

T.C.
KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI



GFD CUK DÖNÜŞTÜRÜCÜ BESLEMELİ TAM KÖPRÜ DC-DC
DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ELEKTRİKLİ ARAÇ ŞARJ ÜNİTESİ
TASARIMI

SELAMİ KARAKAŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

DR. ÖĞR. ÜYESİ ERDAL ŞEHİRLİ

NİSAN - 2023
KASTAMONU

TEZ ONAYI

Selami KARAKAŞ tarafından hazırlanan “**GFD Cuk Dönüştürücü Beslemeli Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü ile Elektrikli Araç Şarj Ünitesi Tasarımı**” adlı tez çalışmasının savunma sınavı **06.04.2023** tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Kastamonu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Danışman	Dr. Öğr. Üyesi Erdal ŞEHİRLİ Kastamonu Üniversitesi	
Jüri Üyesi	Dr. Öğr. Üyesi Yücel ÇETİNCİVİZ Kastamonu Üniversitesi	
Jüri Üyesi	Dr. Öğr. Üyesi Cihan ŞAHİN Manisa Celal Bayar Üniversitesi	

Jüri üyeleri tarafından kabul edilmiş olan bu tez Kastamonu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca onanmıştır.

Enstitü Müdürü

Doç. Dr. Osman ÇİÇEK

.....

TAAHHÜTNAME

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu; ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını, bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini bildirir ve taahhüt ederim.

Selami KARAKAŞ

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

GFD CUK DÖNÜŞTÜRÜCÜ BESLEMELİ TAM KÖPRÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ELEKTRİKLİ ARAÇ ŞARJ ÜNİTESİ TASARIMI

SELAMİ KARAKAŞ

KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI
DANIŞMAN: DR. ÖĞR. ÜYESİ ERDAL ŞEHİRLİ

Son yıllarda karbon tabanlı yakıtların azalması ve çevreye olumsuz etkilerinden dolayı, elektrikli araçların kullanımı artmaya başlamıştır. Elektrikli araçlarda da gerekli olan enerji bataryalardan sağlanmaktadır. Bu tez çalışması, elektrikli araçlar için tam köprü DA-DA dönüştürücü kullanan bir Li/İyon batarya şarj cihazının benzetimini ve düşük güç aktarımı yapan uygulamasını içermektedir. Tam köprü dönüştürücünün tek fazlı şebekeye bağlantısı histerezis akım kontrolüne sahip GFD Cuk dönüştürücü kullanılarak yapılmaktadır. Şebeke akımı THB' sini azaltmak ve güç faktörünü arttırmak için histerezis akım denetimi GFD Cuk dönüştürücü üzerinden uygulanmıştır. Cuk dönüştürücü, çıkış gerilimi giriş gerilimine göre daha düşük veya daha yüksek olabilmektedir. Ayrıca giriş ve çıkış tarafında akım dalgalılığını azaltan bobinlere sahip olduğu için seçilmiştir. Tezde öncelikle tam köprü DA-DA dönüştürücünün matematiksel modeli, küçük işaret analizi ve transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Uygulamada yüksek frekans transformatörü ve devre tasarımları gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, dönüştürücünün çıkışında bulunan bobin Kesintili İletim Modunda (KİM) çalıştırılmıştır. Çalışmanın benzetimi Matlab/Simülink programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetim sayesinde, bataryanın şarj edildiğini doğrulamak için batarya akımı, voltajı ve SOC değerleri ölçülmüştür. Şebeke akımı THB' si ve GF de ayrıca gözlemlenmiştir. Sonuç olarak, Li/İyon batarya istenildiği gibi şarj edilmektedir. GF yükseltilmiş ve 0.999 olarak elde edilmiştir, şebeke akımının THB'si ise oldukça düşürülmüş ve %1,48 olarak elde edilmiştir. Bununla birlikte, uygulama çalışmalarında, yarı iletken anahtarların maksimum gerilim değerleri istenildiği şekilde azaltılmadığı için, düşük güç ve gerilimde batarya şarjı gerçekleştirilebilmiştir.

ANAHTAR KELİMELEER: Tam köprü DA-DA dönüştürücü, AGK (Anahtarlama güç kaynağı), DGA (Darbe Genişlik Oranı), GFD (Güç Faktörü Düzeltimi)

Nisan 2023, 79 Sayfa

ABSTRACT

MSC THESIS

ELECTRICAL VEHICLE CHARGE UNIT DESIGN WITH FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER FED BY PFC CUK CONVERTER

SELAMİ KARAKAŞ

**KASTAMONU UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
SUPERVISOR: ASSIST. PROF. DR. ERDAL ŞEHİRLİ**

Recently, the use of electrical vehicle has been increasing due to reduction of carbon-based fuel and its negative effect to the nature. Also, required energy for electrical vehicle is supplied by battery. This thesis study includes the simulation and low power transfer application of a Li/Ion battery charger with full bridge DC-DC converter for electric vehicles. The connection of the full-bridge converter to the single-phase grid is made using the PFC Cuk converter with hysteresis current control. To reduce grid current THD and to increase PF, hysteresis current control is applied to PFC Cuk converter. Cuk converter is selected because it provides lower or higher voltage at output with respect to input and it has input, output inductors reducing current ripple. Therefore, in the thesis, first of all, the mathematical model of the full-bridge DC-DC converter, small signal analysis and transfer function are obtained. In application, high frequency transformer and circuit designs are carried out. Also, the inductor at the output of the converter is operated in discontinuous conduction mode (DCM). The simulation of the study is carried out using the Matlab/Simulink program. With the simulation, battery current, voltage and SOC values are measured to verify that the battery is charging. THD of grid current and PF are also observed. As a result, the Li/Ion battery is charged as desired. The PF is increased and is obtained as 0.999, THD of grid current is reduced and is obtained as 1.48%. However, in the applications, because the maximum voltage on the semiconductor switches is not reduced as desired, battery charge is realized with low power and at low voltage.

KEYWORDS: Full Bridge DC-DC Converter, SMPS (Switch Mode Power supply), PWM (Pulse Width Modulation), PFC (Power Factor Correction)

April 2023, 79 Page

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans öğrenimim boyunca bana destek olan ve bu tez çalışmamı gerçekleştirebilmem de bilgi ve birikimleri ile bana yardımcı olan, çalışmalarım da karşılaştığım problemlerin çözümünde bana yol gösteren danışman hocam Sayın Dr. Öğr. Üyesi Erdal ŞEHİRLİ'ye sonsuz teşekkür ederim.

Bu zorlu süreçte her zaman desteğini hissettiğim öneri ve bilgisiyle her zaman yanımda olan arkadaşım Sayın Öğr. Gör. Halil İbrahim YÜKSEK'e çok teşekkür ederim.

Öğrenim ve çalışma hayatım boyunca her zaman benim yanımda olan ve bana sabırla destek olan kıymetli aileme, eşim Nazan, kızım Asel Yüstra ve oğlum Yusuf Ensar'a canı gönülden sonsuz teşekkür ederim.

SELAMİ KARAKAŞ

Kastamonu, 2023

İÇİNDEKİLER

Sayfa

TEZ ONAYI	ii
TAAHHÜTNAME	iii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
TABLolar DİZİNİ	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Taraması	1
1.2 Tezin Amacı	4
1.3 Tezin İçeriği	4
2. BATARYA TEKNOLOJİSİ.....	5
2.1 Bataryalara Ait Bazı Temel Kavramlar	6
2.2 Batarya Çeşitleri	7
2.2.1 Kurşun Asit Bataryalar (Pb-acid)	7
2.2.2 Lityum İyon Bataryalar (Li-ion)	8
2.2.3 Nikel Kadmiyum Bataryalar (Ni-Cd)	11
2.2.4 Lityum Polimer Bataryalar (Li-Po).....	12
2.4 Basit Batarya Elektriksel Devre Modeli.....	13
3. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI (AGK).....	15
3.1 Anahtarlama Güç Kaynaklarının Temelleri ve Çalışma Prensibi	15
3.1.1 Denetim ve Darbe Genişlik Oranı (DGA)	16
3.2 Anahtarlama Güç Kaynaklarının Sınıflandırılması.....	19
3.3 Anahtarlama Güç Kaynakları Topolojileri.....	19
3.3.1 Sisteme Uygun Topolojinin Belirlenmesi.....	23
3.4 Batarya Şarj Topolojileri	25
3.4.1 Yerleşik hızlı şarj topolojisi.....	25
3.4.2 Araç dışı hızlı şarj topolojisi.....	26
3.5 Tam Köprü Dönüştürücü ve Çalışma Prensibi	27
3.6 Çalışma Analizi	31
3.6.1 Küçük İşaret Analizi	35
4. ŞARJ ÜNİTESİ TASARIMI	38
4.1 Devre Parametrelerinin Belirlenmesi	38
4.2 Yarı İletken Elemanlarının Seçilmesi.....	38
4.3 Transformatör (Yüksek Frekanslı) Tasarımı	40
4.3.1 Trafo Sarım Sayısının Hesaplanması.....	41
4.3.2 Trafo Tel Kesitlerinin Hesaplanması	43
4.4 Çıkış Bobini Tasarımı	44
4.5 Çıkış Elektrolitik Kondansatörünün Hesaplanması	46
4.6 Bastırma (Snubber) Devresi	48
5. GFD CUK DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	49
5.1 GFD Denetim Yöntemleri	50

5.1.1	Tepe Akım Denetimi	50
5.1.2	Ortalama Akım Denetimi.....	52
5.1.3	Histerezis Denetimi.....	53
5.1.4	Sınır Akım Denetimi.....	54
5.1.5	Kesintili Akım Denetimi.....	55
5.2	Histerezis Akım Denetimli GFD Cuk Dönüştürücü.....	55
6.	BENZETİM VE UYGULAMA ÇALIŞMALARI	58
6.1	Benzetim Çalışması	58
6.1.1	Histerezis Akım Denetimli GFD Cuk Dönüştürücü Benzetimi.....	62
6.2	Uygulama Çalışması.....	67
7.	YÖNTEM VE BULGULAR.....	72
8.	SONUÇ VE ÖNERİLER	73
	KAYNAKLAR	74
	ÖZGEÇMİŞ.....	79



ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1 Batarya hücre yapısı.....	5
Şekil 2.2 SOC göstergesi	6
Şekil 2.3 Kurşun asit batarya iç yapısı	8
Şekil 2.4 Li-ion batarya iç yapı çeşitleri	11
Şekil 2.5 Nikel kadmiyum batarya yapısı	12
Şekil 2.6 Li-Po batarya yapısı	13
Şekil 2.7 Batarya elektriksel devre modeli	14
Şekil 3.1 Anahtarlama güç kaynağı genel blok diyagramı	15
Şekil 3.2 Anahtarlama DA-DA dönüştürücünün basit modeli	17
Şekil 3.3 DGA Sinyali	18
Şekil 3.4 Düşürücü (buck) dönüştürücü devresi	20
Şekil 3.5 Yükseltici (boost) dönüştürücü devresi	20
Şekil 3.6 Düşürücü-yükseltici (buck-boost) dönüştürücü devresi	21
Şekil 3.7 Geri dönüşlü (flyback) dönüştürücü devresi	22
Şekil 3.8 Yarım köprü (half bridge) dönüştürücü devresi	22
Şekil 3.9 İleri yönlü (forward) dönüştürücü devresi	23
Şekil 3.10 Topolojilerin kullanım aralıkları	24
Şekil 3.11 Elektrikli araçlar için genel şarj sistemi	25
Şekil 3.12 Yerleşik şarj topolojileri (a) tek yönlü (b) çift yönlü	26
Şekil 3.13 Araç dışı hızlı şarj topolojisi	27
Şekil 3.14 Tam köprü DA-DA dönüştürücü güç devresi	28
Şekil 3.15 Güç devresi dalga sinyalleri	30
Şekil 3.16 (a) Q1-Q4 anahtarları iletim, (b) Q2-Q3 anahtarları iletim durumu	30
Şekil 3.17 SİM ve KİM modu endüktans akım grafiği	32
Şekil 3.18 Çalışma modu 1 devre şeması	32
Şekil 3.19 Çalışma modu 2 devre şeması	33
Şekil 4.1 N97 meteryali B-H eğrisi	42
Şekil 4.2 ETD39/20/13 nüve ölçüleri	45
Şekil 4.3 Bastırma devre şeması	48
Şekil 5.1 GFD Cuk dönüştürücü devre şeması	49
Şekil 5.2 GFD Cuk dönüştürücü çalışma modları	50
Şekil 5.3 Tepe akım denetimi yapısı	51
Şekil 5.4 Ortalama akım denetimi yapısı	52
Şekil 5.5 Histerezis denetim yapısı	53
Şekil 5.6 Sınır akım denetimi yapısı	54
Şekil 5.7 Kesintili akım denetimi yapısı	55
Şekil 5.8 Histerezis akım denetimi diyagramı	56
Şekil 5.9 Histerezis akım denetimli GFD Cuk dönüştürücü devresi	57
Şekil 6.1 Açık çevrim benzetim devresi	58
Şekil 6.2 Açık çevrim çıkış akım ve gerilim dalga sinyalleri	59
Şekil 6.3 Gerilim değişimi benzetim devresi	59
Şekil 6.4 Signal builder bloğunun istenilen çıkış gerilim değerleri	60
Şekil 6.5 Sistemin çıkış akım ve gerilim değerleri	60
Şekil 6.6 Yük değişimi benzetim devresi	61

Şekil 6.7 Yük değişimi çıkış akım ve gerilim sinyalleri	61
Şekil 6.8 Histeresiz akım denetimli GFD Cuk dönüştürücü benzetim devresi	62
Şekil 6.9 Şebeke gerilim ve akımı.....	63
Şekil 6.10 Devrenin GF'si	63
Şekil 6.11 Şebeke akımının THB'si.....	64
Şekil 6.12 GFD Cuk dönüştürücü çıkış DA gerilimi	64
Şekil 6.13 Anahtarlama sinyalleri ve ölü zamanı.....	65
Şekil 6.14 Çıkış bobin akımı.....	65
Şekil 6.15 Li/Ion bataryanın SOC'si.....	66
Şekil 6.16 Li/Ion bataryanın voltajı	66
Şekil 6.17 Li/Ion bataryanın akımı	66
Şekil 6.18 Sistemin blok diyagramı	67
Şekil 6.19 Besleme ve güç devre şeması	67
Şekil 6.20 Devre top layer (üstten görünüş).....	68
Şekil 6.21 Devre bottom layer (alttan görünüş)	68
Şekil 6.22 Devre 3D görüntüsü.....	69
Şekil 6.23 İzoleli denetim ve sürme devresi	69
Şekil 6.24 STM32F407G-DISC1 geliştirme kartı	70
Şekil 6.25 DGA sinyali ve ölü zaman.....	70
Şekil 6.26 Deney düzeneği.....	71

TABLÖLAR DİZİNİ

Sayfa

Tablo 3.1 Anahtarlamaalı güç kaynağı topolojilerinin karşılaştırılması.....	24
Tablo 4.1 IXTH24N65X2 N-kanal mosfetin önemli parametreleri.....	39
Tablo 4.2 VS-ETX3007-M3 diyot parametreleri.....	40
Tablo 4.3 IDV15E65D2XKSA1 hızlı diyot parametreleri	40
Tablo 4.4 Trafo sarımı için önemli parametreler	43
Tablo 4.5 Bobin tasarımı için parametreler.....	45
Tablo 6.1 Histeresiz akım denetimli GFD cuk dönüştürücü devre parametreleri.....	62



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

A_e	: Manyetik nüve kesit alanı
a_p	: Transformator primer tel kesiti
a_s	: Transformator sekonder tel kesiti
A_w	: Manyetik nüve pencere alanı
B_{max}	: Manyetik akı yoğunluğu
C	: Kondansatör
C_{oss}	: Mosfet çıkış kapasitansı
D	: Görev çevrim oranı (duty cycle)
d	: Doluluk oranı
e	: Hata
f_s	: Anahtarlama frekansı
I_C	: Kondansatör akımı
I_L	: Bobin akımı
I_o	: Çıkış akımı
I_R	: Yük akımı
J	: Akım yoğunluğu
kg	: Kilogram
K_i	: Integral katsayı
K_p	: Oransal katsayı
L	: Bobin
L_g	: Bobin hava aralığı
n	: Transformator dönüştürme oranı
N	: Bobin sarım sayısı
N_p	: Transformator primer sarım sayısı
N_s	: Transformator sekonder sarım sayısı
P_{in}	: Giriş gücü
P_o	: Çıkış gücü
r_D	: Diyot iç direnci
r_T	: Anahtar iç direnci
S	: Anahtar
T	: Periyot süresi
t_{dt}	: Ölü zaman
T_{off}	: Anahtarlama elemanı kesimde kalma süresi
T_{on}	: Anahtarlama elemanı iletimde kalma süresi
V_C	: Kondansatör gerilimi
V_c	: Kontrol gerilimi
V_{ds}	: Mosfet drain-source arası gerilim değeri
V_f	: Geri besleme gerilimi
V_{in}	: Giriş gerilimi
V_L	: Bobin gerilimi
V_o	: Çıkış gerilimi
V_p	: Transformator primer gerilimi
V_r	: Referans gerilimi

Q	: Anahtarlama elemanı
η	: Verim
θ	: Yer değiştirme açısı
ΔI	: Çıkış akımı salınım farkı
ΔI_L	: Endüktans akım değişimi

Kısaltmalar

AA	: Alternatif akım
AC	: Alternatif akım
AGK	: Anahtarlamaalı güç kaynağı
DA	: Doğru akım
DC	: Doğru akım
DCM	: Kesintili iletim modu
DGA	: Darbe genişlik oranı
EMI	: Elektromanyetik girişim
ESR	: Eşdeğer seri direnç
FM	: Frekans modülasyonu
GF	: Güç faktörü
GFD	: Güç faktörü düzeltimi
IGBT	: İzole kapılı bipolar transistör
KİM	: Kesintili iletim modu
KCL	: Kirchhoff akım yasası
KVL	: Kirchhoff gerilim yasası
LPF	: Alçak geçiren filtre
MATLAB	: Matris laboratuvarı
MOSFET	: Alan etkili transistör
PCB	: Baskılı devre kartı
PF	: Güç faktörü
PFC	: Güç faktörü düzeltme
PI	: Oransal-integral denetleyici
PID	: Oransal-integral-türevsel denetleyici
PWM	: Darbe genlik modülasyonu
RMS	: Efektif değer
SİM	: Sürekli iletim modu
SMPS	: Anahtarlamaalı güç kaynağı
THB	: Toplam harmonik bozunumu
THD	: Toplam harmonik bozunumu
ZVT	: Sıfır gerilimde geçiş

1. GİRİŞ

Yarı iletken ve batarya teknolojisinin hızla ilerlemesiyle birlikte endüstriyel uygulamada ve günlük hayatta birçok alanda kullanılan çeşitli güç, kapasite ve gerilime sahip birçok batarya çeşidi bulunmaktadır. Bataryaların şarj edilmesinde şebekeden beslenen doğrusal (lineer) güç kaynakları yerine anahtarlama güç kaynakları (AGK) daha çok tercih edilmektedir.

DA-DA dönüştürücüler, doğru akım kaynağını çıkışta istenilen güç seviyesine dönüştüren devreler olarak tanımlanabilir. Literatürde kullanım alanlarına ve kontrol yöntemlerine göre farklı tipte dönüştürücü çalışmaları mevcuttur. İzoleli ve izolesiz dönüştürücüler olmak üzere iki ana başlık altında açıklanabilir. İzolesiz dönüştürücülere örnek verecek olursak düşürücü (buck), yükseltici (boost) veya düşürücü-yükseltici (buck-boost) tip dönüştürücüler verilebilir. İzoleli dönüştürücüler ise geri dönüşlü (flyback), ileri yönlü (forward), yarım köprü (half bridge), tam köprü (full bridge) tam köprü dönüştürücülerdir. Güç arttıkça izolasyona olan ihtiyaçta artmaktadır. Tezde izoleli dönüştürücü topolojilerinden biri olan tam köprü dönüştürücü kullanılacaktır.

Tam köprü dönüştürücü, akademik camiada ve endüstriyel alanda da sık sık başvurulmuş bir topolojidir. Yumuşak ve sert anahtarlama tekniklerine kolayca adapte olabilmesi, anahtarlama elemanlarına binen stresin nispeten az olması, transformatör primer akımının daha az olması, verimliliğin yüksek olması en önemli avantajları olarak karşımıza çıkmaktadır.

1.1 Literatür Taraması

Günümüze kadar yapılan çalışmalara baktığımızda bunların ne şekilde yapıldığı ve hangi tip topolojiyi kullandıkları yapılan literatür taraması sonucunda aşağıda belirtilmiştir.

Ümit Can ÖZÇELİK tarafından 2018’te yapılan yüksek lisans tezinde Tam Köprü DC-DC dönüştürücü akım ve gerilim kontrollü olarak tasarlanmıştır. Tasarlanan bu

devrenin anahtarlama frekansı 30 kHz olarak belirlenmiştir. Ayrıca sistemin çıkışından 0-250 V aralığında gerilim ve 10 A akıma kadar da akım kontrol edilebilmiştir (Özçelik, 2018).

2022 yılında Sawsan S. SAYED ile Ahmed M. MASSOUD kısa ve uzun mesafeli (bisiklet, golf araçları, kamyon, otobüs) elektrikli araçlar için tek yönlü izolesiz GFD dönüştürücüleri hakkında araştırma yaparak makale yazmışlardır. Elektrikli batarya voltajının uygulamaya bağlı olarak 36 – 900 V arasında değiştiğini vurgulamışlardır (Sayed ve Massoud, 2022).

Chaithanya S ile M.R Sindhu, 2022 IEEE IAS gelişen teknolojiler küresel konferansında elektrikli araç uygulaması için 1,5 kW izoleli tam köprü DA-DA dönüştürücü kullanan GFD tabanlı tümleşik batarya şarj cihazı adlı bildiriye sunmuşlardır. Dönüştürücünün benzetimi yapılarak verimliliği %93 bulunmuştur (Chaithanya ve Sindhu, 2022).

Sadık ÖZDEMİR 2010 yılında yüksek lisans tezinde şarj olacak akülere gerilim bir fırçasız doğru akım motorundan sağlamıştır. Doğru akım motorunun dönüş hızına bağlı olarak 100-600V arasında değişen gerilim akülere sabit gerilim ve sabit akım şeklinde ulaşmıştır. Güç kaynağının çıkışından en fazla 250 V gerilim ve 7 A akım değerleri alınmıştır. Dolayısıyla güç en fazla 1750 W çıkış gücüne ulaşabilecektir (Özdemir, 2010).

2023 yılında Ahmed Elezab, Ömer Zayed, Ahmed Abuelnaga ve Mehdi Narimani tarafından yapılan makalede, elektrikli araçlar için 200-1000V çıkış aralığında yüksek verimli LLC rezonans dönüştürücü ultra hızlı şarj istasyonları açıklanmıştır. 800 V giriş, 200-1000V arası çıkışı olan 10 kW'lık prototip üzerinde yapılan çalışma deneysel olarak doğrulandı (Elezab vd., 2023).

Akif Hakkı POLAT tarafından Haziran 2015'te yapılan yüksek lisans tezinde faz kaydırmalı rezonant DGA tekniği ile kontrol edilen yüksek verimli tam köprü DA-DA dönüştürücü tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Tasarlanan dönüştürücünün gücü 1900 W'dır. Devre 380 V DA giriş gerilimi, 57,6 V çıkış gerilimi ve 33 A çıkış akımına sahiptir (Polat, 2015).

Sen-Tung Wu ve Bo Yu Yang tarafından 2023 yılında yazılan makalede, yüksek dönüşüm oranlı izole çift yönlü faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücünün tasarım ve uygulaması anlatılmıştır. Dönüştürücü gücü 1 kW'tır (Wu ve Yang, 2023).

Alihan Cemal ÇALIŞKAN tarafından Nisan 2021 yılında yapılan “Yüksek güçlü izole DA-DA dönüştürücünün tasarımı, modellenmesi ve kontrolü” adlı yüksek lisans tezinde yüksek güçlü izoleli tam köprü doğrultucu tasarımı yapılmıştır. Küçük işaret analizine göre akım ve gerilim transfer fonksiyonları oluşturulmuştur. Denetimci tasarımında PID yöntemi esas alınmış ve iç içe iki denetim döngüsü kullanılmıştır (Çalışkan, 2021).

2023 yılında Jiankun Luo, Zhiqiang Guo, Weijie Zhan ve Shujun Chen tarafından yapılan makalede ise darbeli çıkış akımı uygulamaları için yüksek verimlilikte hibrit tam köprü DA-DA dönüştürücü açıklanmaktadır. Performans ve denetimini doğrulamak için uygulamada yapılmıştır (Luo vd., 2023).

Alper GÖYNÜŞEN 2011 yılında yüksek lisans tezinde anahtarlama frekansı 100 kHz olarak belirlenmiştir. Giriş gerilimi 311V DA, çıkış gücü 1000W (24V /41,66A) olan faz kaydırmalı tam köprü DA-DA dönüştürücünün tam yük koşulları altında çalışması gözlemlenmiştir. Doyumlu endüktans sayesinde geniş yük aralığında ZVT'nin sağlandığı ve anahtarlama kayıplarının ise azaldığı tespit edilmiştir (Göynüşen, 2011).

Hüsnü YALDUZ'un 2015 yılındaki yüksek lisans tezinde DA-DA düşüren dönüştürücü tasarımı ve PI kontrolü yapılmıştır. Girişteki değişken 20-30 V arasındaki gerilim regüleli olarak çıkıştan 12 V olarak alınmıştır. Dönüştürücü çıkış gerilimi denetiminde Oransal-Integral (PI) denetim yöntemi tercih edilmiştir (Yalduz, 2015).

Qian Kejun, Shen Jie ve Liu Yi, 2018 Uluslararası güç sistemi teknolojisi konferansında elektrikli araçlar için çok modlu denetim tabanlı tam köprü DA-DA dönüştürücü hakkında sunum yapmışlardır. Dönüştürücünün %96,2 pik verimliliğine sahip olduğu ve geniş yük aralığında verimliliğin %95'in üzerinde olduğunu benzetimlerini yaparak kanıtlamışlardır (Qian Kejun ve Shen Jie, 2018).

Hasan SUCU tarafından Temmuz 2021 yılında yapılan yüksek lisans tezinde düşürücü tip DA-DA dönüştürücüsünün modellenmesi, tasarımı ve kontrolü isimli bir çalışma yapılmıştır. 48 V DA giriş gerilimi ve 12 V DA çıkış gerilime sahip yaklaşık 10 W gücünde PI denetimli düşürücü tip konvertörün tasarımı, analizleri ve uygulaması gerçekleştirilmiştir (Sucu, 2021).

Bestoon Ahmed MUSTAFA'nın 2019 yılında yapmış olduğu yüksek lisans tezinde 50 W gücünde flyback düzlemsel transformatör tasarımı yapılmıştır. Tasarımın benzetim çalışmaları yapılmış ve verimi %98'den fazla çıkmıştır (Mustafa, 2021).

1.2 Tezin Amacı

Anahtarlama ve yüksek gerilimli güç kaynakları, kaynak makineleri, telekomünikasyon sistemleri, güneş panel inverteri ve elektrikli araç bataryalarının şarj edilmesi gibi endüstriyel uygulamalarda yüksek güç ve frekanslarda izoleli tam köprü DA-DA dönüştürücüler tercih edilmektedir. İzoleli dönüştürücüler temelde merkezlerinde yüksek frekans transformatörü bulundurulur.

Bu tezde ilk önce benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Tam köprü DA-DA dönüştürücünün girişine GFD Cuk dönüştürücü devresi eklenerek şebekeden kaynaklı harmonikleri ve GF'ünü düzeltmek amaçlanmıştır. Daha sonra uygulama da ise devre gerçekleştirmeye çalışılmıştır.

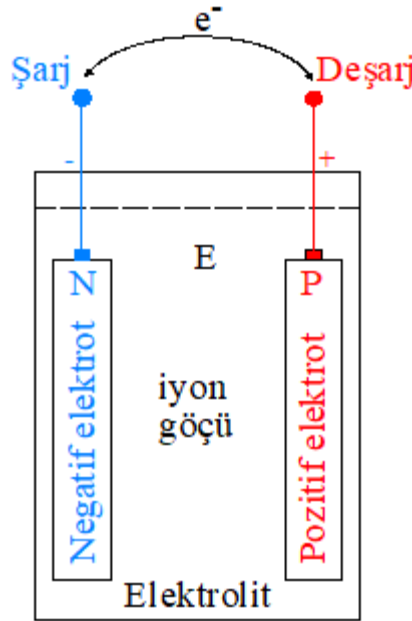
1.3 Tezin İçeriği

Bu çalışmada yüksek güçlü (700W), izoleli tam köprü DA-DA dönüştürücü tasarımı yapılacaktır. Tam köprü doğrultucu hakkında teorik bilgiler ve denklemleri verilecek olup en doğru ve uygun malzeme seçimleri yapılacaktır. Küçük işaret analizi ile transfer fonksiyonu oluşturulacaktır. Denetim tasarımı yapılırken en çok tercih edilen PI kontrol yöntemi esas alınacaktır. Altium Designer programı ile pcb tasarımı, Matlab/Simulink programıyla da benzetim çalışmaları tamamlanarak sunulacaktır. Son olarak ise sonuçlar incelenerek tartışılacaktır.

2. BATARYA TEKNOLOJİSİ

Dünyada elektrikli ve hibrit elektrikli araç kullanımının giderek artmasıyla birlikte çevre kirliliğinin önüne geçilmesi ve enerji ihtiyacının karşılanması konusunda önemli adımlar atılmıştır. Bataryalar, elektrikli ve hibrit elektrikli araçların ana parçalardan biri olduğu için endüstriyel ve akademik camia da araştırma yapmaya, geliştirmeye açık bir konudur. Elektrokimyasal hücrelerden meydana gelirler. Bu elektrokimyasal hücrelerin bir kısmının seri bağlanarak bir araya getirilmesiyle bataryalar oluşturulur. Gruplanmış hücreler de birbirine bağlanarak batarya modülünü oluşturur.

Elektrikli araçlar faydalı çalışma modunda, elektrik enerjisini kimyasal enerjiye çevirip depolayarak şarj edilirler. Normal çalışma modunda ise bu depoladıkları kimyasal enerjiyi elektrik enerjisine çevirip çıkışa aktararak deşarj olurlar. Batarya hücresi temel olarak Şekil 2.1'deki gibi elektrolit içine daldırılmış pozitif ve negatif elektrottan oluşmaktadır (Altanneh vd. 2012).



Şekil 2.1 Batarya hücre yapısı

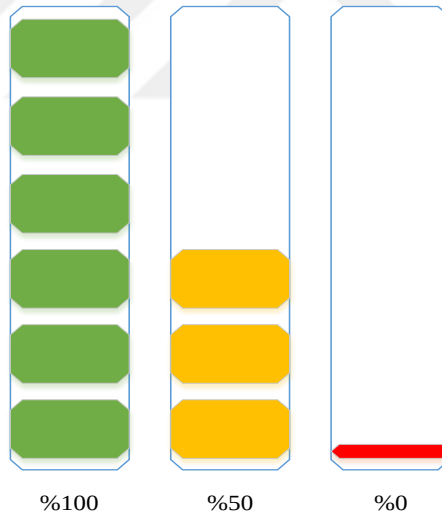
2.1 Bataryalara Ait Bazı Temel Kavramlar

* Enerji yoğunluğu (Wh/L), birim batarya hacmi başına düşen enerji miktarıdır. Hacimsel enerji yoğunluğu olarak da bilinir.

* Güç yoğunluğu (W/L), birim batarya hacmi başına düşen bataryanın maksimum güç miktarına denir.

* Deşarj derinliği (DOD), kapasitesi %0 olan bataryanın %100 kapasite oranıdır. Yüzde olarak ifade edilir. DOD değeri %80 olan bataryaların bu değerden daha fazla deşarj edilmemesi gerekir.

* Şarj durumu (SOC), bataryanın şarj seviye göstergesi diye de ifade edilebilir. Şekil 2.2’de SOC göstergesi verilmiştir. Şarj durumu % olarak ifade edilir ve SOC, batarya boşken % 0, dolu iken %100’dür.



Şekil 2.2 SOC göstergesi

* Spesifik enerji, bataryanın kütle başına düşen enerjisidir. Gravimetrik enerji yoğunluğu olarak da bilinir. Elektrikli araçlarda bu değer mesafeyi etkilediğinden dolayı büyük önem arz etmektedir. Birimi Wh/kg’dır (Ehsani vd. 2020).

* Spesifik güç, bataryanın her bir kg’dan elde edilen güç miktarıdır. Birimi W/kg’dır. Bazı bataryalar yüksek spesifik enerjiye ancak düşük spesifik güce sahip olarak

ulaşabilir. Bu durum bataryanın çok enerji depolayabileceği ancak bu enerjiyi yavaşça verebileceği anlamına gelir (Ehsani M. vd. 2020).

* evrim mr, bataryanın deşarj derinliği (DOD) değerine kadar deşarj edilip sonra tekrar şarj edilmesine bir çevrim denir. Bataryaların %80 değerini koruyacak şekilde deşarj şarj edilmesi çevrim ömrünü tahmin ettirebilir. Bataryaların alışma ömrü, çevrimin derinliği, oranı, sıcaklık ve nemden etkilenebilir. Deşarj derinliği fazla olan bataryaların çevrim ömürleri de daha kısadır (Ehsani vd. 2020).

* Bataryanın kendiliğinden deşarj olma durumu (Self discharge), bataryalar kullanılmadıklarında kendi kendine deşarj olarak kendilerinde meydana getirdikleri enerji ve kapasite kaybıdır (Ehsani vd. 2020).

* Hafıza etkisi, nikel-kadmiyum bataryaların kısmen boşaldıktan sonra tekrar tekrar şarj edildiklerinde maksimum enerji kapasitelerini kademeli olarak kaybettikleri durumu ifade eder. Bu durum bataryanın daha küçük kapasiteyi hatırlaması olarak da açıklanabilir (Ehsani vd. 2020).

2.2 Batarya eşitleri

Bataryalar, temelde birincil ve ikincil olmak üzere iki tipte üretilirler. Birincil tip batarya türleri tamamen dolu olarak üretilir, tek kullanımlık ve tekrar şarj edilemezler. rnek olarak sayaç pilleri, buton tipi piller, alkalın piller, Li-SOCl₂ piller, Li-MnO₂ piller verilebilir. İkincil tip batarya türleri ise şarj edilebilir olarak imal edilir ve şarj deşarj döngüsü ile çalışırlar. Elektrikli araçlarda kullanılan bataryalarda bu tiptedir. Bu tip bataryaların birçok rneği vardır. Elektrikli araçlarda kullanılan en yaygın batarya teknolojileri, kurşun asit (Pb-asit), nikel kadmiyum (Ni-Cd), nikel metal hidrat (NiMH) ve lityum iyon (Li-ion) bataryalardır (Satılmış, 2013).

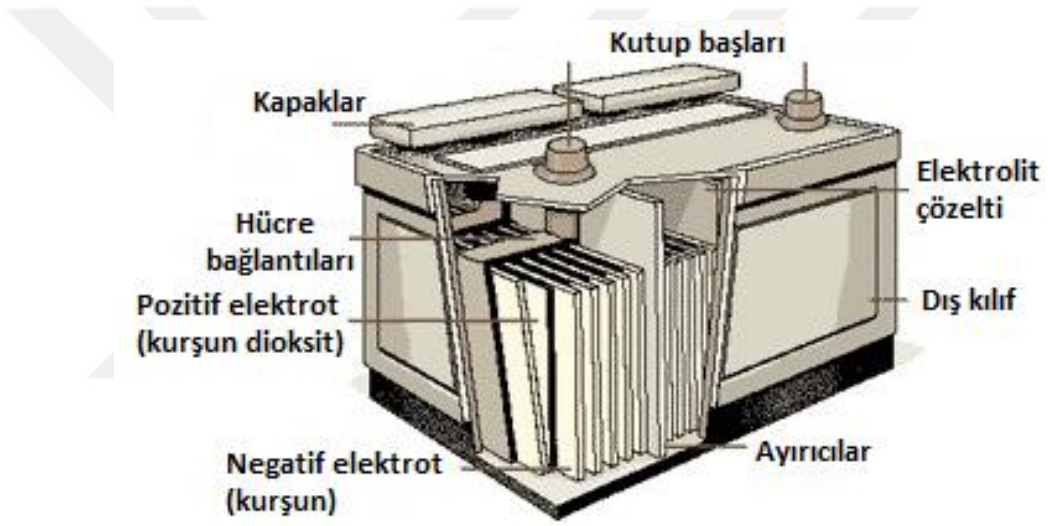
2.2.1 Kurşun Asit Bataryalar

Kurşun asit bataryalar en eski tip ve en çok üzerinde araştırma yapılmış batarya türüdür. Kullanımına bağlı olarak, ömürleri yaklaşık olarak 20 yıl kadar ve verimliliği

ise %95-%99 arasında değişmektedir. Kurşun asit bataryaların avantajları maliyetinin düşük olması, teknolojisinin basit ve kolay olmasıdır.

Fakat yapısında kurşun olmasından ve kurşununda moleküler ağırlığının yüksek olmasından dolayı spesifik enerji ve gücün düşük olması, kurşunda bulunan toksikin çevreye zararından dolayı bu durumları dezavantaj olarak sayabiliriz (Satılmış, 2013).

Kurşun asit bataryaların sıcaklık konusunda zaafları vardır. Sıcaklık 10°C altına düştüğünde batarya karakteristiği, gücü ve yoğunluğu önemli derecede düşmektedir (Satılmış, 2013).



Şekil 2.3 Kurşun asit batarya iç yapısı (Satılmış, 2013)

Şekil 2.3'te görüldüğü üzere kurşun asit batarya hücresi pozitif elektrot ve negatif elektrodun sülfürik asit (H_2SO_4) elektrolit çözeltiye daldırılmasıyla oluşmaktadır. Deşarj olurken bu pozitif ve negatif elektrotlar kurşun sülfata ($PbSO_4$) dönüşür, şarj durumunda ise her iki elektrotta önceki haline dönüşmektedir (Ehsani M. vd. 2020).

2.2.2 Lityum İyon (Li-ion) Bataryalar

Japonya'da sony ve panasonic, ABD'de duracell, Avrupa'da ise saft, varta gibi batarya ve pil sektörünün öncü firmaları bu tip bataryaları elektrik araçlarda kullanılabilecek özellik ve maliyete getirebilmek için yoğun çaba harcıyor. Lityum-iyon bataryalar

yaklaşık olarak 120 Wh/kg enerji yoğunluğuna ve 1000 derin deşarj çevrimine sahiptir. Yaklaşık bir saatte bataryanın %80 kısmı tekrar şarj edilebilir.

Enerji yoğunluğunun yüksek olması nedeniyle günümüzde elektrikli araçlar için en uygun batarya olarak düşünülmektedir. Bataryalar seçilirken enerji yönetim sistemine ve araç yapısına dikkat edilmelidir (Avgın, 2012; Sauer, 2007).

Lityum iyon bataryalar enerji verimliliğinin yüksek olması, çevrim ömrünün uzun, spesifik gücün yüksek, kendiliğinden deşarj olması düşük, çok fazla bakım gerektirmemesi, küçük ve taşınabilir olması gibi birçok avantaja sahiptir.

Ayrıca hafıza etkisi sorunu da yoktur. Dolayısıyla bu pilleri şarj etmek için tam olarak boşalmasına gerek yoktur. Yine aynı nedenden dolayı şarjı yarıda kesmek pil için olumsuz bir etki oluşturmaz. Dezavantajları ise yüksek maliyet gerektirmesi, yüksek akım ve gerilimden korumak için koruma devresine ihtiyaç duyması ve aslında en belirgin kusuru da kullanım ömürlerinin üretim tarihinden itibaren başlamasıdır. Üretildikten sonra şarj edilseler de edilmeseler de ömürleri azalmaya başlayacaktır. Ayrıca bu tip bataryalar yüksek ısıya ve güneş ışığına maruz bırakılırsa tutuşabilir hatta patlayabilir (Altanneh vd. 2012).

Li-ion bataryaların birçok türü vardır. Bunlar katodundaki metal veya metal oksit malzemeye göre adlandırılır. Her tipin kendine göre avantajı veya dezavantajı vardır. Batarya seçimi yaparken kullanılacağı yer, performans ve maliyete göre hareket edilir.

Başlıca Li-ion batarya türleri aşağıda belirtilmiştir.

Lityum kobalt oksit (LCO):

Şarj olduğunda lityum iyonları katottan anota doğru, deşarj olduğundan ise tersine doğru hareket eder. Bu pilin dezavantajı kullanım ömrünün kısa olması ve sınırlı yük potansiyelidir. Bataryanın nominal çalışma gerilimi 3,6 V'tur. Kobalt malzemesinin yüksek maliyeti nedeniyle diğer Li-ion batarya türlerine göre daha az tercih edilmektedir (URL-7. Piller : Lityum İyon Çeşitleri, y.y.).

Lityum manganez oksit (LMO):

LCO bataryaya göre kapasitesi üçte bir oranında daha düşüktür. Tasarımının esnek olması nedeniyle ömrü, gücü ve kapasitesi geliştirmeye açıktır. Nominal çalışma gerilimi 3,8 V'tur. Daha çok el aletleri ve tıbbi cihazlarda kullanılmaktadır (URL-7. Piller : Lityum İyon Çeşitleri, y.y.).

Lityum demir fosfat (LFP):

LFP bataryalarda katot malzemesi olarak LiFePO_4 kullanılır. Hücre tipi olarak silindirik yapıya sahiptir. Bataryanın nominal gerilimi 3,2 V olup enerji yoğunluğu diğer Li-ion bataryalara göre düşüktür. Uzun ömürlü olması, kararlı bir şekilde kimyasal tepkiye girmesi ve düşük toksikliğinin olması en önemli avantajlarındandır. Çarpışma, kısa devre ve yüksek sıcaklığa maruz kaldıklarında herhangi bir yanma, patlama yapmayan güvenli bir yapısı vardır. Otomobil ve GES sektöründe sıklıkla tercih edilmektedir (URL-7. Piller : Lityum İyon Çeşitleri, y.y.).

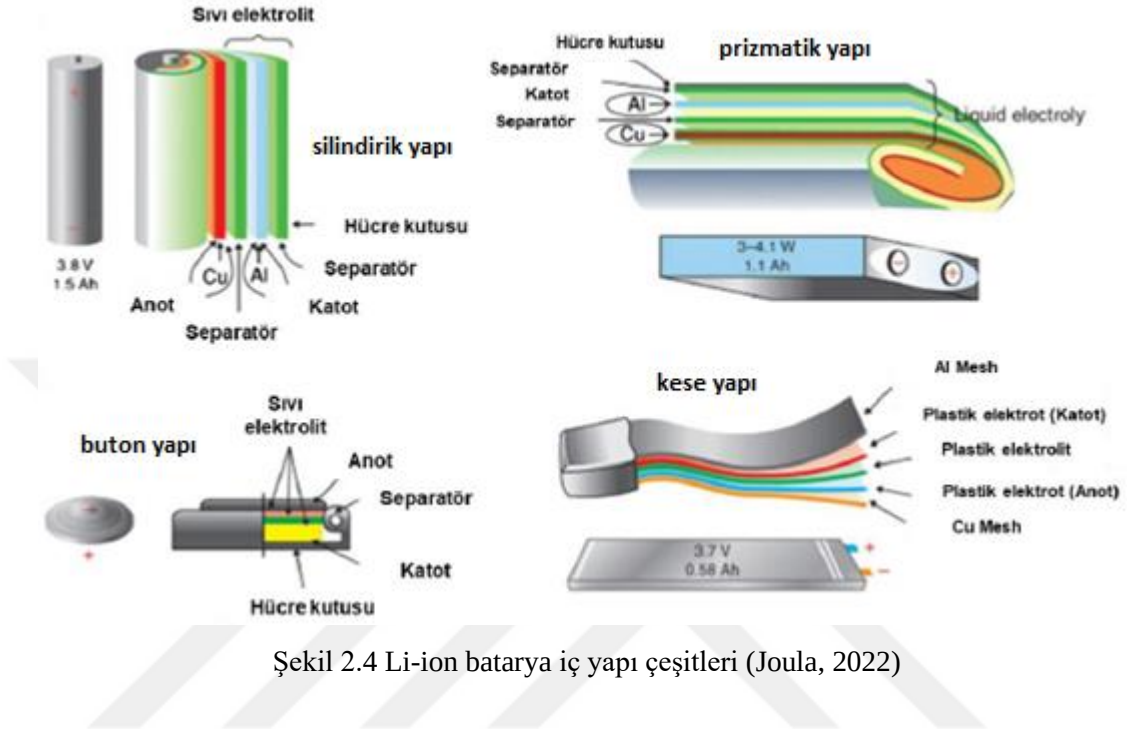
Lityum nikel manganez kobalt oksit (NMC):

En başarılı Li-ion batarya türüdür. Hücre tipi olarak prizmatik yapıya sahiptir. Kobalt tabanlı hücrelere göre yüksek enerji yoğunluğu, düşük maliyet ve uzun çevrim oranına sahiptir. Fakat hücre başına verdikleri gerilim daha düşüktür. Bataryanın nominal gerilimi 3,7 V olarak ölçülmüştür. Elektrikli araç ve bisikletler, endüstriyel uygulamalar başlıca kullanım alanlarıdır (URL-7. Piller : Lityum İyon Çeşitleri, y.y.).

Lityum titanat (LTO):

En eski batarya türlerinden biridir. LTO'nın 2,4 V nominal çalışma gerilimi vardır. Hızlı şarj olabilme özelliğinin yanında kapasitesinin 10 katı daha fazla deşarj akımı oluşturur. Hızlı şarj olması sırasında darbelere karşı dayanıklı olması ve düşük sıcaklıkta şarj olması önemli avantajlarındandır. Fakat yüksek maliyeti nedeniyle kullanım alanları sınırlıdır. UPS cihazları ve güneş enerjili çevre aydınlatma armatürlerinde kullanılırlar (URL-7. Piller : Lityum İyon Çeşitleri, y.y.).

Lityum iyon bataryaların en önemli kullanım alanları elektrikli araçlar, şarj edilebilir enerji depoları, telefonlar, laptoplar, kameralar ve oyun konsollarıdır. Li-ion bataryanın iç yapı çeşitleri Şekil 2.4 ile verilmiştir.



Şekil 2.4 Li-ion batarya iç yapı çeşitleri (Joula, 2022)

2.2.3 Nikel Kadmiyum Bataryalar (Ni-Cd)

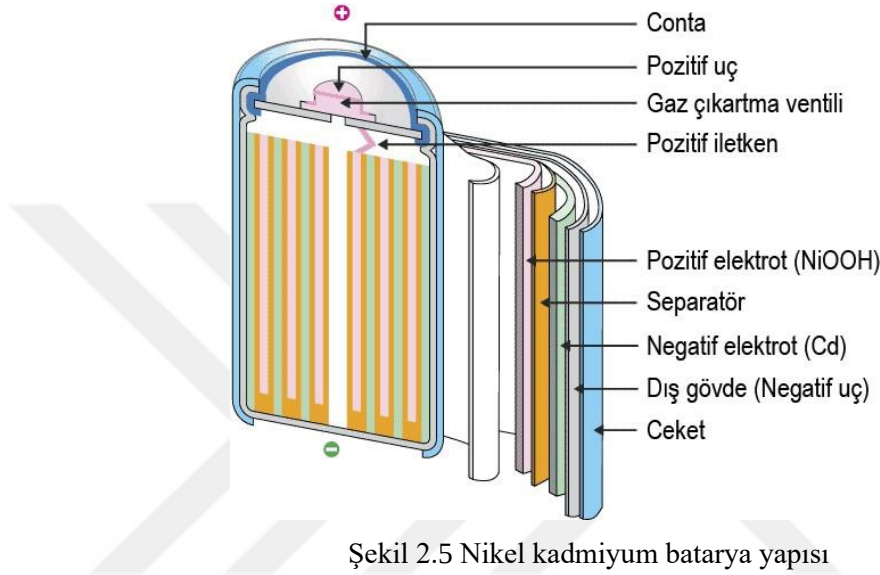
Pozitif elektrodu nikel, negatif elektrodu kadmiyum olan bataryalardır. Bu pilin nominal çalışma voltajı 1,2 V'tur. Nominal voltaj, pil tamamen boş iken Ni-Cd bataryanın kapasitesinin 1/10'u ile 1 saat şarj edildikten sonra ulaştığı gerilim değeridir. Minimum gerilimi ise 1 voltur. Bataryanın enerji yoğunluğu 55 Wh/kg ve güç yoğunluğu 225 W/kg kadardır. Şekil 2.5'te batarya yapısı gösterilmiştir.

Başlıca avantajları, dış ortama ve korozyona karşı dayanıklı olması, DOD sayısının yüksek olması, ani yüksek güce cevap verebilmeleridir. En belirgin kusuru hafıza etkisidir.

Batarya tam deşarj olmadan şarj edilir sonra deşarj edilirse, bir önceki deşarj noktasını hatırlayıp o noktaya inildiğinde batarya deşarj olmuş gibi davranır. Bu sorun bataryayı tam deşarj şarj edilerek çözülebilir. Ayrıca uzun süre şarj edildiklerinde batarya

sıcaklığını nominal sıcaklığın üstüne çıkarmaktadır. Bu durum bataryanın ömrünü önemli derecede azaltmaktadır (Avgın, 2012; Özçelik, 2018).

Askeri uygulamalar, kesintisiz güç kaynakları, aydınlatma ve medikal bataryaları, elektrikli el aletleri (matkap, şarjlı süpürge vs.) ve alarm sistemleri kullanım alanlarına verilebilecek örneklerdir.



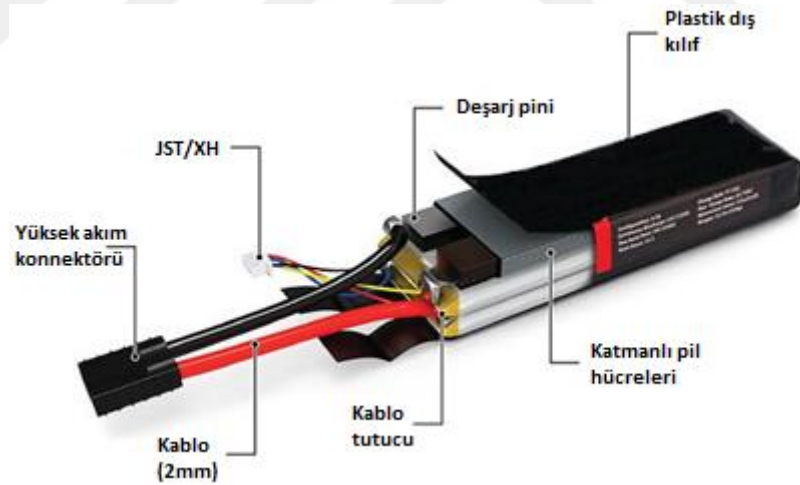
2.2.4 Lityum Polimer Bataryalar (Li-Po)

Lityum polimer batarya da sıvı elektrolit yerine polimer elektrolit bulunur. Li-ion bataryalardaki bu sıvı elektrolitin bir süre sonra akmasından dolayı geliştirilen bir teknolojidir. Bu polimer elektrolit sayesinde batarya akmaya karşı dayanıklı ve istenilen formun kolayca elde edilebileceği elastik bir biçim haline gelir. Lityum polimer bataryalar aynı kimyasal yapıya sahip olduklarından dolayı aslında lityum iyon bataryalara benzerler. İkisi arasındaki fark kullanılan elektrolit ve hücrenin paketlemesidir. Şekil 2.6 Li-Po batarya yapısını göstermektedir (Doğan, 2017).

Ayrıca hafif olmakla birlikte istenilen boyutta ve şekilde üretilebilirler. Kapasitesi oldukça yüksektir. Yani boyutları küçük olmasına rağmen güç olarak yoğunurlar. Deşarj olmasının istenmesi durumunda yüksek hızda deşarj olabilirler. (Doğan, 2017) Spesifik enerjisi 155 Wh/kg, spesifik gücü 315 W/kg, enerji yoğunluğu ise 220 Wh/L'dir. (Altanneh, 2012) Nominal hücre voltajı 3,7 V'tur. Boşken gerilimi 2,7 V

iken tam dolu olduğunda gerilimi 4,2 V'tur. Aşırı şarj edildiklerinde patlamaya hatta yanmaya neden olabilir. Normal olarak bir saatten fazla şarj olma süreleri vardır (Kayıklı, 2008). Li-Po bataryalarda bulunan katı polimer, batarya içinde bulunan lityum iyonunun hareket etmesini kısıtlamıştır. Bu durumda bataryanın iç direncini artırmış doğal olarak bu da pilin daha uzun sürede şarj olmasına yol açmıştır. Aslında bu problem pili ısıtarak giderilebilir fakat kullanışlı bir çözüm değildir (Özçelik, 2018).

Son teknolojiyle birlikte bu problem çözülmekle kalmayıp yüksek güce sahip olan yükler için Li-Po bataryalar sıklıkla kullanılmaya başlandı. Bunların başını elektrikli araçlar, robotik uygulamalar, akıllı cep telefonları, dizüstü bilgisayarlar, airsoft hobi silahları, uzaktan kumandalı araba ve drone gibi birçok alanda kullanılan uygulamalar çekmektedir. Dezavantajları ise iyonik iletimden dolayı düşük sıcaklıklarda daha zayıf bir performans göstermesi ve yüksek maliyetinin olmasıdır (Altanneh, 2012; Doğan, 2017).



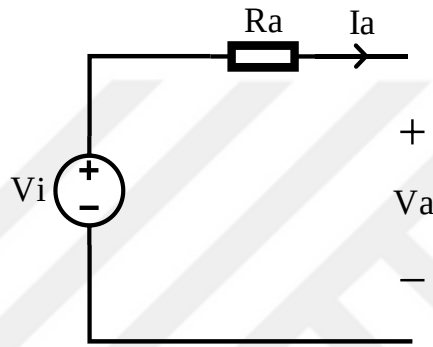
Şekil 2.6 Li-Po batarya yapısı (Doğan, 2017).

2.3 Basit Batarya Elektriksel Devre Modeli

Bataryaların birçok elektriksel devre modeli vardır. Anlaşılır ve sade olması açısından bu kısımda basit batarya modeli tanımlanacaktır.

Bataryanın parametreleri, elektrik devre elemanları ile belirlenir ve bu değerler bataryayı test işlemlerinden geçirilerek yapılır. Şekil 2.7'deki elektriksel devre modeli gerilim kaynağı ve dirençten meydana gelmektedir.

Buradaki V_i bataryanın terminal gerilimini, I_a bataryanın akımını ve R_a ise batarya iç direncini ifade eder ve R_a bataryanın dolup boşalması sırasında farklı değerler almadığı kabul edilir. Pratikte R_a direnci farklı değerler alabilir. Bataryanın iç yapısını oluşturan elektrolit yoğunluğu gibi başlıca parametreler yok sayılmıştır (Avgın vd. 2012).

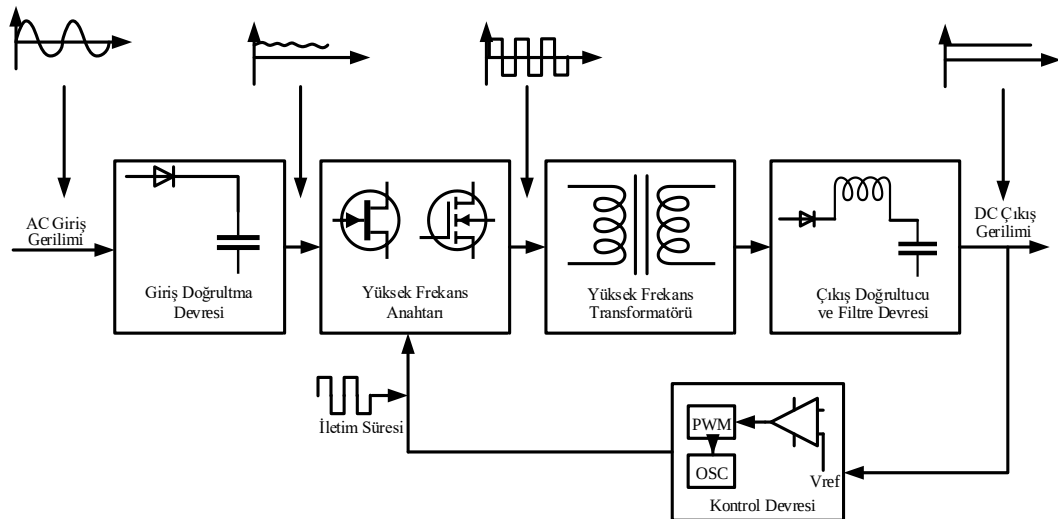


Şekil 2.7 Batarya elektriksel devre modeli

3. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI (AGK)

AA giriş sinyali DA çıkış sinyaline dönüştüren güç kaynakları daha çok elektronik sistemlerin çalışması için kullanılır. AA-DA güç dönüştürücü devreleri lineer (doğrusal) güç kaynakları ve anahtarlama güç kaynakları olmak üzere iki yöntemle gerçekleşir. Lineer güç kaynakları genelde düşük gürültü gerektiren ve gücü 20 W altı olan uygulamalarda kullanılır. Verimleri az, kullanılan transformator büyük ve ağır, yapıları daha basittir. Anahtarlama güç kaynakları ise lineer güç kaynaklarına göre çok daha fazla avantaja sahiptir. Anahtarlama elemanı iletimde ya da kesimde olduğu için enerji kaybı az ve verimi de oldukça yüksektir. Yüksek frekansta çalışmasından dolayı hafif ve küçük malzemeler kullanarak üretilir. Çalışma frekansı yüksek olduğu için pcb kartında en çok yer tutan transformatorün boyutu da küçülür. Dolayısıyla anahtarlama güç kaynakları kompakt bir görünüme sahiptir. Ancak yapıları karmaşık olduğundan dolayı tasarımı ve üretimi oldukça zor ve maliyetlidir. Yüksek frekansta çalışmasından dolayı çıkış gürültü seviyeleri oldukça yüksektir. Fakat iyi bir tasarım ve planlama ile bunlar ortadan kaldırılabilir (Öztürk, 2009).

3.1 Anahtarlama Güç Kaynaklarının Temelleri ve Çalışma Prensibi



Şekil 3.1 Anahtarlama güç kaynağı genel blok diyagramı (Özçelik, 2018; Akdere, 2006)

Şekil 3.1 ile anahtarlama güç kaynağının çalışma prensibini gösteren genel blok diyagram görülmektedir. Anahtarlama güç kaynağı şebekeden alınan AA giriş

gerilimi, girişteki doğrultma devresi, anahtar, yüksek frekans transformatörü ve çıkışta bulunan doğrultma filtre devresi ile denetim devresinden meydana gelmektedir.

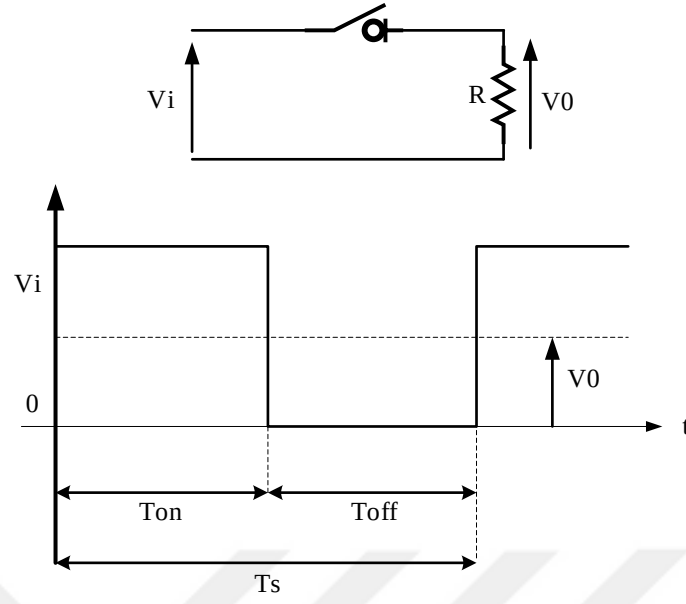
AA giriş voltajı ilk olarak EMI filtreden geçer ve giriş doğrultma devresine verilir. Doğrultma devresinin çıkışından alınan DA gerilim anahtarlama elemanlarında DGA kontrolörü yardımıyla yüksek frekans AA sinyale çevrilir. Anahtarlama elemanının frekansı ve yüzdesine göre çıkış gerilimi değiştirilir. İstenilen değerlere bağlı olarak çalışma frekansı çoğunlukla 20 kHz ile 1MHz arasında değişmektedir. Anahtarlama elemanının iletimde ve kesimde kalma süresine göre enerji aktarımı sağlanır. Anahtarlama elemanlarından elde edilen AA kare dalga sinyali, yüksek frekans transformatörüne verilir ve trafonun sarım sayısına bağlı olarak çıkıştaki doğrultma devresine aktarılır. Ardından çıkıştaki doğrultucu ve filtre devresi ile süzülerek DA çıkış gerilimi elde edilir (Özçelik, 2018).

Anahtarlama DA-DA dönüştürücüler genellikle DGA tekniği ile kontrol edilmektedir. Hızlı geçiş cevabı ve yüksek güç yoğunluğundan dolayı endüstride yaygın olarak bu dönüştürücüler kullanılmaktadır. Aynı zaman da bu dönüştürücüler geniş bir aralıkta ayarlanabilen, düzgün ve regüleli bir DA gerilimi sağlayabilmektedir (Göynüşen, 2011).

Çalışma prensibi, genel anlamda anahtarlanan endüktansın enerji aktarımına dayalıdır. Anahtarlama DA-DA dönüştürücülerde, bir anahtarlama periyodu içerisinde güç anahtarı veya diyotu iletimdedir. Çoğunlukla anahtar iletimde iken endüktansta depolanan enerji diyot iletimde iken çıkışa aktarılır (Göynüşen, 2011).

3.1.1 Denetim ve Darbe Genişlik Oranı (DGA)

Anahtarlama güç kaynakları, temel olarak çıkış güç katındaki DA-DA dönüştürücü topolojisine göre adlandırılırlar. DA-DA dönüştürücülerde giriş gerilim değeri ile çıkış geriliminin denetimi anahtarların iletimde ve kesimde olduğu sürelerin denetlenmesiyle ayarlanır. Şekil 3.2’de anahtarlama DA-DA dönüştürücünün basit modeli gösterilmiştir (İşbilir, 2005).



Şekil 3.2 Anahtarlama DA-DA dönüştürücünün basit modeli

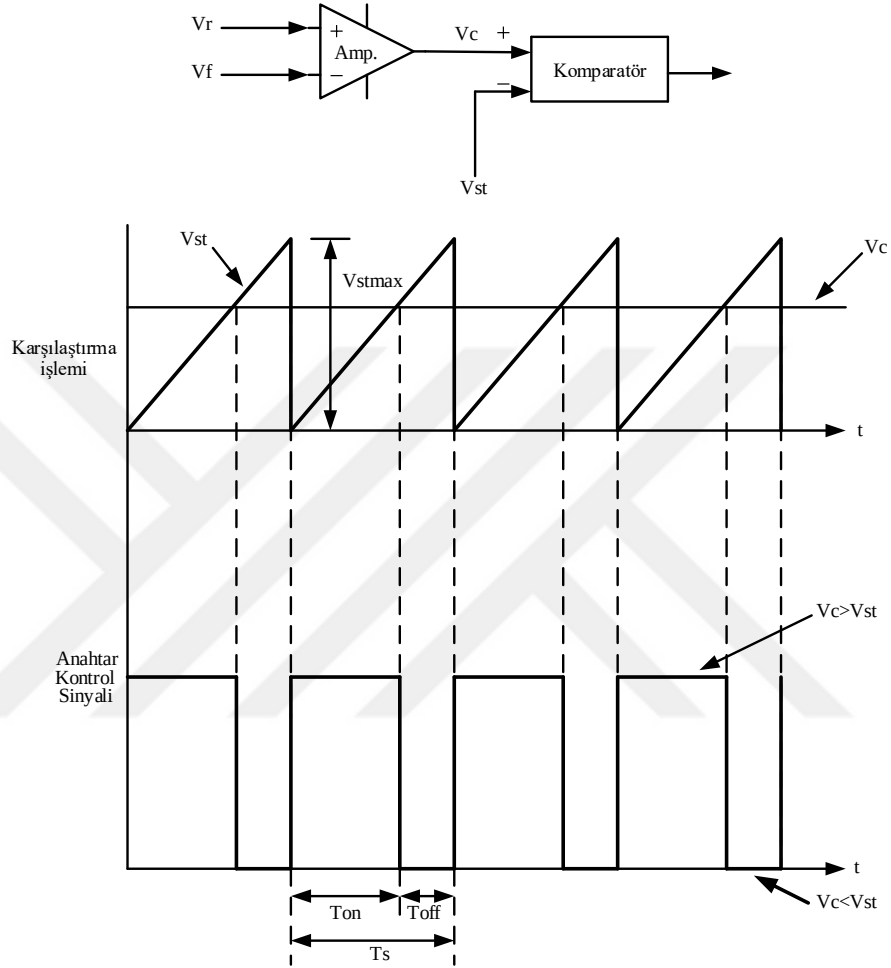
V_o çıkış geriliminin ortalama değeri Şekil 3.2’de görüldüğü gibi T_{on} ve T_{off} sürelerine bağlı olarak değişir. Burada T_s periyot süresini ifade etmektedir. Çıkış gerilimini denetleme yöntemlerinden biri anahtarlamaı sabit frekansta tutmak ve (böylece anahtarlama periyodu da sabit olur) anahtarın iletimde kalma zamanını ayarlayarak ortalama çıkış gerilimini kontrol etmektir. DGA tekniği endüstride en çok kullanılan ve tercih edilen yöntemdir. Bu yöntemle anahtar çalışma oranı değiştirir. Anahtarın iletimde olduğu sürenin, anahtarlama periyoduna oranı ile anahtar çalışma oranı bulunur ve D ile gösterilir (Göynüşen, 2011; İşbilir, 2005). Şekil 3.2’de anahtar denetim sinyali olarak gösterilen çalışma oranı eşitlik (3.3) ile verilmiştir.

$$T_s = T_{on} + T_{off} \quad (3.1)$$

$$0 < D < 1 \quad (3.2)$$

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (3.3)$$

Sabit anahtarlama frekansındaki DGA ile anahtarlama, anahtarın iletimde ya da kesimde olduğunu belirleyen anahtar denetim sinyali Şekil 3.3'te gösterilen testere dişi (V_{st}) ile işaret seviyesindeki denetim geriliminin (V_c) karşılaştırılmasıyla elde edilir.



Şekil 3.3 DGA sinyali

Denetim gerilimi (V_c), gerçek çıkış geriliminden alınan geri besleme gerilimi (V_f) ile istenen çıkış gerilim referansı (V_r) arasındaki hatanın kuvvetlendirilmesiyle bulunur. Anahtarlama frekansı, testere dişi sinyal ile tepe değeri sabit olan periyodik dalganın frekansından oluşur. DGA denetim yönteminde bu frekans değeri sabit tutularak birkaç kHz'lerden MHz'lere kadar bir değere ayarlanabilir. Kuvvetlendirilmiş hata işareti, testere dişi sinyalden büyük olduğunda anahtar denetim işareti üretilerek anahtarı iletime sokar. Yoksa anahtar kesim durumundadır (Mohan vd. 1995). Bu tez çalışmasında DGA denetim yöntemi kullanılmıştır.

Anahtarlama DA-DA dönüştürücülerin çıkış gerilimi, ayrıca frekans modülasyonu (FM) tekniği ile de denetlenebilmektedir. Bu teknikte ise, periyot ve anahtarlama frekansı değiştirilir fakat darbe genişliği sabit tutularak anahtar çalışma oranı (D) ve böylece DA çıkış gerilimi denetlenebilmektedir. Bu yöntem, ancak hafif yük veya geçici rejim şartlarının zorunlu olduğu hallerde kullanılır (Göynüşen, 2011; İşbilir, 2005).

3.2 Anahtarlama Güç Kaynaklarının Sınıflandırılması

Çıkış güç katındaki elemanlara göre AGK; diyot ve kondansatörlü, endüktans ve tek çıkışlı, trafolu olmak üzere 3 çeşittir (Göynüşen, 2011; İşbilir, 2005).

Diyot ve kondansatörlü AGK'nın düşürücü, yükseltici, düşürücü-yükseltici olarak 3 türü vardır. Düşük akım ile girişten yüksek gerilim sağlamak için kullanılır.

Endüktans ve tek çıkışlı (izolasyonsuz) AGK, düşürücü (buck), yükseltici (boost), düşürücü-yükseltici (buck-boost) olmak üzere 3 çeşittir. Bu kaynakların tasarımı genel olarak transformatörlü olanlardan daha kolaydır. Ancak en önemli dezavantajları giriş ve çıkış arasında toprak izolasyonunun olmamasıdır.

Transformatörlü (izolasyonlu) AGK, geri dönüşlü (flyback), ileri yönlü (forward), yarım köprü (half bridge), tam köprü (full bridge) ve itme-çekme (push-pull) olmak üzere 5 türü vardır. Bunların en önemli özelliği giriş ile çıkış arasında tam izolasyonun sağlanması ve çok sayıda çıkışın elde edilmesidir.

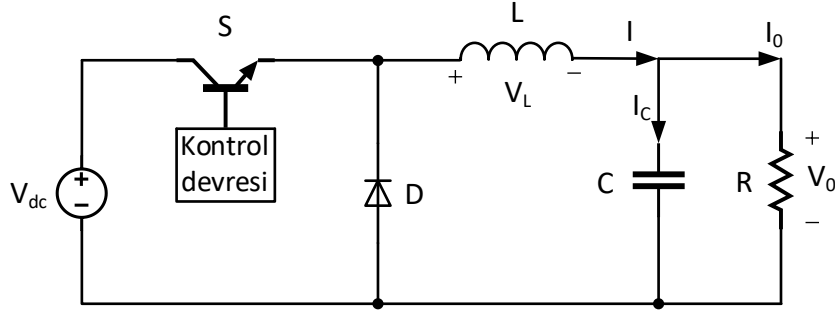
3.3 Anahtarlama Güç Kaynakları Topolojileri

Anahtarlama güç kaynakları birçok topoloji ile yapılabilir. DA-DA dönüştürücülerin özellikleri ayrıntılı olarak açıklanacaktır.

Düşürücü (buck) tip dönüştürücü:

Adından da anlaşılacağı gibi çıkış gerilimi giriş geriliminden küçüktür. Analog gerilim sabitleyicilerin yerine kullanılabilir. Kısa devre ve yük korumasını gerçekleştirebilir. Anahtarın kaynak nokta potansiyeli genel sıfır noktasından farklıdır. Çalışması ise, giriş gerilimi anahtarlama elemanına verilir. İletimde olduğu sırada diyot ters yönde

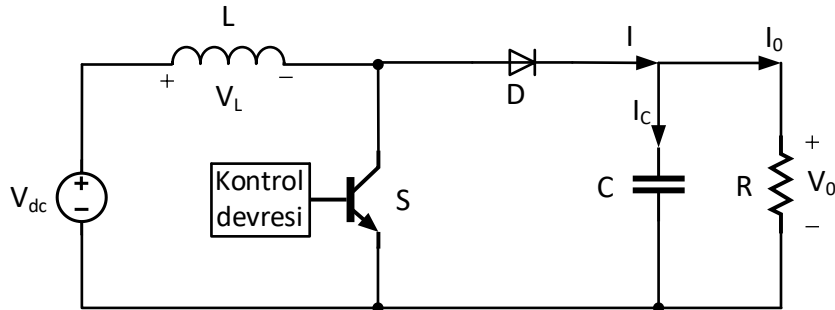
polarlanır ve bobin vasıtasıyla yük beslenir. Anahtarlama elemanı kesimde olduğunda bobinin üzerindeki enerji diyot üzerinden geçer ve yükü besler. Devre şeması Şekil 3.4'te verilmiştir (Öztürk, 2009).



Şekil 3.4 Düşürücü (buck) dönüştürücü devresi (Aaquib, 2023)

Yükseltici (boost) tip dönüştürücü:

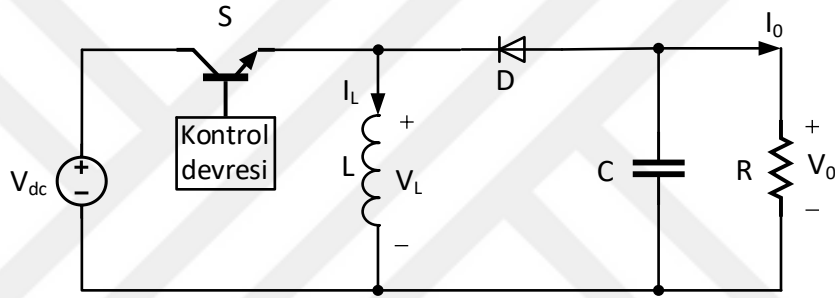
Çıkış gerilimi giriş geriliminden yüksektir. Çıkış kısa devre korumasını kolaylıkla sağlayamaz. Kapalı çevrim çalışma durumunda çıkış yük korumasını gerçekleştiremez. Bobin giriş gerilimine seri bağlıdır. Anahtar iletimde olduğu sırada diyot ters yönde polarlanır. Bobin üzerinde akım lineer olarak artmaya başlar ve bu sayede depolanır. Aynı zamanda kondansatör tarafından yüke güç aktarılır. Anahtar kesimde iken bobindeki akım sabit kalır ve bobin gerilimi yönünü değiştirir. Bu sayede giriş ile bobindeki gerilim diyot yoluyla C kondansatörünü şarj eder ve yük beslenir. Akü ile çalışan cihazlarda daha çok kullanılır (Akdere, 2006; Öztürk, 2009). Şekil 3.5 ile devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.5 Yükseltici (boost) dönüştürücü devresi (Aaquib, 2023)

Düşürücü-yükseltici (buck-boost) tip dönüştürücü:

Bu dönüştürücüde çıkış, giriş gerilimine göre ters yönde kutuplanır. Bundan dolayı ters kutuplu dönüştürücü diye de bilinmektedir. Aslında temel olarak düşürücü ve yükseltici dönüştürücünün seri bağlanmasıyla elde edilir. Çıkış gerilimi, sıfırdan küçüktür ve giriş gerilimi düşük veya yüksek olabilir. Anahtarlama elemanı kesimde olduğu sırada giriş tarafından enerji verilmez ve bobin üzerinde birikmiş enerji çıkışa aktarılır. Ayrıca kısa devre korumasını yapabilir. Fakat çıkış kapalı çevrim çalışması durumunda yük korumasını yapamaz (Akdere, 2006; Öztürk, 2009). Şekil 3.6'da devresi verilmiştir.

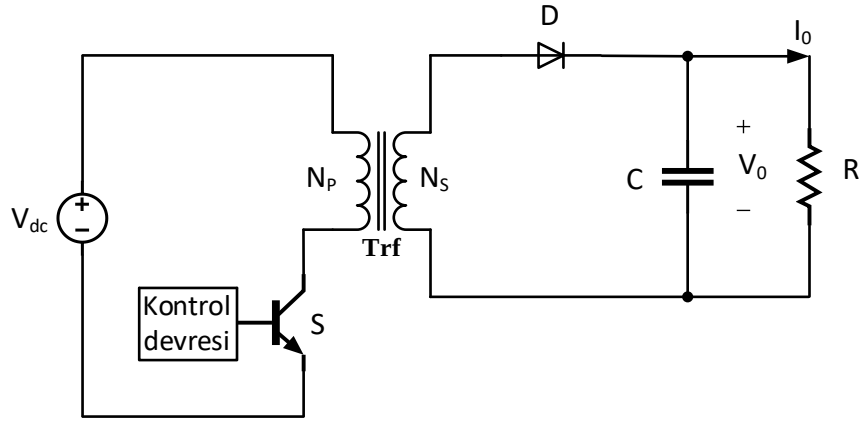


Şekil 3.6 Düşürücü-yükseltici (buck-boost) dönüştürücü devresi (Besekar, 2023)

Geri dönüşlü (flyback) tip dönüştürücü:

Tek denetim devresi ile birden çok yalıtımlı çıkışlar elde edebilir. Bu yüzden birçok çıkışı olan güç kaynaklarında sıklıkla kullanılmaktadır. Çıkış gücü 150W'a kadar olan devrelerde kullanılabilirler.

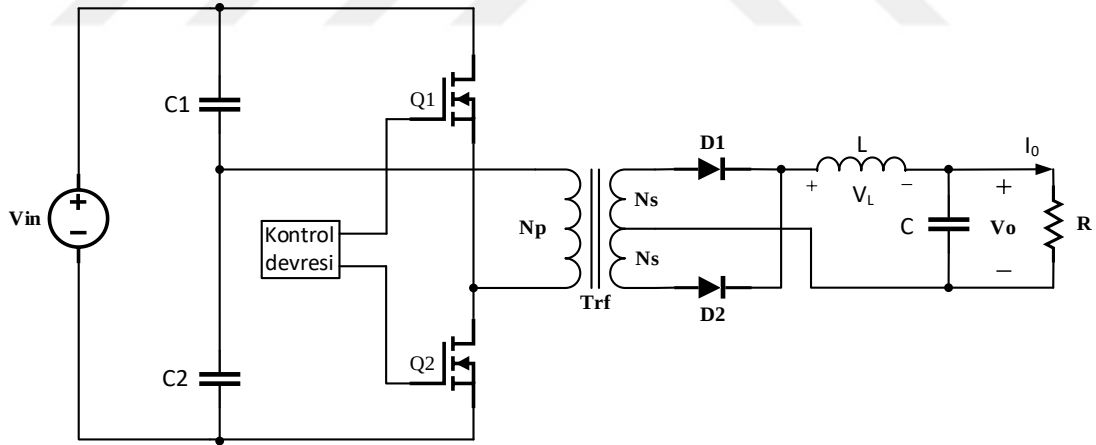
Eleman sayısının az olmasından dolayı düşük ve orta güç devrelerde tercih edilmektedir. Manyetik kuplajın çok iyi olması gerekir. Giriş gerilim değerinin en az iki katı kadar anahtarlama elemanı gerilim kırılma noktası olmalıdır. Dönüştürücü devresi Şekil 3.7'de verilmiştir (Öztürk, 2009).



Şekil 3.7 Geri dönüşlü (flyback) dönüştürücü devresi (Uslu, 2006)

Yarım köprü (half bridge) tip dönüştürücü:

Bir tane çıkışı bulunur. Tam köprü dönüştürücüye göre verebileceği maksimum çıkış gücü daha küçüktür. Anahtarlama elemanı gerilim kırılma noktası giriş gerilim değeri kadar olabilir. Anahtarlama primer tarafından yapılır. Manyetik kuplaja ise ihtiyaç duymaz (Öztürk, 2009). Devre şeması Şekil 3.8 ile gösterilmiştir.



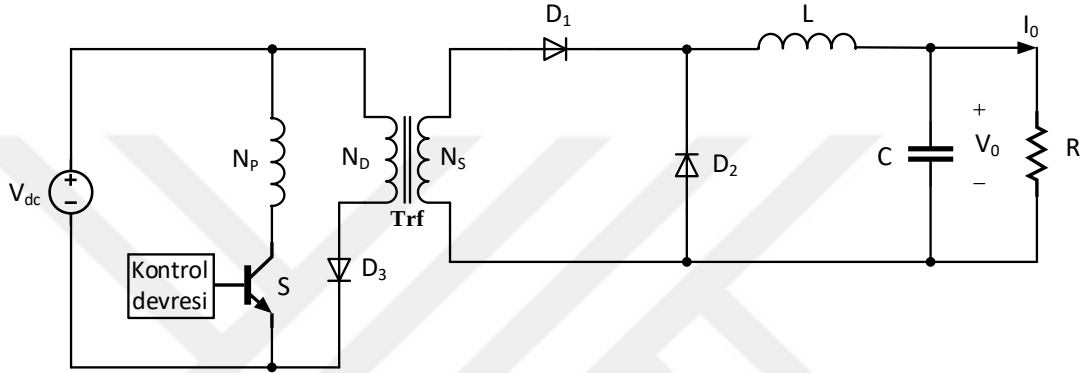
Şekil 3.8 Yarım köprü (half bridge) dönüştürücü devresi (Uslu, 2006)

Tam köprü (full bridge) tipi dönüştürücü:

Tek bir çıkışı bulunur. Birkaç kW'a kadar çıkış gücü verebilir. Anahtarlama elemanı gerilim kırılma noktası giriş gerilim değeri kadar olabilir. Manyetik kuplaja ise ihtiyaç duymaz. Devrenin çalışması bir sonraki kısımda anlatılacaktır.

İleri yönlü (forward) tip dönüştürücü:

Tek veya iki çıkışı bulunur. Birkaç kW'a kadar çıkış gücü verebilir. Giriş gerilim değerinin en az iki katı kadar anahtarlama elemanı gerilim kırılma noktası olmalıdır. Bu dönüştürücü, düşürücü tip dönüştürücünden elde edilmiştir. Kullanılan anahtarlama elemanının bir tane olması maliyet ve boyutunun küçük olması nedeniyle avantajlıdır (Öztürk, 2009). Şekil 3.9'da devre şeması gösterilmiştir.

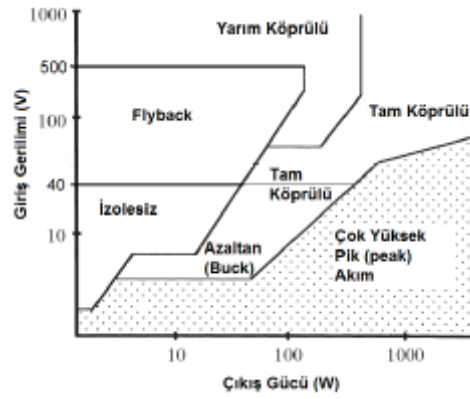


Şekil 3.9 İleri yönlü (forward) dönüştürücü devresi (Uslu, 2006)

3.3.1 Sisteme Uygun Topolojinin Belirlenmesi

Tasarım yapmaya başlamadan önce ilk karar vermemiz ve karşılaştırma yapmamız gereken en önemli konu hangi topolojiyi kullanarak devrenin oluşturulacağıdır. Devrenin gücü, çıkış gerilimi ve hangi şartlarda nerede kullanılacağı topoloji seçiminde en önemli etkidir. Her topolojinin kendine özgü yapısı, avantajı ve dezavantajı vardır. Bir topolojinin maliyeti düşüktür belki ama çıkışta verdiği gücü sınırlıdır. Bir diğeri yüksek çıkış gücüne sahiptir ama bu seferde maliyeti yüksektir.

Herhangi bir uygulama için birçok topoloji istenilen değerleri bize verebilir fakat sınırlı maliyet ile istenilen performansı tek bir topoloji bize sağlayabilir. Topolojilerin kullanım aralıkları Şekil 3.10'da karşılaştırılmıştır.



Şekil 3.10 Topolojilerin kullanım aralıkları (Özdemir, 2010)

Tablo 3.1’de çeşitli anahtarlama güç kaynakları topolojilerinin karşılaştırılmaları gösterilmiştir. Tablodaki bilgiler ışığında topolojiler hakkında fikir edinilebilir. Görüldüğü gibi 500 W üzeri güç ihtiyaçlarında tam köprü topolojisi kullanılır. Diğer topolojilere göre en yüksek maliyeti olan topolojidir.

Tablo 3.1 Anahtarlama güç kaynağı topolojilerinin karşılaştırılması

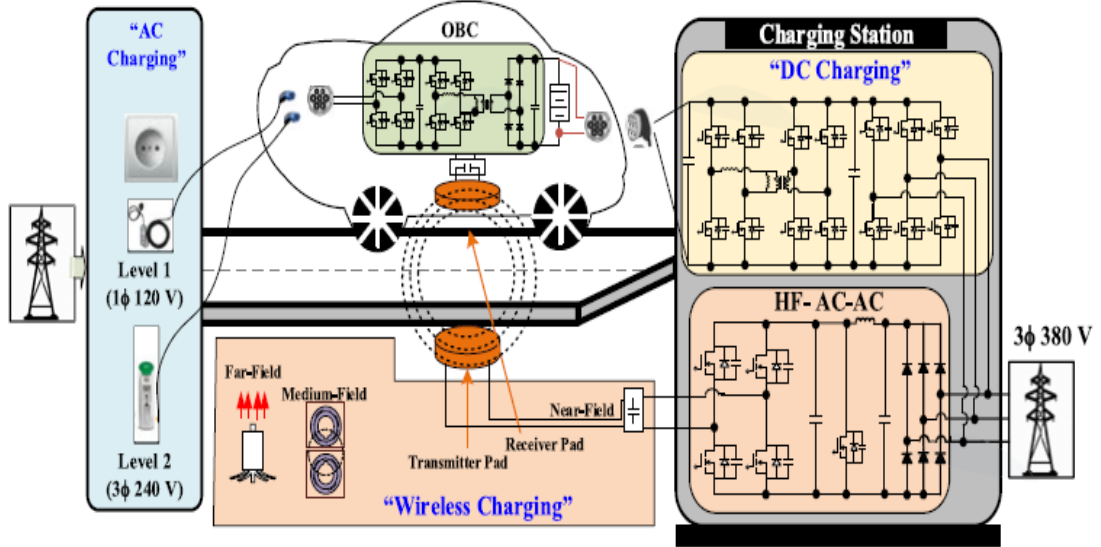
Topoloji	Güç Aralığı (W)	Giriş Gerilimi (V _{dc})	Giriş-Çıkış İzolasyonu	Tahmini Verimlilik (%)	Göreceli Parça Maliyeti
Buck	0-1000	5-40	Yok	80	1,0
Boost	0-150	5-40	Yok	83	1,0
Buck-Boost	0-150	5-40	Yok	83	1,0
Forward	0-150	5-500	Var	85	1,4
Flyback	0-150	5-500	Var	85	1,2
Push Pull	100-1000	50-1000	Var	80	2,0
Half Bridge	100-500	50-1000	Var	88	2,2
Full Bridge	400-2000+	50-1000	Var	90	2,5

Ayrıca 40 V ve üzeri giriş gerilime sahip tüm AGK için transformatör izolasyonu zorunludur. Transformatörün primer tarafında görülen gerilim değeri anahtarlama elemanları üzerinden ne kadar akım akacağına göstergesidir.

Sabit bir çıkış gücünde, giriş gerilimi değerinin düşük olduğu durumlarda anahtar üzerinden yüksek akım akacak ve tepe akım değeri yüksek olacaktır. Anahtarlama elemanlarını bu yüksek akım piklerinden korumak için uygun topoloji seçimi yapmak ve bastırıcı devre kullanmak bu değerlerin düşürülmesinde yardımcı olacaktır (Özdemir, 2010).

3.4 Batarya Şarj Topolojileri

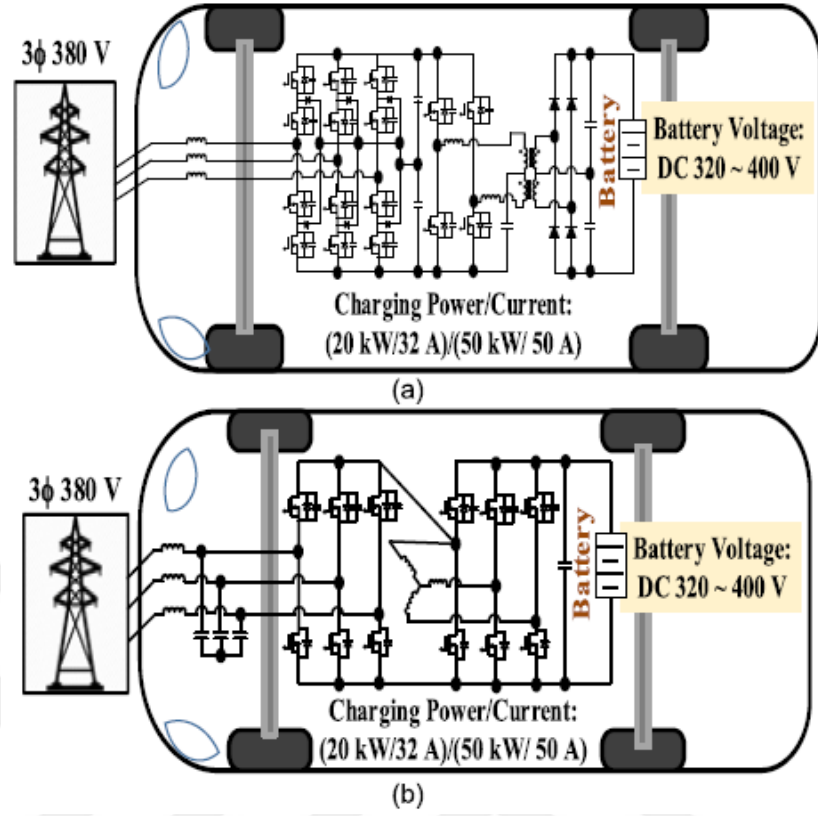
Son yıllarda teknolojinin hızla gelişmesiyle birlikte elektrikli araç bataryasını şarj etmek için kablolu ve kablosuz şarj teknolojileri geliştirilmiştir. Kablolu şarj teknolojileri AA şarj ve DA şarj olarak ikiye ayrılır. AA şarj teknolojileri bataryaları doğrudan şarj etmez. Yerleşik şarj cihazları vasıtasıyla şarj olurlar. Genellikle tek fazlı (yavaş şarj) veya üç fazlı (hızlı şarj) olarak imal edilirler. DA şarj teknolojisi ise doğrudan bataryayı şarj eder ve hızlı şarj olma özelliğine sahiptir. Bunlar da harici hızlı şarj ve araç dışı hızlı şarj olmak üzere ikiye ayrılır. Kablosuz şarj teknolojileri ise yakın, orta ve uzak alan şarj olmak üzere üç çeşittir. Günümüzde en çok kullanılan üç fazlı yerleşik hızlı şarj topolojisi ile araç dışı hızlı şarj topolojisidir (Mohammed ve Jung, 2021). Şekil 3.11’de genel şarj sisteminin görseli verilmiştir.



Şekil 3.11 Elektrikli araçlar için genel şarj sistemi (Mohammed ve Jung, 2021)

3.4.1 Yerleşik hızlı şarj topolojisi

Giriş gerilimi AA 380 V, gücü 50 kW’a kadar ve batarya çıkış DA gerilimi ise 320-400 V’tur. Hızlı şarj teknolojilerinden olan bu topolojiyi, Smart FortWo ED, Tesla Model 3 ve Toyota RAV4 gibi elektrikli araç sektörünün önde gelen firmaları bu araç modellerinde kullanmışlardır. Bu topoloji kullanmak kolay uygulanabilmesi açısından piyasadaki tüm elektrikli araçlar için daha pratik olmuştur. Şekil 3.12’de yerleşik şarj topolojilerinin görseli verilmiştir (Mohammed ve Jung, 2021).

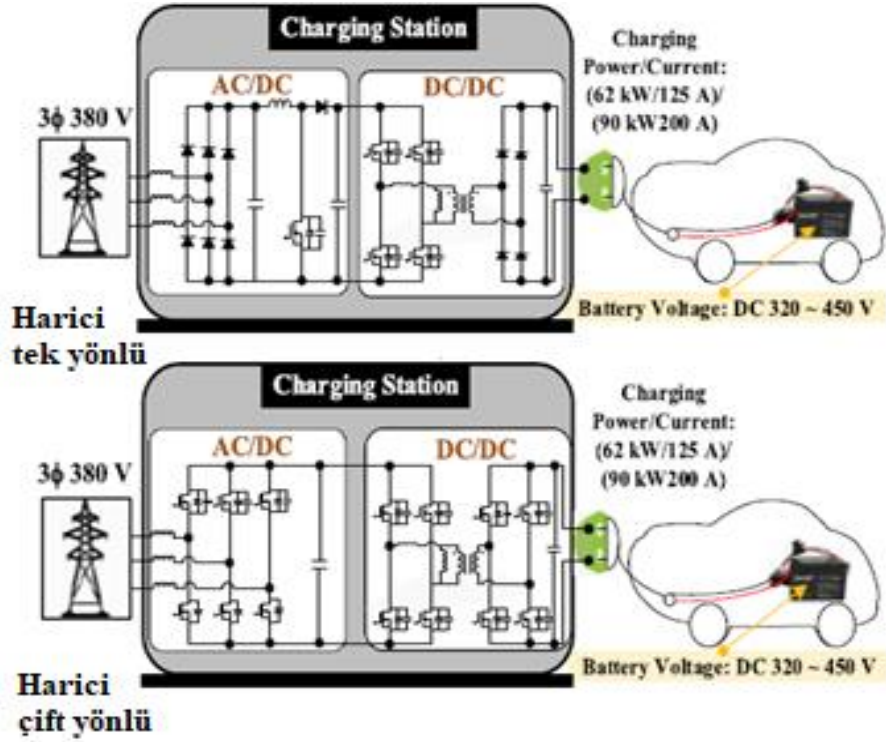


Şekil 3.12 Yerleşik şarj topolojileri (a) tek yönlü (b) çift yönlü (Mohammed ve Jung, 2021)

3.4.2 Araç dışı hızlı şarj topolojisi

Şarj istasyonunda doğrultma ünitesinin bulunması, elektrikli araçların bataryasını doğrudan şarj etmesini sağlar. Bu şarj topolojisinin hızlı şarj etme özelliğinden dolayı 1 saatin altında şarj süreleri vardır.

Son zamanlarda Tesla, BMW, Nissan ve Hyundai gibi elektrikli araçların önde gelen firmaları, bataryaları 1 saat gibi kısa bir sürede şarj edebilen şarj istasyonları açmaya başladılar. Bu topoloji, AA 380 V giriş gerilimi ile 320-450 V çıkış gerilimine sahiptir. Şekil 3.13 ile görseli verilmiştir (Mohammed ve Jung, 2021).



Şekil 3.13 Araç dışı hızlı şarj topolojisi (Mohammed ve Jung, 2021)

Araç dışı hızlı şarj topolojisi her geçen gün daha da geliştirilmektedir. Şarj süresi için DA elektrikli araçların bataryaları 15 dakika içinde %80'e kadar şarj edilebilme özelliğine sahiptir. En bilinen araç dışı şarj cihazlarından biri Tesla firması tarafından geliştirilen DA 480 V ve 250 kW beslemeli Tesla Model S, 3, x ve y gibi farklı elektrikli araç modelleri için dünya genelinde 1826 şarj istasyonunda yaklaşık olarak 16013 araç süper hızlı şarj cihazını başarıyla çalıştırdı. Örneğin, Model S'nin sırasıyla %50, %80 ve %100'e kadar şarj edilebilmesi için yaklaşık 20, 40, 75 dakika gibi kısa bir süre gereklidir (Mohammed ve Jung, 2021).

3.5 Tam Köprü Dönüştürücü ve Çalışma Prensibi

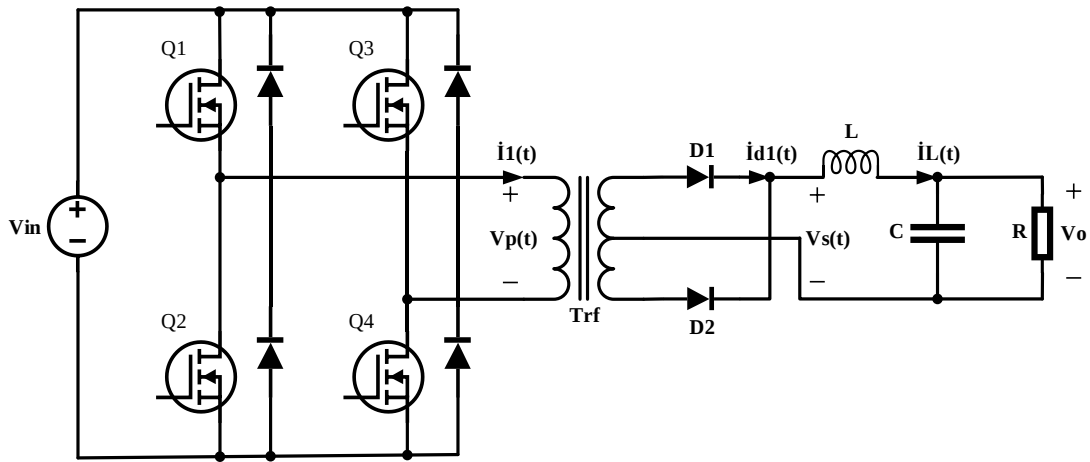
Girişteki doğru akımı anahtarlama elemanı yardımıyla alternatif akıma, alternatif akımı ise doğrultma diyotları yardımıyla doğru akıma çeviren dönüştürücüler olarak tanımlanabilir. Yüksek gerilim ve güç gerektiren uygulamalarda çoğu zaman tercih edilirler.

Düşük güçlü uygulamalarda tercih edilmemesinin en belirgin nedeni, maliyeti düşük topolojilerle de işin yapılabilmesidir. Ayrıca bu topolojinin tasarım ve uygulaması da

bir hayli zordur. İzoleli yani çıkışı ile girişi arasında yalıtım (yüksek frekans transformatörü) bulundurması dönüştürücünün en önemli avantajlarından birisidir.

Tam köprü dönüştürücülerde transformatörün sekonder kısmı üç uçlu (orta uçlu trafo) veya iki uçlu olmak üzere iki ayrı şekilde dizayn edilebilmektedir. Orta uçlu transformatörlerde gerilimi doğrultmak için iki adet hızlı diyot kullanılması gerekirken, iki uçlu transformatörlerde bu sayı dörde çıkmaktadır. Orta uçlu transformatör kullanılması halinde her döngüde bir diyotta gerilim düşümü meydana gelecekken, iki uçlu kullanılması halinde iki tane diyotta gerilim düşümü olacak ve çıkış gerilimine yansıtacaktır. Orta uçlu transformatör kullanılması durumunda verimin daha da artması beklenmektedir (Andersson, 2011).

Güç kaynaklarında sert ve yumuşak anahtarlama olarak iki çeşit anahtarlama tekniği vardır. Çoğu anahtarlama güç kaynaklarında sert anahtarlama tekniği kullanılmaktadır. Sert anahtarlama, herhangi bir anahtarlama elemanının (tristör, ıgbt, mosfet vb.) iletimden kesime veya kesimden iletime geçmesidir. Bu tez çalışmasında sert anahtarlama tekniği kullanılacaktır. Anahtarlama kayıpları ise anahtarlama elemanlarının iletim ve kesime girmesi sırasında akım ve gerilimin üst üste binmesi ile oluşan kayıplardır (Şahin et al., 2014).



Şekil 3.14 Tam köprü DA-DA dönüştürücü güç devresi

Şekil 3.14 Tam köprü dönüştürücü güç devresini göstermektedir. V_{in} giriş gerilimini, V_o çıkış yani yük üzerindeki gerilimi, Q kontrol edilen anahtarlama elemanını,

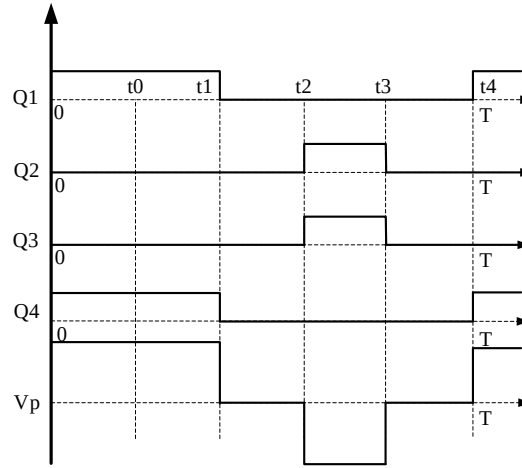
T transformatörü, D_1 ve D_2 kontrolsüz anahtarlama elemanını, C kondansatörü ve L'de endüktansı ifade etmektedir.

Çıkış gerilimde meydana gelen dalgalanmaları kondansatör, akım dalgalanmalarını ise endüktans filtreler. Bu yapıya alçak geçiren filtre (LPF-low pass filter) yapısı denilmektedir.

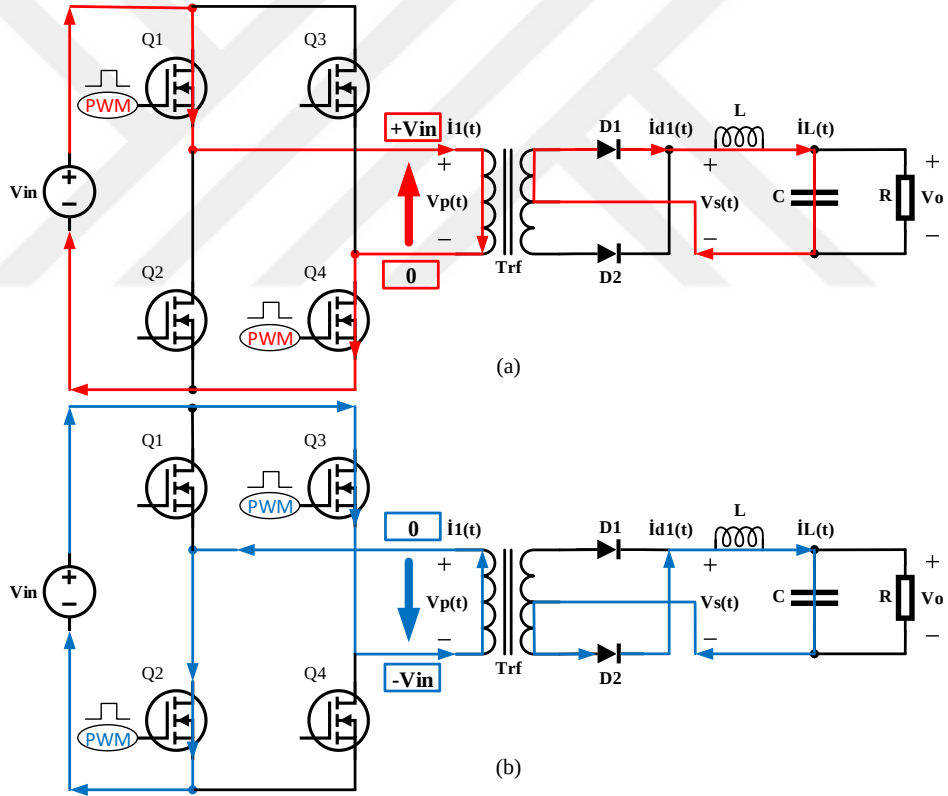
Devre çalışma prensibi olarak dört aralıkta incelenecektir. İlk olarak Q_1 ve Q_4 anahtar çifti iletme geçerek trafonun primerinden akım akacaktır. Pozitif kutuplanmış bir V_P gerilimi oluşacak ve $V_{in} = V_P$ olacaktır. İkinci aralıkta, sert anahtarlama tekniği kullanıldığından tüm anahtarlar kesim durumundadır. Üçüncü aralıkta, Q_2 ve Q_3 anahtar çifti iletme geçecektir. Bu durumda trafonun primeri negatif kutuplanmış olacak yani $-V_P$ gerilimi oluşacaktır. Dolayısıyla $V_{in} = -V_P$ eşitliği ortaya çıkacaktır. Dördüncü aralıkta yine bütün anahtarlar kesim durumundadır. Toplamda bir periyot boyunca primere uygulanan gerilim sifıra eşit olur. Burada anahtarlar ikiyeşerli ve ayrı ayrı sürülmektedir. Tüm durumlar şekil 3.15'de ayrıntılı olarak ifade edilmiştir (Wu ve Yang, 2023). Dikkat edilmesi gereken en önemli durum anahtar çiftlerinin aynı anda iletimde olmaması ve aralarına ölü zaman bırakılmasıdır. Aksi halde anahtarlar çakışarak kısa devre olur. Ayrıca görev oranı (D) ise 0,5'den küçük olmalıdır.

Birinci ve üçüncü aralıkta oluşan primer gerilim eşitliği denklem (3.4)'te verilmiştir (Çalışkan vd. 2021).

$$V_P = V_{in} \times D \times T_s \quad (3.4)$$



Şekil 3.15 Güç devresi dalga sinyalleri



Şekil 3.16 (a) Q1-Q4 anahtarları iletim, (b) Q2-Q3 anahtarları iletim durumu

Güç devresinde, anahtarlara DGA sinyali verilerek iletim durumuna göre devre üzerinden akan akımın yönü Şekil 3.16 ile verilmiştir. Görüleceği üzere Q1-Q4 anahtarları ile Q2-Q3 anahtarları aynı anda anahtarlansın ve bu anahtar çiftleri arasında ölü zaman bırakılmıştır. Devrede sert anahtarlama yöntemi kullanıldığından anahtarlar

üzerinde stres meydana gelmekte ve anahtarlarda yüksek sıcaklık kayıpları oluşmaktadır. Bunlara rağmen sert anahtarlama basit bir yapıya sahip olduğu için sıklıkla kullanılmaktadır (Beibei vd., 2011; Wu ve Han, 2021).

Çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı denklem (3.5)'te verimi ise denklem (3.6)'da verilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = 2 \times D \times \frac{N_s}{N_p} \quad (3.5)$$

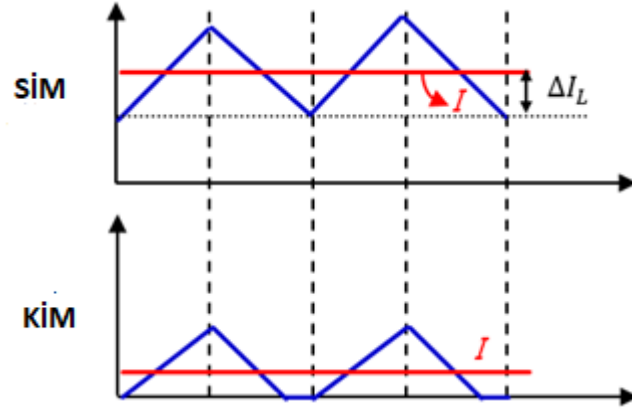
$$\eta = \frac{P_0}{P_{in}} \quad (3.6)$$

3.6 Çalışma Analizi

Tam köprü DA-DA dönüştürücü sürekli iletim modu (SİM) ve kesintili iletim modu (KİM) modu olmak üzere iki modda da çalışabilir. Güç anahtarının kesimde olduğu sürede endüktans akımı sıfıra düşmezse sürekli iletim modu, düşerse kesintili iletim modu meydana gelir. Şekil 3.17 ile SİM ve KİM modlarında meydana gelen endüktans akımının değişimleri verilmiştir. Burada (I) endüktans akımının ortalama değerini, (ΔI_L) ise endüktans akımının değişimini ifade etmektedir. İkisi arasındaki bağıntı (3.7) ve (3.8) denklemleri ile de ifade edilmiştir. İki modun frekans domenindeki cevapları farklı olduğundan sadece bir tane modda dönüştürücünün çalışması istenir (Mamur, 2012; Swaminathan, 2021).

$$I > \Delta I_L \Rightarrow \text{SİM} \quad (3.7)$$

$$I < \Delta I_L \Rightarrow \text{KİM} \quad (3.8)$$

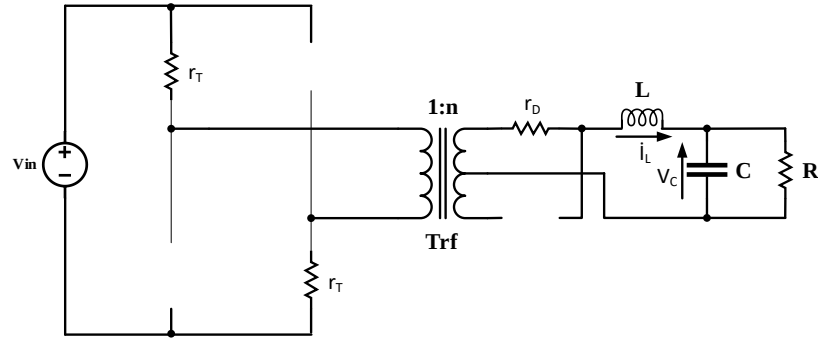


Şekil 3.17 SİM ve KİM modu endüktans akım grafiği

Q anahtarlama elemanlarının iletim (kapalı) ve kesimde (açık) olduğu zamanlarda çıkışa yani yüke enerji aktarımı olmaktadır. Bu nedenle devre, anahtarlama elemanının konumuna göre çalışmasını iki modda gerçekleştirir. Çalışma modlarında gösterilen r_T anahtar iç direncini, r_D ise diyot iç direncini ifade etmektedir.

*Çalışma Modu 1 (Q1-Q4 iletimde)

Çalışma mod 1'in devre şeması Şekil 3.18'de gösterilmiştir.



Şekil 3.18 Çalışma modu 1 devre şeması (Ghadimi vd., 2007)

Tam köprü DA-DA dönüştürücü devresine ait durum uzay formunu elde etmek için şekil 3.13 (a)'daki devreye Kirchhoff gerilim yasası uygulanırsa, (Ghadimi vd., 2007)

$$nV_{in} = \underbrace{(2n^2r_T + 2r_D)}_{R_{th}} \dot{I}_L + L \ddot{I}_L + V_C \quad (3.9)$$

elde edilir. Aynı devreye Kirchhoff akım yasası uygulandığında ise (3.10) denklemi elde edilir (Ghadimi vd., 2007).

$$i_L = C \cdot \dot{V}_C + \frac{V_C}{R} \quad (3.10)$$

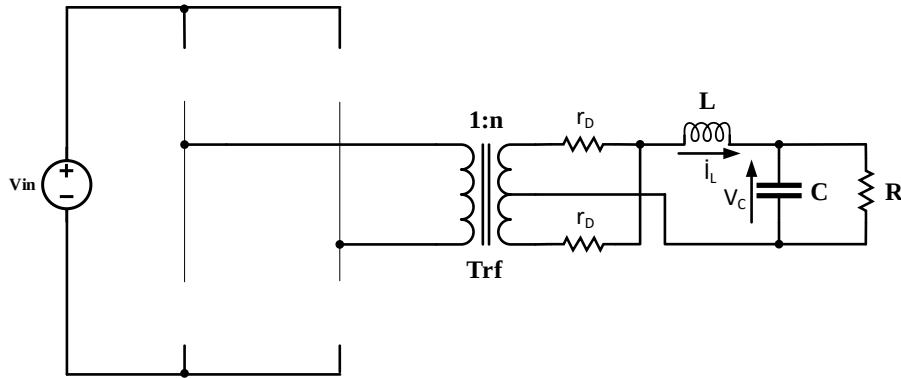
(3.9) ve (3.10) denklemleri matriste yerine konulursa (3.12) denklemi ile A_1 , B_1 , ve C_1 elde edilir (Ghadimi vd., 2007).

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 V_{in} \quad V_O = C_1 X \quad (3.11)$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_{th}}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, B_1 = \begin{pmatrix} \frac{n}{L} \\ 0 \end{pmatrix}, C_1 = (0 \ 1) \quad (3.12)$$

*Çalışma Modu 2 (Q2-Q3 iletimde)

Çalışma modu 2'nin devre şeması Şekil 3.19'da verilmiştir.



Şekil 3.19 Çalışma modu 2 devre şeması (Ghadimi vd., 2007)

Aynı şekilde Şekil 3.13 (b)'deki devreye Kirchhoff gerilim yasası uygulanırsa,

$$0 = r_D \dot{I}_L + L \dot{I}_L + V_C \quad (3.13)$$

elde edilir. Bu devreye Kirchhoff akım yasası uygulanırsa (3.14) denklemi elde edilir.

$$i_L = C \cdot \dot{V}_C + \frac{V_C}{R} \quad (3.14)$$

Kirchhoff akım ve gerilim yasasından elde edilen (3.13) ve (3.14) denklemleri matriste yerine konularak A_2 , B_2 ve C_2 matrisleri elde edilir (Ghadimi vd., 2007).

$$A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{r_D}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}, C_2 = (0 \ 1) \quad (3.15)$$

Prensip olarak tam köprü DA-DA dönüştürücülerin denetimi, anahtarlama (güç) anahtarının bir periyod içerisindeki d (doluluk oranı) ayarlanarak yapılır. Anahtarlama elemanının iletimde kaldığı sürenin, anahtarlama periyoduna bölünmesiyle doluluk oranı elde edilir. Denklem (3.16) ve (3.17)'de doluluk oranı ile ilgili ifadeler verilmiştir.

Burada T_{on} anahtarlama elemanının bir periyot süresince iletimde kaldığı süreyi verirken, T_{off} ise kesimde kaldığı süreyi vermektedir (Özdemir, 2018).

$$d = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (3.16)$$

$$d + d^I = 1 \quad (3.17)$$

(3.11) ve (3.14) ile gösterilen denklemlerle A , B ve C elde edilir (Ghadimi vd., 2007).

$$\dot{X} = AX + BV_{in}, \quad V_o = CX \quad (3.18)$$

$$A = A_1 2d + A_2 (1 - 2d) = \begin{pmatrix} -\frac{R_{th} 2d + r_D (1 - 2d)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

denklemleri ile A parametresi elde edilir. Daha sonra aynı işlemler B ve C için de yapılırsa (3.20) ve (3.21) denklemleri bulunur.

$$B = B_1 2d + B_2 (1 - 2d) = \begin{pmatrix} \frac{2dn}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

$$C = C_1 2d + C_2 (1 - 2d) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

A, B ve C parametreleri bulunduktan sonra (3.22)'deki denklem yazılabilir.

$$x = X + \tilde{x}, \quad v_0 = V_0 + \tilde{v}_0, \quad d = D + \tilde{d}, \quad v_{in} = V_{in} + \tilde{v}_{in} \quad (3.22)$$

Burada ($\tilde{x}$) durum değişkeni, U giriş değişkeni, ($\tilde{\cdot}$) işareti küçük bir AA pertürbasyonu ve büyük harflerle gösterilenler ise AA sabit durum değişkenini ifade etmektedir (Ghadimi vd., 2007).

3.6.1 Küçük İşaret Analizi

Dönüştürücünün dinamik davranışını anlamak, anahtarlama ve darbe genişlik oranı işlemlerinin lineer olmayan zamana göre değişiklik göstermesinden dolayı zordur. Devrenin lineer modellerinin analizi daha kolaydır. Bu yüzden küçük işaret analizi yapılması gerekmektedir. Küçük işaret analizinin önemi, frekans domain karakteristiklerinin laplace dönüşümü yapılarak kolaylıkla elde edilmesine imkan sağlamasıdır. Ayrıca bu analiz, çevirici için tasarlanacak olan kapalı çevrim denetim sisteminin kararlı olması için de gereklidir.

(3.12) ve (3.15) denklemlerinde elde edilen A_1 , B_1 , A_2 , B_2 ve C_1 , C_2 ifadelerinden yola çıkarak küçük işaret analizi yapılacaktır. Daha sonra buna göre transfer fonksiyonu bulunacaktır.

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_{th}}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, B_1 = \begin{pmatrix} \frac{n}{L} \\ 0 \end{pmatrix}, C_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix}, A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{r_D}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}, C_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

$$\tilde{x}(s) = (SI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_{in}]2\tilde{d}(s) + (SI - A)^{-1}B\tilde{v}_d(s) \quad (3.24)$$

$$\tilde{v}_0(s) = C\tilde{x}(s) + [(C_1 - C_2)X]2\tilde{d}(s) \quad (3.25)$$

(3.24) ve (3.25) denklemleriyle çıkış gerilimi laplace dönüşümü cinsinden ve giriş gerilimi görev döngüsü verilmiştir (Ghadimi vd., 2007).

$$\tilde{v}_0(s) = \{C(SI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_{in}] + (C_1 - C_2)X\}2\tilde{d}(s) + C(SI - A)^{-1}B\tilde{v}_d(s) \quad (3.26)$$

Çıkış voltajının görev döngüsü transfer fonksiyonunu elde etmek için, giriş voltajının pertürbasyonunun sıfır olduğu varsayılır. Böylece denklem (3.27) elde edilir (Ghadimi vd., 2007).

$$\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)} = 2C(SI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_{in}] + 2(C_1 - C_2)X \quad (3.27)$$

Denklem (3.28) ile transfer fonksiyonu ifadesi verilmiştir. (I) birim matrisi ifade etmektedir. (3.27) ile elde edilen denklemler sadeleştirilerek çözümlerse,

$$T(s) = \frac{V_0}{d} = C.(SI - A)^{-1}.B \quad (3.28)$$

$$C.\begin{pmatrix} i_L \\ V_0 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_0 \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

$$T(s) = \frac{V_0}{d} = \frac{2}{LC} \frac{nV_{in} + (r_D - R_{th})\dot{I}_L}{s^2 + (\frac{1}{RC} + \frac{R'}{L})s + (\frac{R'}{RLC} + \frac{1}{LC})} \quad (3.30)$$

(3.30) denklemi elde edilir. Burada R_{th} ve R' ifadelerinin açılımı (3.31)'de verilmiştir (Ghadimi vd., 2007).

$$R_{th} = 2n^2 r_T + 2r_D, \quad R' = R_{th} 2D + r_D(1 - 2D) \quad (3.31)$$

(3.31) denklemi (3.30)'da yerine koyulursa transfer fonksiyonu (3.32) denklemiyle elde edilmiş olur (Ghadimi vd., 2007).

$$T(s) = \frac{2}{LC} \frac{nV_{in} + (r_D - (2n^2r_T + 2r_D)\dot{I}_L}{s^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{(2n^2r_T + 2r_D)2D + r_D(1-2D)}{L}\right)s + \left(\frac{(2n^2r_T + 2r_D)2D + r_D(1-2D)}{RLC} + \frac{1}{LC}\right)} \quad (3.32)$$

4. ŞARJ ÜNİTESİ TASARIMI

Bu bölümde ilk olarak şarj ünitesinin tasarım aşamaları ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

4.1 Devre Parametrelerinin Belirlenmesi

Tasarıma başlamadan ilk önce sistem için gerekli olan parametreler belirlenmiştir. Bu parametreler, devre elemanlarının seçilmesinde ve şarj ünitesinin boyutunun belirlenmesinde yol gösterici olacaktır.

*Tasarlanacak olan şarj ünitesi şebeke beslemeli olduğundan devre girişine doğrultucu yapılacak ve denklem (4.1) gerilim güç devresinin giriş gerilimi olacaktır.

$$V_{in} = 220 \text{ V (AA)} \times \sqrt{2} \approx 310 \text{ V (DA)} \quad (4.1)$$

*Şarj ünitesi yani güç devresinin çıkış gücü $P_o = 700 \text{ W}$ olarak belirlenmiştir.

*Bataryanın maksimum şarj gerilimi olan 110 V (DA) çıkış gerilimi olarak belirlenmiştir.

*Anahtarlama frekansının yüksek seçilmesi teorik olarak boyutları küçültebilir fakat frekansı yüksek seçmek EMI problemini de beraberinde getirir. Bu yüzden devrenin anahtarlama frekansı makul bir seviye de yani $f_s = 45 \text{ kHz}$ olarak seçilmiştir.

*Verim (η) %80 alınmıştır. Buradan giriş gücü $P_{in} = P_o / \eta = 700 / 0,8 = 875 \text{ W}$ olur.

*Giriş akımı $I_{in} = P_{in} / V_{in} = 875 / 310 = 2,82 \text{ A}$ olup çıkış akımı $6,36 \text{ A}$ 'dir.

4.2 Yarı İletken Elemanlarının Seçilmesi

Anahtarlama elemanları, AA şebeke gerilimi doğrultuktan sonra elde edilen DA gerilim ile denetim devresi tarafından sağlanan DGA sinyalini yüksek frekanslı AA gerilime dönüştürürler. Anahtarlama elemanlarını seçerken devrenin parametreleri

düşünülmelidir. 45 kHz gibi yüksek anahtarlama frekansı ve yüksek güçlü devrelerde güç anahtarı olarak IGBT yerine Mosfet seçilmesi daha uygun olacaktır. Devrede sert anahtarlama yöntemi kullanıldığından anahtarlama elemanları üzerinde kayıplar fazla olacaktır. Kayıpları azaltmak için mosfetlerin R_{DS} direnç değerinin düşük olması gerekmektedir. Çıkış kapasitans (C_{OSS}) değeri düşük seçilerek de mosfetlerin V_{DS} gerilim değerleri azaltılabilir. Ayrıca mosfetlerin drain-source (I_{DS}) akımına ve drain-source (V_{DS}) gerilim değerlerine dikkat edilmelidir. Tablo 4.1’de mosfetin önemli parametreleri verilmiştir. Mosfetler IXYS şirketine ait IXTH24N65X2 numaralı, N kanallı ve kılıfı TO247 gibi montajı kolay olan mosfet türü tercih edilmiştir. Devrenin şarj ünitesini tam yük ve güçte güvenli bir şekilde şarj edebilmesi için doğrultulmuş giriş geriliminin en az 2-2,5 katı olacak şekilde seçilmiştir. Anahtarlama elemanlarının iletme ve kesime girme sırasında oluşan piklerden dolayı mosfetler üzerine güç devresi V_{in} giriş geriliminin çok üstüne çıkabilmektedir. Bu yüzden mosfet gerilimi DA bara geriliminden yüksek tutulmuş ve 650 V, 24 A değerinde mosfet seçilmiştir. Ayrıca anahtarlama süreleri denklem (4.2)’deki gibi olmalıdır (Aksoy vd. 2015).

$$t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f = 114 \text{ ns} < \text{ölü zaman} = 3.48 \mu\text{s} \quad (4.2)$$

Tablo 4.1 IXTH24N65X2 N-kanal mosfetin önemli parametreleri

V_D (Maksimum drain gerilimi)	650 V
I_D (maksimum drain akımı)	24 A
$R_{DS(on)}$	145 m Ω
C_{OSS} $V_{DS}=25V$, $f=1MHz$ iken	1470 pF
$t_{d(on)}$	20 ns
t_r	25 ns
$t_{d(off)}$	50 ns
t_f	19 ns

Ayrıca her bir mosfete paralel diyot bağlanarak ters yönde akacak olan akımlar engellenmeye çalışılmıştır. Diyot olarak hızlı diyot kullanarak ters akımlara anında cevap vermesi amaçlanmıştır. Diyot seçerken akım, gerilim değerleri gibi t_{rr} süresi de önem arz etmektedir. Vishay firmasına ait hızlı diyot seçilmiş ve parametreleri Tablo 4.2’de verilmiştir.

Tablo 4.2 VS-ETX3007-M3 diyot parametreleri

V_{RRM} (tekrarlayan tepe gerilimi)	650 V
I_f (diyot ileri akımı)	30 A
V_f (diyot ileri gerilimi)	1,6 V
t_{tr} (ters kurtarma süresi)	27 ns
Paket kılıfı	TO220-2

DGA anahtarlama güç devresinde DA giriş gerilimi anahtarların ikiye katlanarak iletime-kesime girmesiyle yüksek frekans kare dalga sinyaline dönüşür. Yüksek frekans transformatörün primerine gelen ve sekonderinden istenilen seviyeye gelen AA sinyal, çıkışta bulunan tam dalga sekonder doğrultma diyotları ile doğrultulur. Devrede sekonder tarafında oluşan AA sinyale uygun diyotlar tercih edilmelidir.

Diyot seçerken, çıkış RMS akımı ve diyotların kesim durumuna geçtiklerinde üzerlerinde oluşan ters gerilim değerine dikkat edilmelidir. Transformatörün sekonder tepe akım değeri 6,36 A olduğundan ve dalgalanma durumunda ani olarak bu değerin çok daha yüksek seviyelere çıkabileceği düşünüldüğünde minimum seçilmesi gereken değer olarak da düşünülebilir. Ayrıca 110 V olan çıkış gerilimi için kullanılacak diyotların ters diyot geriliminin bu değerin çok daha üstüne çıkabileceği unutulmamalıdır. Tüm bu durumlar göz önüne alındığında sekonder diyotu olarak, infineon firmasına ait IDV15E65D2XKSA1 numaralı ve TO220-2 kılıfı olan hızlı diyot seçilmiştir. Isınmaması için ise soğutucu takılmıştır. Diyota ait önemli parametreler Tablo 4.3'te verilmiştir (URL-1. Infineon Corporation IDV15E65D2 Rapid Switching Emitter Controlled Diode).

Tablo 4.3 IDV15E65D2XKSA1 Hızlı diyot parametreleri

V_{RRM} (tekrarlayan tepe gerilimi)	650 V
I_f (diyot ileri akımı)	15 A
V_f (diyot ileri gerilimi)	1,6 V
t_{tr} (ters kurtarma süresi)	30 ns

4.3 Transformatör (Yüksek Frekanslı) Tasarımı

Tam köprü AGK'larda kullanılan yüksek frekans transformatörleri devrenin merkezi ve en önemli parçalarından biridir.

Transformatörler enerji depolamak için değil istenilen gerilim düşümünü sağlayarak güç aktarımını yapmak ve izolasyon amaçlı kullanılmaktadır. Manyetik nüve kayıplarının düşük seviyede olması istendiğinden trafoda ferrit nüve tercih edilmiştir (Polat, 2015). Zaten yüksek frekans transformatörlerinin bir çoğunda da ferrit nüveler kullanılmaktadır. Ferrit nüveler, demir ve diğer manyetik malzemelerin karışımından meydana gelmektedir. Sonucun iyi olması için bu nüveleri 20 kHz ile 3 MHz arasındaki yüksek frekanslarda kullanmak gerekir. ER, EQ, PQ, PM, EFD, E, EC, EE, EI, ETD gibi birçok çeşidi bulunmaktadır. Devrede TDK firmasına ait ETD tipinde N97 malzemeli çekirdeği olan ferrit nüve kullanılmıştır. Ferrit nüveye uygun ETD54/28/19 tipinde de karkas tercih edilmiştir. Sarım yapılırken polyester trafo izolasyon bandı (sonlandırma bandı) kullanılmıştır. Kullanılan bu özel bant, kimyasallara ve aşınmaya karşı dirençli, alev geciktiricili ve 130°C ısı dayanımına sahiptir (Çapanoğlu Savaş, 2006; Diker, 2012).

4.3.1 Trafo Sarım Sayısının Hesaplanması

Bu bölümde transformatörün primer ve sekonder sarım sayıları, çalışma oranı, periyot süresi, akı yoğunluğu vs. birçok parametre hesaplanarak bulunacaktır.

İlk olarak mosfetlerin bir anahtarlama periyodu boyunca açık kalma yüzdesi yani D bulunacaktır. Bu değer $D < \%50$ olmalıdır. Tam köprü topolojisinde anahtarlama elemanları çapraz ve ikişerli olarak ilettime veya kesime gitmektedir. Yani Q1-Q4 anahtar ikilisi açılıp kapanır daha sonra Q2-Q3 anahtar ikilisi açılıp kapanır. Bu anahtar çiftleri arasında hem teorik hem de pratikte kesinlikle ölü zaman bırakılmalıdır. Yoksa anahtarlar çakışarak girişin kısa devre olmasına neden olur.

Denklem (4.3)'te periyot süresi bulunarak ölü zamanın görev oranını ne derecede etkilediği belirlenecektir. Burada T periyot süresini, f_s anahtarlama frekansını ifade etmektedir.

$$T = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{45000} = 22,22\mu s \quad (4.3)$$

Ölü zaman $t_{dt} = 3,48 \mu s$ olduğundan, denklem (4.4) elde edilen bir anahtar ikilisi üzerinde %15'lik toplamda ise %30'luk güç aktarımı olmamaktadır.

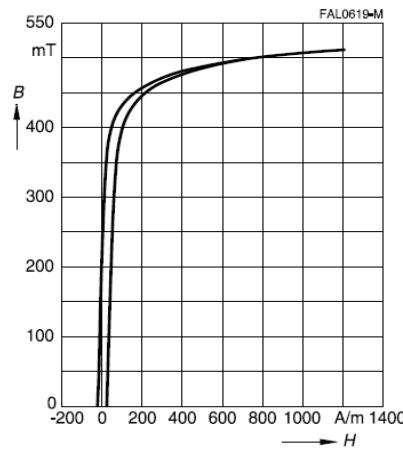
$$\frac{3.48}{22.22} \times 100 = \%15 \quad (4.4)$$

Bu bilgiler doğrultusunda denklem (4.5)'te çalışma oranı (D) ve T_s (bir anahtar çiftinin iletimde kalma periyot süresi) hesaplanmıştır. Yani anahtar ikilisi %35 zaman diliminde iletimdedir.

$$D = \frac{100-30}{2} = \%35 \quad (4.5)$$

$$T_s = T \times D = 22.22 \times 10^{-6} \times 0.35 = 7,77 \mu s \quad (4.6)$$

Trafo sarım sayısı hesaplanmadan önce bakır ve nüve kayıplarına dikkat edilmelidir. Çünkü birbirleri ile bağlantılıdır. Yani sarım sayısı ile bakır kayıpları doğru orantılı nüve kayıpları ters orantılı olarak değişir. Nüvenin yapıldığı malzeme olan N97'nin datasheetinde verilen B-H eğrisi Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Buradan $B_{max} = 0,52T$ olarak alınmıştır. ΔB akı yoğunluğu ise B_{max} değerine ısınmadan dolayı yakın seçilmemelidir. Dolayısıyla $\Delta B = 0,26T$ seçilmiştir (URL-3.Ferrites and Accessories Sıferrit Material N97; URL-5.Ferrites and Accessories ETD 54/28/19 Core and Accessories).



Şekil 4.1 N97 meteryali B-H eğrisi(URL-3.Ferrites and Accessories Sıferrit Material N97)

Tablo 4.4'te gösterilen ETD54/28/19 nüvesine ait A_e kesit alanını, A_w pencere alanını ve J akım yoğunluğunu ifade etmektedir.

Tablo 4.4 Trafo sarımı için önemli parametreler

A_e	280 mm ²
A_w	415 mm ²
B_{max}	0,52 T
ΔB	0,26 T
f_s	45 kHz
T_s	7,77 μ s
n	0,5
J	3,5 A/mm ²

Buradan hareketle (4.7) denklemi ile primer sarım sayısı bulunur.

$$N_p = \frac{V_p \times T_s}{A_e \times B_{max}} = \frac{310 \times 7,77 \times 10^{-6}}{280 \times 10^{-6} \times 0,52} \approx 17 \text{ spir} \quad (4.7)$$

Sekonder sarım sayısı ise primer sarım sayısından gidilerek hesaplanabilir.

$$N_s = \frac{1}{2 \times D} \times N_p \times \frac{V_o}{V_{in}} \Rightarrow N_s = \frac{1}{2 \times 0,35} \times 17 \times \frac{110}{310} \approx 9 \text{ spir} \quad (4.8)$$

4.3.2 Trafo Tel Kesitlerinin Hesaplanması

Primer ve sekonder tel kesitleri hesaplanırken buralardan akacak RMS akımlarına dikkat edilmelidir. Ayrıca sargıların nüve pencere alanına sığması da gerekmektedir. Tel çeşidi olarak litz teli kullanılacaktır. Fakat burada deri etkisi çok önemlidir. Telde yüksek frekans taşındığından iletkenin manyetik etkiden dolayı girdap akımları meydana gelir. Bu girdap akımlarının iletkenin akımını iletkenin dış yüzeyine doğru itmesine deri etkisi denir. Deri etkisini azaltmak için tek damar teller değil de kesiti küçük olan birçok telin paralel şekilde burulmasıyla yani çok damarlı tel elde edilmesiyle yapılabilir. Litz telinin akım taşıma kapasitesi 5A/mm² olarak belirlenmiştir. Tüm bunlardan yola çıkarsak primer sarımı tel kesiti denklem (4.9), sekonder sarımı tel kesiti ise denklem (4.10)'daki gibi olmalıdır.

$$a_p = \frac{I_{prms}}{J} = \frac{2,82}{3,5} = 0,8 \text{ mm}^2 \quad (4.9)$$

$$a_s = \frac{I_{srms}}{J} = \frac{6,36}{3,5} = 1,81 \text{ mm}^2 \quad (4.10)$$

Toplam tel alanı ise, $a_t = 2 \times N_p \times a_p = 2 \times 17 \times 0,8 \approx 27 \text{ mm}^2$ bulunur. Karkasa sığıp sığmadığı anlamak için Tablo 4.4'te verilen A_w pencere alanını trafo için geçerli olan $k=0,4$ sabiti ile çarparak anlayabiliriz. Toplam tel alanı bu değerden küçük veya eşit olmalıdır. Yani anlatılan denklem (4.11)'de verilmiştir. Buradan karkasın uygun olduğu ve sarımın rahat bir şekilde sığıdığı görülmektedir.

$$415 \times 0,4 \geq a_t \Rightarrow 166 \geq 27 \text{ mm}^2 \quad (4.11)$$

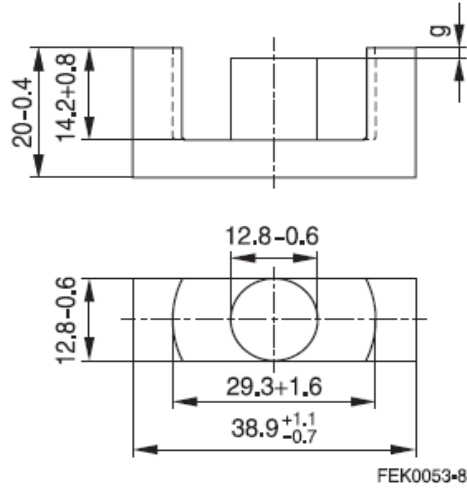
4.4 Çıkış Bobini Tasarımı

Bobin tasarımı AGK çıkışının filtre edilmesi açısından oldukça önemlidir. Tam köprü DA-DA dönüştürücülerde trafonun sekonderinden elde edilen AA kare dalga sinyali, sekonder doğrultma diyotları tarafından doğrulttuktan sonra bobin ve kondansatörden oluşan filtreden geçer. Buna LC filtre de denir. Buradaki L çıkış bobinini ifade etmektedir. Bobin hesabı yapılırken çıkış akımı ile pik akımı göz önüne alınarak yapılır. Bu aynı zamanda (C) kondansatörün filtreleyeceği akımı da vermektedir. Transformatörün çıkışından alınan kare dalga sinyali doğrultulduğundan dolayı bobin üzerindeki gerilimin frekansı devre anahtarlama frekansının iki katı alınacaktır. Hesaplamalar yapılırken buna dikkat edilmelidir. Pratik ve teorik olarak çıkıştaki akımın salınım farkı (ΔI), çıkış akımının maksimum değerinin %20'si kadar olmalıdır. Bu değer 1,27 A'dır. Bu bilgiler doğrultusunda (4.12) ile bobinin değeri hesaplanmıştır. (Polat, 2015)

$$L = \frac{(V_{in} - V_o) \times D \times T}{2 \times \Delta I} = \frac{(310 - 110) \times 0,35 \times 22,22 \times 10^{-6}}{2 \times 1,27} = 612,36 \mu\text{H} \quad (4.12)$$

Bobin nüvesi seçiminde dikkat edilmesi gereken en önemli nokta, hava boşluklu olması veya yoksa hava aralığı açılması gerekliliğidir. Yoksa nüve erkenden doyuma gider ve bobinin ısınmasına yol açar. Tam köprü DA-DA dönüştürücü çıkışında bulunan bobin için TDK firmasına ait ETD tipinde N87 malzemeli çekirdeği olan ferrit nüve kullanılmıştır. Ferrit nüveye uygun ETD39/20/13 tipinde de karkas tercih edilmiştir (URL-2.Ferrites and Accessories Sıferrit Material N87; URL-4.Ferrites and Accessories ETD 39/20/13).

Tablo 4.5'te çıkış bobini parametreleri verilmiş buna göre sarım sayısı ve olması gereken hava aralığı hesaplanmıştır.



Şekil 4.2 ETD39/20/13 nüve ölçüleri (URL-4.Ferrites and Accessories ETD 39/20/13)

Şekil 4.2'de verilen ölçülere göre bobinin pencere alanı bulunmuş ve Tablo 4.5'e işlenmiştir.

Tablo 4.5 Bobin tasarımı için parametreler

A_e	125 mm ²
A_w	234 mm ²
B_{max}	0,52 T
T_s	7,77 μ s
J	3,5 A/mm ²

Bobin sarım sayısı formülü ve sonucu yaklaşık olarak denklem (4.13)'de verilmiştir.

$$N = \frac{L \times I_{\text{peak}}}{A_e \times B_{\text{max}}} = \frac{612,36 \times 10^{-6} \times 8}{125 \times 10^{-6} \times 0,52} \approx 76 \quad (4.13)$$

Parametrelerden yola çıkarak hava aralığı formülü (4.14) denklemi ile verilmiştir.

$$L_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times N^2 \times A_e}{L} \quad (4.14)$$

Tablo 4.5'teki değerler denklem (4.14)'de yerine koyulursa L_g (hava aralığı) (4.15) denklemi ile bulunur.

$$L_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 76^2 \times 125 \times 10^{-6}}{612,36 \times 10^{-6}} = 1,48 \text{ mm} \quad (4.15)$$

Tel kesiti ise (4.16) denklemi ile bulunur.

$$a_{\text{bobin}} = \frac{I_o}{J} = \frac{6,36}{3,5} = 1,81 \text{ mm}^2 \quad (4.16)$$

Tel alanı, $N \times a_{\text{sekonder}} = 76 \times 1,81 \approx 138 \text{ mm}^2$ bulunur. Karkasa sığıp sığmadığı anlamak için Tablo 4.5'te verilen A_w pencere alanını bobin için geçerli olan $k=0,6$ sabiti ile çarparak anlayabiliriz. Toplam tel alanı bu değerden küçük veya eşit olmalıdır. Yani anlatılan denklem (4.17)'de verilmiştir. Buradan karkasın uygun olduğu ve sarımın rahat bir şekilde sığıldığı görülmektedir.

$$234 \times 0,6 \geq a_t \Rightarrow 140 \geq 138 \text{ mm}^2 \quad (4.17)$$

4.5 Çıkış Elektrolitik Kondansatörünün Hesaplanması

Çıkıştaki bu kondansatörler endüktansla birlikte LC filtre görevi görmekte ve ayrıca endüktans ripple akımını da filtrelemektedir. Bu yüzden RMS akım değerleri ile birlikte kondansatör değeri de önem kazanmaktadır. Dönüştürücünün ani yük girişlerinde bu değişime tepki verene kadar ki anlık yük ihtiyacını karşılamaktadır. Devrenin çıkışında yük olmadığı ve aniden yük girişi yapıldığında bobin içinden

geçen akım %100 yük akımına ulaşana kadar süre geçmektedir. Bu süre denklem (4.18) vasıtasıyla hesaplanabilir (Polat, 2015).

$$\Delta t = \frac{L_o \times \Delta I}{V_o} = \frac{612,36 \times 10^{-6} \times 1,27}{110} = 7,06 \mu s \quad (4.18)$$

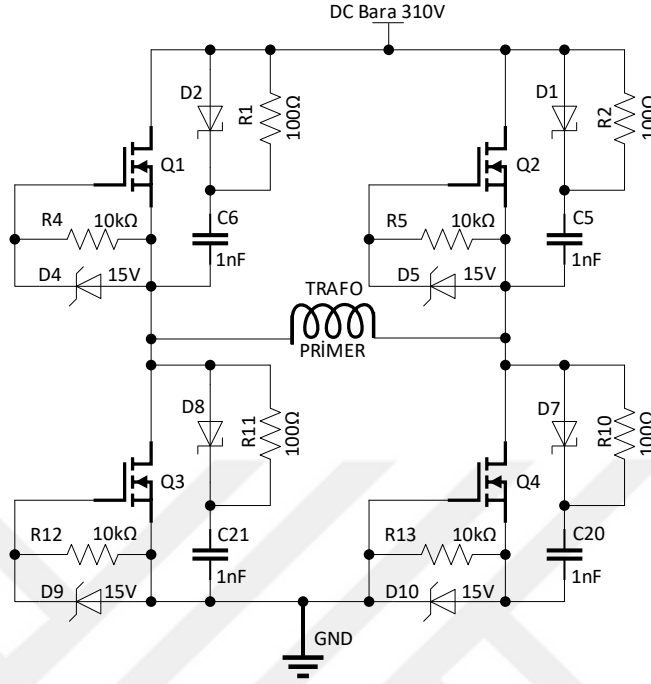
Çıkış kondansatörü iyi filtreleme yapmazsa bataryaya gelen dalgalı akım bataryaya zarar verebilir. Kondansatör seçerken eşdeğer seri direnci yani ESR değerine çok dikkat edilmelidir. Çıkıştaki dalgalanmalar bu seri eşdeğer dirence bağlı olarak değişir. ESR değeri ne kadar küçük olursa dalgalanmalar o denli az olur.

Batarya şarj edilirken kondansatörde bu sayede gereksiz ısınmamış olur. Kondansatör eşdeğer seri direnci (ESR), boyutları ve kondansatör değerleri ile doğrudan orantılıdır. Yani ESR değeri küçük olması için kondansatörün boyutu ve değeri büyük olmalıdır. Ayrıca devre çıkışına bir tane kondansatör bağlamak yerine aynı değeri sağlayacak paralel bağlı birkaç kondansatör bağlamakta ESR değerini büyük oranda düşürür (Öztürk, 2009).

Tam köprü DA-DA dönüştürücülerde ani yük değişimlerinde izin verilen maksimum anlık gerilim çökme değeri yaklaşık olarak 150-200mV olarak alınmaktadır. Hesaplama 150mV alırsak çıkış kondansatör değeri (4.19) denklemi aracılığıyla hesaplanabilir.

$$C = \frac{\Delta I \times T}{8 \times \Delta V} = \frac{1,27 \times 22,22 \times 10^{-6}}{8 \times 150 \times 10^{-3}} = 23,51 \mu F \quad (4.19)$$

4.6 Bastırma (Snubber) Devresi



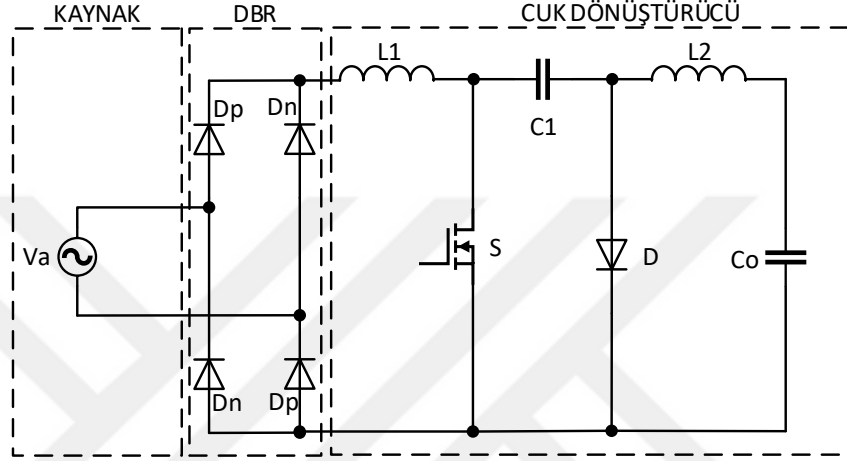
Şekil 4.3 Bastırma devre şeması

Tam köprü dönüştürücülerde anahtarlama elemanlarının iletme girme esnasında hızlı akım yükselmesi (di/dt) ve kesime girme anında ise hızlı gerilim yükselmesine (dv/dt) maruz kalarak istenmeyen pik değerlerine maruz kalırlar. Bu istenmeyen piklerin önüne geçebilmek için bastırma devreleri kullanılır. Kullanım amaçlarına göre bastırma devreleri Turn-on, turn-off ve aşırı gerilim olarak 3 kısma ayrılır. Turn-on devresi, mosfetin iletme girmesi sırasında akım yükselmelerini düşürmek amacıyla kullanılır. Turn-off devresi, mosfet akımı sıfıra ininceye kadar mosfet uçlarında sıfır civarında gerilimi elde etmektir. Aşırı gerilim bastırma devresinin görevi ise, mosfetin kesime girmesi sırasında stray indüktanslarından kaynaklanan mosfet uçlarındaki aşırı gerilimi bertaraf etmektir. Şekil 4.3'te RCD bastırma devresi kullanılmıştır. Buradaki direnci gücü denklem (4.20) ile hesaplanmıştır. Bu aynı zamanda anahtarlama elemanının güç kaybıdır (Özçelik, 2018).

$$P_R = V^2 \cdot f_s \cdot C = 311^2 \cdot 45 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9} = 4,35W \quad (4.20)$$

5. GFD CUK DÖNÜŞTÜRÜCÜ

GFD Cuk dönüştürücü; girişte AA şebeke gerilimi, doğrultma diyotları ve Cuk dönüştürücü devrelerinden meydana gelmektedir. Devre pozitif ve negatif döngü ile çalışmaktadır. Devre şeması 5.1’de gösterilmektedir.

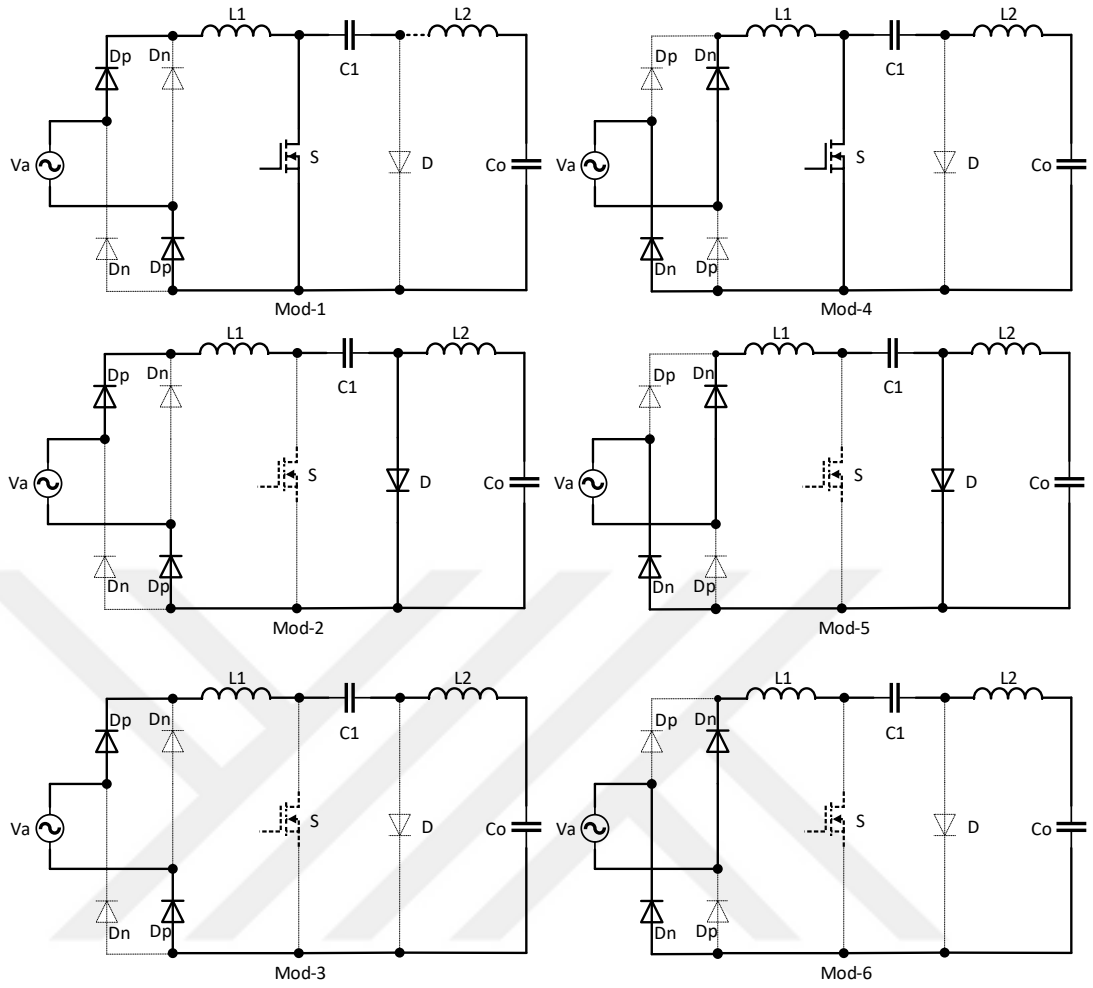


Şekil 5.1 GFD Cuk dönüştürücü devre şeması

Devrenin çalışma prensibi 6 modda gerçekleşir ve görseli Şekil 5.2’de verilmiştir. Mod-1, anahtarlama elemanı (S) ve D_p iletimde iken çıkış diyotu D kesim durumundadır. Mod-2’de S iletimde D kesime gitmiştir. Mod 1 ve 2’de şebekeden gelen enerji L_1 bobininde depolanır. C_1 kondansatörü, L_2 bobinine ve C_o kondansatörüne deşarj olur ve çıkışa güç aktarılır (İsa vd., 2019).

Mod-3, anahtarlama elemanı S kesimde ve D_p iletim durumunda çalışır. Mod-4 ise S ve D_n iletimdedir. Her iki modda L bobini C_1 kondansatörünü yeniden şarj eder. Ayrıca L_2 bobini de C_o kondansatörünü D diyotu aracılığıyla yeniden şarj eder ve çıkışa güç aktarır (İsa vd., 2019).

Mod-5 ve 6 çalışma durumlarında, anahtarlama elemanı ve D_n diyotları iletimdedir. C_1 kondansatörü ve L_2 bobini, L_1 bobininin deşarjı yoluyla enerjilenir. Aynı zamanda C_o kondansatörü de deşarj durumundadır. Böylece çıkışa güç aktarımı sağlanmış olur (İsa vd., 2019).



Şekil 5.2 GFD Cuk dönüştürücü çalışma modları (İsa vd., 2019)

5.1 GFD Denetim Yöntemleri

GFD dönüştürücüler farklı denetim yöntemleri ile denetlenebilmektedir. Bu bölümde denetim yöntemleri ayrıntılı olarak incelenecektir (Overview vd., 1995; Rossetto vd., 1994; Şehirli, 2017).

5.1.1 Tepe Akım Denetimi

Tepe akım yönteminde, birim referans gerilimi doğrultulmuş bir sinüzoidal gerilimden elde edilir. Bu referans ile hata yükselteci çarpılarak sinüs referans akımı oluşturulur. Oluşturulan referans akım ile anahtarlama elemanından geçen akım karşılaştırılır. Karşılaştırılan bu akımlar ile güç anahtarına uygulanacak tetikleme sinyali üretilir. Fakat karşılaştırmaya rampa fonksiyonu eklenerek sıfır geçiş bozulmalarının

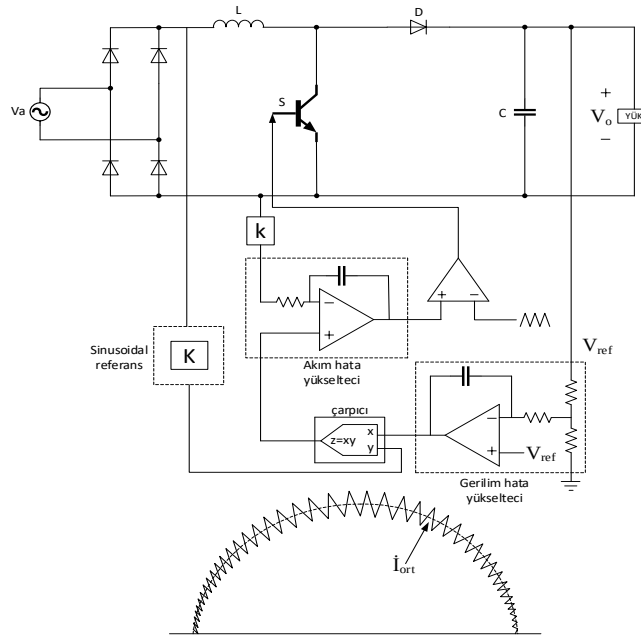
Avantajları; sabit anahtarlama frekansı ve sadece anahtar akımını algılamasından dolayı bu durum akım trafosu tarafından sağlanır. Dolayısıyla algılayıcı direncinden kaynaklanan kayıplar pasifize edilir. Ayrıca akım hatası yükselteci ve kompanzasyonuna ihtiyaç duymamaktadır (Mert, 2007; Rossetto vd., 1994).

51

5.1.2 Ortalama Akım Denetimi

Ortalama akım denetimi yönteminde doğrultulmuş sinüzoidal sinyalden elde edilen referans sinyal ile gerilim hata yükseltecinin çıkışı çarpılır. Bu çarpım ile referans akımı oluşturulur. Oluşan referans akım ile ölçülen bobin akımı karşılaştırılarak akım hata yükseltecinden geçirilir. Bunun sonucunda elde edilen sinyal ile testere dişi sinyali karşılaştırılır ve DGA sinyali elde edilir. Dolayısıyla elde edilen bu darbe genişlik oranının anahtarlama elemanına uygulanmasıyla bobin akımı, sinüs referans akımını takip eder ve devrenin çalışması tamamlanmış olur (Rossetto vd., 1994; Şehirli, 2017). Devre yapısı Şekil 5.4’te verilmiştir.

Bu yöntemde sabit anahtarlama frekansının olması ve kompanzasyon rampasına ihtiyaç duymaması önemli avantajlarındandır. Ayrıca akım filtrelemesinden dolayı denetim komütasyon gürültüsüne karşı daha hassastır. Tepe akım denetimi ile karşılaştırıldığında bu yöntemde daha iyi akım sinyali oluşur ve hata akım yükselteci gereklidir. Fakat bobinde oluşan akım kontrol edilmelidir (Rossetto vd., 1994). Dezavantajları, bobin akımını algılaması ve akım hata yükseltecinin gerekli olmasıdır. Döngü sırasında farklı dönüştürücü çalışma noktalarını dikkate almalıdır (Rossetto vd., 1994).



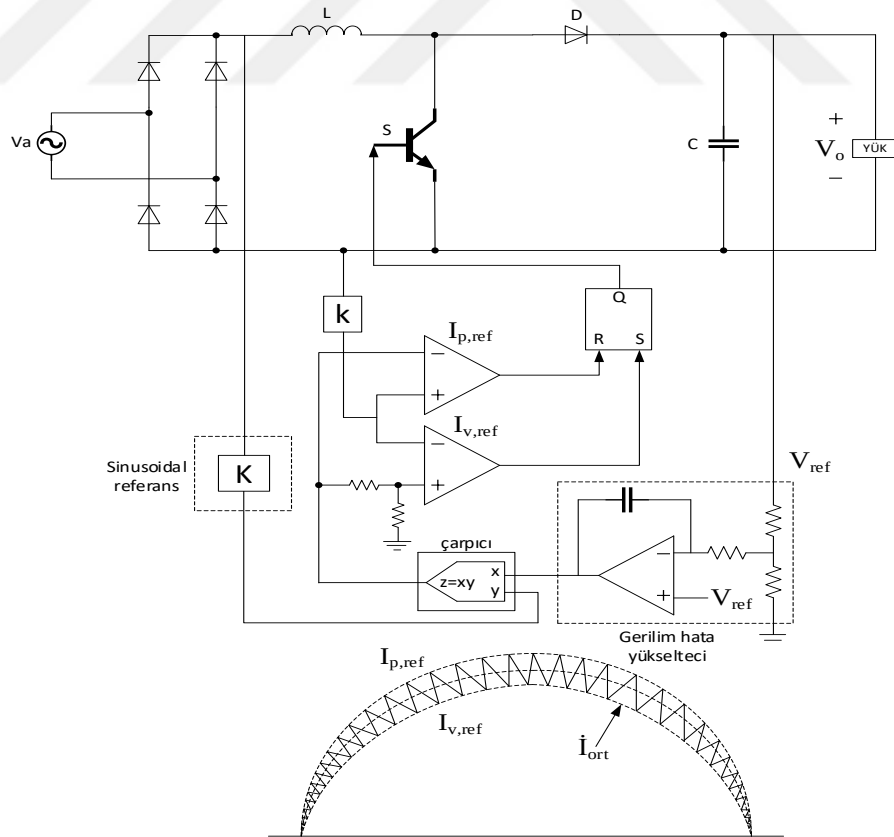
Şekil 5.4 Ortalama akım denetimi yapısı (Şehirli, 2017)

5.1.3 Histerezis Denetimi

Histerezis denetim yönteminde biri $I_{p,ref}$ diğeri $I_{v,ref}$ olmak üzere iki farklı doğrultulmuş sinüzoidal akım referansı elde edilir. Bu yöntemde referans akımlarının ölçülen bobin akımını takip etmesi sağlanır. Bobin akımı artarken, $I_{p,ref}$ 'i takip eder, azalırken ise $I_{v,ref}$ referans akımını takip eder (Şehirli, 2017). Şekil 5.5'te yapısı gösterilmektedir.

Bu yöntemin kompanzasyon rampasına ihtiyaç duymaması ve giriş akım dalga sinyalindeki bozulmaların az olması avantajlarıdır. Fakat anahtarlama frekansının değişken olması, bobin akım kontrolü ve komütasyon gürültüsüne karşı duyarlı olması sayılabilecek dezavantajlarıdır.

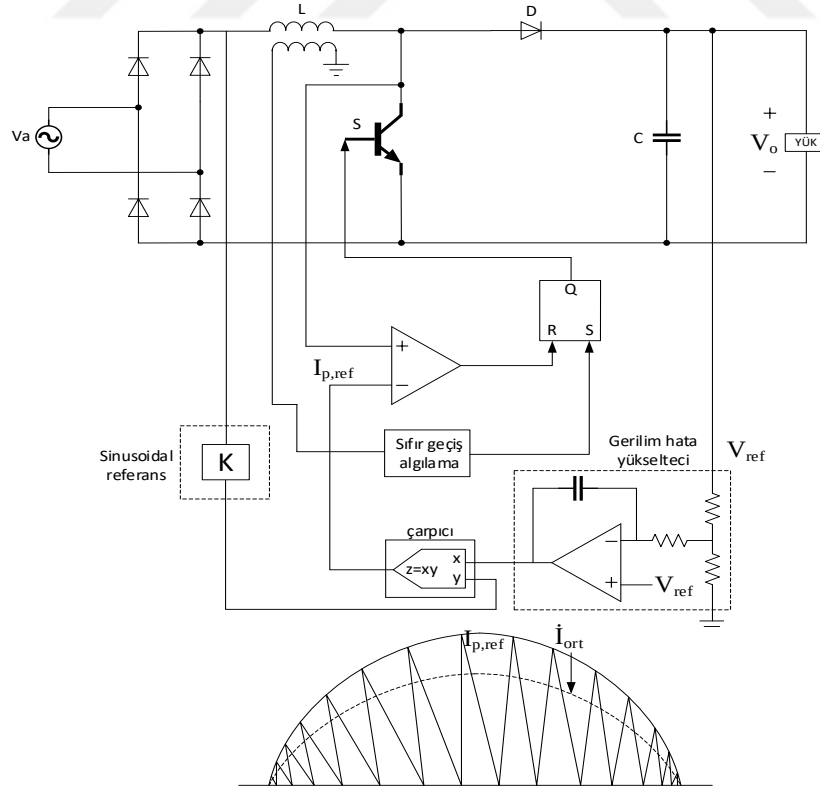
Yüksek anahtarlama frekansından kaçınmak için anahtarlama elemanı, şebeke voltajının sıfır geçişine yakın açık tutulabilir (Rossetto vd., 1994; Mert, 2007).



5.1.4 Sınır Akım Denetimi

Sınır akım denetim yönteminde referans akımı tepe ve ortalama akım denetimdeki gibi elde edilir. Elde edilen bu referans akımı anahtarlama elemanı ölçülen akımı ile karşılaştırılır. Böylece anahtarlama sinyali elde edilmiş olur. Ayrıca şebeke akımının maksimum değeri de bulunmuş olur. Şebeke akımı maksimum değerine ulaştığı anda anahtarlama sinyali kesilir. Bobindeki akımın sıfır geçişinin ölçülmesiyle de anahtarlama sinyalinin varlığı kontrol edilir. Yani bobin akımı sıfır olduğu anda anahtarlama elemanına yeniden anahtarlama sinyali verilir. Bu duruma sınır akım denetimi denir (Rossetto vd., 1994; Şehirli, 2017). Şekil 5.6'da yapısı gösterilmektedir.

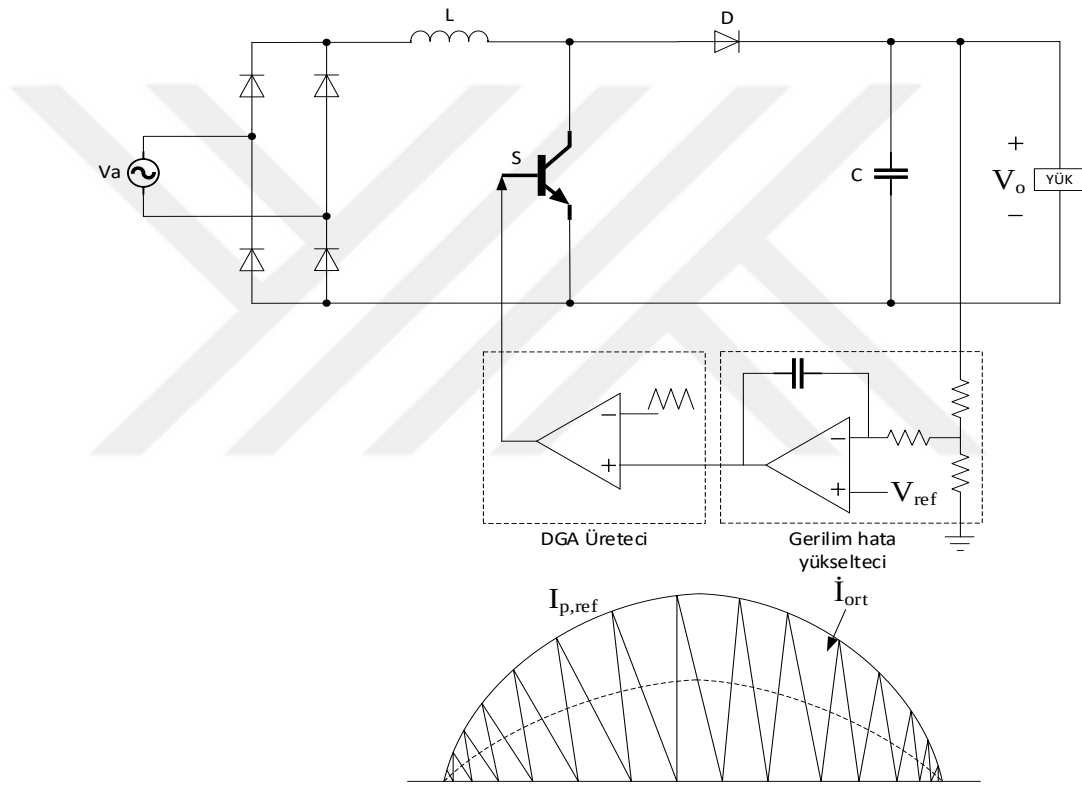
Bu yöntemde akım hata yükselticine ve kompanzasyon rampasına gerek yoktur. Fakat anahtarlama frekansı değişken olup denetim komütasyon gürültülerine karşı hassastır. Bobin akımının sıfıra düştüğü anı yakalamak için bobin voltajı sürekli takip edilmelidir (Mert, 2007; Rossetto vd., 1994).



Şekil 5.6 Sınır akım denetimi yapısı (Şehirli, 2017)

5.1.5 Kesintili Akım Denetimi

Kesintili akım denetim yapısı Şekil 5.7’de gösterilmiştir. Bu yöntemde bobin akımının ölçülmesine ihtiyaç duyulmaz ve anahtarlama frekansı da sabittir. Gerilim hata yükseltecinde oluşan sinyal ile testere dişi sinyal burada karşılaştırılır ve böylece DGA sinyali elde edilir. Elde edilen bu DGA sinyalin güç anahtarına verilmesi ile denetim gerçekleşmiş olur. Ayrıca kesintili iletim modunda çalıştığından dolayı da yumuşak anahtarlama tekniğine gerek yoktur (Rossetto vd., 1994; Şehirli, 2017).



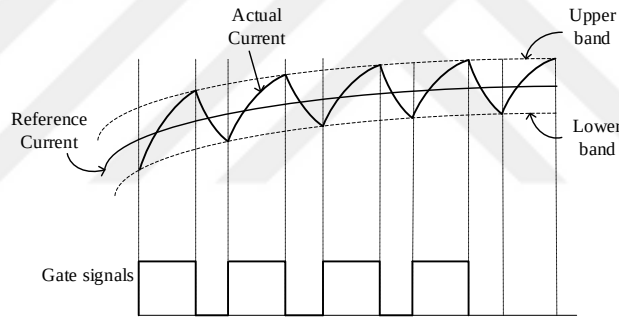
Şekil 5.7 Kesintili akım denetimi yapısı (Şehirli, 2017)

5.2 Histerezis Akım Denetimli GFD Cuk Dönüştürücü

Güç elektroniğinde akım ve gerilimden kaynaklı harmonikler varsa bu sinüzoidal dalganın bozulduğu anlamına gelir. Harmonik olan güç sistemlerinde daha fazla gerilim düşümü ve kayıplar, GF değerinin düşmesi, elektronik cihazlarda bozulmalara neden olabilir (Yeşilyurt, 2013). Tam köprü doğrultucu gibi yüksek güçlü dönüştürücü devrelerinde harmonikler oluşmaktadır. Bu yüzden GFD devresi kullanılarak harmoniklerin minimum seviyeye çekilmesi amaçlanmaktadır. Devrede LC filtresinin

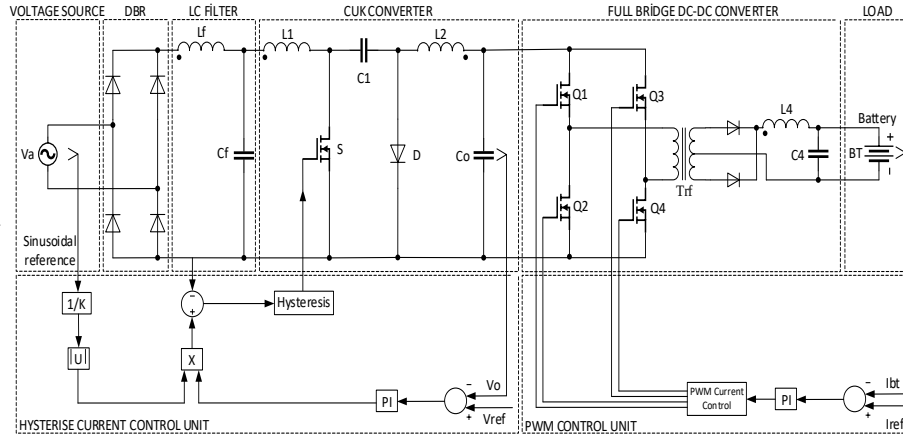
görevi girişindeki küçük frekanslı sinyalleri çıkışa aktaran, büyük frekanslı sinyalleri ise aktarmayan (minimum seviyeye düşüren) devrelerdir.

Denetim ise histerezis akım denetim devresi ile yapılmıştır. Sebebi ise akım denetiminin performansı ve kararlılığıdır. Sistemin kararlı çalışması ve dinamik cevabının iyileştirilmesi için detaylı denetim analizleri yapılmalıdır. Bu yöntemde buna gerek yoktur. Dinamik cevabı diğer yöntemlere göre oldukça iyidir. Histerezis kontrolünde sabit bir histerezis bandı kullanarak anahtarlama kararı, ölçülen akım ile referans akımın karşılaştırılmasından sonra verilir. Şekil 5.8’de histerezis akım denetim diyagramı verilmiştir. Histerezis akım denetiminde alt ve üst histerezis bantları vardır. Akım üst banda çıktıktan sonra sinyal kesilir. Akım alt banda düştükten sonra ise Şekil 5.8’deki sinyal ortaya çıkar. Burada histerezis bandı ± 0.09 A olarak seçilmiştir (Daud ve Alsaid, 2013).



Şekil 5.8 Histerezis akım denetimi diyagramı (Daud ve Alsaid, 2013)

Histerezis denetimi, sinüzoidal referans voltajı, güç faktörüne sahip olacak şekilde şebeke tarafından ölçülür. Daha sonra referans sinüzoidal akım üretmek için referans voltajı (V_{ref}) ve çıkış voltajı (V_o) karşılaştırmasının regülasyonu için kullanılan PI denetim cihazının çıkışı ile çarpılır. Ardından referans sinüzoidal akım L_1 indüktör akımı ile karşılaştırılarak histerezis kullanılarak anahtar S için DGA sinyali üretilir. Yani dönüştürücünün denetimi histerezis denetim yöntemi kullanarak S anahtarı yardımıyla yapılmaktadır (Alphonsa Jose ve Thomas, y.y.; Mishra vd., 2019). Histerezis akım denetimli GFD Cuk dönüştürücü devresi Şekil 5.9’da gösterilmektedir.



Şekil 5.9 Histeresiz akım denetimli GFD Cuk dönüştürücü devresi

Dönüştürücünün devre parametreleri aşağıdaki denklemleri kullanılarak belirlenebilir. Burada (I_m) ve (V_m), sırasıyla besleme akımı ve besleme voltajının tepe değeridir. θ ise besleme voltajı ile besleme akımı arasındaki yer değiştirme açısıdır.

DBR'den sonraki giriş akımı da (I_{in}) ile gösterilmektedir. Denklemlerdeki f_c , $f_L < f_c < f_s$ olacak şekilde seçilen kesme frekansdır. Dolayısıyla $f_c = f_s / 10$ olarak alınır (Bist ve Singh, 2015).

$$L_1 = \frac{V_{in} \times D}{2I_{in} \times f_s} \quad (5.1)$$

$$L_2 = \frac{V_o \times D}{2 \times I_{in} \times f_s} \quad (5.2)$$

$$C_1 = \frac{P_{in}}{2f_s (V_{in} + V_o)^2} \quad (5.3)$$

$$C_o = \frac{I_o}{2 \times \omega \times \Delta V_o} \quad (5.4)$$

$$C_f = \frac{I_m}{\omega_L \times V_m} \times \tan(\theta) \quad (5.5)$$

$$L_f = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times f_c^2 \times C_f} \quad (5.6)$$

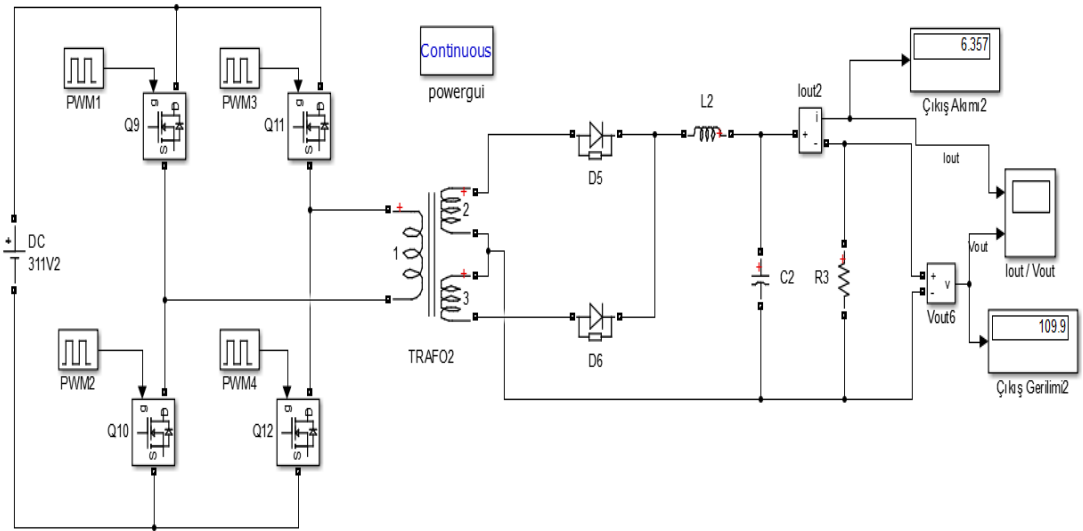
6. BENZETİM VE UYGULAMA ÇALIŞMALARI

Tam köprü DA-DA doğrultucunun benzetim çalışması Matlab/Simulink programı kullanılarak açık çevrim, gerilim ve yük değişimi, GFD Cuk dönüştürücü devresi gibi farklı şekillerde benzetimi yapılarak incelenecektir.

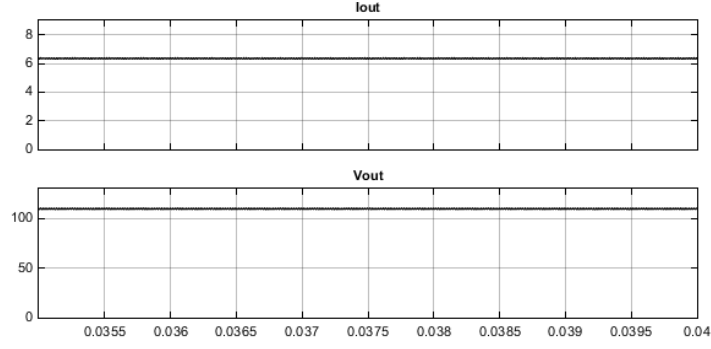
Uygulama çalışması ise tasarlanan devreye göre gerçekleştirilmiş olup düşük güçlerde güç aktarımı yapmaktadır.

6.1 Benzetim Çalışması

Mosfetlere DGA sinyali herhangi bir kontrolcü olmadan direkt verilerek tetiklenmesi sağlanmıştır. Teoride hesaplanan malzemelere göre tasarlanan devrede çıkışta istenilen akım ve gerilim değerleri elde edilmiştir. Şekil 6.1’de benzetim devresi, Şekil 6.2’de ise çıkıştaki akım ve gerilimin dalga sinyalleri gösterilmiştir.



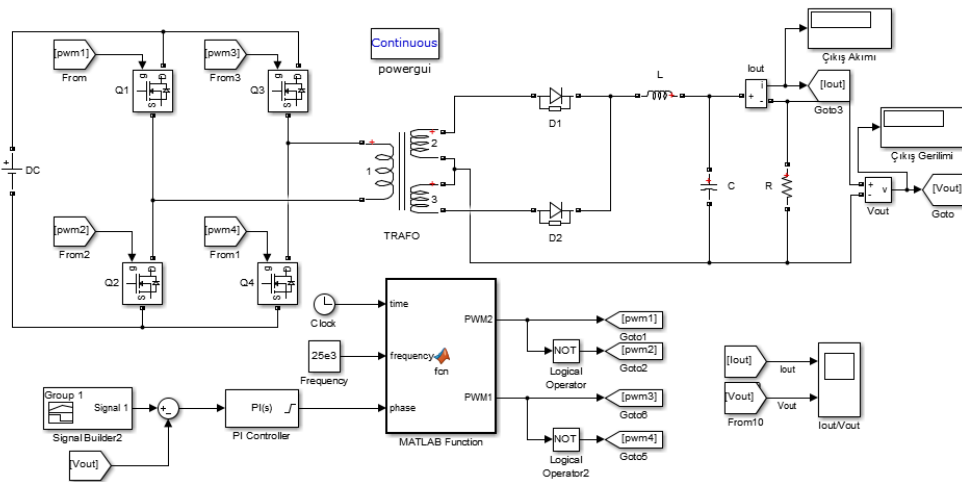
Şekil 6.1 Açık çevrim benzetim devresi



Şekil 6.2 Açık çevrim çıkış akım ve gerilim dalga sinyalleri

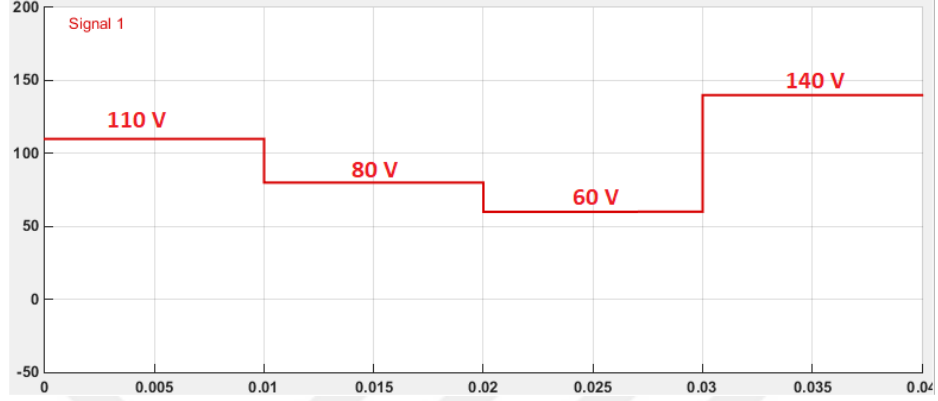
İlk olarak farklı değerlerde referans gerilimi verilerek sistemin tepkisi ölçülmüştür. Ardından çıkış yükü yarıya indirilerek çıkıştaki akım ve gerilim değerleri incelenmiştir. Son olarak ise sistemin girişine GFD Cuk dönüştürücü besleme devresi eklenerek hem harmonikler pasifize edilmiş hem de güç faktörü “1’e” yaklaştırılmıştır.

Signal buildere girilen referans gerilim ile çıkış gerilimi karşılaştırılarak PI denetimine aktarılır. Ardından function bloğundaki kodlar yardımıyla DGA sinyalleri oluşturulur. Buradan mosfetlere verilerek anahtarlar tetiklenir. Signal builder bağlanarak 0,04s aralığındaki gerilimin değiştirilmesi amaçlanmıştır. Gerilim 0-0,01s aralığında 110V, 0,01-0,02s aralığında 80V 0,02-0,03s aralığında 60V ve 0,03-0,04s aralığında 140V verilerek çıkıştan aynı değerlerde DA gerilim kararlı bir şekilde alınmıştır. Şekil 6.3’de benzetim devresi gösterilmiştir.



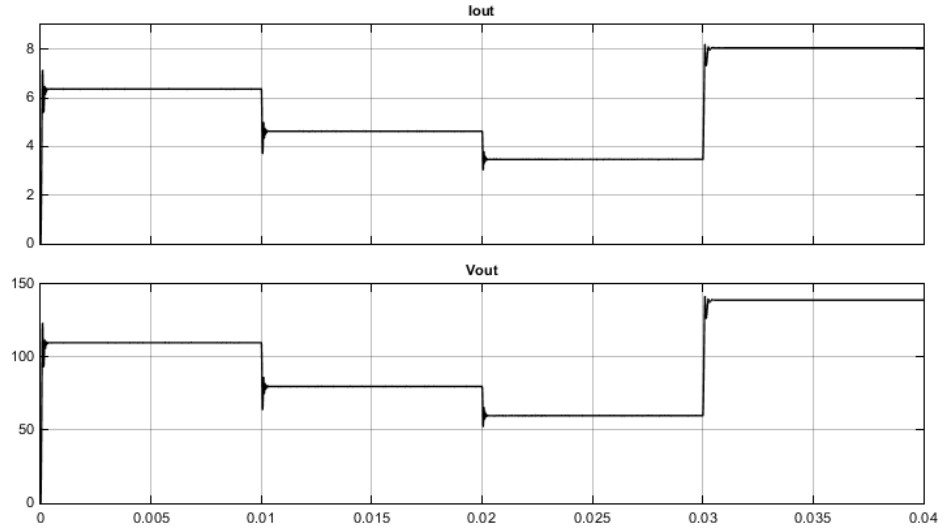
Şekil 6.3 Gerilim değişimi benzetim devresi

Signal builder bloğuna dört farklı referans gerilim değeri girilmiştir. Bu sayede sistemin referans gerilime olan tepkisi ölçülmüştür. Şekil 6.4 ile signal builder bloğunun istenilen çıkış gerilimleri gösterilmiştir.



Şekil 6.4 Signal builder bloğunun istenilen çıkış gerilim değerleri

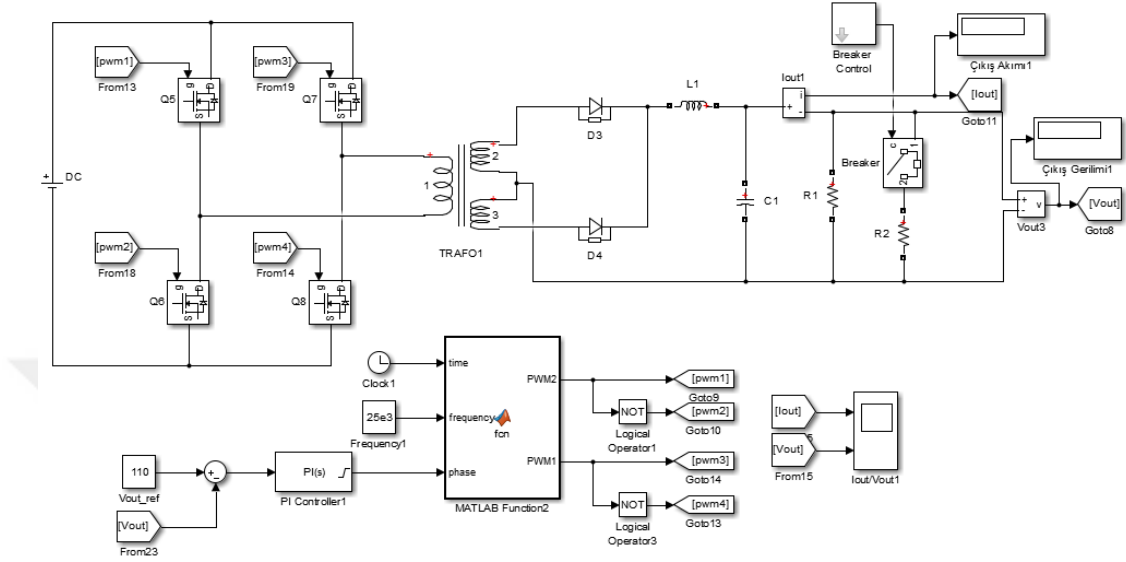
Signal builder bloğundaki gerilim değerlerine göre sistemin çıkıştaki akım ve gerilim cevabı Şekil 6.5'te verilmiştir. Gerilim değişimlerinde sistemden alınan akım ve gerilimde çok küçük seviyede dalgalanmalar oluşmaktadır. Bu durum sistemin kararlılığı açısından sorun teşkil etmemektedir.



Şekil 6.5 Sistemin çıkış akım ve gerilim değerleri

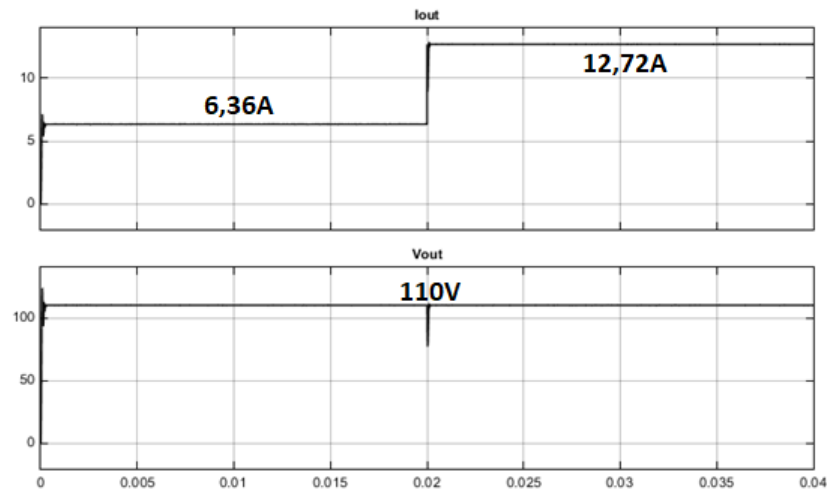
Referans gerilimi sabit 110V tutulup çıkıştaki yük değişiminde sistemin kararlılığı test edilmiştir. Benzetim devresine breaker ve breaker kontrol bloğu eklenmiştir. 0s iken breaker bloğu açık olup çıkış yükü $17,29\Omega$ 'dur.

0,02s’de blok devreye girerek yine aynı değerdeki paralel bağlı yükü devreye sokacaktır. Dolayısıyla yükün değeri 8,64Ω olacaktır. Şekil 6.6’da yük değişimi benzetim devresi gösterilmiştir.



Şekil 6.6 Yük değişimi benzetim devresi

0,02s sonra sisteme paralel bağlı ikinci bir yük girip yükün değerini 8,64Ω düşürecektir. Bu anda çıkış geriliminde küçük bir dalgalanma olsa da kararlı bir şekilde çıkıştan 110 V alınmıştır. Yük yarıya düştüğü için çıkış akımının iki kat artması doğaldır. Şekil 6.7’de yük değişimi çıkış akım ve gerilim sinyalleri gösterilmiştir.



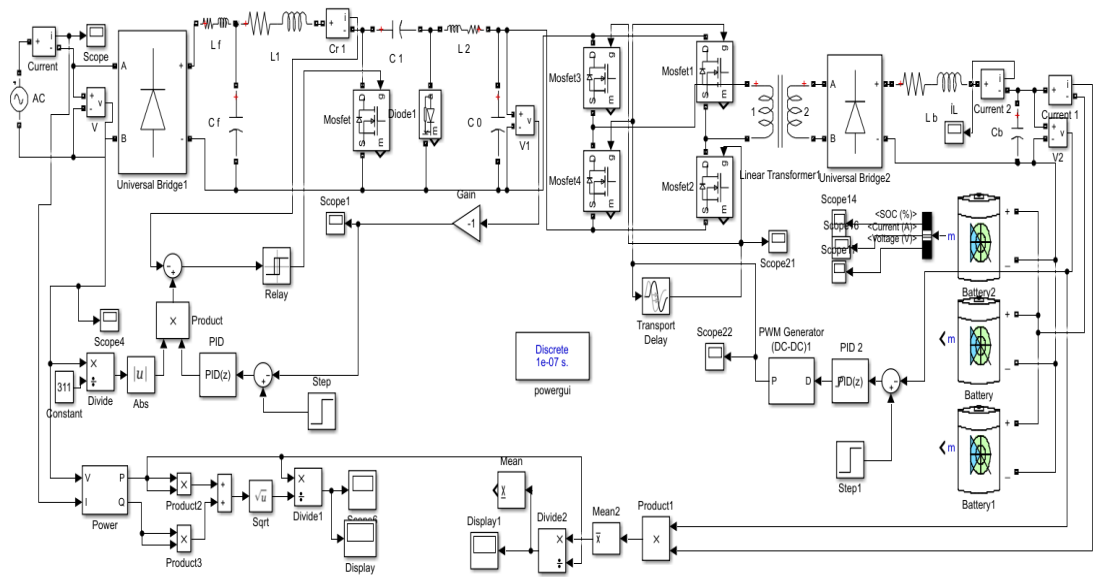
Şekil 6.7 Yük değişimi çıkış akım ve gerilim sinyalleri

6.1.1 Histeresis Akım Denetimli GFD Cuk Dönüştürücü Benzetimi

Histeresis akım denetimli GFD Cuk dönüştürücünün devre parametreleri Tablo 6.1’de gösterilmiştir. Bu parametrelere göre de oluşturulan benzetim devre şeması ise Şekil 6.8’de verilmiştir.

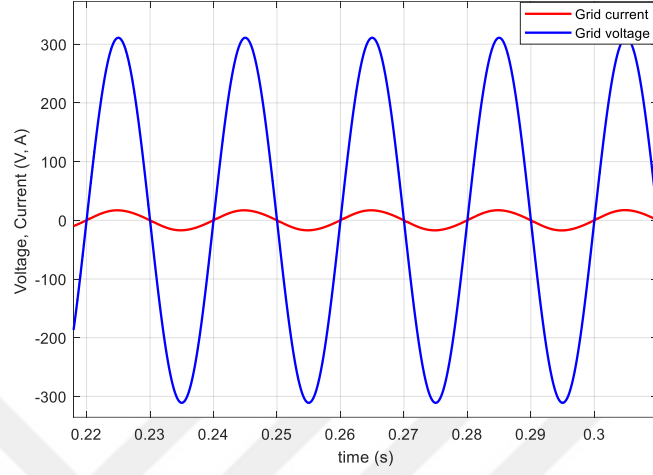
Tablo 6.1 Histeresiz akım denetimli GFD Cuk dönüştürücü devre parametreleri

Parametreler	Değer
Şebeke gerilimi	311 V
Şebeke akımı	54 A
PFC Cuk dönüştürücü voltajı	400 V
PF	0,999
THD	% 1,48
Ölü zaman	2,1 μ s
Li/Ion batarya voltajı	75 V
Li/Ion batarya SOC göstergesi	%60<
Tam köprü çıkış bobini	1 μ H
Tam köprü çıkış kapasitörü	2200 μ F
Cuk dönüştürücü L_1	340 μ H
Cuk dönüştürücü L_2	350 μ H
Cuk dönüştürücü C_1	10 μ F
Cuk dönüştürücü C_o	2200 μ F
LC filtre L_f	1,1 mH
LC filtre C_f	600 nF



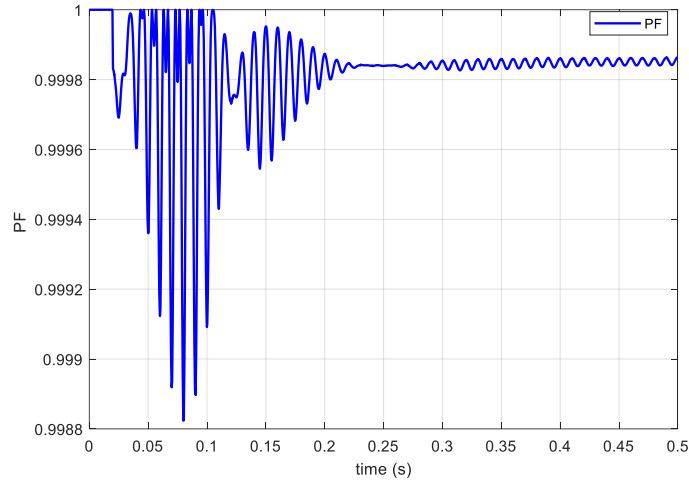
Şekil 6.8 Histeresiz akım denetimli GFD Cuk dönüştürücü benzetim devresi

Şekil 6.9’da şebeke gerilimi ve akımı gösterilmiş olup hem akımın hem de gerilimin sinüzoidal olduğu görülmektedir. Ayrıca şebeke voltajı ve akımı birbiriyle aynı fazdadır, yani güç faktörü ‘1’e yakındır.



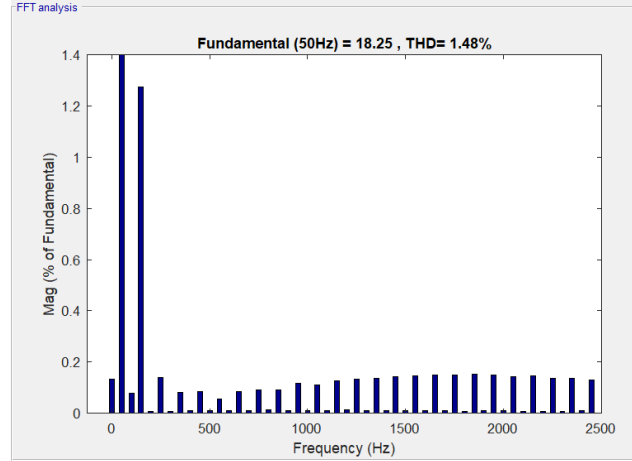
Şekil 6.9 Şebeke gerilim ve akımı

Devrenin güç faktörü (GF), Şekil 6.10’da gösterilmiştir. Burada güç faktörü “0,999” olarak elde edilmiştir.



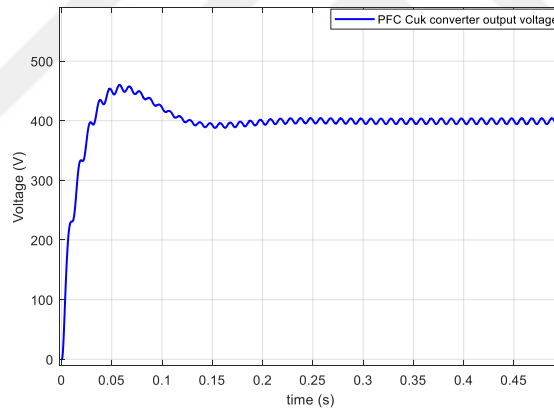
Şekil 6.10 Devrenin GF’si

Şebeke akımının THB’si Şekil 6.11 ile gösterilmiştir. Burada harmonik gayet yeterli düzeyde olup ölçülen değer %1,48’dir. Olması gereken de %5 ve altıdır.



Şekil 6.11 Şebeke akımının THB'si

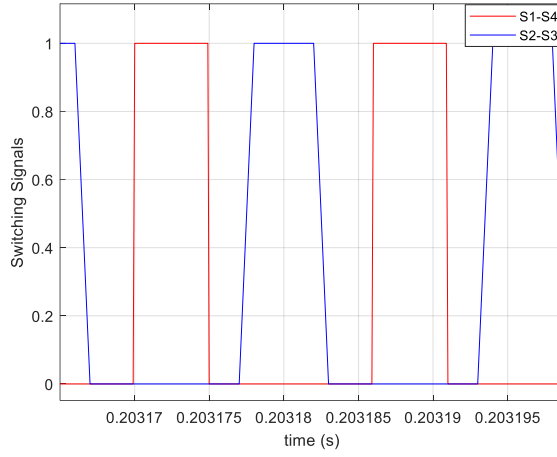
GFD Cuk dönüştürücü, tam köprü DA-DA dönüştürücüye DA gerilimi sağlar. GFD Cuk dönüştürücüden sağlanan gerilim Şekil 6.12'de verilmiştir. Gerilimin 400V olduğu görülmektedir.



Şekil 6.12 GFD Cuk dönüştürücü çıkış DA gerilimi

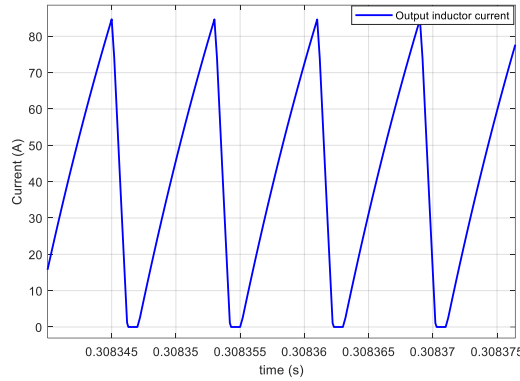
Tam köprü DA-DA dönüştürücünün çalışabilmesi için ölü zamanın olması gerekir. Bu nedenle çalışması için gerekli olan ölü zaman ile güç anahtarlarının anahtarlama sinyalleri Şekil 6.13'te verilmiştir. Ölü zaman $2,1 \mu s$ 'dir. Ölü zaman tanımlanırken güç anahtarı için ölü zaman süresi denklem (6.1)'de verilmiştir. Burada ölü zaman süresi (6.1) denkleminden büyük olmalıdır. Yükselme zamanı t_r ile t_{doff} düşmede gecikme zamanını ve t_f ise düşme zamanını ifade etmektedir.

$$\text{Ölü zaman} = t_r + t_{doff} + t_f \quad (6.1)$$



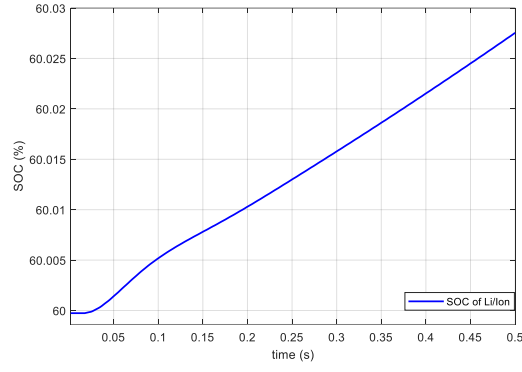
Şekil 6.13 Anahtarlama sinyalleri ve ölü zaman

Ölü süre boyunca, çıkış bobini tarafından yüke güç sağlanır. Şekil 6.14 çıkış bobin akımını gösterir. Anahtar açıldığında bobinin şarj olduğu, ölü zaman periyodunda ise deşarj olduğu görülmektedir. Bobinin kesintili iletim modunda çalıştığı görülmektedir. KİM’de çıkış bobininde daha yüksek akım dalgalanması elde edilmesine rağmen KİM, SİM’e göre verimliliği artırma avantajı vardır. Ayrıca THD’nin KİM’de SİM’e göre daha küçük değerlerde olduğu gözlemlenmiştir.



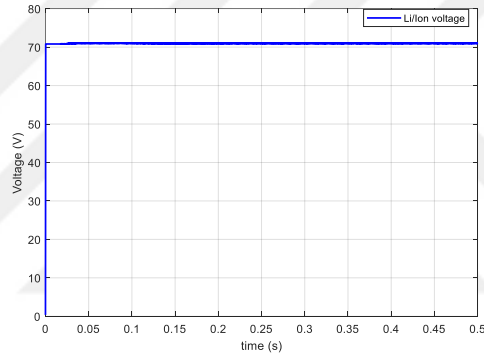
Şekil 6.14 Çıkış bobin akımı

Şarj edilmiş veya boşalmış bataryanın durumu SOC tarafından görülebilir. Şekil 6.15 ile bataryanın SOC değeri verilmiştir. SOC’un doğrusal olarak arttığı görülmektedir. Bu da Li/Ion bataryanın şarj olduğu anlamını taşımaktadır. Daha yüksek benzetim süresi nedeniyle ölçüm aralığı burada 0,5sn ile sınırlandırılmıştır. Ayrıca SOC başlangıç değeri %60 seçilerek benzetim yapılmıştır.



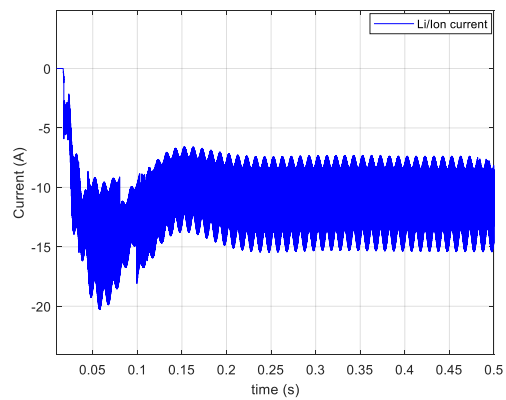
Şekil 6.15 Li/Ion bataryanın SOC'u

Şekil 6.16 ile Li/Ion bataryanın voltajı verilmiş olup batarya voltajının 71 V olduğu görülmektedir. Fakat bataryanın tam şarj geriliminin değeri 75 V'dur.



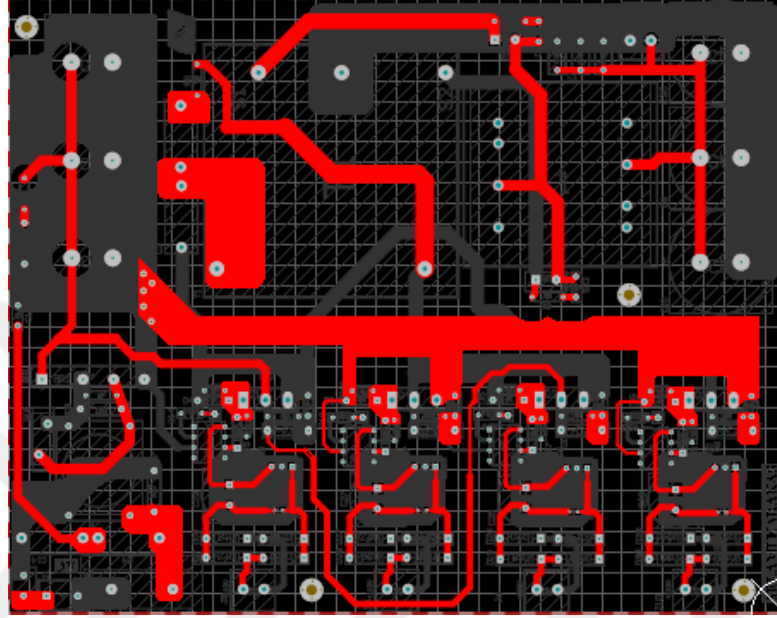
Şekil 6.16 Li/Ion bataryanın voltajı

Li/Ion batarya akımı Şekil 6.17'de verilmiştir. Benzetim çalışmasında üç eşit paralel Li/Ion birimi bulunmaktadır. Böylece, dönüştürücü tarafından çekilen toplam akım, Şekil 6.17'de ölçülen değerin üç katıdır.

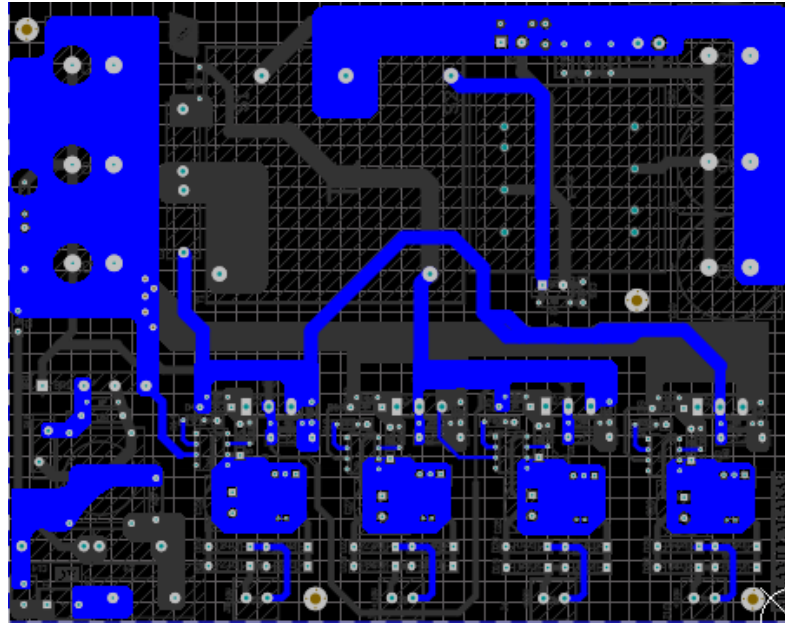


Şekil 6.17 Li/Ion bataryanın akımı

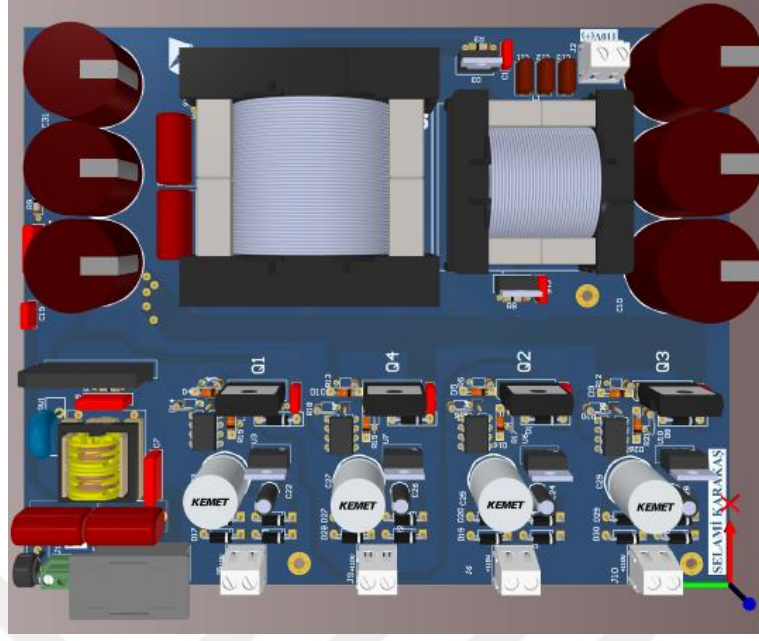
Devre kartı Altium designer programı kullanarak çift katmanlı olacak şekilde tasarlanmıştır. Pcb kartı 15 x 19 cm boyutlarındadır. Şekil 6.20’de pcb top layer (üstten görünüş), Şekil 6.21’de bottom layer (alttan görünüş) ve Şekil 6.22’de ise 3D görüntüsü verilmiştir.



Şekil 6.20 Devre top layer (üstten görünüş)

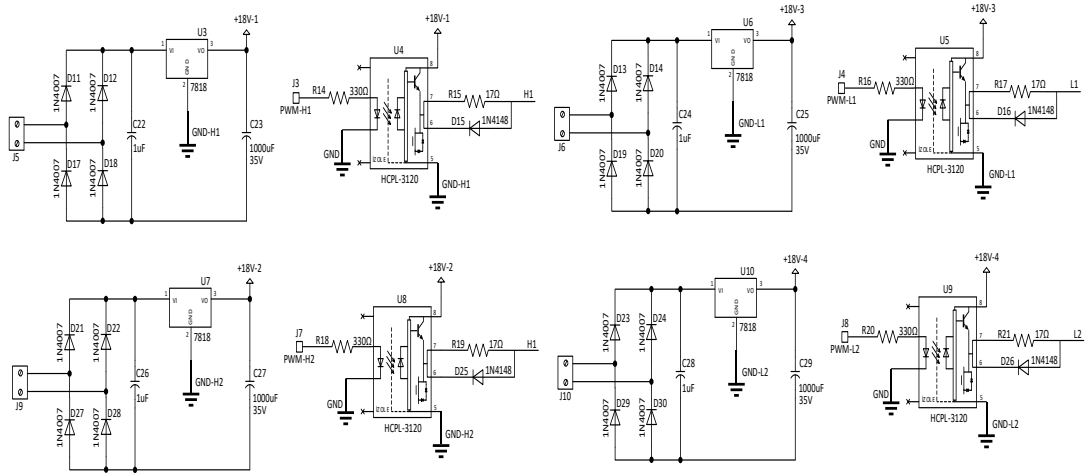


Şekil 6.21 Devre bottom layer (alttan görünüş)



Şekil 6.22 Devre 3D görüntüsü

Denetim, tam köprü DA-DA dönüştürücüde mosfetlere DGA sinyalinin uygulanabilmesi ve sürülebilmesi için gerekli olan tüm değerlerin girildiği devredir. Denetim devresinde mosfet sürme entegresinin beslemesi güç devresinden ayrı olarak yapılmalıdır. Bundan dolayı 18 V gerilim doğrultularak 7818 regülatör entegresi yardımıyla sabitlenmiştir. Fakat mosfet sürme devresinin izoleli olması oldukça önemlidir. Bunun için HCPL3120 izoleli mosfet sürme entegresi kullanılmıştır. Burada dikkat edilmesi gereken güç devresi ve denetim devresinin şaseleri ile mosfet sürme devresinin şasesinin ayrı tutulmasıdır. Şekil 6.23'te devre şeması verilmiştir.



Şekil 6.23 İzoleli denetim ve sürme devresi

DGA sinyali için STMicroelectronics firmasına ait STM32F407G-DISC1 geliştirme kartı kullanılmıştır. Karta program atılarak DGA sinyali üretilmiştir. PA7 ve PE11 pinleri DGA sinyalinin yükselen kenarı iken PB0 ve PE9 pinleri düşen kenarıdır. Bu pinlerden alınan DGA sinyali mosfet süreme devresine verilir. Buradan mosfetler anahtarlanarak tetiklenmiş olur. Şekil 6.24'te geliştirme kartı gösterilmiştir.



Şekil 6.24 STM32F407G-DISC1 geliştirme kartı

Şekil 6.25 ile DGA sinyali ve anahtar çiftleri arasındaki ölü zaman gösterilmiştir. Burada ölü zaman 5.20 μ s olarak programlanmıştır.

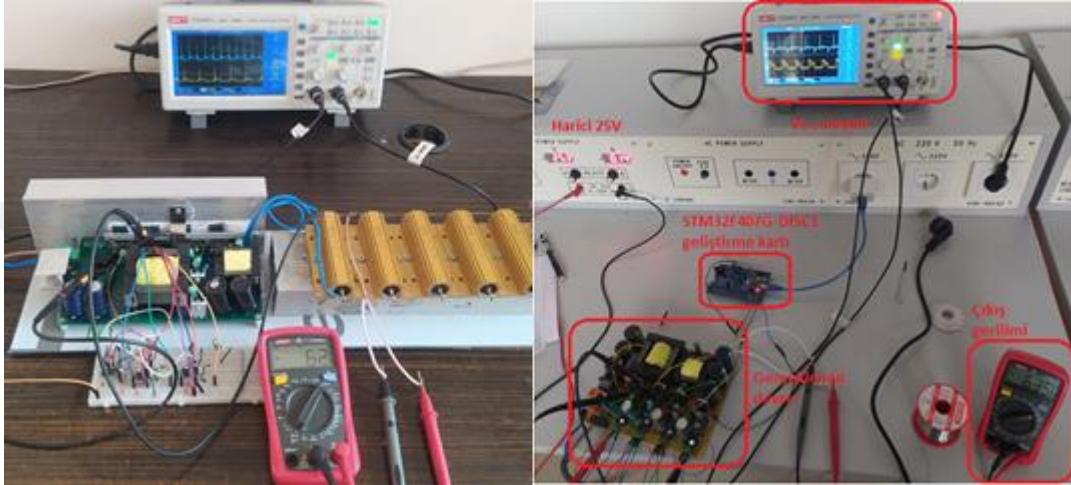


Şekil 6.25 DGA sinyali ve ölü zaman

Tam köprü DA-DA dönüştürücünün deney düzeneği Şekil 6.26 ile gösterilmiştir. Devre çalıştırılmadan önce girişin kısa devre olmasını engellemek adına bırakılan mosetler arasındaki ölü zamanın kontrolü yapılarak çalışmaya başlanmıştır. Mosfet

sürme devresinin beslemesinin ayrı olması gerektiğinden laboratuvar ortamındaki deney setinden 25 V alınmıştır.

Mosfetler tetiklendikten sonra drain-source arasındaki gerilim sinyalleri incelenmiştir. Burada mosfetlerde dalgalanmalar oluşmaktadır. Fakat çıkışta düşük güç aktarımı olmaktadır.



Şekil 6.26 Deney düzeneği

7. YÖNTEM VE BULGULAR

Tez çalışmasına başlamadan önce devrenin benzetimi gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Tam köprü DA-DA dönüştürücü devresi benzetimi ilk önce iki farklı şekilde yapılmıştır. Buna göre devrenin tepkisi ölçülmüş ve Bölüm 6'da sonuçları gösterilmiştir. Daha sonra şebekeden kaynaklı akım ve gerilimdeki harmoniklerden ve güç faktörünün küçük olmasından dolayı benzetimin girişine GFD Cuk dönüştürücü devresi eklenmiştir. Buna göre elde edilen sonuçlara bakarak devrenin THB ve GF'sinin istenilen seviyede olduğu görülmüştür. Bu sayede ileride yapılacak olan uygulamalar için gerçekleştirilebilirliği test edilmiştir. Devrenin denetimi için ise performans ve kararlılığı göz önünde bulundurularak histerezis akım denetimi tercih edilmiştir.

Uygulama çalışmasında ise önce devre parametreleri belirlenmiştir. Buna göre de komponent seçimleri yapılmıştır. Trafo ve bobin tasarımı ile pcb tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tam köprü DA-DA dönüştürücü devresi, mosfetlerde oluşan piklerden dolayı düşük güçlerde çalışmaktadır. Bastırma devreleri kullanılsa da yüksek güç aktarımı sağlanamamıştır. Ancak problemin çözümü için çalışmalar devam etmektedir.

8. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada elektrikli araçlar için Li/Ion batarya şarj devresi uygulaması benzetim ve uygulamalar üzerinden gerçekleştirilmiştir. Şarj topolojisi olarak tam köprü DA-DA dönüştürücü kullanılmıştır ve tam köprü dönüştürücünün çıkış indüktörü KİM modunda çalışmaktadır. Benzetim çalışmalarında, şarj cihazı GFD Cuk dönüştürücü aracılığıyla tek fazlı şebekeden beslenmiştir. Ek olarak, GFD Cuk dönüştürücü daha yüksek GF ve daha düşük THB'ye sahip olmak için histerezis akım kontrolüne sahiptir. Bununla birlikte, GFD Cuk dönüştürücü çıkış gerilimi 400 V DA olarak ayarlanmıştır. Çalışmanın benzetimi Matlab/Simulink programı kullanılarak yapılmıştır. Yapılan benzetim çalışmaları ile GF oldukça yüksek seviyededir ve '0,999' olarak elde edilmiştir. Şebeke akımı THB'si ise %1,48 olarak elde edilmiştir ve standartlarda belirtilen değerin oldukça altındadır. İlaveyen, Li/Ion'un şarjını doğrulamak için bataryanın SOC değeri de verilmiştir. Ayrıca Li/Ion'un akım ve voltajı da bataryanın istenildiği gibi şarj edildiğini gösterir.

Bununla birlikte, uygulama çalışmalarında sadece tam köprü DA-DA dönüştürücü kullanılmıştır. Yarı iletken anahtarların maksimum gerilim değeri istenildiği gibi azaltılamadığı için, sadece düşük güç ve düşük gerilimde batarya şarjı gerçekleştirilmiştir. İleride yapılacak çalışmalarda anahtar gerilimi maksimum değerlerinin azaltılması sağlanarak, hedeflendiği gibi şebeke geriliminde ve 700 W gücünde tam köprü DA-DA dönüştürücü kullanarak batarya şarj cihazı uygulamasının gerçekleştirilmesi amaçlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- Aaquib, N. (2023). Designing DC-DC Converters for an Electric Vehicle. 1–8.
- Akdere, M. (2006). Anahtarlama Güç Kaynakları ve Televizyonlarda Uygulanması. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.
- Aksoy, H. (2015). Sıfır Gerilim Anahtarlama Akım Katlama Faz Kaydırmalı Tam Köprü da-da dönüştürücü devresinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.
- Alphonsa Jose, E., & Thomas, K. (y.y.). Cuk Converter-Based PF Correction for Pmbldcm Drive with Hysteresis Controller.
- Altanneh, N. (2012). Güneş Pili ve Hidrojen Yakıt Pilinden Beslenen Küçük Bir Elektrikli Araç İçin Batarya Şarj Sistemi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.
- Andersson, C. (2011). Design of a 2.5kW DC/DC Fullbridge Converter. Master Of Science Thesis, Chalmers University Of Technology Depart of Energy and Environment. Göteborg.
- Avgın, M. S. (2012). Batarya Şarj Doluluk Durumu Model Parametrelerinin G.E.P ile Tahmin Edilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Kahramanmaraş.
- Beibei, R., Dan, W., Chengxiong, M., Jun, Q., & Jiangang, Z. (2011). Analysis of full bridge DC-DC converter in power system. DRPT 2011 - 2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 1242–1245. <https://doi.org/10.1109/DRPT.2011.5994085>
- Besekar, N. P. (2023). DC-DC Converters Topology. Journal of Image Processing and Intelligent Remote Sensing, 32, 11–21. <https://doi.org/10.55529/jipirs.32.11.21>
- Bist, V., & Singh, B. (2015). PFC Cuk converter-fed BLDC motor drive. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(2), 871–887. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2309706>
- Bozkurt, N. (2022). Düşürücü Tip Bir DA-DA Dönüştürücünün Sistem Tanımlama Yöntemiyle Tasarımı ve Optimizasyonu. Yüksek Lisans Tezi, Batman Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü. Batman.
- Chiasson, J., & Vairamohan, B. (2005). Estimating the State of Charge of a Battery. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 13(3), 465–470. <https://doi.org/10.1109/TCST.2004.839571>
- Choi, Y. (2021). Development of Low Voltage DC/DC Converter for Electric Vehicle using SiC Mosfet. IEEE Access.

- Çalışkan, A. C. (2021). Yüksek Güçlü İzole DA-DA Dönüştürücünün Tasarımı, Modellenmesi ve Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.
- Çapanoğlu Savaş, N. E. (2006). Ferrit Çekirdekli Trafo Tasarımı ve Uygulaması. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.
- Daud, A.-K., & Alsayid, B. (2013). DSP Based Simulator for Speed Control of the Synchronous Reluctance Motor Using Hysteresis Current Controller. *Energy and Power Engineering*, 05(05), 363–371. <https://doi.org/10.4236/epe.2013.55037>
- Diker, A. (2012). Yumuşak Anahtarlama Tam Köprü Güç Kaynağı Tasarımı. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Elazığ.
- Doğan, E. (2017). Lityum Polimer Bataryalarda Güç Parametrelerinin Zamana Bağlı Sayısal İncelenmesi. Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Kayseri.
- Ehsani M., Gao Y, Gay S E., Emadi A. (2020). Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles Fundamentals, Theory, and Design (C. 21, Sayı 1). Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles, 3. seri, Amerika Birleşik Devletleri: Crc Pres.
- Eker, K., Cetinceviz, Y., Sehirli, E., & Erken, F. (2022). State Estimation of Buck Converter by Using Kalman Filter. *IEEE Global Energy Conference, GEC 2022*, 402–407. <https://doi.org/10.1109/GEC55014.2022.9986519>
- Ghadimi, A. A., Rastegar, H., & Keyhani, A. (2007). Development of Average Model for Control of a Full Bridge pwm DC-DC Converter. *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, 4(2), 52–59. http://jiaeee.com/browse.php?a_code=A-10-1-194&slc_lang=fa&sid=1
- Göynüşen, A. (2011). Sıfır Gerilim Geçişli Faz Kaydırmalı Tam Köprü Türü Bir pwm DC-DC Dönüştürücünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Isa, N. A. A., Utomo, W. M., Noor, M. K. R., Rashid, M. A. Z. A., Gani, A. F. H. A., Bakar, A. A., Yi, S. S., & Iradiatu Diah, P. K. (2019). Performance between PFC Cuk and bridgeless PFC Cuk converter with various output voltages. *International Journal of Recent Technology and Engineering*, 8(2 Special Issue 2), 41–46. <https://doi.org/10.35940/ijrte.B1008.0782S219>
- İşbilir, H. (2005). Yüksek Güçlü Yumuşak Anahtarlama Tam Köprü Bir Anahtarlama Güç Kaynağı Uygulaması. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Joula, M. (2022). Li-İyon Batarya Paketleri için Akıllı Adaptronik Termal Yönetim Sistemi Tasarımı. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Gedik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.

- Kamil, M. (2007). Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I) Microchip AN1114. <https://ww1.microchip.com>, Erişim Tarihi: 25/11/2022
- Kayıklı, T. (2008). Elektrikli Araçlarda Kullanılan Lityum- Polimer Batarya İçin Şarj Cihazı Geliştirme. Yüksek Lisans Tezi, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü. Gebze.
- Mamur, A. (2012). FPGA Denetimli Düşürücü da-da dönüştürücünün tasarımı ve gerçeleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Elazığ.
- Mert, T. (2007). Güç faktörü düzeltme yöntemlerinin incelenmesi ve bir uygulama devresinin gerçeleştirilmesi / Analyzing power factor correction methods and realizing an application circuit. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Mishra, A. K., Patra, A. K., Agrawal, R., Behera, S., Praharaj, K., & Nahak, N. (2019). Comparative analysis between SEPIC and cuk converter for power factor correction. Proceedings - 2019 International Conference on Information Technology, ICIT 2019, 42–46. <https://doi.org/10.1109/ICIT48102.2019.00014>
- Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. (1995). Power Electronics Converters Applications and Design. İçinde Second Edition (C. 33, Sayı 5). <https://doi.org/10.1201/9780429290619-8>
- Mohammed, S. A. Q., & Jung, J. W. (2021). A Comprehensive State-of-the-Art Review of Wired/Wireless Charging Technologies for Battery Electric Vehicles: Classification/Common Topologies/Future Research Issues. *IEEE Access*, 9, 19572–19585. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3055027>
- Mustafa, B. A. (2021). Design and Application of Planar Type Flyback Transformer. M. Sc. Thesis, Van Yuzuncu Yıl University Institute Of Natural And Applied Science. Van.
- Overvieu, A. N., Spiazzi, G., & Mattavelli, P. T. P. (1995). High-quality rectifiers with high-frequency insulation an overview. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics.
- Özçelik, Ü. C. (2018). Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü İle Batarya Şarj Sistemi. Yüksek Lisans Tezi, Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Karabük.
- Özdemir, Ö. (2018). Sürekli akım modunda çalışan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücülerin gerilim kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Sakarya.
- Özdemir, S. (2010). Tam Köprülü Bir DC-DC Çeviricinin Geliştirilmesi ve Gerçeçlenmesi. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Öztürk, F. (2009). Anahtarlmalı Güç Kaynakları. Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Kocaeli.

- Polat, A. H. (2015). Sıfır Gerilimde Anahtarlama, Faz Kaydırmalı Rezonant PWM Kontrollü, Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü Tasarımı ve Uygulanması. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Rossetto, L., Spiazzi, G., & Tenti, P. (1994). Control techniques for power factor correction converters. Proc. PEMC'94, 1–9. <http://blog.dianyuan.com/blog/u/51/1174286041.pdf%5Cnhttp://ru.scribd.com/doc/92966749/Control-Techniques-for-Power-Factor-Correction>
- Satılmış, O. (2013). Batarya Beslemeli Üç-Fazlı İki Seviyeli DC/AC Dönüştürücülerde Farklı Modülasyon Metotları ve Çalışma Durumları için Batarya Akımının İncelenmesi. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Sauer, D. U., Karden, E., Fricke, B., Blanke, H., Thele, M., Bohlen, O., Schiffer, J., Gerschler, J. B., & Kaiser, R. (2007). Charging performance of automotive batteries-An underestimated factor influencing lifetime and reliable battery operation. Journal of Power Sources, 168(1 SPEC. ISS.), 22–30. <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2006.11.064>
- Sucu, H. (2021). Düşürücü Tip DA-DA Konvertörün Modellenmesi, Tasarımı ve Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Malatya.
- Swaminathan, N., Lakshminarasamma, N., & Cao, Y. (2021). DCM and CCM operation of buck-boost full-bridge DC-DC converter. Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, 292–297. <https://doi.org/10.1109/APEC42165.2021.9487340>
- Şahin, Y., Aksoy, İ., & Tinç, N. S. (2014). DC-DC Dönüştürücülerde Kullanılan Yumuşak Anahtarlama Yöntemlerinin Karşılaştırılması. Eleco 2014 Elektrik-Elektronik-Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, 235-238, Bursa.
- Şehirli, E. (2017). Güç Faktörü Düzeltmeli AA-DA Dönüştürücü Yapılarının Doğrusal Olmayan Denetimi. Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Kocaeli.
- Uslu, M. (2006). Analysis, Design, and Implementation of a 5 kW Zero Voltage Switching Phase-Shifted Full-Bridge DC/DC Converter Based Power Supply For Arc Welding Machines. Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.
- URL-1. Infineon Corporation IDV15E65D2 Rapid Switching Emitter Controlled Diode. (n.d.). <https://www.infineon.com>, Erişim Tarihi: 25/11/2022
- URL-2. Ferrites and accessories Sıferrit material N87. (n.d.). <https://www.tdk-electronics.tdk.com>, Erişim Tarihi: 25/11/2022
- URL-3. Ferrites and accessories Sıferrit material N97. (n.d.). <https://www.tdk-electronics.tdk.com>, Erişim Tarihi: 25/11/2022

- URL-4. Ferrites and accessories ETD 39/20/13 (n.d.). <https://www.tdk-electronics.tdk.com>, Erişim Tarihi: 25/11/2022
- URL-5. Ferrites and accessories ETD 54/28/19 (n.d.). <https://www.tdk-electronics.tdk.com>, Erişim Tarihi: 25/11/2022
- URL-6. IXYS Corporation IXTH24N65X2. (n.d.). <https://m.littelfuse.com>, Erişim Tarihi: 25/11/2022
- URL-7. Piller : Lityum İyon Çeşitleri. (y.y.). <https://www.amatorteknik.com>, Erişim Tarihi: 25/05/2023
- Yalduz, H. (2015). DA-DA Düşüren Dönüştürücü Tasarımı ve PI Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Yüzüncü Yıl Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Van.
- Yeşilyurt, H. (2013). Geliştirilmiş Bir Kayıpsız Pasif Bastırma Hücreli PFC Devresinin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Yıldırım, K. (2021). Elektrikli Araçlardaki Lityum-İyon Bataryalar için Modelleme ve şarj Durumunun Kestirimi. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü. İstanbul.
- Wu, S. T., & Han, C. H. (2021). Design and Implementation of a Full-Bridge LLC Converter with Wireless Power Transfer for Dual Mode Output Load. IEEE Access, 9(Mi), 120392–120406. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3107868>
- Wu, S. T., & Yang, B. Y. (2023). Design and Implementation of an Isolated Bidirectional Phase-Shift Full-Bridge Converter With High Transformation Ratio. IEEE Access, 11(February), 17945–17955. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3246261>