3.24)’de olduğu hale dönüşür.

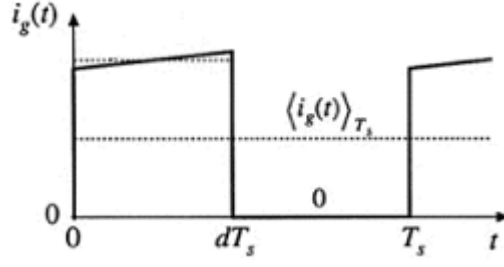
$$v_L(t) = -v_{out}(t) \quad (3.23)$$

$$i_g(t) = 0 \quad (3.24)$$

Şekil 3.10’da indüktör geriliminin, Şekil 3.11’de ise giriş akımının ortalama değer grafikleri gösterilmektedir. Burada sistemin kalıcı durum anında olmadığı kabul edilir yani sinyallerdeki dalgalanmalar artık ihmal edilemez.



Şekil 3.10 : Ortalama indüktör gerilimi



Şekil 3.11 : Ortalama giriş akımı

Ortalama değer teoremine göre yukarıda verilen eşitlikleri aşağıdaki gibi tekrar oluşturabiliriz. Buradan sonra yola indüktör gerilimi ve giriş akımının ortalama değerleriyle devam edeceğiz.

$0 < t < dT_s$  aralığında;

$$\langle v_L(t) \rangle = n \langle v_g(t) \rangle - \langle v_{out}(t) \rangle \quad (3.25)$$

$$\langle i_g(t) \rangle = n \langle i(t) \rangle \quad (3.26)$$

$dT_s < t < T_s$  aralığında;

$$\langle v_L(t) \rangle = -\langle v_{out}(t) \rangle \quad (3.27)$$

$$\langle i_g(t) \rangle = 0 \quad (3.28)$$

Eşitlik (3.25), (3.26), (3.27) ve (3.28) dikkate alınarak ve  $d'(t) = 1 - d(t)$  yaklaşımı kullanılarak, anahtarlama periyodu boyunca indüktör geriliminin ve giriş akımının ortalama değerleri aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\langle v_L(t) \rangle = d(t)(n \langle v_g(t) \rangle - \langle v_{out}(t) \rangle) + d'(t)(-\langle v_{out}(t) \rangle) \quad (3.29)$$

$$\langle i_g(t) \rangle = d(t)(n \langle i(t) \rangle) \quad (3.30)$$

Ortalama değerler, bir değişkenin kalıcı durum anındaki değeri ile değişkendeki sapmanın toplamı olarak ifade edilebilir. Bu durumda ortalama değerler için aşağıdaki yaklaşımları kullanabiliriz.

$$\begin{aligned} v_L(t) &= \hat{v}_L(t) + V_L \\ i_L(t) &= \hat{i}_L(t) + I_L \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned}
v_{out}(t) &= \hat{v}_{out}(t) + V_{out} \\
i(t) &= \hat{i}(t) + I \\
v_g(t) &= \hat{v}_g(t) + V_g \\
i_g(t) &= \hat{i}_g(t) + I_g \\
d(t) &= \hat{d}(t) + D \\
d'(t) &= D' - \hat{d}(t)
\end{aligned}$$

Kalıcı durum anında indüktör gerilimi ve giriş akımının ortalama değerleri Eşitlik (3.32) ve Eşitlik (3.33)'deki gibi olmaktadır.

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = D(nV_g - V_{out}) - D'V_{out} \quad (3.32)$$

$$I_g = n dI \quad (3.33)$$

Eşitlik (3.31)'deki gerekli deklemler Eşitlik (3.29)'da yerine konulacak olursa Eşitlik (3.34) ortaya çıkar. Bu noktadan sonra denklemlerin sade görünebilmesi için zamana bağlı ifadelerden  $(t)$  eksiltilerek devam edilecektir.

$$L \frac{d(\hat{i}_L + I_L)}{dt} = (\hat{d} + D) (n(\hat{v}_g + V_g) - (\hat{v}_{out} + V_{out})) - (D' - \hat{d})(\hat{v}_{out} + V_{out}) \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned}
L \left( \frac{d\hat{i}_L}{dt} + \frac{dI_L}{dt} \right) &= nDV_g - DV_{out} - D'V_{out} \\
+n\hat{d}V_g - \hat{d}V + nD\hat{v}_g - D\hat{v}_{out} - D'\hat{v}_{out} + \hat{d}V_{out} & \\
+n\hat{d}\hat{v}_g - \hat{d}\hat{v}_{out} + \hat{d}\hat{v}_{out} &
\end{aligned} \quad (3.35)$$

Burada kalıcı durum anından Eşitlik (3.32)'de bahsedilmiştir. Eşitlik (3.32), Eşitlik (3.35) içerisinde bulunmaktadır. Kalıcı durum anında indüktör geriliminin ortalama değerinin 0 olduğu bilinmektedir. Ayrıca iki tane sapma değerinin çarpımını denklemden diğer ifadelerin yanında çok küçük kalacağından dolayı ihmal edilebilir düzeydedir. Tüm bunlar göz önüne alındığında ve gerekli sadeleştirmeler uygulandığında eşitlik aşağıdaki hali almaktadır.

$$\begin{aligned}
L \frac{d\hat{i}_L}{dt} &= n\hat{d}V_g + nD\hat{v}_g - \hat{v}_{out}(D + D') \\
L \frac{d\hat{i}_L}{dt} &= n\hat{d}V_g + nD\hat{v}_g - \hat{v}_{out}
\end{aligned} \quad (3.36)$$

Aynı işlemleri sırasıyla giriş akımı için tekrarlırsak aşağıdaki eşitlikleri elde ederiz.

$$\begin{aligned}\hat{i}_g + I_g &= n(\hat{d} + D)(\hat{i} + I) \\ \hat{i}_g + I_g &= nDI + n\hat{d}I + nD\hat{i} + n\hat{d}\hat{i}\end{aligned}\quad (3.37)$$

Eşitlik (3.37)'de kalıcı durum anında ortaya çıkan ifadelerin birbirini götürdüğü açıkça görülmektedir. Gerekli düzenlemeler yapıldığında Eşitlik (3.38) elde edilir.

$$\hat{i}_g = n\hat{d}I + nD\hat{i} \quad (3.38)$$

Buraya kadar yapılan bütün işlemler sistemin görev çevrim oranındaki değişime karşı nasıl tepki vereceğini ortaya çıkarmaktadır. Doğru bir yaklaşım yapabilmek adına kontrol girdisi  $i_c(t)$  ile indüktör akımı eşit varsayılabilir. Bu yaklaşım indüktör akımındaki dalgalanmanın ve uygulanan eğim kompanzasyonundaki dalgalanmanın ihmal edilebilir düzeyde olduğu durumlarda geçerliliğini korumaktadır. Kullanılacak yaklaşımla beraber artık indüktör akımı sistem için bir bağımsız değişken olmaktan çıkar. Dolayısıyla sistem tanımından bir kutup eksilir ve birinci dereceden bir yaklaşım uygulanmış olur.

Görev çevrim oranına bağlı olarak yapılan işlemler burada biraz daha genişletilerek kullanılacaktır. Eşitlik (3.36) ve Eşitlik (3.38)'e Laplace dönüşümü uygulanacak olursa ifadeler aşağıdaki gibi olur.

$$sL\hat{i}_L(s) = n\hat{d}(s)V_g + nD\hat{V}_g(s) - \hat{v}_{out}(s) \quad (3.39)$$

$$\hat{i}_g(s) = n\hat{d}(s)I + nD\hat{i}_L(s) \quad (3.40)$$

#### 3.1.4.1 Kontrol-çıkış transfer fonksiyonu

Her iki akım mod kontrol uygulaması için de dış döngüde gerilim kontrolü yapılmaktadır. Eşitlik (3.39)'a,  $\hat{i}_L(s) = \hat{i}_c(s)$  dönüşümünü uygularsak gerilim kontrolünü uygulayabilmek adına gerekli olan kontrol-çıkış transfer fonksiyonuna ulaşırız.

$$sL\hat{i}_c(s) = n\hat{d}(s)V_g + nD\hat{V}_g(s) - \hat{v}_{out}(s) \quad (3.41)$$

$$\hat{i}_g(s) = n\hat{d}(s)I + nD\hat{i}_c(s) \quad (3.42)$$

Eşitlik (3.41)'den  $\hat{d}(s)$  ifadesini çekersek Eşitlik (3.43) bulunmuş olur. Ardından bu ifadeyi Eşitlik (3.42)'de yerine koyarsak Eşitlik (3.44)'e ulaşırız.

$$\hat{d}(s) = \frac{1}{nV_g} (sL\hat{i}_c(s)) - \frac{D}{V_g} \hat{v}_g(s) + \frac{1}{nV_g} \hat{v}_{out}(s) \quad (3.43)$$

$$\hat{i}_g(s) = \left( \frac{sLI}{V_g} + nD \right) \hat{i}_c(s) - \frac{nDI}{V_g} \hat{v}_g(s) + \frac{I}{v_g} \hat{v}_{out}(s) \quad (3.44)$$

Çıkışın resistif olduğu yükler için kalıcı durumda çıkış akımını  $I = V_{out}/R$  olarak ifade etmek mümkündür. Tam köprü doğrultucunun da girişi ile çıkış arasında  $nDV_g = V_{out}$  bağıntısı olduğu bilinmektedir. Böylelikle kalıcı durumda giriş gerilimi ile çıkış akımı arasındaki ilişki Eşitlik (3.45)'de olduğu gibi ifade edilebilir.

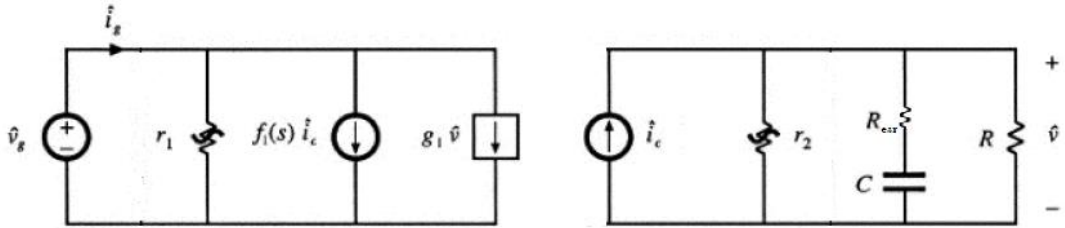
$$I = \frac{nDV_g}{R} \quad (3.45)$$

Eşitlik (3.45), Eşitlik (3.44)'de yerine koyulacak olursa;

$$\hat{i}_g(s) = \left( \frac{sLnD}{R} + nD \right) \hat{i}_c(s) - \frac{(nD)^2}{R} \hat{v}_g(s) + \frac{nD}{R} \hat{v}_{out}(s) \quad (3.46)$$

$$\hat{v}_{out}(s) = n\hat{d}(s)V_g - sL\hat{i}_c(s) \quad (3.47)$$

Eşitlik (3.46) ve Eşitlik (3.47) tepe akım mod kontrolü için türetilmiş küçük işaret analizi ifadeleridir. Eşitlik (3.46) giriş denklemlerini, Eşitlik (3.47) ise çıkışı ifade eder. Bu eşitlikler küçük işaret devre modelini oluşturmak için kullanılmaktadır. Tam köprü doğrultucunun tepe akım mod kontrolü için oluşturulmuş küçük işaret devre modeli Şekil (3.12)'de gösterilmektedir.



Şekil 3.12 : Tepe akım mod kontrol küçük işaret analizi devre modeli

Şekil 3.12'de gösterilen devre modeli tam köprü doğrultucuya aittir. Burada  $r_1$  ve  $r_2$  ile gösterilen dirençler efektif direnç olarak geçmektedir ve değerleri görev çevrim oranına bağlı olarak değişmektedir. Model devre iki bölümden oluşur. Sol taraf girişi yani Eşitlik (3.46)'yı, sağ taraf ise çıkışı, Eşitlik (3.47)'yi ifade eder. Küçük işaret devre modelinden genel manada kontrol-çıkış ve giriş-çıkış transfer fonksiyonları ile çıkış empedansı bulunmaktadır. Ancak Eşitlik (3.47)'den görüleceği üzere tam köprü

doğrultucu için çıkış bölümü ile giriş bölümü arasında bir bağlantı bulunmamaktadır. Sistem modelini etkileyen parametreler çıkış direnci, filtre kapasitörü ve onun seri direnci ile yüküdür.

Şekil 3.10'da bulunan genel parametreler ile Eşitlik (3.46) ve Eşitlik (3.47) aşağıdaki gibi eşitlenebilir.

$$\begin{aligned} r_1 &= -\frac{(nD)^2}{R} & f_1(s) &= \left(\frac{sLnD}{R} + nD\right) \hat{i}_c \\ g_1 &= \frac{D}{R} & r_2 &= \infty \end{aligned} \quad (3.48)$$

Buradan sonra devre modeli transfer fonksiyonu için çözülebilir hale gelmiştir. Kontrol-çıkış transfer fonksiyonu Eşitlik (3.49)'da verilmektedir.

$$\begin{aligned} G_{vc}(s) &= \frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{i}_c(s)} = Z_{out}(s) = R \parallel \left(\frac{1}{sC}\right) \\ G_{vc}(s) &= \frac{R}{sCR + 1} \end{aligned} \quad (3.49)$$

### 3.1.4.2 Kontrol-akım transfer fonksiyonu

Ortalama akım mod kontrolcüsü tasarımında kullanılan iki döngü için de bir kontrol yöntemi uygulanmaktadır. Bu sebeple bir önceki başlık altında elde edilen gerilim döngüsü transfer fonksiyonuna ek olarak akım döngüsü transfer fonksiyonuna da ihtiyaç duyulmaktadır. Kontrol-akım transfer fonksiyonunu elde edebilmek için Eşitlik (3.39)'a, Eşitlik (3.50)'deki dönüşüm uygulanmalıdır. Böylelikle Eşitlik (3.51) ortaya çıkacaktır.

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} \quad (3.50)$$

$$sL\hat{i}_L(s) = n\hat{d}(s)V_g - \hat{v}_{out}(s) \quad (3.51)$$

Burada  $\hat{v}_{out}(s) = \hat{i}_L(s)Z_{out}$  dönüşümü uygulanabilir. Tam köprü doğrultucunun çıkış empedansı Eşitlik (3.49)'da verilmektedir. Çıkış empedansı aynı zamanda kontrol-çıkış transfer fonksiyonuna da eşit olmaktadır. Eşitlik (3.B)'de, çıkış empedansı yerine konulursa Eşitlik (3.52) elde edilir. Eşitlik (3.52)'de ise  $nV_g = V_{out}/D$  dönüşümü uygulanırsa, kontrol-akım transfer fonksiyonu Eşitlik (3.53)'de olduğu gibi oluşmuş olur.

$$G_{id}(s) = nV_g \frac{1 + sRC}{R(s^2LC + s\frac{L}{R} + 1)} \quad (3.52)$$

$$G_{id}(s) = \frac{V_{out}}{DR} \frac{1 + sRC}{s^2LC + s\frac{L}{R} + 1} \quad (3.53)$$

### 3.2 Tasarım Aşaması

Daha önceden bahsedildiği şekilde Bölüm 2’de tasarımı yapılan ve kritik eleman değerleri hesaplanan DA-DA tam köprü doğrultucunun, kontrolcü tasarımının yapılabilmesi adına eğim kompanzasyon sinyali belirlenecek ve ardından dönüştürücü transfer fonksiyonu belirlenecektir. Analog olarak belirlenen transfer fonksiyonu doğrultusunda gerilim kontrol döngüsü için bir kontrolcü tasarımı ‘s’ alanında tasarlanacaktır. Tasarım aşamasında kullanılacak parametreler Çizelge 3.1’de verilmektedir.

Çizelge 3.1 : Seçilmiş dönüştürücü parametreleri

$V_{out} = 28V$
$L = 65\mu H$
$C = 300\mu F$
$H_{pwm} = 1$
$R_{load} = 140m\Omega$
$H_i = 0.0025$
$H_v = 0.107$
$f_s = 20kHz$
$T_s = 50\mu s$

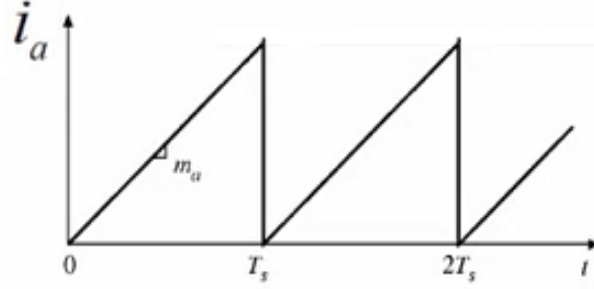
#### 3.2.1 Eğri kompanzasyon sinyalinin oluşturulması

Tasarımı yapılan tam köprü doğrultucunun görev çevrim oranı daha önceden hesaplandığı üzere %76.4 olmaktadır. Bölüm 3.1.3’de bahsedildiği üzere tepe akım mod kontrolü uygulanırken karşılaşılan en önemli problem görev çevrim oranının %50’yi aşamamasıydı. Buna cevaben eğim kompanzasyonu uygulanmaktadır. Belirlenen görev çevrim oranına istinaden eğim kompanzasyonunun kullanılması zorunlu hale gelmektedir.

Eşitlik (3.19)’da eğim kompanzasyonun eğim seçimi belirtilmektedir. Bu doğrultuda tüm anahtarlar kapalı durumdayken indüktör akımının değişim eğimi Eşitlik (3.54)’de gösterilmektedir.

$$m_2 = \frac{V_{out}}{L} = \frac{28V}{65\mu H} = 0.43 A/\mu s \quad (3.54)$$

Eğri kompanzasyonu eğimi çıkış geriliminden dolayısıyla indüktör akımının yükseliş eğiminden bağımsız olabilmesi için Eşitlik (3.54)'de elde edilen eğim ile aynı seçilecektir. Eğri kompanzasyon sinyalinin grafiği Şekil 3.13'de gösterilmektedir.



Şekil 3.13 : Eğri kompanzasyon sinyali

Şekil 3.13 incelenecek olursa  $T_s$  anahtarlama periyodu  $50\mu s$ 'dir. Tam köprü doğrultucu indüktör akımı bir sensör ile okunmaktadır. Bu tip sensörler girişlerinde okudukları akım değerini bir kazanç ile çarparak çıkışında gerilim olarak verirler. Şekil 3.8'de gösterilen  $H_i$  akım sensörü kazancı olarak ifade edilebilir. Sensör kazancı Çizelge 3.1'de gösterildiği gibi  $H_i = 0.0025$  olacak şekilde seçilmiştir. Eğri kompanzasyon sinyalinin akıma bağlı ifadesi Eşitlik (3.55)'de gösterilmektedir. Eşitlik (3.56)'da ise eğim kompanzasyonu sinyalinin tepe değeri verilmektedir.

$$v_a = R_f i_a \quad (3.55)$$

$$i_a(T_s) = i_a(0) + m_a T_s = m_a T_s \quad (3.56)$$

Eşitlik (3.55) ile Eşitlik (3.56) birleştirilirse eğim kompanzasyonu sinyalinin tepe gerilim değeri aşağıda olduğu gibi elde edilebilir.

$$V_a = R_f m_a T_s = 0.0025 * 0.43 * 50 = 53.75mV \quad (3.57)$$

### 3.2.2 Akım döngüsü kontrolcüsünün oluşturulması

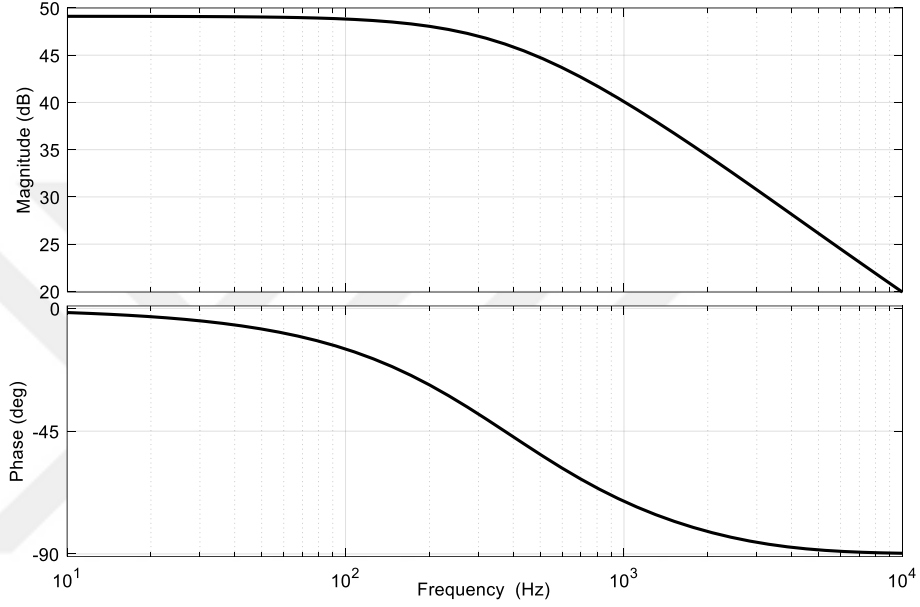
Ortalama akım mod kontrolcüsünde ihtiyaç duyulan kontrol-akım transfer fonksiyonu Eşitlik (3.53)'de elde edilmişti. Çizelge 3.1'e göre kontrol-akım transfer fonksiyonu sayısal olarak Eşitlik (3.58)'de olduğu gibi oluşturulabilir.



$$G_{id}(s) = \frac{V_{out}}{DR} \frac{1 + sRC}{s^2 LC + s \frac{L}{R} + 1} \quad (3.58)$$

$$G_{id}(s) = \frac{40 + s * 168x10^{-5}}{s^2 * 2.73x10^{-9} + s * 6.5x10^{-5} + 0.14}$$

Bu ifade tam köprü dönüştürücünün kontrol-akım açık çevrim transfer fonksiyonunu göstermektedir. Açık çevrim sistemin frekans tepkisi Şekil 3.14’de gösterilmektedir.



Şekil 3.14 : Açık çevrim akım döngüsü frekans tepkisi

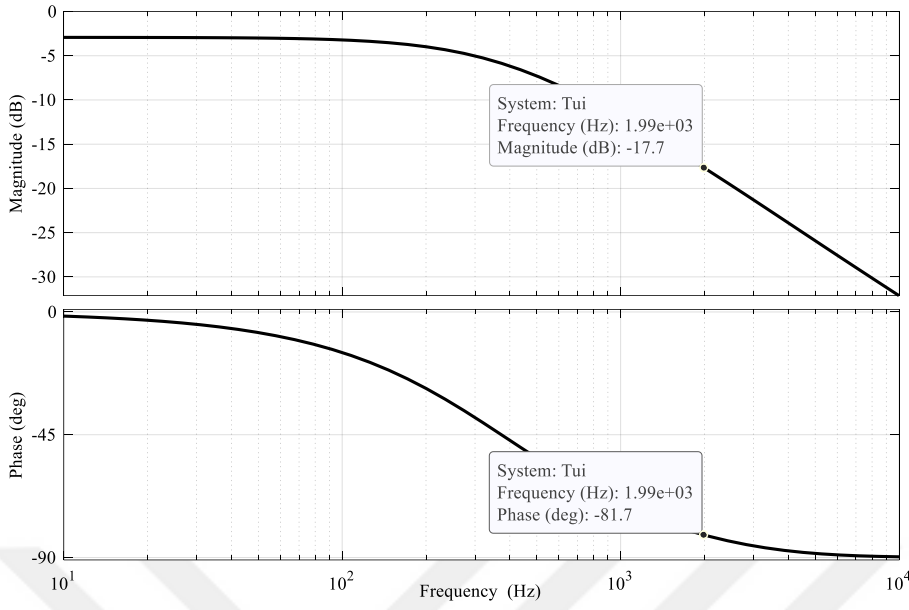
Şekil 3.3’de ortalama akım mod kontrolü blok şeması gösterilmektedir. Bahsi geçen blok şema dikkate alınarak şekillendirilmemiş kontrol-akım kapalı döngü transfer fonksiyonu Eşitlik (3.59)’da verilmektedir.

$$T_{id}(s) = G_{id}(s)H_i(s) \frac{1}{H_{pwm}(s)} \quad (3.59)$$

Çizelge 3.1’e göre şekillendirilmemiş kontrol-akım transfer fonksiyonu Eşitlik (3.60)’da gösterilmektedir.

$$T_{id}(s) = \frac{0.1 + s * 4.2x10^{-6}}{s^2 * 2.73x10^{-9} + s * 6.5x10^{-5} + 0.14} \quad (3.60)$$

Şekil 3.15’de şekillendirilmemiş döngünün frekans tepkisi gösterilmektedir.



Şekil 3.15 : Şekillendirilmemiş akım döngüsü frekans tepkisi

Kontrolcünün kazanç hesabını doğrudan etkileyen ve karar verilmesi gereken en önemli parametre bant genişliğidir. Bant genişliğinin çok fazla olması hızlı bir sistem ortaya çıkartır fakat bu durumda da kararlılık bozulmaya başlar. Akım döngüsü iç döngü olduğundan dolayı dönüştürücü anahtarlama frekansı dikkate alınarak bir seçim yapılması gerekmektedir. Akım döngüsü bant genişliğinin ilk etapta anahtarlama frekansının onda biri olarak seçilmesi doğru bir adım olacaktır. Bu şartlar altında bant genişliği 2 kHz olarak belirlenmiştir.

Belirlenen bant genişliği doğrultusunda Şekil 3.15 tekrar incelenecek olursa şekillendirilmemiş döngünün kazancının -17.7 dB ve faz kazancının da 100 derece olduğu gözlenecektir. Akım döngüsü kontrolcüsü olarak PI kullanılacaktır. PI kontrolcü transfer fonksiyonu Eşitlik (3.61)'de gösterilmektedir.

$$G_{controller}(s) = K_p \left( 1 + \frac{K_i/K_p}{s} \right) \quad (3.61)$$

DA-DA dönüştürücü sistemlerinde anahtarlama frekansının etkisiyle yüksek frekanslarda harmonikler meydana gelmektedir. Bu harmonikler kontrolcü performansını etkileyerek sistem davranışını sekteye uğratmaktadır. Yüksek frekanslarda anahtarlama frekansının kontrolcüye olan etkisinin sınırlandırabilmek adına kontrolcüye fazladan bir yüksek frekans kutup eklenerek kullanılmalıdır. Bu

kutup Eşitlik (3.62)'de olduğu gibi kontrolcü transfer fonksiyonuna eklenerek kullanılacaktır.

$$G_{controller}(s) = \frac{K_p(1 + \frac{K_i/K_p}{s})}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (3.62)$$

Şekil 3.15'de görüldüğü gibi şekillendirilmemiş sistemin kazancı -17.7 dB olmaktadır. İdealde kontrolcü ile sistemin birlikte oluşturduğu kapalı çevrim sistemin köşe frekansından sonra çok sert bir inişle yüksek frekansları bloke etmesi beklenir. Eğimin sonsuz olması istenir. Ancak böyle bir durum pratikte bu tip uygulamalar için geçerli değildir. Bu durumda kontrolcünün, köşe frekansında -17.7 dB kazancı kompanse edebilmesi ve bu kazancı 0 dB yapabilmesi sistemin beklenen davranışıdır.

$$17.7 = 20 \log G_{mi} \quad (3.63)$$

$$G_{mi} = 7.6736$$

Kontrolcüde bir kutup ve bir tane de sıfır bulunmaktadır. Kutbun ve sıfırın sisteme sağlayacağı faz marjı düşünüldüğünde, faz kazancını bir miktar indirebilmek adına kontrolcünün bant genişliğinin üçte birine bir adet sıfır ve yaklaşık olarak üç katına da kutup yerleştirilebilir. Kapalı çevrim sistemin bant genişliğinin 2 kHz olduğu düşünüldüğünde, sistemde bulunan sıfırın  $f_{zi} = 667\text{Hz}$ 'e ve kutbun da  $f_{pi} = 6\text{kHz}$ 'e yerleştirilmesi mantıklı seçimler olacaktır. Bu durumda Eşitlik (3.64) ortaya çıkar.

$$\omega_{zi} = 2\pi f_{zi} = 4188.8 \text{ rad/s} \quad (3.64)$$

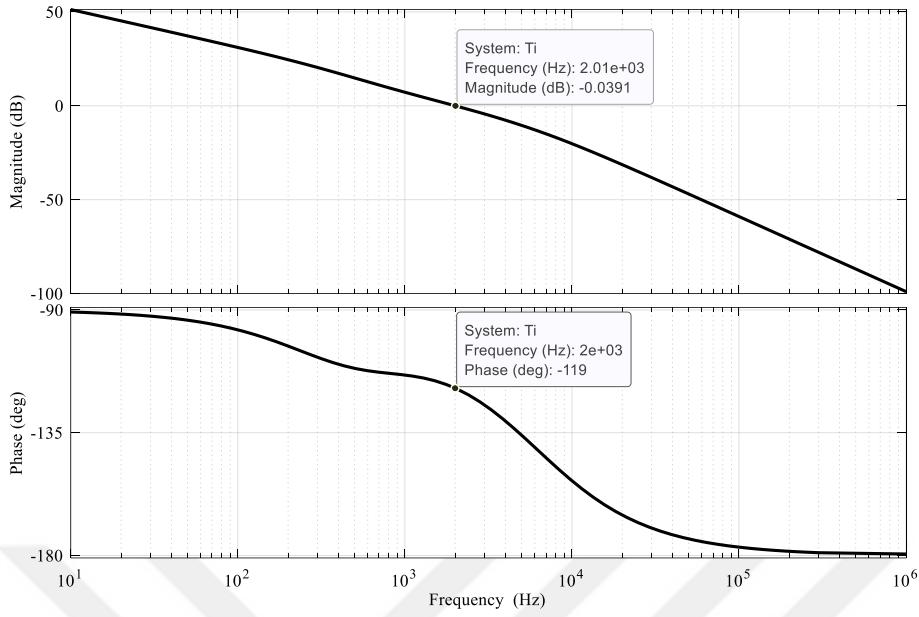
$$\omega_{pi} = 2\pi f_{pi} = 37700 \text{ rad/s}$$

Eşitlik (3.63) ve Eşitlik (3.64) kullanılarak kontrolcünün  $K_p$  ve  $K_i$  değerleri şu şekilde hesaplanabilir.

$$K_{pi} = G_{mi} = 7.6736 \quad (3.65)$$

$$K_{ii} = K_{pi} * \omega_{zi} = 32143 \quad (3.66)$$

Bulunan kontrolcünün kullanılarak kompanse edilmiş olan kapalı çevrim sistemin frekans tepkisi Şekil 3.16'da gösterilmektedir. Bu durumda kompanse edilmiş sistemin kazancı neredeyse 0 dB ve faz marjı da makul bir seviye olan 60 derece olmuştur.



Şekil 3.16 : Kapalı çevrim akım döngüsü

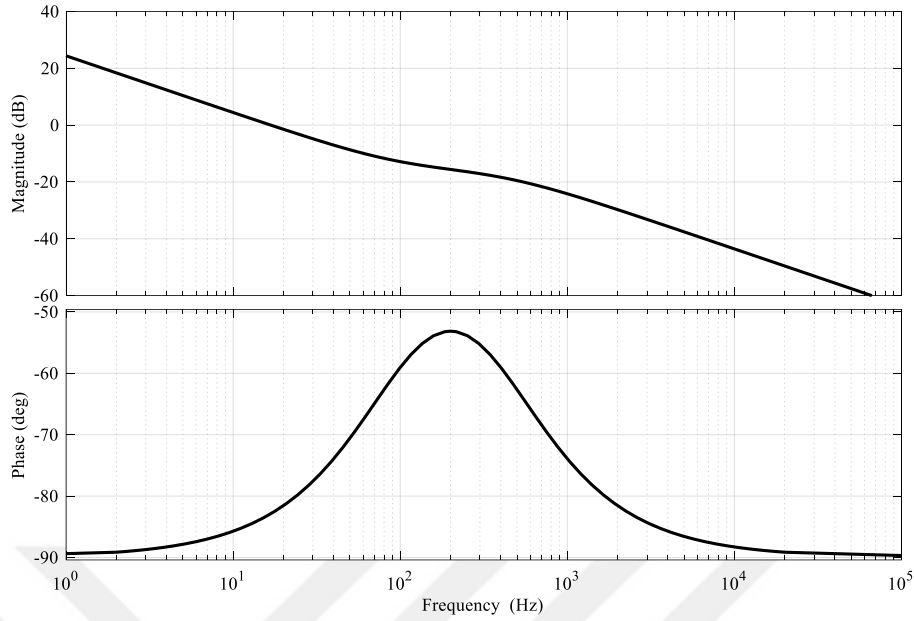
### 3.2.3 Gerilim döngüsü kontrolcüsünün oluşturulması

Gerilim döngüsü kullanılan kontrol yönteminde dıştaki döngü olarak ortaya çıkmaktadır. Buradaki kontrolcünün oluşturabilmesi için tam köprü doğrultucunun kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun ilk aşamada oluşturulması gerekmektedir. Eşitlik (3.49) transfer fonksiyonunun nasıl oluşturulduğunu göstermektedir. Bu doğrultuda gerekli olan kontrol-çıkış transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{i}_c(s)} = \frac{R}{sCR + 1} \quad (3.67)$$

$$G_{vc}(s) = \frac{140 \times 10^{-3}}{s * 4.2 \times 10^{-5} + 1}$$

Yukarıda bulunan ifade sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunu ifade eder ve analiz edilerek kontrolcü ile birlikte kullanılması gerekmektedir. Açık çevrim sistemin davranışı belirlenerek bunun üzerine bir kontrolcü performansı belirlemek daha doğru olacaktır. Tam köprü doğrultucunun açık çevrim transfer fonksiyonu frekans tepkisi Şekil 3.17'de gösterilmektedir.



Şekil 3.17 : Açık çevrim gerilim döngüsü

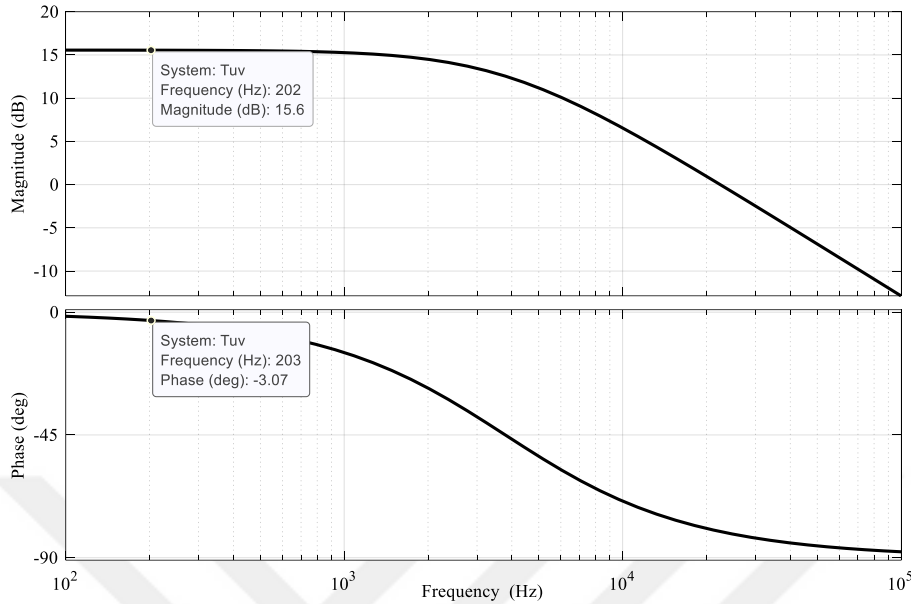
Eşitlik (3.67) kontrol-çıkış transfer fonksiyonu kontrol girdisinin kontrol akımı olduğu durumlarda geçerlidir. Önceden de bahsedildiği gibi indüktör akımı belirli bir kazançta sahip sensör ile okunarak gerilim seviyesinde değerlendirilmektedir. Şekil 3.3 ve Şekil 3.5’de akım mod kontrolcülerin blok şeması gösterilmektedir. Bahsi geçen blok şemalar doğrultusunda ortak olarak şekillendirilmemiş kontrol-çıkış kapalı döngü transfer fonksiyonu Eşitlik (3.68)’de verilmektedir. İki tip kontrolcüde de dış gerilim döngüsü aynı olmaktadır.

$$T_{vc}(s) = G_{vc}(s)H_v(s) \frac{1}{H_i(s)} \quad (3.68)$$

Kontrolcünün bir karar verici sistem üzerinde koşturulduğu düşünüldüğünde tam köprü dönüştürücünün çıkış gerilimi bir mikroişlemcinin okuyabileceği gerilimi seviyesinin oldukça üzerinde kalmaktadır. Bu sebepten gerilimin bölünerek kullanılması gerekmektedir. Gerilim bölme oranı, gerilim sensörünün transfer fonksiyonuna eşit olacaktır. Mikroişlemci gerilim seviyesi de dikkate alınarak  $H_v(s) = 0.107$  olarak seçilmiştir. Çizelge 3.1’e göre şekillendirilmemiş kontrol-akım transfer fonksiyonu Eşitlik (3.69)’de gösterilmektedir.

$$T_{vc}(s) = \frac{6}{s * 4.2 \times 10^{-5} + 1} \quad (3.69)$$

Şekil 3.18’de şekillendirilmemiş döngünün frekans tepkisi gösterilmektedir.



Şekil 3.18 : Şekillendirilmemiş gerilim döngüsü frekans tepkisi

Dönüştürücünün anahtarlama frekansı Çizelge 3.1’de gösterildiği üzere  $20\text{ kHz}$  olarak seçilmiştir. Anahtarlama frekansına göre iç akım döngüsünün bant genişliği belirlenmiştir. Akım mod kontrol yönteminde gerilim döngüsü dış döngü olduğundan dolayı bant genişliğinin sınırlayan faktör burada akım döngüsüdür. Bu şartlar altında gerilim döngüsünün bant genişliği  $200\text{ Hz}$  olarak belirlenmiştir.

Bu doğrultuda Şekil 3.18 tekrar incelendiğinde belirlenen bant genişliğinde şekillendirilmemiş döngünün kazancının  $15.6\text{ dB}$  ve faz kazancının da yaklaşık  $87$  derece olduğu görülecektir. Döngüyü şekillendirebilmek, sistemin istenildiği şekilde davranmasını sağlamak adına kompanzator tasarımı yani kontrolcü tasarımı yapılmalıdır. Gerilim döngüsü kontrolü için de tekrar PI yöntemi kullanılacaktır.

Akım döngüsünde olduğu gibi tekrar aynı adımlar burada da izlenecektir. Gerilim kontrolçüsünün kazancı aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$-15.6 = 20 \log G_{mv} \quad (3.70)$$

$$G_{mv} = 0.166$$

Gerilim kontrol döngüsünde kutbun ve sıfırın sisteme sağlayacağı faz marjı düşünüldüğünde, sistemin faz kazancının akım döngüsüne göre bir miktar daha fazla indirmek için kontrolçünün bant genişliğinin yarısına bir adet sıfır ve iki katına da

kutup yerleştirilebilir. Kapalı çevrim sistemin bant genişliğinin 200 Hz olduğu düşünüldüğünde, sistemde bulunan sıfırın  $f_{zv} = 100\text{Hz}$ 'e ve kutbun da  $f_{pv} = 400\text{Hz}$ 'e yerleştirilmesi mantıklı seçimler olacaktır. Bu durumda Eşitlik (3.71) ortaya çıkar.

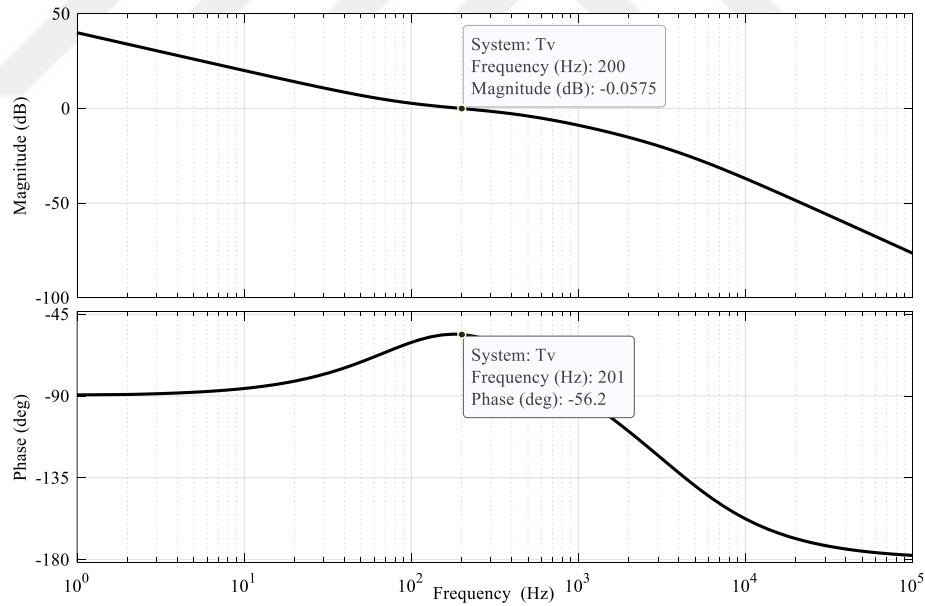
$$\begin{aligned}\omega_{zv} &= 2\pi f_{zv} = 628.32 \text{ rad/s} \\ \omega_{pv} &= 2\pi f_{pv} = 2513 \text{ rad/s}\end{aligned}\quad (3.71)$$

Eşitlik (3.70) ve Eşitlik (3.71) kullanılarak gerilim kontrolcüsünün  $K_p$  ve  $K_i$  değerleri şu şekilde hesaplanabilir.

$$K_{pv} = G_{mv} = 0.166 \quad (3.72)$$

$$K_{iv} = K_{pv} * \omega_{zv} = 104.3 \quad (3.73)$$

Bulunan kontrolcünün kullanılarak kompanse edilmiş olan kapalı çevrim sistemin frekans tepkisi Şekil 3.19'da gösterilmektedir.



Şekil 3.19 : Kapalı çevrim gerilim döngüsü frekans tepkisi



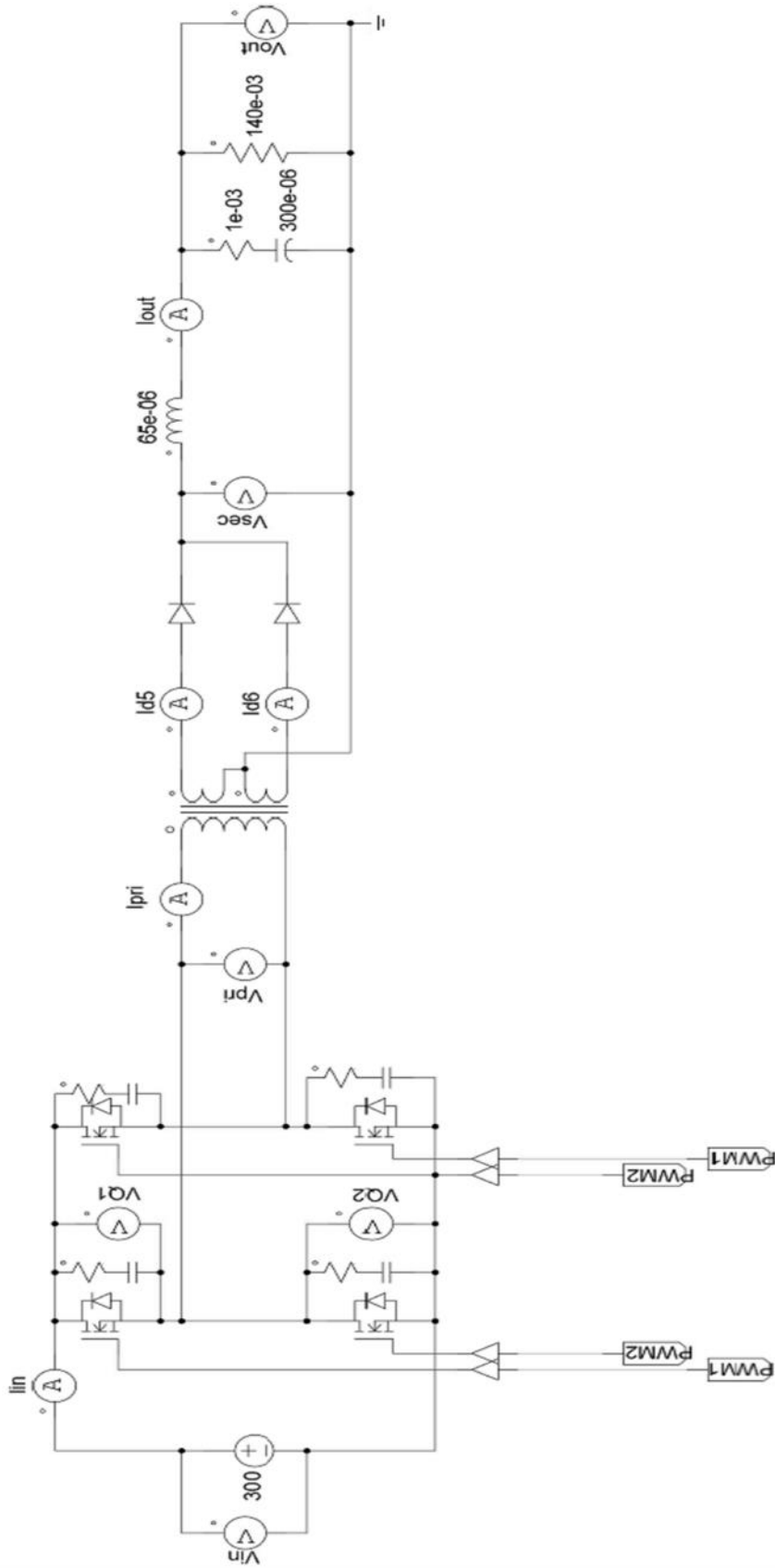


## 4. BENZETİM ÇALIŞMASI

Bölüm kapsamında, ikinci bölümde güç katı tasarımı ve üçüncü bölümde modellemesi ve kontrolcü tasarımı yapılan DA-DA tam köprü doğrultucunun yapılmış benzetim çalışmaları ve sonuçları verilecektir. Yapılan benzetim çalışmaları PSIM programı kullanılarak tamamlanmıştır.

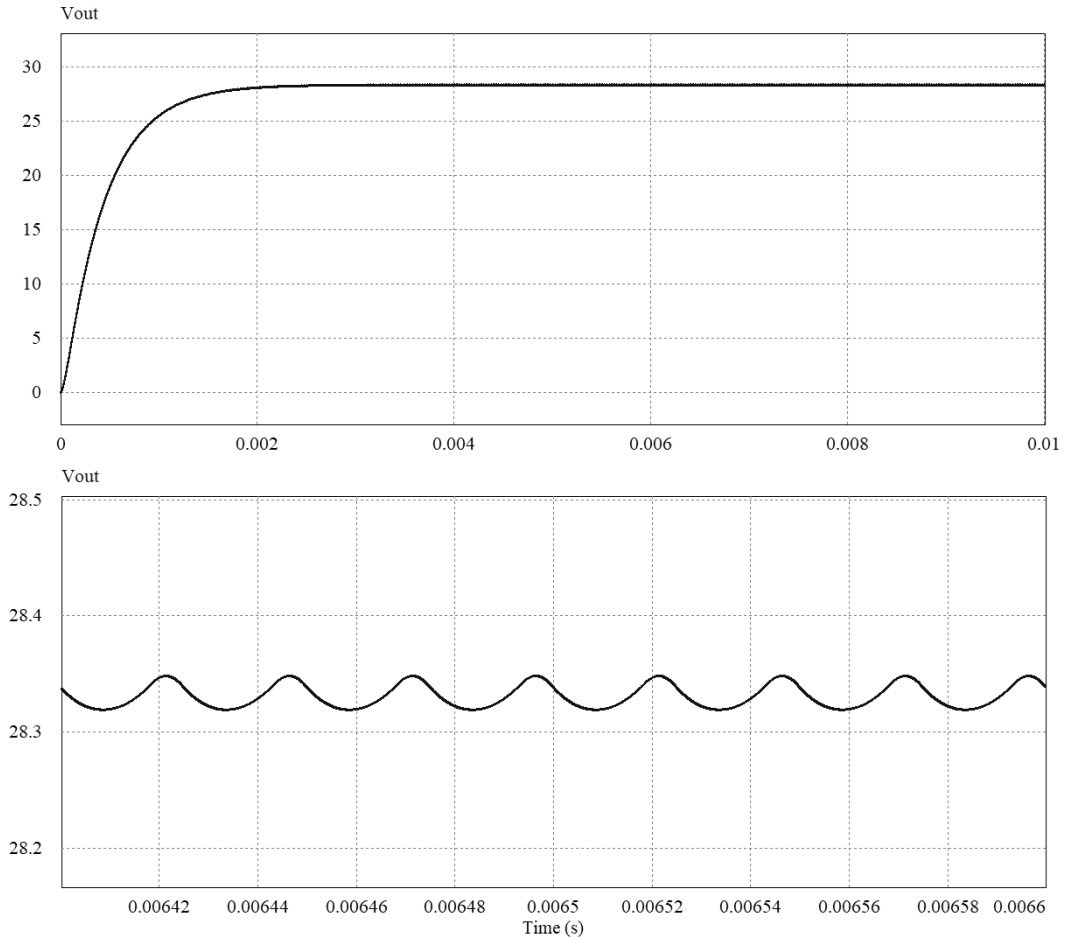
### 4.1 Güç Katı Benzetim Çalışması

Burada güç katı tasarımı ile kontrolcünün tasarımı ve denenmesi ayrı olarak ele alınmıştır. Bu kısımda güç katının kontrolcü performansı olmadan benzetim çalışması yapılacaktır. Güç katı tasarımı Bölüm 2 içerisinde tamamlanmıştır. Öncesinde, hesaplamalar doğrultusunda kritik malzemelerin seçimi yapılmıştır. Yapılan seçimlerin sonucunda Çizelge 2.1 ile istenilen sonuçlara ulaşılması hedeflenmiştir. Bu doğrultuda benzetim programında devre şeması oluşturulmuştur. Benzetim çalışmasında anahtarlama frekansı  $20\text{ kHz}$  olarak belirlenmiştir. Kullanılan yüksek frekans orta uçlu olarak eklenmiş olup transformatörün sarım oranı 7.5 olarak tanımlanmıştır. Giriş gerilimi  $300\text{ V}$  olarak seçilmiş nominal durum gözetlenmeye çalışılmıştır. Görev çevrim oranı nominal %76.4 olarak kullanılmıştır. Şekil 4.1'de yapılan topoloji benzetimi gösterilmektedir.



Şekil 4.1 : PSIM benzetim modeli

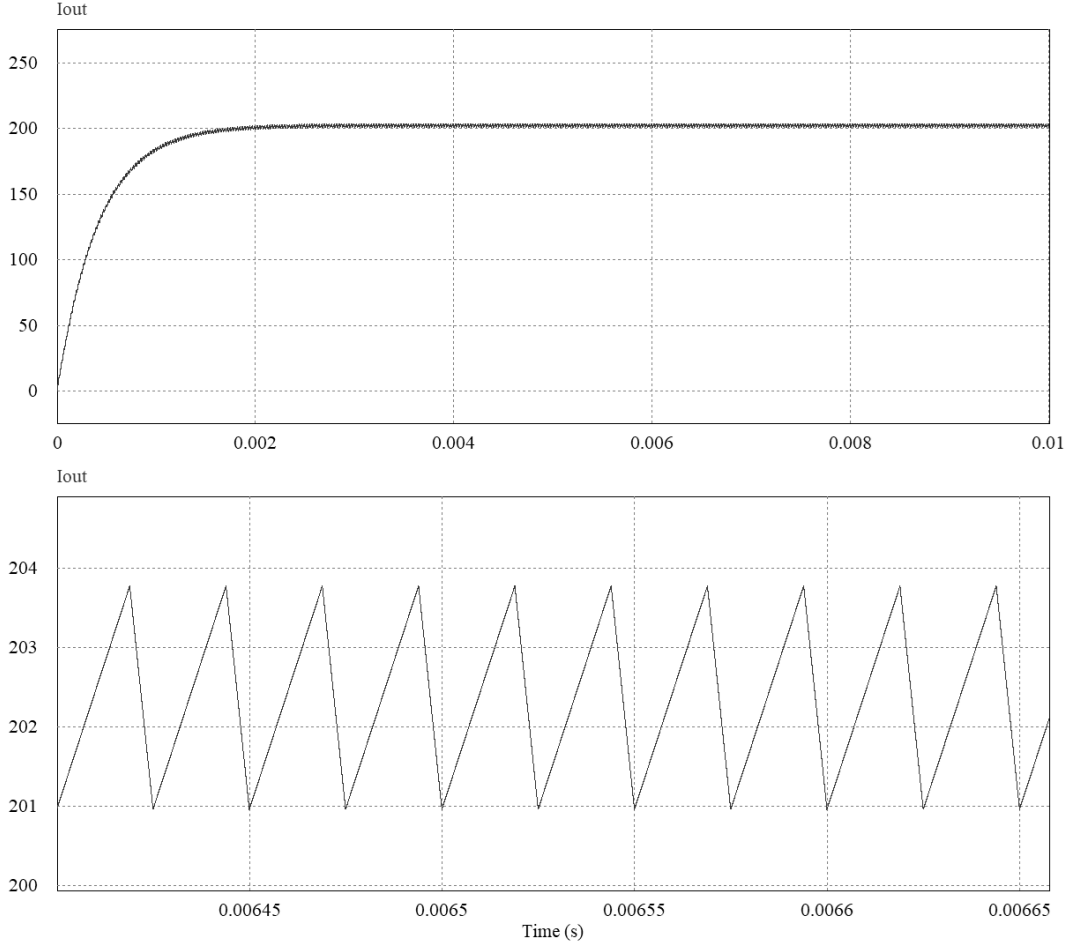
Güç katı benzetiminde ilk olarak bakılması gereken taraf çıkışın doğruluğudur. Çıkışta beklenen güç seviyesinin sağlanmış olması gerekmektedir. Şekil 4.2’de tam köprü doğrultucunun çıkış gerilim grafiği gösterilmektedir. Tasarım sonucunda hedeflenen çıkış geriliminin  $28V$  olmasıdır. Yine Çizelge 2.1 doğrultusunda çıkışta beklenen maksimum gerilim dalgalanması ise  $200mV$ ’dur.



Şekil 4.2 : Çıkış gerilim grafiği

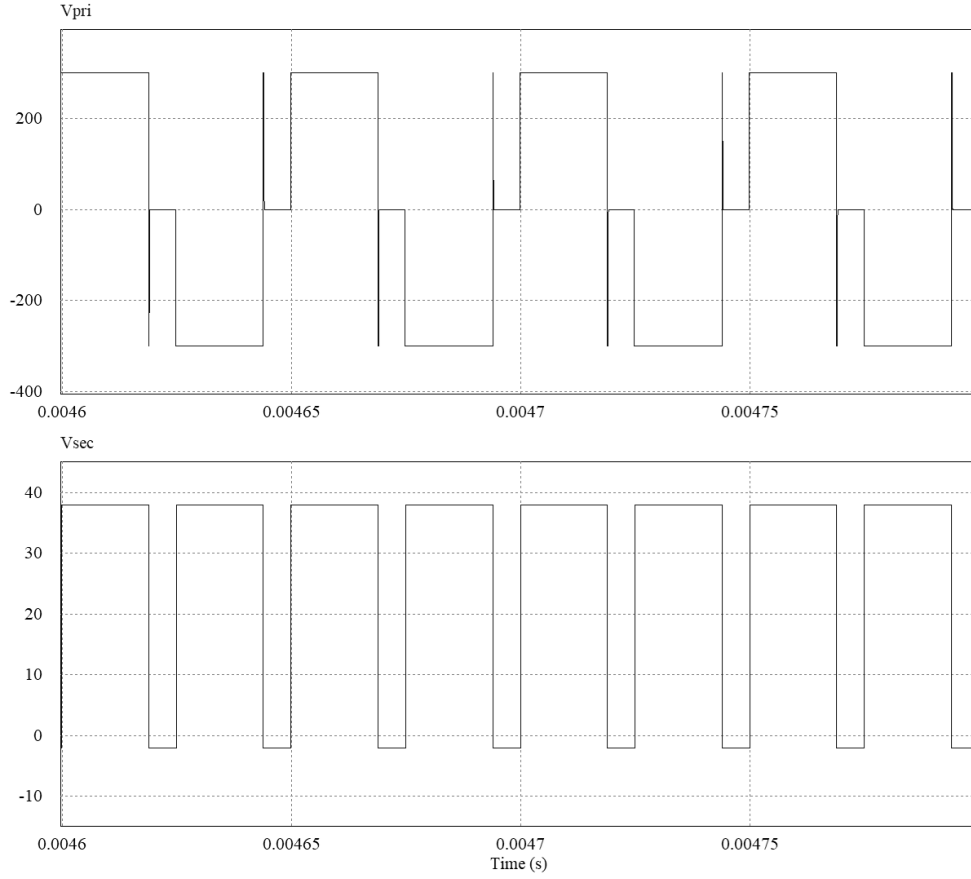
Çıkış gerilim grafiği incelenecek olursa, çıkış geriliminin kalıcı durum anında beklenildiği gibi  $28V$  civarında olduğu ancak kontrol sistemi bulunmadığından dolayı beklenen değeri az da olsa aşmış olduğu gözlenmektedir. Burada gerilimin kalıcı duruma geçmesi yaklaşık olarak  $2ms$  sürmüştür. Sistemde herhangi bir aşım meydana gelmemiş olmakla birlikte *overdamped* bir sistem olduğu da açıkça görülmektedir. Çıkış geriliminin yaklaşılmış görseline bakıldığında ise bir miktar dalgalanmanın mevcut olduğu görülmektedir ki bu dalgalanmanın  $100mV$  bile olmadığı açıktır. Tasarım aşamasında istenilen ve hedeflenen değer altındadır. Bu durumun en

önemli sebebi minimum olarak hesaplanılan çıkış kapasitörünün neredeyse iki katı büyüklüğünde  $300\mu F$  kullanılmasıdır. Şekil 4.3 ise çıkış akımının grafiğini göstermektedir.



Şekil 4.3 : Çıkış akım grafiği

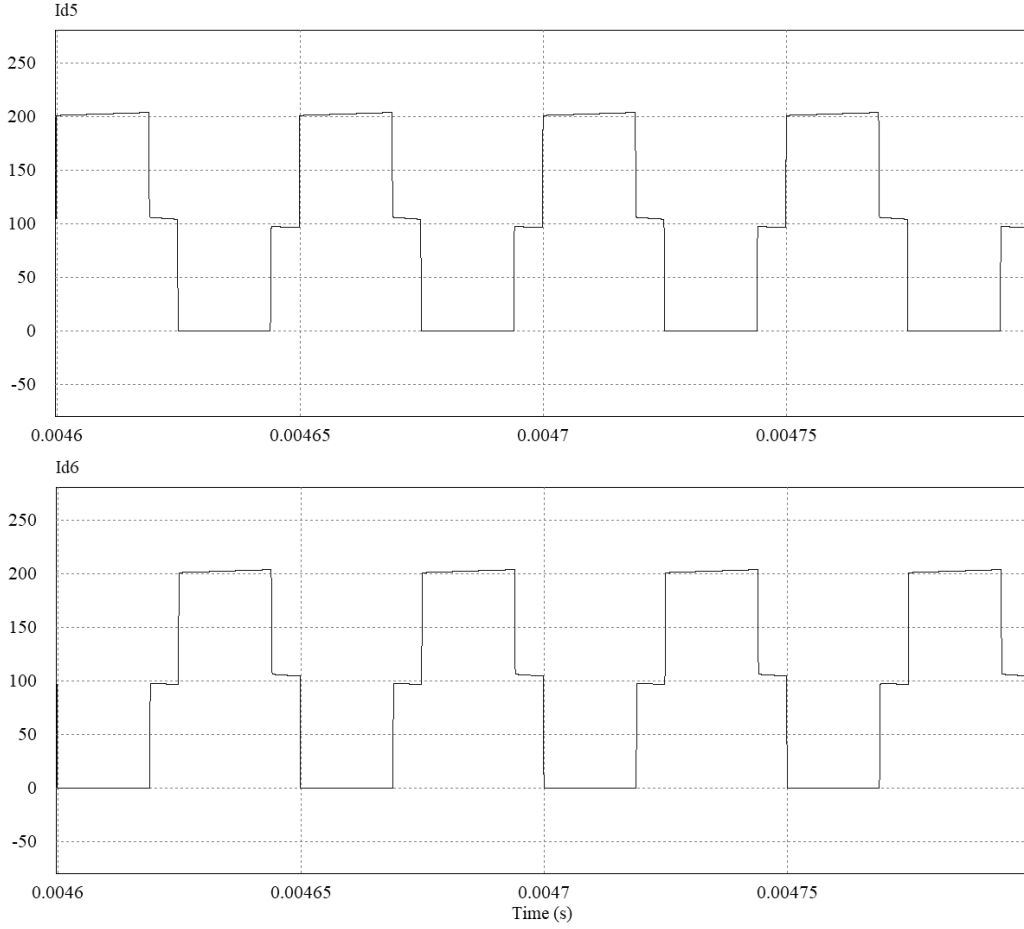
Şekilde gösterilen çıkış akım grafiği de davranış açısından çıkış gerilimine oldukça benzemektedir. Bunun sebebi çıkışın rezistif yük seçilmiş olmasıdır. Yine çıkış akımı gerilimde olduğu gibi  $2ms$  sonunda kalıcı durum değerine gelmektedir. Çıkış gerilimi tasarım aşamasında beklendiği üzere  $200A$ 'e ulaşmıştır. Akımda meydana gelen dalgalanma ise yaklaşık olarak  $3A$ 'dir. Akımda meydana gelen dalgalanma hedefi  $10A$  olarak belirlenmişti. Bu değer altında kalınacak şekilde tasarım gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.4 : Primer ve sekonder sargı gerilimleri

Şekil 4.4’de yüksek frekans transformör sargı gerilimleri gösterilmektedir. Burada primer sargısına pozitif ve negatif yönlü gerilim uygulanır ki bu durum transformörün kullanımı açısından faydalıdır. İki yönlü transformör akımı transformörün kullanım oranını arttırmaktadır. Sekonder gerilimi ise orta uçlu transformör kullanımından dolayı primer geriliminin doğrultulmuş şekliyle ortaya çıkmaktadır.

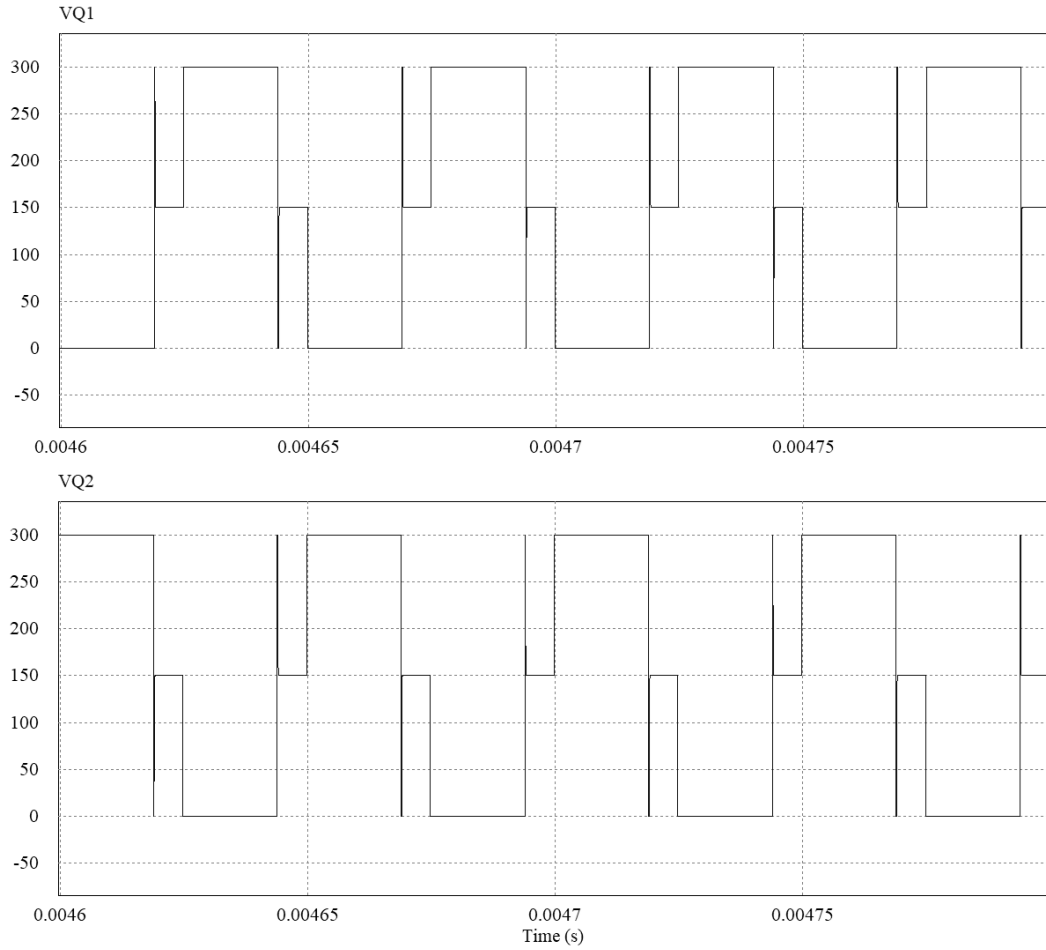
Şekil 4.5’de sekonder tarafta bulunan doğrultucu diyotlar üzerinden geçen akımlar gösterilmektedir. Diyot akımları aktif olan faza göre çıkış akımını yani 200A’i tamamen üzerinden geçirmektedir. Tüm anahtarların kapalı olduğu durumda ise teori ile örtüşür biçimde çıkış akımını iki eşit oranda paylaşırlar. Diyot seçim aşamasında tüm bu bahsedilen durumlara dikkat edilerek seçimler yapılmıştır.



Şekil 4.5 : Doğrultucu diyot akımları

Şekil 4.6’da bulunan grafik aynı fazda bulunan iki anahtarın üzerlerine düşen gerilimi göstermektedir. Bir fazın herhangi bir anahtarı aktif durumdayken fazın diğer anahtarının üzerine bara gerilimi tamamen düşmektedir, iletimde olan anahtarın üzerine bir gerilim düşmez. Tüm anahtarlar kapalıyken ise fazda bulunan iki anahtar bara gerilimini eşit olarak üstelerine alır. Burada sert anahtarlardan dolayı anahtarlar üzerinde sıçramalar meydana gelmektedir. Bu sıçramaları önlemenin yolları bulunmaktadır ancak bu durum tez kapsamı dışında tutulduğu için ilgilenilmemiştir.

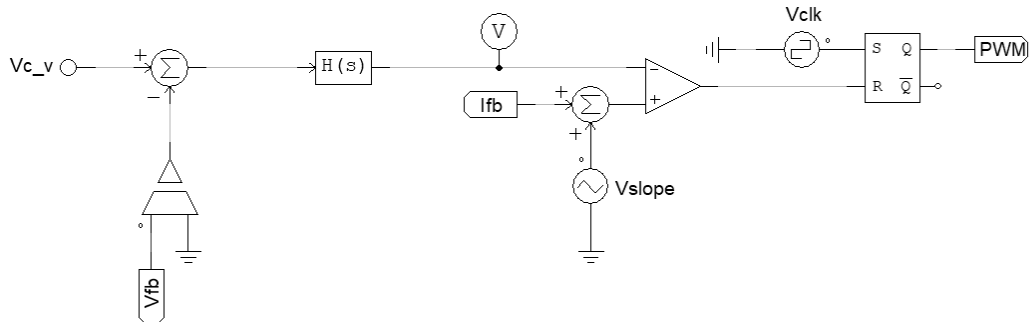
Sonuç olarak güç katı tasarımı başarıyla tamamlanmıştır. Çizelge 2.1 ile verilen tasarım kriterleri büyük oranda kalıcı durum için sağlanmaktadır. Doğal olarak beklenen değerler kusursuz bir biçimde tutturulamamıştır. Bu durum malzemelerin doğası gereği zaten imkansızdır. Bir kontrolcü olmadığı için sistem kendini düzeltememiştir. Kontrolcü tasarımıyla bu problemlerin önüne geçilmesi hedeflenmektedir.



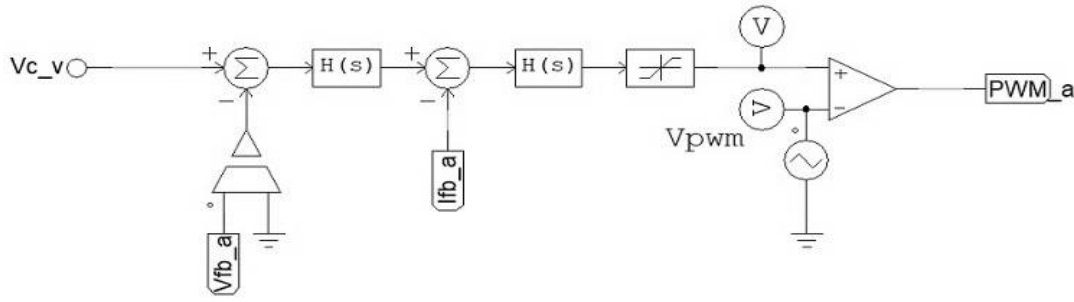
Şekil 4.6 : Anahtar gerilimleri

## 4.2 Kontrolcü Benzetim Çalışması

Kontrolcünün benzetim çalışması yine güç katında olduğu gibi PSIM kullanılarak yapılmıştır. Tepe akım mod kontrolcü bloğu benzetim modeli Şekil 4.7’de, ortalama akım mod kontrolcü bloğu benzetim modeli ise Şekil 4.8’de gösterilmektedir.



Şekil 4.7 : Tepe akım mod kontrolcü benzetim modeli



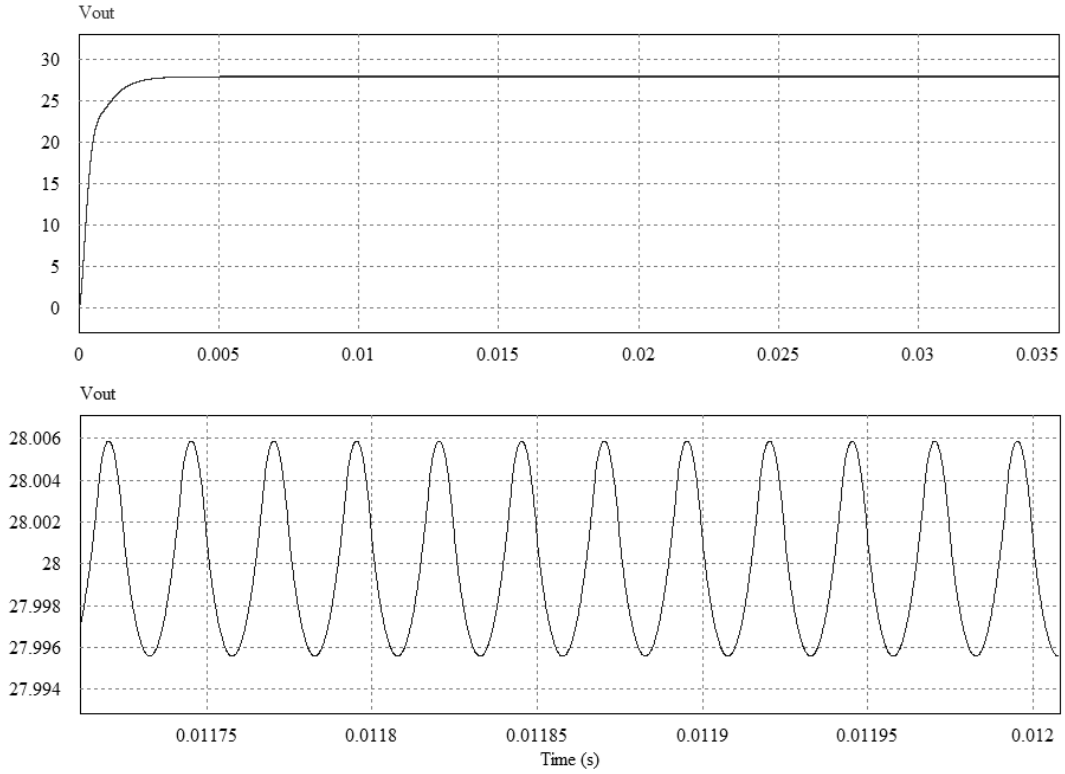
Şekil 4.8 : Ortalama akım mod kontrolcü benzetim modeli

Şekil 4.7’de gösterilen PWM anahtar kapılarını sürmek için kullanılan gerilim ve kontrolcünün çıkışıdır.  $V_{c\_v}$ , hedeflenen gerilimi,  $V_{fb}$  ise çıkıştan ölçülen anlık gerilimi ifade eder.  $H(s)$ , kontrolcü transfer fonksiyonudur.  $I_{fb}$ , akım geri beslemesini ve  $V_{slope}$ , eğim kompanzasyonu sinyalini göstermektedir.

Kontrolcü benzetim modeli yapılırken gerekli seçimlerin gerçek hayata benzer olarak kullanılmasına dikkat edilmiştir. Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de bulunan referans değeri,  $V_{c\_v} = 3V$  olarak seçilmiştir. Bu seçimin yapılmasındaki en büyük etken gerçek hayattaki devrelerde kullanılan gerilim seviyesinin genel olarak  $3.3V$  olmasıdır. Bu durumda çıkış gerilimi olan  $28V$  da bir gerilim bölücü vasıtasıyla okunarak sisteme kazandırılmıştır. Gerilim bölücünün kazancı  $0.107$  olarak belirlenmiştir. Dış döngüde bulunan gerilim kontrolcüsü ve akım kontrolcüsü PI olarak tasarlanmıştır. Bölüm 3 kapsamında tasarımı yapılan kontrolcülerin parametreleri akım döngüsü için  $K_{pi} = 7.6736$  ve  $K_{ii} = 32143$ , gerilim döngüsü için  $K_{pv} = 0.166$  ve  $K_{iv} = 104.3$  olarak bulunmuştur. Şekil 4.7’de gösterilen  $V_{slope}$  eğim kompanzasyon sinyalini göstermekte olup bu sinyal akım geri beslemesine eklenmiş ve eğrinin eğimi böylece kontrol edilmiştir. Bu şartlar altında görev çevrim oranının istenilen seviyede kullanılmasına olanak sağlanmıştır. Oluşturulan kompanze akım geri beslemesi tepe akım mod kontrolde, gerilim kontrolcüsü çıkışıyla bir karşılaştırıcı devre elemanı vasıtasıyla kıyaslanmaktadır. Bu kıyaslamanın sonucu temel olarak anahtar kapı sinyallerini sağlamaktadır. Ancak son olarak bir RS flip-flop ve zamanlayıcı sinyali kullanılmıştır. Zamanlayıcı sinyali flip-flop’un reset ucuna girmekte olup anahtarlama frekansını ayarlamaktadır. Anahtarlama periyodu dolduğunda flip-flop resetlenerek bir sonraki anahtarlama aralığına geçilmektedir. Tüm bu işlem sonucunda görev çevrim oranı istenilen çıkış sinyallerini oluşturulabilmek adına kontrolcü tarafından belirlenmektedir. Burada oluşturulan görev çevrim oranına endeksli kapı sürme

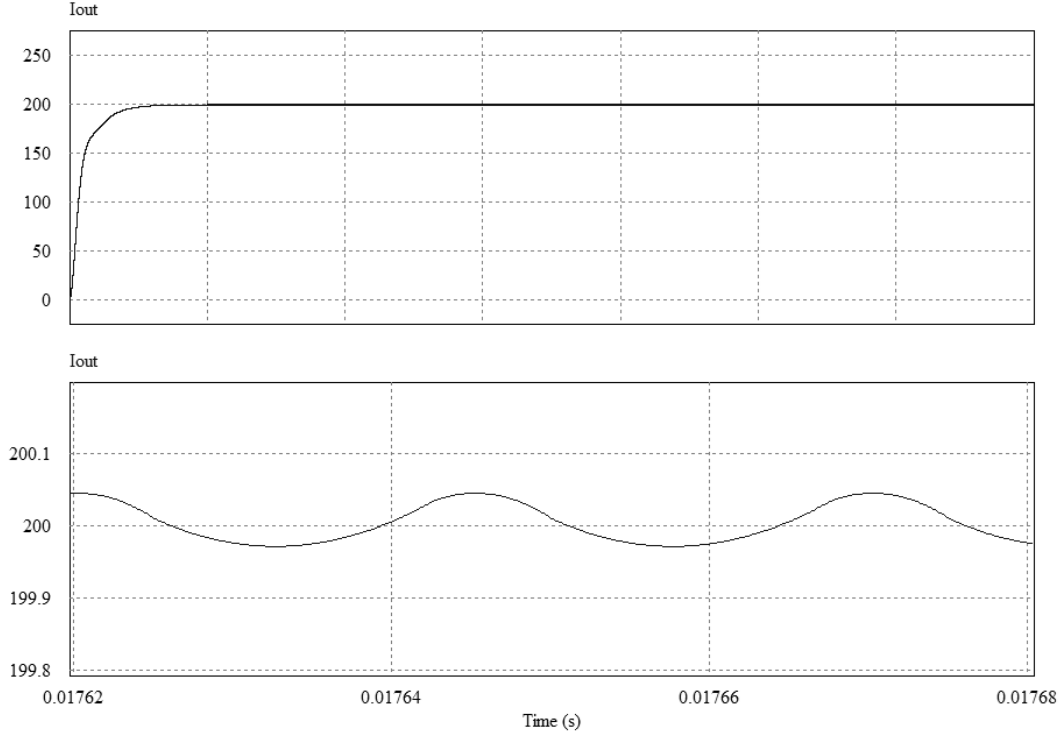


sinyalleri güç katını kontrol edecektir. Bu sayede Çizelge 2.1 ile belirtilen karakteristikler sağlanmış olacaktır. Güç katı benzetim çalışmasında incelediğimiz devre karakteristiklerini bir de kontrolcü kullanarak irdelenecek olursak, Şekil 4.8 kapalı çevrim sistemin çıkış gerilimini göstermektedir.



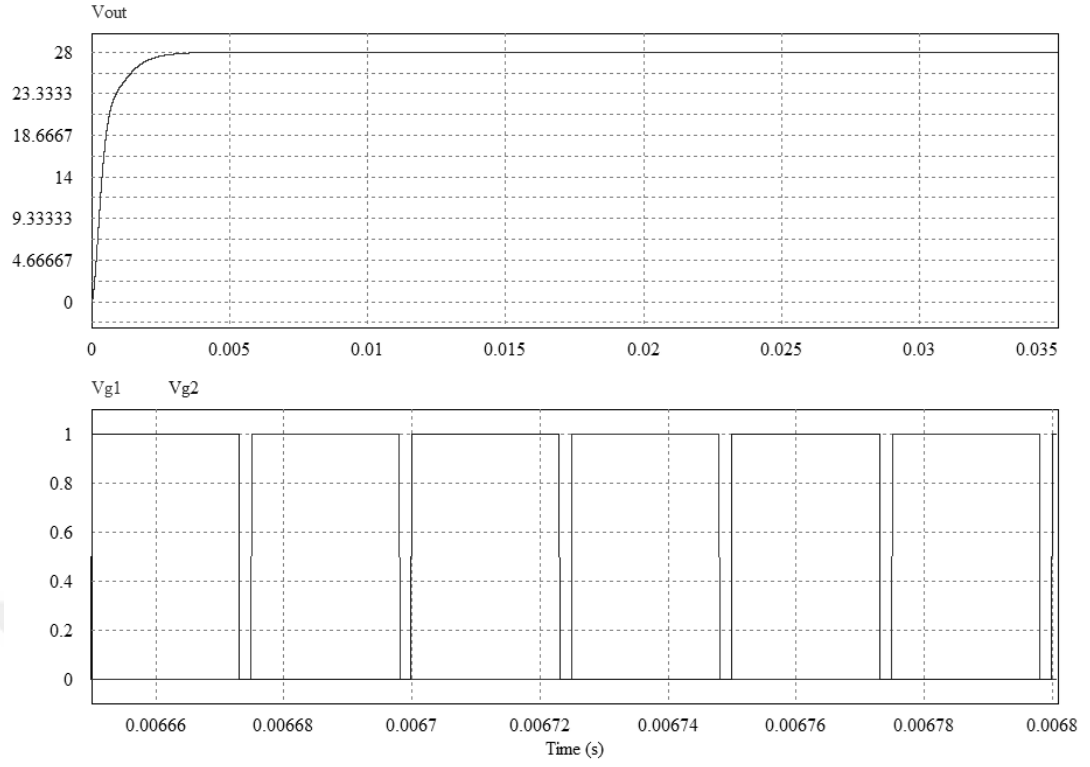
Şekil 4.9 : Kapalı çevrim sistem çıkış gerilimi

Şekil 4.9 ile Şekil 4.2'yi kıyaslayacak olursak, sistemleri ilk tepkilerinde açıkça görülebilen herhangi bir değişim yaşanmamıştır. Sistem yine aşısız bir şekilde ve yaklaşık aynı sürede kalıcı duruma oturmuştur. Burada ortaya çıkan en önemli değişim çıkış geriliminin ortalamasının tam olarak istenildiği şekilde 28V'a oturmuş olmasıdır. Açık çevrim sistem bir kontrol döngüsü içermediğinden dolayı çıkış gerilimi istenilen değerin bir miktar üzerinde kalmıştı. Aynı durum çıkış akımı için de geçerli olacaktır. Bu durumda kapalı sistem çıkış akımı da Şekil 4.10'da gösterilmektedir.

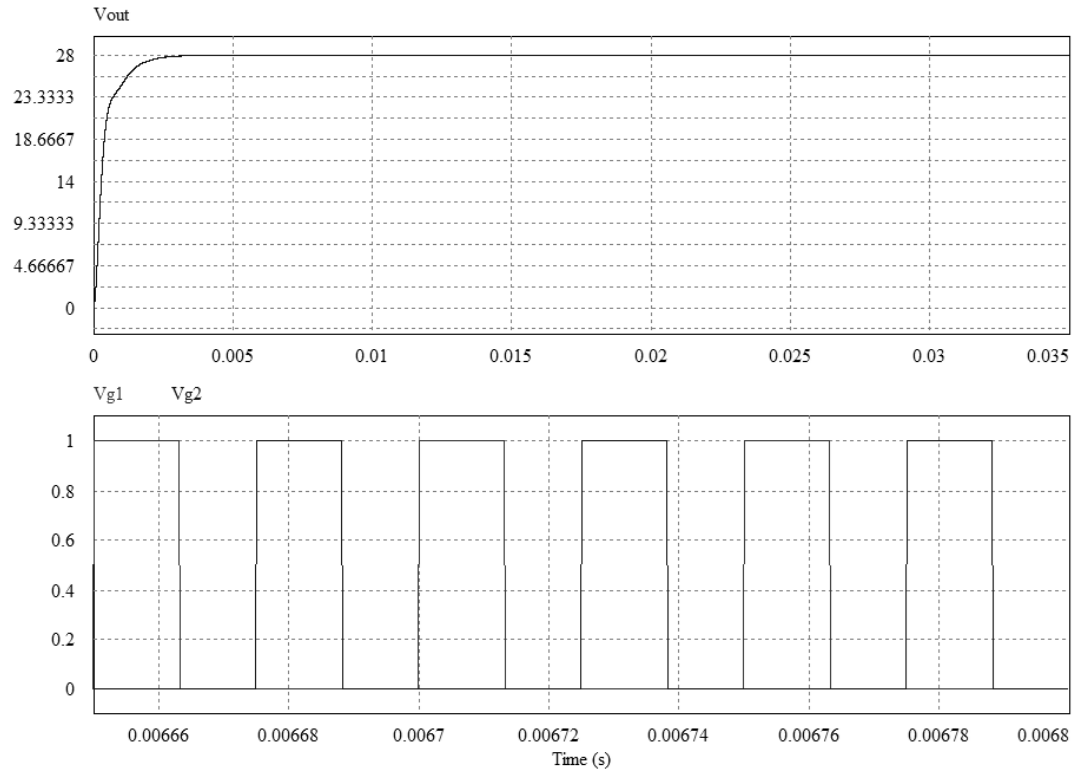


Şekil 4.10 : Kapalı çevrim sistem çıkış akımı

Giriş geriliminin minimum yani 230V olduğu durumda çıkış gerilimi ve görev çevrimi oranı Şekil 4.11’de gösterilmektedir. Bu durumda görev çevrim oranı benzetime göre %92.4 olmaktadır. Giriş geriliminin 400V olduğu durumda ise çıkış gerilimi ve görev çevrim oranı Şekil 4.12’de bulunmaktadır. Görev çevrim oranı ise yine benzetim çalışmasına göre %52.8’dir.

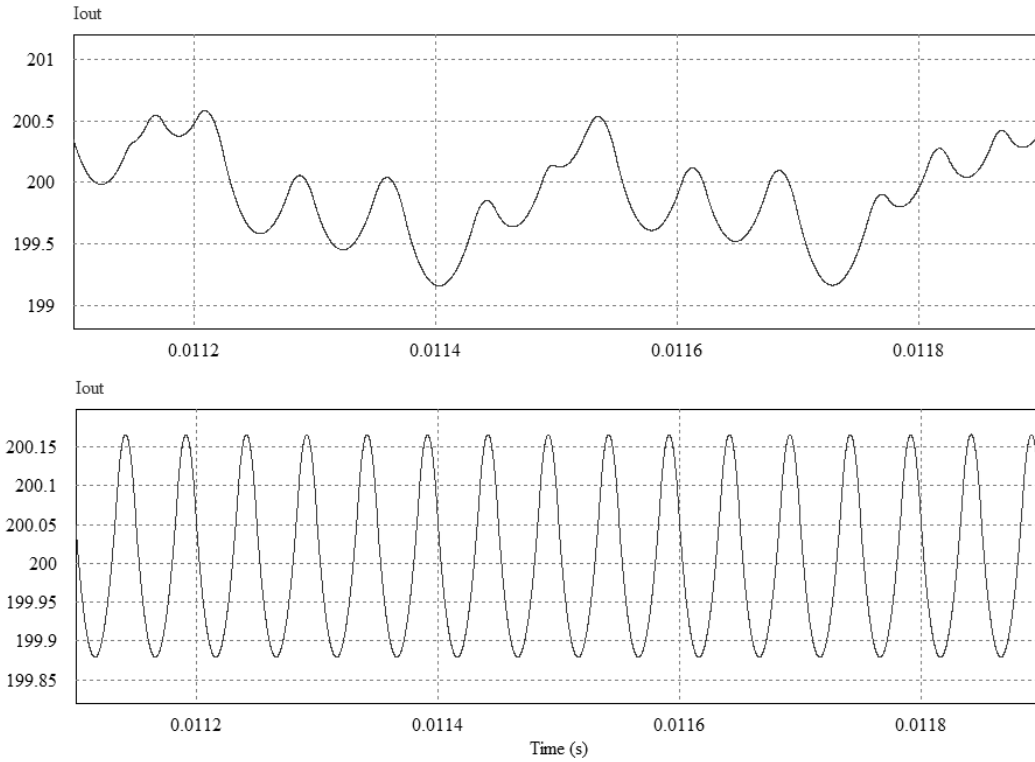


Şekil 4.11 : Minimum giriş geriliminde çıkış gerilimi ve görev çevrim oranı



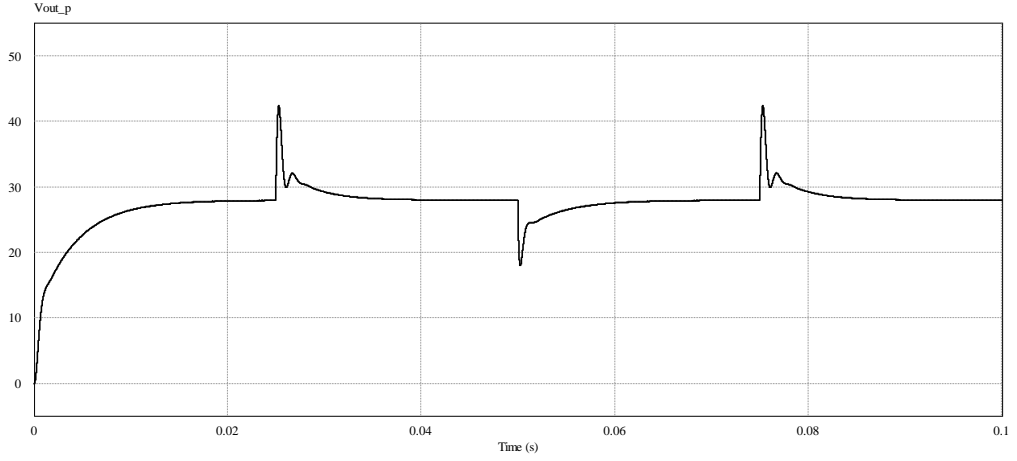
Şekil 4.12 : Maksimum giriş geriliminde çıkış gerilimi ve görev çevrim oranı

Şekil 4.11 ve Şekil 4.12 incelendiğinde ve diğer durumlar da göz önüne alındığında görev çevrim oranının %50'den büyük olduğu görülmektedir. Daha önceden tepe akım mod kontrol yönteminde %50'den büyük görev çevrim oranlarında sistemin doğru çalışmadığından ve kontrolcünün bozulduğundan bahsedilmiştir. Ortaya çıkan bu bozulmalara subharmonik osilasyon adı verilmektedir. Şekil 4.7'de eğim kompanzasyonu, akım geri beslemesine eklenilerek bu sorun çözülmüştür. Şekil 4.13'de eğim kompanzasyonunun olmadığı ve eğim kompanzasyonun eklendiği durumda çıkış akımı grafiği verilmektedir.



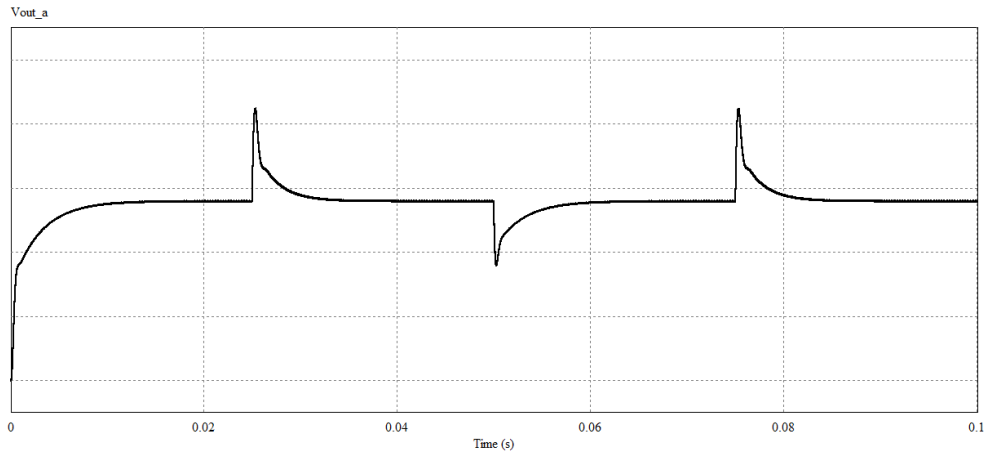
Şekil 4.13 : Eğri kompanzasyonunun çıkış akımına etkisi

Kontrolcülerin dinamik performansını test edebilmek adına yarım yük testi yapılmıştır. Normal şartlar altında çıkış akımı 200A ve çıkış gerilimi de 28V olduğu anda çıkış yükü iki katına çıkartılmış ve çıkış akımı bu durumda yarıya düşürülmüştür. Tüm bunlar gerçekleşirken çıkış gerilimi sabit tutulmuştur. Bu işlem saniyede 20 kere tekrarlanmıştır. Şekil 4.14'de tepe akım mod yöntemi kullanılarak bu şartlar altında oluşan çıkış gerilimi grafiği verilmiştir.



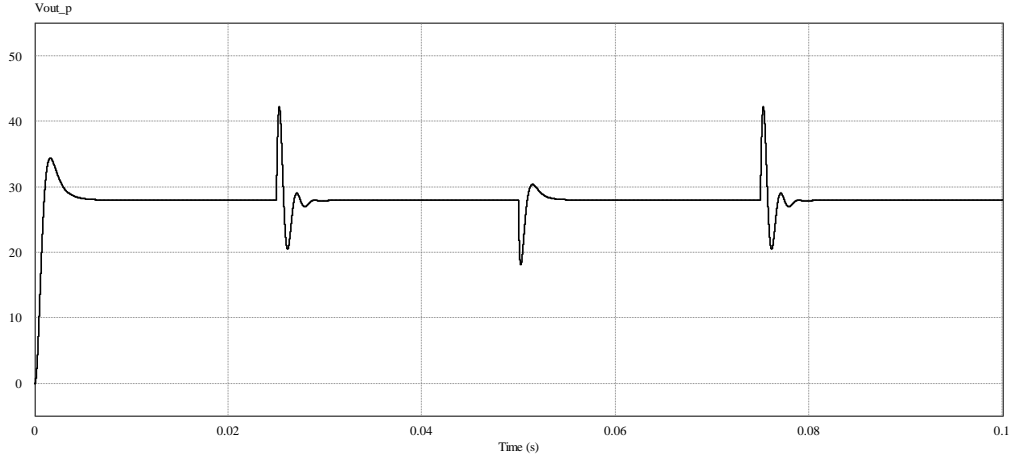
Şekil 4.14 : Tepe akım mod kontrolcü dinamik performansı

Şekil 4.14 kapsamında tam yükten yarım yüke geçildiği anda gerilimde anlık bir yükselme olmaktadır. Bunun sebebi sistemin bulunduğu durumu korumak istemesidir. Kontrolcü devreye girene kadar gerilim yükselmeye devam etmektedir. Kontrolcünün devreye girmesiyle birlikte çıkış gerilimi kalıcı duruma tekrar oturmaktadır. Bu sırada da osilasyon meydana gelmektedir.



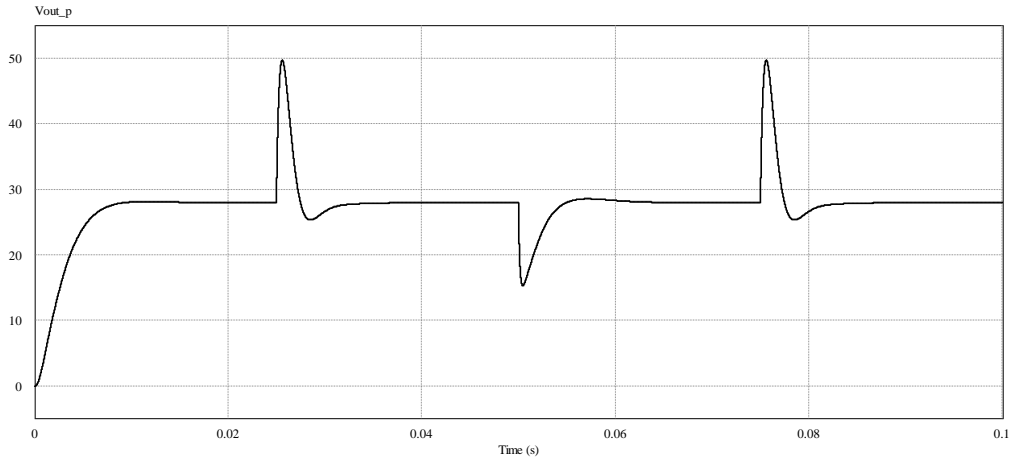
Şekil 4.15 : Ortalama akım mod kontrolcü dinamik performansı

Yukarıdaki şekilde ortalama akım mod kontrolcüsü kullanılarak yarım yük testi bir önceki durumdakiyle aynı şekilde uygulanmıştır. Kontrolcünün çalışma mantığı yine aynı olmakla beraber bu tip kontrolcülerde sistemin kalıcı duruma oturması biraz daha yavaş olmakla beraber daha yumuşak olmaktadır. Osilasyon meydana gelmemektedir. Ağır çalışma koşullarında daha uygun olduğu gözlenmektedir.



Şekil 4.16 : Bant genişliğinin kontrolcü performansına etkisi

Tepe akım mod kontrolcünün bant genişliği daha yüksektir. Ortalama akım mod kontrolcünde gerilim döngüsünün bant genişliği daha düşük kalmaktadır. Yukarıdaki şekilde tepe akım mod kontrolde sistemin izin verdiği ölçüde gerilim döngüsünün bant genişliği arttırılmıştır. Bu durumda sistem daha da hızlanmıştır. Ancak osilasyon miktarı ve genliği artış göstermiştir.



Şekil 4.17 : Çıkış endüktansının kontrolcü performansına etkisi

Tepe akım mod kontrolde, tepe akımı ve ortalama akım arasındaki fark ne kadar küçükse kontrol o kadar verimli yapılabilmektedir. Bu adımda, bahsedilen farkı azaltabilmek adına çıkış endüktansı hesaplanan değerinin on katı alınarak benzetim yapılmıştır. Böylece tepe akımı ve ortalama akım arasındaki fark oldukça azaltılmıştır. Bu şartlar altında ortalama akım mod kontrole göre daha hızlı bir kontrolcü elde edilmiştir. Bunun yanında tepe akım modda ortaya çıkan osilasyonlar ortadan kaldırılmış ve daha yumuşak bir dinamik tepki elde edilmiştir.

## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Tezde, DA-DA tam köprü doğrultucu tasarımı ile birlikte kontrolcü tasarımı çalışması yapılarak sonuçlar sunulmuştur. Yapılan seçimler gereği, doğrultucu tasarımının standartlara yakın olması adına çıkışı 28V, 200A olarak belirlenmiştir. Planlanan tasarımın yüksek güç barındırmasından dolayı endüstride de kendine oldukça fazla yer bulmuş olan tam köprü doğrultucu seçimi yapılmıştır. Bölüm 2 kapsamında doğrultucunun istenilen parametrelere göre kontrolcü tasarımında kritik olan elemanları belirlenmiştir. Burada güvenli bölgede çalışabilmek adına seçimler hesaplanan değerlerden daha yüksek seçilmiştir.

Bölüm 3 içerisinde kontrolcü tasarımı için gerekli ön çalışmalar yapılmış, sistem modellenmiş ve kontrolcü oluşturulmuştur. Tam köprü doğrultucu modellemesinde küçük işaret analizinden faydalanılmıştır. Bu tip sistemlerde sıklıkla kullanılan kontrol yöntemleri akım ve gerilim tabanlı olmaktadır. Gerilim tabanlı kontrolcülerinin basitliğinin yanında yeterli dinamik tepkiye sahip olmamasından dolayı uygun bir seçim olamamaktadır. Akım tabanlı kontrolcülerde ise iç içe bulunan iki kontrol döngüsünün sağladığı faydalar bu tip kontrolcülerini ön plana itmektedir. İki adet kontrolcünün tasarımı da tez kapsamında tamamlanmıştır. Her iki akım mod kontrol yönteminde de dış döngüde bulunan gerilim kontrolcülerinin tasarımı ilk etapta aynı yapılmıştır. İç döngüde bulunan akım kontrolünde ise tepe akım mod için analog bir yapı kullanılmış olup bant genişliği burada arttırılmıştır. Ortalama akım modda ise iç döngüde bant genişliği düşürülmüş olup kazanç arttırılmıştır.

Tepe akım mod kontrolcünde bant genişliğinin yüksek olması bir avantaj olmasına karşın sistemi gürültüye daha açık hale getirmektedir. Bu durum her zaman için olumlu olmayabilir. Yeteri miktardaki gürültü sistemi kararsızlığa sürükleyebilir. Buna ek olarak tepe akım ile ortalama akım arasındaki farkın büyük olması da tepe akım mod kontrol yönteminde sorunlara yol açabilir. Böyle bir durumda tepe akım modda, tepe akımı kontrol edilebilir fakat

ortalama akım kontrolden çıkabilir. İki mod arasındaki en önemli farklılık akımın ölçülme şeklidir. Tepe akım mod kontrolde akım endüktans üzerinden ölçülebilirken ortalama akım modda herhangi bir yerden okunabilir. Özellikle düşüren tip dönüştürücülerde çıkış akımının endüktans akımına eşit olmasından dolayı tepe akım mod kontrol verimli kullanılabilir. Ancak diğer tiplerde aynı durum söz konusu değildir.

Yapılan benzetim çalışmaları sonucunda beklenildiği şekilde sonuçlar elde edilmiştir. Tepe akım mod kontrolcünün testinde elde edilen dinamik tepkinin daha hızlı olduğu ancak osilasyona sebep olduğu görülmektedir. Ortalama akım modda ise bu durum geçerli değildir. Aksine daha yavaş ve yumuşak bir kontrolcü elde edilmiştir. Tepe akım ile ortalama akım arasındaki fark azaldıkça tepe akım mod kontrol ortalama akıma yaklaşır. Böyle bir durumda hem kontrolcünün hızı korunur hem de daha yumuşak bir kontrol sağlanmış olur. Çıkış endüktansı düşüren tip dönüştürücülerde hesaplanan değerden daha büyük kullanılarak böylesine bir kontrolcüye ulaşılabilir.

Düşüren tip dönüştürücülerde belirsiz bir çıkış yükünde tepe akım mod kontrol yöntemini kullanmak sürekli bir akım limiti sağlanacağından ötürü daha faydalı olacaktır. Ancak belirli bir çıkış yükünde ortalama akım mod kullanımı daha geçerli olacaktır.



## KAYNAKLAR

- [1] **Kocaağa E.**, Design and implementation of a 400A industrial welding machine, *M.Sc. Thesis*, Yıldırım Beyazıt Üniversitesi, Ankara, Turkey, (2019).
- [2] **Koparan A.**, 200 Amper yüksek frekans anahtarlama DA ve AA/DA kaynak makinelerinin geliştirilmesi, *Yüksek Lisans Tezi*, Gazi Üniversitesi, Ankara, (2010).
- [3] **Wu M., Flynn D., Szymczak A.**, Design and implementation of ZVZCS in full bridge DC/DC converter with digital control in arc welding machines application, *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Edinburgh, pp. 682-687, doi: 10.1109/ISIE.2017.8001328, (2017).
- [4] **Baharudin N., Tunku Mansur T. M. N., Hamid F.A., Ali R. Irwanto M.**, Topologies of DC-DC converter in solar PV applications, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 8. 368-374. 10.11591/ijeecs.v8.i2.pp368-374, (2017).
- [5] **de Brito M. A. G., Galotto L., Sampaio L. P., e Melo G. d. A., Canesin C. A.**, Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1156-1167, doi: 10.1109/TIE.2012.2198036, (2013).
- [6] **Ahmed J., Salam Z.**, An enhanced adaptive P&O MPPT for fast and efficient tracking under varying environmental conditions, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 9, no. 3, pp. 1487-1496, doi: 10.1109/TSTE.2018.2791968, (2018).
- [7] **Tan N. M. L., Abe T., Akagi H.**, Design and performance of a bidirectional isolated DC–DC converter for a battery energy storage system, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1237-1248, doi: 10.1109/TPEL.2011.2108317, (2012).
- [8] **Kabir Y., Mohsin Y. M., Khan M. M.**, Automated power factor correction and energy monitoring system, *2017 Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, Coimbatore, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICECCT.2017.8117969, (2017).
- [9] **López-Martín V. M., Azcondo F. J., Pigazo A.**, Power quality enhancement in residential smart grids through power factor correction stages, *IEEE Transactions*

- on *Industrial Electronics*, vol. 65, no. 11, pp. 8553-8564, doi: 10.1109/TIE.2018.2813965, (2018).
- [10] **Gu L., Liang W., Praglin M., Chakraborty S., Rivas-Davila J.**, A wide-input-range high-efficiency step-down power factor correction converter using a variable frequency multiplier technique, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 11, pp. 9399-9411, doi: 10.1109/TPEL.2018.2796582, (2018).
- [11] **Saygun A., Beşer E., Ünlü M.**, Comparative study of soft switching methods used in DC-DC converters, *Journal of Naval Sciences and Engineering*, 13 (1), 1-22, (2017).
- [12] **Davoudi A., Jatskevich J., Rybel T. D.**, Numerical state-space average-value modeling of PWM DC-DC converters operating in DCM and CCM, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 1003-1012, doi: 10.1109/TPEL.2006.876848, (2006).
- [13] **Saini D. K., Kazimierczuk M. K.**, Open loop transfer functions of buck-boost converter by circuit-averaging technique, *The Institution of Engineering and Technology*, vol. 12, no. 11, pp. 2858-2864, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5514, (2019).
- [14] **Nwosu C. A., Eng M.**, State-Space averaged modeling of a non-ideal boost converter, *The Pacific Journal of Science and Technology*, 9. 302-308, (2008).
- [15] **Kanaan H. Y., Al-Haddad K.**, Modeling and simulation of DC-DC power converters in CCM and DCM using the switching functions approach: application to the buck and cuk converters, *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, Kuala Lumpur, pp. 468-473, doi: 10.1109/PEDS.2005.1619732, (2005).
- [16] **Mao Y. J., Lam C. S., Sin S. W., Wong M. C., Martins R. P.**, Review and Selection Strategy for High-Accuracy Modeling of PWM Converters in DCM, *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2018, Article ID 3901693, 16 pages, doi: 10.1155/2018/3901693, (2018).
- [17] **Ghadimi A. A., Daryani A. M., Rastegar H.**, Detailed modeling and analysis of a full-bridge PWM DC-DC converter, (2006).
- [18] **Sel A.**, SEPIC dönüştürücünün ayırık zamanlı çıkış geri beslemeli dinamik kayan kipli kontrolcü ile kontrolü, *M.Sc. Thesis*, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara, Turkey, (2019).

- [19] **Garbarino M., Morales R., Rohten J., Esparza V., Rubio E., Melin P., Guzman J.**, PID control strategies comparison with gain schedule and states feedback in a buck-boost converter, *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, Concepcion, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609739, (2018).
- [20] **Kurokawa F., Murata K., Yoshida R., Shibata Y., Yamashita K., Tanaka T., Hirose K.**, A novel P-I-D digital control FPGA for a switching power supply in HVDC system, *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aalborg, pp. 513-518, doi: 10.1109/PEDG.2012.6254051, (2012).
- [21] **Abdullah M. A., Tan C. W., Yatim A. H. M.**, A simulation comparison of PI and Linear Quadratic Regulator controllers in DC-DC converter, *2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, Johor Bahru, pp. 37-41, doi: 10.1109/CENCON.2015.7409510, (2015).
- [22] **Moreira C. O., Silva F. A., Pinto S. F., Santos M. B.**, Digital LQR control with Kalman Estimator for DC-DC buck converter, *2011 IEEE EUROCON - International Conference on Computer as a Tool*, Lisbon, pp. 1-4, doi: 10.1109/EUROCON.2011.5929326, (2011).
- [23] **Sel A., Güneş U., Elbir Ö., Kasnakoglu C.**, Comparative analysis of performance of the SEPIC converter using LQR and PID controllers, *2017 21st International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 839-844, doi: 10.1109/ICSTCC.2017.8107141, Sinaia, Romania, (2017).
- [24] **Shams-Ansari A. H., Farzad R., Ghadimi A. A., Abolmasoumi A. H.**, Implementation of sliding mode control in a full bridge (DC-DC) converter, *Indian Journal of Science and Technology*, 5. 2665-2672, 10.17485/ijst/2012/v5i5.1, (2012).
- [25] **Guldemir H.**, Study of sliding mode control of DC-DC buck converter, *Energy and Power Engineering*, 03. 10.4236/epe.2011.34051, (2011).
- [26] **Gunes U., Sel A., Kasnakoglu C.**, Stabilizer autopilot design for fixed wing UAV using ODSMC, *2018 22nd International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 740-746, doi: 10.1109/ICSTCC.2018.8540682, Sinaia, Romania, (2018).
- [27] **Sel A., Gunes U., Kasnakoglu C.**, Output feedback discrete SMC design for quadratic buck DC-DC converter, *2018 22nd International Conference on System*

- Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 728-733, doi: 10.1109/ICSTCC.2018.8540665, Sinaia, Romania, (2018).
- [28] **Mohandoss K., Sivachidambaranathan V.**, Comparison of different control techniques for interleaved DC-DC converter, *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 9. 641, 10.11591/ijped.v9.i2.pp641-647, (2018).
- [29] **Madhavi S. J., Das G. T. R.**, A robust H-infinity controller for an isolated boost converter used in fuel cell application, *Journal of Electrical Systems*, vol. 15 issue 2, p197-212. 16p, (2019).
- [30] **Mallik D. I.**, Design of isolated DC-DC and DC-DC-AC converters with reduced number of power switches, *M.Sc. Thesis*, Purdue University, Indianapolis, Indiana, (2017).
- [31] **He Z.**, High step up dc-dc converter topology for PV systems and electric vehicles, *Ph.D. Thesis*, Aston University, Birmingham, England, (2017).
- [32] **Hou N., Li Y. W.**, Overview and comparison of modulation and control strategies for a nonresonant single-phase dual-active-bridge DC-DC converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 3148-3172, doi: 10.1109/TPEL.2019.2927930, (2020).
- [33] **Xia P., Shi H., Wen H., Bu Q., Hu Y., Yang Y.**, Robust LMI-LQR control for dual-active-bridge DC-DC converters with high parameter uncertainties, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 1, pp. 131-145, doi: 10.1109/TTE.2020.2975313, (2020).
- [34] **Abdelmalek A., Dali A., Bakdi A., Bettayeb M.**, Design and experimental implementation of a new robust observer-based nonlinear controller for DC-DC buck converters, *Energy*, vol. 213, ISSN 0360-5442, (2020).
- [35] **Zhang X., Min R., Lyu D., Zhang D., Wang Y., Gu Y.**, Current tracking delay effect minimization for digital peak current mode control of DC-DC boost converter, *Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 12384-12395, doi: 10.1109/TPEL.2019.2905864, (2019).
- [36] **Sudhan Rao R. M., Asad M., Singha A. K.**, Analysis and design of a digital average current-mode controlled buck converter, *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1-4, doi: 10.1109/PEDES49360.2020.9379636, Jaipur, India, (2020).

- [37] **Zhaksylvk A.**, Implementation of a phase shifted full bridge DC-DC ZVS converter with peak current mode control, *M.Sc. Thesis*, Universidad de Oviedo, Asturias, Spain, (2019).
- [38] **Li K., Yang Y., Tan S., Hui R. S.**, Sliding-mode-based direct power control of dual-active-bridge DC-DC converters, *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 188-192, doi: 10.1109/APEC.2019.8721849, Anaheim, CA, USA, (2019).
- [39] **Andersson C.**, Design of a 2.5kW DC/DC fullbridge converter, *M.Sc. Thesis*, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, (2011).
- [40] **Beibei R., Dan W., Chengxiong M., Jun Q., Jiangang Z.**, Analysis of full bridge DC-DC converter in power system, *2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*, pp. 1242-1245, Weihai, China, (2011).
- [41] **Erickson R. W., Dragan M.**, Fundamentals of Power Electronics, 2ed, (2001).
- [42] **Yılmaz C. Ö.**, 300A Evirici Tip Kaynak Makinesi için Akım Modlu Denetleyici Tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, Gazi Üniversitesi, Ankara, (2019).
- [43] **Di Capua G., Shirsavar S. A., Hallworth M. A., Femia N.**, An enhanced model for small-signal analysis of the phase-shifted full-bridge converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1567-1576, (2015).
- [44] **Suryanarayana K., Prabhu L. V., Anantha S., Vishwas K.**, Analysis and modeling of digital peak current mode control, *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1-6, Bengaluru, India, (2012).
- [45] **Mammano R.**, Switching power supply topology: Voltage mode vs. current mode, *Unitrode Design Note DN-62.*, TX: Texas Instruments Incorporated, Dallas, (1994).
- [46] **Sarif M. S. M., Pei T. X., Annuar A. Z.**, Modeling, design and control of bidirectional DC-DC converter using state-space average model, *2018 IEEE Symposium on Computer Applications & Industrial Electronics (ISCAIE)*, pp. 416-421, Penang, Malaysia, (2018).
- [47] **Dixon L.**, Average current mode control of switching power supplies, *Proc. Unitrode Power Supply Design Sem.*, (1990).
- [48] **Al-Baidhani H., Kazimierczuk M. K., Reatti A.**, Nonlinear modeling and voltage-mode control of DC-DC boost converter for CCM, *2018 IEEE*

*International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1-5, Florence, Italy, (2018).

- [49] **Wang S. S., Shi Z. H., Ruan J. H.**, Small-signal modeling of phase-shift full-bridge converter with peak current mode control, *2020 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*, pp. 1-2, Tianjin, China, (2020).
- [50] **Grote T., Schafmeister F., Figge H., Frohleke N., Ide P., Bocker J.**, Adaptive digital slope compensation for peak current mode control, *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3523-3529, San Jose, CA, USA, (2009).
- [51] **Yanming L., Xinquan L., Fuji C., Bing Y., Xinzhong J.**, An adaptive slope compensation circuit for buck DC-DC converter, *2007 7th International Conference on ASIC*, pp. 608-611, Guilin, China, (2007).
- [52] **Chen S. Y.**, Small-signal model for a flyback converter with peak current mode control, *IET Power Electronics*, pp. 805-810, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0326, (2013).

## ÖZGEÇMİŞ

**Ad-Soyad** : Alihan Cemal ÇALIŞKAN

**Uyruğu** : T.C.

### ÖĞRENİM DURUMU:

**Lisans** : 2015, Gazi Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

### MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Yıl	Yer	Görev
2016-2019	Linkas Teknoloji A.Ş.	Ar-ge Mühendisi
2019	Artron Tasarım	Tasarım Mühendisi

**YABANCI DİL: İngilizce**

### TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- Çalışkan A. C., Kocaağa E., Kasnakoğlu C., Average and Peak Current Mode Control Comparison for Full-Bridge Converter, *8<sup>th</sup> International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE)*, Antalya, (2021).