



**DİJİTAL KONTROLLÜ GÜÇ FAKTÖRÜ
DÜZELTMELİ YÜKSELTEN TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜ
TASARIMI**

Enis KRANDA

**2022
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**Tez Danışmanı
Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ**

**DİJİTAL KONTROLLÜ GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTMELİ YÜKSELTEN
TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI**

Enis KRANDA

**T.C.
Karabük Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Yüksek Lisans Tezi
Olarak Hazırlanmıştır**

**Tez Danışmanı
Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ**

**KARABÜK
Haziran 2022**

Enis KRANDA tarafından hazırlanan “DİJİTAL KONTROLLÜ GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTMELİ YÜKSELTEN TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI” başlıklı bu tezin Yüksek Lisans Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ

.....

Tez Danışmanı, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından Oy Birliği ile Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir. 24/06/2022

Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

Başkan : Doç. Dr. Adem DALCALI (BANÜ)

.....

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ (KBÜ)

.....

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Ozan GÜLBUDAK (KBÜ)

.....

KBÜ Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Yüksek Lisans derecesini onaylamıştır.

Prof. Dr. Hasan SOLMAZ

.....

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Müdürü

“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”

Enis KRANDA

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DİJİTAL KONTROLLÜ GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTMELİ YÜKSELTEN TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

Enis KRANDA

Karabük Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ

Haziran 2022, 116 sayfa

Bu çalışmada, tek fazlı şebeke girişinden beslenen, 500 W çıkış gücüne sahip ve 400 V DC çıkış gerilimi üreten güç faktörü düzeltmeli geleneksel yükselten tip doğrultucu topolojisinin analizi ve tasarımı yapılmıştır. Dönüştürücünün kontrolünde birinci olarak ortalama akım mod kontrol kullanılmıştır. Dış ve iç olmak üzere çıkış gerilimini ve şebeke akımını regüle eden iki kontrolöre ihtiyaç duyan bu metot için kontrolör tasarım adımları detaylı olarak anlatılmıştır. Tasarımı görece olarak zor iç içe iki çevrimli bu kontrolörün yerine iç çevrimdeki akım kompanzatörünü elimine ederek uygulama kolaylığı sunan model öngörülü kontrol tekniğinin kullanımı bu tezde önerilmiştir. Önerilen model öngörülü kontrol tekniği yükselten tip dönüştürücünün aktif anahtarının görev periyodunu model tabanlı bir şekilde hesaplayan modüleli yapıda bir yaklaşıma sahiptir. Hem ortalama akım mod kontrol hem de modüleli model öngörülü kontrol teknikleri dijital olarak uygulanmıştır. Her iki metot için hem benzetim ortamında sonuçlar hem de üretilen prototip üzerinde deneysel sonuçlar elde

edilmiştir. Elde edilen sonuçlar her iki kontrol tekniği ile güç faktörü düzeltme işleminin ve düşük toplam harmonik bozulmaya sahip şebeke akımı elde etmede etkin olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

Anahtar Sözcükler : Batarya şarj sistemi, güç faktörü düzeltme, dijital kontrol, model öngörülü kontrol, ortalama akım mod kontrol, geleneksel yükselten dönüştürücü.

Bilim Kodu : 90522

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

DIGITALLY CONTROLLED POWER FACTOR CORRECTED BOOST TYPE CONVERTER DESIGN

Enis KRANDA

**Karabük University
Institute of Graduate Programs
Department of Electrical Electronics Engineering**

Thesis Advisor:

Assist. Prof. Dr. Mustafa GÖKDAĞ

June 2022, 116 pages

In this study, the analysis and design of a conventional boost rectifier topology with power factor correction has been performed, which is fed from a single-phase mains input. The design has 500 W output power and produces 400 V DC output voltage. Average current mode control method is used as a primary technique for the control of the converter and controller design steps are explained in detail for this method. According to this method, two controllers, known as external part and internal part, regulate the output voltage and grid current. The design of this nested two-loop controller is relatively difficult. Instead of this, the use of model predictive control technique is proposed in this thesis which provides convenience of application by eliminating the current compensator in the internal loop. The proposed model predictive control technique has a modular approach that calculates the duty period of the active switch of the boost converter in a model-based manner. Both average current mode control and modulated model predictive control techniques was applied

digitally. For both methods, both the results in the simulation environment and the experimental results on the produced prototype were obtained. The results show that both control techniques are effective for power factor correction applications and can provide grid current with a low total harmonic distortion.

Key Word : Battery charging system, power factor correction, digital control, model predictive control, average current mode control, conventional boost converter.

Science Code : 90522

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının planlanmasında, araőtırılmasında, yürütülmesinde ve oluşumunda ilgi ve desteğini esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, yönlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalıőmamı bilimsel temeller ışığında őekillendiren sayın hocam Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ'a teşekkürlerimi sunarım.

Sevgili aileme maddi ve manevi hiçbir yardımı esirgemedен yanımda oldukları için tüm kalbimle teşekkür ederim.

İndüktör tasarımının yapılmasında katkıları olan Marangoz Recep KRANDA'ya teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL.....	ii
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xvii
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ	1
1.1. TOPOLOJİK YENİLİKLER.....	3
1.2. GÜÇ FAKTÖRÜ İÇİN ÖNERİLEN KONTROL TEKNİKLERİ.....	13
BÖLÜM 2	20
GÜÇ FAKTÖRÜ VE GÜÇ FAKTÖRÜNÜ DÜZELTME	20
2.1. FARKLI TİPTE YÜKLER İÇİN GÜÇ FAKTÖRLERİ.....	21
2.1.1. Omik Yükler	21
2.1.2. Omik-Kapasitif ve Omik-Endüktif Yükler.....	21
2.1.3. Sadece Kapasitif ve Endüktif Yükler	22
2.2. FİLTRELEME KAPASİTÖRLÜ ELEKTRİK DEVRELERİNİN GÜÇ FAKTÖRÜNDEKİ AZALMANIN NEDENLERİ	22
2.3. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİ	23
2.3.1. Pasif Yöntem ile Güç Faktörünü Düzeltme.....	24
2.3.2. Kısmi Anahtarlama ile Güç Faktörünü Düzeltme	25
2.3.3. Aktif Yöntem ile Güç Faktörünü Düzeltme	26
2.3.3.1. Köprüsüz Yükselten Dönüştürücülü GFD Doğrultucu.....	28
2.3.3.2. Yarı Köprüsüz Yükselten Dönüştürücülü GFD Doğrultucu.....	29

2.3.3.3. Sıralı Paralel Yapılı Yükselten Dönüştürücülü GFD Doğrultucu ..	30
2.3.3.4. Köprüsüz İki Hücreli Sıralı Paralel Yükselten Dönüştürücülü GFD Doğrultucu	31
2.4. ANAHTARLAMA İLETİM MODLARI	32
2.4.1. SİM	33
2.4.2. CRM	33
2.4.3. KİM	34
BÖLÜM 3	36
TAM KÖPRÜ GFD YÜKSELTEN TİP DOĞRULTUCU TASARIMI.....	36
3.1. YÜKSELTEN DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİ ve STATİK ANALİZİ.....	36
3.2. TAM KÖPRÜ GFD YÜKSELTEN TİP DOĞRULTUCU	44
3.2.1. Devrenin Çalışma Modları	45
3.3. DEVRE ELEMAN VE PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ.....	46
3.3.1. İndüktör Tasarımı	47
3.3.2. Köprü Doğrultucu Seçimi.....	48
3.3.3. SiC Mosfet Seçimi.....	49
3.3.4. Yükselten Tip Dönüştürücü için SiC Schottky Diyot Seçimi	50
3.3.5. Çıkış Kondansatörü Seçimi	51
3.4. ELEKTRONİK KART TASARIMI	52
3.4.1. Güç Kaynağı Devre Şematiği	54
3.4.2. Kapı Sürücü Devre Mantığı.....	54
3.4.3. Sensör Devre Şematiği	54
3.4.4. Güç Devre Şematiği.....	56
BÖLÜM 4	57
GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME İÇİN KONTROL TEKNİKLERİ.....	57
4.1. TEPE AKIM MOD KONTROL TEKNİĞİ	57
4.2. HİSTEREZİS KONTROL TEKNİĞİ	58
4.3. SINIR AKIM MODLU KONTROL TEKNİĞİ.....	59
4.4. TEK DÖNGÜ KONTROL TEKNİĞİ	61

	<u>Sayfa</u>
4.5. KENDİNDEN KONTROL TEKNİĞİ	62
4.6. OAM KONTROL TEKNİĞİ	63
4.7. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL TEKNİĞİ	65
4.7.1. Sistem Modelleme	66
4.7.2. Geleneksel Model Öngörülü Kontrol	67
4.7.3. Önerilen Modüleli Model Öngörülü Kontrol	69
BÖLÜM 5	71
YÜKSELTEN DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ GFD DOĞRULTUCU BENZETİM	
ÇALIŞMALARI	71
5.1. BENZETİM ÇALIŞMASI	71
5.1.1. OAM Kontrollü Dc-Dc Yükselten Dönüştürücü Tasarımı.....	71
5.1.1.1. İç Çevrim: Akım Kontrol Çevriminin Tasarımı	74
5.1.1.2. Dış Çevrim: Akım Kontrol Çevriminin Etrafında Gerilim Kontrol	
Çevriminin Tasarımı	78
5.1.2. OAM Kontrollü Yükselten Dönüştürücülük GFD Doğrultucu Tasarımı. 84	
5.1.3. Dijital OAM Kontrollü Yükselten Dönüştürücülük GFD Doğrultucu	
Tasarımı.....	88
5.1.3.1. Sürekli Zaman Kompanzatorlerinin Ayrıklaştırılması.....	91
BÖLÜM 6	98
DENEYSEL SONUÇLAR VE TARTIŞMA.....	98
6.1. DENEYSEL KURULUM	98
6.1.1. Modüleli MÖK için Sonuçlar	99
6.1.2. OAM Kontrol için Sonuçlar	103
BÖLÜM 7	107
SONUÇLAR	107
KAYNAKLAR	109
ÖZGEÇMİŞ	116

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1.	Saf omik yük durumunda kaynak gerilimi ve yük akımı.....	21
Şekil 2.2.	Kapasitif yük durumunda kaynak gerilimi ve yük akımı.....	22
Şekil 2.3.	Filtreleme kapasitörüne sahip güç kaynağı devresi örneği.	23
Şekil 2.4.	Pasif GFD devresi örneği.....	24
Şekil 2.5.	Pasif GFD için giriş akımı dalga şekli örneği.....	25
Şekil 2.6.	Kısmi anahtarlama GFD devresi.....	26
Şekil 2.7.	Kısmi anahtarlama GFD devresinin akım dalga şekli.	26
Şekil 2.8.	Temel aktif GFD devresi ve akım yolları.	27
Şekil 2.9.	SİM için dalga şekilleri.....	28
Şekil 2.10.	Köprüsüz GFD yükselten dönüştürücü.....	29
Şekil 2.11.	Yarı köprüsüz yükselten yapılı GFD topolojisi.	30
Şekil 2.12.	Sıralı paralel yapılı yükselten dönüştürücülü GFD topoloji.	31
Şekil 2.13.	İki hücreli sıralı paralel köprüsüz GFD topoloji.	32
Şekil 2.14.	SİM’de çalışan GFD devresinin giriş dalga şekilleri.....	33
Şekil 2.15.	CRM’de çalışan GFD devresinin giriş dalga şekilleri.	34
Şekil 2.16.	KİM’de çalışan GFD devresinin giriş dalga şekilleri.	35
Şekil 3.1.	Yükselten dönüştürücü: a) ideal anahtarlı, b) mosfet ve diyot kullanarak pratik uygulaması.....	37
Şekil 3.2.	Yükselten dönüştürücü devresi, a) anahtar 1 konumundayken, b) anahtar 2 konumundayken.....	37
Şekil 3.3.	Yükselten dönüştürücü indüktör gerilimi ve kapasitör akımı dalga şekilleri.....	39
Şekil 3.4.	Yükselten dönüştürücünün DC dönüşüm oranının görev periyodu ile değişimi.....	40
Şekil 3.5.	Yükselten dönüştürücünün D ’ye bağlı olarak indüktör akımının DC bileşeninin I değişimi.....	41
Şekil 3.6.	Yükselten dönüştürücü indüktör akımı dalga şekli: $iL(t)$	42
Şekil 3.7.	Yükselten dönüştürücü çıkış gerilim dalga şekli: $Vç(t)$	43
Şekil 3.8.	Geleneksel yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu topolojisi.	44
Şekil 3.9.	Mosfet iletimdeyken GFD yükselten dönüştürücü akım yolları.....	46
Şekil 3.10.	Mosfet kesimdeyken GFD yükselten dönüştürücü akım yolları.	46

Şekil 3.11. GFD Yükselten dönüştürücünün güç bölüm şeması.....	47
Şekil 3.12. Devre kartı üzerinde GFD indüktörü.	48
Şekil 3.13. Baskı devrenin: a) üst katman görünüşü, b) alt katman görünüşü, c) toprak yüzey pasifkenti görüntüsü, d) toprak yüzeyi aktifkenti görüntüsü.	53
Şekil 3.14. Elektronik kartın nihai görüntüsü.	53
Şekil 3.15. TPS54560 Tümlşik entegre ile güç kaynağı devresi.....	54
Şekil 3.16. Çıkış gerilim algılama sensörü devresi.	55
Şekil 3.17. İndüktör akım algılama sensör devresi.	55
Şekil 3.18. İşlemsel yükselteç gerilim izleyici devresi.	56
Şekil 3.19. Güç bölümü şeması.....	56
Şekil 4.1. Tepe akım kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.	58
Şekil 4.2. Histerezis kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.	59
Şekil 4.3. Sınır akım modlu kontrol tekniği kullanan yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.	60
Şekil 4.4. Tek döngü kontrol tekniği kullanan yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.	61
Şekil 4.5. Kendinden-kontrol tekniği kullanan yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.	62
Şekil 4.6. OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.	64
Şekil 4.7. MÖK gösterimi [79].	65
Şekil 4.8. Geleneksel değişken frekanslı MÖK GFD doğrultucu.....	68
Şekil 4.9. Modüleli MÖK teknikli yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.....	70
Şekil 5.1. OAM kontrollü DC – DC yükselten dönüştürücü.	72
Şekil 5.2. Şekil 5.1’de gösterildiği gibi, OAM kontrollü dönüştürücüyü bir dış gerilim kontrol çevrimiyle modelleyen blok diyagram.	72
Şekil 5.3. OAM kontrollü dönüştürücü etrafındaki dış gerilim kontrol çevrimini modelleyen blok diyagram.....	73
Şekil 5.4. Şekil 5.1’de ki OAM kontrollü yükselten dönüştürücünün küçük sinyal modeli.	73
Şekil 5.5. Kompanze edilmemiş akım çevrim kazancı; $Tiu(s)$ ’in frekans cevabı. .	75
Şekil 5.6. Akım çevrim kompanzatörü; $Gci(s)$ ’in genlik ve faz cevabı.....	77
Şekil 5.7. PI kompanzatör ile kompanze edilmiş akım çevrim fonksiyonu genlik ve faz cevabı; $Tis = Rf \times 1Vm \times Gcis \times Gids$	78
Şekil 5.8. Kompanze edilmemiş akım çevriminin etrafında gerilim kontrol çevrimi; $Tvus$	80

Şekil 5.9. Kompanze edilmiş gerilim kontrol çevrimi; TV_s	81
Şekil 5.10. Tasarımı yapılan OAM kontrollü DC - DC yükselten dönüştürücünün Simulink modeli.....	82
Şekil 5.11. Yük değişim anında çıkış gerilimi ve yük akımı dalga şekilleri.....	83
Şekil 5.12. İndüktör akımı ve dış kompanzatörün ürettiği referans indüktör genliği dalga şekilleri.....	83
Şekil 5.13. Tasarımı yapılan OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun Simulink modeli.	85
Şekil 5.14. Çıkış gerilim regülasyonu için hat frekansının iki katı frekansında düşük kazançlı PI kompanzatörün frekans cevabı.	85
Şekil 5.15. a) OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun çıkış gerilim dalga şekli, b) OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun yük akım dalga şekli, c) OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun giriş şebeke akımı ve gerilim dalga şekilleri.....	86
Şekil 5.16. OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun şebeke akımı için FFT analizi.....	87
Şekil 5.17. OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun dinamik cevabı.....	87
Şekil 5.18. Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.....	90
Şekil 5.19. Tasarımı yapılan dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun Simulink modeli.	90
Şekil 5.20. Sürekli zaman analog PI [$G_{cv}(s)$] kompanzatörünü, bilinear eşleme sayesinde ayrık zaman dijital PI [$G_{cvd}(z)$] gerilim kompanzatörüne eşleme.	92
Şekil 5.21. Sürekli zaman analog akım çevrim kazancı $Ti(s)$ 'i bilinear eşleme sayesinde ayrık zaman dijital akım çevrim kazancı $Tid(z)$ 'e eşleme...	93
Şekil 5.22. a) Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun çıkış gerilim dalga şekli, b) Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun yük akım dalga şekli, c) Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun giriş şebeke gerilimi ve akım dalga şekilleri.....	95
Şekil 5.23. Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun şebeke akımı için FFT sonucu.	96
Şekil 5.24. Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun dinamik cevabı.....	96
Şekil 6.1. Deneysel düzenek.	99
Şekil 6.2. Şebeke tarafı ve dönüştürücü çıkış tarafı için deneysel sonuçlar (a) $RL = 120 \Omega$ durumunda, (b) $RL = 60 \Omega$ durumunda.	100

- Şekil 6.3. GFD Doğrultucu'nun dinamik cevabı; (a) Hafif yükten ağır yüke geçiş
 $RL = 120 \Omega \rightarrow 60 \Omega$, (b) geçiş anının yakınlaştırılmış hali. 101
- Şekil 6.4. GFD Doğrultucu'nun dinamik cevabı; (a) Ağır yükten hafif yüke geçiş
 $(RL = 60 \Omega \rightarrow 120 \Omega)$, (b) geçiş anının yakınlaştırılmış hali. 102
- Şekil 6.5. Şebeke tarafı ve dönüştürücü çıkış tarafı için deneysel sonuçları (a)
 $RL = 260 \Omega$, (b) $RL = 200 \Omega$ durumunda. 104
- Şekil 6.6. OAM kontrollü GFD doğrultucu dinamik cevabı: (a) ağır yükten hafif
yüke geçiş, (b) hafif yükten ağır yüke geçiş. 105

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1. Güç bölümün özellikleri.	47
Çizelge 3.2. Çeşitli SiC Mosfetlerin kıyaslaması.....	50
Çizelge 5.1. OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu simulink başlangıç parametreleri.	84
Çizelge 5.2. OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu simülasyon sonuçları.....	88
Çizelge 5.3. Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu simülasyon sonuçları.....	97
Çizelge 6.1. Modüleli MÖK için sürekli halde akım gerilim değerleri.	100
Çizelge 6.2. Modüleli MÖK için dinamik geçiş öncesi ve sonrası için sürekli hal değerleri.	103
Çizelge 6.3. OAM için sürekli halde akım gerilim değerleri.....	105
Çizelge 6.4. OAM kontrollü GFD doğrultucunun dinamik geçiş öncesi ve sonrası için sürekli hal değerleri.	106

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

SiC	: silisyum karbür
Si	: silisyum
D	: görev oranı
P	: aktif güç
S	: görünür güç
Q _B	: mosfet
L	: indüktör değeri
I _L	: ortalama dc giriş indüktör akımı
C ₀	: kapasitör değeri
R _L	: yük direnci
D _B	: yükseltme diyodu
V _{in,rms}	: şebeke gerilimi
V _g	: dc giriş gerilimi
V _ç	: çıkış gerilimi
V _{ref}	: referans çıkış gerilimi
P _ç	: çıkış gücü
T _s	: anahtarlama periyodu
f _s	: anahtarlama frekansı
f _{şebeke}	: şebeke frekansı
f _{ci}	: akım çevriminin geçiş frekansı
f _{cv}	: gerilim çevriminin geçiş frekansı
f _z	: sıfır frekansı
f _p	: kutup frekansı
G _{ci} (s)	: akım kompanzatörü
G _{cv} (s)	: gerilim kompanzatörü
H	: sensör kazancı

KISALTMALAR

GFD	: Güç Faktörü Düzeltme
EMG	: Elektromanyetik Girişim
GF	: Güç Faktörü
THB	: Toplam Harmonik Bozulma
RMS	: Root Mean Square (Karelerinin Ortalamasının Karekökü)
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
IC	: Integrated Circuit (Tümleşik Devre)
PI	: Proportional Integral (Oransal İntegral)
SİM	: Sürekli İletim Modu
KİM	: Kesintili İletim Modu
DSP	: Digital Signal Processor (Dijital Sinyal İşlemci)
PCB	: Printed Circuit Board (Baskılı Devre Kartı)
AC	: Alternating Current (Alternatif Akım)
CRM	: Critical Conduction Mode (Kritik İletim Modu)
MÖK	: Model Öngörülü Kontrol
OAM	: Ortalama Akım Mod
MOSFET	: Metal Oksit Yarı İletken Alan etkili Transistör

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Artan Enerji talebi ile çevre sorunları her geçen gün ortaya çıkmakta ve bu nedenle enerjinin daha verimli kullanılmasının önemi artmaktadır. Ekonomi ve çevre üzerindeki etkileri göz önünde bulundurulmaksızın, her türlü enerji ve sistemin kullanımını ekolojik dengeyi bozar ve küresel ısınmaya neden olur [1].

Fosil kökenli yakıtların yüksek miktarda tüketimi uzun dönemde iki açıdan insanlık için tehdit oluşturacağı öngörülmektedir. İlk tehdit, sınırlı rezervlere sahip olan petrol ve doğal gaz gibi yakıtların azalması, ikinci tehdit ise fosil kökenli yakıtların yakılması sonucu ortaya çıkan zararlı gazlarının çevre üzerine etkileridir. Fosil kaynaklı yakıtların gittikçe tükeniyor olması enerji tüketiminin yanı sıra araç yakıtı konusunda da bir tedirginlik oluşturmaktadır [2].

Günümüzde yaygın olan içten yanmalı motorlu araçlara göre daha eski bir tarihsel geçmişi olan elektrikli araçlar, uzun şarj süreleri nedeniyle o tarihlerde gelişme gösterememiş ve üzerinde yoğun çalışmalar yapılmamıştır [3].

Son yıllarda elektrik makinaları, bataryalar ve güç elektroniği teknolojilerindeki gelişmelere bağlı olarak elektrikli araç teknolojisinde ilerlemeler sağlanmıştır [4].

Elektrikli araçlarda kullanılan bataryaların yüksek güç yoğunluğuna, yüksek enerji yoğunluğuna sahip olmasının yanı sıra hızlı şarj edilebilmesi ve uzun ömre sahip olması istenir. Elektrikli araçların menzilleri batarya kapasiteleri ile doğrudan ilişkilidir. Dolayısıyla daha yüksek enerji kapasiteli bataryalara olan ihtiyaç giderek artmaktadır [2].

Batarya şarj sistemlerinde kullanılan güç elektroniği topolojilerinin tasarlanmasında daha az devre elemanı kullanarak devre hacminin küçültülmesi ve devre elemanlarının neden olduğu güç kayıplarını mümkün mertebede azaltarak yüksek verime ulaşmak temel hedeftir. Tek faz şebekeden beslenen batarya şarj devrelerinde güç faktörünün 1'e çok yakın olması, şebekeden çekilen akımın sinüs dalgasına benzemesi ve toplam harmonik bozulmanın uluslararası standartlar içinde olması istenir. Sadece diyot ve kapasitörlü devreler çıkış gerilim salınımlarını azaltsada, şebekeden çekilen akımın şeklini bozmaktadır. Güç faktörünü düzeltmek için literatürde pasif ve aktif yöntemler mevcuttur. Güç elektroniği topolojileri aktif yöntemler olup verimi yüksek devrelerdir. Aktif yöntem ile güç faktörünü düzelten çeşitli yükselten tip dönüştürücüye sahip güç faktörü düzeltme (GFD) doğrultucu topolojiler literatürde önerilmiştir. Ancak bu topolojiler ayrı elemanlar içerdiğinden güç faktörünü düşürüp harmonikler üretirler. Bunun için literatürde güç faktörü düzeltme için çeşitli kontrol teknikleri geliştirilmiştir. Bu kontrol teknikleri sayesinde hem güç faktörünü 1'e çok yakın hem de toplam harmonik bozulmayı azaltma kabiliyetine sahiptirler [5].

Bu tez çalışmasının elektrikli araçlara olan talep artışı nedeniyle batarya şarj sistemlerine olan ihtiyacı karşılamaktır. İstenen bu özellikleri esas tutarak tek fazlı şebekeden beslenen batarya şarj sistemlerinde ön kat olarak kullanılabilen yükselten tip doğrultucu bu çalışmada araştırılmıştır. Güç faktörü düzeltme için aktif yöntem topolojilerinden geleneksel yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu devresi tasarlanmış olup ortalama akım mod (OAM) kontrol tekniği ve model öngörülmesi kontrol teknikleri esas alınarak simülasyon çalışmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Sistemin deneysel çalışmaları için prototip bir GFD doğrultucu devresi üretilmiş ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

Bu tezin ikinci bölümünde güç faktörü hakkında temel bilgiler, düşük güç faktörüne sahip devre tipleri, güç faktörü düzeltme yöntemleri ve bunu yapan devrelerin farklı anahtarlama durumları için iletim modlarından bahsedilmiştir. Üçüncü bölümde geleneksel yükselten tip dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun analizi, devre elemanların seçimi ve ilgili devre tasarımları sunulmuştur. Dördüncü bölümde, literatürde yaygın olan güç faktörü düzeltme için kontrol teknikleri ele alınmıştır.

Beşinci bölümde benzetim çalışmaları, altıncı bölümde deneysel sonuçlar sunulmuştur. Son olarak yedinci bölümde genel sonuç çıkarımı yapılmıştır.

1.1. TOPOLOJİK YENİLİKLER

Bekir ve diğerleri, GFD yükseltici dönüştürücü için sistemin güç yoğunluğunu ve verimini arttırarak 1150 W çıkış gücüne sahip GFD çalışması yapmışlardır. SiC diyot kullanılması ve sistemin optimize edilmesi verimliliğin ve güç yoğunluğunun artmasına katkıda bulunduğundan, elektromagnetik girişim (EMG) filtreleri ve soğutucu boyutu gereksinimi azaltılarak sistem maliyeti düşürülmüştür. En verimli GFD yükseltici dönüştürücü tasarımı, kullanılan her bir bileşen için detaylı tasarım, kayıp ve maliyet analizi yapılarak en düşük maliyetle gerçekleştirilmiştir. 400 V çıkış gerilim ile tam yükte %95,5 sistem verimliliğine sahiptir. Simülasyon sonuçları ile deneysel sonuçlar karşılaştırılarak model doğrulaması yapılmıştır [1].

Naim ve diğerleri, yaptıkları çalışmada batarya şarjında yaygın olarak kullanılan iki tip dönüştürücü olan geleneksel yükseltici ve paralel yapılı yükseltici dönüştürücülerin güç faktörü düzeltme simülasyonlarını yapmış ve bu iki dönüştürücü giriş akım dalgalanması, çıkış gerilim dalgalanması, güç faktörü (GF), toplam harmonik bozulma (THB), maliyet ve verim açısından simülasyon sonuçlarını kıyaslamışlardır. Simülasyon çalışması 4 kW ve 40 kHz prototip için gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre paralel yapılı GFD dönüştürücü geleneksel dönüştürücüye göre oldukça verimli ve uygun sonuçlar vermiştir [2].

Fakhralden ve diğerleri, yaptıkları çalışmada sabit anahtarlama frekansına sahip yüksek güç faktörlü dönüştürücü için basit ve doğru bir küçük sinyal modeli geliştirip doğrulamışlardır. Model, anahtarlama frekansının yarısının altındaki tüm frekanslar için geçerlidir. Model, gerilim ve akım çevrimlerinin ve dönüştürücünün giriş ve çıkış empedanslarının tasarımı ve analizinde kullanışlıdır. Model kullanımı OAM kontrollü güç faktörü düzeltme devresinde yapılmıştır. Uygulama için çıkış gücü 300 W, çıkış gerilimi 300 V DC ve 50 kHz anahtarlama frekansında gerçekleştirilmiştir [6].

Erickson, yaptığı çalışmada anahtarlama mod güç kaynakları için bir giriş filtresi sunmuştur. Bu giriş filtresi tek bir direnç kullanılarak genel olarak özetlenmiştir. Bu işlem, birkaç filtre devresinin optimal sönümlenmesini yöneten denklemler türetmek için kullanılır. Farklı Tasarım örnekleri tartışılarak giriş filtesi ile sağlanan harmonik azalmalar başarılmıştır [7].

Rossetto ve diğerleri, yaptıkları çalışmada EN50081 standartları tarafından belirlenen yüksek frekanslı conducted EMG limitleriyle uyumlu, 600 W çıkış gücünde GFD yükselten dönüştürücü geliştirmişlerdir. Devre farklı tasarım seçenekleri göz önünde bulundurularak deneysel olarak test edilmiştir. Bastırma kapı devresi veya anahtarlama frekansının modülasyonu gibi bazı özel hususların conducted gürültünün azaltılmasında önemli rol aldığı EMG ölçümleri ile gösterilmiştir [8].

Infineon şirketinin uygulama notunda anahtarlama mod güç kaynakları için yüksek gerilimli mosfet seçimi için detaylı bilgiler verilmiştir. Bir anahtarlama mod güç kaynağı tasarımını hızlandırmak için mosfeti seçmenin matematiksel yolu gösterilmiştir. Mosfet'in iletim ve anahtarlama güç kayıpları kadar izin verilen maksimum güç tüketimini de değerlendirmek için iterasyon süreci tanıtılmıştır. Sürekli ve süreksiz iletim modlu dönüştürücüler için maksimum tepe darbe akımı hesaplanmıştır [9].

Ranbir ve James, yaptıkları çalışmada silisyum karbür'lerin (SiC) devre verimliliği ve mosfet kasa sıcaklığı üzerindeki etkisinin gerçekleştirilmesi, bir GFD devre tasarımcısı için büyük önem arz ettiğini iddia etmişlerdir. Bir GFD devresindeki silisyum (Si) PiN diyotlarına kıyasla SiC Schottky diyotlarının sunduğu en önemli avantajların daha yüksek devre verimliliği, düşük FET kasa sıcaklığı, indüktörlerin ve kapasitörlerin bastırılması nedeniyle devre bileşenlerinin sayısında önemli bir azalma olduğu gösterilmiştir. Bu avantajlar devre maliyetini düşürmek için etkili bir şekilde kullanılabilir. Belirli bir verimlilik için, devrenin daha yüksek frekanslarda çalışması GFD devresindeki tipik indüktörleri ve kapasitörleri küçültür. Dolayısıyla maliyet azalır. Aynı kasa sıcaklığı için devrede daha küçük ve daha ucuz mosfet ve soğutucular kullanılır. Ortaya çıkan devre çok daha basitleştirilmiş, tasarım hatalarını ve ayrıca

zararlı EMG yayan bileşenleri engeller. Genel olarak, aynı zamanda devre güvenilirliği ile sonuçlanır [10].

Stuart, yaptığı çalışmada GFD yükseltici dönüştürücülerde yüksek gerilimli SiC yarı iletkenlerin kullanılmasından kaynaklanan verimlilik kazanımları, güç çıkışını arttırmak, daha küçük bir tasarım için anahtarlama frekansını arttırmak ve güvenilirliği arttırmak için kullanılması gerektiği delillerle ispatlamıştır. Aynı zamanda SiC Schottky diyotların EMG üzerinde azaltıcı etkisi olduğu gözlemlenmiştir [11].

Jason, Texas Instruments adı altında anahtarlama regülatörler için tasarım yaparken ne kadar giriş ve çıkış kondansatör gerekliliği hakkında çalışma yapmıştır. Seçimi etkileyen birkaç endişe vardır. Tasarım yaparken elektriksel performans gereksinimleri, gerekli kondansatör miktarının belirlenmesinde büyük rol oynar. Sistemin geçici gereksinimleri çok önemlidir. Yük geçici genliği, gerilim sapması ve kondansatör empedansı gibi hususların her biri kondansatör seçimini etkiler. Sonuçta bir güç sisteminde giriş ve çıkış kondansatörleri optimum performans için anahtar unsurdur. Bütün bunların iyi bir mühendislik becerisi gerektirdiğini savunmuştur [12].

Dragan ve Regan, yaptıkları çalışmada anahtarlama periyodu başına tek bir etkin A/D örnekleme anı ile sabit frekanslı sürekli iletim modunda çalışan dijital olarak kontrol edilen darbe genişli modülasyonlu DC-DC dönüştürücüler için küçük sinyal ayrık zamanlı model tanıtmışlardır. Ayrık zamanlı modelleme ve standart z-dönüşüm için iyi bilinen yaklaşımlara dayanan model, örnekleme, modülatör etkilerini ve kontrol döngüsündeki gecikmeleri hesaba katar. Kontrol den çıkışa transfer fonksiyonları için yaklaşık kapalı biçimli ifadeler dahil olmak üzere belirli örnekler, alçaltan ve yükselten dönüştürücüler için verilmiştir. Model Matlab simülasyon programında doğrulanmıştır [13].

Amir ve Aleksandar, [14] yaptıkları çalışmada programlanabilir bir referans gerilimine sahip ve küçük bir çip alanında uygulanabilen yeni bir düşük güçlü ADC mimarisini tanıtmışlardır. ADC dönüşüm süresi ve çıkış gerilimi düzenlemesinin doğruluğu da programlanabilir. Bu özellikler, programlanabilir dijital kontrolörlerin, dijital kontrol

avantajlarının daha iyi kullanılmasına izin verirken, analog sistemlerle karşılaştırılabilir silikon alana ve güç tüketimine sahip olmasını sağlar [14].

Mark ve diğerleri, dijital DGM kontrollü GFD uygulamalarında ortaya çıkan kuantalama gürültüsü hakkında çalışma yapmışlardır. II. Bölümde kuantalama gürültüsü kısaca tanıtlır ve dijital DGM kontrollü senkronize alçaltan DC-DC dönüştürücü ile uygulaması düşünülen $\Sigma\Delta$ modülatörlerini özetler. III. Bölümde boş tonlar $\Sigma\Delta$ modülatör üretimi ele alınır. IV. Bölümde dijital DGM'in doğrusal olmayan gürültü şekillendirme performansı üzerindeki etkileri ele alınmıştır. V. Bölümde bir dizi tasarım kısıtlaması altında elde edilebilecek etkili çözümlük iyileştirmeleri özetlenmiştir. VI. Bölümde ise sonuçlar sunulmuştur [15].

Laszlo Yungtaek ve Milan, yaptıkları çalışmada çift yükseltmeli GFD doğrultucuları olarak da adlandırılan köprüsüz GFD yükseltici doğrultucuların sistematik incelemesini yapmışlardır. Geleneksel GFD yükseltici ile köprüsüz GFD yükseltici doğrultucu arasında kıyaslamalar yapılmıştır. Hem sürekli iletim modu (SİM) hem de kesintili iletim modu (KİM) sınır çalışması için kayıp analizi ve deneysel değerlendirme yapılmıştır. Verimlilik ve güç faktörü açısından köprüsüz GFD doğrultucu geleneksel GFD doğrultucuya göre daha iyi performans göstermiştir. 85 V_{rms} hat geriliminde köprüsüz GFD doğrultucu için %3,5 THB ve 0,999 güç faktörüne sahip olduğu saptanmıştır [16].

Hamiltom ve diğerleri, GFD yükseltici dönüştürücüleri için EMG filtre tasarımında kullanılan indüktör tasarımı hakkında çalışma yapmışlardır. Anahtarlama frekansının artmasıyla indüktörün hacminin azalacağı gösterilmiştir [17].

Klaus ve diğerleri, 300 W çıkış gücü, 400 V çıkış gerilimi ve 230 V_{rms} şebeke gerilimine sahip bir paralel yapılı yükselten GFD uygulaması yapmışlardır. Tasarımda odak noktası yüksek güç yoğunluğu üzerine odaklanılmıştır. Hacim, kayıplar, kapasitif ömrü ve maliyet sorunları göz önünde bulundurularak, 200 kHz anahtarlama frekansında KİM'da çalışan çift paralel yapılı yükseltici GFD çalıştırılmıştır. Deneysel sonuçlar ışığında %96,4'lük bir verim elde edilmiştir. Ayrıca, güç faktörü 1'e çok

yakın olduğu ölçülmüştür. Devrenin elektromanyetik bağışıklığı standart değerler altında uyumludur [18].

Thomas ve diğerleri, minimum hacmi hedefleyen tek fazlı bir paralel yapılı GFD tasarımı yapmışlardır. Farklı çalışma modlarının (SİM, KİM ve sınır iletim modu) tasarımı ve dolayısıyla elde edilen güç yoğunluğunu nasıl etkileyebileceği gösterilmiştir. Ayrıca birkaç yükseltici aşamasının paralellenmesi ile oluşan etki incelenmiştir. Sistemi optimize etmek için anahtarlama frekansı tartışılmıştır. Son olarak elektromanyetik uyumluluk için standartları ele alarak bir giriş filtresi tasarlanmış olup uyumlu olduğu gözlemlenmiştir [19].

Fred ve Yuan, anahtarlama mod güç kaynağı için en uygun giriş filtresinin nasıl seçileceği ve tasarlanacağı hakkında araştırma yapmışlardır [20].

Fariborz ve diğerleri, şarj cihazı boyutunu, şarj süresini ve şebekeden çekilen elektrik miktarını ve maliyetini en aza indirmek için, yüksek verimliliği elde etmek için, hibrit elektrikli araçlar ve elektrikli araçların batarya şarjı için köprüsüz paralel yapılı yükselten GFD topolojisi önermişlerdir. Bu topoloji için, güç kayıplarının ve verimliliğin hesaplanmasını sağlayan bir analitik model geliştirilmiştir. Evrensel alternatif akım (AC) giriş gerilimini 3,4 kW'da 400 V DC'ye çeviren prototip devrenin simülasyon ve deneysel uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Yapılan ölçümlerde 3,4 kW güç seviyesinde yaklaşık %97,5 değerinde bir verim elde edilmiştir [21].

Fariborz ve diğerleri, hibrit elektrikli araçlar için ön uç AC-DC dönüştürücüden oluşan ve köprüsüz paralel yapılı GFD dönüştürücüden oluşan batarya şarj topolojisi önermişlerdir. Evrensel giriş gerilimi 230 V_{rms}'ten beslenen 3,4 kW çıkış gücüne sahip 400 V DC çıkış gerilim veren devre tasarımı yapılmıştır. Simülasyon ve deneysel sonuçlar birbirine yakın gözlemlenmiştir. Anahtarlama frekansı 70 kHz seçilmiş olup %5 'in altında THB başarılmış olup IEC 61000-3-2 harmonik standartın altındadır. Güç faktörü ise 0,99 olarak ölçülmüştür [22].

Onur ve Erkan, elektrikli araç ve hibrit elektrikli araç batarya şarj cihazları gelişimiyle alakalı çalışma yapmışlardır. Batarya şarj kontrol yöntemleri tartışılmıştır. Batarya şarj

cihazlarının yerleşimi hakkında bilgi verilmiştir. Batarya şarj cihazlarından istenen özelliklere değinilmiştir. En son genel batarya şarj tipleri hakkında bilgi verilmiştir [23].

Görkem ve diğerleri, güç geçtikçe popülerliği artan elektrikli araçların bataryaları ve şarj yöntemleri hakkında karşılaştırmalı olarak çalışma yapmışlardır. Şarj edilebilen elektrikli araçların ulaşım sektöründe büyük bir oranına sahip olması halinde, şebekeye yapabilecekleri muhtemel etkilerden bahsedilmiştir. Bu etkileri önlemek için çözümler önerilmiştir. Bu çalışma sayesinde, hem bu konular hakkında farklı kaynaklarda bulunan bilgiler bir kaynaktan toplanmış olup hem de konulardaki bilgi eksikliği giderilmiştir [24].

Dubilier, güç elektroniği topolojilerinde kullanılan kapasitörler hakkında detaylı çalışma yapmıştır [25].

Burak, elektrikli araç batarya şarjı için Li-ion aküleri esas alarak GFD çift yükselten dönüştürücünün simülasyonunu yapmıştır. 100 kHz anahtarlama frekansında ve 3 kW çıkış gücünde çalıştırılarak simülasyonu yapılan devrede, GF 0,999, THB %3,45 ve verim %98,4 olarak ölçülmüştür. Geliştirilen dönüştürücü şebekeden düşük harmonikli sinüzoidal bir akım çektiği için şebekeyi kirletmediği gibi, maksimum verim ile Li-ion aküyü hızlı ve güvenilir bir şekilde şarj edeceğinden, literatürdeki bu açığı kapatacağı düşünülmektedir [26].

Burak, yaptığı çalışmada elektrikli arabalarda kullanılan Li-ion akülerin hızlı ve verimli şarjı için tercih edilebilecek temel yükseltici devrelerin simülasyonlarını yapmış ve karşılaştırma sonuçlarını göstermiştir. Geleneksel, köprüsüz ve dönüşümlü yükseltici devreleri, 3 kW çıkış gücünde ve 100 kHz anahtarlama frekansında çalıştırılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre, geleneksel yükseltici %97,8 verim ile en düşük verim değerine sahipken, %4,88 THB değeri ile iki dönüştürücünün arasında yer almaktadır. Köprüsüz yükseltici %98,2 ile en verimli sistem olmasına karşın, THB değeri olarak EN61000-3-2 harmonik standartlarına göre %5 sınır olan, %5,05 değerini almıştır. Dönüşümlü yükseltici %98 verim değeri ile arada yer almasına karşın, %1,93 THB değeri ile en az harmonikli sistemdir. GF açısından değerlendirildiğinde üç

yükseltici de 0,999 değerine ulaşmıştır. Bu yükseltici topolojileri arasında Li-ion akü şarjına yönelik hızlı ve verimli bir sistem olarak dönüşümlü yükseltici daha iyi performans sergilemiştir [27].

Burak, yaptığı çalışmada elektrikli arabalarda kullanılan Li-ion batarya için iki temel GFD yükselten dönüştürücünün simülasyonunu yaparak sonuçları incelemiştir. Geleneksel ve paralel yapı GFD yükseltici dönüştürücüler, 3 kW çıkış gücü ile 100 kHz anahtarlama frekansında çalıştırılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre geleneksel dönüştürücü %97,8 toplam verime ve %4,88 THB değerine, paralel yapı GFD yükselten dönüştürücü ise %98 toplam verime ve %1,93 THB değerine sahiptir. Her iki dönüştürücü de birim güç faktörüne ulaşmıştır. Sonuç olarak, paralel yapı GFD yükseltici dönüştürücü, Li-ion batarya şarjı için geleneksel GFD yükseltici dönüştürücüden daha iyi performansa sahiptir [28].

Alan ve diğerleri, DC-DC dönüştürücülerde kullanılan kapasitör seçimi hakkında detaylı araştırma yapmışlardır [29].

Jonas ve diğerleri, EMG standartlarını karşılamak için şebekeye bağlı GFD yükseltici dönüştürücü için EMG filtresi tasarlamışlardır. EMG filtresi, indüktör ile birlikte dönüştürücünün ana şebeke tarafındaki yüksek frekanslı gerilim bileşenini zayıflatmalıdır. ayrıca bu çalışmada nominal gücü 1,5 kW, şebeke frekansı 50 Hz, çıkış gerilimi 400 V olan tek fazlı bir GFD doğrultucu üzerinde anahtarlama frekansının etkisi gözlemlenmiştir [30].

Vuttiapon, anahtarlama mod güç kaynakları için EMG filtre tasarımı hakkında detaylı araştırma yapmıştır [31].

Marzouk ve diğerleri, birkaç batarya şarj cihazı arasında karşılaştırmalı araştırma yapmışlardır. Birincisi 2 seviyeli doğrultucu, ikincisi ise 3 seviyeli NPC doğrultucudur. Son olarak incelenen üçüncü yapı tek yönlü batarya şarj topolojisidir. EMG üretimi gibi performansları değerlendirmek için her bir batarya şarj topolojisi incelenmiştir [32].

Ergin ve diğerkleri, yaptıkları çalışmada tek fazlı AC-DC dönüştürücü tabanlı GFD devresinin tasarımını, simülasyonunu ve uygulamasını gerçekleştirmişlerdir. Tasarlanan devrenin simülasyon ve deney çalışmaları yardımıyla güç faktörü, harmonik ve verim konularında analiz yapılmıştır. 250 W çıkış gücü, 100 kHz anahtarlama frekansı ve çıkış gerilimi 385 V olarak tasarlanan devrenin güç faktörü 0,95 ve verimi %93 olarak ölçülmüştür [33].

Texas Instrument'in hazırladığı dökümanda, analog kompensatörlerin çeşitleri ve özelliklerine dair detaylı çalışma yapmışlardır [34].

Vijaya ve diğerkleri, GFD devrelerinde kullanılan EMG filtre tasarım konusunda çalışma yapmışlardır. İndüktör hacminin ve kayıplara göre optimum anahtarlama frekansı araştırılmış, EMG filtresinin tasarım prosedürü sunulmuştur [35].

Denis ve diğerkleri, yüksek giriş GF ile ilgili AC-DC tek fazlı yükseltici tabanlı topolojileri içeren bir literatür taraması yapmışlardır. Geleneksel yükselten dönüştürücü ile ilgili yönlerin gelişimi, diğerk AC-DC yükselten dönüştürücülere özgü gelişmiş özellikler açısından gösterilmektedir. Çalışma, belirtilen doğrultucuları uygun şekilde analiz ederek ve karşılaştırarak mühendisler, araştırmacılar ve güç elektroniği alanındaki uzmanlar için SİM ile çalışan tek fazlı AC-DC yükselten dönüştürücülere hızlı bir şekilde referans olmayı amaçlamıştır [36].

Siu ve Franz, mühendisler için 4 pinli mosfet kullanan 800 W gücünde GFD yükselten dönüştürücü uygulaması yapmışlardır. Eleman seçimi hesaplamaları verilmiştir. Referans tasarım 4 katmanlı baskılı devre kartı (PCB) içerir. Şematik ve eleman yerleşimleri detaylı olarak anlatılmıştır [37].

Sam ve diğerkleri, SİM GFD yükselten dönüştürücü tasarlamak isteyen mühendisler için 1200 W gücünde referans tasarım yapmışlardır [38].

George, yarı iletken güç elemanı olan mosfetlerin, anahtarlama mod güç kaynaklarını nasıl etkilediklerine dair bazı temel ilkeler hakkında çalışma yapmıştır [39].

Ali ve Atiye, yaptıkları çalışmada köprüsüz GFD yapıları incelenerek, kayıplar ve GF açısından performanslar karşılaştırılmıştır. Yüksek güç seviyelerinde yaygın şekilde kullanılan yarı köprü çift yükselten yapıları GFD devresi analiz edilmiş ve akım modlu kontrol yöntemi uygulanarak tasarlanan devrenin benzetimi PSIM programında yapılmıştır. 900 W'lık yarı köprü çift yükselten yapıları GFD devresinin bir prototipi gerçekleştirilmiş ve devreden elde edilen sonuçlar sunulmuştur. Yapılan ölçümlerde devrenin verimi yaklaşık %96, GF 1'e çok yakındır [40].

Texas Instruments, 3,5 kW gücünde %98'den büyük verimliliğe sahip mühendislerle referans olması niyetiyle GFD yükselten dönüştürücü uygulaması yapmışlardır [41].

Hüseyin ve Evren, yaptıkları çalışmada Türkçe literatüre katkı sağlamak amaçlı elektrikli araç tipleri, akü şarj sistemleri ve elektrikli araçlarda kullanılan güç elektroniği dönüştürücüleri hakkında literatürdeki gelişmeler incelenmiş ve bir derleme yapmışlardır [42].

Brian, yaptığı çalışmada elektrikli araçlarda on-board şarj cihazları için SİM GFD ile iki aşamalı paralel yapıları SİM GFD'nin tasarım karşılaştırmasını tartışmıştır. On-board şarj cihazı, genellikle bir yükseltme topolojisi güç faktörü düzeltilmesi aşaması ve ardından yalıtılmış bir DC-DC aşaması ile iki aşamalı bir tasarımdır [43].

Infineon Technologies, batarya şarj cihazları için SİM ile çalışan GFD yükselten dönüştürücü tasarlamışlardır. Bu çalışmada 300 W çıkış gücüne sahip ICE3PCS01G tümleşik entegre kullanarak OAM kontrolü tercih edilerek birim güç faktörü elde edilmiştir. Tercih edilen kontrol tekniği ile GFD için kullanılan tümleşik entegre sayesinde tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir [44].

Würth Electronics, güç elektroniği devreleri için uygun kapasitör seçimi hakkında çalışma yapmışlardır. Bu çalışmanın amacı, araştırmacıların devre tasarımlarında kullandıkları kapasitörler için doğru seçimin yapılması hususunda bir kavrayış kazandırmaktır [45].

Richard, SiC MOSFET'lerin yüksek gerilim ve yüksek güç uygulamalarında çok iyi anahtarlama performansı sergilediklerinden tercih edildiğini öne sürmüştür. Bu avantaja sahip SiC MOSFET'lerden devredeki verimini maksimum yapmak için kapı sürücü devresinin iyi tasarlanması gerektiğini de ayrıca vurgulamıştır. Bu çalışmada SiC MOSFET uygulamaları için kapı sürücüsü tasarımı hakkında detaylı araştırma yapılmıştır [46].

Erdal, yaptığı çalışmada DC-DC yükseltici tip dönüştürücü kullanarak elektrikli araçlar için batarya şarj cihazının tasarımı ve simülasyon işlemini sunmuştur. Batarya paketi şarj cihazının modellemesi, kontrol şeması tasarımı ve performansının değerlendirilmesi Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir [47].

Ümit ve Erdal, yaptıkları çalışmada elektrikli bir araçta kullanılan batarya ve şarj sisteminin benzetim modeli kullanılarak batarya paketinin akım, gerilim ve şarj durum grafiğini elde etmişlerdir [48].

Nagarajan, yaptığı çalışmada güç elektroniğinde yeni teknoloji olan SiC özelliklerini, faydalarını ve özellikle kapı sürücü tasarımını incelemiştir. Ayrıca kapı sürücüsü ve izolasyon ihtiyaçları da tartışılmıştır [49].

Infineon Technologies, SiC Mosfet için kapı sürücüsü tasarımı hakkında çalışma yapmışlardır. SiC Mosfet gibi yeni teknolojiler çok yararlı olduğu anlatılmıştır. Çünkü belirli çalışma koşulları altında SiC Mosfet, Silikon (Si) anahtarlara kıyasla farklı özellikler gösterir [50].

Texas Instruments, IGBT ve SiC Mosfet güç anahtarları yarı iletkenlerinin kapı sürücüsü tasarımları hakkında detaylı çalışma yapmışlardır [51].

Toshiba, GFD devreleri hakkında detaylı araştırma yapmıştır. Farklı topolojilerin avantajları, dezavantajları ve birbirlerine göre üstünlükleri ayrıca sunulmuştur. [52].

Ainah ve diğerleri, yaptıkları çalışmada Matlab/Simulink ve Code Composer Studio kullanarak üç fazlı bir gerilim kaynağı inverteri için DGM anahtarlama sinyali üretmek

için dq-PI akım kontrolörü ve DSP TMS320F28335'in donanım uygulaması sunmuşlardır. Sistem ilk olarak Matlab/Simulink ortamında simüle edilip sonuç analizi yapılmıştır. Gerilim kaynaklı inverter için sinusoidal DGM tekniği kullanılarak dq-PI akım kontrolörü ve DSP TMS320F28335'in test edilmesi ve uygulaması yapıldı [53].

Yogesh ve diğerleri, yaptıkları çalışmada anahtarlama mod güç kaynaklarındaki EMG'yi incelemekte ve tasarımcıların endüstri standardı EMG testlerini hızlı ve kolay bir şekilde geçmelerine yardımcı olacak teknoloji örnekleri sunmaktadır [54].

1.2. GÜÇ FAKTÖRÜ İÇİN ÖNERİLEN KONTROL TEKNİKLERİ

Ünal ve diğerleri, elektrikli araç batarya şarj cihazları için yüksek verimli iki aşamalı batarya şarj topolojisinin akıllı kontrolünü önermektedirler [55].

Chen ve Milan, yükselten GFD çalışması yapmışlardır. Bu çalışmada tepe ve OAM kontrolü üzerine tartışılmıştır. Kompanzasyon rampasının giriş akımı bozulmaları üzerindeki etkisi açıklanmıştır. Akım referansına uygun şekilde eklenen bir doğru akım (DC) offset'in bozulmaları azaltabileceği gösterilmiştir. GFD devresine uygulanan OAM kontrol tekniğinin akım çevrimi için basitleştirilmiş bir ifadesi verilmiştir. Bu ifade PSPICE simülasyon programında uygulanmıştır. Farklı kompensatör değişkenlerine bağlı olarak THB ve GF hesaplanmıştır. En düşük THB değeri %12,5 ve en yüksek güç faktörü 0,895 olarak başarılmıştır [56].

Richard ve Laszlo, yaptıkları çalışmada karelerinin ortalamasının karekökü (RMS), DC, tepe ve harmonik akımlar için ifadeler sunmuşlardır. OAM kontrol tekniği hakkında detaylı bilgiye yer verilmiştir. Güç faktörü düzeltme devresindeki iletim kayıplarının hesaplanması ve EMG tahmini için RMS ve DC akımları hakkında kullanılan hesapların kullanılabilir olduğunu söylemişlerdir. Tepe akımlar için hesaplanan değerlerin yarı iletken elemanların seçimi ve indüktörün tasarımı hakkında fikir verebilir olduğunu dile getirmişlerdir [57].

Rossetto ve diğerleri, yaptıkları çalışmada GFD dönüştürücüler için kontrol tekniklerine ilişkin hususlar incelenmiştir. Yükselten güç faktörü düzeltme

devrelerinde sinüsoidal giriş akımlarını bastırmak için ana kontrol teknikleri ele alınmıştır. Bunlar; tepe akım kontrol tekniği, ortalama akım kontrol tekniği, histerezis kontrol tekniği, sınır kontrol tekniği ve süreksiz akım darbe genişlik modülasyonu (DGM) kontrol tekniğidir. Bunların diğer dönüştürücü topolojilerine olan üstünlükleri tartışılmış ve sepic topolojisine dayalı bir GFD için deneysel sonuçlar rapor edilmiştir. Bu da dönüştürücü performansının farklı kontrol teknikleri ile karşılaştırılmasına olanak sağlamıştır. Son olarak GFD uygulamalar için özel olarak üretilen birkaç tümleşik devre (IC) entegrelerinden bahsedilmiştir. Deneysel sonuçlarda 100 W çıkış gücünde 0,97'nin üzerinde bir güç faktörü başarılmıştır [58].

Koen ve diğerleri, yaptıkları çalışmada düşük güç aralıkları için (250 W'tan az) GFD dönüştürücülerin süreksiz iletim modunda ve yüksek güç aralıkları için GFD dönüştürücülerin sürekli iletim modunda çalıştırılması gerektiğini ileri sürmüşlerdir. Bununla birlikte, bu dönüştürücüler azaltılmış güçte çalıştırıldığı vakit, hat periyodunun bazı yerlerinde kesintili iletim modu olduğu görünecek ve giriş akımı bozulmasına neden olduğunu söylemişlerdir. Bunun için duty-ratio feedforward olarak adlandırılan özel bir kontrol algoritması kullanılarak bu bozulmanın azaltılacağını ileri sürmüşlerdir. Deneysel sonuçlar 1 kW gücünde çalışan bir GFD üzerinde gösterilmiştir. Deney sonucunda düşük THB oranı ile 1'e yakın güç faktörü elde edilip ileri sürülen duty-ratio feedforward kontrol algoritmasının doğruluğu ispatlanmıştır [59].

Praneet ve diğerleri, dijital GFD uygulaması için değişken frekanslı predictive dijital akım kontrol yöntemi önermişlerdir. Önerilen kontrol yöntemin birkaç avantajı vardır. Kontrol amacına tek bir anahtarlama döngüsünde ulaşılarak yüksek performanslı akım izleme yeteneği sağlanır. Transistör iletim süresi sabit tutularak akım algılama ve A/D dönüştürme uygulamaları için avantaj sağlar. GFD yükseltici dönüştürücü uygulaması için Analog Devices firmasının ADMC-401 dijital sinyal işlemci (DSP) geliştirme kartı kullanılmıştır. Anahtarlama frekansı 120 kHz ve 190 kHz arasında değiştirilmiştir. Hızlı giriş akımı şekillendirme genellikle havacılık güç sistemlerinde yapılan yüksek hat frekanslarında uygulanır. Deneysel sonuçlar 400 Hz ve 800 Hz için toplam harmonik bozulmanın %3'ten daha az olduğunu göstermiştir [60].

Walter ve diğeri, dijital GFD uygulamaları için yalnızca anahtar terminallerindeki gerilim ve akım ölçümlerine dayalı olarak bir dijital kontrol yöntemi önermişlerdir. Bu yöntem, minimum pin sayısına sahip bir akıllı güç anahtarının, ana güç anahtarının ve tüm kontrol devrelerinin yerini alabileceği akıllı güç entegrasyonu için uygundur. Kontrol algoritması, doğrultulmuş giriş geriliminin tahminini gerektirir, bu basitçe akım çevrim oransal-integral (PI) regülatörünün bütünlüğü parçasından yararlanılarak yapılır ve tahmin edilen hat frekansı ile senkronizasyon için faz kilitlemeli döngü gerektirir. Deneysel sonuçlar önerilen çözümün performansını doğrulamıştır [61].

Emilio ve diğeri, GFD doğrultucu uygulamaları için OAM ile güçlendirilmiş yük akım enjeksiyon adında bir kontrol tekniği önerilmiştir. Geleneksel indüktör akım çevrimine bir yük akım çevrimi eklenerek çıkış gerilim yanıtı hızlandırılır ve bu tür dönüştürücülerin genel gerilim aşımaları neredeyse ortadan kaldırılır. Çalışma doğrusal küçük sinyal modelini değiştiren ek bir geri besleme döngüsünün de tanıtıldığını gösterir. Önerilen kontrol tekniğini doğrulamak için evrensel giriş hattından çalışan 250 W çıkış gücüne sahip bir GFD yükseltici dönüştürücü prototipi tasarlanmış ve test edilmiştir [62].

Xiong ve diğeri, Texas Instrument'a ait TMS320F280 DSP kontrolörünü kullanarak SİM'de çalışan 2 kW gücüne sahip bir GFD uygulaması gerçekleştirmişlerdir. Kontrol döngüsünde iç akım çevrimi ve dış gerilim çevrimi mevcuttur. Sonuçlar, dijital kontrolörlerin yüksek performanslı GFD dönüştürücüler için verimli olduğu bulunmuştur [63].

Fu-Zen ve Dragan, geniş yük aralığında çalışan dijital olarak öngörülmesi akım kontrol yöntemiyle kontrol edilen tek fazlı yükseltici GFD doğrultucularında verimlilik iyileştirmeleri ve harmonik bozulmanın azaltılması konusunda çalışma yapmışlardır. Anahtarlama kayıplarını azaltmak ve hafif yüklerde verimliliği arttırmak için adaptive anahtarlama ve adaptive frekans kontrol teknikleri tanıtılmıştır. 300 W GFD yükseltici için deneysel uygulama yapılmıştır. Yapılan ölçümlerde devrenin güç faktörü 0,999 ve THB oranı %2,2'dir [64].

Ying ve diğeri, yalnızca gerilim örneklemesine dayanan darbe genişliği modülasyonlu DC-DC dönüştürücüler için bir dijital OAM kontrol tekniğini tanıtmışlardır. Önerilen yaklaşım, birinci dereceden ayrık zamanlı alçak geçiren filtre kullanarak indüktör akımını tahmin etmektir. Bu nedenle kontrolör, her anahtarlama döngüsünde ortalama indüktör akımını hesaplayabilir. Öngörülü ortalama akım kontrolünün yeni bir teknik olarak, ilk önce indüktör akımını düzenlemek için uygun bir görev oranı seçilerek ve ardından her anahtarlama çevriminde tahmini ortalama indüktör akımı ile referans akımı arasındaki hatayı ortadan kaldırarak incelenmiştir. Algoritma, doğru bir gerilim regülasyonu elde etmek için iki çevrimli bir kontrol yapısına dayalıdır ve üç temel dönüştürücü için türetilmiştir. Alçaltan, yükselten ve alçaltan-yükselten topolojiler içindir. Önerilen yaklaşımın geçerliliği DC-DC yükseltici dönüştürücü üzerinde simülasyon ve deneysel sonuçlarla gösterilmiştir [65].

Sungwoo ve diğeri, dijital olarak kontrol edilen GFD yükseltici dönüştürücüler için güçlü bir otomatik ayar tekniği önermişlerdir. Önerilen yaklaşımın ek bir yararı, indüktör ve kapasitans değerlerinin kesin olarak tahmin edilmesidir. Bu nedenle geçiş etkilerini en aza indiren ve giriş akımı harmonik bozulmasını daha azaltan sürekli, süreksiz ve sınır algılaması kolaylaştırılır. Önerilen yaklaşım, 300 W çıkış gücüne sahip dijital olarak kontrol edilen GFD yükseltici dönüştürücü prototipi üzerinde deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır. THB %1,9 ve GF 1 olarak ölçülmüştür [66].

Jong-Won ve Bo-Hyung, yaptıkları çalışmada KİM ile çalışan GFD doğrultucularında bir dijital OAM kontrol yöntemi önermektedir. Önerilen kontrol tekniği tahmin edilemez, ancak her bir anahtarlama döngüsündeki indüktör akımının ortalama değeri doğrudan algılanır. Bu işlem bir akım algılama devresi ya da mikrodenetleyici vasıtasıyla gerçekleştirilir. Önerilen kontrol yönteminin doğruluğu ve performansı için 200 W gücünde bir prototip geliştirilip deneysel olarak uygulanmıştır [67].

Yadaiah ve diğeri, yaptıkları çalışmada tek fazlı düşük ve orta güç uygulamalarının GFD için yükselten dönüştürücünün sabit frekans ve OAM'un DSP tabanlı kontrolünün gerçekleştirilmesini sunmuşlardır. Evrensel hat gerilimi uygulamaları için sabit frekanslı, süreksiz ve sürekli yükseltici dönüştürücü çalışma modlu dijital

kontrolör sunulmaktadır. Önerilen yöntem, geliştirilmiş performansı ve mevcut yöntemlerle karşılaştırmayı ortaya koymaktadır [68].

Dhivya ve Murali, yaptıkları çalışmada OAM kontrol tekniğini kullanan GFD yükselten dönüştürücü için THB azaltımı ve gelişmesi hakkında simülasyon çalışması yapmışlardır. Gelişmiş teknikleri kullanarak giriş akımı dalga biçimini iyileştirme hedefine odaklanarak, sinüsoidal hale getirilir. OAM kontrolü için oransal integral (PI) kontrolörleri kullanılır. Tüm simülasyon PSIM ile yapılmıştır [69].

Infineon Technologies dijital kontrollü OAM kontrol tekniği kullanan sürekli iletim modunda çalışan GFD yükselten dönüştürücü tasarımı yapmışlardır. Kontrol, tamamen ayırık kontrol döngülerinden oluşur. 100 kHz anahtarlama frekansı seçilmiştir. Deneysel sonuçlarda yapılan ölçümlerde GF 0,95, THB %10'un altında ve verim yaklaşık %97 olarak kaydedilmiştir [70].

Robert ve Sam, dijital kontrollü GFD sürekli iletim modunda çalışan yükselten dönüştürücü tasarımı yapmışlardır. Digital XMC1400 kontrolörden oluşan tasarımın özellikleri 380 V çıkış gerilimi, 300 W çıkış gücü ve anahtarlama frekansı 65 kHz'dir [71].

Wang ve diğerleri, GFD yükselten dönüştürücüleri etkin bir şekilde kullanabilmek için SİM-KİM ortalama akım kontrolü (CDAC) kontrol yöntemi önermişlerdir. Hem SİM'de hem de karışık iletim modunda ve KİM'da çalışabilir. Her bir anahtarlama çevriminde indüktör akımının ortalama değerini tahmin ederek, CDAC kontrol yöntemi verimlilik iyileştirmeleri ve özellikle KİM modunda çalışan, geniş yük aralığında çalışan GFD yükselten dönüştürücülerde harmonik bozulmalar azaltılır. Ayrıca matematiksel hesaplamaları basittir. Geleneksel ortalama akım kontrol yöntemiyle karşılaştırıldığında, simülasyon sonuçları, önerilen CDAC kontrol yönteminin uygulanabilirliği ve performanslarını doğrulamaktadır [72].

Yin ve Tun, yaptıkları çalışmada bilgisayar güç kaynağı, yenilebilir enerji, otomotiv ve GFD gibi alanlarda kullanılmak üzere SİM'de çalışan iki ayrı giriş indüktörü ile iki aşamalı paralel yapılı yükselten dönüştürücü için ortalama giriş akımı modu kontrolü

önermişlerdir. Gerekli matematiksel model, farklı dört çalışma modunun eşdeğer devrelerinden elde edilmiştir. Küçük dalgalanma yaklaşımı, anahtarlama fonksiyonunu kullanarak dinamik modelden transfer fonksiyonlarını bulmak için türetilmiştir. Ortalama giriş akımı modu kontrolünde, iç akım çevrimi ve dış gerilim çevrimi, bode analizi kullanılarak PI denetleyicisi ile tasarlanmıştır. Simülasyon çalışması Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Donanım prototipi, düşük maliyetli mikrodenetleyici Arduino Nano kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar, çıkış gerilim yanıtının kabul edilebilir aşma ile daha hızlı yükselme süresi ve yerleşme süresi olduğunu göstermektedir [73].

Yasemin, yaptığı çalışmada şebekenin güç faktörünün yanı sıra THB değerini iyileştirmek için kullanılan köprüsüz GFD düzelticileri için yeni bir kontrol algoritması sunmuştur. Karmaşıklığı azaltmak ve genel verimliliği arttırmak için köprüsüz dönüştürücülerde, geleneksel yükselten GFD dönüştürücülerde bulunan köprü doğrultucuları ortadan kaldırmıştır. Önerilen algoritmada iç akım kontrol çevrimi ile aktif ve reaktif güç kontrol edilmiştir. İç kontrol çevriminde yenilikçi filtreleme ve sinyal işleme yöntemleri kullanılarak referans akım hesaplanmıştır. İç akım çevrimi PI kontrolör kullanılarak DGM anahtarlama sinyallerini üretmektedir. Önerilen kontrol tekniğinin analitik analizi detaylı olarak sunulmuştur. Önerilen kontrolörün performansı PSIM devre simülasyonları kullanılarak 300 W dönüştürücü için doğrulanmıştır. Yapılan ölçümlerde THB %3,22 ve güç faktörü 0,9989 bulunmuştur [74].

Aybüke ve Ramazan, yaptıkları çalışmada şebekeden çekilen akımın harmonik içeriğinin azaltılması ve bire yakın güç faktörü elde edilmesi amacıyla 1. Seviye (3 kW) on board batarya şarjı için yükseltici tip dönüştürücü içeren tek fazlı güç faktörü düzeltici devre yapısını incelemişlerdir. Kontrol yöntemi olarak OAM kontrolü seçilmiştir. Dönüştürücü Matlab/Simulink ortamında simüle edilmiştir. Şebeke tarafında oluşan dalga şekillerinin, şebeke akımı harmonik yüzdesi, güç faktörü ve sistemin verim değerlerinin GFD'siz yapıya göre oldukça iyileştirilmiş olduğu görülmüştür [75].

Ravada ve diğeri, yaptıkları çalışmada dijital OAM kontrollü alçaltan dönüştürücünün iç akım çevriminin modellenmesi ve analizi için ayrık zamanlı bir yapı sunmuşlardır. Analiz, akım çevrimi PI kontrolörünün oransal kazancının kararlı aralığının, alçaltan dönüştürücünün uygulanan giriş gerilimi ile sınırlı olduğunu göstermektedir. Oransal kazancın kararlı aralığının analitik bir ifadesi, önerilen analizden türetilmiştir. Alçaltan dönüştürücü prototipi geliştirilip, dijital kontrolörler 32 bitlik bir mikrodenetleyicide uygulanmıştır (Texas Instruments'tan TMS320F28335). Deneysel sonuçlar önerilen analiz ile iyi bir uyum göstermektedir [76].

Ainah ve diğeri, yaptıkları çalışmada Matlab/Simulink ve Code Composer Studio kullanarak üç fazlı bir gerilim kaynağı inverteri için DGM anahtarlama sinyali üretmek için dq-PI akım kontrolörü ve DSP TMS320F28335'in donanım uygulaması sunmuşlardır. Sistem ilk olarak Matlab/Simulink ortamında simüle edilip sonuç analizi yapılmıştır. Gerilim kaynaklı inverter için sinusoidal DGM tekniği kullanılarak dq-PI akım kontrolörü ve DSP TMS320F28335'in test edilmesi ve uygulaması yapıldı [53].

Literatür sonuçlarına göre uygulamaya bağlı olarak GFD devre topolojisi ve en verimli GFD kontrol teknikleri araştırılmıştır. Sonuçlara göre OAM kontrol tekniği genel olarak önerilmiştir. Ancak bu kontrol tekniği karmaşık ve uzun tasarım süreçleri olduğundan dolayı tasarımı daha basit ve oldukça iyi sonuçlar verdiği için bu tezde modüleli öngörülü kontrol tekniği önerilmiştir.

BÖLÜM 2

GÜÇ FAKTÖRÜ VE GÜÇ FAKTÖRÜNÜ DÜZELTME

Çoğu elektronik devrede, DC gerilim ile çalışacak şekilde güç kaynağının girişinde bir kondansatör bulunur. Bu kapasitör, AC güç kaynağının sinüoidal gerilimi ile akım arasında faz kaymasına neden olabilir ve güç faktörü (GF) düşer. GFD devresi, kaynak akımındaki harmonik bozulmayı azaltır ve güç faktörünü bire yükseltmek için temel sinüs dalgasına yakın bir akım dalga formu oluşturur [52].

Güç faktörü düzeltme devresinin temel amacı aktif gücün görünen güce oranı olan güç faktörünün 1'e yaklaştırmaktır. AC giriş hattındaki harmonik akımlar sistemin güç faktörü performansını bozar. GF'deki bu bozulma için, elektrikli cihazların Avrupa normu EN61000-3-2'ye uyması talep edilmektedir [40].

GF, aktif gücün görünen güce bölünmesi olarak tanımlanır. AC gerilim ile akım arasındaki faz farkı φ olduğunda, $GF = \cos\varphi$ olur. Akım dalga formu bir sinüs dalgasına göre önemli ölçüde distorsiyona sahipse ve bu nedenle güç faktörü 1'in çok altına düşerse, güç faktörünü 1'e yaklaştırmak için harmonik akımı azaltmak gerekir [52].

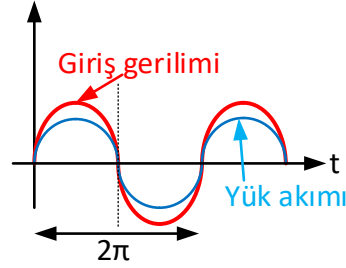
Tek fazlı şebekeye bağlı olan AC-DC dönüştürücü yükün ve önündeki devrelerin karakteristiği sebebiyle şebekeden çekilen akımda yüksek harmonik distorsiyona ve birim değerinde olması istenen güç faktörü değerinde düşüşe sebep olur. Yüksek harmonik distorsiyon ısınmalara, enerji kayıplarına, mekanik elemanların çalışmasında bozulmaya sebep olarak şebekeye bağlı diğer yüklerin çalışmasını olumsuz etkiler. Düşük güç faktörü ise şebekeden çekilen gücün etkin bir şekilde ve verimli olarak kullanılmamasına neden olur. Güç faktörünün düşük olması daha fazla reaktif güç anlamına gelir. Yani sistem aynı aktif gücün yapacağı iş için şebekeden

daha fazla akım çeker. Reaktif gücün azaltılıp, güç faktörünün yükseltilmesi işlemine güç faktörünün düzeltilmesi denir [75].

2.1. FARKLI TİPTE YÜKLER İÇİN GÜÇ FAKTÖRLERİ

2.1.1. Omik Yükler

Saf omik yük durumunda, kaynak gerilimi ve yük akımı Şekil 2.1’de gösterildiği gibi birbiriyle aynı fazdadır ($\varphi = 0$). Dolayısıyla, $\cos\varphi = 1$ ’dir. Bu nedenle, saf omik yüke sahip elektrik devrelerinin güç faktörü 1’dir.



Şekil 2.1. Saf omik yük durumunda kaynak gerilimi ve yük akımı.

Aktif güç bu durumda Eşitlik (2.1) ve görünür güç Eşitlik (2.2) ile aynıdır.

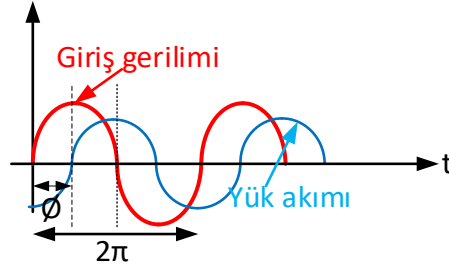
$$P = I_{rms} \times V_{rms} \quad (2.1)$$

$$S = I_{rms} \times V_{rms} \quad (2.2)$$

Bu nedenle, tamamen dirençli devrelerde aktif güç görünür güce bölünürse güç faktörü 1’e eşittir ve akım ile gerilim arasında faz kayması yoktur.

2.1.2. Omik-Kapasitif ve Omik-Endüktif Yükler

Omik-kapasitif veya omik-endüktif yük durumunda, Şekil 2.2’de gösterildiği gibi akım ve gerilim dalga biçimleri arasında φ derece kadar bir faz farkı vardır.



Şekil 2.2. Kapasitif yük durumunda kaynak gerilimi ve yük akımı.

Bu durumda aktif güç ve görünür güç sırasıyla Eşitlik (2.3) ve Eşitlik (2.4)'teki gibi olur.

$$P = I_{rms} \times V_{rms} \times \cos\varphi \quad (2.3)$$

$$S = I_{rms} \times V_{rms} \quad (2.4)$$

Eşitlik (2.3) ve Eşitlik (2.4)'e göre güç faktörü $\cos\varphi$ 'e eşittir.

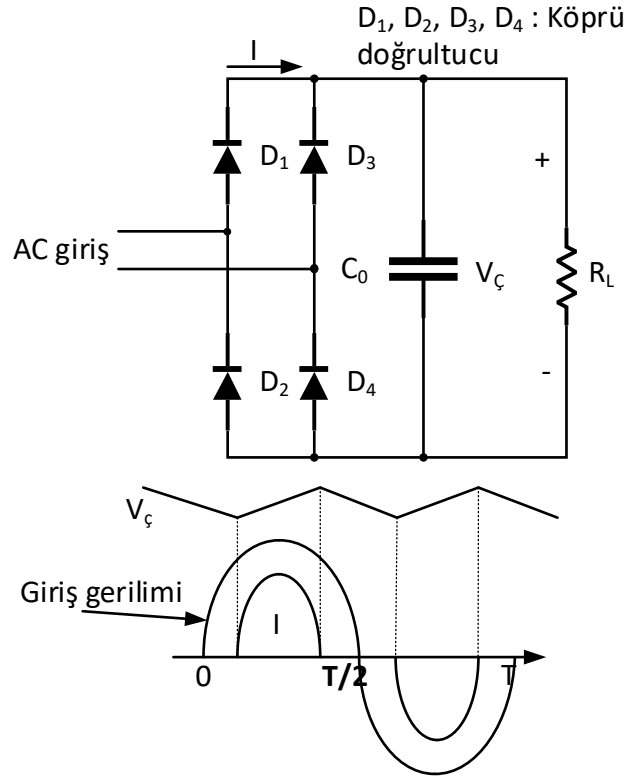
2.1.3. Sadece Kapasitif ve Endüktif Yükler

Yükün saf kapasitif ve endüktif olması halinde faz açısı φ ($\pi/2$) ya da ($-\pi/2$) olduğu için GF 0'a eşittir. Bu durumda şebekeden sadece reaktif güç çekilmiş olur.

2.2. FİLTRELEME KAPASİTÖRLÜ ELEKTRİK DEVRELERİNİN GÜÇ FAKTÖRÜNDEKİ AZALMANIN NEDENLERİ

Filtreleme kapasitörü bulunan bir devrede, kondansatör şarj akımı, giriş gerilimi sinüs dalgasını takip etmediğinden harmonik akım üretir. Şekil 2.3'deki devrede, giriş AC gerilimi, diyot köprü doğrultucu devresi aracılığıyla giriş filtreleme kapasitörüne (C) uygulanır. Sonuç olarak, akım (I) yalnızca giriş AC geriliminin C'nin geriliminden daha yüksek olduğu zaman aralıklarında akar. Şekil 2.3'de, birçok harmonik bileşenler yüzünden sinüs dalgasına göre önemli ölçüde bozulmaya sahip olan bir giriş akımı (I) dalga biçiminin bir örneği gösterilmektedir. Dolayısıyla GF, 1'in çok altına düşmesine

neden olur. GFD devresi, giriş akımının harmonik içeriğini azaltır ve böylece dalga biçimini giriş gerilimi ile aynı fazda sinüs dalgasına yaklaştırır. Sonuç olarak, güç faktörü 1'e yaklaşır [52].



Şekil 2.3. Filtreleme kapasitörüne sahip güç kaynağı devresi örneği.

Bu tip klasik doğrultucular, giriş AC hat gerilimini doğrultarak ve onu büyük kapasitörle filtreleyerek çalışır. Filtre kondansatörü, çıkış geriliminde mevcut dalgalanmayı azaltır, ancak giriş akımında güç faktörünü azaltan bir bozulmaya neden olur. Bu nedenle GFD teknikleri kullanılır. Bu güç kalitesi sorunlarının üstesinden gelmek için çeşitli GFD teknikleri kullanılmaktadır. Bu noktada yükselten tip dönüştürücü topolojisi çeşitli AC/DC ve DC/DC uygulamalarında GFD devresi olarak yaygın olarak kullanılmaktadır [69].

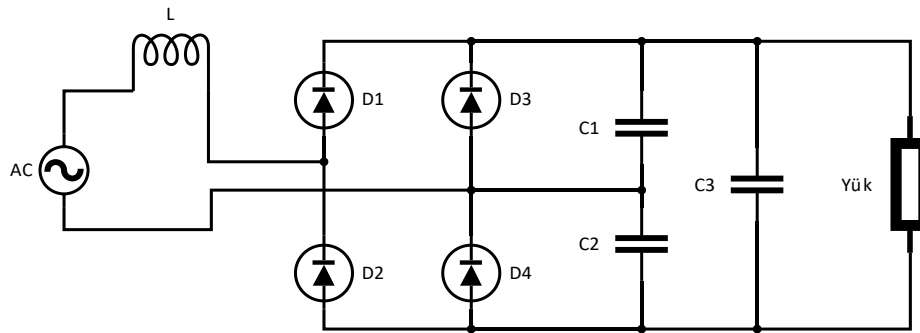
2.3. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİ

GFD teknikleri genel olarak pasif GFD, kısmi anahtarlamalı GFD ve aktif anahtarlamalı GFD olarak üçe ayrılır. Pasif GFD, bir güç kaynağı ile seri olarak bir

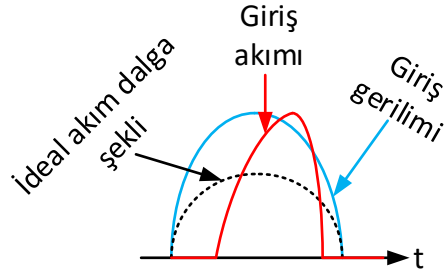
indüktörden meydana gelir. Güç kaynağının kapasitesine bağlı olarak, büyük bir indüktör gereklidir. Bu nedenle, pasif GFD genellikle düşük kapasiteli güç kaynakları için kullanılır. Kısmi anahtarlama GFD, $100 V_{AC}$ invertörlü klimaların ve diğer ev aletlerinin güç kaynakları için gerilim katlayıcı doğrultucu ile birlikte yaygın olarak kullanılmaktadır. Anahtarlama elemanları olarak mosfet'leri kullanan anahtarlama GFD, genellikle yüksek verimlilik ve küçük boyut gerektiren anahtarlama mod güç kaynakları için kullanılır. Yükselten tip dönüştürücü, anahtarlama mod GFD devresinin temel bir topolojisidir. Güç kaynağı kapasitesine bağlı olarak, paralel anahtarlama elemanları kullanan GFD, paralel yapı GFD ve daha da yüksek verimlilik sağlayan köprüsüz GFD gibi çeşitli devre topolojileri kullanılır. Bu devreler indüktör akımının durumuna göre üç akım iletim moduna sahiptir: 1) akımı sürekli olarak geçiren (SİM); 2) anahtarlama elemanlarını sıfır akımda açan kritik iletim modu (CRM); ve 3) akımı aralıklı geçiren KİM. Farklı iletim modları, farklı kontrol yöntemleri gerektirir [52].

2.3.1. Pasif Yöntem ile Güç Faktörünü Düzeltme

Şekil 2.4, gerilim katlayıcı bir doğrultucuya sahip pasif GFD devresinin bir örneğini göstermektedir. Şekil 2.5, bu devre için giriş akımı dalga biçiminin bir örneğini göstermektedir. İndüktör (L), güç faktörünün iyileştirilmesine yardımcı olur. Diyotlar ve filtreleme kapasitörleri AC'yi DC'ye dönüştürür. Pasif GFD devresi şebeke frekansında (50 veya 60 Hz) çalıştığından, büyük indüktör ve kapasitörler gereklidir. Bu nedenle, pasif GFD, düşük kapasiteli güç kaynakları için kullanıma uygundur [52].



Şekil 2.4. Pasif GFD devresi örneği.

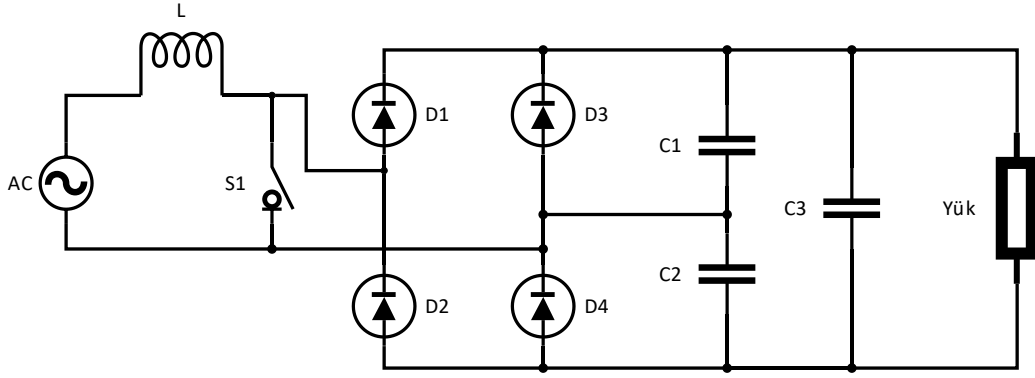


Şekil 2.5. Pasif GFD için giriş akımı dalga şekli örneği.

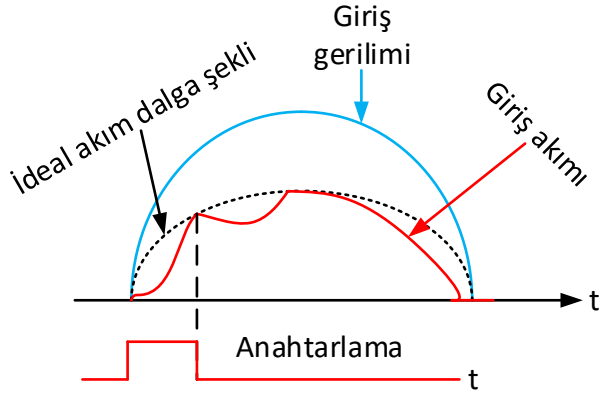
Güç faktörü, kapasitörler ve indüktörler kullanılarak düzeltilebilir. Ancak dezavantajı, pahalı ve hacimli olan büyük değerli yüksek akım indüktörlerine ihtiyaç duymalarıdır [69].

2.3.2. Kısmi Anahtarlama ile Güç Faktörünü Düzeltme

Bu GFD devresi, bir anahtarlama elemanından oluşur ve yarım döngüde birkaç kez anahtarlama işlemi gerçekleştirir. Bu GFD, anahtarlama elemanını kısmen açar ve pasif GFD durumunda akım akışı olmadığından akımı indüktöre iletir. Bu GFD, giriş akımının aktığı süreyi artırır ve güç faktörünü iyileştirir. İndüktörde enerji depolanabildiğinden, kısmi anahtarlama bir GFD devresi çıkış gerilimini kaynak geriliminden daha yüksek bir seviyeye yükseltebilir. Ek olarak, kısmi anahtarlama GFD devresi, çok düşük anahtarlama kayıpları sergileyecek şekilde tasarlanabilir, çünkü anahtarlama işlemlerini yarım şebeke döngüsü başına yalnızca birkaç kez gerçekleştirir. Şekil 2.6, kısmi anahtarlama bir GFD devresinin şemasını göstermektedir. Şekil 2.7, bu devre için giriş akımı dalga biçimi örneğini vermektedir [52].



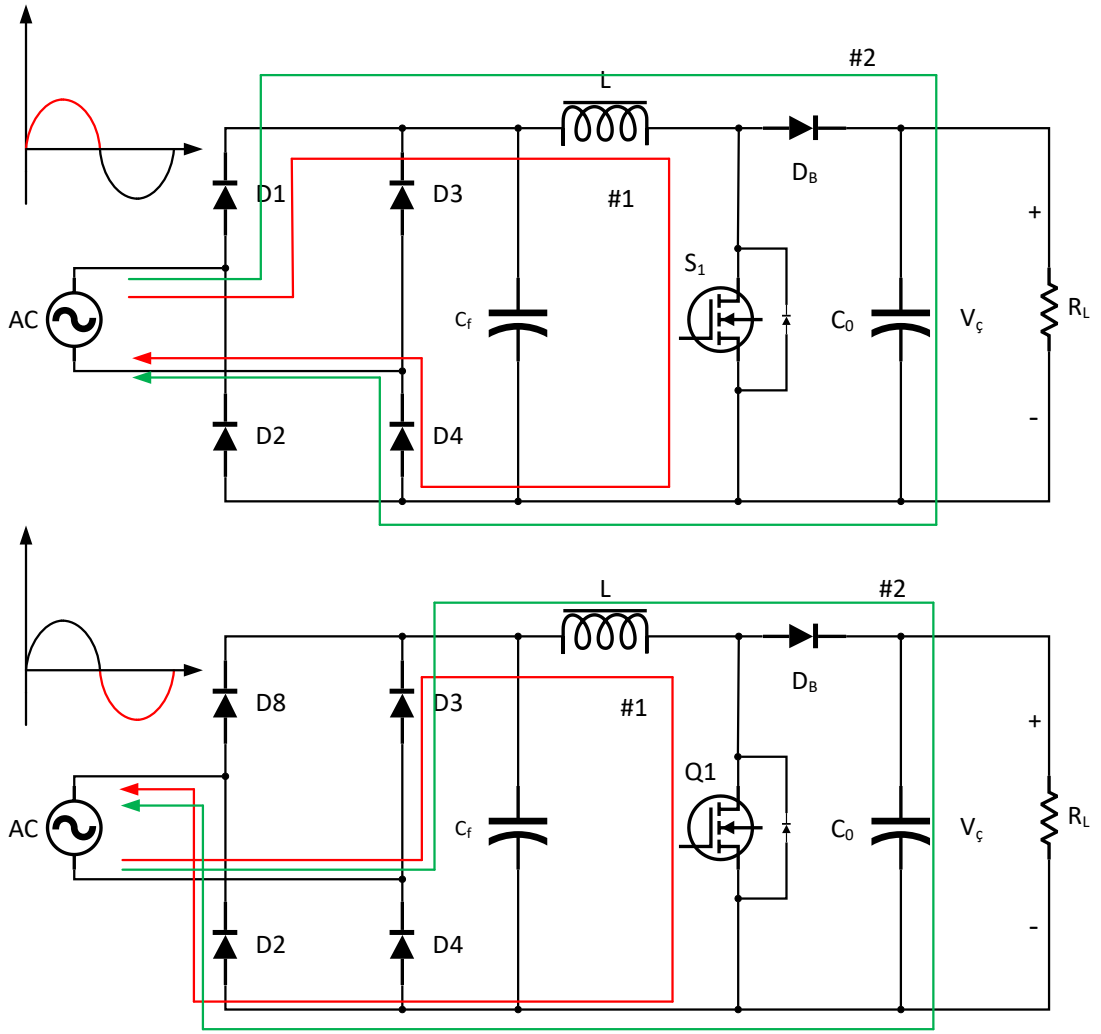
Şekil 2.6. Kısmi anahtarlama GFD devresi.



Şekil 2.7. Kısmi anahtarlama GFD devresinin akım dalga şekli.

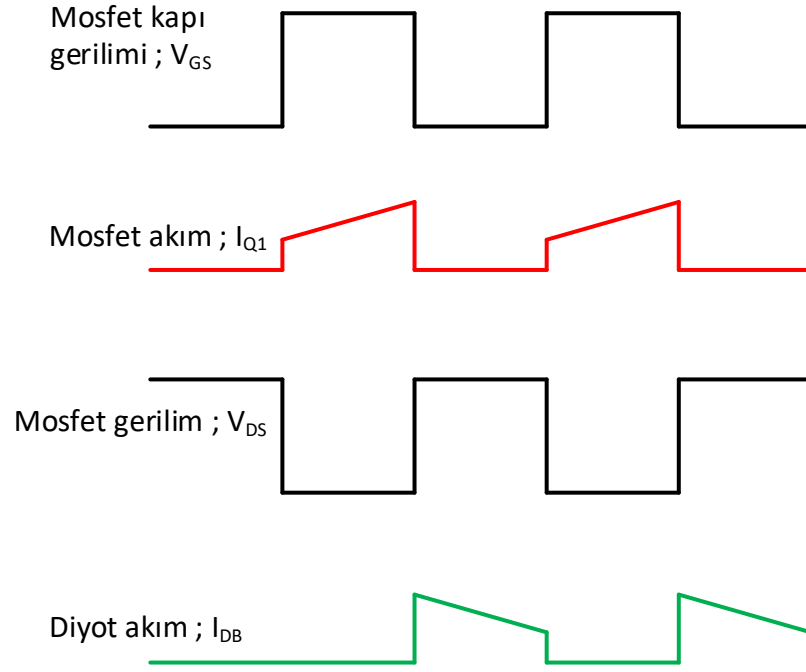
2.3.3. Aktif Yöntem ile Güç Faktörünü Düzeltme

Şekil 2.8'de gösterilen yükselten tip dönüştürücü yaygın olarak aktif GFD için kullanılır. Aktif GFD devreleri, kullanılan akım iletim moduna göre üç türe ayrılır: SİM, CRM ve KİM. Aktif GFD devresi, anahtarı açıp kapatarak akımı kontrol eder, güç kaynağından çekilen akımı gerilim ile aynı faza getirir ve giriş akımı dalga formunu sinüs dalgasına yaklaştırır. Şekil 2.8'de, mosfet'in iletimde olduğu durum için akım yolu #1 numaralı okla gösterilirken mosfet'in kesimde olduğu durum için akım yolu #2 okuyla gösterilir. Şekil 2.9, mosfet'in akım dalga biçimlerini ve SİM GFD devresinin çıkış diyodu'nun akım dalga şekli olan D_B 'i gösterir. mosfet'ten akan akım ve çıkış diyotun'dan geçen ileri akım, indüktör L için giriş akımı sağlamak üzere birleşir [52].



Şekil 2.8. Temel aktif GFD devresi ve akım yolları.

Temel aktif yükselten tip GFD devresinden türetilmiş köprüsüz, yarı köprü ve paralel yapıllı GFD topolojileride aşağıda alt başlıklar halinde incelenecektir.

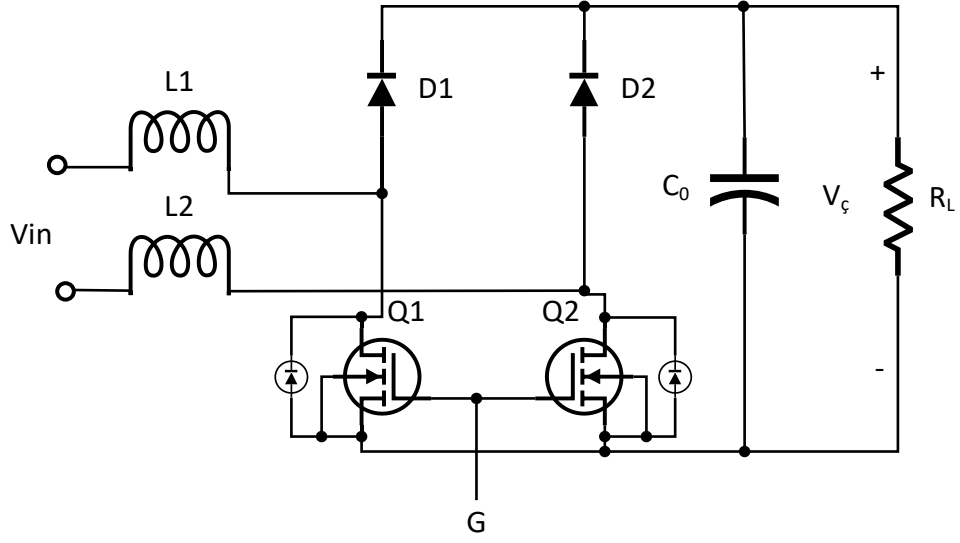


Şekil 2.9. SİM için dalga şekilleri.

2.3.3.1. Köprüsüz Yükselten Dönüştürücülü GFD Doğrultucu

Köprüsüz yükselten dönüştürücü topolojisi, doğrultucu giriş köprüsü ihtiyacını ortadan kaldırır, ancak Şekil 2.10'da gösterildiği gibi klasik yükseltici topolojisini korur. Güç yoğunluğunun ve verimliliğin önemli olduğu 1 kW üzerindeki uygulamalar için iyi bir çözümdür. Köprüsüz yükseltici dönüştürücü, giriş doğrultucu diyot köprüsünde ısı yönetimi sorununu çözer, ancak artan EMG getirir [22].

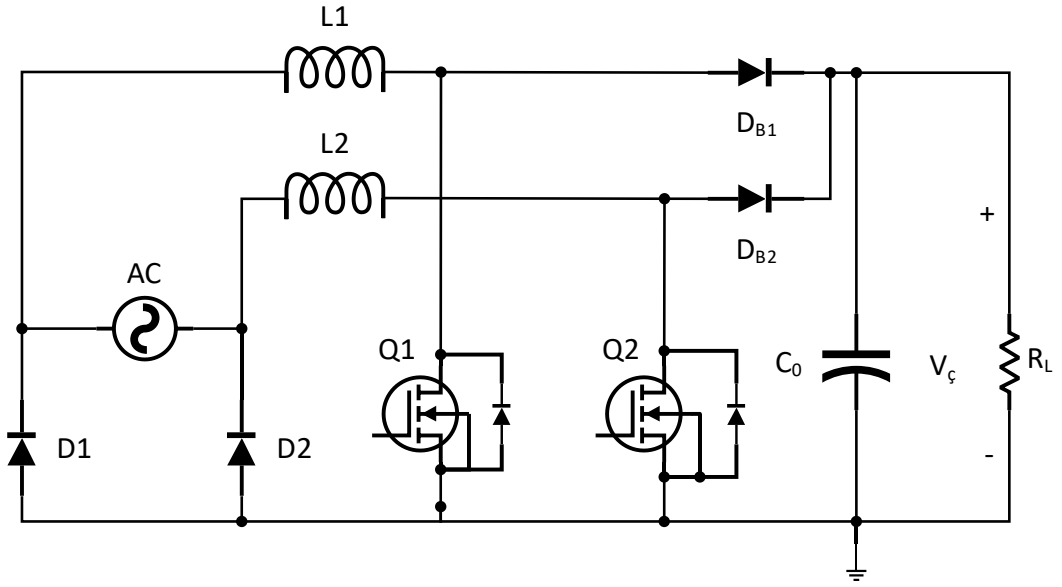
Bu topolojinin bir başka dezavantajı, düşük frekans transformatörü veya optik kuplör olmadan giriş gerilimini algılamayı imkansız hale getiren GFD kısım toprağına göre değişken giriş hattıdır. Ayrıca, giriş akımını algılamak için, mosfet ve diyot yollarındaki akımı ayrı olarak algılamak için karmaşık devre gerekir, çünkü akım yolu her yarım şebeke döngüsü sırasında aynı topraklamayı paylaşmaz [22].



Şekil 2.10. Köprüsüz GFD yükselten dönüştürücü.

2.3.3.2. Yarı Köprüsüz Yükselten Dönüştürücülü GFD Doğrultucu

Şekil 2.11’de yarı köprüsüz yükselten dönüştürücülü yapıllı GFD devre şeması gösterilmektedir. Bu devrenin köprüsüz GFD devrelerinden farkı GFD katının referansının, giriş hattının referansına $D1$ ve $D2$ diyotu üzerinden bağlı olmasıdır. Bu sayede Şekil 2.10’daki köprüsüz GFD devresindeki ortak mod gürültüsü bu devrede yok edilmiş olur. Fakat iki diyot olmasından ötürü köprü kayıpları azda olsa devam etmektedir. Bu yapıda iki bobin bulunmakta ve şebekenin birinci yarım periyodunda biri enerji depolayıp çıkışa aktarıırken şebekenin ikinci yarım periyodunda diğer bobin enerji depolayıp çıkışa aktarma görevini sürdürür, aynı zamanda devredeki D_{B1} ve D_{B2} diyotları hızlı toparlanan, $D1$ ve $D2$ diyotları yavaş toparlanan diyotlardır [40].



Şekil 2.11. Yarı köprüsüz yükselten yapılı GFD topolojisi.

Bu topoloji ile yarı iletken elemanlar ve bobin üzerinde oluşan enerji kayıpları, geleneksel GFD devreleri kıyaslandığında, yarıya düşmektedir. Ayrıca girişteki doğrultucu diyotlarının sayısı ikiye düşürüldüğü için, bir şebeke alternansında sadece bir doğrultucu diyotu aktif olmaktadır. Bunların sonucunda devrenin verimi ciddi oranda iyileşmektedir [40].

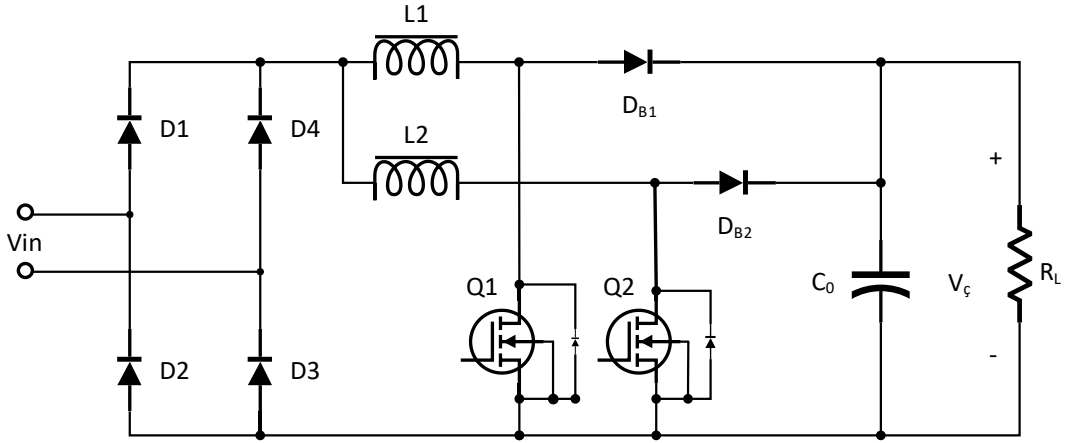
Bu topolojinin verimi %97 ile %98 arasındadır. Avantajı, yarıya düşürülmüş köprü kayıpları ve daha yüksek verimdir. Dezavantajı ise düşük kullanım oranı ve geleneksel yükselten dönüştürücülü GFD ile karşılaştırıldığında daha yüksek maliyettir [40].

2.3.3.3. Sıralı Paralel Yapılı Yükselten Dönüştürücülü GFD Doğrultucu

Şekil 2.12’de gösterilen sıralı paralel yapılu yükselten dönüştürücü, paralel olarak 180° faz farkı ile çalışan iki yükselten dönüştürücüdür. Giriş akımı, iki bobin akımı $L1$ ve $L2$ ’nin toplamıdır. Bobinlerin dalgalanma akımları faz farkı olduğu için, birbirlerini iptal etme ve yükselten anahtarlama eyleminin neden olduğu giriş dalgalanma akımını azaltma eğilimindedirler. Bu dönüştürücüde aktif anahtarlar $Q1$ ve $Q2$ 180° faz farkı ile anahtarlандığından, etkin anahtarlama frekansını iki katın’a çıkarır ve daha küçük giriş akımı dalgalanmaları sağlar. Aynı zamanda çıkış

kondansatörü üzerindeki yüksek frekanstaki gerilim dalgalanmasının genliğini azaltır. Böylece giriş EMG filtrelerinin boyutu azalır. Aynı zamanda çıkış kondansatörü yüksek frekans dalgalanmasını azaltır. Ancak yine de giriş diyot köprü doğrultucularından dolayı ısı yönetimi sorunu vardır [22].

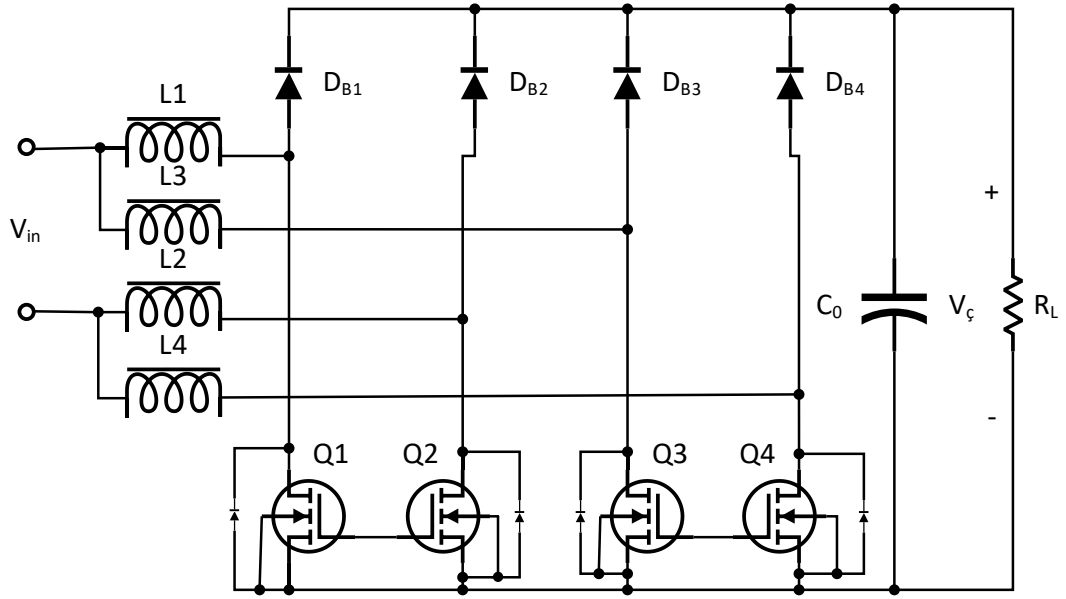
Özellikle yüksek güçlü uygulamalarda, devre elemanları üzerindeki yüksek akım stresini azaltmak ve daha küçük boyutlu devre elemanları kullanabilmek için, tek bir yükselten dönüştürücü yerine aynı güç için daha düşük güçte yükselten dönüştürücülerin paralel çalıştırılması önerilmiştir [2].



Şekil 2.12. Sıralı paralel yapılu yükselten dönüştürücülü GFD topoloji.

2.3.3.4. Köprüsüz İki Hücreli Sıralı Paralel Yükselten Dönüştürücülü GFD Doğrultucu

Şekil 2.13'de gösterilen köprüsüz iki hücreli paralel yapılu yükselten GFD topolojisi, ele alınan elektromagnetik gürültü, köprü diyot güç kayıpları ve ısı yönetimi gibi sorunlara bir çözüm olarak önerilmiştir. Şekil 2.12'deki GFD topolojisi ile karşılaştırıldığında, giriş köprüsünde kullanılan 4 yavaşı diyot yerine iki mosfet ve iki hızlı diyot kullanımını gerektirir [21].



Şekil 2.13. İki hücreli sıralı paralel köprüsüz GFD topoloji.

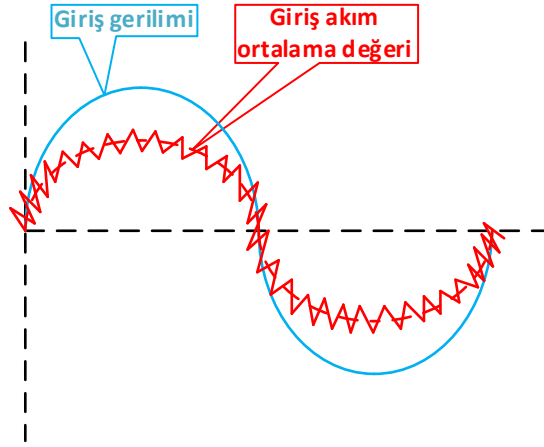
Devre çalışmasını analiz etmek için, devre iki yarım döngüye ayrılmıştır. AC giriş geriliminin pozitif yarım döngüsünde $Q1$ ve $Q2$ açılır. Bu durumda giriş akımı $L1 - Q1 - Q2 - L2$ elemanlarının tanımladığı yol üzerinden akar ve $L1$ ve $L2$ üzerinde enerji depolanır. $Q1$ ve $Q2$ kapandığında, $L1$ ve $L2$ 'de depolanan enerji, D_{B1} üzerinden yüke aktarılır ve $Q2$ 'nin gövde diyotu üzerinden akım yolu tamamlanır. Pozitif yarım döngü devam ederken anahtarlama periyodu içerisinde 180° faz gecikme ile $Q3$ ve $Q4$ anahtarları açılır ve bu defa giriş akımı $L3 - Q3 - Q4 - L4$ elemanlarının tanımladığı yol üzerinden akarak $L3$ ve $L4$ 'de enerji depolar. Benzer şekilde $Q3$ ve $Q4$ kapandığında, $L3$ ve $L4$ 'de depolanan enerji, D_{B3} üzerinden yüke aktarılır ve $Q4$ 'ün gövde diyotu üzerinden akım yolu tamamlanır. Benzer çalışma şekli giriş geriliminin negative yarım döngüsü boyunca uygulanır. Böylece toplam giriş akımı iki hücre üzerinde eşit paylaşılacak şekilde çalışma gerçekleştirilir [21].

2.4. ANAHTARLAMA İLETİM MODLARI

Anahtarlama güç devreleri indüktans akım grafiğinin durumuna göre farklı iletim modları ile açıklanır. Devrenin çalıştığı iletim moduna göre geçici ve sürekli durumdaki karakteristikleride değişir. Yüksek güçlerde SİM tercih edilirken, düşük güçlü uygulamalarda kayıpları azaltmak için KİM kullanılır [33].

2.4.1. SİM

Şekil 2.14, SİM modunda aktif bir GFD devresinin indüktör akımı dalga şekillerinin bir örneğini göstermektedir. SİM modunda, GFD devresi akımı sürekli olarak bobinden geçirir. Bu nedenle mosfet, bobin akımı sıfıra düşmeden önce açılır. Genel olarak GFD devresi için SİM modu sinüzoidal bir giriş akımı oluşturmak için sabit bir frekansta çalışır. CRM ve KİM modlarıyla karşılaştırıldığında, SİM modu mosfet'ten akan akımdaki dalgalanmaları azaltmak için tasarlanabilir. Bununla birlikte, SİM modunun bir dezavantajı, mosfet açıldığı anda akım çıkış diyotundan aktığı için diyotun ters toparlanma akımı indüktör akımı ile birleşerek mosfetten akarki buda anahtarlama kaybını artırır. Anahtarlama kaybını azaltmak ve dolayısıyla verimliliği artırmak için, düşük ters toparlanma yüküne ve süresine sahip yüksek hızlı bir diyot kullanılması gerekir. Bu amaçla, SiC schottky bariyer diyodu yüksek verimlilik gerektiren güç kaynakları için yaygın olarak kullanılmaktadır [26].

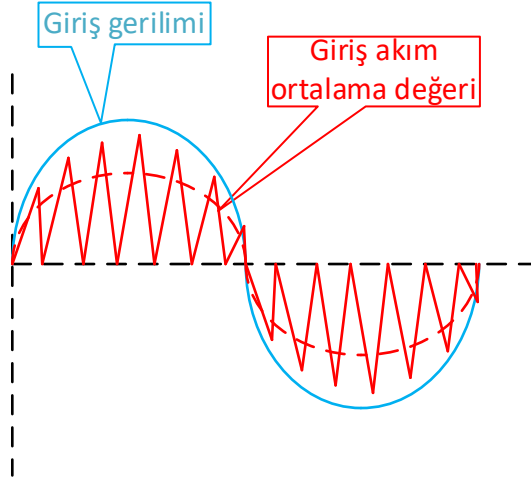


Şekil 2.14. SİM'de çalışan GFD devresinin giriş dalga şekilleri.

2.4.2. CRM

Şekil 2.15, CRM modu için indüktör akım dalga şekillerini gösterir. İndüktör akımı sıfıra düştüğü anda mosfet açılır. Giriş gerilimi, $\sqrt{2}V_{in,rms}\sin\omega t$ olduğundan indüktör akımının tepe değeri (I_{tepe}), $V_{in,rms}$ ile sinüzoidal olarak değişir. Ortalama giriş akımı $I_{tepe}/2$ olduğu için, ortalama akım değeri de $V_{in,rms}$ ile sinüzoidal olarak değişir. CRM

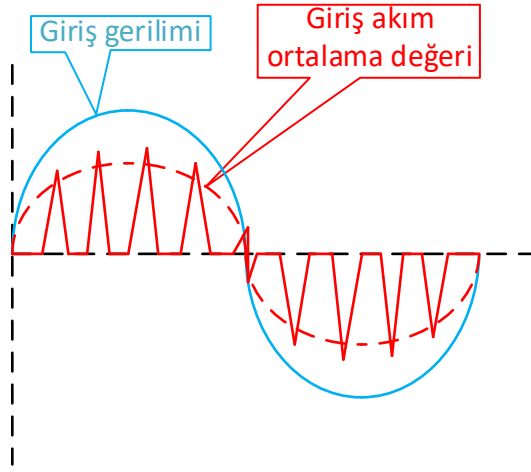
GFD devresi çıkış gerilimini algılar ve buna göre mosfet sürme sinyalinin darbe genişliğini kontrol eder. CRM GFD devresi, çıkış gerilimi çok yüksek olduğunda mosfet darbe genişliğini azaltır ve çok düşük olduğunda darbe genişliğini artırır. Çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerine göre değiştiği için çalışma frekansı sabit değildir. Yük arttıkça çalışma frekansı azalır [77].



Şekil 2.15. CRM’de çalışan GFD devresinin giriş dalga şekilleri.

2.4.3. KİM

KİM GFD modunda her döngüde indüktör akımının sıfır olduğu aralık vardır. Şekil 2.16, KİM GFD devresinin akım dalga şeklinin örneğini gösterir. Bu örnekte, hem frekans hem de mosfet iletim genişliği sabit olduğundan, KİM modunda çalışan GFD topolojisi için kontrol devresi basittir. KİM GFD devresi, SİM ve CRM devrelerinden daha yüksek bir tepe akımı sergiler, bu nedenle daha düşük verime sahip olma eğilimindedir. Bununla birlikte, diyotun ters toparlanma özelliklerinin hiçbir etkisi yoktur, çünkü çıkış diyotundan akım geçmediğinde mosfet açılır ve bu da düşük gürültüye neden olur [72].



Şekil 2.16. KİM’de çalışan GFD devresinin giriş dalga şekilleri.

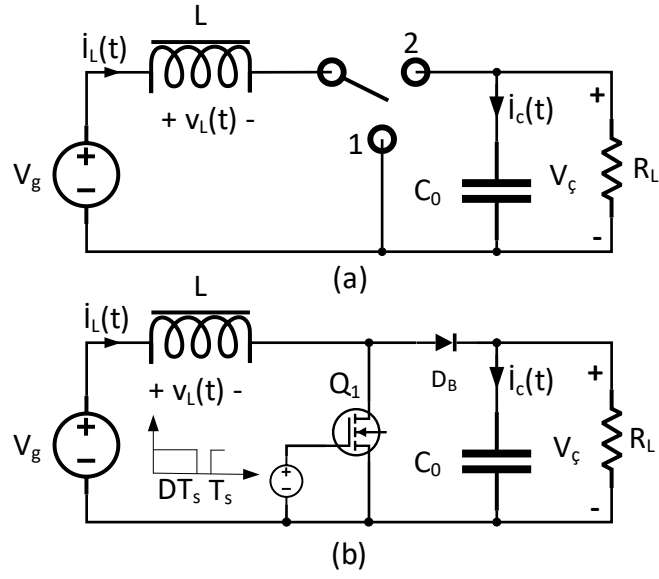
BÖLÜM 3

TAM KÖPRÜ GFD YÜKSELTEN TİP DOĞRULTUCU TASARIMI

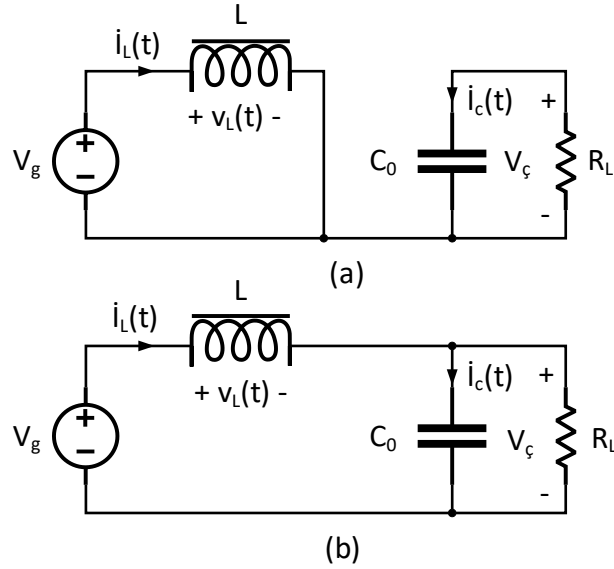
Bu bölümde öncelikle DC-DC yükselten tip dönüştürücünün çalışma prensibi statik analizi ile birlikte sunulmaktadır. Akabinde girişine tam köprü doğrultucu bağlanmış olan yükselten tip konvertörün AC giriş gerilimi altında çalışma prensibi anlatılmaktadır. Son olarak tam köprü GFD yükselten tip doğrultucu topolojisinin parametre ve eleman seçimlerinin tasarımı anlatılmaktadır.

3.1. YÜKSELTEN DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİ ve STATİK ANALİZİ

Yükselten dönüştürücü (Şekil 3.1), bir DC giriş gerilimini daha büyük bir DC çıkış gerilimine dönüştürebilen anahtarlama tip dönüştürücüdür. Bir mosfet ve diyot kullanılarak anahtarın pratik bir şekilde gerçekleştirilmesi Şekil 3.1b'de gösterilmektedir. Bu dönüştürücü için kararlı durumdaki çıkış kapasitesi gerilimini ve indüktör akımını bulmak için bu durum değişkenlerine küçük dalgalanma yaklaşımı, indüktör volt-saniye dengesi ve kapasitör şarj dengesi ilkeleri uygulanır.



Şekil 3.1. Yükselten dönüştürücü: a) ideal anahtarlı, b) mosfet ve diyot kullanarak pratik uygulaması.



Şekil 3.2. Yükselten dönüştürücü devresi, a) anahtar 1 konumundayken, b) anahtar 2 konumundayken.

SİM’de çalışan yükselten tip dönüştürücü Şekil 3.2’de gösterilen alt devreler ilgili zaman aralıklarında oluşur. Anahtar 1 konumundayken Şekil 3.2a’da gösterilen eş değer devre oluşur ve indüktör giriş gerilimi üzerinden enerji depolar. Bu zaman aralığı için indüktör gerilimi ve kapasitör akımı Eşitlik (3.1) ve Eşitlik (3.2)’de verilmiştir.

$$v_L = V_g \quad (3.1)$$

$$i_C = -\frac{v_C}{R_L} \quad (3.2)$$

Küçük dalgalanma yaklaşımını kullanırsak, $v_C \approx V_C$ olur. Bu durumda Eşitlik (3.3) ve Eşitlik (3.4) yazılabilir.

$$v_L = V_g \quad (3.3)$$

$$i_C = -\frac{V_C}{R_L} \quad (3.4)$$

Anahtar 2 konumundayken Şekil 3.2b'deki eş değer devre oluşur. İndüktör gerilimi polarite değiştirir ve depolanan enerjiyi çıkış katına aktarır. Bu zaman aralığı için indüktör gerilimi ve kapasitör akımı Eşitlik (3.5) ve Eşitlik (3.6)'daki gibi yazılabilir.

$$v_L = V_g - v_C \quad (3.5)$$

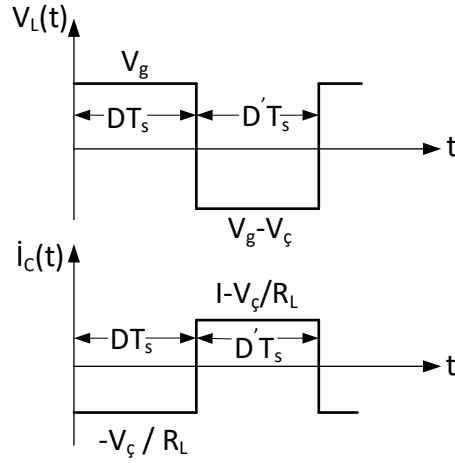
$$i_C = i_L - \frac{v_C}{R_L} \quad (3.6)$$

Küçük dalgalanma yaklaşımını kullanırsak, $v_C \approx V_C$ ve $i_L \approx I$ olur. Bu durumda Eşitlik (3.7) ve Eşitlik (3.8) yazılabilir.

$$v_L = V_g - V_C \quad (3.7)$$

$$i_C = I - \frac{V_C}{R_L} \quad (3.8)$$

Şekil 3.3'deki indüktör gerilimi ve kapasitör akımı dalga şekilleri Eşitlik (3.3) - Eşitlik (3.4) ve Eşitlik (3.7) - Eşitlik (3.8)'e göre çizilmiştir.



Şekil 3.3. Yükselten dönüştürücü indüktör gerilimi ve kapasitör akımı dalga şekilleri.

Şekil 3.3'deki indüktör gerilim dalga biçiminden DC çıkış gerilimi V_c 'nin, giriş gerilimi V_g 'den daha büyük olduğu çıkarılabilir. Anahtarın 1 konumunda olduğu zaman aralığı DT_s boyunca $v_L(t)$, DC giriş gerilimi V_g 'ye eşittir ve indüktöre pozitif volt-saniyeler uygulanır. Burada D görev periyodu olup bir periyot boyunca anahtarın 1 konumunda ne kadar kaldığını ifade eder ve 0-1 arasında tanımlanır. Anahtarlama dönüştürücüler için kararlı durumda bir anahtarlama periyodu boyunca indüktör üzerine uygulanan toplam volt-saniye sıfır olması gerektiğinden, ikinci aralık sırasında negatif volt-saniye uygulanmalıdır. Bu nedenle, ikinci aralık ($V_g - V_c$) sırasında indüktör gerilimi negatif olmalıdır. Dolayısıyla V_c , V_g 'den büyüktür.

Bir anahtarlama periyodu boyunca indüktöre uygulanan toplam volt-saniye Eşitlik (3.9)'da verilmiştir.

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g)DT_s + (V_g - V_c)D'T_s \quad (3.9)$$

Bu ifadeyi 0'a eşitleyip terimleri toplarsak Eşitlik (3.10) elde edilir.

$$V_g(D + D') - V_cD' = 0 \quad (3.10)$$

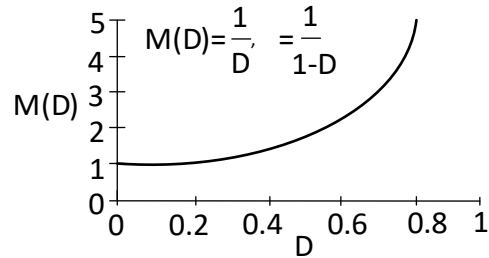
$D + D' = 1$ olduğundan hareketle çıkış geriliminin ifadesi Eşitlik (3.11)'deki gibi bulunur.

$$V_c = \frac{V_g}{D'} \quad (3.11)$$

Gerilim dönüştürme oranı $M(D)$, bir DC-DC dönüştürücünün çıkış geriliminin giriş gerilimine oranıdır. Eşitlik (3.12), gerilim dönüşüm oranını ifade eder.

$$M(D) = \frac{V_c}{V_g} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1-D} \quad (3.12)$$

Bu eşitlik Şekil 3.4'de çizilmiştir. $D = 0$ 'da $V_c = V_g$ 'dir. Görev oranı D arttıkça çıkış gerilimi artar ve ideal durumda, 1'e yaklaştıkça dönüştürme oranı sonsuza yakınsar. Dolayısıyla ideal yükselten dönüştürücü, giriş geriliminden daha büyük herhangi bir çıkış gerilimini üretebilir. Elbette, pratik bir yükselten dönüştürücü tarafından üretilebilecek çıkış geriliminin sınırları vardır.



Şekil 3.4. Yükselten dönüştürücünün DC dönüşüm oranının görev periyodu ile değişimi.

İndüktör akımının DC bileşeni, kapasitör şarj dengesi ilkesi kullanılarak elde edilir. Anahtar 1 konumundayken kapasitör yüke akım sağlar ve kapasitör kısmen boşalır. Anahtar 2 konumundayken indüktör akımı yükü besler ve ayrıca kapasitörü yeniden şarj eder. Bir anahtarlama periyodu boyunca kapasitör yükündeki net değişimin sürekli halde sıfır olması gerekir. Şekil 3.3'de ki $i_c(t)$ dalga biçiminin bir periyot boyunca integralinin alınmasıyla Eşitlik (3.13) yazılır.

$$\int_0^{T_s} i_c(t)dt = \left(-\frac{V_c}{R_L}\right)DT_s + \left(I - \frac{V_c}{R_L}\right)D'T_s \quad (3.13)$$

Sonucu 0'a eşitleyip Eşitlik (3.14) elde edilir.

$$-\frac{V_c}{R_L}(D + D') + ID' = 0 \quad (3.14)$$

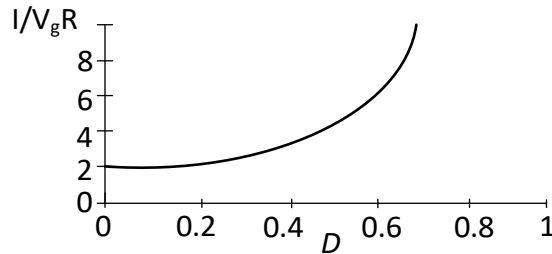
$D + D' = 1$ olduğundan indüktör akımı DC bileşeni I için Eşitlik (3.15) elde edilir.

$$I = \frac{V_c}{D'R_L} \quad (3.15)$$

Dolayısıyla, indüktör akımı DC bileşeni I, yük akımının V_c/R_L D' 'ye bölünmesiyle bulunur. Eşitlik (3.11)'de ki V_c 'yi Eşitlik (3.15)'de ki V_c 'nin yerine koyarsak Eşitlik (3.16) elde edilir.

$$I = \frac{V_g}{D'^2 R_L} \quad (3.16)$$

Bu denklem Şekil 3.5'de çizilmiştir. D , 1'e yaklaştıkça indüktör akımının büyüdüğü görülebilir.



Şekil 3.5. Yükselten dönüştürücünün D 'ye bağlı olarak indüktör akımının DC bileşeninin I değişimi.

Yükselten dönüştürücüdeki DC giriş akımı indüktör akımına eşit olup yük akımından büyüktür. Fiziksel olarak dönüştürücü elemanları ideal olduğu ölçüde dönüştürücü

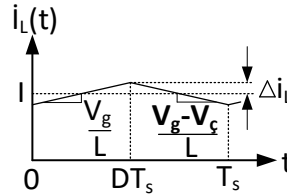
giriş ve çıkış güçleri eşittir. Dönüştürücü çıkış gerilimi, giriş geriliminden büyük olduğu için giriş akımı da çıkış akımından büyük olmalıdır. Görev döngüsü bire yaklaştıkça, indüktör akımı çok büyük olur ve bu durumda devre idealsizlikleri büyük güç kayıplarına yol açar. Sonuç olarak, yükselten dönüştürücünün verimliliği, yüksek görev döngüsünde hızla düşer.

İndüktör akımı $i_L(t)$ dalga biçimini (Şekil 3.6) çizerek indüktör akımı dalgalanması Δi_L için bir ifade türetilir. Anahtarın 1 konumunda olduğu durum için indüktör akımının eğimi Eşitlik (3.17)'de verilmiştir.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g}{L} \quad (3.17)$$

Aynı şekilde anahtarın 2 konumunda olduğu durum için indüktör akımı dalga şeklinin eğimi Eşitlik (3.18)'de verilmiştir.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g - V_\zeta}{L} \quad (3.18)$$



Şekil 3.6. Yükselten dönüştürücü indüktör akımı dalga şekli: $i_L(t)$.

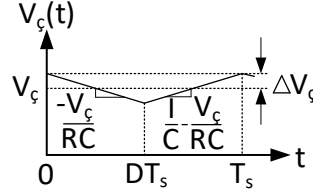
Şekil 3.6'dan anahtarlama periyodunun ilk aralığına bakılarak Eşitlik (3.19) yazılabilir.

$$2\Delta i_L = \frac{V_g}{L} DT_s \quad (3.19)$$

Δi_L için çözüm, Eşitlik (3.20) ile verilmiştir. Bu ifade, verilen bir Δi_L değeri için indüktör değerini (L) seçmek için kullanılabilir.

$$L = \frac{V_g}{2\Delta i_L} DT_s \quad (3.20)$$

Benzer şekilde, kapasitör gerilimi $v_c(t)$ dalga biçimi (Şekil 3.7) çizilerek çıkış gerilimindeki salınımın genliği ΔV_c için bir ifade türetilebilir.



Şekil 3.7. Yükselten dönüştürücü çıkış gerilim dalga şekli: $V_c(t)$.

Şekil 3.7'den anahtarlama periyodunun DT_s aralığı için kapasitör gerilim dalga şekli $v_c(t)$ 'nin eğiminden Eşitlik (3.21) yazılabilir.

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C_0} = \frac{-V_c}{R_L C_0} \quad (3.21)$$

$D'T_s$ aralığı için Şekil 3.7'ye bakılarak Eşitlik (3.22) yazılabilir.

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C_0} = \frac{I}{C_0} - \frac{V}{R_L C_0} \quad (3.22)$$

DT_s aralığındaki salınımın toplam genliği $-2\Delta V_c$ olup eğim ile zaman aralığının uzunluğunun çarpımına eşittir. Bu durumda Eşitlik (3.23) yazılabilir.

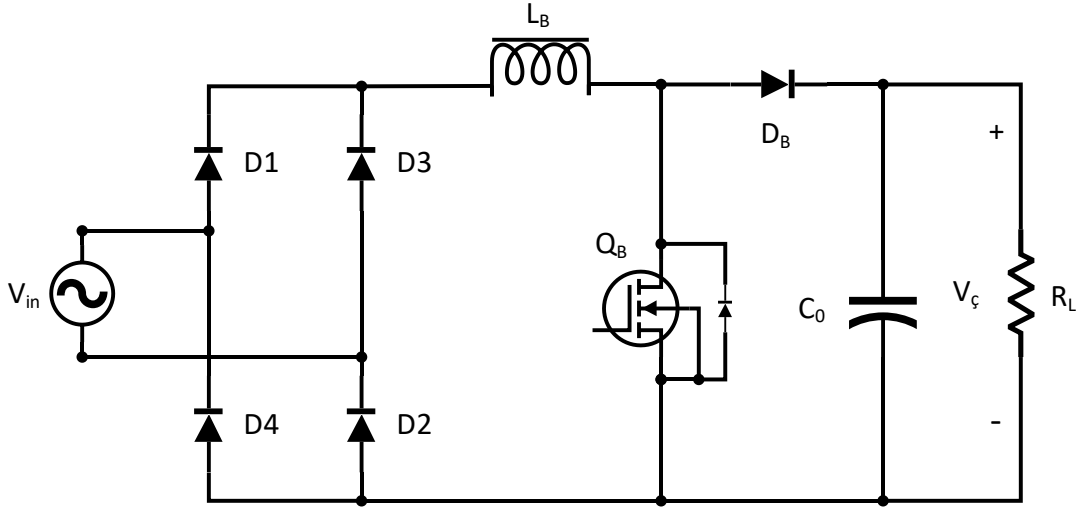
$$-2\Delta V_c = \frac{-V_c}{R_L C_0} DT_s \quad (3.23)$$

Benzer şekilde bu ifadede verilen bir ΔV_c değeri için kapasitör değerini (C_0) seçmek için kullanılabilir.

$$C_0 = \frac{V_c}{2R_L \Delta V_c} DT_s \quad (3.24)$$

3.2. TAM KÖPRÜ GFD YÜKSELTEN TİP DOĞRULTUCU

Geleneksel yükselten tip topoloji, Şekil 3.8’de gösterildiği gibi GFD uygulamaları için yaygın olarak kullanılmaktadır. Güç seviyesi arttıkça diyot köprüsü kayıpları verimliliği önemli ölçüde düşürür, bu nedenle sınırlı bir alanda ısı yayılımı ile uğraşmak sorun oluşturur. Kısıtlamalar nedeniyle, bu topoloji yaklaşık 1 kW'a kadar düşük ile orta güç aralığı için uygundur [22].



Şekil 3.8. Geleneksel yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu topolojisi.

Bu topolojinin avantajı, düşük maliyet ve basit kontrole sahip olmasıdır. Dezavantajı ise diğer topolojilerle karşılaştırıldığında daha düşük verime sahip olmasıdır.

GFD Yükselten tip doğrultucu devresinin avantajlı yönleri aşağıda sıralanmıştır:

1. Tek bir anahtar kullanıldığından kontrolü ve tasarımı kolaydır.
2. Eleman sayısı azdır.
3. Güç faktörünü ideale yakın düzeltir.
4. Köprüsüz GFD devreleri ile karşılaştırıldığında köprü doğrultucu barındırdığından küçük güç değerlerinde daha verimli çalışır. Fakat yüksek güçlerde diyotların ters

toparlanma süresi daha fazla ısı yayılımına sebep olur. Bu nedenle kayıplar artar, verim düşer [75].

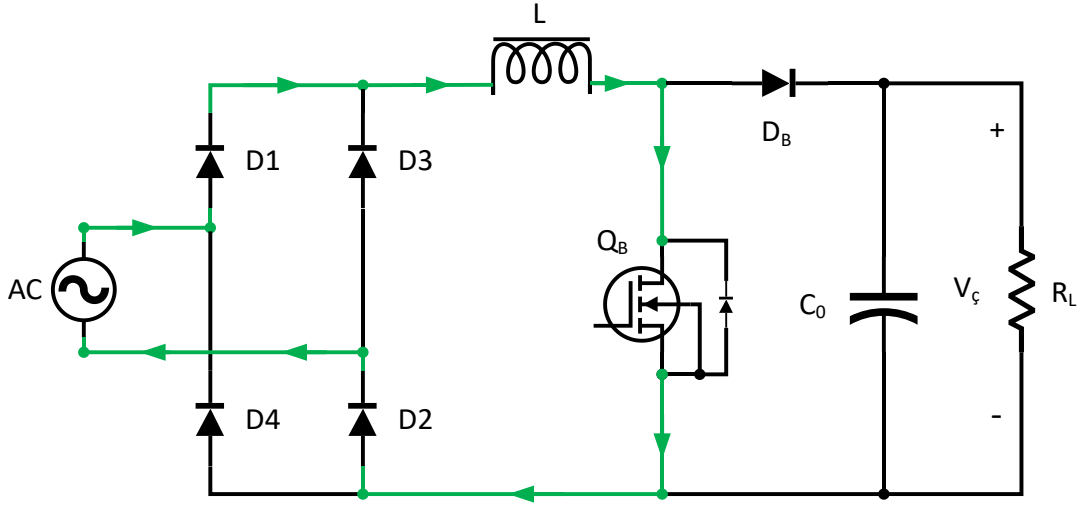
Bu topolojinin temel dezavantajları şunlardır:

1. Büyük çıkış kondansatör değerinden kaynaklanan aşırı başlangıç akımları.
2. Şebeke ve yük arasındaki doğrudan bağlantı nedeniyle aşırı yük ve kısa devre koşullarında akım sınırlamasının olmaması.
3. Giriş ve çıkış bölümlerini yalıtım için yüksek frekanslı bir transformatörün zor yerleştirilmesi.
4. Çıkış gerilimi her zaman tepe giriş geriliminden daha büyüktür.
5. Diğer GFD devreleri ile karşılaştırıldığında çıkış kondansatörü akım dalgalanmaları daha yüksektir. Elemanlarda yüksek gerilim stresi vardır.

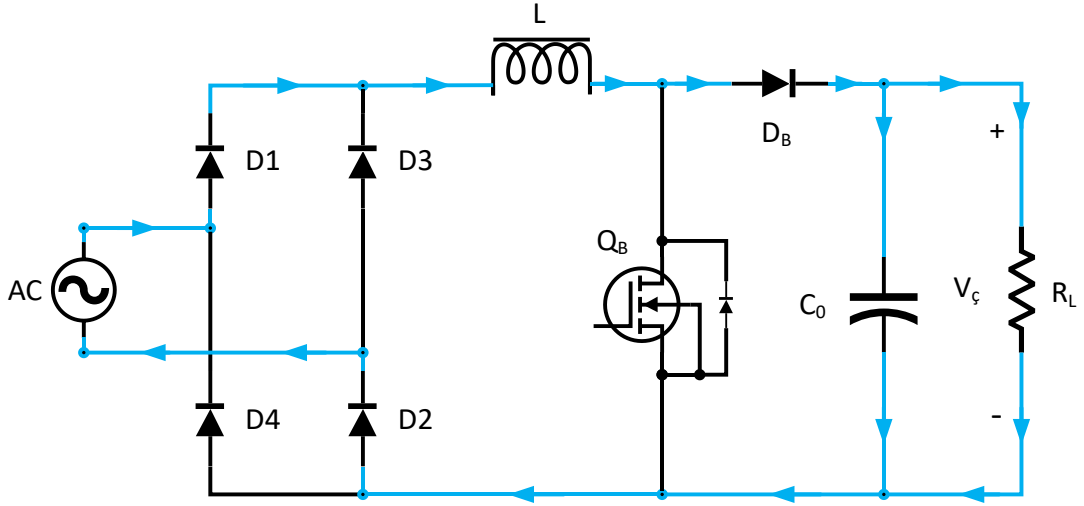
Geleneksel yükselten dönüştürücü, çıkış gerilim dalgalanmasını azaltmak için gereken büyük çıkış kondansatörü, daha büyük giriş başlangıç akımları ve zayıf verimlilik gibi dezavantajlara sahiptir. Bu sorunu çözmek için paralel yapı kullanan yükselten dönüştürücü topolojileri kullanılabilir [73].

3.2.1. Devrenin Çalışma Modları

Şekil 3.9'da kaynağın pozitif yarım periyodunda Q_B anahtarı iletimdeyken devrenin akım yollarını göstermektedir. $D1$ ve $D2$ diyotları üzerinden dolaşan akım L indüktörünü şarj eder ve bu esnada çıkış kondansatörü yükü besler. Q_B anahtarı kesime girince Şekil 3.10'da gösterilen çalışma gerçekleşir. Kaynak ve L bobini yükü besler, L deşarj olurken çıkış kondansatörü şarj olur. Negatif yarım periyotta ise $D3$ ve $D4$ diyotları üzerinden aynı durum tekrarlanır. Yükselten dönüştürücünün ön uç indüktörü nedeniyle giriş akımı süreklidir [75].



Şekil 3.9. Mosfet iletimdeyken GFD yükselten dönüştürücü akım yolları.



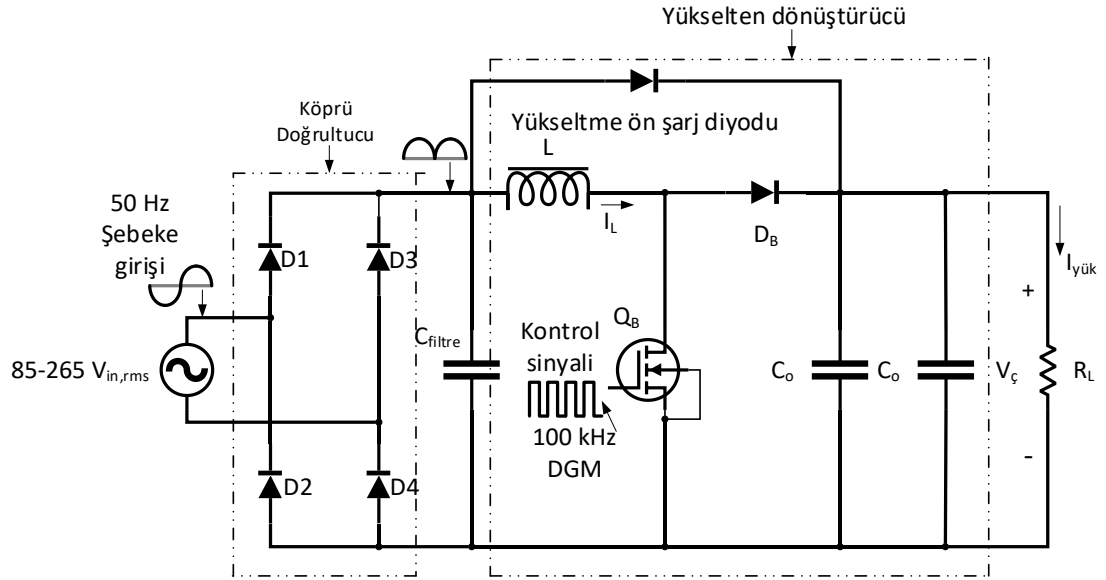
Şekil 3.10. Mosfet kesimdeyken GFD yükselten dönüştürücü akım yolları.

3.3. DEVRE ELEMAN VE PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ

Çizelge 3.1’de listelenen tasarım özellikleri, tüm denklem hesaplamaları için kullanılacaktır. Ayrıca yükselten dönüştürücü, minimum hat gerilimi koşulunda ($V_{in,min}$) maksimum akım yüklenmesi ve güç kayıpları dikkate alınarak tasarlanmıştır. Bu nedenle, tüm tasarım denklemleri ve güç kayıpları en kötü senaryo olarak değerlendirilen düşük hat gerilimi durumu kullanılarak hesaplanmıştır.

Çizelge 3.1. Güç bölümün özellikleri.

Parametre	Değeri
Giriş gerilimi ($V_{in,rms}$)	85-265 $V_{in,rms}$ 50 Hz
Çıkış gerilimi (V_{ζ})	400 V
Maksimum güç (P_{ζ})	500 W
Anahtarlama frekansı (f_s)	100 kHz
İndüktör akım salınımı	%20 düşük hat / tam yük
Çıkış gerilimi 100 Hz salınım	8 V_{t-t}
Hold-up time	20 ms $V_{\zeta,min} = 340 V$



Şekil 3.11. GFD Yükselten dönüştürücünün güç bölüm şeması.

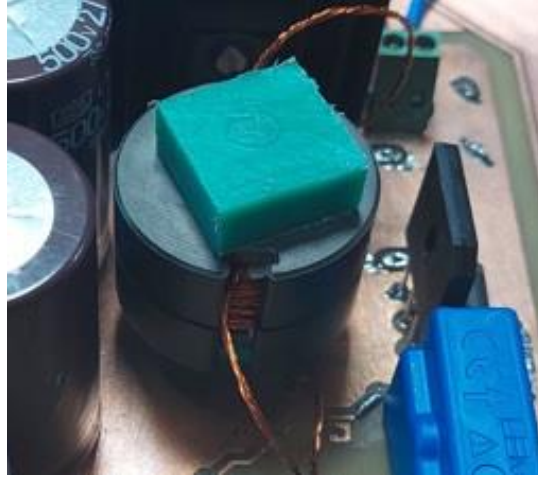
3.3.1. İndüktör Tasarımı

Filtre indüktör değeri Eşitlik (3.20)'ye göre hesaplanmış olup $500 \mu H$ 'dir. Eşitlik (3.25)'de ki maksimum akım, Eşitlik (3.20)'de gösterildiği gibi belirtilen maksimum indüktör akım salınımına göre belirlenmiştir.

$$I_{L,max} = \frac{\sqrt{2}P_{\zeta}}{V_{in,min}} \times \left(1 + \frac{\%salınım}{2}\right) \quad (3.25)$$

$$I_{L,max} = \frac{\sqrt{2} \times 500}{85} \times \left(1 + \frac{0.20}{2}\right) = 9.15 A$$

İndüktör saturasyon akımı $> 9.15 A$ olarak hesaba katılmalıdır. Şekil 3.12’de POT-CORE nüve içine sarılan bobin gösterilmektedir. Anahtarlama frekansı 100 kHz olduğundan yüksek frekansta meydana gelen deri etkisinin azaltılması ve bobinin veriminin artırılması için her biri 0.3 mm çapında olan 5 adet izoleli bakır tel paralellenerek bobin teli oluşturulmuştur. Yaklaşık 7 metre uzunluğunda ve 60 sarım olan bu bakır tel POT-CORE nüve içine düzgün bir biçimde sarılmıştır.



Şekil 3.12. Devre kartı üzerinde GFD indüktörü.

İndüktör RMS akımı ve ona bağlı olarak bakır kaybı Eşitlik (3.26) ve Eşitlik (3.27)’de verilmiştir.

$$I_{L,rms} = \frac{P_{\zeta}}{V_{in,min}} = \frac{500}{85} = 5.9 A \quad (3.26)$$

$$P_{L,cond} = I_{L,rms}^2 \times DCR = (5.9)^2 \times 0.20 = 6.962 W \quad (3.27)$$

3.3.2. Köprü Doğrultucu Seçimi

GFD devresinin tam köprü doğrultucu kısmı genellikle en yüksek yarı iletken kaybına sahiptir. Daha yüksek bir nominal akıma sahip tam köprü devresi kullanmak, maliyeti

biraz artıran bununla beraber daha düşük ileri gerilim düşümü V_f sayesinde toplam güç kaybını azaltan bir yaklaşımdır. Ayrıca iki paralel köprü kullanmak, ısı yayılımını dağıtmak için başka bir yaklaşımdır.

Bu tez çalışmasında GBU8M köprü doğrultucu entegresi kullanılmıştır.

Eşitlik (3.28), köprü doğrultucu diyotların ikisinden geçen ortalama giriş akımı teorik olarak hesaplanmıştır. Eşitlik (3.29) köprü kayıplarını teorik olarak ifade eder.

$$I_{ortalama} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\sqrt{2} \times P_{\zeta}}{V_{in,min}} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\sqrt{2} \times 500}{85} = 5.3 \text{ A} \quad (3.28)$$

$$P_{köprü} = 2 \times I_{ortalama} \times V_{f,köprü} = 2 \times 5.13 \times 1 = 10.26 \text{ W} \quad (3.29)$$

3.3.3. SiC Mosfet Seçimi

Mosfet'in güç kayıpları, iletim kayıpları ve anahtarlama kayıpları olarak ikiye ayrılabilir. İletim kayıplarını azaltmak için düşük iletim direncine R_{DS_ON} sahip MOSFET'ler (daha yüksek akım taşıma kapasitesine sahip) tercih edilir [9].

50 Hz şebeke döngüsü boyunca MOSFET'in taşıdığı akımın etkin değeri Eşitlik (3.30) ile ve MOSFET iletim kaybı Eşitlik (3.31) ile hesaplanmıştır.

$$I_{S,rms} = \frac{P_{\zeta}}{V_{in,min}} \times \sqrt{1 - \frac{8 \times \sqrt{2} \times V_{in,min}}{3 \times \pi \times V_{\zeta}}} = 5.1 \text{ A} \quad (3.30)$$

$$P_{s,cond} = I_{S,rms}^2 \times R_{iletim(100^\circ)} = 5.1^2 \times 0.0845 = 2.2 \text{ W} \quad (3.31)$$

Devrenin çıkış gerilimi 400 V olduğundan MOSFET kesimdeyken V_{DS} gerilimi 400 V'tur. Buna göre SiC tipinde MOSFET'ler arasından düşük iletim direnci R_{DS_ON} , düşük gate şarjı Q_G , düşük giriş kapasitesi C_{iss} kriterleri göz önüne alınarak Çizelge 3.2 elde edilmiştir. Bu MOSFET'ler arasından performans ölçütü (Figure-of-Merit,

FOM) olarak Eşitlik (3.32)'de verilen tanımlama kullanılarak seçim işlemi tamamlanabilir.

$$FOM = R_{DS(ON)} \times Q_g \quad (3.32)$$

Çizelge 3.2. Çeşitli SiC Mosfetlerin kıyaslaması.

Anahtar numarası	SCTW 35N65G2 V	SCT3060AL	E3M00 65090D	SCTW35N 65G2VAG	SCT3080AL	C3M01200 90D	C3M00 65090D
Birim fiyat (USD)	12.71	11.26	10.79	13.34	9.88	6.03	9.38
Teknoloji	SiCFET	SiCFET	SiCFET	SiCFET	SiCFET	SiCFET	SiCFET
Drain to Source gerilimi (V _{ds})	650 V	650 V	900 V	650 V	650 V	900 V	900 V
Sürekli Drain Akımı (I _d); 25°C	45 A	39 A	35 A	45 A	30 A	23 A	36 A
R _{ds On} (Max) @ I _d , V _{gs}	67 mohm, @20 A, 20 V	78 mohm, @13 A, 18 V	84.5 mhom, @20 A, 15 V	67 mohm, @20 A, 20 V	104 mohm, @10 A, 18 V	155 mohm, @15 A, 15 V	78 mohm, @20 A, 15 V
Gate Charge (Q _g) (Max) @ V _{gs}	73 nC, @20 V	58 nC, @18 V	30.4 nC, @15 V	73 nC, @20 V	48 nC, @18 V	21 nC, @15 V	35 nC, @15 V
V _{gs} (Max)	-10 V to +22 V	-4 V to +22 V	-8 to +18 V	-10 to +22 V	-4 to +22 V	-8 to +19 V	-8 to +19 V
Input Capacitance (C _{iss}) (Max) @ V _{ds}	1370 pF, @400 V	852 pF, @500 V	660 pF, @600 V	1370 pF, @400 V	571 pF, @500 V	414 pF, @600 V	760 pF, @600 V
FET Feature", "Power Dissipation (Max)	240 W	165 W	125 W	240 W	134 W	97 W	125 W
FOM = R _{DS ON} × Q _G	4891	4524	2569	4891	4992	3255	2730

Buna göre SiC anahtar grubundan iki tanesi birbirine yakın en iyi performans ölçütlerini sunmaktadır. Bunlar E3M0065090D ve C3M0065090D kodlu anahtarlardır. E3M0065090D kodlu Mosfet C3M0065090D'den hem FOM olarak hem de giriş kapasitansı daha düşük olup performansı daha iyidir. Bununla beraber maliyet göz önüne alınarak E3M0065090D kodlu SiC Mosfet tercih edilmiştir.

3.3.4. Yükselten Tip Dönüştürücü için SiC Schottky Diyot Seçimi

Yükselten tip dönüştürücünün diyot seçimi, SİM'de çalışan bir dönüştürücü için önemli bir tasarım kararıdır. Diyot yüksek akımda sert anahtarlandığından ters toparlanma mekanizması önemli güç kaybına, gürültüye ve akım sıçramalarına neden olabilir. Ters toparlanma, yüksek anahtarlama frekansı ve yüksek güç yoğunluklu güç kaynakları için tehlikeli olabilir. Bu nedenle, SİM'de çalışan yükselten dönüştürücüde

bir diyot seçmenin en belirgin kriteri, düşük ters toparlanma şarjı ile hızlı toparlanma kabiliyetine sahip olması gerektiğidir [38].

Bu tez çalışmasında GP3D010A065B Schottky tipinde SiC diyot kullanılmıştır.

Diyotun ortalama akımı ve iletim kaybı Eşitlik (3.33) ve Eşitlik (3.34) ile teorik olarak hesaplanmıştır.

$$I_{D,ortalama} = \frac{P_{\zeta}}{V_{\zeta}} = \frac{500}{400} = 1.25 \text{ A} \quad (3.33)$$

$$P_{D,iletim} = I_{D,ort} \times V_{f,diyot} = 1.25 \times 1.72 = 2.15 \text{ W} \quad (3.34)$$

Diyotun ters toparlanma yükünün çoğu MOSFET'in iletme geçme anında geçer. Dolayısıyla anahtarlama kaybı Eşitlik (3.35) ile teorik olarak hesaplanabilir.

$$P_{D,anahtarlama} = 0.5V_{\zeta}Q_c f_s = 0.5 \times 400 \times 26 \times 10^{-9} \times 100000 = 0.52 \text{ W} \quad (3.35)$$

Toplam diyot kaybı Eşitlik (3.36)'de teorik olarak hesaplanmıştır.

$$P_{D,toplam} = P_{D,iletim} + P_{D,anahtarlama} = 2.15 + 0.52 = 2.67 \text{ W} \quad (3.36)$$

3.3.5. Çıkış Kondansatörü Seçimi

Bazı uygulamalar, özellikle bilgi işlem, bekleme süresi gereksinimine sahiptir. Bu, GFD doğrultucu aşamasının, AC giriş gerilimi kısa bir bekleme süresi için sıfır olsa bile izole çıkışı sağlayabilmesi gerektiği anlamına gelir. Bu bekleme süresi yaklaşık 20 ms'dir.

Çıkış kondansatörü, hem bekleme (hold-up) süresi (20 ms) hem de düşük frekans gerilim dalgalanması (8 V) gereksinimlerini karşılayacak şekilde seçilir. Kondansatör değeri, Eşitlik (3.37) veya Eşitlik (3.38) arasından daha büyük bir değere sahip olan seçilmelidir [44].

$$C_o \geq \frac{2 \times P_\zeta \times t_{hold-up}}{V_\zeta^2 - V_{\zeta,min}^2} = \frac{2 \times 500 \times 16.6 \times 10^{-3}}{400^2 - 340^2} = 373.9 \mu F \quad (3.37)$$

$$C_o \geq \frac{P_\zeta}{2\pi f_{\zeta,sebeke} \times \Delta V_o \times V_o} = \frac{500}{2\pi \times 50 \times 8 \times 400} = 497.4 \mu F \quad (3.38)$$

Bu tez çalışmasında, anahtarlama mod güç kaynaklarında DC-link kapasitörü seçiminde sıkça kullanılan kondansatör tipi olan alüminyum elektrolitik tercih edilmiştir. 270 μF 'lık nominal gerilimi 500 V değerine sahip iki kapasitör paralel olarak kullanılmıştır. Kondansatör ESR kaybı Eşitlik (3.39)'dan teorik olarak hesaplanabilir.

$$ESR = \frac{DF}{2 \times \pi \times f_{\zeta,ripple} \times C_o} = \frac{0.2}{2 \times \pi \times 100 \times (2 \times 270 \mu F)} = 0.589 \Omega \quad (3.39)$$

50 Hz şebeke döngüsü boyunca kondansatör RMS akımı Eşitlik (3.40) ile teorik olarak hesaplanabilir.

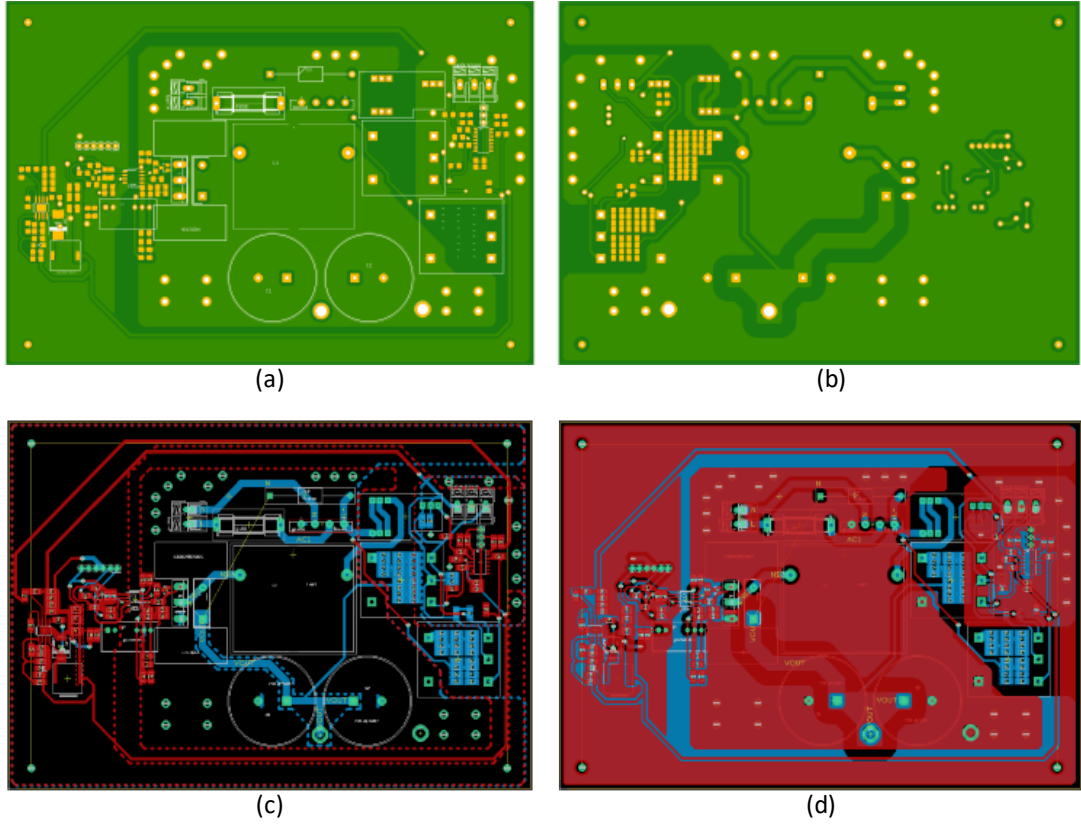
$$I_{Co,rms} = \sqrt{\frac{8 \times \sqrt{2} \times P_\zeta^2}{3 \times \pi \times V_{in,min} \times V_\zeta} - \frac{P_\zeta^2}{V_\zeta^2}} = 2.695 A \quad (3.40)$$

Toplam kondansatör güç kaybı Eşitlik (3.41) ile teorik olarak hesaplanmıştır.

$$P_{Co} = I_{Co,rms}^2 \times ESR = 2.695^2 \times 0.589 = 4.278 W \quad (3.41)$$

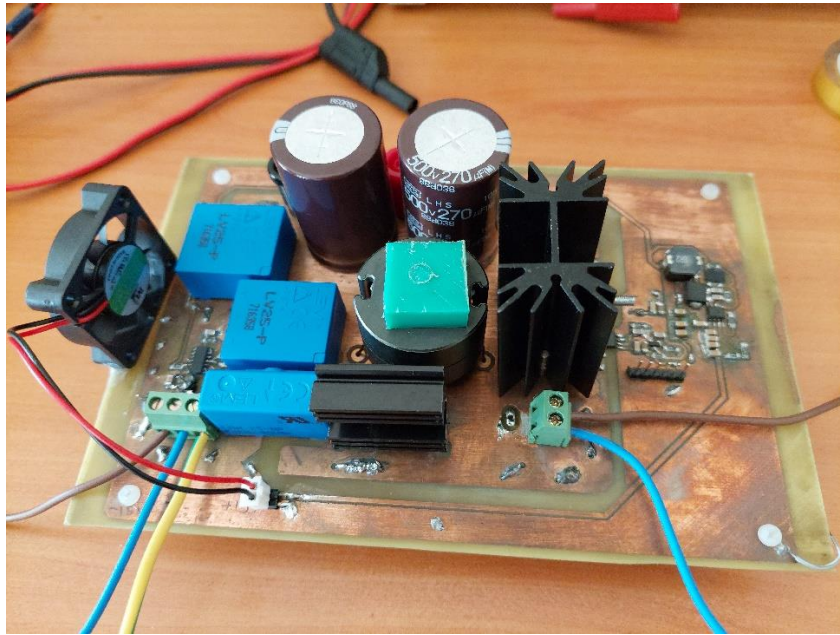
3.4. ELEKTRONİK KART TASARIMI

Bölüm 3.3'de tasarlanan yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun Şekil 3.13'de elemanların baskı devre üzerindeki yerleşimi ve birbiri ile bağlantısı gösterilmektedir.



Şekil 3.13. Baskı devrenin: a) üst katman görünüşü, b) alt katman görünüşü, c) toprak yüzey pasifkenti görüntüsü, d) toprak yüzeyi aktifkenti görüntüsü.

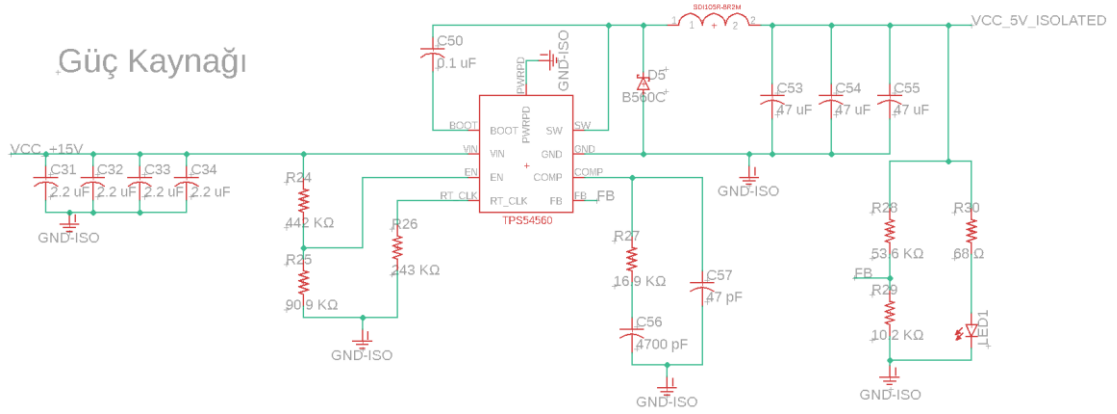
Şekil 3.14’de kartın montajlanmış nihai hali gösterilmektedir.



Şekil 3.14. Elektronik kartın nihai görüntüsü.

3.4.1. Güç Kaynağı Devre Şematığı

Şekil 3.15’de kart üzerindeki 5 V DC ihtiyacını karşılayan 5 A’e kadar akım sağlayan azaltan tip DC-DC dönüştürücü entegresi olan TPS54560 ve ona ait çevresel elemanlar gösterilmektedir.



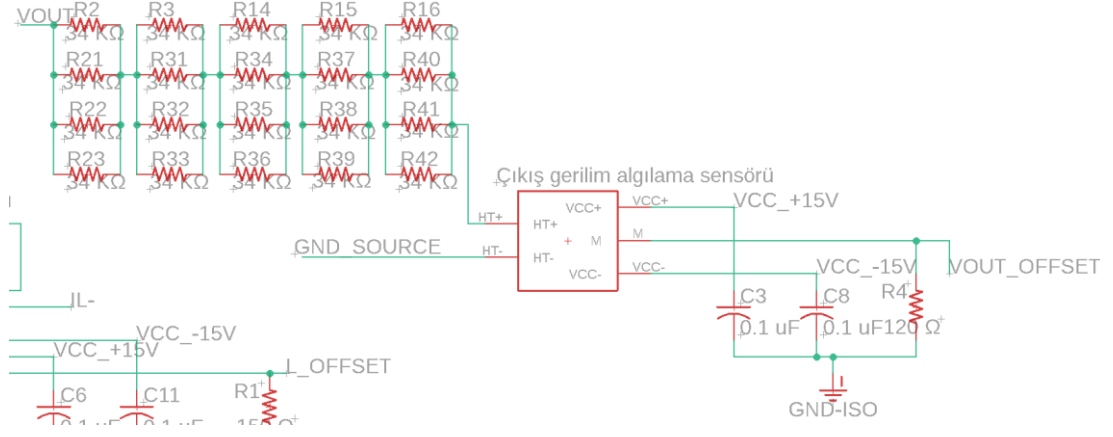
Şekil 3.15. TPS54560 Tümlleşik entegre ile güç kaynağı devresi.

3.4.2. Kapı Sürücü Devre Mantığı

Kapı sürücü entegresinin giriş ve çıkış tarafları birbirinden izolelidir. Bu izolasyon, güç bölümünden gelen olası bir yüksek gerilim sıçramalarının kontrol devresine zarar vermesini engellemek içindir. MGJD051505SC DC-DC izoleli dönüştürücü devresi ile UCC5390 gate sürücü entegresinin çıkış katı beslenmektedir. Bu çalışmada yarı iletken güç elemanı olarak SiC mosfet kullanıldığı için ona uygun sürme gerilimini sağlayabilmek için besleme gerilimi +15 V ve -5 V çıkış gerilimi üreten, MGJD051505SC entegresi ile sağlanmaktadır.

3.4.3. Sensör Devre Şematığı

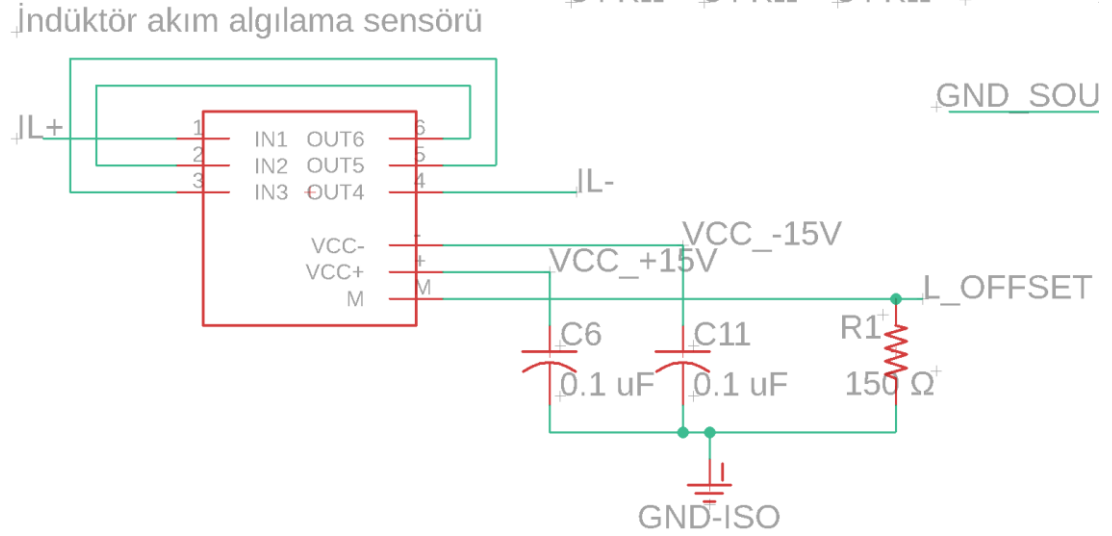
Şekil 3.16, devrenin çıkış gerilimini ölçen gerilim sensor devresini göstermektedir. Bu çalışmada giriş ve çıkış gerilimlerini ölçmek üzere sensör olarak 2 adet LV 25-P kullanılmıştır.



Şekil 3.16. Çıkış gerilim algılama sensörü devresi.

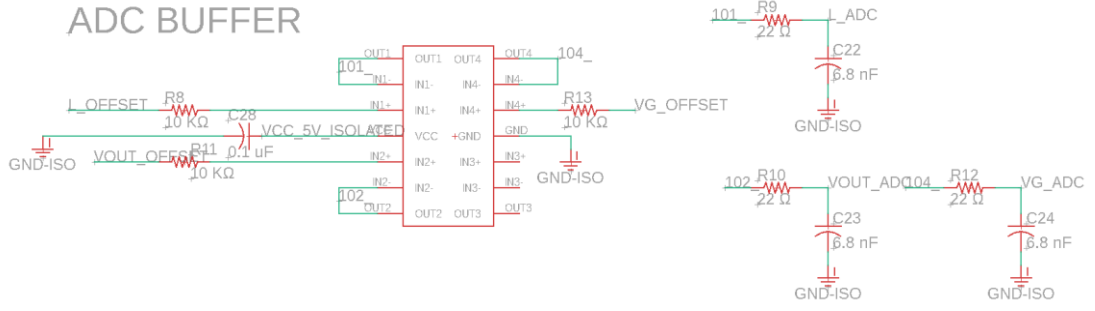
Şekil 3.17, indüktör akım ölçümü için sensor devresi bağlantı şemasını göstermektedir.

Bu çalışmada LAH 25-NP akım sensörü kullanılmıştır.



Şekil 3.17. İndüktör akım algılama sensör devresi.

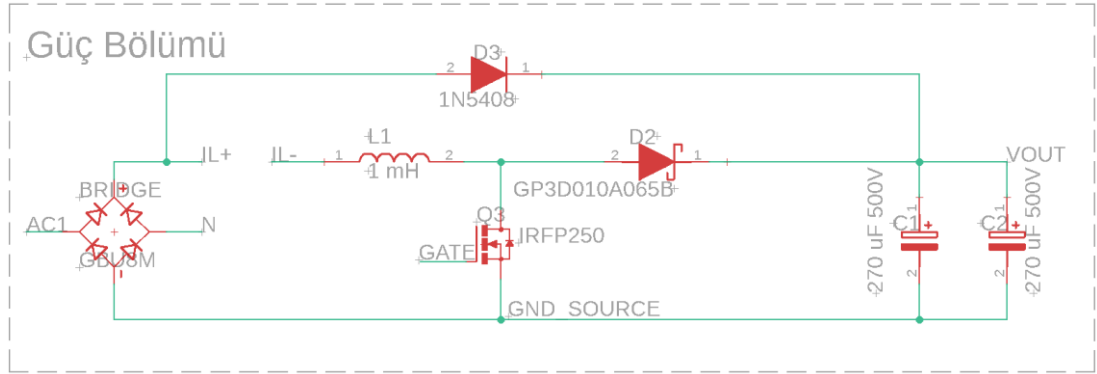
3 sensörden alınan bilgi, işlenmek üzere DSP'nin ADC birimine gönderilmesi gerekir. Fakat doğrudan sensörlerden sonra DSP'ye gönderilirse akım hem DSP'ye hem de sensörün ölçüm direncinden akar. Bunun sonucunda yanlış gerilim ölçümü alınmış olur. Doğru ölçümün DSP'de işlenmesi için Şekil 3.18'de gösterilen işlemsel yükselteç içeren gerilim izleyici devresi tampon devre olarak kullanılmıştır. Mikrodenetleyici'nin ADC birimine gelen bilginin gürültüsüz olması için Şekil 3.18'de gösterildiği gibi işlemsel yükselteç çıkışına alçak geçiren filtre konulmuştur.



Şekil 3.18. İşlemsel yükselteç gerilim izleyici devresi.

3.4.4. Güç Devre Şematığı

Şekil 3.19’da güç katı devre şematığı gösterilmektedir. Ön şarj diyodu, çıkış kondansatörlerinden dolayı giriş başlangıç akımlarını azaltmak için, dönüştürücü çalıştığı anda kısa bir süre aktif olur ve daha sonra kondansatörler 400 V’a şarj olduğunda otomatik olarak ters kutuplandığı için kesime gider ve devrede pasif konuma gelir.



Şekil 3.19. Güç bölümü şeması.

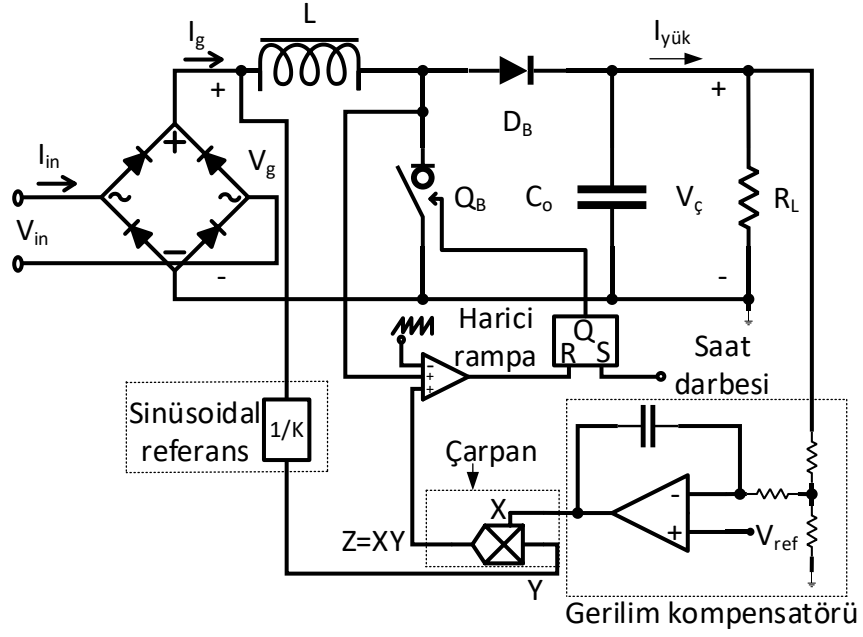
BÖLÜM 4

GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME İÇİN KONTROL TEKNİKLERİ

GFD Yükselten tip doğrultucu devresi için literatürde farklı kontrol teknikleri önerilmiştir. Bunlardan öne çıkanlar bu bölümde anlatılmaktadır. Ayrıca bu tezde uygulanan ortalama akım mod kontrol ve model öngörülü kontrol teknikleride bölüm sonunda detaylı olarak sunulmaktadır.

4.1. TEPE AKIM MOD KONTROL TEKNİĞİ

DC-DC dönüştürücülerin kontrolünde kullanılan tekniklerden biride tepe akım modu tekniğidir. GFD yükselten tip doğrultucu topolojisi için tepe akım mod kontrol tekniği için blok diyagram temsili Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Şekil 4.1'den görüleceği üzere bu yöntemde güç anahtarı sabit anahtarlama frekansıyla açılır ve bobin akımının yükselmesi gerilim hatasını kompanze eden dış çevrim tarafından ayarlanan bir seviyeye ulaştığında kapatılır. Bu yaklaşım anahtarı anlık aşırı akımlara karşı korur, ancak kontrolü gürültüye karşı çok hassas hale getirir. Ayrıca kontrol 0.5'i aşan görev döngülerinde doğal olarak dengesizdir. Bu sorunu çözmek için bobin rampasına bir dengeleme rampası eklenir. Son olarak, tepe akım modu kontrolünde ortalama akım hatasına karşı doğal bir tepe noktası vardır. Sonuç olarak, ortalama bobin akımı, dış çevrim tarafından ayarlanan akım referans sinyalini tam olarak izleyemez. Sinüsoidal referanslı yükselten tip dönüştürücülü GFD topolojisinde bu durum geçiş bozulmalarına ve hat akımı harmoniklerine yol açar. Bununla birlikte, kontrol devresinin sadeliği şebeke akımı dalga formunun kalitesinden ziyade birincil ilgi alanı ise, o zaman giriş akımı kenetlemeli tepe akım modu kontrolü caziptir [78]



Şekil 4.1. Tepe akım kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.

Bu kontrol tekniği için aşağıdaki özellikler sıralanabilir:

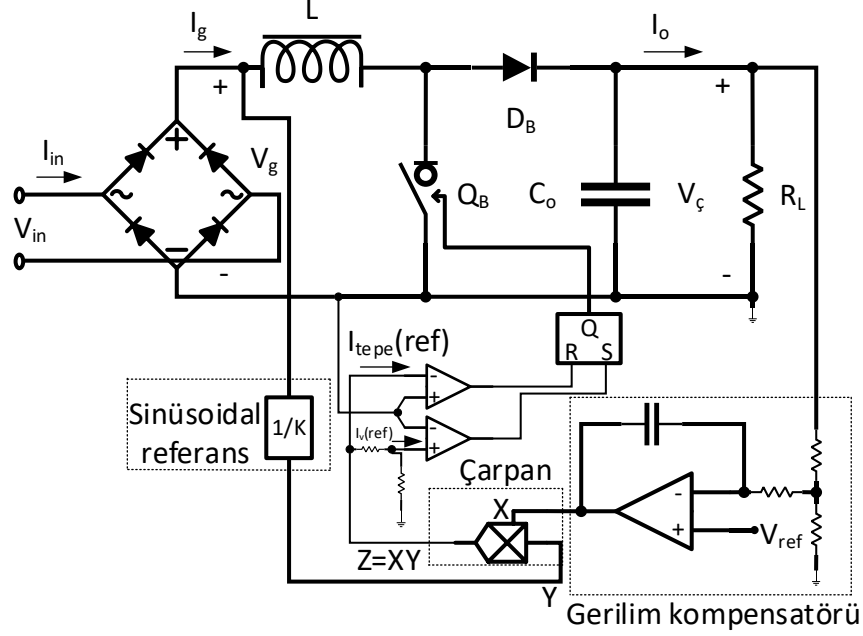
1. Sadece anahtar akımı algılanmalıdır.
2. Akım hata yükselteci ve ilgili kompanzator hattına gerek yoktur.
3. Yüksek güç faktörü.
4. Sürekli iletim modunda çalışma.
5. Akım sensörü çarpanı gerekliliği yüzünden kontrol devresi karmaşık hale gelir.

4.2. HİSTEREZİS KONTROL TEKNİĞİ

Bir başka kontrol tekniği indüktör akımının alt ve üst sınırları bulunan bir hata bandı içerisinde tutulduğu histeresis kontroldür. Esas avantajı uygulama basitliğidir. Bununla beraber değişken anahtarlama frekansı bir dezavantajdır [78].

Bu modülasyon stratejisi bir histeresis bandı tarafından oluşturulan limitler dahilinde akımın izlenmesinden oluşur. Akım sınırları, sinüzoidal giriş gerilimini algılamaktan sorumlu gerilim bölücüler kullanılarak elde edilir. Giriş akımı örneği, şönt direnci veya Hall etki sensörü olabilen bir sensör ile elde edilir. Doğrultulmuş giriş akımı örneğini

histerezis bandının sınırları ile karşılaştırarak, Şekil 4.2’de gösterildiği gibi anahtar düzgün bir şekilde açılıp kapatılabilir [36].



Şekil 4.2. Histerezis kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.

Bu kontrol tekniği için aşağıdaki özellikler sıralanabilir.

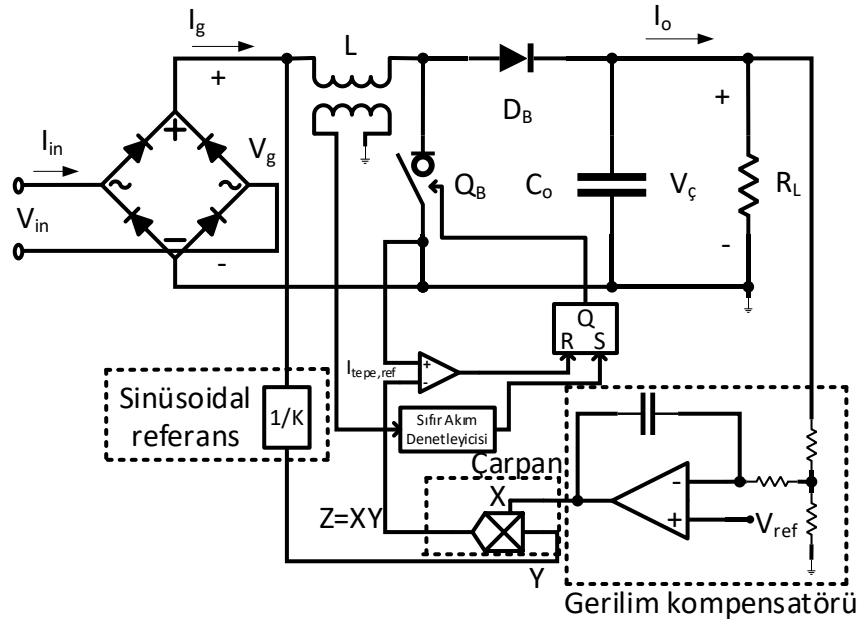
1. Değişken anahtarlama frekansı, tipik olarak istenmeyen bir durumdur çünkü filtre bobininin en düşük frekans için tasarlanmış olması gerekir. Buda filtre boyutunu artırır.
2. Yüksek güç faktörü.
3. SİM’de çalışma.
4. Akım sensörlerinin ve çarpanlarının gerekliliği kontrol devresini karmaşık hale getirir.

4.3. SINIR AKIM MODLU KONTROL TEKNİĞİ

Bu kontrol yaklaşımında, anahtar açma süresi şebeke döngüsü boyunca sabit tutulur ve indüktör akımı sıfıra düştüğünde anahtar açılır, böylece dönüştürücü CRM’de çalışır. Bu şekilde serbest geçiş diyot yumuşak bir şekilde kapatılır (geri toparlanma

kaybı olmaz) ve anahtar sıfır akım anında açılır. Böylece anahtarlama kayıpları azaltılır [58].

Kontrol şematiği Şekil 4.3'de gösterilmektedir. Anlık giriş akımı, tepe noktası şebeke gerilimi ile orantılı olan bir dizi üçgen tarafından oluşturulur. Bu nedenle, ortalama giriş akımı, şebeke döngüsü sırasında DGM olmadan şebeke gerilimiyle orantılı hale gelir. Bu kontrol "otomatik akım şekillendirici" tekniği olarak karakterize edilir [58].



Şekil 4.3. Sınır akım modlu kontrol tekniği kullanan yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.

Bu kontrol tekniğinin avantajları şöyle sıralanabilir:

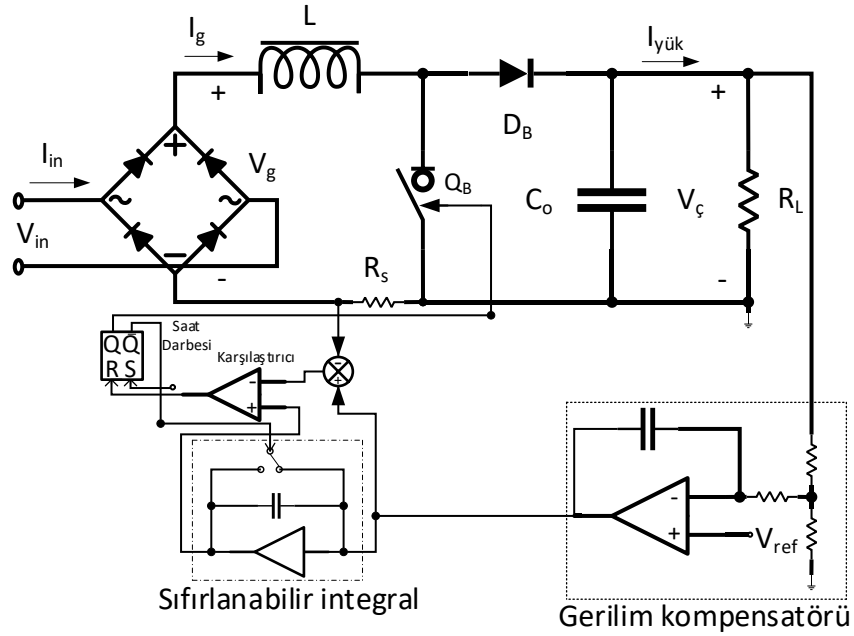
1. Kompanzasyon rampasına gerek yok.
2. Akım hata yükseltecine gerek yok.
3. Anahtar akımını algılandığı için anahtar akımına sınırlama getirilebilir.

Dezavantajları ise:

1. Değişken anahtarlama frekansı.
2. İndüktör akımının sıfıra düştüğünü algılamak için indüktör geriliminin algılanması gerekir.

4.4. TEK DÖNGÜ KONTROL TEKNİĞİ

Tek döngü kontrol tekniği, analog çarpan, giriş gerilimi algılama ve sabit osilatör rampası kullanmaz. Dönüştürücü çıkış gerilimi bir referans gerilim ile karşılaştırılır ve gerilim kompanzatorü kullanılarak modülasyon katı için referans sinyal üretilir. Tek döngü kontrolünün özü, modülasyon gerilimini entegre eden ve her anahtarlama döngüsünün sonunda resetlenen, Şekil 4.4’de gösterilen sıfırlanabilir integratördür. Gerilim çevrimi bant genişliği çok küçük olduğundan, modülasyon gerilimi çok yavaş değişecektir ve bir anahtarlama döngüsü sırasında sabit kabul edilebilir. Bu, integratörün çıktısının doğrusal bir rampa olacağı anlamına gelir. Değişken rampa, DGM gate sürme sinyalini üretmek için akım algılama sinyalinden çıkarılan hata gerilimi ile karşılaştırılır [36].



Şekil 4.4. Tek döngü kontrol tekniği kullanan yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.

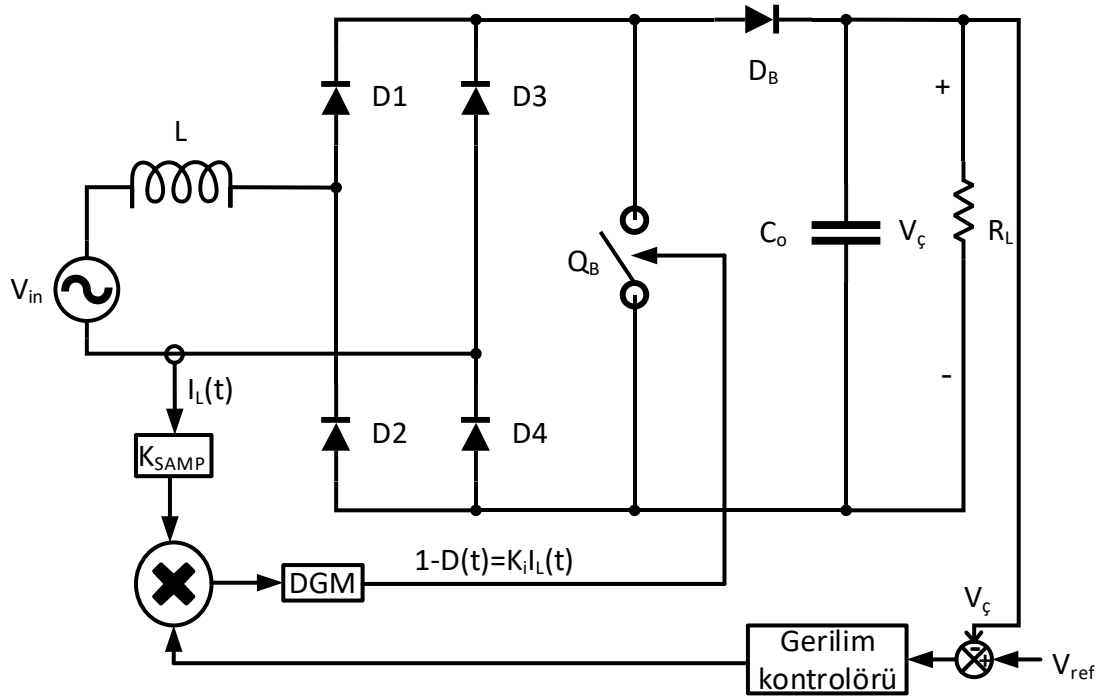
Bu kontrol tekniği için aşağıdaki özellikler sıralanabilir:

1. Sinusoidal giriş gerilimini algılamaya ihtiyaç yoktur.
2. Yüksek güç faktörü.
3. SİM’de çalışma.

4. Çarpanların ve bölenlerin olmaması kontrol sistemini basitleştirir.

4.5. KENDİNDEN KONTROL TEKNİĞİ

Kendi kendine kontrol stratejisi, indüktör akımını ve çıkış gerilimini örnekleyen daha az sensör kullanmanın kendine özgü karakteristiği nedeniyle çok pratik ve tek döngü kontrolüne benzerdir. Şekil 4.5'den görülebileceği gibi, tepe akımı doğrudan devreden örneklenir ve belirli bir kazanç K_{samp} ile çarpılır. Böylece ilgili değer üçgen bir modülatör gerilim bandı içinde kalır. Sonuçta ortaya çıkan tersine çevrilmiş doğrultulmuş sinüzoidal dalga formu, gerilim çevrimi hata sinyali ile çarpılır ve daha sonra bir testere dişi modülatörü ile karşılaştırılarak anahtar için sürme sinyali oluşturulur [36].



Şekil 4.5. Kendinden-kontrol tekniği kullanan yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.

Kendi kendine kontrol stratejisinin birçok avantajı vardır. Örneğin, giriş gerilimini örneklemek veya başka herhangi bir biçimde yapay bir akım referansı oluşturmak

gerekli değildir; oransal kompanzatör kullanılır, bu da sistemin karmaşıklığını ve dijital kontrol kullanılırken işlem stresini azaltır [36].

4.6. OAM KONTROL TEKNİĞİ

OAM kontrolü güç faktörü düzeltme uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır [7,9,67,72].

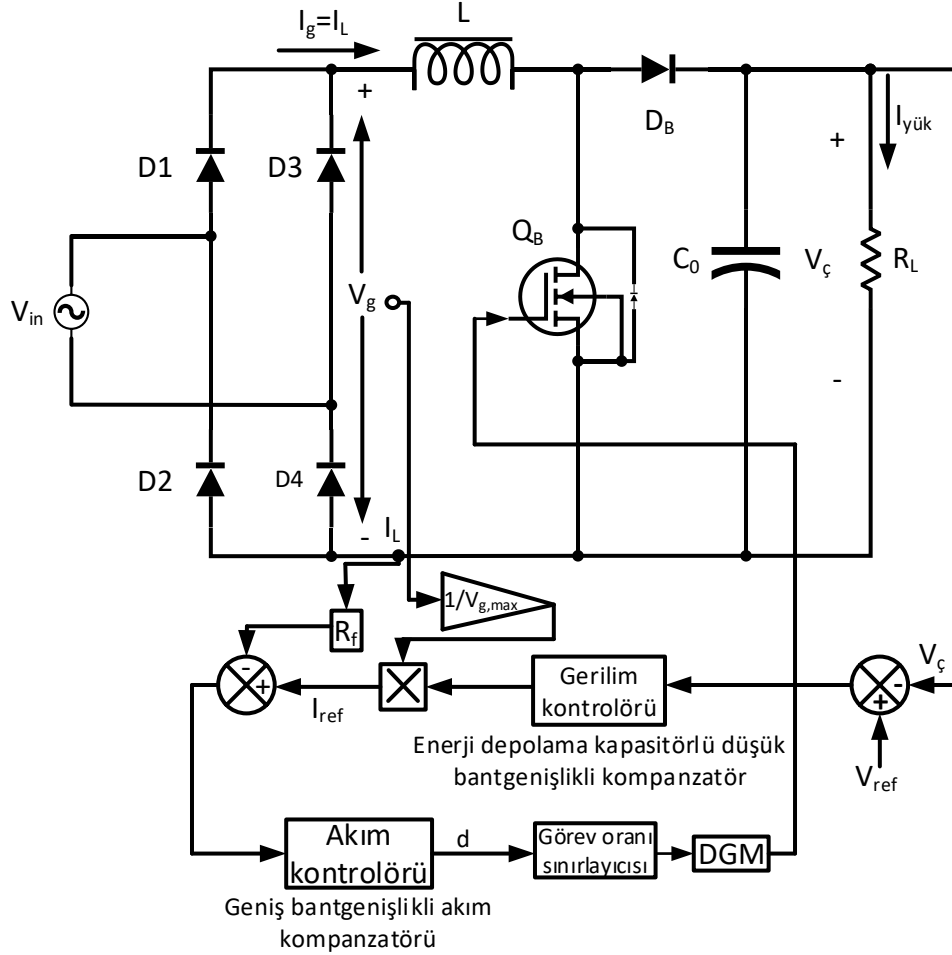
Tepe noktası yerine indüktör akımının ortalamasının kullanıldığı bu kontrol tekniği tepe akım modu kontrolüne kıyasla daha iyi gürültü engelleme ve kararlılık sunar. Akımın ortalaması kontrol edildiğinden, daha iyi kalitede bir şebeke akımı dalga formu elde edilebilir. Sonuç olarak, ortalama akım modu kontrolü GFD uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Uygulanması, tepe akım modu kontrolüyle karşılaştırıldığı zaman biraz daha karmaşıktır. Çünkü akım çevriminde ek bir işlemsel yükseltece ihtiyacı vardır [78].

Şekil 4.6'dan görüleceği üzere bu yöntemde çıkış gerilimi referans gerilim ile karşılaştırılır ve elde edilen hata sinyali bir dış (gerilim kompanzatörü) denetleyicinin girişi olarak kullanılır. Bu denetleyici indüktör akımı için referans genliğini üretir. Bu genlik değeri doğrultma işleminden sonra ölçülen giriş geriliminin normalize edilmiş hali ile çarpılarak indüktör akımı için referans sinyali üretilir. Ölçülen indüktör akımı ile bu referans sinyali karşılaştırılır ve hata sinyali bir iç (akım kompanzatörü) denetleyiciden geçirilerek kontrol sinyali elde edilir. Bu kontrol sinyali darbe genişlik modülatörü kullanılarak anahtar için kontrol sinyaline dönüştürülmüş olur [58].

GFD uygulamalarında kullanıldığında ortalama akım modu kontrolünün bir diğer önemli özelliği, şebeke geriliminin sıfır geçişlerinin yakınında, dönüştürücünün maksimum görev döngüsü ile çalışmasıdır. Sonuç olarak, tepe akım modu kontrolünde karşılaşılan ölü açığı periyodu büyük ölçüde azaltılır.

Şekil 4.6, ortalama akım mod kontrolünü kullanan SİM'de çalışan bir GFD yükselten tip doğrultucuyu göstermektedir. SİM'de ortalama akım kontrolü yapılırken indüktör

akımı her anahtarlama döngüsünde DT_S aralığının ortasında örneklenerek elde edilir [72].



Şekil 4.6. OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.

Bu tezde daha iyi giriş akımı elde edilebildiği için ortalama akım kontrolü yöntemi tercih edilmiştir. Kontrol yapısında biri iç biri dış olmak üzere iki kontrol çevrimi vardır. Çıkıştan ölçülen gerilim, referans gerilim değeriyle karşılaştırılır ve daha sonra PI kontrol uygulanır. Kontrolör çıkışı ile köprü doğrultucu çıkış gerilimi çarpılır ve referans akım elde edilir. Bu dış çevrimden elde edilen sonuç referans akım değeri olarak iç kontrol çevriminde ölçülen bobin akımıyla karşılaştırılır. Buradan elde edilen hata, üçgen taşıyıcı dalgayla karşılaştırılarak anahtarların kapı sinyalleri oluşturulur. Bu şekilde çıkışta sabit gerilim, girişte ise sinüzoidal akım elde edilecek şekilde kontrol tamamlanır.

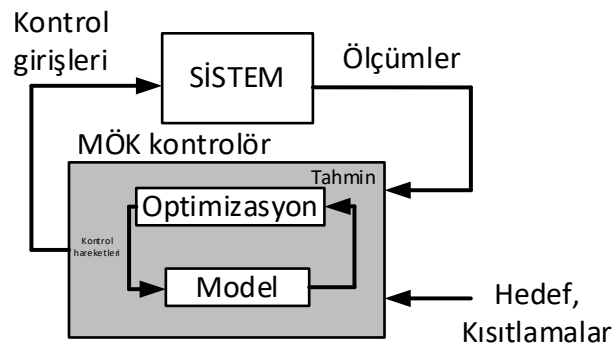
Bu kontrol tekniği için aşağıdaki özellikler sıralanabilir:

1. Sabit anahtarlama frekansı.
2. Yüksek güç faktörü.
3. SİM ile çalışma.
4. Akım sensörlerinin, çarpanların, bölenlerin ve integratörlerin gerekliliği, kontrol devresini karmaşık hale getirir.

Sabit anahtarlama frekansı EMG filtrelerinin daha kolay tasarımı ve dönüştürücünün ortalama giriş akımının, tepe akım tekniğine göre daha iyi kontrol etme avantajlarına sahiptir [6].

4.7. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL TEKNIĞİ

MÖK tekniği anahtarlama güç dönüştürücülerinde son yıllarda giderek artan şekilde kendine yer bulmaya başlamıştır. Bu yöntem temelde dönüştürücü topolojisinin ayrı matematik modelini kullanmak suretiyle dönüştürücü için mümkün her bir kontrol girişi için kontrol edilmek istenen durum değişkenlerinin sonraki örnekleme anında alacağı değerleri tahmin etmeye dayanır. Bu tahminler ve ilgili durum değişkenleri için referans sinyalleri bir maliyet fonksiyonunda optimize edilerek en uygun kontrol girişi seçilir ve sonraki örnekleme periyodu boyunca uygulanır. şekil 4.7’de MÖK’ün bu çalışma prensibini gösteren temsili şematik gösterilmektedir.



Şekil 4.7. MÖK gösterimi [79].

Burada öncelikle sonlu kontrol kümesine sahip MÖK'ün geleneksel hali anlatıldıktan sonra bu çalışmada önerilen modüleli versiyonu anlatılacaktır.

4.7.1. Sistem Modelleme

Model öngörülü kontrol tekniği dönüştürücünün sürekli zamandaki dinamik denkleminin ayrıklaştırılmış halinin türetilmesini gerektirir. Bunun için öncelikle Şekil 3.1'deki yükselten tip dönüştürücünün durum uzay modelinin türetilmesi gerekir. Yükselten tip GFD doğrultucu topolijisinde indüktör akımı şebekeden çekilen akımın doğrultulmuş versiyonu olduğu için ve MÖK tekniğiyle indüktör akımı şebeke ile aynı fazda doğrultulmuş sinüzoidal akıma zorlanacağı için sadece indüktöre yönelik dinamik denklem üzerinden ayrık modeli elde etmek yeterlidir. Bu modeli yazarken çıkış kapasitesi yeteri kadar büyük tasarlandığı için geriliminin sabit olduğu kabul edilir. Buna göre Şekil 3.2'de gösterilen yükselten tip konvertörün anahtarın 1 veya 2 konumunda olmasına bağlı olarak geçerli olan alt devrelerini kullanarak sırasıyla Eşitlik (4.1) ve Eşitlik (4.2) yazılır.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_g \quad (4.1)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_g - V_\zeta \quad (4.2)$$

Sistemin ayrık zaman matematiksel modelini elde etmek için uygulama kolaylığı sebebiyle yaygın olarak kullanılan İleri-Euler tekniği bu tezde tercih edilmiştir. İleri-Euler yaklaşımı Eşitlik (4.3)'de verilmiştir. İleri-Euler yaklaşımını Eşitlik (4.1) ve Eşitlik (4.2)'ye uygulayarak sırasıyla Eşitlik (4.4) ve Eşitlik (4.5) elde edilir.

$$\frac{di_L}{dt} \approx \frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_s} \quad (4.3)$$

$$i_{L_1}(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L} (V_g(k)) \quad (4.4)$$

$$i_{L_2}(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L}(V_g(k) - V_c(k)) \quad (4.5)$$

Bu denklemde T_s örnekleme periyodu olup ardışık iki örnekleme anında geçen süreyi ifade eder. $V_g(k)$, $V_c(k)$, ve $i_L(k)$ k 'inci örnekleme anına ait sırasıyla giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve indüktör akımı ölçümlerini temsil etmektedir.

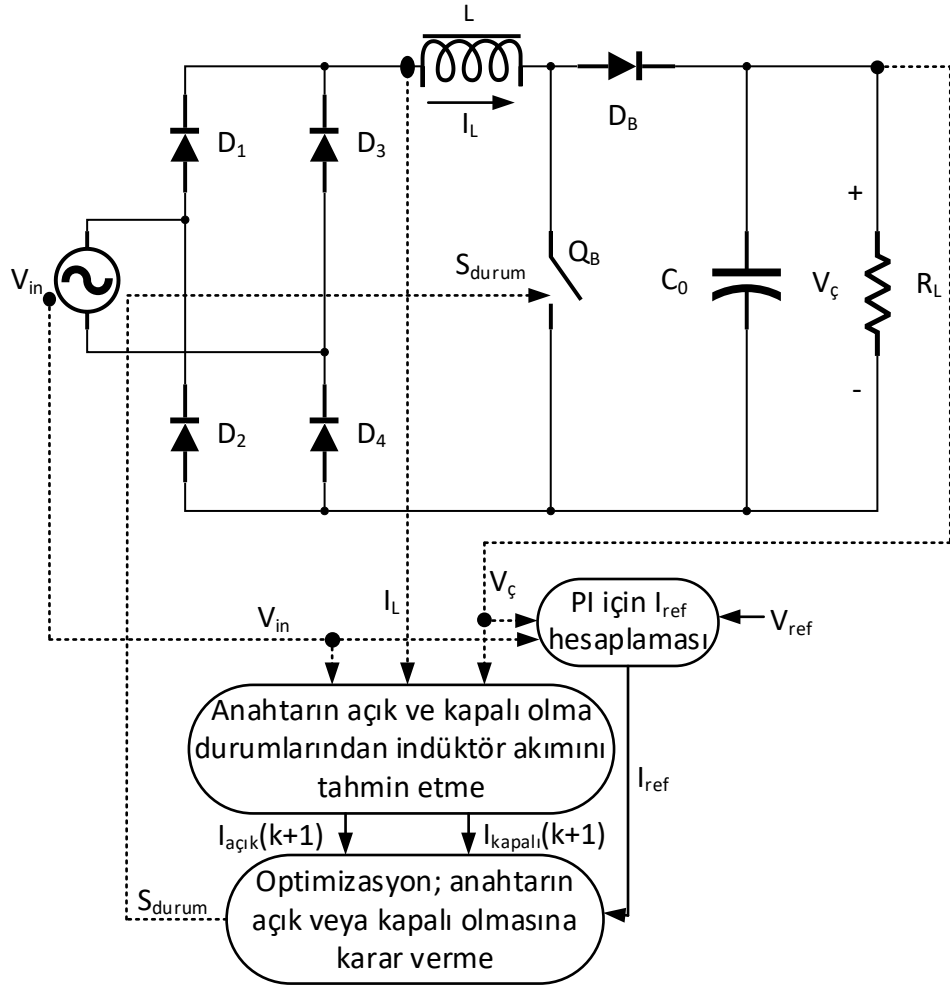
4.7.2. Geleneksel Model Öngörülü Kontrol

Sonlu kontrol kümesine sahip geleneksel MÖK'de bir örnekleme periyodu boyunca uygulanacak kontrol girişi bütünüyle Eşitlik (4.4) ve Eşitlik (4.5) kullanılarak seçilir. Buna göre Eşitlik (4.4) anahtarın 1 pozisyonu için indüktör akımının bir sonraki örnekleme anında alacağı değeri $i_{L_1}(k+1)$ tahmin etmek için kullanılırken Eşitlik (4.5)'de 2 pozisyonu için indüktör akımını $i_{L_2}(k+1)$ tahmin etmede kullanılır.

Mümkün olan her bir kontrol girişi için kontrol değişkeni tahminleri yapıldıktan sonra bu tahminler Eşitlik (4.6)'da verilen maliyet fonksiyonunda referans ile kıyaslanmak suretiyle değerlendirilir. Maliyet fonksiyonunu minimize eden anahtarlama durumu seçilir ve örnekleme periyodu boyunca anahtar o konumda kalır.

$$g_j = |i_{ref} - i_{L_j}(k+1)| \quad j \in \{1,2\} \quad (4.6)$$

Yükselten tip GFD doğrultucu topolojisi için geleneksel model öngörülü kontrolü temsil eden şematik çizim Şekil 4.8'de sunulmuştur. Buna göre indüktör için referans sinüzoidal akımın üretimi ortalama akım mod kontrol tekniğindeki ile aynıdır. Dolayısıyla dış çevrim ve kontrolünde bir değişiklik yoktur. Ancak ortalama akım mod kontroldeki iç çevrimdeki akım kompanzatorün yerine burada model öngörülü kontrol yer almaktadır. Böylece yükselten tip konvertördeki aktif anahtar MOSFET'in iletim ve kesim durumu Eşitlik (4.6)'ya göre belirlenmiş olur.



Şekil 4.8. Geleneksel değişken frekanslı MÖK GFD doğrultucu.

MÖK'ün bu versiyonunda aynı kontrol girişi ardışık örnekleme periyotlarında uygulanabileceği için anahtarlama frekansı sabit değildir. Sabit olmayan anahtarlama frekansı kontrol değişkenindeki salınımların artmasına yol açar. Bu durum özellikle model öngörülü akım kontrol uygulamalarında (ki yükselten tip GFD doğrultucu için model öngörülü akım kontrolü söz konusudur) akımdaki salınımların ve harmonik bozulmanın artmasına ve harmonik spektrumunun geniş bir bantta ortaya çıkmasına sebep olur. Buda gerekli filtre tasarımlarını zorlaştırır. Değişken anahtarlama probleminin çözümü için literatürde farklı yöntemler önerilmiştir [79]. Bunlardan biri örnekleme frekansının artırılmasıdır. Böylece kontrol girişleri daha sık güncellenerek ortalama anahtarlama frekansı artırılmış olacak ve akımdaki salınımların ve harmonik bozulmanın azaltılması sağlanır. Örnekleme frekansının artırılması sonucu dijital sinyal işlemcinin birim zamanda yapması gereken hesap yükü artar. Ayrıca model

öngörülü kontrolde her örnekleme periyodunda tüm kontrol girişleri için tahmin hesaplamalarının yapılması zorunlu olduğu için kimi uygulamalarda örnekleme periyodu düşürüldüğünde ilgili zaman dilimi içinde hesaplamaların bitirilememesi söz konusu olabilir. Bu durumda yüksek performanslı dijital sinyal işlemcilerine ihtiyaç duyulurki buda maliyeti arttırabilir. Değişken anahtarlama frekansının ürettiği bu problemleri engellemenin bir başka yolu ise sisteme modülasyon bloğunun dahil edilmesidir. Bu tezde modüleli MÖK tekniği yükselten tip GFD doğrultucu topolojisi için önerilmiştir.

4.7.3. Önerilen Modüleli Model Öngörülü Kontrol

Modüleli MÖK’de yükselten tip konvertörün aktif anahtarı MOSFET’in ön tanımlanmış bir anahtarlama frekansı vardır ve darbe genişlik modülatörü sisteme dahil edilmiştir. Burada asıl olan aktif anahtarın görev oranı olan $d = d_1$ ’in model öngörüsünden hareketle belirlenmesidir. Bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama akım hatasının sıfır olması gerektiğinden hareketle Eşitlik (4.7) yazılabilir.

$$g_1 d_1 + g_2 d_2 = 0 \quad (4.7)$$

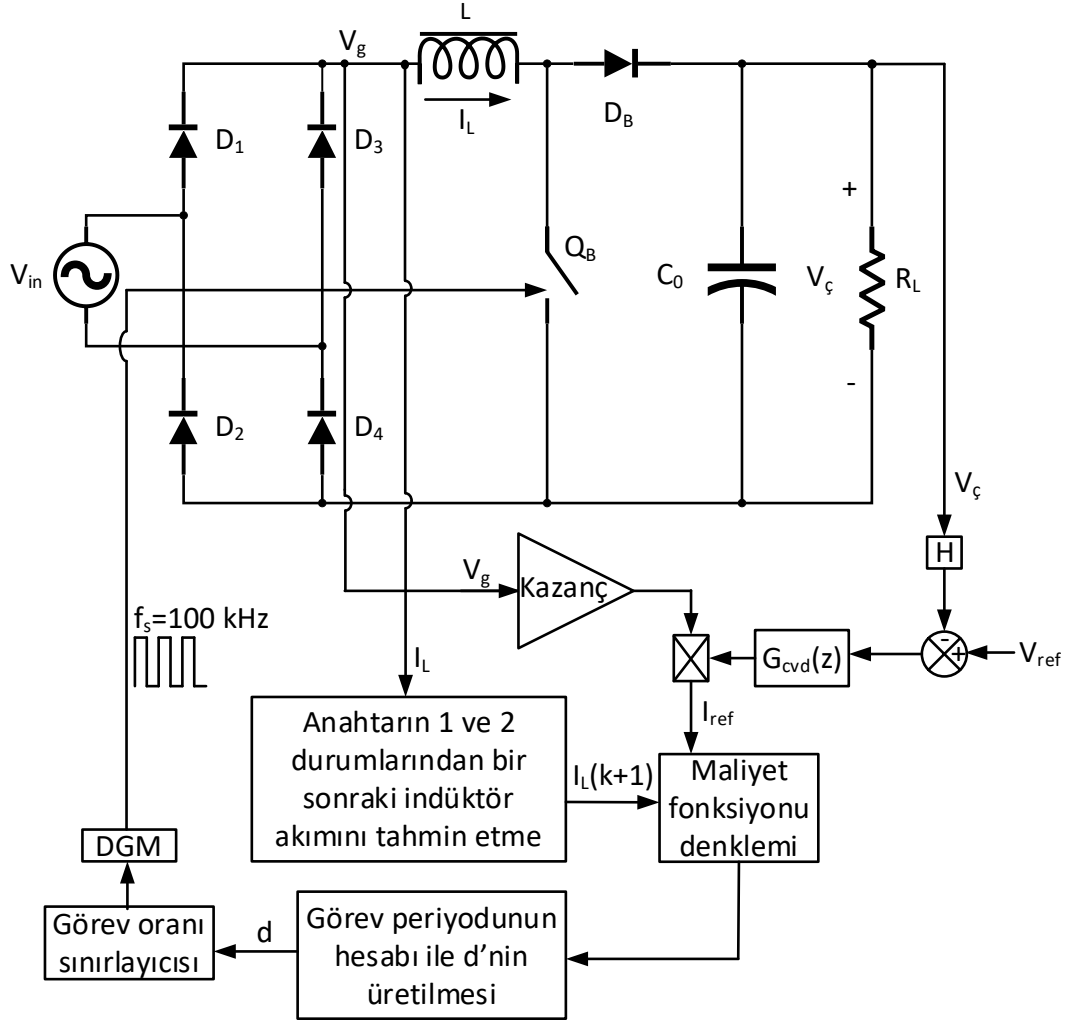
Burada g_1 anahtarın 1 pozisyonunda olduğu durum için akım hatasını ve d_1 ise 0-1 arasında değişen görev oranını temsil eder. g_2 ve d_2 ise anahtarın 2 pozisyonu için aynı terimleri ifade etmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken husus geleneksel MÖK’den farklı olarak akım hataları g_1 ve g_2 ’nin hesabında Eşitlik (4.6)’da tanımlandığından farklı olarak mutlak değeri alınmaz. Anahtarın 1 ve 2 pozisyonunda kaldıkları süre için görev oranları toplamı Eşitlik (4.8)’de tanımlandığı gibi 1’e eşittir.

$$d_1 + d_2 = 1 \quad (4.8)$$

Eşitlikler (4.7) ve Eşitlik (4.8) birlikte çözdürülürse MOSFET’in görev oranı d Eşitlik (4.9)’da tanımlandığı gibi hesaplanabilir.

$$d = d_1 = \frac{-g_2}{g_1 - g_2} \quad (4.9)$$

Önerilen modüleli MÖK şematığı Şekil 4.9’da sunulmuştur.



Şekil 4.9. Modüleli MÖK tekniği yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.

BÖLÜM 5

YÜKSELTEN DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ GFD DOĞRULTUCU BENZETİM ÇALIŞMALARI

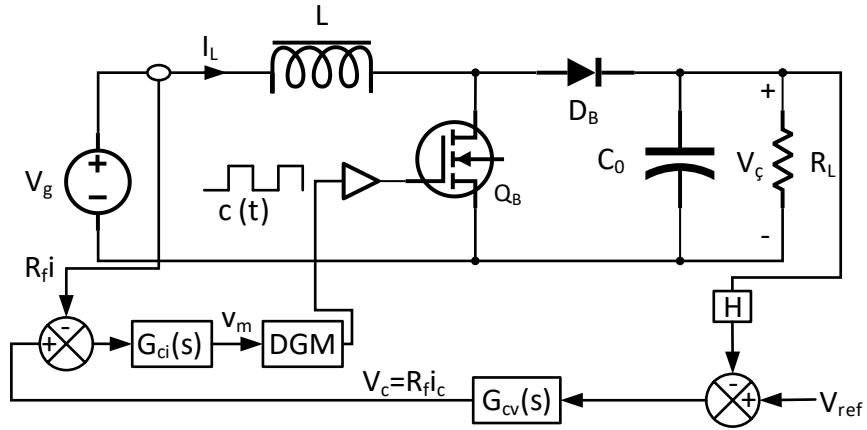
5.1. BENZETİM ÇALIŞMASI

Bu bölümde parametreleri belirlenen GFD doğrultucu devresinin simülasyon çalışmaları yapıp sonuçları sunulmuştur. Başlangıç olarak, kapalı çevrim DC-DC yükselten dönüştürücü simülasyonu yapılmıştır. Burada ki hedef OAM kontrolünde ki kompanzatörlerin tasarımını gerçekleştirip doğrulamasını yapmaktır. Daha sonra devreye DC giriş yerine AC şebeke gerilimi uygulanıp devre GFD doğrultucu olarak çalıştırılmıştır. En son kısım olarak analog olarak tasarlanan kompanzatörleri ayırklaştırarak sistem dijital kontrolöre çevrilmiştir. Tasarlanan dijital kontrolörler öncelikli olarak simülasyon ortamında test edilmiştir. Böylece gerçek uygulamada DSP içerisinde nasıl bir kod yazılımı geliştirilmesi gerektiği ile ilgili daha net bir kavrayış elde edilmiştir.

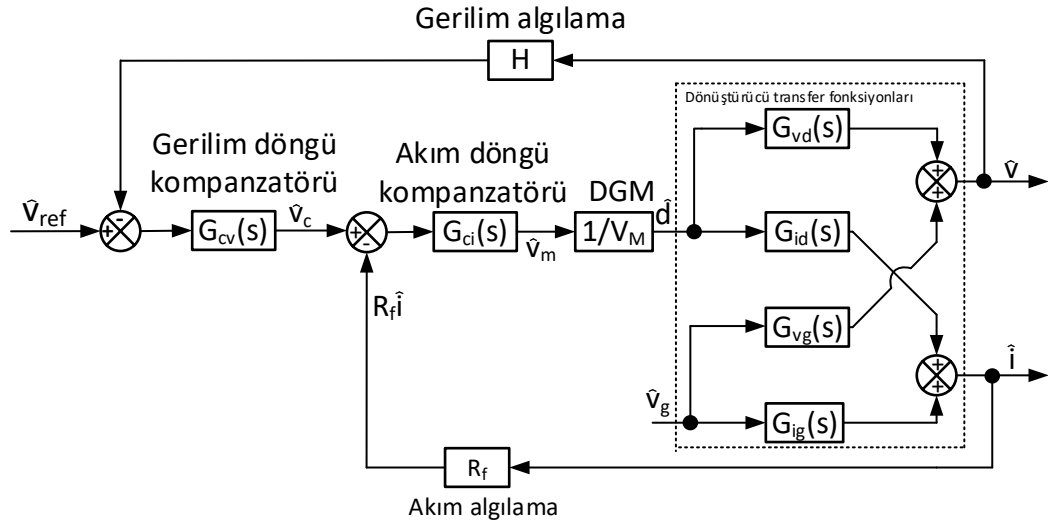
5.1.1. OAM Kontrollü Dc-Dc Yükselten Dönüştürücü Tasarımı

OAM kontrollü yükselten dönüştürücü, Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Yükselten dönüştürücü'nün transfer fonksiyonları, akım ve gerilim kontrol çevrimleri Şekil 5.2'de blok şema olarak gösterilmiştir. Ortalama indüktör akımı, iç akım kontrol çevriminde ayarlanır ve çıkış gerilimi, dış gerilim kontrol çevriminde ayarlanır. Dönüştürücü DC giriş gerilimi $V_g = 311 V$, DC çıkış gerilimi $V_ç = 400 V$, çıkış gücü $P_ç = 500 W$ değerlerine sahiptir. İndüktörün değeri Eşitlik (3.20'ye göre $500 \mu H$, kondansatörün değeri $3.3 \mu F$ seçilmiştir. Yük direnci, $1.25 A$ akıtacak şekilde 320Ω alınmıştır. Anahtarlama frekansı $f_s = 100 kHz$, DGM testere dişi rampasının genliği $V_M = 4 V'$ tur ve eşdeğer akım algılama direnci $R_f = 0.25 \Omega$. Gerilim referansı

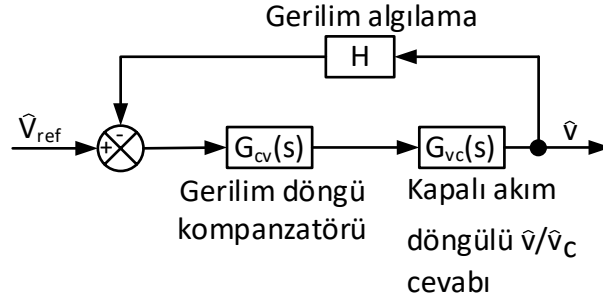
$V_{ref} = 3 V$ ve gerilim algılama kazancı $H = V_{ref}/V_{\zeta} = 0.0075$ şeklindedir. Bu tasarımda hedefler, akım kompanzatorü geçiş frekansı (f_{ci}) 10 kHz'lik bir geçiş frekansına veya anahtarlama frekansının onda birine ulaşmak için bir akım çevrim kompanzatorü ($G_{ci}(s)$) tasarlamak ve ardından dış gerilim kontrol çevriminde geçiş frekansı (f_{cv}) 1 kHz olacak şekilde bir gerilim döngü kompanzatorü ($G_{cv}(s)$) tasarlamaktır. Dönüştürücü kayıpları ihmal edilmiştir.



Şekil 5.1. OAM kontrollü DC – DC yükselten dönüştürücü.



Şekil 5.2. Şekil 5.1’de gösterildiği gibi, OAM kontrollü dönüştürücüyü bir dış gerilim kontrol çevrimiyle modelleyen blok diyagram.



Şekil 5.3. OAM kontrollü dönüştürücü etrafındaki dış gerilim kontrol çevrimini modelleyen blok diyagram.

Sürekli durumdaki DC çalışma noktasında D Eşitlik (3.11)'den 0.2225 olarak bulunur.

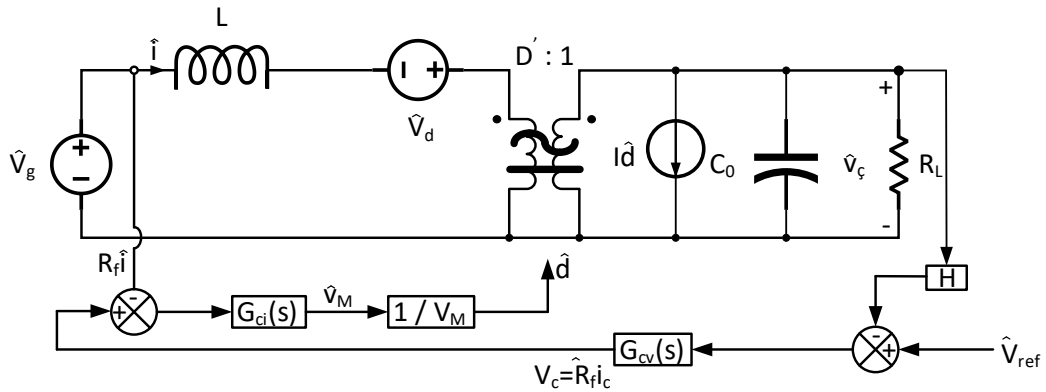
DC ortalama giriş akımı Eşitlik (5.1)'de teorik olarak hesaplanmıştır.

$$I_g = I_L = \frac{P_c}{V_g} = \frac{500}{311} = 1.6 \text{ A} \quad (5.1)$$

Kontrol girişi Eşitlik (5.2)'de teorik olarak hesaplanmıştır.

$$v_c = R_f \times I_L = 0.25 \times 1.6 = 0.4 \text{ V} \quad (5.2)$$

OAM kontrollü yükseltici dönüştürücünün küçük sinyal modeli Şekil 5.4'de gösterilmektedir [80].



Şekil 5.4. Şekil 5.1'de ki OAM kontrollü yükselten dönüştürücünün küçük sinyal modeli.

5.1.1.1. İç Çevrim: Akım Kontrol Çevriminin Tasarımı

Akım çevriminin amacı, güç faktörü ihtiyacı için giriş akımını, doğrultulmuş giriş gerilimi dalga biçimini izlemeye zorlamaktır [63].

Dönüştürücünün Görev Oranından Akıma Olan Transfer Fonksiyonunun Bulunması

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \quad (5.3)$$

$$G_{id}(s) = G_{ido} \frac{1 + \frac{s}{w_{zi}}}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{w_0} + \frac{s^2}{w_0^2}} \quad (5.4)$$

Eşitlik (5.4)'deki transfer fonksiyonunda DC kazanç, bir sıfır ve ikinci dereceden kutup vardır.

$$G_{ido} = \frac{2V_c}{D'^2 R_{yük}} = 4.1356 \text{ A} \quad (5.5)$$

$$Q = D' R_{yük} \sqrt{C_0/L} = 20.21 \quad (5.6)$$

$$f_0 = \frac{D'}{2\pi\sqrt{LC_0}} = 3046 \text{ Hz} \quad (5.7)$$

$$f_{zi} = \frac{1}{\pi R_{yük} C} = 301 \text{ Hz} \quad (5.8)$$

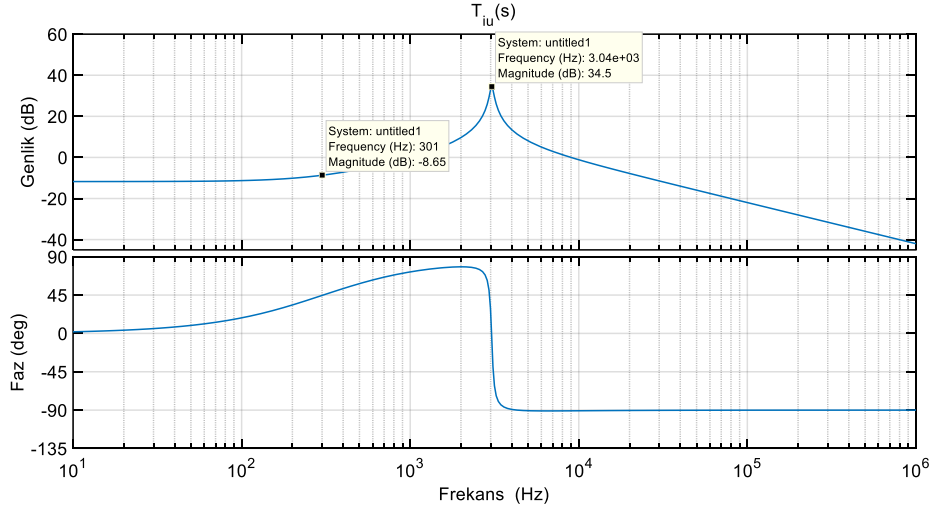
Eşitlik (5.5), Eşitlik (5.6), Eşitlik (5.7) ve Eşitlik (5.8)'deki parametreler, Eşitlik (5.4)'de yerine yazılınca Eşitlik (5.9) elde edilir.

$$G_{id}(s) = \frac{2V_{\zeta}}{D'^2 R_{yük}} \frac{s \frac{R_{yük} C_0}{2} + 1}{s^2 \frac{L C_0}{(1-D)^2} + s \frac{L}{R_{yük} (1-D)^2} + 1} \quad (5.9)$$

Kompanze Edilmemiş Akım Çevrim Kazancının Frekans Cevabı

Kompanze edilmemiş akım çevrim kazancı Eşitlik (5.10)'da verilmiştir. Çevrimin frekans cevabı Şekil 5.5'de verilmiştir.

$$T_{iu}(s) = R_f \frac{1}{V_m} G_{id}(s) \quad (5.10)$$



Şekil 5.5. Kompanze edilmemiş akım çevrim kazancı; $T_{iu}(s)$ 'in frekans cevabı.

Şekil 5.5'de sistemin kompanze edilmemiş akım çevrim kazancı $T_{iu}(s)$ 'in frekans cevabına göre DC kazancı -11.8 db'dir. 301 Hz'de, sistemde sıfır olduğundan dolayı, genlik cevabı +20 db/decade olarak artışa geçmiştir. Faz cevabıda buna karşılık olarak 0 dereceden 90 dereceye +45 db/decade ile değişmiştir. Daha sonra sistemin etkin rezonans frekansı $f_0 = 3 \text{ kHz}$ 'de ikinci dereceden katlı kutup olduğundan genlik cevabında o frekansta bir ani artış gösterip daha sonra -40 db/decade ile azalmıştır. Kalite faktörü diye adlandırılan bu tepe artışı yaklaşık 20 db'dir. Faz cevabıda sıfırın getirdiği +90 dereceye daha gidmeden, 3 kHz'de ikinci dereceden kutup devreye girmesiyle -90 db/decade ile -90 dereceye inmiştir.

Akım Çevriminin Kompanzasyonu

Burada amaç akım kontrol çevrimi için en az 45 derece faz payı ile geçiş frekansı 10 kHz olacak şekilde kompanzatörü tasarlamaktır. 10 kHz geçiş frekansında $T_{iu}(s)$ 'in faz açısı -90° 'ye yakınsamaktadır. Basit bir oransal kompanzatör, P, yeterli faz payı ile istenen geçiş frekansını elde etmek için yeterli olacaktır. Ancak PI (lag) kompanzatör düşük frekansta çevrim kazancını artırarak ortalama indüktör akımının sürekli durumda iyi bir şekilde regüle edilmesini sağlar. Ayrıca, yüksek frekanslı anahtarlama salınımlarını ve akım ölçümündeki yüksek frekanslı bileşenleri zayıflatmak için alçak geçiren filtre etkisini sunan bir yüksek frekans kutbu PI kompanzatöre eklenir. Tipik bir ortalama akım çevrimi kompanzatörü transfer fonksiyonu Eşitlik (5.11)'de verilmiştir.

$$G_{ci}(s) = G_{cm} \frac{1 + \frac{w_z}{s}}{1 + \frac{s}{w_p}} \quad (5.11)$$

f_{ci} etrafında da:

$$T_i(s) = G_{cm} \frac{R_f V_\zeta}{V_m L s} \quad (5.12)$$

Kompanzatör sıfırı, hedef geçiş frekansının ($f_z < f_{ci}$) altına yerleştirilirken, kutup frekansı hedef geçiş frekansının ($f_p > f_{ci}$) üstüne yerleştirilir. Eşitlik (5.12)'i kullanarak, kazanç G_{cm} seçilir, böylece çevrim kazanç genliği hedef geçiş frekansı f_{ci} 'de 1'e (0 dB) eşittir.

$$\frac{R_f V_\zeta}{V_m w_{ci} L} G_{cm} = 1 \text{ (0 db)} \quad (5.13)$$

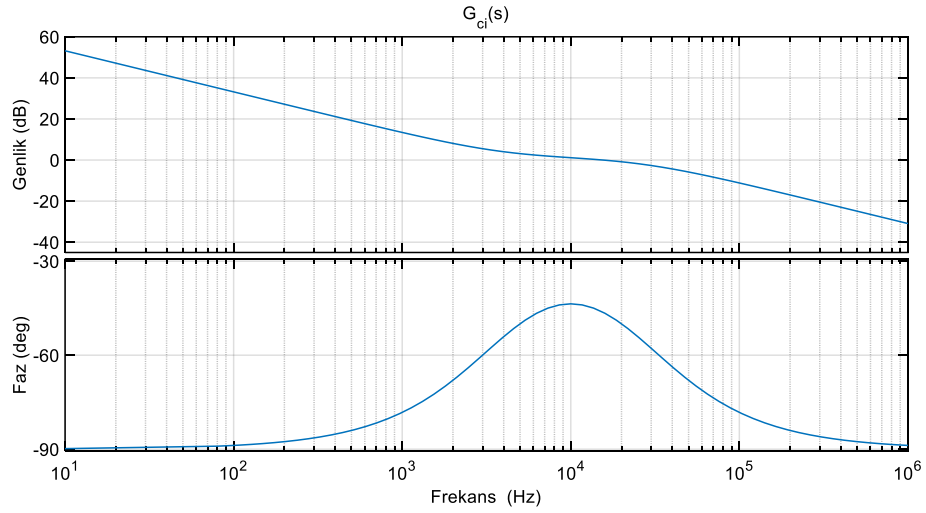
$$G_{cm} = \frac{w_{ci} L V_m}{V_\zeta R_f} = \frac{(500\mu H) \times (2\pi 10 \text{ kHz})}{400} \frac{4}{0.25} = 1.256 \quad (5.14)$$

Daha düşük bir f_z , f_{ci} 'nin altındaki frekanslarda çevrim kazancının düşmesine sebep olurken faz payına daha yüksek bir katkıda bulunur. Daha yüksek bir f_p , kompanzatör tarafından anahtarlama salınımlarının daha az zayıflatılmasına sağlarken faz payına daha yüksek bir katkıda bulunur [80]. $f_z = f_{ci}/2.5 = 4 \text{ kHz}$ ve $f_p = 2.5f_{ci} = 25 \text{ kHz}$ seçilmiştir.

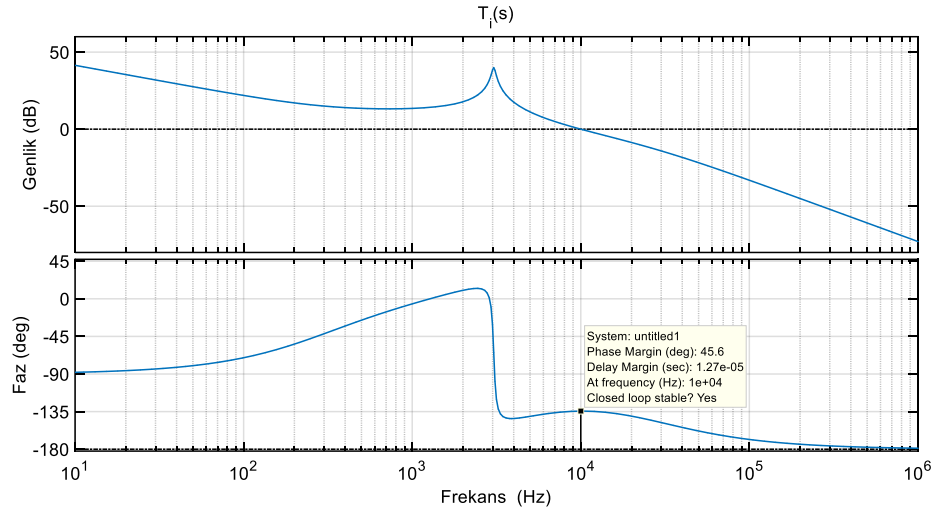
Faz payı, Eşitlik (5.15)'de teorik olarak hesaplanmıştır.

$$\varphi_m = 90 - \tan^{-1} \frac{f_z}{f_{ci}} - \tan^{-1} \frac{f_{ci}}{f_p} = 46^\circ \quad (5.15)$$

Şekil 5.6, tasarlanan akım kompanzatörünün $G_{ci}(s)$ frekans cevabını göstermiştir.



Şekil 5.6. Akım çevrim kompanzatörü; $G_{ci}(s)$ 'in genlik ve faz cevabı.



Şekil 5.7. PI kompanzator ile kompanse edilmiş akım çevrim fonksiyonu genlik ve faz cevabı; $T_i(s) = R_f \times \frac{1}{V_m} \times G_{ci}(s) \times G_{id}(s)$.

Şekil 5.7, kompanse edilmiş akım çevrim kazancının frekans cevabını göstermektedir. Buradaki geçiş frekansı belirlenirken genelde anahtarlama frekansının onda biri seçilir. 100 kHz olan anahtarlama frekansı, 10 kHz'lik geçiş frekansına sabitlenmek istenmiştir. Ayrıca sistemin birinci dereceden bir cevap verecek şekilde kararlı hale gelebilmesi için yeterli faz payı sisteme verilmelidir.

5.1.1.2. Dış Çevrim: Akım Kontrol Çevriminin Etrafında Gerilim Kontrol Çevriminin Tasarımı

Gerilim çevrimi çıkış gerilimini referans değerinde regüle etmek için indüktör akımının genliğini üretecek şekilde tasarlanır [63].

Şekil 5.3'den faydalanarak çevrim kazancı, Eşitlik (5.16)'daki gibi yazılabilir.

$$T_V(s) = HG_{cv}G_{vc} \quad (5.16)$$

Dönüştürücünün Görev Oranından-Çıkış Gerilimine Transfer Fonksiyonunun Bulunması

Şekil 5.3'deki $G_{vc}(s)$ Eşitlik (5.17)'de verilmiştir.

$$G_{vc}(s) \approx \frac{1}{R_f} \frac{G_{vd}}{G_{id}} = \frac{D' R_{yük}}{2 \times R_f} \frac{1 - \frac{s}{\omega_{z,RHP}}}{1 + \frac{s}{\omega_{zi}}} \quad (5.17)$$

$$f_{z,RHP} = \frac{D'^2 R_{yük}}{2\pi \times L} = 62 \text{ kHz} \quad (5.18)$$

Görev oranından, çıkış gerilimine G_{vd} ve görev oranından indüktör akımına G_{id} transfer fonksiyonları sırasıyla Eşitlik (5.19) ve Eşitlik (5.20)'de verilmiştir.

$$G_{vd} = \frac{V_\zeta}{D'} \frac{1 - s \frac{L}{D'^2 R_{load}}}{den(s)} \quad (5.19)$$

$$G_{id} = \frac{2V_\zeta}{D'^2 R_{yük}} \frac{1 + s \frac{R_{yük} C_0}{2}}{den(s)} \quad (5.20)$$

Eşitlik (5.19) ve (5.20)'i, Eşitlik (5.17)'de yerine yazarsak Eşitlik (5.16), Eşitlik (5.21) olarak güncellenir ve yapılan sadeleştirmeler sonucu Eşitlik (5.22) yazılabilir.

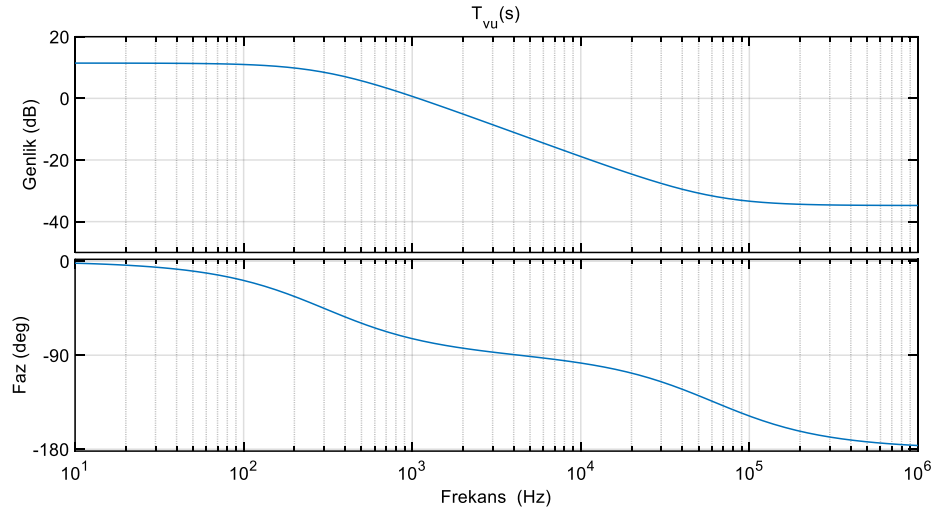
$$T_V = H G_{cv} \frac{1}{R_f} \frac{V_\zeta}{D'} \frac{D'^2 R_{yük}}{2V_\zeta} \frac{1 - s \frac{L}{D'^2 R_{yük}}}{1 + s \frac{R_{yük} C_0}{2}} \quad (5.21)$$

$$T_V = H G_{cv} \frac{D' R_{yük}}{2R_f} \frac{1 - s \frac{L}{D'^2 R_{yük}}}{1 + s \frac{R_{yük} C_0}{2}} \quad (5.22)$$

Kompanze Edilmemiş Gerilim Çevrim Kazancının Frekans Cevabı

Kompanze edilmemiş gerilim çevrim kazancı Eşitlik (5.23)'de verilmiştir.

$$T_{vu}(s) = H G_{vc}(s) \quad (5.23)$$



Şekil 5.8. Kompanze edilmemiş akım çevriminin etrafında gerilim kontrol çevrimi; $T_{vu}(s)$.

f_{cv} etrafında:

$$T_{vu}(s) = H \frac{D'R_{yük}}{2R_f} \frac{1 - s \frac{L}{D'^2 R_{yük}}}{1 + s \frac{R_{yük} C_0}{2}} \quad (5.24)$$

$$T_{vu}(s) = H \frac{D'R_{yük}}{2R_f} \frac{1}{s \frac{R_{yük} C_0}{2}} \quad (5.25)$$

Eşitlik (5.25)'deki s , gerilim çevrim geçiş açısal frekansı olan $j\omega_{cv}'e$ eşittir.

Gerilim Çevrimi için Kompanzator $G_{cv}(s)$ 'in Tasarlanması.

Gerilimden İndüktör akımına transfer fonksiyonu G_{vc} , f_{zi} 'de baskın bir kutba sahip olduğundan ve hedeflenen geçiş frekansı $f_{cv} = 1$ kHz etrafında gerilim çevrimi tek kutuplu bir transfer fonksiyonu olarak davrandığından, basit bir PI kompanzatorü yeterli olacaktır. Eşitlik (5.26)'da bu transfer fonksiyonu gösterilmiştir.

$$G_{cv}(s) = G_{vm} \left(1 + \frac{\omega_{zv}}{s} \right) = G_{vm} \frac{s + \omega_{zv}}{s} \quad (5.26)$$

Geçiş frekansı f_{cv} 'yi 1 kHz'e sabitlemek için gerekli G_{vm} , Eşitlik (5.27) ve Eşitlik (5.28) yardımıyla hesaplanır.

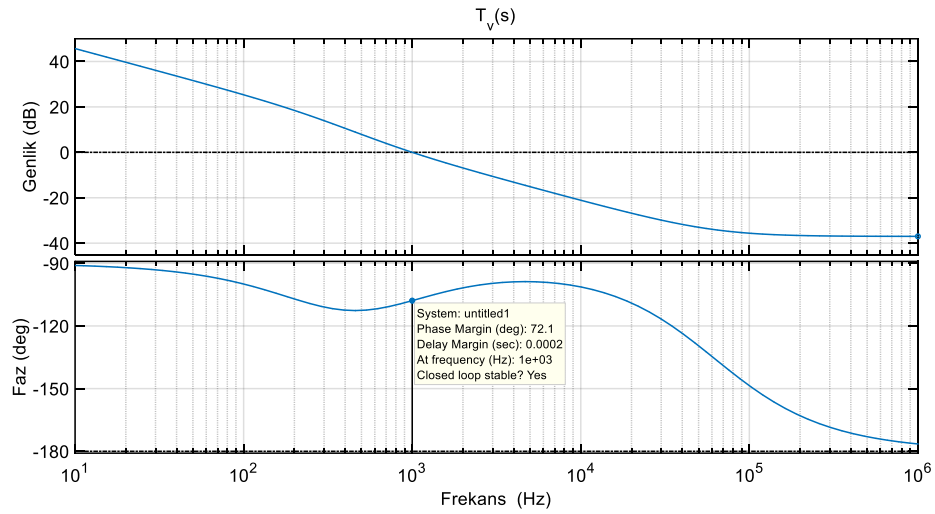
$$G_{vm}H \frac{D'R_{yük}}{2R_f} \frac{1}{2\pi f_{cv} \frac{R_{yük}C_0}{2}} = 1 \quad (5.27)$$

$$G_{vm} = \frac{2\pi f_{cv} C_0 R_f}{D'H} = 0.889 \quad (5.28)$$

f_{zv} frekansı f_{cv} 'nin biraz altında seçilir [80].

$$f_{zv} = 668 \text{ Hz} \quad (5.29)$$

Şekil 5.9'da görüldüğü üzere $f_{cv} = 1 \text{ kHz}$ ve faz payı $\varphi_m = 72^\circ$ 'dir.

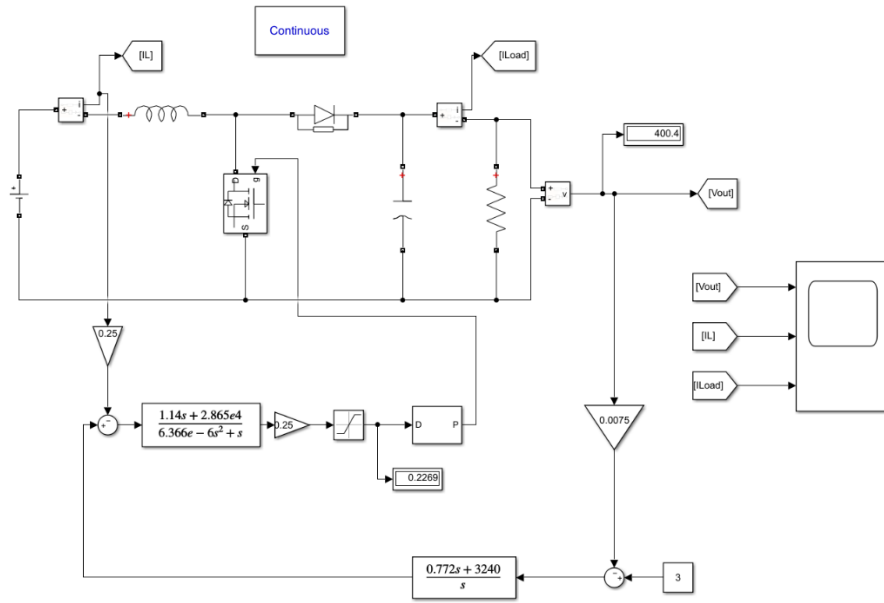


Şekil 5.9. Kompanze edilmiş gerilim kontrol çevrimi; $T_V(s)$.

Yukarıda gösterildiği üzere önce iç akım çevrimi, ardından dış gerilim çevrim tasarımı kompanze edilmiştir. OAM kontrollü dönüştürücülerin kompanzasyonunda etrafındaki her iki çevrimde de, basit PI kontrolörler tipik olarak yeterli kararlılık payları ile istenen regülasyon bant genişliklerini elde etmek için yeterlidir. OAM kontrollü yükselten tip dönüştürücü tasarımında, dış gerilim çevrim geçiş frekansı f_{cv} 'nin, akım çevrim geçiş frekansı f_{ci} 'nin çok altında olacak şekilde ayarlandığı bir

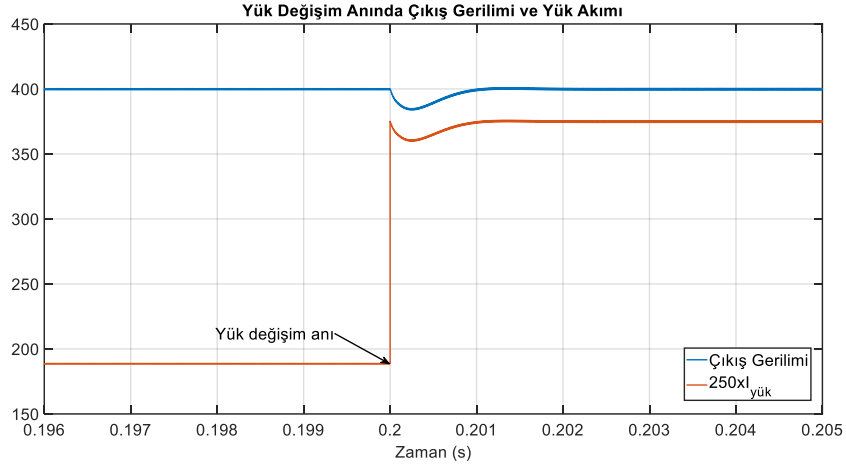
yaklaşım yapılmıştır. Bu yaklaşım, pratikte yaygın olarak uygulansa da, tek mevcut seçenek değildir. Uygulama ve regülasyon bant genişliği gereksinimlerine bağlı olarak, diğer yaklaşımlar iki çevrim sisteminde takip edilebilir [81].

Şekil 5.10, bölüm 5.1.1.'de yapılan tasarımlar sonucu oluşturulan Simulink modelini temsil etmektedir. Kompanzator tasarımlarını doğrulamak için yükselten tip konvertörün girişine DC gerilim kaynağı bağlanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları ile çıkış geriliminin ve indüktör akımının referansı takip kabiliyeti gözlenmiştir.



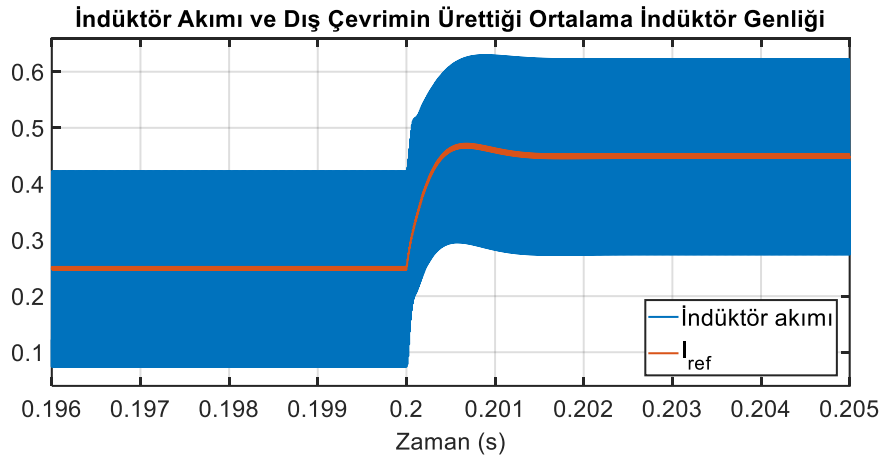
Şekil 5.10. Tasarımı yapılan OAM kontrollü DC - DC yükselten dönüştürücünün Simulink modeli.

Şekil 5.11, Şekil 5.10'daki devrenin sonucuna göre dinamik yüke bağlı olarak 400 V'a regüle edilen çıkış gerilimini göstermektedir. Burada yük 640 Ω 'dan 320 Ω 'a indirilmiştir. Yük akımı dalga şekli çizdirilirken 250 kat yükseltilmiştir.



Şekil 5.11. Yük değişim anında çıkış gerilimi ve yük akımı dalga şekilleri.

Şekil 5.12, Şekil 5.10'daki devrenin sonucuna göre indüktör akımını ve dış kompanzatorün ürettiği referans indüktör genliğini göstermektedir. 0.2 saniye öncesi yük direnci 640Ω olup 0.2 saniye anında 320Ω 'luk yük direncine geçiş yapılmıştır.



Şekil 5.12. İndüktör akımı ve dış kompanzatorün ürettiği referans indüktör genliği dalga şekilleri.

OAM kontrolörleri, gelişmiş gürültü bağışıklığına sahiptir ve geniş görev çevrimleri aralığında kararlı çalışma ve oldukça basit dinamikler sergiler. OAM kontrolörleri, iç akım kontrol çevrimlerinin yapımına ek olarak, genellikle akü şarj cihazları, ışık yayan diyotlar için sürücüler, şebekeye bağlı doğrultucular ve eviriciler gibi dönüştürücü ortalama giriş veya çıkış akımı üzerinde doğrudan kontrol gerektiren uygulamalarda kullanılır [81].

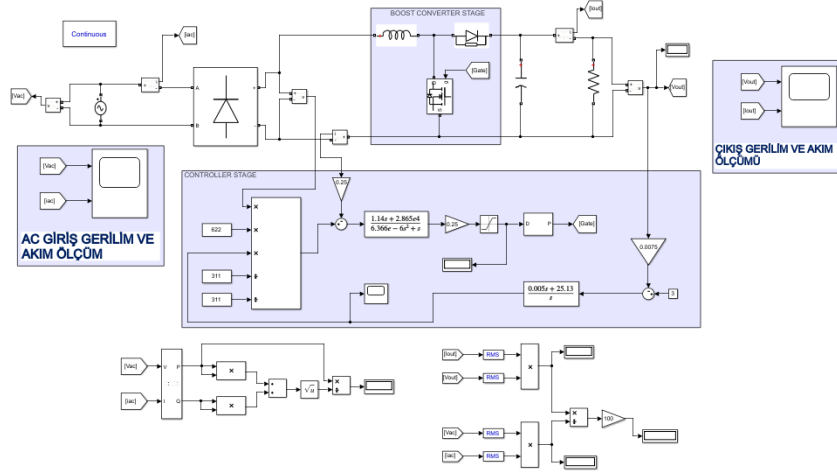
5.1.2. OAM Kontrollü Yükselten Dönüştürücü GFD Doğrultucu Tasarımı

GFD yükselten tip doğrultucu topolojisinin kontrolünde amaç çıkış gerilimini referans seviyede tutarken AC giriş kaynağından çekilen akımı gerilim ile aynı fazda tutmak ve bu akımın toplam harmonik bozulmasını standartlar ile belirtilen sınırlarda tutabilmektir. Bu amaçla kontrol sistemi, enerji depolama kapasitörü geriliminin DC bileşenini bir referans gerilimine eşit olacak şekilde düzenleyen düşük bant genişlikli bir geri besleme döngüsü içerir. Enerji depolama kapasitörü gerilim kontrolörünün bant genişliğinin artırılması, önemli AC şebeke akımı harmoniklerine yol açabilir. Bu kontrolör geniş bant genişliğine ve yüksek kazançla sahip olduğunda, AC şebeke akımı dalga biçimini bozar. Sonuç olarak, bu çevrim 100 Hz frekansında yeterince düşük kazançla sahip olmalıdır. Böylece girişten çıkışa 100 Hz’de salınan güç transferi sebebiyle çıkış gerilimindeki dalgalanmayı kontrolörün bozucu olarak algılamaması ve buna aksiyon almaması sağlanır. Enerji depolama kapasitörünün büyüklüğü Eşitlik (3.38)’de verilmiştir.

Bölüm 5.1.1.’de yapılan DC-DC yükselten dönüştürücü tasarımları bu bölümde GFD girişinde AC kaynak bulunan GFD doğrultucu olacak şekilde güncellenmiştir. Şekil 5.13’deki Simulink modeli için parametreler Çizelge 5.1’de verilmiştir.

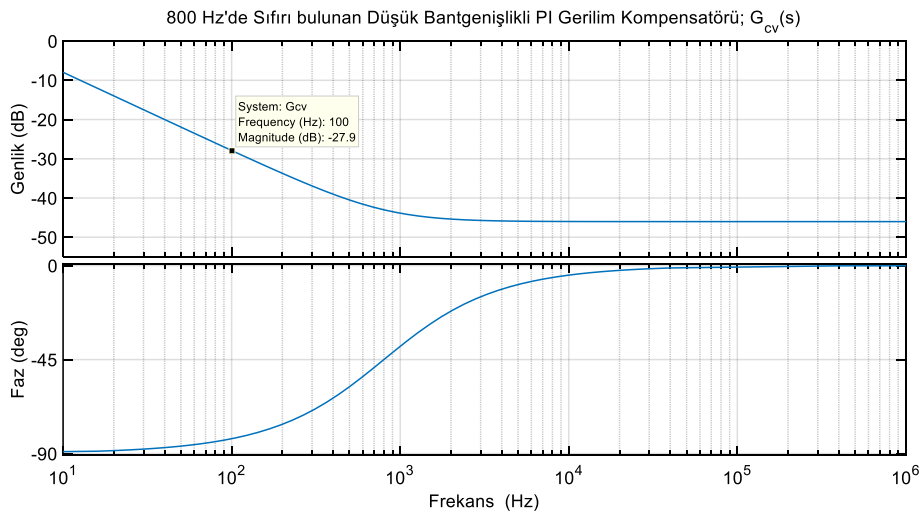
Çizelge 5.1. OAM kontrollü yükselten dönüştürücü GFD doğrultucu simulink başlangıç parametreleri.

Parametre	Değeri
AC giriş gerilimi ($V_{in,rms}$)	220 $V_{in,rms}$ 50 Hz
Anahtarlama frekansı (f_s)	100 kHz
Güç (P_c)	500 W
İndüktör (L)	2 mH
Kapasitör (C_0)	500 μ F
Yük Direnci (R_L)	320 Ω
Çıkış gerilimi için 100 Hz’deki salınımın genliği	$V_{t-t} = 8 V$



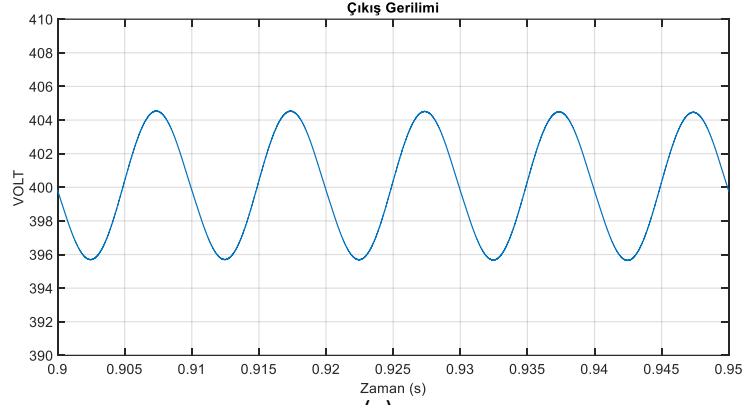
Şekil 5.13. Tasarımı yapılan OAM kontrollü yükselten dönüştürücü GFD doğrultucunun Simulink modeli.

Şekil 5.13’de kurulan Simulink modelde ki kapalı çevrim döngülerinden akım çevrim kompanzatorü Eşitlik (5.11) ile birebirdir. Sadece dış çevrimde ki gerilim kompanzatorünün parametreleri güncellenmiştir. Çıkış gerilimi salınım frekansı şebeke frekansının iki katı olduğundan dolayı bu kompanzetörün kazancı, 100 Hz frekansında yeterince küçük olmalıdır. Şekil 5.14, çıkış geriliminin regülasyonu için tasarımı yapılan 100 Hz frekansında düşük kazançta sahip PI gerilim kompanzatorün, frekans cevabını göstermektedir.

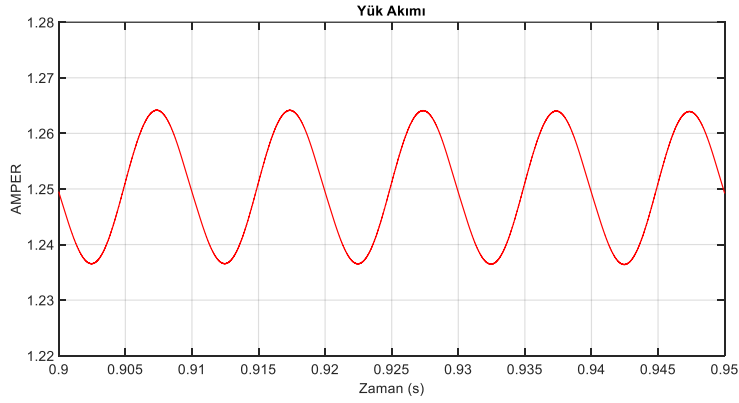


Şekil 5.14. Çıkış gerilim regülasyonu için hat frekansının iki katı frekansında düşük kazançlı PI kompanzatorün frekans cevabı.

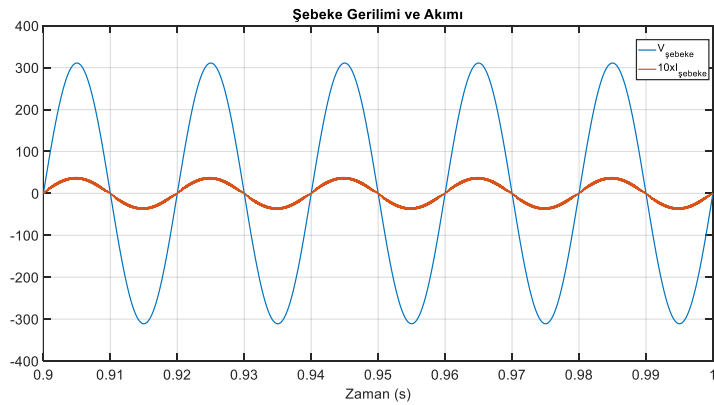
Şekil 5.13’de gösterilen benzetim modelinden elde edilen çıkış gerilimi, yük akımı, şebeke gerilimi ve akımı dalga şekilleri ile şebeke akımı için THB değerini gösteren spektrum görüntüsü sırasıyla Şekil 5.15 ve Şekil 5.16’da sunulmuştur.



(a)



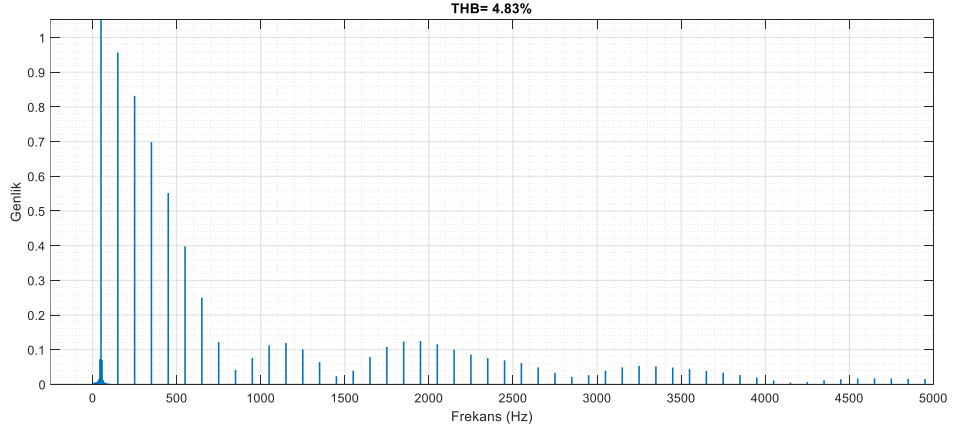
(b)



(c)

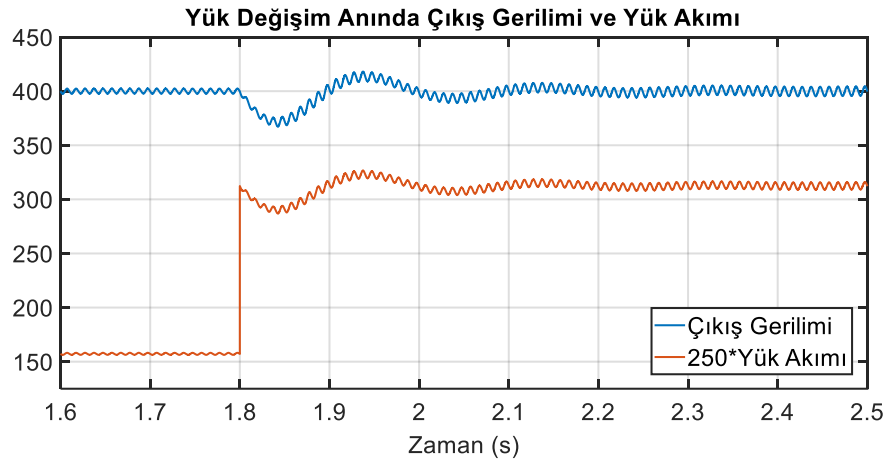
Şekil 5.15. a) OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu’nun çıkış gerilim dalga şekli, b) OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu’nun yük akım dalga şekli, c) OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu’nun giriş şebeke akımı ve gerilim dalga şekilleri.

Şekil 5.15a ve Şekil 5.15b'deki dalga şekilleri, tek faz girişin AC doğasından dolayı şebeke hattının 2 katı oranında AC bileşenli frekans içerir. Şebeke frekansı 50 Hz olduğundan çıkış gerilimi ve yük akımı 100 Hz frekansında AC bileşen barındırır.



Şekil 5.16. OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun şebeke akımı için FFT analizi.

Şekil 5.17'de OAM kontrollü GFD doğrultucunun dinamik performansı simüle edilmiştir. Burada yük 640Ω 'dan 320Ω 'a düşürülmüştür. Yük akımı dalga şekli çizdirilirken 250 kat yükseltilmiştir.



Şekil 5.17. OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun dinamik cevabı.

Çizelge 5.2. OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu simülasyonu sonuçları.

Parametre	Değeri
Çıkış gerilimi (V_c)	400 V
Yük akımı ($I_{yük}$)	1.25 A
Çıkış gerilim 100 Hz salınım	$8 V_{t-t}$
Güç (P_c)	500 W
GF	0.999
THB	% 4.83

Çizelge 5.2, simülasyonu gerçekleştirilen devrenin sonuçlarını göstermektedir. Görüldüğü üzere istenen kararlı durum çıkış gerilimi ve güç değeri elde edilmiştir. Güç faktörü 1'e çok yakın ve THB oranı %4.83 olarak ölçülmüştür.

5.1.3. Dijital OAM Kontrollü Yükselten Dönüştürücülü GFD Doğrultucu Tasarımı

Dijital tekniklerin gelişmesiyle birlikte, mikroişlemciler veya DSP'ler gibi dijital çipler tarafından güç elektroniği devrelerinde giderek daha fazla kontrol algoritması uygulanmaktadır. Bunun bir nedeni, dijital kontrolün daha karmaşık algoritmaları uygulayabilmesidir [63].

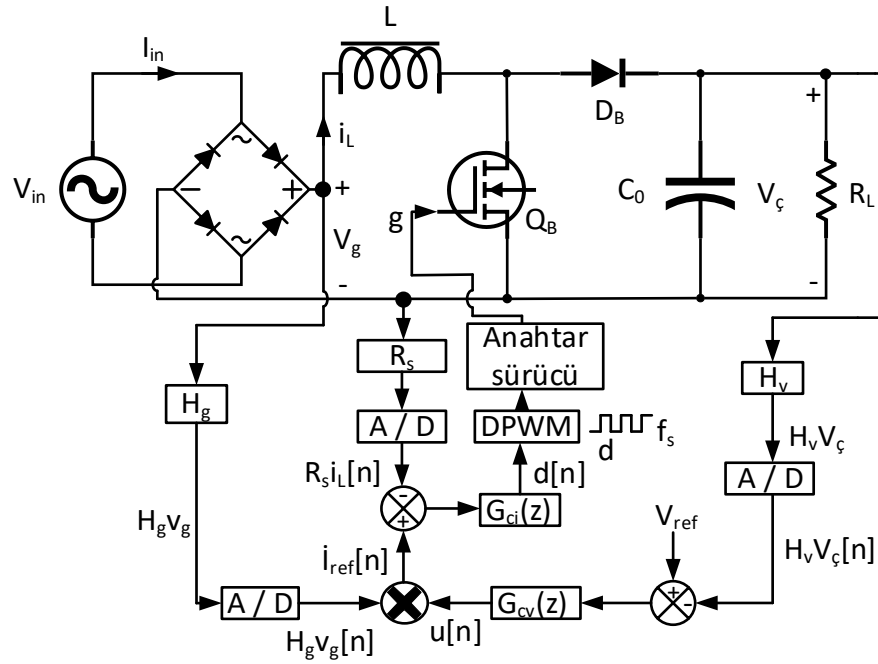
Güç faktörlü düzeltmeli doğrultucularda kontrol fonksiyonlarının, geliştirilmiş sistem arayüzü ve programlanabilirlik gibi avantajlar sebebiyle dijital sinyal işleyiciler üzerinde başarıyla gerçekleştirilebildiği gösterilmiştir. OAM kontrollü doğrultucularda dış gerilim çevriminin dinamik performansını iyileştirmek için geleneksel analog kontrol ile mümkün olmayan gelişmiş dijital kontrol yöntemleri uygulanmıştır [60].

Son yıllarda darbe genişlik modülasyonlu DC-DC dönüştürücülerin dijital kontrol yöntemleri, sistem gürültüsüne ve analog bileşen varyasyonlarına karşı düşük hassasiyetleri, diğer sayısal sistemlerle entegrasyon kolaylığı, karmaşık kontrol

şemalarını uygulayabilmeleri nedeniyle araştırmacılar tarafından kabul görmüş ve incelenmiştir [65].

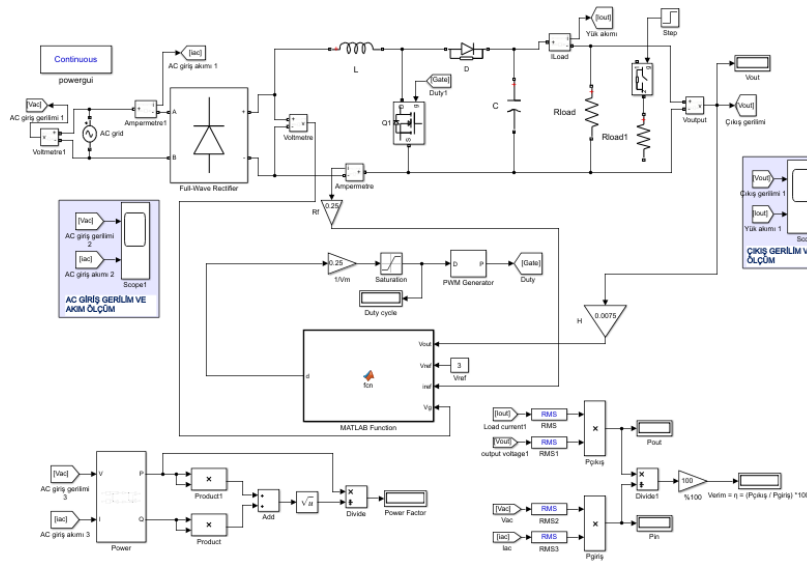
Genel amaçlı veya özel mikrogenetleyicilere, DSP'ler veya programlanabilir mantık cihazlarına dayalı dijital kontrol yöntemleri ve dijital kontrolörler, güç elektroniği uygulamalarında, motor sürücüler veya şebekeye bağlı üç fazlı eviriciler ve doğrultucular olmak üzere oldukça yüksek güç seviyelerinde yaygın olarak benimsenmiştir. Bu uygulamalarda dijital kontrol, karmaşık kontrol, yönetim ve izleme görevlerinin ele alınmasında açık teknik ve ekonomik avantajlar sunar. Dijital kontrol, izole edilmemiş ve izole edilmiş DC-DC dönüştürücüler, tek fazlı GFD doğrultucuları ve eviricileri gibi her yerde bulunan düşük ve orta güç anahtarlamalı mod güç dönüştürme uygulamalarına uygulanabilir. Bu uygulamalarda, anahtarlama frekansları tipik olarak kilohertz ile megahertz aralığındadır ve çok daha hızlı dinamik tepkiler gereklidir [80].

Dijital OAM kontrollü GFD doğrultucunun şeması Şekil 5.18'de gösterilmektedir. Bu şeklin, Şekil 5.13 ile karşılaştırılması, OAM kontrolünün analog ve dijital versiyonlarının benzerliklerini hızlı bir şekilde ortaya koymaktadır. Her ikisi de oldukça yüksek bant genişliğine sahip bir iç akım çevrimi ve GFD aşamasının güç işleme seviyesini belirleyen daha yavaş bir dış gerilim çevrimi kullanır. Dijital OAM kontrolünde doğrultulmuş giriş gerilimi, indüktör akımı ve çıkış gerilimi analog dijital dönüştürücüler vasıtasıyla dijital sayıya dönüştürülür ve analog kompanzatörlerin yerini dijital kompanzatörler $G_{ci}(z)$ ve $G_{cv}(z)$ alır. Dijital akım çevrimi kompanzatörünün çıkışı, görev oranını belirlemek için ayrık zamanlarda 0 ile 1 arasında sayı üreten bir dijital DGM'i besler [82].



Şekil 5.18. Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu.

Bölüm 5.1.2.'de yapılan OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu tasarımları bu bölümde dijital kontrole dönüştürülmüştür. Şekil 5.19'daki Simulink modeli için Çizelge 5.1'deki değerler ile aynıdır.



Şekil 5.19. Tasarımı yapılan dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun Simulink modeli.

5.1.3.1. Sürekli Zaman Kompanzatorlarının Ayrıklaştırılması

Bu kısımda bölüm 5.1.1.'de yaptığımız sürekli zaman s düzleminde, Eşitlik (5.11)'deki akım kompanzatorü ve Eşitlik (5.26)'daki gerilim kompanzatorü olan PI kompanzatorlerini ayrık zaman olan z düzlemine eşleyeceğiz. Sürekli zamandan ayrık zamana eşleme yapılırken birkaç farklı yaklaşım vardır [80]. Genel olarak bunlardan en doğru yaklaşım olan trapezoidal yaklaşım, bu tez çalışmasında tercih edilmiştir. Eşitlik (5.30)'de verilen trapezoidal yaklaşımın diğer bir adı bilinear ya da Tustin eşleme diye de anılır.

$$s \rightarrow \frac{2z-1}{T_s z+1} \quad (5.30)$$

Eşitlik (5.26)'daki PI kompanzatorüne trapezoidal yaklaşım uygulandığında s yerine Eşitlik (5.30)'deki z düzleminde tanımlı olan ifade yazılır.

$$G_{cvd}(z) = G_{vm} \left(1 + \frac{\omega_{zv}}{\left(\frac{2z-1}{T_s z+1} \right)} \right) \quad (5.31)$$

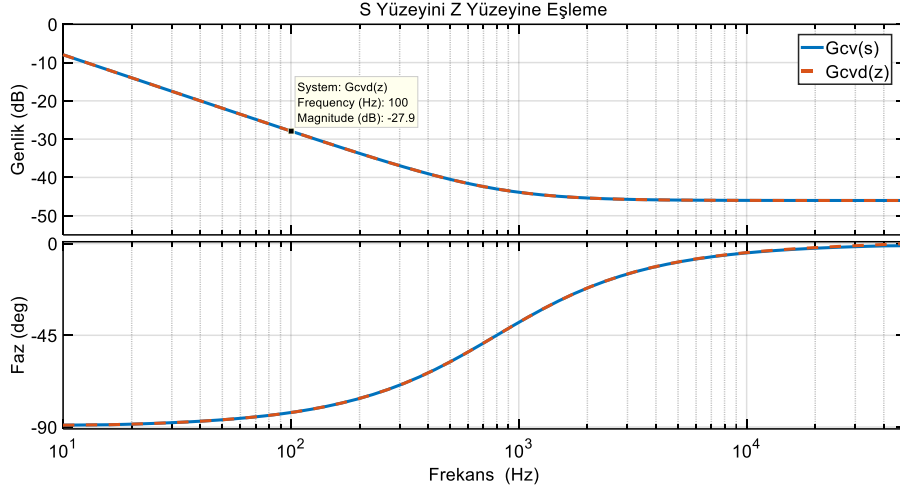
Birkaç cebirsel işlemlerden sonra kompanzator, z düzleminde eş transfer fonksiyonu olan Eşitlik (5.32)'e dönüşür.

$$G_{cvd}(z) \approx G_{vm} \frac{z - (1 - \omega_{zv} T_s)}{z - 1} \quad (5.32)$$

s düzlemindeki $s = 0$ orijini, z düzleminde $z = 1$ ile eşlenir. Sürekli zamanlı bir integralin $s = 0$ 'da bir kutbu olduğu Eşitlik (5.26)'da görülmektedir. Dolayısıyla, ayrık zamanlı bir integratörün $z = +1$ 'de bir kutbu vardır.

Şekil 5.20, Eşitlik (5.26)'da ki analog PI kompansator $G_{cv}(s)$ 'in, Eşitlik (5.32)'de ki ayrık zamanlı PI kompanzator $G_{cvd}(z)$ 'nin bilinear eşleme ile elde edilen genlik ve faz yanıtlarını karşılaştırır. Hem analog hem dijital kompanzator için 100 kHz anahtarlama

frekansı, G_{vm} kazancı 0.005 ve 800 Hz frekansında (f_{zv}) bir ters sıfır sisteme konulmuştur.



Şekil 5.20. Sürekli zaman analog PI [$G_{cv}(s)$] kompanzatorünü, bilinear eşleme sayesinde ayrık zaman dijital PI [$G_{cvd}(z)$] gerilim kompanzatorüne eşleme.

Eşitlik (5.32), ayrıklaştırılırsa Eşitlik (5.33) elde edilir.

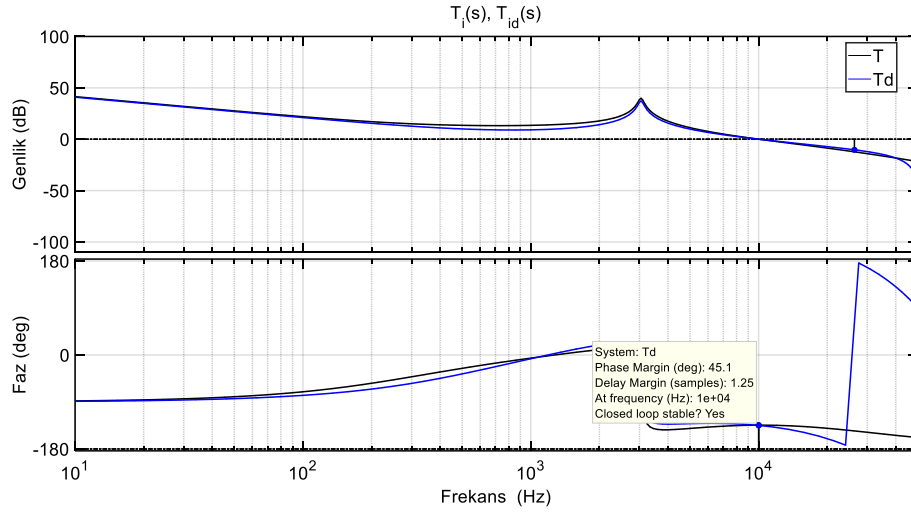
$$d(k) = d(k - 1) + G_{vm}e(k) - G_{vm}e(k - 1) + G_{vm}w_{zv}T_s e(k - 1) \quad (5.33)$$

Eşitlik (5.33), mikrodenetleyici yazılımında kompanzatorün kodlanmasında başlangıç noktası olarak kullanılabilir. Burada $d(k)$ gerilim kompanzatorünün çıkışı olup iç akım kontrolörü için akım referansının tepe değerini temsil eder. $e(k)$ ise çıkış gerilim hatasıdır.

Aynı şekilde Eşitlik (5.30)'de verilen trapezoidal yaklaşımı Eşitlik (5.11)'de ki PI akım kompanzatorüne uyguladığımızda z düzleminde eşdeğeri olan ayrık zamanlı kompanzator Eşitlik (5.34) ile verilmiştir.

$$G_{cid}(z) = G_{cm} \frac{(z+1) \left(z - \frac{1 - \omega_z T_s / 2}{1 + \omega_z T_s / 2} \right)}{(z-1) \left(z - \frac{1 - \omega_p T_s / 2}{1 + \omega_p T_s / 2} \right)} \quad (5.34)$$

Eşitlik (5.34)'deki ayrık zamanlı PI kompanzatorü, bölüm 5.1'de tasarlanan analog akım kompanzatoründeki G_{cm} kazancı ile aynı değerdedir. Yalnız analog ve ayrık zamanlı frekans cevapların eşleşmesi için sıfır ve kutup frekansları değiştirilmiştir. $f_s = 100 \text{ kHz}$ olduğu için aynı geçiş frekansı ($f_{ci} = 10 \text{ kHz}$) ve faz payı ($\varphi_m = 46^\circ$) esas alınarak $f_z = 2 \text{ kHz}$, $f_p = 42 \text{ kHz}$ olan ayrık zaman PI kompanzatorü tasarlanmıştır. Şekil 5.21, ayrık zamanlı PI kompanzator ile kompanze edilmiş akım çevrim kazancının frekans cevabı, analog PI kompanzator ile kompanze edilmiş akım çevrim kazancıyla eşleştiğini göstermektedir.



Şekil 5.21. Sürekli zaman analog akım çevrim kazancı $T_i(s)$ 'i bilinear eşleme sayesinde ayrık zaman dijital akım çevrim kazancı $T_{id}(z)$ 'e eşleme.

Şekil 5.21, hem analog hem dijital PI akım çevrim kazançlarının frekans tepkilerini göstermektedir. Geçiş frekansına eşit “prewarp” frekansına sahip bilinear eşleme, frekans tepkisinde genlik cevabını çok iyi korur. Ayrıca, gecikme etkisi genlik cevaplarını hiç etkilemez. Sonuç olarak, dijital kontrol çevrimindeki genlik tepkileri, analog kontrolördeki çevrim kazanç genlik tepkisi ile esasen aynı kalır. Ancak

Bununla birlikte, dijital kontrol çevrimi gecikmesi, faz cevaplarını ve sonuçta ortaya çıkan faz paylarını önemli derecede etkiler.

Eşitlik (5.34) ayrıklaştırılırsa Eşitlik (5.35) elde edilir ve bu denklem kompanzatorün mikrodnetleyici ortamında gerçekleştirilmesi için kullanılır.

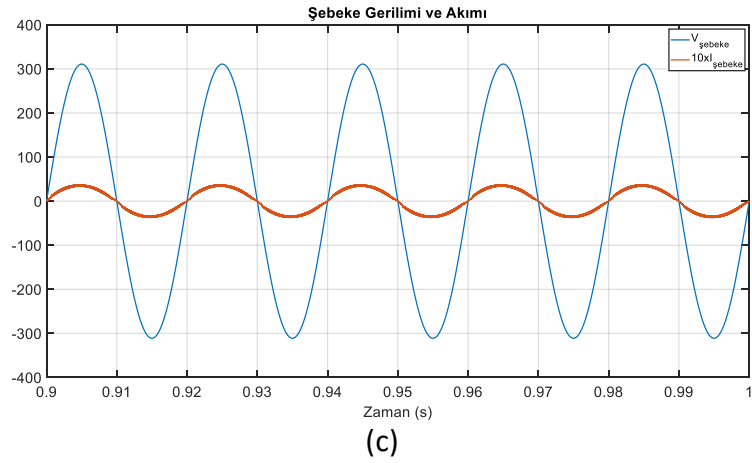
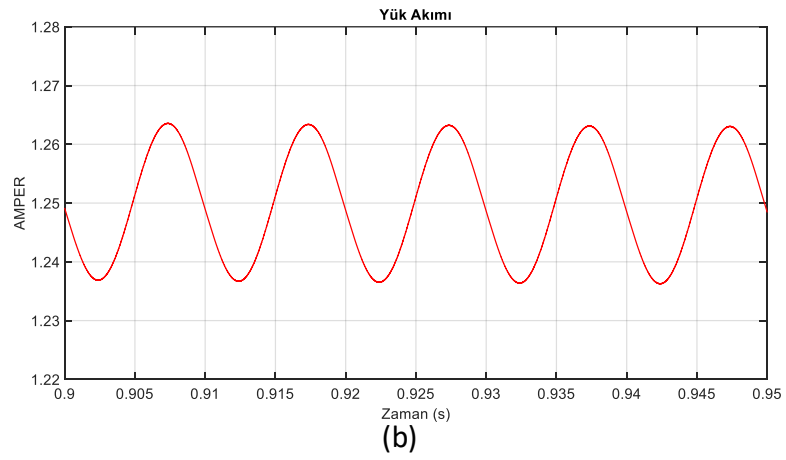
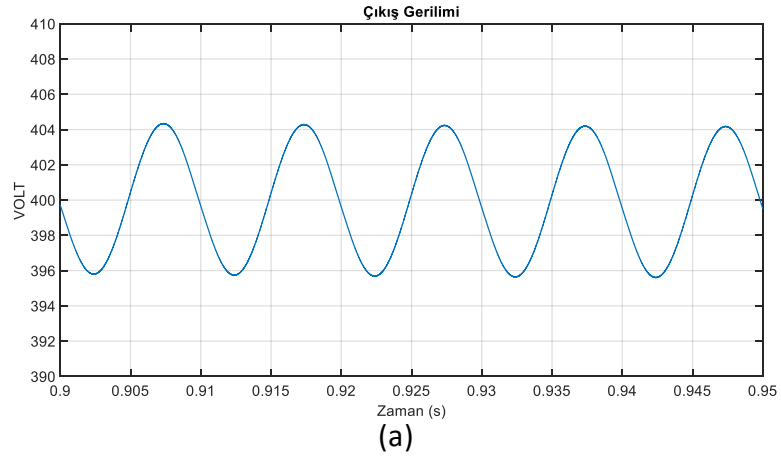
$$d(k) = d(k-1) + bd(k-1) - bd(k-2) + G_{cm}e(k) - G_{cm}ae(k-1) + G_{cm}e(k-1) - G_{cm}ae(k-2) \quad (5.35)$$

Bu denklemde $d(k)$ kompanzatorün çıkışı olup 0-1 arasında değişen görev oranıdır. Alternatif olarak kompanzatorün genliğini değiştirerek kullanılan mikrodnetleyicinin darbe genişlik modulatorünün çözünürlüğü N 'ye bağlı olarak $0 - (2^N - 1)$ arasında değişen bir sayı üretmesi sağlanabilir. $e(k)$ akım kompanzatorünün girişi olup akım hatasının anlık değerini temsil eder. Eşitlik (5.35)'daki a ve b katsayıları Eşitlik (5.36) ve Eşitlik (5.37)'da verilmiştir.

$$a = \frac{1 - w_z T_s/2}{1 + w_z T_s/2} \quad (5.36)$$

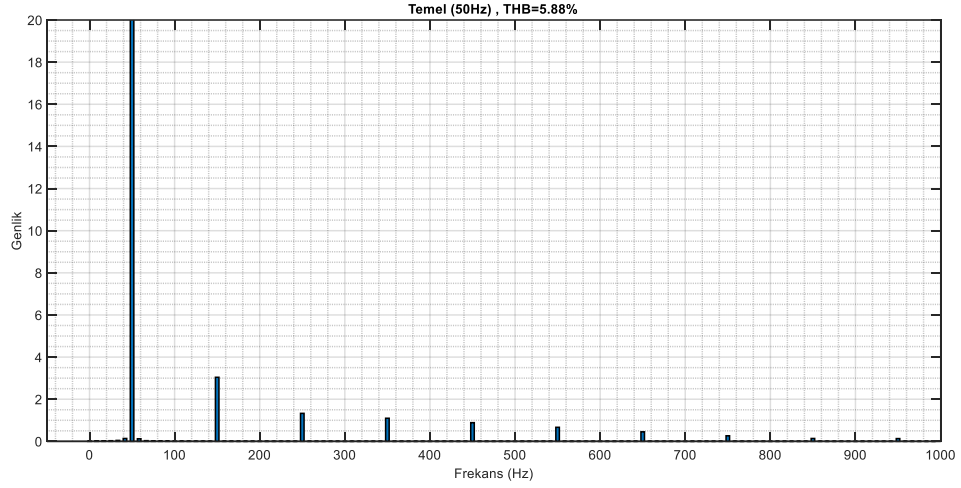
$$b = \frac{1 - w_p T_s/2}{1 + w_p T_s/2} \quad (5.37)$$

Şekil 5.19'da gösterilen dijital kontrollü benzetim modelinden elde edilen çıkış gerilimi, yük akımı, şebeke gerilimi ve akımı dalga şekilleri ile şebeke akımı için THB değerini gösteren spektrum görüntüsü Şekil 5.22 ve Şekil 5.23'de sunulmuştur.



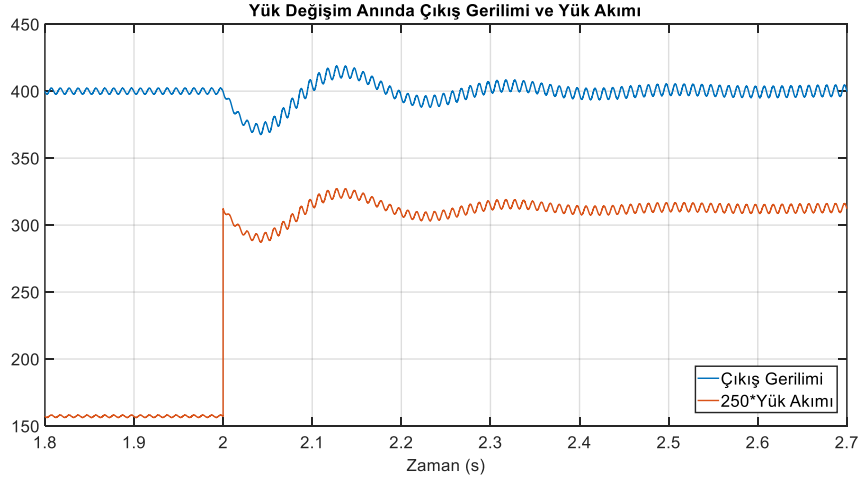
Şekil 5.22. a) Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun çıkış gerilim dalga şekli, b) Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun yük akım dalga şekli, c) Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu'nun giriş şebeke gerilimi ve akım dalga şekilleri.

Şekil 5.22c'deki şebeke akımının dalga şekli simülasyon yapılırken 10 kat artırılarak alınmıştır.



Şekil 5.23. Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun şebeke akımı için FFT sonucu.

Şekil 5.24’de dijital OAM kontrollü GFD doğrultucunun dinamik performansı simüle edilmiştir. Burada yük 640Ω ’dan 320Ω ’a düşürülmüştür. Yük akımı dalga şekli çizdirilirken 250 kat yükseltilmiştir.



Şekil 5.24. Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun dinamik cevabı.

Çizelge 5.3. Dijital OAM kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu simülasyon sonuçları.

Parametre	Değer
Çıkış gerilimi (V_{ϕ})	400 V
Yük akımı ($I_{yük}$)	1.25 A
Çıkış gerilim 100 Hz salınım	8 V_{t-t}
Güç (P_{ϕ})	500 W
Güç faktörü (PF)	0.998
THB	% 5.88

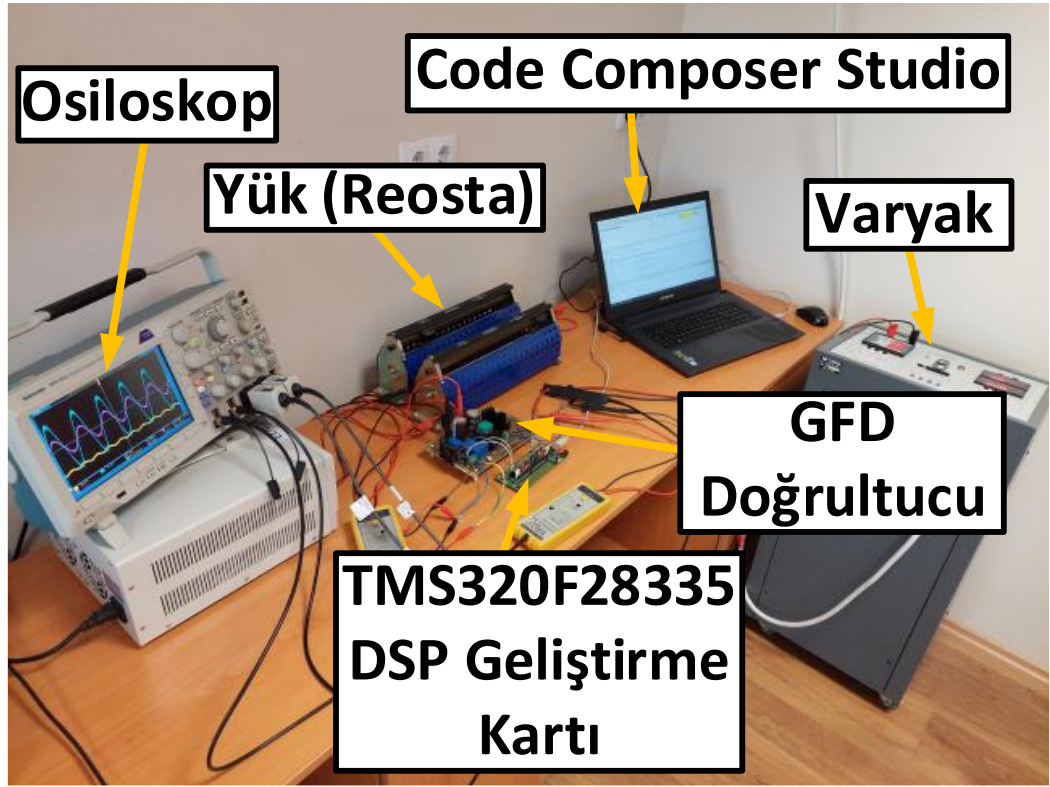
Çizelge 5.3, simülasyonu gerçekleştirilen dijital kontrollü yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucunun sonuçlarını göstermektedir. Görüldüğü üzere istenen kararlı durum çıkış gerilimi ve güç değeri elde edilmiştir. Güç faktörü 1'e çok yakın ve THB oranı %5.88 olarak ölçülmüştür.

BÖLÜM 6

DENEYSEL SONUÇLAR VE TARTIŞMA

6.1. DENEYSEL KURULUM

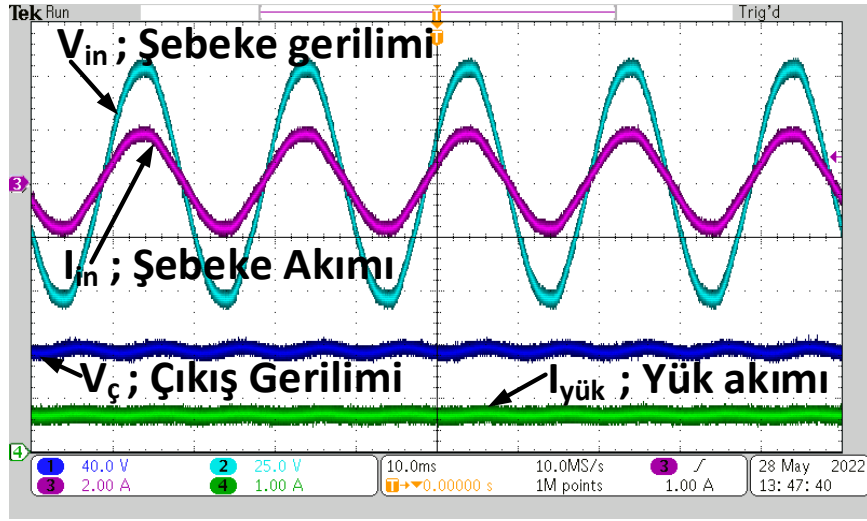
Önceki bölümlerde tasarımı ve detayları anlatılan OAM kontrol ve modüleli MÖK tekniklerinin deneysel doğrulaması için kurulan düzenek Şekil 6.1’de gösterilmektedir. Şekil 6.1’de gösterilen deney düzeneği yükselten tip GFD doğrultucu devresi, DSP geliştirme kartı, omik yük, yazılımın yapıldığı dizüstü bilgisayar, varyak ve 1 adet Tektronix DPO 3054 dijital osiloskop içermektedir. Sistem 50 Hz tek faz şebeke girişinden varyak üzerinden beslenmektedir. Varyak sayesinde şebeke geriliminin genliği ayarlanarak GFD doğrultucuya uygulanmaktadır. C programlama dilinde Code Composer Studio derleyicisinde yazılan kod usb bağlantısı üzerinden DSP geliştirme kartına aktarılmaktadır. Çıkış yükü olarak reosta kullanılmıştır.



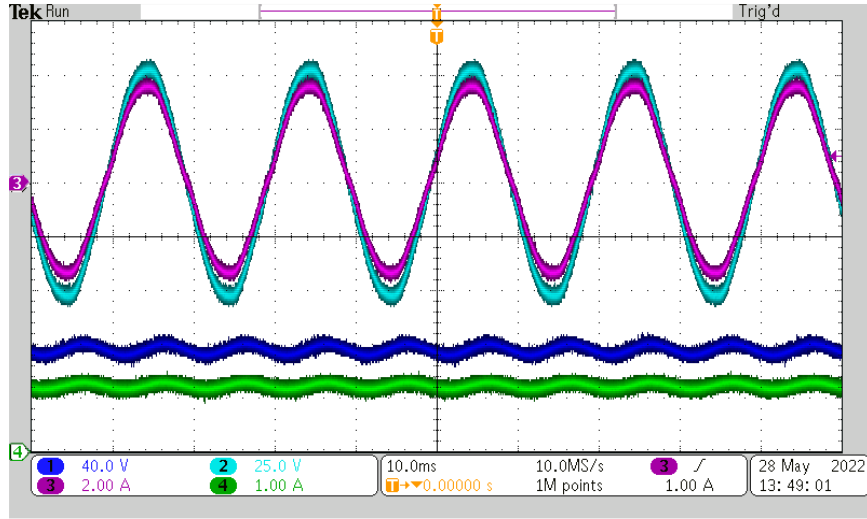
Şekil 6.1. Deneysel düzenek.

6.1.1. Modüleli MÖK için Sonuçlar

Şekil 6.2’de modüleli MÖK’e sahip GFD doğrultucunun şebeke tarafı ve çıkış tarafı için gerilim ve akım ölçümleri sunulmaktadır. Burada GFD doğrultucu devresine varyak sayesinde $38 V_{rms}$ gerilim uygulanmıştır. Uygulanan modüleli MÖK yöntemi ile şebeke akımının yüksek frekanslı harmonik bileşenleri elimine edilmiş, sinus dalgasına yaklaştırılmış ve şebeke gerilimini neredeyse faz farkı olmaksızın takip etmesiyle güç faktörünün 1’e çok yakın olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 6.2’de sunulan deneysel ölçümler için sürekli hal sonuçları Çizelge 6.1’de verilmiştir.



(a)

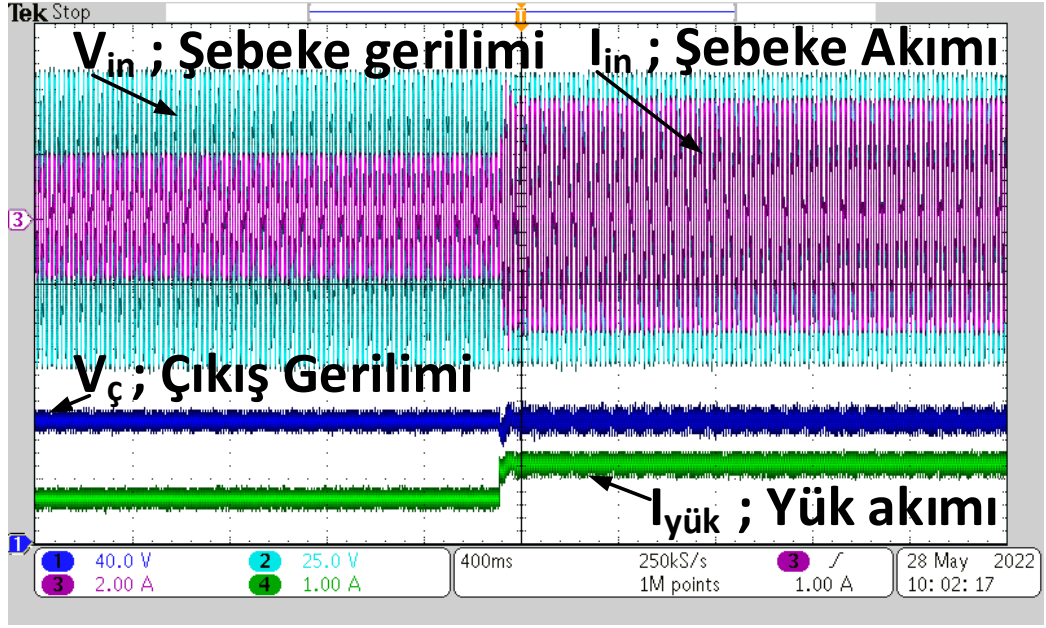


(b)

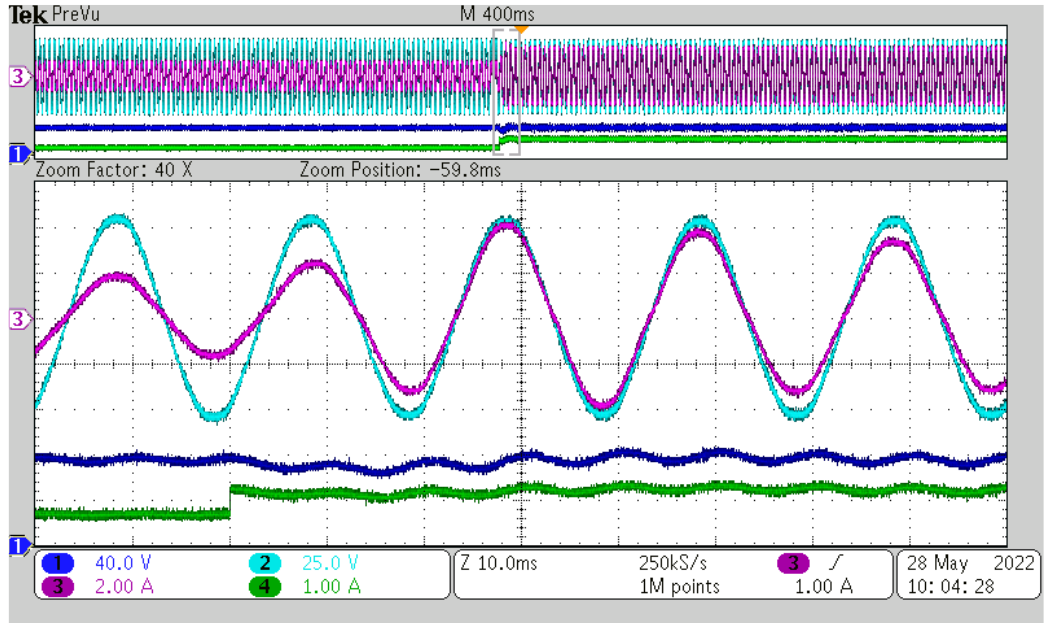
Şekil 6.2. Şebeke tarafı ve dönüştürücü çıkış tarafı için deneysel sonuçlar (a) $R_L = 120 \Omega$ durumunda, (b) $R_L = 60 \Omega$ durumunda.

Çizelge 6.1. Modüleli MÖK için sürekli halde akım gerilim değerleri.

Şekil No	R_L	$V_{in,rms}$	$I_{in,rms}$	V_c	$I_{yük}$	P_c
Şekil 6.2a	120Ω	38 V	1.24 A	75 V	0.625 A	47 W
Şekil 6.2b	60Ω	38 V	2.48 A	75 V	1.25 A	94 W



(a)

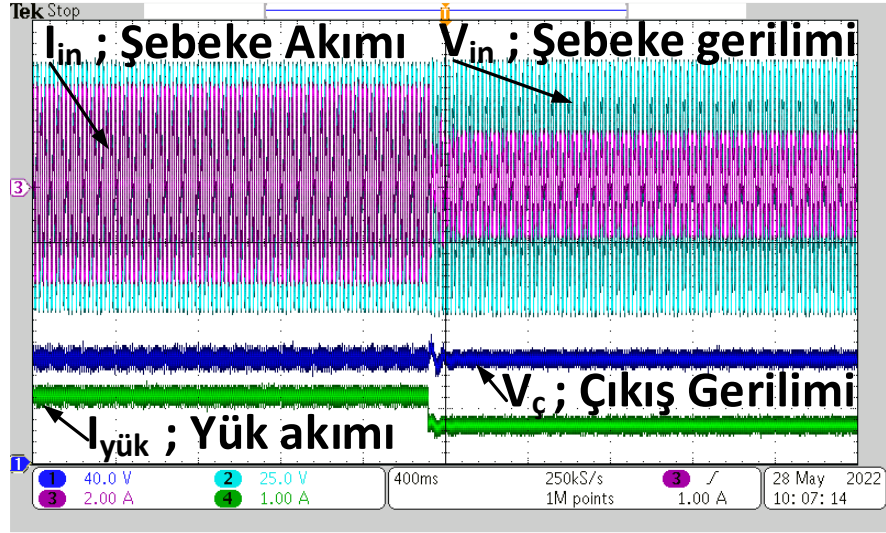


(b)

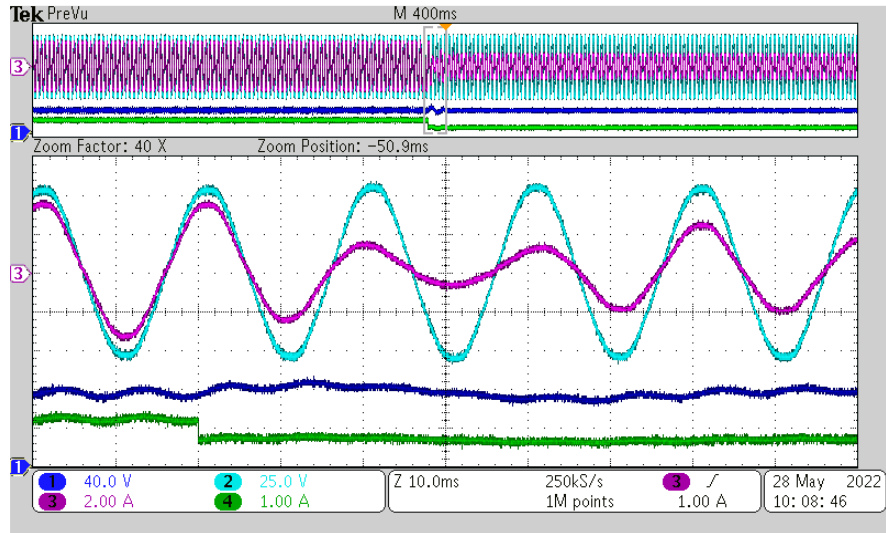
Şekil 6.3. GFD Doğrultucu'nun dinamik cevabı; (a) Hafif yükten ağır yüke geçiş $R_L = 120 \Omega \rightarrow 60 \Omega$, (b) geçiş anının yakınlaştırılmış hali.

Şekil 6.3'te görüldüğü üzere dönüştürücünün dinamik cevaba tepkisi test edilmiştir. Hafif yükten ağır yüke geçildiğinde giriş akımı ve çıkış akımının genlikleri artmıştır. Dönüştürücü kapalı çevrim olarak çalıştırıldığından çıkış gerilimi yükün değişiminden dolayı kısa süreli düşüde kompanzator anahtarın görev oranını uygun şekilde

ayarlayarak çıkış gerilimini referans değerinde regüle ettiği Şekil 6.3'te gözükmektedir. Aynı zamanda yük değişimi anında güç faktörü bozulmamış olup 1'e çok yakın olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 6.3'te sunulan deneysel ölçümler için sürekli hal değerleri Çizelge 6.2'de verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 6.4. GFD Doğrultucu'nun dinamik cevabı; (a) Ağır yükten hafif yüke geçiş ($R_L = 60 \Omega \rightarrow 120 \Omega$), (b) geçiş anının yakınlştırılmış hali.

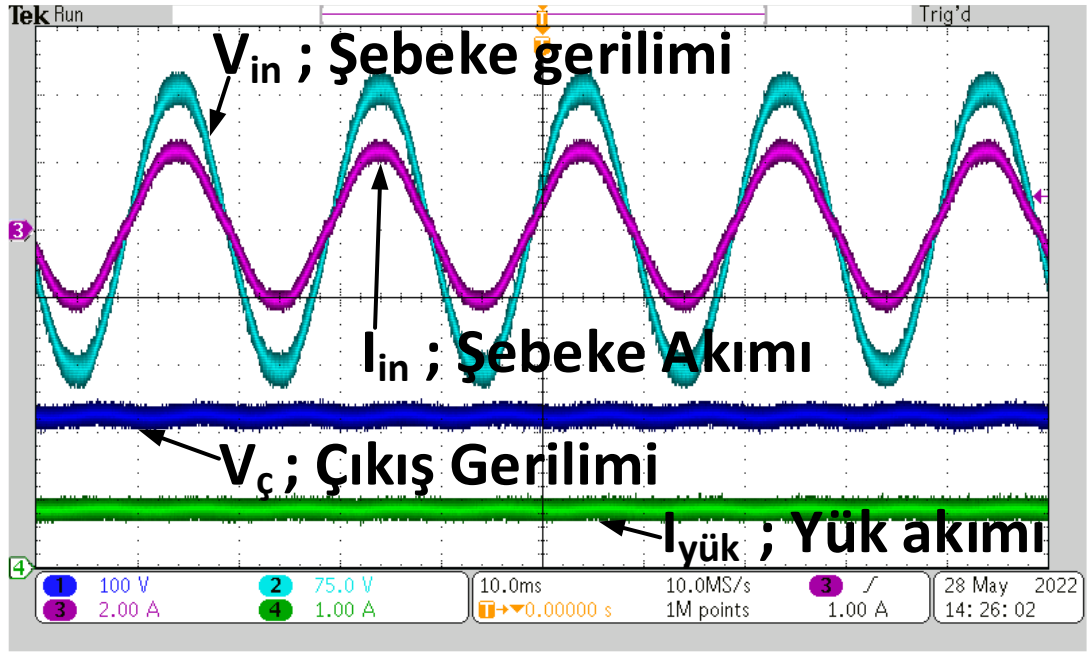
Benzer şekilde bu sefer dinamik cevap ağır yükten hafif yüke geçilerek test edilmiştir. Şekil 6.4'te sunulan deneysel ölçümler için sürekli hal değerleri Çizelge 6.2'de verilmiştir.

Çizelge 6.2. Modüleli MÖK için dinamik geçiş öncesi ve sonrası için sürekli hal değerleri.

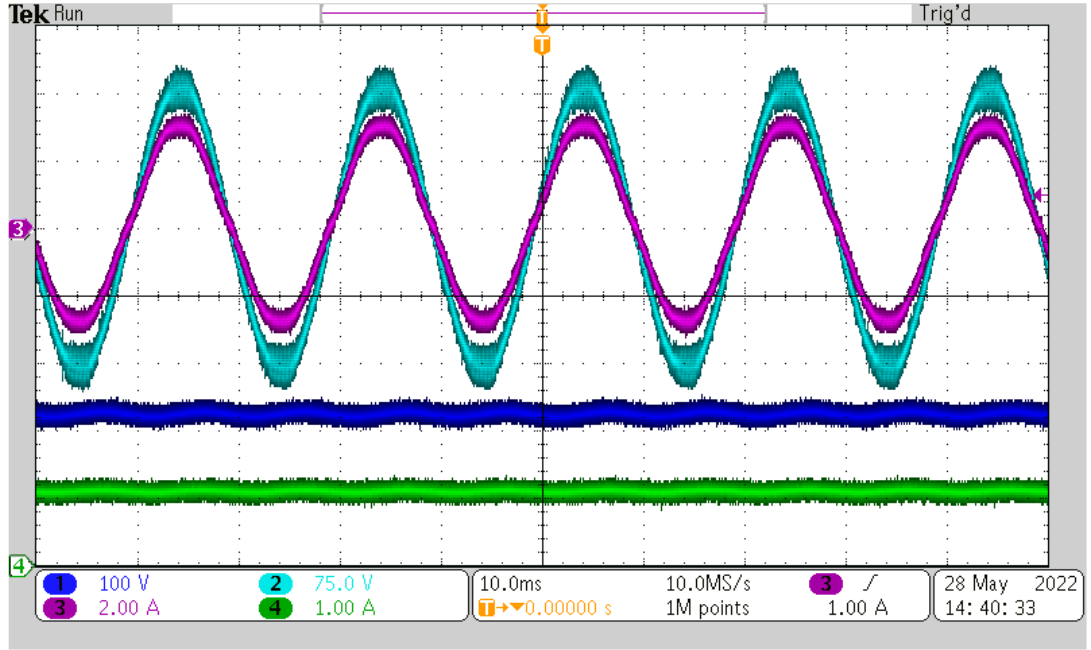
Şekil No	R_L	$V_{in,rms}$	$I_{in,rms}$	V_{ζ}	$I_{yük}$	P_{ζ}
Şekil 6.3	120 Ω	38 V	1.24 A	75 V	0.625 A	47 W
	↓		↓		↓	↓
Şekil 6.4	60 Ω	38 V	2.48 A	75 V	1.25 A	94 W
	↓		↓		↓	↓
	120 Ω		1.24 A		0.625 A	47 W

6.1.2. OAM Kontrol için Sonuçlar

Yükselten tip GFD doğrultucu için OAM kontrol tekniğini kullanan kapalı çevrim sistemin deneysel sonuçları Şekil 6.5’de sunulmuştur.



(a)



(b)

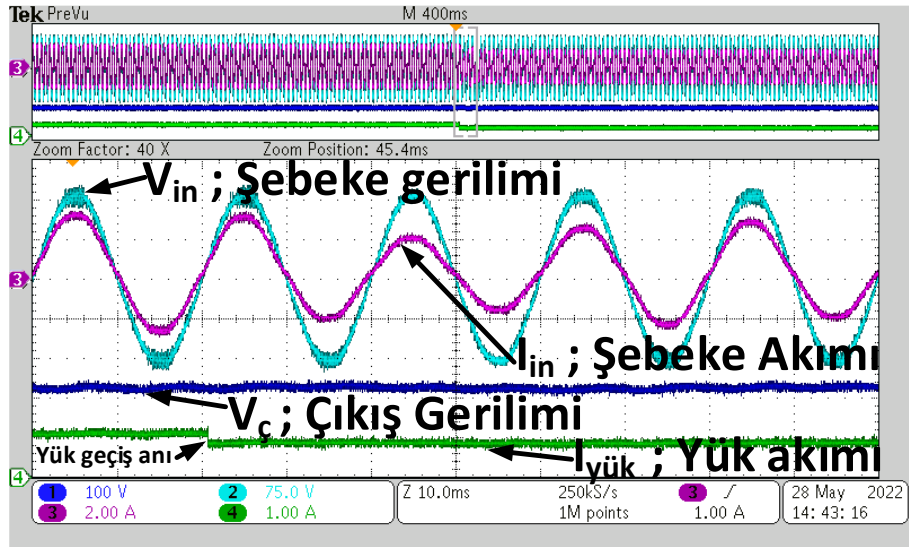
Şekil 6.5. Şebeke tarafı ve dönüştürücü çıkış tarafı için deneysel sonuçları (a) $R_L = 260 \Omega$, (b) $R_L = 200 \Omega$ durumunda.

Şekil 6.5'de OAM kontrollü GFD doğrultucunun şebeke tarafı ve çıkış tarafı için gerilim ve akım ölçüm sonuçları sunulmuştur. Bu deneyde GFD doğrultucu devresi girişine varyak üzerinden $110 V_{rms}$ 'luk gerilim uygulanmıştır. Uygulanan OAM

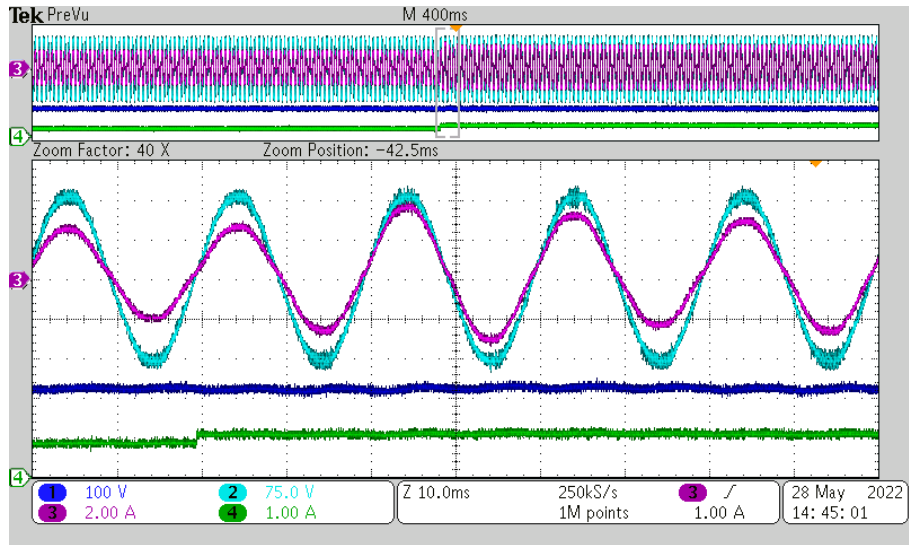
kontrol yöntemi ile şebeke akımı sinüs dalgasına yaklaştırılmış ve şebeke gerilimini güç faktörü 1'e yakın olacak şekilde takip ettiği gözlemlenmiştir. Şekil 6.5'de sunulan deneysel ölçümler için sürekli hal değerleri Çizelge 6.3'te verilmiştir.

Çizelge 6.3. OAM için sürekli halde akım gerilim değerleri.

Şekil No	R_L	$V_{in,rms}$	$I_{in,rms}$	V_{ζ}	$I_{yük}$	P_{ζ}
Şekil 6.5a	260 Ω	110 V	1.57 A	225 V	0.865 A	194.6 W
Şekil 6.5b	200 Ω	110 V	2 A	225 V	1.125 A	253 W



(a)



(b)

Şekil 6.6. OAM kontrollü GFD doğrultucu dinamik cevabı: (a) ağır yükten hafif yüke geçiş, (b) hafif yükten ağır yüke geçiş.

Şekil 6.6’da görüldüğü üzere OAM kontrollü GFD doğrultucunun dinamik cevaba tepkisi test edilmiştir. Yük geçişlerinde giriş ve çıkış akımları değişmiştir. Dönüştürücü kapalı çevrim olarak çalıştırıldığından çıkış gerilimi yükün değişiminden dolayı kısa süreli değişsede kompanzatör regülasyon görevini ifa ederek çıkış gerilimini referans değerine tekrar getirmiştir. Aynı zamanda yük değişimi anında güç faktörü bozulmamış olup 1’e çok yakın olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 6.6’nın dinamik tepki sonuçları Çizelge 6.4’te verilmiştir.

Çizelge 6.4. OAM kontrollü GFD doğrultucunun dinamik geçiş öncesi ve sonrası için sürekli hal değerleri.

Şekil No	$R_{yük}$	$V_{in,rms}$	$I_{in,rms}$	$V_ç$	$I_{yük}$	$P_ç$
Şekil 6.6a	200 Ω	110 V	2 A	225 V	1.125 A	253 W
	↓		↓		↓	↓
	260 Ω		1.57 A		0.865 A	194.6 W
Şekil 6.6b	260 Ω	110 V	1.57 A	225 V	0.865 A	194.6 W
	↓		↓		↓	↓
	200 Ω		2 A		1.125 A	253 W

Bu bölümde sunulan deneysel sonuçlar her iki kontrol tekniği ile çıkış gerilimi değişken yüklenme şartları altında regüle edilirken giriş akımında güç faktörü 1’e yakın olacak şekilde sinüzoidal formda doğru genlik değerinde tutulabildiğini göstermektedir.

BÖLÜM 7

SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında elektrik araçlarda kullanılan bataryalar için batarya şarj sistemi üzerine araştırma yapılmıştır. Çalışmanın amacı, şebekeden beslenen elektronik devrelerin güç faktörü düşük olduğundan ve toplam harmonik bozulmayı arttırdığından bu problemlerin giderilmesini sağlamaktır. Tasarım başlangıcı olarak ilk önce güç faktörü düzeltme üzerine derin bir şekilde araştırmalar yapılmıştır. Güç elektroniği devre topolojileri yüksek verime sahip olup bu problemleri düzeltmenin günümüzde en kullanışlı yöntemlerindedir. Sistem tek faz evrensel şebeke girişinden beslendiği için yaygın olarak kullanılan aktif yöntemlerden olan yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu devresi esas alınarak tasarım yapılmış ve uygulanmıştır. Yükselten dönüştürücülü GFD doğrultucu devresinin parametreleri belirlenmiş ve Eagle ortamında elektronik kart çizilmiş ve PCB'si yapılmıştır. GFD doğrultucu nihayetinde bir anahtarlama mod güç kaynağı olduğundan devre oluşturulurken elektromanyetik uyuma ve PCB kurallarına uygun bir şekilde çizim yapılmıştır.

Gerçekleştirilen devre 3 ana bölümden oluşmaktadır. Bunlar güç devresi bölümü, güç devresi sürücü bölümü ve kontrol bölümüdür. Güç bölümünde kullanılan temel anahtarlama elemanı SiC mosfet seçilmiştir. Böylelikle anahtarlama kayıplarını azaltmaya yönelik düşünce için güç anahtarlama elemanına yüksek anahtarlama frekansı olarak 100 kHz anahtarlama frekansı uygulanmıştır. Kontrol bölümü için Texas Instruments'in TMS320F28335 geliştirme kartı kullanılarak yapılmıştır.

Birçok güç faktörü düzeltme kontrol tekniklerinden OAM ve sabit anahtarlama frekanslı MÖK teknikleri analiz edilerek, hem simülasyon hem de gerçek uygulama olarak bu iki kontrol tekniği GFD doğrultucuya uygulanmıştır.

Simülasyon işlemleri Matlab/Simulink ortamlarında yapılmıştır. OAM kontrol tekniği hem analog hem de dijital olarak tasarlanmış, simülasyon ortamında uygulanmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre güç faktörü 1'e çok yakın olup toplam harmonik bozulma standartların içinde olduğu gözlemlenmiştir. OAM kontrolünde akım kompanzatorü ve gerilim kompanzatorü analog olarak frekans yüzeyinde tasarlanmıştır. Sistemin deneysel uygulaması dijital kontrollü olduğu için analog olarak tasarlanan bu kompanzatorler ayrıklaştırılıp kod satırı olarak mikrodenetleyiciye uygulanmıştır.

Deneysel çalışmalarda GFD doğrultucunun kararlı durum ve dinamik cevapları test edilmiştir. Sabit anahtarlama frekanslı MÖK için $38 V_{in,rms}$ şebeke geriliminde testler yapılmıştır. Sonuçta tasarlanan kontrol tekniği sayesinde tasarım hedefleri arasında olan güç faktörü 1'e çok yakın ve toplam harmonik bozulmanın standartlar içerisinde olduğu saptanmıştır. Aynı zamanda sabit anahtarlama frekanslı MÖK'ün dinamik cevaba tepkisi oldukça iyi olduğu söylenebilir. Referans çıkış gerilim 75 V'a set edildiğinde yük değişim anlarında çıkış gerilimi fazla aşağı ve yukarı sapmadan tekrar kendini regüle ettiği gözlemlenmiştir. OAM kontrolü için ise $110 V_{in,rms}$ şebeke geriliminde testler uygulanmıştır. Tasarlanan kontrol tekniği sayesinde tasarım hedefleri arasında olan güç faktörü 1'e çok yakın ve toplam harmonik bozulmanın standartlar içerisinde olduğu saptanmıştır. Aynı zamanda OAM kontrolün dinamik cevaba tepkisi oldukça iyi olduğu gözlemlenmiştir. Referans çıkış gerilim 225 V'a set edildiğinde yük değişim anlarında çıkış gerilimi fazla aşağı ve yukarı sapmadan tekrar kendini regüle ettiği gözlemlenmiştir.

Sonuç olarak yapılan analiz, tasarımlar ve uygulanan kontrol teknikleri sayesinde güç faktörü 1'e yaklaştırılmış ve toplam harmonik bozulma standartlar içerisinde olması başarılmıştır.

KAYNAKLAR

1. FINCAN, B., YILMAZ, M., GOYNUSEN, A., and ERENAY, H. K., "Design and Optimization of a High Power Density and Efficiency Boost PFC", *Balkan Journal Of Electrical And Computer Engineering*, 5 (2): 50–59 (2017).
2. Tinç, N. S., Aksoy, İ., and Şahin, Y., "Elektrikli Araçların Batarya Şarjında Kullanılan Güç Faktörü Düzeltmeli Klasik Ve Interleaved Yükseltici Türü Dönüştürücülerin Karşılaştırılması", 1–6 (2015).
3. Satılmış, O. and Meşe, E., "Elektrikli ve Hibrit Elektrikli Araçlar İçin Batarya Şarj Cihazları", *Elektrik-Elektronik Ve Bilgisayar Sempozyumu*, 137–142 (2011).
4. Sen, G., Boynuegri, A. R., Uzunoglu, M., and Üniversitesi, Y. T., "BAĞLANTISINDA KARŞILAŞILAN PROBLEMLERE YÖNELİK ÇÖZÜM ÖNERİLERİ Elektrik Mühendisliği Bölümü", .
5. Tian, H., Chen, M., Liang, G., and Xiao, X., "Single-Phase Rectifier With Reduced Common-Mode Current, Auto-PFC, and Power Decoupling Ability", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 37 (6): 6873–6882 (2022).
6. Huliehel, F. A., Lee, F. C., and Cho, B. H., "Small-signal modeling of the single-phase boost high power factor converter with constant frequency control", *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 475–482 (1992).
7. Erickson, R. W., "Optimal single resistor damping of input filters", *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference And Exposition - APEC*, 2 (1): 1073–1079 (1999).
8. Rossetto, L., Buso, S., and Spiazzi, G., "Conducted EMI Issues in a Boost PFC Design", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 36 (2): 578–585 (2000).
9. Infineon Technologies AG, "How to Select the Right CoolMOS and its Power Handling Capability", *Infineon*, 1–38 (2002).
10. Singh, R. and Richbond, J., "SiC Power Schottky Diodes in Power Factor Correction Circuits", *Power Electronics Technology*, 30 (8): 1–9 (2002).
11. Hodge, S., "SiC Schottky Diodes in Power Factor Correction", *Power Sources And Supplies: World Class Designs*, 1–4 (2004).

12. Arrigo, J., "Input and Output Capacitor Selection", *Cycle*, (February): 1–11 (2006).
13. Maksimovic, D. and Zane, R., "Small-signal discrete-time modeling of digitally controlled PWM converters", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 22 (6): 2552–2556 (2007).
14. Parayandeh, A. and Prodic, A., "Programmable Analog-to-Digital Converter for Low-Power DC–DC SMPS", 23 (1): 500–505 (2008).
15. Norris, M., Platon, L. M., Alarcon, E., and Maksimovic, D., "Quantization Noise Shaping in Digital PWM Converters", (c): 127–133 (2008).
16. Huber, L., Jang, Y., and Jovanović, M. M., "Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 23 (3): 1381–1390 (2008).
17. Sartori, H. C., Hey, H. L., and Pinheiro, J. R., "An optimum design of PFC Boost Converters", *2009 13th European Conference On Power Electronics And Applications, EPE '09*, (2009).
18. Raggl, K., Nussbaumer, T., Doerig, G., Biela, J., and Kolar, J. W., "Comprehensive design and optimization of a high-power-density single-phase boost PFC", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 56 (7): 2574–2587 (2009).
19. Nussbaumer, T., Raggl, K., and Kolar, J. W., "Design guidelines for interleaved single-phase boost PFC circuits", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 56 (7): 2559–2573 (2009).
20. Lee, F. C. and Yu, Y., "Input Filter Design for Switching Regulators.", v (2): 704–711 (2010).
21. Musavi, F., Eberle, W., and Dunford, W. G., "Efficiency evaluation of single-phase solutions for AC-DC PFC boost converters for plug-in-hybrid electric vehicle battery chargers", *2010 IEEE Vehicle Power And Propulsion Conference, VPPC 2010*, 1–6 (2010).
22. Musavi, F., Eberle, W., and Dunford, W. G., "A high-performance single-phase AC-DC power factor corrected boost converter for plug in hybrid electric vehicle battery chargers", *2010 IEEE Energy Conversion Congress And Exposition, ECCE 2010 - Proceedings*, 3588–3595 (2010).
23. Satılmış, O. and Meşe, E., "ELEKTRİKLİ VE HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN BATARYA ŞARJ CİHAZLARI", *Elektrik-Elektronik Ve Bilgisayar Sempozyumu*, 137–142 (2011).
24. Sen, G., Boynuegri, A. R., Uzunoglu, M., and Üniversitesi, Y. T., "ELEKTRİKLİ ARAÇLARIN ŞARJ YÖNTEMLERİ VE ARAÇLARIN

ŞEBEKEYLE BAĞLANTISINDA KARŞILAŞILAN PROBLEMLERE YÖNELİK ÇÖZÜM ÖNERİLERİ", *Elektrik-Elektronik Ve Bilgisayar Sempozyumu*, 357–362 (2011).

25. Dubilier, C., "Power Film Capacitor Application Guide", *Film*, 1–3 (2011).
26. Üniversitesi, Y. T., "ELEKTRİKLİ ARABALARDA KULLANILAN Lİ-İYON AKÜLERİN TEK FAZDAN HIZLI VE VERİMLİ ŞARJI İÇİN GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTMELİ DUAL BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ", 163–167 (2012).
27. Akın, B., "Elektrikli Arabalarda Kullanılan Li-ion Akülerin Tek Fazdan Hızlı ve Verimli Şarjı için Güç Faktörü Düzeltmeli Yükselticilerin Karşılaştırması", *EMO Bilimsel Dergi*, 2 (4): 87–93 (2012).
28. Akin, B., "Comparison of Conventional and Interleaved PFC Boost Converters for Fast and Efficient Charge of Li-ion Batteries Used in Electrical Cars", *2012 International Conference On Power And Energy Systems (Icpes 2012)*, 13: 499–504 (2012).
29. Martin, A., Davis-Marsh, M., Pinti, G., and Jorio, I., "CAPACITOR SELECTION FOR DC / DC CONVERTERS : FAILURES , AND REDUCE SWITCHING NOISE The SIMPLE SWITCHER ® Experience", 1–67 (2012).
30. Muhlethaler, J., Uemura, H., and Kolar, J. W., "Optimal design of EMI filters for single-phase boost PFC circuits", *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, (Iecon): 632–638 (2012).
31. Tarateeraseth, V., "EMI filter design: Part III: Selection of filter topology for optimal performance", *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, 1 (2): 60–73 (2012).
32. Marzouk, M., Ferrieux, J. P., Frey, D., and Sarrazin, B., "Considerations to choose an appropriate charger topology for plug-in electric vehicles", *2014 16th European Conference On Power Electronics And Applications, EPE-ECCE Europe 2014*, 1–8 (2014).
33. Şahin, E., Büyükkatırcı, O., and Akın, B., "AC-DC Dönüştürücü Tabanlı Güç Faktörü Düzeltme Devresi Tasarımı ve Uygulaması", *Elektrik – Elektronik – Bilgisayar Ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu*, 243–249 (2014).
34. Texas Instruments, "Demystifying Type II and Type III Compensators Using Op- Amp and OTA for DC/DC Converters", *Application Note, SLVA662*, (July): 1–15 (2014).
35. Vachak, V., Khare, A., and Shrivatava, A., "Design of EMI Filter for Boost PFC Circuit", *IOSR Journal Of Electrical And Electronics Engineering*, 9 (5): 50–55 (2014).

36. De Castro Pereira, D., Da Silva, M. R., Silva, E. M., and Tofoli, F. L., "Comprehensive review of high power factor AC-DC boost converters for PFC applications", *International Journal Of Electronics*, 102 (8): 1361–1381 (2015).
37. Ken, S. and Stückler, F., "Practical design and evaluation of an 800 W PFC boost converter using TO-247 4pin MOSFET", 1–36 (2015).
38. Abdel-rahman, S., Stückler, F., and Siu, K., "PFC boost converter design guide", 1–30 (2016).
39. Lakkas, G., "MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency", *EngineerIT*, (April): 22–28 (2016).
40. OBDAN, A. H. and Çınar, A. O., "Güç Kaynakları İçin Yüksek Verimli Güç Faktörü Düzeltme Devresi Tasarımı", *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım Ve Teknoloji*, 5 (4): 187–199 (2017).
41. Texas Instruments, "230-V , 3 . 5-kW PFC With > 98 % Efficiency , Optimized for BOM and Size Reference Design", (October): 1–25 (2017).
42. Hüseyin Tarlak, E. İ., "Elektrikli Araçlar ve Akü Şarj Sistemleri", *Kırklareli University Journal Of Engineering And Science*, 1: 124–141 (2018).
43. Johnson, B., "Power Factor Correction Design for On-Board Chargers in Electric Vehicles Application", (2018).
44. Infineon Technologies, "Design Guide for Boost Type CCM PFC with ICE3PCSx x", 1–26 (2018).
45. Würth Electronics, "How to select the proper capacitor for your design ?", 1–29 (2018).
46. Instruments, T. and Slua, I., "UCC27531 35-V Gate Driver for SiC MOSFET Applications", (May): 1–11 (2018).
47. KILIÇ, E., "DA-DA YÜKSELTEN DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ELEKTRİKLİ ARAÇ BATARYA ŞARJ CİHAZI TASARIMI", *Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 22 (4): 281–287 (2019).
48. Özbalcı, Ü. and Kılıç, E., "ELEKTRİKLİ BİR ARACIN BATARYA SİSTEMİNİN MODELLENMESİ", 21 (1): 64–69 (2019).
49. Sridhar, N., "Silicon carbide gate drivers – a disruptive technology in power electronics", 1–7 (2019).
50. Infineon Technologies, "Guidelines for CoolSiC™ MOSFET gate drive voltage window", *Application Note*, 1–9 (2019).

51. Texas Instruments, "IGBT & SiC Gate Driver Fundamentals", 1–35 (2019).
52. Toshiba, "Power Factor Correction (PFC) Circuits", 1–20 (2019).
53. Ainah, P. K., Muhammad, A., and Biowei, G., "DSP TMS320F28335 Implementation of dq-PI Vector Controller for Voltage Source Inverter u sing SPWM Technique", *Nigerian Journal Of Engineering*, 27 (August): 106–112 (2020).
54. Ramadass, Y., Curtis, P., and Tripathi, A., "Time-Saving and Cost-Effective Innovations for EMI Reduction in Power Supplies", 1–18 (2021).
55. Yilmaz, U., Turksoy, O., and Teke, A., "Intelligent control of high energy efficient two-stage battery charger topology for electric vehicles", *Energy*, 186: 115825 (2019).
56. Zhou, C. and M., M. jovanovic, "Design Trade-offs in Continuous Current-mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits", *DELTA Power Electronics Lab*, 209-219 (1992).
57. Redl, R. and Balogh, L., "RMS, DC, Peak, and Harmonic Currents in High-Frequency Power-Factor Correctors with Capacitive Energy Storage", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 1 (2): 533–540 (1992).
58. Rossetto, L., Spiazzi, G., and Tenti, P., "Control techniques for power factor correction converters", *Proc. PEMC'94*, 1–9 (1994).
59. De Gussemé, K., Van De Sype, D. M., Van Den Bossche, A. P., and Melkebeek, J. A., "Digitally Controlled Boost Power-Factor-Correction Converters Operating in Both Continuous and Discontinuous Conduction Mode", *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 3 (1): 2346–2352 (2004).
60. Athalye, P., Maksimović, D., and Erickson, R., "DSP implementation of a single-cycle predictive current controller in a boost PFC rectifier", *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference And Exposition - APEC*, 2: 837–842 (2005).
61. Stefanutti, W., Mattavelli, P., Spiazzi, G., and Tenti, P., "Digital control of single-phase power factor preregulators based on current and voltage sensing at switch terminals", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 21 (5): 1356–1363 (2006).
62. Figueres, E., Benavent, J. M., Garcera, G., and Pascual, M., "A control circuit with load-current injection for single-phase power-factor-correction rectifiers", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 54 (3): 1272–1281 (2007).
63. Xiong, Y., Huang, Y., Zhong, Z., and Zhang, T., "Research and design on digital PFC of 2kW on-board charger", *EVS 2010 - Sustainable Mobility Revolution:*

25th World Battery, Hybrid And Fuel Cell Electric Vehicle Symposium And Exhibition, 4: 202–207 (2010).

64. Chen, F. Z. and Maksimović, D., "Digital control for improved efficiency and reduced harmonic distortion over wide load range in boost PFC rectifiers", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 25 (10): 2683–2692 (2010).
65. Qiu, Y., Liu, H., and Chen, X., "Digital average current-mode control of PWM DCDC converters without current sensors", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 57 (5): 1670–1677 (2010).
66. Moon, S., Corradini, L., and Maksimovi, D., "Autotuning of Digitally Controlled Boost Power Factor Correction Rectifiers", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 26 (10): 3006–3018 (2011).
67. Shin, J. and Cho, B., "Digitally Implemented Average Current-Mode Control in Discontinuous Conduction Mode PFC Rectifier", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 27 (7): 3363–3373 (2012).
68. Yadaiah, N., Suresh Kumar, A., and Maheshwara Reddy, Y., "DSP based control of constant frequency and average current mode of boost converter for power factor correction (PFC)", *2012 International Conference On Advances In Power Conversion And Energy Technologies, APCET 2012*, 1–6 (2012).
69. Dhivya, A. and Murali, D., "Average Current Mode Control Technique Applied to Boost Converter for Power factor Improvement and THD Reduction", *International Journal Of Innovative Science*, 3 (2): 267–275 (2016).
70. Infineon Technologies AG, "Application - Power Factor Correction (PFC) with XMC TM", (July): (2016).
71. Valascho, R. and Abdel-rahman, S., "Digital PFC CCM boost converter with 300 W - Infineon", *Infineon*, 1–30 (2016).
72. Wang, L., Wu, Q. H., Tang, W. H., Yu, Z. Y., and Ma, W., "CCM-DCM average current control for both continuous and discontinuous conduction boost PFC converters", *2017 IEEE Electrical Power And Energy Conference, EPEC 2017*, 2017-Octob: 1–6 (2018).
73. Phyto, Y. Y. and Naing, T. L., "Implementation the Average Input Current Mode Control of Two-Phase Interleaved Boost Converter Using Low-Cost Microcontroller", *International Journal Of Electronics And Communication Engineering*, 12 (10): 770–780 (2018).
74. Önal, Y., "PQ Controller for Single Phase Bridgeless Boost PFC Rectifiers", *Karaelmas Science And Engineering Journal*, 9 (2): 206–214 (2019).
75. ÖZDENTÜRK, A. and AKKAYA, R., "Elektrikli Araç Şarj Cihazlarında Kullanılan Güç Faktörü Düzeltmeli Yükseltici Tip Dönüştürücünün Analizi",

European Journal Of Science And Technology, (September): 308–314 (2020).

76. Sudhan Rao, R. M., Asad, M., and Singha, A. K., "Analysis and design of a digital average current-mode controlled buck converter", *9th IEEE International Conference On Power Electronics, Drives And Energy Systems, PEDES 2020*, 1–4 (2020).
77. Lee, M., Kim, J. W., and Lai, J. S., "Three-Level Boost Converter with CRM Operation", *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference And Exposition - APEC*, 2020-March: 2997–3002 (2020).
78. Grigore, V., "Topological Issues in Single-Phase", *Power*, (2001).
79. Alkul, O., Demirbas, S., Bayhan, S., and Abu-Rub, H., "Model Predictive Control for Full Bridge Boost Rectifier with Constant Switching Frequency", *10th IEEE International Conference On Renewable Energy Research And Applications, ICRERA 2021*, 221–225 (2021).
80. Erickson, R. W. and Maksimovic, D., "Fundamentals of Power Electronics", Third Edit. Ed., 1084 (2020).
81. da Silva, E. R. C. and Elbuluk, M. E., "Fundamentals of Power Electronics", *Green Energy and Technology*, 7–59 (2013).
82. Mather, B. A., "Digital Control Techniques for Single-Phase Power Factor Correction Rectifiers", (2010).

ÖZGEÇMİŞ

Enis KRANDA, ilk ve orta öğrenimini Sarıyer İlköğretim Okulun'da tamamladı. 2014 yılında İSOV Dinçök Endüstri Meslek Lisesini Elektrik -Elektronik Teknolojisi Alanı Endüstriyel Bakım Onarım Dalın'da birincilik ile tamamladı. 2019 yılında Karabük Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden iyi derece ile mezun oldu. 2022 yılında Karabük Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik – Elektronik Mühendisliği bölümünden Yüksek Lisans derecesini aldı. 2022 yılı itibariyle Üsküdar Üniversitesi'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.