

**YÜKSELTEN TÜR DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN DÜŞÜM
YÖNTEMİYLE PARALEL ÇALIŞTIRILMASI**

Faik Ercan KARAGÖZ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

EKİM 2011

ANKARA

Faik Ercan KARAGÖZ tarafından hazırlanan “YÜKSELTEN TÜR DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN DÜŞÜM YÖNTEMİYLE PARALEL ÇALIŞTIRILMASI” adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç.Dr. Timur AYDEMİR

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.

Doç.Dr. İres İskender

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, G.Ü.

Doç.Dr. Timur AYDEMİR

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, G.Ü.

Doç.Dr. Mahir DURSUN

Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı, G.Ü.

Tarih : 03/10/2011

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Bilal TOKLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Faik Ercan KARAGÖZ

YÜKSELTEN TÜR DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN DÜŞÜM YÖNTEMİYLE PARALEL ÇALIŞTIRILMASI

(Yüksek Lisans Tezi)

Faik Ercan KARAGÖZ

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Ekim 2011

ÖZET

DA gerilime ihtiyaç duyan uygulamalardaki artış ve DA gerilim üreten güneş panelleri, hidrojen yakıt hücreleri gibi yenilenebilir enerji kaynakların yaygınlaşması ile DA/DA dönüştürücünün kullanım alanları genişlemiştir. DA gerilimi daha yüksek bir DA gerilime dönüştürmek için yükselten tip (boost) DA/DA dönüştürücü kullanılabilir ve dönüştürülen enerji miktarı arttıkça tek bir yüksek güçlü dönüştürücü kullanmak yerine birden çok düşük güçlü dönüştürücü paralel çalıştırılabilir. Bu çalışmada yükselten tip DA/DA dönüştürücünün analizi ve denetleyici tasarımı yapılmıştır. Daha sonra dönüştürücüleri paralel çalıştırmak için gereken düşüm yöntemi anlatılmış, verimi artırmak için sıralı çalıştırma tekniği denenmiş, gerekli benzetimler ve uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak önerilen yöntemlerin verimliliği arttırdığı gözlemlenmiştir.

Bilim Kodu : 905.1.038

Anahtar Kelimeler : Yükselten tip DA/DA Dönüştürücü, DA/DA Dönüştürücüler, Paralel Dönüştürücüler, Akım Paylaşımı, Düşüm Yöntemi.

Sayfa Adedi : 81

Tez Yöneticisi : Doç.Dr.M.Timur AYDEMİR

**PARALLEL OPERATION OF BOOST DC/DC CONVERTERS WITH
DROOP METHOD**

(M.Sc. Thesis)

Faik Ercan KARAGÖZ

**GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

October 2011

ABSTRACT

Use of DC/DC converters has been increasing as the number of applications requiring DC voltages have been increasing and renewable energy sources producing DC voltages, such as solar panels and fuel cells, have become more common. Boost DC/DC converters are used to step-up DC voltages to higher values. When the power levels go high, it may be better to use several small rated converters in parallel instead of a single high power one. In this thesis, DC/DC boost converters have been analyzed and controller design for these converters has been carried out. Then, the droop method, which is used to operate converters in parallel, and a special case of parallel operation, in which the number of converters operating in parallel changes during the operation depending on the load power have been investigated. Simulations and experiments show that the efficiency is higher with the recommended method.

Science Code	: 905.1.038
Key Words	: Boost DC/DC Converter, DC/DC Converters, Parallel Converters, Current Share, Droop Method.
Page Number	: 81
Adviser	: Assoc.Prof.Dr.M.Timur AYDEMİR

TEŞEKKÜR

Öncelikle, çalışmalarım sırasında bana verdiği değerli destek ve yönlendirmelerinden dolayı sevgili hocam Doç.Dr. M. Timur AYDEMİR'e, yardımlarından dolayı Sn. Dr. Ahmet Devrim ERDOĞAN'a ve her türlü maddi-manevi desteği hiçbir zaman eksik etmeyen sevgili aileme, arkadaşlarıma ve tez çalışmalarım boyunca beni hiç yalnız bırakmayan Esra ERSÖZ'e teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xi
RESİMLERİN LİSTESİ	xiv
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xv
1. GİRİŞ	1
2. YÜKSELTEN TİP DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ	3
2.1. Çalışma İlkesi	3
2.2. Çalışma Kiplerinin Avantajları Ve Dezavantajları.....	5
2.3. Sınırdaki Çalışma ve Endüktör Seçimi.....	7
2.4. Kesikli Çalışma ve Kapasitör Seçimi	13
2.4.1. Evre 1; anahtar iletimde ve $v_D < 0$	13
2.4.2. Evre 2; anahtar tıkamada ve $v_D > 0$	13
2.4.3. Evre 3; anahtar tıkamada ve $v_D < 0$	14
2.4.4. Kapasitör seçimi.....	19
3. DENETLEYİCİ TASARIMI	22
3.1. Küçük İşaret Analizi.....	22
3.2. Küçük İşaret Eşdeğer Devre Parametrelerinin Elde Edilmesi.....	23
3.3. Kontrol-Çıkış Transfer Fonksiyonu	28
3.4. Giriş-Çıkış Transfer Fonksiyonu	30

Sayfa

3.5. Denetleyici Tasarımı	32
3.5.1. Gerilim kontrollü denetim (VMC)	33
3.5.2. Akım kontrollü denetim (CMC)	33
3.6. Tepe Akımı Denetimi	35
3.6.1. Eğim kompanzasyonu	35
3.6.2. Eğim kompanzasyonu transfer fonksiyonu	36
3.6.3. Küçük işaret akış şeması	39
4. DEVRE PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI	41
4.1. Transfer Fonksiyonu Hesabı	45
4.2. Kompanzasyon Devresi ve Transfer Fonksiyonu	46
4.3. Kompanzasyon Devresinin Parametrelerinin Hesaplanması	47
4.4. Devre Benzetimi	54
5. PARALEL DÖNÜŞTÜRÜCÜLER VE DÜŞÜM YÖNTEMİ	56
5.1. Yüksek Güçlü Eleman Kullanılan Tek Devre	56
5.2. Düşük Güçlü Elemanları Paralel Çalıştıran Tek Devre	57
5.3. Paralel Modüler Devreler	57
5.4. Akım Paylaştırma Yöntemleri Örnekleri	58
5.4.1. Master/Slave yöntemi	59
5.4.2. Ortalama akım paylaşım yöntemi	60
5.5. Düşüm Yöntemi	60
5.6. Düşüm Yöntemi Devre Benzetimi	64
6. DENEYSEL SONUÇLAR	69
6.1. Düşüm Yöntemi; Dönüştürücü Verileri	72
6.2. Düşüm Yöntemi Yok; Dönüştürücü Verileri	73

	Sayfa
6.3. Düşüm Yöntemi; Sıralı Çalışma Dönüştürücü Verileri.....	74
6.4. Verim Grafikleri	75
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	77
KAYNAKLAR	79
ÖZGEÇMİŞ	81

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Sürekli çalışma ile kesikli çalışma arasındaki farklar	6
Çizelge 3.1. Eşdeğer devre parametreleri	27
Çizelge 3.2. Transfer fonksiyonları.....	32
Çizelge 3.3. Denetim Yöntemleri Karşılaştırılması	34
Çizelge 4.1. Devre parametreleri değerleri	44
Çizelge 4.2. Transfer fonksiyonu parametreleri hesabı	45
Çizelge 4.3. Kompanzasyon devresi devre elemanları değerleri	53
Çizelge 5.1. Paralel dönüştürücülerin avantajları	58
Çizelge 6.1. Düşüm yöntemi; dönüştürücü verileri	72
Çizelge 6.2. Düşüm yöntemi yok; dönüştürücü verileri	73
Çizelge 6.3. Düşüm yöntemi; sıralı çalışma dönüştürücü verileri	74

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Yükselten tip DA/DA dönüştürücü.....	3
Şekil 2.2. Yükseltici tip dönüştürücü devre şeması	7
Şekil 2.3. Anahtar iletim evresi.....	8
Şekil 2.4. Anahtar tıkama evresi	8
Şekil 2.5. Endüktör akım şekli	9
Şekil 2.6. Sınırdaki çalışma kipi için devre sinyalleri.....	12
Şekil 2.7. Kesikli çalışma; anahtar iletimde.....	13
Şekil 2.8. Kesikli çalışma; anahtar tıkamada, diyot iletimde.....	13
Şekil 2.9. Kesikli çalışma; anahtar ve diyot tıkamada	14
Şekil 2.10. Kesikli çalışma; endüktör üzerindeki gerilim.....	15
Şekil 2.11. Kesikli çalışma; diyot akımı	16
Şekil 2.12. Kesikli çalışma; kapasitör akım şekli	19
Şekil 2.13. Kesikli çalışma kipi için devre sinyalleri.....	21
Şekil 3.1. a) Anahtar ağı b) Anahtar ağı küçük işaret eşleniği.....	22
Şekil 3.2. Endüktörsüz eşdeğer devre	23
Şekil 3.3. Giriş sinyalindeki değişim yok sayılmış eşdeğer devre.....	28
Şekil 3.4. Doluluk oranındaki değişim yok sayılmış eşdeğer devre	30
Şekil 3.5. Gerilim kontrollü denetim blok şeması	33
Şekil 3.6. Akım kontrollü denetim blok şeması.....	33
Şekil 3.7. Tepe akımı kontrolü sinyalleri	35
Şekil 3.8. Eğim kompanzasyonu blok şeması.....	36
Şekil 3.9. Tepe akımı denetimi ve eğim kompanzasyonu sinyalleri.....	36

Sayfa

Şekil 3.10. a)Hata Sinyali (Rampa Sinyali Eklenmiş), b) Rampa Sinyali ($ve = 0$) .	36
Şekil 3.11. Küçük işaret akış şeması.....	39
Şekil 4.1. Akım-kapasite eğrisi	44
Şekil 4.2 Tip 2 PI Kompanzatör.....	46
Şekil 4.3. MATLAB SISOTool	48
Şekil 4.4. Kompanzasyon olmadan açık devre transfer fonksiyonu	48
Şekil 4.5. Kompanzasyonsuz devre; basamak tepkisi.....	49
Şekil 4.6. MATLAB SISOTool kompanzasyon ekranı	49
Şekil 4.7. Açık devre transfer fonksiyonu bode çizimleri.....	51
Şekil 4.8. Kapalı devre transfer fonksiyonu bode çizimleri.....	51
Şekil 4.9. Kompanzasyon kullanılmış devre; basamak tepkisi.....	52
Şekil 4.10. Devre benzetimi şeması	54
Şekil 4.11. Çıkış gerilimi ve çıkış akımı	54
Şekil 4.12. Kontrol devresi sinyalleri.....	55
Şekil 4.13. Dönüştürücü akımları.....	55
Şekil 5.1. Paralel yarı-iletken elemanlar	57
Şekil 5.2. Master-Slave yöntemi kontrol blok diyagramı	59
Şekil 5.3. Ortalama akım paylaşım yöntemi	60
Şekil 5.4. Düşüm yöntemi blok şeması.....	61
Şekil 5.5. Düşüm katsayısının gerilim regülasyonuna etkisi	62
Şekil 5.6. Düşüm yöntemi; paralel dönüştürücüler.....	64
Şekil 5.7. Düşüm kontrol devresi.....	65
Şekil 5.8. Yük gerilimi ve akım (düşüm yöntemi uygulanmış)	66
Şekil 5.9. Yük gerilimi ve akımı (akım paylaşım yöntemi kullanılmamış)	67

Sayfa

Şekil 5.10. Dönüştürücü akımları (düşüm yöntemi kullanılmış)	67
Şekil 5.11. Dönüştürücü akımları (akım paylaşım yöntemi kullanılmamış)	68
Şekil 6.1. Düşüm yöntemi; dönüştürücü akımları.....	70
Şekil 6.2. Düşüm yöntemi yok; dönüştürücü akımları.....	70
Şekil 6.3. Düşüm yöntemi; yük geçişi	71
Şekil 6.4. Düşüm yöntemi yok; yük geçişi	71
Şekil 6.5. Düşüm yöntemi; akım paylaşım grafiği.....	72
Şekil 6.6. Düşüm yöntemi yok; akım paylaşım grafiği.....	73
Şekil 6.7. Düşüm yöntemi; sıralı çalışma dönüştürücü akımları grafiği.....	74
Şekil 6.8. Düşüm yöntemi; sıralı çalışma dönüştürücü verimleri grafiği	75
Şekil 6.9. Paralel dönüştürücüler; verim karşılaştırma	76
Şekil 6.10. Paralel dönüştürücüler; gerilim regülasyonları karşılaştırma	76

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 6.1 Paralel bağlı beş adet dönüştürücü için deney düzeneği.....	69

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
C	Kapasitans
d	Doluluk oranı
d_1	Kesikli çalışma doluluk oranı
E_L	Endüktör enerjisi
f	Anahtarlama frekansı
G_{d0}	Kontrol-Çıkış gerilimi transfer fonksiyonu DA kazancı
G_{g0}	Giriş-Çıkış gerilimi transfer fonksiyonu DA kazancı
$G_{vd}(s)$	Kontrol-Çıkış gerilimi transfer fonksiyonu
$G_{vg}(s)$	Giriş-Çıkış gerilimi transfer fonksiyonu
i_1	Anahtar ağı giriş akımı
i_2	Anahtar ağı çıkış akımı
i_C	Kapasitör akımı
i_D	Diyot akımı
i_g	Giriş akımı
i_L	Endüktör akımı
i_o	Çıkış akımı
i_Q	Anahtar akımı
L	Endüktans
M	DA Transfer Fonksiyonu
R_e	Efektif direnç
R_L	Yük direnci
Q_C	Kapasitör yükü
T	Anahtarlama periyodu
v_1	Anahtar ağı giriş gerilimi
v_2	Anahtar ağı çıkış gerilimi

Simgeler v_C v_D v_g v_L v_O v_Q w_0 w_p **Açıklamalar**

Kapasitör gerilimi

Diyot gerilimi

Giriş gerilimi

Endüktör gerilimi

Çıkış gerilimi

Anahtar gerilimi

Sıfır frekansı

Kutup frekansı

Kısaltmalar

DA, DC

AA, AC

SMPS

Açıklamalar

Doğru akım

Alternatif akım

Anahtarlama türü güç kaynağı

1. GİRİŞ

DA gerilime ihtiyaç duyan uygulamalardaki artış ve DA gerilim üreten güneş panelleri, hidrojen yakıt hücreleri gibi yenilenebilir enerji kaynakların yaygınlaşması ile dağınık DA gerilim sistemleri önemli bir araştırma konusu haline gelmiştir [1]. Dağınık DA gerilim sistemlerini öne çıkaran başka bir olgu ise düşük gerilim, yüksek akım uygulamalarındaki artıştır [2,3].

Tek bir yüksek güçlü dönüştürücü yerine, birden fazla düşük güçlü dönüştürücünün paralel olarak çalıştırılmasının avantajları sistem ve performans açısından sınıflandırılabilir [4]. Performans açısından avantajlar daha yüksek verim, daha iyi dinamik tepki ve daha iyi gerilim regülasyonu iken, sistem açısından avantajı ise yedeklilik, daha yüksek çıkış gücü, bakım ve paketleme kolaylığıdır. Birçok çalışmada tek bir yüksek güçlü dönüştürücü yerine, birden fazla düşük güçlü dönüştürücünün paralel olarak çalıştırılması incelenmiş ve paralelleme özelliğiyle yakıt hücresi gibi regüle olmayan güç kaynaklarının kullandığı uygulamalarda daha yüksek verim elde sağladığı belirtilmiştir. Ayrıca paralel sistemlerin daha küçük oldukları belirtilmektedir [5].

Her ne kadar paralel sistemlerin birçok avantajı olsa da, paralel dönüştürücülerin akımı ve ısıyı eşit olarak paylaşabilmesi için bir akım paylaşım metodu uygulamak gerekir [6]. Akım paylaşım metodu olmadan, dönüştürücülerin iç yapısından kaynaklanan ufak farklılıklar bile dönüştürücülerin taşıdıkları akımlar arasında büyük farklara sebep olabilir.

Bu çalışmada yükselten tip 4 adet 240W yükselten tip dönüştürücünün düşüm yöntemiyle paralel çalıştırılması hedeflenmiştir.

İkinci bölümde tek bir yükselten tip dönüştürücünün çalışma şekli anlatılmış, çalışma kipleri tanıtılmış ve malzeme seçimleri için gereken eşitlikler elde edilmiştir.

Üçüncü bölümde denetleyici yapıları anlatılmış, dönüştürücünün transfer fonksiyonları elde edilmiş ve bu bağlamda denetleyici tasarımı yapılmıştır.

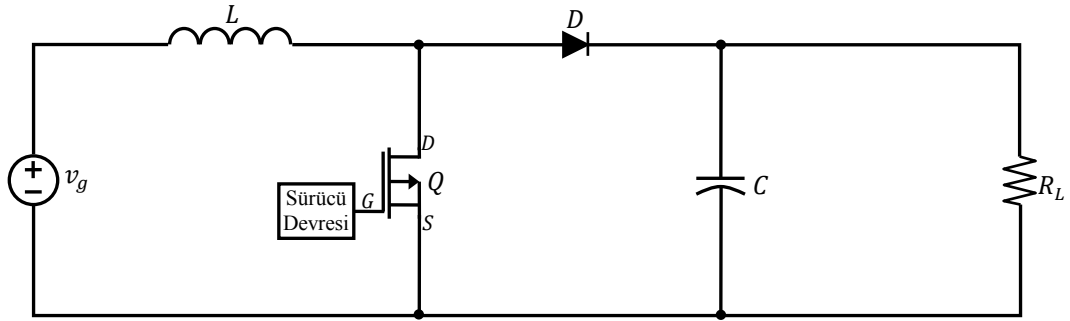
Dördüncü bölümde önceki bölümlerde elde edilen eşitliklerden yola çıkarak, dönüştürücü parametreleri hesaplanmış, hesaplanan değerler ile tek bir dönüştürücü için devre benzetimi gerçekleştirilmiştir.

Beşinci bölümde dönüştürücüleri paralel bağlamanın ve paralel bağlamada neden akım paylaşım algoritmasının kullanılması gerektiği anlatılmış, tezin ana konusu olan düşüm yöntemi ve diğer bazı yöntemler yine bu bölümde tanıtılmıştır. Ayrıca düşüm yöntemi için gereken hesaplamalar, düşüm yönteminde çalışan paralel dönüştürücüler için devre benzetimleri de bu bölümde yer almaktadır.

Altıncı bölümde deneysel sonuçlar, yedinci bölümde ise sonuç kısmı yer almaktadır.

2. YÜKSELTEN TİP DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Yükselten tip dönüştürücü girişindeki DA gerilimi, daha yüksek bir DA gerilime dönüştüren bir anahtarlama güç kaynağı (SMPS) türüdür. Dönüştürücünün yapısında enerji depolayıcı olarak kullanılan bir endüktör, anahtarlama sağlayan bir adet transistor ve akımın istenilen yönde akmasını sağlayan bir adet diyot bulunur. Bunların dışında genellikle filtre görevi gören bir adet kapasitör yüke paralel bağlanır.



Şekil 2.1. Yükselten tip DA/DA dönüştürücü

2.1. Çalışma İlkesi

Yükselten tip dönüştürücü, DA gerilimi yükseltme işlevini, yapısındaki enerji depolayıcı olarak kullanılan endüktörün, üzerinden geçen akımdaki değişime karşı koyma eğilimi sayesinde gerçekleştirir.

Endüktör enerjiyi, sargılarından geçen akımın yarattığı manyetik alan içerisinde saklayabilen bir pasif devre elemanıdır. Endüktörün sargılarından geçen akımdaki değişim, sargılarında meydana gelen manyetik alanda değişime, manyetik alandaki değişim ise endüktör sargıları arasında gerilim endüklenmesine sebep olur. Bu endüklenen gerilim ise, kendi çıkış kaynağı olan endüktör sargılarından geçen akımdaki değişime karşı koyar. Bu sayede endüktör şarj sırasında yük gibi davranıp enerji toplarken, deşarj sırasında topladığı enerjiyi bırakırken akım kaynağı gibi davranır. Endüktör deşarj olurken üzerinde oluşan gerilim şarj olduğu gerilimden

bağımsız olup, deşarj akımının değişim hızıyla doğru orantılıdır. Böylece endüktör üzerindeki gerilim şarj ve deşarj sırasında farklı olabilir.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.1)$$

v_L :İndüklenen gerilim

L :Endüktans

$\frac{di_L}{dt}$: Endüktör akımındaki değişim oranı

Kapasitör de endüktör gibi enerji depolayan pasif bir devre elemanıdır. Endüktörden farklı olarak kapasitör enerjiyi manyetik içerisinde değil elektrik alan içerisinde depolar. Üzerindeki gerilimdeki değişim, terminalleri arasındaki elektrik alanda değişime, elektrik alandaki değişim ise, terminalleri arasında yük akışına sebep olur.

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (2.2)$$

i_C :Kapasitör akımı

C :Kapasitans

$\frac{dv_C}{dt}$:Kapasitör gerilimindeki değişim oranı

Dönüştürücünün çalışmasında iki farklı evre vardır. Bunlar;

- Anahtarın iletimde olduğu durum; bu durumda endüktör şarj olur, yükteki akımın sürekliliği çıkıştaki kapasitör ile sürdürülür.
- Anahtarın tıkamada olduğu durum; bu durumda endüktör deşarj olurken yük ve çıkış kapasitörünü besler.

Endüktörün enerji depolama yeteneği birimi “Henry (H)” olan endüktans değeri ile gösterilir. Depolanan enerji;

$$E_L = \frac{1}{2} L I_L^2 \quad (2.3)$$

ile hesaplanır. Dönüştürücünün, endüktördeki enerjinin, endüktör üzerindeki akımın sürekliliğini sağlayıp, sağlayamamasına göre iki farklı çalışma şekli vardır. Bunlar;

- Sürekli çalışma kipi (CCM); endüktör akımı sürekli sıfırdan büyüktür.
- Kesikli çalışma kipi (DCM); endüktör akımı, periyodun belli bir kısmında sıfıra düşer.

Bunların dışında bir de sınırdaki çalışma kipi vardır. Bu kip akımın süreklilikten kesikli hale geçiş sınırında olur. Sınırdaki çalışmada akım hala sürekli sayıldığından, sınırdaki çalışma sürekli çalışma kipinin bir alt çalışma şekli olarak görülebilir.

2.2. Çalışma Kiplerinin Avantajları Ve Dezavantajları

Yükselten tip dönüştürücü kullanıldığı uygulamaya göre sürekli ya da kesikli çalışma kipinde çalıştırılabilir. Her iki çalışma şeklinin kendine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Bunlar Çizelge 2.1’de gösterilmiştir.

Bu çalışmada geri beslemeli kontrolde daha kararlı olduğu için ve doluluk oranının güç ile bağıntısından dolayı kesikli çalışma kipi bu tercih edilmiştir.

Çizelge 2.1. Sürekli çalışma ile kesikli çalışma arasındaki farklar

Başlık	Sürekli Çalışma Kipi (CCM)		Kesikli Çalışma Kipi (DCM)	
	Avantajları	Dezavantajları	Avantajları	Dezavantajları
Açık devre transfer fonksiyonu kutup sayısı		Devrenin açık devre transfer fonksiyonunun iki adet kuptu vardır. Geri-besleme uygulandığında kontrol edilmezse salınım meydana gelmesine açıktır.	Devrenin açık devre transfer fonksiyonunun tek kutbu vardır. Bu sayede salınımlara doğası gereği daha dayanıklıdır.	
Sağ Yarı Düzlem Sıfırı		“Sağ Yarı Düzlem Sıfırı” mevcuttur	“Sağ Yarı Düzlem Sıfırı” yoktur	
Tepe akım ve tepe gerilim	Devre elemanları daha küçük tepe gerilim ve tepe akım noktalarına maruz kalır.			Devre elemanları daha büyük tepe gerilim ve tepe akım noktalarına maruz kalır. Bu yüzden yarıiletken devre elemanlarının boyutları büyür.
Endüktör Değeri		Endüktör değeri yüksektir.	Endüktör değeri düşüktür. Endüktör boyu küçülür.	Endüktör, tepe akımının yüksekliğinden dolayı doyuma gidebilir.
Verim	Verimi yüksektir.			Verimi daha düşüktür.
Çıkış Empedansı	Çıkış empedansı düşüktür, yük akımındaki değişikliğin çıkış gerilimine etkisi daha azdır.			Çıkış empedansı yüksektir, yük akımındaki değişikliklerin çıkış gerilimine etkisi büyüktür.
Transfer fonksiyonu bağımlılığı	Transfer Fonksiyonu yüke bağlı değildir.		Doluluk oranından güç bilgisi okunabilir.	Transfer fonksiyonu yüke bağlıdır.

2.3. Sınırdaki Çalışma ve Endüktör Seçimi

Kesikli çalışma için gereken endüktans değeri hesaplanırken dönüştürücünün sürekli çalışma kipinde kalması için gereken en düşük endüktör enerjisi dikkate alınır, yani dönüştürücü sınır koşullarında çalışırken endüktans değeri hesaplaması yapılır. Eş. 2.3’de görüldüğü gibi endüktörde depolanan enerji akım ve endüktansın fonksiyonu şeklindedir.

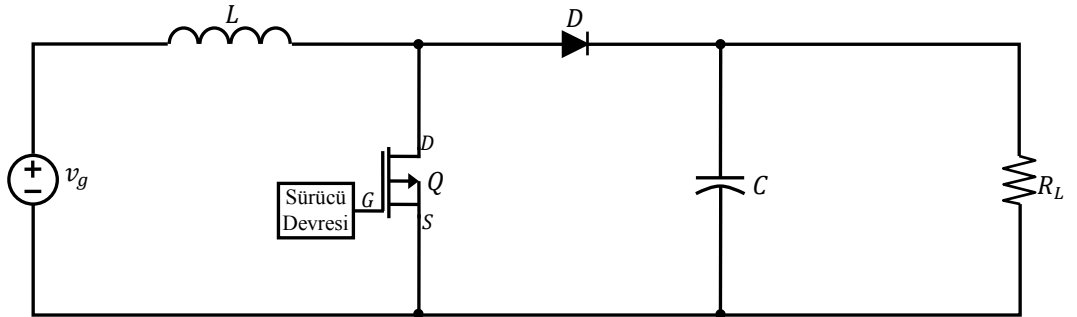
Eş. 2.3’den endüktans değeri çekilirse, sürekli çalışmada kalmak için gereken en düşük endüktans değeri;

$$L_{min,CCM} = \frac{2E_L}{I_{L,max}^2} \quad (2.4)$$

olur. Eş. 2.4’de görüldüğü gibi sürekli çalışmada kalmak için gereken en düşük endüktans değeri, en yüksek endüktans akımı dikkate alınarak hesaplanır. Sonuç olarak kesikli çalışmada kalmak için gereken en düşük endüktans değeri;

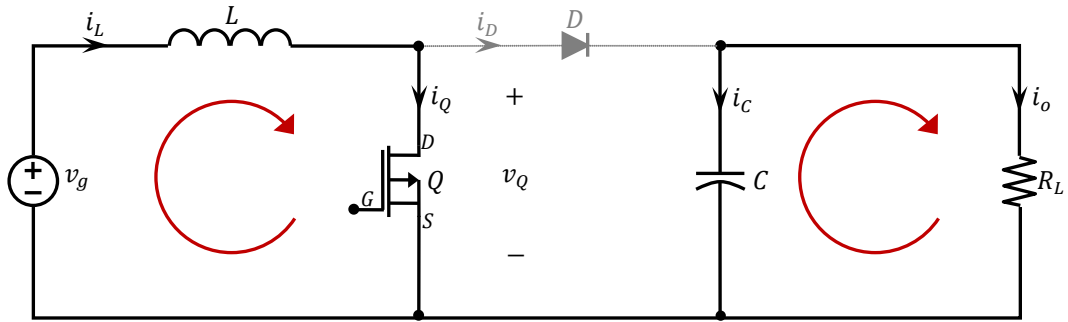
$$L_{max,DCM} < L_{min,CCM} \quad (2.5)$$

olmalıdır. Şekil 2.2’de dönüştürücünün devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 2.2. Yükseltici tip dönüştürücü devre şeması

Dönüştürücü sınır koşullarında çalışırken iki adet evre vardır. İlk evrede anahtar iletimdeyken, endüktans anahtar üzerinden şarj olurken, yük kapasite tarafından beslenir. Bu aşamada diyot tıkamadadır.



Şekil 2.3. Anahtar iletim evresi

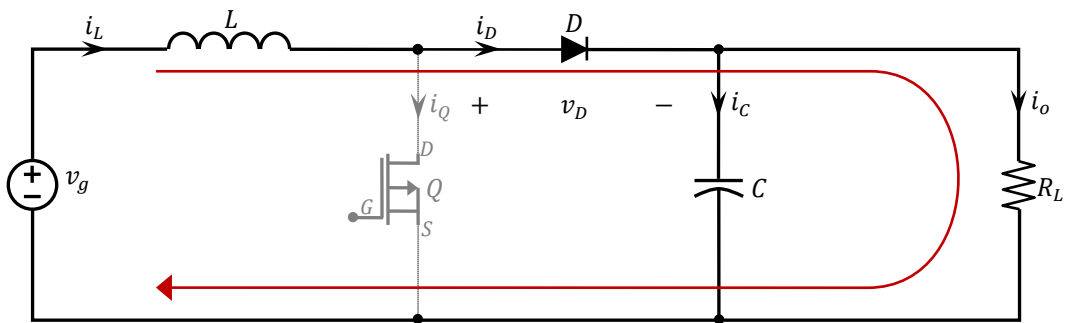
Anahtar iletimdeyken endüktör üzerindeki gerilim;

$$v_L = v_g - v_Q \quad (2.6)$$

olur. Kapasitör akımı ise çıkış akımına eşittir.

$$i_C = -i_o \quad (2.7)$$

İkinci evrede ise anahtar tıkamadayken endüktör diyot üzerinden deşarj olur. Bu evrede kapasitör şarj olurken, yük endüktans akımı ile beslenir. Şekil 2.4’de anahtar tıkama evresi gözükmemektedir. Anahtar tıkamadayken endüktör üzerindeki gerilim;



Şekil 2.4. Anahtar tıkama evresi

$$v_L = v_g - v_D - v_o \quad (2.8)$$

olur. Kapasite üzerindeki akım ise;

$$i_C = i_L - i_o \quad (2.9)$$

olur. Hesaplamalarda giriş ve çıkış gerilimlerindeki dalgalanmayı yok sayılıp, bu gerilimler düzgün DA gerilim olarak düşünülebilir.

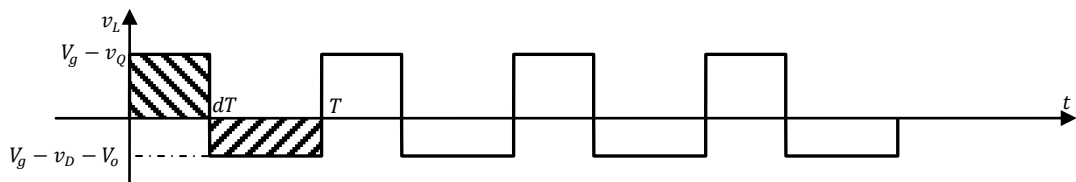
$$v_o \cong V_o \quad (2.10)$$

$$v_g \cong V_g \quad (2.11)$$

Dönüştürücünün doluluk oranını hesaplamak için endüktör geriliminden yararlanılır. Şekil 2.5’de gösterilen endüktör geriliminin tam bir periyot süresinde ortalaması sıfırdır. Dolayısıyla;

$$(V_g - v_Q)dT = -(V_g - v_D - V_o)(1 - d)T \quad (2.12)$$

olur.



Şekil 2.5. Endüktör akım şekli

Eş. 2.12’den, denklemden çıkış gerilimi;

$$V_o = \underbrace{\frac{V_g}{1-d}}_{ideal} - \underbrace{\left[v_D + \frac{dv_Q}{1-d} \right]}_{kayıplar} \quad (2.13)$$

olarak hesaplanır. Kayıplar yok sayılırsa doluluk oranı;

$$d \cong \frac{V_o - V_g}{V_o} \quad (2.14)$$

olur. DA transfer fonksiyonu çıkış geriliminin giriş gerilimine oranıdır.

$$M = \frac{V_o}{V_g} \cong \frac{1}{1-d} \quad (2.15)$$

Endüktör gerilimi, endüktör akımının değişim oranının endüktans değeri ile çarpımına eşittir.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.16)$$

Eş. 2.6 ve Eş. 2.16 birleştirilirse;

$$V_g - v_Q = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.17)$$

olur. Transistor üzerinde düşen gerilim yok sayılırsa;

$$V_g = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.18)$$

olur. Kesikli çalışmada kalmak için endüktans değerinin geçmemesi gereken kritik değer;

$$L_{max,DCM} < L_{min,CCM} = \frac{dT V_g}{\Delta i_{L,max}} \quad (2.19)$$

olur. Sınır koşullarında endüktör akımının tepeden tepeye değeri, ortalama endüktör akımının iki katıdır.

$$\Delta i_{L,max} = 2I_{L,max} \quad (2.20)$$

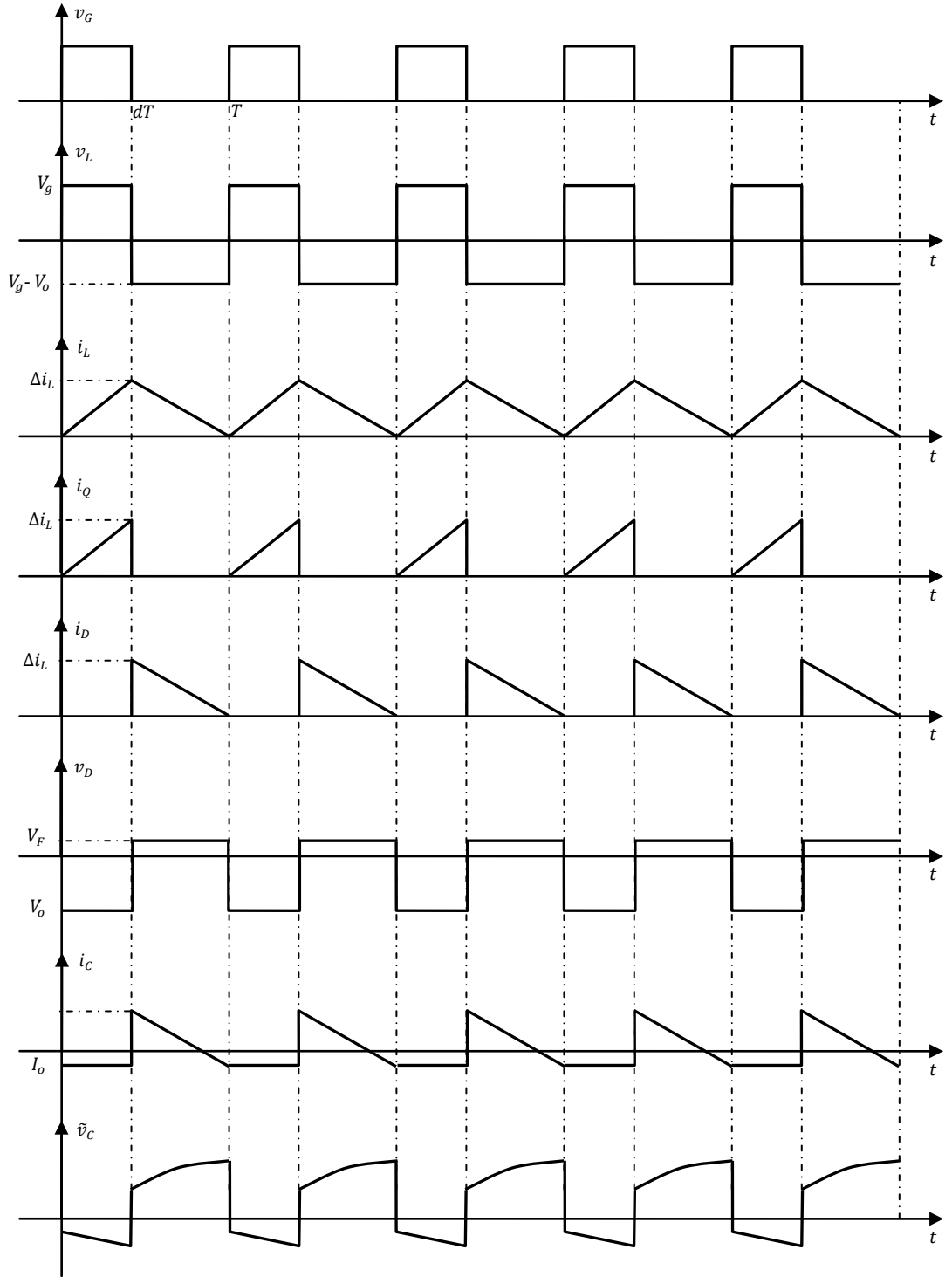
Eş. 2.19 ve Eş. 2.20'den kesikli çalışma için gereken en yüksek endüktans değeri;

$$L_{max,DCM} < \frac{dV_g}{2fI_{L,max}} \quad (2.21)$$

olur. Eş. 2.21'de doluluk oranı yerine Eş. 2.14'de bulunan değer yerleştirilirse;

$$L_{max,DCM} < \frac{V_g \left(\frac{V_o - V_g}{V_o} \right)}{2fI_{L,max}} \quad (2.22)$$

olur. Şekil 2.6'da sınırda çalışma için devre sinyalleri gösterilmiştir.

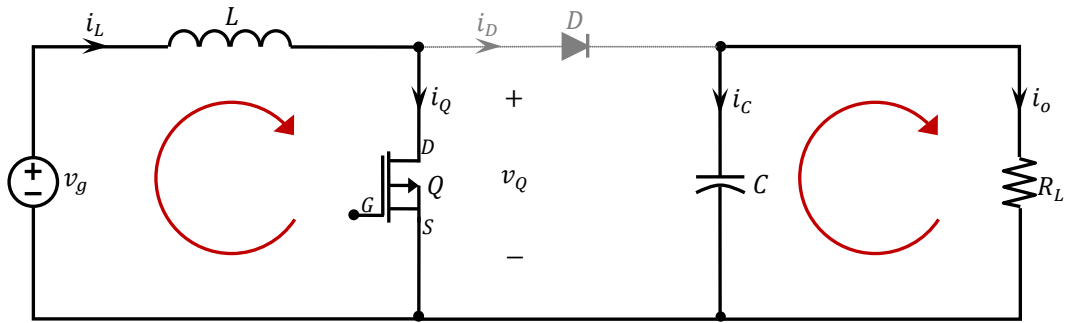


Şekil 2.6. Sınırdaki çalışma kipi için devre sinyalleri

2.4. Kesikli Çalışma ve Kapasitör Seçimi

Kesikli çalışmada endüktördeki enerji, endüktör akımının sürekli olması için yeterli değildir. Bu yüzden dönüştürücünün çalışmasında 3 evre vardır;

2.4.1. Evre 1; anahtar iletimde ve $v_D < 0$



Şekil 2.7. Kesikli çalışma; anahtar iletimde

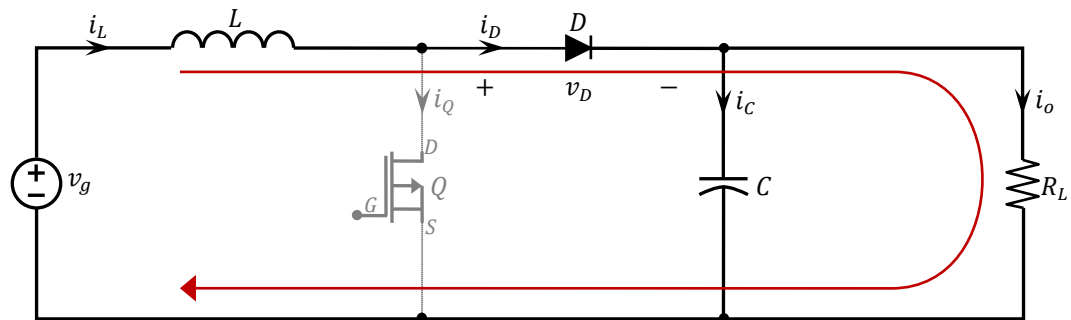
Anahtar iletimdeyken, endüktör üzerindeki gerilim;

$$v_L = v_g - v_Q \quad (2.23)$$

olur. Diyot tıkamada olduğundan yük, kapasite tarafından beslenir, dolayısıyla yük akımı kapasitör akımının negatifine eşittir.

$$i_C = -i_o \quad (2.24)$$

2.4.2. Evre 2; anahtar tıkamada ve $v_D > 0$



Şekil 2.8. Kesikli çalışma; anahtar tıkamada, diyot iletimde

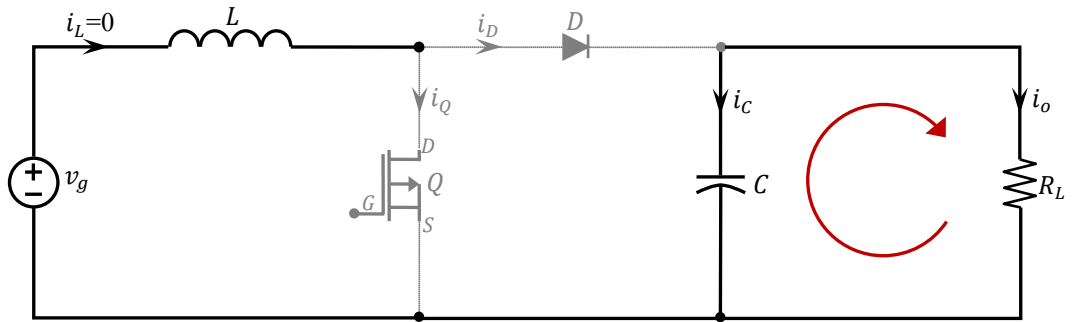
Anahtar tıkamadayken, endüktör üzerindeki gerilim;

$$v_L = v_g - v_D - v_o \quad (2.25)$$

olur. Endüktör üzerinden geçen akım ise çıkış akımı ile kapasitör akımının toplamına eşittir.

$$i_L = i_c + i_o \quad (2.26)$$

2.4.3. Evre 3; anahtar tıkamada ve $v_D < 0$



Şekil 2.9. Kesikli çalışma; anahtar ve diyot tıkamada

Bu evrede endüktör üzerinde düşen gerilim ve endüktör üzerinden geçen akım sıfırdır. Diyot tıkamadadır ve yük çıkış kapasitesi tarafından beslenir.

$$v_L = 0 \quad (2.27)$$

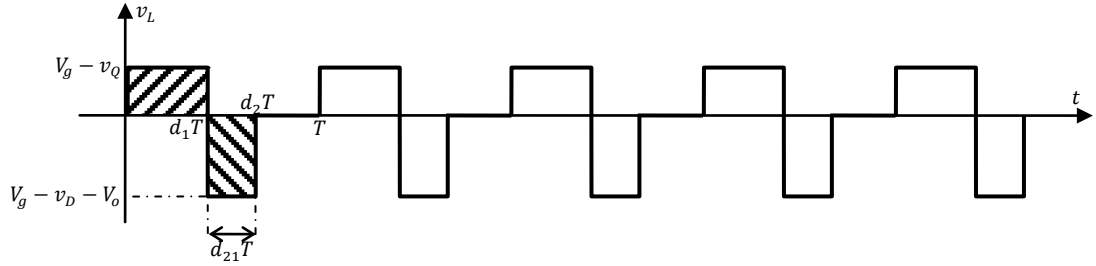
$$i_c = -i_o \quad (2.28)$$

Giriş ve çıkış gerilimlerindeki dalgalanmayı yok sayıp, bunları mükemmel DA gerilim olarak düşünersek, bu sinyalleri;

$$v_o \cong V_o \quad (2.29)$$

$$v_g \cong V_g \quad (2.30)$$

şeklinde yazabiliriz.



Şekil 2.10. Kesikli çalışma; endüktör üzerindeki gerilim

Endüktör üzerinde düşen ortalama gerilim bir periyot boyunca sıfırdır. Dolayısıyla Şekil 2.10’da görülen taralı alanlar toplamı sıfırdır.

$$(V_g - v_Q)d_1 T + (V_g - v_D - V_o)(d_2 - d_1)T = 0 \quad (2.31)$$

Transistor ve diyot üzerinde düşen gerilimleri yok sayarsak;

$$d_1 V_g = (d_1 - d_2)(V_g - V_o) \quad (2.32)$$

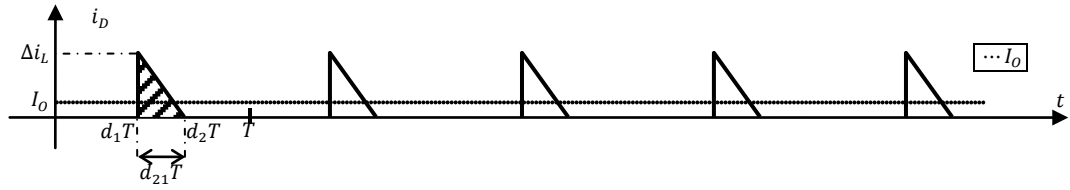
yazılabilir. Eş. 2.32’den DA transfer fonksiyonu (M);

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{d_2}{d_2 - d_1} \quad (2.33)$$

biçiminde elde edilir. Eş. 2.33 kullanılarak d_2 , d_1 cinsinden yazılırsa;

$$d_2 = \frac{V_o}{V_o - V_g} d_1 \quad (2.34)$$

olur.



Şekil 2.11. Kesikli çalışma; diyot akımı

Ortalama diyot akımı ortalama çıkış akımına eşittir. Şekil 2.11’de görülen diyot akımının bir periyot boyunca ortalaması alınır;

$$\langle i_D \rangle = \frac{\Delta i_L (d_2 - d_1) T}{2T} = I_o \quad (2.35)$$

olur. Eş. 2.35 düzenlenirse çıkış akımı;

$$I_o = \frac{d_2 \Delta i_L - d_1 \Delta i_L}{2} \quad (2.36)$$

olur. Eş. 2.36’dan d_2 çekilirse;

$$d_2 = \frac{2I_o + d_1 \Delta i_L}{\Delta i_L} \quad (2.37)$$

olur. Bölüm 2.3’de endüktör üzerindeki gerilimin, endüktör üzerinden geçen akımın değişim hızıyla doğru orantılı olduğu belirtilmişti.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.38)$$

Eş. 2.38 kullanılarak anahtar iletimdeyken, endüktans akımındaki değişim miktarı;

$$\Delta i_L = \frac{V_g d_1 T}{L} \quad (2.39)$$

olarak hesaplanır. Eş. 2.39 ve Eş. 2.37 kullanırsa;

$$d_2 = \frac{2I_o + d_1 \frac{V_g d_1 T}{L}}{\frac{V_g d_1 T}{L}} \quad (2.40)$$

olarak elde edilir. Dönüştürücünün çıkış akımı;

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} \quad (2.41)$$

olarak hesaplanır. Eş. 2.34 ve Eş. 2.40 eşitlenirse, Eş. 2.41'in de yardımıyla;

$$\frac{V_o}{V_o - V_g} d_1 = \frac{2 \frac{V_o}{R_L} + d_1 \frac{V_g d_1 T}{L}}{\frac{V_g d_1 T}{L}} \quad (2.42)$$

olarak hesaplanabilir. Eş. 2.42 çözümlenirse;

$$V_o^2 - V_o V_g - V_g \left(\frac{d_1^2 T R_L}{2L} \right) = 0 \quad (2.43)$$

olur. Eş. 2.43'den DA transfer fonksiyonu;

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4d_1^2}{K}}}{2} \quad (2.44)$$

olarak hesaplanır. Burada;

$$K = \frac{2L}{T R_L} \quad (2.45)$$

dır. Dönüştürücünün sınır çalışma koşullarındaki K değeri K_{crt} olarak tanımlanır. Sürekli çalışma DA Transfer fonksiyonu (Eş. 2.15) ile kesikli çalışma DA transfer fonksiyonu (Eş 2.44) eşitliklerini kullanarak, K_{crt} değeri;

$$K_{crt} = d(1 - d)^2 \quad (2.46)$$

olarak bulunur. Buna göre;

$$\frac{V_o}{V_g} = \begin{cases} \frac{1}{1-d_1}, & K \geq K_{crt} \quad (\text{sürekli çalışma}) \\ \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4d_1^2}{K}}}{2}, & K < K_{crt} \quad (\text{kesikli çalışma}) \end{cases} \quad (2.47)$$

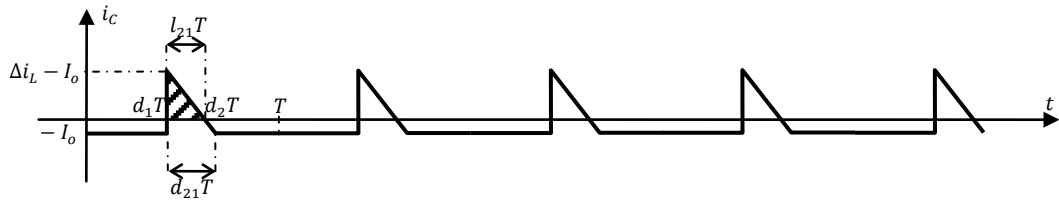
olur. Eş. 2.44'den kesikli çalışmada doluluk oranı;

$$d_1 = \sqrt{K \left(\frac{V_o^2 - V_o V_g}{V_g^2} \right)} \quad (2.48)$$

olarak hesaplanır.

2.4.4. Kapasitör seçimi

Kesikli çalışmada çıkış gerilimindeki dalgalanmayı istediğimiz değerden küçük tutmak için, o dalgalanma değeri için gereken en düşük kapasitör değerini hesaplamak gerekir.



Şekil 2.12. Kesikli çalışma; kapasitör akım şekli

Kapasitörün kapasite değeri;

$$C = \frac{dQ_C}{dV_C} = \frac{\Delta Q_C}{\Delta V_C} \quad (2.49)$$

olarak tanımlanır. Kapasitör üzerindeki yükteki değişim;

$$\Delta Q_C = i_C \Delta t \quad (2.50)$$

dir. Kapasitör üzerindeki gerilim çıkış gerilimine eşittir.

$$V_C = V_o \quad (2.51)$$

Eş. 2.50, Eş. 2.49'a yerleştirilirse ve Şekil 2.12'de görüldüğü gibi, kapasite akımının pozitif olduğu süre $l_{21}T$ olarak tanımlanırsa, kapasite değeri;

$$C = \frac{i_C \Delta t}{\Delta V_C} = \frac{1}{2} \frac{(\Delta i_L - I_o) l_{21}}{\Delta V_o f} \quad (2.52)$$

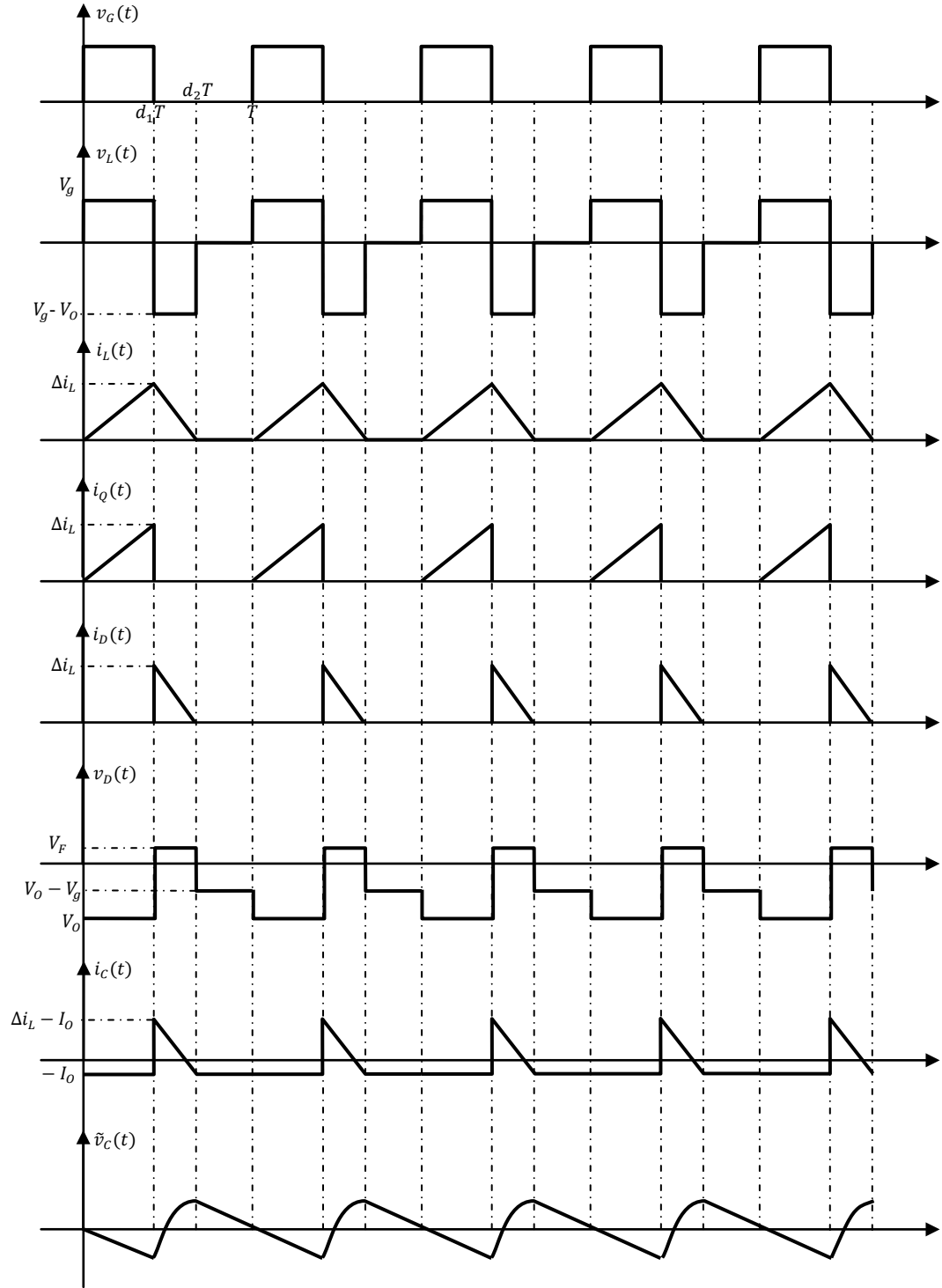
olur. Yine Şekil 2.12'den yola çıkılarak;

$$l_{21} = \frac{\Delta i_L - I_o}{\Delta i_L} d_{21} \quad (2.53)$$

olarak tanımlanabilir. Eş. 2.52, Eş. 2.53'e yerleştirilirse kapasite değeri;

$$C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta V_C} = \frac{1}{2} \frac{(\Delta i_L - I_o)^2}{\Delta V_O \Delta i_L f} d_{21} \quad (2.54)$$

olur. Şekil 2.13'de sınırda çalışma için devre sinyalleri gösterilmiştir.



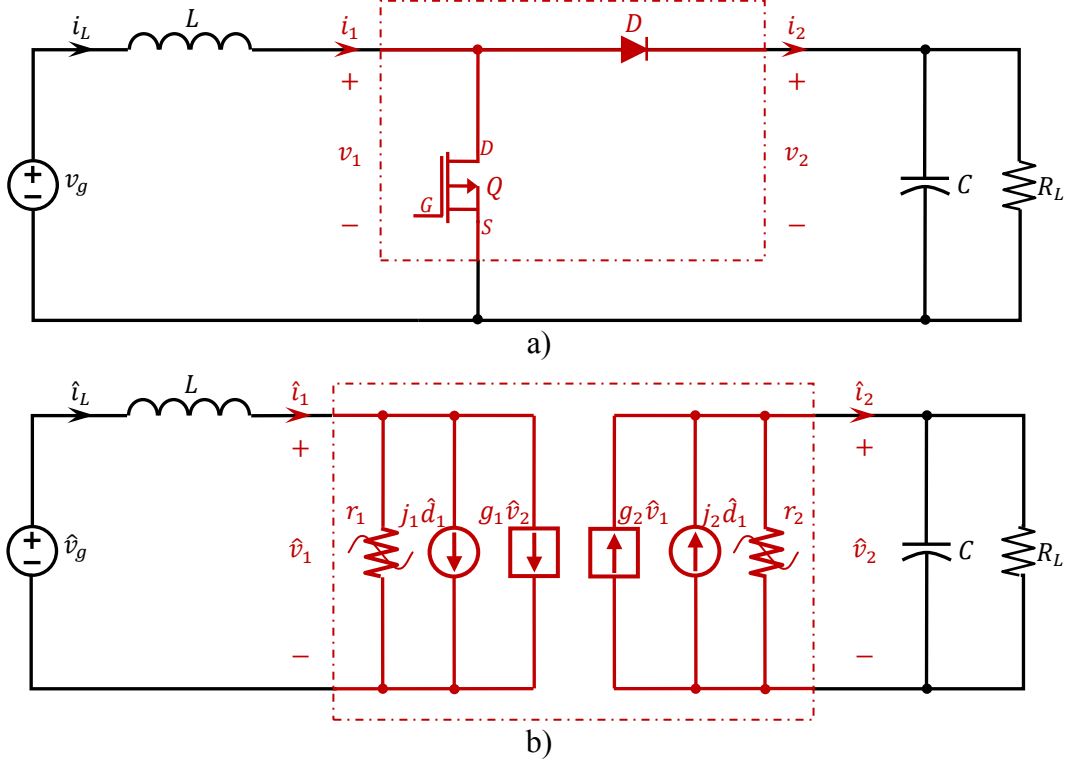
Şekil 2.13. Kesikli çalışma kipi için devre sinyalleri

3. DENETLEYİCİ TASARIMI

Transfer fonksiyonu doğrusal, zamandan bağımsız sistemlerde giriş ve çıkış arasındaki bağıntının matematiksel gösterimidir. Diyot, transistor gibi devre elemanları doğrusal olmadığından, bu elemanların bulunduğu devreler doğrusal olmayan sistemlerdir. Doğrusal olmayan sistemlerin transfer fonksiyonunu elde edebilmek için öncelikle bu sistemleri doğrusallaştırmak gerekir.

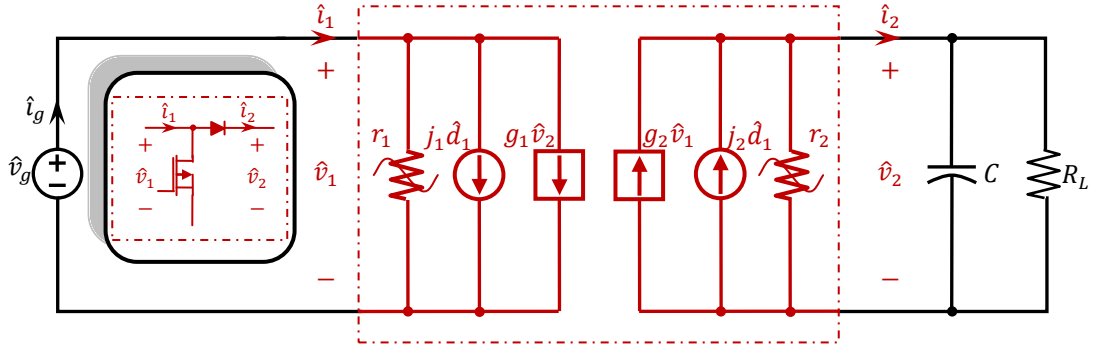
3.1. Küçük İşaret Analizi

Küçük işaret analizi doğrusal olmayan devre elemanlarının davranışlarını doğrusal denklemler vasıtasıyla yaklaşık olarak modellemeye yarar. Dönüştürücünün küçük işaret transfer fonksiyonun çıkarılması için anahtar ağı (Şekil 3.1.a), küçük işaret eşleniği (Şekil 3.1.b) ile değiştirilerek devrenin çözümü yapılır.



Şekil 3.1. a) Anahtar ağı b) Anahtar ağı küçük işaret eşleniği

Kesikli çalışan yükselten (boost) ve alçaltan (buck) tipi dönüştürücülerin küçük sinyal eşdeğer devresi kapasitör ve endüktör olmak üzere iki adet dinamik eleman içerir. Bu iki dinamik eleman eşdeğer devre transfer fonksiyonuna iki kutup getirir. Bu kutuplardan kapasitör ile ilgili olan, düşük frekanslarda görülürken, endüktör ile ilgili olan kutup çok daha yüksek frekanslarda meydana gelir. Bu yüzden yükselten ve alçaltan tipi dönüştürücülerin transfer fonksiyonu, çözümü kolaylaştırmak için endüktör dinamikleri yok sayılıp tek kutuplu olarak düşünülebilir.



Şekil 3.2. Endüktörsüz eşdeğer devre

3.2. Küçük İşaret Eşdeğer Devre Parametrelerinin Elde Edilmesi

Şekil 3.2’de görülen eşdeğer devredeki parametrelerini elde etmek için devre sinyallerinin ortalamaları, DA ve AA bileşenlerin toplamı şeklinde yazılarak devrenin çözülmesi yapılır.

$$d_1 = D_1 + \hat{d}_1 \quad (3.1)$$

$$\langle v_1 \rangle_{T_s} = V_1 + \hat{v}_1 \quad (3.2)$$

$$\langle i_1 \rangle_{T_s} = I_1 + \hat{i}_1 \quad (3.3)$$

$$\langle v_2 \rangle_{T_s} = V_2 + \hat{v}_2 \quad (3.4)$$

$$\langle i_2 \rangle_{T_s} = I_2 + \hat{i}_2 \quad (3.5)$$

Devre çözümlenirse i_1 ve i_2 akımlarının AA bileşenleri;

$$\hat{i}_1 = \frac{\hat{v}_1}{r_1} + j_1 \hat{d}_1 + g_1 \hat{v}_2 \quad (3.6)$$

$$\hat{i}_2 = -\frac{\hat{v}_2}{r_2} + j_2 \hat{d}_1 + g_2 \hat{v}_1 \quad (3.7)$$

şeklinde yazılabilir. i_1 akımı giriş akımına eşittir.

$$i_1 = i_g \quad (3.8)$$

i_1 akımının bir periyot boyunca ortalaması alınır;

$$\langle i_1 \rangle_T = \frac{\Delta I_1}{2} d_2 \quad (3.9)$$

olur. Akımdaki değişim;

$$\Delta I_1 = \frac{V_1 T}{L} d_1 \quad (3.10)$$

olur. Eş. 3.9 ve Eş. 3.10'un kullanımıyla ortalama akım;

$$\langle i_1 \rangle_T = \frac{V_1 T}{2L} d_1 d_2 \quad (3.11)$$

olarak yazılabilir. Eş. 2.34'de d_2 aşağıdaki gibi hesaplanmıştı.

$$d_2 = \frac{V_o}{V_o - V_g} d_1 \quad (3.12)$$

Eş. 3.11 ve Eş. 3.12 kullanılarak ortalama akım;

$$\langle i_1 \rangle_T = \frac{\frac{V_1 V_2}{V_2 - V_1}}{\frac{d_1^2 T}{2L}} \quad (3.13)$$

olarak hesaplanır. Burada payda, devrenin etkin direnç olarak tanımlanır.

$$R_e = \frac{2L}{d_1^2 T} \quad (3.14)$$

Ortalama akım etkin direnç cinsinden;

$$\langle i_1 \rangle_{T_s} = \frac{V_1 V_2}{V_2 - V_1} \frac{1}{R_e} \quad (3.15)$$

şeklinde tanımlanabilir. $\langle i_1 \rangle_{T_s}$ Eş. 3.15’de görüldüğü gibi $\langle v_1 \rangle_{T_s}$, $\langle v_2 \rangle_{T_s}$ ve d_1 ’e bağlı bir fonksiyondur.

$$\langle i_1 \rangle_{T_s} = f_1(\langle v_1 \rangle_{T_s}, \langle v_2 \rangle_{T_s}, d_1) \quad (3.16)$$

Denklemin her iki tarafı Eş. 3.3’e göre açılırsa;

$$I_1 + \hat{i}_1 = f_1(V_1, V_2, D_1) + \hat{v}_1 \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D_1)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \hat{v}_2 \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D_1)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} + \hat{d}_1 \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} \quad (3.17)$$

olur. Burada denklemin her iki tarafındaki DA bileşenler ile her iki tarafındaki AA bileşenler birbirlerine eşittir. Buna göre;

$$I_1 = f_1(V_1, V_2, D_1) \quad (3.18)$$

$$\hat{i}_1 = \hat{v}_1 \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D_1)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \hat{v}_2 \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D_1)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} + \hat{d}_1 \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} \quad (3.19)$$

şeklinde yazılabilir. Eş. 3.6 ve Eş. 3.19 birleştirilirse;

$$\frac{\hat{v}_1}{r_1} + j_1 \hat{d}_1 + g_1 \hat{v}_2 = \hat{v}_1 \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D_1)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \hat{v}_2 \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D_1)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} + \hat{d}_1 \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} \quad (3.20)$$

olur. Eş. 3.20’de her iki taraftaki değişkenlerin çarpanları eşitlenirse;

$$\frac{1}{r_1} = \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D_1)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} \rightarrow \frac{1}{r_1} = \left. \frac{\partial \left(\frac{v_1 v_2}{v_2 - v_1} \frac{1}{R_e} \right)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} = \left. \frac{\partial \left(\frac{v_1^M}{M-1} \frac{1}{R_e} \right)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} = \frac{M^2}{(M-1)^2} \frac{1}{R_e} \quad (3.21)$$

$$j_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_2=D_1} \rightarrow j_1 = \left. \frac{\partial \left(\frac{v_1 v_2}{v_2 - v_1 R_e} \right)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} = \left. \frac{\partial \left(\frac{v_1 M}{M-1 R_e} \right)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} = \frac{2 M V_1}{D_1 (M-1) R_e} \frac{1}{R_e} \quad (3.22)$$

$$g_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D_1)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} \rightarrow g_1 = \left. \frac{\partial \left(\frac{v_1 v_2}{v_2 - v_1 R_e} \right)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} = \left. \frac{\partial \left(\frac{v_2}{M-1 R_e} \right)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} = \frac{1}{(M-1)^2 R_e} \frac{1}{R_e} \quad (3.23)$$

olur. i_2 akımı çıkış akımına eşittir.

$$i_2 = i_o \quad (3.24)$$

i_2 akımının ortalaması alınırsa;

$$\langle i_2 \rangle_{T_s} = \frac{\langle i_1 \rangle_{T_s}}{M} = \frac{V_1^2}{V_2 - V_1} \frac{1}{R_e} \quad (3.25)$$

olur. $\langle i_2 \rangle_{T_s}$ Eş. 3.25’de görüldüğü gibi $\langle v_1 \rangle_{T_s}$, $\langle v_2 \rangle_{T_s}$ ve d_1 ’e bağlı bir fonksiyondur.

$$\langle i_2 \rangle_{T_s} = f_2(\langle v_1 \rangle_{T_s}, \langle v_2 \rangle_{T_s}, d_1) \quad (3.26)$$

Eş. 3.26’da her iki tarafı Eş. 3.5’e göre açılırsa;

$$I_2 + \hat{i}_2 = f_2(V_1, V_2, D_1) + \hat{v}_1 \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, D_1)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \hat{v}_2 \left. \frac{\partial f_2(V_1, v_2, D_1)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} + \hat{d}_1 \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} \quad (3.27)$$

olur. Denklemin her iki tarafındaki DA bileşenler ile her iki tarafındaki AA bileşenler birbirlerine eşittir. Buna göre;

$$I_2 = f_2(V_1, V_2, D_1) \quad (3.28)$$

$$\hat{i}_2 = \hat{v}_1 \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, D_1)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \hat{v}_2 \left. \frac{\partial f_2(V_1, v_2, D_1)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} + \hat{d}_1 \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} \quad (3.29)$$

şeklinde yazılabilir. Eş. 3.7 ve Eş. 3.29 birleşirse;

$$-\frac{\hat{v}_2}{r_2} + j_2 \hat{d}_1 + g_2 \hat{v}_1 = \hat{v}_1 \frac{\partial f_2(v_1, V_2, D_1)}{\partial v_1} \Big|_{v_1=V_1} + \hat{v}_2 \frac{\partial f_2(V_1, v_2, D_1)}{\partial v_2} \Big|_{v_2=V_2} + \hat{d}_1 \frac{\partial f_2(v_1, V_2, d_1)}{\partial d_1} \Big|_{d_1=D_1} \quad (3.30)$$

olur. Eş. 3.30'un her iki tarafındaki değişkenlerin çarpanlarını eşitlersek;

$$\frac{1}{r_2} = -\frac{\partial f_2(v_1, V_2, D_1)}{\partial v_1} \Big|_{v_1=V_1} = -\frac{\partial \left(\frac{v_1^2}{v_2 - v_1} \frac{1}{R_e} \right)}{\partial v_1} \Big|_{v_1=V_1} = -\frac{\partial \left(\frac{v_1}{M-1} \frac{1}{R_e} \right)}{\partial v_1} \Big|_{v_1=V_1} = \frac{1}{(M-1)^2} \frac{1}{R_e} \quad (3.31)$$

$$j_2 = \frac{\partial f_2(V_1, V_2, d_1)}{\partial d_1} \Big|_{d_1=D_1} = \frac{\partial \left(\frac{v_1^2}{v_2 - v_1} \frac{1}{R_e} \right)}{\partial d_1} \Big|_{d_1=D_1} = \frac{\partial \left(\frac{v_1}{M-1} \frac{1}{R_e} \right)}{\partial d_1} \Big|_{d_1=D_1} = \frac{2V_1}{D_1(M-1)} \frac{1}{R_e} \quad (3.32)$$

$$g_2 = \frac{\partial f_2(V_1, v_2, D_1)}{\partial v_2} \Big|_{v_2=V_2} = \frac{\partial \left(\frac{v_1^2}{v_2 - v_1} \frac{1}{R_e} \right)}{\partial v_2} \Big|_{v_2=V_2} = \frac{\partial \left(\frac{v_2}{M^2 - M} \frac{1}{R_e} \right)}{\partial v_2} \Big|_{v_2=V_2} = \frac{2M-1}{(M-1)^2} \frac{1}{R_e} \quad (3.33)$$

olur. Çizelge 3.1'de çıkarılan eşdeğer devre parametreleri verilmiştir.

Çizelge 3.1. Eşdeğer devre parametreleri

r_1	r_2	j_1	j_2
$\frac{(M-1)^2}{M^2} R_e$	$(M-1)^2 R_e$	$\frac{2MV_1}{D_1(M-1)R_e}$	$\frac{2V_1}{D_1(M-1)R_e}$
g_1	g_2	M	R_e
$\frac{1}{(M-1)^2 R_e}$	$\frac{2M-1}{(M-1)^2 R_e}$	$\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4R_L}{R_e}}}{2}$	$\frac{2L}{d_1^2 T}$

Bölüm 2.4'de DA transfer fonksiyonu ve K katsayısı aşağıdaki gibi hesaplanmıştı.

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4d_1^2}{K}}}{2} \quad (3.34)$$

Burada;

$$K = \frac{2L}{TR_L} \quad (3.35)$$

dır. Buradan Eş. 3.14'ü de kullanarak devrenin etkin direnci;

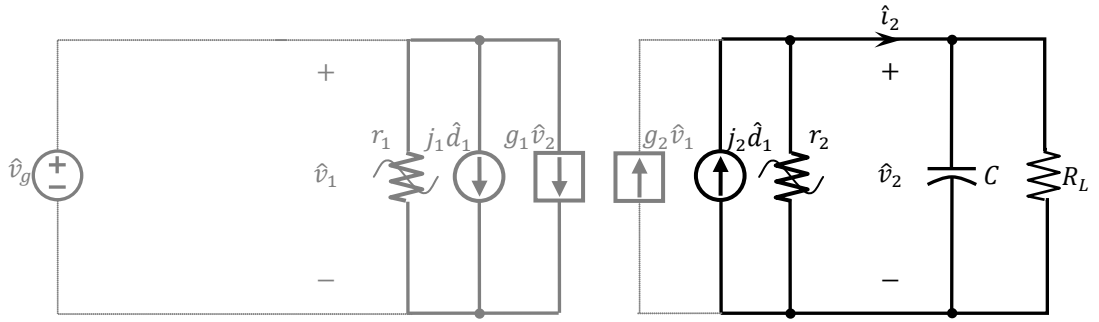
$$R_e = \frac{R_L}{M(M-1)} \quad (3.36)$$

olarak hesaplanabilir.

3.3. Kontrol-Çıkış Transfer Fonksiyonu

Kontrol-Çıkış gerilimi transfer fonksiyonunu bulmak için küçük sinyal eşdeğer devrede giriş sinyalindeki değişim sıfır olarak kabul edilip devrenin çözümü yapılır.

$$\hat{v}_g = \hat{v}_1 = 0 \quad (3.37)$$



Şekil 3.3. Giriş sinyalindeki değişim yok sayılmış eşdeğer devre

Devre çözümlenirse, çıkış gerilimi;

$$\hat{v}_2 = j_2 \hat{d}_1 \left(r_2 // R_L // \frac{1}{sC} \right) \quad (3.38)$$

olarak hesaplanır. Buradan kontrol-çıkış transfer fonksiyonu;

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_2}{\hat{d}_1} \Big|_{\hat{v}_1=0} = j_2 \frac{1}{\frac{1}{r_2 // R_L} + sC} = \frac{j_2 (r_2 // R_L)}{1 + sC (r_2 // R_L)} \quad (3.39)$$

olur. Transfer fonksiyonunun tek kutbu olduğundan, transfer fonksiyonunun genel hali;

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_2}{\hat{d}_1} \Big|_{\hat{v}_1=0} = \frac{G_{d0}}{1 + \frac{s}{w_p}} \quad (3.40)$$

şeklindedir. Eş. 3.39 ve Eş. 3.40 şeklinde yazılırsa;

$$\frac{G_{d0}}{1 + \frac{s}{w_p}} = \frac{j_2(r_2//R_L)}{1 + sC(r_2//R_L)} \quad (3.41)$$

olur. Buradan kutup frekansı;

$$w_p = \frac{1}{C(r_2//R_L)} \quad (3.42)$$

$$w_p = \frac{1}{C} \left(\frac{r_2 + R_L}{R_L r_2} \right) \quad (3.43)$$

olarak bulunur. Eş. 3.31’de elde edilen r_2 değeri Eş 3.43’e yerleştirilirse;

$$w_p = \frac{1}{C} \left(\frac{(M-1)^2 R_e + R_L}{R_L (M-1)^2 R_e} \right) = \frac{1}{C} \left(\frac{(M-1)^2 \frac{R_L}{M(M-1)} + R_L}{R_L (M-1)^2 \frac{R_L}{M(M-1)}} \right) = \frac{1}{C} \left(\frac{(M-1) + M}{R_L (M-1)} \right) \quad (3.44)$$

olur. Eş. 3.44’den kutup frekansı;

$$w_p = \frac{2M-1}{(M-1)R_L C} \quad (3.45)$$

şeklinde yazılabilir. Eş. 3.41’den

$$G_{d0} = j_2(r_2//R_L) \quad (3.46)$$

olarak tanımlanır. Eş. 3.46’da daha önce hesaplanan değişkenler yerlerine konulursa;

$$G_{d0} = j_2 \left(\frac{r_2 R_L}{r_2 + R_L} \right) \quad (3.47)$$

$$G_{d0} = \frac{2V_1}{D_1(M-1)R_e} \left(\frac{(M-1)^2 R_e R_L}{(M-1)^2 R_e + R_L} \right) = \frac{2V_1}{D_1} \left(\frac{(M-1)R_L}{(M-1)^2 \frac{R_L}{M(M-1)} + R_L} \right) = \frac{2V_1}{D_1} \left(\frac{(M-1)}{\frac{(M-1)}{M} + \frac{M}{M}} \right) \quad (3.48)$$

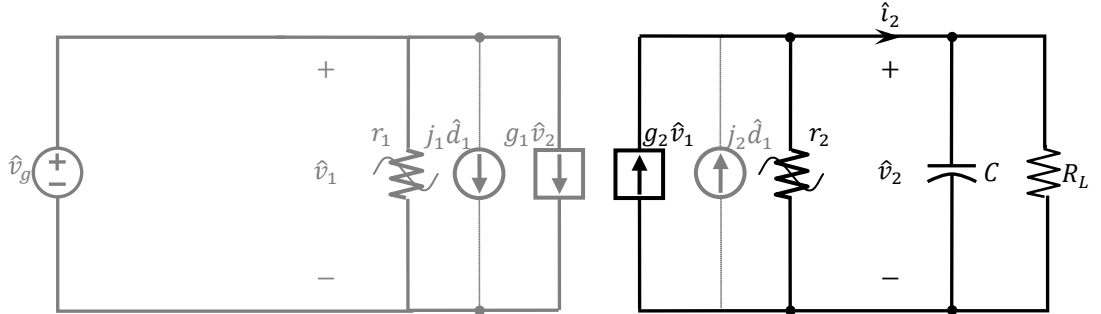
$$G_{d0} = \frac{2V_1}{D_1} \left(\frac{M(M-1)}{2M-1} \right) = \frac{2V_2}{D_1} \left(\frac{M-1}{2M-1} \right) \quad (3.49)$$

olarak hesaplanır.

3.4. Giriş-Çıkış Transfer Fonksiyonu

Giriş-Çıkış transfer fonksiyonunu bulmak için küçük işaret eşdeğer devrede doluluk oranındaki değişim sıfır kabul edilerek devrenin çözümülenmesi yapılır.

$$\hat{d}_1 = 0 \quad (3.50)$$



Şekil 3.4. Doluluk oranındaki değişim yok sayılmış eşdeğer devre

$$\hat{v}_g = 0 \quad (3.51)$$

Devreyi çözümlersek çıkış gerilimi;

$$\hat{v}_2 = g_2 \hat{v}_1 \left(r_2 // R_L // \frac{1}{sC} \right) \quad (3.52)$$

olur. Transfer fonksiyonu ise;

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}_2}{\hat{v}_1} \Big|_{d=0} = g_2 \frac{1}{\frac{1}{r_2//R_L} + sC} = \frac{g_2(r_2//R_L)}{1 + sC(r_2//R_L)} \quad (3.53)$$

olur. Transfer fonksiyonunun tek kutbu olduğundan, transfer fonksiyonunun genel hali;

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}_2}{\hat{v}_1} \Big|_{d=0} = \frac{G_{g0}}{1 + \frac{s}{w_p}} \quad (3.54)$$

şeklinde. Eş. 3.53, Eş. 3.54 şeklinde yazılırsa;

$$\frac{G_{g0}}{1 + \frac{s}{w_p}} = \frac{g_2(r_2//R_L)}{1 + sC(r_2//R_L)} \quad (3.55)$$

olur. Buna göre;

$$G_{g0} = g_2 \left(\frac{r_2 R_L}{r_2 + R_L} \right) \quad (3.56)$$

olur. Eş. 3.31’de hesaplanan r_2 değeri kullanılırsa;

$$G_{g0} = \frac{2M-1}{(M-1)^2 R_e} \left(\frac{(M-1)^2 R_e R_L}{(M-1)^2 R_e + R_L} \right) \quad (3.57)$$

olur. Eş. 3.36’da tanımlanan R_e değeri yerine konulduğunda;

$$G_{g0} = 2M-1 \left(\frac{R_L}{(M-1)^2 \frac{R_L}{M(M-1)} + R_L} \right) = M \quad (3.58)$$

olur. Giriş-Çıkış gerilimi transfer fonksiyonu ise;

$$G_{vg}(s) = \frac{M}{1 + \frac{s}{\frac{2M-1}{(M-1)R_L C}}} \quad (3.59)$$

olarak tanımlanır. Elde edilen eşitliklere göre dönüştürücünün transfer fonksiyonları,

DA kazançları ve kutup frekansı Çizelge 3.2’de verilmiştir.

Çizelge 3.2. Transfer fonksiyonları

G_{g0}	G_{d0}	w_p	$G_{vd}(s)$	$G_{vg}(s)$
M	$\frac{2V_2}{D_1} \left(\frac{M-1}{2M-1} \right)$	$\frac{2M-1}{(M-1)R_L C}$	$\frac{\frac{2V_2}{D_1} \left(\frac{M-1}{2M-1} \right)}{1 + \frac{s}{\frac{2M-1}{(M-1)R_L C}}}$	$\frac{M}{1 + \frac{s}{\frac{2M-1}{(M-1)R_L C}}}$

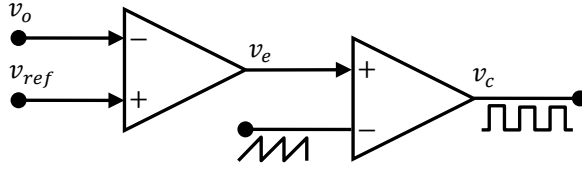
3.5. Denetleyici Tasarımı

Anahtarlama tip dönüştürücülerde giriş gerilimi veya yük (ya da giriş) akımı değiştiğinde, eğer dönüştürücüye sabit bir doluluk oranı uygulanıyorsa, çıkış gerilimi istenilen değerde sabit kalmayacaktır. Bu sebeple dönüştürücülere doluluk oranına müdahale edecek şekilde bir geri besleme uygulanarak çıkış gerilimi istenilen değerde sabit tutulmaya çalışılır.

Denetleyici, sistemin çıkış sinyalini örnek sinyal ile karşılaştırarak elde ettiği hata sinyalini kullanarak denetim sinyalini ayarlar. Genel olarak iki tip kontrol denetim yöntemi kullanılır, bunlar;

3.5.1. Gerilim kontrollü denetim (VMC)

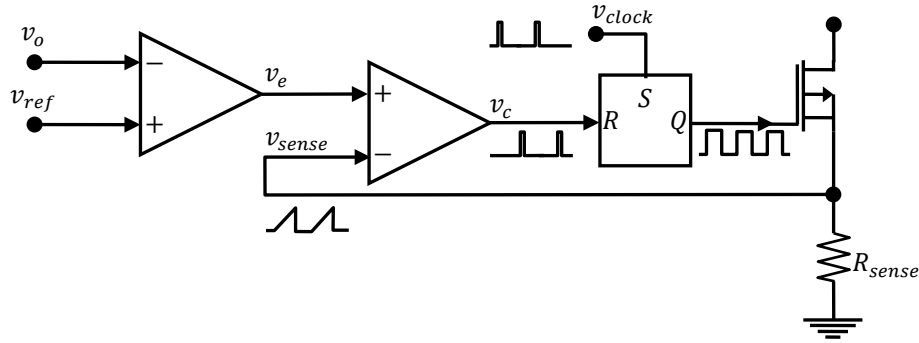
Gerilim kontrollü denetimde elde edilen hata sinyali, sabit bir rampa dalga şekli ile karşılaştırılarak kontrol sinyali elde edilir.



Şekil 3.5. Gerilim kontrollü denetim blok şeması

3.5.2. Akım kontrollü denetim (CMC)

Akım kontrollü denetimde, elde edilen hata sinyali, akım bilgisi kullanılarak elde edilen rampa dalga şekli ile karşılaştırılarak kontrol sinyali elde edilir. Kontrol sinyalinin sabit frekansta olması saat sinyali ile sağlanır.



Şekil 3.6. Akım kontrollü denetim blok şeması

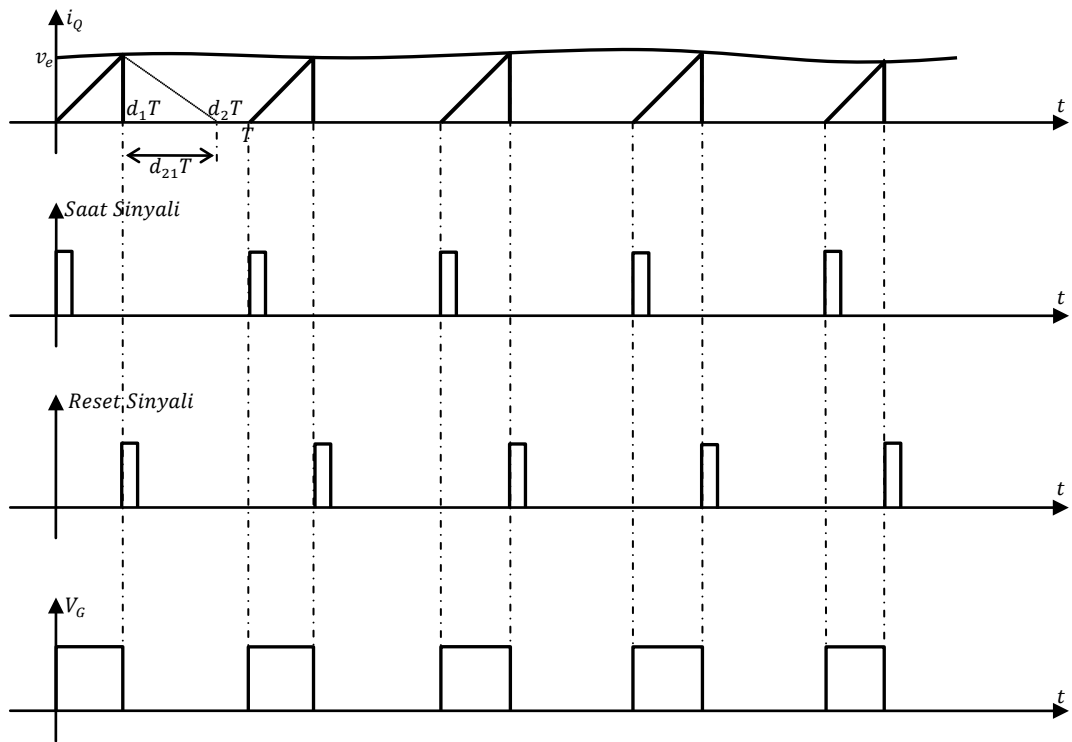
Her iki denetim yönteminin avantajları ve dezavantajları Çizelge 3.3’de gösterilmiştir. Uygulamanın isterlerine göre uygulamaya uygun olan yöntemi tercih etmek gerekir. Dönüştürücüler paralel bağlandığında, denetleyicinin akım kontrolü ile denetlenmesi doğal akım sınırlayıcı özelliklerinden dolayı daha avantajlıdır. Bu yüzden bu tezde dönüştürücünün akım kontrolü ile denetlenmesi tercih edilmiştir.

Çizelge 3.3. Denetim Yöntemleri Karşılaştırılması

Gerilim Kontrollü Denetim		Akım Kontrollü Denetim	
Avantajları	Dezavantajları	Avantajları	Dezavantajları
Tek bir geri besleme döngüsü tasarımı ve analizi kolaylaştırır.			İki adet geri besleme döngüsü bulunduğundan CMC'ye göre daha karmaşıktır.
Gerilimi ölçmek akımı ölçmekten daha kolaydır.			Akımı ölçmek gerilimi ölçmekten daha zordur.
Daha az eleman bulunduğundan ve akım ölçme direnci bulunmadığından kayıp daha azdır.			Fazladan elemanlar ve akımölme direnci kaybı artırır.
Sabit rampa sinyali gürültüyü azaltır.			Rampa sinyalini elde etmek için akım bilgisi kullanıldığından, döngüye gürültü girebilir.
Daha az eleman kullanıldığından maliyeti daha düşüktür.			Daha fazla eleman kullanıldığından maliyeti daha yüksektir.
	Girişteki değişim öncelikle çıkışta hissedildiğinden tepkisi daha yavaştır.	Akımın yükseliş açısı giriş gerilimine bağlı olduğundan, girişteki değişimlere daha çabuk tepki verir.	
	Kompanzasyon tasarımı daha karmaşıktır.	Kompanzasyon tasarımı daha kolaydır.	
		Yapısından dolayı doğal olarak akım sınırlayıcı gibi çalışır.	
			Rampa fonksiyonu akım bilgisinden elde edildiği için düşük akımlarda kontrolü zordur.
			Doluluk oranı %50'den büyük ise eğim kompanzasyonu uygulanmazsa kararsız hale gelir.

3.6. Tepe Akımı Denetimi

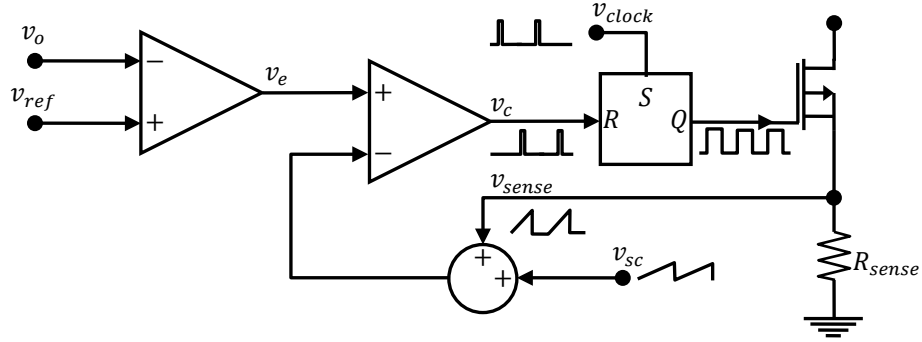
Tepe akımı denetiminde, akımın tepe değeri hata sinyaliyle karşılaştırılarak, anahtarı tıkamaya sokan “RESET” darbe sinyali elde edilir. Yükseltici tip dönüştürücülerde akım bilgisi anahtar üzerinden geçen akımdan alınabilir. Şekil 3.7’de tepe akımı kontrolü sinyal şekilleri gösterilmiştir.



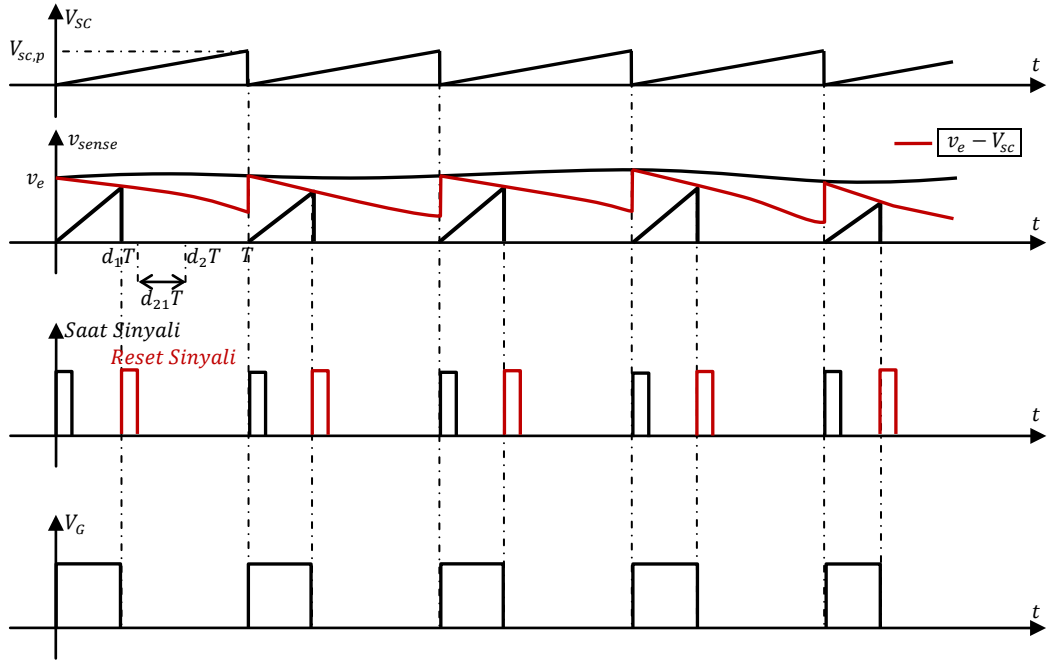
Şekil 3.7. Tepe akımı kontrolü sinyalleri

3.6.1. Eğim kompanzasyonu

Akım denetimi uygulanan denetleyicilerde doluluk oranı %50’den yüksek olduğu durumlarda, denetleyici kararsız hale gelebilir. Bu yüzden akım bilgisi, saat sinyaliyle aynı frekanstaki sabit bir rampa sinyali ile toplanarak hata sinyali ile karşılaştırılır. [12]

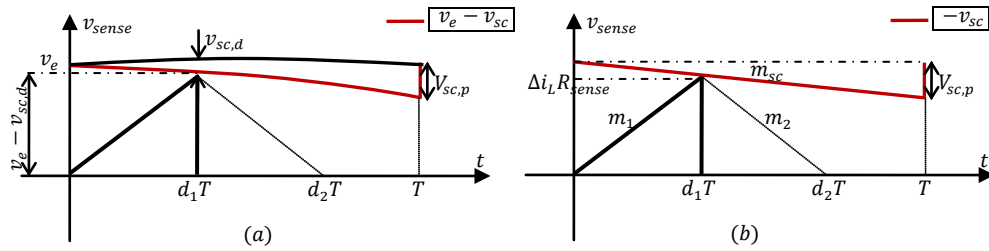


Şekil 3.8. Eğim kompanzasyonu blok şeması



Şekil 3.9. Tepe akımı denetimi ve eğim kompanzasyonu sinyalleri

3.6.2. Eğim kompanzasyonu transfer fonksiyonu



Şekil 3.10. a) Hata Sinyali (Rampa Sinyali Eklenmiş), b) Rampa Sinyali (\$\hat{v}_e = 0\$)

Eğim kompanzasyonunun dönüştürücü kararlılığını sağlaması için, kompanzasyon eğiminin endüktör akımındaki düşüş eğiminin (m_2) yarısından küçük olmamalıdır [12]. Eğer kompanzasyon eğimi, düşüş eğiminin tam yarısı olarak kabul edilirse;

$$m_{sc} = \frac{1}{2} m_2 \quad (3.60)$$

olarak yazılabilir. Burada;

$$m_2 = \frac{\Delta v_{sense}}{(d_2 - d_1)T} \quad (3.61)$$

dir. Eş. 2.34'de d_2 ;

$$d_2 = \frac{V_o}{V_o - V_g} d_1 \quad (3.62)$$

olarak bulunmuştu. Eş. 3.60, Eş. 3.61 ve Eş. 3.62 kullanılarak kompanzasyon eğimi;

$$m_{sc} = \frac{1}{2} \frac{\Delta v_{sense}}{d_1 \left(\frac{V_o}{V_o - V_g} - 1 \right) T} \quad (3.63)$$

olarak yazılabilir. Akım bilgisi gerilimi;

$$\Delta v_{sense} = \Delta i_L R_{sense} \quad (3.64)$$

olarak yazılabilir. Eş. 2.39'da hesaplanan endüktör akımını kullanırsak;

$$\Delta v_{sense} = \frac{V_g d_1 T}{L} R_{sense} \quad (3.65)$$

olur. Eş. 3.65 ve Eş. 3.63'de kullanılırsa kompanzasyon eğimi;

$$m_{sc} = \frac{(V_o - V_g)R_{sense}}{2L} \quad (3.66)$$

olarak hesaplanabilir. Eş. 3.63'de kompanzasyon sinyali tepe gerilimi;

$$v_{sc,p} = \frac{(V_o - V_g)R_{sense}}{2L} T \quad (3.67)$$

olarak yazılabilir. Kompanzasyon eğimi sabit ya da değişken olacak şekilde devre tasarlanabilir. Bu tezdeki çalışmada sabit eğim tercih edildiğinden, değerler yerine konup daha sonra hesaplana kadarki formüllerde $v_{sc,p}$ sabit olarak konulursa, endüktör akımının tepe noktasında (anahtarın tıkamaya geçtiği an) kompanzasyon gerilimi;

$$v_{sc,d} = d_1 v_{sc,p} \quad (3.68)$$

olur. Hata sinyali, akım bilgisi sinyali ve eğim kompanzasyonu sinyali toplamı şeklinde yazılabilir.

$$v_{e,d} = \Delta v_{sense} + v_{sc,d} \quad (3.69)$$

Eş. 3.65 ve Eş. 3.68; Eş. 3.69'da yerine konulursa;

$$v_{e,d} = \frac{V_g d_1 T}{L} R_{sense} + d_1 v_{sc,p} \quad (3.70)$$

olur. Eş. 3.70'da doluluk oranı denklikte yalnız bırakılırsa. Doluluk oranı;

$$d_1 = \frac{Lv_{e,d}}{V_g T R_{sense} + v_{sc,p} L} \quad (3.71)$$

olur. Giriş gerilimindeki ve hata sinyalinin doluluk oranına etkisini görebilmek için Eş. 3.71'de giriş gerilimi ve hata sinyali cinsinden yazılan doluluk oranını her iki

değişken cinsinden kısmi türevi alınır. Toplam türev kuralına göre doluluk oranındaki değişim, kısmi türevler toplamı ve giriş ile çıkış gerilimindeki değişimlerin çarpımı şeklinde yazılabilir. Buna göre;

$$\delta d_1 = \frac{\partial d_1}{\partial v_g} \delta v_g + \frac{\partial d_1}{\partial v_e} \delta v_e \quad (3.72)$$

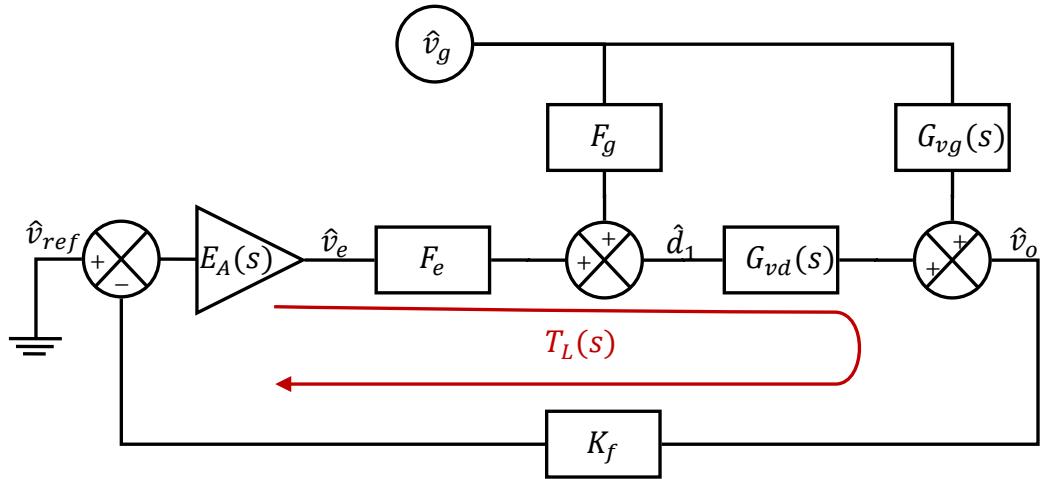
olur. Eş. 3.71 ve Eş. 3.72’de yerine konulursa;

$$\delta d_1 = \left[-\frac{v_{e,d}L}{\underbrace{V_g^2 TR_{sense} + 2V_g V_{sc,p}L + \frac{V_{sc,p}^2 L^2}{TR_{sense}}}_{F_g}} \right] \delta v_g + \left[\frac{L}{\underbrace{V_g TR_{sense} + v_{sc,p}L}_{F_e}} \right] \delta v_e \quad (3.73)$$

olur. Burada F_g , giriş gerilimdeki değişimin, F_e ise hata sinyalindeki değişimin doluluk oranına etkisini temsil etmektedir.

3.6.3. Küçük işaret akış şeması

Tepe akım denetleyici devrenin akış şemasını Şekil 3.11’de gösterildiği gibi oluşturulabilir. Burada K_f , çıkış gerilim ölçüm kazancı, $E_A(s)$ ise kompanzasyon transfer fonksiyonunu temsil etmektedir.



Şekil 3.11. Küçük işaret akış şeması

Şekil 3.11’de giriş gerilimindeki değişimleri yok sayarsak, kontrol döngüsü transfer fonksiyonu;

$$T_L(s) = K_f E_A(s) F_e G_{vd}(s) \quad (3.74)$$

olur. Kompanzasyon olmadığında transfer fonksiyonu;

$$T_{L,nc}(s) = K_f F_e G_{vd}(s) \quad (3.75)$$

olarak tanımlanabilir.

4. DEVRE PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI

Bu bölümde daha önceki bölümlerde elde edilen eşitlikleri kullanarak, dönüştürücü için gereken parametreler hesaplanmıştır. Tezde kullanılan devrenin 24V giriş gerilimini 48V'a çevirmesi istenmiştir.

$$V_g = 24V$$

$$V_o = 48V$$

Tezde 240W'lık çıkış gücüne sahip 4 dönüştürücü paralel olarak çalıştırılacaktır.

$$P_{o,max} = 240W$$

Dönüştürücülerin çalışma frekansının 20kHz olması planlanmaktadır.

$$f = 20kHz$$

Buna göre çalışma periyodu;

$$T = \frac{1}{f} \tag{4.1}$$

$$T = \frac{1}{20 \times 10^3} = 50\mu s$$

olur. DA transfer fonksiyonu;

$$M = \frac{V_o}{V_g} \tag{4.2}$$

$$M = \frac{48}{24} = 2$$

olur. 2.3. Bölümde Endüktans hesabı için gereken eşitlik elde edilmişti. Eş. 2.22'ye göre kesikli çalışmayı garanti altına almak için kullanılması gereken en büyük endüktans değeri;

$$L_{max,DCM} < \frac{V_g \left(\frac{V_o - V_g}{V_o} \right)}{2f I_{L,max} (BCM)} \quad (4.3)$$

şeklinde tanımlanmıştı. Eş. 4.3'deki sınır çalışmadaki en yüksek endüktans akımı kayıpları yok sayılırsa;

$$P_{in,max} = P_{out,max} \quad (4.4)$$

$$I_{L,max} (BCM) = \frac{P_{in,max}}{V_g} \quad (4.5)$$

$$I_{L,max} (BCM) = \frac{240}{24} = 10A$$

olur. Buna göre endüktans değeri Eş. 4.3'den;

$$L_{max,DCM} < \frac{24 \left(\frac{48-24}{48} \right)}{2 \times 20 \times 10^3 \times 10} = 30\mu H \quad (4.6)$$

olarak hesaplanır. Buna göre dönüştürücünün kesikli çalışmada kalmasını garanti altına almak için, gerçek devre şartlarını hesaba katarsak 25uH'lık bir endüktör kullanımı uygun olacaktır.

$$L = 25\mu H$$

Eş. 2.48'e göre kesikli çalışmada doluluk oranı;

$$d_1 = \sqrt{K \left(\frac{V_o^2 - V_o V_g}{V_g^2} \right)} \quad (4.7)$$

olarak ifade edilmişti, burada K değeri Eş. 2.45'de;

$$K = \frac{2L}{TR_L} \quad (4.8)$$

olarak tanımlanmıştı. Kapasitans değerini seçmek için Eş. 2.54 kullanılabilir. Buna göre kapasitans değeri;

$$C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta V_C} = \frac{1}{2} \frac{(\Delta i_L - I_o)^2}{\Delta V_o \Delta i_L f} d_{21} \quad (4.9)$$

eşitliğinden hesaplanır. Burada d_{21} Eş. 2.34'ün yardımıyla;

$$d_{21} = d_2 - d_1 \quad (4.10)$$

$$d_{21} = \frac{V_o}{V_o - V_g} d_1 - d_1 \quad (4.11)$$

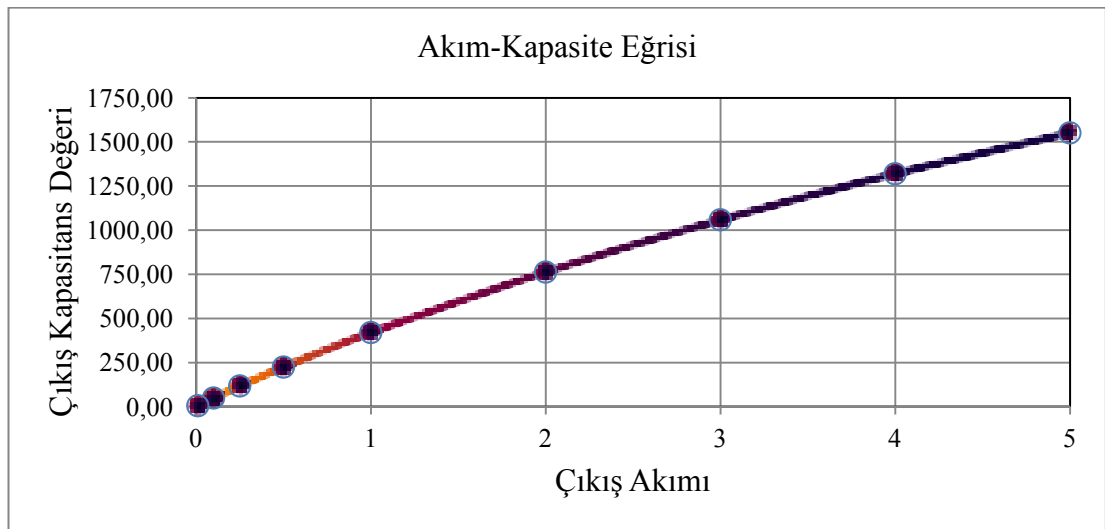
olarak gösterilir. Eş. 2.39'da endüktör akımındaki değişim;

$$\Delta i_L = \frac{V_g d_1 T}{L} \quad (4.12)$$

olarak tanımlanmıştı. Burada d_1 ; K değerine, K değeri ise çıkış direncine bağlı olduğu için, her R_L için ayrı bir kapasite miktarı hesaplanır. Çizelge 4.1'de farklı çıkış direnç değerleri için hesaplanmış parametre değerleri gösterilmiştir.

Çizelge 4.1. Devre parametreleri değerleri

	Değişken	Birim	Formül	Değer								
Verilen Parametreler	R_L	Ω	-	9,6	12	16	24	48	96	192	480	4800
	L	μH	-	25	25	25	25	25	25	25	25	25
	V_g	V	-	24	24	24	24	24	24	24	24	24
	V_o	V	-	48	48	48	48	48	48	48	48	48
	F	kHz	-	20	20	20	20	20	20	20	20	20
	$\Delta V_o/V_o$	-	-	0,2%	0,2%	0,2%	0,2%	0,2%	0,2%	0,2%	0,2%	0,2%
Hesaplanan Parametreler	ΔV_o	mV	$\frac{\Delta V_o}{V_o} \times V_o$	96	96	96	96	96	96	96	96	96
	T	μs	$\frac{1}{f}$	50	50	50	50	50	50	50	50	50
	M	-	$\frac{V_o}{V_g}$	2	2	2	2	2	2	2	2	2
	K	-	$\frac{2L}{TR_L}$	0,1042	0,0833	0,0625	0,0417	0,0208	0,0104	0,0052	0,0021	0,0002
	d_1	-	$\sqrt{K \left(\frac{V_o^2 - V_o V_g}{V_g^2} \right)}$	0,4564	0,4082	0,3536	0,2887	0,2041	0,1443	0,1021	0,0645	0,0204
	d_2	-	$\frac{V_o}{V_o - V_g} d_1$	0,9129	0,8165	0,7071	0,5774	0,4082	0,2887	0,2041	0,1291	0,0408
	d_{2-1}		$d_2 - d_1$	0,4564	0,4082	0,3536	0,2887	0,2041	0,1443	0,1021	0,0645	0,0204
	I_o	A	$\frac{V_o}{R_L}$	5	4	3	2	1	0,5	0,25	0,1	0,01
	I_L	A	$I_o \times M$	10	8	6	4	2	1	0,5	0,2	0,02
	ΔI_L	A	$\frac{V_g d_1 T}{L}$	21,9089	19,5959	16,9706	13,8564	9,7980	6,9282	4,8990	3,0984	0,9798
	C	μF	$\frac{1}{2} \frac{(\Delta I_L - I_o)^2}{\Delta V_o \Delta I_L f} d_{21}$	1551,17	1319,62	1058,90	762,66	419,94	224,19	117,26	48,78	5,1026



Şekil 4.1. Akım-kapasite eğrisi

Şekil 4.1’de de görüldüğü gibi çıkış akımı arttıkça istenilen çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamak için gereken en düşük kapasite değeri artmaktadır. Buna göre en yüksek akıma göre bir kapasite değeri seçmek gerekir. Bu tezde seçilen kapasite değeri;

$$C = 1550\mu F$$

dır.

4.1. Transfer Fonksiyonu Hesabı

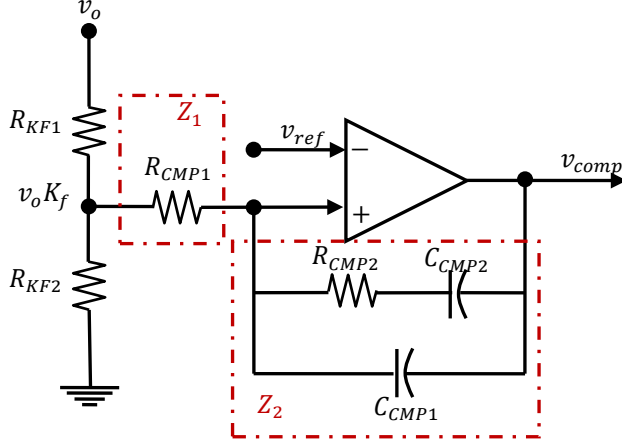
Çizelge 4.2’de daha önceki bölümlerde çıkartılan transfer fonksiyonu formülleri ve hesaplanan değerler gösterilmiştir.

Çizelge 4.2. Transfer fonksiyonu parametreleri hesabı

	<i>Değişken</i>	<i>Formül</i>	<i>Değer</i>	<i>Birim</i>
<i>Verilen Parametreler</i>	R_L	-	9,6	Ω
	L	-	25	μH
	V_g	-	24	V
	V_o	-	48	V
	T	-	50	us
	M	-	2	-
	d_1	-	0,4564	-
	C	-	1551,17	μF
	R_{sense}	-	0,1	Ω
	K_f	-	$\frac{1}{48}$	-
<i>Hesaplanan Parametreler</i>	$V_{sc,p}$	$\frac{(V_o - V_g)R_{sense}}{2L}T$	2,4	V
	F_e	$\frac{L}{V_g T R_{sense} + v_{sc,p} L}$	0,14	-
	G_{d0}	$\frac{2V_o}{D_1} \left(\frac{M-1}{2M-1} \right)$	70,11	-
	G_{g0}	M	2	-
	W_p	$\frac{2M-1}{(M-1)R_L C}$	201,56	-
	$G_{vd}(s)$	$\frac{G_{d0}}{1 + \frac{s}{w_p}}$	$\frac{70,11}{1 + \frac{s}{201,56}}$	-
	$G_{vg}(s)$	$\frac{G_{g0}}{1 + \frac{s}{w_p}}$	$\frac{2}{1 + \frac{s}{201,56}}$	-

4.2. Kompanzasyon Devresi ve Transfer Fonksiyonu

Bu çalışmada kararlılığı sağlamak için tip 2 PI kompanzatör seçilmiştir.



Şekil 4.2 Tip 2 PI Kompanzatör

Kompanzatörün transfer fonksiyonunu elde etmek için çıkış empedansını, giriş empedansına bölmek yeterlidir. Buna göre;

$$Z_1 = R_{CMP1} \quad (4.13)$$

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_{CMP2} + \frac{1}{s C_{CMP2}}} + s C_{CMP1}} \quad (4.14)$$

$$E_A(s) = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1}{R_{CMP1} C_{CMP1}} \frac{s + w_z}{s(s + w_p)} \quad (4.15)$$

olur. Burada sıfır ve kutup frekansları;

$$w_z = \frac{1}{C_{CMP2} R_{CMP2}} \quad (4.16)$$

$$w_p = \frac{C_{CMP1} + C_{CMP2}}{C_{CMP2} R_{CMP2} C_{CMP1}} \quad (4.17)$$

olarak yazılabilir.

4.3. Kompanzasyon Devresinin Parametrelerinin Hesaplanması

Kompanzasyon devresinin parametrelerinin hesaplanması için, kompanzasyon devresi olmadan dönüştürücünün kapalı devre transfer fonksiyonun Bode çizimleri üzerinden gidilebilir.

Bode çizimi sayesinde, faz payı, kazanç payı gibi parametrelerin istenilen değerlere gelmesi için gereken kompanzasyon miktarı görülebilir. Bu tezde kompanzasyon hesabı için MATLAB programının SISOTool adındaki eklentisi kullanılmıştır. Öncelikle Eş. 3.75’de elde edilen dönüştürücünün kompanzasyon olmadan transfer fonksiyonunu hesaplanırsa;

$$T_{L,nc}(s) = K_f F_e G_{vd}(s) \quad (4.18)$$

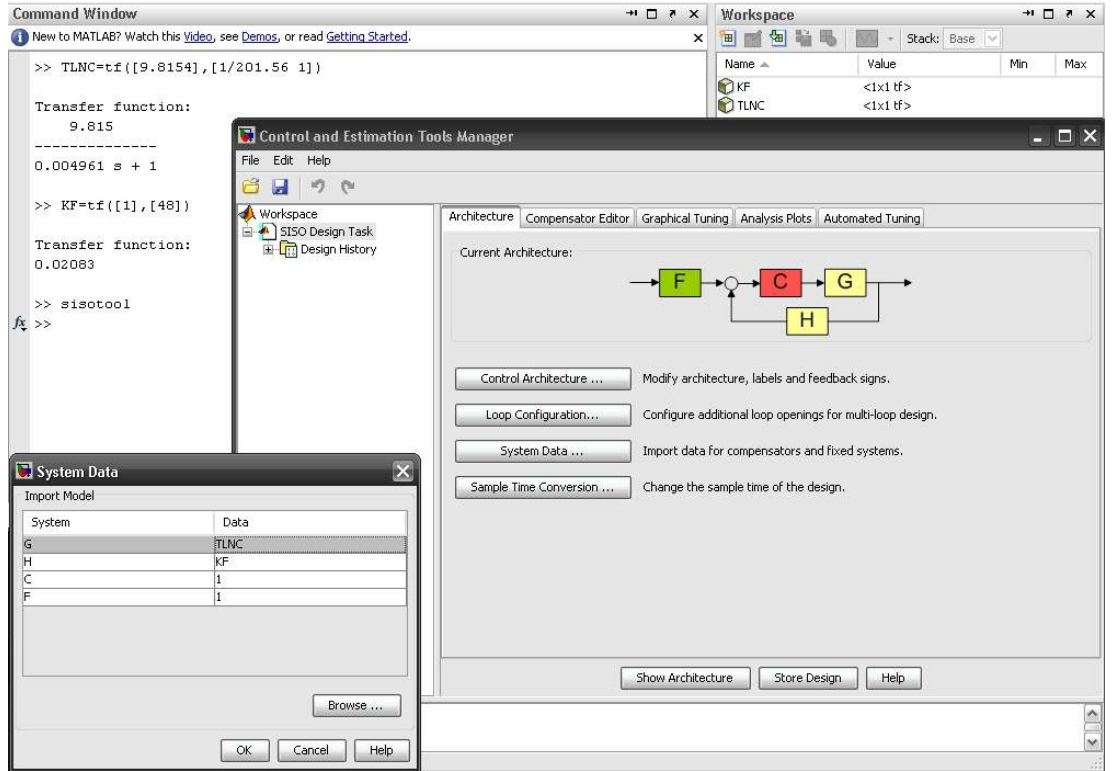
$$T_{L,nc}(s) = \frac{0,2045}{1 + \frac{s}{201,56}}$$

olur. Burada SISOTool’da geri besleme kazancı (K_f) ayrı olarak tanımlanabildiği için hata sinyalinden çıkış sinyaline kadar olan transfer fonksiyonu;

$$T_{eo}(s) = F_e G_{vd}(s) \quad (4.19)$$

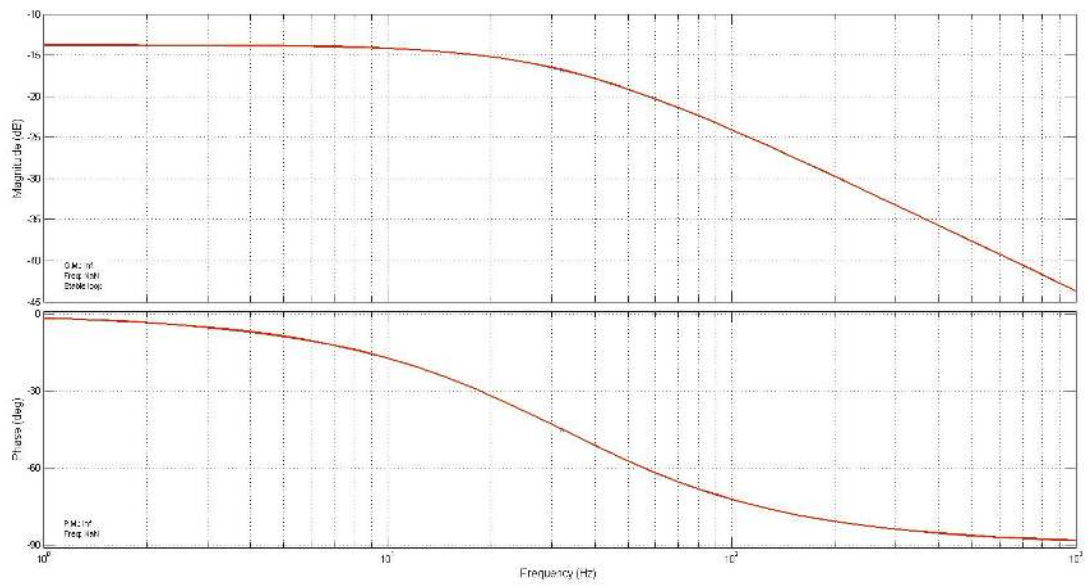
$$T_{eo}(s) = \frac{9,8154}{1 + \frac{s}{201,56}}$$

olarak tanımlanabilir.

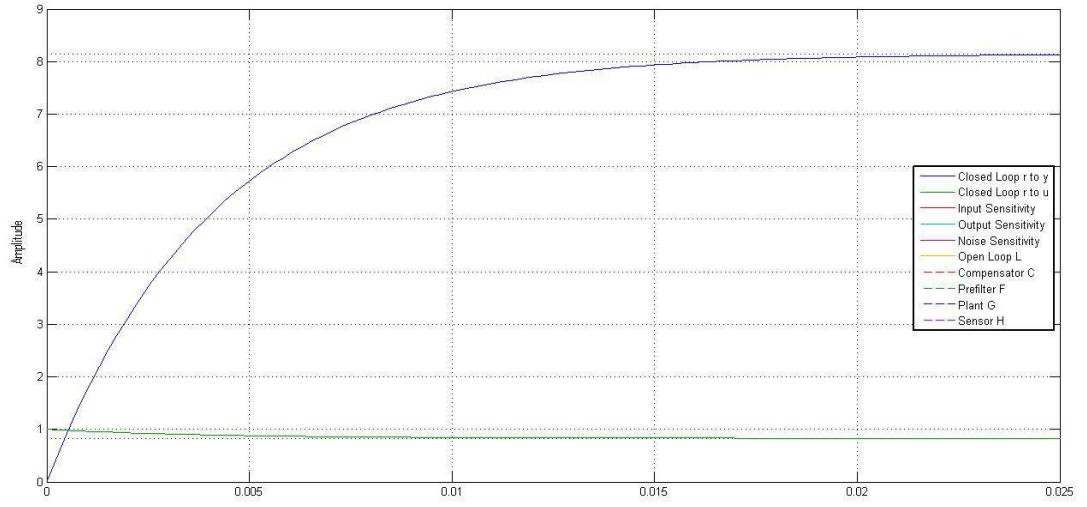


Şekil 4.3. MATLAB SISOTool

Şekil 4.3’de SISOTool’da transfer fonksiyonlarının nasıl kullanıldığı gösterilmiştir. Şekilde “C” bloğu kompanzasyonu temsil etmektedir, bu yüzden önce “1” girilmiştir. Girilen değerlere göre açık döngü bode çizimleri Şekil 4.4’deki gibi olur.

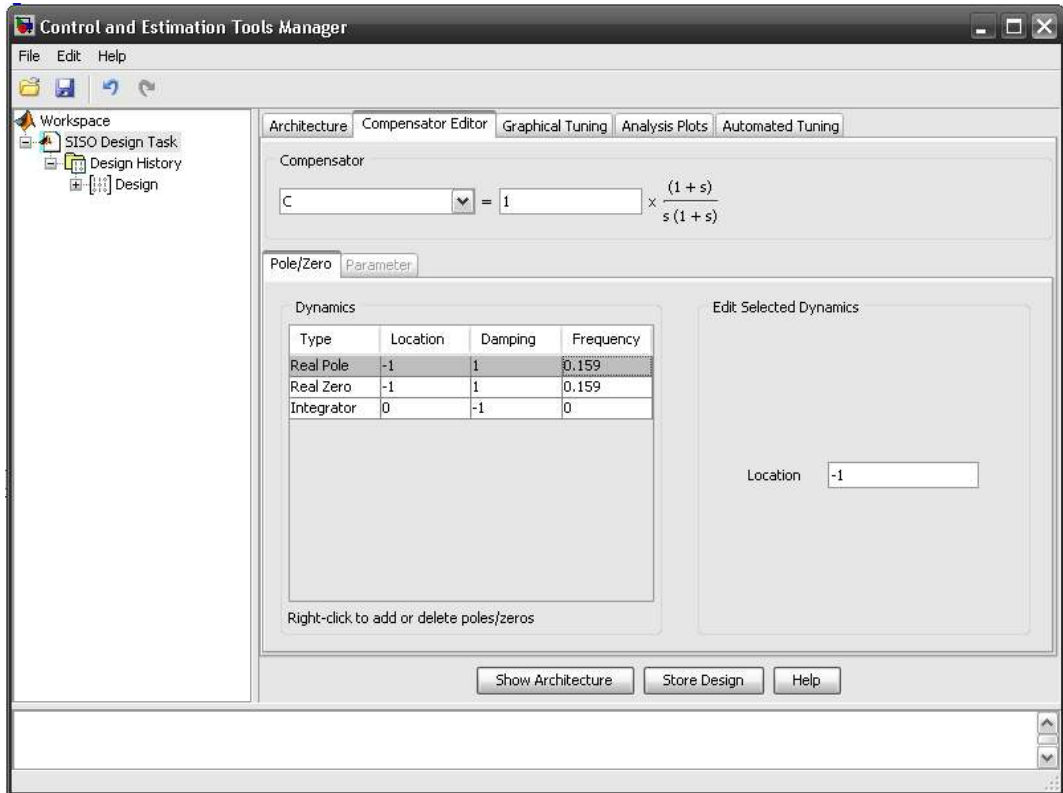


Şekil 4.4. Kompanzasyon olmadan açık devre transfer fonksiyonu



Şekil 4.5. Kompanzasyonsuz devre; basamak tepkisi

Şekil 4.5’da dönüştürücünün basamak tepkisi görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi çıkış sinyali istenilen değere ulaşamamaktadır. Daha sonra programda kompanzasyon transfer fonksiyonu için kutup ve sıfır sayısı girilir.



Şekil 4.6. MATLAB SISOTool kompanzasyon ekranı

Eş. 4.15’de hesaplandığı üzere kompanzasyon transfer fonksiyonunda biri sıfır noktasında (integral) olmak üzere iki kutbu ve bir adet sıfırı vardır. Kutup ve sıfır sayılarını belirledikten sonra, Bode çizimleri üzerinden bunların konumları belirlenebilir.

Dönüştürücüyü kararlı bir yapıya ulaştırmak için faz payı ve kesim frekansını belirlemek ve kompanzasyon yardımıyla belirlenen değerlere ulaşmak gerekir. Kesikli çalışmada çalışan yükselten tip dönüştürücü için çalışma frekansının altıda biri ile onda biri arasında bir değer uygundur [8]. Birçok kaynakta da faz payı için 45° ile 75° arası değerler uygun görülmektedir. Bu çalışmada en uygun sonuç için 60° faz payı ve anahtarlama frekansını onda biri olacak şekilde bir kesim frekansı uygun görülmüştür. Buna göre;

$$F_c = \frac{f_s}{10} \quad (4.20)$$

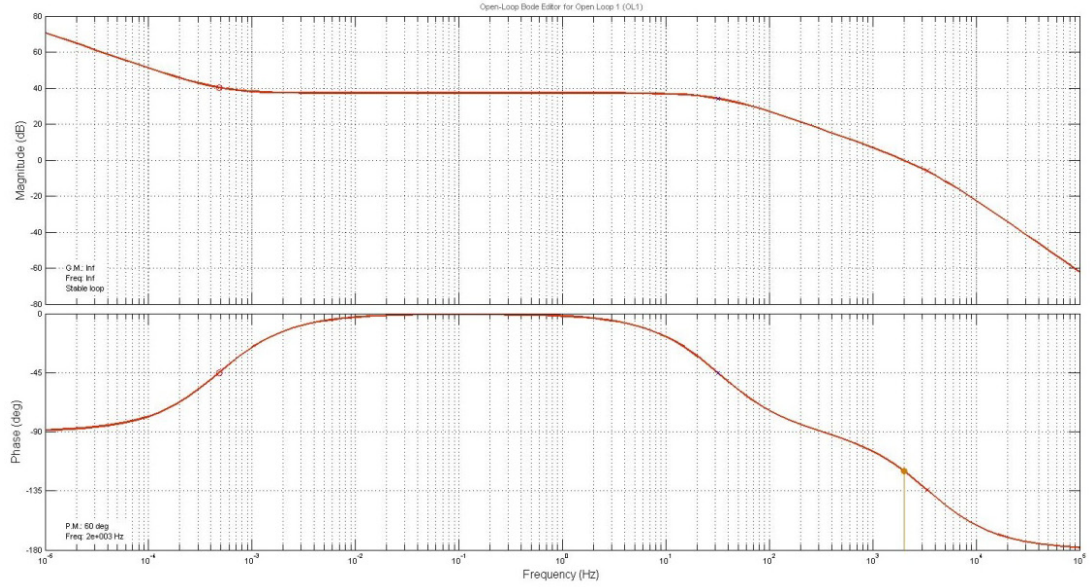
$$F_c = 2kHz$$

$$PM = 60^\circ$$

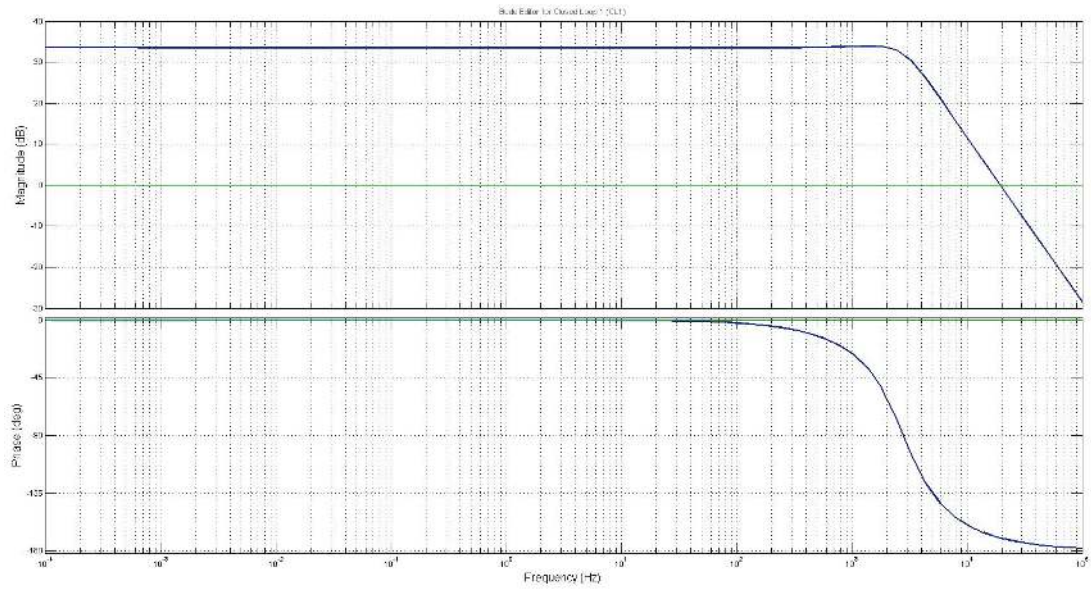
olur. Kompanzasyon transfer fonksiyonundaki sıfır ve kutupların konumlarıyla ve kazanç ile oynanarak istenilen faz payı ve kesim frekansına ulaşıldığında kompanzasyon transfer fonksiyonu;

$$T_c(s) = 1,075 \frac{1 + \frac{s}{0,003}}{s(1 + \frac{s}{21000})} \quad (4.21)$$

olur. Kompanzasyon dahil edilmiş dönüştürücünün açık devre transfer fonksiyonu Bode çizimleri Şekil 4.7’deki gibi, kapalı devre transfer fonksiyonu bode çizimleri ise Şekil 4.8’deki gibi olur.

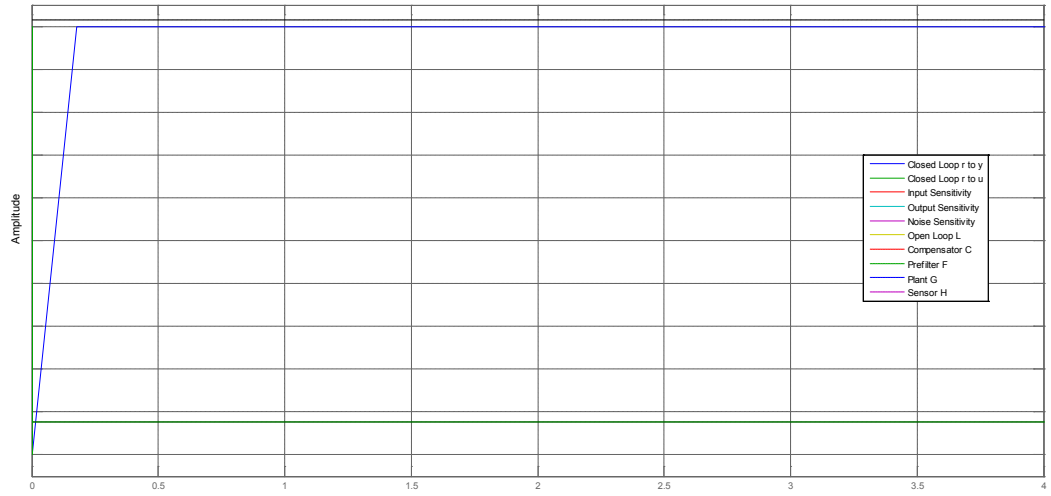


Şekil 4.7. Açık devre transfer fonksiyonu bode çizimleri



Şekil 4.8. Kapalı devre transfer fonksiyonu bode çizimleri

Şekil 4.7’de faz payının ve kesme frekansının istenilen değerlere ulaştığı görülmektedir ve ayrıca Şekil 4.8’de görüldüğü gibi kesim frekansına yaklaşırken kazanç nerdeyse kritik sönüm davranışı gösterir. Bu göstergeler transfer fonksiyonu döngüsünün kararlı hale geldiğini göstermektedir.



Şekil 4.9. Kompanzasyon kullanılmış devre; basamak tepkisi

Şekil 4.9’da görüldüğü üzere çıkış sinyali, örnek sinyali takip ederek 48V’a ulaşmaktadır.

Kompanzasyon devre elemanlarının değerlerinin elde edilmesi

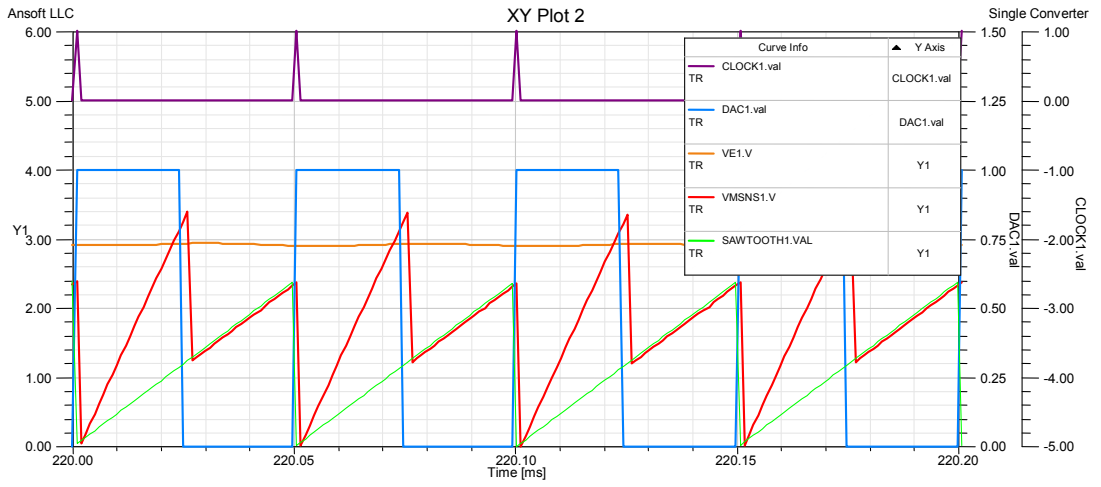
Eş 4.21’de gösterilen MATLAB’da elde ettiğimiz transfer fonksiyonundan kompanzasyon devresi parametrelerini elde edebilmek için Eş. 4.15’de elde edilen transfer fonksiyonundaki parametreleri birbirine eşitlemek yeterlidir.

$$\frac{w_z}{w_p(R_{CMP1}C_{CMP1})} \frac{1 + \frac{s}{w_z}}{s(1 + \frac{s}{w_p})} = 1,075 \frac{1 + \frac{s}{0,003}}{s(1 + \frac{s}{21000})} \quad (4.22)$$

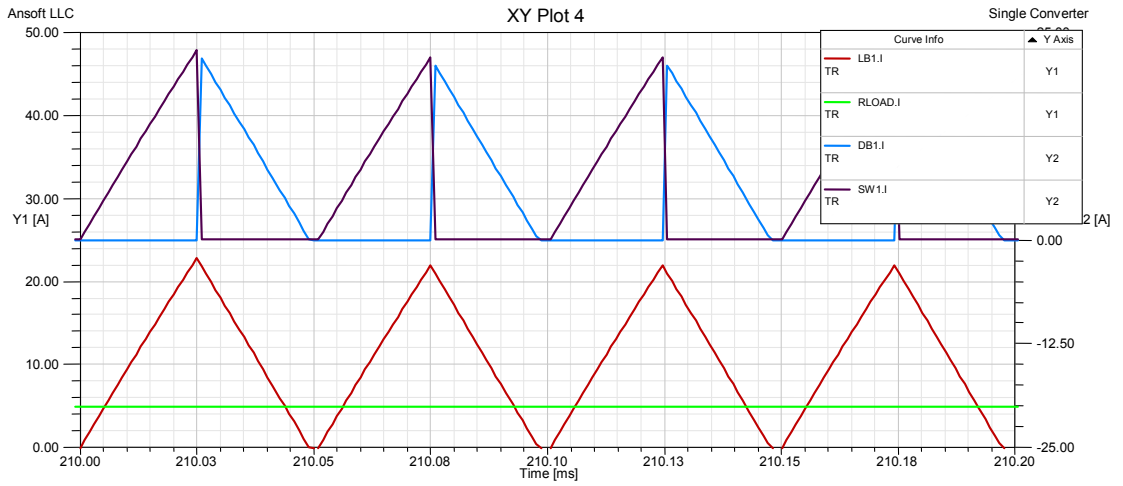
Eş. 4.22’yi çözümleyerek elde edilen değerler Çizelge 4.3’de verilmiştir.

Çizelge 4.3. Kompanzasyon devresi devre elemanları değerleri

	<i>Değişken</i>	<i>Formül</i>	<i>Değer</i>	<i>Birim</i>
<i>Verilen Parametreler</i>	w_z	-	0,03	Rad/s
	w_p	-	21000	Rad/s
	R_{CMP1}	Rastgele Seçildi	920	Ω
<i>Hesaplanan Parametreler</i>	C_{CMP1}	$\frac{w_z}{1,075w_pR_{CMP1}}$	~145	pF
	C_{CMP2}	$w_p \frac{C_{CMP1}}{w_z} - C_{CMP1}$	~1000	μF
	R_{CMP2}	$\frac{1}{w_z C_{CMP2}}$	~330	k Ω



Şekil 4.12. Kontrol devresi sinyalleri



Şekil 4.13. Dönüştürücü akımları

Şekil 4.12’de dönüştürücü tam yükte çalışırken, dönüştürücünün kontrol kısmındaki sinyaller görülmektedir. Şekil 4.13’de ise tam yükte diyot, anahtar, endüktör ve yük akımları görülmektedir. Tam yükte olmasına rağmen endüktör akımının kesikli çalışmada kaldığı görülmektedir.

5. PARALEL DÖNÜŞTÜRÜCÜLER VE DÜŞÜM YÖNTEMİ

Dönüştürücülerin, dönüştürmesi gereken güç arttıkça tasarımı karmaşıklaşır. Yüksek güçlü bir dönüştürücüde, yüksek güçlü elemanlar kullanmak gerekir ya da bu yüksek güçlü elemanların yerini tutacak şekilde daha düşük güçlü elemanlar paralel olarak çalıştırılabilir. Bir başka alternatif ise düşük güçlü devreleri bütünüyle paralel çalıştırmaktır [5]. Bu bölümde paralel dönüştürücüler, düşüm yöntemi ve diğer akım paylaşım yöntemleri ayrıca devre benzetimleri bulunmaktadır.

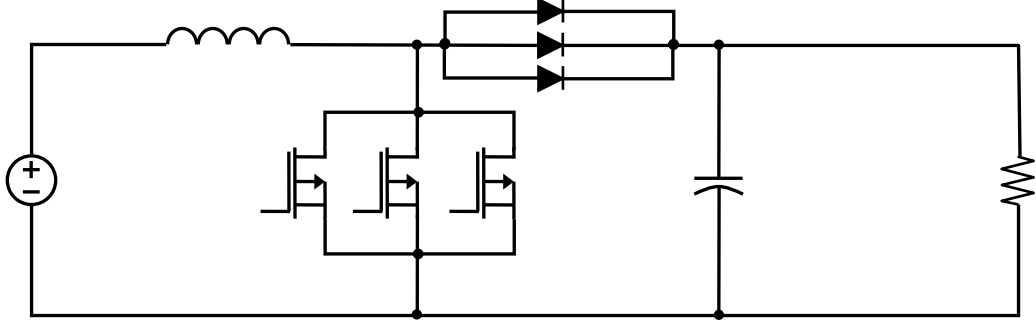
5.1. Yüksek Güçlü Eleman Kullanılan Tek Devre

Bu tip devrelerde yüksek akıma dayanan transistör, diyot gibi yarıiletken elemanlar kullanılır. Ayrıca tek bir güçlü devre yapıldığı için endüktör ve kondansatör gibi enerji depolayan elemanların da boyutları büyüktür. [5]

Bu tip sistemlerde yüksek güçlü yarıiletkenler ve büyük hacimli enerji depolayan elemanların yanı sıra yüksek akım, yüksek ısınmaya sebep olacağından daha büyük soğutucular kullanmak gerekir. Dönüştürücünün her noktasında yüksek güçlü elemanların kullanılması düşük güçlü birçok dönüştürücünün kullanıldığı paralel sistemden bile daha büyük bir sistemin oluşmasına sebep olabilir. Ayrıca büyük yarıiletkenlere sahip tek bir devrenin verimli olduğu çalışma aralığı dardır. Dönüştürücüler genellikle anma gücü değeri etrafında en yüksek verime ulaşır. Dolayısıyla düşük güçlerde verim düşer. Oysaki paralel dönüştürücülerde, dönüştürücülerin yüke göre sırayla devreye girmesi sağlanarak, her bir dönüştürücü en verimli olduğu noktada çalışması sağlanabilir. Bunun dışında yüksek güçlü ve istenilen değerlerde elemanları temin etmek zordur ve bu tip elemanların maliyeti yüksektir. Ayrıca yüksek akım ve yüksek gerilimde çalışan elemanların çalışma frekansı, tepki süreleri gibi özellikleri de düşük güçlü elemanlara göre kötüdür ve büyük filtre elemanları yüzünden bu tip dönüştürücülerin dinamik tepkileri yavaştır.

5.2. Düşük Güçlü Elemanları Paralel Çalıştıran Tek Devre

Bu tip devrelerde büyük güçlü tek bir eleman yerine elemanlar paralel olarak bağlanarak, her bir elemanın taşıdığı akımı azaltmak amaçlanır.



Şekil 5.1. Paralel yarı-iletken elemanlar

Yüksek güçlü uygulamalarda tek bir transistor ya da diyot yüksek akımı taşımaya yetmeyebilir, bu yüzden birkaç eleman paralel olarak bağlanır. Genellikle birkaç elemanı bağlamak kolaydır, ancak paralel olarak bağlanan elemanların sayısı arttıkça bu elemanlar arasındaki bağlantılar karmaşıklaşır. Bağlantıların karmaşıklaşması yarıiletken elemanların bağlı olduğu akım yollarındaki kaçak endüktansı eşitlemeyi zorlaştırır. Eşit olmayan kaçak endüktans, özellikle yüksek frekanslı anahtarlama geçişlerinde bazı elemanların daha yüksek baskı altına girmesine sebep olur. Bunun sebebi, yüksek frekanslı anahtarlama sırasında kaçak endüktans ile anahtarların kaçak kapasitansı arasındaki salınımın anahtarlar arasında eşit olarak paylaşılamamasıdır. Kaçak endüktans dışında, yarıiletken iç dirençlerindeki farklılıklar ve ısı artışı akımların eşit olarak paylaşılamamasına sebep olur. [4] -[5]

5.3. Paralel Modüler Devreler

Yukarıda sıralanan sebeplerden ötürü birçok düşük güçlü dönüştürücüyü paralel olarak çalıştırmak, bir tane yüksek güçlü dönüştürücüyle çalışmaya göre daha avantajlı olabilir.

Paralel modüler dönüştürücünün avantajlarını, sistem ve performans açısından iki kategori altında inceleyebiliriz. [4]

Çizelge 5.1. Paralel dönüştürücülerin avantajları

Sistem Açısından	Performans Açısından
Yedekleme olanağı	Daha yüksek verim
Artıklık özelliği	Daha iyi dinamik tepki
Daha küçük enerji depolama elemanları	Daha iyi yük regülasyonu
Daha yüksek çıkış gücü	
Yüksek güvenilirlik	
Daha ucuz üretim	
Bakım kolaylığı	

Çizelge 5.1’de görüldüğü gibi paralel dönüştürücülerin bir çok avantajı vardır. Ancak dönüştürücülerini paralel olarak bağlamak, tam anlamıyla paralel çalışma için yeterli değildir. Dönüştürücülerin tam olarak paralel çalışması, dönüştürücüler arası akımın, dolayısıyla gücün ve ısıнын, eşit olarak paylaştırılması ile sağlanır. Ancak akım paylaşırma teknikleri dönüştürücülerini tasarım ve analiz açılarından karmaşıktırır. Akım paylaşırma gereksiniminin olması paralel dönüştürücülerin dezavantajı olarak görülebilir. [3,6]

5.4. Akım Paylaşırma Yöntemleri Örnekleri

Paralel dönüştürücülerde dikkat edilmesi gereken en önemli konu; akımın dönüştürücüler arasında eşit olarak paylaştırılmasıdır. Eğer akım eşitleyici bir yöntem uygulanmazsa, dönüştürücülerin çıkışlarındaki herhangi bir dengesizlik, çıkış akımlarında çok büyük farklılıklara sebep olur. Bu yüzden mutlaka bir akım paylaşırma yöntemi kullanılmadır.

Paralel bağlı dönüştürücülerin akım paylaşırma için bir yöntem kullanılmazsa, dönüştürücülerin bazıları yükü üzerine alıp, diğerlerinin boşa kalmalarına neden

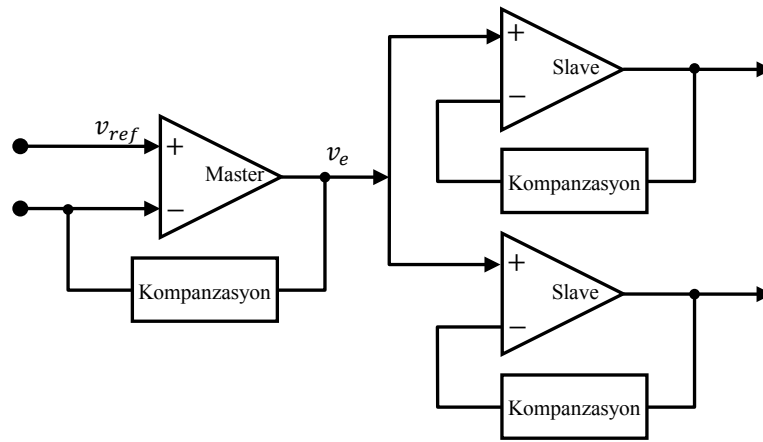
olabilir. Yüğü üzerine alan dönüştürücüler aşırı ısınmaya maruz kalır, bu da ömürlerinin büyük ölçüde azalmasına sebep olur.

Yük paylaşım yöntemleri farklı kaynaklarda, farklı kategorilere ayrılmıştır. Modüller arasında haberleşme olup olmaması bakımından; haberleşmeli, haberleşmesiz, referans akımının tek bir modülün (master) ya da modüllerin ortalama akımına göre ayarlanması bakımından; demokratik, demokratik olmayan gibi farklı kategorilere ayrılabilir. [9]

Akım paylaşırma teknikleri akım bilgisini ya da ısı bilgisi referans alabilir. Her iki durumda da çıkış noktası güçtür. Akım paylaşırma tekniklerinden bazıları aşağıda kısaca anlatılmıştır.

5.4.1. Master/Slave yöntemi

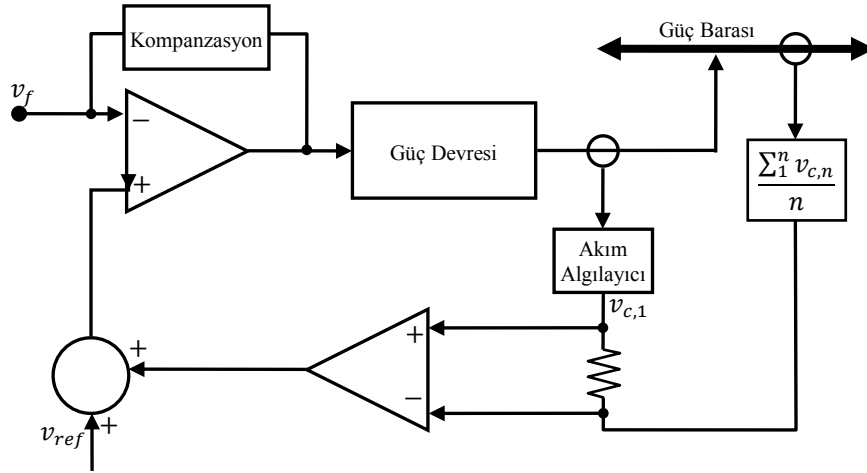
Bu yöntemde dönüştürücülerden biri “Master” olarak belirlenir ve diğer dönüştürücülerin akım referansı bu dönüştürücüye göre belirlenir. Bu yöntem, farklı dönüştürücülerin paralel olarak çalıştırılmasına olanak tanır. Bu teknikte akım paylaşım hatası sıfır yapılabilir. Ancak “Master” görevindeki dönüştürücünün kendi akım döngüsü olmadığından, devreye alınma sırasında büyük akımlara maruz kalır. Ayrıca “Master” bozulduğunda tüm sistem devre dışı kalır.



Şekil 5.2. Master-Slave yöntemi kontrol blok diyagramı

5.4.2. Ortalama akım paylaşım yöntemi

Bu yöntemde akım paylaşımı, bütün dönüştürücülerin bağlı olduğu ortak baradan gelen ortalama akım bilgisi ile sağlanır. Bu yöntemde dönüştürücülerden biri akım sınırlamasına girerse, çıkış gerilimi ayarlanmış en düşük gerilim değerine düşer. [3]

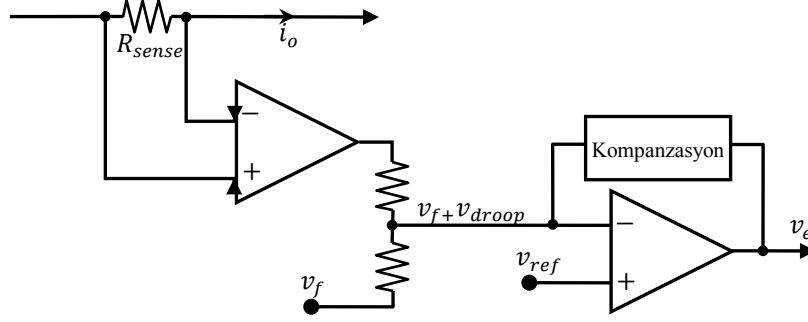


Şekil 5.3. Ortalama akım paylaşım yöntemi

5.5. Düşüm Yöntemi

Bu tez çalışmasında akım paylaşım yöntemi olarak düşüm yöntemi seçilmiştir.

Düşüm yöntemi en eski akım paylaşırma tekniğidir. Uygulaması kolay ve ucuzdur, haberleşme gerektirmez bu yüzden gerçek anlamda yedeklilik sağlar. [10] Düşümü sağlamak için, genelde dönüştürücünün akıma göre çıkış empedansı değiştirilir ya da gerilim döngüsündeki DA kazancı sınırlanır. Bunların dışında dönüştürücülerin çıkışlarına düşüm direnci eklenerek veya transformatörlü devrelerde, transformatörün kaçak endüktansı kullanılarak da düşüm oluşturulabilir ama bunlar tercih edilen yöntemler değildir. Çünkü düşüm direnci kayıpları arttırırken, kaçak endüktans ise parazitlere karşı hassastır. [11]



Şekil 5.4. Düşüm yöntemi blok şeması

Şekil 5.4’de görüldüğü gibi akım bilgisi, çıkış gerilimi bilgisi ile toplanarak referans gerilimi ile karşılaştırılır (akım bilgisi referans geriliminden çıkartılarak çıkış gerilim bilgisi ile de karşılaştırılabilir). Bu sebeple, akımı artan dönüştürücünün çıkış geriliminin düşmesi sağlanarak akımın dönüştürücüler arası eşit şekilde dağılması sağlanırken, bir yandan gerilim regülasyonunun kötüleşmesine sebep olur. Her dönüştürücünün ideal olmayan elemanlarından dolayı düşüm karakteristiği farklıdır ve her dönüştürücünün pratikte ayar noktaları tam olarak eşit olamayacağından, düşüm yönteminde dönüştürücüler arası akım mükemmel olarak paylaştırılamaz.

$$V_{o-n} = V_{o,sp-n} - k_d I_{o-n} \quad (5.1)$$

Eş. 5.1’de n. dönüştürücünün çıkış geriliminin, çıkış akımına, ayar noktasına ve düşüm katsayısına bağlılığı gösterilmektedir. Burada;

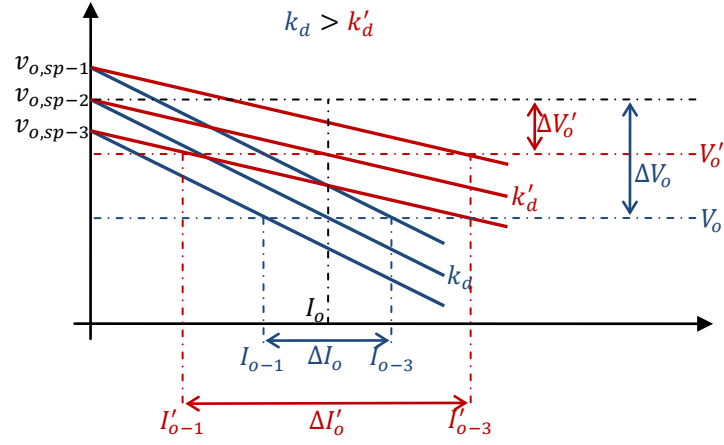
V_{o-n} : n no.lu dönüştürücünün çıkış gerilimi,

$V_{o,sp-n}$: n no.lu dönüştürücünün ayar noktası,

k_d : düşüm katsayısı,

I_{o-n} : n no.lu dönüştürücünün çıkış akımı

olarak tanımlanmıştır.



Şekil 5.5. Düşüm katsayısının gerilim regülasyonuna etkisi

Şekil 5.5’de görüldüğü gibi büyük düşüm katsayısı daha iyi akım paylaşımı anlamına gelirken, gerilim regülasyonunun kötüleşmesine sebep olur. Bu yüzden ihtiyaçlara göre en uygun düşüm katsayısına karar vermek gerekir. Kaynak [10]’a göre düşüm katsayısı;

$$\Delta V_{o,max} = \Delta V_{o,spa} + k_d I_{o,rated} \quad (5.2)$$

$$k_d = \frac{\Delta V_{o,max} - \Delta V_{o,spa}}{I_{o,rated}} \quad (5.3)$$

olarak tanımlanır. Düşüm katsayısının Eş. 5.3’den de anlaşıldığı gibi boyutu empedanstır. Yani düşüm katsayısı dönüştürücünün çıkışına bağlanmış seri empedans gibi davranır. Eşitlikte;

$\Delta V_{o,max}$: Dönüştürücüler arası en büyük gerilim farkı,

$\Delta V_{o,spa}$: Dönüştürücüler arası en büyük çıkış gerilimi ayar noktası farkı,

$I_{o,rated}$: Çıkış akımı anma değeri

olarak tanımlanır. Aynı kaynağa göre akımlar arasındaki fark;

$$\Delta I_{o,max} = \frac{V_{o,spa}}{k_d} \quad (5.4)$$

olur. Eş. 5.4 ve Eş. 5.3 kullanılırsa;

$$V_{o,spa} = \frac{\Delta V_{o,max} \Delta I_{o,max}}{\Delta I_{o,max} + I_{o,rated}} \quad (5.5)$$

olarak tanımlanabilir. Bu tez çalışmasında tercih edilen değerler;

$$\Delta V_{o,max} = 5V$$

$$\Delta I_{o,max} = 0,1A$$

$$I_{o,rated} = 5A$$

olarak seçilirse, olması gereken en büyük ayar noktası farkı;

$$V_{o,spa} = \frac{5 \times 0,1}{0,1 + 5} \cong 0,098 \quad (5.6)$$

olmalıdır. Bu konfigürasyonda düşüm katsayısı ise Eş. 5.3'den;

$$k_d = \frac{5 - 0,098}{5} \cong 0,98 \quad (5.7)$$

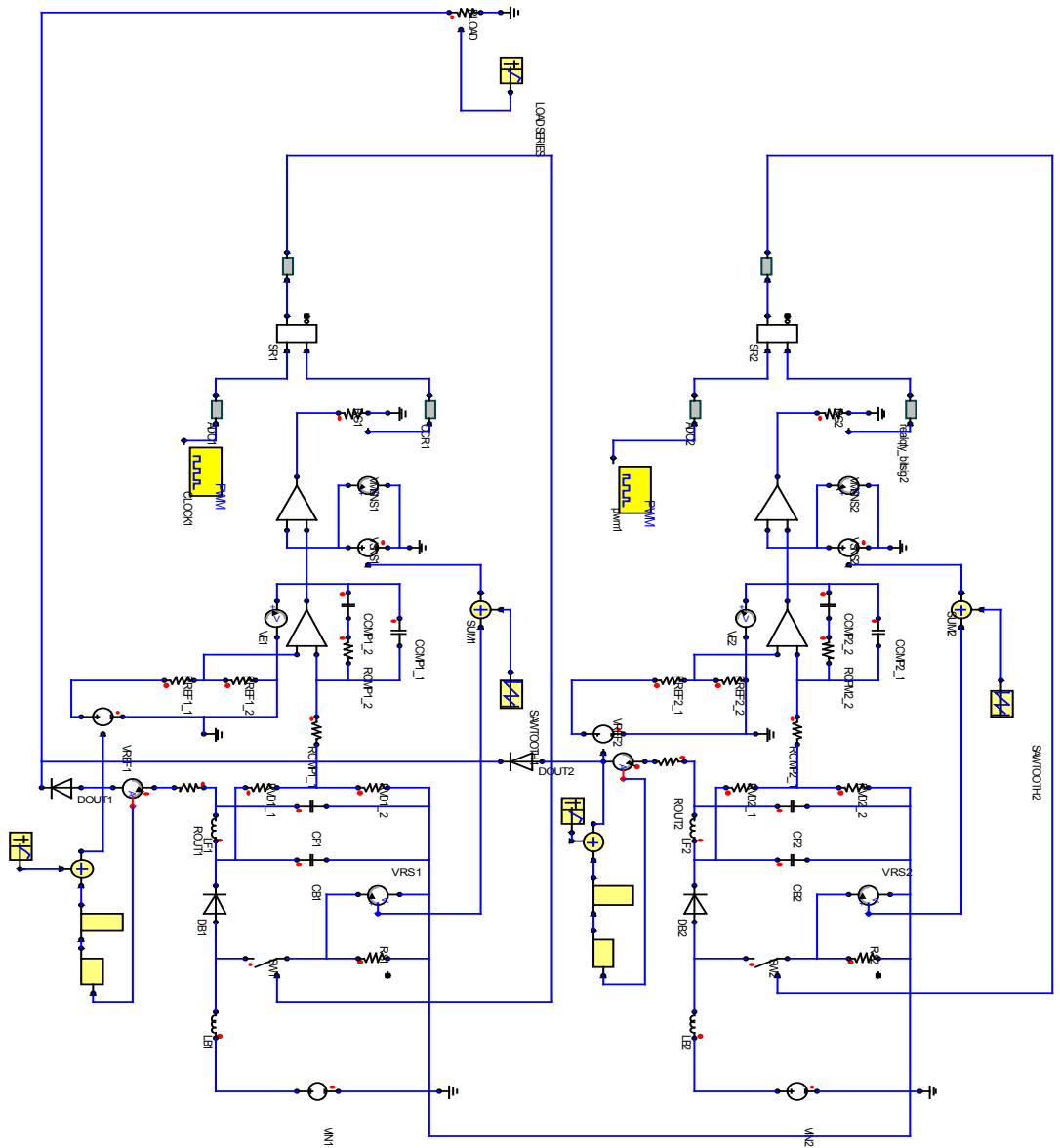
olarak hesaplanır.

Düşüm yöntemi kullanılan paralel dönüştürücülerde çıkış gerilimi düşeceğinden, çıkış gerilimi ayar noktası bir miktar yüksek seçilir. Bu çalışmada dönüştürücünün 24V gerilimi 48V'a çevirmesi beklenmektedir. Düşüm miktarını hesaba katılırsa çıkış gerilimi başlangıç noktası 50V'a ayarlanabilir. Geri-besleme kazancı ise;

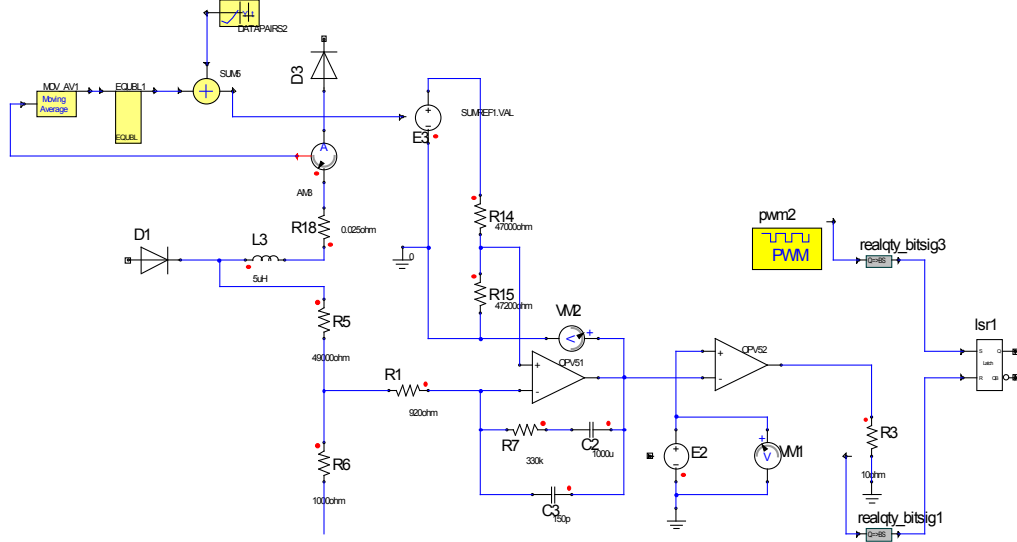
$$K_f = \frac{1}{50} = 0,02 \quad (5.8)$$

seçilir. Böyle bir değişiklik transfer fonksiyonu karakteristiğinde önemli bir değişikliğe sebep olmayacağından, kompanzasyonu tekrar tasarlamaya gerek yoktur.

5.6. Düşüm Yöntemi Devre Benzetimi



Şekil 5.6. Düşüm yöntemi; paralel dönüştürücüler



Şekil 5.7. Düşüm kontrol devresi

Şekil 5.6’da paralel dönüştürücülerin benzetim programında çizilmiş şekli gözükmemektedir. Şekil 5.7’de ise düşüm için tasarlanan kontrol devresinin yakınlaştırılmış görüntüsü yer almaktadır.

Kontrol devresi; çıkış akımının belli bir periyotta ortalamasını alarak, düşüm katsayısı ile çarpıp referans geriliminden çıkartır. Referans gerilimi 2V’tur ve gerilim bölücü dirençler yardımıyla yaklaşık 1V’a düşürülür.

Dönüştürücü ayar noktaları;

$$V_{o,spn} = \frac{1}{K_f} V_{refn} \frac{R_{refn-1}}{R_{refn-1} + R_{refn-2}} \quad (5.9)$$

$$V_{o,sp1} = 2 \times \frac{50 \times 47200}{47000 + 47200} = 50,106$$

$$V_{o,sp2} = 2 \times \frac{50 \times 47000}{47000 + 47000} = 50$$

olur. Ayar noktası hassasiyeti ise;

$$\Delta V_{o,spa} = V_{o,sp1} - V_{o,sp2} \quad (5.10)$$

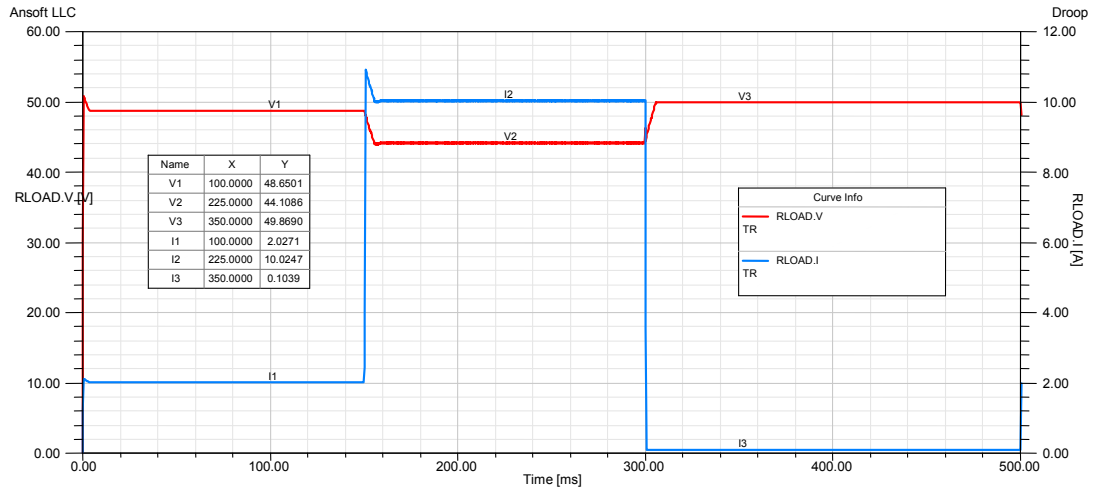
$$\Delta V_{o,spa} = 0,106$$

olur. Bu sonuç Eş. 5.6'da hedeflenen değere oldukça yakındır. Eş. 5.7'de düşüm katsayı yaklaşık olarak hesaplanmıştı. Benzetim devresinde kullanılan değer;

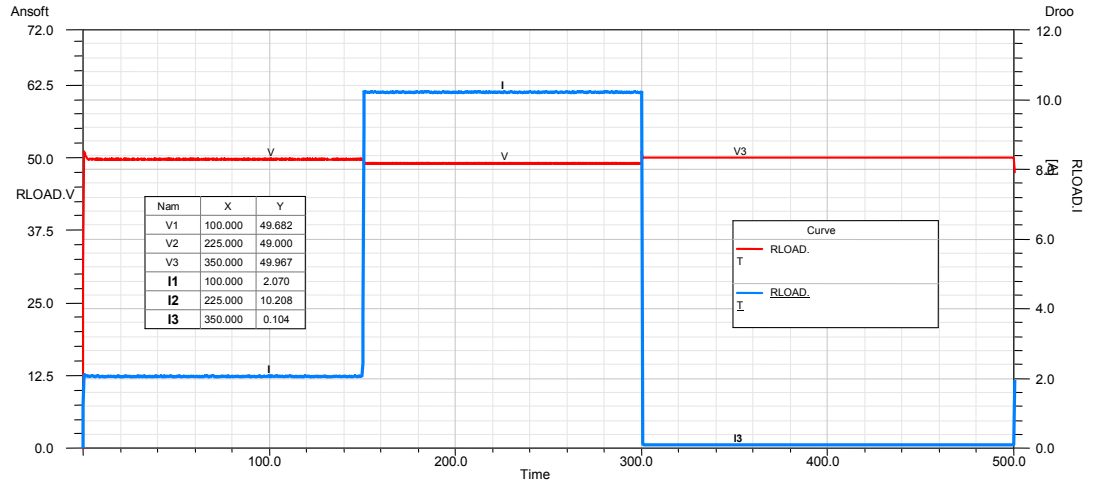
$$k'_d \cong k_d \times K_f \frac{R_{refn-1}}{R_{refn-1} + R_{refn-2}} \quad (5.11)$$

$$k'_d \cong 0,98 \times \frac{2}{50} \cong 0,04$$

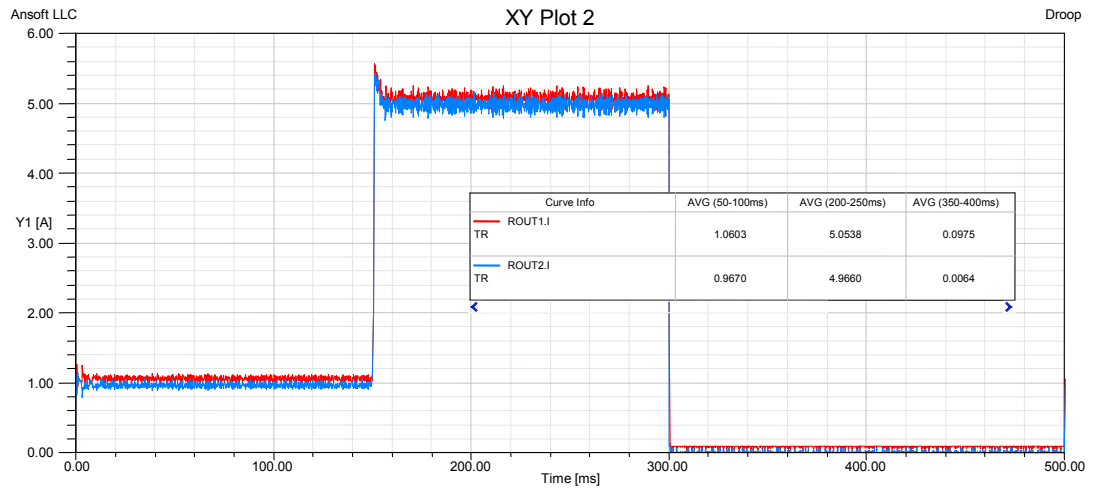
olarak hesaplanır.



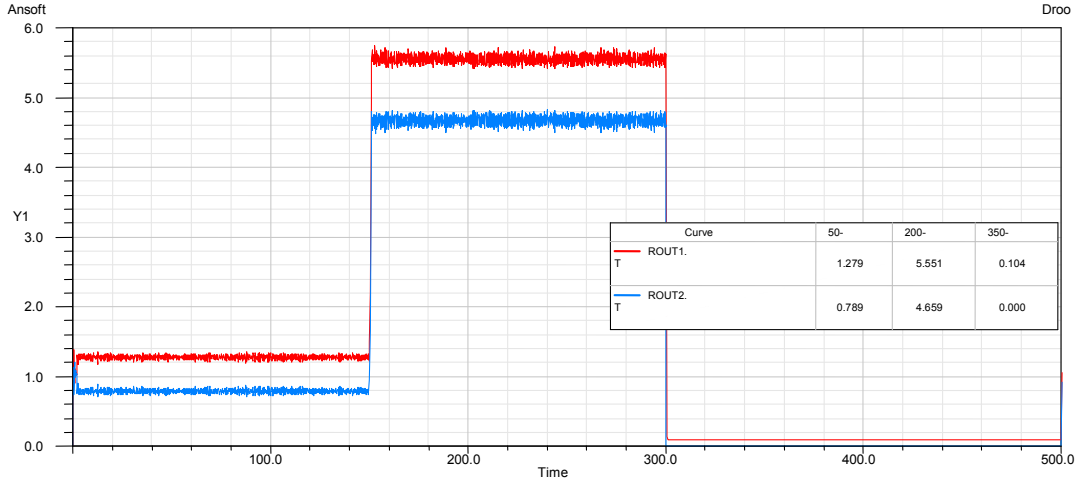
Şekil 5.8. Yük gerilimi ve akım (düşüm yöntemi uygulanmış)



Şekil 5.9. Yük gerilimi ve akımı (akım paylaşım yöntemi kullanılmamış)



Şekil 5.10. Dönüştürücü akımları (düşüm yöntemi kullanılmış)

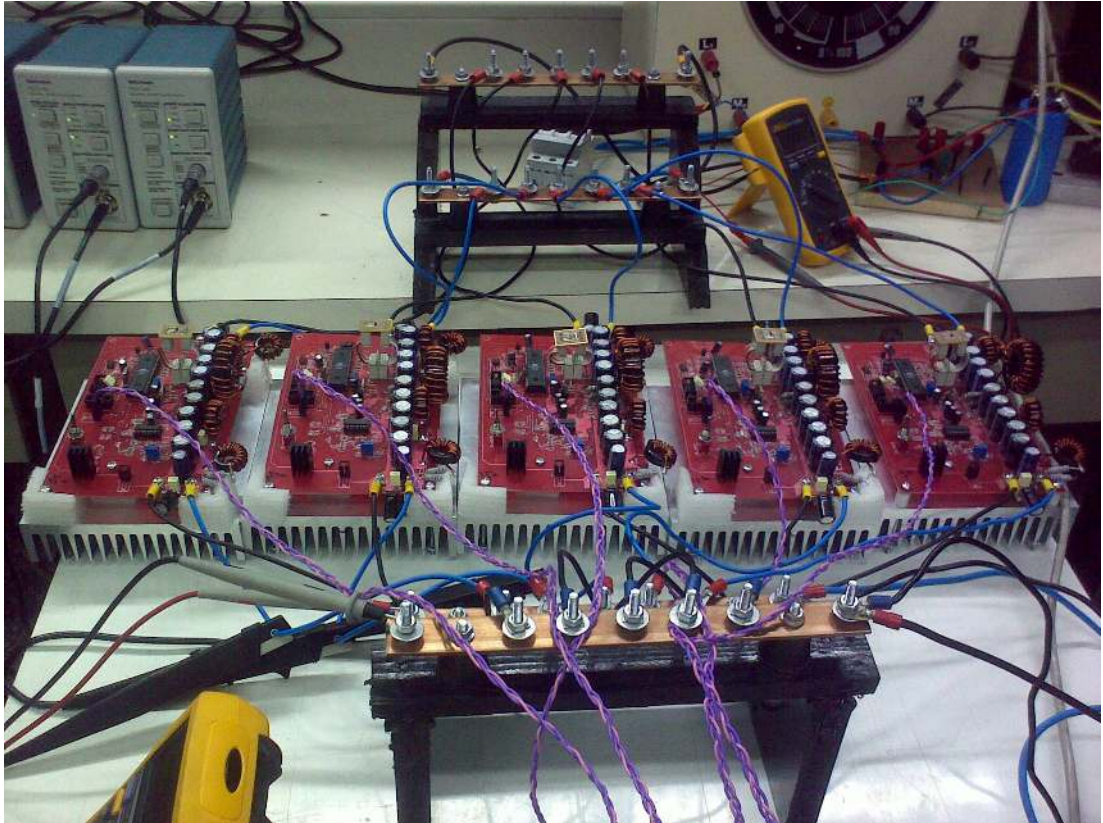


Şekil 5.11. Dönüştürücü akımları (akım paylaşım yöntemi kullanılmamış)

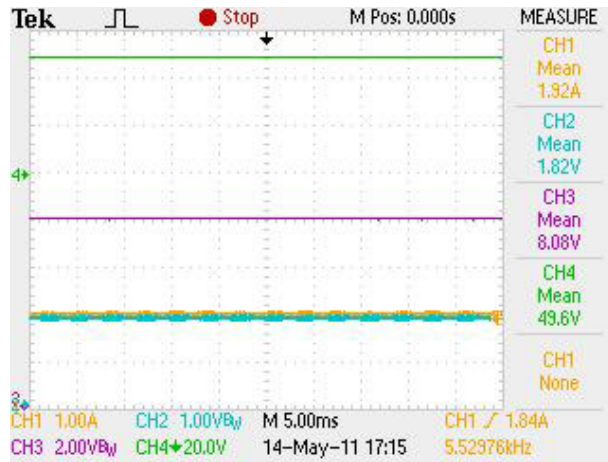
Şekil 5.8’de düşüm yöntemi uygulanmış, Şekil 5.9’da her hangi bir yöntem uygulanmamış paralel dönüştürücülerin yük gerilimleri ve akımları verilmiştir. Şekillerden anlaşılacağı gibi düşüm yöntemi, gerilim regülasyonunu kötüleştirmektedir ancak Şekil 5.10 ve Şekil 5.11 ’den anlaşılacağı gibi, dönüştürücüler arası akım farkı düşüm yöntemi kullanıldığında, hiçbir paylaşım yöntemi olmamasından 10 kat daha iyidir.

6. DENEYSEL SONUÇLAR

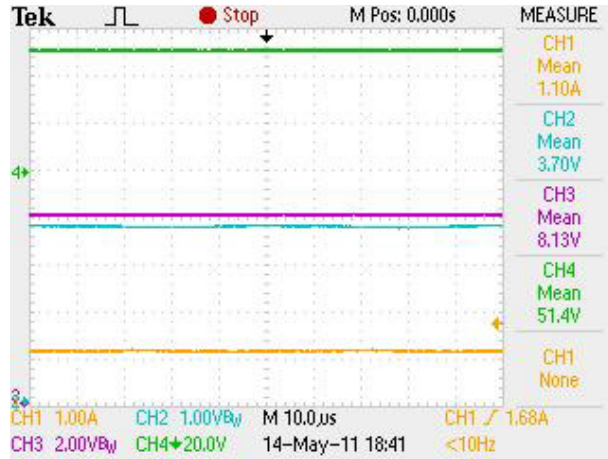
Deneysel çalışmalar 108E255 no.lu “Uyarlamalı Düşüm Yöntemi İle Paralel Çalışan DA/DA Dönüştürücülerin Akım Paylaşımının Sağlanması” adlı TÜBİTAK projesi kapsamında üretilen kartlar üzerinde gerçekleştirilmiştir. Daha önce bu proje kapsamında yapılan tasarım, bu tezde ayrıntılı olarak tanıtılmıştır. Ayrıca bu tezde, projede yer almayan sıralı çalışma yöntemi denenmiştir. Resim 6.1’de 5 adet paralel bağlı dönüştürücü için deney düzeneği görülmektedir. Testler güç kaynağı yetersizliği nedeniyle 4 adet dönüştürücü ile sürdürülmüştür. Bu bölümde 4 adet dönüştürücünün paralel çalıştırılmasıyla elde edilen deneysel sonuçlar yer almaktadır.



Resim 6.1 Paralel bağlı beş adet dönüştürücü için deney düzeneği

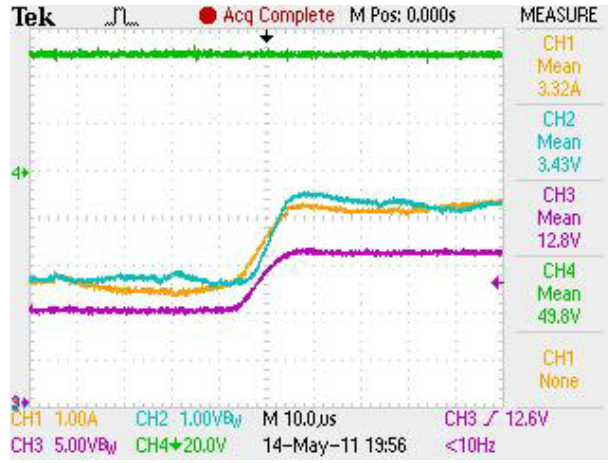


Şekil 6.1. Düşüm yöntemi; dönüştürücü akımları

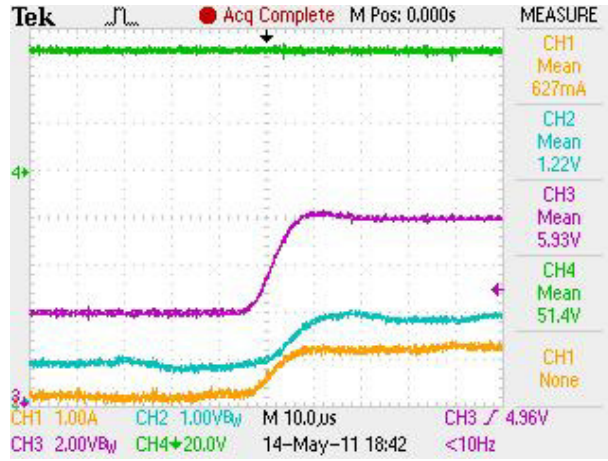


Şekil 6.2. Düşüm yöntemi yok; dönüştürücü akımları

Şekil 6.1, Şekil 6.2 osiloskop görüntüleri yer almaktadır. Burada CH1 ve CH2 iki farklı dönüştürücünün akımlarını, CH3 toplam yük akımını, CH4 çıkış gerilimini göstermektedir. Düşüm yöntemi uygulandığında dönüştürücüler arası akım paylaşımının 0,1A olduğu görülmektedir, bu sonuç tezdeki teorik hesaplamalarla ve devre benzetim sonuçlarıyla uyum göstermektedir. Yeterli güç kaynağı olmaması sebebiyle dönüştürücüler tam yükte çalıştırılmamış olmasına rağmen Şekil 6.1’de ortalama 2A’lık ortalama dönüştürücü akımında yaklaşık 1,8V’luk gerilim düşümü olduğu gözlemlenmiştir. Bu değeri 5A’lık tam yüke orantıladığımızda 4,5V’luk gerilim düşümü ile deney sonuçları teorik hesaplamalarla ve benzetim sonuçları ile yine uyum içinde olduğu söylenebilir.



Şekil 6.3. Düşüm yöntemi; yük geçişi



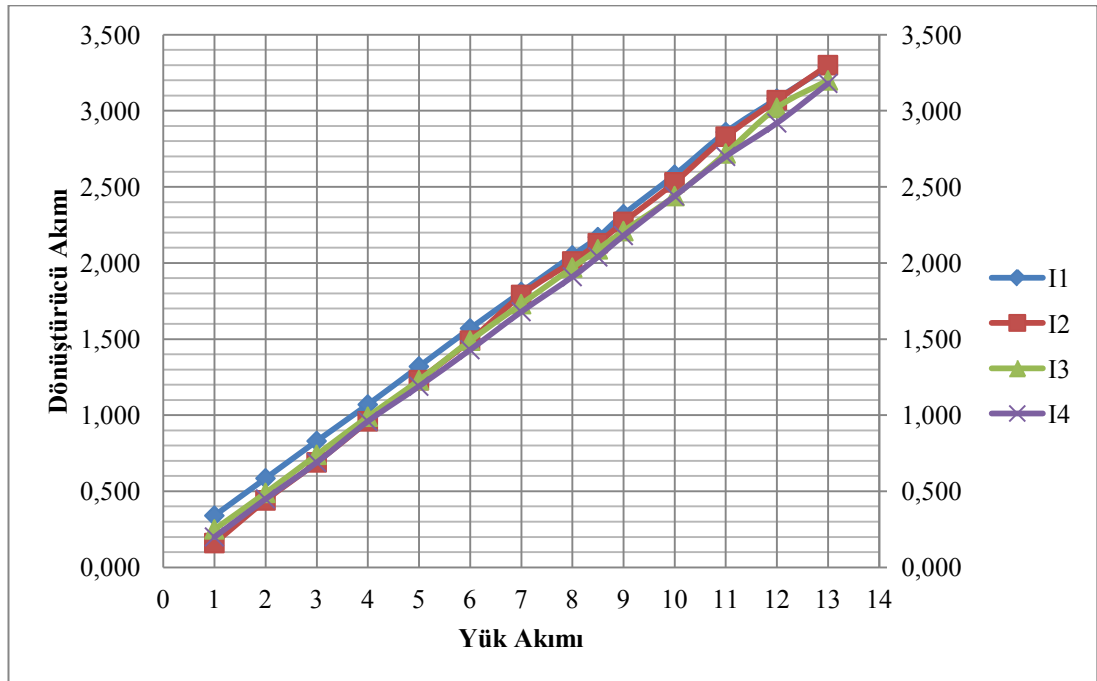
Şekil 6.4. Düşüm yöntemi yok; yük geçişi

Şekil 6.3 ve Şekil 6.4’de osiloskop görüntüleri yer almaktadır. Burada yine CH1 ve CH2 iki farklı dönüştürücünün akımlarını, CH3 toplam yük akımını, CH4 çıkış gerilimini göstermektedir. Düşüm yöntemi uygulandığında yük değişimleri sırasında ve sonrasında akımların yaklaşık olarak eşit olduğu görülmektedir.

6.1. Düşüm Yöntemi; Dönüştürücü Verileri

Çizelge 6.1. Düşüm yöntemi; dönüştürücü verileri

ADIM	IS	I1	I2	I3	I4	ITOP	IO	HATA	VS	VO	PIN	POUT	VERIM	REG
1	2,760	0,340	0,160	0,250	0,200	0,950	1,010	5,94%	24,01	49,87	66,2676	50,3687	76,01%	99,74%
2	4,950	0,585	0,440	0,490	0,450	1,965	2,010	2,24%	24,01	49,72	118,8495	99,9372	84,09%	99,44%
3	7,140	0,830	0,690	0,740	0,690	2,950	3,000	1,67%	24,01	49,56	171,4314	148,68	86,73%	99,11%
4	9,340	1,070	0,960	0,990	0,960	3,980	4,030	1,24%	24,01	49,42	224,2534	199,1626	88,81%	98,83%
5	11,540	1,320	1,230	1,230	1,190	4,970	5,030	1,19%	24	49,24	276,96	247,6772	89,43%	98,46%
6	13,730	1,570	1,490	1,490	1,430	5,980	6,030	0,83%	24	49,08	329,52	295,9524	89,81%	98,13%
7	15,920	1,810	1,790	1,730	1,680	7,010	7,040	0,43%	24	48,92	382,08	344,3968	90,14%	97,79%
8	18,100	2,050	2,010	1,970	1,910	7,940	8,050	1,37%	24	48,76	434,4	392,518	90,36%	97,46%
8,5	19,190	2,170	2,130	2,090	2,040	8,430	8,540	1,29%	24	48,68	460,56	415,7272	90,27%	97,29%
9	21,110	2,320	2,270	2,210	2,180	8,980	9,070	0,99%	23,15	48,57	488,6965	440,5299	90,14%	97,06%
10	23,700	2,580	2,530	2,440	2,440	9,990	10,070	0,79%	22,83	48,38	541,071	487,1866	90,04%	96,65%
11	26,580	2,860	2,830	2,720	2,700	11,110	11,070	0,36%	22,39	48,22	595,1262	533,7954	89,69%	96,31%
12	27,940	3,080	3,070	3,020	2,920	12,090	12,000	0,75%	23,18	48,12	647,6492	577,44	89,16%	96,09%
13	30,500	3,290	3,300	3,200	3,180	12,970	13,000	0,23%	22,91	47,92	698,755	622,96	89,15%	95,66%



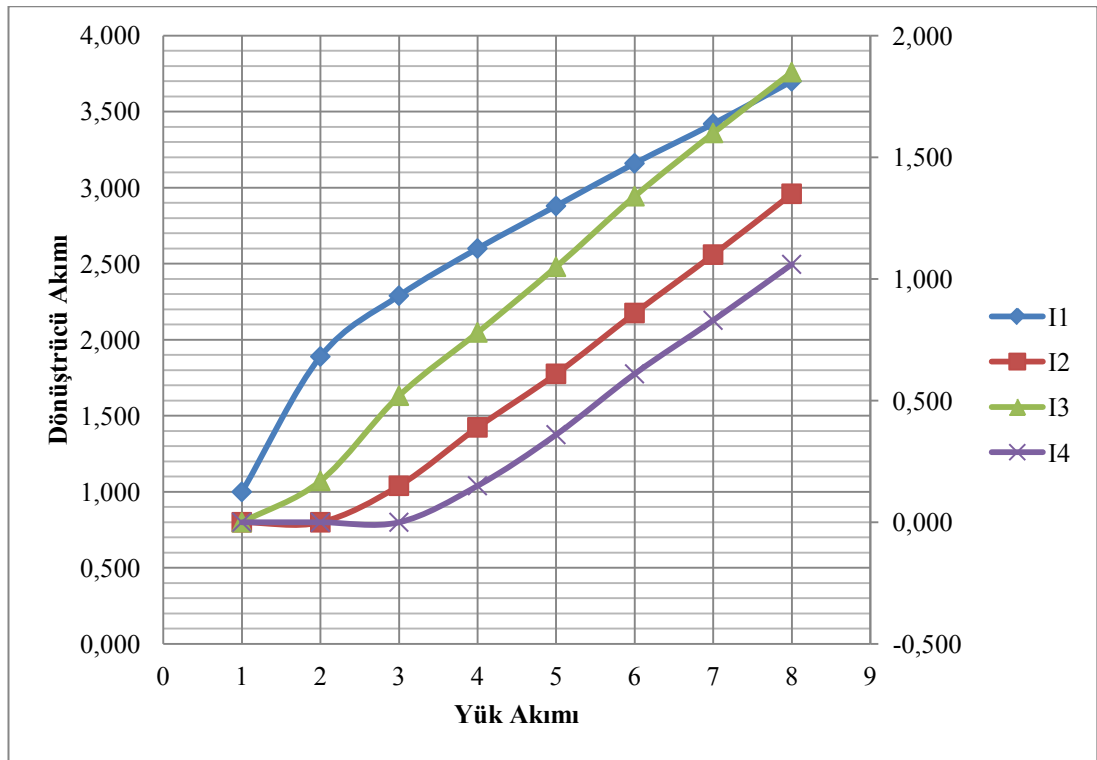
Şekil 6.5. Düşüm yöntemi; akım paylaşım grafiği

Düşüm yöntemi uygulandığında dönüştürücülerin büyük oranda yük akımını paylaştığı görülmektedir.

6.2. Düşüm Yöntemi Yok; Dönüştürücü Verileri

Çizelge 6.2. Düşüm yöntemi yok; dönüştürücü verileri

ADIM	IS	I1	I2	I3	I4	ITOP	IO	HATA	VS	VO	PIN	POUT	VERIM	REG
1	2,790	1,000	0,000	0,000	0,000	1,000	1,050	4,76%	24,01	50,07	66,9879	52,5735	78,48%	99,86%
2	5,040	1,890	0,000	0,170	0,000	9,100	2,060	341,75%	24,01	50,04	121,0104	103,0824	85,18%	99,92%
3	7,290	2,290	0,150	0,520	0,000	2,960	3,070	3,58%	24,01	50,03	175,0329	153,5921	87,75%	99,94%
4	9,520	2,600	0,390	0,780	0,150	3,920	4,010	2,24%	24,01	50,01	228,5752	200,5401	87,73%	99,98%
5	11,840	2,880	0,610	1,050	0,360	4,900	5,000	2,00%	24	50	284,16	250	87,98%	100,00%
6	14,070	3,160	0,860	1,340	0,610	5,970	6,040	1,16%	24	49,98	337,68	301,8792	89,40%	99,96%
7	16,360	3,420	1,100	1,600	0,830	6,950	7,000	0,71%	24	49,97	392,64	349,79	89,09%	99,94%
8	18,620	3,700	1,350	1,850	1,060	7,960	8,050	1,12%	24	49,96	446,88	402,178	90,00%	99,92%



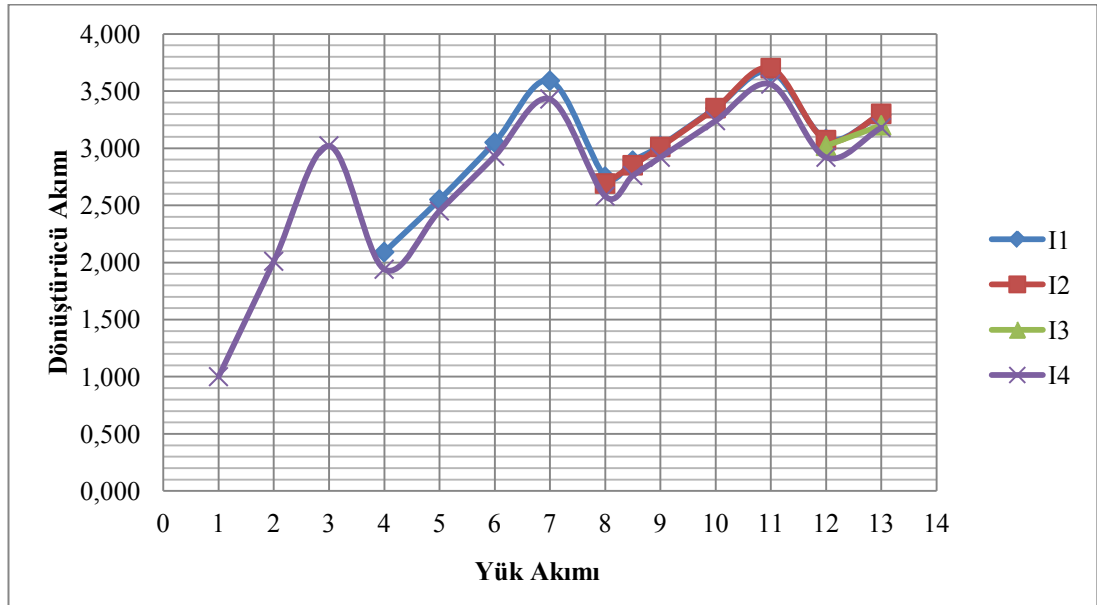
Şekil 6.6. Düşüm yöntemi yok; akım paylaşım grafiği

Düşüm yöntemi uygulanmadığında dönüştürücülerin, yük akımını eşit olarak paylaşamadıkları görülmektedir. Dönüştürücü akımları arasındaki bu farklılıklar, dönüştürücülere kısa ve uzun vadede zararlar verebilir.

6.3. Düşüm Yöntemi; Sıralı Çalışma Dönüştürücü Verileri

Çizelge 6.3. Düşüm yöntemi; sıralı çalışma dönüştürücü verileri

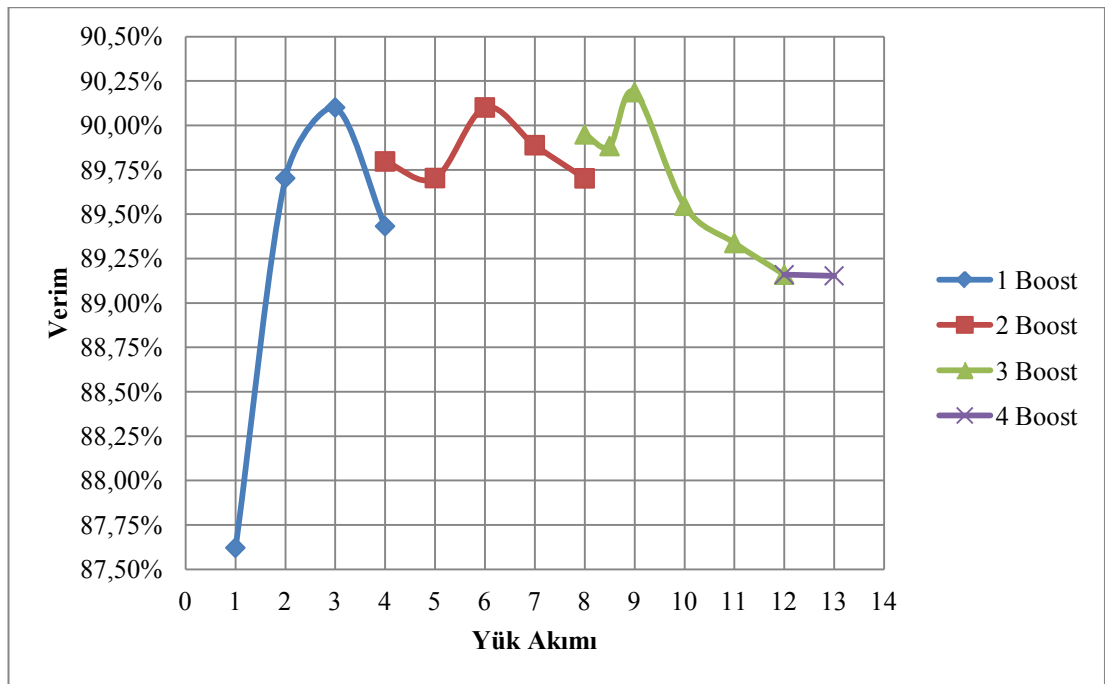
ADIM	IS	I1	I2	I3	I4	ITOP	IO	HATA	VS	VO	PIN	POUT	VERIM	REG
1	2,380	0,000	0,000	0,000	1,000	1,000	1,000	0,00%	24,01	50,07	57,1438	50,07	87,62%	99,86%
2	4,670	0,000	0,000	0,000	2,010	2,010	2,010	0,00%	24,01	50,04	112,1267	100,5804	89,70%	99,92%
3	6,980	0,000	0,000	0,000	3,020	3,020	3,020	0,00%	24,01	50	167,5898	151	90,10%	100,00%
4	9,330	0,000	0,000	0,000	4,010	4,010	4,010	0,00%	24,01	49,96	224,0133	200,3396	89,43%	99,92%
4	9,050	2,090	0,000	0,000	1,940	4,030	4,000	0,75%	24,01	48,78	217,2905	195,12	89,80%	97,50%
5	11,250	2,550	0,000	0,000	2,450	5,000	5,000	0,00%	24,01	48,46	270,1125	242,3	89,70%	96,82%
6	13,360	3,050	0,000	0,000	2,930	5,980	6,000	0,33%	24,01	48,17	320,7736	289,02	90,10%	96,20%
7	15,510	3,590	0,000	0,000	3,430	7,020	7,000	0,29%	24,01	47,82	372,3951	334,74	89,89%	95,44%
8	17,640	4,050	0,000	0,000	3,900	7,950	8,000	0,63%	24,01	47,49	423,5364	379,92	89,70%	94,71%
8	17,910	2,750	2,690	0,000	2,580	8,020	8,000	0,25%	24,01	48,35	430,0191	386,8	89,95%	96,59%
8,5	19,000	2,890	2,850	0,000	2,760	8,500	8,500	0,00%	24,01	48,24	456,19	410,04	89,88%	96,35%
9	20,430	3,020	3,010	0,000	2,920	8,950	9,050	1,10%	23,65	48,15	483,1695	435,7575	90,19%	96,16%
10	22,830	3,350	3,350	0,000	3,240	9,940	10,000	0,60%	23,44	47,92	535,1352	479,2	89,55%	95,66%
11	25,110	3,670	3,700	0,000	3,560	10,930	11,000	0,64%	23,39	47,7	587,3229	524,7	89,34%	95,18%
12	27,450	4,000	4,040	0,000	3,900	11,940	12,000	0,50%	23,28	47,48	639,036	569,76	89,16%	94,69%
12	27,940	3,080	3,070	3,020	2,920	12,090	12,000	0,75%	23,18	48,12	647,6492	577,44	89,16%	96,09%
13	30,500	3,290	3,300	3,200	3,180	12,970	13,000	0,23%	22,91	47,92	698,755	622,96	89,15%	95,66%



Şekil 6.7. Düşüm yöntemi; sıralı çalışma dönüştürücü akımları grafiği

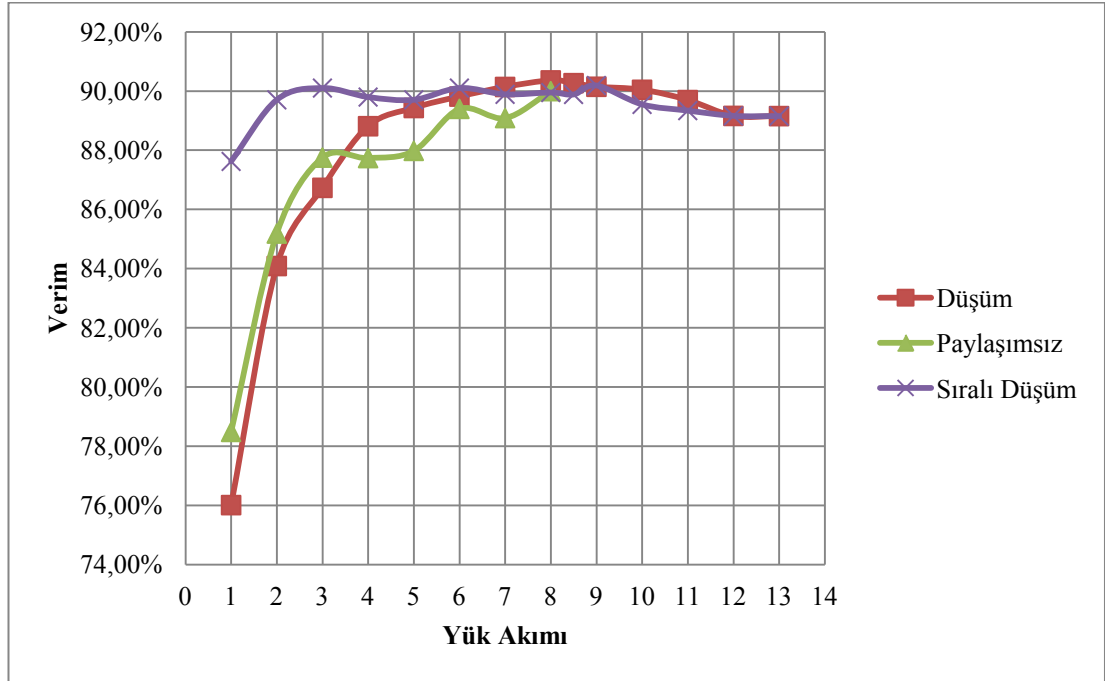
Sıralı çalışma yönteminde, dönüştürücüler yine düşüm yönteminde çalıştırılmış ancak dönüştürücüleri en verimli oldukları nokta olan anma gücünde çalıştırmak için yük akımına göre dönüştürücüler sırayla devreye sokulmuştur. Yeni dönüştürücüler, devreye alınır alınmaz, toplam yük akımının dönüştürücülere eşit olarak bölündüğü gözlemlenmiştir.

6.4. Verim Grafikleri

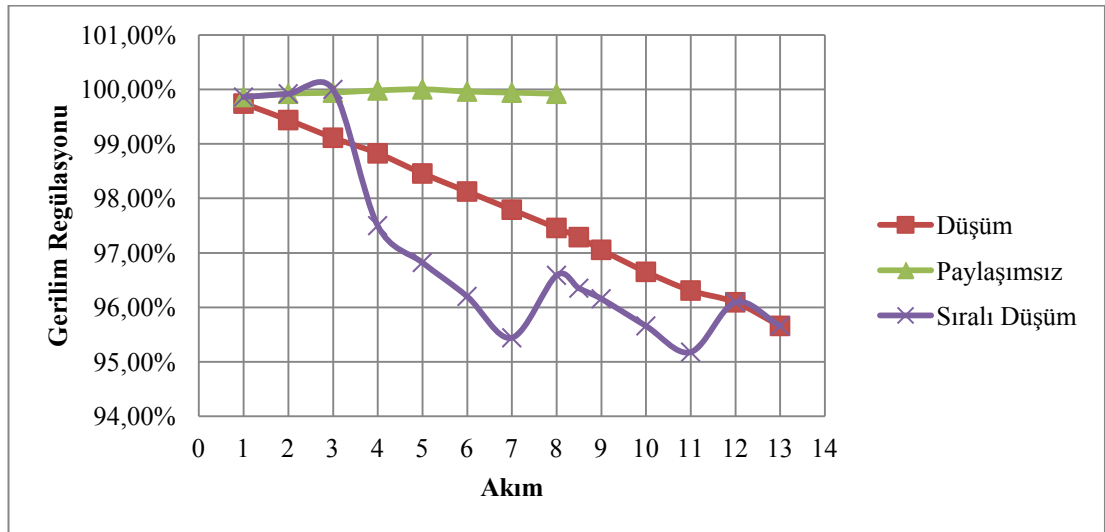


Şekil 6.8. Düşüm yöntemi; sıralı çalışma dönüştürücü verimleri grafiği

Şekil 6.8’de sıralı çalışma yönteminde, değişen yük akımı için sistemin toplam verimini gösteren grafik bulunmaktadır. Bazı akım değerlerinde yeni dönüştürücünün devreye alınmasının verimi arttırdığı gözlemlenmiştir. Sistemin verimini daha fazla arttırmak için, dönüştürücüleri devreye almak için gereken kritik akım noktaları değiştirilebilir.



Şekil 6.9. Paralel dönüştürücüler; verim karşılaştırma



Şekil 6.10. Paralel dönüştürücüler; gerilim regülasyonları karşılaştırma

Şekil 6.9’da farklı yöntemler için sistem verimleri görülmektedir. Düşük yük akımında en iyi verimi sıralı çalışma sağlarken, yüksek güçte ise kendi başına düşüm yöntemi en iyi verimi sağlamaktadır. Hiçbir paylaşım yöntemi olmadığında en iyi gerilim regülasyonu sağlanırken, sıralı çalışma en kötü gerilim regülasyonuna sebep olmaktadır.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

DA/DA dönüştürücülerin güç hacmindeki artışla birlikte, bu gücün tek bir dönüştürücü yerine paralel dönüştürücüler arasında dağıtılması tercih edilmektedir. Paralel dönüştürücülerin sistem ve performans açısından getirdiği birçok avantaj bu tercihte etkilidir.

Paralel dönüştürücülerin sağlıklı bir şekilde çalışması için dönüştürücüler arası akım (güç) paylaşımının etkili bir şekilde sağlanması gerekir. Yüke giden gücün dengesiz paylaşımı, hem dönüştürücülerin verimlerini düşürecek hem de gücün çoğunu üstüne alan dönüştürücülerin diğerlerine göre daha çabuk yaşlanmalarına sebep olacaktır.

Bu tezde literatür taramasıyla birlikte paralel dönüştürücüler için düşün yöntemi tercih edilmiş, bu kapsamda 240W'lık 4 adet yükselten tip dönüştürücü tasarlanmıştır. Dönüştürücüler, kontrol kolaylığı ve dönüştürücü gücünün doluluk oranına bağlılığından dolayı kesikli çalışma aralığında çalıştırılmıştır. Yine kontrol yöntemleri karşılaştırılmış, dönüştürücülerin akım kipinde denetlenmesine karar verilmiştir. Daha sonra dönüştürücülerin transfer fonksiyonu elde edilmiş, buna göre MATLAB programı ile kompanzasyon devresi tasarımı yapılmış dönüştürücü kararlı hale getirilmiştir. Ardından paralel dönüştürücülerin gerekliliği anlatılmış, düşün yöntemi tanıtılmıştır. Düşüm yöntemi için gereken parametreler elde edilmiş, teorik hesaplamalar yapılmıştır.

Tek bir dönüştürücünün ve düşün yöntemi ile paralel çalışan dönüştürücülerin “Ansoft Simplorer” programında devre benzetimi yapılmıştır. Devre benzetim sonuçları ile teorik hesaplanan değerlerin uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. Daha sonra 108E255 no.lu TÜBİTAK projesi kapsamında üretilen gerçek dönüştürücüler ile deneysel çalışmalar yapılmış, sonuçların istenilen değerlerde çıktığı görülmüştür. Ayrıca dönüştürücülerin yük akımına göre sıralı devreye alınması denenmiş, her dönüştürücünün en verimli noktada çalışması hedeflenmiştir.

Sonuçlara göre akım paylaşımı sağlanan dönüştürücülerde, sistemin toplam veriminin %90 ortalama ile tüm yük değerlerinde paylaşım olmayan sistemlere göre daha iyi durumda olduğu gözlemlenmiştir. Düşüm yöntemi olsun olmasın her iki durumda düşük güçlerde verim düşmekteyken, sıralı çalışmalı düşüm yöntemi ile düşüş güçlerde de yüksek verime ulaşılabilmiştir.

Dönüştürücülerin verimini düşüren en büyük etkenlerden birinin akım ölçme direnci olduğu gözlemlenmiştir. Bu kapsamda doluluk oranı ve güç arasındaki bağıntıdan yola çıkarak, akım bilgisini elde etme yöntemi gibi güç kaybını düşürecek yöntemler denenebilir. Sıralı çalışmanın verimi arttırdığı gözlemlenmiştir, bu kapsamda sıralı dönüştürücüleri, sırası geldiğinde devreye sokan bir kontrol devresi ileriki çalışmalarda tasarlanabilir.

KAYNAKLAR

1. Cuzner, R.M., Venkataramanan, G., “The Status of DC Micro-Grid Protection”, **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**, 2008, Edmenton, 1–8, (2008).
2. Nesgaard, C.M., Andersen, A. E., “Optimized load sharing control by means of thermal reliability management”, **IEEE Power Electronic Specialist Conf.**, Aachen, 4901-4906 (2004).
3. Moussaoui, Z., Batarseh, I., Lee, H., Kennedy, C., “An overview of the control scheme for distributed power systems”, **Southcon/96 Conference Record**, Orlando, 584–591 (1996).
4. Jovanovic, M.M., Crow D.E., Fang-Yi L., “A Novel, Low-Cost Implementation of “Democratic” Load-Current Sharing of Paralleled Converter Modules”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 11 (4): 604-611 (1996).
5. Klimczak, P., Munk-Nielsen, S., “Comparative study on paralleled vs. scaled dc-dc converters in high voltage gain applications”, **13th Power Electronics and Motion Control Conference**, 2008 (EPE-PEMC 2008), Poznan, 108-113 (2008).
6. Panov, Y., Jovanovic, M.M., “Loop Gain Measurement of Paralleled DC–DC Converters With Average-Current-Sharing Control”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 23 (6): 2942 – 2948 (2008).
7. Mohan N., “First Course On Power Electronics And Drives”, Minneapolis, **MN: MNPERE**, (2003).
8. Erickson R.W., Maksimovic D. “Fundamentals of Power Electronics”, **Kluwer Academic Publishers**, New York, (2010).
9. Gadoura, I., Suntio, T., Zenger, K., “Model uncertainty and robust control of paralleled DC/DC converters”, **International Conference on Power Electronics, Machines and Drives**, Bath, 74-79 (2002).
10. Kim J.W., Choi H.S., “A Novel Droop Method for Converter Parallel Operation” **IEEE Transactions on Power Electronics**, 17(1): 959-964 (2002).
11. Irving, B. T., Jovanovic, M.M., “Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method”, **Applied Power Electronics Conference and Exposition**, New Orleans, Louisiana, 235-241 (2000).

12. Jiaying L., Xiaobo W. "A novel piecewise linear slope compensation circuit in peak current mode control", *EDSSC 2007, Electron Devices and Solid-State Circuits, IEEE*, pp. 929-932 (2007).
13. Mammano R. "Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode", *Unitrode Design Note DN-62. Dallas, TX*, Texas Instruments Incorporated (1994).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : KARAGÖZ, Faik Ercan
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 12.09.1985 Safranbolu
Medeni hali : Bekâr
Telefon : 0 (312) 363 34 77
e-mail : faikercankaragoz@yahoo.com

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh.	2008
Lise	Safranbolu Anadolu Lisesi	2003

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2010-	TÜBİTAK Uzay	Araştırmacı

Yabancı Dil

İngilizce