

**TAM KÖPRÜ DC – DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE  
BATARYA ŞARJ SİSTEMİ**

**2018  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**Ümit Can ÖZÇELİK**

# **TAM KÖPRÜ DC – DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE BATARYA ŞARJ SİSTEMİ**

**Ümit Can ÖZÇELİK**

**Karabük Üniversitesi**

**Fen Bilimleri Enstitüsü**

**Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında**

**Yüksek Lisans Tezi**

**Olarak Hazırlanmıştır**

**KARABÜK**

**Haziran 2018**

Ümit Can ÖZÇELİK tarafından hazırlanan “TAM KÖPRÜ DC – DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE BATARYA ŞARJ SİSTEMİ” başlıklı bu tezin Yüksek Lisans Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı



Doç. Dr. Sinan KIVRAK

Tez Danışmanı, Yıldırım Beyazıt Üniversitesi

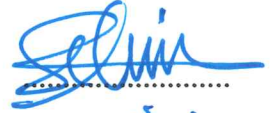


Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir. 08/06/2018

Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

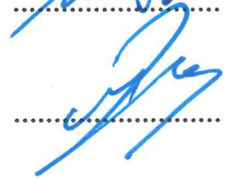
Başkan : Doç. Dr. Selim ÖNCÜ (KBÜ)



Üye : Dr. Öğr. Üyesi İbrahim ALIŞKAN (BEÜ)



Üye : Dr. Öğr. Üyesi Mustafa Burak TÜRKÖZ (KBÜ)



...../...../2018

KBÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Filiz ERSÖZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü V.



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

Ümit Can ÖZÇELİK



## ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

### TAM KÖPRÜ DC – DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE BATARYA ŞARJ SİSTEMİ

Ümit Can ÖZÇELİK

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Doç. Dr. Sinan KIVRAK

Haziran 2018, 56 sayfa

Bu tez çalışmasında, farklı çıkış gerilimlerine sahip bataryaların şarj edilmesi amacıyla uygun DC – DC Dönüştürücü uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla akım ve gerilim kontrollü Tam Köprü DC-DC dönüştürücü tasarlanmıştır. AC şebeke gerilimi doğrultularak DC - DC güç dönüştürücünün besleme gerilimi elde edilmiştir. 30 kHz anahtarlama sinyalinin elde edilmesi, akım ve gerilim kontrolünün yapılması için kontrol devresi tasarlanmıştır. Bu frekans değerinde çalışabilecek yüksek frekans transformatörü tasarımı yapılmıştır. Yüksek frekans transformatörünün çıkışından elde edilen kare dalga sinyalini doğrultmak için yüksek frekans doğrultucu devre tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan sistem ile çıkış gerilimi 0 – 250 V aralığında 10 A akıma kadar kontrol edilebilmektedir.

**Anahtar Sözcükler :** Anahtarlama güç kaynağı, Tam köprü DC-DC dönüştürücü, Batarya şarj.

**Bilim Kodu** : 905.1.033

## **ABSTRACT**

**M. Sc. Thesis**

### **BATTERY CHARGE SYSTEM WITH FULL BRIDGE DC – DC CONVERTER**

**Ümit Can ÖZÇELİK**

**Karabük University**

**Graduate School of Natural and Applied Sciences**

**Department of Electric Electronics Engineering**

**Thesis Advisor:**

**Doç. Dr. Selim ÖNCÜ**

**Doç. Dr. Sinan KIVRAK**

**June 2018, 56 pages**

In this thesis, a suitable DC - DC converter application was carried out in order to charge the batteries with different output voltages. Full bridge DC-DC converter with current and voltage control is designed for this purpose. AC grid voltage is rectified to obtain the supply voltage of the DC to DC power converter. The control circuit is designed to achieve the 30 kHz switching signal for controlling voltage and current levels. A high-frequency transformer has been designed to operate at this frequency. A high-frequency rectifier circuit is designed to rectify the square wave signal obtained from the output of the high-frequency transformer. Output voltage of the designed system can be controlled between 0 to 250 V up to 10 A.

**Key Word** : Switch mode power supply, Full bridge DC - DC converter, Battery charge.

**Science Code** : 905.1.033

## TEŞEKKÜRLER

Çalışmalarında karşılaştığım problemlerin çözümünde ve deneysel çalışmalarım boyunca bana yol gösteren danışman hocam Sayın Doç. Dr. Selim ÖNCÜ' ye teşekkürlerimi sunarım.

Bu tez çalışması boyunca engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, bana yol gösteren hem maddi hem manevi desteğini esirgemeyen ve deneysel çalışmalarımda bana destek olan hocam, Sayın Doç. Dr. Sinan KIVRAK' a teşekkürlerimi sunarım.

Her zaman desteklerini hissettiğim, birlikte fikir alışverişinde bulunduğum tüm arkadaşlarıma ve çalışma süresince üzerimden desteğini esirgemeyen aileme gösterdikleri sabır ve anlayıştan dolayı teşekkürlerimi sunarım.

## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL.....	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜRLER .....	vi
İÇİNDEKİLER .....	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	xii
BÖLÜM 1 .....	1
GİRİŞ .....	1
BÖLÜM 2 .....	4
ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI .....	4
2.1 GİRİŞ.....	4
2.2. AGK ÇEŞİTLERİ VE KULLANIM ALANLARI .....	5
2.2.1. Yarım Köprü Dönüştürücü .....	6
2.2.2. Tam Köprü Dönüştürücü .....	8
BÖLÜM 3 .....	11
BATARYALAR .....	11
3.1. BATARYA TEKNOLOJİLERİNDE KULLANILAN TEMEL KAVRAMLAR .....	11
3.2. BATARYA ÇEŞİTLERİ.....	12
3.2.1. Kurşun-Asit Bataryalar.....	12
3.2.2. Nikel-Kadmiyum Bataryalar (Ni-Cd).....	14
3.2.3. Lityum-İyon Bataryalar (Li-ion).....	16
3.2.4. Lityum-Polimer Bataryalar (Li-Po) .....	18



	<u>Sayfa</u>
3.3. BATARYA ŞARJ KARAKTERİSTİKLERİ .....	19
BÖLÜM 4 .....	22
ŞARJ DEVRESİNİN TASARIMI VE UYGULAMASI.....	22
4.1. DEVRE PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ.....	22
4.2. GÜÇ ANAHTARLARI VE DOĞRULTMA DİYOTLARININ SEÇİMİ ...	23
4.3. YÜKSEK FREKANS TRANSFORMATÖRÜNÜN TASARIMI .....	23
4.3.1. Primer ve Sekonder Sarım Sayısının Hesaplanması.....	24
4.3.2. Transformator Kayıplarının Hesaplanması.....	27
4.3.3. Primer ve Sekonder Tel Kesitlerinin Hesaplanması.....	28
4.3.4. Transformator Ölçüm Değerleri .....	30
4.4. ÇIKIŞ BOBİNİ TASARIMI .....	30
4.5. ÇIKIŞ KONDANSATÖRÜ HESABI.....	33
4.6. İZOLELİ MOSFET SÜRME VE KONTROL DEVRESİ.....	34
4.7. SNUBBER DEVRESİ.....	39
BÖLÜM 5 .....	41
DENEY VE SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI .....	41
5.1. SİSTEM ve PCB TASARIMI .....	41
5.2. MOSFET ANAHTARLAMA DALGA ŞEKİLLERİ.....	43
5.3. SİSTEM SİMÜLASYONU VE DENEY DÜZENEĞİ.....	43
5.3.1. Çıkış Akım-Gerilim Grafiklerinin Deney ve Simülasyon Karşılaştırması .....	44
5.3.2. Giriş ve Çıkış Gerilimlerinin Karşılaştırılması.....	46
5.3.3. Anahtarlama Elemanları Üzerindeki Gerilim Sinyalleri .....	47
5.3.4. Transformator ve Sekonder Doğrultma Devresi Deney Sonuçları.....	49
BÖLÜM 6 .....	51
SONUÇ ve TARTIŞMA.....	51
KAYNAKLAR .....	53
ÖZGEÇMİŞ .....	56

## ŞEKİLLER DİZİNİ

### Sayfa

Şekil 1.1. AGK blok diyagramı [11].	1
Şekil 2.2. Yarım Köprü dönüştürücü devre şeması [12].	7
Şekil 2.3. Yarım Köprü dönüştürücü dalga şekilleri [11].	7
Şekil 2.4. Tam Köprü dönüştürücü devre şeması [12].	8
Şekil 2.5. Tam Köprü dönüştürücü dalga şekilleri.	9
Şekil 3.1. Kurşun-Asit batarya yapısı.	13
Şekil 3.2. Batarya çevrim sayısının deşarj derinliğine göre grafiği.	13
Şekil 3.3. Nikel-Kadmiyum pil yapısı.	15
Şekil 3.4. Li-İon Pilin iç yapısı [20].	17
Şekil 3.5. Li-Po batarya iç yapısı [19].	19
Şekil 3.6. Kurşun-asit batarya şarj grafiği [5].	20
Şekil 3.7. 1000 mAh kapasiteli Li-Po batarya için şarj grafiği [5].	21
Şekil 4.1. Bakır kaybı ve manyetik çekirdek kaybının tepe AC akı yoğunluğu ile ..... ilişkişi [26].	25
Şekil 4.2. 3C90 materyaline ait B-H eğrişi [27].	25
Şekil 4.3. Primer sargısına uygulanan AC gerilim	26
Şekil 4.4. 3C90 materyalinin manyetik akı şiddetine göre ısı kaybı [27].	27
Şekil 4.5. Çıkış bobini üzerinden akan akımın grafiği.	31
Şekil 4.6. Hava aralıklı çıkış bobini nüvesi ve elektriksel modeli[26].	32
Şekil 4.7. IXTQ460P2 MOSFET kapı şarj grafiği [23].	35
Şekil 4.8. Kontrol devresi çizimi.	37
Şekil 4.9. Kontrol kartı besleme ve MOSFET sürme devresi.	38
Şekil 4.10. MOSFET sürücü devresi.	38
Şekil 4.11. Tam Köprü DC-DC dönüştürücü sönümlendirme devresi.	40
Şekil 5.1. Sistem deney şeması.	41
Şekil 5.2. PCB'nin üstten görünüşü.	42
Şekil 5.3. PCB'nin alttan görünüşü.	42
Şekil 5.4. Anahtarlama sinyalleri.	43
Şekil 5.5. Tam köprü DC-DC dönüştürücü simülasyon şeması.	44
Şekil 5.6. Deney düzeneği fotoğrafı.	44

	<b><u>Sayfa</u></b>
Şekil 5.7. Çıkış akım-gerilim grafikleri. ....	45
Şekil 5.8. Çıkış akım-gerilim grafiği osiloskop görüntüsü. ....	46
Şekil 5.9. Giriş-çıkış gerilimleri.....	47
Şekil 5.10. H1 anahtarı G-S/D-S Sinyallerinin karşılaştırılması. ....	48
Şekil 5.11. L1 anahtarı G-S/D-S Sinyallerinin karşılaştırılması.....	48
Şekil 5.12. Primer sargısı üzerindeki sinyal.....	49
Şekil 5.13. Birinci sekonder sargısı ve bağlı olduğu diyot üzerindeki sinyal.....	50
Şekil 5.14. İkinci sekonder sargısı ve bağlı olduğu diyot üzerindeki sinyal.....	50



## ÇİZELGELER DİZİNİ

	<b><u>Sayfa</u></b>
Çizelge 4.1. Transformatör değerleri. ....	30
Çizelge 4.2. Çıkış bobini bilgileri. ....	32
Çizelge 4.3. MIPS değerine göre akım tablosu [31]. ....	36
Çizelge 5.1. Çıkış Akım-gerilim rms ve min-max değerleri. ....	45



## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

### SİMGELER

$V_{in}$	: giriş gerilimi
$V_{out}$	: çıkış gerilimi
$P_{in}$	: giriş gücü
$P_{out}$	: çıkış gücü
$N_P$	: primer sarım sayısı
$N_S$	: sekonder sarım sayısı
$I_{out}$	: çıkış akımı
$I_l$	: sızıntı akımı
$\Delta I$	: çıkış akım salınımı farkı
$f_s$	: anahtarlama frekansı
$\eta$	: verim
$D$	: görev oranı
$L_{out}$	: çıkış bobini endüktansı
$L_r$	: rezonans endüktansı
$C_r$	: rezonans kondansatörü
$C_{out}$	: çıkış kondansatörü
$C_{in}$	: giriş kondansatörü
$C_{iss}$	: MOSFET giriş kapasitörü
$t_{dt}$	: ölü zaman
$V_{GS}$	: MOSFET kapısına uygulanan gerilim
$V_{GS(th)}$	: MOSFET kapı eşik gerilimi
$Q_G$	: MOSFET kapı yükü
$A_e$	: manyetik nüve pencere alanı
$V_e$	: manyetik nüve etkin hacim değeri
$l_e$	: manyetik nüve etkin uzunluk değeri

## **KISALTMALAR**

PWM : Darbe Genişlik Modülasyonu

SMPS : Anahtarlama Güç Kaynağı

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

RMS : Efektif Değer

ESR : Eşdeğer Seri Direnç

PCB : Baskı Devre Kartı

MIPS : Microprocessor Without Interlocked Pipeline Stages

MLT : Tur Başına Uzunluk Değeri



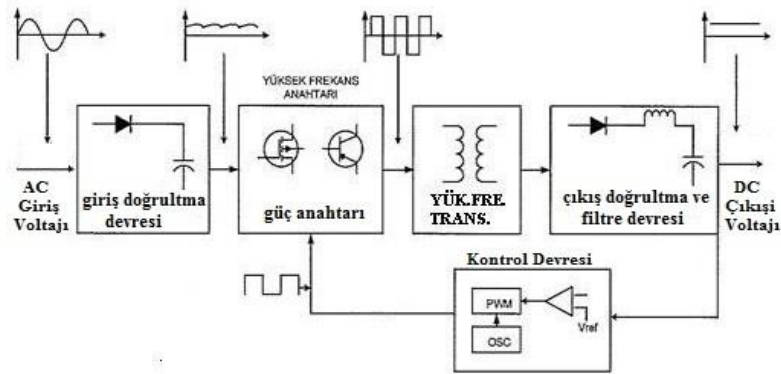
## BÖLÜM 1

### GİRİŞ

Teknolojinin hızla ilerlemesiyle birlikte günlük hayatta birçok alanda çeşitli kapasite ve gerilime sahip birçok batarya çeşidi kullanılmaktadır. Bununla orantılı olarak bataryaların şarjı için çeşitli enerji kaynaklarından güç dönüşümü yapılarak bataryaların şarjı sağlanmaktadır.

Bataryaların şarjında yaygın olarak şebeke beslemeli anahtarlama güç kaynakları (AGK) kullanılmaktadır. AGK'ların lineer yöntemle çalışan güç kaynaklarına göre önemli ölçüde avantajları vardır. Teorik olarak enerji kaybı olmadan çalışmalarına karşın, pratik uygulamalarda verimleri %70 ile %95 arasındadır. En önemli avantajı ise yüksek frekansta çalışmasından dolayı, hafif ve küçük malzemeler ile çalıştırılmasıdır. Ancak üretim ve tasarımı lineer güç kaynaklarına göre daha zor ve maliyetlidir ve yüksek frekansta çalışmasından dolayı çıkış gürültü seviyeleri oldukça yüksektir [1-6].

AGK'lar kendi içlerinde çeşitli gruplara ayrılmaktadırlar. Temel olarak 3 tip AGK bulunmaktadır. Bunlar alçaltıcı (buck converter), yükseltici(boost converter), alçaltıcı-yükseltici (buck-boost converter) dönüştürücülerdir. Bir AGK'nın blok diyagramı Şekil 1.1'de görülmektedir.



Şekil 1.1. AGK blok diyagramı [11].

Şebekeden alınan AC gerilim bir EMI filtreden geçirilerek, doğrultucu devreye verilir. Doğrultucu devrenin çıkışından elde edilen DC gerilim yarıiletken anahtarlama elemanlarında, Pulse Width Modulation (PWM) kontrolör yardımıyla yüksek frekanslı AC işarete çevrilir. Yarıiletken elemanın frekansına ve anahtarlama yüzdesine bağlı olarak çıkış gerilimi değiştirilir. İstenilen performansa bağlı olarak çalışma frekansı genellikle 20 kHz ile 100 kHz arasında değişmektedir. Ortalama enerji aktarımı, anahtarın iletimde ve yalıtımda olduğu süre ile ilişkilidir. Yarıiletken anahtarlardan elde edilen AC kare dalga gerilimi, yüksek frekans trafosuna verilerek ve trafonun sarım oranına bağlı olarak çıkış doğrultama devresine aktarılır. Burada filtre edilen DC işaret çıkışa iletilir.

### **Literatür özeti;**

Günümüze kadar yapılan çalışmaların ne şekilde yapıldığı ve kullanılan topolojilerin incelenebilmesi için yapılan literatür taraması sonucunda;

Sadık Özdemir 2010 yılında yüksek lisans tezinde aküleri şarj etmek amacıyla giriş gerilimini bir fırçasız DC motordan sağlamıştır. Motorun dönüş hızına bağlı olarak 100-600V arasında değişen gerilim akülere sabit gerilim ve sabit akım şeklinde ulaşmıştır. Güç kaynağının çıkışı 250 V ve 7 A akım verebilmektedir [1].

O. A. Ahmet, J.A.M. Bleijs makalelerinde, yakıt pili uygulaması için izoleli tam köprü dc/dc dönüştürücünden bahsetmektedir. 650 V giriş gerilimine karşın 36-50 V arasında değişken çıkış gerilimi verebilmektedir [2].

Dr. Iqbal Husain danışmanlığında yapılan bir projede DC - DC dönüştürücü projesi gerçekleştirilmiştir. 21-48 V aralığında değişken giriş gerilimi, 400V çıkış çıkış gerilimine dönüştürülerek 5 kW'lık çıkış gücü elde edilmiştir [3].

B.J. Masserant ve T.A. Stuart "A High Frequency DC - DC Converter For Electric Vehicles" adlı makalelerinde tam köprü dc/dc dönüştürücüsünde IGBT'leri 40 kHz ile sürmüştür. Girişte 120-300 V gerilim değişimi olan devrenin çıkışından 12.5 V ve 120 A akım sağlanabilmektedir [4].



Tufan Kayıklı yüksek lisans tezinde Li-Po bataryaların şarj işlemi için 220 V AC şehir şebekesinden beslemeli 390 V DC çıkış verebilen bir şarj cihazı tasarlanmıştır [5].

Hacı Güzel Güleç tarafından 2017'de yapılan yüksek lisans tezinde giriş gerilimini PV panellerden sağlanmış olup 20 V'tur. Panelden elde edilen enerji, tasarlanan şarj sistemi ile 12 V 6500 mAh kapasiteli bir bataryayı şarj etmektedir. Bataryanın tam şarjı için çıkış 14,5 V'a kadar çıkarılmış olup şarj akımı için maksimum 0,8 A'e kadar çıkmıştır [6].

Nabeel Altanneh tarafından 2012'de yapılan yüksek lisans tezinde giriş gücü, güneş pili ve yakıt pilinden elde edilmektedir. Şarj edilmek istenen batarya 36 V olduğundan ve yakıt pilinin gerilimi bu değerden düşük olduğundan şarj devresi DC - DC dönüştürücü için boost dönüştürücü topolojisi kullanılmıştır[7].

Abdulrahman Mahmood tarafından 2018'de yapılan yüksek lisans tezinde Li-ion pilleri sabit akım ve sabit gerilimde şarj edebilen bir şarj cihazı tasarlanmıştır. Şarj cihazının tasarımı DC - DC dönüştürücü buck devresi ile yapılmıştır [8].

Yapılan bu çalışmalar ışığında bu tezde tasarlanan batarya şarj sistemi diğer sistemlerden farklı olarak giriş gerilimini şebekeden almaktadır ve 250 V'a kadar çıkış gerilimine sahip olan bataryaları şarj edebilmektedir. Sistemde kullanılan topoloji ise tam köprü topolojisidir. Sistemin anahtarlama frekansı 30 kHz olup yüksek frekans transformatörü, PWM anahtarlama yöntemiyle anahtarlansmıştır. Transformatörün çıkışında, hem 4 diyotlu doğrultma hem de 2 diyotlu doğrultma devreleri sırasıyla denenmiştir. 2 diyotlu olan doğrultma devresi maliyet ve ısı kayıpları bakımından daha uygun olduğu için tercih edilmiştir.

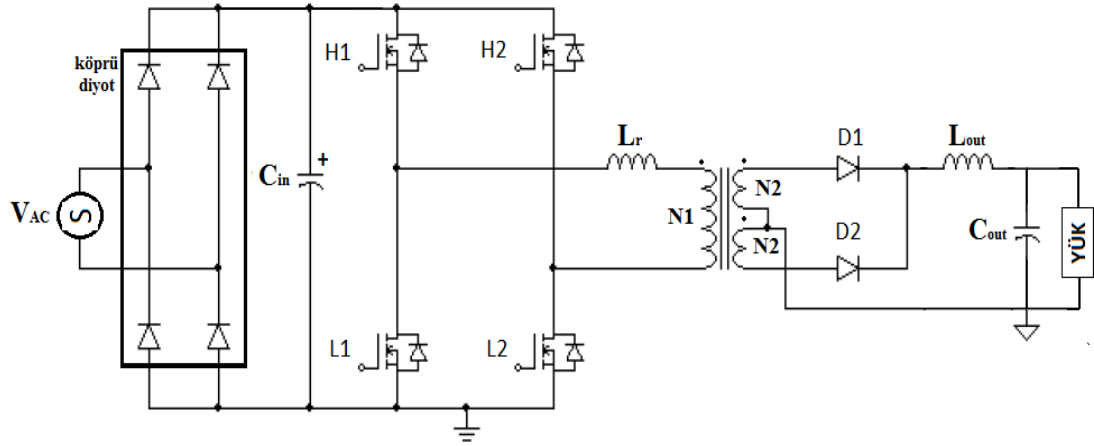
## BÖLÜM 2

### ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

#### 2.1 GİRİŞ

Elektronik sistemlerin çalışması için gerekli olan DC enerji, çoğunlukla AC giriş sinyalini DC çıkış enerjisine dönüştüren güç kaynaklarından sağlanır. AC-DC güç dönüşümü iki yöntemle gerçekleştirilir. Birinci yöntem lineer güç kaynaklarıdır. Lineer güç kaynakları genellikle düşük gürültü gerektiren uygulamalarda kullanılır. 50/60 Hz şebeke trafosu, gerilimi kullanılabilir bir seviyeye düşürür. Sekonder AC gerilimi doğrultulur ve gerekli düzenlemeyi sağlamak için Seri Geçiş Elemanı (SPE) kullanılır. Bu çözümün faydaları düşük gürültü seviyesi, güvenilirlik ve düşük maliyettir. Ancak lineer güç kaynaklarında anahtar üzerinde çok fazla güç harcandığından verim oldukça düşüktür. İkinci yöntem ise AGK'lardır. AGK'ların çalışma şekli; girişinden verilen DC gerilimin yüksek frekanslarda anahtarlanarak çıkışa aktarılması şeklindedir. Çıkışa aktarılan güç, anahtarlara uygulanan işaretin iletim oranı değiştirilerek yapılmaktadır. Bu işleme kısaca PWM denilmektedir. Regülatör çıkışı, giriş geriliminden bağımsız hale getirilebilmektedir [9,10].

Akım ve gerilim kontrolünün yapılarak istenilen çıkışın elde edilmesini sağlayan dinamik bir anahtarlama güç kaynağı tasarımı bu çalışmanın temelini oluşturmaktadır. Devrenin çıkış gerilim aralığı 0 ile 250 V arasında ayarlanabilmekte ve çıkış akımı kontrol edilerek maksimum 10 A ile sınırlandırılmaktadır. Devrede kullanılan topoloji Tam-Köprü topolojisi olup, çıkış geriliminin ayarlanması, akım ve gerilim kontrolünün yapılması mikroişlemcili bir kontrol devresi ile sağlanmaktadır. Şekil 2.1'de güç devresinin genel şeması görülmektedir.



Şekil 2.1. Güç devresi genel şeması

AGK avantajları;

1. Verimleri yüksektir.
2. Çalışma frekanslarının yüksek olmasından dolayı bobin transformatör gibi devre elemanlarının boyutları da küçüktür.
3. AGK'larda birden fazla çıkış elde edilebilmekte ve çıkış uçları değiştirilebilmektedir.

AGK dezavantajları;

1. Yapıları karmaşıktır ve maliyeleri yüksektir.
2. Çıkıştaki gürültü ve bozulmalardan dolayı filtreye ihtiyaç duyarlar.

## 2.2. AGK ÇEŞİTLERİ VE KULLANIM ALANLARI

Anahtarlamalı güç kaynakları izolesiz ve izoleli olmak üzere iki bölüme ayrılmaktadır. İzolesiz AGK'lar alçaltıcı dönüştürücü, yükseltici dönüştürücü ve alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü olmak üzere 3 çeşittir. İzoleli AGK'lar, temel flyback dönüştürücü, push-pull dönüştürücü, yarım köprü dönüştürücü ve tam köprü dönüştürücü olmak üzere 4 çeşittir. Dönüştürücünün çıkış gücü seviyesi ve kullanım alanı istenilen AGK'nın çeşidini belirlemektedir. İzoleli AGK'lar için 150 W' a

kadar olan uygulamalarda flyback dönüştürücü tercih edilirken 500 W'a kadar olan uygulamalar için push-pull dönüştürücü, 500-1000 W uygulamalar için yarım köprü dönüştürücü, 1 kW'tan daha fazla güç isteyen uygulamalar için tam köprü dönüştürücü kullanılmaktadır. Günümüzde AGK'lar birçok farklı alanda önemli işlerde kullanılmaktadır. Bunlardan bazıları aşağıda sıralanmıştır [1,11,13].

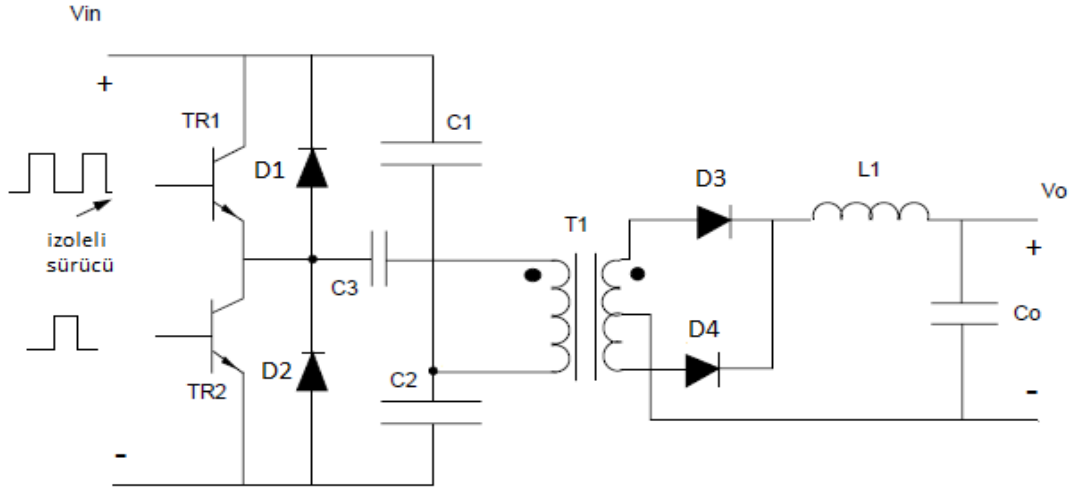
1. LED aydınlatma
2. Televizyon ve bilgisayarların güç kaynakları
3. Motor sürücüler
4. Batarya şarj sistemleri

Bu tez çalışmasında AGK'ların batarya şarj sistemlerinde kullanımı incelenmiştir. AGK'lar yapısı gereği elektriksel izolasyon sağlayabildikleri için batarya şarj sistemleri açısından oldukça önemli olup sıklıkla kullanılmaktadırlar. Örneğin birçok cep telefonu şarj aletlerinde flyback dönüştürücü kullanılmaktadır. AGK'lar işlemci kontrollü olup geri besleme ile çalıştılarından dolayı da bataryaların aşırı akım ile şarjını engelleme konusunda oldukça etkili çalışmaktadırlar [37].

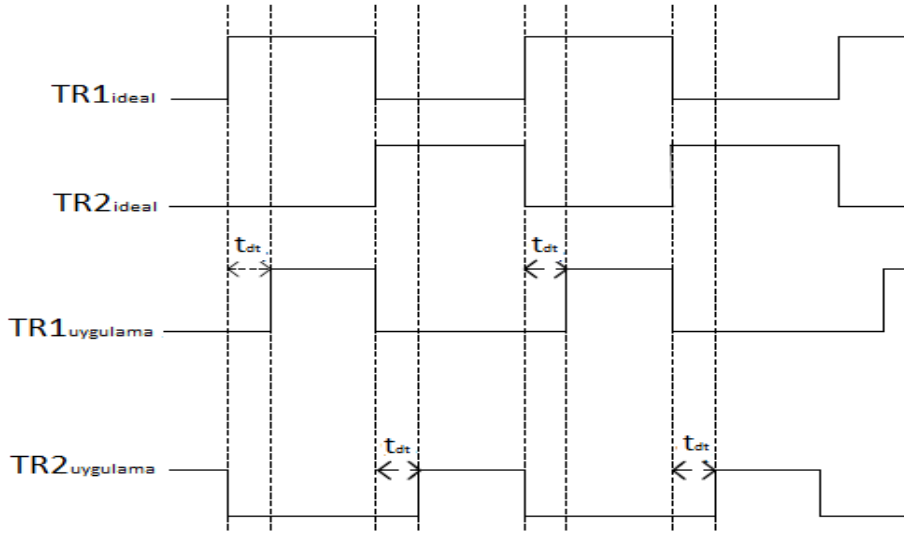
### **2.2.1. Yarım Köprü Dönüştürücü**

Yarım Köprü anahtarlama güç kaynakları primer taraftan anahtarlanan dönüştürücüler sınıfına girmektedirler. Girişi ile çıkışı arasında izolasyon bulundurmaktadırlar. Şekil 2.2'de bir yarım köprü doğrultucu devresi görülmektedir. Orta uçlu push-pull (itme-çekme) devresinin dengeli versiyonu olarak da isimlendirilir. Genellikle 500-1000 W aralığında güç isteyen uygulamalarda tercih edilir [11,12].

Yarım Köprü dönüştürücüde, iki kondansatör seri bağlı olarak giriş gerilimine paralel olacak şekilde bağlanmıştır. Devredeki anahtarlar dönüşümlü olarak sürülür ve her bir kondansatör bir görev çevriminin yarısı süresi boyunca primer sargısını besler. Anahtarlar üzerine düşen gerilim DC besleme geriliminin yarısı kadardır. İki anahtar aynı anda iletimde kalmamalıdır. Bu yüzden kontrol sinyalleri arasında ölü zaman bırakılır. Devre üzerindeki dalga şekilleri Şekil 2.3'de gösterilmiştir [11-15,34].



Şekil 2.2. Yarım Köprü dönüştürücü devre şeması [12].



Şekil 2.3. Yarım Köprü dönüştürücü dalga şekilleri [11].

Anahtarlar üzerinde görülen maksimum gerilim denklemi [12];

$$V_{ds} = V_{in} + V_{kaçak} \quad (2.1)$$

Anahtarlar üzerinde görülen maksimum akım denklemi [12];

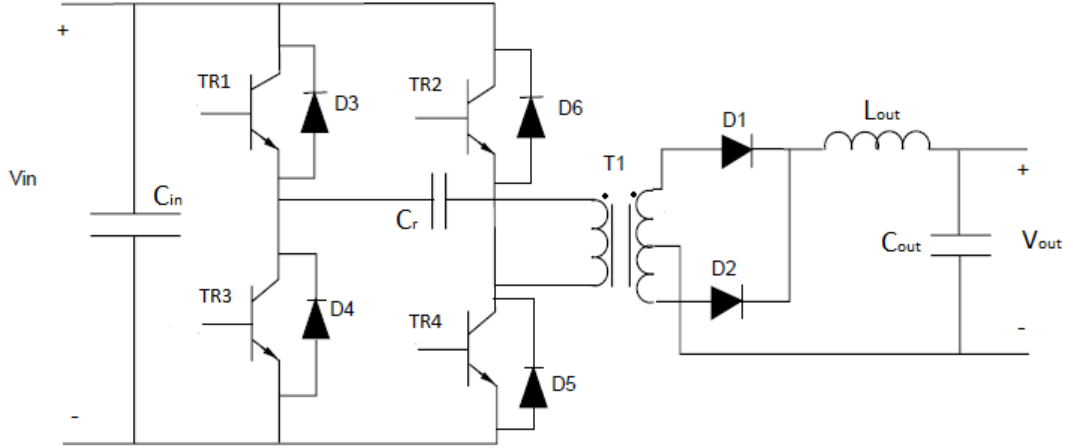
$$I_D = 2 \frac{P_{out}}{D_{max} \times V_{in} \times \eta} \quad (2.2)$$

Giriş-çıkış gerilimi arasındaki ilişki[12];

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \eta \times D \quad (2.3)$$

### 2.2.2. Tam Köprü Dönüştürücü

Tam Köprü AGK'lar primer tarafından anahtarlanan izoleleli güç kaynakları grubuna girer. Çıkışı ile girişi arasında yalıtım vardır. Yüksek çıkış güçleri için uygundur. Ayrıca HB topolojisinde kullanılan büyük boyutlu bir çift kondansatöre de ihtiyaç duymaz. FB topolojisi oldukça karmaşık yapısı ve yüksek maliyetinden dolayı diğer topolojilerin gerekli ihtiyacı karşılamadığı durumlarda kullanılmaktadırlar [11-13].

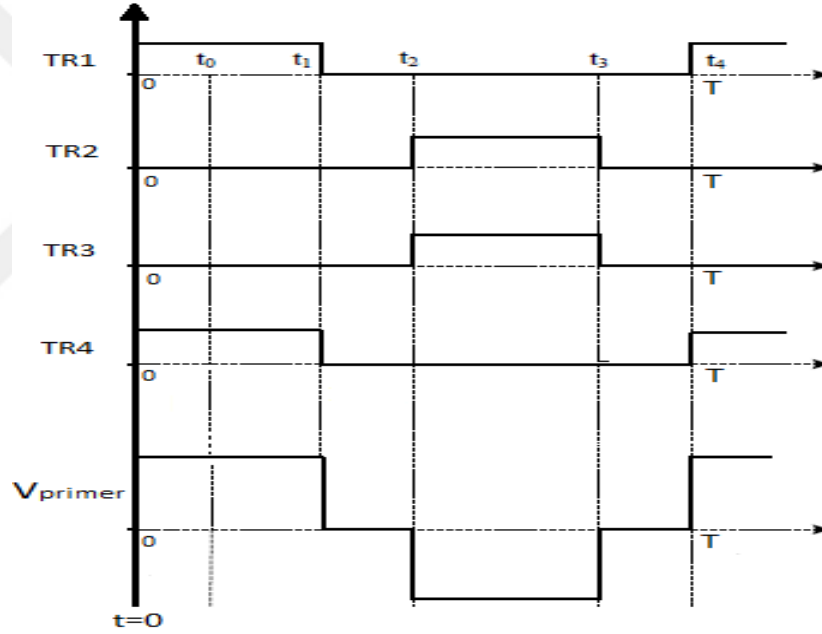


Şekil 2.4. Tam Köprü dönüştürücü devre şeması [12].

Şekil 2.4'de FB devre şeması gösterilmiştir. Burada trafonun primer sargısı güç anahtarları tarafından simetrik bir şekilde sürülmektedir. TR-1 ve TR-4 anahtar çifti ile TR-2 ve TR-3 anahtar çifti ayrı ayrı sürülmektedir. Anahtarlara uygulanan görev oranı (D) %50'den düşük olmalıdır. Aksi takdirde anahtarlar çakışarak kısa devreye yol açar. Bir anahtarlama periyodu boyunca trafonun primer sargısına uygulanan gerilim  $V_{in}.D.T_s$  kadardır. Anahtar çiftlerinden birisi anahtarlandıktan sonra diğer anahtar çiftinin görev oranı boyunca uyguladığı gerilim  $-V_{in}.D.T_s$  kadardır. Dolayısıyla toplam bir periyod boyunca primer sargısına uygulanan net gerilim sıfıra

eşittir. Teoride bu primer net gerilimi sıfır olarak hesaplanırsa da pratikte durum daha farklıdır. Anahtarlama elemanlarının iletim esnasındaki gerilim düşümü ya da anahtarlama süresindeki küçük farklılıklardan dolayı net primer gerilimi sıfıra eşit değildir. Primer sargısına seri bağlanacak bir kondansatör primer sargısından geçecek olan DC akımı engelleyerek primer sargısının ısınmasını da önlemiş olacaktır [11-15,34].

Aşağıda Şekil 2.5’de bir FB devresinde anahtarlara uygulanan PWM sinyalleri ve trafonun primerindeki AC gerilimin ve akımın şekli gösterilmiştir. Şekil 2.5’den de görüleceği üzere TR-1 ve TR-4 anahtarları ile TR-2 ve TR-3 anahtarları aynı anda anahtarlama olup bu anahtar çiftleri arasında ölü zaman bırakılmıştır.



Şekil 2.5. Tam Köprü dönüştürücü dalga şekilleri.

Ancak burada gösterilen yöntem, sert anahtarlama yöntemidir. Sert anahtarlama, anahtarlara uygulanan akım ve gerilimin fazına bakılmaksızın anahtarların iletme veya kesime sokulması olayıdır. Bu tip anahtarlama nedeniyle anahtarlar yüksek strese maruz kalmakta ve dolayısıyla anahtarlar üzerinde yüksek sıcaklık kayıpları meydana gelmektedir. Bu tip anahtarlama yöntemi halen oldukça sık kullanılmaktadır. Bunun sebebi ise sert anahtarlama güç kaynaklarının daha basit yapıda olmasıdır. Bununla birlikte sert anahtarlama güç kaynaklarında anahtar

kayıplarının artmasıyla birlikte soğutma sisteminin de boyutu arttığından dolayı maliyeti artmaktadır. Yüksek  $\frac{di}{dt}$  ve  $\frac{dv}{dt}$  den dolayı oluşan EMI problemini çözmeye isteği yumuşak anahtarlama metotlarını geliştirmiştir. Yumuşak anahtarlama, anahtarlama esnasında anahtarın maruz kaldığı akım ve gerilim değerleri ile anahtar üzerindeki akım ve gerilim yükselme hızlarının bastırılması ve anahtarlama kayıpları ile EMI gürültüsünün azaltılarak anahtarlama enerjisinin azaltılması işlemlerini kapsar [11-15,35].

Tam köprü AGK devresine ait denklemler, denklem (2.4), (2.5) ve (2.6)'da verilmiştir.

Çıkış gerilimi [11];

$$V_{out} = 2 \times \frac{N_s}{N_p} \times V_{in} \times D \quad (2.4)$$

Bir anahtar çiftinin maksimum iletimde kalma süresi;

$$t_{on} = D \times T \quad (2.5)$$

Çıkış gücü;

$$P_0 = \eta \times P_{in} \quad (2.6)$$



## BÖLÜM 3

### BATARYALAR

Bataryalar, elektrokimyasal enerjiyi depolayan ve kutup uçlarına bir yük bağlandığında bu enerjiyi yüke aktaran elemanlardır. Günümüzde birçok alanda batarya kullanılmaktadır. Yeni sistemlerin ortaya çıkmasıyla birlikte farklı tipte batarya çeşitlerine ihtiyaç duyulmuştur. Bu sebepten dolayı her batarya her sistemle uygun çalışmamaktadır. Örneğin içten yanmalı motorlara sahip araçlarda start-stop sistemine sahip olan modellerde GEL akü kullanılırken bu sistemi barındırmayan araçlarda Starter akü kullanılmaktadır. Yine elektrikli model uçaklarda yüksek akım çıkışı sağlayabildiğinden dolayı Li-Po pil kullanılmaktadır. Bu sebepten dolayı her tip akünün kendine özgü bir şarj karakteristiği vardır [16].

#### 3.1. BATARYA TEKNOLOJİLERİNDE KULLANILAN TEMEL KAVRAMLAR

Spesifik enerji, akünün birim ağırlığında depolanan enerji miktarıdır. Gravimetrik enerji yoğunluğu olarak adlandırılır. 1 kg aküde kaç W saat enerji depolanabileceğini gösterir. Birimi Wh/kg'dır [17].

Spesifik güç, birim batarya ağırlığı başına düşen, bataryanın verebileceği maksimum güç değeridir. Birimi W/kg'dır [17].

Enerji yoğunluğu, birim batarya hacmi başına düşen enerji miktarıdır. Hacimsel enerji yoğunluğu olarak da bilinir. Birimi Wh/ℓ'dir [17].

Şarj verimliliği, diğer adıyla enerji verimliliği olarak da adlandırılır. Akünün tam şarjlı değerinden tam deşarj olana kadar tüketilen enerji miktarının, aynı akünün yeniden tam şarj olması için aküye aktarılan enerji miktarına oranına denir [17].

Deşarj derinliği (DoD), akünün %100 dolu durumundan %0 boş durumuna kadar deşarj edilme oranıdır. Örneğin bir akünün üzerinde %80 DoD yazıyorsa bu akünün en fazla %80'ninin deşarj edilmesi gerektiğini gösterir [17].

Şarj durumu (SoC), akünün % olarak şarj durumunu ifade eder [17].

Çevrim ömrü, akünün DoD seviyesine kadar deşarj edilip daha sonra tam şarj edilmesine bir çevrim denir. Akü Ah olarak belirtilen kapasitesinin %80'ini koruyacak şekilde şarj/deşarj edilme sayısı o akünün çevrim ömrünü belirler. Örneğin 1000 Ah kapasiteye sahip bir akü 500 kez şarj/deşarj edilmesi sonucu kapasitesi %80' e düşüyorsa bu akünün çevrim ömrü 500' dür. Ancak çevrim ömrü sayısı ile birlikte mutlaka çalışma sıcaklığı ve DoD değeri de söylenmelidir. Çünkü çalışma sıcaklığının fazla artması akünün çevrim ömrünü kısaltır [17].

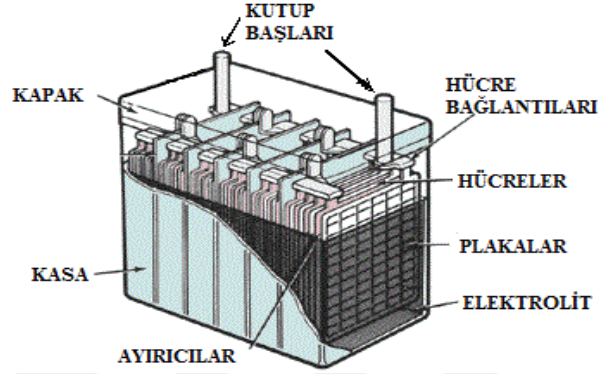
## **3.2. BATARYA ÇEŞİTLERİ**

Bu bölümde piyasada yaygın olarak kullanılan batarya çeşitleri incelenmiştir. Günümüzde en yaygın olarak kullanılan akü tipi kurşun-asit bataryalardır. Bu aküler temel olarak kuru ve sulu tip olmak üzere ikiye ayrılır. Sulu akülerinde en çok kullanılan tipi Starter akülerdir. Kuru tip yani VRLA akülerin ise iç yapıları ve teknolojileri tamamen farklıdır. Bu akülerde AGM ve GEL olmak üzere iki çeşittir. Kuru tip akülerin temel özelliği asit sızdırması olmamasıdır. Bu yüzden rafta bekleme ömürleri daha uzundur.

### **3.2.1. Kurşun-Asit Bataryalar**

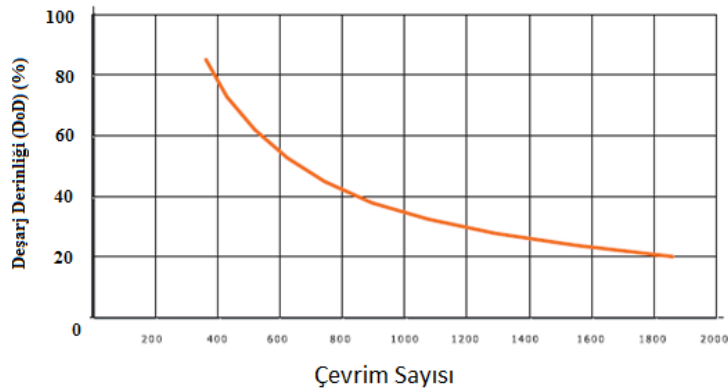
Kurşun-asit bataryalar üzerinde en çok geliştirme yapılmış batarya teknolojilerindedir. Uygun maliyetleri nedeniyle otomobiller, golf arabaları, forkliftler, kesintisiz güç kaynakları (UPS) ve daha birçok alandaki enerji ihtiyacını karşılamaktadır. Buna rağmen düşük çevrim ömürleri (500/800) en büyük dezavantajdır. 25-40 Wh/kg spesifik enerjisi ve %80-90 şarj verimliliği ile kabul edilebilir bir performansa sahiptir. Bir kurşun-asit akünün şarj edilmesi basittir. Ancak gerilim sınırlarına dikkat edilmesi gereklidir. Kurşun-asit akülerde, gerilimi yaklaşık 2 V olan hücreler içerde seri bağlanarak 6, 12, 24 V gibi standart kutuplarda

aküler üretilir. Hücre gerilimi 1,8 V'un altına düşmeyecek şekilde deşarj edilmeleri akü ömrünün uzun olmasını sağlar. Hücre gerilimini 1,7 V'un altına indirecek şekilde "derin deşarj" yapmak akü ömrünü ve kapasitesini bir hayli kısaltmaktadır. Gerilim 2,4 V'u gördüğünde ise hücre tam dolu demektir. Şekil 3.1'de kurşun-asit akünün yapısı görülmektedir [7,16,17].



Şekil 3.1. Kurşun-Asit batarya yapısı.

Akülerin üzerinde yazan kapasite değerleri (Ah) 20°C' de akü hücre gerilimi 1,8 V'a düşecek kadar 10 saat deşarjda verebileceği akımı gösteren kapasite değeri olarak yazılır. Bu da  $C_x$  şeklinde ifade edilir. Örneğin üzerinde  $C_{10}$  yazan 1000 Ah kapasitesi olan bir kurşun-asit bataryadan 10 saat boyunca sürekli olarak 100 A çekildiğinde akü hücre gerilimi 1,8 V' a düşmektedir. Bazı akülerde ise bu durum C/10 şeklinde ifade edilmektedir. Şekil 3.2'de bir kurşun-asit bataryanın DoD değerine karşılık çevrim sayısını gösteren grafik verilmiştir [7,16,17].



Şekil 3.2. Batarya çevrim sayısının deşarj derinliğine göre grafiği.

Akü kataloglarında şarj ve deşarj akımlarının grafiklerle gösterilmesinde  $I_x$  şeklinde ifadeler kullanılır. Örneğin 2 V 1000 Ah kapasiteli bir akü için verilen  $I_{10}$  değeri 100 A'dır. Bu şartlar altında akünün verilen şarj eğrisinde “ $0,2I_{10}$  değeri ile şarj edildiğindeki grafik” denildiğinde bu akım değerinin %20' sine eşit olan 20 A sabit akımla şarj edildiği, ifade edilmek istenmiştir. Burada kullanılan değerler örnek teşkil etmekte olup bu hesaplama yöntemleri tüm kurşun-asit bataryalar için kullanılabilir [7,16,17].

Kurşun-asit bataryaların genel olarak avantajları, basit teknoloji, yüksek hücre gerilimi ve çeşitli ölçü ve tasarımlarda bulunabilmesidir. Diğer yandan kurşun-asit bataryalar, özgül enerjilerinin ve enerji yoğunluklarının diğer batarya türlerine göre düşük kalması ve kendiliğinden deşarj sürelerinin diğer batarya türlerine göre fazla olması ( $25^{\circ}\text{C}$ ' de günde %1), çevrim ömürlerinin düşük olması (500-800 şarj/deşarj) ve sülfür kullanımından kaynaklı olarak akü elektrotlarının deforme olması gibi dezavantajlara sahiptir. Bu dezavantajlar kuru tip akü olan VRLA akülerde biraz daha iyileştirilmiştir [7.16,17].

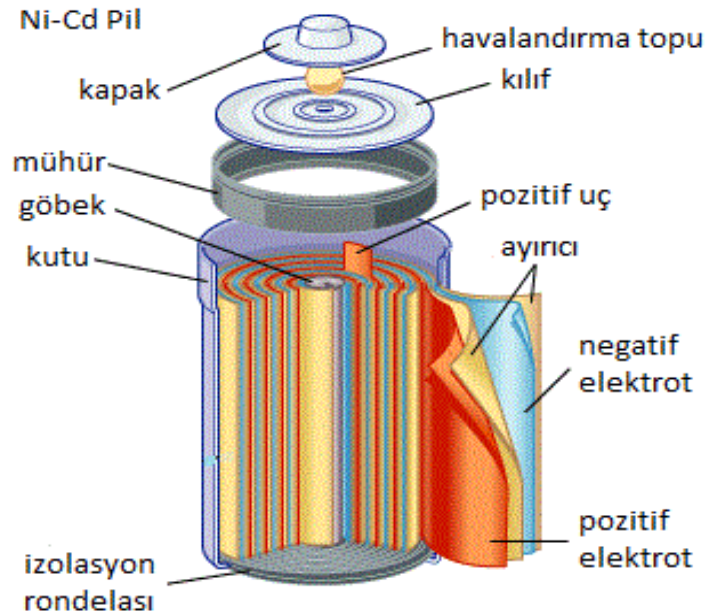
Kurşun-asit bataryalar genel olarak sulu (bakım gerektiren) ve susuz (bakım gerektirmeyen) bataryalar olmak üzere iki bölüme ayrılırlar. Susuz bataryalar emniyet subaplı (VRLA) bataryalar diye de isimlendirilirler. Susuz bataryalar da içlerinde kullanılan hammaddelere göre iki kısma ayrılırlar. Bunlar AGM ve GEL bataryalardır. VRLA bataryaların enerji kapasiteleri sulu bataryalara göre daha yüksektir. VRLA bataryalarda spesifik enerji değeri 43 Wh/kg, enerji yoğunluğu ise 80 Wh/l'dir [7].

Kurşun-asit bataryalar sıcaklık konusunda çok kullanışlı değildirler. Oda sıcaklığında ( $25^{\circ}\text{C}$ ) çalışırlar. Düşük sıcaklıklarda batarya karakteristikleri önemli ölçüde düşüş gösterir. Özellikle  $10^{\circ}\text{C}$ 'nin altında batarya enerji ve güç yoğunluğu önemli ölçüde azalmaktadır [17].

### **3.2.2. Nikel-Kadmiyum Bataryalar (Ni-Cd)**

Nikel-Kadmiyum bataryalar pozitif elektrodu nikel, negatif elektrodu kadmiyumdan oluşan bataryalardır. Spesifik enerjisi 55 Wh/kg, spesifik gücü 225 W/kg olup her bir

hücrenin nominal gerilimi 1,2 V'tur. Ni-Cd bataryaların ani yüksek güç ihtiyacını karşılayabilmeleri, yüksek şarj/deşarj oranına sahip olmaları, kendiliğindendeşarj oranlarının çok düşük olması, sarsıntı ve darbeye karşı dayanıklı olmaları, çalışma sıcaklığı aralıklarının geniş olması (-50°C / +70°C), korozyona uzun süre dayanabilmeleri ve DoD sayılarının (2000 tur) yüksek olması önemli özelliklerindedir. Dezavantajları ise, bu batarya türünde görülen hafıza etkisidir. Bu etki; Ni-Cd bataryalarda, batarya tamdeşarj olmadan şarj edilip sonradeşarj edilirse, bir öncekideşarj noktasını hatırlar ve o noktaya inildiğinde bataryadeşarj olmuş gibi davranır. Batarya, tamdeşarj/şarj yapılarak bu sorun giderilebilir. Diğer bir dezavantajı ise uzun şarj süresine maruz kalamamalarıdır. Ni-Cd bataryalarda şarj sonuna gelindiğinde şarj işleminin devamı, batarya sıcaklığını, nominal sıcaklığının çok üstüne çıkarmaktadır. Bu da batarya ömrünü bir hayli azaltmaktadır. Bu sebepten dolayı Ni-Cd batarya şarj aletlerinde, şarj sonuna gelindiğinde, şarj akımını durduran bir devre eklenmesi batarya ömrü açısından oldukça önemlidir. Ayrıca üretim maliyetleri yüksektir ve batarya yapısındaki zararlı toksitlerden dolayı çevreye zararlı olması, geri dönüşümünün iyi bir şekilde yapılmasını zorunlu kılmıştır. Bu sebepten dolayı Ni-Cd batarya üretim tesislerinde maliyeti arttıran su ve hava arıtma sisteminin zorunlu olması bu batarya çeşidinin üretimini durdurulmasına yol açmıştır. Şekil 3.3'de bir Ni-Cd pilin iç yapısı görülmektedir [7,17,18].



Şekil 3.3. Nikel-Kadmiyum pil yapısı.

Genel olarak Ni-Cd bataryaların uygulama alanları ise aşağıdaki gibi sıralanabilir [7,17,18];

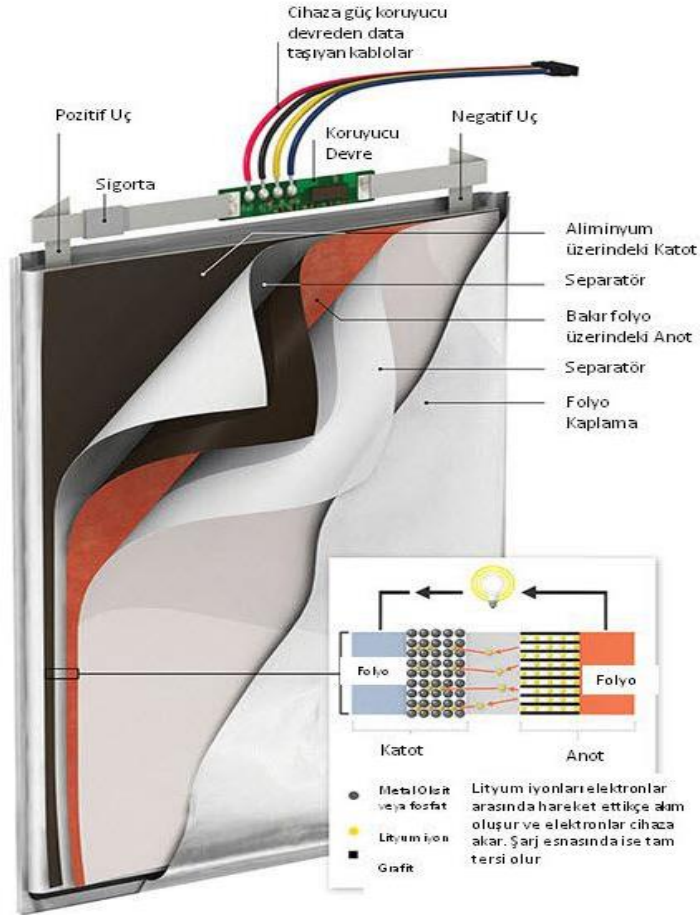
1. Enerji santralleri
2. Rafineriler
3. UPS sistemleri
4. Uçaklar
5. Telekom sistemleri
6. Şarjlı el matkapları
7. Acil durum aydınlatmaları
8. Güvenlik ve yangın alarmı sistemleri
9. Endüstriyel uygulamalar

### 3.2.3. Lityum-İyon Bataryalar (Li-ion)

Lityum-iyon bataryalar ilk üretildiği tarihten bugüne enerji depolamada büyük önem kazanmış olup, gelecek için umut vadeden ve sürekli olarak üzerinde çalışma yapıp geliştirilen bir batarya teknolojisidir. Li-ion bataryaların enerji depolama kapasiteleri oldukça yüksektir. Spesifik enerjisi 90-250 Wh/kg arasında değişmekte ve spesifik gücü 260 W/kg'a kadar çıkmaktadır. Kobalt tabanlı Li-ion piller daha yüksek enerji depolama kapasitesine sahiptirler ancak kendiliğinden deşarj olma oranı daha fazladır. Li-ion bataryalarda de hücre gerilimi nominal 3,6 V'tur. Hücrenin şarj kesimi 4,2 V (tam dolu), deşarj kesimi ise 2,5 V (boş)'tur. Çalışma sıcaklıkları 0-50°C arasında olup çevrim ömrü 20 yıldır ve çevrim sayısı ortalama 1000 tur 'dur. Negatif elektrodu lityumlandırılmış karbondan ( $Li_xC$ ) ve pozitif katodu Lithiated Transition Metal Excalation'dan ( $Li_{1-x}M_yO_z$ ) yapılmaktadır. Şekil 3.4'de Li-ion bataryanın iç yapısı görülmektedir [7,18].

Li-ion pillerin, en yüksek değerli hücre gerilimine sahip olmaları, yüksek değerli enerji kapasiteleri, şarj/deşarj sayılarının yüksek olması ve düşük kendiliğinden deşarj olma oranları bu batarya çeşidinin en önemli avantajlarıdır. Dezavantajları ise güvenlik açısından tehlikeli olmaları ve pil ömürlerinin üretim tarihinden itibaren başlamasıdır. Li-ion piller aşırı sıcakta bırakıldığında, aşırı şarj durumundan dolayı

ısındığında veya kısa devre olma gibi durumlarda yanabildiklerinden dolayı güvenlik açısından tehlikelidirler. Pil ömürleri, üretilmeleriyle birlikte başladığından dolayı rafa girmesiyle birlikte hayat döngüleride başlamış olur. Tabii kullanıcının kullanım şekli, pilin kullanım ömrünü doğrudan etkilemektedir. %100 şarj edilmesi ve ortalama 25°C’ de saklanması halinde sadece rafta bekleme durumunda bile senelik olarak kapasitesinin %20’ sini kaybetmektedir. Li-ion pillerin doluluk oranı, pilin saklanma kriteri üzerinde oldukça önemlidir. Yaklaşık olarak %40’lık bir doluluk oranıyla ve 0°C’ de saklanması pilin yıllık ömür kaybını %2’ ye çekmektedir. Aynı doluluk oranı ile 25°C’ de saklanması yıllık ömür kaybını %4 seviyesinde tutmaktadır. Li-ion pilleri en uzun ömürlü kullanabilmek için dikkat edilmesi gereken en önemli nokta ise pilin asla tam boş olarak bırakılmamasıdır. Tam boş olarak bırakılan Li-ion piller birkaç yıl içerisinde ömürlerini doldurabilirler [7,17-20].



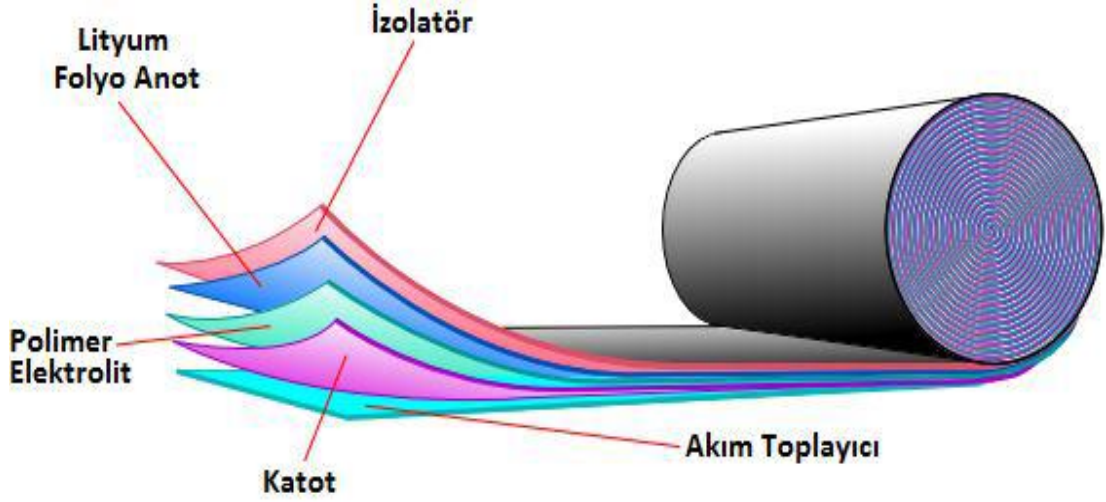
Şekil 3.4. Li-İyon Pilin iç yapısı [20].

### 3.2.4. Lityum-Polimer Bataryalar (Li-Po)

Li-ion bataryalardaki sıvı elektrolitin bir müddet sonra sızıntı yapması sorunundan dolayı geliştirilen pil teknolojisidir. Li-ion bataryalarda kullanılan sıvı elektrolit yerine katı polimer kullanılarak yapılmaktadır. Bu sayede batarya, akmaya karşı çok dayanıklı ve istenilen şeklin kolayca verilebileceği esnek bir yapı kazanmış olur. Ayrıca Li-ion bataryalardan bile daha hafif ve daha yüksek kapasitelidirler. Spesifik enerjisi 155 Wh/kg, spesifik gücü ise 315 W/kg'dır [7]. Hücre gerilimi nominal 3,7 V'tur. Şarj kesim gerilimi 4,2 V (tam dolu) deşarj gerilimi ise 2,7 V (boş)'tur. Ayrıca kendiliğinden deşarj olma oranı (%0.5) çok düşüktür. Aşırı şarj olma durumu patlama ile sonuçlanabilir [5]. Li-Po bataryalarda elektrolit için kullanılan katı polimer, batarya içerisindeki lityum iyonunun hareketini kısıtlamıştır. Bu sebepten dolayı batarya iç direnci artmış ve pilin, daha uzun sürede şarj ve deşarj olmasına yol açmıştır. Bu problem bataryayı ısıtmakla giderilebilmekteydi fakat çoğu uygulama için pratik bir çözüm değildir. Li-Po batarya üzerinde yapılan son çalışmalarla birlikte yüksek iç direnç problemi çözülmüş olmakla kalmayıp ani olarak çok yüksek güç çıkışı isteyen ve sürekli olarak yüksek oranda güç çekilen yükler için Li-Po bataryalar kullanılmaya başlandı. Özellikle elektrikli araç ve elektrikli uçaklarda Li-Po batarya kullanılmakta olup telefon, tablet, güç bankası gibi daha birçok alanda sıklıkla kullanılmaktadır. Ancak Li-ion bataryalara göre daha yüksek maliyetli olmasından dolayı helan Li-ion pillerin yerini alamamıştır [19,20].

Güvenlik açısından Li-ion bataryalarla aynı durumdadırlar. Yani aşırı şarj durumunda, dışardan bir ısıya maruz kaldıklarında veya batarya yapısını/şeklini bozacak bir darbeye maruz kaldıklarında yanma hatta patlama riskleri vardır. Nominal çalışma sıcaklığı 80 - 90°C arasındadır ancak yapılan çalışmalar Li-Po bataryaların oda sıcaklığında da yaklaşık olarak aynı performansı verdiğini göstermiştir. Bununla birlikte şarj çalışma sıcaklığı, 0 - 45°C iken deşarj çalışma sıcaklığı (-20) - 60°C kabul edilebilir. Li-Po bataryaların çevrim sayısı Li-ion pillerden biraz daha hafif yapıda olmalarına rağmen daha fazladır. Şekil 3.5'de Li-Po bataryanın iç yapısı görülmektedir [21].



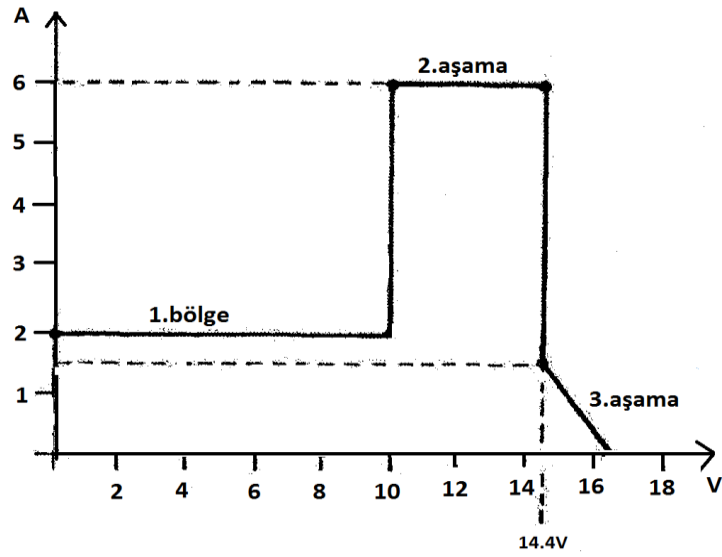


Şekil 3.5. Li-Po batarya iç yapısı [19].

### 3.3. BATARYA ŞARJ KARAKTERİSTİKLERİ

Gelişen batarya teknolojileri ile bataryaların kapasiteleri arttırılmakla kalmayıp şarj karakteristikleri üzerinde de yoğun çalışmalar yapılmış ve önemli noktalara gelinmiştir.

İlk olarak kurşun-asit bataryalar incelendiğinde, tekniğe uygun olarak şarj edilen kurşun-asit bataryalar uzun süre kullanımda kalabilirler. Şekil 3.6' ya bakarak 12 V'luk bir kurşun-asit bataryanın şarj karakteristiğini inceleyecek olursak, birinci aşamada batarya gerilimi 10 V'a gelinceye kadar şarj akımı sınırlandırılmıştır. Bu aşama ile ortama, bataryanın asit buharının yayılması engellenmiş ve batarya materyallerinin yıpranmasının önüne geçilmiştir. Batarya gerilimi, hücre başına, 1,74 V'u geçtikten sonra şarj akımı için ikinci aşamaya geçilmiştir. Bu aşamada şarj akımı toplam batarya kapasitesinin (Ah olarak) 1/10'u akımla, batarya gerilimi 14.4 V'a gelinceye kadar (hücre başına 2,4 V) şarj edilmelidir. Bu noktadan sonra batarya tam şarj olmuş durumdadır ve bataryanın kendi kendini boşaltmaması için çok küçük bir akımla 16,44 V'a kadar şarj işlemine devam edilebilir. Bu üçüncü aşamaya tampon şarj ismi verilmektedir [5,21,22].



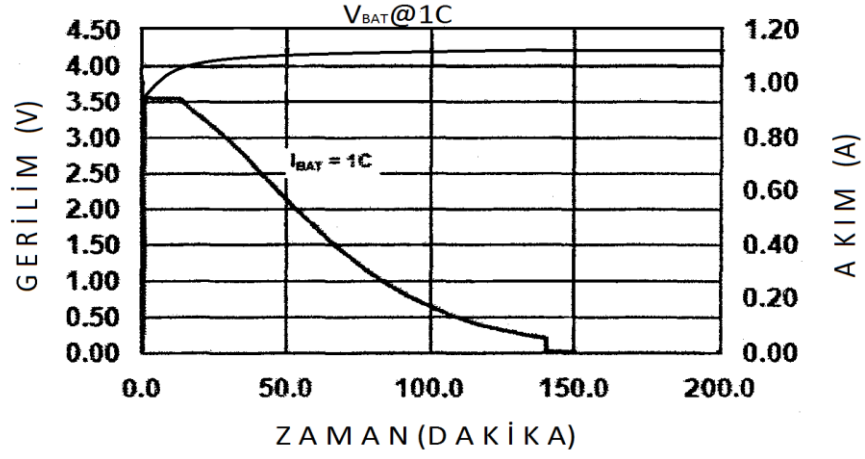
Şekil 3.6. Kurşun-asit batarya şarj grafiği [5].

Nikel-kadmiyum bataryalarda şarj işlemi, hücre gerilimi 0,9 V'un altına düşüyse düşük akım ile hücre gerilimi bu seviyeye kadar getirilir. Bu noktadan sonra hızlı şarj evresi başlar ve batarya kapasitesi dolana kadar yüksek akımla şarj edilebilir [21].

Li-ion bataryalarda şarj durumu, bunlardan daha farklıdır. Güvenlik açısından tehlikeli olduklarından dolayı daha hassas düzeneklere ihtiyaç duyarlar. Lityum bataryalar da şarj işlemine başlamak için öncelikle hücrenin deşarj durumu incelenir. Hızlı şarj evresine geçebilmek için hücre geriliminin 3 V seviyesine ulaşması gerekir. Bu seviyeden sonra hızlı şarj evresi başlar ve hücre gerilimi 4,2 V'a ulaşınca kadar devam eder. Hücre gerilimi bu seviyeye geldiğinde batarya tam dolu durumdadır. Bu noktadan sonra sabit gerilim evresi başlar. Sabit gerilim aşamasında bataryaya uygulanan gerilim sabit tutularak şarj akımı, hızlı şarj akımının %7'si olana kadar şarj işlemi devam eder. Hücreler 4 V seviyesine düşene kadar bataryaya yeniden şarj işlemine başlanmamalıdır [17-22].

Li-Po bataryalarda hücre kapasitesine ulaşıldıktan sonra şarj akımı hücre kapasitesi tarafından sınırlanmaktadır. Şekil 3,7'de 1000 mAh kapasiteye sahip Li-Po bataryanın şarj/deşarj grafiği verilmiştir. Burada "1C", tam kapasite akımını temsil etmektedir. Her bataryada olduğu gibi lityum bataryalarda şarj/deşarj işleminden dolayı kimyasal tepkimeler oluşmakta ve bunun sonucunda batarya paketi

ısınmaktadır. Şarj işlemi yapılırken bu ısı dikkatli bir şekilde kontrol edilmelidir. Aksi takdirde yanma hatta patlamalar meydana gelebilir [5].



Şekil 3.7. 1000 mAh kapasiteli Li-Po batarya için şarj grafiği [5].

## BÖLÜM 4

### ŞARJ DEVRESİNİN TASARIMI VE UYGULAMASI

#### 4.1. DEVRE PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ

Devre tasarımına başlamadan önce ilk olarak sistem parametreleri belirlenmiştir. Belirlenen parametreler devre elemanlarının ve sistemde kullanılan iletken boyutlarının belirlenmesine yardımcı olmuştur. Devre parametreleri:  $V_{in}$ ,  $V_{out}$ ,  $I_{in}$ ,  $I_{out}$ ,  $P_{in}$ ,  $P_{out}$ ,  $f_s$ ,  $\eta$  'dir.

1. Tasarlanacak olan şarj sistemi, şebeke beslemeli olduğundan giriş geriliminin doğrultulup filtre edilmiş değeri olan;  $220V(AC) \times \sqrt{2} = 311 V$  (DC)'tur.
2. Şarj edilecek maksimum batarya 250 V seçilmiştir.  $V_{out} = 250 V$  (DC) olacak şekilde dönüştürücü tasarımı yapılmıştır.
3. Devrenin çıkış gücü ( $P_{out}$ ) 2500 W olarak belirlenmiştir.
4. Dönüştürücü verimi ( $\eta$ ) minimum %80 alınmıştır.
5. Devrenin giriş gücü dönüştürücü verimi ile doğrudan ilgili olduğundan giriş gücü;

$$P_{in} = P_{out} / \eta = 2500W / 0,8$$

$$P_{in} = 3125 W$$

6. Çıkış gücü maksimum 2500 W olduğundan dolayı ve çıkış gerilimi 250 V seviyesindeyken, çıkış akımı 10 A ile sınırlandırılmıştır.
7. Giriş akımı giriş gücü ile doğrudan orantılı olduğundan;

$$I_{in} = P_{in} / V_{in} = 3125 W / 311 V$$

$$I_{in} \approx 10 \text{ Amper}$$

8. Dönüştürücünün anahtarlama frekansı ( $f_s$ ), 30 kHz olarak seçilmiştir.

## 4.2. GÜÇ ANAHTARLARI VE DOĞRULTMA DİYOTLARININ SEÇİMİ

Güç anahtarlarının temel görevi girişten doğrultulan şebeke gerilimi, işlemciden kontrol edilen PWM sinyali ile DC gerilimin yüksek frekanslı AC gerilime dönüştürülmesini sağlamaktır. Güç anahtarları seçilirken devre parametreleri (akım, gerilim, frekans, güç) göz önünde bulundurularak seçilmelidir. 20 kHz üzeri uygulamalar için IGBT anahtarlar uygun olmadığından dolayı devrenin çalışma frekansında göz önüne alındığında güç anahtarı olarak MOSFET seçilmiştir. Devre parametreleri doğrultusunda giriş akımının değeri 10 A'dir. Devrede kullanılan metot sert anahtarlama metodu olduğundan dolayı anahtar kayıpları fazla olacağı için TO247 kılıf MOSFET'lerden IXYS firmasına ait IXTQ460P2 kodlu MOSFET kullanılmıştır [23]. Burada kullanılan MOSFET devrenin tam güçte güvenli bir şekilde çalışması için tam güç akım ve gerilim değerinin en az 1,5 katı olacak şekilde seçilmiştir. Tam köprü AGK'larda anahtarların kesime ve iletme girme esnasında oluşan parazitik etkilerden dolayı MOSFET üzerine düşen DC gerilim maksimum değeri, doğrultulmuş şebeke geriliminin çok çok üstüne çıkabileceğinden dolayı MOSFET gerilimi DC bara geriliminin oldukça üstünde tutulmuştur. 500 V, 24 A'lik MOSFET seçilmiştir.

Diyot olarak ise trafonun sekonder tarafından elde edilen AC sinyale uygun diyotlar seçilmiştir. Diyot seçiminde, çıkış RMS akımı ve diyotlar kesime girdiklerinde üzerlerinde oluşan gerilimin değeri göz önünde bulundurulmalıdır. Sekonder tepe akım değeri 10 A olarak alındığında ve parazitik etkilerden dolayı anlık olarak bu değer çok daha üste çıkabileceği düşünüldüğünde minimum seçilmesi gereken değer olarak düşünülebilir. Ayrıca çıkış gerilimi minimum 250 V olarak seçildiğinden kullanılacak diyotların ters dayanma gerilimlerinin bu değer çok üstüne çıkacağı da göz önüne alınarak IXYS firmasına ait DSEI60-12A kodlu diyot, sekonder doğrultma diyotu olarak seçilmiştir [24].

## 4.3. YÜKSEK FREKANS TRANSFORMATÖRÜNÜN TASARIMI

AGK'larda kullanılan güç dönüşüm transformatörleri AGK'ların en önemli parçalarından biridir. Çünkü devrenin güç aktarımı, kullanılacak MOSFET'lerin tipi

ve ısı kayıpları gibi devredeki önemli etkenlerde transformatörün şekli ve yapısı büyük önem taşımaktadır. Ayrıca devre izolasyonu, yüksek frekans trafosu sayesinde sağlanmaktadır. Genellikle ferrit nüvelerden oluşmaktadır. Ferrit nüve, demir ve diğer manyetik malzemelerin karışımından oluşan bir malzemedir. Düşük çekirdek kayıpları ve uygun fiyatları dolayısıyla ferrit nüveler, frekans aralığı 20 kHz ile 3 MHz arasında olan dönüştürücü transformatörler için en uygun nüve malzemesidir. E, EC, ETD, EF, ER, U, Toroidal ve daha birçok çeşidi bulunmaktadır. Devrede trafo üzerinden aktarılacak olan güç 2500 W olmasından dolayı E65/32/27 tipi nüve kullanılmıştır [11,25].

#### 4.3.1. Primer ve Sekonder Sarım Sayısının Hesaplanması

Öncelikle hesaplanması gereken güç anahtarlarının bir görev çevrimi boyunca açık kalma yüzdesidir (D). Tam köprü dönüştürücülerde anahtarlar çapraz bir şekilde sırasıyla anahtarlanmaktadır. Yani H1-L2 anahtar çifti açılıp kapandıktan sonra H2-L1 anahtar çifti açılıp kapanır. Teoride bu iki anahtar çifti arasında ölü zaman bırakılmasa da pratikte kesinlikle bırakılmalıdır. Bu çalışmada ölü zaman, işlemci yardımıyla 3 µs olarak bırakılmıştır. Bırakılan ölü zamanın ( $t_{at}$ ) toplam 1 görev çevriminin ne kadarını etkilediğini bulmak için öncelikle periyod süresi hesaplanmıştır.

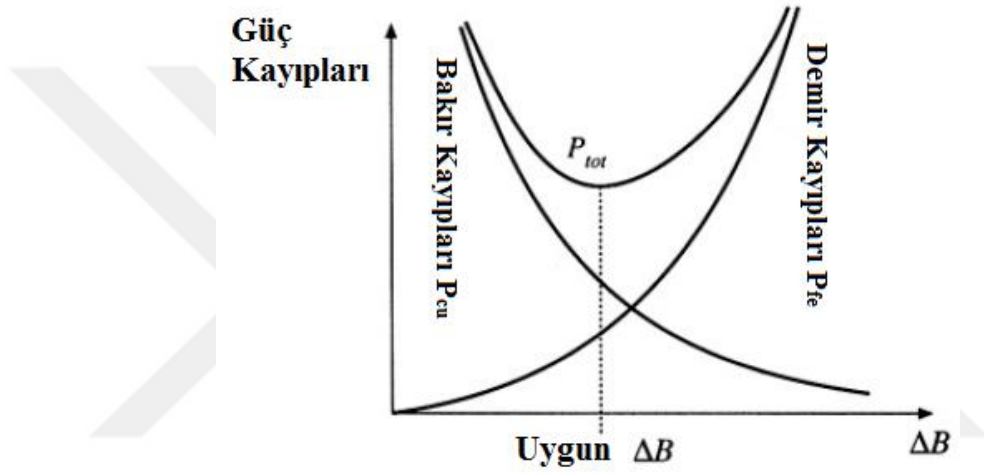
$$T = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{30000} \quad (4.1)$$

Periyot = 33.33 µs olarak bulunur.  $t_{at} = 3$  µs olduğundan,  $\frac{3}{33.33} \times 100 = \%9$ . Yani her bir anahtar çiftine %9'luk ölü zaman bırakıldığından bir periyodun toplamda %18'lik kısmında güç aktarımı olmamaktadır. Buradan hareketle devredeki maksimum çalışma oranı (duty), denklem (4.2)'de hesaplanmıştır.

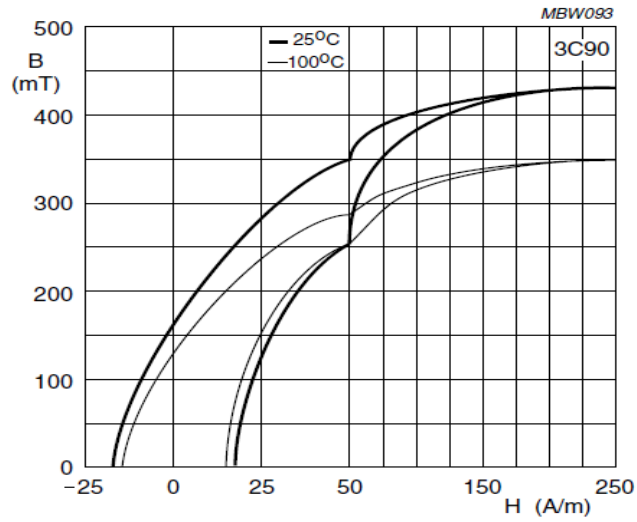
$$D = (100-18)/2 = \% 41 \quad (4.2)$$

Transformatörün sarım hesabı yapılırken dikkat edilmesi gereken nokta, bakır kayıpları ve nüve kayıplarıdır. Çünkü sarım sayısı fazla olduğunda nüve kayıpları azalacak, fakat bakır kayıpları artacaktır. Aynı şekilde sarım sayısı azaldığı zaman

bakır kayıpları azalacak ancak nüve kayıpları artacaktır. Bu ikisi arasındaki ilişki Şekil 4.1’de verilmiştir. Burada  $\Delta B$  değeri, transformatörün yüksüz değerden tam yükte çalıştığı andaki manyetik akı yoğunluğunu temsil etmektedir. Manyetik çekirdeğin yapıldığı malzemenin teknik dokümanında verilen B-H eğrisi Şekil 4.2’de verilmiştir. Şekil 4.2’ye bakılarak  $B_{max}$  değeri 0,35 T olarak alınmıştır.  $\Delta B$  değeri bu değer üstüne çıktığından manyetik çekirdek doyuma ulaşmış demektir. Ayrıca  $\Delta B$  değeri  $B_{max}$  değerine ne kadar çok yakın seçilirse manyetik çekirdek o kadar çok ısınacaktır. Bu yüzden  $\Delta B = 0,25$  T olarak alınmıştır [25-27].

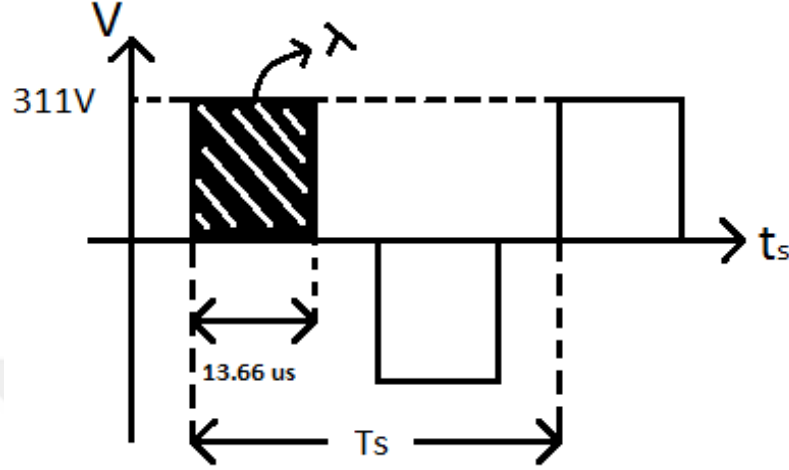


Şekil 4.1. Bakır kaybı ve manyetik çekirdek kaybının tepe AC akı yoğunluğu ile ilişkisi [26].



Şekil 4.2. 3C90 materyaline ait B-H eğrisi [27].

Primer sargısını hesaplamak için primere uygulanan AC sinyalden yola çıkılmıştır. Şekil 4.3'de primer sargısına uygulanan AC sinyal verilmiştir. Burada  $\lambda$  değeri, taralı alanı ifade etmektedir.



Şekil 4.3. Primer sargısına uygulanan AC gerilim

$\lambda$  değeri aşağıda hesaplanmış olup,  $\Delta B$  değeri 0,25 T olarak seçilmiştir ve  $A_e$  değeri nüvenin teknik dokümanından alınmıştır. Bu değerler doğrultusunda primer sarım sayısı denklem (4.3) ile hesaplanmıştır.

$$\lambda = 311 \text{ V} \times 13.66 \times 10^{-6} = 4,24 \text{ mV.s}$$

$$N_P = \frac{\lambda}{2 \times \Delta B \times A_e} = \frac{4.248 \times 10^{-3}}{2 \times 0.25 \times 540 \times 10^{-6}} \approx 16 \text{ tur} \quad (4.3)$$

Primer sarım sayısı bulunduktan sonra transformatörün primer sargısının endüktans değeri denklem (4.4)'de hesaplanmıştır. Burada  $A_L$  değeri nüvenin teknik dokümanından alınmıştır.

$$L_P = N_P^2 \times A_L = 16^2 \times 8600 \times 10^{-9} = 2,2 \text{ mH} \quad (4.4)$$

Primer sarımı hesaplandıktan sonra sekonder sarım sayısı denklem (4.5) ile hesaplanmıştır.

$$N_S = \frac{1}{2 \times D} \times N_P \times \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (4.5)$$



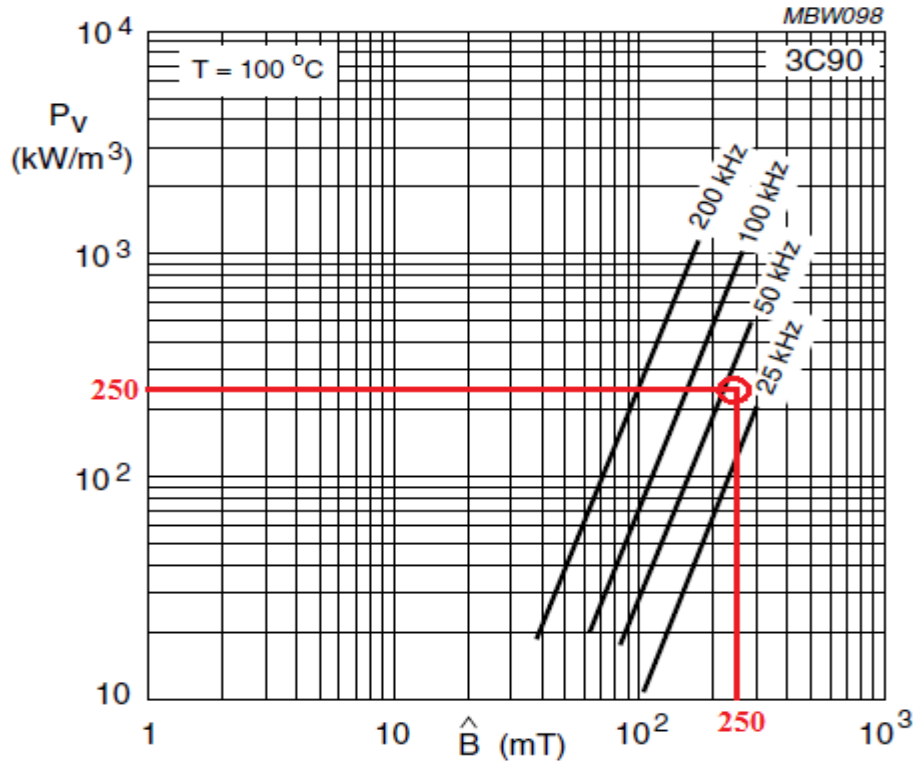
$$N_2 = \frac{1}{2 \times 0.41} \times 16 \times \frac{250}{311} \approx 16 \text{ tur}$$

Hesaplanan sekonder sarım sayısı sonucunda sekonderin mıknatıslanma endüktansı da denklem (4.6)'da hesaplanmıştır.

$$L = N^2 \times A_L = 16^2 \times 8600 \times 10^{-9} = 2,2 \text{ mH} \quad (4.6)$$

### 4.3.2. Transformatör Kayıplarının Hesaplanması

Yüksek frekans transformatörünün kayıpları hesaplanırken sarım sayısı ile nüve kayıpları arasında bir ilişki vardır. Bu ilişki Şekil 4.1'de gösterilmiştir. En uygun AC akı değerinde ( $\Delta B$ ) transformatör kayıpları en düşük noktadadır. İlk olarak nüve kayıplarını hesaplamak için Ferroxcube firmasının teknik dokümanından 3C90 materyaline ait ısı kayıpları grafiği Şekil 4.4'de verilmiştir. Primere uygulanan 30 kHz'lik AC sinyal ve  $\Delta B$  değerinin 0,25 T olarak alınması sonucunda grafiği göre nüve kaybı  $P_V = 250 \text{ kW/m}^3$  olarak alınmıştır [25-27].



Şekil 4.4. 3C90 materyalinin manyetik akı şiddetine göre ısı kaybı [27].

E65/32/27 kodlu nüvenin teknik dokümanından alına etkili hacim değeri  $V_e$  ile  $P_V$  değeri çarpılarak kullanılan nüvenin demir kaybı denklem (4.7)'de hesaplanmıştır.

$$P_{fe} = P_V \times V_e = 250 \times 10^3 \times 79000 \times 10^{-9} = 19.75 \text{ W} \quad (4.7)$$

Seçilen uygun  $\Delta B$  seviyesine göre bakır kayıpları ( $P_{cu}$ ) da ideal seviyede tutulmalıdır.  $\Delta B$  değeri çok düşük seçildiğinde tur sayısı artacak ve denklem (4.8)'den de görüleceği üzere bakır kaybı değeri, sarım sayısının karesi ile doğru orantılı olarak artacaktır. Transformatörün bakır kaybı denklem (4.8) ile aşağıda hesaplanmıştır [26].

$$P_{cu} = \frac{\rho \times (\text{MLT}) \times N_p^2 \times I_{tot}^2}{W_A \times K_u} \quad (4.8)$$

$$\text{MLT} = 118 \text{ mm}$$

$$W_A = 54 \text{ mm} \times 12 \text{ mm} = 648 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$I_{tot}^2 = I_p + \frac{1}{a} \times I_s = 10 + \frac{1}{1} \times 10 = 20 \text{ A}$$

$$P_{cu} = \frac{1.72 \times 10^{-8} \times 118 \times 10^{-3} \times 16^2 \times 20^2}{648 \times 10^{-6} \times 0.25} = 1.28 \text{ W}$$

Transformatörün toplam bakır ve nüve kaybı ise denklem (4.9)'da hesaplanmıştır.

$$P_{tot} = P_{cu} + P_{fe} = 1.28 + 19.75 = 21.3 \text{ W} \quad (4.9)$$

#### 4.3.3. Primer ve Sekonder Tel Kesitlerinin Hesaplanması

Tel kesitleri hesaplanırken primer ve sekonderden akacak akımların maksimum değerleri göz önüne alınmalıdır. Burada primer akımı için maksimum değer 10 A, sekonder akımı için ise yine maksimum 10 A olacak şekilde tel kesitleri hesaplanmıştır. Aynı zamanda tel kesitleri hesaplanırken transformatörün ferrit nüvenin manyetik alan çerçevesine sığacak şekilde hesaplama yapılması da gerekir. İletkenin akım taşıma kapasitesi 5 A/mm<sup>2</sup> olacak şekilde seçim yapılmıştır [29].

İletken seçimi yapılırken göz önünden bulundurulması gereken önemli hususlardan birisi de deri etkisi olayıdır. Deri etkisi, yüksek frekanslı akım taşıyan iletkenlerde, frekans etkisinden dolayı, iletkende oluşan manyetik alanın etrafında oluşan girdap akımlarının iletkenin üzerinden akması, iletkenin dış çevresine doğru itmesi olayıdır. Bu etkiyi azaltmak için gerekli olan, iletken kesitini tek bir telden sağlamak yerine daha küçük iletken kesitlerinden çok sayıda paralel biçimde kullanmak gerekir. Bu sebeple primer sarımı için çapı ( $\emptyset$ ) 0,35 mm, kesit alanı 0,096 mm<sup>2</sup> olan iletkenin 21 adet kullanılarak toplam kesit alanı 2 mm<sup>2</sup> olan sarım elde edilmiştir. Sekonder akımı için ise yine aynı telden kullanılmıştır. Sekonder akımının değeri de aynı olduğu için ihtiyaç olan toplam kesit alanının yine 2 mm<sup>2</sup>'dir. Bunun için kesit alanının 0,096 mm<sup>2</sup> olan tellerden 21 adet kullanılmıştır [26-29].

Primer ve sekonder iletken kesitleri hesaplandıktan sonra sarılacak olan izoleli iletkenlerin, nüvenin manyetik pencere alanında kaplayacağı alan hesaplanmalıdır. Nüvenin pencere uzunluk ölçüleri katalog değerlerinden bakıldığında uzunluğu 44 mm ve genişliği 12 mm'dir. Toplam alan 528 mm<sup>2</sup>'dir. Primer sargısının toplam kaplayacağı alanı bulmak için öncelikle 21 paralel telden yapılmış primer sargı telinin alanını hesaplanmıştır. 21 iletken 3 x 7'lik bir dikdörtgen gibi alınarak primer sargı telinin yaklaşık alanı aşağıda hesaplanmıştır.

$$3 \times 0,35 \times 7 \times 0,35 = 2,572 \text{ mm}^2$$

$$A_p = 2,572 \times 16 = 41,16 \text{ mm}^2 \text{ (primer sargısının kaplayacağı toplam alan)}$$

Sekonder sargısı da 21 iletkenin olduğu aynı hesaplama yöntemini burada da kullanılmıştır. Ancak sekonder sargısı orta uçlu olduğu için bulunan alan 2 ile çarpılarak toplam alan bulunmuştur.

$$A_s = 2 \times 2,572 \times 16 = 82,32 \text{ mm}^2 \text{ (sekonder sargısının kaplayacağı toplam alan)}$$

Toplam sargı alanını nüve pencere alanına oranlarsak, (41,16 + 82,32)/528'dan %23'lük bir doluluk oranına sahip olması beklenmiştir.

#### 4.3.4. Transformator Ölçüm Değerleri

Transformatorün elektriksel karakteristik özellikleri bir LCR metre ile ölçülmüştür ve Çizelge 4.1’de bu değerler gösterilmiştir.

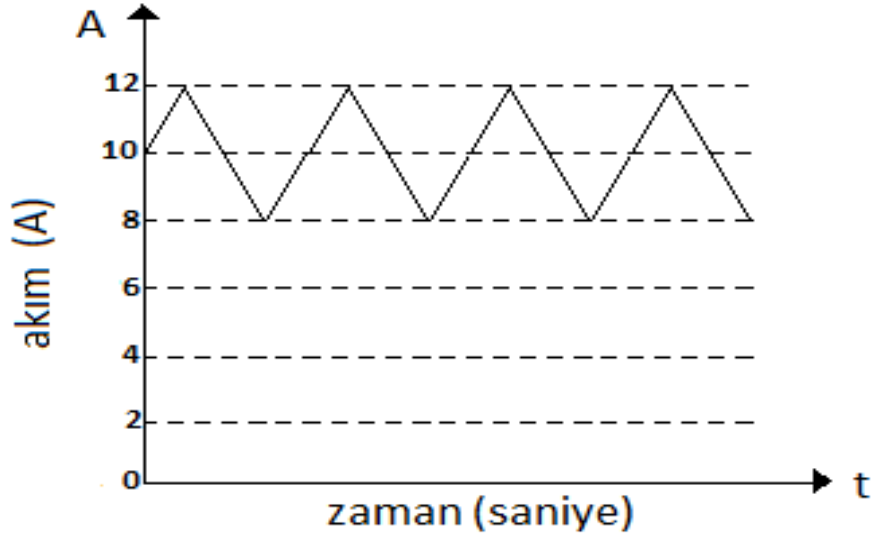
Çizelge 4.1. Transformator değerleri.

$A_L$ (nH)	8600
$L_{kaçak}$ ( $\mu$ H)	2.76
$L_{primer}$ (mH)	2.23
$L_{sekonder1}$ (mH)	2.28
$L_{sekonder2}$ (mH)	2.27
DC Direnç (m $\Omega$ )	200

Kaçak endüktansı ölçmek için transformatorün sekonder sargısı kısa devre yapılmıştır. Buna karşılık primerden görülen endüktans değeri yaklaşık kaçak endüktansı vermektedir. Primer ve sekonder endüktans değerleri ise yine LCR metre yardımıyla tespit edilmiştir. Ölçülen DC direnç değeri ise primer sarımının direnç değeridir.

#### 4.4. ÇIKIŞ BOBİNİ TASARIMI

Çıkış filtresi AGK’ların önemli bir bölümüdür. Tam Köprü AGK’larda transformatorün sekonderinden elde edilen alternatif kare dalga sinyalini, doğrultma diyotlarında doğrulttuktan sonra bir LC filtreden geçirilir. Buradaki L çıkış bobinini temsil etmektedir. Çıkış bobini değeri hesaplanırken dönüştürücünün çıkış akımı ve müsaade edilen akım salınımı (ripple) değerine göre hesaplama yapılır. Hesaplama yapılan salınımlı akım aynı zamanda çıkış kondansatörlerinin filtre edeceği akımı da vermektedir. Hesaplama kullanılacak olan frekans sekonder geriliminin doğrultulmuş hali olduğundan anahtarlama frekansının ( $f_s$ ) iki katı alınmıştır. Tam köprü dönüştürücülerde çıkış akımı Şekil 4.5’de görüldüğü gibi üçgen dalga olacak şekildedir [26].



Şekil 4.5. Çıkış bobini üzerinden akan akımın grafiği.

Şarj akımındaki salınım farkı ( $\Delta I$ ), pratikte, maksimum çıkış akımının %20'si kadar olacak şekilde alınarak hesaplama yapılır. Yani bu tasarım için  $\Delta I$  değeri tam yük anında 2 A'dir. Salınımlı akımından yola çıkarak denklem (4.10) ile endüktansın değeri hesaplanmıştır [26].

$$L_{out} = \frac{(V_{in} - V_{out}) \times D \times T_s}{2 \times \Delta I} \quad (4.10)$$

Denklemde kullanılan zaman değeri, salınımlı akımın tepe değerinden minimum değere ulaştığı ana kadar ki geçen zamanın %20'sidir. Denklem (4.10)'daki değerler yerine konulursa çıkış endüktansının değeri aşağıdaki gibi bulunmuş olur.

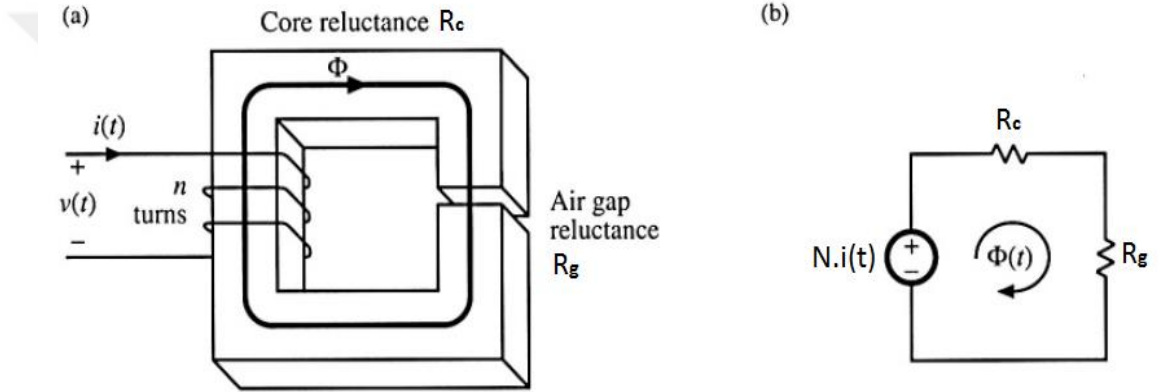
$$L_{out} = \frac{(310 - 250) \times 0.41 \times 33.33 \times 10^{-6}}{2 \times 2} = 204.97 \mu H$$

Burada çıkış akımını %20 salınımlı olarak sağlayabilecek şekilde tam köprü DC-DC dönüştürücünün çıkış bobini değeri hesaplanmıştır. Çıkış bobini tasarımında dikkate alınması gereken önemli noktalardan biri de sürekli halde bir DC bileşenin bulunmasıdır. Nüve malzemesi olarak DC karakteristikleri iyi olan dağıtılmış hava boşluklu nüveler kullanılabilir veya kullanılacak olan nüveye hava aralığı açılabilir. Aksi takdirde nüve daha erken doyuma girer ve bu ısınmaya yol açabilir. Bu devre için çıkış şok bobini olarak ETD49/25/16 tipi hava aralıklı nüve kullanılmıştır. Çizelge 4.2'de hava aralıklı nüvenin bazı bilgileri görülmektedir [26-28].

Çizelge 4.2. Çıkış bobini bilgileri.

$A_L$ (nH)	500
$V_e$ ( $mm^3$ ) (etkili hacim)	35500
$A_e$ ( $mm^2$ ) (etkili alan)	280

Nüvede olması gereken hava aralığını hesaplamak için öncelikle kullanılan nüve Şekil 4.6'da ki gibi modellenmiştir ve denklem (4.12) ile hava aralığı miktarı hesaplanmıştır.



Şekil 4.6. Hava aralıklı çıkış bobini nüvesi ve elektriksel modeli[26]

$$N \times I = \Phi \times (R_c + R_g) \quad (4.11)$$

Denklem (4.11)'e bakıldığında, N çıkış bobininin sarım sayısı,  $R_c$  nüvenin iç direnci ve  $R_g$  değeri ise hava aralığının gösterdiği dirençtir ve  $R_c$  değeri çok küçük olduğundan ihmal edilmiştir.

$$l_g = \frac{\mu_0 \times L_{out} \times I_{max}^2}{B_{max}^2 \times A_e} \quad (4.12)$$

$$l_g = \frac{4 \times 3.14 \times 10^{-7} \times 204.97 \times 10^{-6} \times 12^2}{0.25^2 \times 211 \times 10^{-6}} = 2,81 \text{ mm}$$

$$N^2 = \frac{L \times l_g}{\mu_0 \times A_e} \quad (4.13)$$

$$N^2 = \frac{204.97 \times 10^{-6} \times 2.81 \times 10^{-3}}{4 \times 3.14 \times 10^{-7} \times 211 \times 10^{-6}} \approx 47 \text{ tur}$$

Denklem (4.13) ile de çıkış bobinine atılacak tur sayısı hesaplanmıştır. Yapılan sarım sonucu çıkış bobininin bakır kaybı denklem (4.14) ile hesaplanmıştır.

$$P_{cu} = I_{out}^2 \times \frac{\rho \times N \times MLT}{A_{wire}} \quad (4.14)$$

$$P_{cu} = 10^2 \times \frac{1.72 \times 10^{-8} \times 47 \times 96 \times 10^{-3}}{5 \times 1 \times 10^{-6}} = 1,55 \text{ W}$$

Çıkış bobini üzerinden geçen akım DC akım olduğundan dolayı tel seçimi yapılırken deri etkisi hesaba katılmamıştır. Yüksek frekans transformatorü için kullanılan telden 5 adet tel bir araya getirilerek sarım teli olarak kullanılmıştır. Çıkış bobini MLT değeri kullanılan nüvenin teknik dokümanından alınmıştır.

#### 4.5. ÇIKIŞ KONDANSATÖRÜ HESABI

Tasarlanan devrenin çıkışı bir bataryaya bağlanacağı için çıkış kondansatörleri, çıkış gerilimini iyi filtrelemelidir. Bataryaya verilecek aşırı dalgalı bir akım batarya yapısına zarar verebilir. Burada dikkat edilmesi gereken en önemli noktalardan birisi çıkış kondansatörünün iç direncinin düşük olmasıdır. Yani düşük ESR li bir kondansatör seçilmelidir. Aksi takdirde hem çıkış gerilimi dalgalı olur hem de şarj esnasında kondansatör gereğinden fazla ısınarak ömrü kısılır. Kondansatörün ESR si boyutu ve kapasitesiyle doğrudan ilgilidir. Boyut ve kapasite değeri arttıkça ESR değeri de düşmektedir. Ayrıca çıkışa bağlanan belli bir kapasiteye sahip tek bir kondansatör koymak yerine toplamda aynı kapasite değerini sağlayacak paralel birkaç kondansatör takmak ESR değerini düşürür [9].

DC çıkış kondansatörleri çıkış şok bobini ile birlikte çalışarak alçak geçiren LC fitre görevi görmektedir. Ayrıca çıkış bobinindeki, salınımlı akımı filtrelemede kullanılır. Dönüştürücü çıkışının en uç noktasında kullanılan DC çıkış kondansatörleri, dönüştürücünün ani yük değişimlerine cevap verene kadarki anlık yük ihtiyacını da karşılamaktadır. Çıkış gerilimi için ani tam yük değişiminde izin verilen maksimum gerilim çökme değeri tam köprü DC-DC dönüştürücülerde yaklaşık 150 mV olarak

alınmaktadır. Çıkışa konulacak minimum DC çıkış kondansatörü değeri denklem (4.15) ile hesaplanmıştır [1,29].

$$C_{out} = \frac{\Delta I \times T_s}{8 \times \Delta V} \quad (4.15)$$

$$C_{out} = \frac{2 \times 33.33 \times 10^{-6}}{8 \times 150 \times 10^{-3}} = 55,5 \mu F$$

#### 4.6. İZOLELİ MOSFET SÜRME VE KONTROL DEVRESİ

Tam Köprü DC-DC dönüştürücülerde MOSFET'ler sürülürken topoloji gereği elektriksel olarak izoleli üç ayrı kaynağa ihtiyaç duyarlar. Altındaki iki MOSFET'in referans noktaları aynı olmasına rağmen üst kol MOSFET'lerinin her biri için ayrı bir sürme kaynağına ihtiyaç vardır. Tabii bu noktada kullanılan MOSFET sürücülerde izoleli sürücüler olmak zorundadır. Ayrıca kontrol kartının referans noktası ile MOSFET'lerin referans noktalarının ayrı tutulması, sistemin daha kararlı çalışması ve anahtarlamalardan kaynaklı gürültülerin kontrol kartını etkilememesi için büyük önem arz etmektedir. Bu sebeplerden dolayı sistemde dört ayrı izoleli kaynak kullanılmıştır. MOSFET'lerin gate uçları işlemcinin sağlayamayacağı derecede yüksek gerilimlerle sürülmektedir. Bu devrede kullanılan IXTQ460P2 kodlu MOSFET'in teknik dokümanına bakıldığında uygulanabilecek maksimum gerilimin 30 V olduğu görülmüştür [23]. Devrede izoleli kaynak için 3,5 VA gücünde, 15 V (AC), 2 ayrı çıkış verebilen 50Hz trafolarından 2 adet kullanılarak 4 ayrı bağımsız kaynak elde edilmiştir. 15 V (AC) gerilim bir köprü diyot ve kondansatör ile doğrultularak totempol yapıda olan HCLP3120 kodlu MOSFET sürücünün beslemesine 18 V olarak uygulanmıştır. Burada dikkat edilmesi gereken önemli noktalardan biride MOSFET sürücünün eşik gerilimidir. MOSFET sürücünün eşik geriliminin altında bir gerilim uygulanması durumunda, uygulanan gerilim MOSFET kapısını sürmeye yetecek olsa bile sürücünün eşik gerilimini geçemediği için MOSFET sürülmeyecektir. HCLP3120'nin teknik dokümanında çalışma tablosuna bakıldığında MOSFET sürücüye uygulanması gereken minimum gerilimin 13,5 V olduğunu görülmüştür [29]. Ancak MOSFET'lerde bulunan gate kondansatörlerini daha çabuk şarj edip MOSFET'i daha hızlı ilettime sokmak için eşik geriliminden daha yüksek gerilim uygulamak, MOSFET sürmede önemli bir ayrıntıdır. Aksi

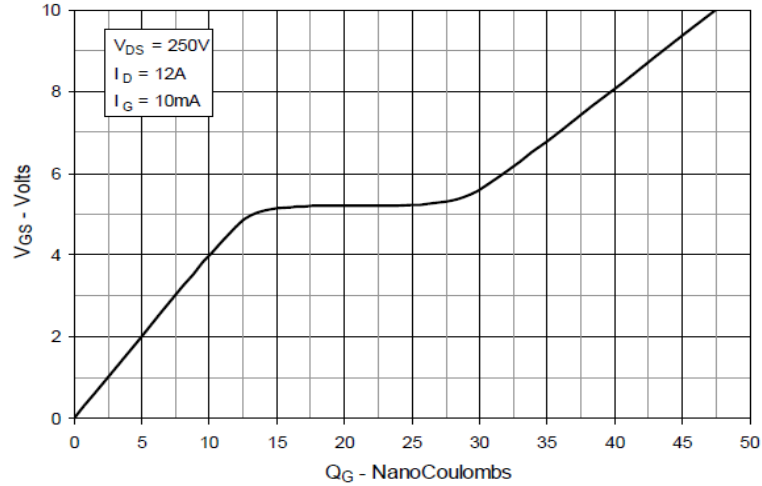


takdirde MOSFET'ler daha geç açılıp kapanacağından çapraz olarak sürülen MOSFET'ler arasına bırakılan ölü zaman yetersiz kalabilir ve çakışmaya sebebiyet vererek MOSFET'lerin kısa devre olmasına sebep olabilir. Ayrıca bu durum anahtarlama kayıplarını da maksimuma çıkaracağından hem devredeki kayıp fazla olacak hem de anahtarlar üzerindeki ısınma gereğinden çok fazla olacaktır. Burada MOSFET kapısına uygulanan gerilim her ne kadar 18 V gibi görünse de aslında uygulanan kare sinyalin tepe gerilimi 18 V'tur. Gate gerilimine uygulanan ortalama gerilim denklem (4.16) ile hesaplanmıştır.

$$V_{GS} = V_P \times D \quad (4.16)$$

$$V_{GS} = 19 \times 0,41 = 7,79 \text{ V}$$

Denklem (4.16)'da tepe gerilim değeri, duty oranı ile çarpılarak MOSFET kapısına uygulanacak maksimum ortalama gerilim değeri bulunmuştur. Bu değerler doğrultusunda anahtarlama için kullanılacak trafoların gücünü hesaplamak için  $V_{GS}$  değeri ve MOSFET'in teknik dokümanından alınan Şekil 4.7'deki değerler kullanılmıştır.



Şekil 4.7. IXTQ460P2 MOSFET kapı şarj grafiği [23].

Grafikten bakıldığında 7,79V'a karşılık gelen  $Q_G$  değeri 38 nC olarak alınabilir. Bu bilgiler denklem (4.17)'de yerine konulursa bir MOSFET için harcanan kapı sürme gücü hesaplanabilir.

$$P_{kapı} = V_{GS} \times Q_{kapı} \times f_s \quad (4.17)$$

$$P_{kapı} = 7.79 \times 38 \times 10^{-9} \times 30 \times 10^3 = 8,88 \text{ mW}$$

Bir adet izoleli besleme trafosundan iki adet MOSFET sürüldüğünden dolayı bir trafonun gücü en az  $8.88 \times 2 = 17,76 \text{ mW}$  olmalıdır. Bu durumda kullanılacak trafolardan üst kolu kontrol eden trafo için  $0,5 \text{ W}$ 'lık bir trafo kullanılabilir. Ancak alt kolu sürmede kullanılan trafonun bir kanalı ile işlemci katı beslendiğinden dolayı ikinci trafo için daha yüksek güçlü bir trafo kullanılması gerekmektedir. Kontrol devresindeki güç harcamalarını hesaplamak için öncelikle işlemcinin kaç A'lık akım çekeceğine bakılarak başlanabilir. Bu tasarım için seçilen DSPIC33FJ64MC204 kodlu işlemcinin teknik dokümanına bakıldığında elektriksel karakteristiklerini gösteren tablo Çizelge 4.3'de verilmiştir. Burada verilen MIPS değeri işlemcinin saniyede işlediği komut miktarını vermektedir. Her ne kadar çalışma frekansı ile MIPS değerleri aynı şey olmasa da birbiriyle ilişkili olduğu için MIPS değerine göre tablodan seçim yapılabilir.

Çizelge 4.3. MIPS değerine göre akım tablosu [31].

DC CHARACTERISTICS			Standard Operating Conditions: 3.0V to 3.6V (unless otherwise stated) Operating temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for Industrial $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ for Extended			
Parameter No.	Typical <sup>(1)</sup>	Max	Units	Conditions		
<b>Operating Current (I<sub>DD</sub>)<sup>(2)</sup></b>						
DC20d	19	30	mA	-40°C	3.3V	10 MIPS
DC20a	19	30	mA	+25°C		
DC20b	19	30	mA	+85°C		
DC20c	19	35	mA	+125°C		
DC21d	29	40	mA	-40°C	3.3V	16 MIPS
DC21a	29	40	mA	+25°C		
DC21b	28	45	mA	+85°C		
DC21c	28	45	mA	+125°C		
DC22d	33	50	mA	-40°C	3.3V	20 MIPS
DC22a	33	50	mA	+25°C		
DC22b	33	55	mA	+85°C		
DC22c	33	55	mA	+125°C		
DC23d	47	70	mA	-40°C	3.3V	30 MIPS
DC23a	48	70	mA	+25°C		
DC23b	48	70	mA	+85°C		
DC23c	48	70	mA	+125°C		
DC24d	60	90	mA	-40°C	3.3V	40 MIPS
DC24a	60	90	mA	+25°C		
DC24b	60	90	mA	+85°C		
DC24c	60	90	mA	+125°C		

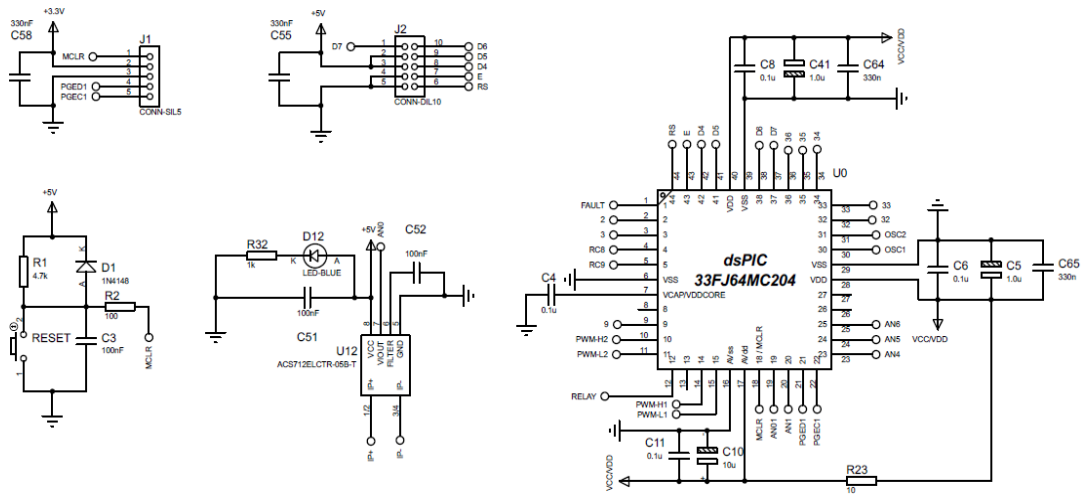
Çizelge 4.3'deki tabloya bakıldığında, işlemcinin çalışma frekansı 40 Mhz olarak seçildiğinden DC24a parametresi referans alınmıştır. Bu doğrultuda işlemcinin çektiği akım 60mA olarak belirlenmiştir. Trafodan verilen 18 V'u, işlemci gerilimine düşürmek için lineer regülatörler kullanılmasından dolayı işlemcinin harcadığı güç hesabı yapılırken, işlemci gerilimi olan 3,3 V'a göre değil, trafonun verdiği DC çıkış gerilimine göre güç hesabı, denklem (4.29)'da görüldüğü gibi yapılmıştır.

$$P_{işlemci} = 19 \text{ V} \times I_{işlemci} = 19 \text{ V} \times 0,06 \text{ A} = 1,14\text{W} \quad (4.18)$$

Diğer bir güç tüketen eleman ise LCD'dir. LCD'nin çektiği güç bir güç kaynağı yardımıyla 20 mA olarak ölçülmüştür. Buradan hareketle LCD'nin harcadığı güç denklem (4.19)'da hesaplanmıştır.

$$P_{LCD} = 19 \text{ V} \times I_{LCD} = 19 \text{ V} \times 0,02 = 0,38\text{W} \quad (4.19)$$

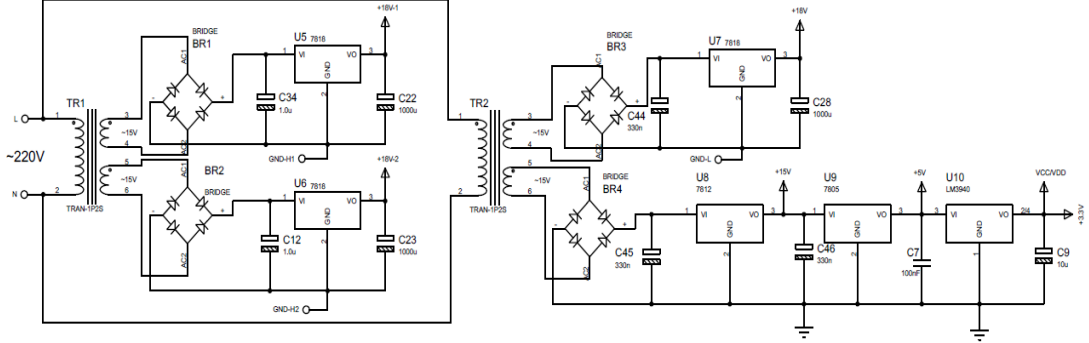
Kontrol kartının toplam çektiği güç,  $1.14\text{W} + 0.38\text{W} = 1.49\text{W}$  yapmaktadır. 3.5W'lık trafonun tek bir kanalının gücü 1.75W yaptığından dolayı kontrol kartının gücünü karşılayabilmektedir. Şekil 4.9'da kontrol devresinin çizimi görülmektedir.



Şekil 4.8. Kontrol devresi çizimi.

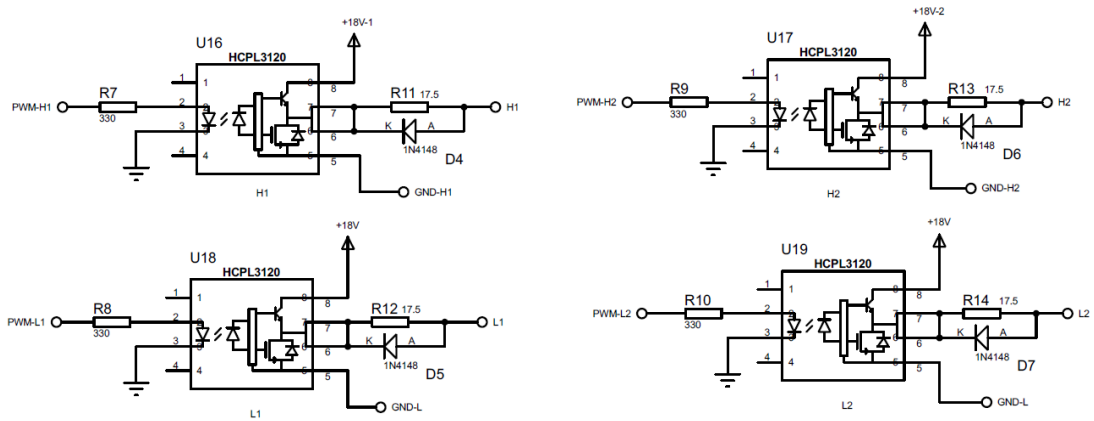
Şekil 4.8'de, işlemci, LCD bağlantısı ve programlama uçları, reset devresi ve akım okuma devreleri görülmektedir. Güç devresindeki MOSFET'lerin anahtarlaması işlemcinin Motor Kontrol PWM Modülü tarafından kontrol edilmektedir. Akım okuma, Hall Effect ACS712 sensörü ile yapılmıştır [32]. Sensör üzerinden geçen

akıma göre sensörün out pininden okunan değer işlemciye girilerek sistemin akım kontrolü gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.9. Kontrol kartı besleme ve MOSFET sürme devresi.

Şekil 4.9'da izoleli besleme devresi görülmektedir. Üst kol MOSFET'lerini sürmek için kullanılan 0,5 VA'lık trafonun çıkışları bir köprü diyot ve kondansatör ile doğrultulmuş, 7818 regülatörü ile 18 V'a sabitlenerek MOSFET sürücülerin beslemesine verilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken MOSFET sürücülerin işlemciden gelen sinyal referans ucu ile MOSFET'lerin referans uçlarının ayrı tutulmasıdır. Şekil 4.10'da ise MOSFET sürücü devresi verilmiştir.



Şekil 4.10. MOSFET sürücü devresi.

İzoleli MOSFET sürücü devrelerindeki önemli noktalardan biride işlemci referansı ile MOSFET'lerin referans uçları aynı olmamalıdır. Ayrıca MOSFET'in hızlı kesime gitmesini sağlamak amacıyla Gate-Source kondansatörünün hızlı boşaltılması için

sürme direncine paralel ve ters olacak biçimde hızlı diyot konulmuştur. MOSFET sürme direncini hesaplamak için IXTQ460P2 kodlu MOSFET'in teknik dokümanından alınan verilere göre  $V_{GS(th)} = 4$  V olarak alınmıştır. Daha sonra  $I_{GS}$  akımını hesaplamak için denklem (4.20) kullanılmıştır.

$$I_{GS} = C_{iss} \times \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (4.20)$$

Burada  $\Delta V = V_{GS} - V_{GS(th)}$  değerine eşittir ve  $\Delta t$  değeri ise MOSFET'in açılma süresidir.  $C_{iss} = 2890$  pF'tır ve bu değer MOSFET'in teknik dokümanından alınmıştır. Bu değerler yerine konularak  $I_{GS}$  değeri hesaplanmıştır.

$$I_{GS} = 2890 \times 10^{-12} \times \frac{18-4}{100 \times 10^{-9}} = 0,4 \text{ A}$$

$I_{GS}$  değeri denklem (4.21)'de yerine konularak MOSFET'lerin sürme direnci hesaplanmıştır.

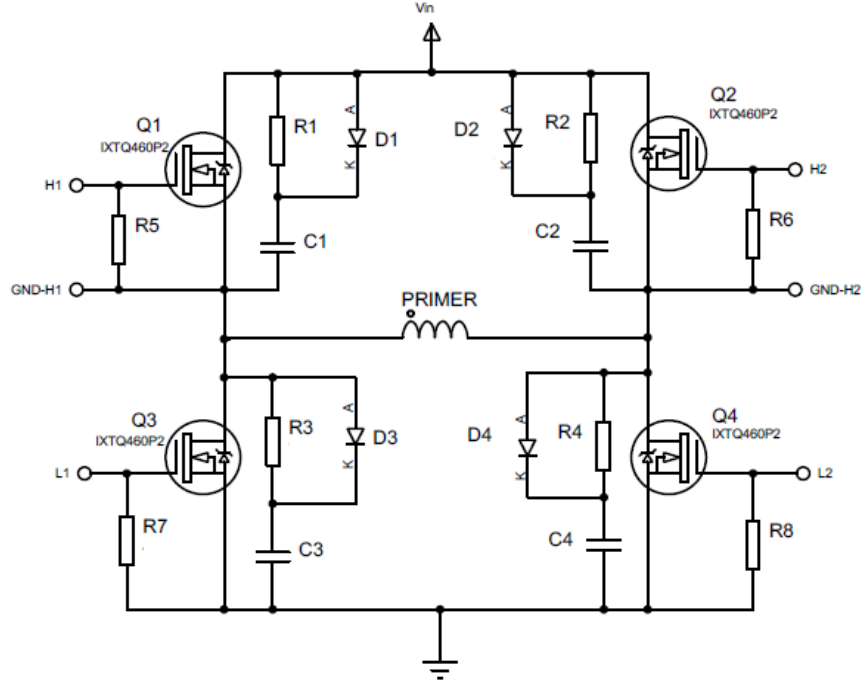
$$R_{GS} = \frac{V_{GS} - V_{GS(th)}}{I_{GS}} \quad (4.21)$$

$$R_{GS} = \frac{18-4}{0.4} = 35 \Omega$$

#### 4.7. SNUBBER DEVRESİ

Tam köprü DC-DC dönüştürücülerde güç anahtarı olarak kullanılan MOSFET'ler iletme girme anında hızlı bir akım yükselmesine ( $di/dt$ ) ve kesime girme anında hızlı bir gerilim yükselmesine ( $dv/dt$ ) maruz kalırlar. Bu durumda izin verilen akım ve gerilim yükselmelerinin önüne geçebilmek için snubber (sönümlendirme) devreleri kullanılır. Snubber devrelerinin 3 farklı kullanım amacı vardır. İlk yöntem Turn-Off Snubber Devresi'dir. Turn-Off Snubber Devresi'nin amacı anahtar akımı sıfıra ulaşınca kadar anahtar uçlarında sıfıra yakın bir gerilim sağlamaktır. Turn-On Snubber Devresi ise anahtarın iletme girme esnasında  $di/dt$  oranını küçültmek için kullanılır. Aşırı Gerilim Snubber devresi, anahtarın kesime girmesi esnasında stray

indüktanslarından kaynaklı olarak anahtar uçlarındaki aşırı gerilimi engellemek amacıyla kullanılır. Bu devrede kullanılan snubber devresi Aşırı Gerilim Snubber devresidir. Şekil 4.11'de Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü için kullanılan sönümlendirici devrenin şeması gösterilmiştir.



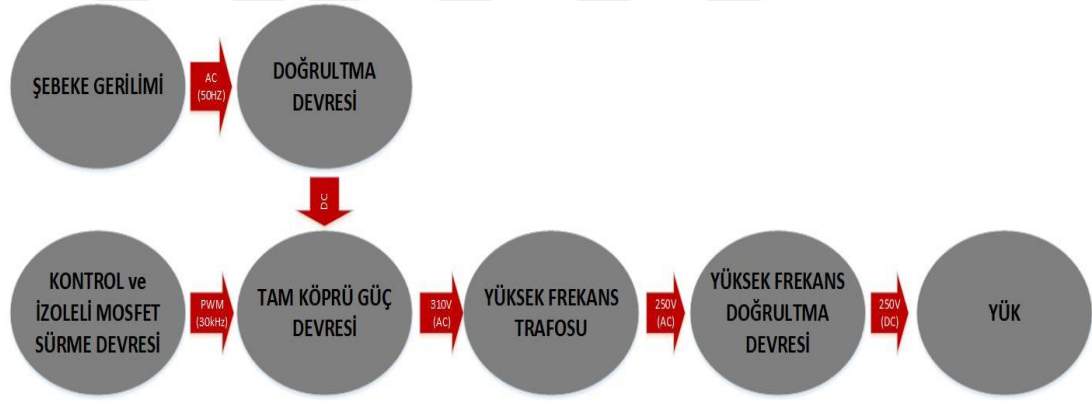
Şekil 4.11. Tam Köprü DC-DC dönüştürücü sönümlendirme devresi.

## BÖLÜM 5

### DENEY VE SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

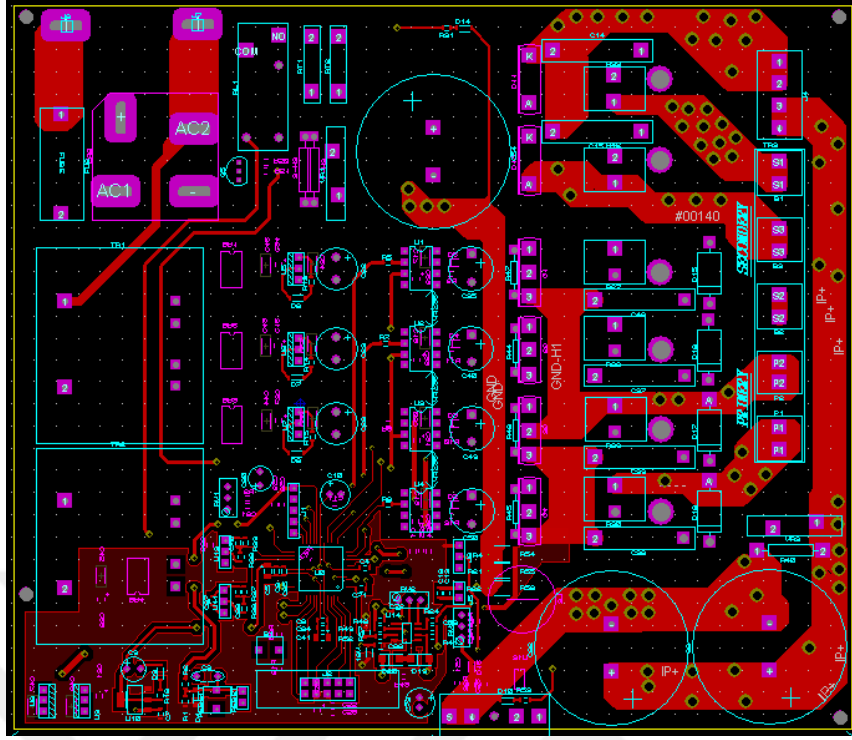
#### 5.1. SİSTEM ve PCB TASARIMI

Laboratuvar ortamında deney düzeneği hazırlanan Tam Köprü DC - DC Dönüştürücü İle Batarya Şarj Kontrol Sistemi'nin deney şeması Şekil 5.1'de gösterilmiştir.

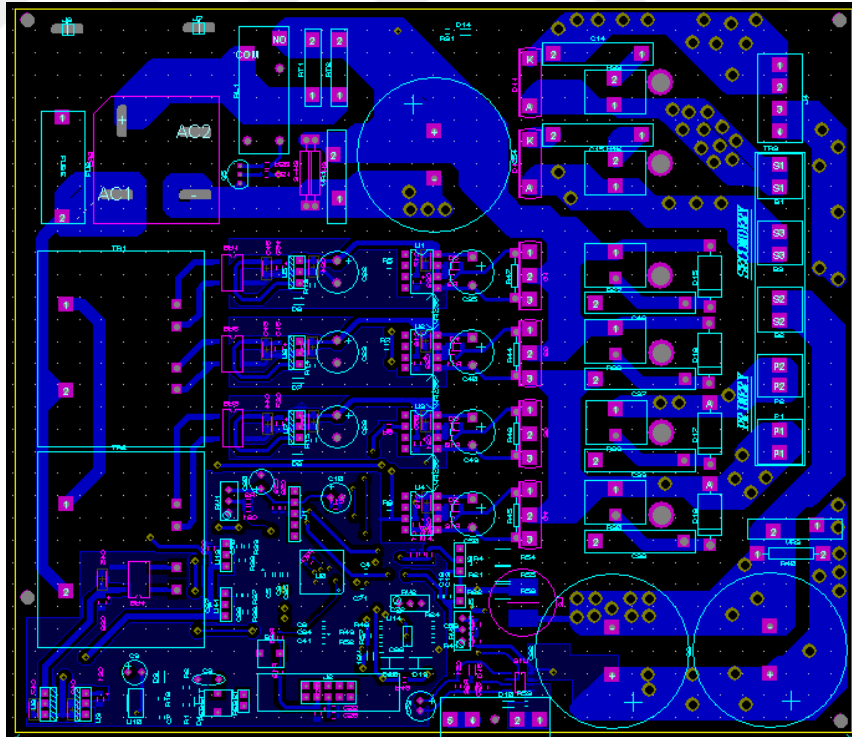


Şekil 5.1. Sistem deney şeması.

Yüksek frekans ve yüksek güç iletiminin olduğu bu tarz sistemlerde PCB tasarımı büyük önem taşımaktadır. Sistemin daha kararlı çalışması için çizimde yüksek frekans ve güç iletiminin olduğu yollar ile kontrol kısmı olabildiğince birbirinden ayrı tutulmuştur. PCB tasarımı Proteus programında çift yüzü olacak şekilde tasarlanmıştır. PCB 16,5 X 19,5 cm boyutlarındadır. Şekil 5.2'de devrenin üstten görünüşü, Şekil 5.3'de ise alttan görünüşü verilmiştir.



Şekil 5.2. PCB'nin üstten görünüşü.

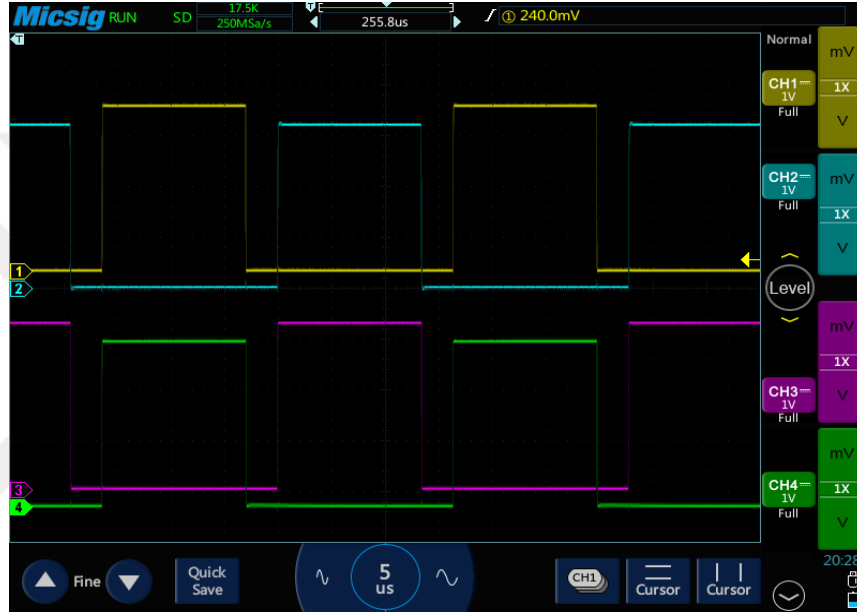


Şekil 5.3. PCB'nin alttan görünüşü.



## 5.2. MOSFET ANAHTARLAMA DALGA ŞEKİLLERİ

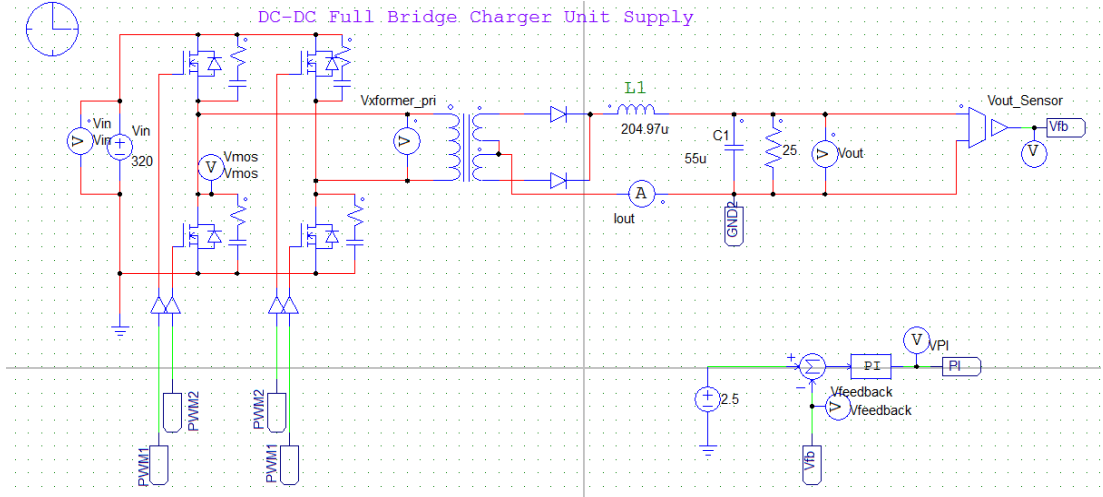
Bu sistem için seçilen sert anahtarlama şekline ait anahtarlama türü Şekil 5.4'de gösterilmiştir. Burada 1, 2, 3 ve 4. kanallar sırasıyla H1, H2, L1 ve L2 anahtarlarına ait anahtarlama sinyallerini göstermektedir. Şekilden de görüleceği üzere seri bağlı anahtarlar arasında kısa devreyi önlemek amacıyla 3  $\mu$ s ölü zaman bırakılmıştır. Anahtarlama sinyallerinin görüntüsü sistemin çalışma oranı %41'de (tam güç) iken alınmıştır.



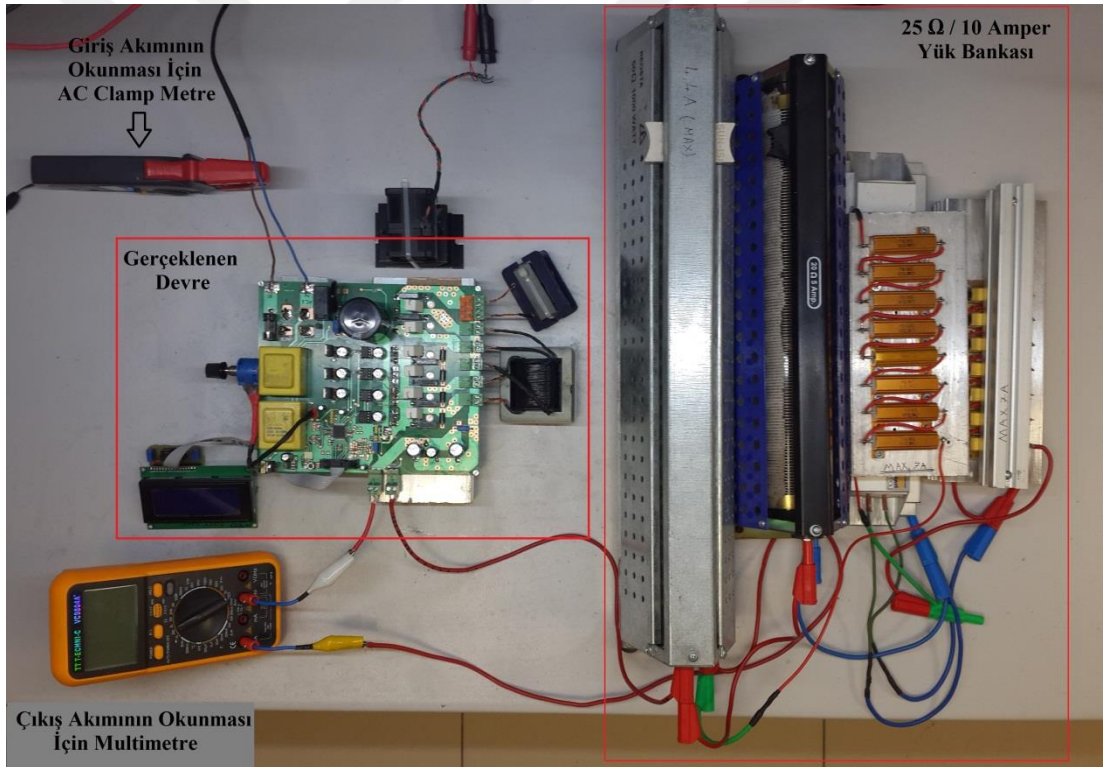
Şekil 5.4. Anahtarlama sinyalleri.

## 5.3. SİSTEM SİMÜLASYONU VE DENEY DÜZENEGİ

Tam Köprü DC-DC dönüştürücünün güç devresi simülasyonu PSIM programı ile yapılmıştır. Bu köprü dönüştürücünün simülasyon devresi Şekil 5.5'de, deney düzeneği ise Şekil 5.6'da görülmektedir. Feedback devresindeki referans gerilimi değiştirilerek MOSFET anahtarlama oranının görev oranı değiştirilebilmiştir.



Şekil 5.5. Tam köprü DC-DC dönüştürücü simülasyon şeması.

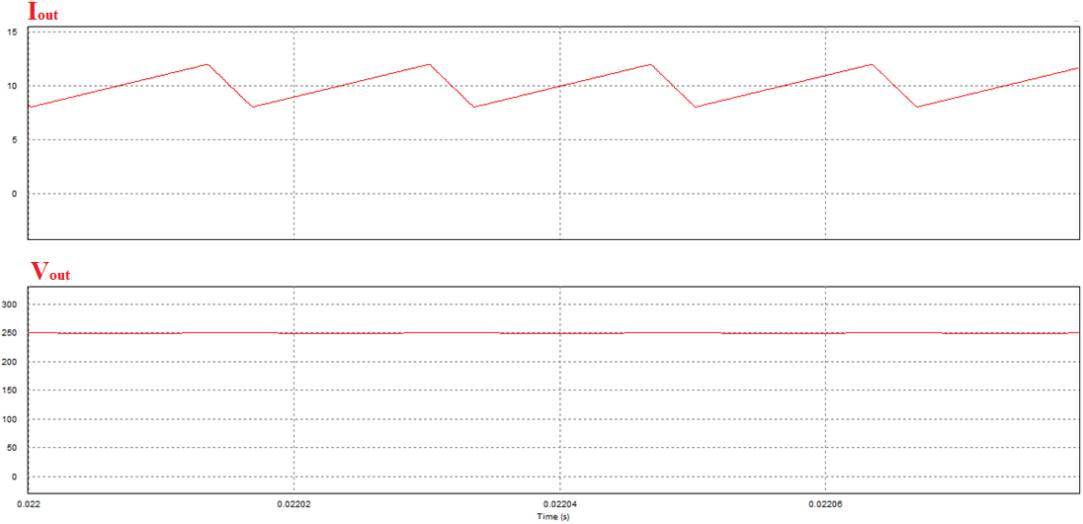


Şekil 5.6. Deney düzeneği fotoğrafı.

### 5.3.1. Çıkış Akım-Gerilim Grafiklerinin Deney ve Simülasyon Karşılaştırması

İlk olarak sistemin uygulaması ve simülasyon devresi tam güçte çalıştırılarak çıkış akım ve gerilim grafikleri karşılaştırılmıştır. Şekil 5.6'da tam güçte, simülasyonu

yapılmış devrenin çıkış akım-gerilim grafiği, Çizelge 5.1’de ise rms ve min-max değerleri görülmektedir.



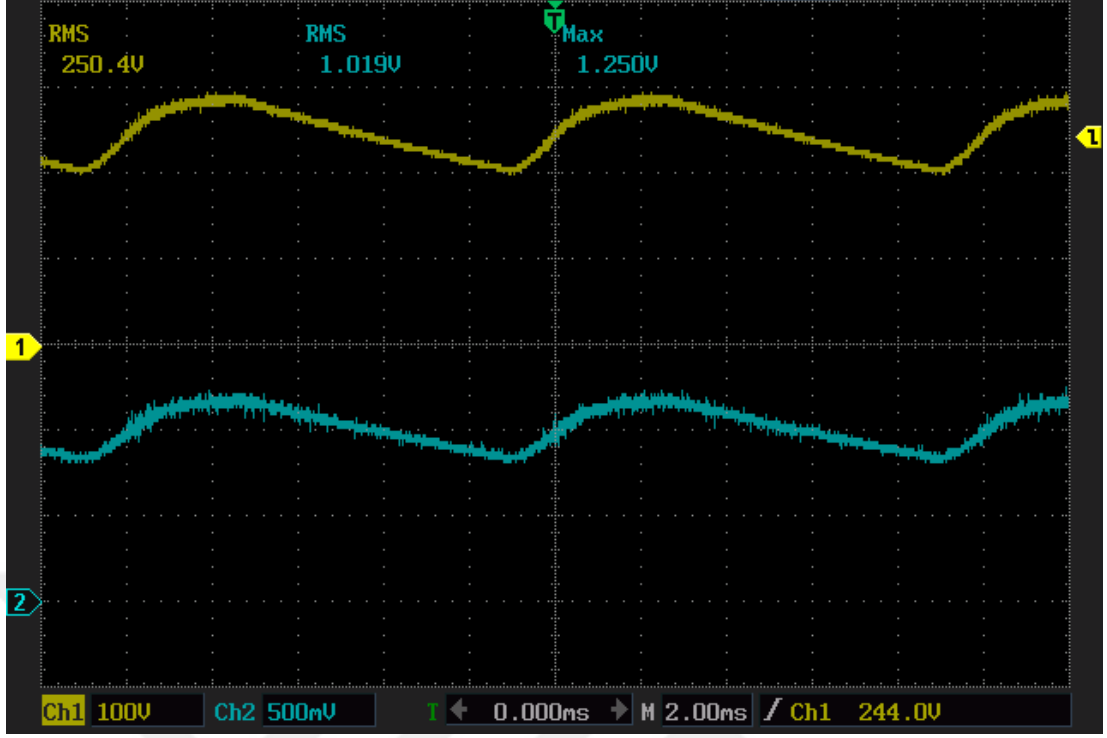
Şekil 5.7. Çıkış akım-gerilim grafikleri.

Çizelge 5.1. Çıkış Akım-gerilim rms ve min-max değerleri.

RMS Value		Measure		Measure	
Time From	2.1999900e-002	Time	2.2013500e-002	Time	2.2000200e-002
Time To	2.2079100e-002	I <sub>out</sub>	1.1977888e+001	I <sub>out</sub>	8.0240761e+000
I <sub>out</sub>	1.0034022e+001	V <sub>out</sub>	2.5005972e+002	V <sub>out</sub>	2.5005928e+002
V <sub>out</sub>	2.4999635e+002				

Şekil 5.8’de ise deney sonuçlarının osiloskop görüntüsü görülmektedir. 1. Kanal da gerilim, 2. Kanalda ise akım görülmektedir. Akım probunun 1 mV / 10 mA kademesinde ölçüm yapıldığı için 500 mV/div değeri 5 A/div değerini ifade etmektedir. Osiloskop çıktısına bakıldığında 1,019 V gösterilen RMS değeri 10,19 A değerini ifade etmektedir. Çıkış akımının maksimum noktası ise 12,5 A olarak ölçülmüştür. Sistem tam yük altındayken giriş akımı AC clamp metre ile 12 A olarak ölçülmüştür. Ölçülen değerler doğrultusunda tam yük altında sistemin verimi  $\eta =$

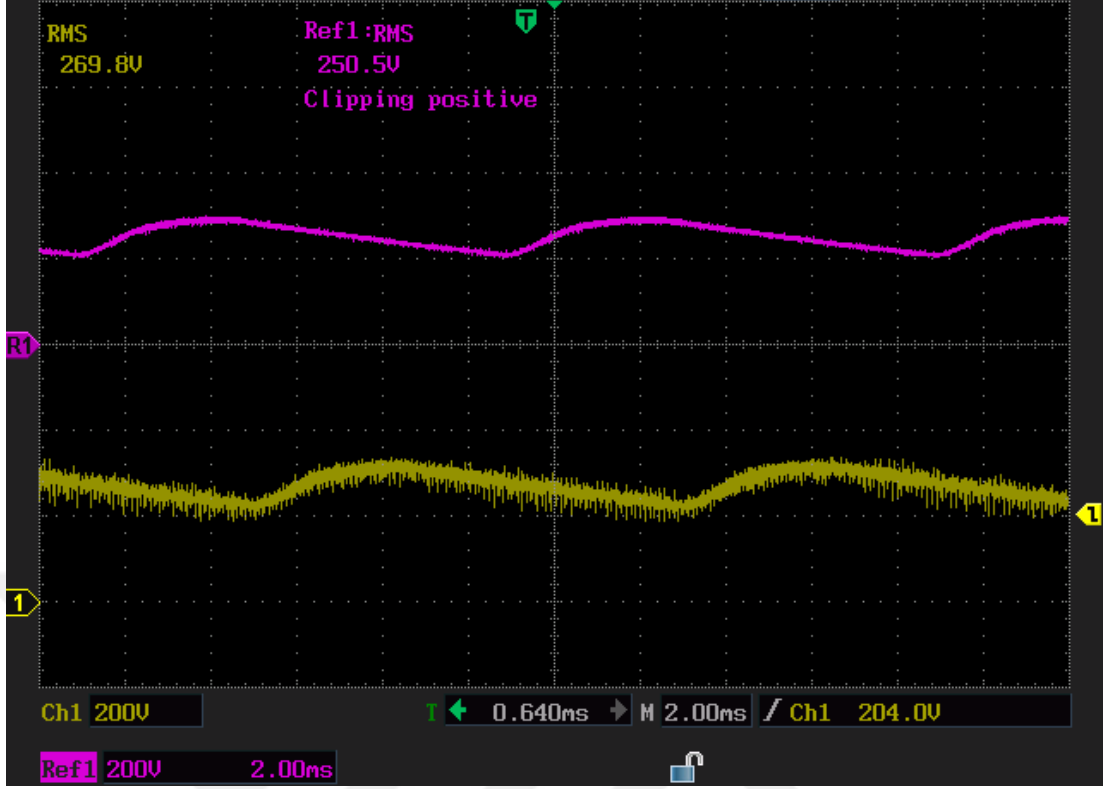
$$\frac{250.4 V \times 10.19 A}{230 V \times 12 A} = \%92,4 \text{ olarak ölçülmüştür.}$$



Şekil 5.8. Çıkış akım-gerilim grafiği osiloskop görüntüsü.

### 5.3.2. Giriş ve Çıkış Gerilimlerinin Karşılaştırılması

Şekil 5.9’da giriş ve çıkış gerilimleri karşılaştırılmıştır. Osiloskop görüntüleri sistem tam yük altında çalışırken alınmıştır. R1 probu çıkış gerilimini, 1 numaralı prob ise giriş gerilimini göstermektedir. Burada giriş gerilimi işaretine bakıldığında anahtarlamalardan kaynaklı oluşan piklerin giriş gerilimi üzerinde olduğu söylenebilir.



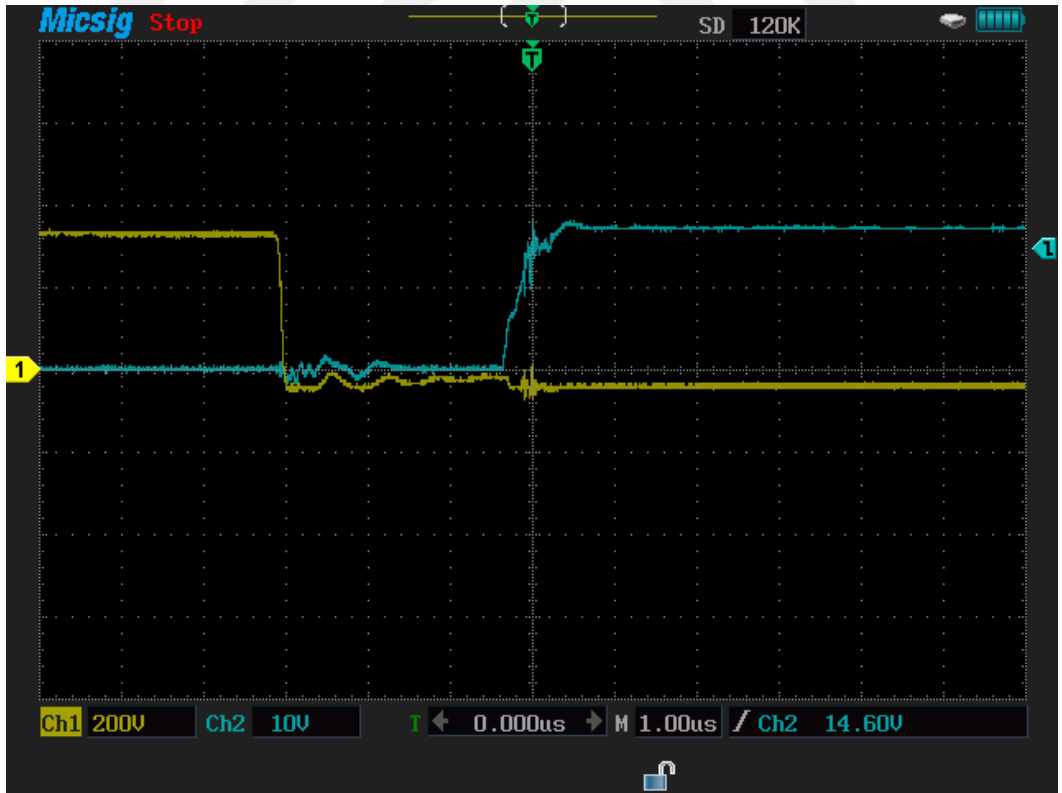
Şekil 5.9. Giriş-çıkış gerilimleri.

### 5.3.3. Anahtarlama Elemanları Üzerindeki Gerilim Sinyalleri

Şekil 5.10’da H1 anahtarının G-S ve D-S işaretleri incelenmiştir. Osiloskop görüntüsü sistem tam yük altında çalışırken alınmıştır. Görüldüğü üzere gate kondansatörünün dolmasıyla anahtar iletime geçmiştir. Ayrıca H1 anahtarına seri bağlı olan L1 anahtarının kesime girmesi esnasında oluşturduğu parazitik etki, H1 anahtarını kısa süreli olarak iletimde bıraktığı gözlemlenmiştir. Şekil 5.11’de ise L1 anahtarının G-S ve D-S işaretleri incelenmiştir. L1 MOSFET’i ölü zaman süresinde ters diyotu kullanılarak anahtar iletime sokulduğundan D-S arası gerilim işaretine bakıldığında normalden 3  $\mu$ s önce iletime girmiş gibi görülmektedir. Bu olay alt kol MOSFET’lerinin anahtar üzerinde gerilim olmadan açılıp kapanmasına olanak sağlamaktadır.



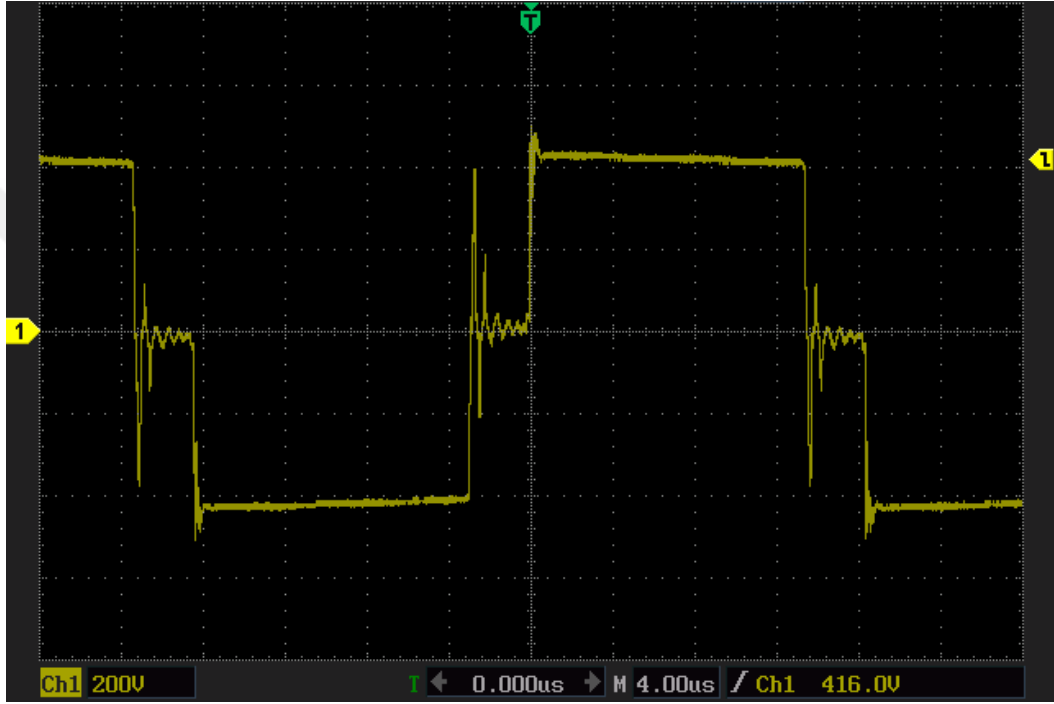
Şekil 5.10. H1 anahtarı G-S/D-S Sinyallerinin karşılaştırılması.



Şekil 5.11. L1 anahtarı G-S/D-S Sinyallerinin karşılaştırılması.

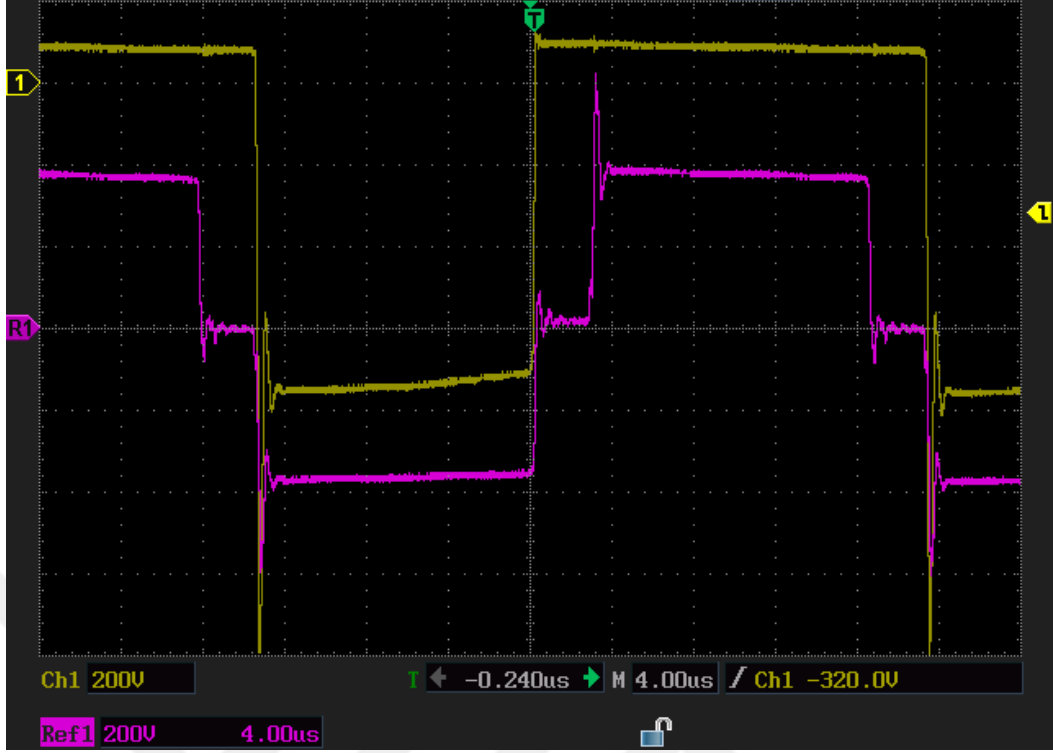
### 5.3.4. Transformator ve Sekonder Doğrultma Devresi Deney Sonuçları

Şekil 5.12’de transformatorün primer sargısı üzerindeki gerilim sinyali incelenmiştir. Transformator üzerindeki sinyalin polarite değiştirdiği esnada ki gerilim yükselmesi, o kola ait MOSFET’lerin kesime girmesi anında oluşan streslerden kaynaklanmaktadır.

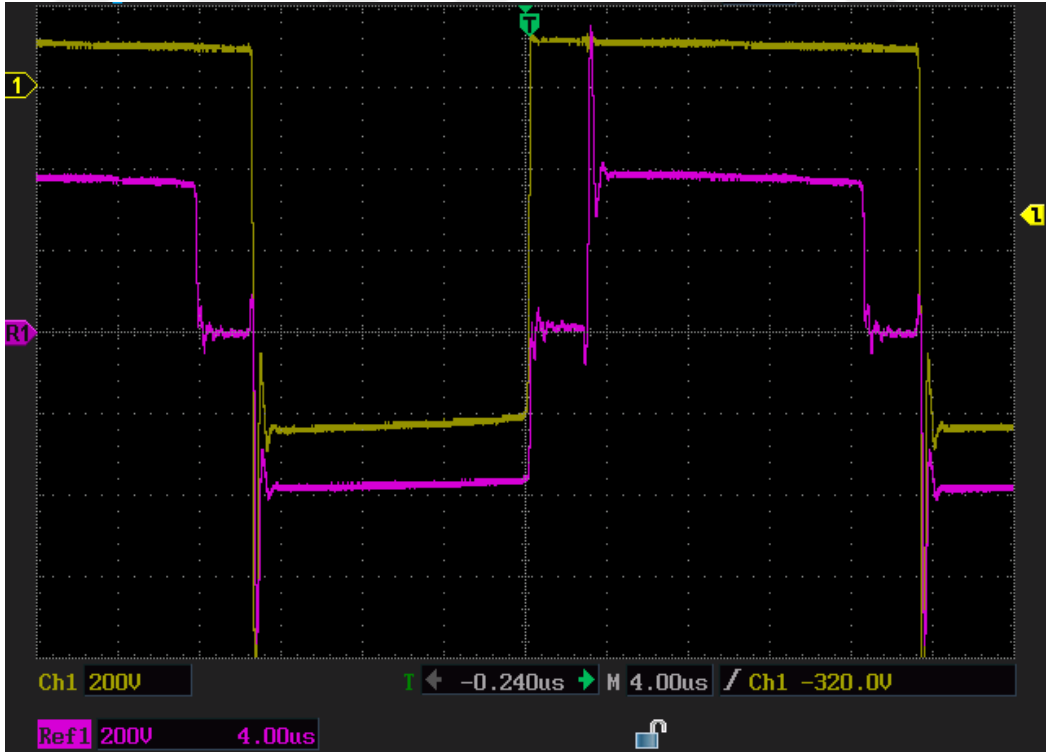


Şekil 5.12. Primer sargısı üzerindeki sinyal.

Şekil 5.13’de ise birinci sekonder sargısı üzerindeki gerilim, sargının bağlı olduğu diyot üzerindeki sinyal ile birlikte verilmiştir. Burada R1 probu birinci sekonder sargısı üzerindeki gerilimi, 1 numaralı prob ise sargının bağlı olduğu diyot üzerindeki gerilimi göstermektedir. Burada dikkat edilmesi gereken, diyot üzerine düşen gerilimin tepe değeri, maksimum çıkış geriliminin 2 katı kadardır. Şekilden de görüleceği üzere diyot seçimi yapılırken bu değerler baz alınmalıdır. Ayrıca diyotun iletme girmesi esnasında oluşan stresler de iki katına çıkmaktadır. Şekil 5.14’de ise ikinci sekonder sargısı üzerindeki gerilim ve o sargının bağlı olduğu diyot üzerindeki gerilim görülmektedir. Birinci sargıdaki durumlar ikinci sekonder sargısı ve sargının bağlı olduğu diyot için de geçerlidir.



Şekil 5.13. Birinci sekonder sargısı ve bağlı olduğu diyot üzerindeki sinyal.



Şekil 5.14. İkinci sekonder sargısı ve bağlı olduğu diyot üzerindeki sinyal.



## BÖLÜM 6

### SONUÇ ve TARTIŞMA

Sonuç olarak, Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü devresi her yönüyle geliştirilmeye açık bir devredir. Deneysel sonuçları, giriş gerilimi şebeke beslemeli olarak, çıkış gerilimi ise duty değeri yavaş yavaş artırılarak elde edilmiştir. Çıkışa 25  $\Omega$  değerinde sabit yük bağlanmıştır ve çıkıştan 10 A çekilene kadar çalışma yüzdesi artırılmıştır. Bu şartlar altında karşılaşılan sorunlar ve çözümleri aşağıda sıralanmıştır;

1. Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü Devresinde kontrol kartı ile güç devresi, elektriksel olarak birbirinden izole edilmesine rağmen anahtarlamalardan kaynaklı pikler, izoleli MOSFET sürücülerin izolasyonlu kısmını yüksek frekanstan dolayı bir kondansatör gibi kullanarak güç devresindeki gürültülerin kontrol kartında da gözlemlenmesine yol açmıştır. Sistemin çıkış gücü minimumdan maksimuma doğru arttırıldığında artan gürültüler işlemcinin PWM çıkışlarını etkilemiş, bu da MOSFET'lerin çakışmasına yol açmıştır. Bu nokta da sönmüldürücü yapı MOSFET'ler üzerindeki aşırı gerilim yükselmesini indirgediğinden, sistemin daha kararlı çalışması üzerinde büyük etkisi olmuştur.
2. Sekonder doğrultma diyotları olarak 2 diyotlu doğrultma topolojisi kullanıldığında yüksek çıkış gerilimine sahip uygulamalarda bu topolojinin kullanımını  $V_{RRM}$  değeri yüksek bir diyot kullanmak zorunda olduğundan iki diyotlu doğrultma devresi dezavantaj oluşturmaktadır.
3. Isı kayıpları olarak en fazla sorun yüksek frekans transformatöründe yaşanmıştır. Çıkış gücü sabit tutulacak şekilde akım değeri arttırıldığında, transformatör üzerindeki ısı kayıpları aşırı derecede artmıştır. Skin Effect'ten kaynaklı ısı kayıplarını gidermek için transformatör sargılarında kullanılan

litz telinin sayısı arttırılmıştır. Ayrıca transformatörün kaçak endüktansının azaltılması için sarım yapılırken sandviç metodu kullanılarak sek-pri-sek olacak şekilde sarım yapılmıştır.



## KAYNAKLAR

1. Özdemir, S., “Tam köprülü bir dc-dc çeviricinin geliştirilmesi ve gerçekleşmesi”, Yüksek Lisan Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2010).
2. Ahmed, O. A., Bleijs, J. A. M., “High efficiency full bridge current-fed dc-dc converter for a fuel cell power system”, *IEEE International Conference on Energy Conversion Congress and Exposition*, 14 (1): 1-5 (2009).
3. Iqbal, H., “Dc/dc converter”, *Project Desing Report*, 5-30 (2003).
4. Masserant, B. J., Stuart, T. A., “A high frequency dc-dc converter for electric vehicles”, *IEEE*, 123-128 (2002).
5. Kayıklı, T., “Elektrikli araçlarda kullanılan lityum-polimer bataryalar için şarj cihazı geliştirme” Yüksek Lisans Tezi, *Gebze İleri Teknoloji Enstitüsü*, Gebze, (2008).
6. Güleç, H. G., “Fotovoltaik uygulamalarda arduino kontrollü batarya şarj uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, *Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Karabük, (2017).
7. Altanneh, N., “Güneş pili ve hidrojen yakıt pilinden beslenen küçük bir elektrikli araç için batarya şarj sistemi tasarımı ve gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisan Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, (2012).
8. Mahmood, A., “Akıllı Li-ion pil şarj aletinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, *Gaziantep Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği*, Gaziantep, (2018).
9. Öztürk, F., “Anahtarlama güç kaynakları”, Yüksek Lisans Tezi, *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kocaeli, (2009).
10. Brown, M., “Practical Switching Power Supply Desing”, *Academic Press*, Toronto, (1990).
11. Diker, A., “Yumuşak anahtarlama tam köprü güç kaynağı tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Elazığ, (2012).
12. Philips Power Semiconductor Applications, S.M.P.S., (2002).
13. Bocoock, G., “XP Power Supply Tecnical Guide XP Power plc Edited Issue”, (2007).

14. Kamil, M., “Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I)”, AN1114, Mikrochip Technology Inc, (2011).
15. Öztürk, F., “Anahtarlama güç kaynakları”, Yüksek Lisans Tezi, **Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Kocaeli, (2009).
16. İnternet: Mutlu Akü, <http://www.mutlu.com.tr/aku-cesitleri-nelerdir> (2015).
17. Satılmış, O., “Batarya beslemeli üç-fazlı iki-seviyeli dc/ac dönüştürücülerde farklı modülasyon metotları ve çalışma durumları için batarya akımının incelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, **Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, (2013).
18. Avgın, M. S., “Batarya şarj doluluk durumu model parametresinin g.e.p ile tahmin edilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, **Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Kahramanmaraş, (2012).
19. Doğan, E., “Lityum polimer bataryalarda güç parametrelerinin zamana bağlı sayısal incelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, **Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Kayseri, (2017).
20. Kaynak, M., “Lityum polimer pillerde kullanım amaçlı lityum iyon iletken nanokompozit elektrolitlerin sentezi ve karakterizasyonu”, Yüksek Lisans Tezi, **Fatih Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, (2015).
21. İnternet: Battery University, “Li-Po pil türleri”, [http://batteryuniversity.com/learn/article/the\\_li\\_polymer\\_battery\\_substance\\_or\\_hype](http://batteryuniversity.com/learn/article/the_li_polymer_battery_substance_or_hype) (2016).
22. Gençten, M., “Kurşun asit akülerin performanslarının artırılması”, Yüksek Lisans Tezi, Yüksek Lisans Tezi, **Anadolu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Eskişehir, (2013).
23. IXYS Corporation, IXTQ460P2 Mosfet, (2010).
24. IXYS Corporation, DSEI60-12A Diyot, (2000).
25. Ferroxcube, E65/32/27 Soft Ferrites, (2013).
26. Erickson, R. W., “Fundamentals of Power Electronics 2nd ed.”, **Drangan Maksimovic**, Colorado, 491-530, 539-562, 565-582, (2004).
27. Ferroxcube, 3C90, Material Specification, (2008).
28. Ferroxcube, ETD49/25/16 Soft Ferrites, (2013).
29. Polat, A.H., “Sıfır gerilimde anahtarlama, faz kaydırmalı rezonant pwm kontrollü, tam köprü dc-dc dönüştürücü tasarımı ve uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, **İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, (2015).

30. Avago Technologies, HCLP3120 Mosfet driver, (2013).
31. Microchip, DSPIC33FJ64MC204 microcontroller, (2009).
32. Allegro, ACS712 Hall Effect Sensor, (2013).
33. Mc Lyman, C. W. T., “Transformer and Inductor Desing Handbook 3nd ed.”, California, 196-255, (2004).
34. Hart, D. W., “Power Electronics”, Indiana, 196-250, 265-302, (2010).
35. Bodur, H., “Güç Elektroniği”, İstanbul, 179-251, (2010)
36. Buddika, D., Abeywardana, W., Acuna, P., Hredzak, B., Aguilera, R. P., Agelidis, V. G., “Single-phase boost inverter-based electric vehicle charger with integrated vehicles to grid reactive power compensation” *IEEE*, 4:1-10, (2018).
37. Yüzer, E. Ö., Erduman, A., Durusu, A., “Hibrit yenilenebilir enerji sistemleri için şarj regülatörü tasarımı”, *Erzincan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 11:1-11, (2018).

## ÖZGEÇMİŞ

Ümit Can ÖZÇELİK 1992 yılında Ankara’da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Ankara’da tamamladı. Cumhuriyet Lisesi’nden 2010 yılında mezun oldu. Mezun olduğu yıl Kırıkkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde öğrenime başlayıp 2014 yılında mezun oldu. Mezun olduğu yıl Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü hocalarından Doç. Dr. Sinan KIVRAK ile çalışmaya başladı. 2015 yılında Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde yüksek öğrenime başladı ve halen devam etmektedir.

### **ADRES BİLGİLERİ**

Adres : Yıldırım Beyazıt Üniversitesi  
Mühendislik Fakültesi  
Etlik / ANKARA

Tel : (546) 210 23 98

E-posta : umitcanozcelik.19@gmail.com