

**BÜLENT ECEVİT ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK BALAST İÇİN EVİRMEYEN ALÇALTICI-YÜKSELTİCİ**  
**DÖNÜŞTÜRÜCÜ DENETLEYİCİSİ TASARIMI**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**RIDVAN KESKİN**

**OCAK 2018**

**BÜLENT ECEVİT ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK BALAST İÇİN EVİRMEYEN ALÇALTICI-YÜKSELTİCİ**  
**DÖNÜŞTÜRÜCÜ DENETLEYİCİSİ TASARIMI**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Rıdvan KESKİN**

**DANIŞMAN: Yrd. Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN**

**ZONGULDAK**

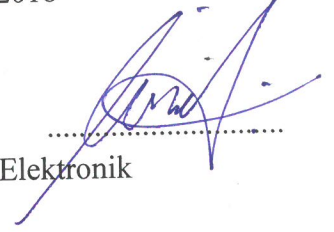
**Ocak 2018**

**KABUL:**

Rıdvan KESKİN tarafından hazırlanan “Elektronik Balast İçin Evirmeyen Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü Denetleyicisi Tasarımı” başlıklı bu çalışma jürimiz tarafından değerlendirilerek Bülent Ecevit Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak oybirliğiyle kabul edilmiştir. 10/01/2018

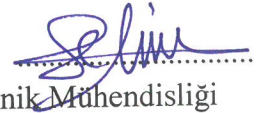
**Danışman:** Yrd. Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN

Bülent Ecevit Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü



**Üye:** Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Karabük Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü



**Üye:** Yrd. Doç. Dr. Seda KARADENİZ KARTAL

Bülent Ecevit Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü



**ONAY:**

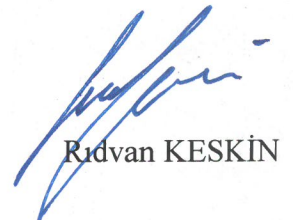
Yukarıdaki imzaların, adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylım.

..../..../2018



Doç. Dr. Ahmet ÖZARSLAN  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

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

  
Rıdvan KESKİN

## ÖZET

**Yüksek Lisans Tezi**

### **ELEKTRONİK BALAST İÇİN EVİRMEYEN ALÇALTICI-YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ DENETLEYİCİSİ TASARIMI**

**Rıdvan KESKİN**

**Bülent Ecevit Üniversitesi**

**Fen Bilimleri Enstitüsü**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN**

**Ocak 2018, 89 sayfa**

Bu çalışmada, evirmeyen alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü (CBB) kullanılarak kısılabilir elektronik balastların değişken DA bağlantı gerilim kontrolü sunulmuştur. Öncelikle günümüz popüler lambaları ve sonrasında yaygın kullanılan kısma yöntemleri tanıtıldı. Sonrasında çalışmada kullanılacak kısma yöntemi, dizayn edilen devre, monoton çift üstel lamba modeli ve bu modelin Matlab-Simulink uygulaması tanıtılmıştır. Dizayn edilen devre, iki seviyeli elektronik balastların DA/DA dönüştürücü ve DA/AA rezonans evirici alt bölümlerinden oluşmaktadır. CBB dönüştürücü kısılabilir balastların temel işlevi olan başlama anında ateşleme gerilimini sağlamakla birlikte sürekli çalışma durumunda floresan lamba akımını sınırlandırır. Ayrıca DA bağlantı geriliminin kontrol edilmesi sayesinde lamba kısma işlemi gerçekleştirilir. Böylece, lambayı tam yükte çalıştırmak yerine daha düşük güçte lamba çalıştırılabilir ve enerjiden tasarruf edilmiş olur. CBB anahtarlama kayıplarından dolayı oluşan verim kaygılarını minimize etmek için CBB kesikli akım modu (DCM) yerine sürekli akım modunda (CCM) tasarlanmıştır. CBB dönüştürücü anahtarlarının durumlarına göre, dört farklı çalışma modu meydana gelir. CBB dönüştürücü yükseltici mod da sağ yarım düzlem sıfırına sahip olduğu için minimum fazlı olmayan bir sistemdir.

## ÖZET (devam ediyor)

Bu modlardaki doluluk oranları kontrol edilerek floresan lamba terminallerindeki gerilim kontrol edilir. Çalışma modlarını frekans ekseninde analiz edebilmek için devre ortalamaları yöntemi ile CBB küçük sinyal modeli elde edilmiştir. Model aracılığıyla her bir modun kalıcı durum transfer fonksiyonu türetilmiştir. Böylece karmaşık matris işlemleriyle uğraşmadan, basit devre çözüm teknikleriyle devrenin kontrol-çıkış transfer fonksiyonu elde edilir. Bu transfer fonksiyonu aracılığı ile CBB dönüştürücü alçak-geçiren filtresinin eleman değerleri optimize edilir. İstenen kompanzator seviyesini elde etmek için tek seviyeli ve iki seviyeli geri besleme kontrol döngüsü kullanılabilir. Çalışmada, her iki seviyeli dönüştürücü tasarımı da yapılmıştır. Uygun kontrol gereksinimleri anlık balastların başlangıç gereksinimleri ve sistem transfer fonksiyonunun açık çevrim frekans cevabı analiz edilerek belirlenir. DA bağlantı gerilim dalgalanmasını minimize etmek için PI denetleyici ve yükseltici modun minimum fazlı olmayan bir sistem olmasından dolayı Tip-III rasyonel denetleyici tercih edilmiştir. Seri yükteki regülasyon eksiliği ve paralel yükteki yük akımının bağımsız olması gibi sorunların meydana gelmemesi için seri-paralel yüklü rezonans evirici (SPRI) tercih edilmiştir. SPRI devresinin anahtarlama frekansı ile sönümsüz doğal frekansı eşit alınmış, frekans ekseninde eleman değerleri hesaplanmıştır. SPRI rezonansta çalıştırılarak lambaya aktarılan sinyallerin eş fazlı olması sağlanmıştır. Floresan lamba modeli, lamba iç direnci ve dört filaman direncinden oluşan bir direnç ağından oluşmaktadır. Negatif direnç özelliğine sahip olan floresan lamba iç direnci monoton çift üstel model kullanılarak modellenmiştir. Denetleyicilerin performansını göstermek için genel devrenin benzetim çalışması Matlab/Simulink ortamında yapılmıştır. Gerçek zamanlı performans gereksinimleri ve elde edilen benzetim sonuçları karşılaştırılarak devrenin başarısı doğrulanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü, Yükseltici tip DA-DA dönüştürücü, Tip-III kontrolcü, Küçük-sinyal modeli, Kısıllabilir elektronik balast

**Bilim Kodu:** 608.01.05

## **ABSTRACT**

**M. Sc. Thesis**

### **THE CONTROLLER DESIGN OF NON-INVERTING BUCK-BOOST CONVERTER FOR ELECTRONIC BALLAST**

**Ridvan KESKIN**

**Bülent Ecevit University**

**Graduate School of Natural and Applied Sciences**

**Department of Electrical and Electronics Engineering**

**Thesis Advisor: Assist. Prof. Dr. Ibrahim ALISKAN**

**January 2018, 89 pages**

In this study, variable DC link voltage control of dimming electronic ballasts is presented using non-inverting buck-boost converter (CBB). Firstly, lamps which is popular currently and the commonly used dimming methods are introduced. After that, the method to be used in working, the designed circuit and Matlab-Simulink implementation of a double exponential fluorescent lamp model are introduced. The designed circuit consists of DC/DC converter and DC/AC resonance inverter subsections of the two-stage electronic ballasts. The CBB converter provides the ignition voltage at start-up and limits the fluorescent lamp current in continuous operation, which is the main function of the dimming ballasts. In addition, by controlling the DC link voltage, lamp dimming operation is performed. Thus, instead of operating the lamp at full load, the lamp could be operated at a lower power levels and the energy is saved. The CBB converter is designed in continuous conduction mode (CCM) instead of discontinuous conduction mode (DCM) to minimize efficiency concerns due to switching losses. Depending on the state of the CBB converter switches, four different operating modes occur. The CBB converter is a non-

## ABSTRACT (continued)

minimum-phase system because it has the right half-plane zero limit in the amplifier mode. By controlling the duty cycles of the switches, the voltage at the fluorescent lamp terminals is controlled. To analyze the operating modes on the frequency domain, small signal model of the CBB was obtained by the circuit-averaging method. Control-output transfer function of each mode is derived through the model. Thus, without dealing with a considerable amount of matrix algebra manipulations, control-output transfer function of the circuit is obtained by simple circuit solution techniques. The component values of the CBB low-pass filter are optimized through this transfer function. A single-level and two-level feedback control loop could be used to achieve the desired compensator level. Both of them have been made in the study. Appropriate control requirements are determined by analyzing the start-up requirements of the instant ballasts and the open loop frequency response of the system transfer function. Two different controllers are designed for closed loop control of the CBB converter. To minimize DC link voltage fluctuations PI controller is used. In addition, Type-III rational controller is preferred because the boost mode is a non-minimum system. The series-parallel resonant inverter (SPRI) used as the resonant inverter. A series-parallel loaded resonant inverter (SPRI) is preferred in order to avoid problems such as lack of regulation in series load and independence of load current in parallel load. The the undamped natural frequency is considered equals to switching frequency of the SPRI circuit, then the component values are calculated on the frequency domain. It is ensured that the signals transmitted to the lamp are in-phase by operating the SPRI at resonance. The fluorescent lamp is modeled by a resistance network consisting of lamp internal resistor and four filament resistances. The internal resistor, with negative resistance feature, is modeled using a double exponential model. To demonstrate the performance of the controllers, the simulation of the general circuit is carried out in Matlab/Simulink environment. The performance of the study is verified by comparing the real-time performance requirements and the simulations results.

**Keywords:** Buck DC-DC converter, Boost DC-DC converter, Type-III rational controller, Small-signal circuit, Dimming electronic ballast

**Science Code:** 608.01.05



## TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tez çalışmamda her türlü bilgi ve tecrübelerini benden esirgemeyen, saygıdeğer danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN'a içtenlikle teşekkür ederim.

Yüksek lisans eğitimim boyunca her an yanımda olup maddi ve manevi desteklerini benden esirgemeyen kıymetli çalışma arkadaşlarım: Arş. Gör. Ali NARİN ve Arş. Gör. Ferdi KARA'ya teşekkür ederim.

Eğitim-öğretim hayatım boyunca her zaman arkamda olup: benden maddi manevi desteklerini esirgemeyen: dedem Osman KİRAZ'a, anneannem Emine KİRAZ'a, annem Havva KİRAZ'a, abim Mehmet KESKİN'e ve dostum Tunahan UZUN ve Ersin DAŐ' a sonsuz teşekkür ederim.

Bu çalışmayı (Proje No: 2017-75737790-02) destekleyen Bülent Ecevit Üniversitesi Rektörlüğüne, Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğüne (BAP) teşekkür ederim.



## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL .....	ii
ÖZET .....	iii
ABSTRACT .....	v
TEŞEKKÜR .....	vii
İÇİNDEKİLER.....	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xv
BÖLÜM 1 GİRİŞ .....	1
1.1 FLORESAN LAMBALAR .....	1
1.2 LED LAMBALAR .....	3
1.3 ELEKTRONİK BALASTLAR .....	5
1.4 KARARTMA KONTROL YÖNTEMLERİ .....	8
1.4.1 Doluluk oranı kontrolü.....	9
1.4.2 Faz kaydırmalı kontrol.....	11
1.4.3 Değişken frekans kontrolü .....	11
1.4.4 DA bağlantı gerilim kontrolü.....	12
1.5 LED LAMBALARLA UYUMLU ELEKTRONİK BALASTLAR VE AYDINLATMA SİSTEMİNİN GELECEĞİ .....	13
BÖLÜM 2 GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER .....	17
2.1 GÜÇ ELEKTRONİĞİNDE TEMEL DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRELERİ .....	17
2.2 TİPİK İKİ SEVİYELİ ELEKTRONİK BALAST DEVRESİ .....	20
2.3 TASARLANAN BALAST DEVRESİ.....	25
2.3.1 Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü devresi .....	25

## İÇİNDEKİLER (devam ediyor)

	<u>Sayfa</u>
2.3.2 Yarım köprü rezonans evirici.....	27
2.3.3. Lamba Modeli.....	29
<b>BÖLÜM 3 MATERYAL METOD .....</b>	<b>31</b>
3.1 İKİ ANAHTARLI EVİRMEYEN ALÇALTICI-YÜKSELTİCİ TASARIMI.....	31
3.1.1 Alçaltıcı mod.....	33
3.1.2 Yükseltici Mod.....	38
3.2 YARIM KÖPRÜ REZONANS DEVRE TASARIMI.....	44
3.3 FLORESAN LAMBA MODELİ.....	48
<b>BÖLÜM 4 EVİRMEYEN ALÇALTICI YÜKSELTİCİ DEVRENİN ANALİZİ VE KONTROLÇÜ TASARIMI.....</b>	<b>51</b>
4.1 DEVRENİN BASİTLEŞTİRİLMİŞ KÜÇÜK SİNYAL MODELİ.....	51
4.2 FREKANS BÖLGESİ ANALİZİ .....	57
4.3 DENETLEYİCİ TASARIMI .....	58
4.3.1 Alçaltıcı ve Yükseltici Mod için PI denetleyici Tasarımı.....	59
4.3.2 Tip-III Denetleyici Tasarımı .....	63
4.3.3 PWM Üretimi ve Kontrol Akış Diyagramı.....	67
<b>BÖLÜM 5 BENZETİM SONUÇLARI .....</b>	<b>69</b>
<b>BÖLÜM 6 SONUÇLAR.....</b>	<b>77</b>
<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>79</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>89</b>

## ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1 Lamba akımı ve gerilimi arasındaki ilişki.....	3
Şekil 1.2 Lamba ailesi .....	5
Şekil 1.3 Lamba çalışma frekansı ile yaydığı ışık yoğunluğu arasındaki ilişki .....	6
Şekil 1.4 Temel yarım köprü gerilim beslemeli rezonans evirici topolojileri: (a) Seri yüklü rezonans devresi: (b) paralel yüklü rezonans devresi: (c) seri-paralel yüklü rezonans devresi.....	10
Şekil 1.5 LED lamba sürme yöntemleri: (a) LED lamba sürücülü (b) Balast ve uyumlu LED lamba.....	14
Şekil 2.1 Tek uçlu PWM DA/DA izolasyonsuz dönüştürücüler (a) alçaltıcı dönüştürücü, (b) yükseltici dönüştürücü, (c) eviren alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü, (d) Cuk dönüştürücü, (e) SEPIC dönüştürücü .....	19
Şekil 2.2 Tipik iki seviyeli elektronik balast blok şeması.....	20
Şekil 2.3 PWM izolasyonlu DA/DA dönüştürücüler (a) ileri dönüştürücü, (b) geri dönüşlü dönüştürücü, (c) push-pull .....	22
Şekil 2.4 Gerilim beslemeli evirici topolojileri, (a) push-pull; (b)-(c) yarım köprü; (d) tam köprü.....	24
Şekil 2.5 Farklı tip rezonans devreleri, (a) Seri rezonans; (b) Paralel rezonans; (c) Seri-paralel rezonans. ....	24
Şekil 2.6 Çalışmada tasarlanan devrenin genel şeması .....	25
Şekil 2.7 Geri beslemeli Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devresi.....	26
Şekil 2.8 SPRI eşdeğer devresi; (a) ateşleme anında; (b) sürekli çalışma durumunda .....	28
Şekil 2.9 T8 floresan lambanın V-I karakteristiği; (a) 50 Hz ve (b) 50 kHz .....	30
Şekil 3.1 Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devresi; (a) genel devre; (b) alçaltıcı mod; (c) yükseltici mod.....	32
Şekil 3.2 Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devrenin alçaltıcı modu; (a) $S_1$ kapalı; (b) $S_1$ açık ...	33
Şekil 3.3 Alçaltıcı mod için ideal akım ve gerilim sinyalleri.....	37

## ŞEKİLLER DİZİNİ (devam ediyor)

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 3.4 Eşdeğer seri dirençli bir Kapasitör modeli.....	38
Şekil 3.5 Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devrenin yükseltici modu; (a) S <sub>2</sub> kapalı; (b) S <sub>2</sub> açık .....	39
Şekil 3.6 Yükseltici mod için ideal akım ve gerilim sinyalleri .....	40
Şekil 3.7 Yarım köprü seri-paralel yüklü rezonans evirici devresi .....	46
Şekil 3.8 Floresan lamba eşdeğer modeli.....	49
Şekil 4.1 Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devre: (a) fiziksel hali: (b) küçük sinyal modeli: (c) basitleştirilmiş küçük sinyal modeli .....	53
Şekil 4.2 Alçaltıcı ve yükseltici modların bode diyagramları .....	57
Şekil 4.3 Birim geri beslemeli kapalı çevrim kontrol sistemi .....	64
Şekil 4.4 Alçaltıcı mod kapalı çevrim adım tepkisi .....	66
Şekil 4.5 Yükseltici Mod için Kapalı Çevrim Adım Tepkisi.....	66
Şekil 4.6 PWM sinyallerinin üretimi.....	67
Şekil 4.7 Kontrol akış diyagramı.....	67
Şekil 5.1 Tip-III denetleyicinin referans sinyalini izleme performansı .....	70
Şekil 5.2 Farklı referans değerleri için denetleyici performansı .....	72
Şekil 5.3 Farklı referans değerleri da bağlantı gerilim dalgalanmaları .....	72
Şekil 5.4 36 W'lık lambanın gücü ve direnç değeri arasındaki ilişki .....	73
Şekil 5.5 DA bağlantı gerilimindeki dalgalanma .....	73
Şekil 5.6 Başlangıç anındaki lamba gerilimi ve akım değişimi .....	74
Şekil 5.7 Rezonans devresine uygulanan gerilim ve seri bobin akımı.....	74
Şekil 5.8 Lamba terminallerindeki gerilim ve çekilen akım .....	75

## ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Çizelge 1.1 Ticari lambaların karşılaştırılması .....	4
Çizelge 1.2 İki farklı lambayı süren tipik elektronik balastın çalışma değerleri.....	13
Çizelge 2.1 Anahtarlama durumlarına göre meydana gelen durumlar.....	27
Çizelge 3.1 Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü için istenilen parametreler .....	44
Çizelge 3.2 SPRI'nin hesaplanan değerleri.....	45
Çizelge 3.3 SPRI parametreleri.....	48
Çizelge 3.4 Eşdeğer direnç modelinin parametre değerleri .....	49
Çizelge 4.1 Her iki moda ait sıfır ve kutuplar .....	56
Çizelge 4.2 Açık döngü transfer fonksiyonlarının kararlılık payları .....	57
Çizelge 4.3 PI denetleyicili Alçaltıcı dönüştürücünün performans değerleri .....	61
Çizelge 4.4 PI denetleyicili Alçaltıcı dönüştürücünün performans değerleri .....	62
Çizelge 4.5 Geçici durum kontrol kriterleri .....	65
Çizelge 4.6 Elde edilen kontrol kriterleri .....	65
Çizelge 4.7 Tip-III denetleyici katsayıları.....	66
Çizelge 5.1 36 W'lık floresan lambanın karartma performans değerleri.....	72
Çizelge 5.2 36 W'lık floresan lambanın performans değerleri .....	75
Çizelge 5.3 Floresan lamba performans değerleri.....	76





## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

### SİMGELER

D	: Anahtar doluluk oranı
$V_{in}$	: DA giriş bağlantı gerilimi
$S_3$	: Evirici yüksek anahtarı
$S_4$	: Evirici alçak anahtarı
$v_k$	: Kare dalga gerilim
$L_s$	: Seri indüktans
$C_s$	: Seri kapasitans
$C_p$	: Paralel kapasitans
P	: Gerçek güç
V	: Gerilim sinyali
I	: Akım sinyali
$\theta$	: Gerilim sinyali ve akım sinyali arasındaki açı
T	: Periyot
$t_{iletim}$	: Anahtar iletim süresi
$V_{tepe}$	: Gerilim sinyalinin tepe değeri
$S_1$	: Alçaltıcı mod anahtarı
$S_2$	: Yükseltici mod anahtarı
$d_{alçaltıcı}$	: $S_1$ anahtarının doluluk oranı
$d_{yükseltici}$	: $S_2$ anahtarının doluluk oranı
$r_L$	: Bobin eşdeğer seri direnci
$r_C$	: Kapasitör eşdeğer seri direnci
PWM <sub>1</sub>	: $S_1$ anahtarı sürme sinyali
PWM <sub>2</sub>	: $S_2$ anahtarı sürme sinyali
$v_{k,l}$	: Kare dalga gerilimin temel frekans bileşeni
A	: Seri-paralel rezonans devresinin kapasitans oranı
$C_{eş}$	: Eşdeğer kapasitans
$\omega_o$	: Köşe frekansı

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

$Z_k$	: Karakteristik empedans
$\alpha$	: Kapasitör oran faktörü
$Q$	: Kalite faktörü
$R_L$	: Floresan lambanın eşdeğer direnci
$f_s$	: Anahtarlama frekansı
$i_L$	: Bobin akımı
$\Delta i_L$	: Bobin akımının değişimi
$V_o$	: DA dönüştürücü çıkış geriliminin DA bileşeni
$(\Delta i_L)_{iletim}$	: Anahtar iletimdeyken bobin akımının değişimi
$(\Delta i_L)_{kesim}$	: Anahtar kesimdeyken bobin akımının değişimi
$I_{maksimum}$	: Bobin akımının maksimum değeri
$I_{minimum}$	: Bobin akımının minimum değeri
$L_{min}$	: DA dönüştürücüyü sürekli akım modunda tutacak minimum endüktans değeri
$v_g(t)$	: Anahtar sürme sinyalinin gerilim bileşeni
$I_{in}(t)$	: DA dönüştürücü giriş akımı
$i_c$	: Kapasitör akımı
$I_o$	: DA dönüştürücü çıkış akımının ortalama değeri
$Q_y$	: İletken yükü
$\Delta V_o$	: DA dönüştürücü çıkış gerilimindeki dalgalanma
$C_{min}$	: DA dönüştürücüyü sürekli akım modunda tutacak minimum kapasitans değeri
$\omega_n$	: Sönümsüz doğal frekans
$\zeta$	: Sönümlenme oranı
$v_{lamba}$	: Floresan lamba gerilimi
$i_{seri}$	: Rezonans devresinin giriş akımı
$G_1(s)$	: Rezonans devresinin transfer fonksiyonu
$P_{lamba}$	: Lamba gerçek gücü
$V_I$	: DA dönüştürücü giriş geriliminin DA bileşeni
$I_L$	: Bobin akımı DA bileşeni
$v_o$	: DA dönüştürücü çıkış geriliminin DA ve AA bileşenleri toplamı
$d$	: DA dönüştürücü doluluk oranının DA ve AA bileşenleri toplamı
$v_{in}$	: DA dönüştürücü giriş geriliminin DA ve AA bileşenleri toplamı
$i_o$	: DA dönüştürücü çıkış akımının DA ve AA bileşenleri toplamı

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

$v_i$	: DA dönüştürücü giriş geriliminin AA bileşeni
$i_o$	: DA dönüştürücü çıkış akımının AA bileşeni
$v_o$	: DA dönüştürücü çıkış geriliminin AA bileşeni
$i_l$	: Bobin akımının AA bileşeni
$d$	: DA dönüştürücü kontrol parametresi
$Z_1$	: Bobin eşdeğer empedansı
$Z_2$	: Yük eşdeğer empedansı
$K_1(s)$	: Alçaltıcı mod kontrol-çıkış transfer fonksiyonu
$i_{z2}$	: Paralel empedans akımı
$K_2(s)$	: Yükseltici mod kontrol-çıkış transfer fonksiyonu
$K_p$	: Kazanç katsayısı
$K_i$	: İntegral kazancı
$K_v$	: Hız hata katsayısı
$K(s)$	: Açık çevrim sistemin transfer fonksiyonu
$K_a(s)$	: Kazanç katsayısı eklenmiş açık çevrim transfer fonksiyonu
$\beta$	: Faz payı
$\theta_a$	: Kazanç katsayısı eklenmiş açık çevrim sistemin açı katkısı
$\theta_{istenen}$	: Arzu edilen açı katkısı
$\omega_k$	: Kazanç geçiş frekansı
$G_{c1}(s)$	: Alçaltıcı mod PI denetleyici transfer fonksiyonu
$G_{c2}(s)$	: Yükseltici mod PI denetleyici transfer fonksiyonu
$G_{c3}(s)$	: Tip-III denetleyici transfer fonksiyonu
$T_m(s)$	: Referans model transfer fonksiyonu
$T(s)$	: Kapalı çevrim transfer fonksiyonu
$t_r$	: Yükselme süresi
$t_s$	: Yerleşme süresi
$M_p$	: Maksimum aşma
$V_{H1}$	: Testere dişi sinyalin maksimum genlik değeri
$V_{L1}$	: Testere dişi sinyalin minimum genlik değeri
$V_{ctrl}$	: Kontrol işareti
$V_{err}$	: Hata sinyali

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

### KISALTMALAR

AA	: Alternatif akım
BCM	: Sınır akım modu
CCM	: Sürekli akım modu
CBB	: Ardışık alçaltıcı-yükseltici
CF	: Akım tepe faktörü
CRI	: Renksel geriverim indeksi
DA	: Doğru akım
DCM	: Kesikli akım modu
ESL	: Kapasitör eşdeğer seri endüktansı
ESR	: Bobin ve kapasitör eşdeğer seri direnci
HID	: Yüksek yoğunluklu deşarj lamba
HPS	: Yüksek basınçlı sodyum lamba
KCL	: Kirchhoff akım kanunu
KVL	: Kirchhoff gerilim kanunu
LED	: Işık yayan diyot
LHP	: Sol yarı düzlem
PF	: Güç faktörü
PFC	: Güç faktörü düzeltme
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
RHP	: Sağ yarı düzlem
SEPIC	: Tek uçlu birincil bobin dönüştürücü
SiC	: Silisyum karbür
SMPS	: Anahtarlama mod güç kaynağı
SPRI	: Seri-paralel rezonans yüklü evirici
THD	: Toplam harmonik bozulma
UV	: Ultraviyole
ZVS	: Sıfır gerilim anahtarlama

## BÖLÜM 1

### GİRİŞ

Her geçen gün artan dünya nüfusu insanoğlunu sahip olduğu enerjiyi tasarruflu kullanmaya yöneltmektedir. Enerji çeşitlerinin insan hayatında geniş alanlarda kullanılmasını sağlayan bir tür geçiş enerjisi olan elektrik enerjisindeki tasarrufun önemi böylece artmaktadır. Elektrik enerjisinin en çok kullanıldığı sektörlerden birisi de aydınlatma sektörüdür. 20. Yüzyıl'da aydınlatma lambası denince ilk akla ampul gelse de verimi arttırmak için yapılan çalışmalar floresan lambaların ve ışık yayan diyotun (LED) ortaya çıkmasını sağlamıştır. Ev, okul, büro ve dış saha aydınlatmasında floresan lambaların kullanılması, bu lambalarda nasıl enerji tasarrufu yapılabileceği sorusunu gündeme getirmiştir. Bunun sonucunda, aydınlatma sisteminin verimine doğrudan etki eden balastlar ortaya çıkmıştır. Balastlar floresan lambaların verimli çalışmasını sağlamakla birlikte LED lamba sürücülerini senkronize bir şekilde çalıştırılabilmektedir [1].

#### 1.1 FLORESAN LAMBALAR

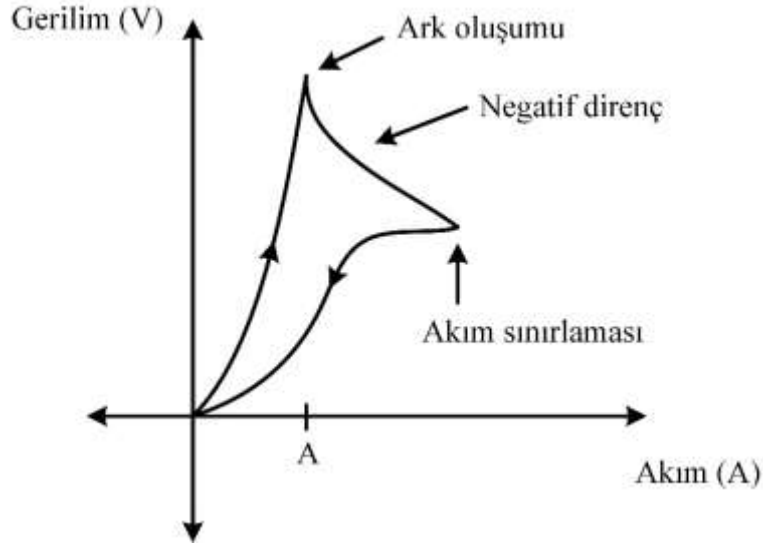
Ampul ya da elektrik lambaları olarak da bilinen akkor lambalar, 19. yüzyılın başlarında aydınlatma sektöründe yaygın olarak kullanılmaktaydı. Bunun başlıca sebepleri: mükemmel ışık kalitesine sahip olması ve yüksek ortam sıcaklığında iyi performans sağlamasıdır. Buna karşın, bir akkor lamba tükettiği enerjinin büyük kısmını görünür ışık yerine ısıya dönüştürmektedir. Dolayısıyla verimliliği yaklaşık %10'lara düşmektedir [2]. Akkor lambaların sahip olduğu düşük verim, floresan lamba ve LED lamba gibi alternatif aydınlatma çözümlerinin ortaya çıkmasını sağlamıştır.

Alçak basınçlı ve cıva buharlı deşarj lambası günümüzde floresan lamba olarak bilinmektedir. Işınım elde etme biçimi ısıya olan floresan lambalarda, ışık üretimi birden fazla aşamadan oluşur. Elektrik düğmesine basıldığında, elektrik enerjisi floresan tüpün terminallerinde bulunan elektrotları/filamanları ısıtır. Elektrotların yaydığı enerji yüklü elektronlar elektrotları çevreleyen gaz atomlarıyla çarpışırlar. Fakat lambayı aktif etmek için elektrotların eşik

miktarını geçecek miktarda elektron saçması gerekmektedir. Diğer bir ifadeyle, elektrotlar yeterli yüksek sıcaklığa ulaşana kadar ısıtılmalıdır. Elektrotları ısıtmak için sürücü devrelerinde farklı yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden popüler olanı deşarj lamba terminaline kısa süreli ve yeterli yüksek gerilim uygulamaktır. Lamba terminallerine uygulanan gerilim eşik değerini geçtiğinde çığ iyonlaşması meydana gelir. Çığ iyonlaşması sonucunda, iyonize gazın iletkenliği hızla yükselir ve lambadan daha yüksek akım akmasına izin verir. Gerçekleşen bu durum lambanın ateşlenmesi olarak adlandırılır. Tüpün içinde bulunan cıva alaşımı buharlaşır ve gözle görülemeyen ultraviyole ışınları açığa çıkarır. Bu ışınların insan gözüyle görülebilmesi için tüp içerisine fosfor tozu yerleştirilmiştir. Işınların bu tozlara çarpması sonucu görünür ışık elde edilir [3], [4].

Bir floresan lambanın çektiği akım ve terminalindeki gerilim arasındaki ilişki Şekil 1.1’de sunulmuştur [5]. Şekil incelendiğinde, a noktasından sonra floresan lamba akımı artarken terminallerindeki gerilimin belirli bir değere kadar azaldığı görülür. Bu değişimin eğimi negatiftir. Böylece, floresan lambaların negatif dirence sahip olduğu sonucuna varılır. Diğer bir ifadeyle, bir floresan lamba başlangıçta yüksek dirence sahipken, ilettime geçtikten sonra sahip olduğu direnç değeri azalır. İletkenlik akımla arttığı için, floresan lambalar Ohm kanunu ile tanımlanamazlar [6]. Sonuç olarak, floresan lambaların doğrusal olmayan bir karakteristiğe sahiptir. Eğer floresan lambalar sabit gerilim kaynağına direk bağlanırsa, lamba negatif direnç özelliğine sahip olduğu için çekilen akım kontrol edilemeyecek ve lamba zarar görecektir. Bu yüzden floresan lambaları elektrik şebekesine bağlamak için bir sürme devresine ihtiyaç vardır [7].

Floresan lambalar sahip olduğu farklı çalışma prensibi ve yapısı sayesinde klasik ampullere karşı birçok avantajı vardır. Görünür ışık ampullerde olduğu gibi tek bir noktadan değil, tüpün her tarafından geldiği için daha fazla dağılır. Yayıdığı mavimsi ışıkları daha yumuşaktır. 18 Watt bir floresan lamba, 75 Watt’lık bir ampul kadar ışık verebilir. Başka bir deyişle, floresan lambalar daha az enerji harcamakla birlikte, daha çok ışık da verirler. Ayrıca, LED lambalara kıyasla, floresan lambalar ortam koşullarına daha az duyarlıdır. Floresan lambaların zehirli atık olan cıva içermesi ise en önemli dezavantajıdır [8].



Şekil 1.1 Lamba akımı ve gerilimi arasındaki ilişki

## 1.2 LED LAMBALAR

Elektrik enerjisini doğrudan ışığa çeviren bir yapı içerisinde elektronların uyarımı ile görülebilen ışık elde edilebilir. Bu teknik elektro ışımaya olarak bilinir. İletim yönünde uygulanan doğru akım (DA) ve gerilim, ışık yayan diyotun içinde bulunan elektronları uyararak harekete geçirir. Böylece, LED lamba ışık yaymaya başlar. LED elektronik devrelerde normal diyot gibi davranır fakat birleşme gerilimleri/ileri yön gerilim düşümleri yönünden diyotlardan farklıdır. Normal bir diyot 0,7 V birleşme gerilimine sahipken, LED sahip olduğu renge göre 1,6 V- 4 V aralığında birleşme gerilimine sahiptir. LED lamba akkor lamba, floresan lamba ve kompakt floresan lambalarla karşılaştırıldığında birçok avantajı vardır. Bu avantajlar:

- i. Filaman /ince tel ya da hareketli parça içermez,
- ii. Dayanıklılık ve güvenilirlik,
- iii. Yaklaşık %70 daha az enerji tüketimi,
- iv. Küçük boyut,
- v. Uzun ömür,
- vi. Cıva gazı gibi zehirli atık içermez,
- vii. Ultraviyole (UV) ışık yaymaz,
- viii. Kaliteli renk ve ışık mukavemeti

olarak sıralanabilir [9]. Bunlara karşın, LED lambalarda kullanılan yarı iletken diyotlar ve LED sürücülerinden dolayı, LED aydınlatma oldukça pahalıdır. Diğer bir dezavantaj ise LED'lerin çok hassas akım ve ısı yönetimine ihtiyaç duymasıdır. Çünkü LED lambaların performansı çalışma ortamının sıcaklığına bağlı olarak değişir [10], [11]. Yaygın olarak kullanılan dört

farklı lamba türünün performans karşılaştırması Çizelge 1.1’de sunulmuştur [6]. Çizelgede sunulan değerlerin belirli aralıklarda olmasının sebebi ise kullanılan sürücü devresine bağlı olarak lamba performanslarının değişiklik göstermesidir. Renksel geriverim indeksi (CRI), gün ışığı referans alındığında, (%100) renk kayıplarına göre yapay ışığın yüzdesel olarak değerlendirilmesidir. Bir başka ifadeyle, yapay bir ışıkta 14 farklı renk için yapılan ölçümler sonucunda elde edilen ortalama renk görme oranı, ışık kaynağının CRI değeri olarak değerlendirilir. Yapay ışık üreten bir kaynağa yapılan ölçümler sonucunda, renksel geriverim değeri ne kadar yüksek olursa o oranda nesnelere doğal durumuna yakın görülür [6]. Bir diğer önemli parametre ise etkinlik faktörü (lümen/Watt)’dür. Bu değer lamba verimini temsil etmektedir. Lambanın harcadığı birim enerji başına yaydığı ışık miktarını temsil eder.

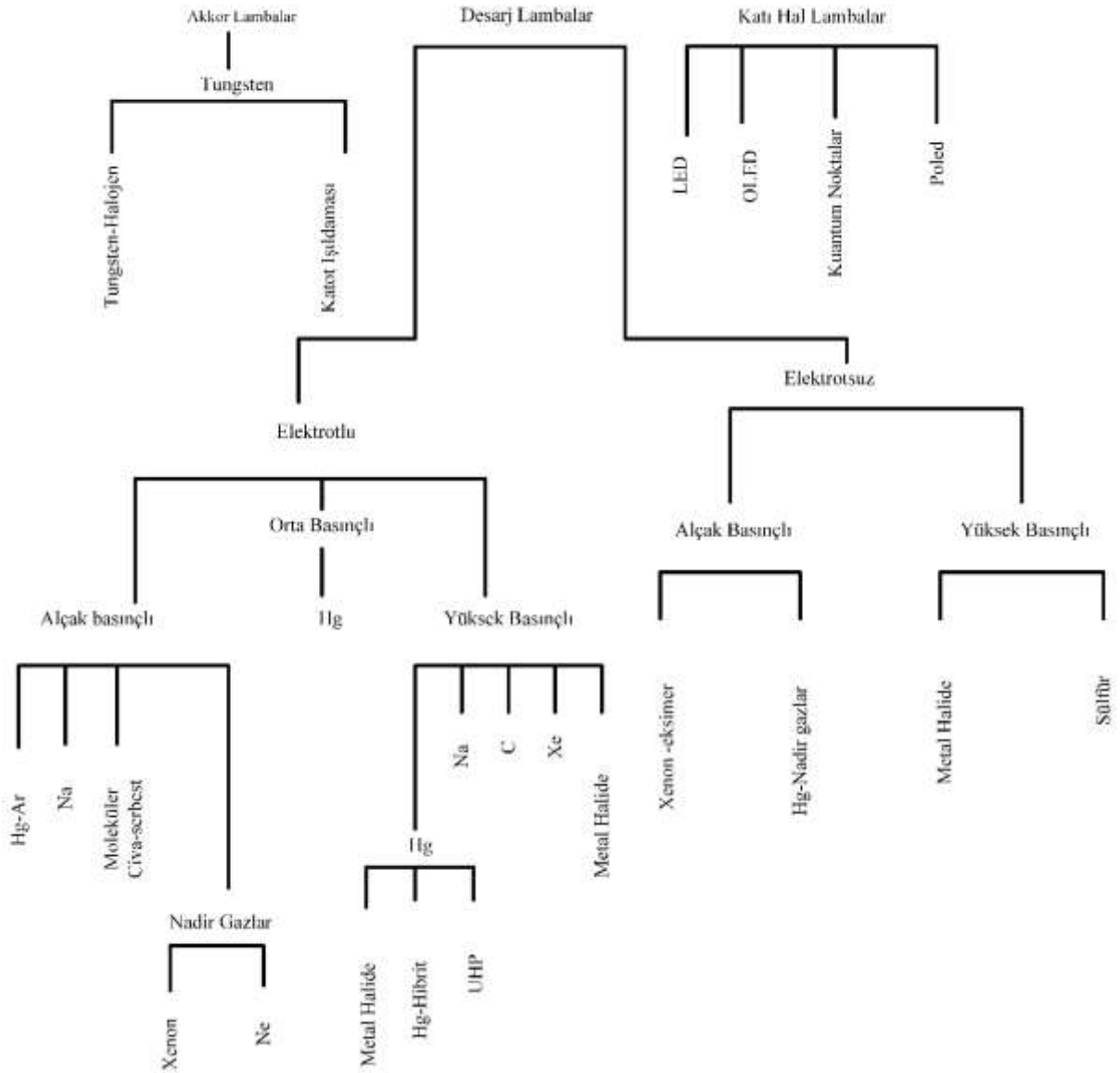
**Çizelge 1.1** Ticari lambaların karşılaştırılması

Parametre	Akkor Lamba	Floresan Lamba	LED	Kompakt Floresan Lamba
Renksel Geriverim indeksi (CRI)	100	55-99	0-95	82
Ömür (kHrs)	1	10-25	50-100	10
Güç (W)	15-1000	5-165	0.1-7	7-30
Verim (lm/W)	20	55-120	80-150	60-80
Zehirli Madde	İçermez	Cıva-Fosfor	İçermez	Cıva-Fosfor

LED lambanın kullanım ömrü terminallerindeki gerilim hassasiyetine bağlı olarak çok uzun olabilir. Çünkü LED’in ömrü ısınmalara, dolaylı olarak terminallerindeki gerilimin değerine ve gerilim dalgalanma miktarına bağlıdır. Uygulanan gerilimin artması LED’den geçen akımın artmasına sebep olur. Böylece, LED’in saçtığı ışık yoğunluğu artmasına rağmen değeri yüksek olan akım LED’in ömrünün kısılmasına neden olur. Bu yüzden, en basit LED devrelerinde bile düzenleyici kullanılması tavsiye edilir. Sonuç olarak, LED’in ömrüne ve ışık yoğunluğuna direkt etki ettiği için lamba terminallerindeki gerilim dalgalanma yüzdesi oldukça önemlidir. Genel yapay ışık üreten lamba ailesi Şekil 1.2’de verilmiştir [6].



## Yapay Işık Kaynakları



Şekil 1.2 Lamba ailesi

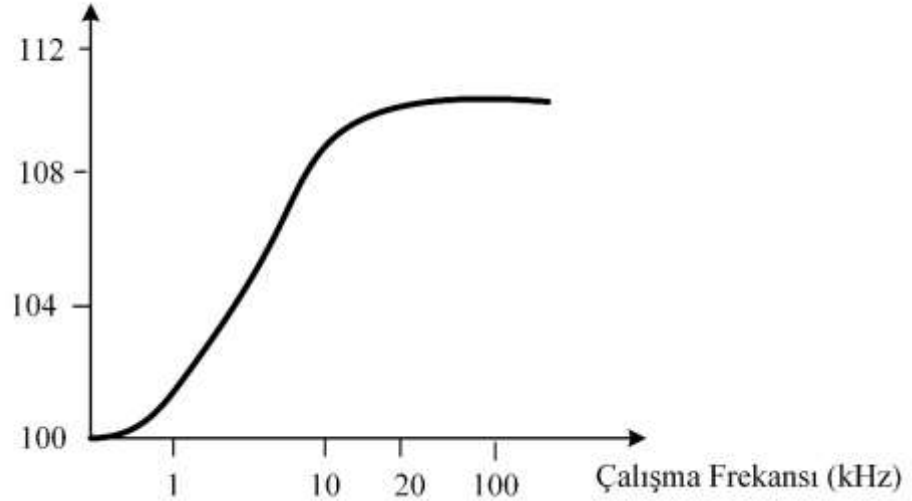
### 1.3 ELEKTRONİK BALASTLAR

Floresan lambaların stabil/sorunsuz çalışabilmesi için, AA şebeke ve floresan lamba arasında ara yüz görevi görecek bir cihaza ihtiyacı vardır. Bunun başlıca sebepleri:

- Floresan lambaların negatif dirence sahip olması
- Deşarjın güvenilir bir şekilde sağlanması için besleme geriliminin ark geriliminden daha yüksek değerde olması gerekliliği
- Floresan lamba AA şebeke akımının güç faktörünü düşürmesi ve şebeke akımında harmonik bozulmalara sebep olmasıdır [12].

Elektronik devrelerde, lamba akımını sınırlamanın en basit yolu giriş gerilimi ve yük arasında bir direnç yerleştirmektir. Ancak bu durum devrenin verimini önemli derecede azaltmaktadır. Floresan lamba terminallerindeki gerilim sinyali AA olduğu göz önüne alınırsa, lamba ateşlendikten sonra direnç yerine lamba akımını sınırlamak için makul değerde bir bobin kullanılabilir. Bu prensibi temel alan sürme cihazına manyetik balast denir. Manyetik balast ateşleme gerilimini sağlamak için yol verici/başlatıcı ve lamba akımını sınırlamak için bobin içerir. İki önemli avantajı vardır: maliyeti ve basitliği [6]. Fakat, devrenin şebeke frekansında çalıştırılmasından dolayı sahip olduğu bobin değeri yüksektir. Bu durum manyetik balastın hacminin büyümesine, ağırlığının artmasına ve gözle görülür titreşime sebep olur. Lambaların çalışma frekansı ile yaydığı ışık yoğunluğu arasındaki ilişki Şekil 1.3’de sunulmuştur [13]. Çalışma frekansı 20 kHz’in üzerine çıktığında, üretilen ışık yoğunluğunda %10’dan fazla artış olduğu Şekil 1.3’den görülebilir. Lamba verimi harcanan birim güce karşılık elde edilen ışık yoğunluğu olarak ifade edilirse, yüksek frekansta çalışmanın lamba verimini arttırdığı sonucuna varılır. Manyetik balastların sahip olduğu bu dezavantajlar elektronik balastların geliştirilmesine sebep teşkil etmiştir.

Işık yoğunluğu (lumen)



**Şekil 1.3** Lamba çalışma frekansı ile yaydığı ışık yoğunluğu arasındaki ilişki

Manyetik balastın aksine elektronik balast yüksek frekansta çalıştırılır. Yüksek frekansta lamba sürülmesinin avantajların:

- i. Lambanın güvenli bir şekilde deşarj olması,
- ii. Devre elemanlarının boyutlarının düşmesi,
- iii. Verimin artması olarak sıralanabilir [14].

Ayrıca, tüpün içerisinde bulunan iyonlar hareketli elektronlarla yeniden birleşme zamanı bulamayacağından, manyetik balastlı devrelerde oluşan titreme sorunu meydana gelmez. Elektronik balastların manyetik balastlara göre önemli avantajlara sahip olması sayesinde, floresan aydınlatma endüstrisinde yaygın olarak kullanılırlar. Sonuç olarak, elektronik balastın tasarımı aydınlatma sisteminin verimine doğrudan etki eder [15].

Elektronik balastların temel işlevleri Őu Şekilde sıralanabilir:

- i. Lambanın kolay deşarj olabilmesi için yeterli başlangıç gerilimini sağlamak,
- ii. Sürekli çalışmada akımı sınırlamak,
- iii. Şebeke akımında meydana gelen harmonikleri azaltmak için g faktörünü düzeltmek [16].

Balastlar aynı zamanda lambayı hızlı bir Şekilde çalıştırmak ve ışık yoğunluğunu sabit tutmak için tasarlanırlar. Nispeten yüksek değerli bobin içeren manyetik balastlarda g faktörü düzeltmesi (PFC) basit olarak, paralel bir kapasitörün devreye yerleŐtirilmesiyle gerçekleştirilebilir. Bu sayede, sinüzoidal hat akımı ile hat gerilimi arasındaki faz farkı düŐürülür. Elektronik balastlarda g faktörü düzeltme işlevi, gelişmiş yöntem ve tekniklerle gerçekleştirilir. Bu işlevleri gerçekleştiren genel elektronik balast devresi Bölüm 2’de ele alınacaktır.

Her biri kendi başlangıç özelliğine sahip olan üç ana balast tipi vardır. Bunlar: anlık başlatma, hızlı başlatma ve programlı başlatma balastlarıdır. Anlık başlatma balastları, günümüzde en verimli ve en popüler elektronik balast tipidir. Anahtarlama frekansları günde beŐ döngüden az olan veya enerji tasarrufunun lamba ömründen daha önemli olduğu uygulamalar için önerilir. Ancak programlı başlatma balastlarına kıyasla lamba yandığında elektrotların bir miktar bozulmasına neden olur [17]. Buna rağmen, sađlamıŐ olduğu tasarruf sayesinde tercih edilmektedir. Anlık başlatma balastı çok verimli hale getirilebilecek tasarımlara uygun olduğu için bu çalışmada temel alınmıştır.

Hızlı baŐlatmalı balastlar, lambaya ilave filaman ısıtma gücü vermesi nedeniyle anlık başlatma balastları kadar verimli değildir, ancak bu ilave filamanla ısıtma, lamba baŐlatmanın her üç saatten daha az gerçekleŐtiđi uygulamalarda daha uzun lamba ömrü sağlarlar. Anlık başlatma balastı gibi, anahtarlama frekansları günde beŐ devirden daha az olan uygulamalar için önerilir.

Lambaların hızlı başlatma balastları ile çalıştırılması, programlı başlatma balastlarına kıyasla lamba yandığında elektrotların nispeten hasar almasına neden olur [17].

Programlı başlatma balastı, ateşleme öncesi lamba elektrotlarını belli süre ısıtır. Yüksek gerilim verilmeden ısıtılan elektrotlarda bozulma hemen hemen hiç gerçekleşmez. Böylece, lamba ömründe kayıp olmaksızın sık başlatılabilmeleri sağlanır. Programlı balastlar, daha zararsız lamba ateşleme ve uzun lamba ömrünü sağlar ve sık çalıştırılan lamba sistemlerinde kullanılması önerilir [9].

#### **1.4 KARARTMA/KISMA KONTROL YÖNTEMLERİ**

Aydınlatma uygulamalarında, enerji tasarrufu için floresan lamba tam güçte çalıştırılması tercih edilmez. Bazı tüketiciler, ışık çıkışını kendi tercihlerine göre ayarlamak isteyebilir. Lamba ışığını ayarlamak için çıkış gücünün arttırılması ya da azaltılması yeterlidir. Lambaya aktarılan güç azaltıldığında, parlaklık seviyesi de azalır. Bu işleme karartma/kısma denir. Akkor lamba, saf direnç gibi davrandığından, akkor lambalarda karartmanın en kolay yolu, giriş hat gerilimini azaltmaktır. Gerçek hayatta AA şebeke gerilim değeri değiştirilemediğinden dolayı, lambaya iletilen gücü azaltmak için basit tristör ya da triyak içeren AA kıyıcılar kullanılır. Bu yarı kontrollü güç elektroniği anahtarlarının faz açısı ile oynanarak, lamba geriliminin iletim süresi azaltılır. Böylece, lamba parlaklığı kontrol edilir [18].

Faz kesme karartıcılarının çoğu bir tristör veya triyaki kontrol ederek kısma işlemini gerçekleştirir. Kontrol işlemi bu elemanların faz açıları ayarlanarak yapılır. Tristör veya triyaka bir faz açısı uygulandığında, akım bu periyot boyunca yük tarafından çekilir. Dolayısıyla, anahtarın o periyot boyunca kesime girmesi sağlanamaz. Bu durum, saf rezistif ve doğrusal bir yük olan akkor lamba devrelerinde sorun olmayacaktır. Fakat, Bölüm 1.1’de bahsedildiği gibi floresan lamba doğrusal olmayan bir yük karakteristiğine sahiptir. Bu yüzden, faz kesme ile karartma tekniği floresan lamba parlaklığını kısmak için yetersiz kalır [19].

Elektronik balast devrelerinde, floresan lamba parlaklığını ayarlamak için kullanılan karartma yöntemleri şunlardır:

- i. Doluluk oranı kontrolü,
- ii. Faz kaydırmalı kontrol,
- iii. Değişken frekans kontrolü,

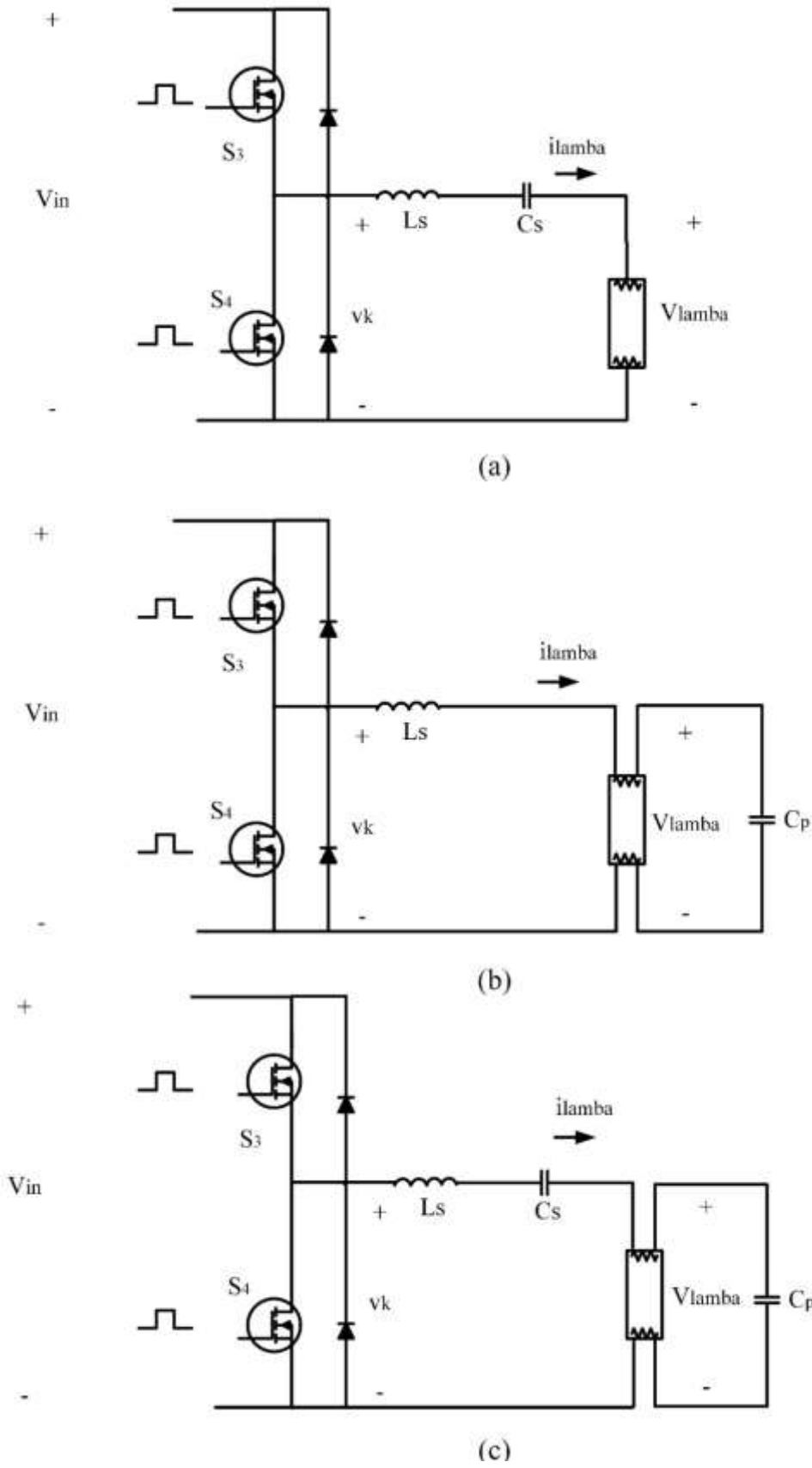
iv. DA bağlantı gerilim kontrolü [20].

Bu bölümde, ilk üç yönteme kısaca değinilecek, dördüncü yöntem ayrıntılı şekilde ele alınacaktır.

#### 1.4.1. Doluluk oranı kontrolü

Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) olarak da bilinen görev döngüsü kontrol yöntemi, güç elektroniğinde en yaygın kullanılan kontrol yöntemlerinden birisidir. Doluluk oranı/Görev çevrimi (D) kontrolünde temel fikir, rezonans devresinin girişine uygulanan gerilimin iletim süresini ayarlamaktır. Bu devre yarım köprü evirici olabileceği gibi farklı tipte evirici devreleri de olabilir. Doluluk oranı değeri kontrol amacına bağlı olarak 0 ile 0,5 arasında değiştirilir. Böylece, lambaya aktarılan güç istenilen değere ayarlanabilir [20]. Yarım köprü evirici durumunda, lambaya maksimum güç aktarımı için iki anahtarın maksimum doluluk oranı değerinde (0.5) dönüşümlü olarak açılıp kapanması gerekir. Uygulamalarda, yarım köprü devresindeki iki anahtarın aynı anda açık/ kapalı olmasını engellemek için doluluk oranının 0.5'den biraz küçük olması tavsiye edilir [21]. Elektronik balastlarda yaygın olarak kullanılan yarım köprü rezonans evirici topolojileri Şekil 1.4'de sunulmuştur [4]. Şekil 1.4'de  $V_{in}$  DA bağlantı gerilimini,  $S_3$  ve  $S_4$  evirici anahtarlarını,  $v_k$  rezonans devre girişine uygulanan kare dalgayı,  $L_s$  ve  $C_s$  sırasıyla seri endüktansı ve kapasitans değerlerini ve  $C_p$  rezonans devrenin paralel kapasitansını temsil etmektedir.

Yarım köprü rezonanslı eviricilerde, doluluk oranı nispeten dar aralıkta yapılır. Çünkü doluluk oranı ( $0 < D < 0.5$ ) değişebilen dar bir aralık değerine sahiptir. Ayrıca, anahtar olarak güç MOSFET'i kullanıldığında, MOSFET aktif edilmeden önce MOSFET'in ters-paralel diyotundaki akımının akması için daha az zaman kalır. Bu nedenle, sıfır gerilim altında (ZVS) anahtarlama yapılamaz [20]. ZVS yüksek frekansta çalışan sistemlerde, anahtarlama kayıplarını elimine etmek için kullanılan tekniklerden bir tanesidir. Sonuç olarak, yarı iletkenli balast uygulamaları için doluluk oranı kontrolü yaygın olarak kullanılmaz [22], [23].



**Şekil 1.4** Temel yarım köprü gerilim beslemeli rezonans evirici topolojileri: (a) Seri yüklü rezonans devresi: (b) paralel yüklü rezonans devresi: (c) seri-paralel yüklü rezonans devresi

### 1.4.2. Faz kaydırmalı kontrol

Faz kaydırmalı kontrolün arkasındaki temel fikir, rezonans devresinin girişinde üretilen gerilim ile akım arasındaki faz farkı oluşturmaktır [24]. Çünkü, lambaya aktarılan güç lamba akım ve gerilimi arasındaki faz farkının bir fonksiyonudur. Yani, faz kayması yapılarak lamba gücü değiştirilebilir. Temel gerçek güç ifadesi Eşitlik 1.1'de verilmiştir.

$$P = VI \cos \theta_{V-I} \quad (1.1)$$

Burada P gerçek güç ifadesini, V gerilimi, I akımı ve  $\theta$  gerilim ve akım sinyalleri arasındaki faz farkını simgelemektedir. Sıfır gerilim anahtarlama tekniklerine uyum sağlaması sayesinde faz kaydırmalı kontrol yöntemi popülerlik kazanmıştır. Bu sayede, anahtarlama kayıpları azaltılabilir ve megahertz seviyelerindeki yüksek frekanslarda çalışmak mümkün olur. Faz kaydırmalı kontrol, kısımlı elektronik balastlarda yaygın kullanılan karartma yöntemlerinden bir tanesidir [20].

### 1.4.3. Değişken frekans kontrolü

Rezonans devre giriş empedansı evirici devre anahtarlama frekansının bir fonksiyonudur. Çünkü rezonans devresinde kullanılacak kapasitör ve bobinin empedans değerleri anahtarlama frekansına göre değişir [25]. Evirici anahtarlama frekansı değiştiğinde, seri rezonans devresinin empedansı da değişecektir. Eğer frekans değeri lamba terminallerindeki eşdeğer empedansı azaltacak şekilde ayarlanırsa, lamba terminalindeki gerilim de değişecektir. Böylece, rezonans eviricinin anahtarlama frekansını değiştirerek lambaya aktarılan güç kontrol edilir [26].

Lambaya aktarılan gücü ayarlamak için değişken frekans kontrolünün kullanılması, doluluk oranı kontrolüne kıyasla büyük bir gelişmedir. Çünkü doluluk oranının sahip olduğu dar kontrol aralığı lambanın karartma aralığını sınırlar. Bu yöntemde ise geniş frekans aralığı kullanılarak, istenen karartma aralığı elde edilir. Fakat, daha geniş bir anahtarlama frekans yelpazesi, üretilen gürültünün artmasına neden olur. Bunun için bir elektromanyetik girişim (EMI) filtresi kullanılabilir. EMI filtresinin rolü balast tarafından oluşturulan herhangi bir gürültüyü bastırmak olduğundan, anahtarlama frekansı aralığı genişletildiğinde uygun EMI tasarımı daha karmaşık hale gelir [20].

#### 1.4.4. DA bağlantı gerilim kontrolü

Kısılabilir elektronik balastlarda kullanılabilecek bir diğer karartma kontrol yöntemi DA bağlantı gerilim kontrolüdür [27]. Değişken DA bağlantı gerilimi yöntemi, tüm karartma aralığı boyunca elde edilen yüksek verimlilik nedeniyle diğer yöntemlerle karşılaştırıldığında daha iyi sonuç verir [20]. Amaç: rezonans eviricideki anahtarları kontrol etmek yerine DA-DA dönüştürücünün çıkış gerilimini kontrol etmektir. Böylece lambaya aktarılan güç kontrol edilmiş olur. Bu kontrol yöntemi için aktif DA-DA dönüştürücü gerekli olduğundan, yalnızca aktif PFC'ye sahip olan elektronik balastlarda kullanılır. Kullanılan DA-DA dönüştürücü anahtarının doluluk oranı değiştirilerek DA bağlantı gerilimi kontrol edilir.

Bu yaklaşımın en büyük avantajı, evirici kademesinde herhangi bir kontrol işlemi gerektirmeden geniş bir karartma aralığı sağlamasıdır. Yarım köprü anahtarları, sabit doluluk oranı ve sabit bir frekansla çalıştırılabileceğinden, popüler güç elektroniği anahtarlama yöntemi olan ZVS tüm karartma aralığı boyunca her iki anahtar için de sağlanabilir [28].

Bu kontrol yaklaşımı, yüksek verimli kısılabilir elektronik balastlar için umut verici bir çözüm olsa da karartmayı sağlamak için fazladan kontrol devresi gerekebilir. DA-DA dönüştürücü için bir kontrol devresi hem de evirici kademesini kontrol etmek için ek bir kontrol devresi gerekebilir. Evirici kademesi için kontrol devresi yerine basit anahtar sürücü entegreleri (IR215x serisi) kullanılırsa devre sadeleştirilmiş olur [29].

Geniş bir karartma bandında bu yöntemi uygulamak için DA/DA dönüştürücünün çıkış gerilimini arttırması ve azaltması gerekmektedir. Sonuç olarak, devre kontrolü zorlaşacak ve dönüştürülen DA gerilimindeki dalgalanmalar lamba parlaklığında değişimlere yol açacaktır. Farklı güç değerlerinde iki floresan lambayı süren tipik elektronik balastın parametre değerleri Çizelge 1.2'de sunulmuştur [4].

Çalışmada kullanılacak karartma yöntemi değişken DA bağlantı gerilimi yöntemidir. DA bağlantı gerilimi kontrol edilerek lamba ateşleme geriliminin sağlanması ve geniş karartma aralığı elde edilmesi amaçlanmaktadır.

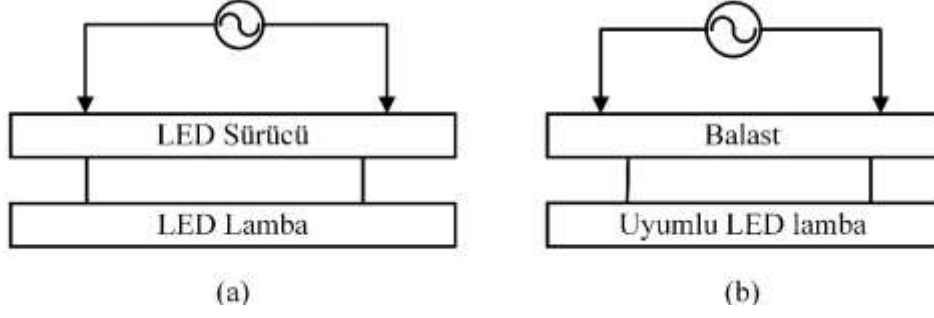


**Çizelge 1.2** İki farklı lambayı süren tipik elektronik balastın çalışma değerleri

Parametre	18 W	36 W
AA Şebeke Gerilim Aralığı (Vrms)	171-264	170-300
DA bağlantı Gerilimi (V)	200-300	180-400
Şebeke Frekans Aralığı (Hz)	49-61	49-61
Lamba Gerilimi (Vrms)	55	102
Lamba rms Akımı (mA)	290	320
Lamba Çalışma Frekansı (kHz)	30	25

## 1.5 LED LAMBALARLA UYUMLU ELEKTRONİK BALASTLAR VE AYDINLATMA SİSTEMİNİN GELECEĞİ

Evlerde, işyerlerinde ve dış aydınlatma sistemlerinde enerji tasarrufu yapmak için akkor telli lambalar aşamalı olarak kullanımdan kalkmaktadır. Akkor lambaların yerini son yıllarda çok farklı tiplerdeki floresan lambalar almaktaydı. Floresan lambalarla karşılaştırıldığında, LED lambaların bariz üstünlükleri oluşu LED'i daha popüler bir yapay ışık kaynağı yapmıştır. Fakat, floresan lamba ve balasttan oluşan floresan sistemi LED ve sürücüsünden oluşan LED aydınlatma sisteminden çok daha ucuzdur [30], [31], [32]. Aradaki fiyat farkı azaldığında LED'in gelecekte en çok kullanılan yapay ışık kaynağı olması beklenmektedir. Marketlerde geniş bir yere sahip olan balastların LED sürücülere oranla çok daha ucuz olması, LED lambaların balastlarla birlikte çalıştırılması fikrini ortaya çıkarmıştır. Son yıllarda bu konuda yapılan çalışmaların başarılı olması sayesinde artık bu düşünce pratiğe dökülmüştür. Şekil 1.5'de iki farklı LED lamba sürme yöntemi sunulmuştur. Şekil 1.5 (b)'deki sistemde ucuz balast kullanılırken sadece balastla uyumlu LED lamba gerektirmektedir. LED lamba tek yönü p-n jonksiyonlu bir elemandır ve DA gerilim altında çalışmaktadır [4]. Bundan dolayı, uyumlu LED'in içerisinde balasttan gelen AA gerilimi DA gerilime çevirecek bir dönüştürücü bulunmalıdır. Ayrıca, dönüştürülen DA gerilimi kullanılan LED'e göre uygun gerilim seviyesinde olmalıdır. Eğer kullanılacak sistem, seri bağlı LED lambalardan oluşuyorsa ona uygun DA gerilim seviyesine dönüştürülmelidir. Bu sistemin en büyük avantajı LED sürücü ile elektronik balastın AA/DA ve DA/DA dönüştürücü kısımlarının aynı amacı yerine getirmesidir. Yani, bu devrelerin tekrar dizayn edilmesine gerek yoktur. Fakat, bu sistemin en büyük dezavantajı ekstra eleman gerektirmesidir [33].



**Şekil 1.5** LED lampa sürme yöntemleri: (a) LED lampa sürücülü (b) Balast ve uyumlu LED lampa

Elektronik balastlarla uyumlu LED sürücü devresi [33]'de sunulmuştur. Tasarlanan devrede, elektronik balast yerini korurken, sadece floresan lampa yerine uyumlu LED lampa eklenmiştir. Sistemde referans seçilen floresan lampa 32 W, LED lampa ise 20 W (105 V-0,19 A)'tır. Dijital kontrol yöntemi tercih edilmiş, tatmin edici hassaslıkta sonuçlar elde edilmiştir. [34]'de düşük ve yüksek frekans giriş gerilimi ile uyumlu LED sürücü önerilmiştir. Sürücü AA şebeke, manyetik balast ve elektronik balast ile uyumlu bir şekilde çalışabilmektedir. Önerilen sürücü düşük frekans kaynağına bağlandığında (AA şebeke ya da düşük frekanslı manyetik balast), aktif güç faktörü düzeltme devresi görevi görür. Yüksek frekanslı kaynağa bağlandığında (elektronik balast), kontrol edilebilir giriş direnci olan faz kaydırmalı rezonans dönüştürücü olarak çalışır. Bölüm 1.4.1'de bahsedilen ZVS yönteminin kullanıldığı bir başka LED sürücü devresi [35]'de sunulmuştur. Anlık başlatma, hızlı başlatma ve programlı başlatma balast tipleri ile uyumlu bu sürücü bobin, transformatör ve elektrolitik kapasitör içermez. Böylece, önerilen devrenin boyutu ve maliyeti düşürülmüş, ömrünün daha uzun olması sağlanmıştır. Çalışma [30]'da seri LED lambaları için elektronik balast uyumlu LED sürücü tasarlanmıştır. Fakat bu devre çıkış enerji seviyesini düşürmek için fazladan diyot, oto transformatör ve kontrol devresi içerir. Bu enerji dönüşümü ek devre kullanılmadan, elektronik balastların DA/DA dönüştürücü kısmında gerçekleştirilebilir. Bu işlemi gerçekleştirebilmek için dönüştürücü hem alçaltan hem de yükselten bir devre türü kullanılmalıdır. Böyle bir tasarım sayesinde elektronik balast hem karartma işlemini yerine getirebilirken hem de seri bağlı LED lambanın gereksinim duyduğu gerilim uygulanabilir.

Bu çalışmanın amacı, evirmeyen alçaltıcı yükseltici dönüştürücü (CBB) kullanarak floresan lambaların ihtiyaç duyduğu başlangıç gerilimini ve akım sınırlamasını sağlamaktır. Ayrıca, lambaya sinüzoidal formda eş fazlı gerilim ve akım sinyalleri iletmekte amaçlanmaktadır. DA bağlantı gerilimini kontrol ederek, lambaya giden güç kontrol edilecektir. Bu sayede lampa

karartma işlemi de gerçekleştirilmiş olacaktır. Yüke eş fazlı ve sinüzoidal sinyal gönderebilmek için seri paralel yüklü rezonans evircinin (SPRI) anahtarlama frekansı ve sönümsüz doğal frekansı eşit alınmıştır. Daha sonra SPRI devresinin eleman değerleri frekans ekseninde hesaplanmıştır. SPRI devresinin anahtarlama frekansı sabit tutulduğundan dolayı, evirci anahtarı için kontrol devresi kullanılmasına gerek yoktur. Çalışmada üzerinde durulmak istenilen kısım, sistem iş yükünün çoğunluğunu gerçekleştiren CBB dönüştürücünün tasarımı ve kapalı çevrim kontrolüdür. Bu nedenle şebeke akımın harmonik bileşenleri yerine DA/DA dönüştürücü çıkışındaki gerilim dalgalanmalarının hassaslığı, lambaya aktarılan sinyallerin faz farkı ve lamba akımının tepe faktörü (CF) ile çalışma sonuçları değerlendirilecektir. Matlab/Simulink ortamında kapalı çevrim devrenin benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı lamba gereksinimleri ile benzetim çalışmasından alınan veriler karşılaştırılarak çalışmanın başarısı sunulmuştur.



## BÖLÜM 2

### GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Güç dönüşümü, elektrik mühendisliği ve elektronik tasarımının heyecan verici bir alt alanıdır. Bu alan yüksek gerilimli (kilovolt ve üzeri) veya yüksek akımlı (kilo amper ve üzeri) AA/DA enerji üretimi, dönüşümü, aktarımı ve dağıtımından ayarlı düşük güç ve mikro güç (mA- $\mu$ A enerji depolaması) uygulamalarına kadar çeşitli uygulamaları kapsar.

Elektriksel gücün kontrolü için bu gücün bir seviyeden başka bir seviyeye dönüştürülmesi gereklidir. Güç anahtarları (diyot, BJT, FET vb.) bu dönüşümleri gerçekleştiren temel elemanlardır. Bu elemanları farklı biçimlerde kullanarak enerji dönüşümü yapılır. Güç elektroniğinde kullanılan başlıca dönüştürücüler:

- i. AA/DA dönüştürücüler (Doğrultucular),
- ii. AA/AA dönüştürücüler (AA kısıyıcılar),
- iii. DA/AA dönüştürücüler (Eviriciler),
- iv. DA/DA dönüştürücüler (DA kısıyıcılar) olarak sıralanır.

#### 2.1 TEMEL DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRELERİ

**AA/DA Dönüştürücüler:** Sabit bir AA gerilimi sabit ya da değişken DA gerilime dönüştüren devrelerdir. Elektrik şebekesi yaygın olarak AA enerji olduğu için, genelde şebeke gerilimini kullanılacak DA enerji seviyesine dönüştürmek için tasarlanırlar. Bu dönüşümde pasif anahtar olarak güç diyotları, aktif anahtar olarak güç tristörleri veya güç MOSFET'leri kullanılır. Gelişmiş kontrol yöntemleri kullanan çok kullanışlı AA/DA dönüştürme devreleri mevcuttur. Büyük değerli kondansatörlere gerek duyulmaması devrelerin popülerliğini arttırmaktadır [36], [37]. Pasif anahtarlar ve bir elektrolitik kondansatörden oluşan basit doğrultucu devresine Bölüm 2.2'de değinilecektir.

**AA/AA dönüştürücüler:** Sabit bir AA gerilimi değişken AA gerilime dönüştüren devrelerdir. Genelde şebeke gerilimini istenilen AA enerji seviyesine dönüştürmek için tasarlanırlar. Güç triyakları yaygın olarak kullanılır [38].

**DA/AA dönüştürücüler:** Sabit veya değişken DA gerilimi AA gerilimine dönüştürmek için kullanılan ve genelde evirici olarak adlandırılan devrelerdir [39]. Günümüzde çok kapsamlı ve gelişmiş topolojileri mevcuttur. Basit yarım köprü evirici devresi Şekil 1.2’de sunulmuştur.

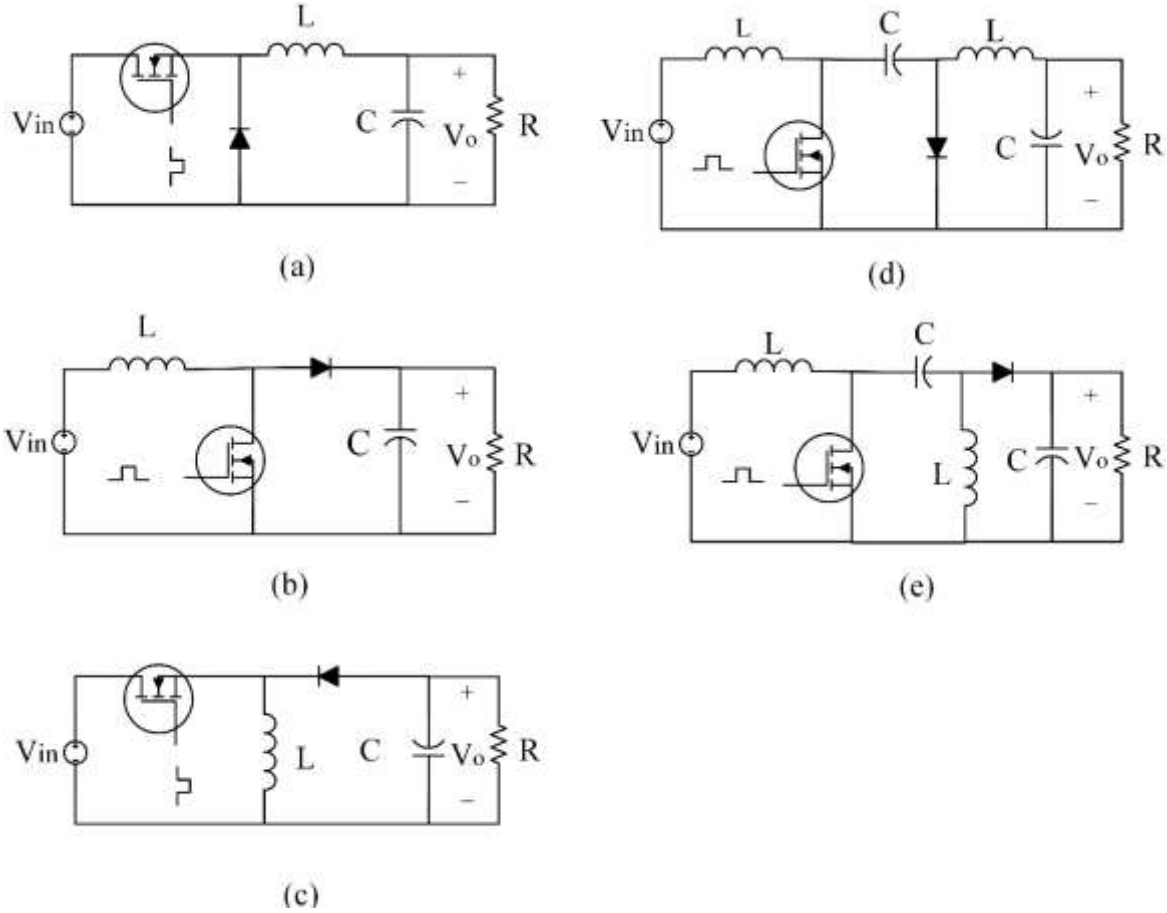
**DA/DA dönüştürücüler:** Kıyıcı veya anahtarlama regülatör olarak bilinirler. Sabit ya da değişken DA gerilimi istenilen DA gerilim seviyesine dönüştürmek için kullanılırlar. Genelde aktif anahtar kullanılarak gerçekleştirilen kıyıcılar, anahtarlama dönüştürücü olarak da bilinirler [40]. İzolasyonlu ve izolasyonsuz DA dönüştürücüler olarak iki gruba ayrılırlar.

Anahtarlama dönüştürücü terimi genel olarak, transistor (genellikle MOSFET’ler), bobin ve kapasitörlerin bazı düzenlemelerini kullanan bir dönüştürücü anlamına geldiği gibi, verimli DA/DA dönüşümünü gerçekleştirmek için de kullanılmaktadır. Her bir anahtarlama çevriminin ilk bölümünde, bir indüktördeki akımı (ve dolayısıyla enerjiyi) artırmak için giriş gücü kaynağı kullanılır, bu enerji daha sonra anahtarlama çevriminin ikinci kısmı sırasında çıkışa aktarılır. Bu dönüştürücüler hemen hemen her elektronik cihazda kullanılmaktadır. İzolasyonsuz DA dönüştürücüler en az bir adet aktif anahtar bulundurlar. Çıkış geriliminin değeri anahtarın iletim ve kesimde olma süreleriyle kontrol edilir. Anahtarın iletimde olma süresinin toplam periyota bölümü görev çevrimi olarak, yüzdeli olarak ifade edilmesi doluluk oranı olarak adlandırılır. Eşitlik 3.1’de herhangi bir anahtarın görev çevrimi oranı verilmiştir.

$$D = \frac{t_{iletim}}{T} \quad (2.1)$$

Burada  $D$  bir anahtarın doluluk oranını,  $T$  anahtarın sürülme periyodunu ve  $t_{iletim}$  anahtarın iletimde kaldığı süreyi simgelemektedir. Giriş gerilim değerini alçaltan, yükselten ve hem alçaltan hem de yükselten topoloji çeşitleri mevcuttur. Arzu edilen giriş/çıkış gerilim seviyesi değerleri, anahtarlar üzerine düşen gerilim stresi/zorlamaları, akım seviyesi, verimlilik ve kontrol zorluğu vb. hesaba katılarak DA/DA dönüştürücü topolojisi seçilmelidir. Başlıca izolasyonsuz DA/DA dönüştürücüleri Şekil 2.1’de sunulmuştur [41]. Yük direncine paralel bağlanan kondansatörlerin yönleri, eviren ve evirmeyen dönüştürücü olduklarını vurgulamak

için şekilde görüldüğü gibi çizilmiştir. Bilindiği gibi Şekil 2.1 (c) alçaltıcı-yükseltici, (d) Cuk dönüştürücüleri eviren dönüştürücülerdir. Diğer bir ifadeyle, giriş gerilimine karşı çıkış gerilimi ters polaritelidir.



**Şekil 2.1** Tek uçlu PWM DA/DA izolasyonsuz dönüştürücüler (a) alçaltıcı dönüştürücü, (b) yükseltici dönüştürücü, (c) eviren alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü, (d) Cuk dönüştürücü, (e) SEPIC dönüştürücü

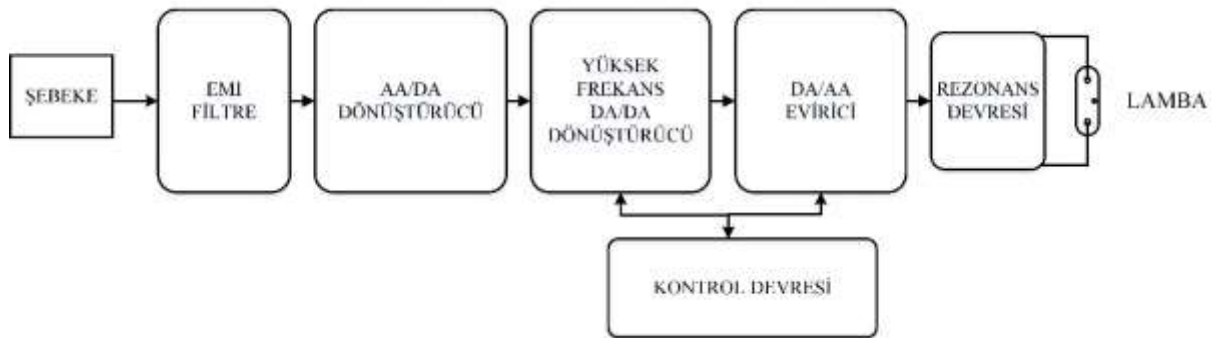
İzolasyon için basit olarak transformatör kullanılır. İzolasyonlu dönüştürücüler yükü şebeke gerilimindeki bozucu etkilerden korumak için tercih edilirler. Yükün direk şebekeye bağlı olduğu sistemlere galvanik izolasyon sağlarlar. İzolasyona gerek duyulmayan sistemlerde transformatörün sarım oranı sayesinde pasif gerilim dönüşümü sağlarlar. Böylece, anahtarlama doluluk oranı verimli aralıkta tutulurken gerilim yükseltme veya düşürme işlemi pasif olarak yapılır. Ayrıca, birden fazla çıkış bağlantısı elde etmek için de kullanılırlar.

İzolasyonsuz DA/DA dönüştürücü topolojilerine bir transformatörün farklı yapılarla eklenmiş olanları olmakla birlikte özgün topoloji çeşitleri de mevcuttur. Örneğin: ileri dönüştürücü alçaltıcı dönüştürücünün transformatörlü hali, geri dönüşlü dönüştürücü ise alçaltan-yükselten

dönüştürücünün transformatör eklenmiş hali olmalarına karşın yarım köprü ve tam köprü dönüştürücüler nispeten özgün DA/DA dönüştürücüleridir. Gelişen yarı iletken teknolojisi sayesinde, yüksek frekansta çalışabilme imkânı artmıştır. Çalışma frekansının artması ile transformatör boyutları frekans ile doğru orantılı olarak azalmıştır. Bu ilişki evirmeyen alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü devresi tasarlanırken ele alınacaktır.

## 2.2 TİPİK İKİ SEVİYELİ ELEKTRONİK BALAST DEVRESİ

Herhangi bir lamba-balast kombinasyonunun amacı lambanın güvenli bir şekilde, maksimum etkinlikte çalışmasını ve uzun ömürlü olmasını sağlamaktır. Lamba çabucak başlamalı ve kombine edilmiş devre şebeke akımında istenmeyen harmonikler meydana getirmemelidir. İdeal olarak, bu kombinasyon besleme gerilimindeki değişikliklerin lambaya yansımaması için bazı düzenlemeler sağlamalıdır. Floresan lamba sistemlerinde bu işlemi gerçekleştiren elektronik balastların genel blok şeması Şekil 2.2’de sunulmuştur [42].



Şekil 2.2 Tipik iki seviyeli elektronik balast blok şeması

**EMI Filtre:** Tipik bobin ve kondansatörden oluşan alçak geçiren bir filtredir. Bu filtre, ticari elektronik balastlar için zorunludur. Giriş filtresi, balastların yüksek frekans kademeleri tarafından üretilen elektromanyetik paraziti azaltmak için kullanılır. Şekil 2.2’de doğrultucu devresinin önünde çizilse de, doğrultucu devreden sonra kullanıldığı uygulamalar mevcuttur [43].

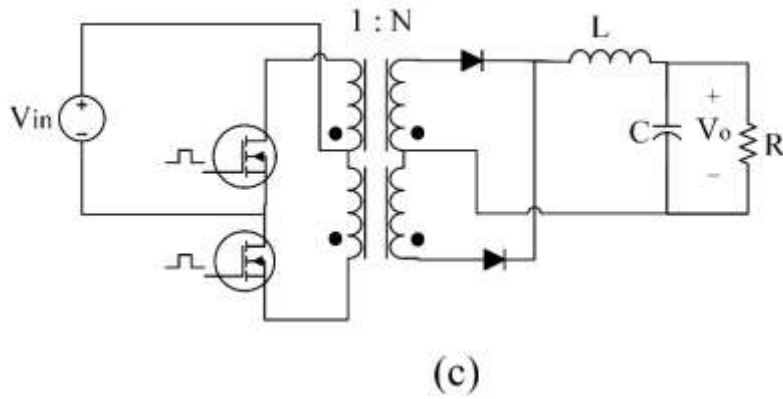
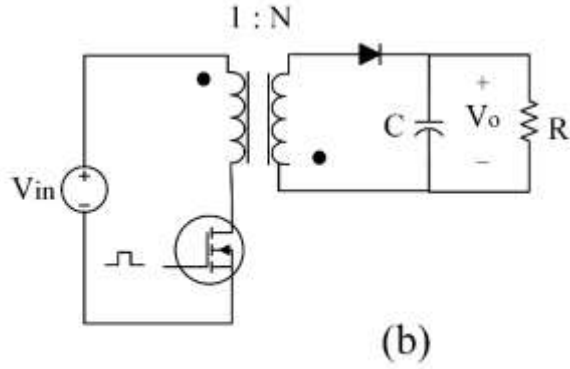
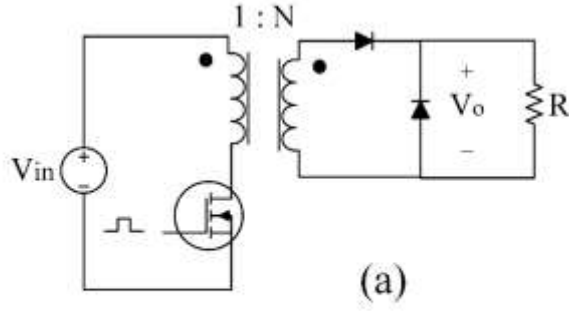
**AA/DA Dönüştürücü:** Bu aşama, AA şebekeden DA sinyal elde etmek için kullanılır. Geleneksel olarak dört adet diyot ve filtre kondansatöründen oluşur. Bu basit doğrultucu, düşük giriş güç faktörü sağlar. Daha yüksek güç faktörü, daha az gerilim düşümü ve bir arzu edilen değerde DA gerilimi elde etmek için tristör, silisyum karbür (SiC) MOSFET gibi aktif



dönüştürücüler kullanılabilir [44], [45]. Günümüzde kontrol yöntemlerinin gelişmesiyle birlikte sistemin hacmini ve maliyetini arttıran düzenleyici kondansatörüne ihtiyaç duyulmadan, AA/DA dönüşümü yapan yöntemler geliştirilmiştir [46].

**DA/DA Dönüştürücü:** Aktif güç faktörü düzeltme veya çıkış ile giriş gerilim seviyesi farklı seviyede olması istenen balast devrelerinde kullanılır, pasif güç faktörü düzeltme devresine sahip balastlarda gerek duyulmaz [47]. Elemanlarının üzerindeki gerilim zorlanmasının az olması, basit ve verimli olmasından dolayı yükseltici dönüştürücü yaygın olarak kullanılır [48]. Ayrıca, tam/yarım köprü evirici ve yükseltici içeren balastlarda, devre sadeleştirilmesi yapılarak tek seviyeli (DA/AA) yapıya dönüştürülebilir. Bu sayede fazladan anahtar tasarrufu sağlanmış olur [49], [50]. Elektronik balast devrelerinde kullanılan başlıca izolasyonsuz DA/DA dönüştürücüler Şekil 2.1’de sunulmuştur. Bu dönüştürücüler sürekli akım modu (CCM), kesikli akım modu (DCM) ya da farklı modlarında tasarlanarak devrenin istediği gereksinimleri karşılarlar [51].

Floresan lambalar standart, yüksek yoğunluklu deşarj (HID), cıva buharlı, yüksek basınçlı sodyum (HPS), Xenon ark, Metal halide (yüksek basınçlı cıva buharlı lambanın bir başka türü) vb. olmak üzere geniş bir aileye sahiptir. Bu lambaların farklı seviyelerde başlangıç gerilimine gereksinim duyması elektronik balast tasarımlarında yaygın olarak kullanılan DA/DA dönüştürücü tiplerinin çeşitli olmasına yol açmıştır. Şekil 2.1 ve Şekil 2.2’de elektronik balast tasarımlarında kullanılan çeşitli DA/DA dönüştürücü tipleri sunulmuştur. Hemen hemen DA/DA dönüştürücü topolojilerinin çoğu elektronik balast tasarımlarında kullanılmıştır [52]. Bunlardan yükseltici dönüştürücü basitliği ve verimliliği sayesinde bir adım öne çıkmasına karşın hem alçaltıcı hem yükseltici devre çeşitleri günümüzde yaygın olarak tercih edilmektedir [46]. Lamba terminallerine giden sinyalin AA şebekede meydana gelen değişimlerden daha az etkilenmesinin sağlanması ve lambaya giden gücü sabit tutarak lamba titreşimlerinin engellenmesi bu alçaltıcı-yükseltici topolojilerinin avantajlarından birkaç tanesidir. Ayrıca, elektronik balast tasarımlarında kullanılan farklı DA/DA izolasyonlu topolojileri Şekil 2.3’de sunulmuştur [53].



**Şekil 2.3** PWM izolasyonlu DA/DA dönüştürücüler (a) ileri dönüştürücü, (b) geri dönüşlü dönüştürücü, (c) push-pull türü dönüştürücü

**DA/AA Dönüştürücü:** Girişine uygulanan DA sinyali floresan lambanın ihtiyaç duyduğu AA kare dalga sinyale eviren kısımdır. Güncel elektronik balast devrelerinde gerilim beslemeli ve akım beslemeli eviriciler yaygın olarak kullanılır. Akım beslemeli eviricilerde evirici çıkışına kare dalga akım gönderilirken, gerilim beslemeli eviricilerde çıkışa kare dalga gerilim uygulanır. Yarım köprü, tam köprü ve push-pull evirici topolojileri elektronik balastlarda yaygın kullanılan topolojilerdir. Bu topolojiler Şekil 2.4’de sunulmuştur.

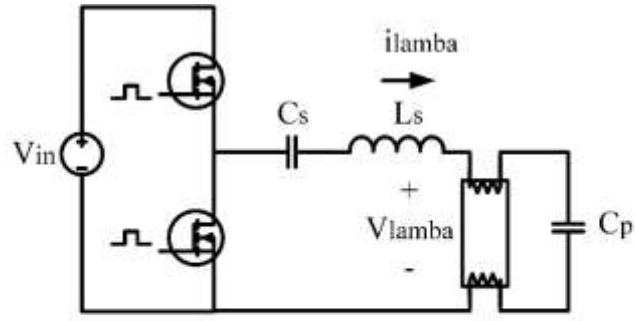
Akım beslemeli evirici girişinde düşük dalgalı DA akımı elde etmek için bobin kullanır. Anahtar kapalı iken yüke belirli değerde DA akım iletilirken, anahtar açıldığında girişten görülen direnç sonsuz olacağından akım çekilmez. Böylece akım sinyali kare dalga şekline evirilir. Akım beslemeli topolojiler, evirici anahtarlarında lamba terminallerine düşen gerilimin iki katı kadar gerilim zorlaması meydana getirdikleri için düşük giriş gerilim uygulamalarında kullanılırlar [41]. Çalışmada kullanılan lamba için ateşleme sırasında terminallerine yaklaşık 800  $V_{tepe}$  gerilimi uygulanacaktır. Bu yüzden, çalışmada akım beslemeli evirici topolojileri tercih edilmemiştir.

Elektronik balast devrelerinde gerilim beslemeli topolojilerdir yaygın olarak kullanılır [54]. Başlıca gerilim beslemeli evirici topolojileri seri-paralel yüklü rezonans devresi ile birlikte Şekil 2.4’de sunulmuştur [4]. Anahtarlar üzerinde akım beslemeli topolojilere göre daha az gerilim zorlaması oluştururlar. Bu topolojilerden sadece Şekil 2.4 (a)’da yer alan push-pull evirici devresi yüke diğer topolojilerden farklı olarak yaklaşık iki kat yüksek gerilim uygular. Yani evirici anahtarları üzerine yüksek gerilim zorlanmaları meydana gelir. Bu yüzden şebeke gerilimi 110  $V_{rms}$  olan Amerika, Japonya gibi ülkelerde kullanılır. Şekil 2.4 (b), (c) iki farklı yarım köprü evirici devresidir. Eğer çıkışa giriş DA gerilimin yarısı iletilmek isteniyorsa Şekil 2.4 (c)’deki girişte seri kapasitör içeren devre tercih edilir. Şekil 2.4 (b)’deki yarım köprü evirici topolojisi en çok kullanılan evirici tipi olduğundan bu çalışmada tercih edilmiştir. İki veya daha çok anahtarı açıp/kapatarak, girişine uygulanan DA gerilimi kare dalgaya dönüştürürler. Anahtarlama %50 doluluk oranı üreten bir osilasyon devresiyle yapılır. Şekil 2.4 (b)’de gösterilen yarım dalga evirici devresi Bölüm 2.3’de ayrıntılı olarak ele alınacaktır. Tam köprü evirici tipi Şekil 2.4 (d)’de sunulmuştur.

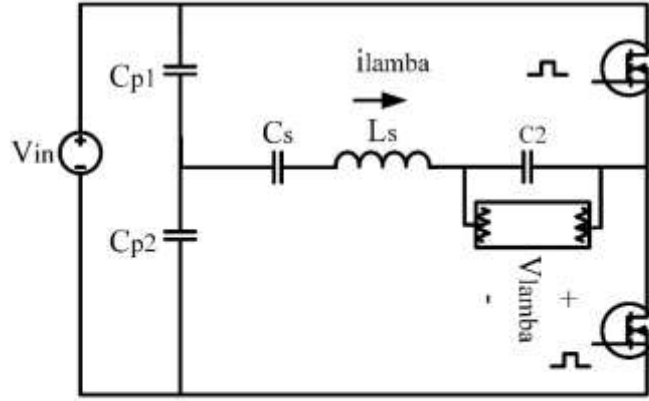
**Rezonans devresi:** Rezonans devresi sayesinde evirici girişine uygulanan kare dalga gerilimi sinüs dalgasına dönüştürülür. Klasik üç farklı rezonans devresi vardır:

- i. Seri rezonans devresi
- ii. Paralel rezonans devresi
- iii. Seri-paralel rezonans devresi

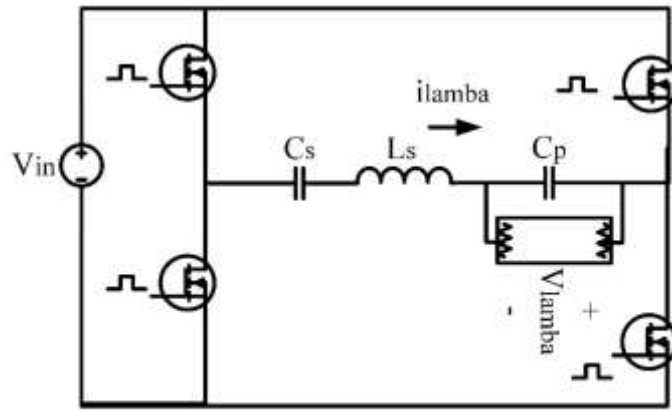
Bu devreler Şekil 2.5’de sunulmuştur [54]. Daha gelişmiş rezonans devreleri de mevcuttur fakat çalışma kapsamında değildir [55]. Genelde evirici ve rezonans devresi birleştirilerek “rezonans evirici” olarak adlandırılırlar. Çalışmada Şekil 2.5 (c)’de sunulan SPRI devresi kullanılacaktır [56]. Bu devrenin neden tercih edildiği Bölüm 2.3’de açıklanacaktır.



(a)

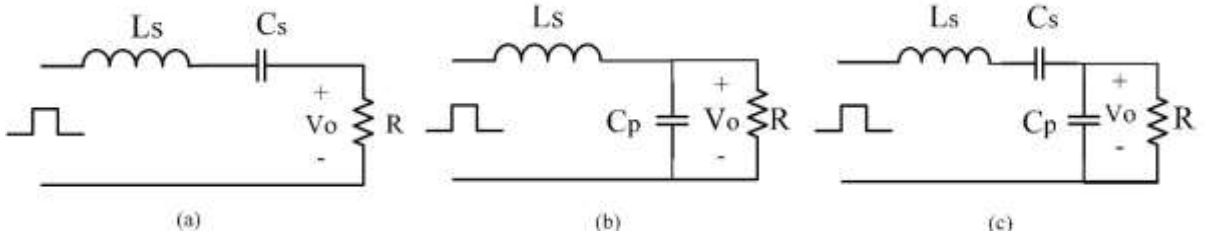


(b)



(c)

Şekil 2.4 Gerilim beslemeli evirici topolojileri, (a) push-pull; (b)-(c) yarım köprü; (d) tam köprü

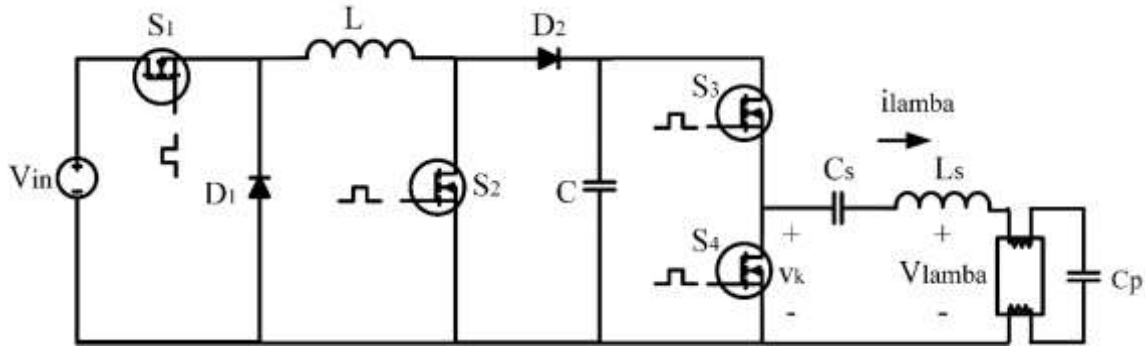


Şekil 2.5 Farklı tip rezonans devreleri, (a) Seri rezonans; (b) Paralel rezonans; (c) Seri-paralel rezonans.

## 2.3 TASARLANAN BALAST DEVRESİ

Çalışmada, iki seviyeli elektronik balast devresinin DA/DA dönüştürücü DA/AA evirici ve rezonans devresi alt bölümlerine odaklanılmış, 36 W'lık bir floresan lamba modeli ve 18 W'lık lamba davranışı kullanılarak tasarlanan devrenin performansı test edilmiştir. Doğrultucu devre ve EMI filtre kısımları bu çalışmanın ilgi alanı dışındadır.

Tasarlanan devre Şekil 2.6'da sunulmuştur. Sırasıyla CBB dönüştürücü, gerilim beslemeli yarım köprü evirici ve SPRI devresinden oluşmaktadır. CBB devresi ile DA bağlantı gerilimi kontrol edilerek başlangıç gerilimi sağlanacak, sürekli çalışma durumunda akım sınırlaması ve lamba kısma işlevi yerine getirilecektir. Gerilim beslemeli evirici; anahtarlar %50 doluluk oranının hafif altında ve çalışma frekansı ile rezonans devresinin doğal frekansı eşit olacaktır. Böylece lambaya maksimum kazançta gerilim uygulanacak, devre harmonikleri en az seviyede tutulacaktır. Seri yükteki regülasyon eksiliği ve paralel yükteki yük akımının bağımsız olması gibi sorunların meydana gelmemesi için SPRI tercih edilmiştir. Ayrıca yüksek verim sağlayan bu devre yapısı, floresan lambanın ateşlenmesinden sonra iletim durumuna geçiş süresince yük değişim aralıklarına uyum sağlar [54].

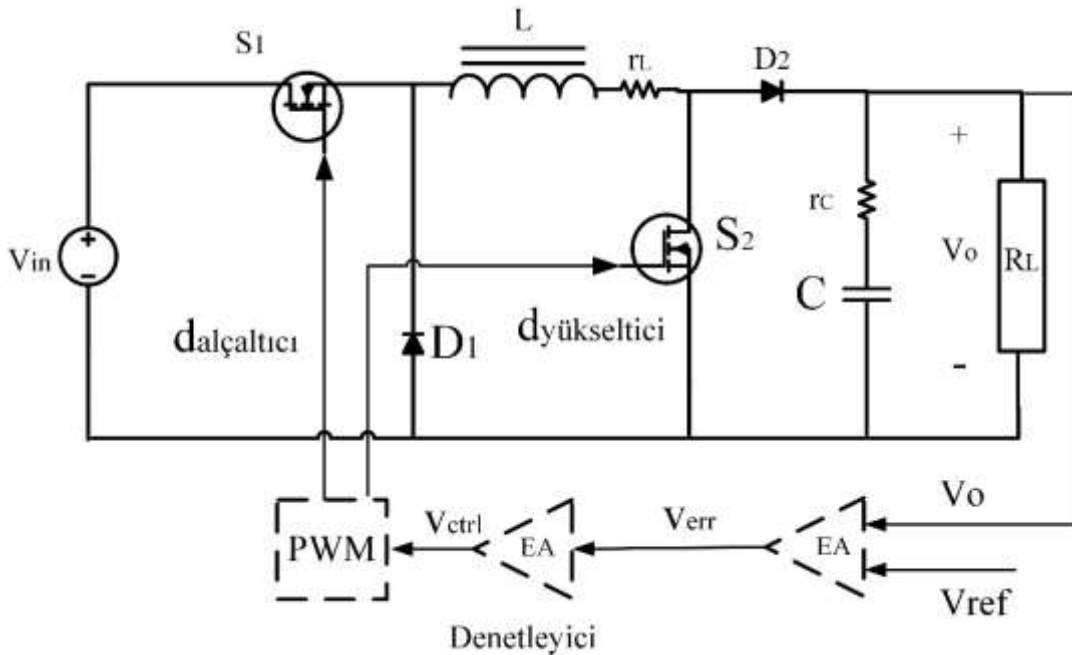


Şekil 2.6 Çalışmada tasarlanan devrenin genel şeması

### 2.3.1 Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü devresi

DA-DA dönüştürücülerde, giriş gerilimi çıkış geriliminden daha düşük ve daha yüksek olan çalışmalarda çıkış gerilimini sabit tutmak zordur. Benzer zorluk çıkış gerilimi giriş geriliminden düşük ve yüksek olması istenen çalışmalar içinde geçerlidir. Çünkü dönüştürücü hem alçaltan hem de yükselten devre özelliklerine sahip olmalıdır.

Lambaya zarar veren harmonikleri en aza indirmek için, evirici devrenin anahtarlama frekansı ile rezonans devresinin sönümsüz doğal frekansı eşit olacağından dolayı, devrenin ihtiyaç duyduğu başlangıç gerilimini ve akım sınırlamasını CBB dönüştürücü sağlamalıdır. Devre başlangıçta yüksek gerilim iletmesi gerektiğinden yükseltici moda sahip olmalı ve kalıcı durumda lamba akımının sınırlanması gerektiğinden alçaltıcı devre özelliğine de sahip olmalıdır. Bu temel gereksinimleri klasik alçaltıcı yükseltici devreler olan SEPIC, eviren alçaltıcı-yükseltici ve Cuk DA/DA dönüştürücüleri yerine getirebilir [57], [58]. Tek anahtarlı olan bu devre yapıları girişteki enerjiyi tamamen kendi içlerinde depoladıktan sonra çıkışa aktarırlar. Bu nedenle, devre elemanları üzerinde yüksek gerilim ve akım zorlanması meydana gelir. Bu devrelerle kıyaslandığında klasik alçaltıcı dönüştürücü ve yükseltici dönüştürücü daha az gerilim zorlanmasına sahiptir. Bu yüzden, bu iki devrenin ardışık kullanılmasının avantajlı olacağı düşüncesi gündeme gelmiştir. Alçaltıcı dönüştürücünün yükseltici dönüştürücü ile ardışık bağlanmasıyla meydana gelen CBB dönüştürücü devresi Şekil 2.7’de sunulmuştur [59]. Evirmeyen alçaltıcı yükseltici dönüştürücü lityum-iyon batarya şarj devrelerinde [58], güç faktörü düzeltme uygulamalarında [60], foto-voltaik modüllerde [61] ve elektrikli araç [62] sistemlerinde yaygın olarak kullanılır.



Şekil 2.7 Geri beslemeli evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devresi

Dönüştürücü devresi iki aktif anahtar ( $S_1$ ,  $S_2$ ), iki pasif anahtar ( $D_1$ ,  $D_2$ ) ve L-C alçak geçiren filtresinden oluşmaktadır.  $d_{alçaltıcı}$  ve  $d_{yükseltici}$   $S_1$  ve  $S_2$  anahtarlarının doluluk oranlarını simgelemektedir.  $r_L$  direnci L bobininin eşdeğer seri direncini (ESR),  $r_C$  kapasitörün eşdeğer

seri direncini simgelemektedir. Bu iki eşdeğer direncin (özellikle  $r_C$ ) devrenin frekans cevabına etkisinin önemli olmasından dolayı dikkate alınacaklardır.

Devrede anahtarlar aynı PWM sinyalden veya farklı PWM sinyallerinden kontrol edilebilir. Çalışmada, kontrol kolaylığı sağlamasından dolayı anahtarlar ayrı PWM sinyalleri ile kontrol edilecektir.  $S_1$  ve  $S_1$  anahtarları  $PWM_1$  ve  $PWM_2$  sinyallerinden kontrol edilirse dört farklı durum ortaya çıkar. Bu durumlar Çizelge 2.1’de sunulmuştur [63].

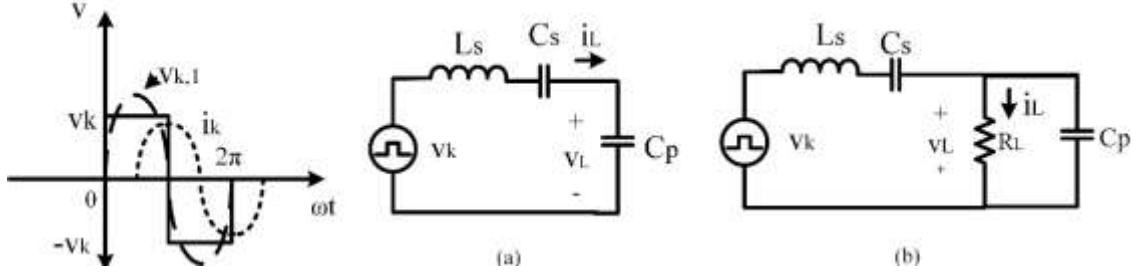
**Çizelge 2.1** Anahtarlama durumlarına göre meydana gelen durumlar

Anahtarlama Durumu	$S_1$	$S_2$	Mod
1	İletim	PWM	Yükseltici
2	PWM	PWM	Alçaltıcı-Yükseltici
3	Kesim	PWM	N/A
4	PWM	Kesim	Alçaltıcı

Meydana gelen birinci ve dördüncü mod alçaltıcı ve yükseltici moddur ve Bölüm 3’de ele alınacaktır. Alçaltıcı-yükseltici mod sahip olduğu düşük verimden dolayı bu çalışmada kullanılmayacaktır [64].

### 2.3.2 Yarım köprü rezonans evirici

Floresan lambalar ateşlenmeden önce iç dirençleri çok yüksektir, bu yüzden ateşlenmeden önceki devre analizinde lamba açık devre olarak kabul edilir. Seri-paralel rezonans devrenin ateşlenmeden önceki ve sonraki devre durumu Şekil 2.8’de sunulmuştur [54]. Devrede,  $L_S$  bobini akım sürekliliğini,  $C_S$  lambaya gidecek DA gerilimi engellemek için kullanılır.  $C_S$  kondansatörü anahtarlama sırasında DA gerilimi ilk yarım periyotta depo eder, ikinci yarım periyotta yüke negatif DA gerilimi uygulanmasını sağlar. Böylece, SPRI girişine uygulanan DA kare dalga sinyali yükte AA sinyali olarak okunur.  $L_S$  ve  $C_S$  birlikte girişe uygulanan kare dalga gerilimi AA sinyaline dönüştürür.  $C_P$  kapasitörü lambaya başlangıç gerilimi uygulanmasına yardımcı olmakla birlikte ek filtreleme sağlar. Böylece, lambanın çektiği toplam harmonik bozulma (THD) azaltılmış olur.



Şekil 2.8 SPRI eşdeğer devresi; (a) ateşleme anında; (b) sürekli çalışma durumunda

$v_k$  SPRI'nin girişine uygulanan kare dalga'nın genliğini,  $v_{k,1}$  rezonans devre girişine uygulanan gerilimin temel frekans bileşenini simgelemektedir. Klasik rezonans devresi tasarlanırken kullanılan ve devrenin davranışını tanımlayan başlıca parametreler: kapasitans oranı (A),

$$A = \frac{C_p}{C_s} \quad (2.2)$$

eşdeğer kapasitans ( $C_{eş}$ ),

$$C_{eş} = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \quad (2.3)$$

köşe frekansı ( $\omega_o$ ),

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{eş}}} \quad (2.4)$$

karakteristik empedans ( $Z_K$ ),

$$Z_K = \sqrt{\frac{L_s}{C_{eş}}} \quad (2.5)$$

$\alpha$  faktörü,

$$\alpha = \frac{C_{eş}}{C_p} \quad (2.6)$$

ve yüklü nitelik katsayısı/kalite faktörü (Q),

$$Q = \frac{R_L}{Z_K} \quad (2.7)$$

eşitliklerinde verildiği gibidir. Burada  $C_p$ ,  $C_s$ ,  $L_s$  sırasıyla SPRI devresinin paralel kapasitansını, seri kapasitansını ve seri endüktansını simgelemektedirler.  $R_L$  ise floresan lambanın eşdeğer direncini simgelemektedir.



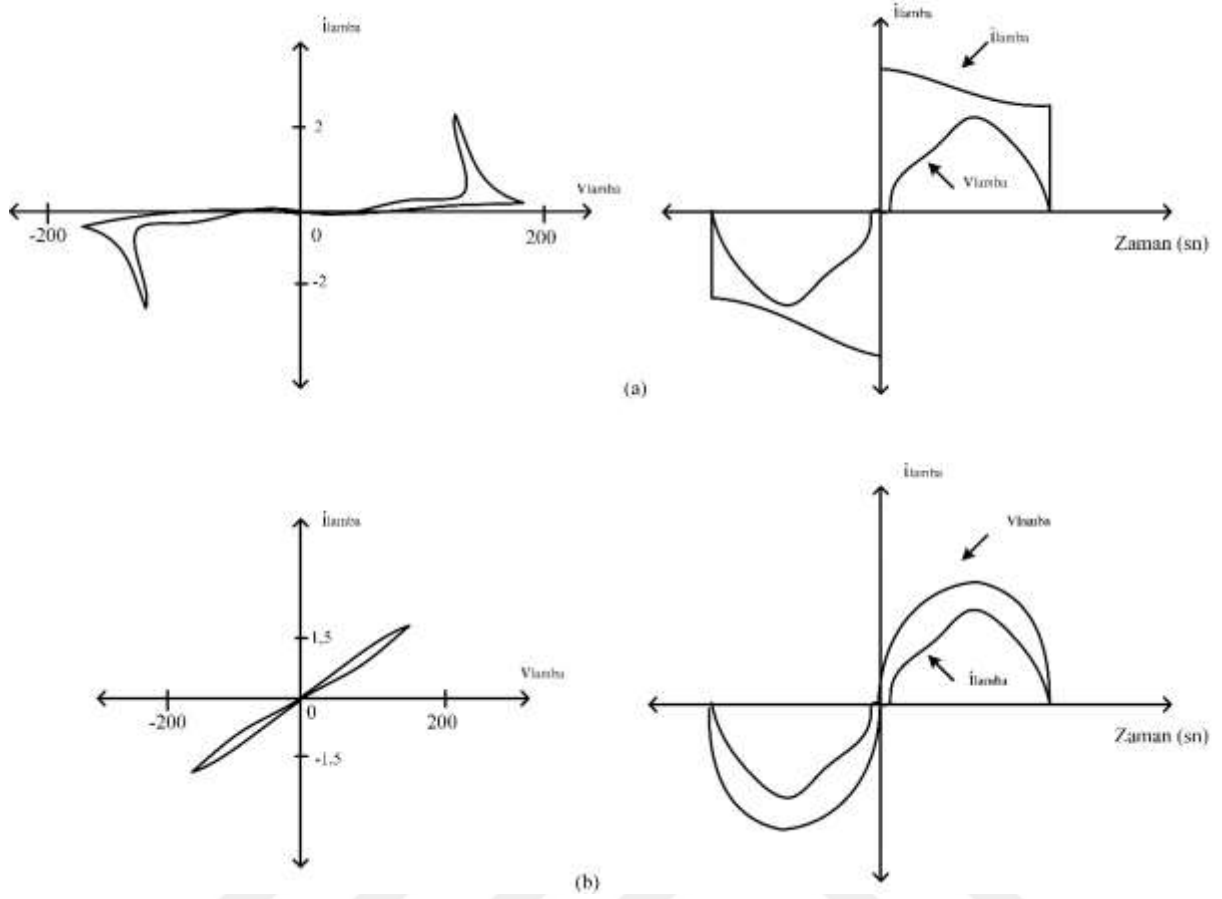
Ayrıca yük akımını tanımlayan önemli bir parametre akım tepe faktörü'dür. Kısaca, lamba akımının maksimum değerinin, rms değerine bölümüdür. İdeal sinüs dalgasında bu oran 1.4'tür. CF ne kadar yüksek olursa, floresan lamba akımı düzensizleşir ve lamba ömrü kısalmır. İdeal durum, lambayı gürültüsüz saf bir sinüs dalgası ile çalıştırmaktır. Hızlı başlatma balastları için tavsiye edilen maksimum CF değeri 1.7 iken, anlık başlatma balastları için maksimum 1.85 olması önerilmektedir. Bu değerler ANSI C82.1'de verilmiştir [17].

Klasik elektronik balast devrelerinde başlangıç gerilimi sağlama ve akım sınırlama işlemi evirici anahtarının frekansı kontrol edilerek yapılır. Başlangıçta anahtarlama frekansı rezonans frekansından daha yüksek değerlere çıkarılarak, Şekil 2.7'de sunulan devredeki lambaya uygulanan gerilimin istenilen değerlere çıkması sağlanır. Lamba ateşlendikten sonra anahtarlama frekansı rezonans frekansına eşit ya da yakın değerlerinde tutularak lamba akımındaki harmoniklerin minimumda tutulması sağlanmış olur.

SPRI devresinin anahtarlama frekansı doğal frekansa eşit olduğunda akım kaynağı gibi davrandığı için hem lambayı ateşlemek hem de sabit frekansta beslemek amacıyla kullanılabilir. Doğal frekansta girişin gördüğü eşdeğer direnç minimumda olduğundan, elektrotlara zarar verebilecek miktarda akım çekilebilir. Fakat ateşleme geriliminin aşırı artmasını  $\alpha$  faktörü sınırlandırdığı için çalışmada bu yöntem tercih edilecektir. Sonuç olarak, doğal frekansta çalışma sayesinde SPRI'nin giriş akımı ve giriş gerilimi aynı fazda olacaktır. Yüklü nitelik katsayısı yeteri kadar büyük ayarlanarak lamba akımındaki THD'ler azaltılmaya çalışılacaktır.

### **2.3.3. Lamba Modeli**

Floresan lambalar negatif dirence sahiptir. Yani ateşlenmeden önce sonsuz dirence ve ateşlendikten sonra yaklaşık üstel azalan bir yük eğrisine sahiptir. Ayrıca floresan tüpte bulunan elektronların ve iyonize olmuş atomların yeniden birleşmemesi için lamba her periyotta iki kez yeniden ateşlenmelidir. Floresan lambaların yüksek frekansta (5 kHz üzeri) sürülmesinin sebeplerinden birisi de budur. 150 W'lık yüksek basınçlı lambanın şebeke frekansında ve 50 kHz frekansında çalıştırıldığında, çektiği akım ve terminallerindeki gerilim değişimi Şekil 2.9'da sunulmuştur [65], [54].



**Şekil 2.9** T8 floresan lambanın V-I karakteristiği; (a) 50 Hz ve (b) 50 kHz

Şekil 2.9 (b)'den yüksek frekansta çalışan floresan lambaların saf direnç gibi davrandığı sonucu çıkarılır. Bu davranışı tanımlayan ve modelleyen bir çok çalışma vardır [66], [67]. Çalışmada, [68]'de sunulan monoton üstel lamba modeli kullanılacaktır. General Electric firmasının F36W/54 ürünüde yapılan ölçüm verileri eğri uydurma yöntemi kullanılarak üstel bir fonksiyona dönüştürülmüştür. Model lamba davranışını kalıcı durumda yeterli hassaslıkta göstermektedir. Ayrıca, lamba elektrot dirençleri de yok sayılmayacak ve çalışmada kullanılacaktır.

## BÖLÜM 3

### MATERYAL METOD

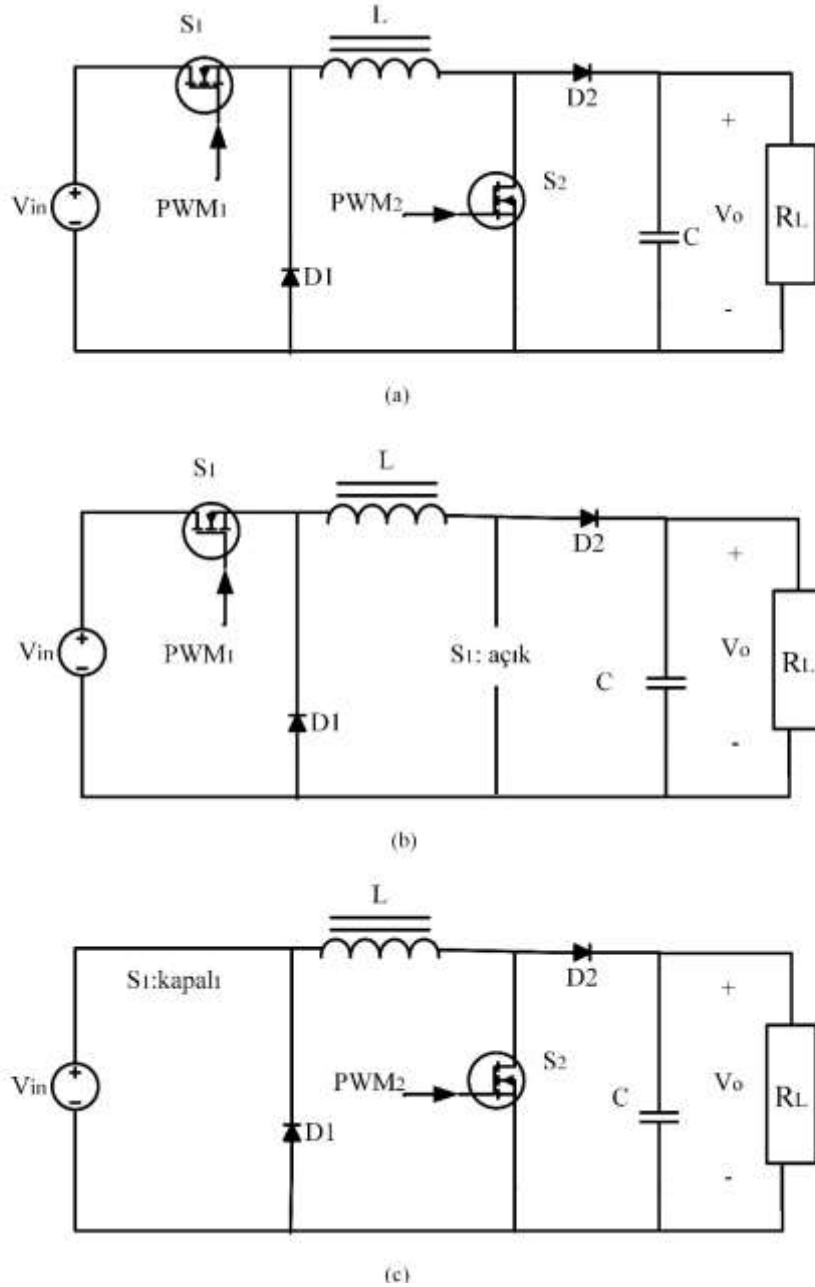
#### 3.1 İKİ ANAHTARLI EVİRMEYEN ALÇALTICI-YÜKSELTİCİ DEVRE TASARIMI

DA-DA dönüştürücüler, bir DA gerilimi farklı DA gerilim seviyesine dönüştüren, genellikle düzenlenmiş bir çıkış sağlayan güç elektroniği devreleridir. Genelde anahtarlama güç kaynakları olarak adlandırılırlar. Bu bölümde ele alınacak dönüştürücü hem alçaltıcı hem de yükseltici özelliklere sahip CBB dönüştürücüdür. Ardışık alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü olarak da bilinirler. CBB dönüştürücü Şekil 3.1 (a)'da sunulmuştur [69]. Burada L bobininin ve C kapasitörünün görevi enerjiyi depolamak ve yüke transfer etmektir. Anahtarlar PWM ile kontrol edilerek açık veya kapalı duruma getirilirler. Böylece giriş enerjisi kontrol edilir.  $S_1$  ve  $S_2$  anahtarının  $f_s$  anahtarlama frekansında ve T periyodunda iki farklı PWM sinyali ile sürüldüğünü varsayalım. Çizelge 2.1'deki dört farklı durum ortaya çıkacaktır. Bölüm 2.3.1'de açıklanan sebeplerden dolayı çalışmada sadece alçaltıcı ve yükseltici modlar kullanılacaktır. Sistemin çalışma gerilimleri yüksek değerli olduğu için hesaplamalarda  $D_2$  diyotunun sebep olduğu gerilim düşümleri göz ardı edilecektir. L bobininin her anahtarlama durumunda üzerine düşen gerilim değerine göre, depoladığı ve ilettiği akıma göre analiz yapılacaktır.

Devre bobin akımının değişimine göre sürekli akım modunda, kesikli akım modunda ve sınır akım modunda (BCM) vb. tasarlanabilir. Bunlardan sürekli akım modunda, bobin akımı hiçbir zaman sıfırlanmaz. Frekans değeri yüksek olan sistemlerde tercih edilirler [41]. Sonuç olarak, devre sürekli akım modunda aşağıdaki varsayımlar kabul edilerek tasarlanacaktır:

- i. Bobin akımı periyodiktir.
- ii. Bobin üzerine düşen ortalama gerilim sıfırdır.
- iii. Ortalama kapasitör akımı sıfırdır.
- iv. Kapasitör değeri çıkış gerilimini sabit tutacak kadar büyüktür.
- v. Devre elemanları idealdir.

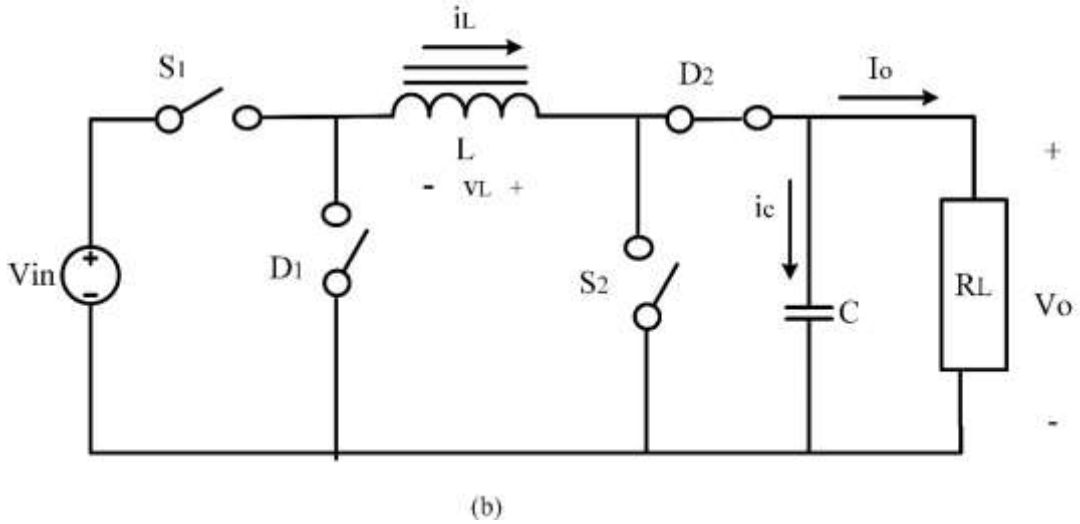
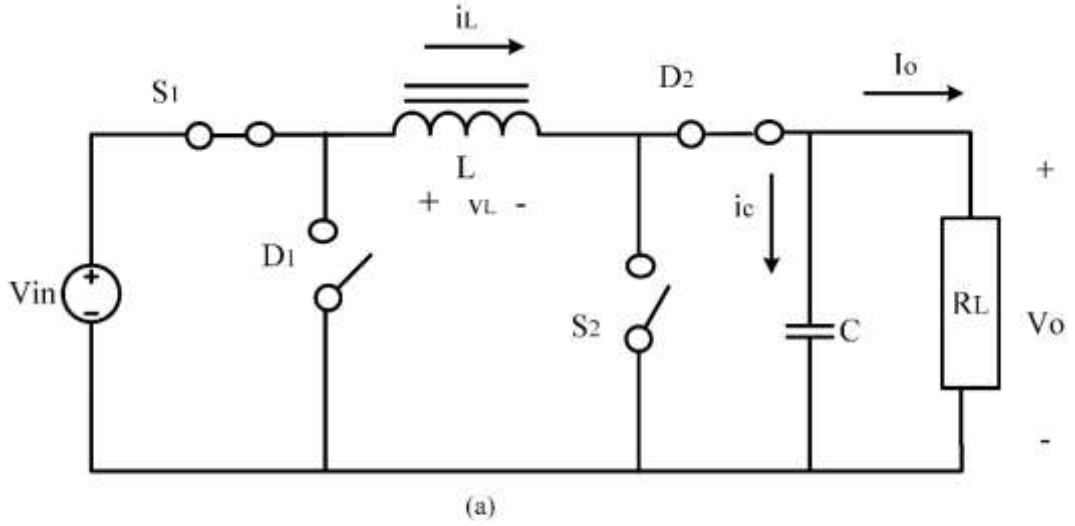
Şekil 3.1’de gösterilen  $PWM_1$  ve  $PWM_2$  sinyallerinin doluluk oranları Eşitlik 2.1’de verilmiştir. Alçaltıcı modda  $S_2$  anahtarı daima açık devre, yükseltici modda  $S_1$  anahtarı daima kapalıdır. Yani alçaltıcı mod ile alçaltıcı dönüştürücü, yükseltici mod ile yükseltici dönüştürücü eşdeğerdir. Devre elemanları ideal kabul edilerek, bundan sonraki analizler bu iki farklı mod için yapılacaktır.



**Şekil 3.1** Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devresi; (a) genel devre; (b) alçaltıcı mod; (c) yükseltici mod

## Alçaltıcı mod

Alçaltıcı mod için devrenin eşdeğeri Şekil 3.2’de, devre akım ve gerilim sinyallerinin pozisyonları Şekil 3.3’de sunulmuştur [41]. Şekilde görüldüğü gibi bobin akımı hiçbir zaman sıfıra düşmemektedir. Şekilde  $v_L$  bobinde indüklenen ters emk’yı temsil etmektedir.  $D_1$  diyotunun açık/kapalı durumlarını etkiler.



Şekil 3.2 Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devrenin alçaltıcı modu; (a)  $S_1$  kapalı; (b)  $S_1$  açık

**$S_1$  anahtarı kapalı/iletimde:**  $D_1$  diyotu üzerine ters kutuplanmış giriş gerilimi ( $V_{in}$ ) uygulandığından  $D_1$  diyotu kesimdedir.  $L$  bobininin gerilimi  $v_L$  ile temsil edilirse, bobin üzerine düşen gerilim:

$$v_L = V_{in} - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.1)$$

olur. Bobin akımın değişimi yalnız bırakılırsa:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (3.2)$$

elde edilir. Bobin akımındaki değişimin doğrusal olduğu kabul edilirse:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (3.3)$$

eşitliği elde edilir. Burada L Şekil 3.2’de sunulan devredeki bobinin endüktans değerini,  $i_L$  bobin akımı ve  $\Delta i_L$  bobin akım değişimini temsil etmektedir. Ek olarak  $V_{in}$  DA dönüştürücünün girişine uygulanan ortalama gerilimi,  $V_o$  dönüştürücü çıkış geriliminin ortalama değerini temsil etmektedirler. Anahtar kapalı iken geçen toplam zaman bir periyottaki iletim süresine eşit olduğuna göre, Eşitlik 2.1 ile Eşitlik 3.3 birleştirilerek Eşitlik 3.4 elde edilir.  $S_1$  iletimde olduğunda L bobininin depoladığı akım miktarı Eşitlik 3.4’de verilmiştir.

$$(\Delta i_L)_{iletim} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L} D_1 T \quad (3.4)$$

**$S_1$  anahtarı açık/kesimde:**  $S_1$  anahtarı açıldığında bobin üzerinde indüklenen gerilim yön değiştirir, böylece  $D_1$  doğru polarlanmış olur ve ilettime geçer.  $S_1$  anahtarı açık olduğunda bobin üzerine düşen toplam gerilim:

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.5)$$

olur. Bobin üzerine düşen gerilimin negatif olması, depolanan akımın negatif eğime sahip olmasına sebep olur.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (3.6)$$

Böylece bobin depoladığı akımı doğrusal olarak yüke aktarır. Eşitlik 2.1'den yararlanarak, bobin akımının değişimi Eşitlik 3.7, 3.8'de elde edilmiştir.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1 - D_1)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (3.7)$$

$$(\Delta i_L)_{kesim} = \frac{-V_o}{L} (1 - D_1)T \quad (3.8)$$

Burada  $(\Delta i_L)_{kesim}$   $S_1$  anahtarı açık durumda iken bobinin yüke ilettiği akım miktarını,  $D_1$  alçaltıcı modun doluluk oranını temsil etmektedir.  $S_1$  anahtarının açık ve kapalı olduğu durumlarda devrede depolanan ve iletilen sinyallerin değişimi Şekil 3.3'de sunulmuştur. Bobin akımının değişimi Şekil 3.3'de gösterildiği gibi her periyot sonunda sıfır olduğu kabul edilirse:

$$(\Delta i_L)_{iletim} + (\Delta i_L)_{kesim} = 0 \quad (3.9)$$

eşitliği elde edilir. Eşitlik 3.9 aynı zamanda bobinin doyuma girmedığının bir göstergesidir. Çünkü her periyot sonunda depoladığı toplam enerji sıfıra eşittir. Eşitlik 3.4, 3.8 ve Eşitlik 3.9 kullanılarak:

$$\frac{V_o}{L} (1 - D_1)T = \frac{(V_{in} - V_o)}{L} D_1 T \quad (3.10)$$

elde edilir. Eşitlik 3.10 çözüldüğünde:

$$V_o = D_1 V_{in} \quad (3.11)$$

alçaltıcı modun DA transfer fonksiyonu ya da doluluk oranı elde edilir. Bobin akımının maksimum ve minimum akım değerleri:

$$I_{maksimum} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R_L} + \frac{1}{2} \left[ \frac{V_o}{L} (1 - D_1)T \right] \quad (3.12)$$

$$I_{minimum} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R_L} - \frac{1}{2} \left[ \frac{V_o}{L} (1 - D_1) T \right] \quad (3.13)$$

elde edilir. Burada  $I_{maksimum}$  alçaltıcı mod için bobin akımının alabileceği maksimum akım değerini,  $I_{minimum}$  alçaltıcı mod için bobin akımının alabileceği minimum akım değerini temsil etmektedir. Devre sürekli akım modunda tasarlandığından, bobin akımı hiçbir zaman sıfır olmamalıdır.

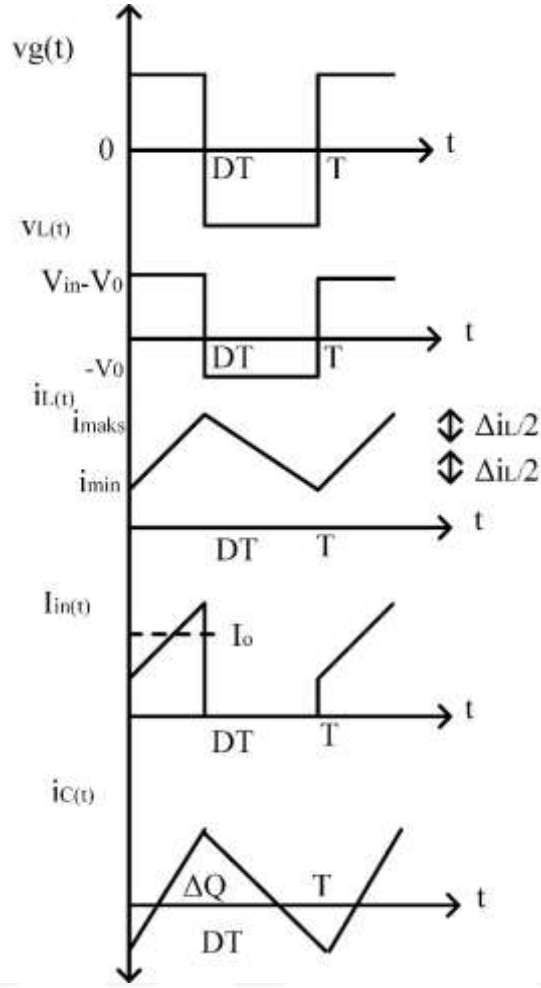
$$I_{minimum} = V_o \left[ \frac{1}{R_L} - \frac{(1 - D_1)}{2L f_s} \right] > 0 \quad (3.14)$$

Eşitlik 3.14 sadeleştirildiğinde, devrenin sürekli akım modunda çalışabilmesi için sahip olması gereken minimum endüktans değeri elde edilir.

$$L_{min} > \frac{(1 - D_1) R_L}{2 f_s} \quad (3.15)$$

Çalışmalarda arzu edilen çalışma değerleri için endüktans değeri Eşitlik 3.15’de elde edilen değerden yüksek seçilir [70]. Bu seçimde iki önemli kriter vardır. Birincisi, bobin değeri arttıkça CBB’nin hacim ve ağırlığı arttığı için endüktans değeri mümkün olduğunca küçük olmalıdır. İkincisi ise, bu değer Bölüm 4’de incelenecek dönüştürücünün frekans cevabına yaptığı etkidir. Bu kriterler düşünülerek endüktans değeri hesaplanmalıdır. Şekil 3.3’de  $v_g(t)$  anahtarı süren sinyalin gerilim değerini,  $I_{in}(t)$  DA dönüştürücü giriş akımını temsil etmektedir.





Şekil 3.3 Alçaltıcı mod için ideal akım ve gerilim sinyalleri

Şekil 3.2’de verilen devredeki bobin akımı, kapasitör akımı ve çıkış akımı arasındaki ilişki Kirchoff Akım yasası (KCL) kullanılarak Eşitlik 3.16’da elde edilir.

$$i_L = i_c + I_o \quad (3.16)$$

Burada  $i_L$ ,  $i_c$ ,  $I_o$  sırasıyla bobin akım değerini, çıkış filtreleme kapasitör akımını ve dönüştürücü çıkış akımının ortalama değerini simgelemektedirler. Kapasitans tanımından:

$$Q_y = CV_o \quad (3.17)$$

elde edilir. Burada  $Q_y$  iletkenin yükünü,  $C$  kapasitörün sığasını simgelemektedir. Ayrıca  $\Delta V_o$  çıkış gerilimindeki dalgalanmayı simgelemektedir. Anahtarlama süresince kapasitör enerjisinde değişim olacaktır.

$$\Delta Q_y = C\Delta V_o \quad (3.18)$$

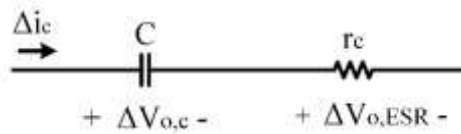
Şekil 3.3’de verilen kapasitör akımının değişiminden:

$$\Delta V_o = \frac{T\Delta i_L}{8C} \quad (3.19)$$

elde edilir. Eşitlik 3.4, 3.8’de elde edilen bobin akım değişimleri kullanılarak, istenilen seviyede gerilim dalgalanması elde etmek için kullanılması gereken minimum kapasitör değeri bulunur.

$$C_{min} = \frac{1 - D_1}{8L(\Delta V_o / V_o)f_s^2} \quad (3.20)$$

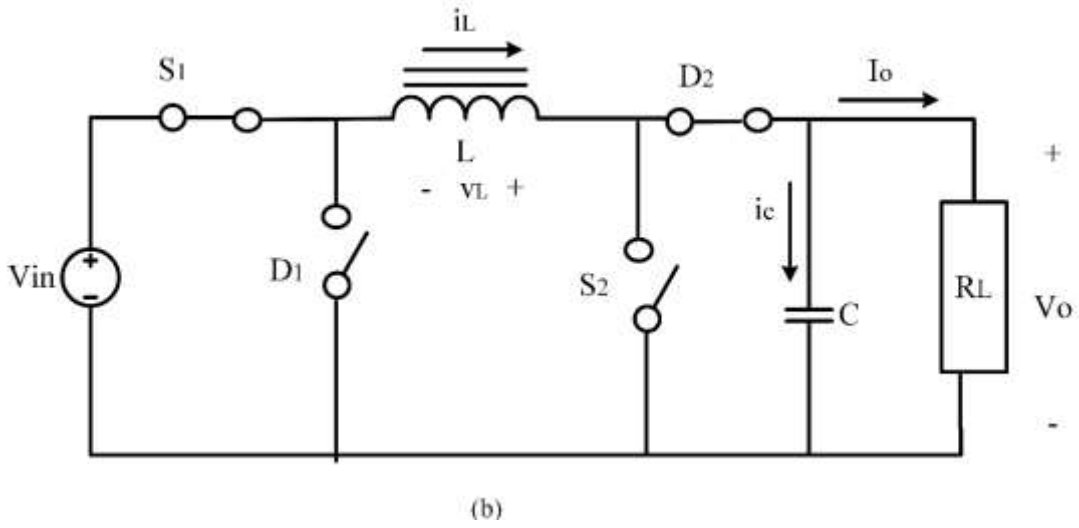
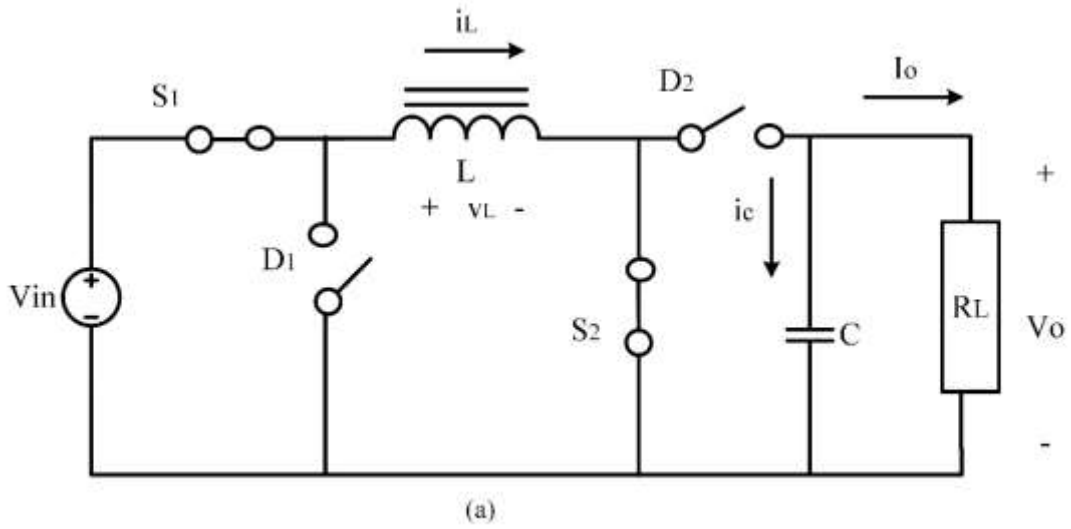
Burada  $C_{min}$  devreyi sürekli akım modunda tutacak minimum kapasitansı,  $f_s$  dönüştürücünün anahtarlama frekansını simgelemektedir. Eşitlik 3.20’de elde edilen çıkış gerilim dalgalanması kondansatörün ideal olduğu varsayılarak elde edilmiştir. Fakat gerçek kapasitör kapasitansa seri eşdeğer direnç (ESR) ve seri eşdeğer endüktans (ESL)’a sahiptir. ESR’nin çıkış gerilim dalgalanmasına önemli etkisi var iken, ESL’nin etkisi çok küçük olduğu için bu çalışmada göz ardı edilecektir. Ayrıca çalışmada hesaplanacak bobin değerinin yüksek olmasından dolayı bobin akımının dalgalanmasına doğrudan etkisi olacak bobin eşdeğer seri direnci de çalışmada hesaplamalara katılacaktır. Şekil 3.4’de gerçek bir kapasitör eşdeğer modeli sunulmuştur [41].



Şekil 3.4 Eşdeğer seri dirençli bir kapasitör modeli

### Yükseltici Mod

Yükseltici mod için devrenin eşdeğeri Şekil 3.5’de, devre akım ve gerilim sinyallerinin değişimi Şekil 3.6’da sunulmuştur [41]. Şekilde görüldüğü gibi bobin akımı sıfıra düşmemektedir. Bu modda  $S_1$  anahtarı daima kapalıdır. Ayrıca  $D_1$  diyotu,  $V_{in}$  ve bobinde indüklenen ters emk dan dolayı Şekil 3.5’de gösterildiği gibi bu mod boyunca ters polarlanır. Bu aralıkta yükü C kapasitörü besler.



**Şekil 3.5** Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devrenin yükseltici modu; (a)  $S_2$  kapalı; (b)  $S_2$  açık

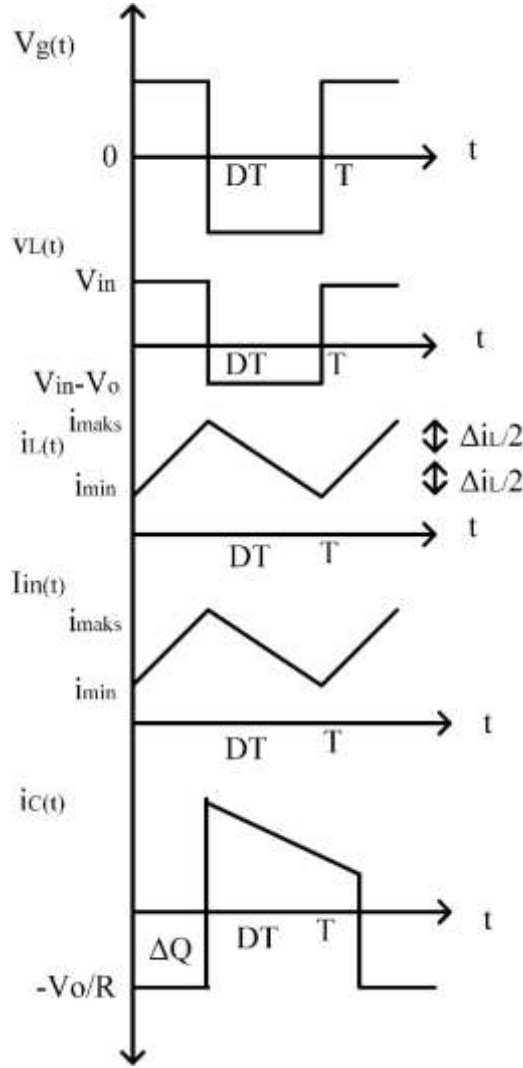
Alçaltıcı moda benzer şekilde, bu modu CCM'de tutacak minimum bobin değeri bobin üzerine düşen gerilim aracılığıyla hesaplanır. Daha sonra, hesap edilen bobin akımı sayesinde CCM çalışma durumu için kapasitör değeri hesaplanır.

**$S_2$  anahtarı kapalı/iletimde:** Şekil 3.5 (a)'daki devrede Kirchhoff Voltaj Kanunu (KVL) uygulanırsa:

$$v_L = V_{in} = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.21)$$

elde edilir. Buradan hareketle,  $S_2$  anahtarının kapalı durumu için bobin akımının eğimi elde edilebilir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (3.22)$$



**Şekil 3.6** Yükseltici mod için ideal akım ve gerilim sinyalleri

Bobin akımının değişimi doğrusal kabul edildiğinden,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_{in}}{L} \quad (3.23)$$

elde edilir. Eşitlik 2.1 Eşitlik 3.23’de yerine konulduğunda, Eşitlik 3.24 elde edilir.

$$(\Delta i_L)_{iletim} = \frac{(V_{in})}{L} D_2 T \quad (3.24)$$

**S<sub>2</sub> anahtarı açık/kesimde:** S<sub>2</sub> anahtarı açıldığında bobin akımı hızlı bir şekilde değişmez, çünkü akımın yüke aktarılması için D<sub>2</sub> diyotunun iletme geçmesi gereklidir. Bobinde indüklenen ters emk sayesinde D<sub>2</sub> diyotu doğru polarlanır ve iletme geçer. S<sub>2</sub> anahtarının açık olduğu süre boyunca bobin akımının değişimi,

$$v_L = V_{in} - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.25)$$

elde edilir. Buradan hareketle, S<sub>2</sub>'nin kapalı durumu için bobin akımının eğimi elde edilebilir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (3.26)$$

Bobin akımının değişimi doğrusal kabul edilirse Eşitlik 3.27 elde edilir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (3.27)$$

Eşitlik 2.1 ile Eşitlik 3.27'den yararlanarak bobin akımının değişimi Eşitlik 3.28'de elde edilir.

$$(\Delta i_L)_{kesim} = \frac{(V_{in} - V_o)(1 - D_2)}{L} T \quad (3.28)$$

Şekil 3.6'da gösterildiği her periyot sonunda bobin akımının değişimi sıfır olduğu kabul edilirse,

$$(\Delta i_L)_{iletim} + (\Delta i_L)_{kesim} = 0 \quad (3.29)$$

Yani, Eşitlik 3.24 ve Eşitlik 3.28'in toplamı sıfır olmalıdır.

$$\frac{V_{in}}{L} D_2 T + \frac{(V_{in} - V_o)(1 - D_2)}{L} T = 0 \quad (3.30)$$

Eşitlik 3.30 çözüldüğünde, yükseltici mod DA transfer fonksiyonu,

$$V_0 = \frac{V_{in}}{1 - D_2} \quad (3.31)$$

elde edilir. Burada  $D_2$   $S_2$  anahtarının doluluk oranını simgelemektedir. Bobin akımının maksimum ve minimum akım değerleri sırasıyla Eşitlik 3.32 ve Eşitlik 3.33'de verilmiştir.

$$I_{maksimum} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{in}}{(1 - D_2)^2 R_L} + \frac{1}{2} \frac{V_{in} D_2 T}{L} \quad (3.32)$$

$$I_{minimum} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{in}}{(1 - D_2)^2 R_L} - \frac{1}{2} \frac{V_{in} D_2 T}{L} \quad (3.33)$$

Burada  $I_{maksimum}$  yükseltici mod için bobin akımının alabileceği maksimum akım değerini,  $I_{minimum}$  yükseltici mod için bobin akımının alabileceği minimum akım değerini temsil etmektedir. Devre sürekli akım modunda tasarlandığından, bobin akımı hiçbir zaman sıfır olmamalıdır.

$$I_{minimum} = V_0 \left[ \frac{1}{R_L} - \frac{(1 - D_1)}{2L f_s} \right] > 0 \quad (3.34)$$

Eşitlik 3.34 sadeleştirildiğinde, devrenin sürekli akım modunda çalışabilmesi için sahip olması gereken minimum bobin değeri elde edilir [41].

$$L_{min} > \frac{D_2(1 - D_2)^2 R_L}{2f_s} \quad (3.35)$$

Önceki eşitlikler çıkış geriliminin sabit olduğu varsayılarak elde edilmiştir. Bu durum ancak C kapasitansının çok yüksek ya da sonsuz değerli kabul edilmesi anlamına gelmektedir. Pratikte, sonlu bir kapasitans, çıkış voltajında bir miktar dalgalanmaya neden olacaktır. Şekil 3.6'da verilen kapasitör akım dalgalanması kullanılarak kapasitans değeri bulunabilir [71].

$$\Delta Q_y = \frac{V_0 D_2 T}{R_L} = C \Delta V_0 \quad (3.36)$$

Kapasitansın çıkış voltajı dalgalanma miktarı açısından ifadesi,

$$C_{min} > \frac{D_2}{R_L(\Delta V_o/V_o)f_s} \quad (3.37)$$

elde edilir.  $C_{min}$  yükseltici modu CCM'de tutacak minimum kapasitans değeridir. Bu değer yükseldikçe çıkış voltaj dalgalanmasının azaldığı Eşitlik 3.37'den görülebilir. Pratikte, bu değer daha yüksek seçilmelidir. Ayrıca, çıkış voltaj dalgalanmasının idealde %1 olması istenir. Daha yüksek voltaj dalgalanması yüke zarar verecektir [41].

Devreyi sürekli akım modunda çalıştıracak minimum bobin ve kapasitör değerleri iki farklı yöntem ile hesaplanabilir. Birincisi, her iki mod için gerekli doluluk oranı ( $D_1$ ,  $D_2$ ), yük direnç değeri ( $R_L$ ) ve çalışma frekansı belirlenir. Bu modlar için sağlanması gereken parametre değerleri Çizelge 3.1'den alınır. Daha sonra Eşitlik 3.15 ve Eşitlik 3.35 kullanılarak her bir modu sürekli akım modunda tutabilecek minimum bobin değerleri hesaplanır.

$$D_1 = \frac{190}{310} = 0.62 \quad (3.38)$$

Yükseltici modun doluluk oranı ise Eşitlik 3.31 kullanılarak elde edilir.

$$D_2 = \frac{400 - 310}{400} = 0.23 \quad (3.39)$$

Buradan, alçaltıcı mod için minimum endüktans değeri,

$$L_{min} > \frac{(1 - 0.61) * 1000}{2 * 40000} = 4.9 * 10^{-3}H \quad (3.40)$$

elde edilir. Yükseltici mod için minimum endüktans değeri,

$$L_{min} > \frac{0.23 * (1 - 0.23)^2 * 8700}{2 * 40000} = 14.8 * 10^{-3}H \quad (3.41)$$

olarak bulunur. Bu modlar için eşdeğer direnç değerleri Eşitlik 3.55 kullanılarak hesaplanmıştır. Devreyi CCM'de çalıştıracak bobin değerleri tek eşitlikle de hesaplayan çalışmalar vardır [72]. Fakat bobin ve kapasitör değerlerinin hassas olması için çalışmada her mod için ayrı hesaplamalar yapılmıştır. Alçaltıcı mod için minimum filtre kapasitans değeri,

$$C_{min} = \frac{1 - 0.61}{8 * 14.8 * 10^{-3} * 0.01 * (4 * 10^3)^2} = 7.62 * 10^{-7} F \quad (3.42)$$

Yükseltici mod için minimum kapasitans değeri,

$$C_{min} > \frac{0.23}{8700 * 0.01 * 40000} = 6.6 * 10^{-8} F \quad (3.43)$$

Son olarak, Bölüm 4'de bulunacak olan alçaltıcı ve yükseltici mod kontrol-çıkış transfer fonksiyonları kullanılarak bu modların frekans cevabı elde edilir. Eşitlik 3.32, 3.25, 4.5 ve Eşitlik 4.11 aracılığıyla açık çevrim frekans cevabını iyileştirecek optimum bobin ve kapasitör değerleri seçilir. Alçaltıcı ve yükseltici modlar için arzu edilen gerilim değerleri ve diğer parametreler Çizelge 3.1'de verilmiştir.

**Çizelge 3.1.** Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü parametreleri

Parametre	Değer	Birim
Giriş Gerilimi ( $V_{in}$ )	310	V
Alçaltıcı Mod Çıkış Gerilim Aralığı ( $V_o$ )	190-295	V
Yükseltici Mod Çıkış Gerilim Aralığı ( $V_o$ )	310-400	V
Lamba Gücü	6-36	W
Çalışma Frekansı ( $f_s$ )	40	kHz
Bobin Değeri (L)	15	Mh
Kapasitör Değeri ©	1	$\mu$ F
Bobin Direnci ( $r_C$ )	100	m $\Omega$
Kapasitör Direnci ( $r_L$ )	50	m $\Omega$

### 3.2 YARIM KÖPRÜ REZONANS DEVRE TASARIMI

Yarım köprü rezonans eviricinin çalışması Bölüm 2.3.2'de ele alınmıştır. Bu kısımda SPRI devre elemanlarının ( $L_S$ ,  $C_S$ ,  $C_P$ ) değerleri hesaplanacaktır. SPRI devresi Şekil 3.7'de verilmiştir [73]. Lamba terminalindeki gerilim ve akım sinyalleri arasındaki faz farkının minimum değerde olması için hesaplamada sönümsüz doğal frekans ile anahtarlama frekansına eşit



alınacaktır. Evirici devrenin üçüncü dereceden bir sistem olduğu Şekil 3.7'den görülebilir. Tipik bir ikinci dereceden sistemin transfer fonksiyonu Eşitlik 3.44'de verilmiştir.

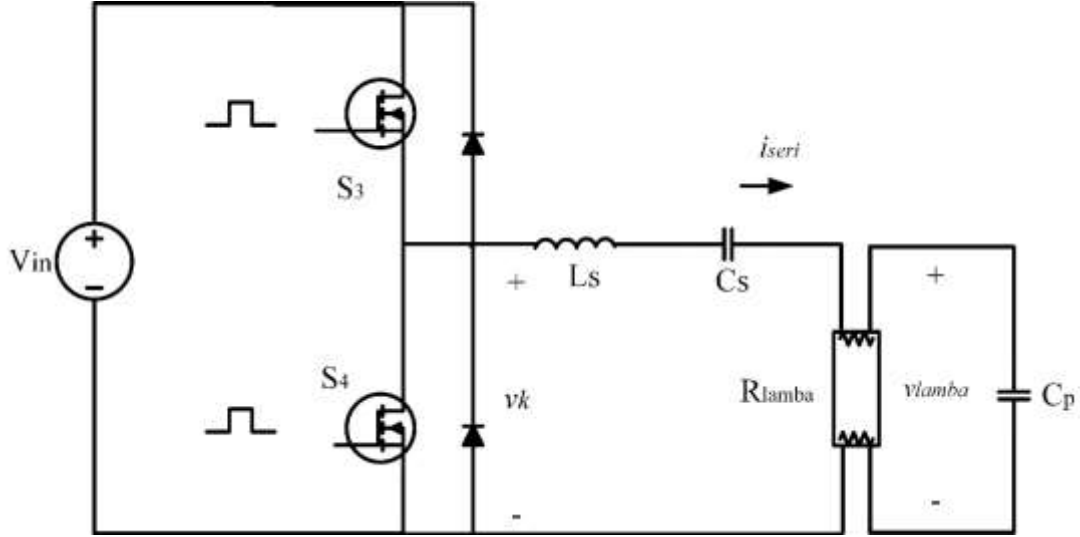
$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.44)$$

Burada  $\omega_n$  sönümsüz doğal frekans değerini,  $\zeta$  sönümlenme oranını simgelemektedir. Arzu edilen çalışma durumları için sistemin sönümlenme oranı 0.707 seçilir. Evirici cevabını kötüleştirmeyecek bir kök eklenmesi kök yerleştirme yöntemi kullanılarak yapılır [74]. Sonunda SPRI transfer fonksiyonu Eşitlik 3.45'de elde edilir. Devrenin kutupları Çizelge 3.2'de sunulmuştur.

**Çizelge 3.2.** Rezonans devresinin transfer fonksiyonu parametreleri

Parametre	Değer
Sönümlenme oranı ( $\zeta$ )	0.707
Sönümsüz doğal frekans ( $\omega_n$ )	358.14 k rad/s
Sistemin birinci kökü ( $s_1$ )	$(-2.53+2.53i).10^5$
Sistemin ikinci kökü ( $s_2$ )	$(-2.53-2.53i).10^5$
Sistemin üçüncü kökü ( $s_3$ )	$-3.58.10^5$

$$G(s)_1 = \frac{128 * 10^9}{s^3 + 8.64 * 10^5 s^2 + 3.092 * 10^{11} s + 45.82 * 10^{15}} \quad (3.45)$$



Şekil 3.7 Yarı köprü seri-paralel yüklü rezonans evirici devresi

Şekil 3.7’de gösterilen devrenin genel transfer fonksiyonu Eşitlik 3.46’da verilmiştir.

$$G(s)_2 = \frac{v_{lamba}(s)}{v_k(s)} \quad (3.46)$$

Burada  $v_{lamba}$  floresan lamba terminallerindeki sinüzoidal gerilimi,  $i_{seri}$  rezonans devresinin giriş akımını,  $v_k$  rezonans devrenin girişine uygulanan pozitif kare dalga gerilimi ve  $R_{lamba}$  floresan lamba iç direncini temsil etmektedir. KVL kullanılarak devrenin giriş gerilimi,

$$v_k(s) = i_{seri}(s) * (sL_s + \frac{1}{sC_s} + \frac{\frac{1}{sC_p} * R_{lamba}}{(\frac{1}{sC_p} + R_{lamba})}) \quad (3.47)$$

elde edilir. Çıkış gerilimi,

$$v_{lamba}(s) = i_{seri}(s) * (\frac{\frac{1}{sC_p} * R_{lamba}}{(\frac{1}{sC_p} + R_{lamba})}) \quad (3.48)$$

elde edilir. Eşitlik 3.47 ve 3.58 Eşitlik 3.46’da yerine konulduğunda rezonans devresinin transfer fonksiyonu elde edilir.

$$G(s)_2 = \frac{\frac{s}{C_p L_s}}{s^3 + \frac{s^2}{C_p R_{lambda}} + \frac{(C_p + C_s)s}{C_p C_s L_s} + \frac{1}{C_p C_s L_s R_{lambda}}} \quad (3.49)$$

Perdigao ve Saraiva çalışmalarında yarım köprü evirici anahtarlarını 57 kHz frekansında sürdürüklerinde, 36 W'lık bir floresan lambanın iç direncini 389  $\Omega$  hesaplamışlardır [68]. Hesaplanan bu direnç rezonans evirici devrenin eleman değerleri hesaplanırken kullanılacaktır. Eşitlik 3.46 ve Eşitlik 3.49'daki transfer fonksiyonları eşitlenirse,

$$G(s)_1 = G(s)_2 \quad (3.50)$$

elde edilir. Buradan devre elemanlarının değerleri tek tek bulunabilir.

$$8.64 * 10^5 = \frac{1}{C_p * 389} \quad (3.51)$$

Eşitlik 3.51'den paralel kapasitans ( $C_p$ ) değeri 2.97 nF olarak elde edilir. Paralel kapasitans değeri bulunduktan sonra seri kapasitans değeri Eşitlik 3.52 ile bulunur.

$$45.82 * 10^{15} = \frac{1}{C_s * L_s * 389 * 2.97 * 10^{-9}} \quad (3.52)$$

Buradan seri endüktans ve seri kapasitans değerlerinin çarpımı elde edilir.

$$C_s L_s = 1.89 * 10^{-11} \quad (3.53)$$

Eşitlik 3.53 aracılığıyla,

$$3.092 * 10^{11} = \frac{(2.97 * 10^{-9} + C_s)}{1.89 * 10^{-11} * 2.97 * 10^{-9}} \quad (3.54)$$

elde edilir. Buradan  $C_s$  değeri 14.4 nF olarak elde edilir. Seri kapasitans bulunduğuna göre, Eşitlik 3.53 aracılığıyla  $L_s$  değeri 1.31 mH olarak hesaplanır. Bu değerler Çizelge 3.3'de sunulmuştur.

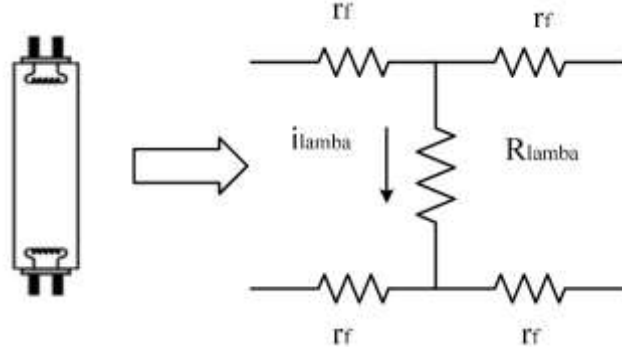
Bölüm 2.3.2’de bahsedilen SPRI devresinin davranışını tanımlayan başlıca parametreler Eşitlik 2.1-2.7 ve SPRI devre eleman değerleri kullanılarak hesaplanmıştır. Bu parametreler Çizelge 3.3’de sunulmuştur. Hesaplamalar [74]’de detaylı olarak ele alınmıştır. Kapasitans oranının 0.1-0.25 arasında olması elektronik balast devreleri için uygundur [68].

**Çizelge 3.3. SPRI parametreleri**

Parametre	Değer
Kapasitans oranı (A)	0.2062
$\alpha$ faktörü	0.829
Kalite faktörü (Q)	0.5232
Seri bobin endüktansı ( $L_s$ )	1.31 mH
Seri kapasitör kapasitansı ( $C_s$ )	14.4 nF
Paralel kapasitör kapasitansı ( $C_p$ )	2.97 nF

### 3.3. FLORESAN LAMBA MODELİ

Floresan lambalar Bölüm 2.3.3’de bahsedildiği gibi yüksek frekansta çalıştırıldıklarında saf direnç gibi davranırlar. Standart floresan lambanın davranışı iki adımda modellenir. Birincisi, ateşlenmeden önce açık devre olan ve ateşlemeden sonra hızlı bir şekilde 200-500  $\Omega$ ’lara düşen lamba iç direncinin modellenmesidir. İkincisi, sabit dirence sahip lamba elektrotlarının/filamanların modellenmesidir. Perdigo ve Saraiva General Electric firmasının 36 W’lık bir floresan lambasının üzerinde ölçümler yapmışlardır. Elde ettikleri verileri kullanarak, lambanın iç direncini monoton çift üstel bir fonksiyon haline getirmişler. Negatif lamba iç direncini tanımlayan bu fonksiyon Eşitlik 3.55’de sunulmuştur [68]. Bu model, çalışmada kullanılacak referans direnç modelidir. Lamba filamanları küçük değerli tipik saf dirençtirler [75]. [76] ve [77]’de yapılan ayrıntılı ölçümler göz önünde bulundurularak floresan lamba filamanlarının ( $r_f$ ) 6  $\Omega$ ’a eşit olduğu kabul edilmiştir. Çalışmada kullanılacak floresan lamba modeli Şekil 3.8’de sunulmuştur [78]. Ayrıca, laboratuvarında yapılan ölçümler ve [79]’dan yola çıkılarak 18 W’lık bir standart floresan lambanın ateşleme anındaki direnci yaklaşık 8 k $\Omega$ , sürekli çalışma durumunda yaklaşık 200  $\Omega$  dirence sahip olduğu kabul edilmiştir. Bu lambanın ateşleme ve sürekli çalışma durumundaki gereksinimlerinin sağlanması çalışmanın amaçlarındandır.



**Şekil 3.8** Floresan lamba eşdeğer devre modeli

$$R_{lamba} = ae^{(b \cdot P_{lamba})} + ce^{(d \cdot P_{lamba})} \quad (3.55)$$

Burada a, b, c, d üstel modelin katsayılarını,  $P_{lamba}$  lamba gücünü temsil etmektedir. Monoton çift üstel modelin parametre değerleri ve filamanların direnç değerleri Çizelge 3.4'de verilmiştir.

**Çizelge 3.4.** Eşdeğer direnç modelinin parametre değerleri

Parametre	Değer
a	8147
b	-0.2113
c	1433
d	-0.5353
$r_f$	$6\Omega \times 4$
$P_{lamba}$	20-36 W



## BÖLÜM 4

### EVİRMEYEN ALÇALTICI YÜKSELTİCİ DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ VE DENETLEYİCİ TASARIMI

Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü iki adet transistör ve iki adet diyot içerdiği için doğrusal olmayan bir sistemdir. Anahtarların açık/kapalı durumlarına göre devrenin karakteristiğini öngörebilmek için, devrenin ortalama ve çalışma noktası yakınlarında doğrusallaştırılması gerekmektedir. Devrede bulunan iki aktif anahtarın açık ve kapalı olduğu durumların birleştirilerek tek bir eşitlik içinde ifade edilmesine devrenin ortalama denir.

#### 4.1 CBB DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BASİTLEŞTİRİLMİŞ KÜÇÜK SINYAL MODELİ

Anahtarlamalı mod güç kaynaklarının (SMPS) ortalama ve doğrusallaştırılması için kullanılan iki temel yöntem vardır. Bunlar: devre ortalama yöntemi ve durum uzay ortalama yöntemidir. Durum uzay ortalama yönteminde SMPS devreleri ilk olarak anahtarların durumlarına göre diferansiyel eşitliklerle ifade edilir. İletim ve kesim zamanlarına göre oranlandıktan sonra makul bir ifade haline getirilir. Burada giriş gerilimi, bobin akımı, kapasitör gerilimi ve doluluk oranının ortalama değerleri ile küçük AA bozucu bileşenleri hesaba katılır. Eşitlikler durum uzayı formatına dönüştürülür. Buradan devrenin karakteristik denklemleri/transfer fonksiyonu bulunur. Ancak bu yöntem, çok fazla diferansiyel eşitlik ve matris hesaplaması içerir. Buna ek olarak, eşitliklere bobin, kapasitör ve anahtarların parazit bileşenleri de katıldığında işlemler çok karmaşıklaşır [61]. Bu nedenle, dönüştürücünün ortalama ve doğrusallaştırılmış modelini elde etmek için devre ortalama yöntemi kullanılacaktır.

Devre ortalama yönteminde, devreye etki eden bütün dinamikler küçük AA sinyal bozucuların ve ortalama değerlerin toplamı olarak ifade edilir. Devre elemanları önce büyük sinyal eşdeğer devresine sonra küçük sinyal eşdeğer model haline dönüştürülür. Küçük sinyal

modeline dönüştürüldükten sonra KCL ve KVL kullanılarak kontrol girişi (doluluk oranı) ve çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi ifade eden kontrol-çıkış transfer fonksiyonu elde edilir.

Devrenin dinamik davranışı DA ortalama değerlerin ve küçük sinyal bozucuların toplamı olarak Eşitlik 4.1’de verilmiştir.

$$v_o = V_o + v_o \quad (4.1)$$

$$d = D + d$$

$$i_L = I_L + i_l$$

$$v_{in} = V_I + v_i$$

$$i_o = I_o + i_o$$

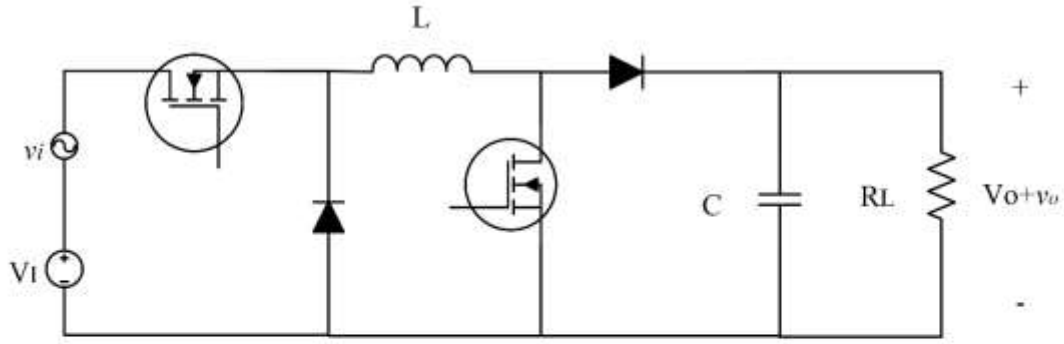
Eşitlik 4.1’deki italik yazılar küçük sinyal bozucuları, büyük harfle yazılan ifadeler DA ortalama değerleri temsil etmektedir. Ek olarak  $v_o$  toplam çıkış gerilimini,  $d$  toplam doluluk oranını,  $i_L$  toplam bobin akımını ve  $v_{in}$  toplam giriş gerilimini simgelemektedir.

Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici dönüştürücünün basitleştirilmiş küçük sinyal modelinin elde edilme adımları Şekil 4.1’de sunulmuştur [41].

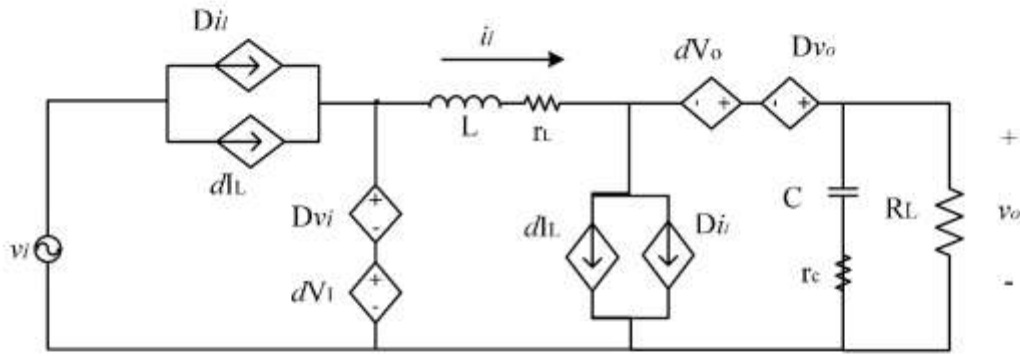
Burada  $d$ ,  $v_i$ ,  $i_o$  olmak üzere üç adet küçük sinyal girişi vardır. Devrede,  $v_i$ ,  $v_o$  ve  $i_o$  bozucu AA bileşenleri simgelerken,  $d$  ifadesi bu bozuculara karşı devreyi kontrol etmek için kullanılan kontrol parametresini simgeler. Ayrıca, devre parazit bileşenlerinden olan bobin ve kapasitör eşdeğer seri dirençleri de hesaplamaya eklenmiştir. MOSFET ve diyotların parazit bileşenleri çok küçük olduğu için göz ardı edilecektir. Bölüm 2.3.1’de MOSFET’lerin açık/kapalı durumlarına göre dört farklı durumun ortaya çıktığı ve bu modlardan alçaltıcı ve yükseltici modun kullanılacağı anlatılmıştı.

Sistemin karakteristik denklemi alçaltıcı ve yükseltici modlar için ayrı ayrı bulunacaktır. Karakteristik denklemi bulurken giriş gerilimi AA bozucu bileşeni ( $v_i$ ) ve çıkış akımı AA bozucu bileşeni ( $i_o$ )’nin sıfıra eşit olduğu kabul edilecektir. Bu kabul ile elde edilecek karakteristik denklem doluluk oranı-çıkış gerilimi transfer fonksiyonu veya kontrol-çıkış transfer fonksiyonu olarak adlandırılır.

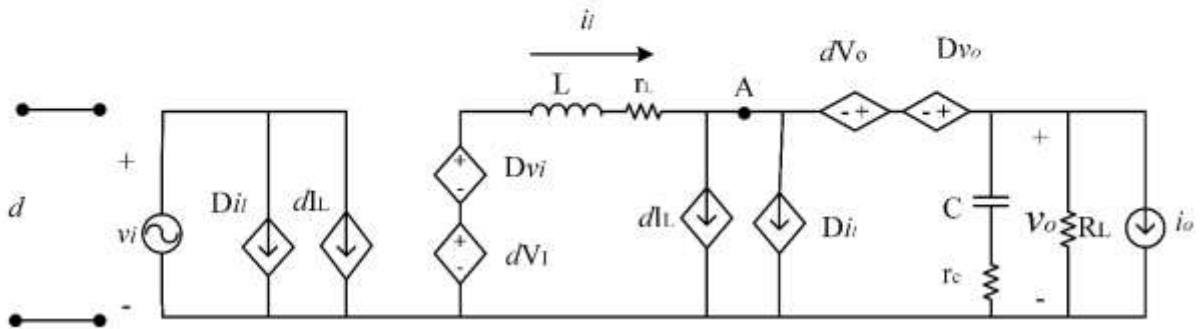




(a)



(b)



(c)

**Şekil 4.1** Evirmeyen alçaltıcı-yükseltici devre: (a) fiziksel hali: (b) küçük sinyal modeli: (c) basitleştirilmiş küçük sinyal modeli

Bobin eşdeğer empedansı ( $Z_1$ ) ve yük eşdeğer empedansı ( $Z_2$ ) olmak üzere, Eşitlik 4.2, 4.3'deki gibi hesaplanırlar.

$$Z_1(s) = r_L + sL \quad (4.2)$$

$$Z_2(s) = \frac{R_L \cdot (r_c + \frac{1}{sC})}{R_L + r_c + \frac{1}{sC}} \quad (4.3)$$

$Z_1$  ve  $Z_2$  alçak geçiren filtrenin seri ve paralel empedanslarını oluştururlar. Şekil 4.1 (c) sunulan devrede çıkış gerilimi ve kontrol girişi arasındaki ilişkiyi kurmak için gerilim bölümü yapıldığında:

$$v_0(s) = V_I d(s) \cdot \frac{Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \quad (4.4)$$

eşitliği elde edilir. Burada  $D_2$  diyotunun devreye bozucu etkisi göz ardı edilmiştir [41], [80]. Eşitlik 4.2, 4.3 ve Eşitlik 4.4 birleştirildiğinde:

$$K_1(s) = \frac{v_0(s)}{d(s)} = \frac{V_I R_L r_c}{L(R_L + r_c)} \cdot \frac{s + \frac{1}{Cr_c}}{s^2 + s \cdot \frac{C(R_L r_c + R_L r_L + r_c r_L) + L}{LC(R_L + r_c)} + \frac{R_L + r_L}{LC(R_L + r_c)}} \quad (4.5)$$

alçaltıcı modun kontrol-çıkış transfer fonksiyonu ( $K_1(s)$ ) elde edilir. Sırasıyla yük direnci, bobin eşdeğer direnci, kapasitör eşdeğer direnci  $R_L$ ,  $r_L$ ,  $r_c$  simgeleri ile ifade edilmiştir. Alçaltıcı mod transfer fonksiyonu ikinci dereceden bir eşitliktir. Sol yarı düzlemde (LHP) iki tane kutbu ve sol yarı düzlemde bir tane gerçek sıfırı vardır. Diğer bir ifadeye, alçaltıcı mod minimum fazlı olan bir sistemdir.

Yükseltici modun kontrol-çıkış transfer fonksiyonu Şekil 4.1 (c)'de KCL ve KVL kullanılarak bulunur. KCL'ye göre Şekil 4.1 (c)'deki A noktasına giren ve çıkan akımların toplamı sıfır olmalıdır. Yükseltici modun doluluk oranı  $D_2$ ,  $Z_2$  empedansından yani yük direnci ve ona paralel kondansatörden geçen akım  $i_{z2}$  olursa:

$$i_l = D_2 i_l + I_L d + i_{z_2} = D_2 i_l + I_L d + \frac{v_o}{Z_2} \quad (4.6)$$

eşitliği elde edilir. Burada  $i_l$  AA bozucu bobin akımı,  $I_L$  DA ortalama bobin akımı ve  $D_2$  değeri  $S_2$  anahtarının doluluk oranıdır. Eşitlik 3.22 ve Eşitlik 4.6 birleştirildiğinde:

$$i_l = \frac{I_L d}{1 - D_2} + \frac{v_0}{(1 - D_2)Z_2} = \frac{V_0 d}{(1 - D_2)^2 R_L} + \frac{v_0}{(1 - D_2)Z_2} \quad (4.7)$$

elde edilir. KVL kullanılarak:

$$D_2 v_0 + V_0 d = i_l Z_1 + v_0 \quad (4.8)$$

Eşitlik 4.7 ve Eşitlik 4.8 birleştirildiğinde:

$$V_0 d = v_0 (1 - D_2) + \frac{V_0 Z_1 d}{R_L (1 - D_2)^2} + \frac{v_0 Z_1}{Z_2 (1 - D_2)} \quad (4.9)$$

Eşitlik 4.9 sadeleştirildiğinde:

$$v_0 (1 - D_2) \left[ 1 + \frac{Z_1}{(1 - D_2)^2 Z_2} \right] = d V_0 \left[ 1 - \frac{Z_1}{(1 - D_2)^2 R_L} \right] \quad (4.10)$$

elde edilir. Eşitlik 4.2, 4.3 Eşitlik 4.10'da yerine konursa yükseltici modun kontrol-çıkış transfer fonksiyonu ( $K_2(s)$ ) elde edilir. Burada elde edilen transfer fonksiyonları durum-uzay yöntemi ile elde edilen transfer fonksiyonlarıyla aynıdır [63], [61]. Böylece yapılan hesaplamaların doğru olduğu anlaşılır.

$$K_2(s) = \frac{V_0 r_C}{(D_2 - 1)(R_L + r_C)} \frac{\left( s + \frac{1}{C r_C} \right) \cdot \left( s - \frac{1}{L} [R_L (1 - D_2)^2 - r_L] \right)}{s^2 + s \left( \frac{r_L + (1 - D_2)^2 R_L}{LC(R_L + r_C)} \right) + Y} \quad (4.11)$$

$$Y = \frac{C(r_L(R_L + r_C) + (1 - D_2)^2 R_L r_C) + L}{LC(R_L + r_C)}$$

Burada  $V_0$  çıkış DA ortalama gerilimini ifade eder. Yükseltici modun kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun iki tane LHP kutbu, bir tane sağ yarı düzlemde (RHP) ve bir tane sol yarı düzlemde olmak üzere iki adet sıfırı vardır. Sağ yarı düzlemde sıfıra sahip olan yükseltici mod minimum fazlı olmayan bir sistemdir [81]. Bu sıfır  $S_2$  anahtarının doluluk oranında adım yükselmesi (küçük artış) olduğunda, çıkış geriliminin başlangıç eğiminin negatif olmasına neden olur. Diğer bir ifadeyle, çıkış geriliminde başlangıç dalımı (ani düşme) yaşanır [82]. Bu

yüzden dönüştürücü çıkış voltajında bir başlangıç dalgalanmasına ve çıkış filtre kapasitörünün deşarj süresinin artmasına sebep olan doluluk oranı artışına sebep olur. Sonuç olarak, bobin akımı kapasitörü tekrar şarj edene kadar çıkış gerilimi daha da azalır [83].

Eşitlik 4.11'den görüleceği üzere, sol yarım düzlemde bulunan sıfır  $D_2$  doluluk oranından bağımsızdır. Buna karşın sistemin kutupları ve sağ yarım düzlemde bulunan sıfır  $D_2$ 'nin değişiminden etkilenir. Ayrıca, Eşitlik 4.11 ortalama çıkış gerilim değerine de bağlı olduğundan denetleyici tasarımı da zorlaşacaktır.

Çizelge 3.1'de sunulan veriler kullanılarak CBB dönüştürücünün her iki moda ait transfer fonksiyonları ayrı ayrı bulunur. Alçaltıcı modun açık çevrim transfer fonksiyonu Eşitlik 4.12'de verilmiştir.

$$K_1(s) = \frac{0.06752s + 1.35 * 10^6}{6.534 * 10^{-5}s^2 + 0.01565s + 4356} \quad (4.12)$$

Yükseltici moda ait açık çevrim transfer fonksiyonu ise Eşitlik 4.13'de verilmiştir.

$$K_2(s) = \frac{-20s^2 - 3.93 * 10^8s + 1.405 * 10^{14}}{6845s^2 + 8.292 * 10^5s + 2.705 * 10^{11}} \quad (4.13)$$

Bu modlara ait sıfır ve kutuplar Çizelge 4.1'de sunulmuştur. Çizelgeden görüleceği üzere, kutuplar karmaşık ve sanal eksene yakındır. Bu da sistemin sönümleme yapmasına ve yavaşlamasına neden olmaktadır.

**Çizelge 4.1** Her iki moda ait sıfır ve kutuplar

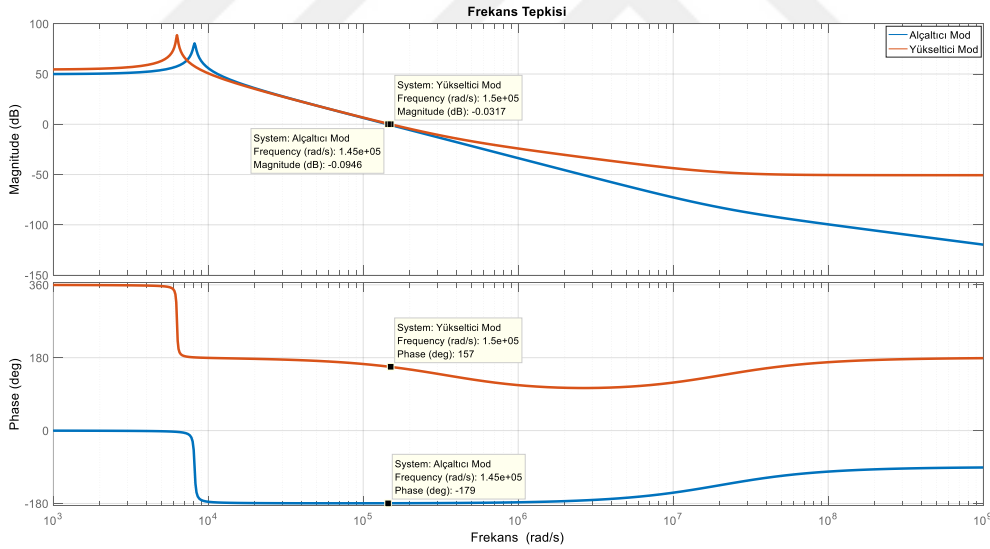
Mod	Alçaltıcı	Yükseltici
Birinci Sıfır	$-2*10^7$	$-2*10^7$
İkinci Sıfır	-	$0.0351*10^7$
Birinci Kutup	$(-0.1198 + 8.1641i)*10^3$	$(-0.0606 + 6.2868i)*10^3$
İkinci Kutup	$(-0.1198 - 8.1641i) *10$	$(-0.0606 - 6.2868i)*10^3$

## 4.2 FREKANS BÖLGESİ ANALİZİ

Bode diyagramı, dönüştürücünün farklı çalışma koşullarındaki frekans cevabını analiz etmek için kullanılabilir. Her iki moda ait açık döngü transfer fonksiyonlarının frekans tepkisi Şekil 4.2’de sunulmuştur. Ayrıca, açık döngü transfer fonksiyonlarının faz ve kazanç payları Çizelge 4.2’de verilmiştir. Dönüştürücü alçaltıcı modda pozitif faz payına sahipken, yükseltici modda negatif faz payına sahiptir. Yani sistem yükseltici modda kararsızdır. Bunun en büyük sebebi yükseltici modun sağ yarım düzlemde bir sifira sahip olmasıdır. Bu sıfır sistemin faz payını önemli miktarda düşürmektedir [84].

Çizelge 4.2 Açık döngü transfer fonksiyonlarının kararlılık payları

Mod	Alçaltıcı	Yükseltici
Kazanç Payı	sonsuz	342.2284
Faz Payı	0.5081	-22.5813



Şekil 4.2 Alçaltıcı ve yükseltici mod bode diyagramları

CBB dönüştürücü alçaltıcı modda iken Çizelge 4.2’de gösterildiği gibi kararludur. Sistemi arzu edilen seviyede hızlandıracak ve faz payını yükseltecek bir denetleyici gereklidir. Ayrıca, Şekil 4.2’de görülen yüksek frekans kazancı düşürülmelidir. Böylece yüksek frekans bozucuların etkisi elimine edilmiş olur. Bu işlemleri tipik PI ve Tip-III denetleyicileri sağlayabilir. PI denetleyici, sistemin tipini bir yükselterek kalıcı durum hatasını sınırlamakla birlikte, eklediği LHP sıfırı sayesinde faz payını arzu edilen aralığa getirebilir. Fakat, sanal eksene çok yakın

karmaşık kutupların etkilerini arzu edilen seviyede elimine etmesi zordur. Sistem daha fazla hızlandırılıp, bozululara karşı daha dayanıklı hale getirilebilir. Bu da Tip-III denetleyici ile gerçekleştirilebilir. Tip-III denetleyicinin özellikleri Bölüm 4.3’de ele alınacaktır.

Kontrolcü tek ve iki seviyeli olarak iki farklı şekilde tasarlanabilir. Yani alçaltıcı ve yükseltici modlar için ayrı ayrı veya her iki mod için tek denetleyici tasarlanabilir. Her iki mod için tek denetleyici kullanılması dijital kontrol uygulamalarında döngü sayısının azalmasını sağlar. Ayrıca analog kontrol uygulamalarında eleman sayısının azalmasını sağlayacaktır. İki seviyeli tasarımlarda ise her iki mod için özgün denetleyici tasarlandığından daha iyi cevap alınabilir. Çalışmada yükseltici mod için tasarlanan Tip-III denetleyici alçaltıcı modun da gereksinimlerini karşılamaktadır. Bu yüzden, PI denetleyici iki seviyeli olarak tasarlanırken, Tip-III denetleyici tek seviyeli olarak tasarlanacaktır.

### **4.3 DENETLEYİCİ TASARIMI**

Yükseltici mod kontrol-çıkış transfer fonksiyonunda bulunan RHP sıfırı, yükseltici modun performansını kötüleştirmektedir [81]. Yükseltici mod RHP sıfırının etkisini elimine etmek için literatürde daha önce önerilen bazı teknikler mevcuttur. [85]’de RHP sıfır etkisini azaltabilecek bir kaç teknik sunulmuştur. Bu teknikler Bölüm 3.1’deki CBB dönüştürücü eleman değerlerinin değiştirilmesini kapsar. Dönüştürücü endüktansını azaltmak RHP sıfırını ortadan kaldıramaz, ancak sıfırın sağ yarı düzleme doğru hareket etmesini sağlar. Böylece RHP sıfırının sistem yanıtı üzerindeki etkisi azaltılmış olur. Ancak, endüktans değerinin azalması bobin akım dalgalanmasının artmasına yol açar. Dolayısıyla iletkenlik ve anahtarlama kayıplarının artar. Dönüştürücü anahtarlama frekansının düşürülmesi, bobin akım dalgalanmasını ve çıkış gerilim dalgalanmasını artırır. Dolayısıyla büyük boyutlu çıkış filtre kapasitörü gereksinimine sebep olur. Sistemi CCM’de tasarlamak yerine DCM’de tasarlamak RHP sıfırını ortadan kaldırır. Ancak DCM’de çalışan devrenin indüktör akım dalgalanması CCM’ye göre daha yüksektir. Dolayısıyla genel verimlilik düşecektir. Bu yüzden, çalışmadaki devre eleman değerleri dar bantta değiştirilebilmiştir. Bu yüzden RHP sıfırının etkilerini azaltacak denetleyici (Tip-III) tasarımına gidilmiştir.

Kapalı döngü sisteminin performansı seçilen denetleyicinin katsayılarına göre belirlenir. Optimum denetleyici parametrelerini belirlemek için çeşitli yöntemler mevcuttur [83], [86]–[88]. Bunlardan PI ve Tip-III denetleyici hem analog hem de dijital kontrol uygulamalarında rahatlıkla uygulanabilir. Bu yüzden DA/DA dönüştürücülerin kontrol edilmesinde yaygın olarak kullanılırlar [89].

Kapalı çevrim kontrolü için Tip-III denetleyici PI denetleyiciye göre daha iyi performans ve istikrar sağladığı için, DA/DA uygulamalarında tercih edilir [90]–[93]. Çeşitli teknikler kullanılarak geliştirilen ve optimize edilen Tip-III denetleyici bu çalışmalarda arzulanan performansı sağlamıştır.

Sonuç olarak, geleneksel frekans tepkisi yöntemi kullanılarak PI denetleyici tasarlanacak daha sonra alçaltıcı modda arzulanan kriterleri sağlamak ve yükseltici modda bahsedilen bu durumların çalışmaya etkisini minimize etmek amacıyla Tip-III denetleyici tasarlanacaktır.

#### 4.3.1 Alçaltıcı ve Yükseltici Mod için PI denetleyici Tasarımı

PI ve Tip-III denetleyicileri DA/DA dönüştürücülerini kontrol etmek için kullanılan doğrusal denetleyici çeşitleridir [82]. Bu bölümde ilk olarak, alçaltıcı ve yükseltici modlar için iki seviyeli PI denetleyici tasarlanacaktır. Amaç sistemin kalıcı durumdaki osilasyonunu azaltmak, sistemi hızlandırmak ve sistemi kararlı bölgeye taşımaktır. Eşitlik 4.14’de PI kontrolcünün transfer fonksiyonu verilmiştir.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (4.14)$$

Burada  $K_p$  kazanç katsayısı,  $K_i$  integral kazancıdır. Kalıcı durumda osilasyonun olmaması amacı, PI denetleyicinin integral bileşeni ile sağlanır. Şekil 4.2’de görülen sistemin DA kazancı arttırıldığında sistem hızlandırılabilir, fakat bu hızlandırma sistemi kararsızlığa götürmemelidir. Ayrıca, alçak geçiren filtre özelliğine sahip PI denetleyici ile yüksek frekanstaki kazanç minimum seviyeye indirilir. Diğer bir deyişle yüksek frekans gürültüleri filtrelendir. Geleneksel kontrol tasarım yöntemlerinden frekans tepkisi yöntemi kullanılarak alçaltıcı ve yükseltici modları için PI denetleyici tasarımı yapılmıştır. Denetleyici katsayıları elde etme adımları

[84]'de ayrıntılı olarak verilmiştir. Frekans bölgesinde PI denetleyici tasarım adımları Eşitlik 4.15-4.20'de verilmiştir.

Öncelikle açık çevrim sistemin istenilen kazancı belirlenmelidir. Alçaltıcı ve yükseltici modların transfer fonksiyonları tip 0 sistem olduğundan, eklenecek kazanç değeri hız hata katsayısı ( $K_v$ ) vasıtasıyla belirlenir.

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{K_p(s+z) * K(s)}{s} \quad (4.15)$$

Burada  $K(s)$  açık çevrim sistemin transfer fonksiyonu,  $z$  sisteme eklenecek sıfırın frekansıdır. Sistemin rampa girişinde vermesi gereken kalıcı durum hatasına göre  $K_v$  değeri belirlenir. Bu değer kullanılarak Eşitlik 4.15'den  $K_p * z$  çarpımı yani integral katsayısı bulunur. Daha sonra bu kazanç katsayısı eklenmiş sistemin frekans cevabı/bodesi eğri çizilir. Bu sistem Eşitlik 4.16'da verilmiştir.

$$K_a(s) = \frac{K_p * z * K(s)}{s} \quad (4.16)$$

Burada  $K_a(s)$  sadece kazanç katsayısı eklenmiş açık çevrim sistemin transfer fonksiyonunu temsil etmektedir. Çizilen bode eğrisinden sistemin faz payı bulunur. Kontrol sistemlerinde arzu edilen faz payı aralığı  $55^\circ < \beta < 80^\circ$  kabul edilir [84].

$$\theta_{hesap} = \theta_{istenen} - \theta_a + 5^\circ \quad (4.17)$$

Burada  $\theta_a$  Eşitlik 4.16'da verilen transfer fonksiyonunun sıfır ve kutuplarının toplam açısını,  $\theta_{istenen}$  sistemin arzu edilen katkılı açısı,  $\theta_{hesap}$  ise eklenmesi arzu edilen açı katkısını temsil eder. Buradan  $\theta_{hesap}$  bulunur. Bu açı katkısı için PI denetleyicinin genlik katkısı,

$$|K(s)|_{db} = 20 * \log \sqrt{\tan^2(\theta_{hesap}) + 1} \quad (4.18)$$

olacaktır. Bu yüzden bu genlik etkisini yok edecek şekilde Bode eğrisinden yararlanarak  $K_a(s)$ 'in -3 db deki frekansı, sistemin yeni kazanç geçiş frekansı ( $\omega_k$ ) olarak alınır. Buna göre,



$$z = \frac{\omega_k}{\tan \theta_{hesap}} \quad (4.19)$$

bulunur. Böylece sisteme eklenecek sıfırın frekansı belirlenmiş olur. Eşitlik 4.19'dan bulunan z değeri Eşitlik 4.15'den elde edilen  $K_p \cdot z$  çarpımında yerine konursa PI denetleyicinin kazanç katsayısı bulunmuş olur. Alçaltıcı mod PI katsayıları Eşitlik 4.15'de verilmiştir.

$$G_{c1}(s) = \frac{2.4687 * 10^{-5}s + 3.227 * 10^{-1}}{s} \quad (4.20)$$

Burada  $G_{c1}(s)$  alçaltıcı modun PI denetleyici transfer fonksiyonunu temsil etmektedir. Eşitlik 4.12 ve Eşitlik 4.20 kullanılarak alçaltıcı dönüştürücünün kapalı çevrim transfer fonksiyonu elde edilir. Kapalı çevrim kontrol sisteminin geçici ve kalıcı durum performansı Çizelge 4.3'de verilmiştir. Sistem daha kararlı hale getirilmiş olsa da sistem istenilen seviyede hızlandırılmamıştır.

**Çizelge 4.3** PI denetleyicili alçaltıcı modun performans değerleri

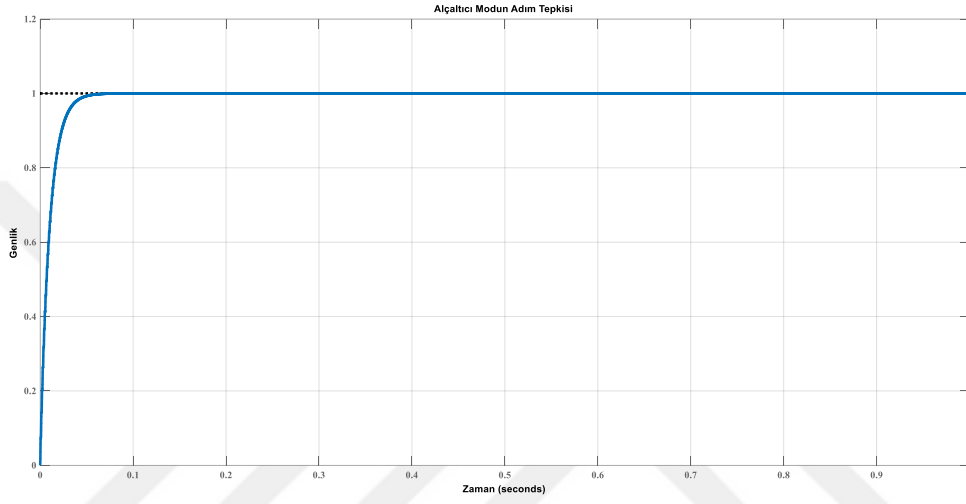
Parametre	Değer
Yükselme Zamanı [ $t_r$ ]	0.0222 (ms)
Oturma Zamanı [ $t_s$ ]	0.0392 (ms)
Maksimum Aşma [ $M_p$ ]	%0
Kalıcı Durum Hatası [ $e_{ss}$ ]	0

Eşitlik 4.15-4.19'daki adımlar yükseltici mod için yapıldığında Eşitlik 4.21'de verilen PI katsayıları elde edilir. Eşitlik 4.13 ve Eşitlik 4.21 kullanılarak yükseltici modun kapalı çevrim transfer fonksiyonu elde edilir. Kapalı çevrim kontrol sisteminin geçici ve kalıcı durum performansı Çizelge 4.4'de verilmiştir. Bu modlara ait adım tepkileri Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'de sunulmuştur.

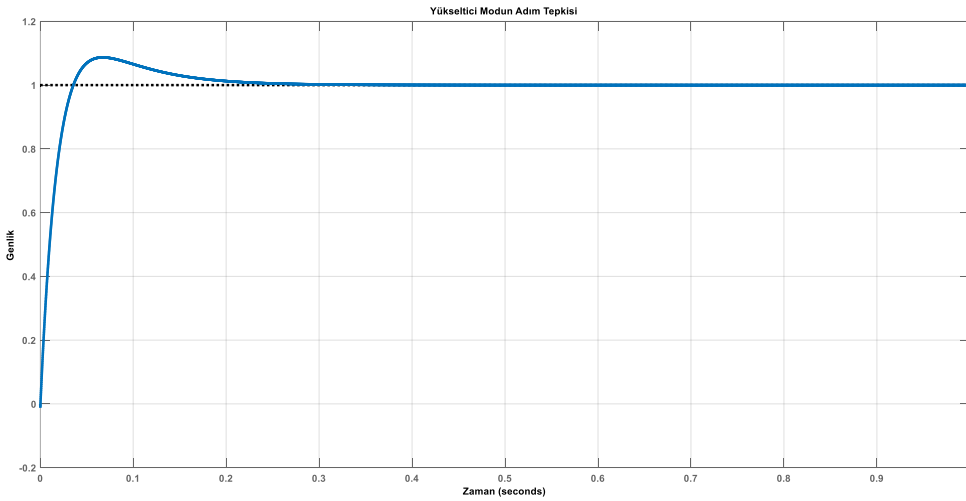
$$G_{c2}(s) = \frac{3.832 * 10^{-2}s + 5.281 * 10^{-1}}{s} \quad (4.21)$$

**Çizelge 4.4** PI denetleyicili yükseltici modun performans değerleri

Parametre	Değer
Yükselme Zamanı [ $t_r$ ]	0.0246 (ms)
Oturma Zamanı [ $t_s$ ]	0.1735 (ms)
Maksimum Aşma [ $M_p$ ]	%8.6817
Kalıcı Durum Hatası [ $e_{ss}$ ]	%0



**Şekil 4.3** Alçaltıcı mod kapalı çevrim adım tepkisi



**Şekil 4.4** Yükseltici mod kapalı çevrim adım tepkisi

Çizelge 4.3, 4.4 incelendiğinde, kapalı döngü sistemin kalıcı durum hatasının sıfır olduğu görülür. Sistem cevabı anlık balastlar için yeterlidir. Fakat sistem arzulanan geçici rejim taleplerini

arzulanan seviyede karşılayamamıştır. Dönüştürücü devrelerinde doluluk oranının değişimine göre sistemin cevap hızı yüksek olmalıdır ki çıkış gerilimi arzu edilen değerde sabit kalsın. Sistemi hızlandırmak için farklı geleneksel kontrol tasarım yöntemleri kullanılmasına rağmen sanal eksene yakın olan karmaşık kökler sistemin hızlanmasını engellemiştir. Sistemi hızlandırmak için sanal bileşenleri yüksek olan karmaşık kutupların etkisi yok edilmelidir. Bu kutupların etkisi yok edilmeden geleneksel yöntemlerle tasarlanacak denetleyiciler yetersiz kalacaktır [84].

### 4.3.2 Tip-III Denetleyici Tasarımı

Denetleyici tasarımı, dönüştürücünün arzulanan kapalı çevrim performansına ulaşmada önemli bir rol oynamaktadır. Ayrıca, genel sistem kararlılığını ve en hızlı geçici yanıt elde etmek için açık devre iletim fonksiyonunu şekillendirmeye yardımcı olabilir. Tip-III denetleyici orijinde bir kutup ile iki ileri denetleyicinin art arda bağlanmış hali gibidir. Dolayısıyla, bu tür denetleyici sıfır kalıcı durum hatasıyla maksimum 180° faz yükseltme sağlayabilir [92]. Orijinde bulunan kutup, düşük frekanslarda çok yüksek kazanç sağlar. Diğer kutup-sıfır çiftleri yükseltici mod iki sıfır frekansı ve iki kutup frekansını arasındaki faz kaymasını ileri denetleyici olarak azaltır.

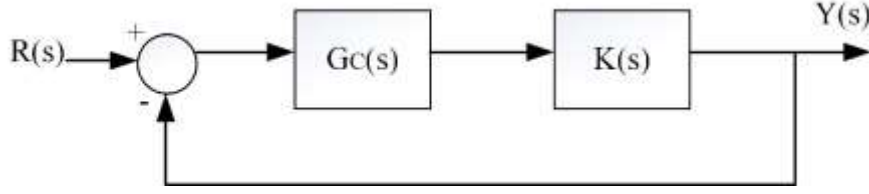
Böylece, bu denetleyici sıfır kalıcı durum hatasıyla 0° ile 180° faz yükseltmesi sağlayabilir. Eşitlik 4.17’de Tip-III denetleyicisinin transfer fonksiyonu verilmiştir.

Bir önceki bölümde iki seviyeli PI denetleyici tasarımı yapıldı. Denetleyicilerin sisteme etkileri incelendiğinde, yükseltici mod için tasarlanan denetleyicinin alçaltıcı modda da başarılı olduğu görülebilir. Çizelge 4.2 dikkatle incelendiğinde yükseltici mod ile alçaltıcı modun benzerliği görülebilir. Yükseltici mod sahip olduğu sağ yarım düzlem sıfırı ve sanal eksene yakın karmaşık kökleri yüzünden daha kötü cevabı vardır. Sonuç olarak, yükseltici mod için tasarlanan bir denetleyici alçaltıcı modun gereksinimlerini de karşılayacaktır.

$$G_{c3}(s) = \frac{a_1 s^2 + a_2 s + a_3}{s \cdot (b_1 s^2 + b_2 s + b_3)} \quad (4.17)$$

Burada  $a_1, a_2, a_3$  tip-III denetleyicinin pay katsayılarını,  $b_1, b_2, b_3$  payda katsayılarını simgeler. Denetleyici  $s=0$ 'a bir sıfır ekleyerek, kalıcı durum hatasını yok eder. Denetleyici sistemi geciktiren karmaşık kutuplardan kurtulmak için ikişer adet sıfır ve kutba sahiptir. Tip-III

denetleyici tasarımı kutup atama yöntemi ve referans model yaklaşımı kullanılarak yapılacaktır. Şekil 4.3’de birim geri beslemeli kapalı çevrim kontrol sistemi verilmiştir [84].



Şekil 4.5 Birim geri beslemeli kapalı çevrim kontrol sistemi

Şekil 4.5’de verilen kapalı çevrim kontrol sisteminin transfer fonksiyonu Eşitlik 4.18’de verilmiştir. Bu kontrol sisteminden beklenen geçici ve kalıcı durum kriterlerine göre tanımlanan bir referans transfer fonksiyonu ( $T_m(s)$ ) belirlenir. Bu transfer fonksiyonundan yararlanarak istenilen denetleyici katsayıları bulunabilir.

$$T(s) = \frac{G_c(s)K(s)}{1 + G_c(s)K(s)} \quad (4.18)$$

$$T_m(s) = \frac{G_c(s)K(s)}{1 + G_c(s)K(s)} = \frac{Y(s)}{R(s)} \quad (4.19)$$

Burada  $K(s)$  dönüştürücünün transfer fonksiyonunu,  $G_c(s)$  denetleyicinin transfer fonksiyonunu,  $Y(s)$  sistem çıkışını ve  $R(s)$  sistem referans girişini temsil eder. İstenilen denetleyicinin transfer fonksiyonu:

$$G_{c3}(s) = \frac{T_m(s)}{(1 - T_m(s))K(s)} \quad (4.20)$$

olarak elde edilir. Elektronik balast sisteminden beklenen kontrol kriterlerine (yükselme zamanı, maksimum aşma ve kalıcı durum hatası) göre sistemin arzulan köklerinden ikisi belirlenir. İkinci dereceden standart bir sistem ve bu sisteme eklenecek bir sıfır ile referans model oluşturulur. Dikkat edilmesi gereken nokta, eklenecek sıfır sistemin faz payını yeterli seviyede tutmalıdır. Ayrıca bu yöntem minimum fazlı olmayan sistemlerde yani yükseltici mod için uygulanamaz. Bu yüzden alçaltıcı modun kontrol-çıkış transfer fonksiyonu baz alınarak

denetleyici geliştirilecek ve yükseltici modun gereksinimlerini karşılayacak duruma getirilmeye çalışılacaktır.

Sistemin [94] ve [17]'den yararlanılarak belirlenen ve sağlanması hedeflenen kontrol kriterleri Çizelge 4.5'de sunulmuştur.

**Çizelge 4.5** Geçici durum kontrol kriterleri

Parametre	Değer
Yükselme Zamanı [ $t_r$ ]	< 0.1 ms
Yerleşme Zamanı [ $t_s$ ]	< 0.25 ms
Kalıcı Durum Hatası [ $e_{ss}$ ]	0
Maksimum Aşma [ $M_p$ ]	< %15

Özellikle floresan lambaların hızlı ateşlenmeleri için yükselme zamanı önemlidir. Floresan lamba ne kadar hızlı başlatılır ve ateşleme kısa sürede gerçekleşirse elektrotlar o kadar az zarar görür. Yerleşme zamanı ise akım sınırlamasında ve lamba kısma işleminde önem arz etmektedir. Elde edilen geçirici durum kontrol kriterleri Çizelge 4.6'da sunulmuştur. Bu kriterler cevabı daha kötü olan yükseltici modun verileridir.

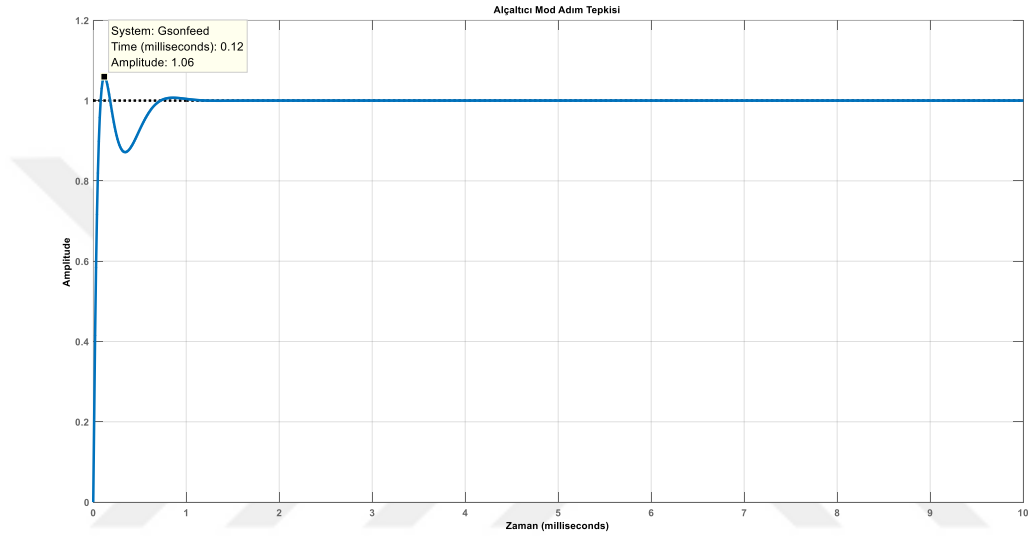
**Çizelge 4.6** Elde edilen kontrol kriterleri

Parametre	Değer
Yükselme Zamanı [ $t_r$ ]	0.06 ms
Yerleşme Zamanı [ $t_s$ ]	0.20 ms
Kalıcı Durum Hatası [ $e_{ss}$ ]	0
Maksimum Aşma [ $M_p$ ]	% 13

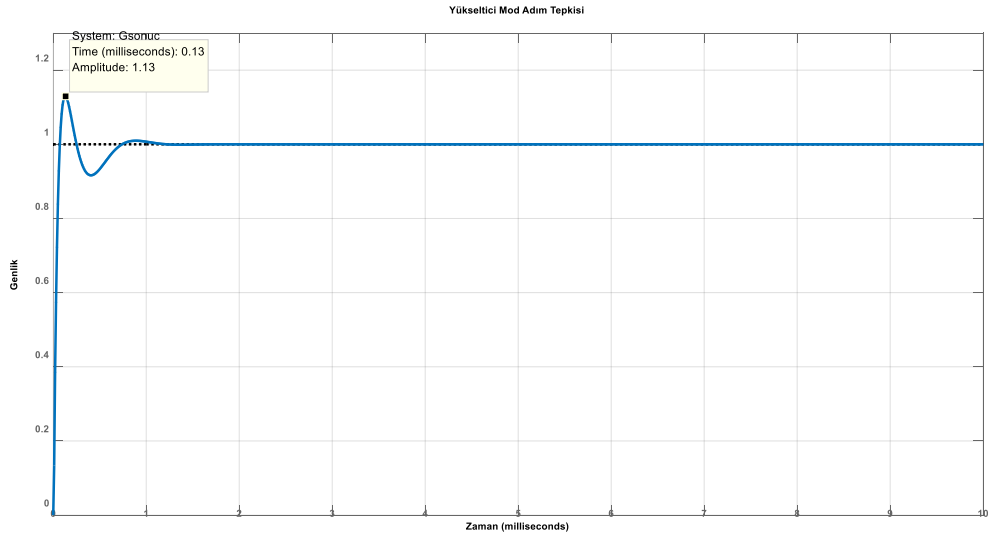
Alçaltıcı ve yükseltici modların kapalı çevrim adım tepkisi Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de sunulmuştur. Tasarlanan Tip-III kontrolcü katsayıları ise Çizelge 4.7'de verilmiştir.

**Çizelge 4.7** Tip-III denetleyicinin katsayıları

Katsayı	Değer
$a_1$	$1.9e-6$
$a_2$	0.012915
$a_3$	80
$b_1$	$6.8e-12$
$b_2$	0.0000030
$b_3$	1.5



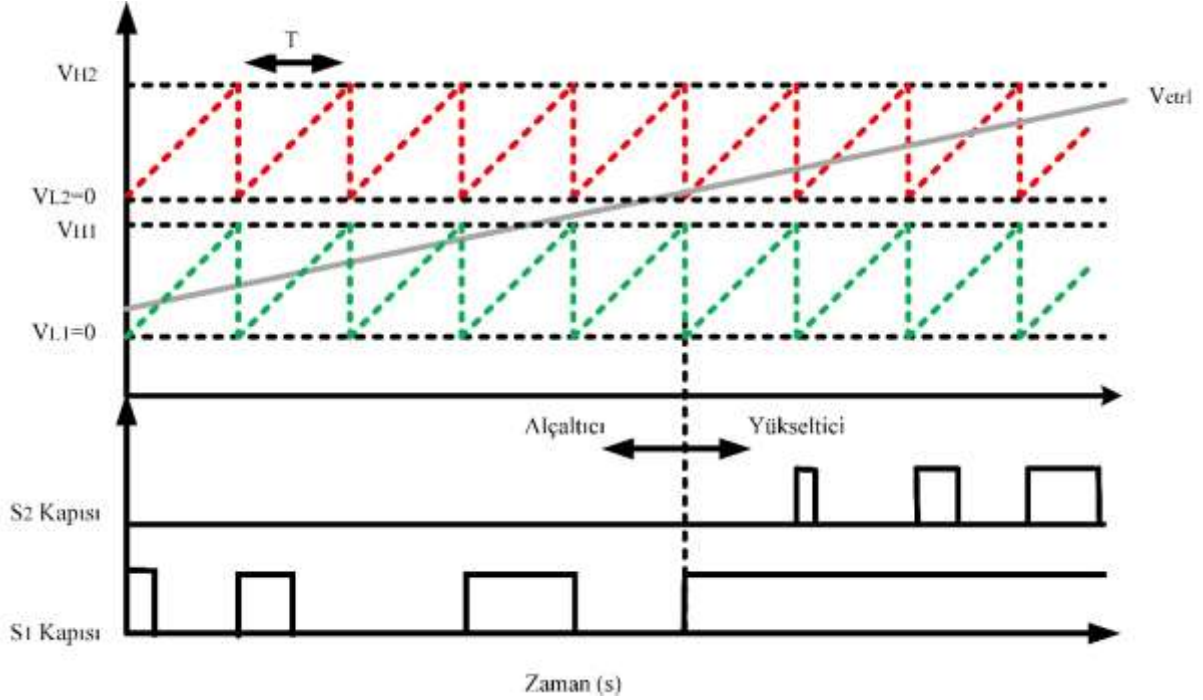
**Şekil 4.6** Alçaltıcı mod kapalı çevrim adım tepkisi



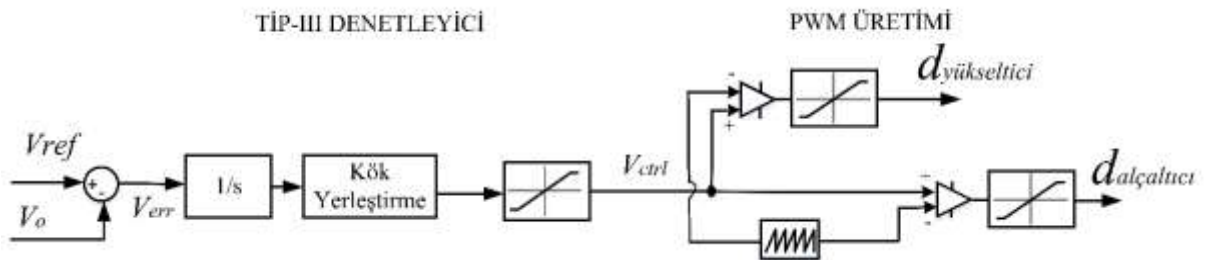
**Şekil 4.7** Yükseltici mod kapalı çevrim adım tepkisi

### 4.3.3 PWM Üretimi ve Kontrol Akış Diyagramı

$S_1$ ,  $S_2$  anahtarlarını kontrol etmek için gerekli PWM sinyallerinin elde edilmesi Şekil 4.8’de sunulmuştur. Kontrol sinyali ile iki tane taşıyıcı sinyal (üçgen dalga) karşılaştırılarak, alçaltıcı ve yükseltici modun PWM sinyalleri elde edilir. DA/DA dönüştürücünün kontrol akış diyagramı Şekil 4.9’da sunulmuştur.



Şekil 4.8 PWM sinyallerinin üretimi



Şekil 4.9 Kontrol akış diyagramı

PWM sinyallerini elde etmek için farklı tür yaklaşımlar mevcuttur [59], [95]. Bir taşıyıcı ve iki kontrol sinyali veya iki taşıyıcı sinyali ve bir kontrol sinyali kullanılabilir. Çalışmada  $V_{H1}$  ve  $V_{H2}$  sırasıyla alçaltıcı ve yükseltici modların doluluk oranları olan  $D_1$  ve  $D_2$ 'yi elde etmek için kullanılan iki farklı testere dişi sinyalin maksimum genlik değerleridir. Benzer şekilde  $V_{L1}$  ve

$V_{L2}$  bu iki sinyalin minimum genlik değerleridir.  $V_{ctrl}$  denetleyiciler sayesinde elde edilen kontrol işaretidir. Burada sistemi arzulan aralıkta tutacak  $V_{H1}$  ve  $V_{H2}$  değerleri belirlenmelidir.  $V_{L1}$  ve  $V_{L2}$  değerleri ise sıfırdır.

Şekil 4.9'da sunulan kontrol akış diyagramında öncelikle referans değerimiz ile ölçülen çıkış geriliminin farkı alınır. Bu fark hata sinyali ( $V_{err}$ ) olarak bilinir. Daha sonra, tasarlanan denetleyiciden geçirilir. Denetleyici çıkışından Şekil 4.8'de gösterilen kontrol sinyali ( $V_{ctrl}$ ) elde edilir. Bu sinyal iki farklı taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılarak  $S_1$  ve  $S_2$  anahtarlarını sürececek PWM işaretleri elde edilir. Bu işlem gerçekleştirilirken, Bölüm 2.3.1'deki istenmeyen durumların meydana gelmesi engellenmelidir. Bu modları engellemek için kullanılan yöntemler [96]'da sunulmuştur.

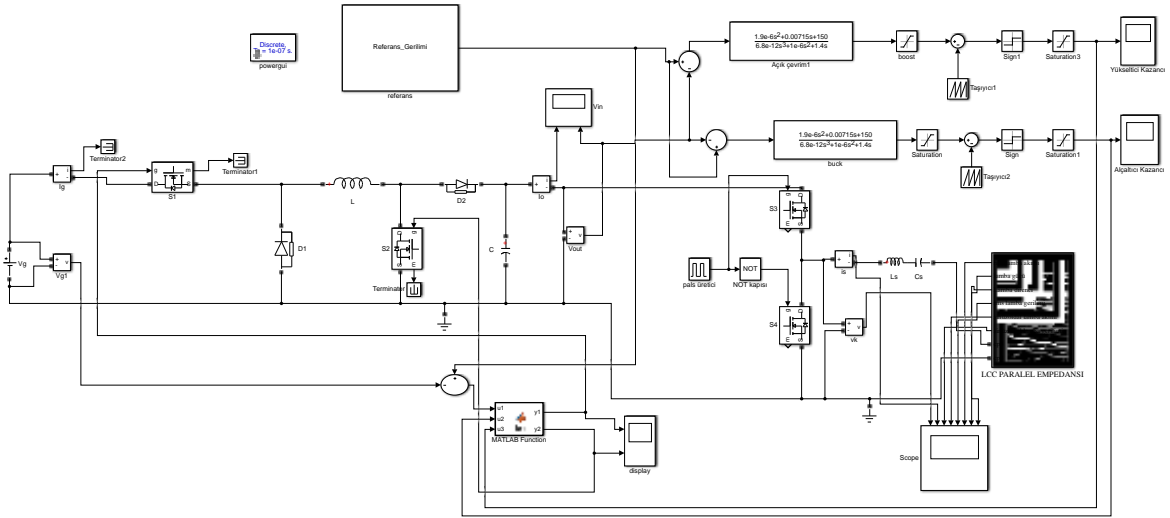




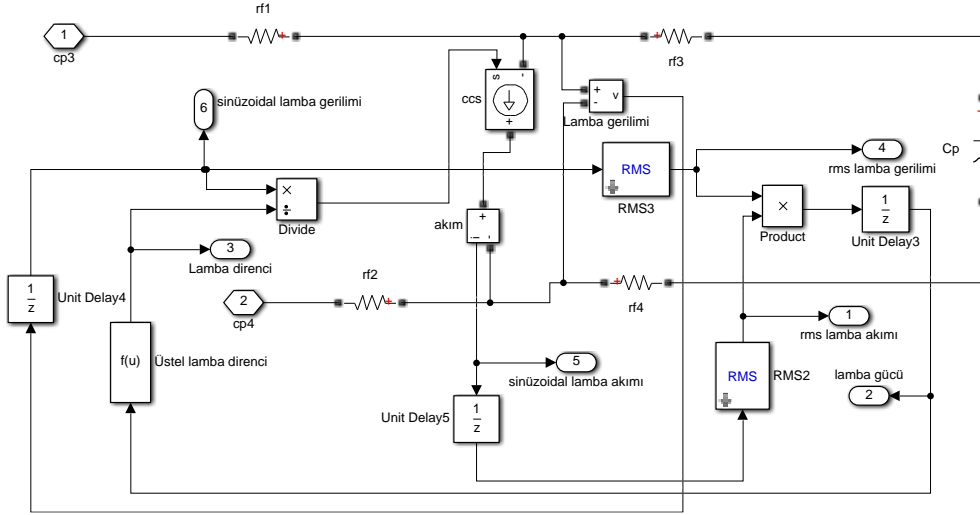
## BÖLÜM 5

### BENZETİM SONUÇLARI

Çalışmada, yer alan benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink platformunda gerçekleştirilmiştir. Simulink/Simspace temel devre elemanları kullanılarak Bölüm 2.3’de sunulan devre kurulumu yapılmıştır. Daha sonra devreye denetleyiciler eklenerek, sistem kapalı çevrim haline getirilmiştir. Ayrıca anahtarlama frekansları dikkate alınarak, 10  $\mu$ S örnekleme zamanında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Simulinkte kurulan genel devre Şekil 5.1’de sunulmuştur. Şekil 5.1’de sunulan devrenin alt sistemi ise Şekil 5.2’de sunulmuştur.

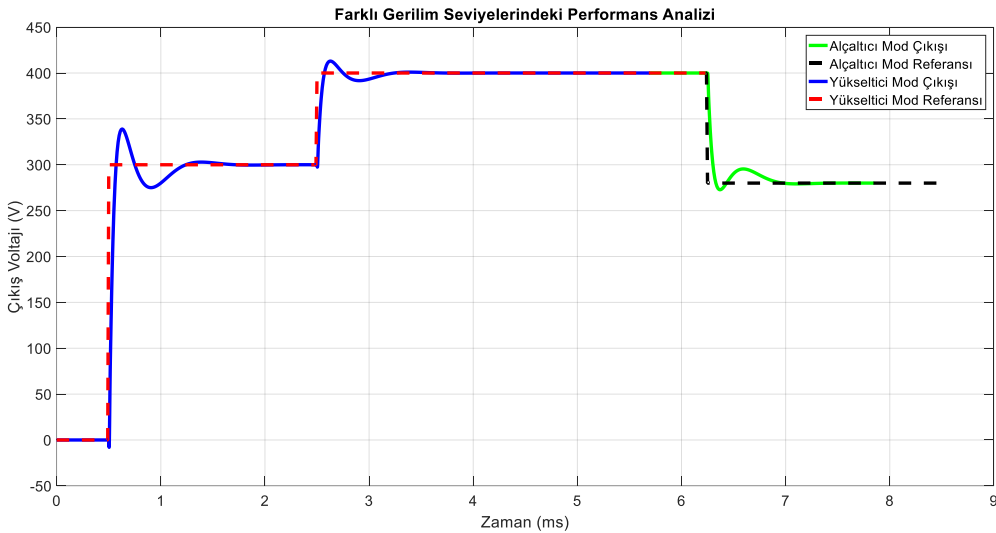


Şekil 5.1 Matlab/Simulink ortamında kurulan genel devre

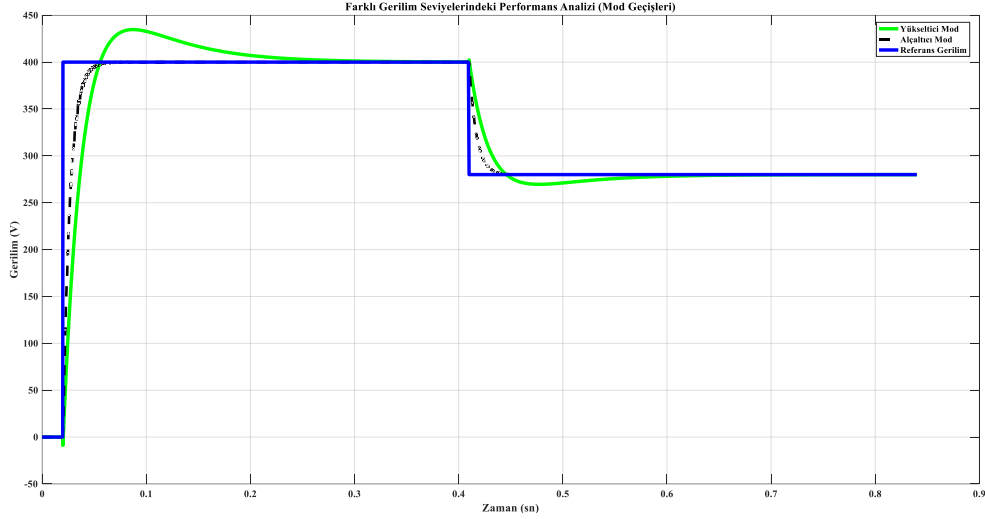


**Şekil 5.2** Floresan lamba modeli

Bu bölümde ilk olarak CBB dönüştürücünün mod geçişlerindeki performansı gösterilecektir. Daha sonra, tasarlanan bütün sistemin performansı iki farklı güç seviyelerindeki floresan lamba modelleri kullanılarak sunulacaktır. Bölüm 4.3.2’de tasarlanan Tip-III denetleyicili ve PI denetleyicili kapalı çevrim devrenin mod geçişlerindeki performansı sırasıyla Şekil 5.3 ve Şekil 5.4’de sunulmuştur. Yükseltici mod için CBB dönüştürücünün referans gerilimi 400 V, dönüştürücü giriş gerilimi ile çıkış geriliminin eşit olduğu 310 V ve alçaltıcı mod için 280 V referans gerilim değerleridir.

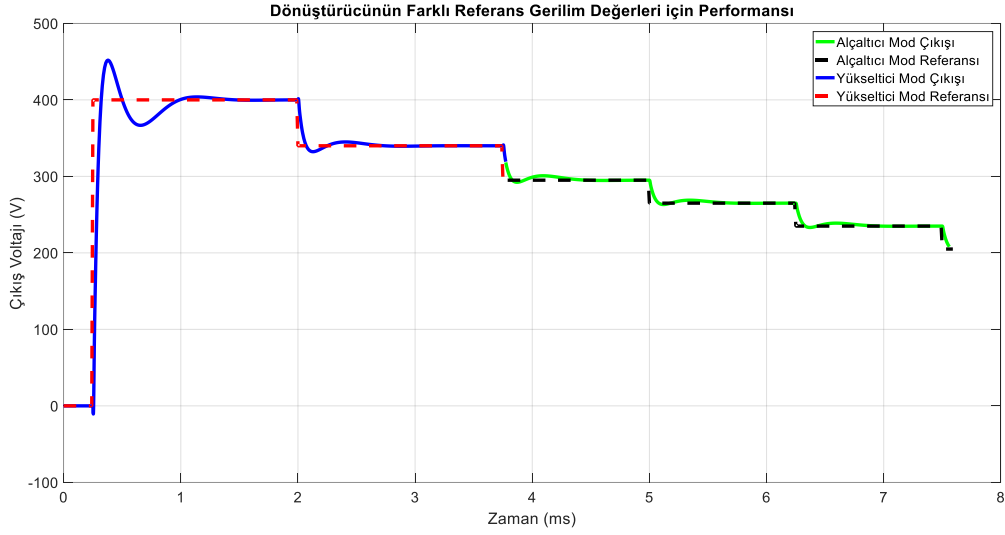


**Şekil 5.3** Tip-III denetleyicili sistemin referans izleme performansı

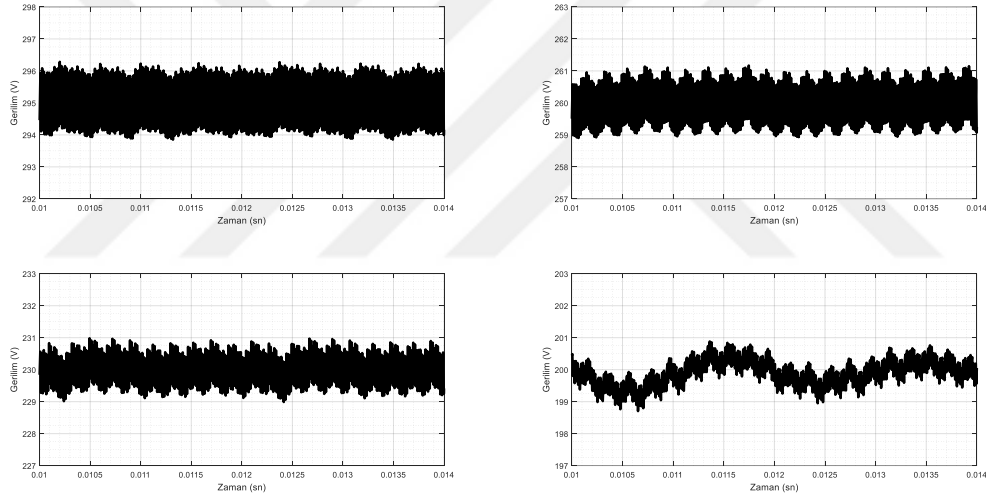


**Şekil 5.4** PI denetleyicili sistemin referans izleme performansı

Amaç burada mod geçişlerindeki sistem davranışını incelemek olduğu için alçaltıcı mod referans gerilimi 280 V'tur. Fakat alçaltıcı mod için seçilecek doluluk oranı ( $D_1$ ), gerçek zamanlı uygulamalar düşünülerek %5 ile %95 aralığında olmalıdır. Çünkü, bu aralık dışındaki doluluk oranları gereken hassaslıkta üretilemez [41]. Mod geçişlerindeki maksimum aşma miktarları ve modlara adapte olma süreleri Şekil 5.3 ve 5.4'den görülebilir. Denetleyiciler anlık balastların performans gereksinimleri ve bu çalışmanın amaçlarını karşılamaktadır. Özellikle Tip-III denetleyici üstün performans göstermiştir. Bundan dolayı çalışmanın geri kalanındaki benzetim çalışmalarında Tip-III denetleyicili kapalı çevrim devresinden devam edilecektir. DA/DA dönüştürücünün karartma işleminde kullanılabilecek farklı DA çıkış gerilim değerleri için performansı Şekil 5.5'de verilmiştir. Ayrıca bu gerilim seviyelerindeki gerilim dalgalanmaları Şekil 5.6'da sunulmuştur. Bu değerlerdeki dalgalanma yüzdeleri ve 36 W'lık lamba modelinin diğer parametreleri Çizelge 5.1'de sunulmuştur. Çizelge 5.1'den lamba parlaklığının yaklaşık %56 oranında kontrol edildiği görülebilir.



Şekil 5.5 Farklı referans değerleri için Tip-III denetleyicili kapalı çevrim performansı

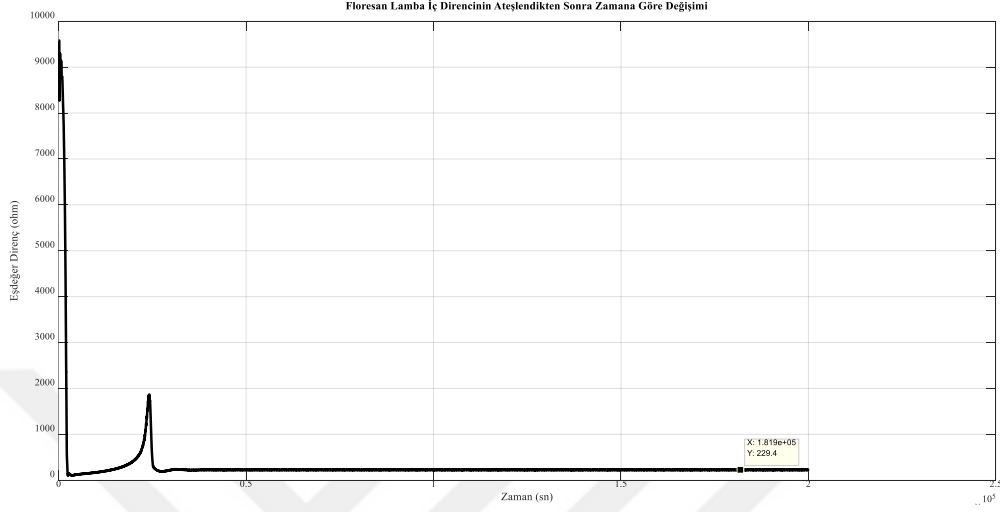


Şekil 5.6 Farklı referans değerleri da bağlantı gerilim dalgalanmaları

Çizelge 5.1 36 W'lık floresan lambanın karartma performans değerleri

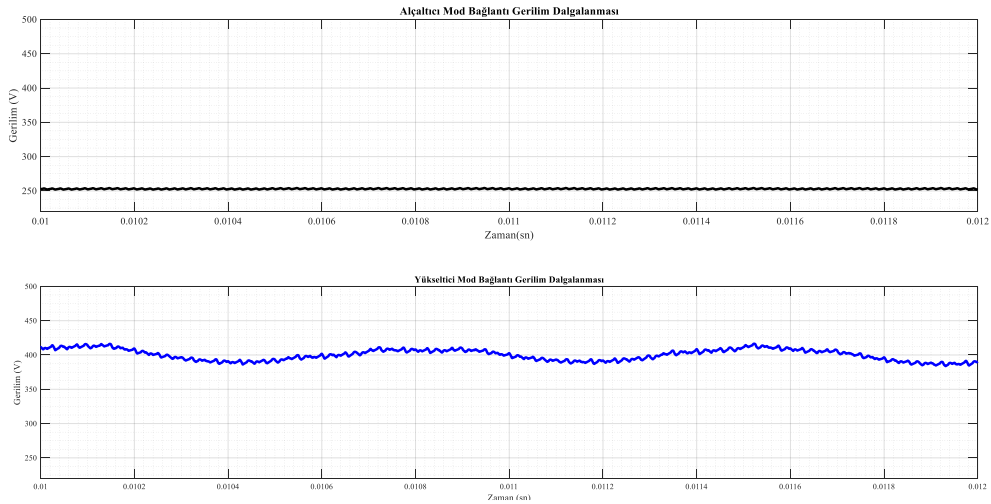
DA Bağlantı Gerilimi	Bağlantı Gerilimi Dalgalanma Oranı (%)	Lamba Akımı	Lamba Gücü	Lamba Gerilimi	Lamba Direnci
295 V	0.68	0.4 A	35.4 W	88 V <sub>rms</sub>	220 Ω
260 V	0.77	0.32 A	30.4 W	95 V <sub>rms</sub>	295 Ω
230 V	0.61	0.24 A	24.7 W	102 V <sub>rms</sub>	430 Ω
216 V	0.74	0.2 A	20 W	108 V <sub>rms</sub>	580 Ω
200 V	0.55	0.03 A	3 W	127 V <sub>rms</sub>	5600 Ω

Sistemin en genel hali Şekil 5.1’de sunulmuştur. Öncelikle Eşitlik 3.55 kullanılarak oluşturulan lamba eşdeğer direncinin zamana göre değişimi Şekil 5.7’de verilmiştir. 18 W’lık lamba ise Bölüm 3.3’de anlatıldığı gibi ele alınacaktır.



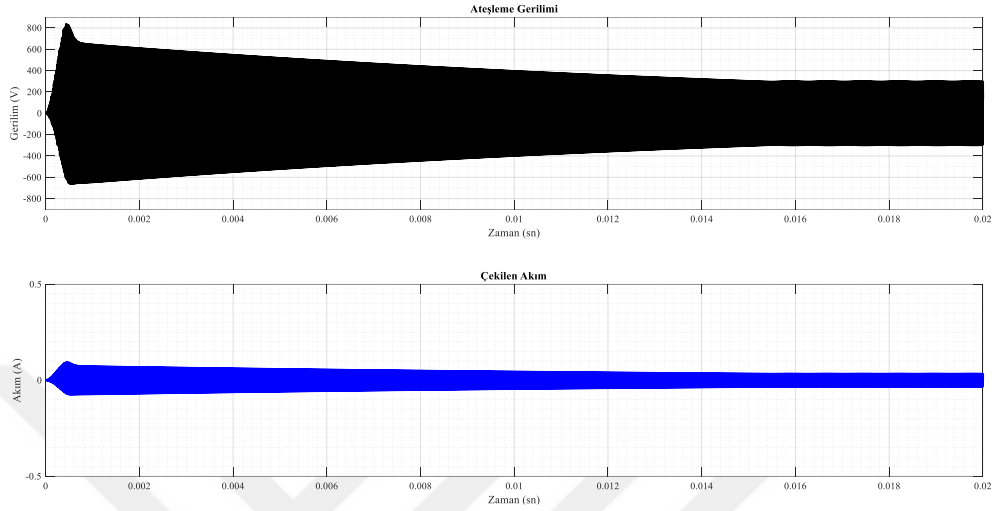
Şekil 5.7 36 W’lık lamba direncinin zamana göre değişimi

DA bağlantı geriliminin sahip olduğu dalgalanmalar her iki mod için referans alınan gerilim değerleri için Şekil 5.8’de sunulmuştur. Yükseltici mod için çıkış dalgalanma gerilimi %10 iken, alçaltıcı modda referans alınan herhangi bir gerilim değeri için çıkış gerilimi dalgalanma oranı yaklaşık %0,8’dir. Yükseltici mod sadece floresan lambayı ateşlemek için anlık kullanılacağından buradaki dalgalanma oranı yeterlidir. Alçaltıcı mod çıkış dalgalanma oranı ise başarılı [41].



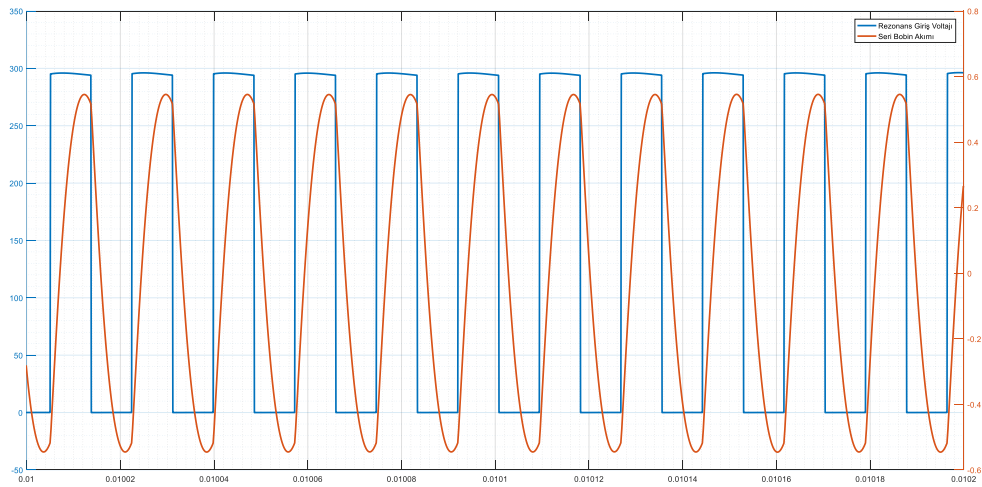
Şekil 5.8 DA bağlantı gerilimindeki dalgalanma

36 W'lık floresan lambanın başlangıç anındaki çektiği akım ve terminallerindeki gerilimin zamana göre değişimi Şekil 5.9'de verilmiştir. Yükseltici mod referans gerilimi değiştirilerek uygulanan gerilim değeri azaltılabilir. Uygulanan gerilim lamba modelini ateşlemek için yeterlidir [97].

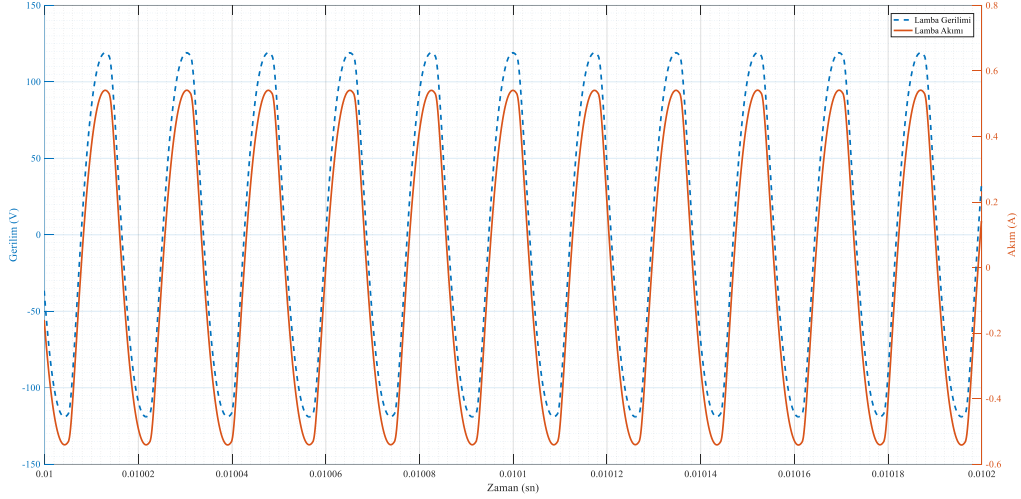


Şekil 5.9 Başlangıç anındaki lamba gerilimi ve akım değişimi

Ateşleme geriliminin başlangıçta bu kadar yüksek olmasının ilk sebebi lambanın başlangıçta sahip olduğu yüksek dirençtir. Böylece seri-paralel rezonans devresine uygulanan gerilimin büyük çoğunluğu lambaya uygulanır. Ateşlenmeden sonra lamba direnci ve dolaylı olarak terminallerindeki gerilim değeri düşer. Önceki bölümlerde tasarlanan rezonans devrenin sürekli çalışma durumunda girişindeki akım ( $i_{seri}$ ) ve gerilim ( $v_k$ ) sinyalleri Şekil 5.10'da sunulmuştur. Sürekli çalışma durumundaki lambanın gerilimi ve akımı Şekil 5.11'de sunulmuştur.



Şekil 5.10 Rezonans devresine uygulanan gerilim ve seri bobin akımı



**Şekil 5.11** Lamba akımı ve lamba terminallerindeki gerilim

Devrenin rezonans frekansında çalıştırılması sayesinde lamba sinyallerinin yaklaşık sinüs dalgası olduğu ve aralarındaki faz farkının sıfır olduğu Şekil 5.11'den görülebilir. Bu aralıktaki lamba performans değerleri Çizelge 5.2'de verilmiştir. Çizelge 5.2 ve 5.3'de prototiplerden alınan çalışma verileri gerçek floresan lambalardan alınan ölçüm değerleriyle uyushmaktadır [94]. Ayrıca elde edilen akım tepe faktörünün hızlı başlatma balastları için 1.7, anlık başlatma balastları için 1.85 olduğu düşünülduğünde, tasarlanan devrenin başarılı olduğu görülür [17].

**Çizelge 5.2** 36 W'lık floresan lambanın performans değerleri

Parametre	Değer	Birim
Lamba Gerilimi (rms)	88	V
Lamba Akımı (rms)	0.4	A
Lamba Gücü	34.8	W
DA Bağlantı Gerilimi	295	V
Lamba Direnci	227.5	$\Omega$
Çalışma Frekansı	57.000	Hz
Tepe Faktörü (CF)	1.34	-

Benzer şekilde, 18 W'lık floresan lamba prototipinin üzerinde yapılan ölçümler sonucunda elde edilen performans değerleri Çizelge 5.3'de verilmiştir.

**Çizelge 5.3** Floresan lamba performans değerleri

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>	<b>Birim</b>
Lamba Gerilimi (rms)	56.5	V
Lamba Akımı (rms)	0.315	A
Lamba Gücü	17.9	W
DA Bağlantı Gerilimi	220	V
Lamba Direnci	180	$\Omega$
Çalışma Frekansı	57.000	Hz
Tepe Faktörü (CF)	1.375	-





## BÖLÜM 6

### SONUÇLAR

Bu çalışmada, evirmeyen alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü kullanılarak kısımlabilir elektronik balastların değişken DA bağlantı gerilim kontrolü sunulmuştur. DA/DA dönüştürücü elektronik balastların temel işlevi olan ateşleme gerilimini ve sürekli çalışma durumunda akım sınırlamasını sağlar. Bu işlevleri gerçekleştirmek için çıkış gerilimini hem alçaltan hem de yükselten dönüştürücü tipi tercih edilmelidir. Bu nedenle, klasik DA-DA dönüştürücü topolojileriyle karşılaştırıldığında elemanları üzerinde daha az gerilim zorlanmasına sahip olan CBB dönüştürücü tercih edilmiştir. Dönüştürücü sayesinde DA bağlantı gerilimi kontrol edilir. Böylece yükseltici modda ateşleme gerilimi sağlanırken, alçaltıcı modda lamba akımı sınırlanır ve kısma işlemi gerçekleştirilir. Değişken DA bağlantı gerilim yöntemi ile karartma yapılması sayesinde bütün karartma aralığında yüksek verim elde edilir. Ek olarak, dönüştürücü veriminin yüksek olması için sürekli akım modunda CBB tasarımı yapılmıştır. Bu tasarımda doğrusal olmayan lamba direnç karakteristiği dikkate alınmıştır.

Devre ortalama yöntemi kullanılarak dönüştürücünün küçük sinyal devre modeli elde edilmiştir. Model aracılığıyla her bir dönüştürücü modu için kontrol-çıkış transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Kontrol-çıkış transfer fonksiyonlarının frekans ekseninde analizi yapıldıktan sonra dönüştürücü kapasitans ve endüktans değerleri optimize edilmiştir. Böylece dönüştürücünün açık çevrim frekans cevabı geliştirilmiştir. Devrenin kapalı çevrim kontrolü için analog ve dijital kontrol uygulamalarında yaygın olarak tercih edilen PI ve Tip-III denetleyici tercih edilmiştir. Anlık balastların başlangıç kriterleri hesaba katılarak CBB'nin sağlaması gereken geçici rejim kriterleri belirlenmiştir. Bu kriterler ve her bir modun frekans bölgesi davranışı ışığında doğrusal PI ve Tip-III denetleyici tasarımı yapılmıştır. PI denetleyici geçici rejim ve kalıcı durum kriterlerini yeterli seviyede sağlamıştır. Tip-III denetleyici ile floresan lamba prototipi yaklaşık 1 ms de ateşlenmiştir. Böylece, klasik elektronik balastlara kıyasla floresan lamba daha hızlı bir şekilde başlatılabilmektedir. 190-295 V aralığındaki gerilim geçişlerinde aşma miktarı %6'dır. Yani lamba karartma işlemi sağlıklı bir şekilde

gerçekleşecektir. Ayrıca dönüştürücü sayesinde devre yaklaşık %56 oranında karartma aralığına sahiptir.

Çalışma amaçlarımızdan bir diğeri olan DA bağlantı gerilim dalgalanma hassasiyeti %0,8 dalgalanma oranı ile sağlanmıştır. Bu dalgalanma miktarı alçaltıcı modun dalgalanma miktarıdır. Yükseltici modda DA bağlantı gerilim dalgalanması yüzde %10'dur. Fakat yükseltici mod floresan lambayı sadece ateşlemek için anlık kullanılacağından bu dalgalanma miktarı göz ardı edilebilir.

SPRI elemanları devrenin frekans bölgesi davranışı incelenerek hesaplanmıştır. Kök yerleştirme yöntemi temelli bu hesaplama yönteminde evirici anahtarlama frekansı ile sönümsüz doğal frekansı eşit alınmıştır. Böylece floresan lambaya eş fazlı gerilim ve akım sinyali iletilmiştir. 36 W floresan lamba akımının tepe faktörü 1.375 olarak hesaplanmıştır. Anlık balastlar için bu değerin maksimum 1.85 olması gerektiği bilindiğine göre, tasarlanan LCC filtresinin başarılı olduğu görülür. Ek olarak, evirici anahtarlama frekansı sabit tutularak EMI filtre tasarımı basitleştirilmiştir.

## KAYNAKLAR

- [1] **Chang H H, Liang T J, Tseng W J and Hsu L A** (2016) Design and Implementation of a Retrofit LED Lamp for AC Mains and Ballasts. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 18-22 September 2016, Milwaukee, USA, 1-8.
- [2] **Coaton J R and Rees J M** (1977) Future of Incandescent and Tungsten-Halogen Lamps. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 124 (9): 763-767.
- [3] **Mader U and Horn P** (1992) A Dynamic Model for The Electrical Characteristics of Fluorescent Lamps. *1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 4-9 October 1992, Houston, USA, 1928-1934.
- [4] **Simpson R S** (2003) *Lighting Control: Technology and Applications*. 1st edition, ISBN: 0-240-51566-8, Focal Press, Rome, 576 pp.
- [5] **Deng E and Cuk S** (1997) Negative Incremental Impedance and Stability of Fluorescent Lamps. *Proceedings of APEC 97-Applied Power Electronics Conference*, 27 February 1997, Atlanta, USA, 1050-1056.
- [6] **Kitsinelis S** (2015) *Light Sources*. 2nd edition, ISBN: 978-1-4822-4369-7, CRC Press, Boca Raton, 295 pp.
- [7] **Dong K, Yang H, Zhang X, Zhang X, Wang Y and Xu D** (2017) Research on The Optimization of High-Frequency Electronic Ballast Based on the Resistance Model of The UV-lamp. *43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 29 October-1 November 2017, Beijing, China, 1487-1492.
- [8] **Kroics K and Energetics P** (2017) Electronic Ballast for Gas Discharge Lamp Based on Input-Series Output-Series Resonant Converter. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 16-18 May 2017, Nuremberg, Germany, 16-18.
- [9] **Savings E** (Ed.) (2005) *Advanced Lighting Controls: Energy Savings, Productivity, Technology and Applications*. 1st edition, ISBN: 0-88173-510-8, The Fairmont Press, Lilburn, 315 pp.
- [10] **Krames M R, Shchekin O B, Mach R M, Mueller G O, Zhou L, Harbers G and Craford M G** (2007) Status and Future of High-Power Light-Emitting Diodes for Solid-State Lighting. *Journal of Display Technology*, 3 (2): 160-175.
- [11] **Qin Y, Lin D and Hui S Y** (2009) A Simple Method for Comparative Study on The Thermal Performance of LEDs and Fluorescent Lamps. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 (7): 152-158.

## KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [12] **De D, Sahana S and Roy B** (2017) Performance Analysis of Fluorescent and Led Lamp System. *2016 International Conference on Computer, Electrical & Communication Engineering*, 16-17 December 2016, Kolkata, India, 5-10.
- [13] **Hammer E E and Mcgowan T K** (1985) Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-21 (1): 11-16.
- [14] **Cheng C A, Liang T J, Chuang C M and Chen J F** (2001) A Novel Method of Using Second-Order Lamp Model to Design Dimmable Fluorescent Lamps Electronic Ballast. *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 29 November-2 December, Denver, USA, 1033-1037.
- [15] **Lam J and Jain P K** (2010) A Novel Dimmable Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps Using Phase-Cut Incandescent Lamp Dimmers with Wide Dimming Range and Low Dimming Level Lamp Ignition Capability. *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 21-25 February 2010, Palm Springs, USA, 2321-2327.
- [16] **Prabha S U, Srivivasan M and Keerthana M** (2017) Reduction of Total Harmonic Distortion in Electronic Ballast. *International Conference on Innovations in Electrical, Electronics, Instrumentation and Media Technology*, 3-4 February 2017, Coimbatore, India, 62-65.
- [17] **Alling W R** (1989) Important Design Parameters for Solid-State Ballasts. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25 (2): 203-207.
- [18] **Ben-Yaakov S and Gulko S** (1997) Design and Performance of an Electronic Ballast for High-Pressure Sodium (HPS) Lamps. *Eighteenth Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*, 7-8 March 1995, Tel Aviv, Israel, 486-491.
- [19] **Lee S T S, Chung H S H and Hui S Y** (2005) TRIAC Dimmable Ballast with Power Equalization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20 (6): 1441-1449.
- [20] **Menke M F, da Silva M F, Bisogno F E, Perdiago M S, Saraiva E S, Alonso J M and Seidel A R** (2015) Comparative Analysis of Self-Oscillating Electronic Ballast Dimming Methods with Power Factor Correction for Fluorescent Lamps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51 (1): 770-782.
- [21] **Adhavan B, Deepthi P and Jagannathan V** (2011) A Single Stage Electronic Ballast with Duty Ratio Controlled Current Fed Resonant Inverter. *International Conference on Process Automation, Control and Computing*, 20-22 July 2011, Coimbatore, India, 3-8.
- [22] **Li X, Xu D and Zhang X** (2007) Low Cost Electronic Ballast with Buck Converter as PFC Stage. *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 14-16 August, Shanghai, China, 301-305.

## KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [23] **Moo C S, Chan S Y and Lee C R** (1999) A Single-Stage High Power Factor Electronic Ballast with Duty-Ratio Controlled Series Resonant Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46 (4): 605-610.
- [24] **Ribarich T J and Ribarich J J** (1998) A New Control Method for Dimmable High-Frequency Electronic Ballast. *The 1998 IEEE Industry Applications Conference*, 12-15 October, St. Louis, USA, 2038-2043.
- [25] **Nehdi M N, Nsibi W, Chammam A, Sellami A and Zissis G** (2016) Frequency Dimmable Electronic Ballast for a 250W HPS Lamp. *7th International Renewable Energy Congress*, 22-24 March 2016, Hammamet, Tunisia, 2-4.
- [26] **Yu X, Starke M R, Tolbert L M and Ozpineci B** (2007) Fuel Cell Power Conditioning For Electric Power Applications : a Summary. *IET Electric Power Applications*, 1 (5): 643-656.
- [27] **Moo C S, Cheng H L, Lin T F and Yen H C** (1999) Designing a Dimmable Electronic Ballast with Voltage Control for Fluorescent Lamp. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 12-16 July 1999, Bled, Slovenia, 786-791.
- [28] **Tam P W, Lee S T S, Hui S Y R and Chung H S H** (2006) Practical Evaluation of Dimming Control Methods for Electronic Ballasts. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21 (6): 1769-1775.
- [29] **Reginatto P, da Silva M F, Tambara V, Seidel Á R, Polonskii and Alonso J M** (2016) Performance Evaluation of Dimmable Electronic Ballasts Based on Inverter Frequency and Bus Voltage Variation. *12th IEEE International Conference on Industry Applications*, 20-23 November 2016, Curitiba, Brazil, 1-8.
- [30] **Shao J and Stamm T** (2016) A Cost Effective High Performance LED Driver Powered by Electronic Ballasts. *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 20-24 March 2016, Long Beach, USA, 3659-3662.
- [31] **Lee E S, Choi B H, Nguyen D T, Jang G C and Rim C T** (2016) Versatile LED Drivers for Various Electronic Ballasts by Variable Switched Capacitor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31 (2): 1489-1502.
- [32] **Nguyen D T, Lee E S and Rim C T** (2015) The LED Driver Compatible with Electronic Ballasts by Variable Switched Capacitor. *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 15-19 March 2015, Charlotte, USA, 877-883.
- [33] **Choi J** (2013) LED Driver Compatible with Electronic Ballast. *PhD Thesis*, Korea Advanced Institute of Science and Technology, Korea Advanced Institute of Science and Technology, Department of Electrical Engineering, Daejeon, 122 pp.
- [34] **Chen N and Chung H S H** (2013) An LED Lamp Driver Compatible with Low and High-Frequency Sources. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28 (5): 2551-2568.

## KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [35] **Nguyen D T, Lee E S, Sonapreetha M R and Rim C T** (2015) A Compact and High Efficient LED Driver Compatible with Electronic Ballast by Synchronous Voltage Doubler Rectifier. *9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, 1-5 June 2015, Seoul, South Korea, 1090-1096.
- [36] **Yu L and Wang H** (2016) A Single Stage AC/DC Converter for Low Voltage Energy Harvesting. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 18-22 September, Milwaukee, USA, 1-6.
- [37] **Li S, Qi W, Tan S C, Hui S Y R and Wang H** (2015) Bi-Directional Active-Filter-Integrated AC/DC Converter without Electrolytic Capacitor and Extra Power Switches. *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 20-24 September 2015, Montreal, Canada, 653-660.
- [38] **Lam J C W and Jain P K** (2014) A TRIAC Dimmable Single-Switch Electronic Ballast with Power Factor Correction and Lamp Power Regulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 (10): 5472-5485.
- [39] **Lin Q, Lu Z, Nian P, Zeng X, Wang W and Su X** (2017) Hybrid Digital Control of Dual Buck Half Bridge Inverter. *2017 Chinese Automation Congress*, 20-22 October 2017, Jinan, China, 6499-6504.
- [40] **Altamimi A and Khan Z A** (2017) A DC-DC Buck Converter with Maximum Power Point Tracking Implementation for Photovoltaic Module Application. *2017 IEEE Conference on Energy Conversion*, 30-31 October 2017, Kuala Lumpur, Malaysia, 305-310.
- [41] **Kazimierczuk M K** (2016) *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. 2nd edition, ISBN: 978-1-119-00954-2, John Wiley & Sons, Chichester, 960 pp.
- [42] **Fraytag J, Schlittler M E, Dalla Costa M A, Seidel A R, Marcos Alonso J, Do Prado R N and Da Silva M F** (2015) A Comparative Performance Investigation of Single-Stage Dimmable Electronic Ballasts for Electrodeless Fluorescent Lamp Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (4): 2239-2252.
- [43] **Ekkaravarodome C, Chunkag V, Jirasereamornkul K and Kazimierczuk M K** (2014) Class-D Zero-Current-Switching Rectifier as Power-Factor Corrector for Lighting Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 (9): 4938-4948.
- [44] **Liu B, Qiu M, Jing L and Chen M** (2017) Design of AC/DC Converter for Bidirectional On-Board Battery Charger with Minimizing the Amount of SiC MOSFET. *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo*, 7-10 August 2017, Harbin, China, 1-6.
- [45] **Kung C M, Hwang Y S and Chen J J** (2009) Feedforward Simple Control Technique for On-Chip All-Digital Three-Phase AC/DC Power-MOSFET Converter with Least Components. *IET Circuits, Devices & Systems*, 3 (4): 161-171.

## KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [46] **Reginatto P, Da Silva M F, Seidel R, Polonskii M, Alonso J M and Tambara R V** (2016) Design of a Bus Voltage Digital Controller For a Dimmable Lighting System with Power Factor Correction. *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 23-26 October 2016, Florence, Italy, 3337-3341.
- [47] **Lam J and Jain P K** (2005) A Novel Valley Fill High Power Factor Electronic Ballast with Dimming Feature and Low Crest Factor part II: Controller Circuit Design. *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, 6-10 November 2005, Raleigh, USA, 820-825.
- [48] **Ohsato M H, Kudo Y and Kimura G** (2002) A Novel Electronic Ballast for HID Lamps Using a Boost-Type Converter. *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002*, 2-5 April 2002, Osaka, Japan, 86-89.
- [49] **Martin F J F, Viejo C B, Anton J C A, Garcia M A P, Rico-Secades M and Alonso J M** (2003) Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Ballast for High-Intensity Discharge Lamps. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18 (2): 558-569.
- [50] **Cheng C A and Tseng C S** (2014) A Novel Single-Stage HPF Electronic Ballast with Coupled Inductors for Fluorescent Lamps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50 (6): 4295-4303.
- [51] **Nozadian M H B, Babaei E, Ranjbarizad V and Cecati C** (2017) Analysis and Design of Switched-Boost Inverter in CCM, DCM and BCM Operations. *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 29 October-1 November 2017, Beijing, China, 8015-8020.
- [52] **Roost P, Correccion E D E and Factor D E L** (1994) Evaluation of Boost, SEPIC and Cuk Topologies as Power Factor Correction Stage in Electronic Ballast Applications. *1994 Power Electronics Congress*, 21-25 August 1994, Puebla, Mexico, 51-55.
- [53] **Luo F L and Ye H** (2003) *Advanced DC/DC Converters*. 1st edition, ISBN: 9-780-849-31956-3, CRC Press, Boca Raton, 792 pp.
- [54] **Rashid M H** (Ed.) (2011) *Power Electronics Handbook*. 3rd edition, ISBN: 9-780-123-82037-2, Butterworth-Heinemann, Massachusetts, 1362 pp.
- [55] **Member S, Huang K and Chiang P** (2018) Modular Design and Analysis of Plasma-Driven System with Integrated Resonant Circuit and Capacity Expansion Mechanism. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65 (2): 1226-1234.
- [56] **Vázquez N, Baeza E, Perea A, Hernández C, Vázquez E and López H** (2016) 'Z' and 'qZ' Source Inverters as Electronic Ballast. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31 (11): 7651-7660.

## KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [57] **Kishore G I, Naresh M and Tripathi R K** (2017) Modified Multiplier SEPIC Converter for High Voltage DC Applications. *4th International Conference on Power, Control & Embedded Systems*, 9-11 March 2017, Allahabad, India, 1-6.
- [58] **Kamdi N and Joshi P B** (2017) Simulation of Three-phase Two-Stage Grid Connected Photovoltaic System Using Cuk Converter. *Innovations in Power and Advanced Computing Technologies*, 21-22 April 2017, Vellore, India, 1-5.
- [59] **Almasi O N, Fereshtehpoor V, Khooban M H and Blaabjerg F** (2017) Analysis, Control and Design of a Non-Inverting Buck-Boost Converter: A Bump-Less Two-Level T–S Fuzzy PI Control. *ISA Transactions*, 67: 515-527.
- [60] **Reddy U R and Narasimharaju B L** (2017) Single-Stage Electrolytic Capacitor Less Non-Inverting Buck-Boost PFC Based AC DC Ripple Free LED Driver. *IET Power Electronics*, 10 (1): 38-46.
- [61] **Gu M, Li Y, Liu K, Wang H and Gu M** (2017) Performance Evaluation of Controller Design Based on Accurate Model of Non-Inverting Buck Boost Converter Fed by Photovoltaic Module. *American Scientific Research Journal for Engineering, Technology, and Sciences*, 30 (1): 0-15.
- [62] **Khan M A, Ahmed A, Husain I, Sozer Y and Badawy M** (2015) Performance Analysis of Bidirectional DC–DC Converters for Electric Vehicles. *IEEE Transactions Industry Applications*, 51 (4): 3442-3452.
- [63] **Bozorgi A M, Fereshtehpoor V, Monfared M and Namjoo N** (2015) Controller Design Using Ant Colony Algorithm for a Non-inverting Buck-Boost Chopper Based on a Detailed Average Model. *Electric Power Components and Systems*, 43 (2): 177-188.
- [64] **Schaltz E, Rasmussen P O and Khaligh A** (2008) Non-Inverting Buck-Boost Converter for Fuel Cell Applications. *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 10-13 November 2008, Orlando, USA, 855-860.
- [65] **Holloway A J, Tozer R C and Stone D A** (2009) A Physically Based fluorescent Lamp Model for a SPICE or a Simulink Environment. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 (9): 2101-2110.
- [66] **Fărcaș C, Ciocan I and Palaghiță N** (2011) Design and Implementation of Electronic Ballast for Fluorescent Lamps. *17th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging*, 20-23 October 2011, Timisoara, Romania, 221-226.
- [67] **Lin D, Yan W and Hui S Y R** (2011) Modeling of Dimmable Fluorescent Lamp Including the Tube Temperature Effects. *IEEE Transactions Industrial Electronics*, 58 (9): 4145-4152.



## KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [68] **Perdigão M and Saraiva E** (2005) Electronic Ballast with Wide Dimming Range: Matlab-Simulink Implementation of a Double Exponential Fluorescent-Lamp Model. *9th Spanish Portuguese Conference Electrical Engineering*, 30 June-2 July, Marbella, Spain, 1-6.
- [69] **Zhang N, Batternally S and Lim K C** (2017) Analysis of the Non-Inverting Buck-Boost Converter with Four-Mode Control Method. *ICEON 2017 43rd Annual Conference of the IEEE*, 29 October-1 November 2017, Beiking, China, 876-881.
- [70] **Erickson R W** (2002) *Fundamentals of Power Electronics*. 2nd edition, ISBN: 978-0-306-48048-5, Kluwer Academic/Plenum Publishers, Boston, 883 pp.
- [71] **Hart D W** (2010) *Power Electronics*. 1st edition, ISBN: 978-0-073-38067-4, McGraw-Hill, New York, 496 pp.
- [72] **Mohamed H A** (2015) Design and Implementation of Microcontroller Based Non-Inverting DC/DC Buck-Boost Converter. *17th International Middle-East Power System Conference*, 15-17 December 2015, Mansoura, Egypt, 1-6.
- [73] **Aissa-Bokhtache A, Zegaoui A, Kellal M, Boucherit M S, Belmadani B and Aillerie M** (2016) Optimization Based on Fuzzy Logic Control of Discharge Lamp-Electronic Ballast System for Water Purification. *Electric Power Components Systems*, 44 (17): 1981-1990.
- [74] **Aliskan I and Keskin R** (2016) Fluorescent Lamp Modelling and Electronic Ballast Design by the Support of Root Placement. *International Journal of Engineering Technologies*, 2 (3): 118-123.
- [75] **Yen H C, Huang Z J and Lee K H** (2005) Fluorescent Lamp Model for High-Frequency Electronic Ballasts. *International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, 28 November-1 December, Kuala Lumpur, Malaysia, 1184-1189.
- [76] **Wakabayashi F T, Dantas F D, Pinto J O P and Cancsin C A** (2005) Fluorescent Lamp Model Based on Equivalent Resistances, Considering The Effects of Dimming Operation. *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 16 June 2005, Recife, Brazil, 1136-1141.
- [77] **Wakabayashi F T and Dantas F D, Gonçalves F A S, Pinto J O P and Canesin C A** (2004) Measuring the Equivalent Resistance of Electrode Filaments of Tubular Fluorescent Lamps, during Dimming Operation. *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, 3 (3): 437-443.
- [78] **Aissa-Bokhtache A, Zegaoui A, Belmadani B and Bouchrit M S** (2015) Water Purification by a Lamp Discharge-Electronic Ballast System Using a Full Bridge Inverter. *Energy Procedia*, 74: 446-452.

## KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [79] **Hou C P and Lou C C** (2013) Dynamic Performances of Ballast for T5 Fluorescent Lamps. *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, 3-6 June 2013, Melbourne, Australia, 1253-1258.
- [80] **Karimi M, Adib A and Mehdi F** (2016) Dsp-Based Integrated Control Modeling and Implementation of Non-Inverting Buck-Boost. *Bulletin de la Société Royale des Sciences de Liège*, 85: 215-226.
- [81] **Rana N, Ghosh A and Banerjee S** (In Press) Development of an Improved Tri-State Buck-Boost Converter with Optimized Type-3 Controller. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.
- [82] **Guo L** (2006) Design and Implementation of Digital Controllers for Buck and Boost Converters. *PhD Thesis*, Auburn University, Institute of Technology, Department of Electrical Engineering, Auburn, 126 pp.
- [83] **Kapat S, Patra A and Banerjee S** (2009) A Current-Controlled Tristate Boost Converter with Improved Performance Through RHP Zero Elimination. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 (3): 776-786.
- [84] **Ogata K** (2009) *Modern Control Engineering*. 5th edition, ISBN: 0-136-15673-8, Prentice Hall, New Jersey, 912 pp.
- [85] **Wu W C, Bass R M and Yeargan J R** (1998) Eliminating the Effects of the Right-Half Plane Zero in Fixed Frequency Boost Converters. *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 22-22 May 1998, Fukuoka, Japan, 362-366.
- [86] **Hu X, Wu L, Si X and Xu B** (2017) Adaptive Sliding Mode Control of Non-Linear Non-Minimum Phase System With Input Delay. *IET Control Theory & Applications*, 11 (8): 1153-1161.
- [87] **MaJ, Zhu M, Li G, Li X and Cai X** (2017) Concept of Unified Mode Control for Non-Inverting Buck-Boost Converter. *3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia*, 3-7 June 2017, Kaohsiung, Taiwan, 1235-1240.
- [88] **Joel Y S, Saikumar H V, Suba S and Patange R** (2016) Design & Performance Analysis of Fuzzy Based MPPT Control Using Two-Switch Non Inverting Buck-Boost Converter. *International Conference on Electrical Power and Energy Systems*, 14-16 December, Bhopal, India, 414-419.
- [89] **Lee Y, Member S, Khaligh A, Emadi A and Member S** (2009) A Compensation Technique for Smooth Transitions in a Non-Inverting Buck-Boost Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 (4): 1002-1016.
- [90] **Ghosh A and Banerjee S** (2014) Design of Type-III Controller for DC-DC Switch-Mode Boost Converter. *2014 6th IEEE Power India International Conference*, 5-7 December, Delhi, India, 2-7.

## KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [91] Ghosh A, Banerjee S, Sarkar M K and Dutta P (2016) Design and Implementation of Type-II and Type-III Controller for DC-DC Switched-Mode Boost Converter by Using K-Factor Approach and Optimisation Techniques. *IET Power Electronics*, 9 (5): 938–950.
- [92] Banerjee S, Ghosh A and Rana N (2016) Design and Fabrication of Closed Loop Two-Phase Interleaved Boost Converter with Type-III Controller. *Industrial Electronics Society 42nd Annual Conference of the IEEE*, 23-26 October 2016, Florence, Italy, 3331-3336.
- [93] Banerjee S, Ghosh A and Rana N (2017) An Improved Interleaved Boost Converter with PSO-Based Optimal Type-III Controller. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5 (1): 323-337.
- [94] Chondrakis N G and Topalis F V (2009) Starting Characteristics of Fluorescent Tubes and Compact Fluorescent Lamps Operating with Electronic Ballasts. *Measurement*, 42 (1): 78-86.
- [95] Emadi A, Khaligh A, Nie Z and Lee Y J (2009) *Integrated Power Electronic Converters and Digital Control*. 1st edition, ISBN: 9-781-43980069-0, CRC Press, Boca Raton, 350 pp/s.
- [96] Rodighiero F, Freato S, Spagnolo A, Petucco A and Bruni G (2017) Design and Implementation of Low-Loss Non-Inverting Buck-Boost for Lithium-Ion Batteries Charging Applications. *19th European Conference on Power Electronics and Applications*, 11-14 September 2017, Warsaw, Poland, 1-10.
- [97] Bianchi N and Dai Pre M (2003) Active Power Filter Control Using Neural Network Technologies. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 150 (2): 139-145.



## ÖZGEÇMİŞ

Rıdvan KESKİN, 1991 yılında Kayseri’de dünyaya geldi. İlk ve orta öğrenimini burada tamamladı. Ali İhsan Kalmaz Çok Programlı Lisesi’nden mezun olduktan sonra 2009 yılında Mersin Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’ne girdi. 2014 yılında Elektrik-Elektronik Mühendisliği Lisans Diploması aldıktan sonra aynı yıl, Mersin Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Programına girdi. 2015 yılında Bülent Ecevit Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliğinde Araştırma görevlisi pozisyonunda çalışmaya başladıktan sonra yatay geçişle Bülent Ecevit Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Programına devam etti. Halen Bülent Ecevit Üniversitesi’nde çalışmalarını sürdürmektedir.

### **ADRES BİLGİLERİ:**

**Adres:** Bülent Ecevit Üniversitesi,  
Mühendislik Fakültesi,  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,  
Laboratuvar Binası  
İncivez/Zonguldak

**Tel:** 0(542) 711 02 56

**E-posta:** ridvan.keskin@beun.edu.tr