

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLİ ELEKTRONİK BALAST
DEVRESİNİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ**

Ümit BUDAK

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Anabilim Dalı: Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi
Programı: Elektronik Eğitimi**

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Servet TUNCER

MAYIS-2011

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLİ ELEKTRONİK BALAST
DEVRESİNİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Ümit BUDAK
091131102**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 3 Mayıs 2011
Tezin Savunulduğu Tarih: 26 Mayıs 2011**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Servet TUNCER (F.Ü)
Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR (F.Ü)
Doç. Dr. Beşir DANDIL (F.Ü)**

MAYIS-2011

ÖNSÖZ

Günümüzde aydınlatma amacıyla birçok ışık kaynağı kullanılmaktadır. Fakat enerji tasarrufunun önemi dikkate alındığında iç mekan aydınlatması için floresan lambaların kullanımı her geçen gün artmaktadır. Bu lambalar, negatif empedans karakteristiklerinden dolayı doğrusal olmayan direnç davranışı göstermektedir. Yüksek frekanslarda çalıştırılarak yüksek güç faktörü, düşük seviyeli harmonik bozulma ve kırışmanın yok edilmesi sağlanarak aydınlatma sistemlerinin kalitesi artırılmaktadır.

Bu tez çalışmasında amaç, floresan lambaların şebeke üzerinde oluşturdıkları harmonik bozulmalarını minimize etmek ve sinüzoidal dalga formuna yakın çıkış gerilimi üreten lamba ömrünü artırmaktır.

Çalışmam esnasında her türlü hoşgörü, destek ve bilgisiyle bana katkıda bulunan, öğrenmeyi öğreten değerli danışmanım Doç. Dr. Servet TUNCER'e, aynı şekilde yardımlarını esirgemeyen Arş. Gör. Deniz KORKMAZ'a, her daim bana destek veren ve yanımda olan çok kıymetli aileme, arkadaşlarıma ve özellikle anneme teşekkürü bir borç bilirim.

Ümit BUDAK
ELAZIĞ- 2011

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER	III
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ	VII
TABLOLAR LİSTESİ	IX
KISALTMALAR LİSTESİ	X
SEMBOLLER LİSTESİ	XI
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı ve Yöntem	3
1.2. Tezin İçeriği	3
2. DEŞARJ LAMBALARI VE GELENEKSEL BALASTLAR	5
2.1. Floresan lambalar	5
2.2. Kompakt Floresan Lambalar	7
2.3. Doğru Aydınlatmanın Seçilmesi	9
2.4. Endüktif Balast ve Starter	10
3. ELEKTRONİK BALASTLAR	15
3.1. Elektronik Balastın Genel Blok Diyagramı	16
3.2. Elektronik Balastların Tasarımında Önemli Kavramlar	17
3.2.1. Çalışma Frekansı	17
3.2.2. Lamba Çalışma Dalga Şekli	17
3.2.3. Lambanın Çalışma Yöntemi	18
3.2.4. Lambayı Karartma	18
3.2.5. Akustik Rezonans	18
3.3. Elektronik Balast Topolojilerinin Sınıflandırılması	19
3.3.1. Rezonanssız Balastlar	19
3.3.2. Rezonanslı Balastlar	20
3.3.2.1. Akım Beslemeli Rezonans Balastlar	20
3.3.2.2. Gerilim Beslemeli Rezonans Balastlar	22
3.4. Balast Çıkış Katı için Tasarım Yaklaşımı	24
3.4.1. Rezonans Dönüştürücülerin Analizi	24
3.4.2. Balast Çıkış Katının Tasarımı	28
4. ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLER	32
4.1. Diyot-Kenetlemeli Çok Seviyeli Evirici Topolojisi	33
4.2. Kondansatör-Kenetlemeli Çok Seviyeli Evirici Topolojisi	35
4.3. Kaskad Bağlı Çok Seviyeli Evirici Topolojisi	36
4.4. Çok Seviyeli Evirici Topolojilerinin Karşılaştırılması	38
4.5. Çok Seviyeli Eviricilerde Kullanılan Darbe Genişlik Modülasyon Teknikleri ..	39
4.5.1. Çok Seviyeli Eviricilerde SDGM Tekniği	41

5. FLORESAN LAMBA MODELİ.....	45
6. BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	48
7. SONUÇLAR.....	60
KAYNAKLAR.....	62
ÖZGEÇMİŞ	67

ÖZET

Floresan lambalar, akkor flamanlı lambalara göre daha verimli olmaları nedeniyle aydınlatma sistemlerinde önemli bir yer almaktadır. Bu lambaların daha yüksek verimde ve daha tasarruflu çalıştırılabilmesi için sürme devreleri klasik 2-seviyeli eviricili elektronik balast devrelerinden oluşturulmaktadır.

Bu tez çalışmasında, floresan lambayı düşük bozulmalı gerilimler ile sürmek için çok seviyeli kaskad eviricili bir elektronik balast devresi önerilmiştir. Önerilen evirici devresinde birbirine seri bağlı iki adet H-köprü ile 5-seviyeli dalga şekli elde edilmiştir. Eviricinin denetimi Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyon (SDGM) tekniği ile yapılmıştır.

Önerilen devrenin geçerliliğini test etmek için MATLAB/Simulink ortamında 50Hz ve 32kHz çalışma frekansları için benzetimler yapılmıştır. Benzetim sonuçlarından, tek-fazlı 5-seviyeli kaskad eviriciden beslenen floresan lambanın güç faktörü düzelticiye gerek kalmadan oldukça düşük harmonikli akım çektiği görülmüştür.

Anahtar kelimeler: Elektronik Balast, Sinüzoidal DGM Tekniği, Floresan Lamba, Toplam Harmonik Bozulma (THB)

SUMMARY

Modeling and Simulation of the Electronic Ballast Circuit with Multilevel Inverter

Fluorescent lamps are important place in lighting systems because of their more efficient than incandescent lamps. Drive circuits for these lamps are built by electronic ballast circuits with 2-level inverter to run higher efficient and more economical.

In this study, an electronic ballast circuit with cascade multilevel inverter, to obtain low distortion voltage, is proposed to drive the fluorescent lamp. With proposed inverter circuit, 5-level waveform was obtained with two H-bridge inverter connected in series to each other. For control of the inverter, Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) technique is used.

Simulation studies were carried out by means of MATLAB/Simulink environment for 50Hz and 32 kHz operating frequencies for testing the validity of the proposed circuit. The results show that fluorescent lamp driven a single-phase 5-level cascade inverter is pulled current with very low harmonic without power factor conditioner.

Keywords: Electronic Ballast, Sinusoidal PWM Technique, Fluorescent Lamp, Total Harmonic Distortion (THD)

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1. Floresan lambanın iç yapısı ve elektrik enerjisinin ışığa dönüşümü	5
Şekil 2.2. Deşarj lambasının empedans-zaman karakteristiği.....	6
Şekil 2.3. Akkor flamanlı lamba ve kompakt floresan lamba	9
Şekil 2.4. Geleneksel lamba balastı ve bağlantı şeması.....	11
Şekil 2.5. Balastların çalışma frekansları.....	13
Şekil 3.1. Yarım köprü rezonans balast devresi	15
Şekil 3.2. Tipik bir elektronik balastın genel blok diyagramı	16
Şekil 3.3. Rezonanssız balast devreleri: (a) yükseltici tabanlı evirici, (b) geri dönüş tabanlı evirici, (c) simetrik yükseltici evirici, (d) push-pull tipi evirici	20
Şekil 3.4. Tipik akım beslemeli rezonans eviriciler; (a) E sınıfı evirici, (b) akım beslemeli push-pull evirici, (c) akım beslemeli tam-dalga evirici.....	21
Şekil 3.5. Gerilim beslemeli rezonans eviriciler; (a) push-pull evirici, (b) ve (c) yarım-köprü evirici, (d) tam-köprü evirici	24
Şekil 3.6. Yarım köprünün çıkış gerilimi ve onun temel bileşeni.....	25
Şekil 3.7. Lamba ateşlenmeden önceki devre eşdeğeri.....	25
Şekil 3.8. Lamba ateşlendikten sonraki devre eşdeğeri	27
Şekil 4.1. (a) İki seviyeli, (b) 3-seviyeli, (c) <i>m</i> -seviyeli eviricinin bir faz bacağına devresi	33
Şekil 4.2. 3-seviyeli diyot-kenetlemeli çok seviyeli evirici: (a) tek-faz yapısı, (b) anahtarlama durumları.....	34
Şekil 4.3. 3-seviyeli kondansatör-kenetlemeli çok seviyeli evirici: (a) tek faz yapısı, (b) anahtarlama durumları.....	36
Şekil 4.4. Tek-fazlı 3-seviyeli kaskat evirici yapısı	37
Şekil 4.5. IGCT ve IGBT elemanlarından oluşturulmuş hibrid topoloji.....	38
Şekil 4.6. Çok seviyeli modülasyon tekniklerinin sınıflandırılması	41
Şekil 4.7. 5-seviyeli kaskad evirici devresi	42
Şekil 4.8. 5-seviyeli SDGM tekniğinin uygulanışı ($M=0.85$, $M_f=20$): (a) referans ve taşıyıcı işaretler, (b) eviricinin a-fazı güç anahtarları için üretilmiş DGM sinyalleri, (c) V_{an} faz gerilimi	43
Şekil 5.1. Floresan lamba bağlantı şeması; (a) 50 Hz'lik sürücü devresi, (b) 32 kHz'lik kare dalga sürücü devresi, (c) 32 kHz'lik 5-seviyeli sürücü devresi.....	47
Şekil 6.1. MATLAB/Simulink'te yapılan lambanın dinamik modeli için ayrıntılı şema	48
Şekil 6.2. Klasik 50Hz'lik manyetik balastla sürülen lamba devresinin MATLAB/Simulink modeli	49
Şekil 6.3. İki-seviyeli evirici üzerinden bezlenen elektronik balast devresinin MATLAB/Simulink modeli	49
Şekil 6.4. 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devresinin MATLAB/Simulink modeli	50
Şekil 6.5. Tam güçteki T8 36W lambanın 50Hz'lik şebeke frekansı için dalga şekilleri; (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu	51
Şekil 6.6. Tam güçteki T8 36W lambanın 50Hz'lik şebeke frekansı için dalga şekilleri; (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu	52
Şekil 6.7. Tam güçteki T8 36W lambanın 32 kHz 2-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri; (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu	52
Şekil 6.8. Tam güçteki T8 36W lambanın 32 kHz 2-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri; (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu	53

Şekil 6.9.	Tam güçteki T8 36W lambanın 32 kHz 5-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri; (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu	54
Şekil 6.10.	Tam güçteki T8 36W lambanın 32 kHz 5-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri; (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu	54
Şekil 6.11.	Tam güçteki T8 36W lambanın akım-gerilim (I-V) karakteristiği; (a) 50Hz'lik manyetik balastlı devre, (b) 5-seviyeli eviricili elektronik balast devresi	55
Şekil 6.12.	Tam güçteki T8 18W lambanın 50Hz'lik şebeke frekansı için dalga şekilleri; (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu	56
Şekil 6.13.	Tam güçteki T8 18W lambanın 50Hz'lik şebeke frekansı için dalga şekilleri; (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu	57
Şekil 6.14.	Tam güçteki T8 18W lambanın 32 kHz 5-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri; (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu	57
Şekil 6.15.	Tam güçteki T8 18W lambanın 32 kHz 5-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri; (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu	58
Şekil 6.16.	Tam güçteki T8 18W lambanın akım-gerilim (I-V) karakteristiği; (a) 50Hz'lik manyetik balastlı devre, (b) 5-seviyeli eviricili elektronik balast devresi	59

TABLÖLER LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1. Bazı lambaların lm/W miktarlarının karşılaştırılması	7
Tablo 2.2. Kompakt floresan lamba ile akkor flamanlı lambanın kıyaslanması	8
Tablo 3.1. T8 floresan lambalar için maksimum lamba gereksinimleri	29
Tablo 3.2. C değeri değiştirildiğinde hesaplanan lamba çalışma değişkenleri	30
Tablo 3.3. T8 32W floresan lamba için tasarım sonuçları.....	31
Tablo 4.1. Kullanılan elemanlar bakımından çok seviyeli eviricilerin karşılaştırılması	38
Tablo 6.1. Farklı floresan lambalar için model sabitleri.....	48

KISALTMALAR LİSTESİ

KFL	: Kompakt Flüoresan Lamba
TF (CF)	: Tepe Faktörü (Crest Factor)
BF	: Balast Faktörü
BEF	: Balast Etkinlik Faktörü
ÇSE	: Çok Seviyeli Evirici
GTO	: Kapıdan Kesime Götürebilen Tristör
IGCT	: Sürme Devresi Tümlleşik Tristör
IGBT	: Kapıdan İzoleli Tristör
EMI	: Elektromanyetik Girişim Etkisi
THB	: Toplam Harmonik Bozulma
IR	: Kızıl Ötesi
HID	: Yüksek Yoğunluklu Deşarj
ZVS	: Sıfır Gerilim Anahtarlama
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SDGM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
HİGGM	: Harmonik İlaveli Darbe Genişlik Modülasyonu
HMDGM	: Harmonik Eleminasyonu Darbe Genişlik Modülasyonu
HEDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

SEMBOLLER LİSTESİ

Simge	Açıklama	Birim
f_s	Çalışma Frekansı	Hz
$V_s(t)$	Kare dalga çıkış gerilimi	V
$V_{s1}(t)$	Kare dalganın temel bileşeni	V
V_{ign}	Lamba ateşleme gerilimi	V
I_{ign}	Lamba ateşleme akımı	A
f_{ign}	Lamba ateşleme frekansı	Hz
L	Rezonans bobini	H
C	Rezonans kondansatörü	F
R	Lamba direnci	Ω
P_{run}	Lamba çalışma gücü	W
V_{run}	Lamba çalışma gerilimi	V
I_{run}	Lamba çalışma akımı	A
f_{run}	Lamba çalışma frekansı	Hz
dv/dt	Gerilim yükselme zamanı	V/s
di/dt	Akım yükselme zamanı	A/s
A_m	Referans işaretin genliği	V
f_m	Referans işaretin frekansı	Hz
A_s	Taşıyıcı işaretin genliği	V
f_s	Taşıyıcı işaretin frekansı	Hz
k	Boltmann sabiti	J/K
T_e	Elektron sıcaklığı	$^{\circ}\text{K}$
T_g	Gaz sıcaklığı	$^{\circ}\text{K}$
T_a	Ortam sıcaklığı	$^{\circ}\text{K}$
q	Elektron şarj sabiti	J
r	Balast direnci	Ω
V_{ele}	Elektrot gerilimi	V

1. GİRİŞ

Günümüzde aydınlatma amaçlı kullanılan enerji miktarı, elektrik enerjisi tüketiminde önemli paya sahiptir. Dünyadaki enerji kaynaklarının tükenir olması, insanları yeni enerji kaynakları bulmaya ve eldeki rezervlerini tasarruflu kullanmaya zorlamaktadır. Okul, büro ve işyerleri gibi yerleşim yerlerinin aydınlatılmasında büyük oranda floresan lambaların kullanılması, bu lambalarda nasıl enerji tasarrufu yapılabileceğini gündeme getirmiş ve bu konuda çalışmalar yapılmıştır [1-9]. Bu çalışmaların sonuçlarından biri endüktif balastın yerini elektronik balastların kullanılması olmuştur.

Floresan lambalar şebekeye direkt bağlanırlar. Lamba ilk çalışma anında çok yüksek direnç özelliği gösterir ve ateşleme gerçekleştiğinde ise lambanın eşdeğer direnci düşer. Bu özelliğinden dolayı lamba negatif empedans karakteristiğine sahiptir [2]. Başlangıç ve kararlı çalışma şartlarında farklı direnç tepkisi vermesi nedeniyle ateşleme gerilimini sağlamak ve lamba akımını sınırlandırmak için dengeleme devresi gerekmektedir [3]. Bu tür devreler balast olarak adlandırılır. Floresan lambaların manyetik ve elektronik balast olmak üzere iki farklı tip uygulaması vardır.

Manyetik balast; tetikleyici ve bobin oluşturmaktadır. Tetikleyici eleman ilk çalışma anında lamba arkının oluşmasını sağlar. Manyetik bobin ise lambanın şebekeden çektiği akımı sınırlandırır. Aydınlatma sistemi şebekeye bir dönüştürücü üzerinden bağlanmadığı için lamba akımı ve gerilimi şebeke frekansı ile aynı frekanstadır. Ancak lamba akımının sıfır noktasından geçtiği anlarda, lamba 100 kez (50Hz'lik şebekelerde) yanıp sönmekte, bu durum aydınlatma kalitesini düşürmektedir. Işıқта meydana gelen bu titreşim bilgisayar laboratuvarlarında, büro ve dönen makinelerin bulunduğu çalışma ortamlarında çeşitli problemlere sebep olmaktadır [4]. Manyetik balastlardaki balast bobini genellikle üretim aşamasındaki problemlerden ve balastta kullanılan malzemenin zamanla özelliğini yitirmesinden dolayı çevreye gürültü yayar. Aynı zamanda manyetik balastlar düşük güç katsayısı ile çalıştıklarından kompanzasyon gerektirmektedir.

Floresan lambanın elektronik balast kullanılarak şebeke frekansından daha yüksek frekanslarda (25-100kHz) çalıştırılmasıyla ışık kalitesi yükseltilmekte, %10-20 daha yüksek aydınlatma verimi (lm/W), küçük hacim, gürültüsüz çalışma, daha uzun lamba ömrü ve birim güç katsayısı elde edilebilmektedir [4-6]. Elektronik balast başlangıçta

lambanın ateşlenmesi için yeterli yüksek gerilimi, ateşlenme sonrasında lamba akımının sınırlandırılmasını sağlayan dengeleyici devre vazifesi görmektedir.

Manyetik balast ya da transformatör kullanmak yerine maliyeti biraz daha yüksek olan elektronik balastın seçilmesi halinde daha uzun lamba ömrü ve düşük enerji kaybı ile %25'e varan tasarruflar elde edilebilmektedir. Bu sayede ilk birkaç yıl içinde maliyeti karşılamakta ve daha sonraki yıllarda ise büyük ölçüde tasarruf sağlamaktadır [7].

Elektronik balastlarda floresan lamba için gerekli olan yüksek frekanslı dc-ac güç dönüşümünü gerçekleştirmek amacıyla birçok devre kullanılmaktadır [7,8]. Bu güç dönüşüm sistemleri genel itibariyle kendinden tetiklemeli, sürücü entegreli, akım beslemeli veya gerilim beslemeli devreler olarak sınıflandırılabilir. Çeşitli devre topolojileri kullanılarak oluşturulan bir, iki veya dört anahtarlı güç dönüştürücüler ile floresan lambanın ateşleme gerilimi ve yüksek frekanslı alternatif akım elde edilir.

İlk elektronik balastlı floresan lamba devresi 1954 yılında Delco firması tarafından üretilmiştir. Tasarruf sağlayan bu lambalar otobüsler için iç mekan aydınlatmasında kullanılmıştır. Bu balast 3kHz'lik frekansta çalıştırılmış ve yaklaşık 140W'lık toplam çıkış gücünde 6 adet lambayı sürmek için kullanılmıştır [10]. Daha sonra yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler sayesinde akım beslemeli kendinden osilasyonlu evirici devresi içeren yüksek frekanslı elektronik balast uygulaması 1967 yılında Triad-Utrad tarafından geliştirilmiştir [10].

Elektronik balastlar temel olarak yük rezonans devreli bir evirici katından oluşmaktadır. Eviricinin çıkış gerilimi ve frekansı birbirinden bağımsız olarak ayarlanmaktadır. Çıkış gücü ya değişken dc giriş gerilimi ya da çalışma frekansının ayarlanması ile denetlenmektedir. Son yıllarda elektronik balast tasarımına ilişkin çalışmalar hız kazanmıştır.

Maamoun [11], 2 adet 36W floresan lambayı sürmek için yüksek güç faktörlü ve düşük harmonikli elektronik balast tasarlamıştır. Bu çalışmada, güç faktörü düzeltme katı; lambanın akım ve gerilim dalga şekli için, alçak geçiren filtre ise; hem harmonik bozulmalarını hem de elektromanyetik girişim etkilerini azaltmak için kullanmıştır. [12]'de, D tipi paralel rezonans eviricili elektronik balast tasarlanarak güç faktörü 0.96 dan daha büyük değere çıkartılmıştır. Ekbote ve Zinger [13], yarım köprü rezonans dönüştürücülü elektronik balast tasarlamıştır. Burada, anahtar kayıplarını azaltmak için E tipi evirici kullanılmıştır. [14]'de tek seviyeli ve tek anahtarlı elektronik balast topolojisi sunulmuştur. Yüksek güç faktörü sağlamak için Buck-Boost dönüştürücü kullanılarak güç

faktörü 0.995'e ve verim %83.4'e çıkartılmıştır. Ayrıca bu sayede düşük maliyet ve kompakt yapı sağlanmıştır.

Elektronik balastlarda akım ve gerilim beslemeli evirici yapıları yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu topolojiler içerisinde akım beslemeli devreler başlangıç şartlarında daha iyi geçici durum cevabı vermektedir. [15]'e göre, kendinden tetiklemeli elektronik balastlar, manyetik balastlara kıyasla basit ve ucuz olmanın yanı sıra sıfır gerilim anahtarlama nedeniyle yüksek verimli çalışma gibi üstünlüklere sahiptir.

1.1. Tezin Amacı ve Yöntem

Tüm deşarj lambalarında olduğu gibi floresan lambada da ateşleme ve deşarj akımını uygun olarak kontrol etmek için bir balast gerekmektedir. Optimum çalışma ve uzun lamba ömrü için, balastın yeterli seviyede açık devre gerilimi sağlaması, hızlı ark geçişi ve normal çalışma için de düşük akım sıçraması oldukça önemlidir. Ayrıca floresan lambalar negatif empedans karakteristiklerinden dolayı lamba akım ve gerilim dalga şekillerinde harmonikler meydana gelmektedir. Bu da istenmeyen bir durumdur.

Bu tez çalışmasında amaç, floresan lambalardaki klasik manyetik balast ya da iki-seviyeli eviricili elektronik balastın yerine tek-faz 5-seviyeli kaskad evirici içeren bir elektronik balast devresi önerilerek modelleme ve benzetimler yapılmıştır. Bu amaç doğrultusunda, önerilen 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devresinde lamba akım, gerilim ve harmonikleri, klasik manyetik balastlı ve elektronik balastlı lamba devrelerinin benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Floresan lambanın matematiksel denklemleri ile lamba dinamik modeli ve çok seviyeli evirici yapısı içeren bir elektronik balast devre modeli MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Eviricinin denetimi, Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyon (SDGM) tekniği ile yapılmıştır.

1.2. Tezin İçeriği

Yukarıda yazılan amaç ve yönteme uygun olarak, tezin giriş bölümünde manyetik ve elektronik balastlı floresan lambaların enerji tasarrufu açısından genel bir bilgi verilmiştir. Ayrıca literatürde yapılmış çalışmalardan bazıları anlatılmıştır.

İkinci bölümde, floresan lamba ve kompakt floresan lamba hakkında detaylı literatür araştırması yapılmıştır. Bu lambaların çeşitli açılardan avantaj ve dezavantajları karşılaştırılmıştır.

Üçüncü bölümde öncelikle elektronik balastlar hakkında bilgiler verilmiştir. Balastların türleri incelenmiştir. Ardından yarım-köprü eviricili elektronik balast devresinin analizi verilmiş ve lamba devresinde kullanılan elemanların değerleri ve çalışma frekansı gibi değişkenlerin nasıl hesaplandığı anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde çok seviyeli evirici yapılarından bahsedilip anahtarlama teknikleri anlatılmıştır. Ardından bu yapılar karşılaştırılarak avantaj ve dezavantajları sunulmuştur.

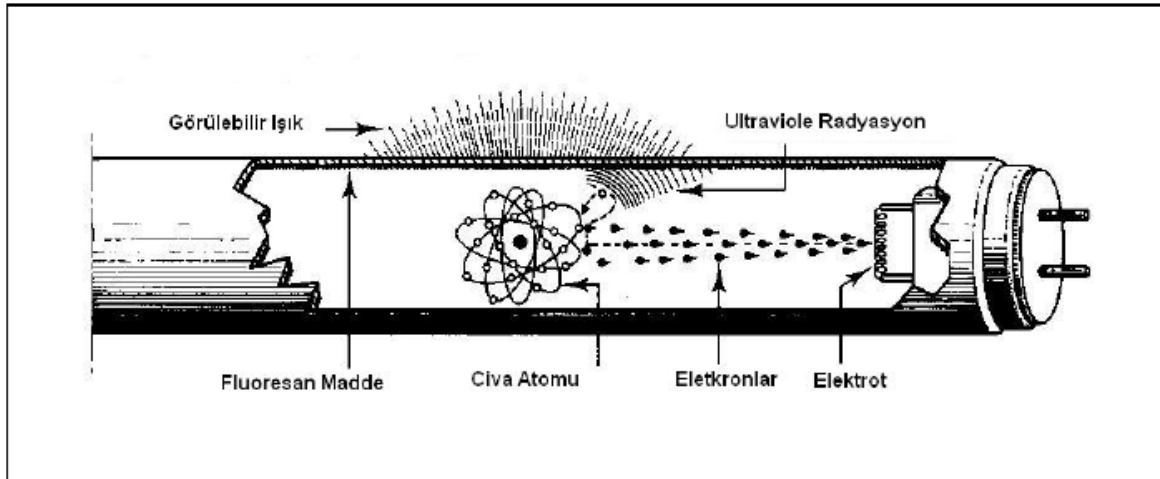
Beşinci bölümde floresan lambanın matematiksel denklemleri ve bu denklemler hakkında açıklamalar yapılmıştır.

Altıncı bölümde ise, beşinci bölümdeki denklemler ile MATLAB/Simulink blokları kullanılarak floresan lambanın dinamik modeli oluşturulmuştur. Daha sonra SDGM tekniği kullanılarak tek-fazlı 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devresinin benzetimi yapılmıştır. Benzetim sonuçları, klasik manyetik balastlı ve iki-seviyeli eviricili elektronik balastlarla karşılaştırılmıştır.

2. DEŞARJ LAMBALARI VE GELENEKSEL BALASTLAR

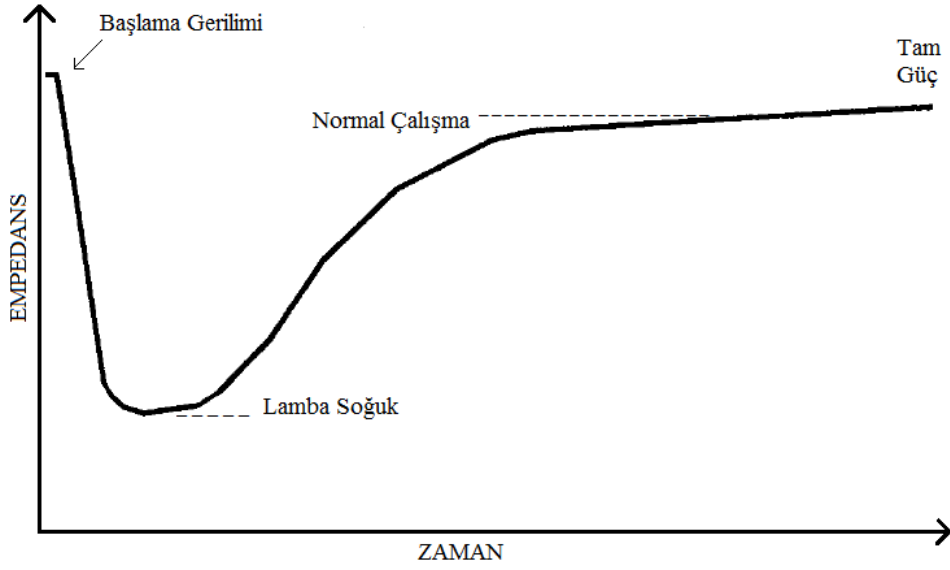
2.1. Floresan Lambalar

Alçak basınçlı cıva buharlı deşarj lambası günümüzde floresan lamba olarak bilinmektedir. 1937 yılında bulunmuş olan bu lambalar en yaygın kullanılan lambalardan biridir. Şekil 2.1’de floresan lambasının iç yapısı ve elektrik enerjisinin ışığa dönüşümü gösterilmektedir. İçlerinde alçak basınçta cıva gazı bulunmaktadır. Deşarj esasına göre bir elektrottan diğerine akan elektronlar önlerine çıkan cıva atomlarına çarpıp atomların uyarılmasına ve bu çarpışma sonucunda elektronların, lambanın iç yüzeyine doğru yön değiştirmesiyle ultraviyole ışınımı yapmasına sebep olmaktadır. Lambanın iç yüzeyi fosfor denilen floresan maddeyle kaplanmıştır. Bu da deşarj ile oluşan ultraviyole ışınlarının daha uzun dalga boylarına yani görülebilir ışığa çevrilmesini sağlamaktadır. Deşarj, starterin gerekli olan yüksek gerilimi sağlamasıyla başlar. Floresan lambalar da diğer deşarj lambaları gibi balast yardımıyla şebekeye bağlanmaktadır [16].



Şekil 2.1. Floresan lambanın iç yapısı ve elektrik enerjisinin ışığa dönüşümü [16].

Şekil 2.2’de, bir deşarj lambasının empedans-zaman grafiği verilmiştir. Bu grafikten de anlaşılacağı üzere, ateşleme işleminden önce lamba direnci sonsuza yakındır. Ancak flamanların ön ısıtmasından sonra lamba yanar ve direnci azalır.



Şekil 2.2. Deşarj lambasının empedans-zaman karakteristiği [10].

Deşarj lambalarının soğuk ya da sıcak gibi iki çalışma koşulu mevcuttur. Sıcak ve soğuk şartlar, lambanın hem sıcak hem de soğuk havalarda nasıl çalıştırılacağından kaynaklanmaktadır. Kaplanmış tungsten elektrotlar yüksek sıcaklığa sahiptir. Bu yüzden bu tür lambalara “sıcak katot” ya da “düşük yoğunluklu deşarj” lambalar denir. Demir veya nikel kaplı elektrotlar düşük sıcaklık koşullarına sahiptir. Bu yüzden de bu tür lambalara “soğuk katot” ya da “yüksek yoğunluklu deşarj” lambaları denir. Düşük yoğunluklu lambaların elektrotlarındaki voltaj düşümü, ısıtmalı katot nedeniyle düşüktür (10V). Yüksek yoğunluklu lambalarda ise elektrotlar arası voltaj düşümü, düşük sıcaklık nedeniyle yüksektir (50V) ve bu da daha uzun lamba ömrüne sebep olmaktadır [17].

Floresan lambaların ışık karakteristiklerini etkileyen en önemli bir faktör de lambanın iç yüzeyine kaplanan floresan maddenin tipi ve bileşimidir. Lambaların renk sıcaklıkları, renksel geriverimi ve etkinlik faktörleri lambanın iç yüzeyine kaplanan floresan maddenin çeşidine göre değişir. Bu yüzden floresan lambalar kullanım amacına göre renk sıcaklığı ve renksel geriverim açısından birçok çeşitlilik gösterir. Genel olarak 38mm, 26mm ve 16mm çapında olmak üzere 3 çeşit floresan lamba yaygın olarak kullanılmaktadır.

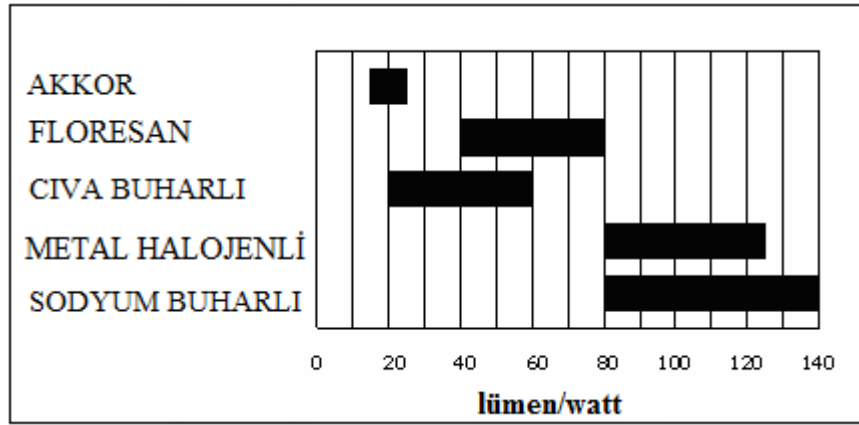
Günümüzde floresan lambalar; ticari binalar, ofisler, okullar, hastaneler gibi aydınlatmanın uzun saatler açık olduğu birçok kapalı mekanda kullanılmaktadır.

Floresan lambalar tükettikleri elektrik enerjisinin %28 kadarı görülebilir ışığa dönüşür. Etkinlik faktörleri 104 lm/W’a kadar çıkmaktadır. Güçleri ise üretim şekline göre 4W ile 65W arasında değişmektedir. Floresan lambaların ömürleri ise kullandıkları balastlara

göre 10.000 ile 20.000 saat arasında değişmektedir. Manyetik balastlarla kullanıldıklarında 10.000 saat olan ömürleri, elektronik balastlar ile kullanıldıklarında ise 18.000 ile 20.000 saate kadar çıkmaktadır [16].

Yaygın olarak kullanılmakta olan Akkor Flamanlı Lambalar (AFL) elektrik enerjisinin %95'ini ısıya çevirmekte, sadece düşük bir kısmını ışığa dönüştürerek aydınlatma sağlamaktadır. Aydınlatma sistemlerinde düşük maliyetli akkor flamanlı lambalar yerine floresan lambaların kullanılmasıyla daha yüksek aydınlatma verimi elde edilmektedir [16]. Tablo 2.1'de aydınlatmada kullanılan bazı lambaların Watt başına düşen Lümen miktarları (lm/W) verilmiştir.

Tablo 2.1. Bazı lambaların lm/W miktarlarının karşılaştırılması [10].



İç mekan aydınlatmada akkor lamba, floresan lamba ve cıva buharlı deşarj lambası kullanıldığı düşünüldüğünde; floresan lambaların ışık etkinliğinin en fazla olduğu görülmektedir.

2.2. Kompakt Floresan Lambalar

Kompakt Floresan Lambalar (KFL) tasarım olarak kompakt yapıda olan ve çok yaygın kullanılan akkor flamanlı lambaların yerini alabilecek teknik ve görsel özellikteki floresan lambalardır. Akkor flamanlı lambaların verdiği ışık akısına eşdeğer ışık akısını, şebekeden dörtte biri kadar güç çekerek sağlayabilmektedirler. Bu yüzden “Enerji Tasarruflu Lamba” olarak da bilinirler. 1.000 saat ömürlü tipik akkor flamanlı lambaların yanında ömürleri 6.000 ile 15.000 saat arasında değişmektedir. Bu da uzun süreli kullanımda çok ciddi enerji tasarrufu sağlaması anlamına gelmektedir. Örneğin; 75W’lık akkor lamba yerine, 15W’lık

bir KFL kullanarak, aynı aydınlatmayı %80 daha az enerji tüketerek elde edebilmektedir [16].

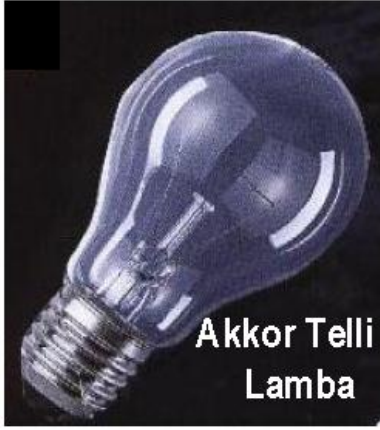
KFL'lar birer floresan lamba olduklarından normal floresan lambalarla eşdeğer ışık kalitesine sahiptirler. Akkor flamanlı lambalar gibi renk sıcaklıkları sıcak beyaz yani 3.000°K olabildiği gibi gün ışığında 6500 °K'ne kadar çıkabilmektedir.

Tablo 2.2'de akkor flamanlı lamba ile KFL'nin kıyaslaması yapılmaktadır. Görüldüğü üzere, 100W'lık akkor flamanlı bir lamba 14 lm/W'lık ışık akısına sahip olmasına karşın kompakt yapıdaki 20W'lık bir floresan lambanın 60 lm/W'lık ışık akısına sahip olmaktadır. Bu iki değer göz önünde bulundurulacak olursa, KFL'nin AFL'ya göre hem ışık kalitesi hem de harcadığı elektrik enerjisi miktarı bakımından oldukça tasarruflu olduğu gözlenmektedir [16].

Tablo 2.2. Kompakt floresan lamba ile akkor flamanlı lambanın kıyaslanması [16].

AFL			E14 KFL			E27 KFL		
Güç (W)	Işık Akısı (lm)	e (lm/W)	Güç (W)	Işık Akısı (lm)	e (lm/W)	Güç (W)	Işık Akısı (lm)	e (lm/W)
15	90	6	5	240	48	5	230	46
25	225	9	7-8	400	57-50	7-8	400	57-50
40	415	10	9	480	53	11-12	600	55-50
60	710	12	11	600	55	14-16	900	60-56
75	940	13	-	-		20	1200	60
100	1360	14	-	-		23	1600	70

KFL'nin tasarruflu olmasının dışında başka bir üstün yanı ise Şekil 2.3'te görülmektedir. Burada hem AFL hem de KFL'nin dış görünüşü gösterilmektedir. KFL'nin, akkor lamba yerine hemen monte edilebilme özelliği mevcuttur. Ayrıca herhangi ek bir donanım gerektirmemektedir.



Şekil 2.3. Akkor flamanlı lamba ve kompakt floresan lamba [16].

2.3. Doğru Aydınlatmanın Seçilmesi

Doğru lambanın seçimi, onun ne amaçla ve nerede kullanılacağına bağlıdır. Lamba seçiminde aydınlatma seviyesi, açık kalma süresi ve değiştirilme kolaylığı gibi faktörlerin yanı sıra aşağıdaki hususlar da göz önüne alınmalıdır. Doğru aydınlatmaya yaklaştıkça daha fazla para ve doğal kaynaklardan tasarruf edilecektir [18].

Saatlik Maliyet Verimliliği: Lamba sayısı arttıkça, daha uzun ömürlü ve verimli olanlarına yatırım yapmak en doğru karardır. Yatırım daha kısa sürede geri ödeme sağlamaktadır.

Başlama Karakteristikleri: Çeşitli tipteki lambaların ilk çalışma karakteristikleri farklıdır. Örneğin, ilk çalışma esnasında manyetik balastlı floresan lambalar gecikmeli aydınlatırken, elektronik balastlı floresan lambalar anında aydınlatırlar. Manyetik ve elektronik balastlı floresanların her ikisi de 1-2 dakika sonra tam aydınlığa ulaşırlar.

Renk: Standart akkor lambalar sıcak sarı-beyaz bir renk vermektedir. Halojen lambalar daha beyazdır. Floresan lambalar sıcak sarıdan soğuk beyaza kadar farklı renklerde aydınlatırlar.

Ağırlık: Özellikle hafif, kırılman armatür ve içindeki tespit parçaları için lamba ağırlığı, karar vermede önemli bir faktör olabilir. Manyetik balastlı kompakt floresan lambaların ağırlığı, elektronik balastlı kompakt floresanlardan daha fazladır.

Yerleştirme: İç mekân kullanımı için tasarlanan lambalar dış aydınlatmada kullanılmamalıdır. Örneğin; soğuk su ile temas etmesi durumunda ince camlı lamba kırılabilceğı için dış aydınlatmada akkor lambalar tavsiye edilmezler.

Yönlendirme: Lamba seçiminde ihtiyaç olan yere ne kadar faydalı aydınlatmanın yönlendirileceğı göz önüne alınmalıdır. Özel uygulamalarda düşük voltajlı halojen lambalar kısmen spot ışık, istenilen özellikli yerleri aydınlatmak için uygundur.

Ayarlama: Parlaklık ayarlama vasıtasıyla standart akkor lambalarda enerji tasarrufu olanağı verir. Fakat bütün lamba tipleri, ayar anahtarı kullanımına uygun değildir. Belirli bir saatte otomatik olarak lambaları kapatan bir saatin monte edilmesi veya çevrede birisi olduğı zaman lambaları açacak optik veya ultrasonik sensörlerin kullanılması ile bu anahtarları alternatif şekillerde kullanmak mümkündür [18].

Fiyat: En ucuz ampulü seçmek, uzun dönemde para tasarrufu sağlamaz. Çünkü lambanın kullanım ömrü boyunca aydınlatma enerjisi maliyeti kendisinin alış maliyetinden on kat daha fazla olacaktır. Bu nedenle enerji verimli lambalar başlangıçta pahalıya mal olurken, düşük faturalar sayesinde kısa sürede maliyetini karşılamaktadır.

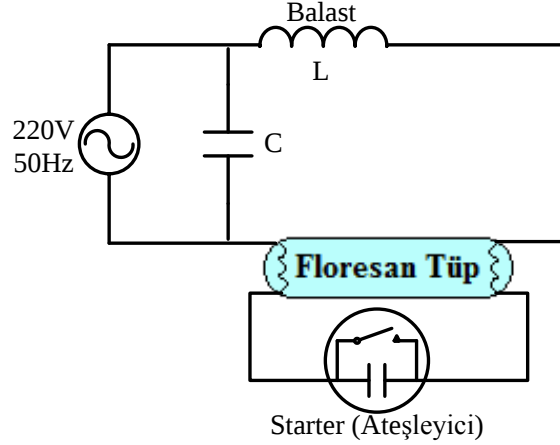
Lümen/Watt oranı: Lamba seçiminde etkinlik faktörü (lümen/Watt) yüksek, uzun ömürlü, zamanla oluşan ısı akısı düşümü az olan lambalar tercih edilmelidir (Tipik bir akkor lambanın lümen/watt oranı 15/1 iken, floresan bir lambanın oranı 60/1) [18].

2.4. Manyetik Balast ve Starter

Balastlar, floresan tüpleri ve kompakt floresan lambalara ilk çalışma komutunu vererek çalıştırmaktadırlar. Floresan lambalar cıva ve argon gazı ile doludurlar. Balasttan güç alan lambanın ucundaki elektrotlar, gazı iyonize etmek için elektrik deşarjı meydana getirirler. Cıva atomları normal enerji seviyesine geri dönerken, ultraviyole fotonlar yayarlar. Lambanın fosfor kaplanmasıyla fotonlar absorbe edilir ve görünür ışık üretilir.

Manyetik veya elektromanyetik olarak da adlandırılan endüktif balastlarda, bir demir nüve etrafında alüminyum veya bakır tel vardır. Bakır tel balastlar, alüminyum olanlara

göre yüzde 10 daha verimlidir. Şekil 2.4'te klasik lamba balastı ve bağlantı şeması gösterilmektedir. Bu balastlar, alternatif şebeke frekansında (50Hz) çalışırlar [1].



Şekil 2.4. Geleneksel lamba balastı ve bağlantı şeması

Endüktif balastla çalışan bir floresan lambaya 220V'luk şebeke gerilimi uygulandığı anda lamba yanmaya başlamaz. Tüpün tutuşma gerilimi 300V civarındadır. Bu yüzden lambanın çalışabilmesi için ek bir donanıma ihtiyaç duyulur. Starter bu görevi yerine getiren otomatik bir anahtardır. İçi argon veya neon gazı ile doldurulmuş cam bir balon içinde iki elektrotu bulunan silindirik şekilde bimetal şeritten oluşmuştur. Starterin uçlarına şebeke gerilimi uygulandığı zaman birbirine yakın olan starter elektronları arasında ısıtılı bir deşarj başlar. Bu sırada deşarj akımı artar ve elektronlar ısınır birbirine değeri. Starterin kısa devre olması ile birlikte devreden floresan lambanın flamanlarını kızgın hale getiren yüksek bir akım geçer. Starter elektronlarının kapanması ile birlikte ark kesilir ve starterin elektrotları soğumaya başlar. Soğuyan elektrotlar açılarak, ilk hallerine dönerler. Starter devresinin açılması ile birlikte balastta indüklenen gerilimden dolayı lamba tutuşur. Eğer lamba yanmaz ise lamba yanana kadar bu işlem tekrarlanır. Deşarj bir kez başladıktan sonra lamba sönmez ve balast, lamba gerilimini ve akımını belli bir seviyede tutar. Lambanın çalışma akımı flamanlardan aktığı için, flamanlar devamlı olarak sıcak kalır, elektron yaymaya devam ederler. Lambanın çalışma gerilimi starterin çalışma geriliminden daha küçük olduğundan starter açık devre olarak kalır [1].

Günümüzde yaygın olarak kullanılmakta olan endüktif balastlı floresan lambalar, yüksek güvenilirlik ve düşük maliyetinin yanı sıra basit olması gibi özelliğe de sahiptirler.

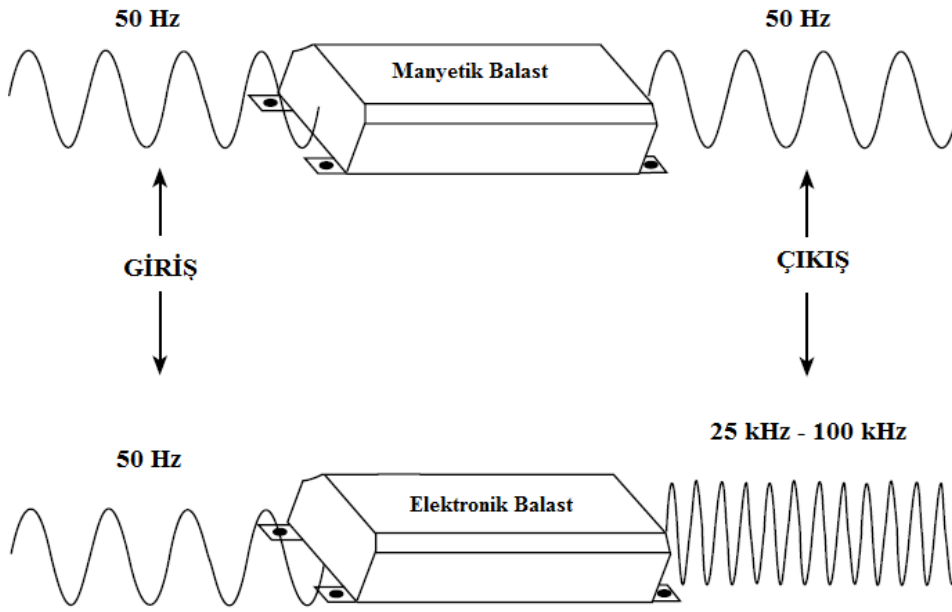
Ancak 50Hz'lik şebeke frekansında çalıştıklarından dolayı ağırlık ve hacim bakımından oldukça büyüktür.

Endüktif balastların diğer önemli dezavantajları şöyle sıralanabilir:

- Düşük verim,
- Ateşleme için düşük dayanıklılık,
- Lambanın parlaklık ayarı zordur,
- Düşük giriş güç faktörü ve yüksek harmonik bozulması (Güç faktörünü artırmak için hat kısmına büyük değerlikli bir kapasitör bağlanmalıdır),
- Balast saturasyonundaki akım aşmalarından dolayı sınırlamaya ihtiyaç duyulur (Aslında bu olay lambanın zarar görmesi demektir).
- Düşük frekansta yani hat geriliminde çalışmasından dolayı titremeler olması,
- DC uygulamalar için uygun değildir.

Bu dezavantajlardan dolayı manyetik balastların yerini elektronik balastlar almaya başlamıştır.

Elektronik balastlar, lambanın titreme ve gürültüsünü azaltıp, endüktif balastlara göre daha yüksek frekansta çalışırlar. Elektronik balastlar, endüktif balastlardan % 25 daha az enerji harcarlar. Birçok elektronik balastın lamba parlaklığını ayarlama olanağı sağlaması ile daha fazla enerji tasarrufu mümkün olmaktadır. Daha verimli aydınlatma sistemleri, daha az ısı üretirler. Elektronik balast ve manyetik balastın çıkış gerilimlerinin frekanslarındaki farkı daha belirgin görebilmek için Şekil 2.5'te balastların giriş ve çıkış gerilim sinyalleri verilmiştir [1].



Şekil 2.5. Balastların çalışma frekansları [19].

Ekonomik olması nedeniyle yaygın olarak kullanılan floresan lambalarda endüktif balast yerine elektronik balast kullanımı sonucu enerji tasarrufu sağlanmaktadır. Lamba sayısının çok fazla olduğu yerlerde, bu tasarruf küçümsenemeyecek kadar büyük olmaktadır. Endüktif balastlara göre daha pahalı olan elektronik balastların üstünlükleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [1,10,16,19];

- Düşük balast kayıpları,
- Daha yüksek lamba ışık verimi,
- Şebekeden çekilen Watt cinsinden gücün, ışığa dönüşme oranında artış (lm/W),
- Görsel konforda ve ışık kalitesinde ciddi artış,
- İşletme maliyetlerinde düşüş,
- Elektronik balastların yüksek frekansta çalışmasından dolayı ışık titremesi olayının görülmemesi,
- Sisteme enerji verilir verilmez hemen ışık elde edilmesi (flamanların hızlı bir şekilde ön ısıtmadan geçmesinden dolayı bu özellik sağlanmıştır),
- Starter ve kondansatör kullanılmadığı için kompanzasyon maliyetlerinde düşüş,
- Hem alternatif akımda hem de doğru akımda çalışabilme,
- Değişken şebeke gerilimlerine rağmen sabit ışık akısı verebilme özelliği,

- Acil aydınlatma sistemlerine uygun olabilme,
- Düşük elektromanyetik girişim etkisi (EMI),
- Tıbbi muayene odalarında kullanılabilme,
- Arızalı lamba olması durumunda otomatik olarak sistemin kapanması (yangın önleme),
- Sistemde kullanılan lambaların ömürlerinde yaklaşık % 50 oranında artış,
- Lambanın parlaklık ayarı yapılabilme özelliği.

Yukarıda bahsedilen elektronik balastların bu üstünlüklerine kıyasla endüktif balastların öne çıkan üstünlükleri ise aşağıda verilmiştir;

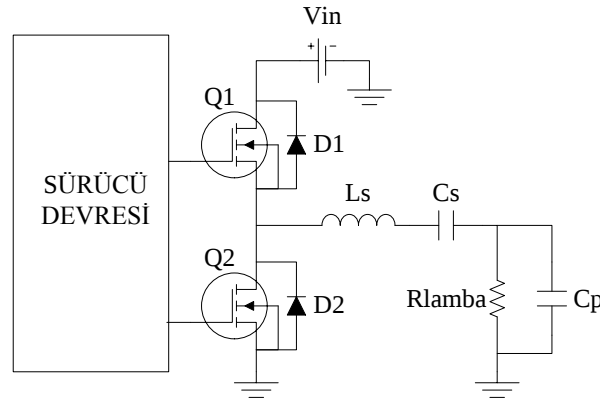
- Güç elektroniği devre elemanları kullanılmadığı için harmonik problemi yoktur,
- Kötü koşullarda çalışabilir (sıcak hava koşulları, darbelere karşı dayanıklılık vb.),
- İçlerinde çeşitli komponentler olmadığı için arıza oranı çok düşüktür,
- Yerli ve ucuzdur, öz kaynaklarımızdan üretilbildiği için istihdam ve ekonomiye katkı sağlar.

3. ELEKTRONİK BALASTLAR

Yüksek frekanslı elektronik balastlar; enerji etkinliğinin artması, daha uzun lamba ömrü, parlaklık ayarı yapabilme kabiliyeti, küçük hacim ve lamba ışığındaki kırpışmaları yok etme gibi özelliklerinden dolayı floresan lambaları sürmek için kullanılırlar.

Elektronik balast devrelerinde son zamanlarda, bipolar tasarımlarından farklı olarak köklü değişiklikler olmuştur. Bu değişiklikler, birçok avantaja sahip olan güç mosfet anahtarlarının gelişmesiyle başlamaktadır. Elektronik balastların çoğu iki adet güç anahtarı yani yarım köprü devre topolojisini kullanmaktadır ve floresan devresi ise L-C seri rezonans devresinden oluşmaktadır. Şekil 3.1.'de bu topoloji görülmektedir.

Şekil 3.1.'deki devre; anahtarların sıfır gerilim rezonans modda çalışmasına, anahtarlama kayıplarının ve elektromanyetik girişim etkilerinin azalmasına olanak sağlamaktadır. Anahtarlama frekansını değiştirerek ve uygun V_{in} , L ve C değerleri seçilerek istenilen akım ve gerilim değerlerine ulaşmak mümkün olmaktadır.

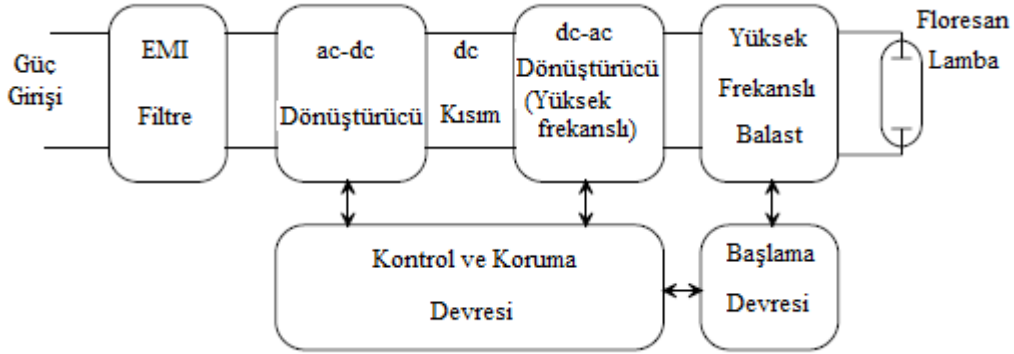


Şekil 3.1. Yarım köprü rezonans balast devresi

Anahtarlama işleminin temel amacı rezonans frekansında L_s - C_p devresini sürmektir. Dolayısıyla, mosfet anahtarlarını sürmek, elektronik balast işleminin en önemli parçası haline gelmektedir. L-C devresi üzerinde dikdörtgen ac gerilim elde etmek için iki adet mosfet anahtarı (Q_1 ve Q_2) devreye alınır. C_s kondansatörü dc gerilim bileşenini ortadan kaldırmaktadır. Rezonans kondansatörü (C_p) üzerindeki rezonans gerilimi, lamba elektrotlarında ark atlamasına sebep olmaktadır [17].

3.1. Elektronik Balastın Genel Blok Diyagramı

Şekil 3.2.'de tipik bir elektronik balastın genel blok diyagramı gösterilmiştir. Bu diyagramdaki katların ne işe yaradıkları ise aşağıda kısaca açıklanmaktadır.



Şekil 3.2. Tipik bir elektronik balastın genel blok diyagramı [20].

EMI Filtre: Bu filtre ticari elektronik balastlar için zorunludur. Genelde iki tane bobin ve bir tane kondansatörden oluşmaktadır. Giriş filtreleri balastların yüksek frekans katları tarafından üretilen elektromanyetik girişim etkisini (EMI) azaltmak için kullanılmaktadır.

Ac-Dc Dönüştürücü: Bu kat, ac hat geriliminden bir dc gerilim seviyesi üretmek için kullanılmaktadır. Genelde bir tam-köprü doğrultucu ve bir de çıkış filtresi olan kondansatörden oluşmaktadır. Fakat bu basit doğrultucu düşük giriş güç faktörüne ve zayıf gerilim regülasyonuna sebep olmaktadır. Yüksek güç faktörünü sağlamak için aktif dönüştürücüler kullanılabilmektedir.

Dc-Ac Evirici ve Yüksek Frekanslı Balast: Bu katlar lambanın yüksek frekanslı gerilimle beslenmesini sağlamaktadırlar. Evirici, yüksek frekanslı dalga şeklini üretmek ve balast ise, deşarj boyunca akımı sınırlamak için kullanılmaktadır. Bu fonksiyonları yerine getirebilmek için hem kondansatör hem de bobin kullanılabilmektedir. Yüksek frekanslı uygulamadan dolayı küçük hacim ve ağırlığa sahiptirler.

Başlama Devresi: Alçak basınçlı deşarj lambaları için kullanılmakta olan elektronik balastların çoğunda, hem lambayı ateşlemek hem de lamba akımını kararlı durumda

sınırlamak için yüksek frekanslı balastlar kullanılmaktadır. Böylece fazladan bir başlama devresine gerek olmamaktadır. Fakat yüksek basınçlı deşarj lambalarının başlama gerilimi daha yüksek olduğu için ayrı bir ateşleme devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Kontrol ve Koruma Devresi: Bu kat, lamba akımı ve gücünü düzenlemek için hata yükselticilerini, çıkışı aşırı gerilimden korumayı, ateşleme zamanlarını kontrol etmeyi, aşırı akım korumasını, lamba hata korumasını vb. özellikleri içermektedir. Bu kat çok basit devreler olan kendinden osilasyonlu balastlar olmasının yanında bazen de mikroişlemci tabanlı kontrol devresi de içermektedir [20].

3.2. Elektronik Balastların Tasarımında Önemli Kavramlar

3.2.1. Çalışma Frekansı

Çalışma frekansı, küçük hacim ve ağırlık gibi avantajlarından dolayı yüksek olmalıdır. Rahatsız edici gürültülerden kaçınmak için çalışma frekansları genelde 20kHz'den daha büyük tercih edilmelidir. Diğer taraftan daha yüksek frekanslar daha büyük anahtarlama kayıpları üretmektedir. Mosfet anahtarları kullanıldıkları zaman anahtarlama frekansı için pratikteki sınır yaklaşık 100kHz'dir. Çalışma frekansının 30-40kHz aralığında seçilmesinden kaçınılmalıdır. Çünkü bu frekans aralığı normalde kızıl ötesi (IR) uzaktan kontrolünde kullanılmaktadır ve bazı parazitler üretebilirler.

3.2.2. Lamba Çalışma Dalga Şekli

Maksimum lamba ömrüne ulaşmak için lambayı simetrik alternanslı akımla sürmek önemlidir. Böylece lamba elektrotları sırasıyla kullanılmış olmaktadır. Bir önemli parametre ise lamba akımının tepe faktörüdür (Crest Factor, CF). CF; lamba akımının tepe değerinin efektif (rms) değerine oranıdır. Elektronik balastların bu durumunda düşük frekansa ayarlanmış zarfın tepe değerinin rms değerine oranı kullanılmalıdır. Daha yüksek CF daha düşük lamba ömrü anlamına gelmektedir. İdeal durum lambanın tam bir sinüs dalga şekli ile beslenmesidir. Genelde lambanın erken eskimesini önlemek için CF'nin 1,7'den daha az olması önerilmektedir [20].

3.2.3. Lambanın Çalışma Yöntemi

Ticari elektronik balastların gelişmesiyle lambanın çalışma yöntemi çok önemli bir konu olmaktadır. Lambanın ömür süresi lambanın nasıl başlangıç yöntemine sahip olduğuyula alakalıdır. Başlama yöntemi boyunca elektrotlar, lambanın ışık yayılma sıcaklığına kadar ısıtılmalıdır. Yeterli yüksek sıcaklığa ulaşana kadar gerilim değeri de onunla birlikte çok büyük seviyelere varmamalıdır. Böylece lambaya zarar vermekten kaçınılmış olmaktadır. Elektrotlar yayılım sıcaklıklarına ulaştıkları zaman lambayı ateşlemek için başlama gerilimi uygulanabilmektedir. Soğuk katotlu lambalarda başlama gerilimi, parıltılı deşarja zarar vermeyi önlemek için hızlı bir şekilde uygulanmalıdır. Hem düşük yoğunluklu hem de yüksek yoğunluklu deşarj lambalarında başlama gerilimi, lambanın ateşlenmesi için minimum değere sınırlandırılmalıdır. Çünkü daha yüksek gerilim seviyesi, lamba ömrünü azaltacak istenmeyen başlama koşullarını ortaya çıkarabilmektedir.

3.2.4. Lambayı Karartma

Bu durum lamba gücünü kontrol etmek ve dolayısıyla ışık çıkışını ayarlamak için balasta imkân veren önemli bir özelliktir. Genelde anahtarlama frekansı, karartma kabiliyetini sağlamak için bir kontrol parametresi olarak elektronik balastlarda kullanılmaktadır. Frekanstaki değişimler yüksek frekanslı balast empedanslarını etkilemektedir ve deşarj akımında değişimler sağlamaktadır. Örneğin; bir bobin, yüksek frekanslı balast olarak kullanılırsa balast empedansında artış olur. Böylece lamba akımı azalır. Karartma yumuşak bir şekilde gerçekleştirilmelidir. Bu da lamba parlaklık seviyesinin birinden diğerine geçtiği zaman lambanın gücünde istenmeyen değişimleri önlemektedir. Son olarak güç kesintisinde lamba, maksimum ışık seviyesinde tekrar başlamalı ve sonra da istenilen çıkış seviyesine yavaşça inmelidir.

3.2.5. Akustik Rezonans

Yüksek yoğunluklu deşarj (HID) lambaları yüksek frekansta beslenilmediği zaman istenmeyen olumsuzluklar ortaya koymaktadır. Uygulanan çalışma frekansında

dalgalanmalar meydana gelmektedir. Lamba gücü ve ışık çıkışındaki önemli değişimlerden dolayı yüksek titreşimler gözlemlenmektedir. Akustik rezonanstan kaçınmak ticari elektronik balastlar için zorunludur. Bu sorun çalışma frekansını uygun seçerek ortadan kaldırılabilmektedir [20,21].

3.3. Elektronik Balast Topolojilerinin Sınıflandırılması

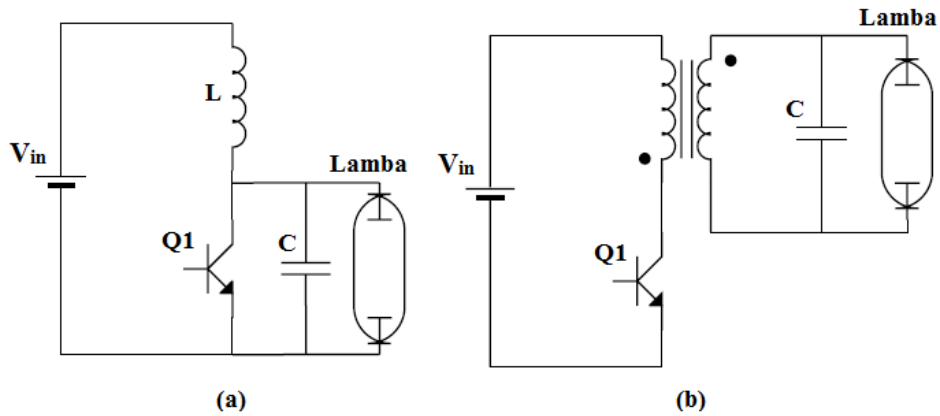
Deşarj lambaları için yüksek frekanslı elektronik balast topolojileri iki temel grupta sınıflandırılmaktadır.

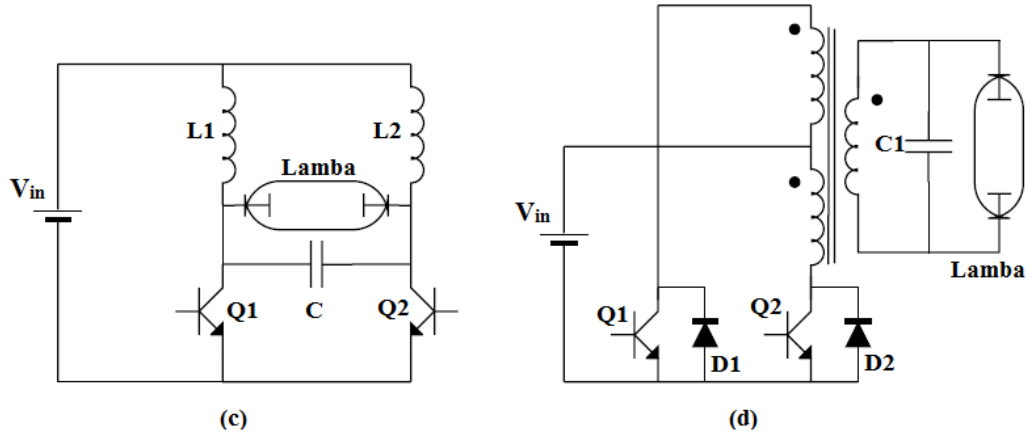
3.3.1. Rezonansız Balastlar

Bu topolojiler genelde lambaya alternatif akım uygulamak için dc-dc dönüştürücülerin çıkış diyotunu kaldırarak sağlanmaktadır. Akım mod kontrolü genelde deşarj lamba akımını sınırlandırmak için kullanılmaktadır. Lamba kare akım dalga şekliyle beslenmektedir. Lambanın ateşlenmesi için başlangıç olarak küçük bir kondansatör kullanılmaktadır.

Örneğin Şekil 3.3’de gösterilen devreler sırasıyla yükseltici tabanlı ve geri dönüş tabanlı balast devreleridir. Diğerleri ise lamba süresince simetrik alternatif akım sağlayan sırasıyla simetrik yükseltici ve açma-kapama (push-pull) tipi balast devreleridir.

Bu devreler, anahtarlar üzerindeki gerilimin büyük olması ve yüksek anahtarlama kayıpları gibi birçok olumsuzluklar oluşturmaktadır [22].





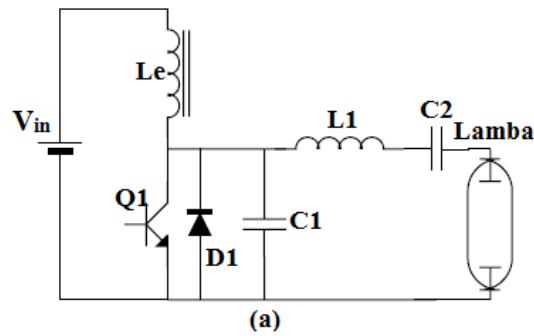
Şekil 3.3. Rezonansız balast devreleri: (a) yükseltici tabanlı, (b) geri dönüş tabanlı, (c) simetrik yükseltici, (d) push-pull tipi

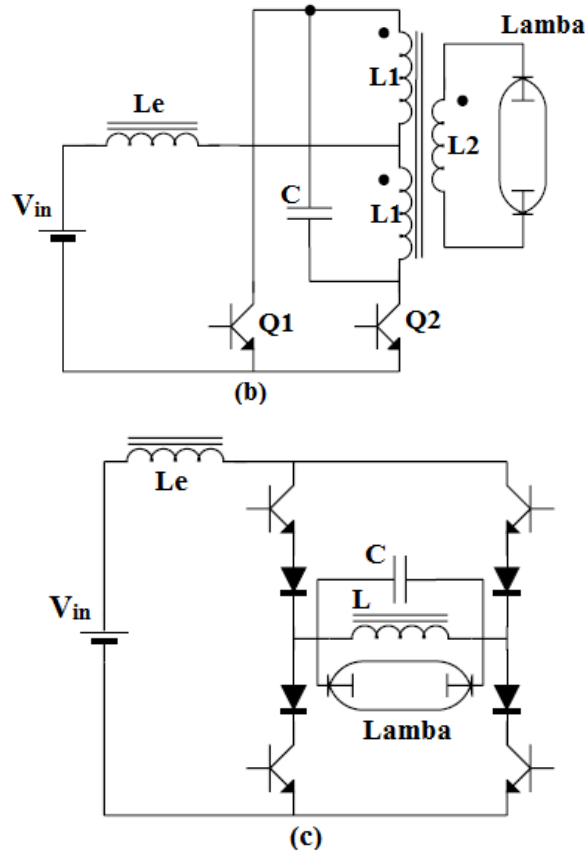
3.3.2. Rezonanslı Balastlar

Bu balastlar floresan lambayı beslemek için bir rezonans tank devresi kullanmaktadır. Rezonans tank devresi, yüksek seviyeli harmonikleri filtreler ve lambanın ışık üretmesi boyunca bir sinüs dalga şekli sağlamaktadır. Rezonans tank devreleri iki kategoride sınıflandırılmaktadır.

3.3.2.1. Akım Beslemeli Rezonans Balastlar

Bu balastlar dc gerilim kaynağıyla beslenmektedirler. Genelde dc akımı, kaynağa seri bağlanan bir bobin ile sağlanmaktadır. Dc akım, güç transistörlerini anahtarlayarak bir alternatif kare dalga şekline dönüştürülmektedir. Balastların bu tipleri Şekil 3.4.'te gösterilmektedir.





Şekil 3.4. Tipik akım beslemeli rezonans eviriciler: (a) E sınıfı evirici, (b) akım beslemeli push-pull evirici, (c) akım beslemeli tam-dalga evirici

Şekil 3.4a’da gösterilen devre E sınıfı bir eviriciye benzemektedir. L_e transformatörü düşük salınımlı dc bir akımı sağlamak için kullanılmaktadır. Bu akım Q_1 - D_1 tarafından güç anahtarları aracılığıyla rezonans tank görevi sağlamaktadır. Bu devrede kullanılan rezonans tank, balasttan balasta değişebilmektedir. Bu devrenin temel avantajı güç anahtarlarında sıfır-gerilim anahtarlama (ZVS) yapılabilmektedir. Böylece anahtarlama kayıpları azalır ve MHz seviyesindeki yüksek frekanslarda çalışmak mümkün olmaktadır. Bu da balastın hacim ve ağırlık olarak azalmasına imkân sağlamaktadır. Fakat uygun çalışmayı sağlamak için devre parametrelerinin seçimi toplu üretim için oldukça zordur. Diğer önemli dezavantaj ise dc giriş geriliminin üç katı değere ulaşabilen, anahtar üzerindeki yüksek gerilim bloklarıdır. Bu sebepler yüzünden devrenin temel uygulamaları için düşük lamba gücü ve düşük giriş gerilimli balastları beslemede kullanılan batarya ya da piller kullanılmaktadır. Örneğin; güvenlik ışıkları ve portatif ekipmanlarda kullanılan lambalarda bu bataryalar kullanılmaktadırlar. Bu balastın yaklaşık güç aralığı 5 ile 30 Watt arasındadır [20].

Diğer bir devre, Şekil 3.4b’de gösterilen akım beslemeli açma-kapama (push-pull) eviricidir. Bu devrede dc giriş sinyali, L_e transformatörü üzerinden sağlanmaktadır. Transistörler %50 görev değişimli olarak çalışmaktadır. Böylece transformatörün indüktansı ve C kondansatörü sayesinde paralel rezonans devresinin modellenmesi sağlanmaktadır. Bu devre fazladan kontrol devrelerinin kullanımını azaltmak, maliyeti düşürmek gibi avantajlar sunmaktadır. Ayrıca güç anahtarlarında ZVS sağlanabilmektedir. Ancak anahtarlar da yüksek gerilim hat uygulamaları için uygun olamayan, dc giriş geriliminden yaklaşık üç kat yüksek gerilim blokları oluşturmaktadır. Bu devre genelde kendinden osilasyonlu bataryalı uygulamalarda kullanılmaktadır. Tipik güç aralığı 4-100 W’tır.

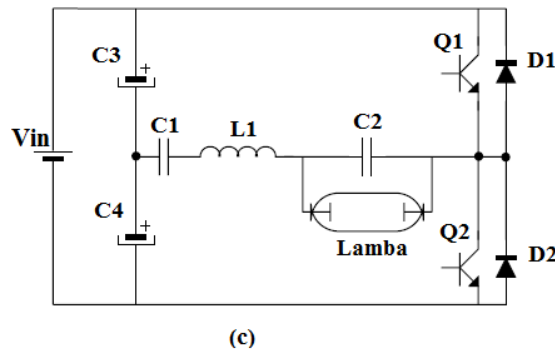
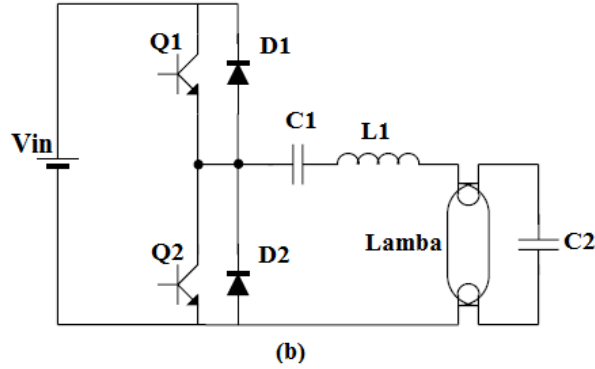
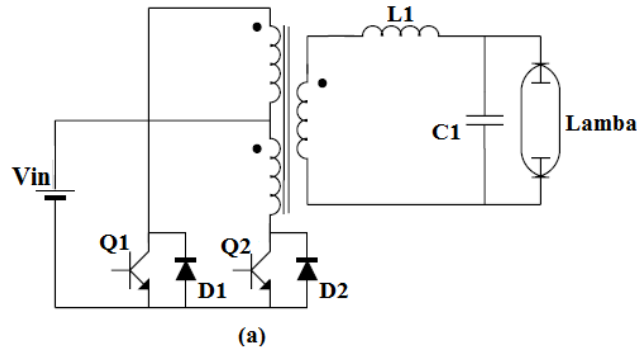
Son olarak Şekil 3.4c’de, daha yüksek güç aralıkları için kullanılabilen akım beslemeli tam-köprü rezonans evirici sunulmaktadır. Bu devre, anahtarları sabit frekansta eş zamanlı anahtarlayarak çıkış gücünün kontrol edilmesine olanak sağlamaktadır ve rezonans tank aracılığıyla bir kare dalga sinyali üretmektedir.

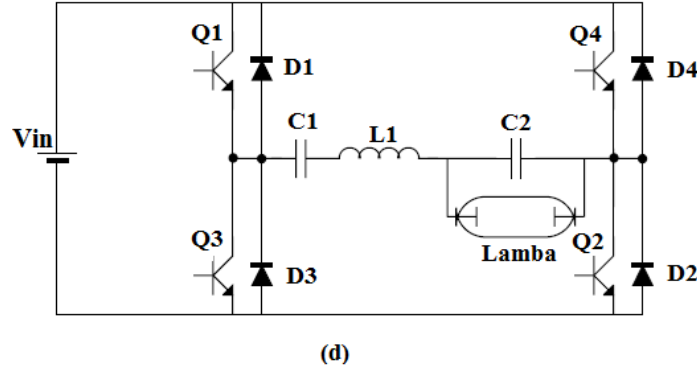
3.3.2.2. Gerilim Beslemeli Rezonans Balastlar

Balastların bu tipi şimdilerde çoğunlukla elektronik balast üreticileri tarafından kullanılmaktadır. Devre bir dc gerilim kaynağından beslenmektedir. Genelde hat gerilimini doğrultarak sağlanmaktadır. Daha sonra anahtarlar %50 görev oranıyla anahtarlanarak ve seri rezonans devresi kullanılarak kare dalga gerilim dalga şekli oluşturulmaktadır. Bu rezonans tank devresi yüksek değerlikli harmonikleri filtreler ve lambayı bir sinüs dalga şekilli sinyalle besler. Gerilim beslemeli seri rezonans devresinin bir avantajı, başlama gerilimi ekstra bir ateşleme kondansatörüne gerek kalmadan sağlamasıdır. Şekil 3.5’te gerilim beslemeli rezonans balastların elektriksel şeması gösterilmektedir.

Push-pull eviricilerin gerilim beslemeli yapısı Şekil 3.5a’da sunulmaktadır. Bu eviricide, çıkış kare dalga geriliminden uygun bir sinüzoidal dalga şekli sağlamak için giriş katında bir transformatör kullanılmaktadır. Bu da daha büyük tasarım esnekliği sağlar fakat maliyeti de artırır. Bir dezavantaj ise transistörler üzerinde, hat uygulamaları için oldukça yüksek ikinci bir gerilim olmasıdır. Böylece bu evirici genelde düşük gerilim uygulamaları için kullanılmaktadır. Gerilim beslemeli bu eviricilerin diğer bir dezavantajı ise iki primer bobininde asimetrik olması ya da transformatörün manyetik alanında istenmeyen bir dc seviye oluşturan güç transistörlerinin anahtarlama zamanlarında bir sapma olmasıdır.

Şekil 3.5b ve 3.5c'deki devreler, gerilim beslemeli yarım köprü eviriciler için iki farklı çalışmayı göstermektedir. Şekil 3.5b'den genelde asimetrik yarım köprü olarak yararlanılmaktadır ve yarım köprü tarafından üretilen kare dalganın dc gerilim seviyesini engellemek için rezonans tank C_1 kapasitörü kullanılmaktadır. Aslında bu topolojinin kendinden osilasyonlu modeli balast üreticileri tarafından kullanılmaktadır. Sıcak katotlu floresan lambalar beslendiğinde paralel C_2 kapasitörü genelde yumuşak ateşleme ve elektrotlar için önceden ateşlemeyi sağlamak için lambanın iki elektrotuna bağlanmaktadır. Şekil 3.5c yarım köprü topolojisinin diğer versiyonunu göstermektedir. Değişen gerilim seviyesini giriş geriliminin yarısına eşit olmasını sağlamak için iki tane yük kondansatörü kullanılmıştır [20].





Şekil 3.5. Gerilim beslemeli rezonans eviriciler: (a) push-pull evirici, (b) ve (c) yarım-köprü evirici, (d) tam-köprü evirici

3.4. Balast Çıkış Katı için Tasarım Yaklaşımı

Bu bölümün odak noktası, basitleştirilmiş bir devre modeli kullanarak çıkış katının analiz ve tasarımını yapmaktır. Ön ısıtma ve ateşleme koşulları boyunca lamba sonsuz direnç özelliği göstermektedir. Çalışma durumunda lamba direncinin azalmasıyla ve rezonans devresinden dolayı iletkenlik sağlanmış olmaktadır. Lambanın bu iki durum konfigürasyonu için (ateşlemeden önce sonsuz direnç, ateşlemeden sonra küçük direnç) transfer fonksiyonunun genliği (giriş gerilimi tarafından bölünmüş lamba gerilimi); bobin, kondansatör, anahtar vb. için maksimum akım ve gerilim değeri gibi tasarım yaklaşımının çalışma karakteristiklerini göstermektedir [17].

3.4.1. Rezonans Dönüştürücülerin Analizi

Analizi yapılacak dönüştürücü, bir rezonans tank devresini süren denetimli yarım köprü evirici içermektedir. Yarım köprü evirici, rezonans frekansına yakın olan f_s çalışma frekansındaki kare dalga çıkış gerilimi V_s 'yi üretmektedir. Rezonans tank devresi, öncelikle yarım köprü anahtarların ürettiği kare dalga gerilimin temel frekans bileşenini kullanmaktadır ve diğer frekanslardaki harmonikler ihmal edilecek kadar önemsizdir [17].

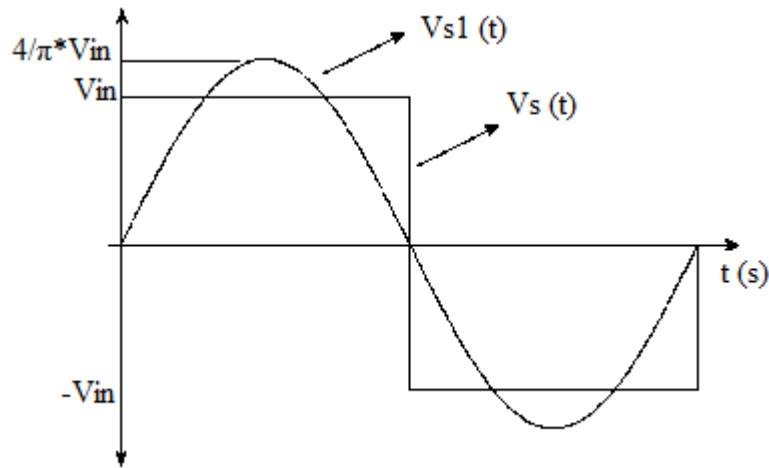
Eğer yarım köprü inverter $f_s = \omega_s / 2\pi$ frekanslı kare dalga şeklini üretirse, çıkış gerilim dalga şekli aşağıdaki fourier serisi ile gösterilir:

$$V_s(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \sin(n\omega_s t) \quad (3.1)$$

Temel frekans bileşenin genliği;

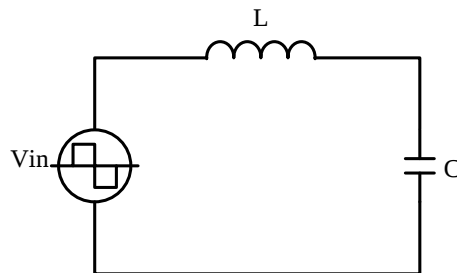
$$V_{s1}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (3.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada V_{in} ; yarım köprü eviricinin f_s çalışma frekansındaki kare dalga çıkış gerilimi, $V_{s1}(t)$ ise; bu gerilimin temel frekans bileşenidir. Şekil 3.6’da yarım köprü eviricinin çıkış dalga şekli ve temel frekansındaki bileşenin dalga şekli görülmektedir.



Şekil 3.6: Yarım köprünün çıkış gerilimi ve onun temel bileşeni

Ateşleme İşlemi:



Şekil 3.7: Lamba ateşlenmeden önceki devre eşdeğeri

Şekil 3.7’de görüldüğü üzere ateşleme boyunca lamba direnci sonsuz ve flamanların dirençleri önemsiz olduklarından dolayı lamba direnci ihmal edilir. Böylece L-C seri devresinin gerilim denklemi:

$$V_{S1} = 4 \frac{V_{in}}{\pi} = V_L + V_C = I_{ign} \cdot j \left(\pi \cdot f_{ign} \cdot L \right) + V_{ign} \quad (3.3)$$

olarak ifade edilmektedir ve devre üzerinden geçen akım, kondansatör üzerindeki empedans tarafından bulunabilir:

$$Z_C = \frac{1}{j \left(\pi f C \right)} = \frac{V_C}{I_C} ; V_C = V_{ign}, I_C = I_{ign} \quad (3.4)$$

$$I_{ign} = j \left(\pi f_{ign} C \right) \dot{V}_{ign} \quad (3.5)$$

Ateşleme sırasında L-C seri devre eşitliğinin sonucu olarak lamba gerilimi ve giriş geriliminin transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemle çözülebilir:

$$\begin{aligned} V_{S1} = 4 \frac{V_{in}}{\pi} &= j \left(\pi f_{ign} C \right) \dot{V}_{ign} \cdot j \left(\pi f_{ign} L \right) + V_{ign} \\ &= V_{ign} \left(-4LC\pi^2 f_{ign}^2 \right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Transfer fonksiyonu denklem 3.7 eşitliği ile bulunabilir:

$$\frac{V_{ign}}{V_{S1}} = \frac{V_{ign}}{4V_{in} / \pi} = \frac{1}{1 - 4LC\pi^2 f^2} \quad (3.7)$$

Belirli bir ateşleme gerilimi için frekans, transfer fonksiyonu kullanılarak bulunabilir:

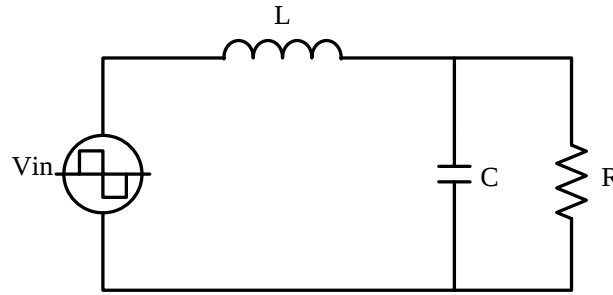
$$f_{ign} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{4V_{in}}{LC} \left(1 + \frac{\pi}{V_{ign}} \right)} \quad (3.8)$$

Devrede kondansatör üzerindeki empedans kullanılarak yarım-köprü anahtarlar ve bobin için belirlenen maksimum akım değerleri aşağıdaki formülle bulunmaktadır:

$$I_{ign} = f_{ign} C V_{ign} 2\pi \quad (3.9)$$

Burada V_{ign} ; lamba ateşleme (tutuşma) geriliminin genliği, I_{ign} ; lamba ateşleme akımının genliği, f_{ign} ; lamba ateşleme frekansı, L ; rezonans bobini ve C ise; rezonans kondansatörüdür.

Çalışma İşlemi:



Şekil 3.8: Lamba ateşlendikten sonraki devre eşdeğeri.

Lamba ateşlendikten sonra artık lamba direnci ihmal edilmeyecektir ve Şekil 3.8'den de görüldüğü üzere sistem, düşük kalite faktörlü RLC devresi eşitliğine dönüşmektedir. Böylece yarım-köprü eviricinin temel frekansındaki bileşeni aşağıdaki formülle hesaplanır:

$$V_{S1} = \frac{4V_{in}}{\pi} = V_L + V_C = I_{run} j\omega L + V_{run} \quad (3.10)$$

Devre üzerinden geçen akım ise lamba akımı ile kondansatör akımının toplamına eşittir:

$$I_{run} = I_R + I_C = \frac{V_{run}}{R} + V_{run} j\omega C = \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right) \cdot V_{run} \quad (3.11)$$

Denklem 3.10 ve 3.11 birleştirildiğinde seri-paralel devre nedeniyle giriş geriliminin transfer fonksiyonu ve çalışma sırasındaki lamba gerilimi aşağıdaki formülle bulunur:

$$V_{S1} = \frac{4V_{in}}{\pi} = \left(\frac{1}{R} + j\omega_{run}C \right) \cdot V_{run} \cdot j\omega_{run}L \cdot V_{run} \quad (3.12)$$

Transfer fonksiyonu:

$$\frac{V_{run}}{V_{S1}} = \frac{V_{run}}{4V_{in} / \pi} = \frac{1}{\sqrt{\left(\omega_{run}^2 LC \right)^2 + \frac{L^2}{R^2} \omega_{run}^2}} \quad (3.13)$$

Çalışma frekansı;

$$f_{run} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{2R^2C^2}} + \sqrt{\left(\frac{1}{LC} + \frac{1}{2R^2C^2} \right)^2 - \frac{1 - \left(\frac{4V_{in}}{V_{run}\pi} \right)^2}{L^2C^2}} ; V_{S1} = 4 \frac{V_{in}}{\pi} \quad (3.14)$$

R; tek bir işlem noktasında sürekli çalışma sırasında lamba güç ve geriliminden elde edilen doğrusallaştırılmış lamba direnci olarak kabul edilmektedir:

$$R = \left(\frac{V_{run}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{P_{run}} = \frac{V_{run}^2}{2P_{run}} \quad (3.15)$$

Burada P_{run} ; lambanın çalışma gücü, V_{run} ; lambanın çalışma gerilimi, I_{run} ; lambanın çalışma akımı ve f_{run} ise; lambanın çalışma frekansdır.

3.4.2. Balast Çıkış Katının Tasarımı

Verimli bir balast çıkış katı tasarımı, lamba gereksinimlerinin göz önünde bulundurulmasına dayanmaktadır. Bu nedenle ilk adım üreticinin önerdiği lamba gücünü, çalışma gerilimini ve ateşleme gerilim değerlerini belirlemektir. Tablo 3.1’de T8 lamba için lamba gereksinimleri verilmiştir [17].

Tablo 3.1: T8 Floresan lambalar için maksimum lamba gereksinimleri

	T8/17W	T8/18W	T8/32W	T8/36W	T8/40W	T8/58W	T8/70W
Ön ısıtma esnasında							
V_{ph_max}	250	250	300	300	300	350	400
t_{ph}	1	1	1	1	1	1	1
I_{ph}	5	5	6	6	6	7	8
Ateşleme esnasında							
V_{ign_max}	500	500	800	800	800	900	1000
Çalışma Süresinde							
P_{run}	16	17	30	34	38	56	68
V_{run}	115	98	200	144	141	160	182

İkinci adım ise lambanın çalışma sırasındaki gücüne bağlı olarak bir L bobin değeri hesaplamaktır. Düşük kalite faktörlü RLC devresinin uygun bir enerji transferi için giriş geriliminin yarısı L bobininin üzerinde düşecektir. Yarım köprü inverterin çıkış gücü (elektronik balastın giriş gücü) aşağıdaki formülle ifade edilmektedir:

$$P_{in} = \frac{V_{s1}}{\sqrt{2}} I_{in} = \frac{4V_{in}}{\sqrt{2}\pi} I_{in} = \frac{4V_{in}}{\sqrt{2}\pi} \left(\frac{V_{in}}{2L\omega_{run}} \right) = \frac{P_{run}}{\eta} \quad (3.16)$$

Verimliliği (η) hesaplarken flamanlar, balast ve yarım köprü anahtarlardaki kayıplar göz önünde bulundurulmaktadır. L bobininin değeri de lamba güç veriminin bir fonksiyonu olarak çözülebilir [17]:

$$L = \frac{V_{in}^2 \eta}{f_{run} \sqrt{2} \pi^2 P_{run}} \quad (3.17)$$

Örnek olarak T8 32W'lık bir lamba için gereksinimler aşağıdaki gibi seçildiği varsayılırsa:

$$V_{ign} = 550 \text{ Volt}$$

$$P_{run} = 32 \text{ Watt}$$

$$V_{run} = 141 \text{ Volt}$$

35kHz'lik bir çalışma frekansı, tepeden tepeye 300 Volt'luk bir giriş gerilimi ve %95'lik bir verimlilik için, 32W'lık lamba çıkış gücü için bobin değeri $L=1.37\text{mH}$ olarak hesaplanmaktadır [17].

L değerinin doğru seçilmesi C değerinin doğru hesaplanmasına bağlıdır. Önceki bölümlerde türetilen formüller doğru C değerini seçmek için kullanılmaktadır. Tablo 3.2'de gösterildiği gibi 1nF'dan 10nF'a kadar C değerleri hesaplanmaktadır ve seçilen frekans değerleri birbirlerine çok yakındır.

Tablo 3.2: C değeri değiştirildiğinde hesaplanan lamba çalışma değişkenleri [17].

V_{run}	f_{run}	V_{in}	η	L	R	C	f_{ph}	f_{ign}	f_{run}	V_{ph}	I_{ign}	f_{rez}
141	35000	150	0,95	1,37	311	10nF	45.094	49.958	48.131	233,0	1,726	43.041
141	35000	150	0,95	1,37	311	9nF	50.104	52.661	48.672	249,3	1,638	45.369
141	35000	150	0,95	1,37	311	8nF	56.367	55.855	48.960	268,7	1,544	48.121
141	35000	150	0,95	1,37	311	7nF	64.420	59.712	48.847	292,1	1,444	51.444
141	35000	150	0,95	1,37	311	6nF	75.157	64.496	48.139	321,4	1,337	55.566
141	35000	150	0,95	1,37	311	5nF	90.188	70.652	46.648	359,1	1,221	60.869
141	35000	150	0,95	1,37	311	4nF	112.735	78.991	44.334	410,6	1,092	68.054
141	35000	150	0,95	1,37	311	3nF	150.313	91.211	41.441	486,2	0,946	78.582
141	35000	150	0,95	1,37	311	2nF	225.470	111.710	38.398	613,8	0,772	96.243
141	35000	150	0,95	1,37	311	1nF	450.939	157.982	35.546	903,0	0,546	136.108

300 Volt'luk bir kare dalga giriş gerilimi kullanıldığından dolayı bu gerilimin diğer frekanslardaki bileşenleri yok edilmelidir. Seri kapasitör C_s bu görevi yerine getirir ve V_{in} gerilimi 150V tepe değerine sahip sinüzoidal dalga olur. Seri kapasitör değeri ise referans tasarımlara göre 100nF seçilmektedir. T8 32W'lık lamba için tasarım sonuçları Tablo 3.3'te görülmektedir.

Tablo 3.3: T8 32W floresan lamba için tasarım sonuçları [17].

Lamba Gereksinimleri				Çalışılan Frekanslar		
V _{ign}	550	Volt		f _{ign}	49,958	kHz
P _{run}	32	Watt		f _{run}	48,131	kHz
V _{run}	141	Volt		Hesaplanan Değerler		
Seçilen Değerler				I _{ign}	1,7264	A
f _{run}	35	kHz		Rezonans Frekansı		
V _{in}	150	Volt		f _{rez}	43,041	Hz
η	0,95	%				
Hesaplanan Değerler						
L	1,367,33	mH				
R	310,6406	Ω				
C	10	nF				

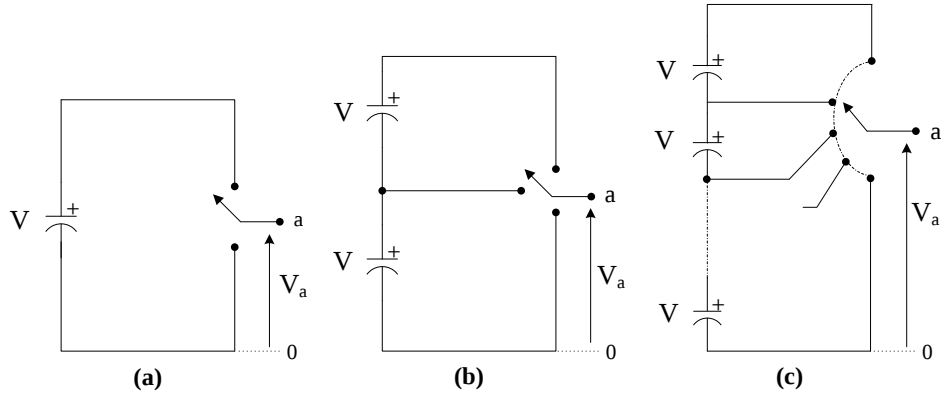
4. ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLER

Son yıllarda yarı iletken teknolojisinde meydana gelen ilerlemeler ve bunun paralelinde farklı darbe genişlik modülasyon tekniklerinin geliştirilmesi ile yeni statik güç dönüştürücüleri ortaya çıkmış ve birçok alanda kullanılmaya başlanmıştır. Bunlardan biri de, çok seviyeli eviricilerdir. Kesintisiz güç kaynakları, sürücü sistemler gibi endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmakta olan bu eviriciler, girişlerine uygulanan farklı dc gerilim seviyelerini birleştirerek sinüzoidal forma yakın çıkış gerilimi oluştururlar. Çok seviyeli eviricilerin en önemli avantajı; anahtarlama frekansını artırmadan veya eviricinin çıkış gücünü azaltmadan çıkış dalga şeklindeki harmoniklerin azaltılmasıdır [23-27].

Orta ve yüksek güçlü uygulamalarda klasik eviriciler; düşük verim, büyük transformatörlerin kullanılması nedeni ile yüksek fiyat, dV/dt ve dI/dt 'nin bir sonucu olarak da anahtarlama elemanları üzerinde büyük akım-gerilim darbeleri gibi dezavantajlara sahiptirler. Devre topolojileri nedeniyle çok seviyeli eviriciler ise yüksek güçlü uygulamalar için yeni bir güç dönüşüm sistemidir. Bu eviriciler klasik iki seviyeli eviricilere göre; çıkış geriliminin harmonik spektrumu, verim ve güç faktörü açısından daha iyi bir performansa sahiptirler [24].

Çok seviyeli eviricilerin her bir fazı anahtarlama elemanlarının birbirlerine seri veya paralel bağlanmasından oluşturulur. Bundan dolayı anahtarlama elemanlarının kapasitelerinin çok yüksek olmamasına rağmen eviricinin çıkış gerilimi ve çıkış gücü önemli ölçüde yükselir.

Şekil 4.1'de, ideal anahtarlı iki seviyeli ve çok seviyeli eviricinin bir faz bacağı gösterilmiştir [28]. İki seviyeli evirici kondansatörün negatif ucuna göre iki farklı çıkış üretirken, 3-seviyeli evirici üç farklı çıkış üretir. Çıkış geriliminin basamak değeri m 'nin, eviricinin negatif terminali ile ilgili olduğu göz önünde bulundurularak; yükün iki fazı arasındaki gerilimin seviye sayısı $2m-1$ 'dir. Örneğin üç-seviyeli eviricinin fazlar arası gerilimi beş seviyelidir.



Şekil 4.1. (a) İki seviyeli, (b) 3-seviyeli, (c) m -seviyeli eviricinin bir faz bacağına devresi

Çok seviyeli eviriciler en düşük seviye sayısı üçtür. Eviricinin seviye sayısı arttıkça çıkış dalga şeklinin harmonik bozulması azalmaktadır. Seviye sayısı sonsuza gittiğinde çıkış geriliminin “Toplam Harmonik Bozulması (THB)” sıfıra gitmektedir. Ancak, seviye sayısı arttıkça eviricinin kontrolünde karmaşıklık ve çıkış geriliminde dengesizlik problemi görülmektedir. Bununla birlikte çok seviyeli eviricilerde gerçekleştirilebilir seviye sayısı; gerilim dengesizlik problemi, anahtarların gerilim tutma kapasitesi, devre tasarımı ve paketleme ile sınırlıdır. Çok seviyeli eviricilerin üç farklı devre topolojisi vardır [23]. Bunlar;

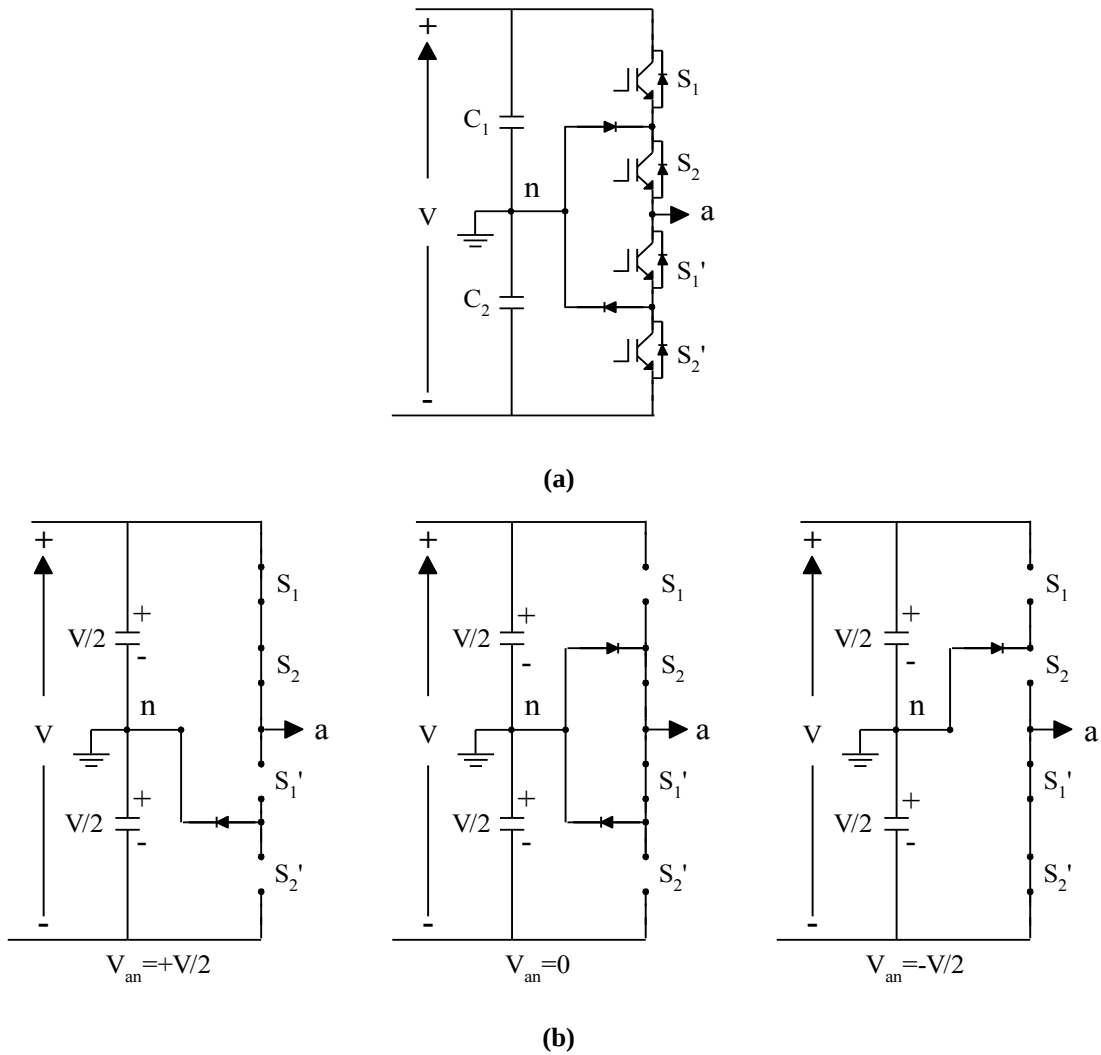
- Diyot-kenetlemeli çok seviyeli evirici,
- Kondansatör-kenetlemeli çok seviyeli evirici,
- Kaskat çok seviyeli eviricilerdir.

4.1. Diyot-Kenetlemeli Çok Seviyeli Evirici Topolojisi

Diyot-kenetlemeli evirici topolojisi aslında nötr-nokta-kenetlemeli evirici topolojisinin genişletilmiş halidir ve çok seviyeli evirici topolojileri arasında en çok bilinen yapıdır. İlk olarak Nabae tarafından geliştirilen bu evirici devresinde çıkış gerilimi giriş hat kondansatörlerinden elde edilen farklı dc gerilimlerin birleşiminden oluşmaktadır [27]. Bu eviricide, faz-nötr gerilimini m seviyeli yapmak için dc hat üzerinde $m-1$ adet kondansatöre ihtiyaç duyulur. Şekil 4.2’de verilen bir 3-seviyeli diyot-kenetlemeli çok seviyeli evirici devresinden görüleceği gibi, dc hat C_1 ve C_2 gibi 2 kondansatörden oluşmaktadır. Burada giriş dc gerilimi V olarak alınırsa her bir kondansatör üzerine $V/2$ gerilimi düşer.

Anahtarlama kombinasyonuna bağlı olarak eviricinin çıkış faz-nötr gerilimi: $-V/2$, 0 , ve $V/2$ olmak üzere 3-seviyeli olmaktadır.

Faz-nötr gerilimi (V_{an}) için 3 anahtarlama kombinasyonu vardır. $V_{an}=V/2$ şeklinde bir çıkış gerilimi oluşturmak için Şekil 4.2b’de verilen (S_1 , S_2) anahtar çifti iletimde tutulur. Benzer şekilde bu anahtarlama durumunun tersi için, (S_1' , S_2') anahtarları iletimde olursa, $V_{an}= -V/2$ olmaktadır. Eğer (S_2 , S_1') anahtarları iletimde ise, eklenen diyotlar sayesinde a noktası ile n noktası aynı gerilim değerine sahip olur ($V_{an}=0$). Şekil 4.2’deki verilen devreyi iki-seviyeli eviricilerden ayıran temel özellik kenetleme diyotlarının olmasıdır. Kenetleme diyotları anahtar üzerindeki gerilimleri dc hattaki kondansatörler üzerindeki gerilime kenetler. Bu nedenle, bir 3-seviyeli diyot-kenetlemeli çok seviyeli evirici devresinde anahtarlar üzerine dc hat geriliminin yarısı düşmektedir.



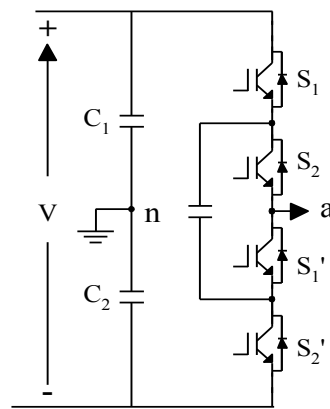
Şekil 4.2. 3-seviyeli diyot-kenetlemeli çok seviyeli evirici. (a) Tek-faz yapısı (b) Anahtarlama durumları

Diyot kenetlemeli evirici yapısının dezavantajı, hızlı ekstra kenetleme diyotları gerektirmesidir. Ayrıca bu yapıda anahtarlama durumuna bağlı olarak dc hat üzerindeki kondansatörlerin şarj ve deşarj durumlarına göre gerilim dengesizlik problemleri de oluşmaktadır. Kondansatörler arasındaki gerilim paylaşımını kontrol etmek kolay değildir. Eviricinin seviye sayısı arttıkça bu gerilim dengesizlik probleminin kontrolü daha da zorlaşır [23,29].

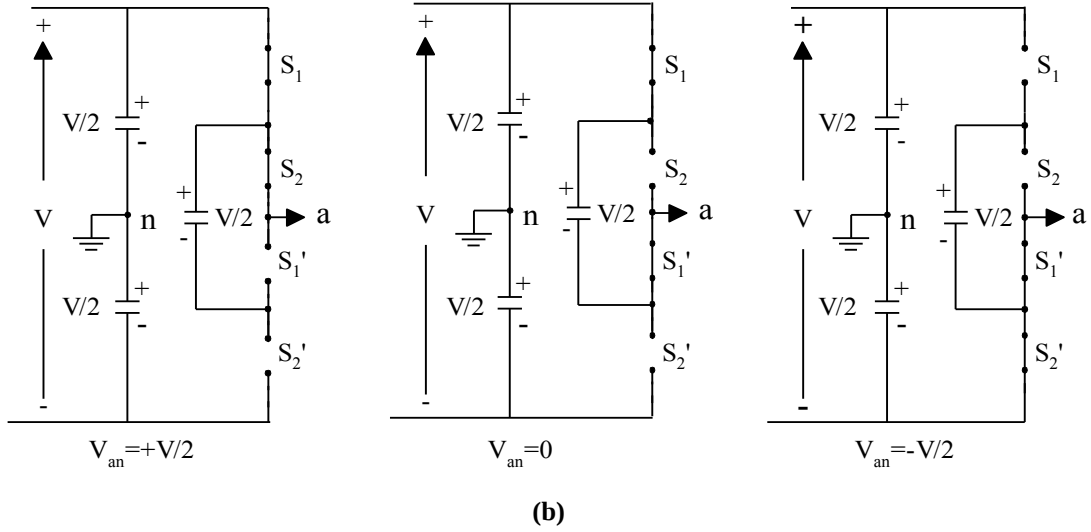
4.2. Kondansatör-Kenetlemeli Çok Seviyeli Evirici Topolojisi

1992 yılında, diyot-kenetlemeli dönüştürücüye alternatif olarak kondansatör-kenetlemeli topoloji geliştirilmiştir. Bu evirici topolojisinin çıkış gerilim seviyesi diyot-kenetlemeli evirici ile benzerdir [30-32]. Kondansatör-kenetlemeli evirici topolojisi fazladan anahtarlama durumlarına sahip olması itibarıyla kondansatör gerilimlerini dengelemek için daha fazla anahtarlama serbestliğine izin vermektedir. Bu durum sayesinde dc hat kondansatörlerin gerilim dengesi sağlanabilmektedir [25]. Bu özellik kondansatör-kenetlemeli çok seviyeli eviriciyi diyot-kenetlemeli eviriciye göre daha esnek yapar.

Şekil 4.3’de 3-seviyeli kondansatör-kenetlemeli çok seviyeli eviricinin tek-faz yapısı ve anahtarlama durumları görülmektedir [23].



(a)



Şekil 4.3. 3-seviyeli kondansatör-kenetlemeli çok seviyeli evirici. (a)Tek faz yapısı (b)Anahtarlama durumları.

Burada V_{an} gerilimi $-V/2$, 0 , $+V/2$ olmak üzere 3-seviyeli bir çıkış geriliminden oluşur. Eğer (S_1, S_2) anahtarları iletimde ise, $V_{an}=+V/2$ ve (S_1', S_2') anahtarları iletimde olursa, $V_{an}=-V/2$ olmaktadır. $(S_1, S_1'$ veya $S_2, S_2')$ anahtarları iletimde tutulduğu takdirde ise $V_{an}=0$ olacaktır. Kenetleme kondansatörü (S_1, S_1') anahtar çifti iletimde olduğunda şarj oluyor iken, (S_2, S_2') anahtarları iletimde olduğunda ise deşarj olmaktadır. Bu yapıda, 0-seviye anahtarlama kombinasyonunun seçimine bağlı olarak C_1 'in şarjı kontrol edilebilmektedir.

Bu evirici yapısı hem boyut ve hem de maliyet açısından diyot-kenetlemeli eviriciye göre dezavantaja sahiptir. Çünkü büyük hacimli kondansatörlerin kullanılması ile eviricinin boyutu büyür. Ayrıca, kullanılacak kenetleme kondansatörleri, diyot-kenetlemeli yapıdaki kenetleme diyotlarından çok daha pahalı olmaktadır. Yapının bir başka dezavantajı da, dc hat üzerindeki kondansatörlerde oluşan gerilim dengesizlik probleminin çözmek için karmaşık kontrol algoritmalarını gerektirmesidir.

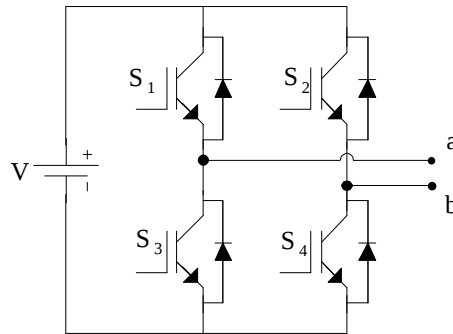
Bununla birlikte, kondansatör-kenetlemeli topoloji gelecekte çok ümit verici gözükmemektedir.

4.3. Kaskad Bağlı Çok Seviyeli Evirici Topolojisi

1996 yılında tek-fazlı H-köprü eviricilerin kaskad olarak bağlanması sonucunda yeni birçok seviyeli evirici topolojisi ortaya çıkmıştır. Kaskad çok seviyeli evirici olarak adlandırılan bu topolojisi diğer iki topolojiden daha basit yapıdadır ve paket devre haline

getirilmesi daha kolay olmaktadır. Tek-fazlı H-köprü eviricilerin eklenip veya çıkarılması ile eviricinin çıkış gerilim seviyesi de artırılıp azaltılabilmektedir. Bu eviricilerde dc gerilim kaynakları: aküler, yakıt hücreleri ve güneş panelleri olabilmektedir. Bu konfigürasyon son zamanlarda ac güç kaynakları ve ayarlanabilir hız sürücü uygulamalarında oldukça popülerdir. Kaskad evirici topolojisinde diğer iki topoloji ile aynı sayıda ana güç anahtarı bulunması ile birlikte kenetleme-diyotları ve kenetleme-kondansatörleri gerektirmezler. Fakat, bu konfigürasyon, çok sayıda izolasyonlu dc kaynak ve beraberinde özel güç transformatörleri gerektirmesi nedeniyle pahalı bir çözüm seçeneği olmaktadır [33-37].

Çok seviyeli kaskat evirici için m seviye sayısı en az üç tür. Üç seviyeli eviricide $-V$, 0 , $+V$ seviyelerinden oluşan çıkış elde etmek için H-köprü hücre olarak bilinen tam köprü evirici kullanılır. Şekil 4.4’de gösterildiği gibi, tam köprü eviricinin devresi dört anahtar ve dört adet boşluk diyotundan meydana gelmektedir. Tam köprü eviriciye ait anahtarlama durumları ve buna karşılık gelen çıkış gerilim seviyeleri, S_1 ve S_4 iletimde ise $V_{an} = V$, S_2 ve S_3 iletimde ise $V_{an} = -V$ ve S_1 - S_2 veya S_3 - S_4 iletimde ise $V_{an} = 0$ şeklindedir.



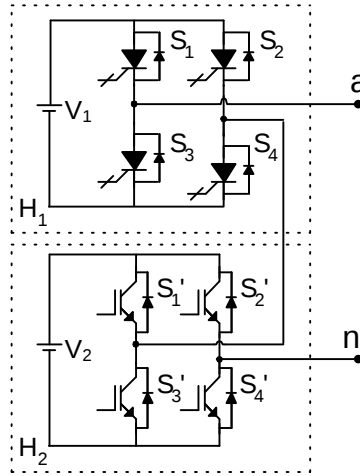
Şekil 4.4. Tek-fazlı 3-seviyeli kaskat evirici yapısı

Kaskat eviricide çok seviyeli çıkış gerilimi elde etmek için H-köprü hücreler seri olarak bağlanır. Bu nedenle meydana gelen gerilim dalga şekli evirici çıkışlarının toplamıdır. ‘s’ bir fazdaki dc kaynak sayısı olmak üzere bir kaskat eviricide çıkış gerilimlerinin seviyesinin sayısı $m = 2s + 1$.

Kaskad bağlı topolojilerin en önemli gelişimi hibrid topolojisiidir. Bu yaklaşımın temel üstünlüğü; doğal olarak yavaş olan GTO (kapıdan kesime götürülebilen tristör) veya IGCT (sürme devresi tümleşik tristör) elemanlarının yüksek akım-gerilim yetenekleri ile daha düşük akım-gerilim yeteneğine sahip olan IGBT (Kapıdan İzoleli Transistor) elemanının

yüksek anahtarlama frekansında çalışabilme özelliklerinin birleştirilmesidir [38]. Şekil 4.5’de IGCT ve IGBT elemanlarından oluşturulmuş bir hibrid topoloji görülmektedir.

Hibrid topolojiler çok yüksek güçlü uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu topolojide, her tek-fazlı H-köprü evirici için farklı bir dc giriş gerilimi kullanıldığı takdirde eviricinin seviye sayısı da artmaktadır. Örneğin; $V_1=2\text{kV}$ ve $V_2=1\text{kV}$ olarak alalım. Bu giriş gerilimlerine karşılık V_{an} çıkış gerilimi: -3kV , -2kV , -1kV , 0V , $+1\text{kV}$, $+2\text{kV}$ ve $+3\text{kV}$ şeklinde 7-seviyeli olmaktadır.



Şekil 4.5. IGCT ve IGBT elemanlarından oluşturulmuş tek-faz hibrid topoloji

4.4. Çok Seviyeli Evirici Topolojilerinin Karşılaştırılması

Her üç evirici yapıları arasında faz başına kullanılan güç elemanlarının karşılaştırılması yapıldığında, kullanılan ana anahtarlama elemanlarının sayısı aynıdır. Tablo 4.1’de, diyot kenetlemeli, kondansatör kenetlemeli ve kaskat çok seviyeli eviricilerin bir faz devresinden aynı gerilim seviyelerini elde etmek için ihtiyaç duyulan güç elemanlarının sayısı karşılaştırmalı olarak verilmiştir [23,28].

Tablo 4.1 Kullanılan elemanlar bakımından çok seviyeli eviricilerin karşılaştırılması

	Eviricinin Türü		
	Diyot Kenetlemeli	Kondansatör Kenetlemeli	Kaskat İnverter
Kullanılan anahtar sayısı	$2 (m-1)$	$2 (m-1)$	$2 (m-1)$
Kullanılan temel diyot sayısı	$2 (m-1)$	$2 (m-1)$	$2 (m-1)$
Kenetleme diyot sayısı	$(m-1)(m-2)$	0	0
Dengeleme kondansatör sayısı	0	$(m-1)(m-2) / 2$	0
DC bara kondansatör sayısı	$(m-1)$	$(m-1)$	$(m-1) / 2$
Toplam eleman sayısı	$m^2 + 2m - 3$	$(m^2 + 8m - 8)/2$	$(9/2) (m-1)$

Kondansatör kenetlemeli eviricide kenetleme diyotlarına, diyot kenetlemeli eviricide dengeleme kondansatörlerine, kaskat eviricide ise her ikisine ihtiyaç yoktur. Kaskat evirici, çok seviyeli eviriciler arasında en az eleman kullanan yapıdır. Bu yüzden devrenin kolayca düzenlenip paketlenerek modül haline getirilmesi mümkün olmaktadır. Buna ek olarak, çıkış gerilim seviye sayısı tam köprü hücrelerinin eklenmesi veya kaldırılması ile kolayca ayarlanabilir. Ayrıca dc kaynak değeri aynı olmak üzere, çıkışta elde edilen gerilim ve akım seviyesi de diyot ve kondansatör kenetlemeli eviricilerden daha büyüktür [28].

Bu tezde, yukarıda bahsedilen bilgiler ışığında tek-fazlı 5-seviyeli kaskad çok seviyeli evirici topolojisi seçilmiş olup, benzetim çalışmaları bu evirici yapısı üzerinden yapılmıştır.

4.5. Çok Seviyeli Eviricilerde Kullanılan Darbe Genişlik Modülasyon Teknikleri

Bu tez çalışması, çok seviyeli evirici topolojileri arasında hem en az sayıda eleman kullanan ve hem de eklenecek tek-fazlı H-köprü eviriciler ile daha yüksek seviyelere çıkartılması nispeten daha kolay olan kaskad evirici topolojisi üzerinedir. Eviricinin çıkış geriliminin seviyesi 5 ve üstü olması durumunda, kaskad bağlı topoloji en iyi seçim olmaktadır [39].

Birçok seviyeli eviricinin performansı çıkış geriliminin harmonik bileşenleri ile ilişkilidir. Çok seviyeli eviricilerde giriş geriliminin seviye sayısı arttırıldıkça çıkış geriliminin sinüzoidal forma daha çok yaklaşacağı, dolayısıyla THB'nin azalacağı ve performansın artacağı açıktır [26]. Çok seviyeli eviricilerde çıkış gerilimindeki harmonikleri azaltmak için gerilim seviye sayısını artırmanın yanı sıra farklı darbe genişlik modülasyon teknikleri de kullanılmakta olup bu konudaki araştırma ve uygulama çalışmaları devam etmektedir.

Geliştirilen farklı darbe genişlik modülasyon teknikleri ile aşağıdaki kriterler sağlanmaya çalışılır [40,41].

- Evirici çıkışında elde edilen dalga şeklindeki harmoniklerin azaltılması ve temel harmonik bileşenin kontrolü,
- Lineer modülasyon aralığını genişletmek,
- Anahtarlama kayıplarını azaltmak,
- Kolay gerçekleştirilebilirlik özelliği.

Çok seviyeli eviricilerde en sık kullanılan modülasyon teknikleri şunlardır.

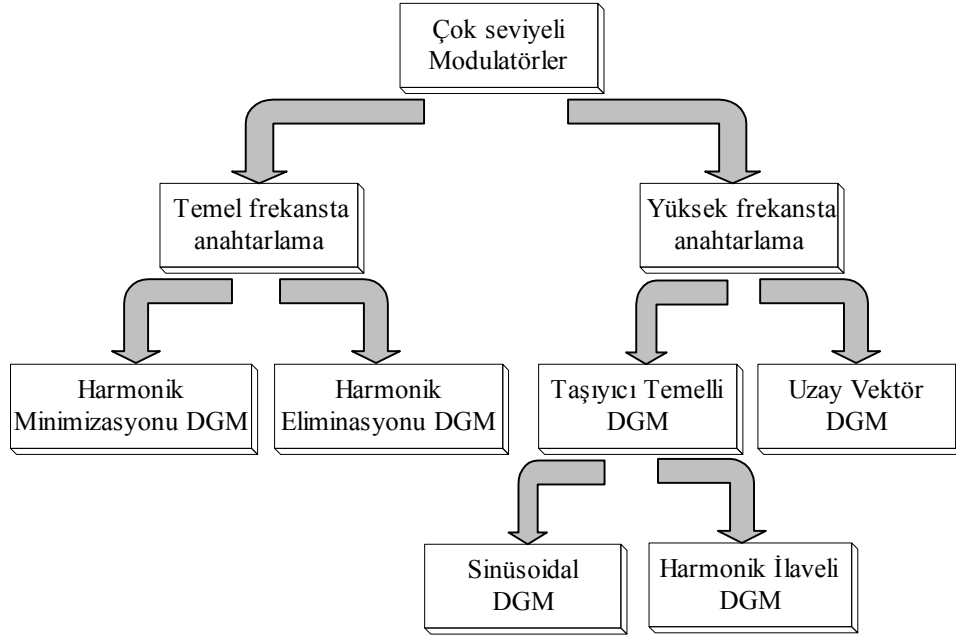
- Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM),
- Harmonik ilaveli Darbe Genişlik Modülasyonu (HİDGM),
- Harmonik Minimizasyonu Darbe Genişlik Modülasyonu (HMDGM),
- Harmonik Eliminasyonu Darbe Genişlik Modülasyonu (HEDGM),
- Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM).

Şekil 4.6’da çok seviyeli eviricilerde kullanılan modülasyon tekniklerinin sınıflandırılması yapılmıştır [23].

SDGM ve HİDGM teknikleri, referans işareti ile bir üçgensel taşıyıcı dalganın karşılaştırılmasına dayanır. Taşıyıcı dalganın şekli ve polaritelerindeki farklılıklar bu tekniklerin varyasyonları olmaktadır. SDGM ve HİDGM teknikleri özellikle yüksek hızlı anahtarlama devrelerine sahip dönüştürücüler için çok popülerdir [42-47].

HMDGM ve HEDGM teknikleri; evirici çıkış gerilimi veya akımındaki THD’yi minimum yapmak, istenmeyen belirli sayıdaki harmonikleri elemek ve ana bileşenin genliğini kontrol etmek için anahtarlama açılarının önceden hesap edilip, bu açılara göre işaret üretimine dayanmaktadır. HEDGM tekniği ilk olarak Patel ve Hoft tarafından ortaya atılan ve iki-seviyeli eviricilerde düşük dereceden harmonikleri yok eden etkili bir yöntemdir [48]. Bu teknik genişletilerek çok seviyeli eviricilere uygulanmaktadır [49-52].

İki ve çok seviyeli dönüştürücüler için şu anda en popüler modülasyon yaklaşımlarından biri UVDGM tekniğidir. Bu teknik ile evirici çıkışında istenilen genlik ve frekansta üç-fazlı gerilimler elde edilebilmektedir. UVDGM teknikleri; dc giriş geriliminin optimum kullanımı, düşük akım dalgalanması ve doğrudan programlama tekniği olduğundan bir sayısal işaret işlemci (DSP) ile donanımsal olarak gerçekleştirmesinin kolay olması gibi avantajlara sahiptir [53-56].



Şekil 4.6. Çok seviyeli modülasyon tekniklerinin sınıflandırılması

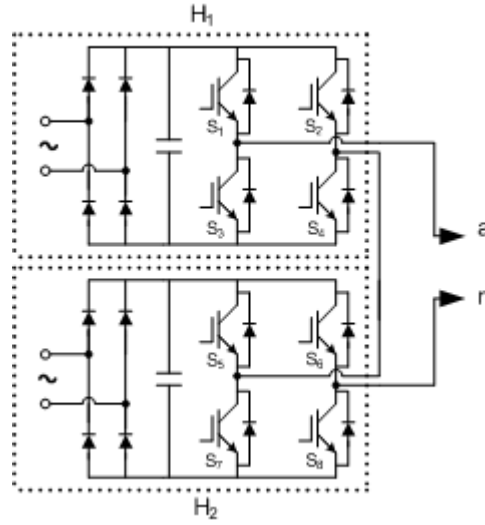
Bu tez çalışması, çok seviyeli eviricilerde SDM tekniğinin uygulanaşı üzerine odaklanmaktadır. Bunun için SDGM tekniğı bir sonraki alt bölümde tanıtılmıştır.

4.5.1. Çok Seviyeli Eviricilerde SDGM Tekniğı

SDGM tekniğı kare dalga içerisindeki harmonikleri elimine eden en eski tekniklerden birisidir. Bu teknikte, taşıyıcı işaret ile referans işaretler karşılaştırılarak evirici devresindeki anahtarlar için gerekli tetikleme işaretleri elde edilir. Taşıyıcı işaret olarak çoğunlukla üçgen dalga şekli kullanılır [41,44].

Çok seviyeli eviriciler için SDGM tekniğinde referans işaretler aynı kalmak şartıyla taşıyıcı işaretlerin sayısı eviricinin seviyesine bağılı olarak artırılmaktadır. Eviricinin seviye sayısı m olarak alınırsa, genliğı ve frekansı birbirine eşit $m-1$ tane taşıyıcı işaret gerekir [57]. Çok seviyeli SDGM tekniğinde, aynı genlik ve frekansa sahip taşıyıcı dalgaların farklı şekilde dağılımlarına söz konusudur [28]. Şekil 4.7’de sıfır referans değıerinin üstündeki taşıyıcı işaretlerin aynı fazda ve referans değıerinin altındaki taşıyıcı işaretlerin ters fazdaki dağılımlarına göre bir 5-seviyeli evirici için SDGM tekniğinin uygulanaşı görölmektedir [57]. Şekle dikkat edilirse; 4 taşıyıcı işaret kullanılması ile birlikte çıkış dalga şekli 5 seviyelidir ve temel harmonik bileşeni 50 Hz’de mevcuttur. Şekil 4.7’de H-

köprülerin seri bağlanmasıyla elde edilmiş 5-seviyeli tek-fazlı bir kaskad çok seviyeli eviricinin güç devresi verilmiştir [57].



Şekil 4.7. 5-seviyeli kaskad evirici devresi

Çok seviyeli eviricilerde modülasyon indeksi (M) ve frekans indeksi (M_f) sırasıyla şu şekilde tanımlanmaktadır [57]:

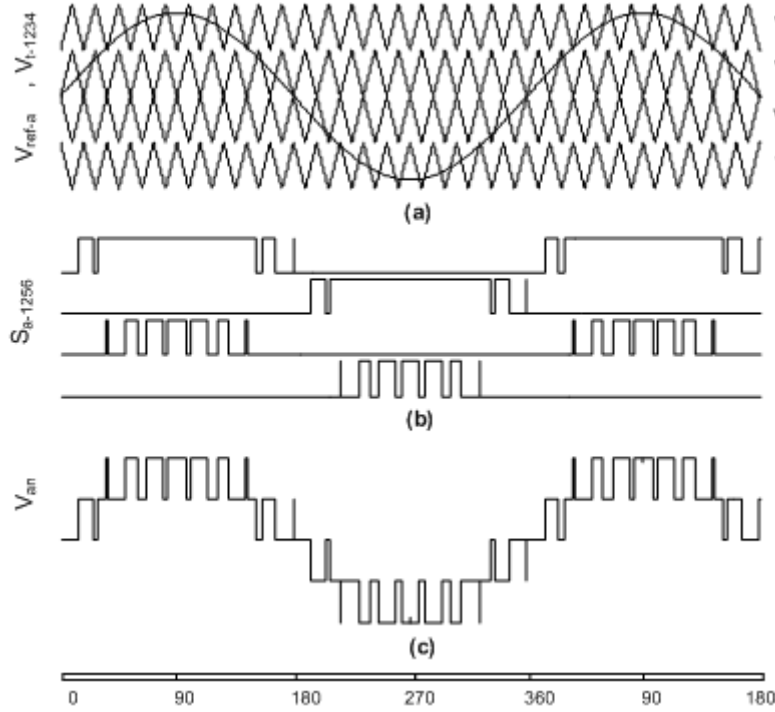
$$M = \frac{A_m}{A_s(m-1)/2} \quad (4.1)$$

$$M_f = \frac{f_s}{f_m} \quad (4.2)$$

Burada; A_m ve f_m referans işaretin genliği ve frekansını, A_s ve f_s ise taşıyıcı işaretin genliği ve frekansını belirtmektedir.

Şekil 4.8’de $M < 0.5$ seçilmesi durumunda çıkış gerilimi 3-seviyeli olmaktadır ve sadece içteki taşıyıcı dalgalar (V_{t-2} ve V_{t-3}) kullanılarak anahtarlama sinyalleri üretilmektedir. Burada çıkış gerilimi sadece H_2 köprüsünden sağlanmaktadır. $M > 0.5$ seçilmesi durumunda ise eviricinin çıkış gerilimi 5-seviyeli olmaktadır ve anahtarlama sinyallerinin üretiminde tüm taşıyıcı dalgalar ile ilgili referans sinüs dalgalar karşılaştırılmaktadır. $M > 0.5$ için H_2 köprüsünün çıkış gerilimi kare dalga formundadır ve daha az sayıda anahtarlama gerçekleşmektedir. Bu durumda H_2 köprüsündeki güç anahtarları için DGM’li sinyal üretilmesinde anahtarlama kayıplarını azaltmak için taşıyıcı

dalgaların anahtarlama frekansı H_1 köprüsüne göre daha düşük seçilebilir. Bu şekildeki yaklaşımlar hibrid devre topolojilerine oldukça uygun olmaktadır [57].



Şekil 4.8. 5-seviyeli SDGM tekniğinin uygulaması ($M=0.85$, $M_f=20$). (a) Referans ve taşıyıcı işaretler, (b) Eviricinin a-fazı güç anahtarları için üretilmiş DGM sinyalleri, (c) V_{an} faz gerilimi

Taşıyıcı işaretlerin farklı şekillerde dağılımları ile her bir durumda çıkış geriliminin spektral yapısı da farklılıklara sahiptir. SDGM tekniğinde, düşük dereceden harmonikler yok edilmekte fakat taşıyıcı işaretin frekansında ve yan bant frekanslarda harmonikler oluşmaktadır. Taşıyıcı işaretin frekansı temel frekanstan oldukça yüksek seçildiğinden bu harmonikler çıkış geriliminde büyüklük açısından önem arz etmezler. Bununla birlikte, taşıyıcı işaretin frekansı yüksek değerlerde seçilmesi bir periyottaki anahtarlama sayısını artıracığından beraberinde güç kayıpları artmaktadır.

5. FLORESAN LAMBA MODELİ

Matematiksel modelleme gerçek bir fiziksel sistemin daha iyi anlaşılması için kullanılır. Sistemin tanıtımı matematiksel denklemler ile gerçekleştirilir. Floresan lambaların modellemesi fiziksel sistemin modellemesi için tipik bir örnektir. Floresan lambanın dinamik modeli, yüksek yoğunluklu deşarj (HID) lambanın dinamik modeline benzer bir yapıya sahiptir ve benzer bazı fiziksel kurallara dayanmaktadır [59]. Bir deşarj lambasına sağlanan güç olarak da tanımlanan enerji denge denklemi durumu elektrotlarda ve deşarj lambasının içinde yayılmaktadır. Burada lambanın ateşlenmesi ısı iletim, aktarım, radyasyon ve difüzyon tarafından sağlanmaktadır. Genelde aktarım ve difüzyon kayıpları ihmal edilebilir [60]. Lamba akımı i , lamba direnci de R kabul edildiğinde, deşarj lambasının giriş gücü $P_{lamba} = i^2 R$ olur ve etkin olarak enerji denge denklemi aşağıdaki formülle ifade edilir:

$$\frac{dT_e}{dt} = c_1 (i^2 R - P_{isi} - P_{rad}) \quad (5.1)$$

Burada, T_e elektron sıcaklığı, c_1 değiştirilebilir model sabiti, P_{lamba} lambanın giriş gücü, P_{isi} toplam ısı iletim kaybı ve P_{rad} ise radyasyon kaybını temsil etmektedir.

Lamba arkı yerel ısı dengede ve radyasyon ise gözle görülür biçimde zayıf olduğu farz edilir. *Boltzmann* yasasında tanımlandığı gibi toplam radyasyon kayıpları, her bir spektral çizginin toplamı olarak söylenebilir. [60]'te, bu kayıp aşağıdaki basit denklemle tanımlanmıştır:

$$P_{rad} = c_2 \exp(-qc_3 / kT_e) \quad (5.2)$$

Burada, c_2 ve c_3 model sabitleri, q elektron şarj sabiti, k ise Boltzmann sabitidir. Isı iletim kaybı elektron enerjisi ile orantılı doğrusal bir fonksiyondur. Isı iletim kaybı [61]:

$$P_{isi} = c_4 (T_e - T_g) \quad (5.3)$$

denklemi ile elde edilir. Burada c_4 model sabiti ve T_g gaz (ya da tüp) sıcaklığını verir.

Floresan lambalar için gaz sıcaklığı yaklaşık olarak $350^{\circ}K$ civarındadır [61]. Gaz sıcaklığı; lambanın giriş gücünün bir fonksiyonudur ve aşağıdaki formül ile ifade edilmektedir [61]:

$$T_g = T_a + c_5 i^2 R \quad (5.4)$$

Burada, c_5 model sabiti, T_a ortam sıcaklığıdır. Lamba direnci ise yaklaşık olarak denklem (5) yardımıyla elde edilir:

$$R = c_6 T_e^{-3/4} \exp \left(-c_7 / 2kT_e \right) \quad (5.5)$$

Burada, c_6 ve c_7 model sabitleridir. *Kirchoff*'un gerilimler kanunu yardımıyla balast devresinin eşitliğinden lamba akımı kolayca bulunabilir:

$$V(t) = c_8 L \frac{di}{dt} + i(R + r) + V_{ele} \quad (5.6)$$

Burada, $V(t)$ ac güç kaynağı gerilimi, L balast endüktansı, r balast direnci, V_{ele} elektrot gerilimi ve c_8 model sabitidir. Floresan lamba HID lambadan daha uzundur ve elektrot voltaj düşümünün etkisi HID lambalarındaki kadar kritik değildir. Böylece elektrot gerilimi sabit $10V$ dc olarak kabul edilebilir [59,62].

Lamba model eşitliklerinde 8 adet ayarlanabilir sabit bulunmaktadır. Bu sabitler bir *Genetik Algoritma* (GA) programı kullanılarak tespit edilebilir (simule edilmiş optimum lamba akım ve gerilimi elde edebilmek için). Bu optimizasyon problemi aşağıdaki denklem tarafından tanımlanabilir [63]:

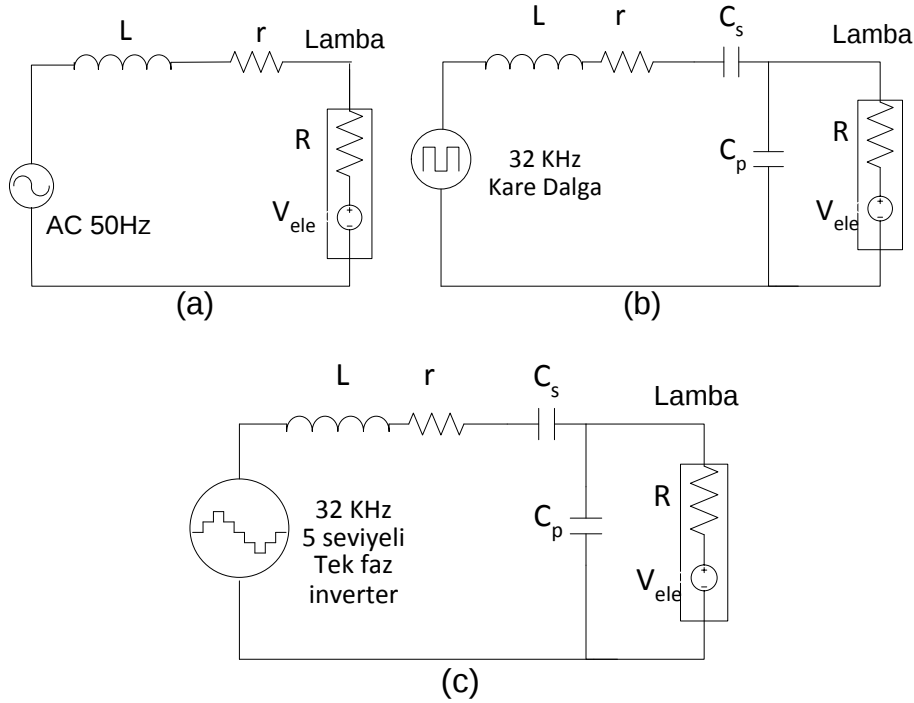
$$J(c_1, \dots, c_8) = \min \sum (I_i - V_i^*)^2 + \min \sum (I_i - I_i^*)^2 \quad (5.7)$$

Burada, $(c_1, \dots, c_8) \in S$ ve S ; potansiyel çözüm aralığıdır. V_i ve I_i ; simule edilmiş gerilim ve akım değerleri, V_i^* ve I_i^* ; klasik 50Hz'lik manyetik balastlı lamba devresinden alınan örneklenmiş lamba gerilim ve akım bilgileridir.

Hem geleneksel iki-seviyeli eviricilerde hem de çok seviyeli eviricilerde, çıkıştaki ac gerilimin genlik ve frekansının ayarlanabilmesi yanında çıkış dalga şeklinin sinüse

yaklaştırılması amaçlanır. Ancak pratikte kullanılan eviricilerin çıkış dalga şekilleri kare veya yaklaşık kare dalga olup bu dalga şekilleri oldukça yüksek oranda harmoniğe sahiptir. Devre topolojileri nedeniyle çok seviyeli eviriciler iki seviyeli eviricilere göre; çıkış geriliminin ve akımının harmonik spektrumu, verim ve güç faktörü açısından daha iyi bir performansa sahiptirler [58].

Şekil 5.1(a)'da şebeke frekansı için manyetik balastlı lamba devresi ve Şekil 5.1(b)'de 32kHz'lik kare dalga gerilim ile çalışan elektronik balastlı lamba devresi verilmiştir. Lamba akımındaki harmonikleri azaltmak amacıyla SDGM tekniği ile denetlenen tek-fazlı 5-seviyeli evirici yardımıyla sürülen elektronik balastlı lamba devresi ise Şekil 5.1(c)'de verilmektedir.



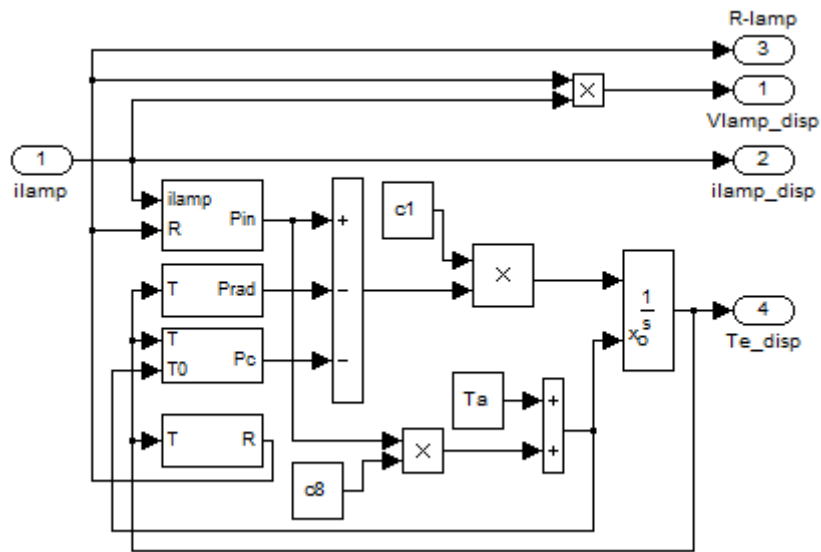
Şekil 5.1. Floresan lamba bağlantı şeması; (a) 50 Hz'lik sürücü devresi, (b) 32 kHz'lik kare dalga sürücü devresi (c) 32 kHz'lik 5-seviyeli sürücü devresi

6. BENZETİM SONUÇLARI

Tezin bu bölümünde MATLAB/Simulink blokları kullanılarak yapılan benzetim çalışmaları ve sonuçları yer almaktadır. Benzetimlerde ilk olarak T8 36W'lık floresan lamba, klasik bir 50Hz'lik manyetik balast devresi üzerinden sürülerek elde edilen akım, gerilim şekilleri harmonik analizleri ile birlikte verilmiştir. Daha sonra, manyetik balastın yerine 32kHz'lik kare dalga çıkış gerilimi sağlayan bir iki-seviyeli evirici üzerinden lambayı besleyerek lambanın çektiği akım ve lamba üzerindeki gerilimin değişimleri incelenmiştir. Bunun ardından ise tek fazlı 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devresi ele alınarak benzetimler yapılmış ve elde edilen sonuçlar verilmiştir. Daha sonra yapılan bu benzetim işlemleri ve simulasyon sonuçları, T8 18W'lık bir floresan lamba için de uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Bölüm 5'te modellenen floresan lambanın T8 36W ve T8 18W'lık lambalar için model sabitleri Tablo 6.1'de verilmiştir. Şekil 6.1'de ise floresan lambanın MATLAB/Simulink modeli görülmektedir.

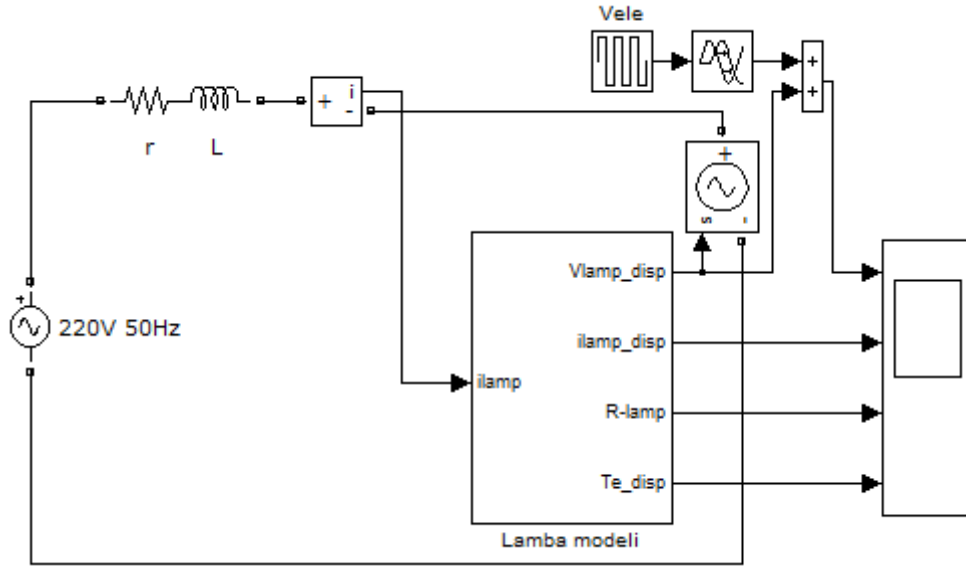
Tablo 6.1: Farklı floresan lambalar için model sabitleri [64].

Lamba Tipi	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	C ₅	C ₆	C ₇	C ₈
T8 18W	75503.5	143198.9	2.409	0.04	0.918	1984.24	0.276	1.634
T8 36W	40225.4	119381.6	4.669	0.062	0.683	6529.46	0.264	1.232



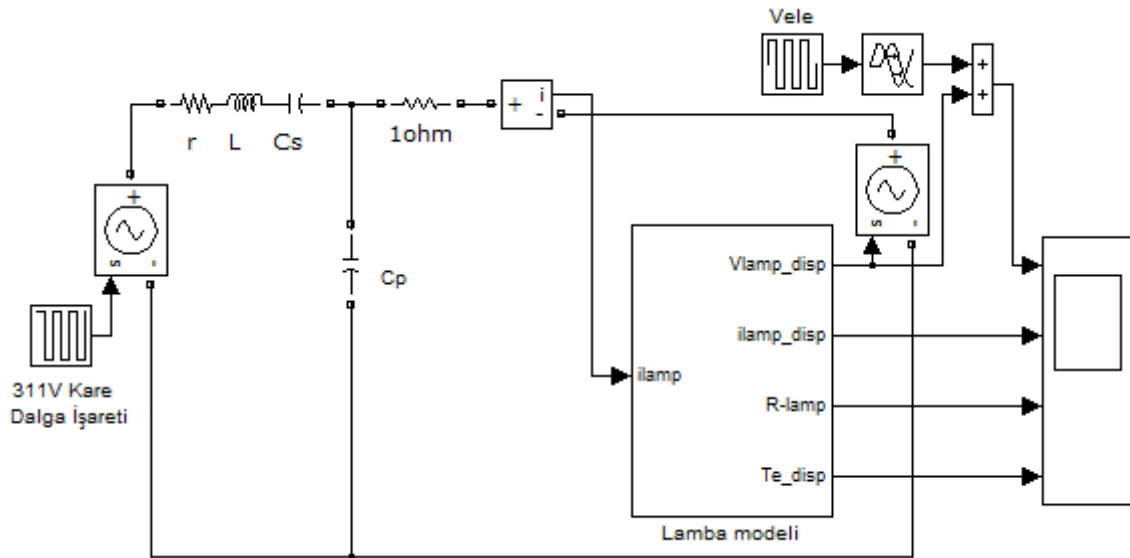
Şekil 6.1: MATLAB/Simulink'te yapılan lambanın dinamik modeli için ayrıntılı şema

Klasik 50Hz'lik manyetik balastla sürülen floresan lamba devresinin MATLAB/Simulink modeli Şekil 6.2'de görülmektedir. Floresan lambalarda kaplanmış tungsten elektrotların yüksek sıcaklığa dayanma kabiliyeti vardır. Isıtmalı katot nedeniyle bu lambaların elektrotlarındaki gerilim düşümü oldukça düşüktür ve 10V olarak seçilmiştir.



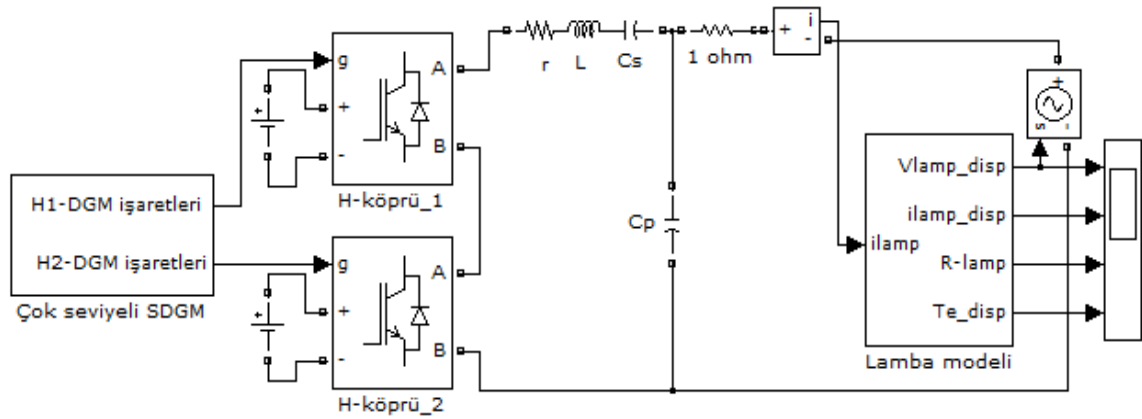
Şekil 6.2: Klasik 50Hz'lik manyetik balastla sürülen lamba devresinin MATLAB/Simulink modeli

32kHz'lik kare dalga çıkış gerilimi sağlayan bir iki-seviyeli eviricili elektronik balast ile sürülen floresan lamba devresinin MATLAB/Simulink modeli Şekil 6.3'de gösterilmiştir. Lambayı süren kare dalga sinyalin genliği 311V ve görev oranı %50 olarak seçilmiştir.



Şekil 6.3: İki-seviyeli evirici üzerinden beslenen elektronik balast devresinin MATLAB/Simulink modeli

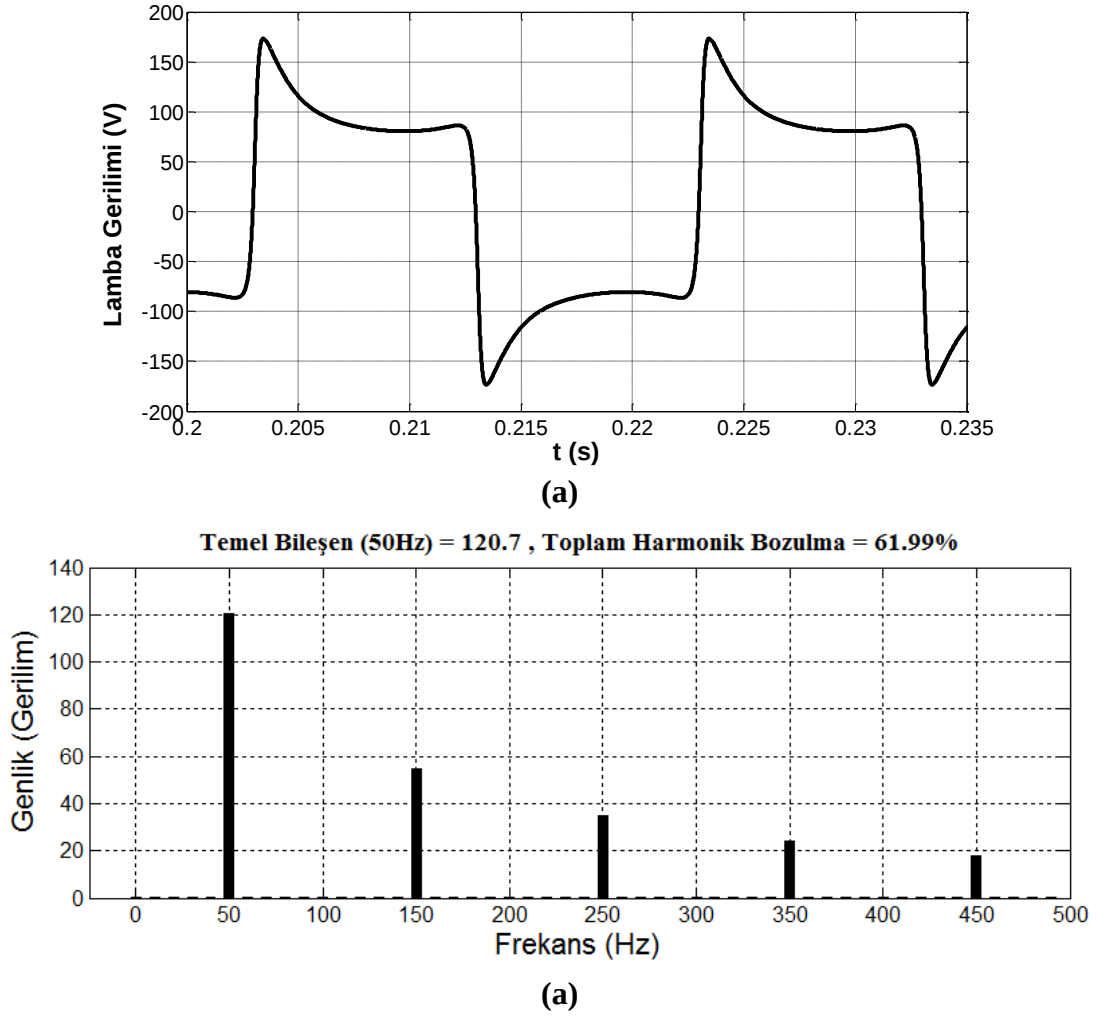
Çok seviyeli SDGM tekniğine göre üretilen işaretler ile sürülen tek-fazlı 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devresinin MATLAB/Simulink modeli Şekil 6.4'te görülmektedir. Burada, birbirine seri bağlı iki adet H-köprü evirici ile 5-seviyeli dalga şekli elde edilmektedir. Her bir köprünün giriş gerilimleri birbirinden yalıtımlı ve 105V değerindedir. MATLAB/Simulink ortamında yapılan benzetimlerde evirici devresi için IGBT anahtar modeli kullanılmıştır. Yapılan Benzetimlerde DGM'li işaret üretiminde eviricinin aynı kolu üzerindeki güç anahtarlar için gerekli olan ölü-zaman süreleri dikkate alınmamıştır.



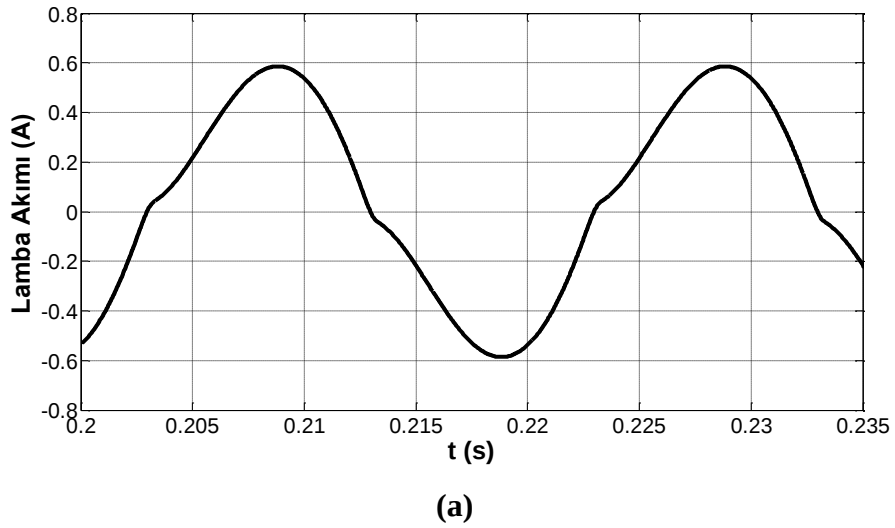
Şekil 6.4: 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devresinin MATLAB/Simulink modeli

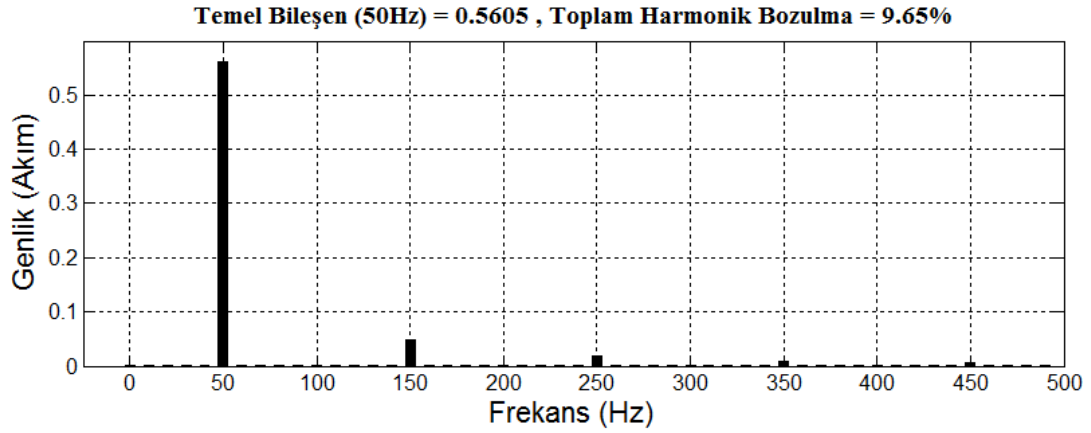
Benzetim çalışmalarında; Şekil 6.2'de verilen manyetik balastlı lamba devresi için $L=1.31H$ ve $r=64.6\Omega$, Şekil 6.3'deki 32kHz'de çalışan iki-seviyeli kare dalga ve Şekil 6.4'de verilen 5-seviyeli eviricili elektronik balastlı lamba devresi için ise $L_s=2.5mH$, $C_s=1\mu F$, $C_p=9.4nF$ ve $r=5.5\Omega$ değerleri kullanılmıştır [64]. Bu üç durum için T8 36W floresan lambanın gerilimi, akımı, lamba akımının harmonik spektrumu ve lamba gerilimin harmonik spektrumunu gösteren benzetim sonuçları Şekil 6.5–6.10'da verilmiştir. Benzetim sonuçlarından da görüleceği üzere, 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devresi en düşük THB'li lamba akımını çekmektedir ve ayrıca lamba üzerinde düşen gerilim de en düşük THB'ye sahiptir. Şekil 6.11'de ise 50Hz'lik manyetik balastlı devre ve 5-seviyeli eviricili elektronik balastlı devre ile sürülen tam güçteki T8 36W lambanın akım-gerilim karakteristikleri verilmiştir. Şekil 6.11(a)'dan görüleceği üzere T8 36W floresan lamba, histeresis çevrimli doğrusal olmayan bir empedans karakteristiği sergilerken, Şekil 6.11(b)'de ise lamba orijinden geçen bir yaklaşık bir düz doğru olan direnç özelliğindedir. Şekil 6.11(b), T8 36W floresan lambanın önerilen elektronik balast

devresi ile sürüldüğünde yaklaşık 300Ω 'luk sabit bir direnç ile modellenebileceğini göstermektedir.



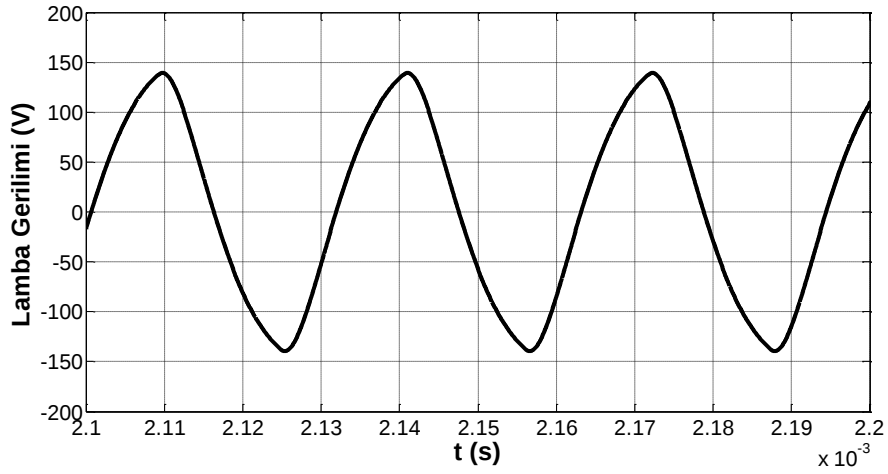
Şekil 6.5: Tam güçteki T8 36W lambanın 50 Hz'lik şebeke frekansı için dalga şekilleri: (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu



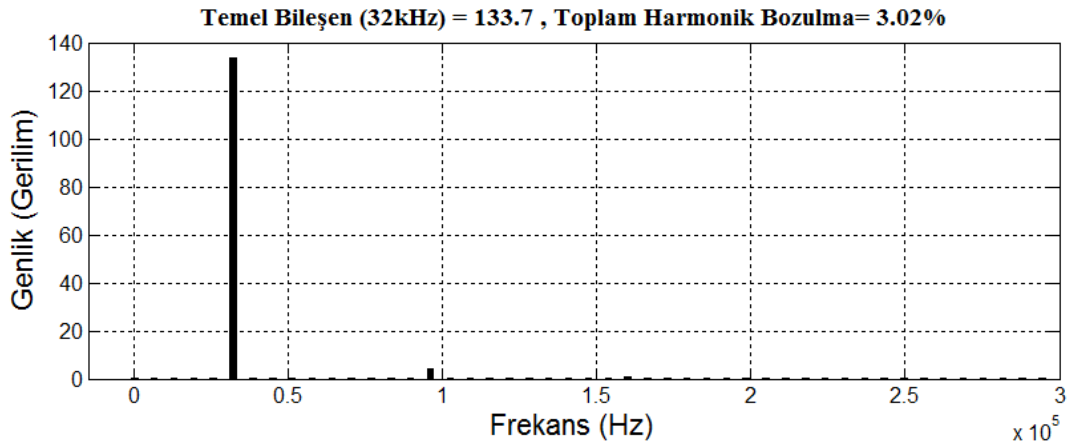


(b)

Şekil 6.6: Tam güçteki T8 36W lambanın 50 Hz'lik şebeke frekansı için dalga şekilleri: (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu

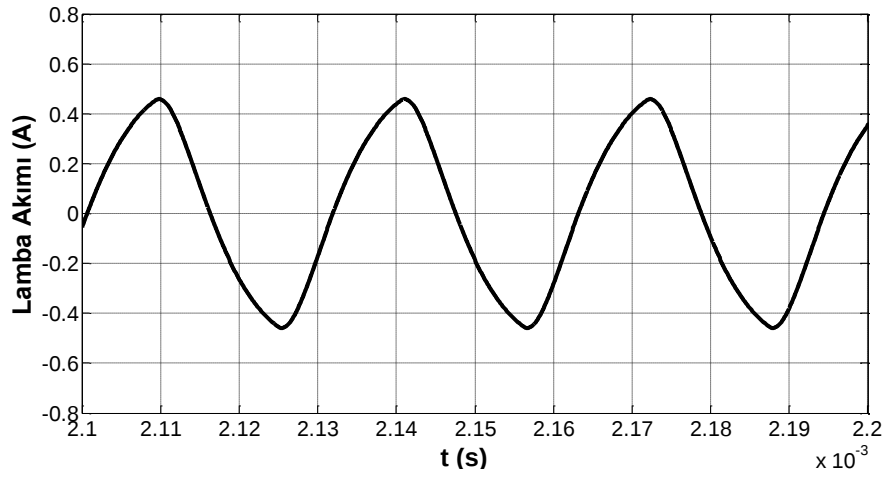


(a)

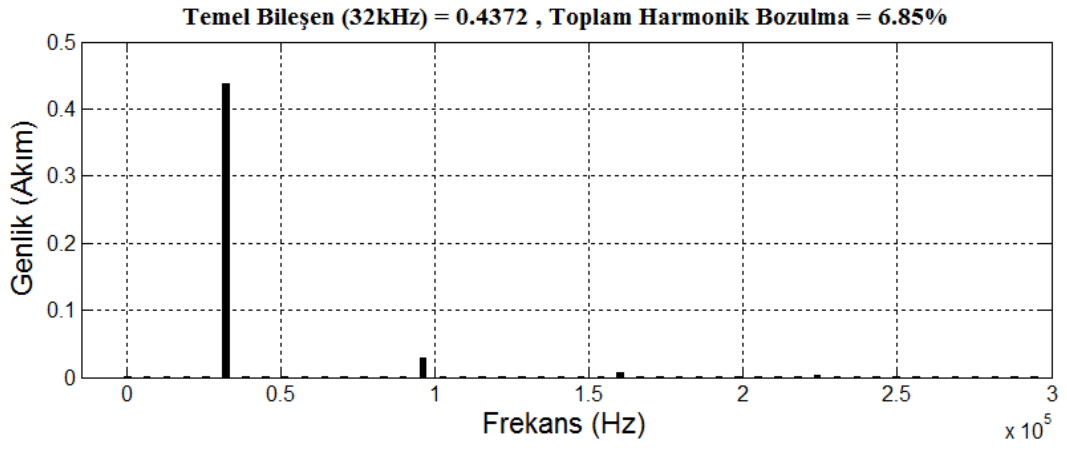


(b)

Şekil 6.7: Tam güçteki T8 36W lambanın 32 kHz 2-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri: (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu

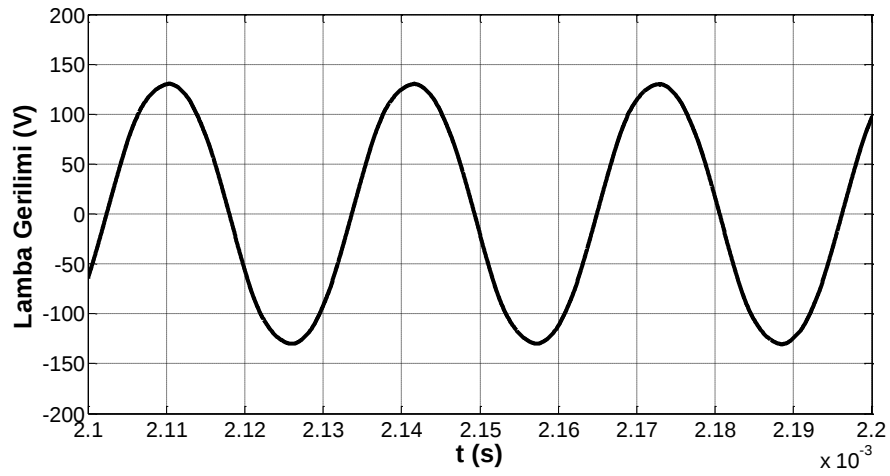


(a)

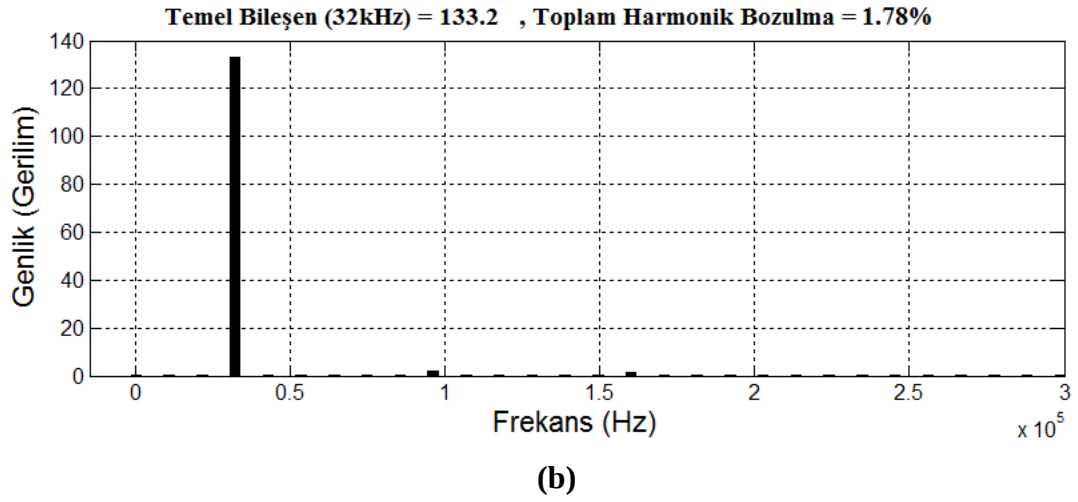


(b)

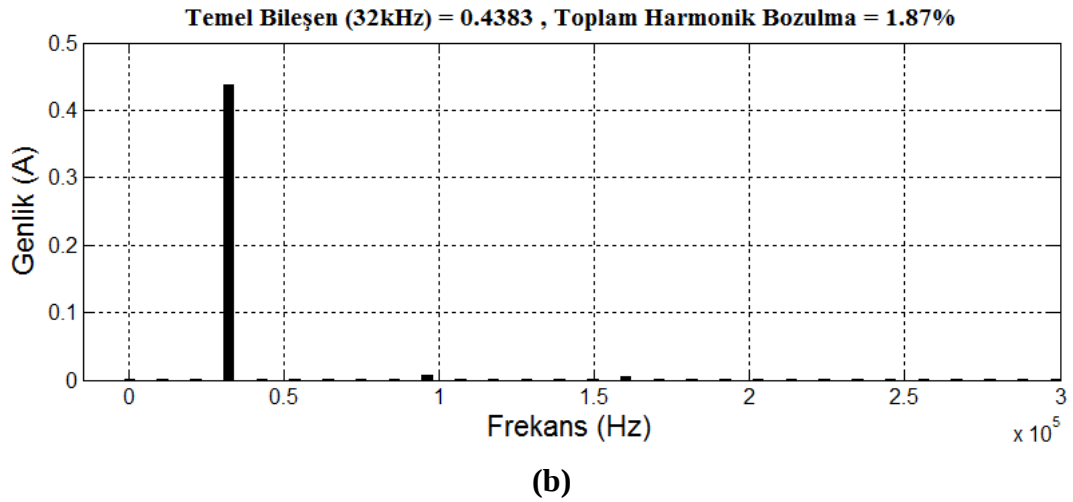
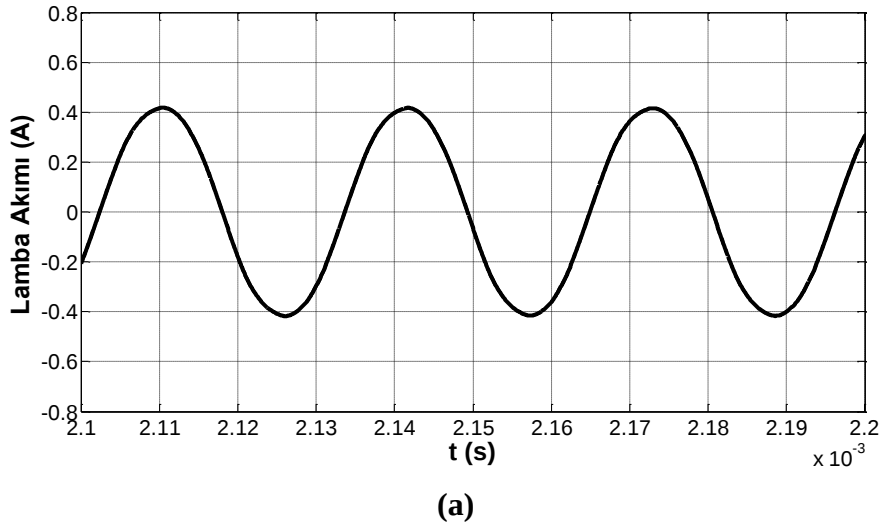
Şekil 6.8: Tam güçteki T8 36W lambanın 32 kHz 2-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri: (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu



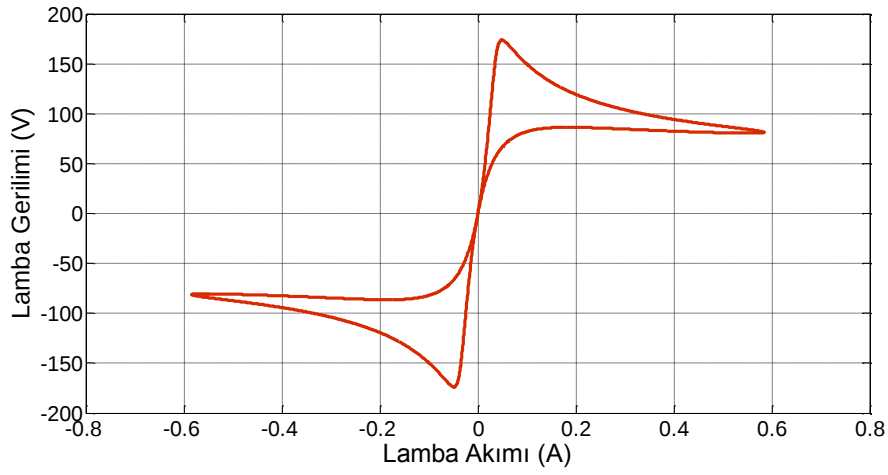
(a)



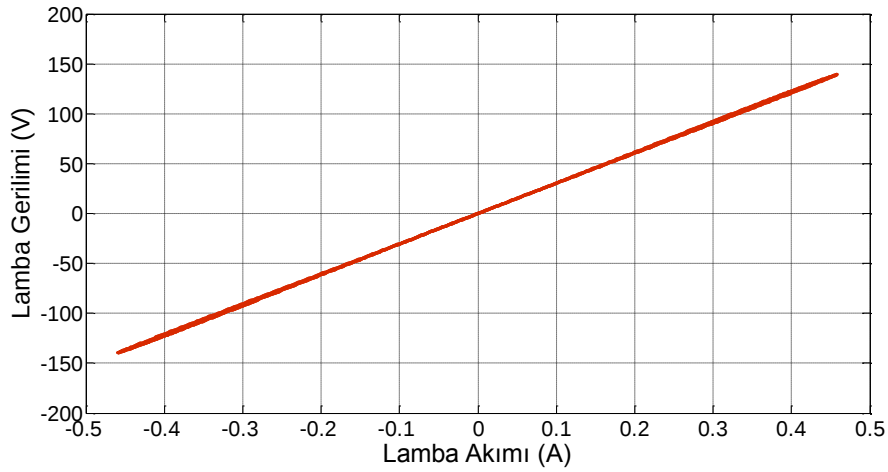
Şekil 6.9: Tam güçteki T8 36W lambanın 32 kHz 5-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri: (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu



Şekil 6.10: Tam güçteki T836W lambanın 32 kHz 5-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri: (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu



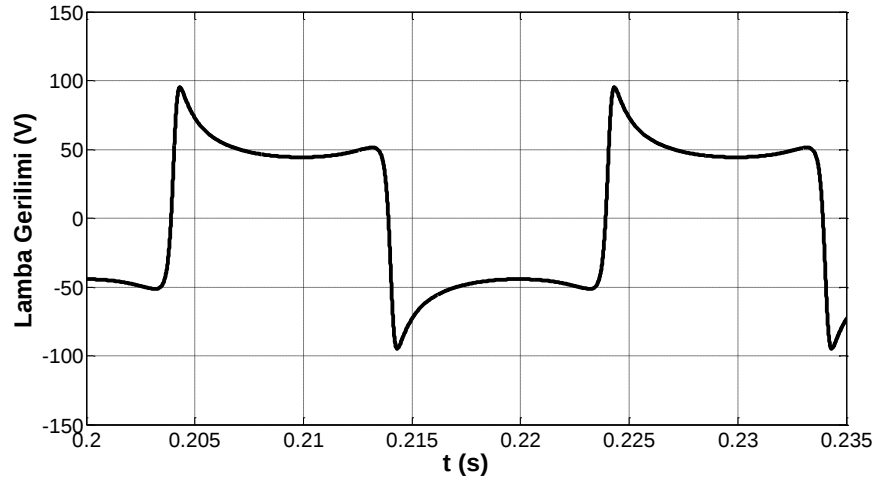
(a)



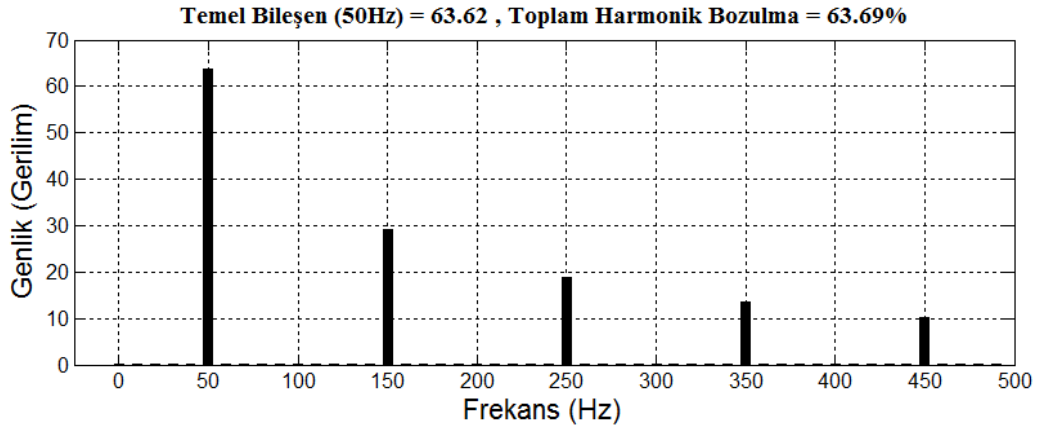
(b)

Şekil 6.11: Tam güçteki T8 36W lambanın akım-gerilim (I-V) karakteristiği: (a) 50 Hz’lik manyetik balastlı devre, (b) 5-seviyeli eviricili elektronik balastlı devre

Klasik 50Hz’lik manyetik balast ve tek-fazlı 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devreleri ile sürülen T8 18W floresan lambanın gerilimi, akımı, lamba akımının harmonik spektrumu ve lamba gerilimin harmonik spektrumunu gösteren benzetim sonuçları Şekil 6.12–6.15’te verilmiştir. Şekil 6.16’da ise 50Hz’lik manyetik balastlı devre ve 5-seviyeli eviricili elektronik balastlı devre ile sürülen tam güçteki T8 18W lambanın akım-gerilim karakteristikleri verilmiştir. Hem T8 18W hem de T8 36W lambanın benzetim sonuçları birbirine benzemektedir.

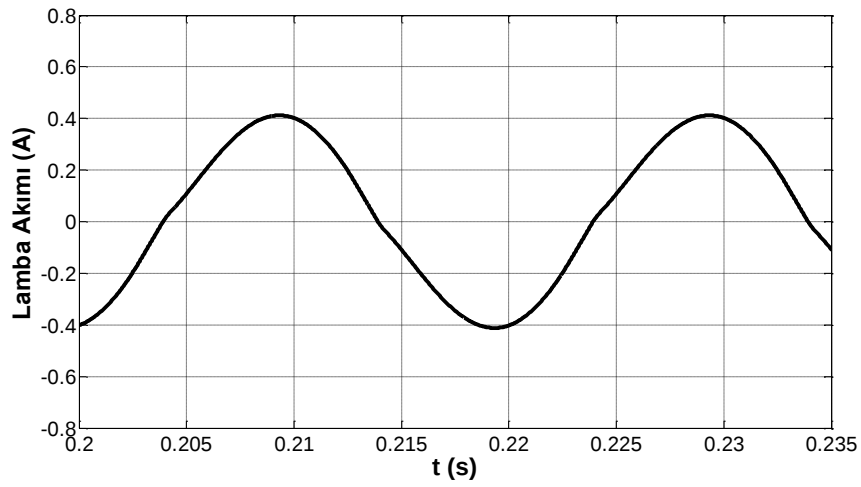


(a)

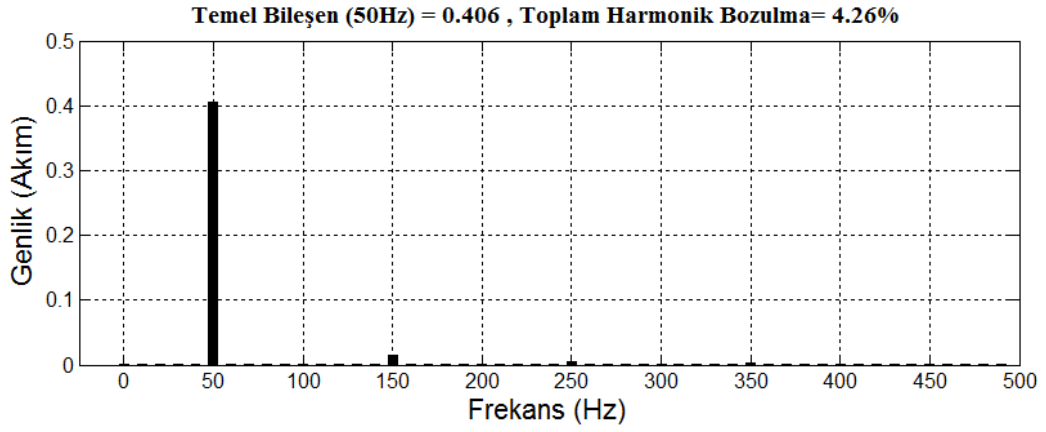


(b)

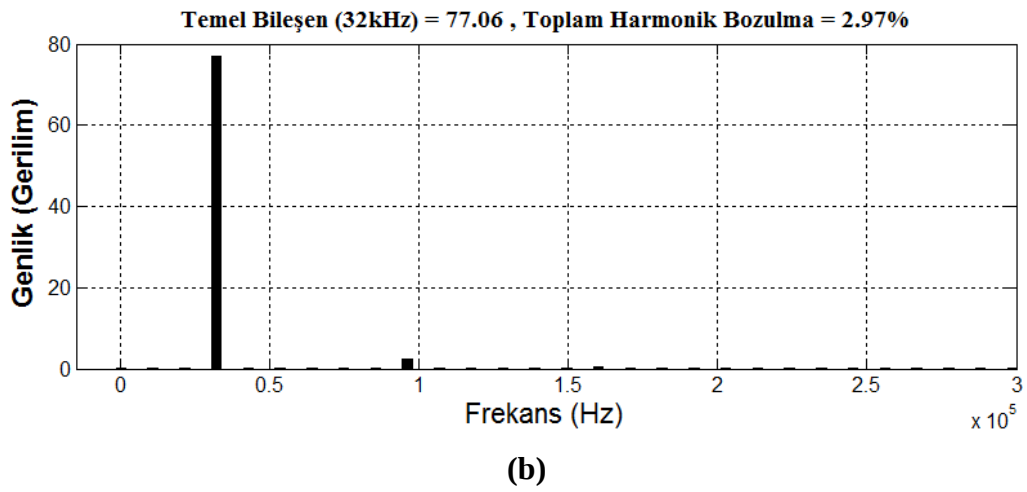
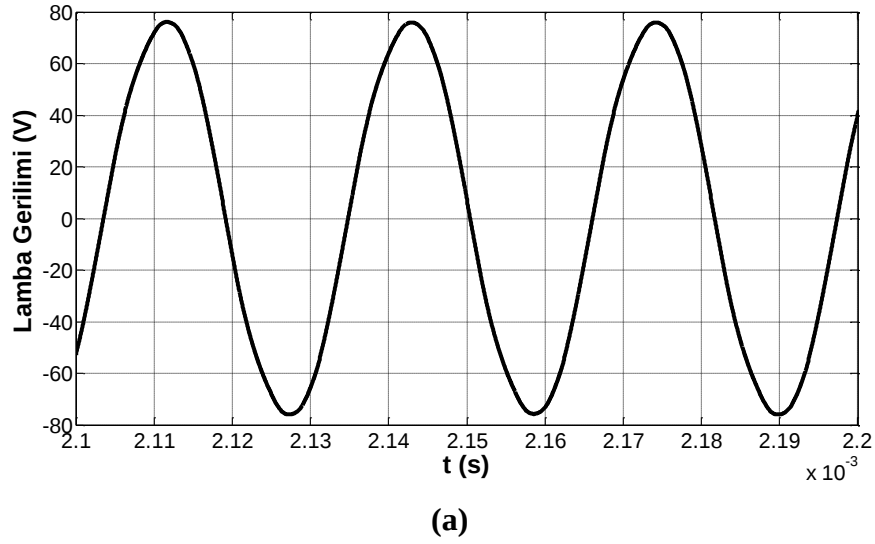
Şekil 6.12: Tam güçteki T8 18W lambanın 50 Hz’lik şebeke frekansı için dalga şekilleri: (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu



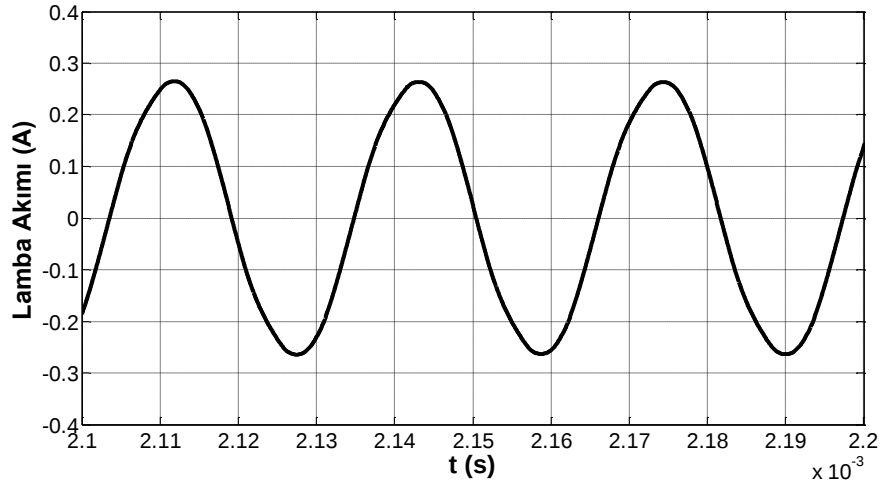
(a)



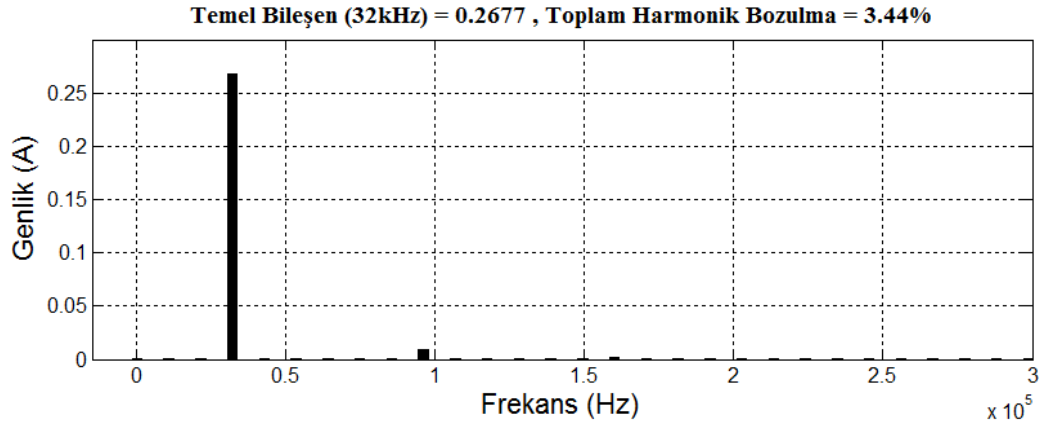
Şekil 6.13: Tam güçteki T8 18W lambanın 50 Hz'lik şebeke frekansı için dalga şekilleri: (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu



Şekil 6.14: Tam güçteki T8 18W lambanın 32 kHz 5-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri: (a) lamba gerilimi, (b) lamba geriliminin harmonik spektrumu

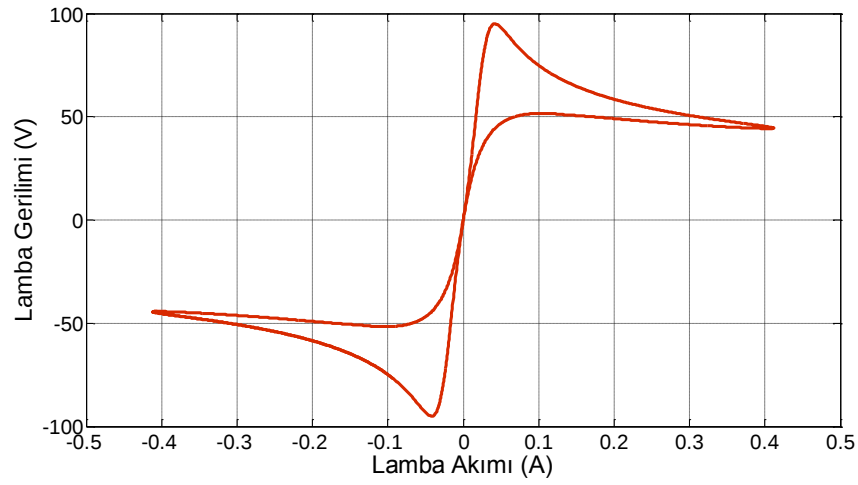


(a)

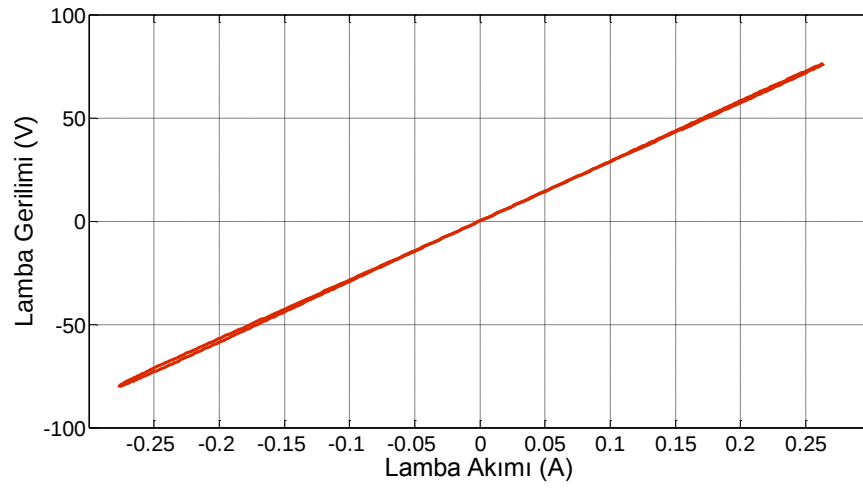


(b)

Şekil 6.15: Tam güçteki T818W lambanın 32 kHz 5-seviyeli eviricili devre için dalga şekilleri: (a) lamba akımı, (b) lamba akımının harmonik spektrumu



(a)



(b)

Şekil 6.16: Tam güçteki T8 18W lambanın akım-gerilim (I-V) karakteristiği: (a) 50 Hz’lik manyetik balastlı devre, (b) 5-seviyeli eviricili elektronik balastlı devre

7. SONUÇLAR

Floresan lambalar, akkor flamanlı lambalar gibi şebekeye direkt bağlanmazlar. Elektrik enerjisinin görünür ışığa dönüşmesi için ön ısıtma ve ateşleme işlemlerinin gerçekleşmesi gerekmektedir. Başlangıç ve kararlı çalışma şartlarında farklı direnç tepkisi vermesi nedeniyle ateşleme gerilimini sağlamak ve lamba akımını sınırlandırmak için dengeleme devresi olan balasta ihtiyaç duyulmaktadır. Manyetik ve elektronik olmak üzere iki çeşit balast mevcuttur. Enerji verimliliği ve ışık etkinliği dikkate alındığında elektronik balastların manyetik balastlara kıyasla daha tasarruflu olduğu bilinmektedir. Elektronik balastlı floresan lambalar, yüksek frekanslarda çalıştırılarak yüksek güç faktörü, düşük seviyeli harmonik bozulma ve kırpışmanın yok edilmesi sağlanarak aydınlatma sistemlerinin kalitesi artırılmaktadır.

Bu tez çalışmasında, öncelikle floresan lambanın matematiksel denklemleri kullanılarak lambanın dinamik modeli oluşturulmuştur ve klasik 50Hz'lik bir manyetik balast devresi ile sürülmüştür. Daha sonra manyetik balast yerine 32kHz'lik kare dalga gerilimi sağlayan bir iki-seviyeli eviricili elektronik balast devresinin benzetimi yapılmıştır. Son olarak önerilen devre olan tek-faz 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devresinin benzetimi yapılmıştır. Burada, birbirine seri bağlı iki adet H-köprü evirici ile 5-seviyeli dalga şekli elde edilmiştir. Benzetimlerde yapılan evirici devresi için IGBT anahtar modeli kullanılmıştır. Çok seviyeli eviricinin denetimi Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyon (SDGM) tekniği ile yapılmıştır. Yapılan benzetimlerde DGM'li işaret üretiminde eviricinin aynı kolu üzerindeki güç anahtarları için gerekli olan ölü-zaman süreleri dikkate alınmamıştır. Tüm model ve benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink paket programı kullanılarak elde edilmiştir.

Çok seviyeli evirici yapısının kullanılmasıyla beraber floresan lambanın mevcut karakteristiğinin yanı sıra onu daha fazla doğrusal bir yapıya dönüştürmektedir. Önerilen bu balast devresi ile sinüzoidal forma yakın çıkış gerilimleri üretilerek hem T8 36W hem de T8 18W'lık floresan lambanın dinamik modeli sürülmüştür.

MATLAB/Simulink ortamında yapılan bu benzetimlerde önerilen tek-faz 5-seviyeli kaskad eviricili elektronik balast devresi üzerinden beslenen floresan lambanın akım ve gerilimler dalga şekillerinin diğer balast devrelerine kıyasla oldukça düşük harmonik içeriklere sahip olduğu görülmüştür. Yapılan benzetimlerde klasik 2-seviyeli eviricili

elektronik balast ile beslenen T8 36W floresan lambanın akımındaki THB değeri %6,85, 3-seviyeli eviricili elektronik balast devresindeki lamba akımının THB değeri %5,26 ve önerilen 5-seviyeli eviricili elektronik balast üzerinden beslenen lambanın akımındaki THB değeri ise %1,88'dir. Bu sonuçlardan da anlaşılacağı üzere eviricinin seviye sayısı arttıkça lamba akımındaki harmonik bozulmalar daha da azalacaktır. Ayrıca, önerilen devre ile sürülen lambanın ömrü, diğer balastlı devrelerdeki lamba ömürlerinden fazla olacaktır. Aydınlatma sistemlerinde floresan lambalarının yaygın kullanımı ve enerji tasarrufunun önemi dikkate alındığında, önerilen yaklaşım ticari yüksek frekanslı elektronik balast devrelerinin tasarımında kullanılacağı düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **A. Çelik**, 2006. “Flüorasan Lambaların Enerji Tasarrufu Açısından İncelenmesi”, Elektrik Mühendisliği Dergisi, sayı 426, sayfa 67-72.
- [2] **Chon, H., Lee, D. ve Hyun, D.**, 2003. “A New Control Scheme Of Class E Electronic Ballast With Low Crest Factor”, IEEE Industry Applications Conference, vol.1, 531-536.
- [3] **Corominas, E. L., Alonso, J. M., Calleja, A. J., Ribas, J. ve Rico-Secades, M.**, 1998. “Optimizing Lamp-Power Regulation in Low-Voltage-Supplied Electronic Ballast by Using Non-Resonant Inverters”, IEEE Industry Applications Conference, vol.3, 2060-2067.
- [4] **Kazimierczuk, M. K. ve Szaraniec, W.**, 1995. “Electronic Ballast for Fluorescent Lamps”, IEEE International Transactions on Power Electronics, vol.8, no.4, 386-395.
- [5] **Wu, T. F., Tzeng, S. Y., Liu, Y. C. ve Yu, T. H.**, 1998. “Single-Stage, Current-Fed Push Pull Electronic Ballast with Power Factor Correction”, IEEE Industry Applications Conference, vol.3 2044-2051.
- [6] **Yu, T. H., Wu, L. M. ve Wu, T. F.**, 1994. “Comparisons Among Self-Excited Parallel Resonant, Series Resonant and Current-Fed Push-Pull Electronic Ballasts”, IEEE APEC, vol.1, 421-426.
- [7] **İmal N. ve Uyaroğlu Y.**, Aralık 2007. “Deşarj Lambalarında Balast Seçiminin Önemi ve Cıva Buharlı Lambalarda Etkileri”, IV. Ulusal Aydınlatma Sempozyumu, İzmir, 183-188.
- [8] **Morais, A. S., Coelho, E. A. A., Farias, V. J., de Freitas, L. C., Oliveira, J. C. ve Vieira Jr, J. B.**, 2003. “High Power Factor Electronic Ballast Employing a Boost Half Bridge Topology”, IEEE IECON, vol.1, 520-524.
- [9] **Qiu, W., Moussaoui, Z., Wu, W. ve Batarseh, I.**, 2002. “Single Switch Zero-Voltage-Switching High Power Factor Electronic Ballast”, IEEE PESC, vol.2, 773-778.
- [10] **Kularatna N.**, 1998. “Power Electronics Design Handbook: Low-Power Components and Applications” Butterworth-Heinemann, Woburn.
- [11] **A. Maamoun**, 2000. “An Electronic Ballast with Power Factor Correction for Fluorescent Lamps”, IEEE Conf. on Electrical and Computer Engineering, vol.1, 385-389.
- [12] **M. K. Kazimierczuk and W. Szaraniec**, 1993. “Electronic Ballast for Fluorescent Lamps”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.8, 386-395.
- [13] **A. Ekbote and D. S. Zinger**, 2006. “Comparison of E and Half Bridge Inverters for Use in Electronic Ballasts”, IEEE Trans. on Industry Applications Conf., 2198-2201.
- [14] **J. C. W. Lam and P. K. Jain**, 2010. “A Novel High-Power-Factor Single-Switch Electronic Ballast”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 46, 2202-2211.

- [15] **Börekci S. ve Öncü S.**, 2009. “Akım Beslemeli Kendinden Tetiklemeli Push Pull Eviricili Elektronik Balast Tasarımı”, Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der., cilt.24, no.1, 1-6.
- [16] <http://www2.itu.edu.tr/~onaygil/eut339/lambalar.pdf> Işık Kaynakları. 10 Nisan 2010.
- [17] **A.O. Çakıroğlu**, 2007. “Kompakt Flüoresan Lambaların Oluşturdukları Harmoniklerin Şebeke Üzerine Etkilerinin İncelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Gebze İleri Teknoloji Enstitüsü.
- [18] http://www.eie.gov.tr/turkce/en_tasarrufu/konut_ulas/en_tasarruf_bina_ay.html Enerji Tasarrufu Çalışmaları. 10 Nisan 2010.
- [19] **Alma E. F. Taylor**, May 2000. “Electronic Ballasts”, National Lighting Product Information Program, vol.8, no.1.
- [20] **Rashid M. H.**, 2001. “Power Electronics Hand Book”, Academic Press, California.
- [21] **Laskai, L., Enjeti, P. N., and Pitel, I. J.**, 1998. “White-noise modulation of high-frequency high-intensity discharge lamp ballasts” IEEE Transactions on Industry Applications, vol.34, no.3, 597–605.
- [22] **Corominas, E. L., Alonso, J. M., Calleja, A. J., Ribas, J., and Rico, M.**, 1999. “Analysis of tapped-inductor inverters as low-power fluorescent lamp ballast supplied from a very low input voltage”, PESC Conf. Record, vol.2, 1103–1108,
- [23] **Tuncer S.**, 2004. “Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Beş Seviyeli İnverter Tasarımı ve Uygulaması”, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [24] **Wu H., He X.**, 2000. “Research on PWM control of a cascade multilevel converter”, Power Electronics and Motion Control Conference, Proceedings. PIEMC 2000. The Third International, vol.3, 15-18 August, 1099 –1103.
- [25] **Wu H., He X.**, 2000. “Research on PWM control of a cascade multilevel converter”, Power Electronics and Motion Control Conference, Proceedings. PIEMC 2000. The Third International, vol.3, 15-18 August, 1099 –1103.
- [26] **Lai J.S., Peng F.Z.**, 1996. “Multilevel converters-a new breed of power converters”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.32, 509 –517.
- [27] **Rodriguez, J., Lai J.S., Peng F.Z.**, 2002. “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, 724 –738.
- [28] **Nabae A., Takahashi I., Akagi H.**, 1981. “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, no.5, 518-523.
- [29] **Tuncer, S., Dandıl B., Deniz E. ve Çöteli R.**, 2010. “Dağıtım Sistemlerinin Dinamik Kompanzasyonu için 3- Seviyeli Kaskat İnverter Tabanlı Dağıtım Statik Senkron Kompanzator’ün (D-STATCOM) Gerçekleştirilmesi”, TÜBİTAK Araştırma Projesi, Proje No: 107E245.

- [30] **Celanovic N.**, 2000. "Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters", Doctor of Philosophy, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, September, 151p.
- [31] **Teodorescu R., Baabjerg F., Pedersen J.K., Cengenci E., Woo B.O., Enjeti P.N.**, 1999. "Multilevel Converters - A Survey", Processing EPE'99.
- [32] **Meynard T.A., Foch H.**, 1992. "Multilevel-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters", IEEE PESC Conference Record, 397-403.
- [33] **Lee S.G., Kang D.W., Lee Y.H., Hyun D.S.**, 2001. "The Carrier-based PWM Method for Voltage Balance of Flying Capacitor Multilevel Inverters", IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialist Conference, PESC 2001, vol.1, 17-21 June, 126-131.
- [34] **Lai Y.S., Shyu F.S.**, 2002. "Topology for hybrid multilevel inverter", Electric Power Applications, IEE Proceedings, vol.149, 449-458.
- [35] **Kou X., Corzine K.A., Wielebski M.W.**, June 2003. "Over-Distention operation on Cascaded Multilevel Inverters", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03. vol.3, 1535-1542.
- [36] **Bircenas E., Ramirez S., Cardenas V., Echavarria R.**, 2002. "Cascade Multilevel Inverter with Only One DC Source", CIEP 2002, 20-24 October 2002, VIII IEEE International Power Electronics Congress, CIEP 2002, 20-24 October, 171-176.
- [37] **Teodorescu R., Baabjerg F., Pedersen J.K., Cengenci E., Enjeti P.N.**, 2002. "Multilevel inverter by cascading Industrial VSI", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49 no.4, 832-838.
- [38] **Lin B.R., Chien Y.P., Lu H.H.**, July 1999. "Multilevel Inverter with Series Connection of H-Bridge Cells", IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, 859-864.
- [39] **Lund R., Manjrekar M.D., Steimer P., Lipo T.A.**, September 1999. "Control Strategies for a Hybrid Seven-level Inverter", EPE, Lausanne, Switzerland.
- [40] **Manguelle J.S., Mariethoz S., Veenstra M., Rufer A.**, 2001. "A Generalized Design Principle of a Uniform Step Asymmetrical Multilevel Converter For High Power Conversion", EPE 2001: European Conference on Power Electronics and Applications, 27-29 August.
- [41] **Kang D.W., Lee Y.H., Suh B.S., Choi C.H., Hyun D.S.**, 2000. "An Improved Carrierwave-based SVPWM Method Using Phase Voltage Redundancies for Generalized Cascaded Multilevel Inverter Topology", Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, vol.1, February, 542-548.
- [42] **Carrara, G., Gardella, S., Marchesoni, M., Salutari, R., Sciutto, G.**, 1992. "A new multilevel PWM method: a theoretical analysis", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.7, 497-505.
- [43] **Agelidis, V.G.; Calais, M.**, 1998. "Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques", Power Electronics Specialists Conference. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, vol.1, 17-22 May, 172 –178.

- [44] **Walker, G.; Ledwich, G.**, 1999. "Bandwidth considerations for multilevel converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14, no.1, 74–81.
- [45] **Tolbert L.M., Habetler T.G.**, 1999. "Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.36 no.35, 1098-1107.
- [46] **Loh P.C., Holmes D.G., Fukuta Y., Lipo T.A.**, 2003. "Reduced Common Mode Carrier-Based Modulation Strategies for Cascaded Multilevel Inverters", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE, vol.1 February 576–582.
- [47] **Massoud A.M., Finney S.J., Williams B.W.**, 2003. "Control Techniques for Multilevel Voltage Source Inverters", IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, PESC'2003. vol.1, 15-19 June, 171-176.
- [48] **Fukuda S., Suzuki K.**, 1997. "Using Harmonic Distortion Determining Factor for Harmonic Evaluation of Carrier-Based PWM Methods", Industry Applications Conference, Thity-Second IAS Annual Meeting, IAS'97., Conference Record of the 1997 IEEE, vol.2., 5-9 October, 1534-1541.
- [49] **Patel H.S., Hoft R.G.**, 1973. "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I-Harmonic Elimination", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA-9, no.3.
- [50] **Sirisukprasert S., Jih-Sheng Lai, Tian-Hua Liu**, 2000. "Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters", Industry Applications Conference. Conference Record of the 2000 IEEE, vol.4, 8-12 October, 2094–2099.
- [51] **Li L., Czarkowski D., Liu Y., and Pillay P.**, 2000. "Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in Series-Connected Voltage Inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.36 no.1, 160-170.
- [52] **Tolbert L.M., Peng F.Z.**, 1998. "Multilevel Converters for Large Electric Drives", Power Electronics in Transportation, 22-23 October, 79-84.
- [53] **Tuncer S., Tatar Y.**, 2002. "Harmonic Optimization Method for Cascade Multilevel Inverters", 2nd FAE International Symposium", 457-460.
- [54] **Pou J., Boroyevich D., Pindado R.**, 2002. "New Feedforward Space-Vector PWM Method to obtain Balanced AC Output Voltages in a Three-Level Neutral-Point-Clamped Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49, no.5, 1026-1034.
- [55] **Wei S., Wu B., Li F., Sun X.**, 2003. "Control Method for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Faulty Power Cells", Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC'03. Eighteenth Annual IEEE, vol.1, February 2003, 261-267.
- [56] **Celanovic, N.; Boroyevich, D.**, 2001. "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.37, no.2, 637–641.
- [57] **Wei S., Wu B., Li F., Liu C.**, 2003. "A general Space Vector PWM Control Algorithm for Multilevel Inverters", Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC'03. Eighteenth Annual IEEE, vol.1, February, 562-568.

- [58] **Tuncer, S.** 2009. “Çok Seviyeli Eviricilerde Taşıyıcı Dalga Şekli Değişimlerinin Çıkış Gerilimi Üzerine Etkilerinin İncelenmesi”, Gazi üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, cilt.24, no.4, 613–628.
- [59] **W. Yan, E. Tam and S. Y. R. Hui,** 2006. “A Versalite Semi-Empirical PSpice Fluorescent Lamp Model”, IEEE Power Electronics Specialists Conf., 1-7.
- [60] **W. Yan, S. Y. R. Hui, H. Chung and X. H. Cao,** 2002. “Genetic Algorithm Optimised High-Intensity-Discharge Lamp Model”, Electronic Letter, vol.38, 110-112.
- [61] **D. Y. Lin, W. Yan, S. Hui and Y. X. Qin,** 2009. “An Improved Semi-theoretical Fluorescent Lamp Model for Dimmable Applications”, APEC’2009, 819-825.
- [62] **W. Yan, E. Tam and S. Y. Hui,** 2007. “A Semi-Theoretical Fluorescent Lamp Model for Time-Domain Transient and Steady-State Simulations”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.22, 2106-2115.
- [63] **D. Y. Lin, W. Yan, G. Zissis and Z. Y. R. Hui,** 2009. “A Simple Physical Low Pressure Discharge Lamp Model”, Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE’2009, 2051-2058.
- [64] **D. Lin, W. Yan and S. Y. R. Hui,** 2010. “Modeling of Dimmable Fluorescent Lamp Including the Tube Temperature Effects”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1-8.

ÖZGEÇMİŞ

1985 yılında İzmir’de doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini İzmir’de tamamladıktan sonra 2005 yılında Fırat Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik Bilgisayar Eğitimi Bölümü, Elektronik Öğretmenliğini kazandı. 2009 yılında bu bölümden mezun oldu. Yine 2009 yılında Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik Bilgisayar Eğitimi Ana Bilim Dalı, Elektronik alanında yüksek lisans eğitime hak kazandı. Ayrıca 2005-2010 tarihleri arasında İzmir’de otomatik fırçalı araç yıkama makine üretimi yapan Martek Makina adına otomasyon teknisyeni, pano tasarımcısı, PLC programcısı ve doğu servisi görevlerinde yer aldı. Yabancı dili İngilizce’dir.