

T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN YÜKSEK GÜÇ YOĞUNLUKLU VE
YÜKSEK VERİMLİ İZOLE EDİLMİŞ YERLEŞİK BATARYA ŞARJ
CİHAZI TASARIM VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ENAGNON APPOLINAIRE DANTONDJI

DENİZLİ, KASIM- 2021

T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ



ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN YÜKSEK GÜÇ YOĞUNLUKLU VE
YÜKSEK VERİMLİ İZOLE EDİLMİŞ YERLEŞİK BATARYA ŞARJ
CİHAZI TASARIM VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ENAGNON APPOLINAIRE DANTONDJI

DENİZLİ, KASIM- 2021

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.

ENAGNON APPOLINIARE DANTONDJI

ÖZET

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN YÜKSEK GÜÇ YOĞUNLUKLU VE YÜKSEK VERİMLİ İZOLE EDİLMİŞ YERLEŞİK BATARYA ŞARJ CİHAZI TASARIM VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ENAGNON APPOLINAIRE DANTONDJI

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. YUSUF ÖNER)

DENİZLİ, KASIM- 2021

Fosil yakıtların azalması, artan çevre kirliliği ve sera gazı emisyonları nedeniyle geleneksel içten yanmalı motorlu taşıtlar yerine elektrikli araçların kullanılması tercih edilmektedir. Dünya’da 2015–2040 yılların arasında büyüyen elektrikli araçların satış tahminlerinin giderek artacağı öngörülmektedir (Frank 2017). Bu artışlar, toplumun elektrikli araçlara ilgisini göstermektedir. Taşımacılık sektöründe, bu geçişi hızlandırmak için hem özel sektör hem de hükümetler bünyesinde teşvik politikaları uygulanmaktadır. Bu eforlara rağmen, elektrikli araçların gelişmesini yavaşlatan unsurlara bakıldığında batarya ömrü ve şarj süresi olduğu görülmektedir. Batarya teknolojisi, elektrikli araçların geleceği ile ilgili iken; şarj cihazları ise aracın şarj olma süresini belirlemektedir. Akü hücreleri ile ilgili son çalışmalar bu engelleri aşarken, elektrikli araçların maliyet performansı, iyileştirme ve optimizasyon çalışmalarının çoğu aracın diğer bileşenleri, özellikle de şarj cihazları üzerinde durmaktadır.

Bu çalışmada, şehir içi konsept elektrikli araçlara uygun 1,2 KW’lık güç faktörü düzelticili (PFC), izolasyon transformatörlü, yüksek frekanslı faz kaydırmalı sıfır gerilimde anahtarlama tam denetimli köprü (FB-PS-ZVS) dönüştürücü ve yüksek güç yoğunluklu yerleşik şarj cihazı tasarımı yapılmıştır. Tasarımda güç dönüşüm sistemlerinin hafifliği, sağlamlığı, basitliği ve yüksek verimliliği tanımlayıcı özelliklerdir. Burada, yüksek güç yoğunluk, yüksek verim ve denetim bant genişliği elde edebilmek için GaN tabanlı elemanlar 150 KHz’de anahtarlama yapılmıştır. Öte yandan, tasarımda yüzey montajlı ve düşük profil malzemelerin kullanılmasına öncelik verilmiştir. Son olarak, prototipi üretilen şarj cihazı ile deneysel sonuçları değerlendirilmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Elektrikli araçlar (EA), Güç Faktör Düzeltici (PFC), faz kaydırmalı tam köprü DA/DA dönüştürücü (PSFB), Galyum Nitrür (GaN), Güç Anahtarı.

ABSTRACT

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF HIGH-POWER-DENSITY AND HIGH-EFFICIENCY ISOLATED ON-BOARD BATTERY CHARGER FOR ELECTRIC VEHICLE

MSC THESIS

**ENAGNON APPOLINAIRE DANTONDI
PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
(SUPERVISOR: PROF. DR. YUSUF ÖNER)**

DENİZLİ, KASIM 2021

Due to the lack of fossil fuels, increased environmental pollution and greenhouse gas emissions, it is preferred to use electric vehicles instead of traditional internal combustion engine vehicles. It is predicted that the sales forecasts of electric vehicles, which have grown in the world between 2015 and 2040, will gradually increase. (Frank 2017). These increases show the public's interest in electric vehicles. In the transportation sector, incentive policies are implemented in both the private and governments to accelerate this transition. However, when looking at the factors that preclude the development of electric vehicles, we can notice that there are battery life and the charging time. While electric vehicles' future is inevitably depends on the battery technology; chargers determined their charging time. Consequently, while the latest studies on battery cells are aimed to overcome these obstacles, the cost performance of electric vehicles, most of the improvement and optimization studies are focus on other components of the vehicle, especially the chargers. In this work, 1.2 KW on-board charger with power factor correction (PFC), isolation transformer, high switching frequency full-bridge phase shifted zero voltage switching converter (FB-PS-ZVS) with high power density designed for city concept electric vehicles is presented. The lightness, robustness, simplicity and high efficiency of power conversion systems in the design are the targeted features. Here, GaN-based elements are switched at 150 KHz to achieve high power density, high efficiency and wideband control. On the other hand, priority was given to the use of SMD and minimized size components in the design. Finally, the experimental results obtained with the charger prototype were evaluated.

KEYWORDS: Electric Vehicle (EV), Power Factor correction (PFC), phase shift full bridge converter (PSFB), Gallium Nitride (GaN), Power Switch.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	v
TABLO LİSTESİ	viii
SEMBOL LİSTESİ	ix
ÖNSÖZ.....	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1. GEÇMİŞ VE GENELLEME.....	2
1.1.1. Şarj Etme Yöntemleri (G2V, H2V, V2G vb.)	4
1.1.2. Elektrikli Araçlar İçin Batarya Şarj Sistemi	4
1.1.3. Güç Yoğunluğunun Amacı	8
1.1.4. Güç Yoğunluğu Nasıl Yükseltilir?	9
1.2. TEZİN KAPSAMI	11
1.3. ŞARJ CİHAZIN TASARIM ZORLUKLARI VE LİTERATÜR TARAMASI	12
1.3.1. Şarj cihazı tasarım zorlukları	12
1.3.2. Literatür Taraması.....	13
1.4. Geniş Bant Aralıklı Güç Yarı İletken Malzemeleri.....	18
1.4.1. Statik Davranışı.....	22
1.4.2. Dinamik Davranışı	22
1.4.3. GaN Transistör ve Yumuşak Anahtarlama	25
2. BATARYA ŞARJ CİHAZ TOPOLOJİLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI.....	27
2.1. TOPOLOJİ YAPILARI.....	28
2.1.1. İzole Edilmiş ve İzole Edilmemiş Şarj Cihaz Topolojileri	28
2.1.2. Tek Katlı, Kısmi Tek Katlı ve İki Katlı Topolojileri	28
2.2. İKİ KATLI ŞARJ CİHAZ TOPOLOJİ	30
2.2.1. AA/DA Katı.....	30
2.2.1.1. Geleneksel Boost PFC	31
2.2.1.2. Köprüsüz Boost PFC.....	32
2.2.1.3. Totem-Kutuplu Köprüsüz Boost PFC	32
2.2.1.4. Üst Üste Bindirilmiş Boost PFC	33
2.2.1.5. Tam köprü Boost PFC.....	33
2.2.1.6. Çoklu Seviyeli Boost PFC	34
2.2.2. İzole edilmiş DA/DA Katı	35
2.2.2.1. LLC Rezonans Dönüştürücü	36
2.2.2.2. Faz Kaydırmalı Tam Köprü Dönüştürücü.....	38
2.2.2.3. Çift Aktif Köprü Dönüştürücü	39
2.3. SEÇİLEN TOPOLOJİLERİN DEĞERLENDİRİLMESİ.....	40
2.3.1. AA/DA katı: CCM ve DCM Modülasyon.....	40
2.3.2. DA/DA katı: Tam Köprü Doğrultucu, Orta Uçlu Doğrultucu ve Akım Katlayıcı Doğrultucu	42
2.4. SEÇİLEN ŞARJ CİHAZI TOPOLOJİSİ	43
3. ŞARJ CİHAZ TASARIM ANALİZİ.....	45

3.1.	AA/DA Kat Tasarımı	45
3.1.1.	Boost PFC Devre Analizi	47
3.1.2.	PFC tasarım değerlerin belirlenmesi.....	48
3.1.2.1.	PFC İndüktör Seçimi.....	48
3.1.2.2.	GaN MOSFET Seçimi	49
3.1.2.3.	Boost Diyot Seçimi	49
3.1.2.4.	Çıkış Kapasitör Seçimi.....	50
3.1.3.	PFC kayıp analizi.....	50
3.1.4.	Kontrol ve sürücü devresi	52
3.1.5.	PFC PSIM Benzetim Sonuçları	54
3.2.	DA/DA Katı Tasarımı	55
3.2.1.	PSFB Devre Analizi.....	57
3.2.2.	PSFB Tasarım Değerlerinin Belirlenmesi	62
3.2.2.1.	Görev döngüsü	63
3.2.2.2.	Rezonans devresi hesaplama.....	63
3.2.2.3.	Çıkış filtre endüktansı L_0 ve kapasitansı C_0	64
3.2.2.4.	Transformatör akım hesabı	64
3.2.2.5.	Köprü diyotlar üzerinden geçen akım	65
3.2.2.6.	GaN MOSFET akımı	65
3.2.2.7.	ZVS aralığı	65
3.2.3.	Yüksek Frekanslı Transformatör Tasarımı	66
3.2.3.1.	Primer ve sekonder sarım sayısı.....	66
3.2.3.2.	İletken kalınlığı ve endüktans değeri	67
3.2.3.3.	Primer ve sekonder direnci.....	68
3.2.4.	PSFB Kayıp Analizi.....	69
3.2.5.	PSFB Toplam Kayıplar ve Verimlik Hesabı	70
3.2.6.	PSFB Kontrol ve Sürücü Devreleri	70
3.2.7.	PSFB Darbe Genişlik Modülasyon Yöntemi.....	73
3.2.8.	PSFB PSIM Benzetim Sonuçları	74
3.2.9.	Batarya Şarj Yöntemi ve SIMULINK Benzetim Sonuçları.....	76
4.	GaN TABANLI ŞARJ CİHAZI UYGULAMASI	79
4.1.	Şarj Cihazı Güç Katı.....	79
4.2.	Şarj Cihazı Kontrol Katı.....	80
4.2.1.	STM32F103 ile Dijital Kontrol Sistemi	81
4.2.2.	DA Gerilim Okuma	83
4.2.3.	DA Akım Okuma.....	84
4.3.	DeneySEL Sonuçları.....	84
5.	YÖNTEM.....	89
6.	SONUÇ VE ÖNERİLER	91
7.	KAYNAKLAR.....	93
8.	EKLER.....	99
9.	ÖZGEÇMİŞ.....	102

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: 2015- 2040 Yılları Arası Uluslararası Elektrikli AraçSatış tahminleri (Frank 2017).....	2
Şekil 1.2: 1899 yılında yapılan ilk elektrikli aracı.	3
Şekil 1.3: Güç dönüştürücünün kritik elemanları.	9
Şekil 1.4: 3A, 36V dönüştürücüde anahtarlama frekansa göre boyut farkı	10
Şekil 1.5: Pasif elemanların üzerinde yüksek frekans etkisi.	11
Şekil 1.6: 20 kW'lik şarj modülü (Marzouk 2015).	13
Şekil 1.7: Akıllı yerleşik şarj cihazı (Morris 2015).	14
Şekil 1.8: PSFB DA/DA dönüştürücü şematığı (Whitaker ve diğ. 2013).	14
Şekil 1.9: Yerleşik batarya şarj iç komponentleri (Gautam ve diğ. 2012).	15
Şekil 1.10: Yeni iki katlı AA/DA dönüştürücüsü (Hengyang ve diğ. 2016). ...	16
Şekil 1.11: 6.6 kW'lik şarj cihaz prototipi (Hengyang ve diğ. 2016).	16
Şekil 1.12: Önerilen PCB trafo kaçak manyetik akı dağılımı (Bin 2016).	17
Şekil 1.13: EPIC şarj cihazı şematik tasarımı (Taurou 2018).	17
Şekil 1.14: Tesla elektrikli aracın şarj süreleri (Ryan ve diğ. 2019).	17
Şekil 1.15: Si, SiC ve GaN karılma gerilimlerinin karşılaştırması (Sam 2018).	18
Şekil 1.16: Kaskod yapı ile normalde kapalı GaN gerçekleştirmek için birleştirilmiş Si MOSFET ve Tükenme modunda GaN.	20
Şekil 1.17: Geliştirme mod GaN, Si MOSFET'lere benzer bir devre şemasına sahiptir.	21
Şekil 1.18: (a) GaN dinamik modellemesi (b) GaN açılış sırasında dinamik davranışı.	23
Şekil 1.19: Sert anahtarlama SiC MOSFET'in davranışı (Taurou 2018).	23
Şekil 1.20: Sert anahtarlama GaN MOSFET'in davranışı (Taurou 2018).	24
Şekil 1.21: (a) Sert anahtarlama, E_{on} ve E_{off} anahtarlama enerjisi.	26
Şekil 2.1: a) İki katlı izole edilmemiş şarj cihaz topolojisi,	27
Şekil 2.2: Tek katlı ve Çift yönlü şarj cihaz topolojisi (Xue 2015).	29
Şekil 2.3: Kısmi tek katlı AA/DA şarj cihazı topolojisi.	29
Şekil 2.4: İki katlı şarj cihaz topolojisi (Xue 2015).	30
Şekil 2.5: Geleneksel Boost PFC topoloji.	31
Şekil 2.6: Köprüsüz boost PFC.	32
Şekil 2.7: (a) Totem-kutuplu köprüsüz Boost PFC, (b) Faz kaydırmalı yarım- köprüsüz Boost PFC.	33
Şekil 2.8: Üst üste bindirilmiş Boost PFC.	33
Şekil 2.9: Tam köprü PFC.	34
Şekil 2.10: Çoklu seviyeli Boost PFC.	35
Şekil 2.11: (a) Yarım köprü (b) Tam köprü.	36
Şekil 2.12: (a) Seri rezonans (b) Paralel rezonans.	37
Şekil 2.13: LLC rezonans dönüştürücü.	37
Şekil 2.14: Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü.	38
Şekil 2.15: Çift Aktif Köprü Dönüştürücü.	39
Şekil 2.16: CCM ve DCM modda indüktör akım dalgaları.	41
Şekil 2.17: PSFB DA/DA temel konfigürasyonu.	42
Şekil 2.18: (a) AA/DA tam köprü (b) Orta uçlu ve.	42

Şekil 2.19: Şarj cihaz topolojinin giriş filtresi.	43
Şekil 2.20: Şarj cihaz topolojinin PFC katı.	43
Şekil 2.21: Şarj cihaz topolojinin PSFB katı.	44
Şekil 3.1: Pasif filtre devresi.	45
Şekil 3.2: AA/DA kat devresi.	46
Şekil 3.3: Boost PFC dönüştürücü akım ve gerilim dalga şekilleri.	46
Şekil 3.4: PFC dönüştürücü (S) anahtarı kapalı durumunda iken.	47
Şekil 3.5: PFC dönüştürücü (S) anahtarı açık durumunda iken.	47
Şekil 3.6: FAN6982 PFC sürücü entegresi.	53
Şekil 3.7: CCM kontrol tekniği şeması.	53
Şekil 3.8: CCM kontrol tekniği dalga şekli.	53
Şekil 3.9: PSIM benzetiminde tasarlanan PFC devre şeması.	54
Şekil 3.10: Şebeke akım ve gerilim dalga şekilleri.	54
Şekil 3.11: İndüktör akım grafiği.	55
Şekil 3.12: Çıkış gerilim dalga şekli.	55
Şekil 3.13: DA/DA dönüştürücü şeması.	56
Şekil 3.14: PSFB dönüştürücü dalga şekilleri.	57
Şekil 3.15: Başlangıç durumu $t < t_0$	58
Şekil 3.16: Sağ kol geçiş durumu a) üst kolda sadece S1 iletimde,	59
Şekil 3.17: Sol kol geçiş durumu.	60
Şekil 3.18: a) Güç transfer durum b) Sağ kol geçiş durumu ($t_4 < t < t_5$).	61
Şekil 3.19: a) Sağ kol geçiş durumu ($t_5 < t < t_6$)	62
Şekil 3.20: UCC28950PWR kontrolcü blok diyagramı (Texas 2018).	71
Şekil 3.21: SI8233BB-D-IS sürücü blok diyagramı (Texas 2018).	72
Şekil 3.22: Ön yükleme devresi (Bootstrap).	72
Şekil 3.23: Faz kaydırmalı DGM sinyalleri.	73
Şekil 3.24: PSFB şeması.	74
Şekil 3.25: MOSFET V_{D1} gerilim ve I_{D1} akım.	75
Şekil 3.26: PSFB'de anahtarlara ait sürme sinyalleri.	75
Şekil 3.27: V_{pri} Primer ve V_{sec} sekonder gerilim dalgaları.	75
Şekil 3.28: V_{out} Çıkış gerilim ve I_{out} Çıkış akım dalgaları.	76
Şekil 3.29: Şarj cihazı tasarımı Simulink modeli.	77
Şekil 3.30: Sabit akım- sabit gerilimde şarj durumu.	77
Şekil 3.31: Sabit akım- sabit gerilimde batarya akım (kırmızı) ve referans akım(mavi) grafikleri.	78
Şekil 3.32: Sabit akım- sabit gerilimde batarya gerilimi (kırmızı)	78
Şekil 4.1: Güç katı PCB ön çizimi.	79
Şekil 4.2: Güç katı PCB arka çizimi.	80
Şekil 4.3: Kontrol kartı PCB çizimi.	80
Şekil 4.4: DA akım algılama transformatörü.	81
Şekil 4.5: Çıkış gerilim bölme işlemi.	82
Şekil 4.6: İzole edilmiş UART pin.	82
Şekil 4.7: İzole edilmiş genel amaçlı giriş pin.	83
Şekil 4.8: İzole edilmiş genel amaçlı çıkış pin.	83
Şekil 4.9: PSFB çıkış gerilim izleyici.	83
Şekil 4.10: PSFB giriş akım-gerilim izleyici devresi.	84
Şekil 4.11: Yerleşik şarj cihaz prototipi.	85
Şekil 4.12: Prizmatik lityum iyon demir fosfat pil hücreleri	85
Şekil 4.13: Şebeke gerilim ve akım dalga şekilleri.	86
Şekil 4.14: PSFB katı üzerinde deneysel testleri.	86

Şekil 4.15: PSFB için üretilen DGM sinyalleri.....	87
Şekil 4.16: PSFB MOSFET V_{ds} gerilim (Mavi) ve I_d akım grafiği (Sarı).....	87
Şekil 4.17: Sabit Akım- Sabit gerilimde, şarj cihazının çıkış gerilimi.....	88

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 1.1: AA / DA şarj bağlantıları ve güç seviyeleri (Musk 2013, IEC-61851 2017, IEC-62196 2014, CHAdeMO 2010).....	7
Tablo 1.2: AA / DA şarj cihaz soketleri (Phoenix 2019,Elektroautomobil 2016).....	7
Tablo 1.3: Geniş bant aralıklı malzemelerin karşılaştırması.....	19
Tablo 1.4: 650V GaN ve SiC statik özelliklerinin karşılaştırılması.	22
Tablo 1.5: 650V GaN ve SiC dinamik özelliklerinin karşılaştırılması.	24
Tablo 2.1: 3.3KW'da CCM ve DCM karşılaştırma.	41
Tablo 3.1: PFC kat tasarım parametreleri.	48
Tablo 3.2: TP65H035WS GaN MOSFET kritik değerleri.....	49
Tablo 3.3: PSFB DA/DA dönüştürücü tasarım parametreleri.	63
Tablo 3.4: yüksek frekanslı izolasyon transformatör elektriksel özellikleri.	66

SEMBOL LİSTESİ

PFC	: Güç Faktör Düzeltici
FB-PS-ZVS	: Faz Kaydırmalı Tam Köprü Sıfır Gerilim Anahtarlama
PSFB	: Faz Kaydırmalı Tam Köprü DA/DA Dönüştürücü
GaN	: Galyum Nitrid
Li-İyon	: Lityum-İyon
LiFePO4	: Lityum Demir Fosfat
G2V	: Şebekeden Araca
V2G	: Araçtan Şebekeye
V4G	: Araç için Şebeke
H2V	: Evden Araca
UPS	: Kesintisiz Güç Kaynakları
V2H	: Araçtan Şebekeye
ICT	: Bilişim ve İletişim Teknolojileri
AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
CCS	: Birleşmiş Şarj Sistemi
CHAdemo	: Charge de Move
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SiC	: Silisyum Karbür
PLC	: Güç Hattı taşıyıcı Haberleşme
IGBT	: Yalıtımlı Kapı Bipolar Transistörü
MOSFET	: Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistörü
SIDAC	: Alternatif Akım için silisyum Tristörleri
THD	: Toplam Harmonik Bozulma
GBA	: Geniş Bant Aralık
GaAs	: Galyum Arsenit
Si	: Silisyum
EPC	: Efficient Power Conversion Corporation
ZVS	: Sıfır Gerilim Anahtarlama
ZCS	: Sıfır Akım Anahtarlama
ZVT	: Sıfır Gerilim Geçiş
ZAT	: Sıfır Akım Geçiş
DAB	: Çift Aktif Köprü
CMC	: Ortak Akım Modu
HB	: Yarım Köprü
CP	: Kontrol Pilotu
EA	: Elektrikli Araç
SAE	: Society of Automotive Engineers
WBG	: Geniş Bant Aralık
LF	: Hat Frekansı
HF	: Yükek Frekansı
EABE	: Araç Besleme Ekipmanları
CAN BUS	: CANBUS Haberleşme Protokolü
LLC	: İndüktör İndüktör Kapasitörü
NPC	: Nötr Nokta kenetleme
CCM	: Sürekli Akım Modu
DCM	: Süreksiz Akım Modu

CrM	: Kritik İletim Modu
BCM	: Sınır İletim Modu
RMS	: Ortalama Karekök
DSP	: Dijital Sinyal İşleme
L_s	: Rezonans Endüktansı
C_s	: Rezonans Kapasitansı
L_p	: Paralel İndüktörü
L_s	: Seri İndüktörü
f_r	: Rezonans Frekansı
f_{sw}	: Anahtarlama frekansı
E_{on}	: İletime Girme Enerji
E_{off}	: Kesime Girme Enerji
R_{DSon}	: İletim Direnç
Q_{rr}	: Geri kazanım Şarj
V_{gs}	: Kapı- Emiter Gerilimi
R_{th}	: Isil Direnç
Q_g	: Kapı Şarj
Q_{gd}	: Kapı- Kollektör şarj
Q_{gs}	: Kapı- Emiter şarj
L_k	: Kaçak Endütans
\emptyset	: Faz Kayma Açısı
C_k	: Parazitik Kapasitans
Ah	: Amper Saat

ÖNSÖZ

Öncelikle, bana birlikte çalışma fırsatı veren tez danışmanım Prof. Dr. Yusuf ÖNER bilgisini hiçbir zaman esirgemeyen değerli hocam Doç. Dr. Selami KESLER'e içten teşekkürlerimi sunarım.

Çalışma boyunca, bilgi birikimi, desteği, tavsiyeleri ve değerli katkılarıyla karşılaştığım zorlukları aşmamda yardımcı olan Öğr. Gör. Arda Kılıç ve Hande Kılıçkır'a teşekkür etmek isterim.

Eğitimim boyunca her zaman yanımda olan aileme en derin şükranlarımı sunarım.

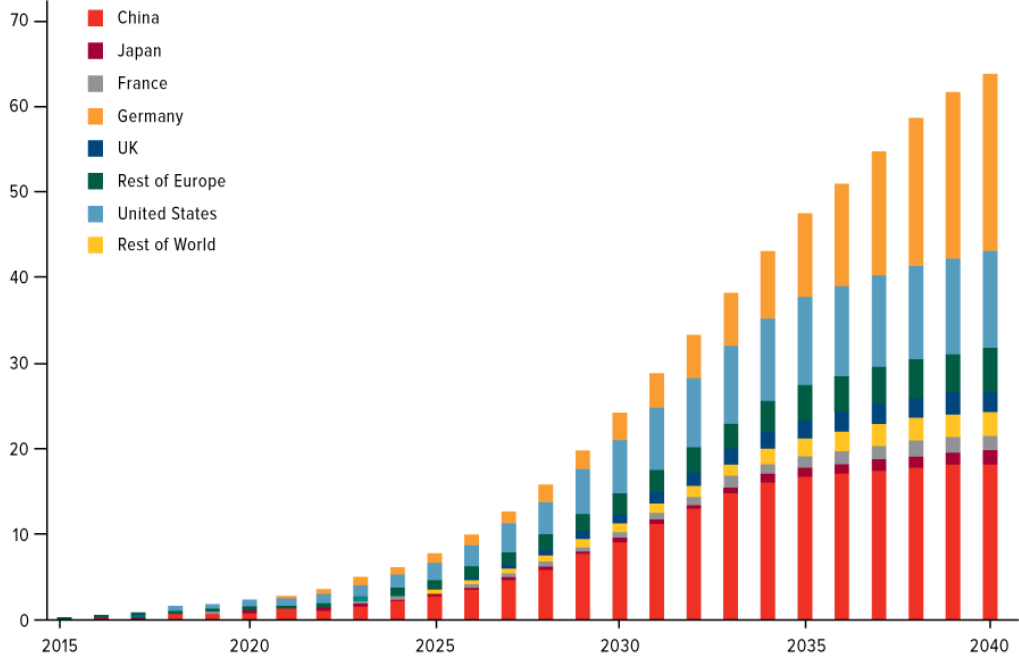
Ayrıca, çalışmalarımın test aşamasında, desteklerinden dolayı “Senkron Ar-Ge Mühendislik” ve “Aketroniks Electronic Systems” şirketlerine teşekkür ederim.

Appolinaire E. DANTONDJI
DENİZLİ, 2021

1. GİRİŞ

Son yıllarda, enerji kullanımını ile ilişkin yaşanan küresel dengesizliklere karşın üretilen çözümlerden biri ulaşım sektörünün %100 elektrikli araçlardan oluşmasıdır. Bu amaç doğrultusunda, dünya genelinde önemli gelişmeler gözlemlenmektedir. Şekil 1'de görüleceği gibi Dünya'da 2015–2040 yılların arasında büyüyen elektrikli araçların satış tahminlerinin giderek artacağı öngörülmektedir (Frank 2017). Örneğin, Avrupa'da 2013 yılında kullanılan araçların %0,49'u elektrikli araçlardan oluşurken 2019 yılında %3,6 seviyelerine artış kaydedilmiştir (Wikipedia 2021). Amerika'da ise, 2016 yılında kullanılan araçların %0,90'ı elektrikli araçlar iken 2018 yılının sonunda bu oran %2,1'e yükselmiştir. Bu geçiş, yarı iletken (GaN) teknolojilerinin gelişimi sayesinde, tahrik ünitelerinde kaydedilen performans sonuçları ile mümkün kılınmaktadır. Öte yandan, enerji depolama ile ilgili sorunların çözülmesi ile birlikte elektrikli araçların menzili iyileştirilebilecektir. Buna göre, birçok çalışma depolama materyallerin (Li-İyon, LiFePO₄, Lityum-Nikel Manganez-Kobalt-Oksit (NMC) bataryalar vb.) iyileştirilmesi ve daha sofistike, sağlam ve güvenilir şarj cihazlarının tasarımı üzerine yoğunlaşmaktadır. Son zamanlarda akıllı dağıtım şebekelerinin ortaya çıkması, sabit olmayan yenilebilir enerji kaynakları ile daha yüksek entegrasyonda şarj cihazı (Üniversal şarj cihazları) istasyonları yapmamıza imkân tanımaktadır. Sonuca bakıldığında, en ileri teknolojileri barındıran tasarımlarda bile, güç yoğunluğu açısından düşük performanslar görünmektedir.

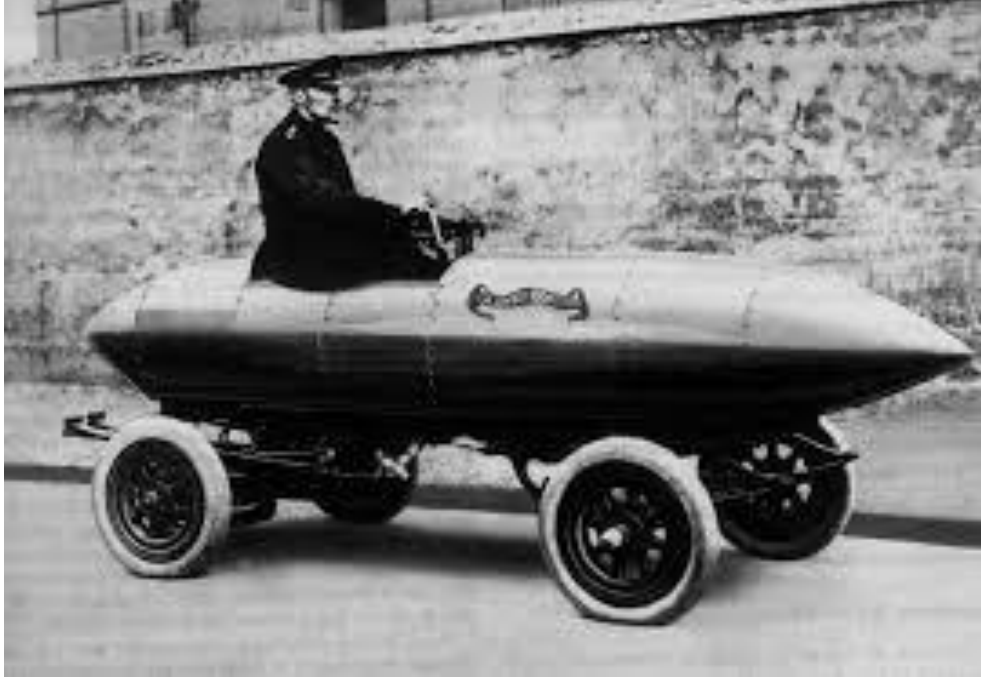
Bu bölümde, elektrikli araçlar alanındaki zorluklar tespit edilecek, bugüne kadar önerilen çözümleri ve tezin kapsamı sunulacaktır. Daha sonra, güç yoğunluğunu artırmak için kullanılan yüksek bant genişliğe sahip transistörler analiz edilecek ve tasarlanacak şarj cihazının yapısı belirlenecektir.



Şekil 1.1: 2015- 2040 Yılları Arası Uluslararası Elektrikli Araç Satış tahminleri (Frank 2017).

1.1. GEÇMİŞ VE GENELLEME

Elektrikli araçlar, 19.yüzyıldan beri hayatımıza girmiş bulunmaktadır. İlk prototipi ise Robert Anderson tarafından 1830 yılında geliştirilmiştir. Bundan sonra, dünya genelinde birçok mühendis tarafından önemli çalışmalar imzalanmıştır. Fakat, en büyük problemlerinden biri şarj edilmeyen akülerin kullanılmasıdır. Bu sebepten dolayı, çoğu çalışma enerji depolama yöntemlerine yönelmiştir. Lakin, 1859 yılında Fransız Gaston Planté'nin çalışmalarının sonucunda şarj edilebilir kurşun asit aküleri ortaya çıkmıştır. Ardından, nihayetinde ilk olarak 1897'de New York şehrinde elektrikli taksiler piyasaya sürülmeye başlanmıştır. Avrupa'da ise Belçika'da, şekil 1.2'de gösterilen la "jamais contente" EV ile ilk 100 km/h olan elektrikli araç olmuştur. Ancak, Ford'un T modeli ve ikinci dünya savaşının gelmesi, elektrikli araçların yaygınlaşmamasına neden olmuştur.



Şekil 1.2: 1899 yılında yapılan ilk elektrikli aracı.

1973 yılında yakıt krizinden dolayı, elektrikli araçlar hayatımızın gündemi olmuştur. 1990 yıllarında elektrikli araçlar ticari araçlar olarak piyasaya girmiştir. Bu esnada, Toyota firması tarafından tasarlanan “Prius” modelinin piyasadaki başarısına tanık olunmuştur. 2010 yıllarındaki teknoloji gelişmelerinin hızlanması, elektrikli araçların artışı olarak otomobil sektörüne yansımıştır. Buna benzer örnekleri ise Renault Twizy 7 kWh kapasitesi ile 80 km, Bolloré Blue car 30 kWh kapasitesi ile 200 km, Tesla Model S 85D 85 kWh kapasitesi ile 502 km, Mercedes SLS-AMG 60 kWh kapasitesi ile 250 km menzile sahiptir. Görüldüğü gibi, elektrikli araçların en kritik özelliklerinden birisi batarya kapasitesidir. Elektrikli araçların batarya kapasitesinin artırılması, aracın ağırlığını attırmak anlamına gelmektedir. Bu yüzden, birçok çalışma nispeten yüksek güç/ağırlık oranı, daha küçük, hafif ve yüksek amper-saat aküler üzerine yönelmektedir. Öte yandan, akülerin şarj sürelerinin azaltılması, güvenilirliğinin artırılması (yangın risklerine karşı), enerji akışının kontrol edilmesi (şarj ve deşarj) büyük önem kazanmaktadır. Bugüne kadar elde ettiğimiz en yüksek akü kapasitesi Rimac otomobilinin Rimac C-Two modelinde kullanılan 120 kWh değerindeki aküdür (Mate 2021). Ortalama olarak, akülerin kapasiteleri yaklaşık 15 kWh ile 120 kWh'nin arasında değişir. Bunun için EA'lar kentsel trafiklerde, toplu taşıma ve çöp toplama gibi araçlar için daha uygundur (Michaël 2020). Uzun menzil gerektiren durumlarda, örneğin şehirlerarası yolculuklarda şarj istasyonlarının düşük

performanslı ve yetersiz olmasından dolayı hibrit araçlar da tercih edilmektedir. Bu tip araçlarda hem elektrik motoru hem de içten yanmalı motor bulunmaktadır. Böylece akü enerjisinin tükendiği yerde içten yanmalı motor devreye girer. Fakat, gelişmiş ülkelerde ise şarj istasyonu sorun olmadığı için uzun menzillerde de elektrikli araçlar tercih edilmektedir.

1.1.1. Şarj Etme Yöntemleri (G2V, H2V, V2G vb.)

Elektrikli araçların şarj sistemleri iki yönlü olarak çalışabilir: Bataryaların şebekeden şarj edilmesi (G2V-Grid to Vehicle), elektrikli araçlardan şebekeye enerji verilmesi (V2G-Vehicle to Grid), elektrikli araçlardan şebekeden kaynaklanan dalgalanmaları ve harmonikleri düzeltmesi için kullanımı (V4G-Vehicle for grid), elektrikli araçların ev tüketimi ile birlikte şarj edilmesi (H2V-Home to vehicle), elektrikli araçların şebeke kesintisine karşı UPS olarak kullanılması (V2H-Vehicle to home) durumları elektrikli araçlar ile ilgili yapılan çalışmalarda kullanım amaçları olarak karşımıza çıkmaktadır (Guille ve Gross 2009), (Sovacool ve Hirsh 2009). Bu çalışma modlarını bilgi ve haberleşme teknolojisi (ICT) üzerinde çalışan bir çift yönlü iletişim ile elektrikli araçlar ve akıllı şebekeler arasında veri iletişimi gerçekleştirir (Monteiro ve diğ. 2014). Çift yönlü şarj cihazları yalnızca seviye 2 şarj altyapıları için kullanılır (Yılmaz ve Krein, 2013). Seviye 1 şarj cihazı düşük güçlerde olup genellikle uygun maliyetlidir ve iki yönlü bir akü şarj cihazının karmaşıklığına uygun değildir. Seviye 3'te hızlı şarj, ters güç akışı şarj süresini uzatacağından hızlı şarj temel amacına uygun değildir. Bu nedenle, Seviye 2 akü şarj cihazı, iki yönlü çalışma için en uygundur. Fakat bu çalışmada tasarlanan şarj cihazı Seviye 1 olup hem konut hem de ticari binalarda en ucuz ve en elverişli şarj yöntemidir.

1.1.2. Elektrikli Araçlar İçin Batarya Şarj Sistemi

Batarya şarj cihazı, EA'daki en önemli bileşenlerden birisidir. Şarj cihaz tipleri, güç kaynağına ve istenen şarj türüne bağlı olarak değişmektedir. Piyasada, iki tip şarj cihazı bulunmaktadır: Bunlar, harici (Off-board) ve yerleşik (On-board) şarj cihazı olarak sınıflandırılmaktadır. Harici şarj cihazları, ev tipi şarj sistemi ve şehir içi

istasyon şarj sistemi olarak ikiye ayrılmaktadır. Şehir içi şarj istasyonları iş yeri, otopark, alışveriş merkezleri gibi şehrin farklı noktalarında gün içi kullanım sırasında akü kapasitesinin azalması durumlarında kullanılmaktadır. Ev tipi şarj sistemlerinde yer alan şarj noktaları ise aracın kullanım dışı olduğu süre zarfında ve ucuz enerji maliyetinin olduğu zaman aralıklarında şarj imkânı sunmaktadır (Hüseyin ve diğ. 2018). Harici şarj cihazı, kaynağın gerilim seviyesini bataryaya uygun hale getirir. Yani AA'mı DA'ma çevirerek elektrikli araç bataryasının şarj edilmesini sağlar. Bu tip cihazların şarj güçleri 60 kW-DA'ma kadar mevcuttur. Bu şarj istasyonları, tüm EA'lara uyumlu ve akü voltaj limiti 500 V olacak şekilde, CCS (Combined Charging System) veya CHAdeMO (Charge de Move) standartlarına göre yürütülmektedir (CHAdeMO 2020). Yerleşik şarj cihazları ise, aracın üzerinde bulunur ve kaynağın sağlayabileceği güç seviyesine uyum sağlar. Üç fazlı 400 V/63 A şebekeye bağlandığında 43 kW-AA'ma kadar güç sağlar ve harici şarj cihazı gibi AA'mı DA'ma dönüştürerek bataryaya kontrollü bir şekilde şarj olmasını sağlar. Bununla birlikte, yerleşik şarj cihazları, araca ek maliyet ve ek ağırlık yapabilir. Fakat, bazı EA'lar harici şarj sistemleri ile uyumlu olmasına rağmen elektrikli araçlar genellikle yerleşik şarj sistemlerine sahiptirler. Özetle, EA şarj sistemleri AA/DA ve DA/DA dönüştürücüler ile donatılmaktadır. Bu dönüştürücülerin topolojisi, tek yön, çift yön, izolasyonlu ve izolasyonsuz olarak sınıflandırılmaktadır. AA/DA çeviriciler, genellikle kontrolsüz bir şekilde diyotlar ile gerçekleştirilmektedir. Bu durumda, şebekeden çekilen akım kontrolsüz olup, tam sinüzoidal olmayan bozuk bir akımdır. Ayrıca, çekilen akım tek yönlü olarak gerçekleşmektedir. Ancak, EA'lar akıllı şebeke sistemlerinde entegre olarak çalıştırılabilmesi için güç faktör düzeltici devreleri kullanan kontrollü darbe genişlik modülasyonlu (DGM) doğrultucular kullanılmaktadır. Doğrultucular sayesinde elde edilen şebeke geriliminden bağımsız sabit DA bara gerilimi DA/DA dönüştürücüler aracılığıyla akülere aktarılmakta ve akü şarj işlemi gerçekleştirilebilmektedir. Çoğu zamanda, çift yönlü tasarımlar tercih edildiğinden dolayı, bu tip dönüştürücülerde diyotlar kullanmak yerine GaN veya SiC tabanlı yüksek frekanslı ve kontrollü anahtarlama elemanları kullanarak çift yönlü enerji akışı sağlanabilmektedir. Bu durumda DA/DA dönüştürücülerle yapılan işleme göre ya düşürücü (G2V, şebekeden araca enerji akışı sağlanırken) ya da yükseltici (V2G, akıllı şebeke sistemlerinde enerji akışı araçtan şebekeyi beslenirken) olarak kullanılmaktadır. Sonuç olarak, EA'ları şarj etmek için AA ve DA şarj cihazları kullanılmaktadır.

AA şarj cihazı, tek veya üç fazlı olarak Tablo 1.1 ve 1.2’de gösterildiği gibi üç sistem bulunmaktadır (SAE 2010), (Musk 2013).

1. Tip 1 SAE J1772-2009, ABD’de kullanılan tek fazlı şarj cihazı.
2. Tip 2 Mennekes VDE- AR-E 2623-2-2, Avrupa’da kullanılan tek ve üç fazlı şarj cihazı.
3. Tek fazlı AA ve DA için Tesla çift şarj cihazı.

Tablo 1.1’de görüldüğü gibi, AA şarj cihazları EA’lardaki ağırlık ve yer kısıtlamalardan dolayı seviye 2 ve 22 kW’a kadar limitlemiştir. ABD’de tip 1 bağlantısı, tek fazlı şarj sistemi için faz (L1), nötr (N) ve toprak (E) olacak şekilde kullanılmaktadır. Avrupa’da ise tip 2 bağlantısı, üç fazlı şarj sistemi için faz 1, 2 ve 3 (L1, L2, L3), nötr (N) ve toprak (E) olacak şekilde kullanılmaktadır. AA şarj cihazları, IEC61851-1 Standarda göre üç Mod (Mod 1, Mod 2 ve Mod 3) olarak sınıflandırılmaktadır. Mod 1, ev tipi priz ve uzatma kablosundan oluşurken Mod 2 ise ev tipi priz ve dahili kablo cihazından oluşmaktadır. Mod 3, kontrol, haberleşme ve koruma gibi özelliklere sahip elektrikli araçlar besleme ekipmanlarından (EABE) oluşmaktadır.

Tablo 1.1 ve 1.2’de gösterildiği gibi üç DA şarj cihazı sistem bulunmaktadır:
















- 1- Tip 4 CCS/COMBO (Birleşik Şarj Sistemi)
- 2- Tip 4 Chademo
- 3- Tek fazlı AA ve DA için Tesla çift şarj cihazı

Bu üç sistemde, güç aktarmak için DA+, DA- ve toprak (E) olacak şekilde kullanılmaktadır. Ancak kullanılan haberleşme ve kontrol protokolünde farklılıklar göstermektedir. Örneğin, CCS iki pin aracılığıyla Güç Hattı Taşıyıcı Haberleşme (PLC-Power Line carrier Communication) kullanırken Chademo yedi pin vasıtasıyla CAN BUS protokol kullanarak hem kontrol hem de haberleşme gerçekleştirebilmektedir. Fakat, Tesla şarj sistemi, sadece iki adet güç pin ve iki adet haberleşme pin ile tek fazlı ve DA sistemler için kullanılmaktadır.

Tablo 1.1: AA / DA şarj bağlantıları ve güç seviyeleri (Musk 2013, IEC-61851 2017, IEC-62196 2014, CHAdEMO 2010).

Bağlantı	Pin sayısı Haberleşme	Şarj seviyesi	Gerilim ve akım Maksimum güç
Tip 1 SAE J1772 ABD	3 adet güç pin- L1, N, E 2 kontrol pin- CP, PP (CP yerine DGM)	AA Seviye 1	1Φ 120V, 16A kadar 1.9 kW
		AA Seviye 2	1Φ 240V, 80A kadar 19.2 kW
Tip 2 Menekes Avrupa	4 adet güç pin – L1, L2, L3, N, E 2 kontrol pin – CP, PP (CP yerine DGM)	AA Seviye 1	1Φ 230V, 32A kadar 7.4 kW
		AA Seviye 2	3Φ 400V, 32A kadar 22 kW
Tip 4 SAE J1772 CCS SAE	3 adet güç pin – DA+, DA-, E 2 kontrol pin – CP, PP (CP, PE yerine PLC)	DA Seviye 1	200-450V DA, 80A kadar 36kW
		DA Seviye 2	200-450V DA, 200A kadar 90kW
		DA Seviye 3	200-600V DA, 400A kadar 240kW
Tip 4 Chademo	3 adet güç pin – DA+, DA-, E 7 kontrol pin (CAN haberleşme)	DA Seviye 3	200-500V, 125A kadar 62.5kW
Tesla ABD	3 adet güç pin – DA+, DA-, E 3 adet güç pin (yeniden kullanıldı) – L1, N, E 2 kontrol pin – CP, PP	DA Seviye 3	For Model S, 400V, 300A kadar 120kW

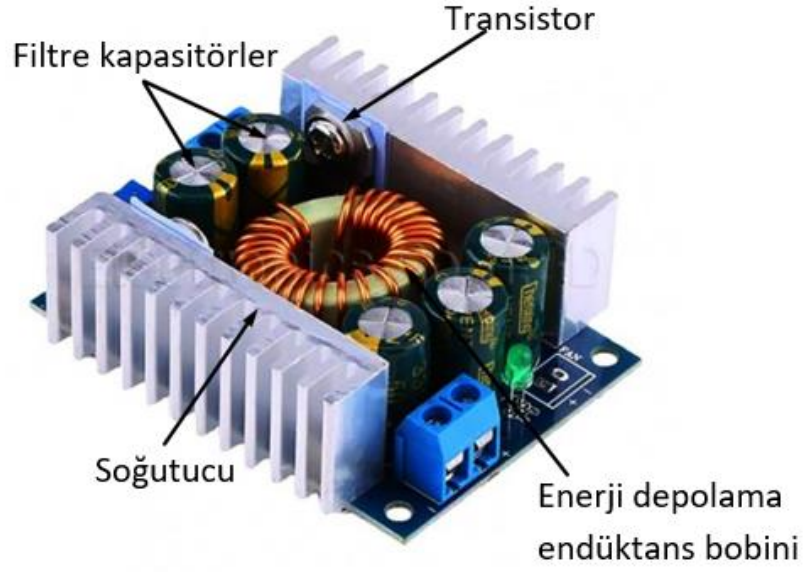
Tablo 1.2: AA / DA şarj cihaz soketleri (Phoenix 2019, Elektroautomobil 2016).

	ABD & JAPON	AVRUPA	ÇİN
AA şarj soketi Mod 2  			
AA şarj soketi Mod 3, B tipi  			
AA şarj soketi Mod 3, C tipi  			

<p>DA şarj soketi Mod 4</p> 			
<p>Tesla şarj soketi</p>			

1.1.3. Güç Yoğunluğunun Amacı

Güç yoğunluğu, belirli bir alanda ne kadar gücün verebileceğinin bir ölçüsüdür. Birim hacim başına üretilen güç; birim metreküp başına watt (W / m^3) veya inç küp başına watt (W / in^3) olarak ölçülebilir. Birimleri, güç seviyesi ve boyuta göre ölçeklemek mümkündür. Örneğin, litre başına kilovat, elektrikli araçlarda yerleşik şarj cihazları için yaygın bir referans değeridir. Çünkü bu güç dönüştürücüler kilowatt güç seviyelerinde (1,9 kW ile 120 kW arasında) sağlamaktadır. Güç yoğunluğu, uygulamaya göre değişir fakat amaç aynıdır: Tasarımın boyutunu azaltarak daha fazla güç elde etmek ve maliyelerini düşürerek sistemin işlevselliğini artırmaktır. Bu nedenle, çoğu tasarımcı, güç yoğunluğu artırmak için şekil 1.3'te gösterildiği gibi pasif elemanların (İndüktör, Kapasitör, Transistor, Soğutucu ve Transformatör vb) boyutunu azaltmaya odaklanır. Böylece hem filtre hem de anahtarlamayı kontrol eden devreleri önemli ölçüde daha küçük ve bütünleşmiş hale gelir. Bu iyileştirmeler, daha az fiziksel malzeme ve düşük profil komponentlerin kullanılması ve daha fazla çözüm entegrasyonunu mümkün kılmaktadır. Genel olarak, güç dönüştürücü sistemlerinin minyatürleştirilmesi EA'larda en aranan özelliklerdendir.



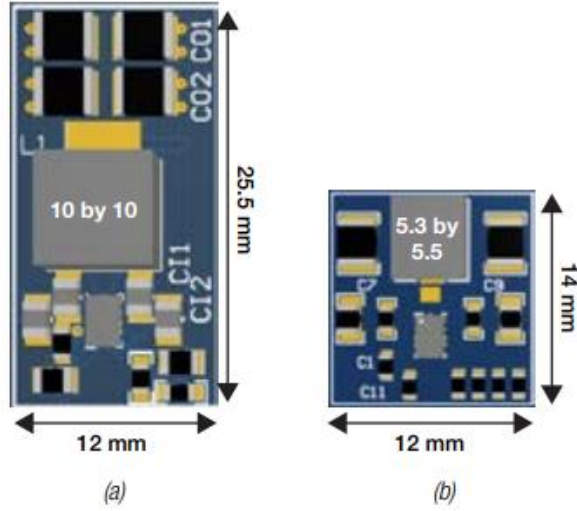
Şekil 1.3: Güç dönüştürücünün kritik elemanları.

1.1.4. Güç Yoğunluğu Nasıl Yükseltilir?

Güç yoğunluğunun yükseltmenin en basit yolu anahtarlama frekansını artırmaktır. Örneğin, denklem 1.1'deki gibi bir Buck konverterin indüktör tasarımını ele alalım:

$$L = \frac{D \times V_L}{F_{sw} \times \Delta I_L} \quad (1.1)$$

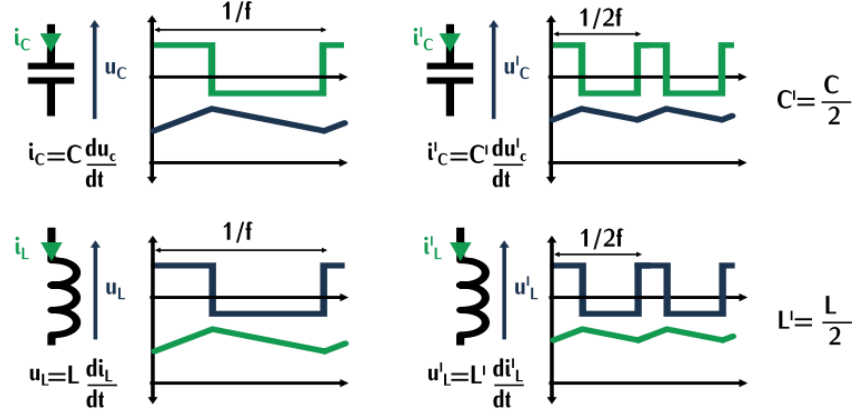
Burada L endüktans, D görev oranı, V_L indüktör gerilimi, F_{sw} anahtarlama frekansı ve ΔI_L indüktörün akım dalgalanmasını temsil etmektedir. Gerekli endüktans (L), anahtarlama frekansı (F_{sw}) ile ters orantılıdır. Anahtarlama frekansı arttıkça endüktans azalır. Düşük endüktans, küçük indüktörlerin kullanılmasına imkân sunar ve alan tasarrufu sağlar. Şekil 1.4 (a) ve (b)'de 3A, 36V dönüştürücüde 2 MHz ve 400 kHz'de anahtarlama için ihtiyaç duyulan indüktörlerin boyut farkını göstermektedir (Texas 2018). Şekil 1.5'te ise yüksek frekansta hem indüktör hem de kapasitör davranışlarını gösterilmektedir.



Şekil 1.4: 3A, 36V dönüştürücüde anahtarlama frekansa göre boyut farkı

(a)- 400 KHz, (b)- 2MHz (Texas 2018).

Pasif komponentler her anahtarlama çevriminde enerji depolama ve boşaltma yaparlar. Dolayısıyla, yüksek frekans anahtarlamalarda, bu döngülerin daha az enerji depolaması gerektirir. Aksı taktirde, iletim kayıpları, anahtarlama kayıpları (sert anahtarlama ile ilişkili kayıpları, parazitik kapasitör çevrim kayıpları ve ters geri kazanım kayıpları) ve sistem ısı kayıpları meydana gelir. Bu anahtarlama kayıplarını azaltmak için, yarı iletken komponentlerin (IGBT, MOSFET, SIDAC, DIAC vb.) iyi seçilmesi gerekmektedir. Burada, Galyum Nitrür (GaN) gibi düşük iletim direncine (R_{DSon} on-state resistance) ve hızlı açılıp kapanabilme özelliğine (di/dt) sahip olan yarı iletkenler tercih edilmektedir. Böylece, iletim ve anahtarlama kayıpları azalacaktır. Ancak, iletim direncinin düşük olması anahtarlama kayıplarının artmasına ve soğutma sisteminin boyutunun artmasına neden olur. Çünkü, iletim direncinin düşük olması daha yüksek kapı şarjı ve parazitik kapasitanslarla sonuçlanır. Bunun yanı sıra, frekansın artırması, dönüştürücünün performansına etki eder ve güç yoğunluğunun artışı garanti etmeyebilir. Bu nedenle, güç yoğunluğu artırırken, her sınırlayıcı faktör paralel olarak ele alınmalıdır. Anahtarlama frekansı, soğutma sisteminin termal performansını ve yenilikçi dönüştürücü topolojileri ön plana çıkartmalıdır. Bu çalışmada, yüksek güç yoğunluğu elde etmek için mevcut kısıtlamaları en aza indiren bir topoloji seçilecektir ve dönüştürücünün çalışma frekansı yükseltilecektir. Bu sebeple, şarj cihazında kullanılan dönüştürücülerin çalışmasını bozmayan yüksek frekansta iyi performans gösteren geniş bant aralığına sahip transistorların kullanılması amaçlanmıştır.



Şekil 1.5: Pasif elemanların üzerinde yüksek frekans etkisi.

1.2. TEZİN KAPSAMI

Bu tez çalışması, öncedeki bölümde belirtilen GaN malzemelerin avantajlarından faydalanarak şehir içi konseptte uygun elektrikli araçlar için 1.2 kW'lık şarj cihazı analizi, tasarımı ve uygulanmasına odaklanmıştır. Bu çalışma boyunca, şarj cihazlarının bileşenleri ile ilgili ayrıntılı detaylar sunulmuştur. Özellikle, dönüştürücülerin çalışma prensipleri ve davranışları incelenerek daha kolay tasarım kılavuzu önerilmiştir. Hedeflenen tasarım için tüm kısıtlamaları göz önünde bulundurarak kapsamlı bir analitik yaklaşım ile devre parametreleri belirlenmiştir. Çalışmada, sadece güç dönüştürücü tasarım ile sınırlı kalmamakla beraber, yüksek frekanslı transformatör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Ek olarak, geliştirilen kontrol algoritmaları sayesinde, hem faz kaydırmalı tam köprü DA/DA dönüştürücüsünde sıfır gerilim anahtarlama gerçekleştirilmiş hem de şarj etme yöntemi olarak şarj cihazın çıkışında sabit gerilim- sabit akım sağlanabilmiştir.

Çalışmanın ikinci bölümünde, güç dönüştürücü topolojileri incelenmiştir. Yüksek frekans anahtarlama kayıpları ve diğer kayıplardan kaynaklanan kısıtlamalar dikkate alınarak farklı topolojiler karşılaştırılmış ve en uygun topoloji seçilmiştir.

Üçüncü bölümde, seçilen devre topolojisinin ayrıntılı analizi yapılmıştır. İlk olarak şarj cihazının birinci katını oluşturan EMI filtresi ve Güç Faktörü Düzelticinin tasarımları yapılmıştır. Daha sonra cihazın ikinci katında faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü ve yüksek frekanslı transformatör tasarımları gerçekleştirilmiştir.

Dördüncü bölümde ise, şarj cihazının prototipini ve çalışmasını doğrulamak için deneysel testler yapılmış ve elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

1.3. ŞARJ CİHAZIN TASARIM ZORLUKLARI VE LİTERATÜR TARAMASI

1.3.1. Şarj cihazı tasarım zorlukları

EA ve batarya teknolojilerinin gelişmesine paralel olarak, batarya şarj cihazından beklenenler her geçen gün artmaktadır. Yüksek verimlilik ve yüksek güç yoğunluğu başta olmak üzere, elektriksel izolasyon, hafiflik, düşük hacim, düşük Toplam Harmonik Bozulma (THD), uygun maliyet, bataryanın şarj-deşarj durumu, sıcaklığı, şarj akımı gibi verileri kullanıcıya görüntüleyebilme, düşük bakım-onarım, üretici ve güç oranı ayrımı yapmaksızın, tüm batarya tiplerine uygunluk ve az gürültü gibi özellikler istenmektedir. Tasarım yaparken tüm bu özellikleri karşılamak zordur. Bu nedenle, genellikle batarya şarj cihazları tasarlanırken bazı beklentilerden ödünç vermek gerekir. Örneğin, güç yoğunluğunu artırmak için anahtarlama frekansının k faktörü artırılması gerekir. Dolaylı olarak pasif elemanlar “ k ” faktörü kadar küçülür. Bununla birlikte, tasarımda kullanılan dönüştürücülerde yüksek anahtarlama frekansından dolayı ciddi anlamda ısı kaybı oluşacaktır. Bunun önüne geçmek için, ısı kayıp derecesine ve dağılımına göre uygun boyutlarda bir soğutma sistemi kullanmak gerekir. Sonuç olarak, dönüştürücünün performansının azaldığı ve güç yoğunluğundaki artışın garanti edilmediği bir sınır frekansı vardır. Bu frekans sınır değeri, dönüştürücü tarafındaki kayıplara bağlıdır (Taurou 2018). Dolayısıyla, verimli bir şarj cihazı tasarlamak için çalışma frekansı ve dönüştürücü kayıpları dengede tutmak gerekir. Bu tez çalışmasında, bu tür zorluklara karşı, kayıplar en az indirmek için ağırlıklı olarak GaN elemanlar kullanılarak en uygun dönüştürücü topolojisi tasarlanacaktır.

1.3.2. Literatür Taraması

Birçok akademik çalışma, elektrikli araçların çevre dostu bir ulaşım aracı olduğunu ve içten yanmalı araçlara bir alternatif olabileceğini göstermektedir. Bunun yanı sıra, elektrikli araçlarda kullanılan motor, motor sürücü, batarya yönetim sistemi, şarj cihazları gibi tahrik organları hem akademik hem de endüstriyel çalışmalarında önemli yer edinmeye başlamıştır. Ancak, şarj cihazları ile ilgili literatür çalışmaları incelendiğinde, verimlilik, güç yoğunluğu ve boyut gibi parametreleri elektrikli araçlar için başlıca unsur olmaktadır.

Yapılan akademik yayınları incelenecek olursa, “Elektrikli araçlar için yerleşik şarj cihaz geliştirme” ile ilgili çalışmaları Mounir MARZOUK tarafından yapılmış olup ve bu çalışmada, hem üç fazlı 20 kW’lık hem de bir fazlı 7.3 kW’lık güçlerde batarya şarj cihazının endüstriyel bir prototipi geliştirilmiştir. Şekil 1.6’da 20 kW’lık şarj modülü gösterilmiştir. Bu çalışmanın ikinci bölümünde ise, şarj edilebilir hibrit araç için yerleşik şarj cihazı incelenmiştir. Marzouk tasarım çalışmasının modellenmesi ve benzetimleri ile uygulama sonuçlarını karşılaştırarak doğrulamasını gerçekleştirmiştir (Marzouk 2015).



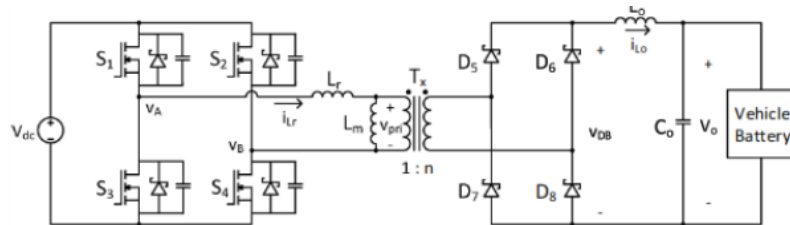
Şekil 1.6: 20 kW’lık şarj modülü (Marzouk 2015).

“İki Yönlü Akıllı Şarj Prototipinin Tasarımı ve Testi” Jordan Morris tarafından yapılmış olup bu çalışmada tamamen işlevsel, akıllı çift yönlü elektrikli araç şarj cihazı prototipi geliştirilmiştir. Akıllı terimini şarj cihazının araç sahibinin tercihlerine, kullanım sırasındaki elektrik fiyatına, batarya yönetim sistem kısıtlamalarına ve şebeke gerekliliklerine göre pil paketinin şarj ve deşarjını kontrol etme yeteneğini kastetmektedir (Morris 2015). Şekil 1.7’de akıllı yerleşik şarj cihazı elektronik devresi gösterilmiştir.



Şekil 1.7: Akıllı yerleşik şarj cihazı (Morris 2015).

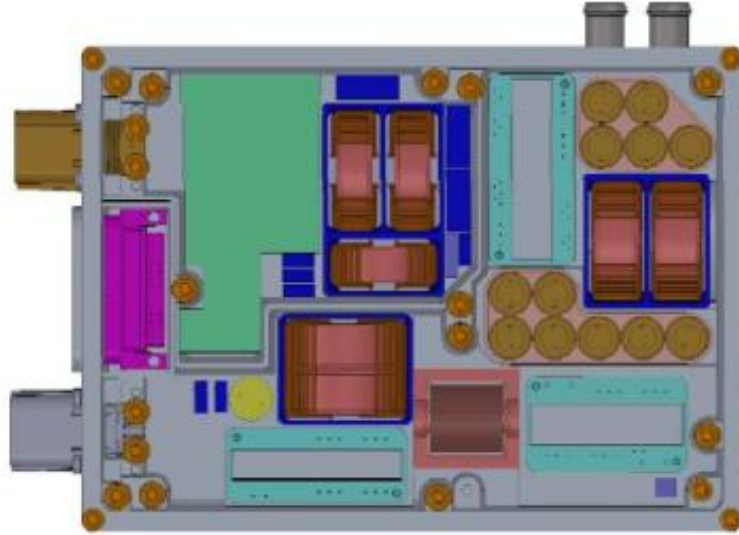
“Silisyum karbür ve yüksek frekanslı faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü tabanlı yüksek yoğunluklu yüksek verimli yerleşik batarya şarj sistemi” Whitaker ve arkadaşları tarafından yapılmış olup bu çalışmada izole edilmiş DA/DA dönüştürücü uygulamaları için yüksek yoğunluklu bir çözüm elde etmek için Silisyum Karbür (SiC) güç elemanları kullanılarak faz kaymalı tam köprü (PSFB) dönüştürücü sunulmuştur. Faz kaydırmalı DA/DA dönüştürücü açık devresi Şekil 1.8’de verilmiştir. Aslında, bu dönüştürücü, elektrikli araçlardaki (EV) ve hibrit elektrikli taşıtlardaki (PHEV) Seviye 2 yerleşik şarj cihazı için bir çekirdek teknolojiyi temsil etmektedir. Devre topolojisinin çalışması, SiC güç elemanları kullanımıyla kazanılan avantajlarla birlikte tartışılmaktadır. Güç katı bileşenleri için tasarım denklemleri sunulmuştur. Beklenen performans, maksimum verimlilik elde edilen bir donanım prototipi ile doğrulanır (Whitaker ve diğ. 2013).



Şekil 1.8: PSFB DA/DA dönüştürücü şematığı (Whitaker ve diğ. 2013).

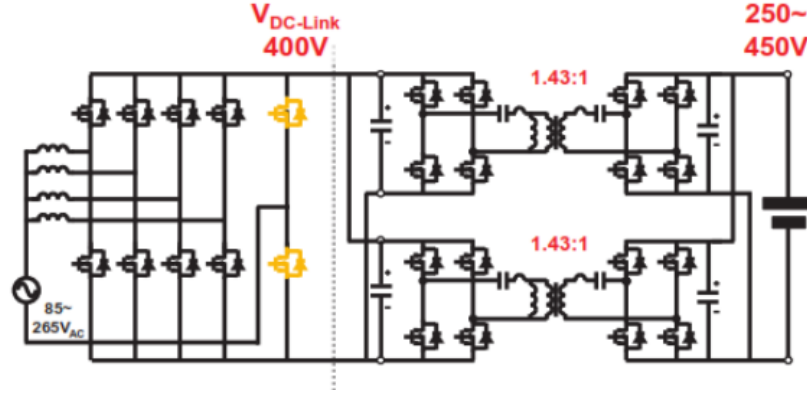
British Columbia ve Delta-Q technologies şirketi iş birliği ile “Plug-in hibrit araçlar için 3.3 kW’lık yerleşik şarj cihaz tasarım ve uygulama çalışmaları” konu ile ilgili çalışmalarını yayınlamışlardır. Tasarımın amacı, şarj cihazının boyutunu, şarj süresini ve elektrik şebekesinden çekilen elektriğin miktarını ve maliyetini en aza indirmek için

yüksek verimlilik üzerinde çalışmışlardır. Şarj cihazı güç dönüştürücü konfigürasyonun çalışması, ayrıntılı bir tasarım prosedürü ek olarak verilmiştir. Önerilen şarj gücü mimarisinin uygunluğunu doğrulamak için mekanik ambalaj tasarımı ve temel deneysel sonuçlar verilmiştir. Şekil 1.8 'de yerleşik batarya şarj konfigürasyonu PFC ve tam köprü DA/DA dönüştürücü açık devresi Şekil 1.9'da komponent yerleşimi verilmiştir (Gautam ve diğ. 2012).

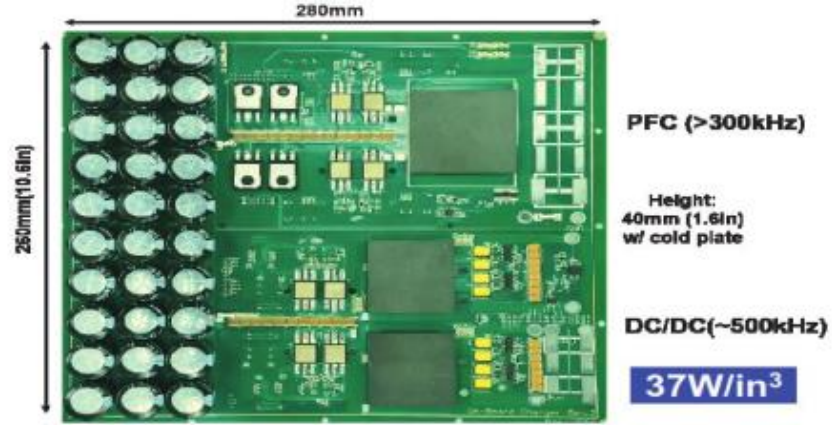


Şekil 1.9: Yerleşik batarya şarj iç komponentleri (Gautam ve diğ. 2012).

“Çok Yüksek Frekanslı Yüksek Yoğunluklu WBG Tabanlı 6.6 kW’lik Çift Yönlü Dahili Pil Şarj Cihazı için CRM AA / DA Dönüştürücünün Tasarımı” Zhengyang Liu ve arkadaşları tarafından yapılmış olup bu çalışmada sunulan yeni şarj cihazı, değişken DA-bara gerilim mimarisi, yüksek frekanslı yumuşak anahtarlama ve entegre edilmiş manyetik malzemelere sahip olması, Si-tabanlı şarj cihazları ile karşılaştırıldığında daha kompakt ve daha verimli olmaktadır. AA/DA kat prototipi, 300 kHz’te daha yüksek anahtarlama frekansında %98,5 verimlilik sağlamıştır. Son olarak hem SiC hem de GaN cihazları kullanan 6.6 kW şarj sistemi, 37 W/in³ güç yoğunluğunda ve %96’nın üzerinde bir verim sonuçları elde etmişlerdir. Şekil 1.10’da iki katlı AA/DA dönüştürücü devresi Şekil 1.11’de şarj cihazı prototipi verilmiştir (Hengyang ve diğ. 2016).

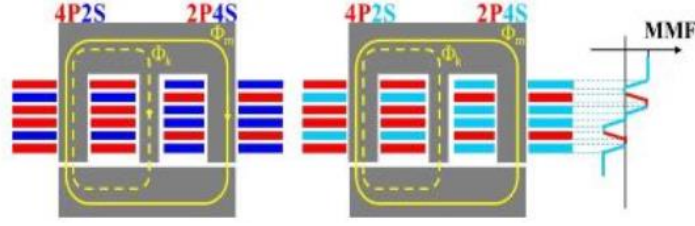


Şekil 1.10: Yeni iki katlı AA/DA dönüştürücüsü (Hengyang ve diğ. 2016).



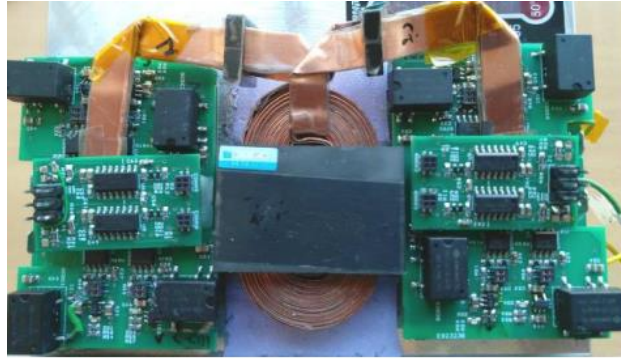
Şekil 1.11: 6.6 kW'lık şarj cihazı prototipi (Hengyang ve diğ. 2016).

“6,6 kW/ 500 kHz yüksek verimli yüksek güç yoğunluklu kaçak entegrasyonu kontrol edilebilir PCB sargılı transformatörü ile çift yönlü yerleşik şarj cihazı tasarımı” Bin Li ve arkadaşları tarafından yapılmış olup yerleşik şarj cihazları gibi yüksek güç uygulamalarında kullanılır. Fakat, yüksek sargı kaybı ve çok katmanlı PCB maliyeti nedeniyle tercih edilmez. Çalışmada, paraziti kontrol edilebilir PCB tip transformatörü kullanılmıştır. Ek olarak, yüksek frekansın getirdiği düşük endüktans gereksinimi, PCB transformatöründe manyetik entegrasyonun gerçekleştirilmesini de mümkün kılmaktadır. Bu çalışmada, iki katlı değişken bir DA-bara voltaj yapısı kullanılarak, 6.6 kW'lık seviye 2 yerleşik şarj cihazının, sarım endüktansının kaybından ödün vermeden kontrol edilebilen, bir 6 katmanlı PCB tip transformatör yapısı önerilmiştir (Bin ve diğ. 2016). Şekil 1.12’de PCB tip transformatör tasarım ve kaçak manyetik akı dağılımı verilmiştir.



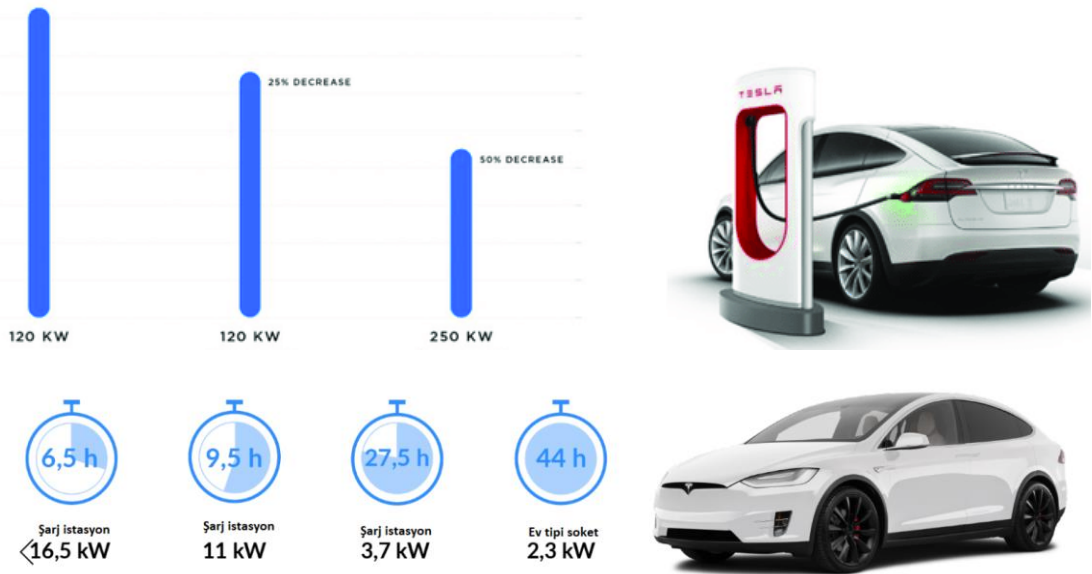
Şekil 1.12: Önerilen PCB trafo kaçak manyetik akı dağılımı (Bin 2016).

“Elektrikli araç şarj cihazlarında GaN transistörlerin kullanımı” ile ilgili çalışma Eleonore Taurou tarafından yapılmış olup elektrikli araçlar için mümkün olduğunca kompakt ve yüksek yoğunluklu bir yerleşik şarj cihaz tasarımı ve uygulaması sunulmuştur (Taurou 2018). Şekil 1.13’te şarj cihazı prototipi gösterilmiştir.



Şekil 1.13: EPIC şarj cihazı şematik tasarımı (Taurou 2018).

“Elektrikli araçlarda hızlı şarj cihazı teknolojileri” üzerinde Ryan Collin ve arkadaşları çalışmıştır. Bu çalışmada, hızlı şarj teknolojilerinin ve ısı yönetimi ve ilgili kısıtlamalar dahil olmak üzere batarya sistemleri üzerindeki etkileri incelenmiştir. Ek olarak, hızlı şarj teknolojisine yeni yaklaşımlar sunulmuştur.

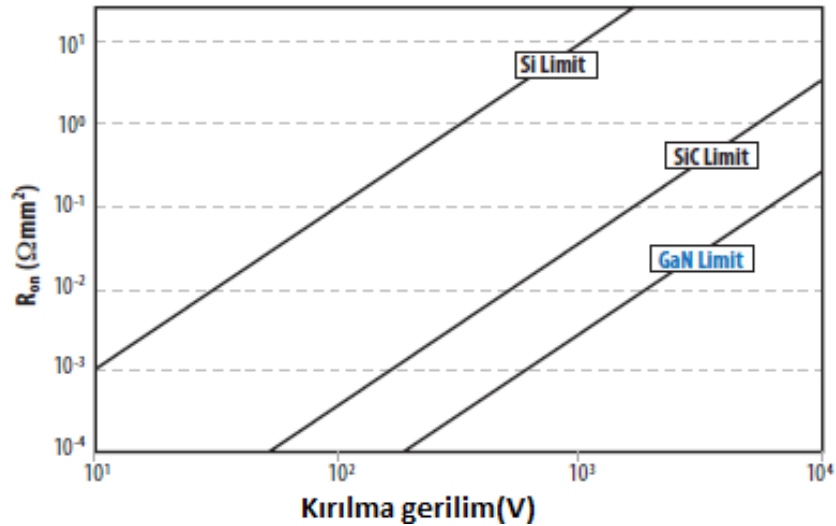


Şekil 1.14: Tesla elektrikli aracın şarj süreleri (Ryan ve diğ. 2019).

Şekil 1.14'te Tesla elektrikli aracının şarj süreleri verilmiştir. Tesla'nın en yeni ultra hızlı V3 "supercharger'in" ortalama şarj süresi diğerlerine göre %50 kısaltmıştır (Ryan ve diğ. 2019).

1.4. Geniş Bant Aralıklı Güç Yarı İletken Malzemeleri

Geniş bant aralıklı güç yarı iletken malzemeleri, daha yüksek gerilim ve frekanslarda verimli bir şekilde çalışabilen ve daha yüksek çalışma sıcaklıklarına dayanabilen malzemelerdir. Aynı zamanda, silisyum tabanlı malzemelere göre daha küçük, daha hızlı, daha güvenilir, daha güçlü ve yüksek verimli güç elektronik komponentleri üretmemize imkân sağlamaktadır. Bu özellikler, geniş güç aralıklı uygulamalarda ağırlık, hacim ve kullanım ömrü maliyetlerini azaltmayı mümkün kılmaktadır. Bu kabiliyetlerden yararlanabilmek hem endüstriyel işleme hem de tüketici cihazlarında önemli ölçüde enerji tasarruflarına yol açabilir, elektrikli araçların ve yakıt hücrelerinin yaygın kullanımını hızlandırabilir ve yenilenebilir enerjiyi elektrik şebekesine entegre etmeye yardımcı olabilir. Şekil 1.15'te, Si ve geniş bant aralıklı yarı iletkenlerin (SiC, GaN) kırılma gerilimleri karşılaştırılmıştır.



Şekil 1.15: Si, SiC ve GaN kırılma gerilimlerinin karşılaştırması (Sam 2018).

Tablo 1.3: Geniş bant aralıklı malzemelerin karşılaştırması.

Malzeme	Kimyasal Sembolü	Bant Aralığı Enerji(eV)
Germanyum	Ge	0.7
Silisyum	Si	1.1
Galyum Arsenit	GaAs	1.4
Silisyum karbür	SiC	3.3
Galyum Nitrür	GaN	3.4

Tablo 1.3'te görüldüğü gibi GBA yarı iletken malzemeler, güç uygulamalarında hedeflenen performansa ulaşmakta kaktı sağlayabilir. Özellikle, AA/DA ve DA/DA güç dönüşümü esnasında ve yüksek frekans anahtarlamalarda meydana gelen güç kayıplarını %90'na kadar ortadan kaldırır. Dolayısıyla, EA şarj cihazlar için amaçlanan yüksek verimli ve yüksek güç yoğunluklu tasarımlar gerçekleştirilebilecektir.

SiC veya GaN tabanlı tasarlanan şarj cihazları Si tabanlı şarj cihazlarından üstün performans göstermektedir. Örneğin, APEI araştırmacılar %95 verimlik ve 82/in³ güç yoğunluğuna sahip SiC tabanlı 500 kHz izoleli şarj cihaz tasarlamıştır (Whitaker 2014). Ayrıca, iyi termal yönetimine sahiptirler ve yüksek eklem sıcaklığında daha az soğutucu sisteme ihtiyaç duyarlar. Ayrıca, yüksek sıcaklıklı ortamlarda çalışmaya uygundur. Fakat, SiC'ların en büyük dezavantajı yüksek maliyetli olmalarıdır. Neredeyse Si maliyetinin 10-15 kat daha fazladır (Eden 2020).

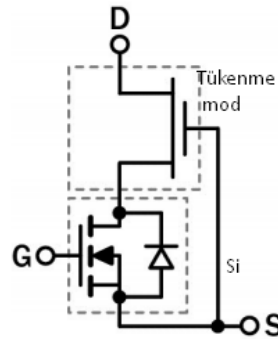
GaN malzemeler, Si alt tabaklardan oluştuğu için Si malzemelerin maliyetiyle kıyaslanabilir. Genel olarak bakıldığında, GaN yarı iletken malzemeler diğer GBA malzemelerden daha yüksek bant aralığına, yüksek elektron hızına, yüksek kritik elektrik alan gücüne ve yüksek termal iletkenliğe sahiptir ve dolayısıyla daha yüksek frekanslarda çalışabilmektedir. İlk 200 V kırılma gerilime sahip ticari GaN malzemesi 2010 yılında Efficient Power Conversion Corporation (EPC) firması tarafından standart MOS işleme ekipmanı kullanılarak silisyum plakalar üzerinde üretilmiştir. O zamandan beri, birçok firma ve kurum tarafından günümüzün ihtiyaçları ve önümüzdeki yılların hedefleri karşılayacak önemli araştırmalar yapılmıştır. Öne çıkan çalışmalar, GAN Systems, Infineon Technologies, NXP Semiconductor, Qorvo, Transphorm, EPC, Toshiba, Sanken, Fujitsu ve Wolfspeed (Cree) üreticilerden örnek gösterilebilir. GaN Systems şirketi, GaN malzemeleri kullanarak %98,5 verime sahip 5 kW'lık Boost konvertör yapmıştır (Wilson 2013). Transphorm firması, sert anahtarlama testleri yaparak 100 kHz'te %99,2 ve 800 kHz'te %98,2 verimliliğe sahip

760 W'lık Boost konvertör tasarım gerçekleştirilmiştir (Fichtenbaum ve diğ. 2011). Virginia Tech'in araştırmacıları, Transphorm firmasının GaN MOSFET'leri kullanılarak 1,2 kW'lık Buck konvertör tasarlanmıştır. Çalışmada, 500 kHz'te sert anahtarlama yaparak %97,8 verimlilik elde ederken aynı frekansta yumuşak anahtarlama yaparak %99,1 verimlilik kaydedilmiştir (Huang ve diğ. 2013). Günümüze kadar yapılan çalışmalarda, ticari olarak temin edilebilecek en yüksek gerilim GaN 900 V'tur. Bu gerilim seviyesi ile güç elektroniği uygulamalarında (Motor sürücüler, yenilebilir enerji teknolojiler, haberleşme, elektrikli ve hibrit araçlar) birçok başarılı çalışma kaydedilmektedir. Öte yandan, yüksek elektron hızı ve düşük sıcaklık katsayısı ile çok düşük iletim direnci (R_{DSon}) sağlar. Dolayısıyla, GaN malzemeleri iletimdeyken meydana gelen kayıpları, denklem 1.2'de gösterildiği gibi düşük olur.

$$P_{on} = R_{DSon} \cdot I_{eff}^2 \quad (1.2)$$

Bunun yanı sıra, yapısı ve gövde diyotu ile düşük "Toplam Kapı Şarj (Q_R)" ve Sıfır Kollektör-Emiter Geri kazanım Şarj (Q_{rr}) da sağlar. Böylelikle, GaN malzemeler, yenilikçi tasarımlardaki beklentilerimizi (yüksek frekans anahtarlama, yüksek güç yoğunluklu vb.) karşılayabilecektir. Bu tez çalışmasında ise Transphorm'ın TP65H035WS (650V 46.5A TO247-3) MOSFET'i kullanmıştır.

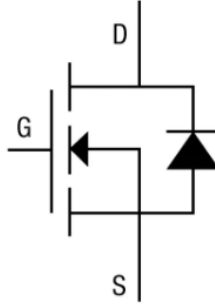
Genellikle, GaN malzemeler tükenme modunda (Depletion-mode) kolayca ihmal edilebilir. Bu moddayken sıfır kapı-emiter gerilim (V_{GS}) durumunda cihaz normalde açık olur ve güvenlik nedeniyle güç dönüşüm sistemlerinde tercih edilmez.



Şekil 1.16: Kaskod yapı ile normalde kapalı GaN gerçekleştirmek için birleştirilmiş Si MOSFET ve Tükenme modunda GaN.

Bu mod gerektiren uygulamalarda, Şekil 1.16’de gösterilen Kaskod şeklinde normalde kapalı düşük voltajlı Si MOSFET kullanılarak normalde açık GaN sürer ve normalde kapalı özelliğe kazandırır.

Diğer bir mod ise geliştirme modudur (Enhancement-mode). Bu moddayken sıfır kapı-kaynak gerilim (V_{gs}) durumunda cihaz normalde kapalı halinde olur ve kapı yapısının karmaşıklığına rağmen çoğu tasarımda tercih edilir. Çünkü geliştirme modu, tükenme modu gibi N-kanal GaN cihazlar iletme götürmek için negatif gerilime ihtiyaç duymaz ve eşik gerilimi silisyum MOSFET’lerinkiden daha düşüktür. T. Kachi, D. Kikuta ve T. Uesugi tarafından yapılan çalışmalarda dört farklı geliştirme modu GaN kapı yapıları gösterilmiştir (Kachi 2012). Şekil 1.17’de geliştirme mod GaN şeması bulunmaktadır.



Şekil 1.17: Geliştirme mod GaN, Si MOSFET'lere benzer bir devre şemasına sahiptir.

Özet olarak, geniş bant aralıklı yüksek gerilim yarı iletken cihazların sürüş kolaylığı ve güç dönüştürücülerinde gösterilen verimlilik ve güç yoğunluğu artışından dolayı şarj cihazlarının geleceğinde önemli rol oynayacaktır. Fakat, yüksek gerilim GaN uygulamalarında, tükenme modundaki kaskod yapısı, cihaz paketinin içinde içsel ara bağlantı endüktans oluşturur ve anahtarlama hızının kontrol edilmesi daha zorlaşır. Ayrıca, kapasitans uyumsuzluğu problemini önlemek için Si ve GaN cihazlarının iyi bir şekilde eşleştirilmiş olmalıdır. Bu nedenlerle, geliştirme modu GaN cihazları tercih edilmektedir.

1.4.1. Statik Davranışı

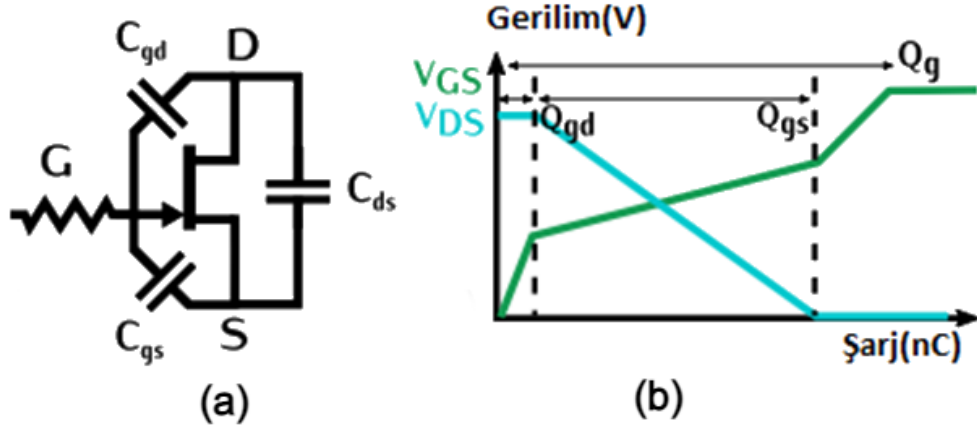
Bir önceki bölümde gösterildiği gibi yarı iletken malzemeler iletim halindeyken iletim kayıpları, iletim dirence R_{DSon} ve cihazların üzerinden geçen I_D akımına bağlıdır. Tablo 1.4'te direnç değerlerine göre seçilen transistörlerin statik özellikleri karşılaştırılmıştır. Yapılan değerlendirme iletim kayıpları direnç değerleri ile doğru orantılı olduğu için gösterilen değerlere eşdeğerdir. Bu kayıplar, dönüştürücü verimliliğini düşürür. Bu kayıplardan dolayı ortaya çıkan ısının az olması için yarıiletkenlerin ısı direncinin R_{th} düşük seçmek gerekir. Bu değer seçilen ürünün paketine ve çipin boyutuna bağlıdır. Tablodaki yapılan karşılaştırmada, GaN malzemeler en düşük ısı dirence sahiptir ve böylece sistemin daha iyi soğutulmasını sağlayacaktır.

Tablo 1.4: 650V GaN ve SiC statik özelliklerinin karşılaştırılması.

Malzeme GaN-SiC	V_{GS} V	V_{DS} V	R_{dsON} m Ω	R_{th} °C/W	Paket boyutu
GaN E-mode GS66508B	-10/+7	650	50	0,50	GaNPX®
GaN E-mode PGA26E07BA	-10/+7	650	56	1,30	DFN 8x8
GaN kaskod TPH3205W	± 18	650	49	1,00	TO-247
MOSFET SiC SCT3060AL	-4/22	650	60	0,70	TO-247N
CoolMOS™IPB60R060C7	± 20	650	52	0,77	D2PAK
GaN D-mode TP65H035WS	± 20	650	41	0,80	TO-247

1.4.2. Dinamik Davranışı

Tablo 1.5'te, GaN ve SiC Transistörlerin dinamik özelliklerini göstererek, genel kayıp açısından en iyi performansa sahip eleman değerlendirilmiştir. Bilindiği üzere transistörler mükemmel bir malzeme değildir, Şekilde 1.18 (a)'da gösterildiği gibi parazit elemanlar içerirler. Bu yükler, Transistörlerin geçiş durum esnasında hem dinamik davranışlarına hem de anahtarlama kayıplarına etki ederler. Q_g , Q_{gs} ve Q_{gd} yükleri, V_{GS} ve V_{DS} dinamiğine etki eder. Bu parametrelerin etkisi Şekil 1.18 (b) 'de gösterilmiştir.

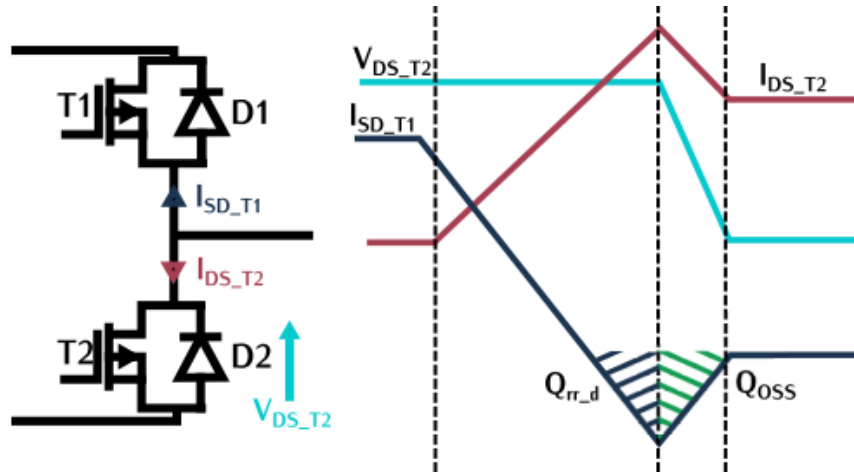


Şekil 1.18: (a) GaN dinamik modellemesi (b) GaN açılış sırasında dinamik davranışı.

Bu yük değerleri ne kadar büyükse, yarı iletkenlerin anahtarlama hızı o kadar yavaş olacaktır. Bu anlamda, E-mod GaN malzemeleri ilk anahtarlama diğer malzemelerden daha hızlıdır.

Transistör kesimdeyken, üzerinden ters akım olarak bilinen I_{SD} geçer ve akıma bağlı ters gerilim düşümü V_{SD} olarak tanımlanır. Bu çalışma bölgesinde SiC MOSFET'leri, Q_{rr} ile tanımlayan geri kazanım kayıplara neden olan parazitik bir diyot gibi davranır. Burada, denklem 1.3'teki Q_{rrd} , I_{sd} değerine bağlıdır. Şekil 1.19'da SiC MOSFET'in anahtarlama davranışlarını gösterilmiştir.

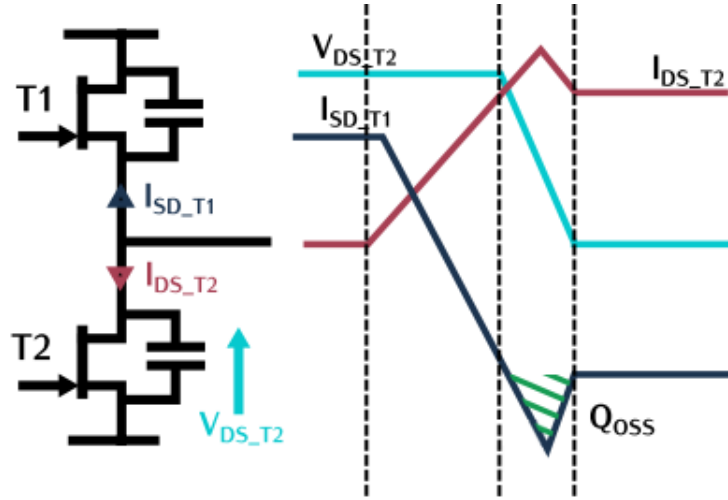
$$Q_{rr} = Q_{rrd} + Q_{oss} \quad (1.3)$$



Şekil 1.19: Sert anahtarlama SiC MOSFET'in davranışı (Taurou 2018).

Yukarıdaki sayılan üreticileri, GaN E-Mod Transistörlerde Q_{rrd} yüklerin olmadığını söylerler. Fakat, akımdan bağımsız olan Q_{oss} yükünden etkilenir. GaN Transistörlerine uygulanan sert anahtarlamanın prensibi Şekil 1.20'de gösterilmiştir.

Şekil incelendiğinde, GaN malzemeleri sert anahtarlama uygulamalarda bile en iyi aday olduğunu göstermiştir.



Şekil 1.20: Sert anahtarlama sırasında GaN MOSFET'in davranışı (Taurou 2018).

Tablo 1.5: 650V GaN ve SiC dinamik özelliklerinin karşılaştırılması.

Malzeme GaN-SiC	V_{th} V	Q_g nC	Q_{gs} nC	Q_{gd} nC	Q_{oss} nC	$Q_{rr}@I_{SD}$ nC	$V_{SD}@I_{SD}$ V	$C_{o(er)}$ pF	P_{dr} m W
GS66508B	1,7	5,8	2,2	1,8	57	57	1@15A	88	20,3
PGA26E07BA	1,2	5	0,9	2,6	45	45	2,1@8A	87	17,5
TPH3205W	2,1	28	10	6	85,7	136@22A	2@22A	190	252
SCT3060AL	2,7 5,6	58	15	23	-	55 @13A	3,2@13A	126	580
IPB60R060C7	4	68	14	23	-	6000@16 A	0,9 @16A	101	680
TP65H035WS	4	24	10	6	178	178@46,5 A	1,8@32A	290	

Şekil 1.18 (a)'da tanımlanan C_{gd} ve C_{ds} kapasitansları C_{oss} kapasitansının bileşenlerinden oluşur ve dolayısıyla doğrusal değildir. V_{DS} geriliminin değişmesiyle beraber, C_{oss} kondansatörü tarafından depolanan enerji, Tablo 1.5'te tanımlanan $C_o(er)$ doğrusal kondansatörünün depoladığı enerjiye eşdeğerdir. $C_o(er)$ Kapasitansı, anahtarlama kayıplarının bir kısmını tanımlar. Değeri ne kadar düşükse, kayıplar o kadar düşük olacaktır. Tablo 1.5'teki $C_o(er)$ değerlerine bakıldığında, GaN malzemelerin en düşük $C_o(er)$ kapasitans değerlerine sahip olduğunu görülmektedir. Bundan dolayı GaN malzemelerin anahtarlama kayıpları düşük olacaktır. Bunun yanı

sıra, Transistör sürücü devrelerindeki kayıplar denklem 1.4'te P_{dr} ile gösterilebilir. Buradaki kayıplar, uygulanan V_{gs} gerilimine, Q_g yüküne ve anahtarlama f_{sw} frekansına bağlıdır. Sonuç olarak, GaN malzemeler diğer yarı iletken malzemelerden daha yüksek performans göstermektedir.

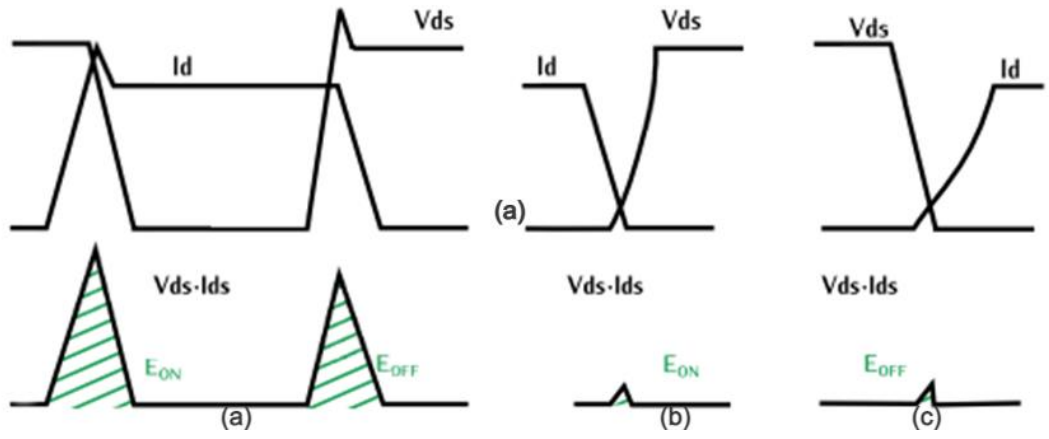
$$P_{dr} = V_{gs} \cdot Q_g \cdot f_{sw} \quad (1.4)$$

1.4.3. GaN Transistör ve Yumuşak Anahtarlama

Güç dönüştürücü devrelerinde iki tür anahtarlama rastlanmaktadır: Bunlar sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama. Sert anahtarlama sırasında, denklem 1.5'te tanımlandığı gibi oluşan kayıplar Transistör uçlarındaki gerilim ve Transistör üzerinden geçen akımın çarpımıdır. Bu kayıplar, cihazın anahtarlama kayıpları olarak bilinir. Çoğu üretici, bu kayıpları, Şekil 1.21(a)'da gösterildiği gibi E_{on} iletme girme ve E_{off} kesime girmek için gereken anahtarlama enerjisi olarak karakterize eder. Bu büyüklükleri, Voltaj, akım, anahtarlama frekansı ve depolama elemanlarının varlığına veya yokluğuna bağlıdır. Örneğin, endüktif veya kapasitif elemanları barındıran bastırma (Snubber) devreleri ve kontrol devreleri kullanılarak mevcut akım veya gerilim geciktirilebilir ve böylece akım-gerilim büyüklüğü (E_{on} ve E_{off}) azalır. Bu durum, Şekil 1.21 (b) ve 1.21 (c)'de gösterilmiştir. Bu devreler aracılığıyla, Sıfır Gerilim Anahtarlama (ZVS), Sıfır Akım Anahtarlama (ZCS), Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT), Sıfır Akımda Geçiş (ZCT) teknikleri kullanılarak yumuşak anahtarlama gerçekleştirilir. Bu teknikler sayesinde, güç dönüştürücülerde anahtarlama kayıpları en aza indirilir veya yok edilir.

$$P = V \cdot I \quad (1.5)$$

İhtiyaca göre doğru anahtarlama tipi seçmek için hem devrenin hem de Transistörler davranışlarını incelemek gerekmektedir. Bu çalışmada, Sıfır Gerilim Anahtarlama (ZVS) uygulanmıştır. Bu anahtarlama tekniği, SiC ve GaN MOSFET transistörlerde farklı karakteristikler göstermesine rağmen, transistörün başlamasını sınırlayan parazitik yükler (Q_g , Q_{gs} ve Q_{gd}) gibi bazı parametrelerden ödün verilerek Sıfır Gerilim Anahtarlama (ZVS) gerçekleştirilmiş olur.



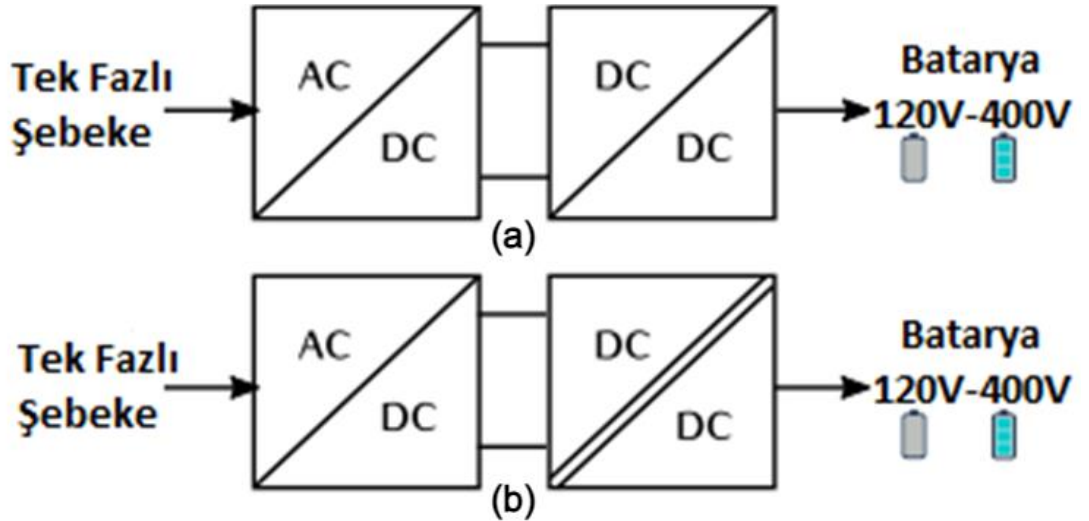
Şekil 1.21: (a) Sert anahtarlama, E_{on} ve E_{off} anahtarlama enerji

(b) Yumuşak anahtarlama E_{on} anahtarlama enerji

(c) Yumuşak anahtarlama E_{off} anahtarlama enerji.

2. BATARYA ŞARJ CİHAZ TOPOLOJİLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

Bölüm 1’de görüldüğü gibi batarya şarj cihazları çok çeşitlidir ve dolayısıyla şarj işlevselliği sağlamak için birkaç güç topolojisi bulunmaktadır. Güç topolojilerinin avantaj ve dezavantajları her bir yapıya özel olduğundan dolayı topoloji seçimi daha karmaşıktır. Uygulamaya veya belirlenen özelliklere bağlı olarak, bir topoloji seçme kriterleri bir durumdan diğerine göre oldukça farklıdır. Tek yönlü şarj cihazı, AA şebeke tarafı ile DA batarya tarafı arasında güç aktarım işlemidir. Tipik bir Seviye 1 batarya şarj cihazı, gerilimi 120 V ile 400 V arasında değişen bir akü paketine 1,9 kW maksimum güç sağlayabilir. Ayrıca, şarj cihazı AA tarafında yüksek güç faktörü elde edebilmeli ve sabit akım, sabit güç veya sabit voltaj dahil olmak üzere akü tarafında önceden belirlenmiş bir şarj modu uygulanabilmelidir. Üniversal bir şarj cihazı tasarımı iki aşamadan oluşur. Bu iki aşama Şekil 2.1’de gösterilmiştir. İlk aşama ile güç faktörü düzeltilerek AA/DA dönüşümü sağlanır. Bu yapıya Güç Faktörü Düzeltici (PFC) olarak adlandırılır. İkinci aşamada DA/DA dönüşümü sağlanır ve şarj cihazı voltajı akü ’ye uyarlanır. Bu aşama Faz Kaydırmalı Tam Köprü Dönüştürücü (PSFB) topolojisi ile gerçekleştirilmiştir. Burada güvenlik gereksinimleri nedeniyle bir transformatör kullanılarak galvanik izolasyonu sağlanmıştır. Her iki aşamanın topoloji seçiminde GaN malzemeler kullanılacak şekilde seçilmiştir.



Şekil 2.1: a) İki katlı izole edilmemiş şarj cihaz topolojisi,

b) İki katlı izole edilmiş şarj cihaz topolojisi.

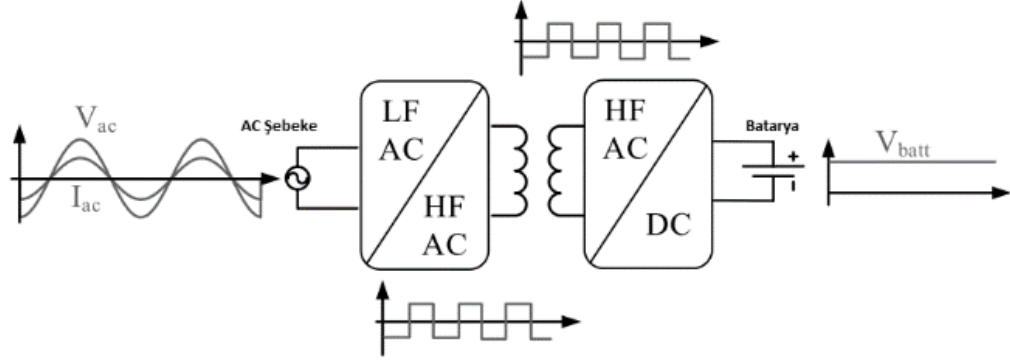
2.1. TOPOLOJİ YAPILARI

2.1.1. İzole Edilmiş ve İzole Edilmemiş Şarj Cihaz Topolojileri

Genellikle Şarj cihazları izole edilmemiş veya izole edilmiş olarak üretilir. İzole edilmemiş şarj cihazları düşük maliyet, düşük profil, hafif, yüksek verimlilik ve basit bir yapıya sahip oldukları için iki yönlü şarj cihazlarında tercih edilmektedir. Bu yapılar, izolasyonlu şarj cihazları gibi transformatör gerektirmediği için AA/DA katı ve izole edilmemiş DA/DA katından oluşmaktadır. İzole edilmemiş DA/DA katı; yarım köprü, SEPIC veya Buck dönüştürücü olabilir, fakat kayıpları ve şarj cihazının stresini azaltmak için kademeli, kaskad veya üç seviyeli yarım köprü dönüştürücü topolojileri önerilir. Bununla birlikte, galvanik izolasyonlu şarj cihazları çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Güvenlik nedeniyle, şarj cihazı şebeke ile batarya arasında bir izolasyon sağlayabilmelidir. Aksi takdirde, akü ile EA gövdesi arasında istemeyen topraklama arızası çıkabilir. Diğer bir yol ise frekans çevirici kullanarak şebeke ile akü arasındaki izolasyonu sağlamaktır. Ancak bu yöntem çok kararsız ve maliyetli yöntemdir. Bu nedenle, galvanik izolasyonu daha fazla tercih edilmektedir. Sonuç olarak, çoğu akü şarj cihazlarında izole edilmiş yapılar kullanılmaktadır.

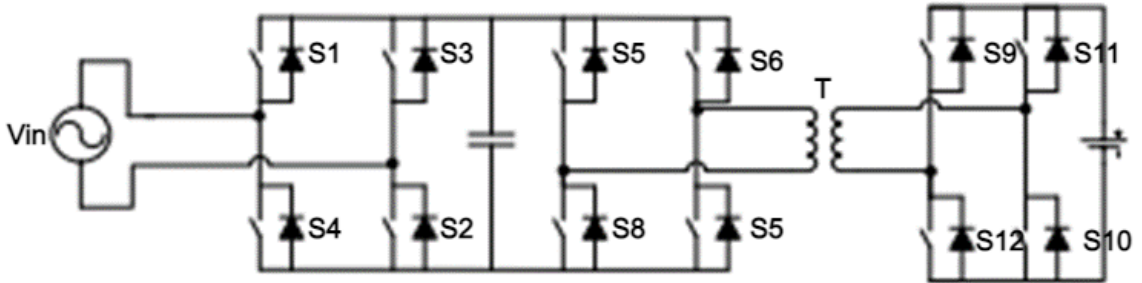
2.1.2. Tek Katlı, Kısmi Tek Katlı ve İki Katlı Topolojileri

Tek katlı topolojiler, daha çok izole edilmiş şarj cihazlarında kullanılmaktadır. Şekil 2.2'de gösterildiği gibi, şarj modundayken transformatörden önceki çevirici blok hat frekanslı (LF) AA gerilimi yüksek frekanslı (HF) AA gerilime çevrilir ve DA voltaja dönüştürerek batarya şarj edilir. Her bloğun güç aktarım işlemi tek yönlü olarak yapıyorsa bu yöntem tek katlı topolojidir.



Şekil 2.2: Tek katlı ve Çift yönlü şarj cihaz topolojisi (Xue 2015).

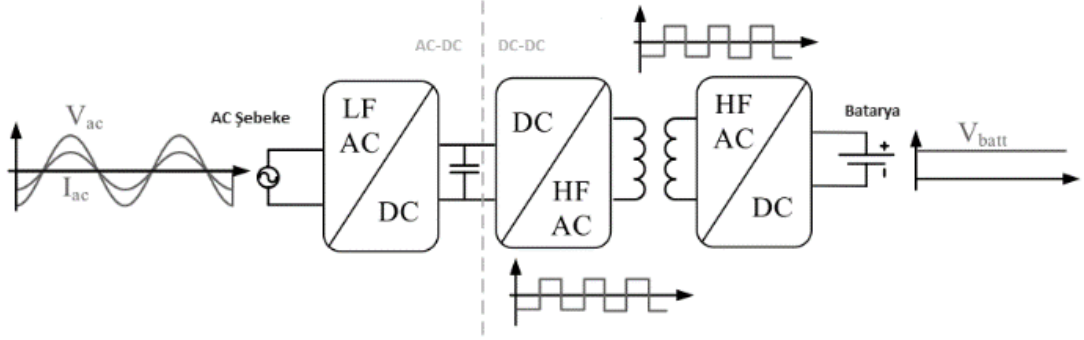
Tek katlı şarj topolojileri, basit olmasına rağmen bu yöntemde Sıfır Gerilim anahtarlama gerçekleştirmek zordur. Diğer bir dezavantajı ise batarya paket tarafındaki dalgalanma akımının kontrol edilememesidir. Bu nedenle, hat frekansı senkron doğrultucular gibi kısmi tek katlı topolojileri yaygınlaştırmıştır. Şekil 2.3'te gösterilen kısmi tek katlı tasarım güç faktör düzeltici ve çift aktif köprü (DAB) yapılarından oluşmuştur. DAB dönüştürücü, geniş akü gerilim aralığında, geniş giriş gerilim ve geniş bir yük akımı aralığı gerektirdiği için tam ZVS başarmak ve optimize etmek zordur.



Şekil 2.3: Kısmi tek katlı AA/DA şarj cihazı topolojisi.

Sonuç olarak tek katlı çözüm, her zaman güç yoğunluğunu iyileştirmez. İlk olarak, tek katlı dönüştürücüler anahtar sayısından tasarruf etmezler çünkü dört bölgeli anahtarlar yoktur ve iki adet iki bölgeli anahtardan oluşturulması gerekir. İkincisi DA bara hacmini azaltmak için tek katlı topolojiler tek çözüm değildir. Sonraki bölümlerde, teorik olarak, iki katlı topolojilerde DA bara kapasitörlerinin ortadan kaldırılabilceğinin gösterilecektir.

Bu çalışmada, iki katlı topolojiye sahip çözümlerin esnekliği ve güç dönüşüm verimliliği ve optimizasyon kolaylığı gibi avantajlarından dolayı seçilecektir. Şekil 2.4'te topolojinin yapısı gösterilmiştir. Topoloji, izole edilmemiş AA/DA ve izole edilmiş DA/DA yapılarından oluşmaktadır. Burada, AA/DA ve DA/AA katları ayırıştırmak için DA bara kapasitörü kullanılırken, AA/DA bloğu yüksek frekans transformatörü aracılığıyla sol taraftaki DA/AA bloğa bağlanmıştır.



Şekil 2.4: İki katlı şarj cihaz topolojisi (Xue 2015).

2.2. İKİ KATLI ŞARJ CİHAZ TOPOLOJİ

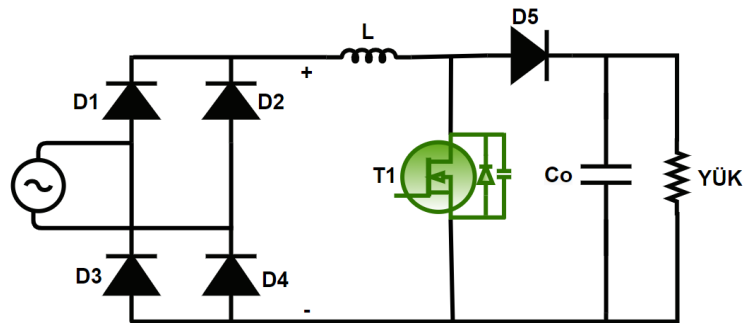
2.2.1. AA/DA Katı

Anahtarlamalı güç uygulamalarındaki değişen standartlar ve enerjinin verimli kullanımı gerekliliği ile birlikte son yıllarda güç faktör düzeltme (PFC) konusu oldukça önem kazanmıştır. PFC, temel olarak reaktif gücün ve harmonik akımların sifira yaklaştırılması demektir. Güç faktörü düzelticiler bir yandan AA/DA güç dönüşümü yüksek frekanslarda sağlarken diğer yandan güç faktörünü bire yaklaştırır. Temel olarak güç faktörü, aktif gücün görünen güce oranı şeklinde tanımlanır. AA/DA dönüşüm yapmanın en kolay yolu bir diyot ve ardından bir kapasitör yerleştirilerek yapılır. Fakat, bu yöntem şebekede harmonik bozulmalara, doğrusal olmayan bir yük gibi güç faktör azalmasına neden olduğu için çok sağlıklı bir çözüm değildir. Bu nedenle, kolaylığına ve düşük maliyetli olmasına rağmen güç faktörü düzeltmelerinde tercih edilmemektedir. Dolayısıyla, AA/DA devrelerde diyot, indüktör ve kapasitör gibi reaktif pasif elemanlara ek olarak aktif elemanlar kullanılarak hem dönüşüm hem de güç faktör düzeltme görevleri yerine getirilebilir. Bu devrelerin topolojileri

düşürücü (Buck), yükseltici (Boost) ve çevirici (Buck-Boost), Cuk, Sepic ve Zeta olarak isimlendirilirler. Elektrikli araç şarj cihazlarına uygun AA/DA topolojileri (Xue 2015, Keun-Wan ve diğ. 2012, Erb ve diğ. 2010, Musavi ve diğ. 2012)'de incelenmiştir. Çevirici (Buck-Boost), Cuk, Sepic ve Zeta yapılarında, anahtarlama eleman uçlarındaki gerilimin yüksek olmasından dolayı EA uygulamalarında tercih edilmemektedir. Düşürücü (Buck) yapılar giriş akımının yüksek olması ile birlikte şebeke akımının bozulmasına ve parazitlerin oluşmasına neden olur ve dolayısıyla güç faktörü olumsuz yönde etkilenir. Fakat yükseltici (Boost) yapılarında, anahtarlama elemanlarından geçen akımın düşük olması nedeniyle EA şarj cihazlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Burada, boost topolojinin avantaj ve dezavantajları göz önünde bulundurularak güç faktörünü optimize etmek için farklı konfigürasyondaki PFC (Güç faktör Düzeltici) devreleri incelenmiştir.

2.2.1.1. Geleneksel Boost PFC

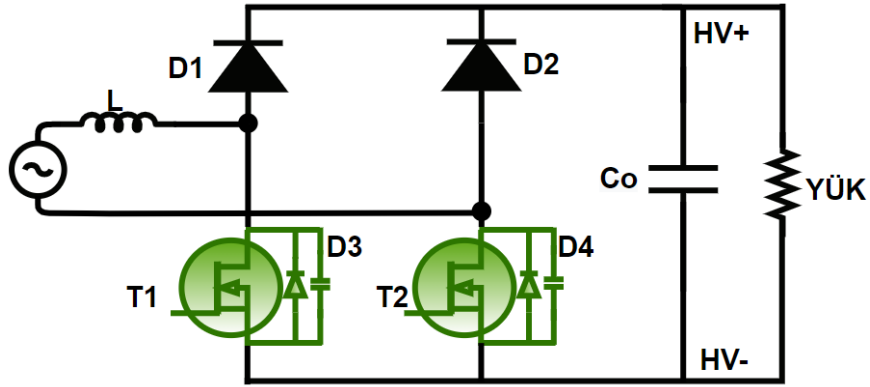
Geleneksel Boost PFC yapısı Şekil 2.5'te gösterilmiştir. Bu topoloji, köprü diyot, indüktör, güç anahtarlama elemanı, diyot ve çıkış kapasitörden oluşmaktadır. Basit yapısı ile anahtar üzerinden akım ölçümü, kontrol kolaylığı sağlar ve olabilecek en düşük Toplam Harmonik Bozulma (THD) elde edilir. Giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi üretildiğinden, hacimsel olarak verimli yığın kapasitelerinin kullanılmasını ve iyi bir bekleme zamanı elde edilmesini sağlar.



Şekil 2.5: Geleneksel Boost PFC topoloji.

2.2.1.2. Köprüsüz Boost PFC

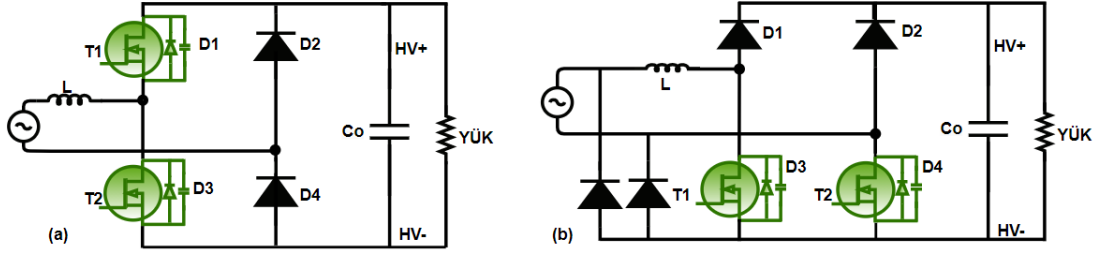
“Köprüsüz Boost PFC” topoloji Şekil 2.6’de gösterilmiştir. Yukarıda gösterilen tam köprü boost PFC yapısına göre daha az eleman gerektiren bir yapıdır. Dolayısıyla, gerilim düşümü yaratabilecek eleman sayısı da azdır. Bu nedenle bu topolojinin genel verimliliği yüksek olacaktır. Fakat, her anahtarlama elemanının üzerinden ikide bir çevrim boyunca toplam akım geçer. Bu nedenle, güç transistörlerinin konumu yüksek gerilim HV- seviyeye bağlı olması güvenlik anlamında EA’yi olumsuz etkileyecektir. Bu nedenle HV- potansiyel ile Toprak ile arasındaki bağlantı parazitik kapasitörlerle sağlanır. Ancak bu kapasitörler anahtarlama elemanlarının etkisinde kaldığından dolayı büyük filtre elemanları gerektirir. EA şarj cihazları yüzer toprağa sahiptir. Dolayısıyla, anahtarlama frekansına göre HV- potansiyelin anahtarlama ile birlikte ortaya çıkan “Ortak Mod Akımları (CMC)” adı verilen akımlar toprağa bağlı olan aracın şasisi üzerinden akar. Bu nedenle, EA kullanıcının güvenliğini sağlamak için bu akımların en aza indirilmesi gerekmektedir.



Şekil 2.6: Köprüsüz boost PFC.

2.2.1.3. Totem-Kutuplu Köprüsüz Boost PFC

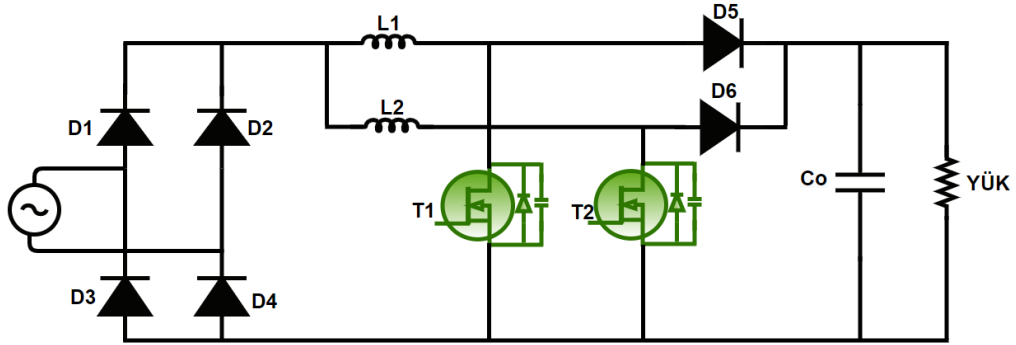
“Totem-kutuplu köprüsüz Boost PFC” Şekil 2.7(a)’da topoloji gösterilmiştir. Burada, hem “Ortak Mod Akımları (CMC)” yok etmek hem de filtre elemanların boyutlarını küçültmek için geliştirilmiş bir yapıdır. Bu yapının benzeri şekilde 2.7(b)’de gösterilmiş ve ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir (Su ve Lu 2013).



Şekil 2.7: (a) Totem-kutuplu köprüsüz Boost PFC, (b) Faz kaydırmalı yarım-köprüsüz Boost PFC.

2.2.1.4. Üst Üste Bindirilmiş Boost PFC

“Üst üste bindirilmiş Boost PFC” topoloji şekil 2.8’de gösterilmiştir. Bu yapı, 180° açılı ile çalışan, paralel bağlanmış iki adet boost dönüştürücüden oluşmaktadır. Anahtarlama fazlarının kayması, çıkış akımının dalgalanma genliğini azaltır ve frekansın üniform aralıklarla kanallarda doğru orantılı olarak değişiklik göstermesine neden olur. Dolayısıyla çıkış kapasitörlerinin boyutu ve üzerlerindeki gerilim stresi azalır. Ancak, kullanılan eleman sayısının fazla olması, maliyet açısından topolojinin bir dezavantajıdır.

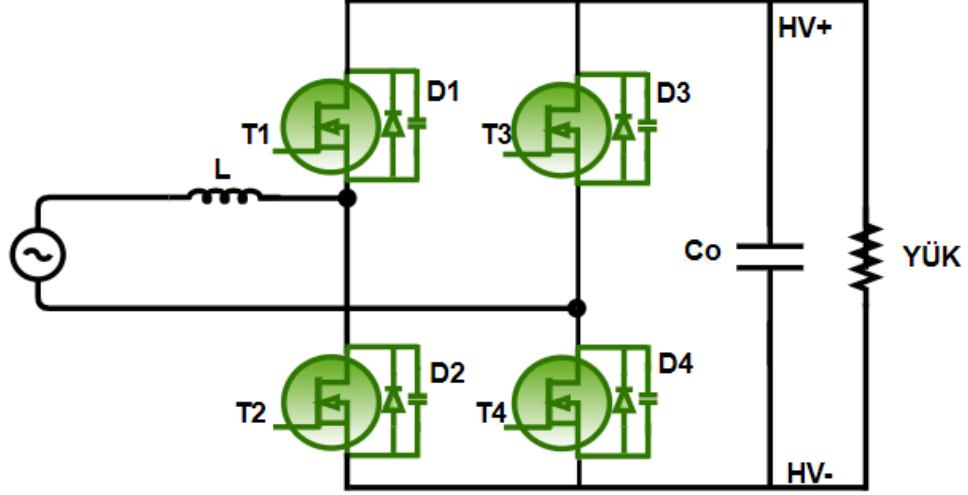


Şekil 2.8: Üst üste bindirilmiş Boost PFC.

2.2.1.5. Tam köprü Boost PFC

Tam köprü Boost PFC topoloji şekil 2.9’da gösterilmiştir. Bu yapının girişi bir akım kaynağı ve çıkışı bir voltaj kaynağı gibi davranır. Dört adet güç anahtarlama elemanından oluşmasından dolayı, çift yönlü şarj cihazları için daha iyi güç faktör düzeltmesi sağlamaktadır. Birçok literatür çalışmasında, bu topoloji kullanılarak giriş

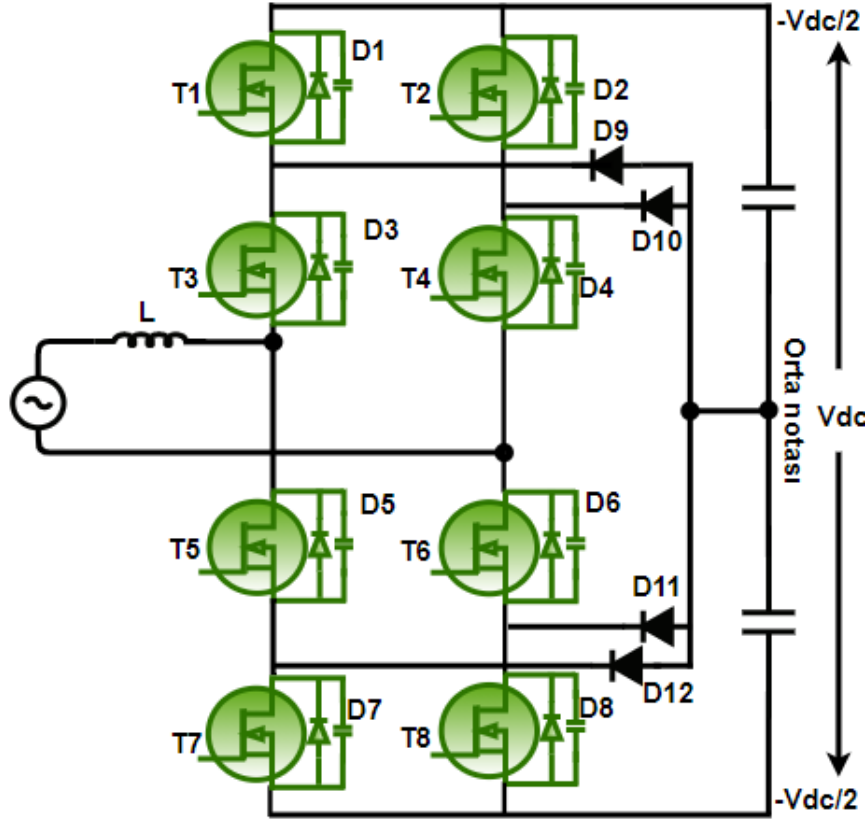
akımının Toplam Harmonik Bozulma (THD) oranı ve çıkış DA kapasitörünün terminallerindeki voltaj dalgalanmasının azaltılması gösterilmiştir (Rodriguez ve diğ. 2002, Meynard ve Foch. 2015).



Şekil 2.9: Tam köprü PFC.

2.2.1.6. Çoklu Seviyeli Boost PFC

Çoklu seviyeli Boost PFC yapısı farklı çıkış gerilim seviyeleri gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır. Daha önce incelenen dönüştürücüler ile V_{dc} , 0 ve $-V_{dc}$ gerilim seviyeleri elde edilebilir (V_{dc} PFC çıkış gerilimi). Fakat, tez fazlı üç seviyeli bir dönüştürücü ile V_{dc} , $V_{dc}/2$, 0, $-V_{dc}/2$ ve $-V_{dc}$ çıkış gerilimleri sağlanabilir. Şekil 2.10'da "Neutral Point Clamped (NPC)" yapısı gösterilmiştir. Bu yapıların kullanılmasındaki temel amaç ise anahtarlama kayıpları ve Transistör elemanlarının ucundaki gerilim stresini düşürmektir. Ancak, pasif komponentlerin artışı ve kontrol karmaşıklığından dolayı tercih edilmemektedir.



Şekil 2.10: Çoklu seviyeli Boost PFC.

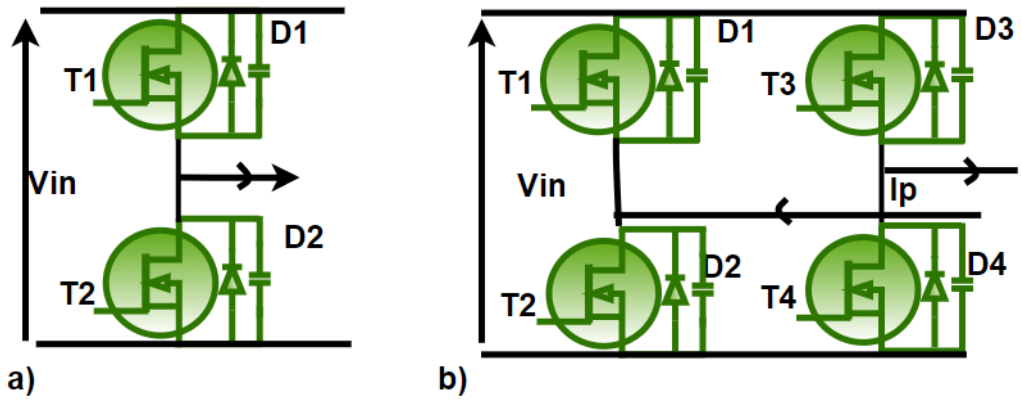
Bu bölümde sunulan PFC topolojilerinin amacı güç faktörü düzeltme, akım harmoniklerinin, çıkış gerilim dalgalanmasının, aktif ve pasif elemanlara düşen kayıpların azaltılmasını sağlamaktadır. Yarım köprü dönüştürücü topolojisi aşırı gerilim stresine maruz kalmaktadır. Bu nedenle yüksek gerilim (GaN 650 V) uygulamalarında kullanılmamaktadır. Diğer topolojiler ise maliyet ve kontrol karmaşıklığından dolayı yaygın olarak tercih edilmemektedir. Ayrıca, üç seviyeli PFC devreleri büyük kapasitörler ve güç yoğunluğu etkilenmeyecek şekilde karmaşık kontrol gerektirir. Sonuç olarak, bu çalışmada tasarım esnekliği ve kontrol kolaylığı sağlayan **Geleneksel Boost PFC** topoloji seçilmiştir.

2.2.2. İzole edilmiş DA/DA Katı

Bölüm 2.2.1’de görüldüğü gibi, PFC devreleri sayesinde güç faktör düzeltmesi, Toplam Harmonik Bozulma (THD) iyileştirilmesi ve şebeke gerilimi istenilen sabit DA gerilim seviyesine kadar doğrultma gibi görevleri yerine getirebilmektedir. Bu bölümde elde edilen sabit gerilim, batarya gerilimine uyarlamak için bir yüksek

frekans transformatör aracılığıyla galvanik izolasyon sağlayacak topolojiler incelenmiş olup ve en uygun topoloji seçilmiştir. Bu izolasyonla, elektrikli araç alt bileşenlerin (Batarya Kontrol Sistem, Motor Sürücüler, Araç Kontrol Sistem vb.) şebekeden ayrılmasını ve kullanıcıların güvenliği sağlanır.

Burada DA geriliminin anahtarlama için şekil 2.11(a)'da veya 2.11(b)'deki gösterilen yarım ve tam köprü yapıları kullanılmaktadır. Görüldüğü üzere, yarım köprü yapılarında az eleman kullanılmaktadır. Ancak, transistörlerin üzerinde geçen yüksek akım miktarından dolayı sadece 1 kW'tan düşük güçlerdeki uygulamalarda kullanılmaktadır. Genellikle, batarya şarj cihazları için ihtiyaç duyulan güç daha fazla olduğu için tam köprü yapıları tercih edilmektedir.

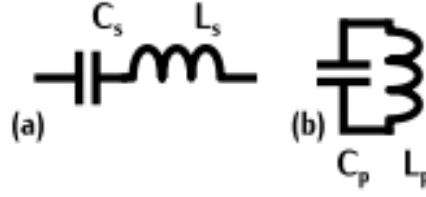


Şekil 2.11: (a) Yarım köprü (b) Tam köprü.

Literatür çalışmalarında, sıklıkla karşılaşılan izole edilmiş DA/DA topolojileri LLC rezonans, Faz Kaymalı Tam Köprü (PSFB) ve Çift Aktif Köprü (DAB) dönüştürücülerdir (Kheraluwala ve Steigerwald 1996).

2.2.2.1. LLC Rezonans Dönüştürücü

Rezonans dönüştürücüler belirli bir frekansta (f_r) rezonans yapabilen kapasitörler ve endüktanslar barındıran yapılardır. Şekil 2.12(a) ve 2.12(b)'de sırayla seri ve paralel rezonans devreleri gösterilmiştir. Bu yapılar, (Severns 1992)'de incelenen topolojilerden türetilmiştir. f_r rezonans frekansı, endüktans L_s ve kapasitans C_s değerlerine bağlıdır ve şekil 2.12(a)'ya göre denklem 2.1 ile tanımlanır.

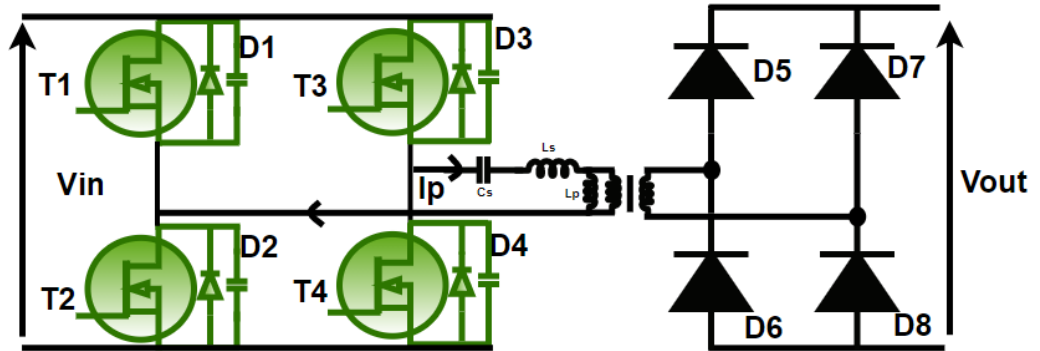


Şekil 2.12: (a) Seri rezonans (b) Paralel rezonans.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.1)$$

DA/DA dönüştürücü devrelere bu yapılar entegre edildiğinde, yumuşak anahtarlama sağlar, rezonans frekansına göre belirlenen anahtarlama frekansı (f_{sw}) ya ZVS ya da ZCS gerçekleşir. Seri rezonans kullanıldığında, transformatörün kaçak endüktansı, rezonans endüktans olarak kullanılabilir. Bu durumda, transformatörün sekonderi bir akım kaynağı gibi davranır ve Faz Kaydırmalı Tam Köprü yapılarıdaki gibi çıkış filtre endüktansı gerektirmez. Paralel rezonans ise, bir akım doğrultucuya bağlı bir evirici gibi davranır ve giriş ve çıkışta endüktans gerektirir.

LLC rezonans dönüştürücülerin, geleneksel rezonans dönüştürücülerden farkı, üçüncü derece yapılardan oluşmasıdır. Şekil 2.13'te LLC rezonans dönüştürücü gösterilmiştir. Geniş yük değişim aralığında seri rezonans devre kullanılarak ZVS gerçekleştirmek zordur. Fakat, LLC rezonans devre yapılarındaki paralel endüktans (L_p) sayesinde sıfır gerilim anahtarlama sağlanır. Burada, LLC paralel endüktansı (L_p) yerine transformatörün mıknatısiyet endüktansı ve LLC seri endüktansı (L_s) yerine transformatörün kaçak endüktansı olacak şekilde transformatör tasarımı yapılabilmektedir.

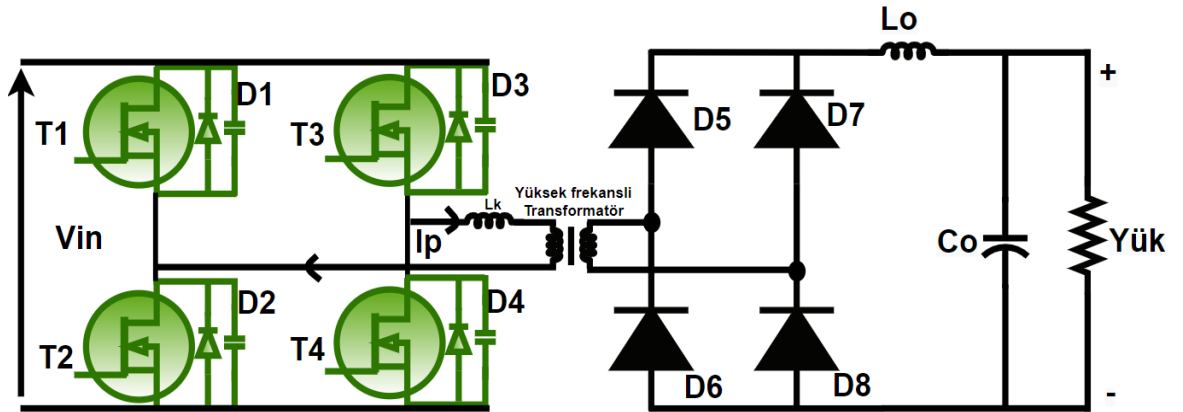


Şekil 2.13: LLC rezonans dönüştürücü.

2.2.2.2. Faz Kaydırmalı Tam Köprü Dönüştürücü

Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü (PSFB) şekil 2.14'te gösterildiği gibi, bir tam köprü aktif invertör, bir yüksek frekanslı transformatör ve bir tam köprü pasif doğrultucudan oluşur. Tam köprü aktif invertör, tamamen kontrol edilebilir yarı iletken anahtarlar kullanarak giriş DA voltajını yüksek frekanslı AA gerilime çevirir. Ardından, yüksek frekanslı transformatör tarafından invertör çıkış voltajı izole edilir ve ölçeklenir. Ölçeklenmiş transformatör çıkış gerilimi tam köprü diyot (uygulama gereksinimlerine göre orta uçlu, yarım köprü veya tam köprü) doğrultucu tarafından düzeltilir ve son olarak düzgün DA voltajı veya akımı sağlamak için indüktör ve kapasitör ile filtrelendir.

PSFB topolojisinin avantajı parazitik elemanlar kullanarak ZVS'de yumuşak anahtarlama sağlamasıdır. Çoğu durumda, yardımcı komponente ihtiyaç duyulmadan parazitik elemanlar olarak transformatörün kaçak endüktansı (L_k) ve transistörlerin parazitik kapasitansları (C_k) kullanır. PSFB dönüştürücüye yumuşak anahtarlama uygulanabildiğinde, anahtarlama frekansının artmasına (pasif bileşen boyutu ve ağırlık azaltma), enerji verimliliğinin artırılmasına, anahtarlama cihazının termal kayıplarının azaltılmasına, EMI azaltılmasına ve maliyet azaltılmasına yardımcı olur.



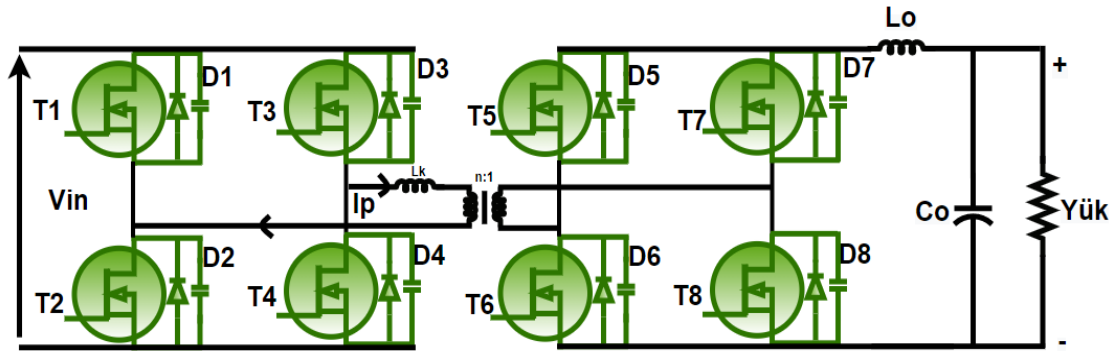
Şekil 2.14: Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü.

Bu topolojinin tam köprü yapıları geniş güç aralıklı uygulamalarda kullanılmaktadır. Öte yandan, yük değişimi sırasında sorunsuz bir şekilde ZVS sağlamak için büyük kaçak endüktans L_k gerektirir. Bu indüktörün şarj edilmesi ve boşaltılması, dönüştürücünün performansını olumsuz yönde etkileyen kayıplara da neden olur. Bunun yanısıra, dolaşım akımına karşılık gelen indüktördeki akım, bir transistörün anti

paralel diyotundan geçer. Dolayısıyla, göz ardı edilmeyecek kadar küçük olan diyotların iletim kayıpları güç elemanlarının iletim kayıplarından daha yüksek olur.

2.2.2.3. Çift Aktif Köprü Dönüştürücü

Çift Aktif Köprü Dönüştürücü (DAB), Şekil 2.15'te gösterildiği gibi hem primer hem de sekonder taraflarda aktif tam köprü invertörlerden oluşmaktadır. İki tam köprü arasında bir yüksek frekanslı transformator bağlanır. Bu düzenek sayesinde galvanik izolasyon, iki yönlü güç dönüşümü ve pasif elemanların boyutlarının küçültülmesini sağlarken her iki tarafta ZVS gerçekleştirilir. Primer ve sekonder gerilimlerinin ϕ faz kayması nedeniyle L endüktans transformatöründen geçen akım sınırlanır ve enerji depolama sağlanır. L endüktans yerine iyi bir transformator tasarımıyla transformatörün kendi kaçak endüktans değerinden faydalanabilir. Burada, gereken ϕ faz kayma denklem 2.2'de verilmiştir. Ek olarak, her iki köprü kontrol edilebildiği için transistörlerin efektif akımlarını, çıkış voltajlarını, iletilen güçlerini ayarlayarak ZVS veya ZCS anahtarlama gerçekleştirebilir.



Şekil 2.15: Çift Aktif Köprü Dönüştürücü.

DAB topolojisi, toplam sekiz anahtarlama elemanı kullanması ile birlikte çok sayıda kontrol yöntemleri ve optimizasyon için kullanabilecek yüksek karmaşık algoritmalara sahiptir. Fakat, uygulama alanına bağlı olarak, her zaman tüm kontrol yöntemleri entegre edilemez. Örneğin, çok sınırlı bir giriş ve çıkış voltaj aralığı için basit bir faz kaydırma kontrolü yeterlidir. Bir köprünün iki kol arasında tam 180° 'lik bir faz kaymasına sahiptir. Enerji akışını kontrol etmek için yalnız ϕ faz kayması kullanılır. $\phi > 0$ olduğunda, batarya şarj olur ve $\phi < 0$ olduğunda ise batarya şebekeye

enerji akışı sağlar. Böylece hem kontrol devrelerinin hem kontrol algoritmalarının karmaşıklığı önemli ölçüde azaltılabilir.

$$\emptyset = \frac{\pi}{2} \times \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8 \times f_s \times L \times P_{\text{çıkış}}}{n \times V_1 \times V_2}}\right) \quad (2.2)$$

Burada, f_s anahtarlama frekansı, $P_{\text{çıkış}}$ şarj cihazın çıkış gücü, n transformatör dönüş oranı, V_1 pimer gerilimi, V_2 sekonder gerilimidir.

Bu bölümde LLC, PSFB ve DAB DA/DA dönüştürücü topolojiler incelenmiştir. LLC ve DAB DA/DA dönüştürücülerde kullanılan malzeme fazlalığından dolayı daha maliyetlidir. Ek olarak, LLC ve DAB topolojilerde kontrol karmaşıklığından dolayı ZVS veya ZCS gerçekleştirmek oldukça zordur. Bu nedenle, karmaşık algoritma gerektirmeyen güç uygulamalarında tercih edilmemektedir. PSFB topoloji ise düşük güç uygulamaları için ideal bir yapıya sahiptir. Faz kaydırmalı işlemler sırasında, PSFB dönüştürücü kendi kendini sıfırlama özelliğiyle çalışabilir. Bu nedenle, PSFB dönüştürücü ile ZVS sağlamak oldukça uygundur. ZVS altında DGM uygulayabilmek, anahtarlama frekansının artmasını mümkün kılar. Böylece, PSFB tasarımı yüksek bant genişlik uygulamalarında uygun olup küçük boyutlu pasif elemanların kullanılmasına imkân sağlar. Tüm avantajları incelendiğinde bu çalışmada yapılan DA/DA dönüştürücü tasarımı için PSFB topoloji seçilmiştir.

2.3. SEÇİLEN TOPOLOJİLERİN DEĞERLENDİRİLMESİ

2.3.1. AA/DA katı: CCM ve DCM Modülasyon

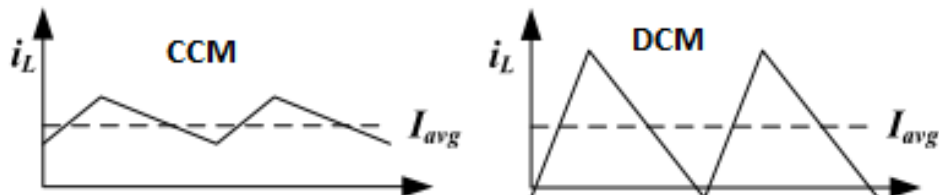
Bu çalışmada, AA/DA dönüştürücü topolojisi olarak geleneksel boost PFC seçilmiştir. Geleneksel PFC bobin üzerinden geçen akım şekline göre iki moda çalışır; CCM ve DCM. Fakat, DCM'da çalışırsa ya CrM ya da BCM mod altında ikiye ayrılırlar. Sürekli iletim modu (CCM), düşük akım stresi nedeniyle yüksek güç ve yumuşak anahtarlama gerektiren uygulamalar için kullanılır. Kritik iletim modu (CrM), indüktör akımının sıfır geçişinde Transistör anahtarı kapatılarak ve Kollektör-Emiter voltajının rezonans durumundaki yardımcı anahtarı açarak anahtarlama kaybını

azaltır. Tablo 2.1’de CCM ve DCM modları karşılaştırılmıştır. CCM modun endüktansı büyük olması, rms akımlar DCM’ye göre daha düşük olacağından dolayı verim kazanımı sağlar. Pik akımlar düşük olmasından dolayı kesime gitme kayıpları azalır ve yüksek frekans bileşenli akımlar daha az olduğu için küçük bir filtre ile hedeflenen güç faktörüne ulaşmak mümkündür. Fakat, DCM modunun pik akımları yüksek olması, verim kaybı oluşturur.

Tablo 2.1: 3.3KW’da CCM ve DCM karşılaştırma.

Malzeme	CCM	DCM
AA gerilimi (V)	240	240
Çıkış gerilimi (V)	400	400
Endüktans (uH)	30	2,65
Pik anahtarlama akımı (A)	21,2	38,9
Anahtarlama frekansı (MHz)	0,5	0,5-3,3
RMS akımı	13,8	15,9
İletim Kayıpları (W)	30,0	40,0
Anahtarlama kayıpları (W)	35.1	-

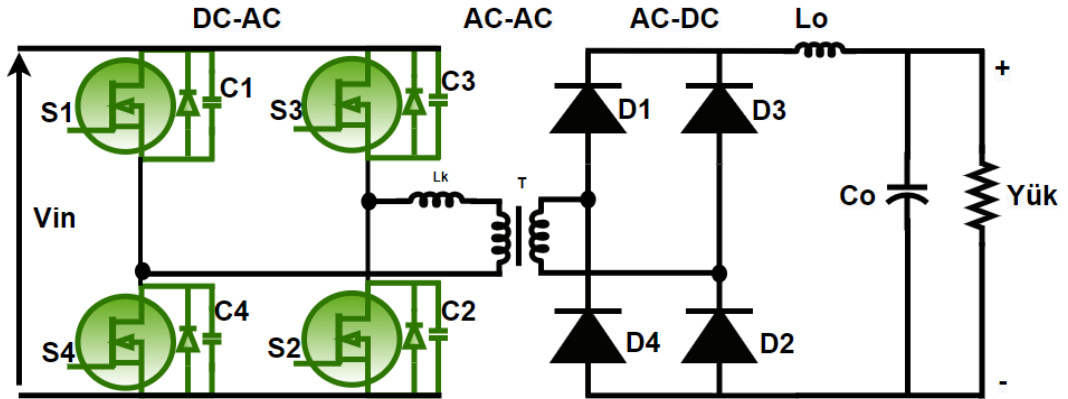
Kritik iletim modu (CrM) her çalışma voltajı için ZVS sağlayamamaktadır. Bu nedenle, indüktör enerjisi anahtarlama elemanı çıkış kapasitörü tamamen boşaltmak için yeterli olması için akım dalgalanma şeklini daha da genişleterek CCM modu önerilmektedir. CCM'nin sabit frekans nedeniyle DCM ve CrM 'ye göre daha basit yapıya sahiptir. Bunun yanı sıra CCM modülasyonu, senkronize DSP DGM modülleri tarafından uygun bir şekilde gerçekleştirilebilir. Yardımcı devreye gerek yoktur ve direk olarak kontrol gerçekleştirilir ve böylece tüm çalışma koşullarında yüksek güç faktörü elde edilebilir. Bu çalışmada, yüksek güç GaN elemanlar kullanıldığı için CCM modülasyonunu uygulanmıştır. Şekil 2.16’de CCM ve DCM modda indüktör akımları gösterilmiştir.



Şekil 2.16: CCM ve DCM modda indüktör akım dalgaları.

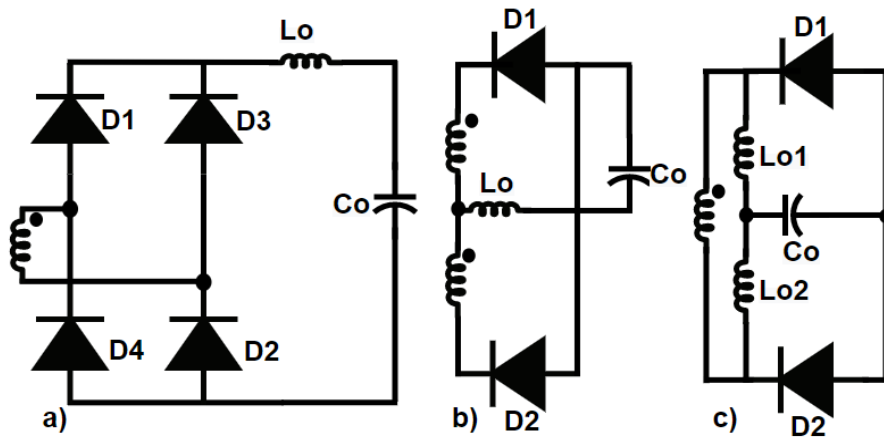
2.3.2. DA/DA katı: Tam Köprü Doğrultucu, Orta Uçlu Doğrultucu ve Akım Katlayıcı Doğrultucu

DA/DA katı için PSFB topoloji seçilmiştir. Şekil 2.17’de gösterildiği gibi Faz Kaydırmalı Tam Köprü Doğrultucu sistemi başlıca iki aşamadan oluşmaktadır. DA/AA ve AA/DA. Bu nedenle, burada DA / DA dönüştürücü bir topolojiden ziyade iki bağımsız sistem olarak incelenmiştir.



Şekil 2.17: PSFB DA/DA temel konfigürasyonu.

PSFB DA/DA dönüştürücüler GaN ile kullanılması ile beraber ZVS’da çok yüksek frekanslarda çalıştırabilir. Dolayısıyla, anahtarlama kayıpları neredeyse sıfıra yaklaşır. Bu durum Şekil 2.17’e göre sadece DA/AA tarafta gerçekleşir. Bu nedenle, bu bölümde AA/DA tarafına odaklanılmıştır. AA/DA tarafta, tam köprü, orta uçlu ve akım katlayıcı doğrultuculardan biri kullanılabilir.



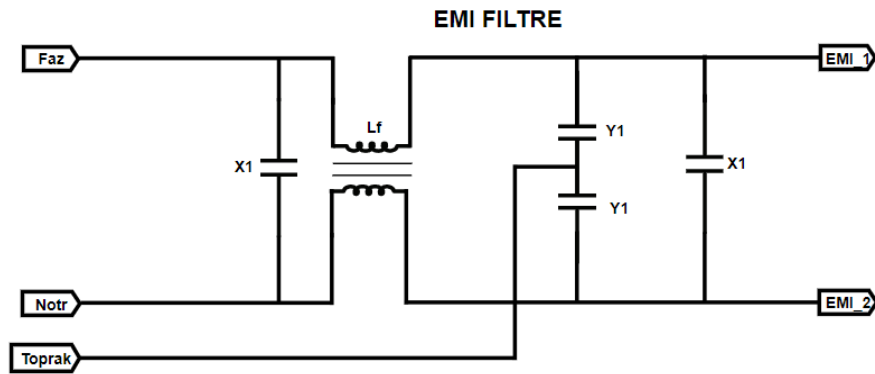
Şekil 2.18: (a) AA/DA tam köprü (b) Orta uçlu ve (c) akım katlayıcı doğrultucular.

Şekil 2.18(a)'da tam köprü, 2.18 (b)'de orta uçlu ve 2.18 (c)'de akım katlayıcı doğrultucular gösterilmiştir. Tam köprü doğrultucu, diyot kayıplarından kaçınmak için düşük akım gerektiren uygulamalarda tercih edilir. Orta uçlu doğrultucu, düşük çıkış gerilim uygulamalarında kullanılır fakat anahtar gerilim stresi tam köprü konfigürasyona göre daha fazladır. Akım katlayıcı doğrultucu ise üç farklı nüve gerektirir. Dolayısıyla, hacmi büyüktür ve maliyeti diğer doğrultuculara göre daha yüksektir.

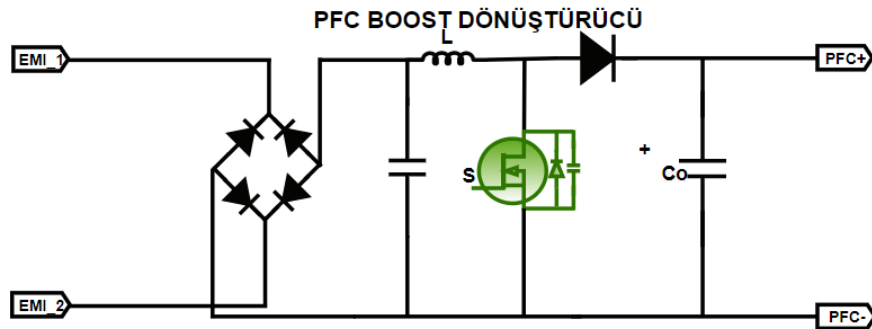
Bu çalışma kapsamında tasarlanan şarj cihazının çıkış akım ve hedeflenen tasarım maliyetine oranla tam köprü doğrultucu yapısı seçilmiştir.

2.4. SEÇİLEN ŞARJ CİHAZI TOPOLOJİSİ

Bu tez çalışmasında tasarlanan 1,2 kW'lık şarj cihaz topolojisi Şekil 2.19, Şekil 2.20 ve Şekil 2.21'de gösterilmiştir. AA/DA ve DA/DA katlara ek olarak şarj cihazının girişinde EMI filtre eklenmiştir.

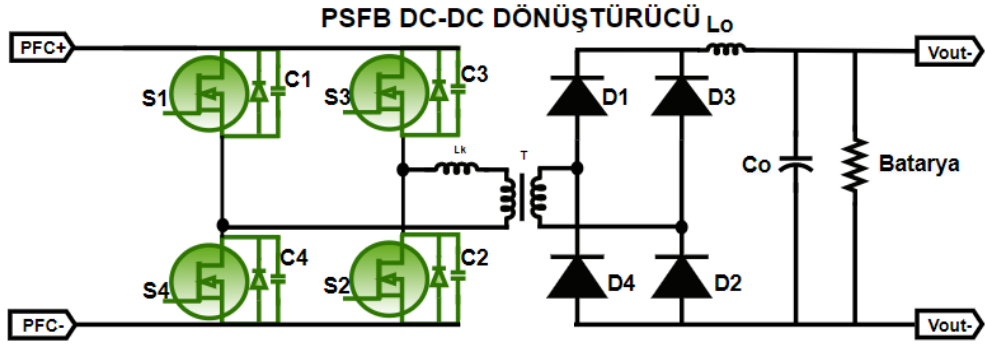


Şekil 2.19: Şarj cihaz topolojisinin giriş filtresi.



Şekil 2.20: Şarj cihaz topolojisinin PFC katı.

Eklenen EMI filtre devre sayesinde, PFC anahtarlama gürültüsü azalır, giriş voltajı ile akım arasındaki düşük yer değiştirme açısı ve genel sistem kararlılığı sağlanır.

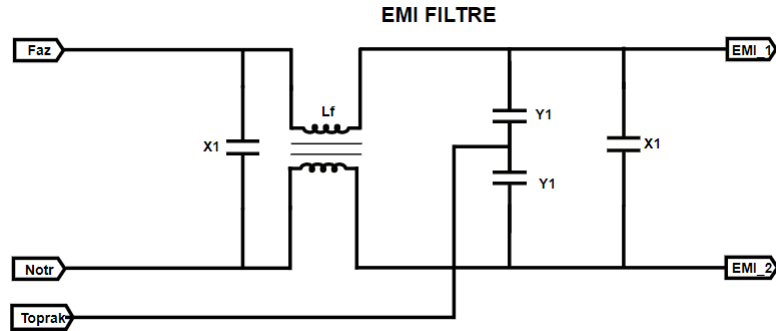


Şekil 2.21: Şarj cihaz topolojinin PSFB katı.

3. ŞARJ CİHAZ TASARIM ANALİZİ

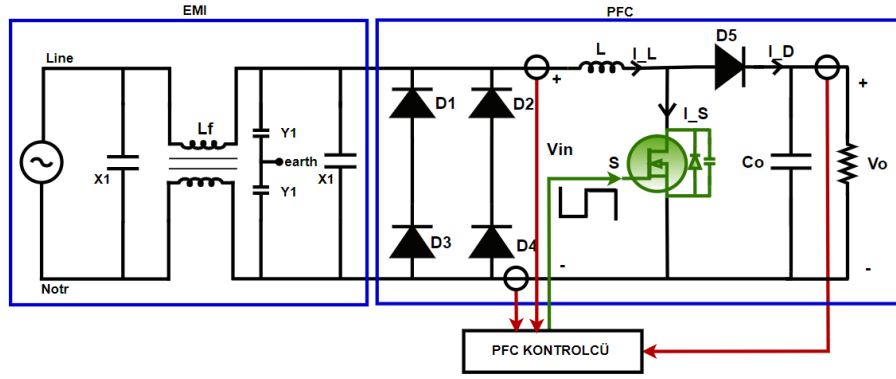
3.1. AA/DA Kat Tasarımı

Geleneksel güç faktör düzeltici (PFC), enerjinin verim ve kalitesinin yükseltilmesi, şebekeden harmonikli akım çekilmemesi (Harmonikli akımlar, doğrusal yüklerde çalışma bozuklukları, kart arızaları, ölçme hataları, koruma ve kontrol sistemlerinde hatalı çalışmalar oluşmasına neden olur), şebeke geriliminin bozulmaması, uluslararası hat gerilimi aralığı ve bütün yük koşullarında standartların(TS EN 61000-3-2, 2014; IEEE Std 519-2014, 2014) sağlanması, çıkış gerilimi regülasyonunun hızlı bir şekilde yapılması, pasif elemanların boyutunu azaltmak için anahtarlama frekansının yükseltilebilmesi, esneklik ve güvenilirliğin artırılması, tasarım maliyetin düşürülmesi için seçilmiştir. Bunun yanı sıra, ek kayıpları, ek gürültüleri, ek momentleri, ek titreşimleri, erken bozulmaları sınırlamak için genel olarak PFC devre ile birlikte pasif filtrelemeler kullanılabilir. Süzgeçler, VDE 0871 ve Mil. Std. 461D standartları gereğiyle PFC devre girişinde bulunması zorunludur. Bunun nedenle, bu tasarımda oluşabilecek olumsuz etkileri en az indirmek için Şekil 3.1’de gösterilen pasif süzgeç yapısı önerilmiştir. Burada, ZF-44932-TC Ferit nüvesi kullanılmıştır.



Şekil 3.1: Pasif filtre devresi.

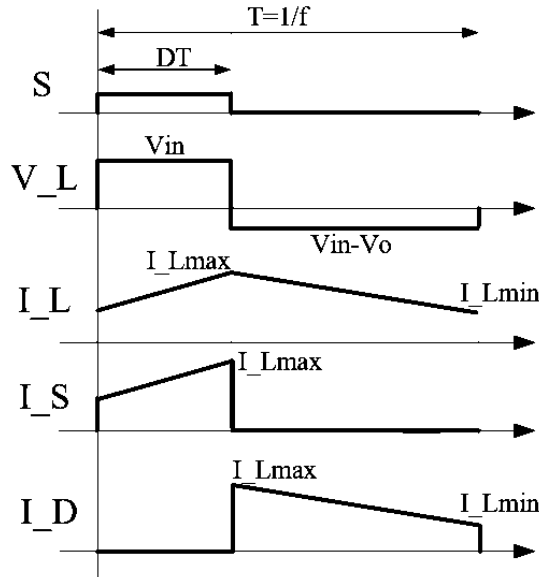
Önerilen pasif filtre yapısı ile seçilen boost PFC topoloji Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Bu yapı aktif PFC olarak adlandırılmaktadır. Bu devre aynı zamanda bir kontrolcüye ihtiyaç duymaktadır. Kontrol entegresi ile önceki bölümde sayılan GaN MOSFET elemanın üstünlüğü kullanılarak 75 kHz’te anahtarlama yapılmıştır. Kontrol devresi temel olarak, şebekeden ideal bir sinüzoidal akım dalga şekline ve bire yakın giriş güç katsayısı elde edilmesini sağlar.



Şekil 3.2: AA/DA kat devresi.

Şekil 3.2’de gösterilen (L) filtre indüktörü, yumuşak ve sürekli giriş akımı dalga formu sağlar. (S) anahtarlama elemanı iletme geçtiğinde indüktör akımı anahtar üzerinden geçerek devresini tamamlar. Bu sırada (D5) diyot ters polaritede olduğundan dolayı C_o kapasitörü beslenir. Bu durumda, çıkışta görülen V_o gerilimi, V_{in} gerilimi ile bobin üzerindeki gerilimin toplamı kadardır. Çıkış gerilim ifadesi denklem 3.1’de verilmiştir. Şekil 3.3’te PFC dönüştürücü akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir.

$$V_o = \frac{V_{iv}}{1-D} \quad (3.1)$$



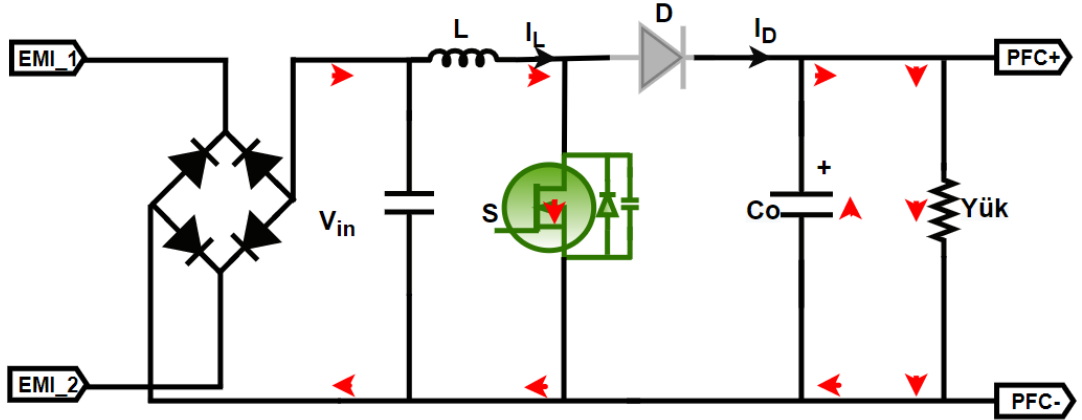
Şekil 3.3: Boost PFC dönüştürücü akım ve gerilim dalga şekilleri.

Bu bölümde, giriş gerilimi 85-230V aralığında gezinen ve 380-400V giriş gerilimli PFC devre analizi yapılmış ve PSIM benzetim sonuçları verilmiştir.

3.1.1. Boost PFC Devre Analizi

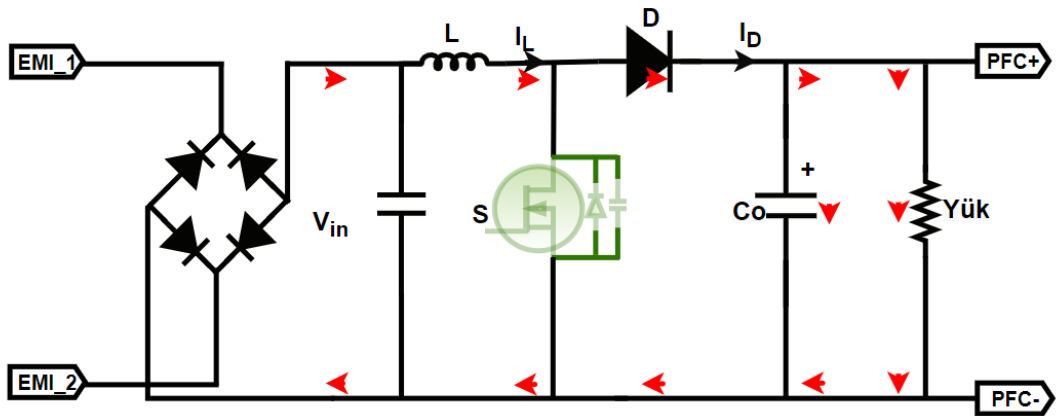
Boost PFC dönüştürücü devresinin analizi transistörün on/off duruma göre yapılmaktadır:

S kapalı iken: Bu durumda, Şekil 3.4'te gösterildiği gibi, köprü diyot yoluyla indüktöre enerji verilir ve bu nedenle indüktör akımı artar. Aynı zamanda (D) diyotu, ters polarite durumuna gelir (D'in S üzerinden toprağa bağlıdır) ve kapasitör tarafından yüke enerji sağlanır.



Şekil 3.4: PFC dönüştürücü (S) anahtarı kapalı durumunda iken.

S açık iken: Bu durumda, Şekil 3.5'te gösterildiği gibi, kapasitör ve yük indüktör tarafından beslenir ve zamanla indüktör akımı azalır.



Şekil 3.5: PFC dönüştürücü (S) anahtarı açık durumunda iken.

Burada, V_o çıkış gerilimini 75 kHz'de sabit tutmak için sürekli değişen indüktör akımı tepe değeri takip edilir. Böylece, iletim süresi değiştirilerek indüktör akımı ayarlanır. Bu şekilde, beklenen güç katsayısı ve Toplam Harmonik Bozulma (THD) elde edilir.

3.1.2. PFC tasarım değerlerin belirlenmesi

PFC devre tasarım parametreleri Tablo 3.1’de verilmiştir.

Tablo 3.1: PFC kat tasarım parametreleri.

Giriş gerilimi (V_{in})	85-230V
Çıkış gerilimi (V_o)	385-400V
Çıkış gücü (P_o)	1200W
Anahtarlama frekansı (f_s)	75KHz
Şebeke frekansı (f)	50Hz
Çıkış gerilim dalgalanma oranı	0.01
İndüktör akım dalgalanma (%rp)	%25@düşük hat/Tam yük

3.1.2.1. PFC İndüktör Seçimi

Üniversal giriş gerilim aralığında yüksek güç faktörü gereksinimlerini karşılamak için indüktör konfigürasyonunun daha da optimize edilmesi istenebilir. Düşük hat durumunda bu sorun değildir, ancak yüksek hat bandında (176 V AA ile 2230 V AA) çalışırken indüktör akımı çok daha düşük olacaktır. Bu nedenle, endüktans değeri seçerken nominal "kararlı" değer üstünde olmalıdır. Bu şekilde, düşük güç faktörü, yüksek THD’i ve yüksek EMI önlenir. Burada, nüve olarak iki adet **0077083A7** “Magnetics Inc Kool Mı” toz çekirdeği kullanılmıştır. Nüve özellikleri ek A’da verilmiştir. Denklem 3.1 ve 3.2 kullanılarak indüktörün maksimum akım değeri hesaplanmıştır.

$$L = \frac{1}{\%rp} \times \frac{V_{in.min}^2}{P_o} \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times V_{in.min}}{V_o}\right) \times T \quad (3.1)$$

$$L = \frac{1}{0.25} \times \frac{(85)^2}{1200} \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times 85}{400}\right) \times \frac{1}{75000} = 157.28 \mu H$$

$$I_{L.max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{in.min}} \times \left(1 + \frac{\%rp}{2}\right) \quad (3.2)$$

$$I_{L.max} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1200}{85} \times \left(1 + \frac{0.25}{2}\right) = 22.46 A$$

3.1.2.2. GaN MOSFET Seçimi

Burada, GaN seçimi yaparken anahtarlama frekansı, iletim direnci (R_{Don}), hafif yüklerde yüksek verim elde etmek için çıkış kapasitörü (C_{oss}) ve düşük ısı direnci (R_{thJC}) gibi değerlere dikkat edilir. Tablo 3.2'de GaN MOSFET'in değerleri verilmiştir.

Tablo 3.2: TP65H035WS GaN MOSFET kritik değerleri.

Kritik değerleri	
V_{DSS} (V)	650
$V_{(TR)DSS}$ (V)	800
$V_{DS(on)eff}$ (m Ω) max*	41
Q_{RR} (nC) typ	178
Q_G (nC) typ	24

50 Hz şebeke frekansında, MOSFET rms akımı denklem 3.3 ve 3.4 ile hesaplanır ve MOSFET iletim kaybı denklem 3.4'teki gibi hesaplanır.

$$I_{S.rms} * V_{in.min} = P_o \times \sqrt{1 - \frac{8.\sqrt{2}.V_{in.min}}{3.\pi.V_o}} \quad (3.3)$$

$$I_{S.rms} = \frac{P_o}{V_{in.min}} \times \sqrt{1 - \frac{8.\sqrt{2}.V_{in.min}}{3.\pi.V_o}} \quad (3.4)$$

$$I_{S.rms} = \frac{1200}{85} \times \sqrt{1 - \frac{8.\sqrt{2}.85}{3.\pi.400}} = 12.2 A$$

$$P_{S.iletim} = I_{L.rms}^2 \times R_{Don} = (12,2)^2 \times 0.041\Omega = 6.10 W \quad (3.5)$$

3.1.2.3. Boost Diyot Seçimi

PFC devresinde kullanılan diyot yüksek akım değerlerinde sert anahtarlama maruz kaldığından dolayı güç kaybı ve gürültüye neden olur. Bu nedenle bu tasarımda, anahtarlama kayıpları ve geri kazanım süreleri, hızlı silisyum diyotlara kıyasla çok daha düşük olan SiC **SCS220AE** tabanlı diyot seçilmiştir.

3.1.2.4. Çıkış Kapasitör Seçimi

Çıkış kondansatörü, bekleme süresi ve düşük frekanslı voltaj dalgalanma (15V) gereksinimlerini karşılayacak şekilde seçilmiştir.

$$C_o \geq \frac{P_o}{2 \times \pi \times f_{hat} \times \Delta V_o \times V_o} = \frac{1200}{2 \times \pi \times 50 \times 15 \times 400} = 636,61 \mu F \quad (3.6)$$

Burada üç adet paralel PKPH-450V221MO300 285 μF , 450V kapasitör kullanmıştır. DF =0.15 dağılma faktörü ile eşdeğer seri direnç (ESR) aşağıdaki gibi elde edilir:

$$ESR = \frac{DF}{2 \times \pi \times f \times C_o} = \frac{0.15}{2 \times \pi \times 120 \times 3 \times 285} = 0.23 \Omega \quad (3.7)$$

3.1.3. PFC kayıp analizi

- İndüktör bakır kayıplar

$$I_{L.rms} = \frac{P_o}{V_{in.min}} = \frac{1200}{85} = 14,12 A \quad (3.8)$$

$$P_{L.iletim} = I_{L.rms}^2 \times DCR = (14,12)^2 \times 0.07 \Omega = 13.95 W$$

- PFC köprü diyot yarı iletken kayıpları

$$I_{L,ortalama} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_o}{V_{in.min}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1200}{85} = 12.71 A \quad (3.9)$$

$$P_{köprü} = 2 \cdot I_{L,ortalama} \times V_{f.köprü} = 2 \times 12.71 \times 1 = 25.4 W \quad (3.10)$$

- PFC indüktör nüve kayıpları

Yığılmış 2 adet **Kool Mµ 0077083A7** datasheet bilgileri referans alınarak, manyetik akıyı salınımı (ΔB) aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\Delta B = \frac{B_{max} - B_{min}}{2} = \frac{7.515 - 7.158}{2} = 0.17 KGaus \quad (3.11)$$

Tepe akım nüve kayıpları şu şekildedir:

$$P_{s,nüve,tepe} = \Delta B^2 \times \left(\frac{f_s \times 10^3}{10^3} \right)^{1.46} \times V_e \times 10^{-6} \quad (3.12)$$

$$P_{s,nüve,tepe} = 0.17^2 \times \left(\frac{75 \times 10^3}{10^3}\right)^{1.46} \times 2 \times 10600 \times 10^{-6} = 0.33 \text{ W}$$

$$P_{s,nüve,ortalama} = I_{nüve,tepe} \times \frac{2}{\pi} = 0.33 \times \frac{2}{\pi} = 0.21 \text{ W} \quad (3.13)$$

- TP65H035WS MOSFET anahtarlama kayıpları

$$t_{on} = C_{iss} \times R_g \times \ln\left(\frac{V_g - V_{th}}{V_g - V_{pl}}\right) + C_{rss} \times R_g \times \frac{V_{ds} - V_{pl}}{V_g - V_{pl}} \quad (3.14)$$

$$t_{on} = 1500 \cdot 10^{-12} \times 30 \times \ln\left(\frac{12-4}{12-4.8}\right) + 10 \cdot 10^{-12} \times 30 \times \frac{400-4.8}{12-4.8} = 6.64 \times 10^{-9} \text{ s}$$

$$P_{s,on} = 0.5 \times I_{L,ortalama} \times V_o \times t_{on} \times f \quad (3.15)$$

$$P_{s,on} = 0.5 \times 12.71 \times 400 \times 6.64 \times 10^{-9} \times 75 \times 10^3 = 1.26 \text{ W}$$

$$t_{on} = C_{iss} \times R_g \times \ln\left(\frac{V_g - V_{th}}{V_g - V_{pl}}\right) + C_{rss} \times R_g \times \frac{V_{ds} - V_{pl}}{V_g - V_{pl}} \quad (3.16)$$

$$t_{on} = 1500 \cdot 10^{-12} \times 30 \times \ln\left(\frac{12-4}{12-4.8}\right) + 10 \cdot 10^{-12} \times 30 \times \frac{400-4.8}{12-4.8} = 6.64 \times 10^{-9} \text{ s}$$

$$P_{s,on} = 0.5 \times I_{L,ortalama} \times V_o \times t_{on} \times f \quad (3.17)$$

$$P_{s,on} = 0.5 \times 12.71 \times 400 \times 6.64 \times 10^{-9} \times 75 \times 10^3 = 1.26 \text{ W}$$

$$t_{off} = C_{rss} \times R_g \times \frac{V_{ds} - V_{pl}}{V_{pl}} + C_{iss} \times R_g \times \ln\left(\frac{V_{pl}}{V_{th}}\right) \quad (3.18)$$

$$t_{off} = 10 \times 30 \times \frac{12 - 4.8}{4.8} + 1500 \times 30 \times \ln\left(\frac{4.8}{4}\right) = 8.68 \times 10^{-9} \text{ s}$$

$$P_{s,off} = 0.5 \times I_{L,ortalama} \times V_o \times t_{off} \times f \quad (3.19)$$

$$P_{s,off} = 0.5 \times 12.71 \times 400 \times 8.68 \times 10^{-9} \times 75 \times 10^3 = 1.64 \text{ W}$$

- MOSFET çıkış kapasitörüne bağlı anahtarlama kayıpları

$$P_{s,oss} = E_{oss} \times f = 9 \times 10^{-6} \times 75 \times 10^3 = 0.67 \text{ W} \quad (3.20)$$

- MOSFET toplam kaybı aşağıdaki gibidir:

$$P_{s,oss} = P_{s,iletim} + P_{s,on} + P_{s,off} + P_{s,oss} \quad (3.21)$$

$$P_{s,oss} = 6.10 + 1.26 + 1.64 + 0.67 = 9.67 \text{ W}$$

- PFC diyot kayıpları

$$I_{D,ortalama} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1200}{400} = 3 \text{ A} \quad (3.22)$$

$$P_{D,iletim} = I_{D,ortalama} \times V_{g,diyot} = 3 \times 1,55 = 4.65 \text{ W} \quad (3.23)$$

$$P_{D,anahtarlama} = 0.5 \times V_o \times Q_c \times f \quad (3.25)$$

$$P_{D,anahtarlama} = 0.5 \times 400 \times 31 \times 10^{-6} \times 75 \times 10^3 = 0.45 \text{ W}$$

$$P_{S,diyot} = P_{D,iletim} + P_{D,anahtarlama} = 4.65 + 0.45 = 5.11 \text{ W} \quad (3.26)$$

- Kapasitör kayıpları

$$P_{S,Co} = I_{Co}^2 \times ESR = (6.67)^2 \times 0.23 = 9.62 \text{ W} \quad (3.27)$$

- Toplam PFC Kaybı:

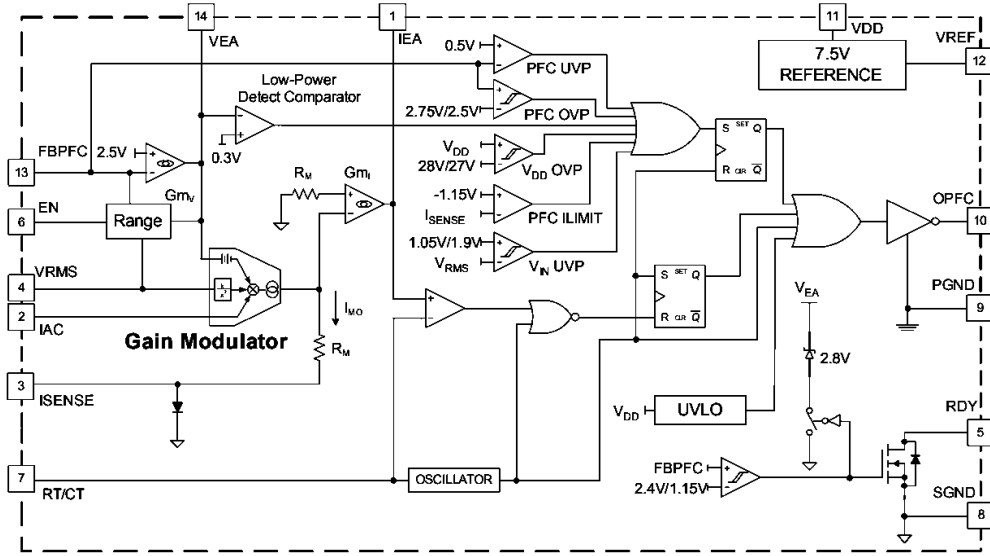
$$P_S = P_{L,iletim} + P_{köprü} + I_{nüve,ortalama} + P_{s,oss} + P_{S,diyot} + P_{S,Co} \quad (3.30)$$

$$P_S = 13.95 + 25.5 + 0.21 + 9.67 + 5.11 + 9.62 = 63.96 \text{ W}$$

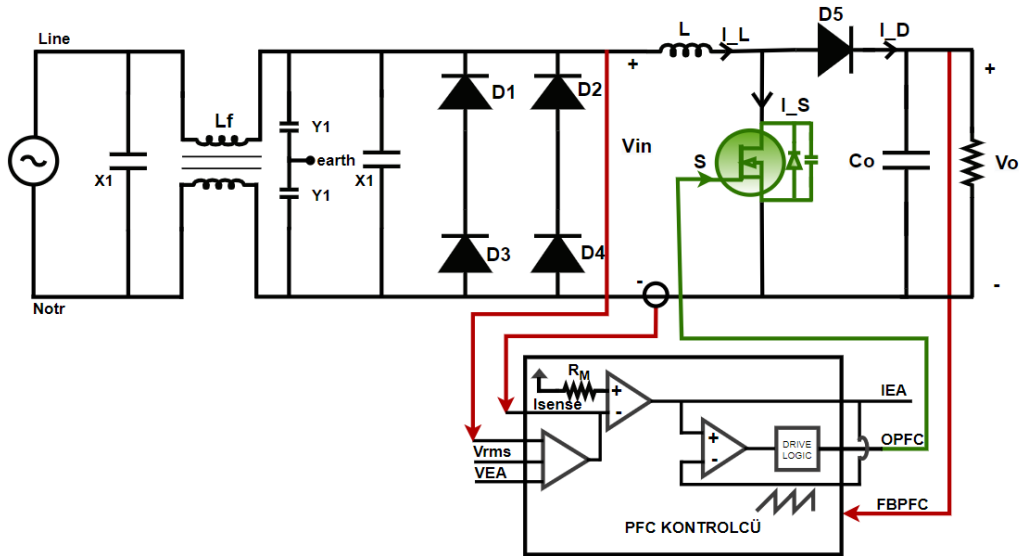
3.1.4. Kontrol ve sürücü devresi

Günümüzde entegre devrelerin gelişmesi ile beraber, PFC MOSFET sürmek için birçok entegre seçeneği bulunmaktadır. Bazıları çok karmaşık kontrol devresine ihtiyaç duyulmadan rahatlıkla istenilen kontrol şekli uygulanabilir. Bu çalışmada, kontrol tekniği olarak tepe akım kontrol tekniği kullanılmıştır. Burada, PFC kontrolcü olarak FAN6982 seçilmiştir. Şekil 3.6'da FAN6982 açık devresi gösterilmiştir. Bu kontrol tekniği ile anahtarlama elemanları bir saat sinyali ile sabit bir frekansta ilettime sokulur ve indüktör akımının pozitif rampası ile harici rampanın toplamı sinüs akımı referansına ulaştığında kesilir. Bu referans, V_{in} giriş voltajının bir kısmı, I_{sense} PFC giriş akım ve akım yükseltici referans genliği elde edilir. Böylelikle, referans sinyali senkronize edilir ve birim güç faktörünün sağlandığı şebeke voltajıyla doğru orantılıdır. Bu durum Şekil 3.7 ve Şekil 3.8'de görülmektedir. Tepe akım kontrol tekniğine sahip devre CCM modda çalışır. Bu kontrol tekniği, giriş akımındaki Toplam

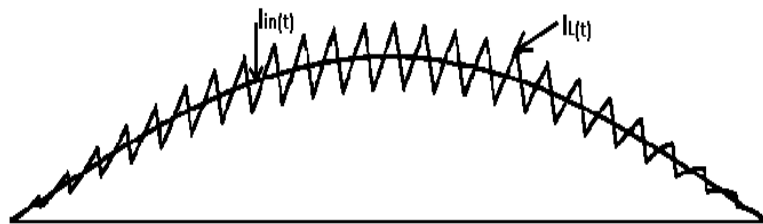
Harmonik Bozulmayı (THD) önlemek için referans akım dalga biçimi değiştirilerek azaltılır.



Şekil 3.6: FAN6982 PFC sürücü entegrasyonu.



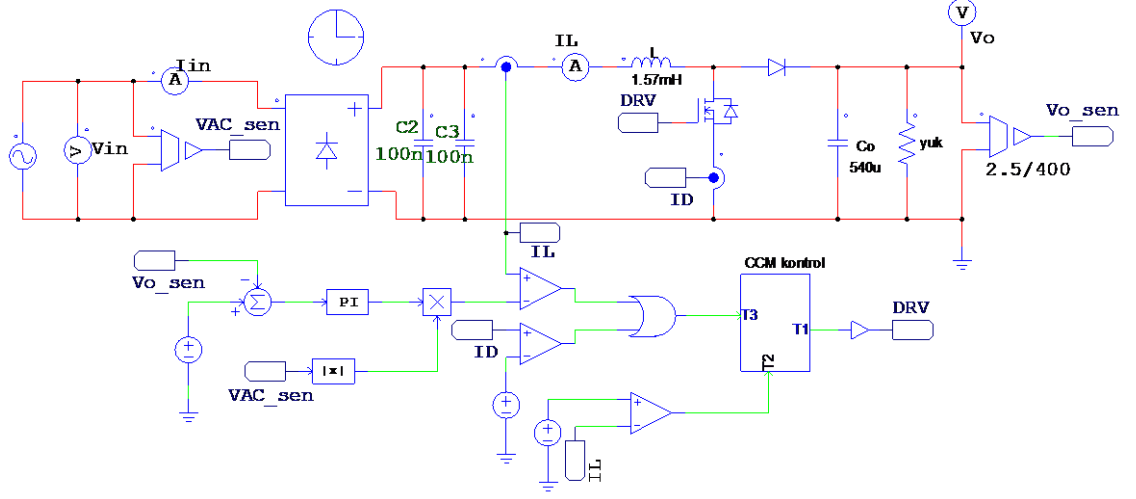
Şekil 3.7: CCM kontrol tekniği şeması.



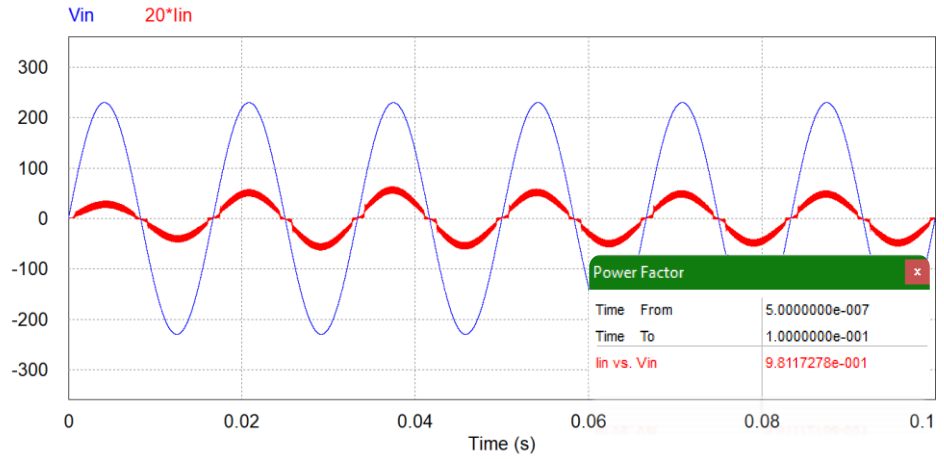
Şekil 3.8: CCM kontrol tekniği dalga şekli.

3.1.5. PFC PSIM Benzetim Sonuçları

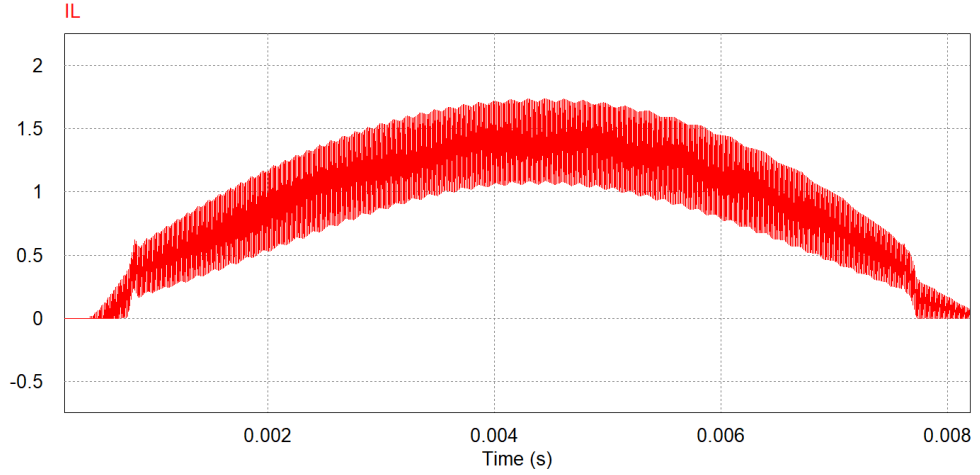
Bu bölümde, AA/DA katının PSIM ortamında benzetim sonuçları verilmiştir. Burada, PI kontrol yöntemi ile akım ve gerilim kontrol döngüleri sağlanmıştır. Pasif komponentler ideal olarak kabul edilmiştir. Şekil 3.9'da PSIM programında PFC devresi gösterilmiştir.



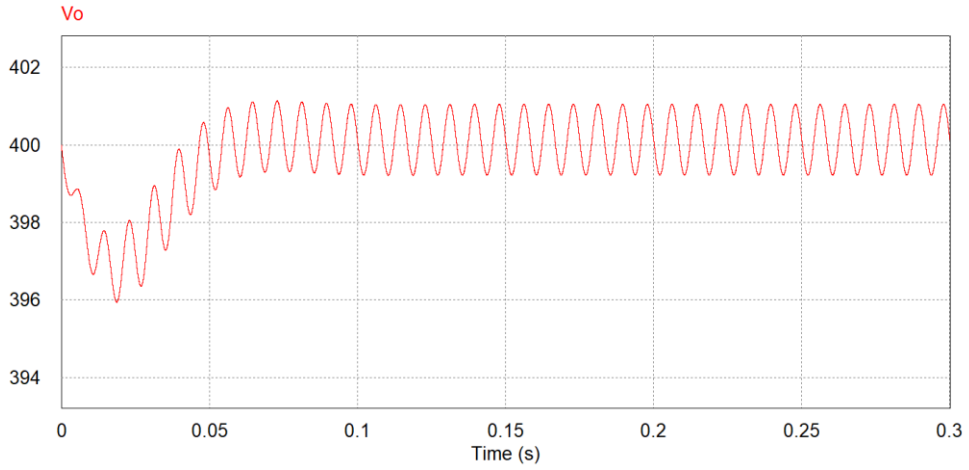
Şekil 3.9: PSIM benzetiminde tasarlanan PFC devre şeması.



Şekil 3.10: Şebeke akım ve gerilim dalga şekilleri.



Şekil 3.11: İndüktör akım grafiği.



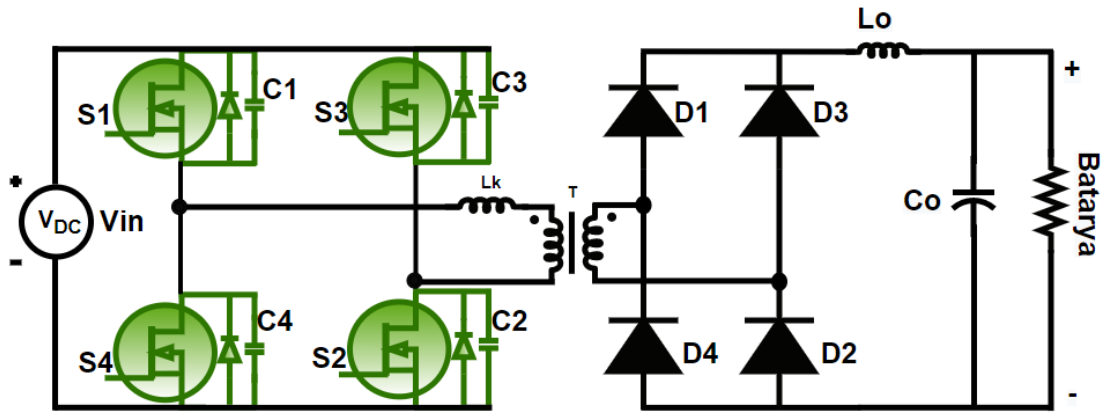
Şekil 3.12: Çıkış gerilim dalga şekli.

Şekil 3.10'da şebeke akım ve gerilim dalgalarının iyileştirmesiyle PFC güç faktörü %98,1 değerlerinde gözlemlenmektedir. Şekil 3.11'de ise PFC CCM modunda çalışırken indüktör üzerinden geçen akım dalgalarının grafiği. Ayrıca, giriş voltajını 85 – 230V gerilim arasında değiştirirken, Şekil 3.12'de gösterildiği gibi çıkış geriliminin dalgalanma oranı 2-3V gerilim değerlerindedir.

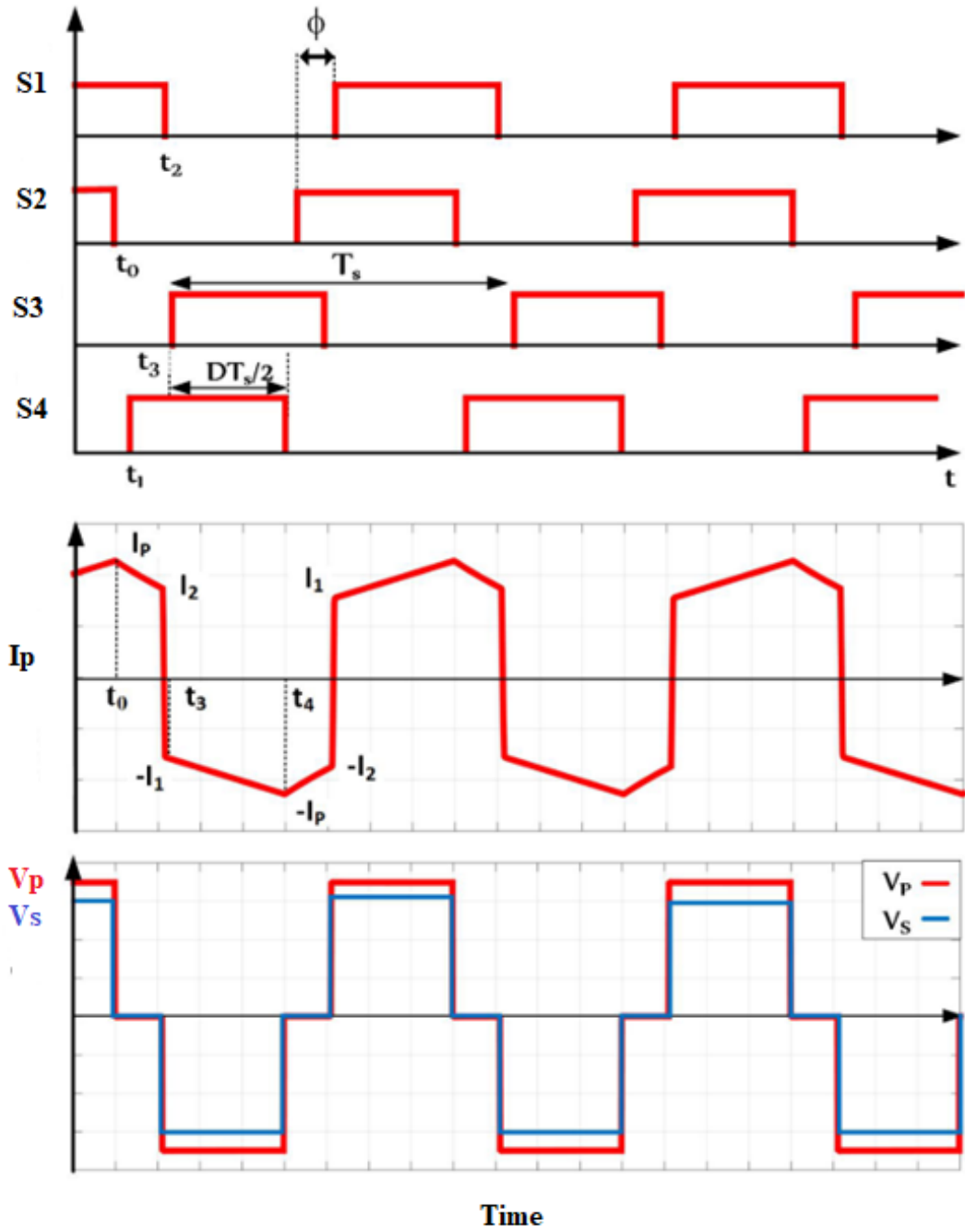
3.2. DA/DA Katı Tasarımı

Bölüm 2'de DA/DA dönüştürücü topolojilerin inceleme sonucunda PSFB yapısı seçilmiştir. Bu topolojide, birbirine bağlı çok sayıda parametre içermesi

nedeniyle analitik tasarımı oldukça karmaşıktır. Devrenin çok sayıda parametre içermesi nedeniyle anahtarlama elemanlarının çıkış kapasitansı, transformatör kaçak endüktansı ve PSFB devresinde bulunan kapasitif ve endüktif her malzeme, tasarımın performansını doğrudan etkilemektedir. Bu nedenle, tüm bu kısıtlamaları göz önünde bulundurarak en optimal parametre değerleri seçmek gerekir. Şekil 3.13'te şarj cihazının DA/DA dönüştürücü katı gösterilmiş ve Şekil 3.14'te kapı DGM sinyalleri, primer akım, transformatörün primer ve sekonder gerilimleri gösterilmiştir. Bu kat, tam köprü çevirici, yüksek frekanslı transformatör, köprü diyot ve çıkış alçak geçiren filtre devresinden oluşmaktadır. Burada, faz kaydırmalı DGM yöntemi kullanarak anahtar kapı DGM sinyalleri üretilir. Bu yöntemde, S2 ve S3 DGM sinyalleri S1 ve S4 DGM sinyallere göre geciktirilir. Eviricide, S1 ve S2 aktif iken $+V_{DC}$, S3 ve S4 aktif iken $-V_{DC}$ ve S1 ve S4 veya S2 ve S3 aktif iken 0 gerilim seviyeleri uygulanır. Sonra, yüksek frekanslı transformatör sekonderde elde edilen gerilimi, köprü diyotla doğrultulur ve çıkış filtre devresi aracılığıyla bataryaya uygulanacak uygun çıkış gerilim üretilir. Sırayla, C1, C2, C3, C4 ve L_{LK} parazitik kapasitansları ve transformatör kaçak endüktansı ile ZVS gerçekleştirmek için faz kaydırmalı DGM yöntemi kullanılarak anahtarlama zaman aralıklarında rezonans geçişleri sağlanır. Böylece, yüksek frekans anahtarlama ile yüksek güç yoğunluk ve yüksek güç dönüşüm verimliliği elde edilir.



Şekil 3.13: DA/DA dönüştürücü şeması.



Şekil 3.14: PSFB dönüştürücü dalga şekilleri.

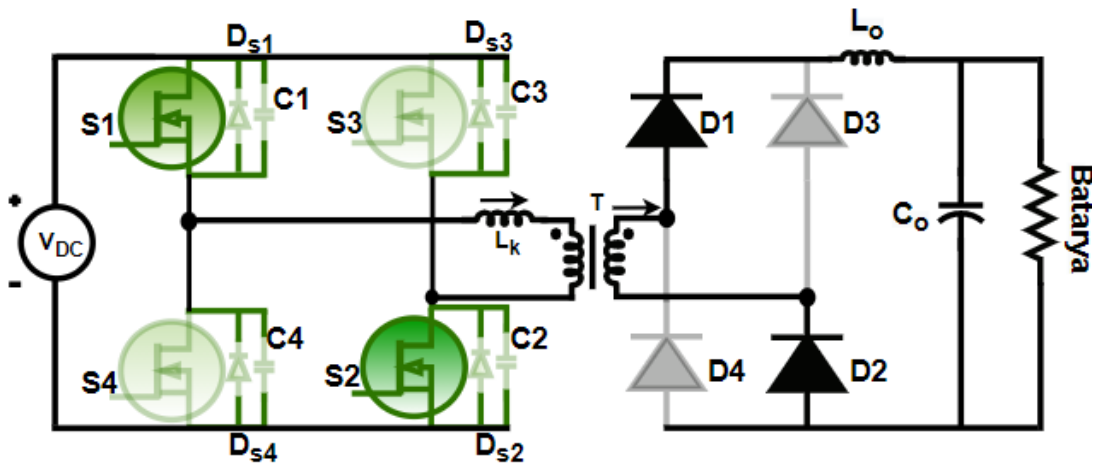
3.2.1. PFSB Devre Analizi

Bu bölümde, ayrıntılı bir şekilde PSFB devre analizi yapılmış ve PSIM benzetim sonuçları incelemiştir. PSFB topoloji analizi yapmak için her anahtar durumuna göre devre tüm devre boyunca güç akış davranışını izlemek gerekir. Bu bölümde, faz kaydırmalı DGM yöntemini uygulama sırasında DA/DA dönüştürücü

devrenin çalışma modları, sıfır gerilim anahtarlama durumlarını incelenmiş, komponent seçimi ve PSFB güç kayıp analiz yapılmıştır.

- Başlangıç durumu: $t < t_0$

S1 ve S2 iletimde ve sekonder tarafında D1, D2 diyotları ve L_o çıkış endüktans üzerinden yüke enerji aktarılır. Bu durumda, anahtarları açılmadan hemen önce sıfır gerilim geçiş sağlamak için L_k transformatör kaçak endüktansta depolayan enerji kullanılarak anahtar çıkış kapasitansları deşarj edilir ve dolayısıyla ZVS gerçekleştirilir. Bu modu, Şekil 3.15'te gösterilmiştir.



Şekil 3.15: Başlangıç durumu $t < t_0$.

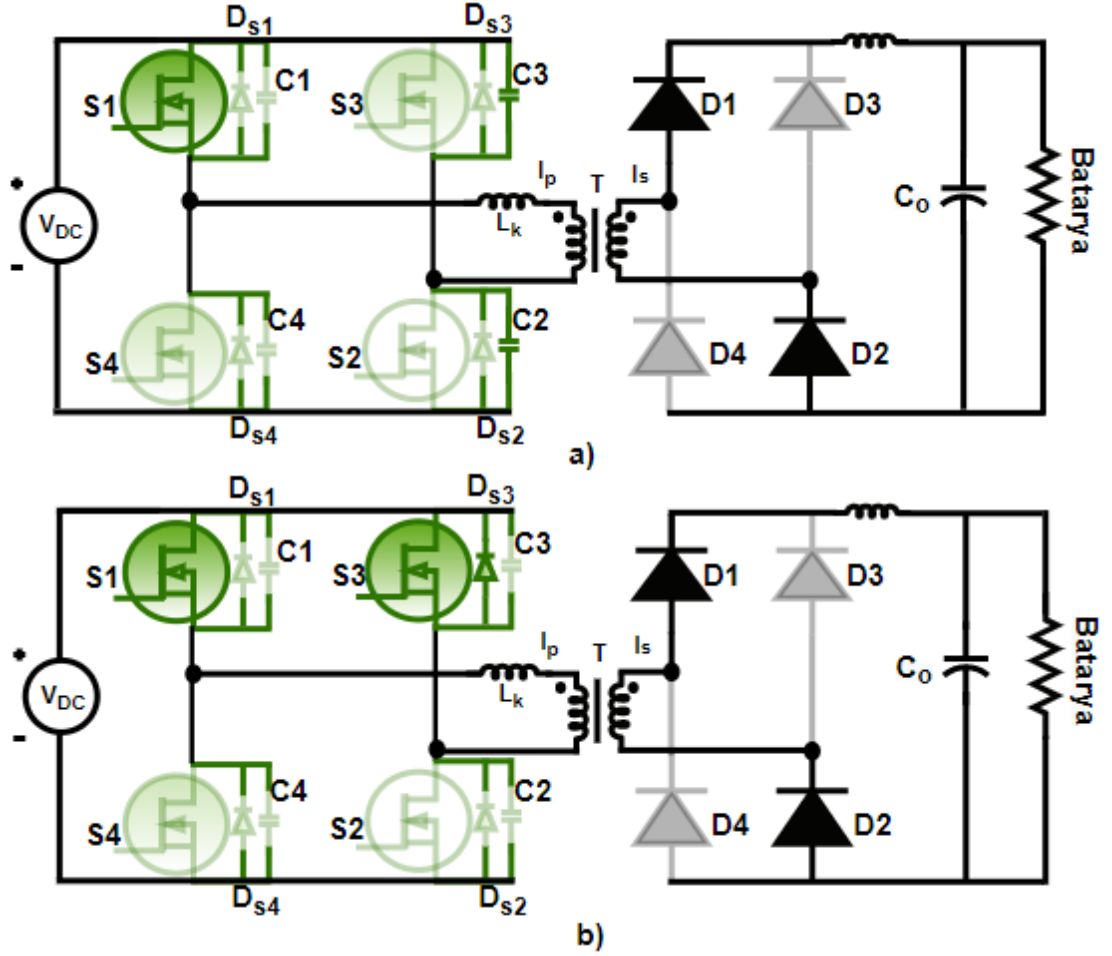
- Sağ bacak geçiş durumu: $t_0 < t < t_2$

Bu mod, S2 anahtarının sürme sinyalinin kesilmesi ve sağ kolun rezonans ile başlar. Şekil 3.16(a)'da gösterildiği gibi transformatörün primerinden geçen akım, S2'nin çıkış kapasitörünü şarj ederken S3'ün çıkış kapasitörünü boşaltır. S3'ü tamamen boşalttıktan sonra, S3 anahtarının D3 giriş diyotu iletime geçer. Bu sırada, eğer S3 anahtarı iletime sokulursa, üzerinde düşen gerilim sıfırlanır. t_0 'da S2 kapatıldığı zaman primer akımı tepe değerine ulaşır ve transformatör sekonderinden yük akımı geçer. Dolayısıyla, S2 ve S3 kapı DGM sinyallerinin arasındaki ölü zamana denklem 3.1'de tanımlayan t_{DT} kadar bırakılarak en hafif yüklerde bile ZVS gerçekleştirilebilir. Şekil 3.16(b)'te gösterildiği gibi, sağ kol geçişinde C3 deşarjından sonra, primer akım D3 ve S1 üzerinden dolaşmaya devam eder ve bu zaman aralığının sonunda primer

gerilimi sıfırlanır. Sekonderde görülen gerilim sıfıra gider ve $L_o C_o$ 'dan oluşan çıkış filtresi yüke akım sağlar.

$$t_{DT} = \frac{(C_2 - C_3) \times V_{DC}}{I_{p-tepe}} \quad (3.1)$$

Burada, I_{p-tepe} primer tepe akımıdır.



Şekil 3.16: Sağ kol geçiş durumu a) üst kolda sadece S1 iletimde,

b) üst kolda S1 ve S3 iletimdeki durumu.

- Sol kol geçiş durumu: $t_2 < t < t_3$

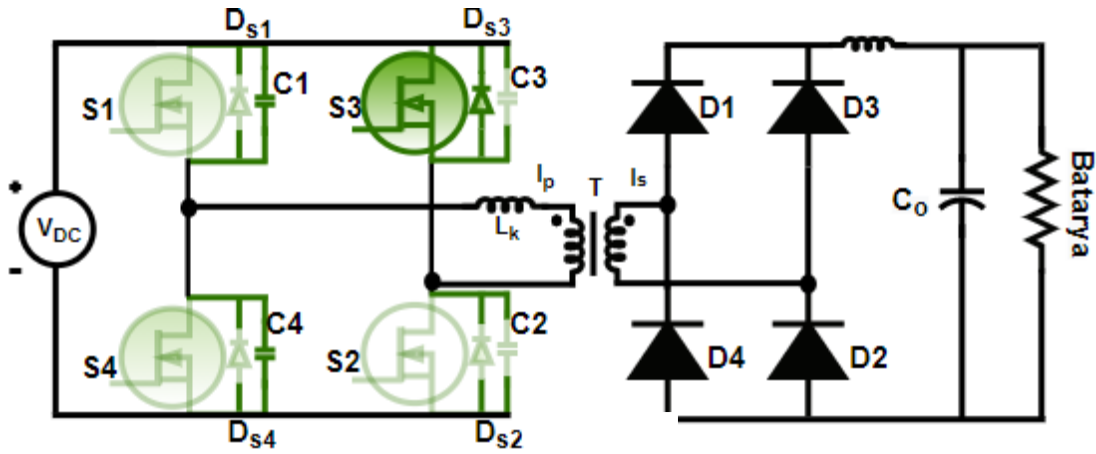
t_2 zamanında, Şekil 3.17'de gösterildiği gibi sol kol geçişi S_1 anahtarını kapatılarak başlanır. Primer akımı, C_1 şarj ederken C_4 deşarj olur. Bu işlem sonunda C_1 üzerinden V_{DC} , C_4 'te 0 gerilim okunur ve S_4 anahtarını sıfır gerilimde iletime geçmeye hazır olur. Öte yandan, primer gerilim $0V$ 'dan $-V_{DC}$ seviyesine iner.

Sekonderdeki D1, D2, D3 ve D4 doğrultucu diyotları ilettime geçer ve dolayısıyla transformatörün sekonder sargısı kısa devre olur ve sekonder gerilim 0'da kalır. Bu şekilde, primer akımı, tepe akım değerinden daha düşük olur. S1 ve S4 arasındaki sıfır gerilim anahtarlama (ZVS), transformatörün kaçak endüktansı L_k ve S1, S4 anahtarların çıkış kapasitanslarından oluşan rezonans devresi ile sağlanır. Burada, denklem 3.2'de verildiği gibi kaçak endüktansta depolanan enerji (E_{LK}) çıkış kapasitanslarda depolanan enerjiden (E_{Ct}) daha fazla olması gerekir. Fakat, yüksek kapasitif enerji gerektiren yüksek giriş gerilim ile beraber hafif yüklerde ZVS gerçekleştirmek oldukça zordur.

$$\frac{1}{2}L_k \times I_{p2}^2 \geq \frac{1}{2} \times C_t \times V_{DC}^2 \quad (3.2)$$

Burada, I_{p2} bu modun başlangıcında primer akımıdır. C_t ise denklem 3.3'te verildiği gibi rezonans devresinin eşdeğer kapasitansıdır.

$$C_t = C_1 + C_4 \quad (3.3)$$

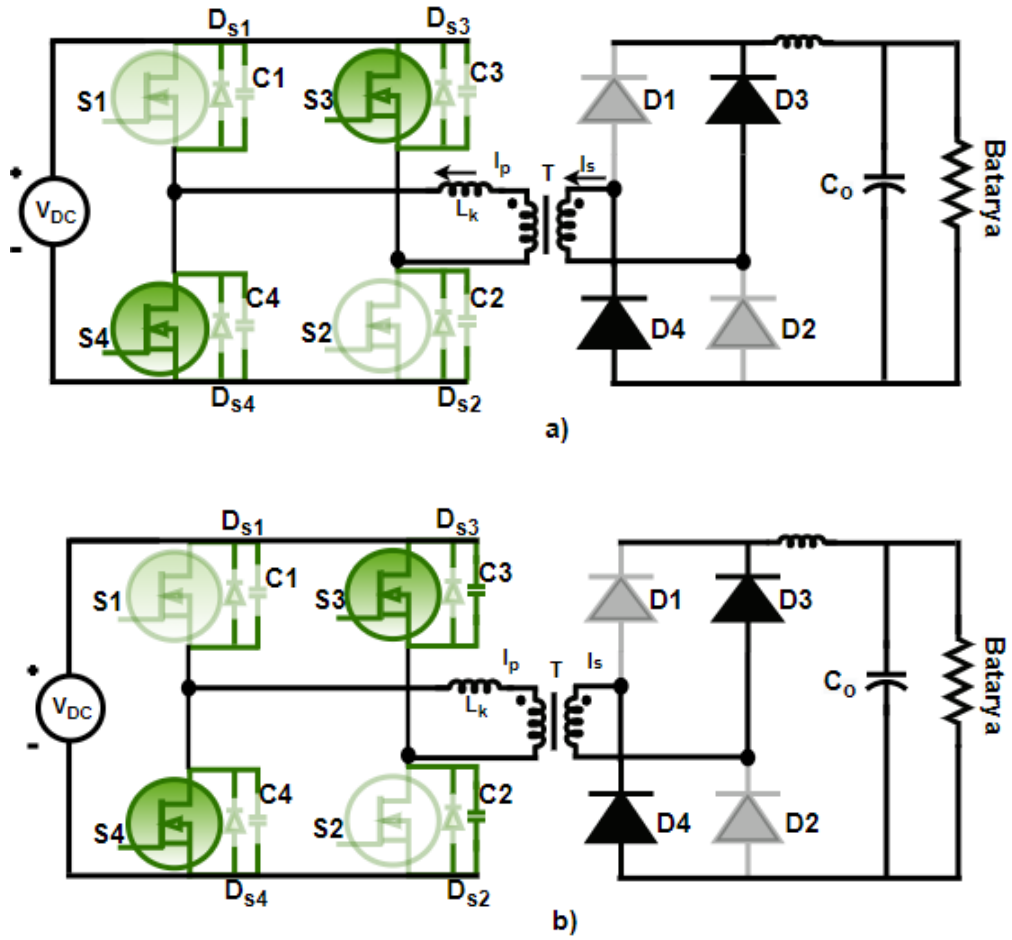


Şekil 3.17: Sol kol geçiş durumu.

- Güç transfer durumu: $t_3 < t < t_4$

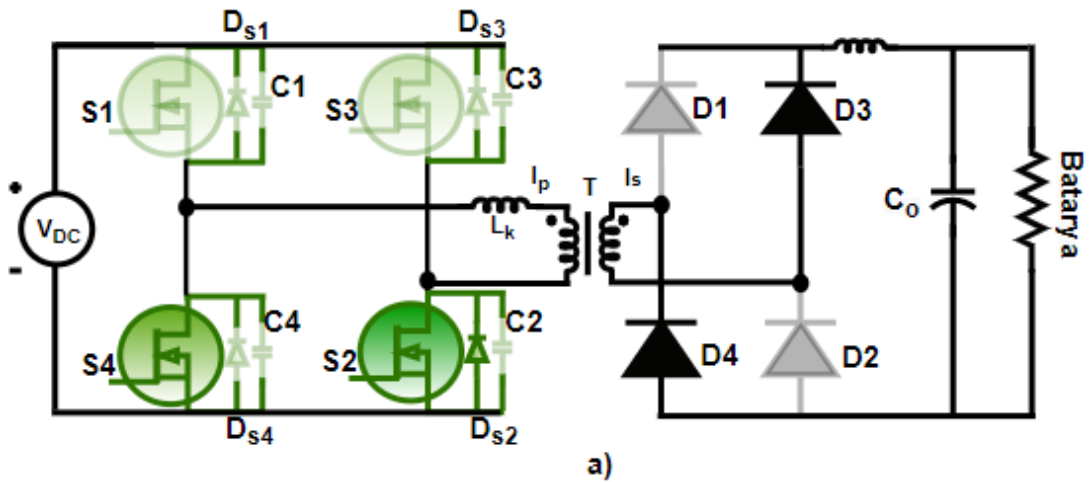
t_3 ve t_4 zaman aralığında, C4 boşalttıktan sonra, Şekil 3.18(a)'da gösterildiği gibi S4 anahtarının gövde diyotu primer akımı iletilir ve anahtarın t_3 'te açılması ile beraber sol kol geçiş durumu tamamlanır ve ZVS karşılanır. Bu modda, transformatörün sekonderinde gerilim oluşur ve filtre çıkış endüktansta enerji depolamaya başlar. Şekil 3.18(b)'de ise t_4 zamanında, S3 anahtarı kapanır ve kaçak

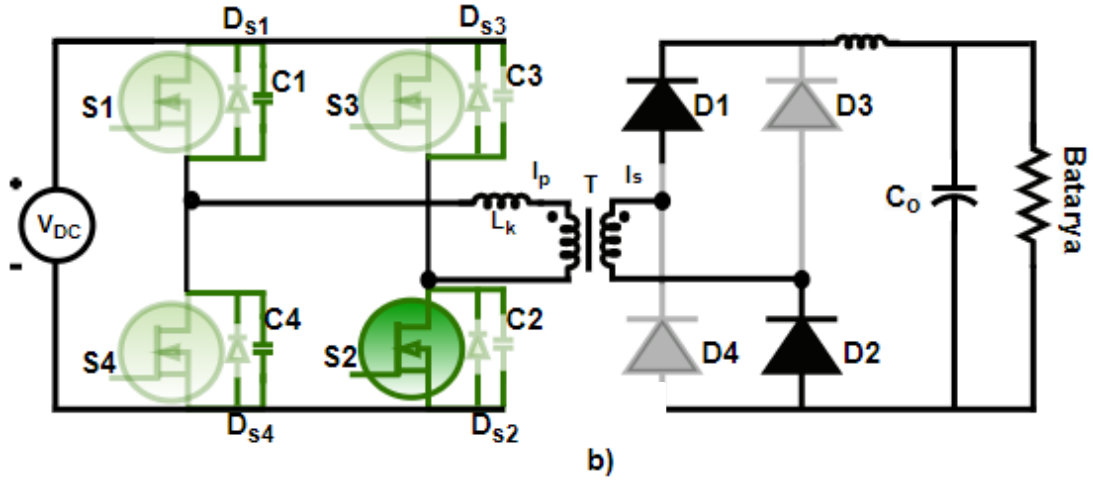
indüktör akımı S_4 anahtarı ve C_3 , C_2 çıkış kapasitanslarının üzerinden geçer. Ardından, güç aktarım süreci yeniden Şekil 3.19(a) ve 3.19(b)'deki gibi devam eder.



Şekil 3.18: a) Güç transfer durum b) Sağ kol geçiş durumu ($t_4 < t < t_5$).

- Sağ ve sol kol geçiş durum: $t_5 < t < t_6$ ve $t_6 < t < t_7$





Şekil 3.19: a) Sağ kol geçiş durumu ($t_5 < t < t_6$)

b) Sol kol geçiş durumu ($t_6 < t < t_7$).

Sonuç olarak, tüm anahtarlar PSFB DA/DA dönüştürücüde ZVS altında açıp kapatılır. Ancak, her iki kol ta ZVS farklı prensiplerle elde edilir. S1 ve S4 anahtarlarının sıfır gerilim (ZVS) altında açabilmesi transformatörün kaçak endüktansında depolanan enerji C1 ve C4 kapasitörleri şarj ve deşarj edecek kadar yeterli olmalıdır. Fakat, S2 ve S3 anahtarlarının sıfır gerilim (ZVS) gerçekleşmesi için kullanılan enerji çıkışı filtre endüktanstaki akıma bağlıdır. Bu enerji kaçak kapasitelerde depolanan kapasitif enerjiden çok büyük olduğu için ZVS çok kolay bir şekilde sağlanır.

3.2.2. PSFB Tasarım Değerlerinin Belirlenmesi

PSFB tasarımında, ZVS gerçekleştirilmediği durumunda, anahtarlama sırasında yüksek d_v/d_t ortaya çıkar ve dolayısıyla önemli ölçüde anahtarlama kayıpları ve EMI ile sonuçlanır. Bu EMI gürültüler, iletim ve radyasyon yolu aracılığıyla dönüştürücünün diğer parçalarına etki eder. Bu nedenle, yaklaşık olarak çıkış akımının %30 ve %40 aralığında ZVS sağlayarak, toplam verimlilik yükseltilir. ZVS aralığı genişletmek için daha büyük kaçak endüktansa sahip yüksek frekanslı bir transformator kullanılabilir veya transformator sargısına ilaveten seri bir indüktör bağlanabilir. Fakat, eklenen seri endüktans DA/DA dönüştürücünün dönüşüm oranını azaltır. Bu nedenle, tüm bu faktörleri göz önünde bulundurarak en iyi değerleri seçmek gerekmektedir.

PSFB DA/DA dönüştürücü tasarım parametreleri Tablo 3.3'de verilmiştir.

Tablo 3.3: PSFB DA/DA dönüştürücü tasarım parametreleri.

Giriş gerilimi (V_{in})	385-400V
Çıkış gerilimi (V_o)	120V
Çıkış gücü (P_o)	1200W
Çıkış akımı (I_o)	10A
Anahtarlama frekansı (f_s)	150KHz
Çıkış akım dalgalanma oranı	%25

3.2.2.1. Görev döngüsü

Görev döngüsü, denklem 3.4'teki gibi verilmiştir. İlerideki bölümlerde, bu parametre kullanılarak transformatörün çevrim oranı belirlenmiştir.

$$D_t = \frac{n \times V_o}{V_{in}} \quad (3.4)$$

Burada, n transformatörün dönüştürme oranıdır.

3.2.2.2. Rezonans devresi hesaplama

DA/DA dönüştürücünün verimliliği, hafif yüklerdeki ZVS performans ve anahtarlama frekansına bağlı olması ile birlikte rezonans devreden oluşan transformatörün kaçak endüktansı ve anahtarların çıkış kapasitanslarının değerleri iyi seçilmesi gerekir. ZVS sağlamak için, endüktansta depolanan enerji, anahtar elemanlarının çıkış kapasitansları şarj ve boşaltması için yeterli olmalıdır. Bu durum denklem 3.5'te verilmiştir.

$$\frac{1}{2} L_k \times I_2^2 \geq \frac{4}{3} \times C_{oss} \times \frac{1}{2} \times C_t \times V_{DC}^2 \quad (3.5)$$

Burada, L_k transformatör kaçak endüktansıdır, C_{oss} GaN MOSFET'in çıkış kapasitansıdır, C_t transformatör sargı kapasitansıdır ve I_2 t_2 'deki primer akımın değeridir. Eşdeğer rezonans kapasitans denklem 3.6'deki gibi hesaplanabilir.

$$C_K = \frac{8}{3} \times C_{oss} + C_t \quad (3.6)$$

3.2.2.3. Çıkış filtre endüktansı L_o ve kapasitansı C_o

PSFB çıkış endüktansı ve çıkış kapasitansı sırayla, denklem 3.7 ve 3.8'de verilmiştir.

$$L_o = \frac{V_o \times (1-D_t)}{4 \times \Delta I_o \times f_s} \quad (3.7)$$

Burada, ΔI_o çıkış akım dalgalanması olup V_o çıkış gerilimidir.

Çıkış kapasitansı, yük geçiş sırasındaki süre dikkate alınarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$C_o = \frac{\Delta I_o \times T_s}{16 \times \Delta V_o} \quad (3.8)$$

3.2.2.4. Transformator akım hesabı

DA/DA dönüştürücülerde bazı şartlarda tepe akımı kontrol edilmek zorunludur. Bu nedenle, her zaman çıkış indüktör akımı, transformator mıknatısiyet akımından daha yüksek olmalıdır ($I_M \leq \Delta I_o/n$). I_M mıknatıslanma akımı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$I_M = \frac{D_t \times V_o}{4 \times L_M \times f_s} \quad (3.9)$$

Burada, mıknatıslanma endüktansı L_M 3.10'daki denklemde verilmiştir.

$$L_M = \frac{n \times D \times V_o}{4 \times \Delta I_o \times f_s} \quad (3.10)$$

Primer akım seviyeleri aşağıda verilmiştir:

$$I_p = I_M + \frac{\Delta I_o + I_o}{n} \quad (3.11)$$

$$I_{p1} = -I_M + \frac{I_o - \Delta I_o}{n} \quad (3.12)$$

$$I_{p2} = I_M + \frac{I_o - \Delta I_o}{n} \quad (3.13)$$

Sekonder akım seviyeleri aşağıda verilmiştir:

$$I_s = I_o + \Delta I_o \quad (3.14)$$

$$I_{s1} = I_o - \Delta I_o \quad (3.15)$$

$$I_{s2} = I_o - \Delta I_o - n \times I_M \quad (3.16)$$

3.2.2.5. Köprü diyotlar üzerinden geçen akım

Güç transferi sırasında, çıkış diyotlarından geçen akım, çıkış endüktansı üzerindeki akımının yarısıdır. Diyot akımının ortalama değeri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$I_D = \left[\frac{1}{2} (I_{s1} + I_s) \times D_t \times \frac{T_s}{2} + \frac{1}{2} \times I_s \times (1 - D) \frac{T_s}{2} \right] / T_s \quad (3.17)$$

3.2.2.6. GaN MOSFET akımı

Bu tasarımda, Transphorm firmasının 650V GaN TP65H035WS 41mOhm @ 30 A, 10 V MOSFET'i seçilmiştir. Geçiş durumlarında, MOSFET gövde diyot üzerinden geçen akım çok düşük olması nedeniyle her bir MOSFET üzerindeki geçen akım hesaplanırken, ihmal edilir. Güç transferi esnasında, MOSFET üzerinden akım ile primer akımı aynıdır. denklem 3.18'de MOSFET akım verilmiştir.

$$I_{mosfet,rms} = \sqrt{\frac{(I_p - I_1)^2}{6} + \frac{I_1 \times (I_p - I_1)}{2} + \frac{I_1^2 \times D_t}{2}} \quad (3.18)$$

3.2.2.7. ZVS aralığı

Konvertörün sağ kolu için her zaman ZVS anahtarlama sağlanır. Ancak, sol kolu için ise iki durum göz önünde bulundurmak gerekir. İlk olarak, anahtarların çıkış kapasitörleri şarj edecek ve boşaltacak kadar transformator kaçak endüktansında yeterince enerji depolanması gerekir. Bu durum, transformator primer ve çıkış kapasitörlerinden geçen kritik akım denklemi 3.19'daki verilmiştir.

$$I_{kritik} = \sqrt{\frac{C_k \times V_o^2}{L_k}} \quad \text{ve} \quad C_k = \frac{8}{3} \times C_{oss} + C_t \quad (3.19)$$

Burada, ZVS'nin gerçekleşmesi için primer akımı I_2 , t_2 veya t_6 zamanlarında I_{kritik} 'ten büyük olması gerekir.

Diğer bir durum ise, S1 ve S4 arasında geçiş için yeterince ölü zamanın olmasıdır. Böylece, S1 veya S4 açılmadan hemen önce C4 kapasitörü tamamen boşaltılmış ve D4 diyotu iletimde olacaktır.

3.2.3. Yüksek Frekanslı Transformator Tasarımı

PSFB dönüştürücüde yüksek frekanslı “Step down” transformator tasarlanmıştır. Tasarımı doğrulamak, Sonlu Elemanlar Analizi (FEA) yaklaşımı kullanılarak gerçekleştirilebilir. Aynı ortamda, ister transformator açık devre isterse kısa devre test sonuçlarından yararlanılarak, eşdeğer devre parametrelerinin analizi yapılabilir. Burada, sadece transformatorün nüvesi, çevrim oranı (N_p/N_s), mıknatıslanma endüktansı (L_m), parazitik ve kayıp ($R_p, N_s, R_{çekirdek}$) komponentleri, kaçak endüktans ve giriş kapasitör parametreleri belirlenmiştir. Tablo 3.4’te transformatorün elektriksel parametreleri verilmiştir.

Tablo 3.4: yüksek frekanslı izolasyon transformator elektriksel özellikleri.

Primer gerilimi (V_{in})	385-400V
Sekonder gerilimi (V_o)	120V
Çıkış gücü (P_o)	1200W
Sekonder akımı (I_o)	10A
Çalışma frekansı (f_s)	150KHz
Primer, Sekonder çevrim sayısı (N_p/N_s)	2.35

3.2.3.1. Primer ve sekonder sarım sayısı

Faraday kanununa göre denklem 3.20 kullanılarak primer sarım sayısı belirlenir.

$$V_p = 4 \times N_p \times A_c \times B_m \times f_s \times 10^{-4} \quad (3.20)$$

Burada,

V_p Primer gerilimi (V)

N_p Primer sarım sayısı

A_c Ferit nüve kesiti (cm^2)

B_m Maksimum manyetik akı yoğunluğu (T)

f_s Çalışma frekansı (KHz)

Nüve alan kullanım faktör (K_U) denklem (3.21)'de verilmiştir.

$$K_U = \frac{N_p \times A_W}{A_{Cu}} \quad (3.21)$$

A_W primer iletken kesit alanıdır. $A_W \times A_{Cu}$ çarpımı denklem (3.22)'teki gibidir:

$$A_c \times A_{Cu} = \frac{V_p \times A_W \times 10^4}{4 \times K_U \times B_m \times f_s} = \frac{P_o \times 10^4}{4 \times \eta \times J \times K_U \times B_m \times f_s} \quad (3.22)$$

Burada, $B_m = 0.15 T$, $J = 265 A/cm^2$, $\eta = 0.98$ ve $K_U = 0.3$ seçilirse, $A_c \times A_{Cu}$ alanı $1.711 cm^4$ hesaplanır. Böylece, 2 adet EE-42-21-15 nüve kullanmak yeterli olacaktır. Fakat, sarım kolaylığı sağlamak ve nüve doyumunu engellemek için 3 adet **EE-42** nüve kullanılmıştır.

Denklem 3.20 ile primer sarım sayısı 52, sekonder sarım sayısı ise denklem 3.23 dikkate alınarak 22 olarak hesaplanmıştır.

$$V_p / V_{s-pik} = N_p / N_s \quad (3.23)$$

Burada, V_{s-pik} , sekonder pik gerilimidir.

3.2.3.2. İletken kalınlığı ve endüktans değeri

Sıcaklık, iletken kalınlığını sınırlayan önemli faktörlerden biridir. Akım yoğunluğunun artması ile beraber, bakır kayıplarının artması ve yalıtım özelliklerinin zarar görmesine neden olur. Akım yoğunluğu denklem 3.22'de verilmiştir.

$$\delta = \frac{I_{rms}}{A_{cu}} \quad (3.22)$$

Burada, I_{rms} iletkenlerden geçen rms değeridir (A) ve A_{cu} iletken kesit alanıdır. A_{cu} denklem 3.23'teki gibi yazılır.

$$A_{cu} = \frac{\pi \times D^2}{4} \quad (3.23)$$

Transformatör, yüksek frekanslı olmasından dolayı deri etkisi yaratır ve sargı direncinin artmasına neden olur. Bu etkileri azaltmak için, izole edilmiş litz kabloları

tercih edilir. Bir iletkendeki litz kablo sayısını (L_s) hesaplamak için ilk olarak derinliği (δ_s) belirlemek gerekir. Litz kablo kesiti denklem 3.24'te gibi ifade edilir.

$$A_{litz} = \mu \times \delta_s^2 \quad (3.24)$$

$$\delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi \times f \times \mu \times \sigma}} \quad (3.25)$$

$$L_s = \frac{A_{cu}}{A_{litz}} \quad (3.26)$$

Burada, μ geçirgenlik (H/m), σ iletkenliktir (mho/m). Bu tasarımda, **5x0.30 mm** litz teli kullanılmıştır.

Primer endüktans değeri aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$L_{mag} = \frac{V_p \times (1-D)}{(\Delta I_o \times 0.5 \times f_s) / n} \quad (3.27)$$

Burada, $D= 0.53$, $\Delta I_o = \%25$ ve n (Sarım oranı) = 2,35 kullanılarak,

$L_{mag} = 2,35 \text{ mH}$ olarak elde edilmiştir.

3.2.3.3. Primer ve sekonder direnci

Primer ve sekonder direnci aynı şekilde hesaplanır.

$$R = \frac{\rho \times L}{A_{cu}} \quad (3.27)$$

ρ iletkenin öz direnci ($\Omega.m$), L iletkenin uzunluğudur (m) ve denklem 3.28'deki hesaplanır.

$$L = N \times W \quad (3.28)$$

N , primer veya sekonder sarım sayılarıdır. W ise transformatör nüvesinin ortalama çevre uzunluğudur.

3.2.4. PSFB Kayıp Analizi

Bu bölümde, PSFB ile ilgili iletim kayıpları, anahtarlama kayıpları ve transformatörün bakır iletken ve nüve kayıpları incelenmiştir.

- İletken kayıpları

Anahtar ($P_{s,mosfet}$) ve diyot ($P_{s,diyot}$) kayıpları aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_{s,mosfet} = 4 \times R_{Don} \times I_{mosfet,rms}^2 \quad (3.29)$$

$$P_{s,diyot} = 4 \times I_D \times V_D \quad (3.30)$$

Burada, R_{Don} MOSFETin cihazın kollektör-emiter direnci ve $I_{mosfet,rms}$ ise rms akım değeridir. I_D diyot 'un ortalama akım değeri ve V_D diyot 'un açma gerilimidir.

- Anahtarlama kayıpları

Anahtarlama kayıpları, anahtardan geçiş sırasında gerilim ve akım dalgalarının örtüşmesinden kaynaklanan kayıplardır. ZVS koşulları altında çalıştığında, anahtarlama kayıpları ihmal edilebilir. Fakat, ZVS gerçekleştirilmediği durumda anahtarlama kaybı denklem 3.31'deki gibi hesaplanabilir.

$$P_{s,anahtarlama} = \frac{1}{2} \times (V_s \times I_s) \times (t_f + I_r) + \frac{1}{2} \times C_{oss} \times f_s \times V_s^2 \quad (3.31)$$

Burada,

I_s ve V_s anahtarlama geçiş durumlarındaki akım ve gerilim değişkenleridir.

t_f ve I_r anahtarın dalga kenarlarının düşme ve yükselme zamanlarıdır.

C_{DS} anahtarlama elemanın çıkış kapasitörü ve f_s anahtarlama frekansıdır.

- Transformatör nüve kayıpları

Geliştirilmiş genel Steinmetz denklemine birim hacim başına trafo nüve kaybı denklem 3.32'da verilmiştir.

$$P_{S,nüve/V_e} = 2^{\alpha+\beta} \times D_t^{1-\alpha} \times f^\alpha \times K_i \times B_m^\beta \quad (3.32)$$

Böylece nüve kayıpları aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$P_{S,nüve} = P_{S,nüve/V_e} \times V_e \quad (3.33)$$

Burada, B maksimum akı yoğunluğudur. α , β ve K_i çekirdek malzemenin katsayılarıdır. V_e ise nüve hacmidir.

- Transformator Bakır kayıpları

Transformatorün primer ve sekonder bakır kayıpları denklem 3.34 ile hesaplanır:

$$P_{S,Bakır} = I_{p,rms}^2 \times R_p + I_{s,rms}^2 \times R_s \quad (3.34)$$

Burada, $I_{p,rms}$ ve $I_{s,rms}$ sırasıyla, primer ve sekonder akım rms değerleridir ve R_p ve R_s ise sırasıyla primer ve sekonder direnç değerleridir.

3.2.5. PSFB Toplam Kayıplar ve Verimlik Hesabı

PSFB dönüştürücü aşamasının toplam kayıpları hesaplanırken, MOSFET anahtarlama elemanlarının, doğrultucu diyotların, iletkenlerin, çekirdek ve bakırın kayıplarının toplamı dikkate alınmalıdır. Aşağıda PSFB toplam kayıpları ($P_{S,PSFB}$) ve verimlilik (η) denklemleri verilmiştir.

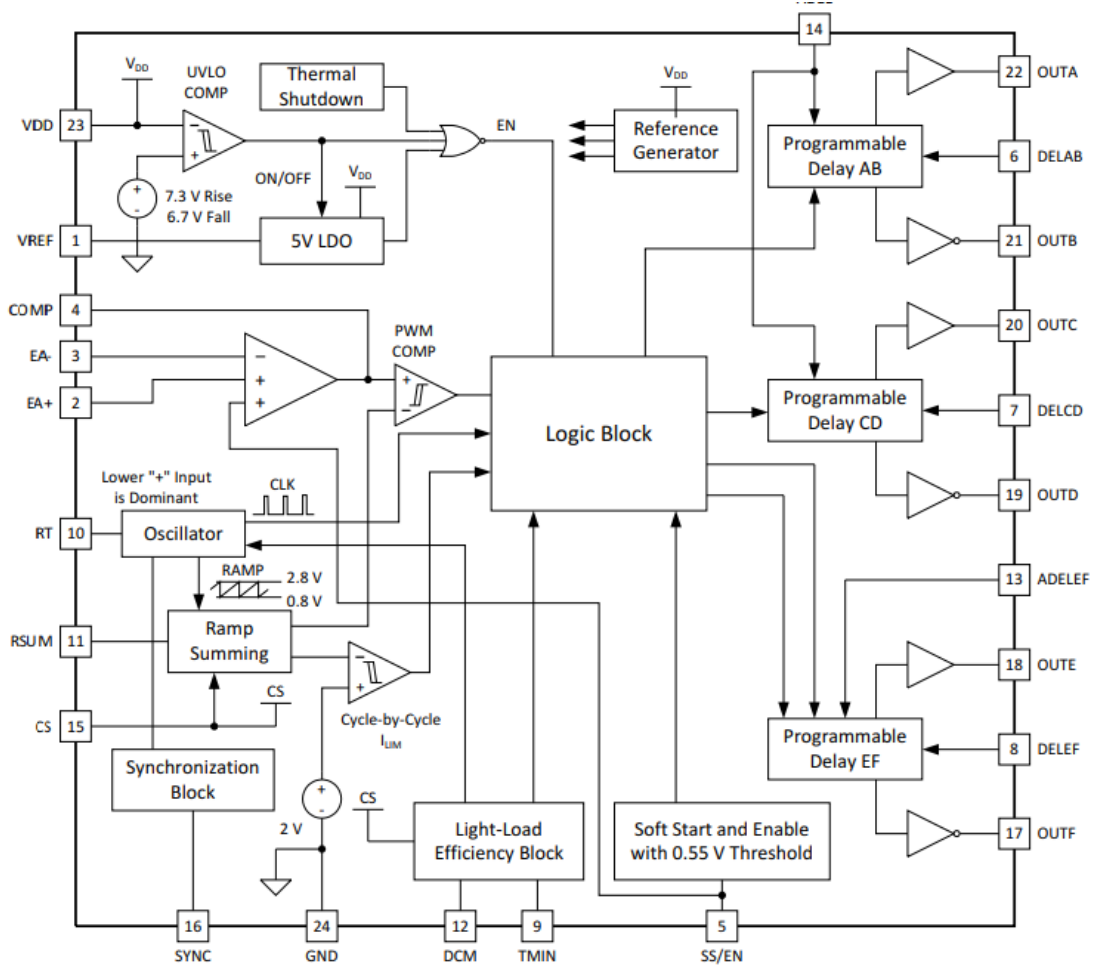
$$P_{S,PSFB} = P_{s,mosfet} + P_{s,diyot} + P_{s,anahtarlama} + P_{s,nüve} + P_{s,Bakır} \quad (3.35)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{s,PSFB} + P_o} \quad (3.36)$$

3.2.6. PSFB Kontrol ve Sürücü Devreleri

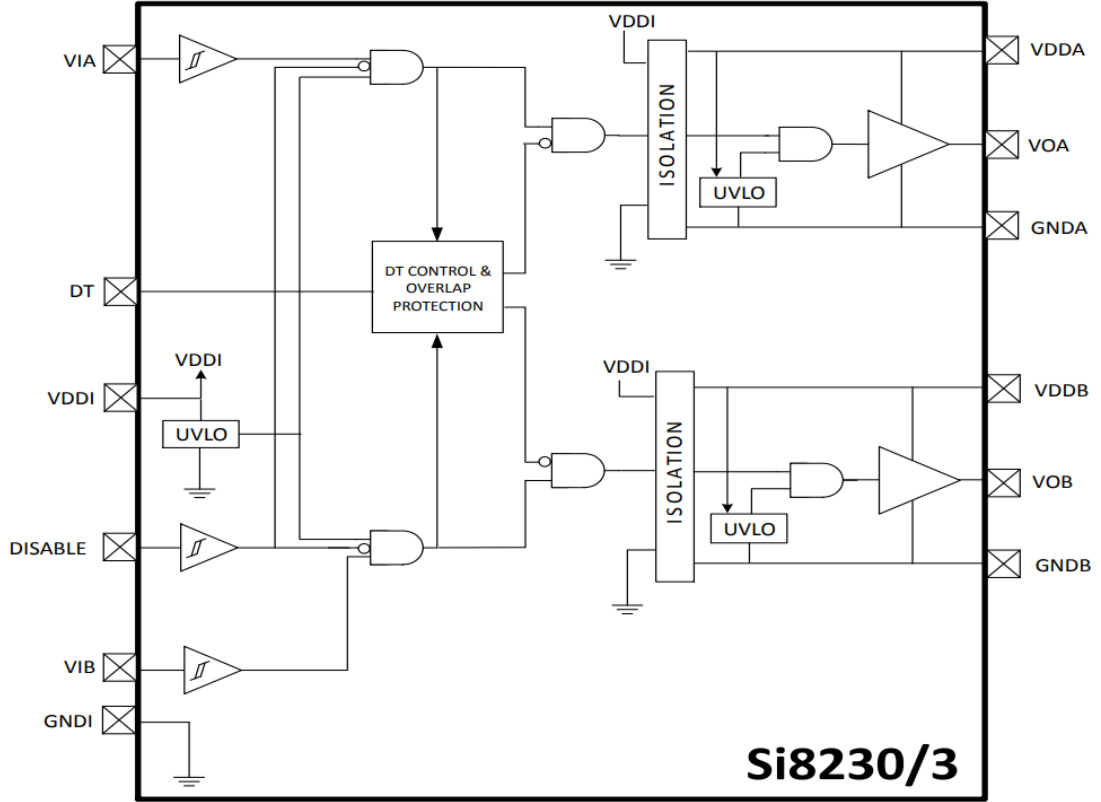
PSFB kontrolü UCC28950PWR entegresi ile giriş ve çıkış akım ve çıkış gerilim değerlerinden alınan geri besleme sinyallerine göre anahtarlanır ve kollar arası gecikme veya faz farkı sağlanmış olur. Şekil 3.20'da UCC28950PWR kontrolcünün

blok diyagramını verilmiştir. S1, S2, S3 ve S4 anahtarlarının sürmek için gereken çıkışların yanı sıra iki senkron doğrultucu ve kapı sürücü çıkışlardan oluşmaktadır. Burada kapı sürücü olarak Silicon Labs'ın SI8233BB-D-IS kullanılmıştır. SI8233BB-D-IS blok diyagramı Şekil 3.21'de gösterilmiştir. SI8233BB-D-IS entegresi yalıtılmış iki bağımsız MOSFET sürücüleri tek pakette birleştirir.

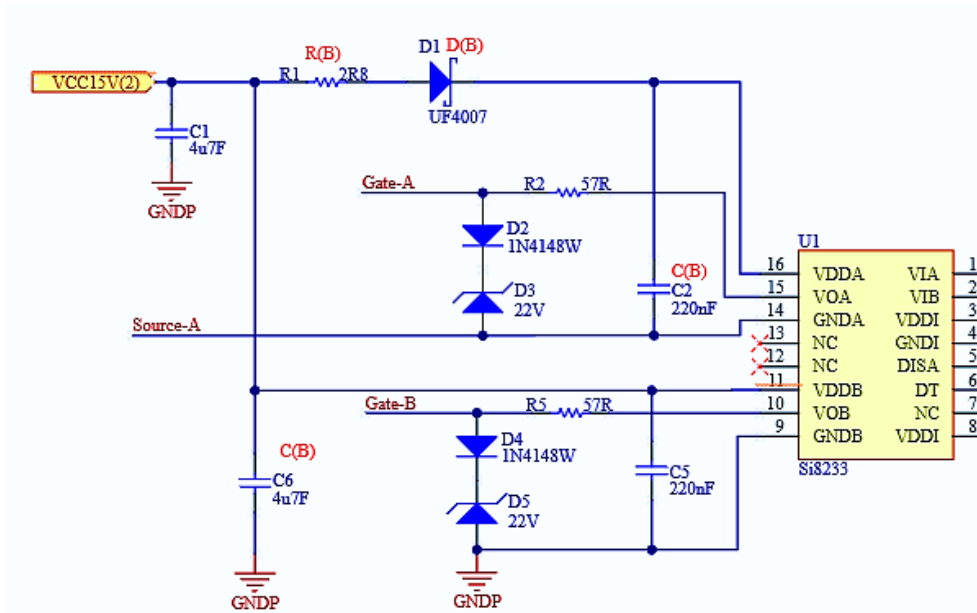


Şekil 3.20: UCC28950PWR kontrolcü blok diyagramı (Texas 2018).

Bu sürücü ile, RF taşıyıcısının modüle edilmesi gibi bir optokuplör ve basit bir kapı sürücüsüne benzerdir. Böylece, elde edilen sürme sinyalleri faz kaydırmalı PWM yöntemi kullanarak anahtarların kapılarına uygulanır. Öte yandan PSFB DA/DA dönüştürücüsünün sağlam ve güvenli bir şekilde çalışması için harici bir ön yükleme devresi eklenmiştir. Şekil 3.22'de R(B), D(B) ve C(B) sırayla ön yükleme devresinin direnç, diyot ve kapasitör değerleridir.



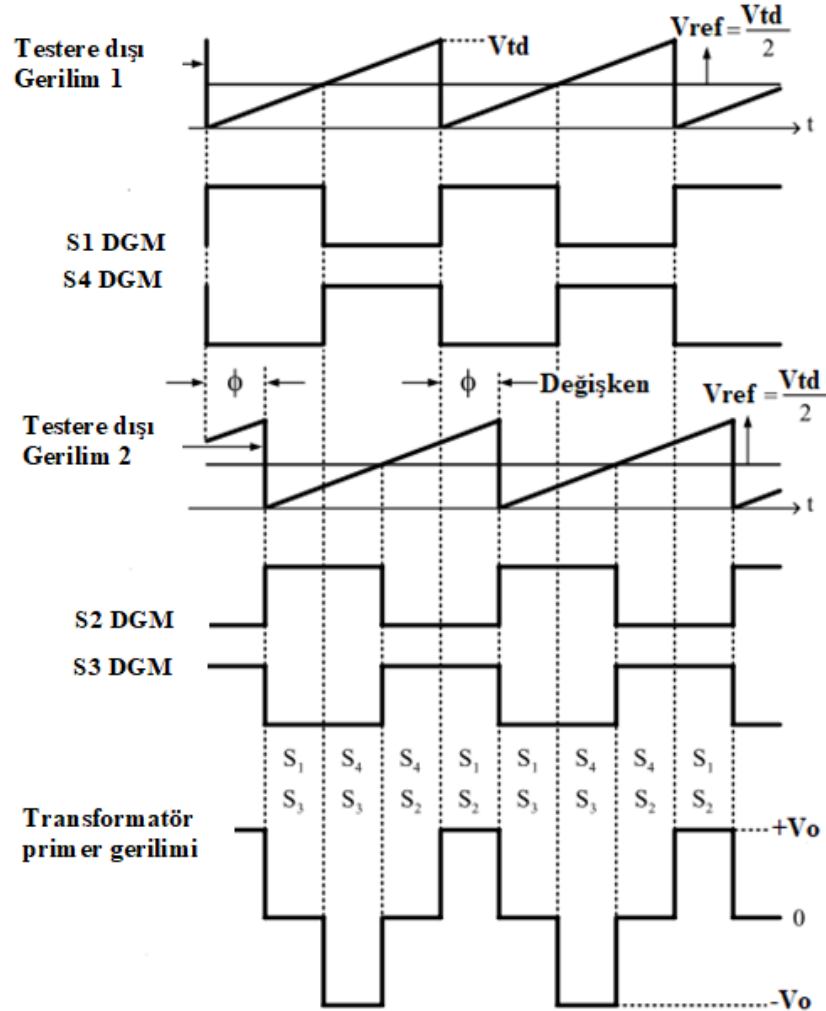
Şekil 3.21: SI8233BB-D-IS sürücü blok diyagramı (Texas 2018).



Şekil 3.22: Ön yükleme devresi (Bootstrap).

3.2.7. PSFB Darbe Genişlik Modülasyon Yöntemi

DA/DA dönüştürücülerde, DGM yöntemleri kullanarak, kapı geçiş sinyalleri üretilir. Geleneksel DGM yönteminde, sabitlenmiş testere dişi taşıyıcı dalga ve referans voltaj (çıkış gerilimi ile istenilen referans çıkış gerilimi arasındaki fark olan hata gerilim dengeleme ile elde edilir) kullanılarak çıkış gerilimi kontrol edilir. Fakat, faz kaydırmalı DGM denetiminde ise, referans gerilim sabit tutulurken, invertör kollarının testere dişi taşıyıcı dalga şekillerinin arasındaki faz farkı değişir. Başka bir deyişle, Şekil 3.23'te gösterildiği gibi, bir invertör kolunun testere dişi taşıyıcı dalgası sabit tutulur ve diğer kolun testere dişi taşıyıcı dalgası değiştirilerek çıkış gerilimi düzeltilir.

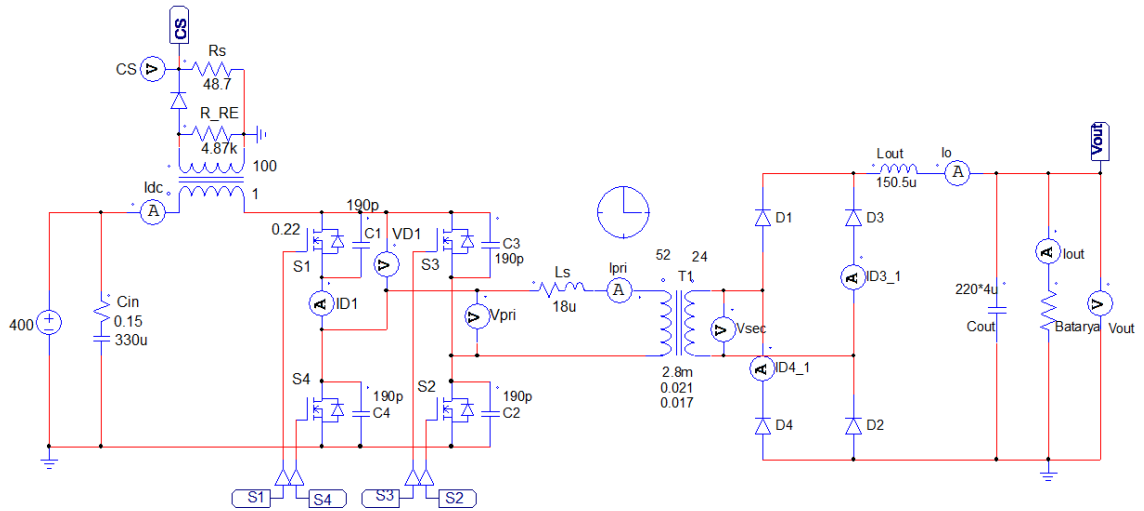


Şekil 3.23: Faz kaydırmalı DGM sinyalleri.

Bu faz farkı, fazlar arasındaki olan etkin bağıl iletim süresini belirler. Bu yöntemde, her biri bir invertör kolunun iki anahtarına birer testere dişi gerilim dalga şekli gelecek şekilde üretilmiştir ve testere dişi gerilim dalgasının tepe değerinin yarısı kadar sabit bir büyüklüğe sahip olan referans gerilim V_{ref} ile karşılaştırılır. Böylece, tüm anahtarlar %50 iletim süresince çalışırlar. Dengelenmiş hata gerilimi, iki taşıyıcı testere dişi gerilim dalga formu arasındaki faz açısına (ϕ) dönüştürülür. Sonuç olarak faz kaydırmalı DGM yönteminde, referans gerilimi yerine faz açısı kontrol edilerek gerçekleştirilmiş olur.

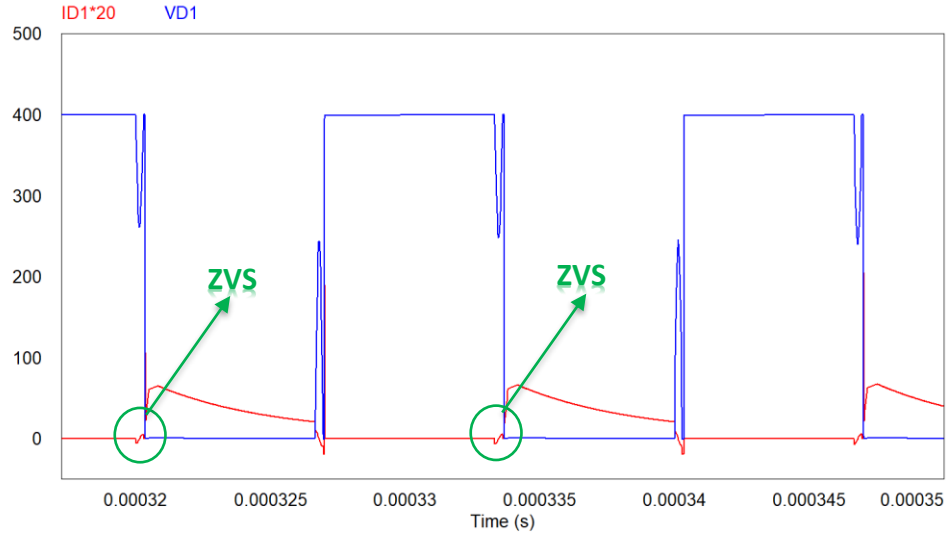
3.2.8. PSFB PSIM Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, PSFB DA/DA katının PSIM ortamında benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 3.24'te PSFB devre şeması verilmiştir.

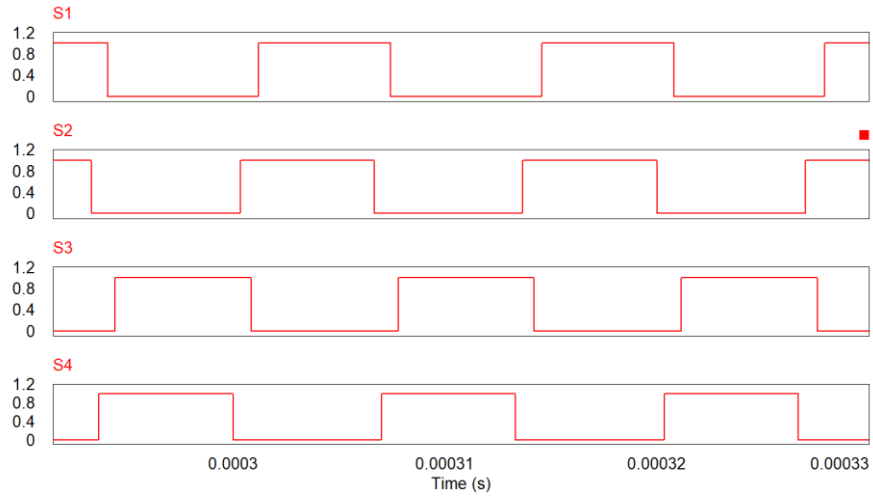


Şekil 3.24: PSFB şeması.

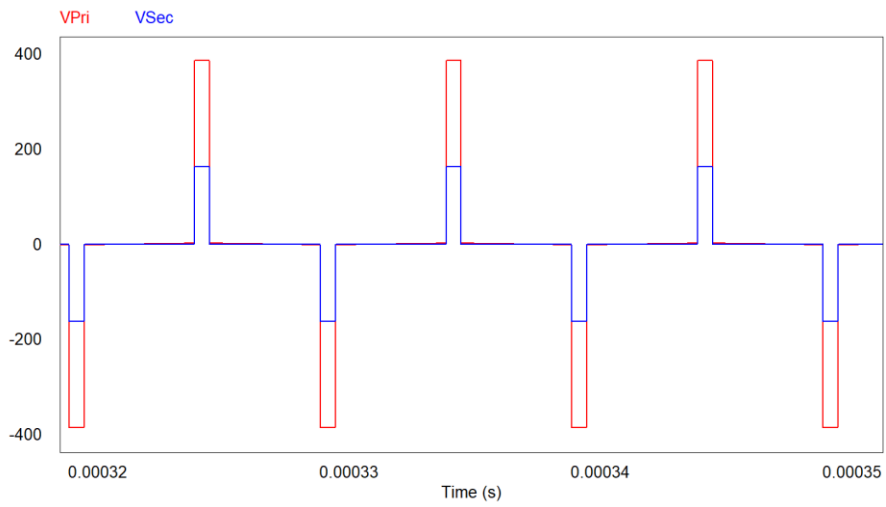
Burada, beklendiği gibi Şekil 3.25'te ZVS gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.26'da DGM sinyalleri verilmiştir. Şekil 2.27'de primer ve sekonder gerilim dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.25: MOSFET V_{DI} gerilim ve I_{DI} akım.

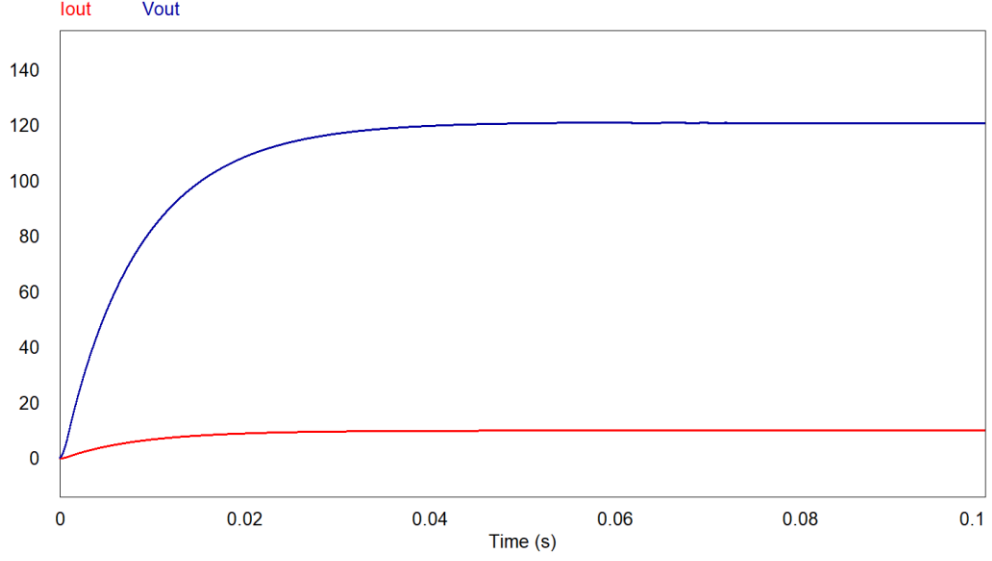


Şekil 3.26: PSFB'de anahtarlara ait sürme sinyalleri.



Şekil 3.27: V_{pri} Primer ve V_{sec} sekonder gerilim dalgaları.

Şekil 3.28'de PSFB'in çıkış akım ve gerilim sinyalleri verilmiştir.

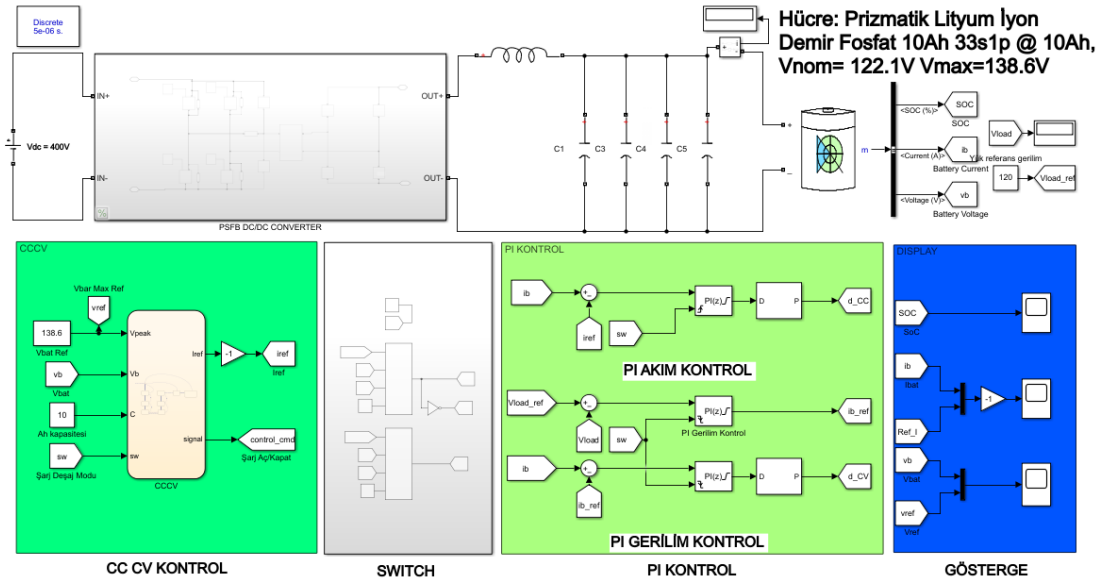


Şekil 3.28: V_{out} Çıkış gerilim ve I_{out} Çıkış akım dalgaları.

3.2.9. Batarya Şarj Yöntemi ve SIMULINK Benzetim Sonuçları

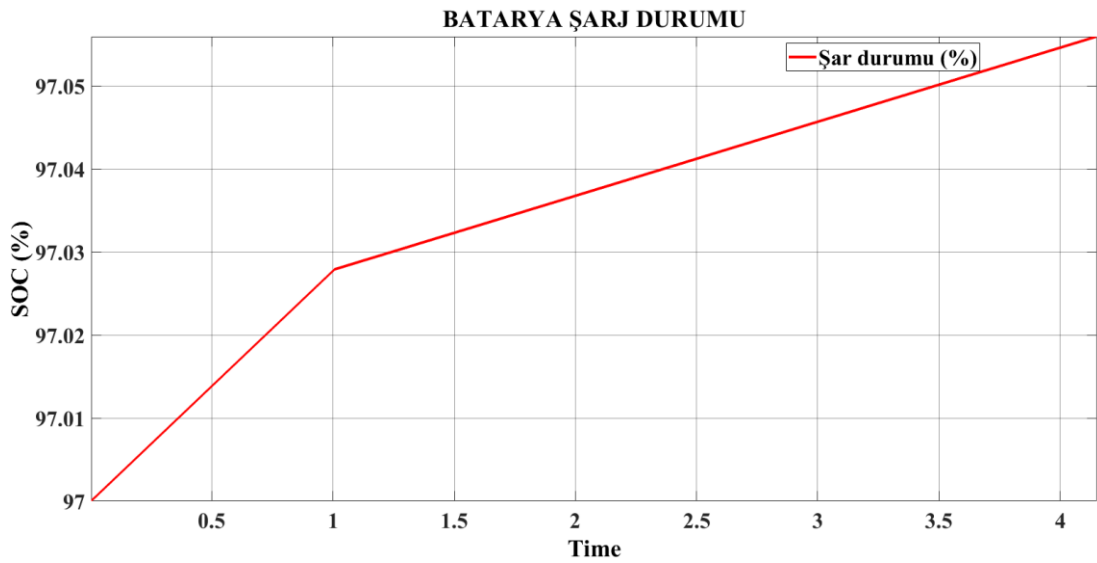
Genelde, en çok kullanılan şarj yöntemleri, sabit akımda şarj, sabit gerilimde şarj ve iki basamaklı sabit akım- sabit gerilim şarj yöntemleridir. Her yöntem, iki aşamada gerçekleştirir. Büyük şarj ve sızıntı şarj olarak adlandırılabilir. Şarj süresini kısa tutabilmek için ilk etapta bataryaya enerji transferi esnasında yüksek şarj akımıyla başlanır. Sonra, belirli bir süre sonra sızıntı şarjı ile düşük akımlarla şarj işlemi tamamlanır. Bu çalışmada, sabit akım- sabit gerilimde şarj yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde, bataryaya iki ayrı periyotta şarj uygulanır. İlk etapta, önceden ayarlanmış gerilim seviyesine (Maksimum gerilimden fazla olmamalıdır) ulaşana kadar sabit akım uygulanır. Böylece hücreler aşırı şarja karşı korunur. İkinci periyotta ise sabit gerilim uygulanarak şarj işlemi tamamlanır. Şekil 3.29’da ise Simulink’te oluşturulan tasarım modeli verilmiştir. Burada modellenen batarya paketi otuz üç seri ve bir paralel (33S1P) **Prizmatik Lityum İyon Demir Fosfat** hücrelerden oluşturulmuştur. Matlab Simulink benzetim ortamında Sabit akım- Sabit gerilimde şarj yöntemi ile elde edilen sonuçlar Şekil 3.30, 3.31 ve 3.32’de gösterilmiştir.

Batarya paketinin özellikleri: **Prizmatik Lityum İyon Demir Fosfat**, 33S1P @ 10 Ah, $V_{nom}=122.1$ V @ $V_{max}=138.6$ V.

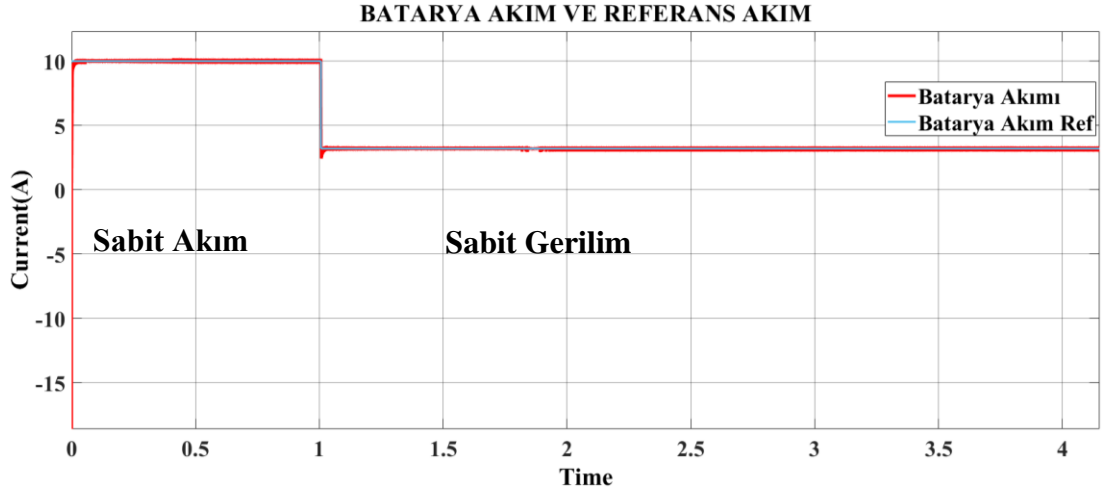


Şekil 3.29: Şarj cihazı tasarımı Simulink modeli.

Burada, sabit akım – sabit gerilimde (CCCV) şarj PI kontrol ile sağlanmıştır. PI girişinde daha önce belirlenmiş batarya Ah kapasitesi (I_{bat_ref}) - maksimum gerilim (V_{bat_ref}) seviyeleri ve batarya şarj akım (I_{bat}) – gerilim (V_{bat}) seviyeleri izleyerek PSFB çıkışında istenilen akım ve gerilim değerlerine göre 0 ile 0,95 arasında değişen bir değer üretilmiştir. Bu değer PSFB anahtarlarının çalışma döngüsünü temsil eder ve DGM sinyalleri Simulink'te mevcut PWM Generator (DC-DC) bloğu ile 150 KHz frekansta üretilmiştir.

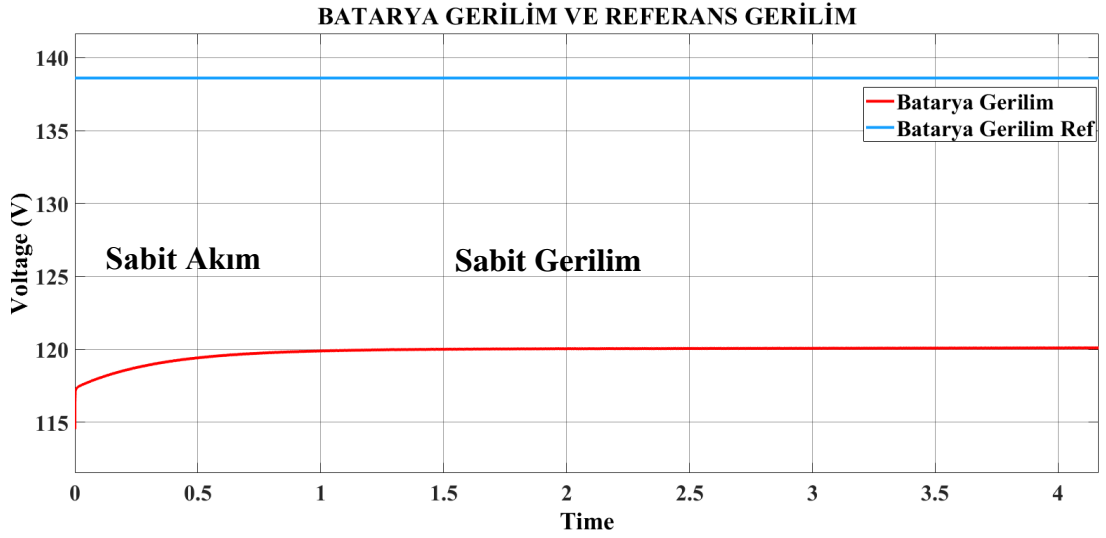


Şekil 3.30: Sabit akım- sabit gerilimde şarj durumu.



Şekil 3.31: Sabit akım- sabit gerilimde batarya akımı (kırmızı) ve referans akımı (mavi) grafikleri.

Sabit akımda ortalama akım değeri 10A iken sabit gerilimde ortalama sızıntı akım değeri ise 3.5A'dır.



Şekil 3.32: Sabit akım- sabit gerilimde batarya gerilimi (kırmızı) ve batarya referans gerilimi (mavi) grafikleri.

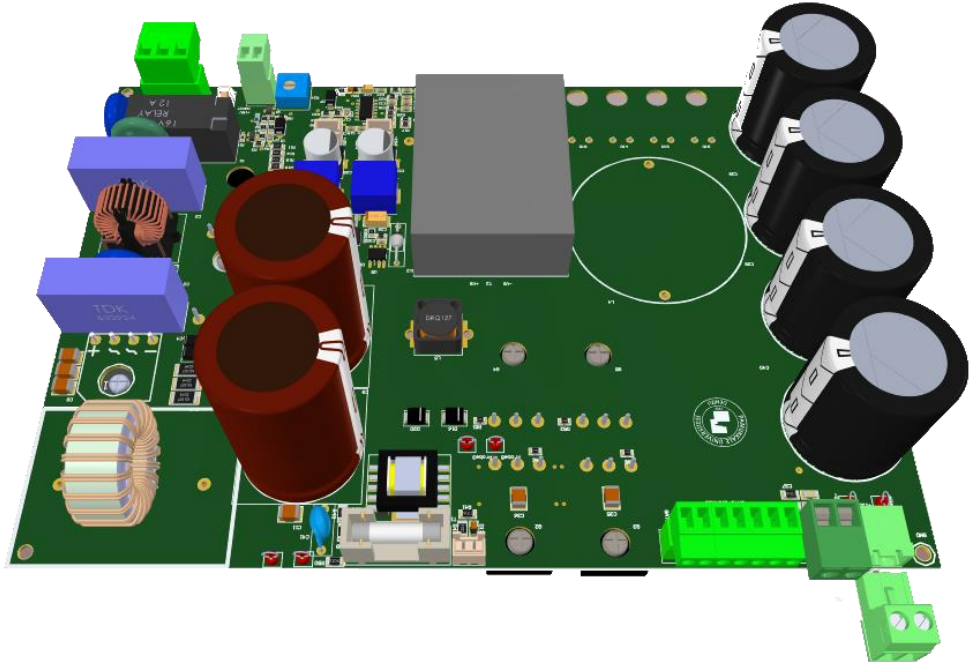
Benzetim çalışmalarında, Simulink ortamında karşılaşılan kısıtlamalardan dolayı batarya şarj durumunun %97 sonrasında dört saniye boyunca bataryanın şarj davranış sonuçları dikkate alınmıştır.

4. GaN TABANLI ŞARJ CİHAZI UYGULAMASI

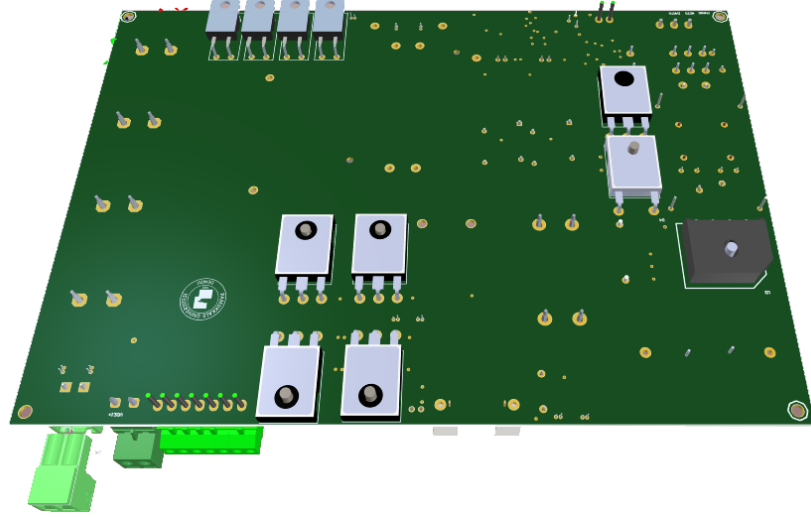
Bu çalışmada GaN tabanlı geliştirilen 1.2 kW şarj cihazı Şekil 4.1, 4.2 ve 4.3'te güç ve kontrol katları gösterilmiştir. Bu bölümde, hızlı GaN elemanların kullanılması ile beraber, geliştirilen prototip şarj cihazı ayrıntılı bir şekilde sonuçları verilmiştir. Burada, tasarım esnasında kullanılan kontrol ve sürüş yöntemleri uygulamalı olarak gösterilmiştir. Bu yöntemlerin kullanımında, akım ve gerilim okuma devreleri verilmiştir. Son olarak, batarya şarj kontrol yöntemi gösterilmiş ve beklenen sonuçlar kıyaslanmıştır.

4.1. Şarj Cihazı Güç Katı

Şekil 4.1 ve 4.2'de gösterildiği gibi PFC devresi dahil olmak üzere PSFB yüksek gerilim kısmı bulunmaktadır. PFC entegresi olarak FAN6982 kullanılmıştır. FAN6982 aracılığıyla, PFC MOSFET'i 75 KHz'te anahtarlayarak istenilen 380-400 V DA gerilim seviyesi elde edilmiştir. Bu katta PFC devresinin çalışmasını doğrulamak için Şekil 4.13'te şebeke gerilim ve akım dalga şekilleri gösterilmiştir.



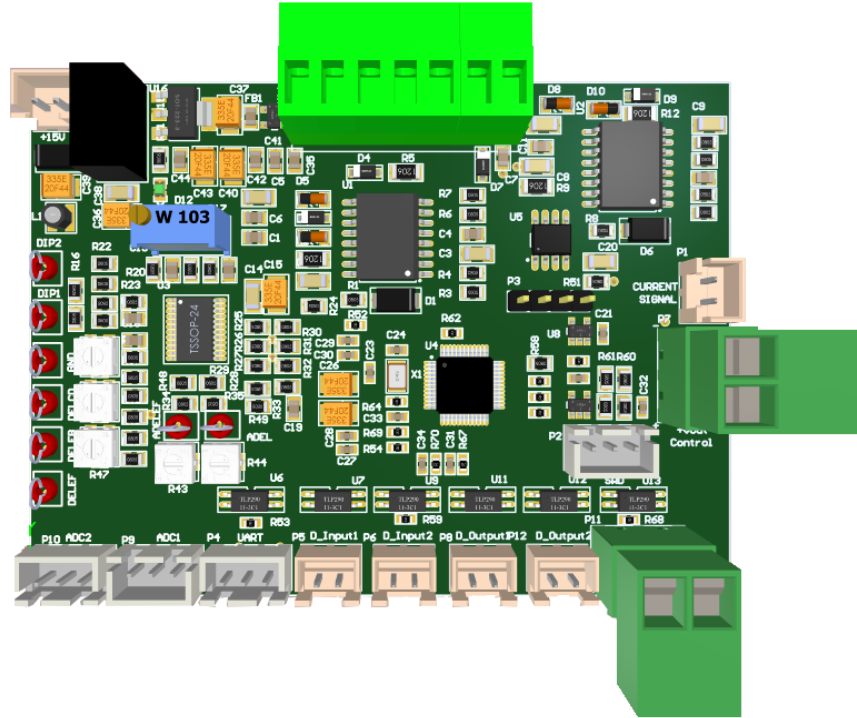
Şekil 4.1: Güç katı PCB ön çizimi.



Şekil 4.2: Güç kat PCB arka çizimi.

4.2. Şarj Cihazı Kontrol Katı

Şekil 4.3'te gösterildiği gibi STM32F103C8, Si8233 ve UCC28950PWR dahil olmak üzere şarj cihazını kontrol etmek gerekli tüm entegreler bulunmaktadır. Güç katından akım ve gerilim değerleri okunarak 3.81 mm mavi konektörler vasıtasıyla akım ve gerilim sinyalleri getirilmiştir.

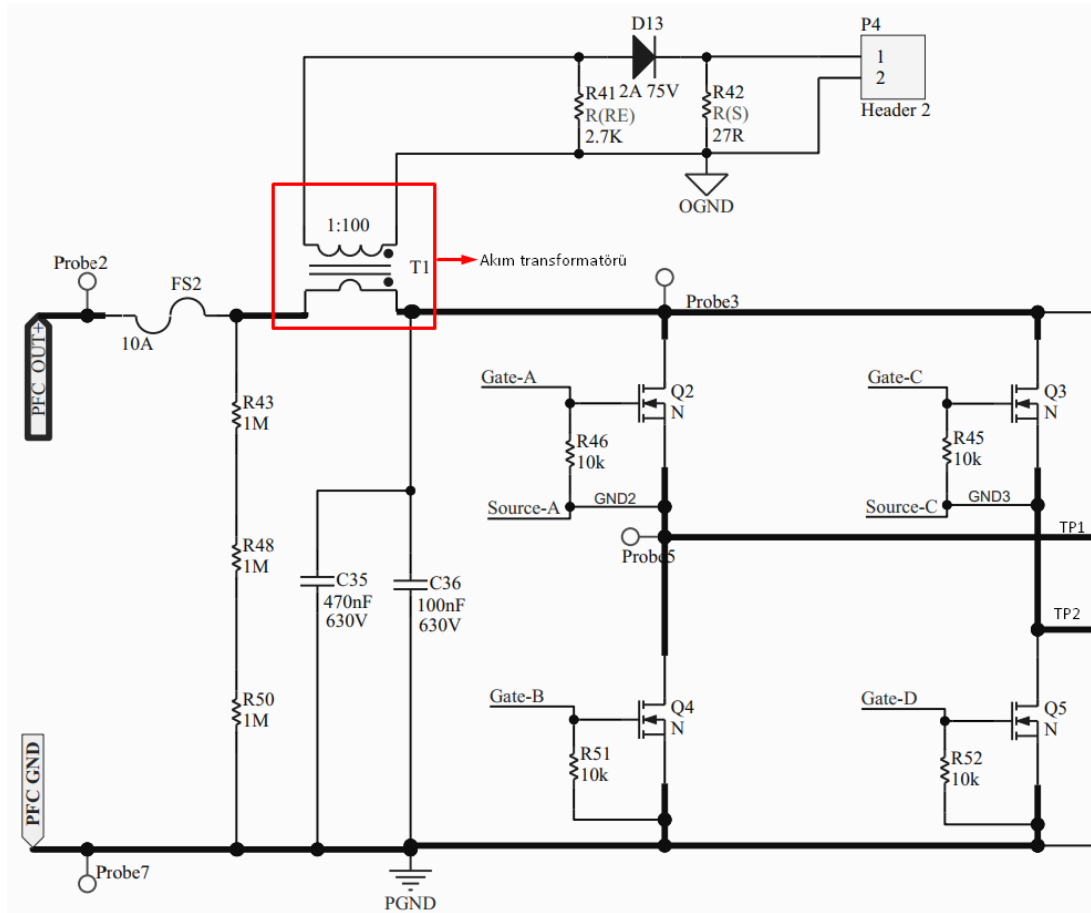


Şekil 4.3: Kontrol kartı PCB çizimi.

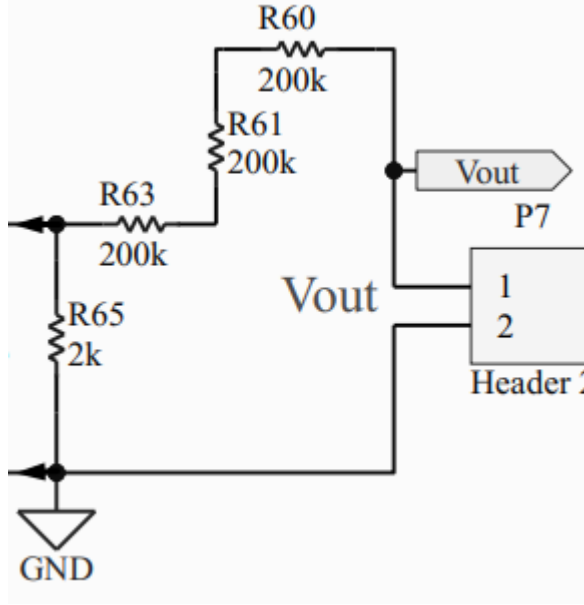
Kartta görülen diğer beyaz konektörler ise 2*2.5 mm ve 3*2.5 mm Tunik konektörler olup elektrikli araçlarda batarya yönetim sistemi, güç yönetim sistemi ve araç yönetim sistemi gibi diğer tahrik organlarıyla haberleşmek için kullanılmıştır.

4.2.1. STM32F103 ile Dijital Kontrol Sistemi

Batarya şarj cihazı kontrol sisteminde, birkaç kapalı çevrim devre kontrolü yapılır. Bu işlem, bir takım akım ve gerilim ölçümleri gerektirir. Bu nedenle, analog sinyallerin algılanması, işlenmesi ve dijital sinyali işlemci tarafından kaydedilmesi gibi işlemlerin yapılmasını gerektirir. Burada akımı ve gerilimin algılanması sırayla Şekil 4.4'te ve Şekil 4.5'te gösterildiği gibi akım transformatörü ve yüksek değerli seri dirençleri kullanarak gerilim bölme ile yapılmıştır. Akım transformatörünün datasheeti ek B'de verilmiştir.

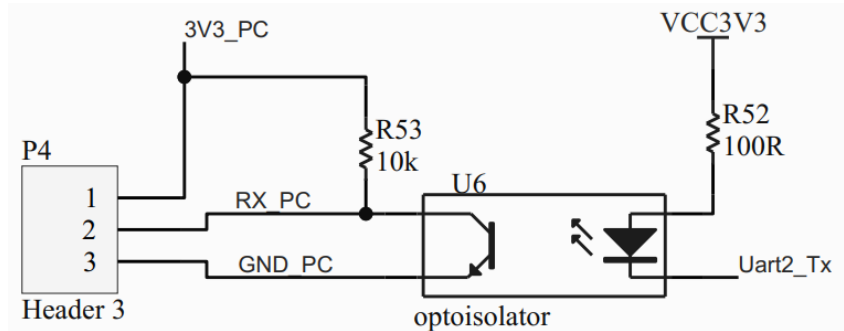


Şekil 4.4: DA akım algılama transformatörü.

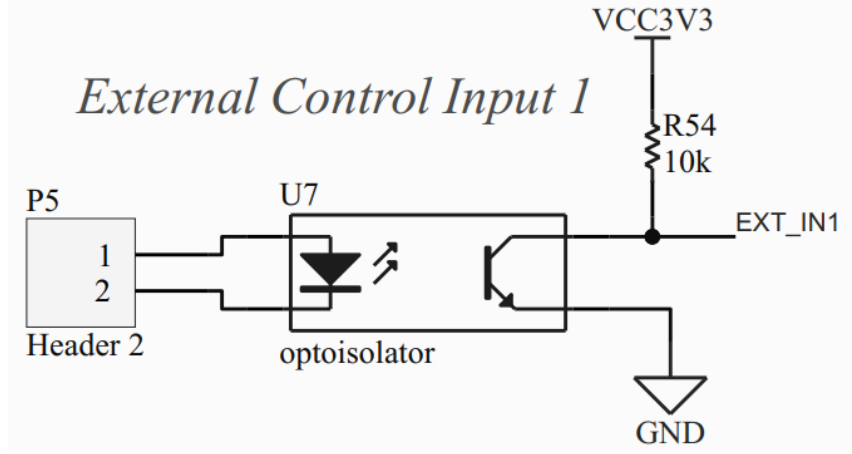


Şekil 4.5: Çıkış gerilim bölme işlemi.

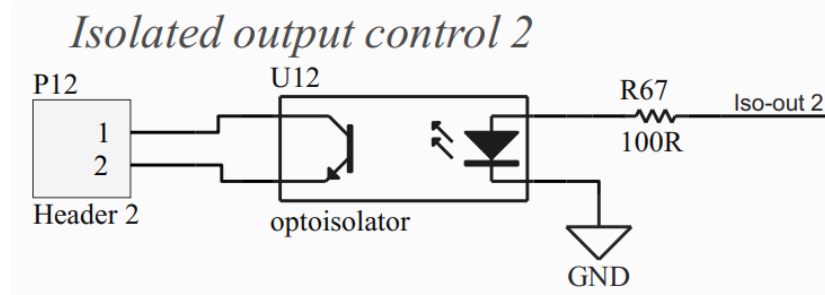
Okunan bu değerler, bataryanın uygun yöntemler ile şarj edilmesini sağlar. Ek olarak, şarj cihazı ile batarya hücreleri ile ilgili yeterli veri toplayan batarya yönetim sistem (BYS) haberleştirilerek, tam anlamıyla zararsız bir şekilde hücrelerin şarj olması sağlanır. Burada, Şekil 4.6'daki gibi BYS ile haberleşmek için optokuplör ile izole edilmiş UART haberleşme protokolü kullanılmıştır. Ayrıca, gerek diğer elektrikli araç kontrol üniteleri (ECU) ile, gerekse şarj esnasında güvenlik koşulları sağlamak için haberleşme işlemleri, Şekil 4.7'de ve Şekil 4.8'deki harici izole edilmiş genel amaçlı giriş çıkış (GPIO) pinleri eklenmiştir.



Şekil 4.6: İzole edilmiş UART pin.



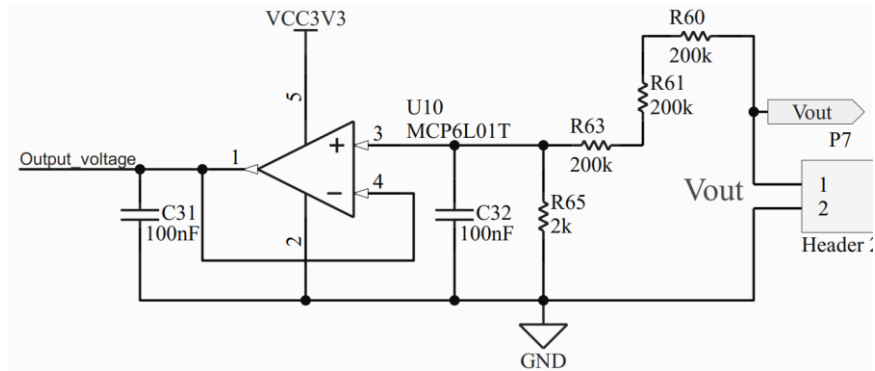
Şekil 4.7: İzole edilmiş genel amaçlı giriş pin.



Şekil 4.8: İzole edilmiş genel amaçlı çıkış pin.

4.2.2. DA Gerilim Okuma

DA gerilim okumak için ilk olarak Şekil 4.5'teki gibi gerilim bölme işlemi yapılmıştır. Gerilim bölücü DA gerilimini yüzlerce gerilimden amplifikatörün besleme geriliminin altına düşürür.

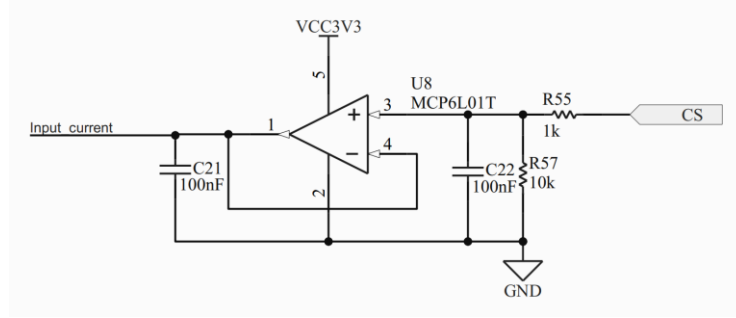


Şekil 4.9: PFSSB çıkış gerilim izleyici.

Şekil 4.9’da gösterildiği gibi **MCP6L01T** gerilim izleyici ve alçak geçiren filtre devresinin sayesinde, işlemciye analog çıkış gerilim sinyali gönderilmiştir.

4.2.3. DA Akım Okuma

DA akım okuma işlemi, akım transformatöründen elde edilen analog sinyal Şekil 4.10’de gösterildiği gibi **MCP6L01T** akım izleyiciye sokulur ve gürültüsüz bir analog sinyal elde edilir. Ayrıca, GaN elemanlar yüksek frekansta anahtarlandıkları için Şekil 4.10’deki gibi alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Sonra, analog sinyali STM32F103’ün ADC bacağına bağlanır. Bu sayede, PSFB’in giriş akım ve gerilimi ölçülmüş olur.



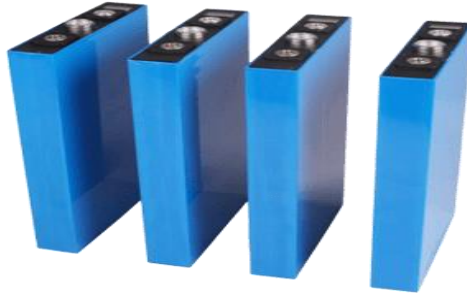
Şekil 4.10: PSFB giriş akım-gerilim izleyici devresi.

4.3. Deneysel Sonuçları

Burada, yapılan yerleşik şarj cihazı prototipinin deneysel sonuçları sunulmuştur. Şekil 4.12’de yerleşik şarj cihaz prototip görüntüleri verilmiştir. İlk olarak, PFC katından şebeke akımı, gerilim ve PFC çıkış gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Ardından, PSFB çalıştırılıp gereken sonuç alınmıştır. Ayrıca, yük olarak Şekil 4.12’te seri bağlanmış 33 adet Li-İyon hücrelerin kullanılması planlanmıştır.



Şekil 4.11: Yerleşik şarj cihaz prototipi.

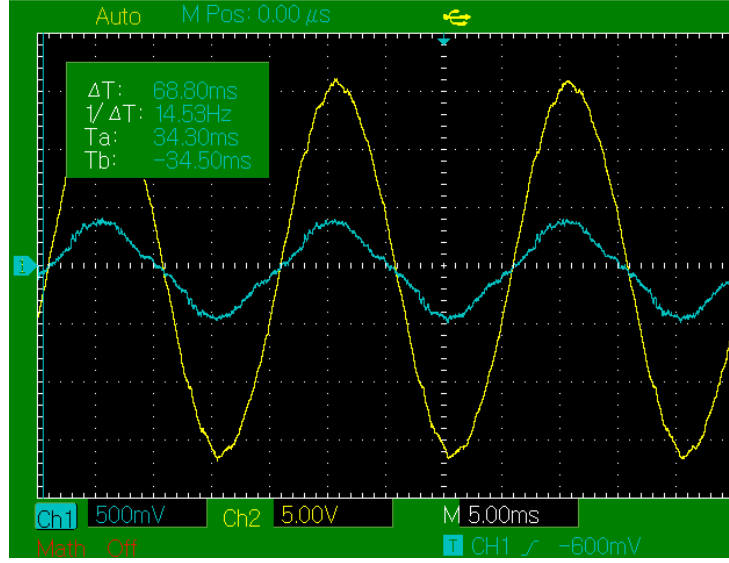


Şekil 4.12: Prizmatik lityum iyon demir fosfat pil hücreleri

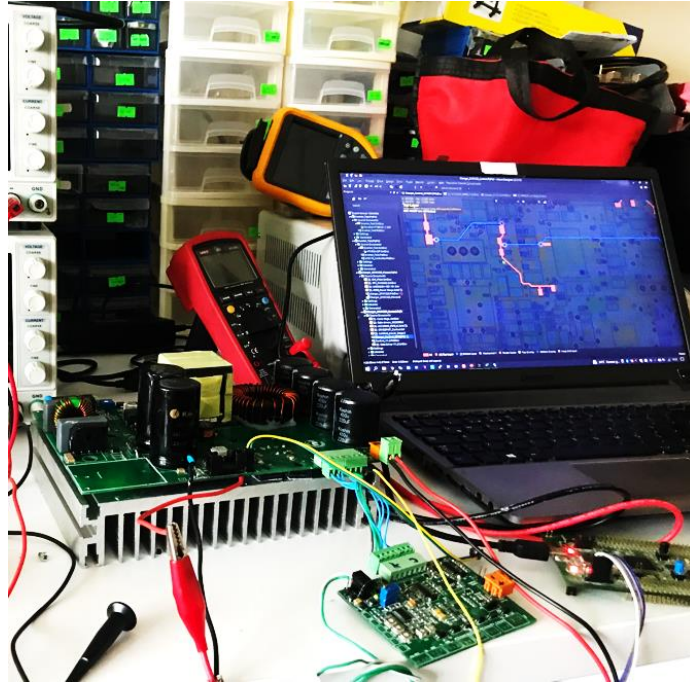
(3.7V @ 10Ah) ile **33S1P** paket oluşturulması ($V_{nominal}= 122.1\text{ V}$ @ $V_{maks}= 138.6\text{ V}$).

Burada, mevcut batarya paket kapasitesinin düşük olması, güvenlik nedenleriyle tüm deneysel çalışmalarında sızıntı akımı ($I_{bat} \leq 5\text{ A}$) şarj işlemleri yapılmıştır.

Şekil 4.14'te, PFC çalışma esnasında kaydedilen şebeke akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Sarı grafik şebeke gerilim dalga şeklini temsil ederken, mavi grafik şebekeden çekilen akım dalga şeklini gösterilmektedir. Ölçüm yaparken, Kanal 1'de akım probu kullanılmıştır. Kanal 2'de ise iki adet 100 K Ω direnç yardımıyla şebeke gerilimi bölünerek ölçüm yapılmıştır. Her iki ölçüm durumunda osiloskop probu x10 kademesinde kullanılmıştır.

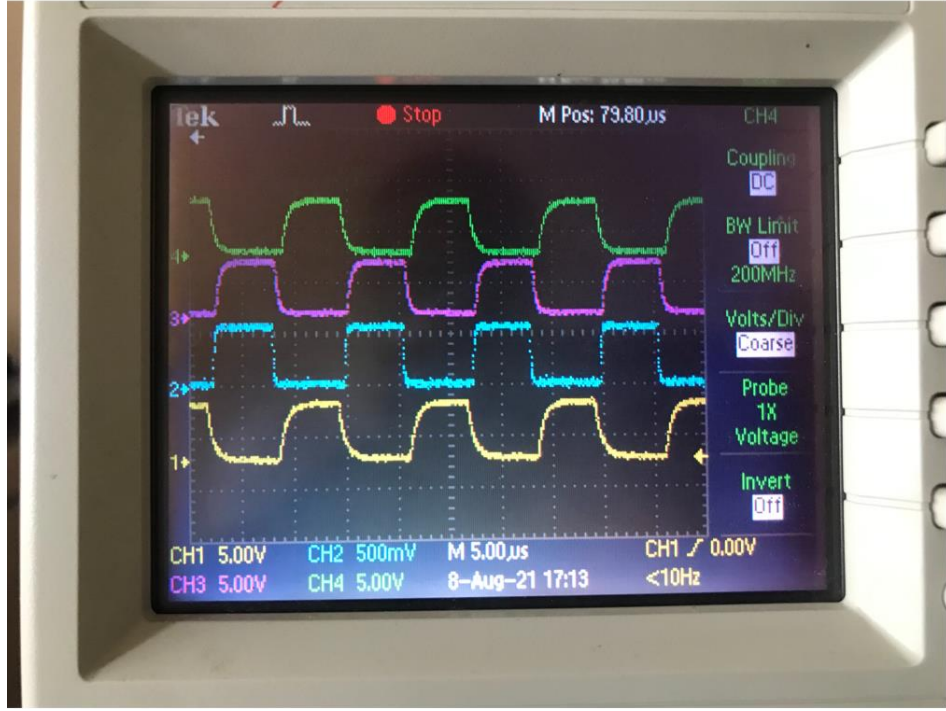


Şekil 4.13: Şebeke gerilim ve akım dalga şekilleri.



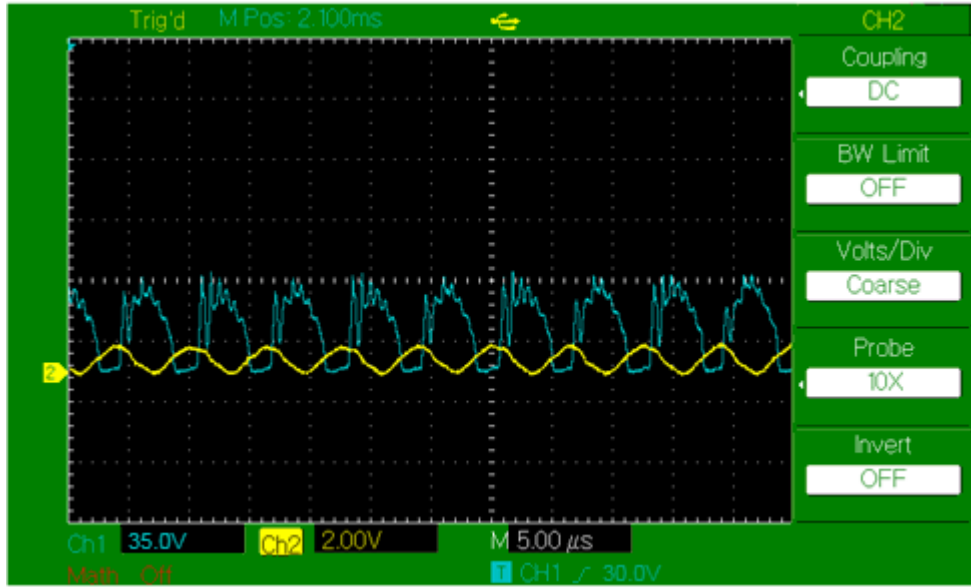
Şekil 4.14: PSFB katı üzerinde deneysel testleri.

Şekil 4.15'te PSFB DGM dalga şekilleri gösterilmektedir. Üretilen DGM sinyalleri arasındaki faz farkı ile anahtarların iletim süreleri belirlenmiştir. Kanal 2'nin 500 mV/Div gösterilmesi kademesiz bir probun kullanılmasından kaynaklanmaktadır.



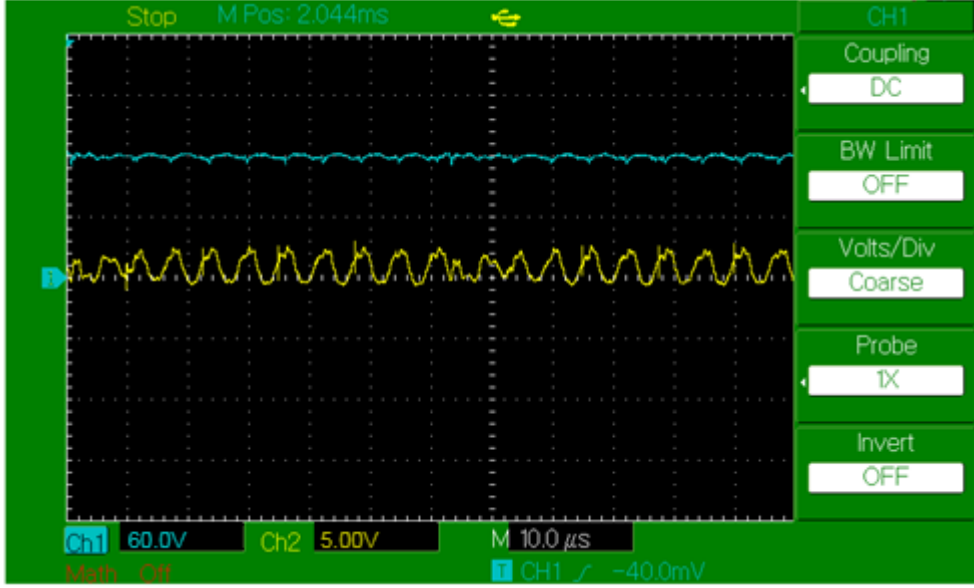
Şekil 4.15: PSFB için üretilen DGM sinyalleri.

Şekil 4.16’da ise MOSFET V_{gs} gerilim ve I_d akımı gösterilmektedir. Batarya paketi sızıntı akımla şarj edildiğinden dolayı şarj cihazı %50 yüklenmiş gibi davranmaktadır.



Şekil 4.16: PSFB MOSFET V_{ds} gerilim (Mavi) ve I_d akım grafiği (Sarı).

Şekil 4.17’de şarj cihazının sabit gerilimde çıkış gerilimi ve sızıntı akım dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 4.17: Sabit Akım- Sabit gerilimde, şarj cihazının çıkış gerilimi (Mavi, $V_{bat.} = 120,2 \text{ V}$) ve sızıntı akımı (Sarı, $I_{sız.} = 3.58 \text{ A}$) grafikleri.

5. YÖNTEM

Bu tez çalışmasında elektrikli araçlar için kullanılan yerleşik batarya şarj cihaz tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. İlk olarak, yerleşik şarj cihazlarında kullanılan devre topolojileri detaylı bir şekilde incelenmiş olup verimlilik ve performans beklentilerine uygun topoloji seçilmiştir. Seçilen şarj cihaz topoloji, EMI filtre, PFC ve PSFB gibi alçak geçiren filtre yapı ve gelişmiş güç dönüştürücü yapıları içermektedir. Bu yapıların tasarımı için gerekli analitik hesaplamalar yapılmış ve benzetim sonuçlarına dayanarak gerçekleştirilmiştir.

PFC tasarımı ise, FAN6982 entegresi ile gerçekleştirilmiştir. Burada, uygulama gücün 300W üstünde olmasından dolayı FAN6982 entegresi sürekli iletim modunda (CCM) kullanılmıştır. Entegre ile “**Leading-edge**” modülasyon yöntemi kullanılarak ortalama akım kontrolü sağlanmıştır. Ayrıca, “**TriFault Detect**” fonksiyonu ile açık ve kısa devre, düşük ve aşırı gerilim koruma sağlanmış olup yumuşak başlatma, tepe akım değer sınırlama gibi koruma görevleri yerine getirilmiştir. Yüksek güç yoğunluklu, yüksek verimlilik ve düşük EMI gibi beklentiler doğrultusunda en yüksek frekansta (75 KHz) anahtarlama yapılmıştır. Dolayısıyla, düşük ters toparlama akımına sahip hızlı diyot (FFSH2065A) kullanması tercih edilmiştir.

Akım ve gerilim kontrol döngülerinin iyi kullanılması (Gerilim bölücü ve şönt dirençlerinin iyi seçilmesi) PFC işleminin en önemli başarı faktörüdür. Akım kontrol döngüsü indüktör akımını şekillendirirken, gerilim kontrol döngüsü ise FAN6982 entegresinin dahili hata amplifikatörü kullanılarak PFC çıkış gerilimi ayarlanır. Bu durumda, PFC çıkış geriliminden alınan geri besleme gerilim seviyesi, dahili amplifikatörün referans gerilimi (2.5V) ile aynı olmalıdır. Bu kontrol yöntemleri sayesinde şebeke gerilimi 85V ile 230VAA arasında değişse bile PFC çıkış gerilimi 380 VDA sabit bir voltaj elde edilmiştir.

PSFB tasarımında, Texas Instrument’in UCC28950 entegresi kullanılmıştır. Bilindiği üzere, UCC28950 entegresi PSFB uygulamalarında verimlilik ve performans açısından en çok tercih edilen entegrelerden biridir. Yumuşak başlatma, geniş yük aralığında çalışma, ayarlanabilir sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) ve 1MHz’e kadar programlanabilir anahtarlama frekansı gibi birçok gelişmiş özelliğe sahiptir.

UCC28950 entegresinin en büyük avantajlarından biri fazla harici komponent ihtiyacı duymamasıdır. Burada, PSFB tasarımında 150 KHz frekansta anahtarlama gerçekleştirilmiş olup gerekli harici komponentlerin seçimi için Texas Instrument'in tarafından önerilen “**UCC28950 Green Phase-Shifted Full-Bridge Controller With Synchronous Rectification**” adlı datasheet'ten faydalanılarak direnç (R), kapasitans (C), endüktans (L) değerleri seçilmiştir. Ayrıca, GaN MOSFET kapı DGM sinyalleri, faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyon yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Bu yöntem geleneksel DGM yönteminden farklıdır. Faz kaydırmalı DGM yönteminde, bir evirici bacağına testere dişi taşıyıcı voltaj dalga biçimi sabit tutulurken, çıkış; diğer bacağın taşıyıcı testere dişi gerilim dalga biçiminin faz kaydırılmasıyla düzeltilir. Uygulamada, her bir testere dişi dalga gerilimi (Bir testere dişi dalga iki kapı için kullanılır), tepe değerinin yarısı kadar sabit büyüklükteki bir referans gerilim ile karşılaştırılır. Dolayısıyla ideal olarak tüm anahtarlar aynı %50 görev döngüsüne sahiptir. Dengelenmiş hata voltajı, iki taşıyıcı testere dişi gerilim dalgası arasındaki faz açısına (ϕ) dönüştürülür. Sonuç olarak, kullanılan DGM yönteminde, referans gerilimi yerine, kontrol değişkeni olarak **faz açısı** kullanılmıştır.

Bu çalışmalardan sonra, PSIM ortamında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar neticesinde, gerekli analitik hesaplamaları yapılarak yüksek frekanslı transformatörü, çıkış endüktans ve kapasitans tasarım çalışmaları yapılmıştır. Ardından, doğrulanmış sonuçlar ışığında “**Altium Designer**” programı yardımıyla şarj cihazının devre çizimi ve PCB tasarım yapılmıştır. PCB tasarım sırasında ısı dağılımı, akım davranışları ve GaN yerleşim planı dikkate alınarak PCB yolları çizilmiştir. Ayrıca, ısı yayan komponentleri soğutmak için alüminyum soğutucu kullanılmıştır. Son olarak, elde edilen çalışır şarj cihaz prototipiyle Şekil 4.13'teki batarya paketi sabit akım-sabit gerilim şarj yöntemi kullanılarak şarj işlemi gerçekleştirilmiştir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, GaN tabanlı elektrikli araçlarda kullanılan yüksek verimli ve yüksek güç yoğunluklu yerleşik şarj cihazı tasarım ve prototip çalışmaları yapılmıştır. Çalışmanın amacı, SiC ve Si tabanlı yerleşik şarj cihazlarında yaşanan verim ve güç yoğunluk ile ilgili sorunlarını irdelemektir. GaN elemanlarının yüksek bant genişliği, yüksek termal iletkenliği, yüksek çalışma sıcaklığı, düşük iletim direnci ve yüksek anahtarlama hızı, güç dönüştürme çalışmalarında umut vericidir. Ayrıca, yüksek anahtarlama hız kabiliyetleriyle birlikte anahtarlama kayıplarındaki kaydedilen iyileştirmeler diğer transistörlere kıyasla bir ayrıcalık göstermektedir. Bu tez çalışmasında hem GaN elemanlarının avantajlarına hem de tasarım maliyetine ve uygulama kolaylığına göre şarj cihazı için gerekli topolojiler seçilmiştir. Burada önerilen şarj cihaz tasarımı, iki kat güç dönüştürücü topolojisinden oluşmaktadır. Birinci katta izole edilmemiş Boost PFC (AA/DA dönüştürücü) ve ikinci katta ise yüksek frekanslı transformatör aracılığıyla izole edilmiş PSFB (DA/DA dönüştürücü) topolojisi bulunmaktadır. Boost PFC katında, yarım köprü dönüştürücünün aşırı gerilim stresine maruz kalması, diğer topolojilerin tasarım maliyetleri ve kontrol karmaşıklığından dolayı Boost PFC tercih edilmiştir. Aynı şekilde PSFB katında incelenen topolojileri arasında LLC ve DAB topolojilerinin maliyetli oldukları ve kontrol karmaşıklıklarından dolayı ZVS veya ZCS sağlamaları oldukça zordur. Bu nedenle, bu katta PSFB tercih edilmiştir.

Bu doğrultuda, üçüncü bölümde yapılan devre analiz ve tasarım çalışmalarının neticesinde imal edilen şarj cihaz prototipinin deneysel sonuçları, benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlara çok yakındır. Örneğin, Şekil 3.10'da simülasyon çalışmalarından elde edilen PFC şebeke akım ve gerilim dalga şekli, Şekil 4.13'te gerçek deneysel çalışmalarından alınan PFC şebeke akım ve gerilim dalga şekline oldukça yakındır. Diğer sonuç grafiklere bakıldığında oldukça tatmin edicidir.

Öte yandan, şarj cihazının çalışma performansını etkileyen ve dikkat edilmesi gereken faktörleri değerlendirmek gerekirse, GaN anahtarlama döngüsündeki anahtarlama hızından dolayı ani gerilim yükselmelerine neden olan parazitik endüktanslarıdır. Ek olarak, güvenli bir sürüş için ve serbest anahtarlama olası bozulmalara karşı her GaN kapı girişine 57 ohm'luk direnç eklenmiştir. Böylece, GaN

kapıları aşırı gerilimden korunmuştur. Ancak bu yöntemin GaN anahtarlama hızını yavaşlattığı birçok çalışmada kanıtlanmıştır. Bu nedenle gelecekte bu engelleri ortadan kaldırmak için yüksek anahtarlama hızı kontrol edilebilir hassas sürücü devrelerinin tasarımı yapılacaktır. GaN'nin yüksek anahtarlama hızı nedeniyle, gürültü bastırma ve elektromanyetik parazitlerin (EMI) en aza indirilmesi konusunda ciddi çalışmalar yapılacaktır. Ayrıca, bu çalışmalarda, kompakt ve yüksek güç yoğunluk için düzlemsel indüktörlere(“**Planar Transformer**”, “**Planar Inductors**”) öncelik verilecektir.

Bu tez çalışması sonucunda elde edilen en yüksek verim **%94,30** iken şarj cihazının güç yoğunluğu **0,52 W/cm³** olarak hesaplanmıştır.

7. KAYNAKLAR

Bin, L., Qiang, L., ve Fred, C. L., "A Novel PCB Winding Transformer with Controllable Leakage Integration for a 6.6kW 500kHz High Efficiency High Density Bi-Directional On Board Charger", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, (2016).

CHAdEMO, "CHAdEMO protocol[online]", (25 May 2020) www.chademo.com, (2020).

CHAdEMO, "Technical specifications of quick charger for the electric vehicle", (25 December 2019), <https://chademo.com/>, CHAdEMO Association, Rev. 1.0 ve Rev. 2.0, (2010).

Eden, R., "GaN & SiC power semiconductor markets set to pass \$1 billion mark in 2021[online]" (23 February 2020), <https://omdia.tech.informa.com/OM007030/GaN--SiC-power-semiconductor-markets-set-to-pass-1-billion-mark-in-2021#a9ae8f0b-b177-4a46-b59b-28e8d7197490>, (2020).

Elektroautomobil, "Which plug fits? [online]", (25 October 2020), <https://www.elektroautomobil.com/>, (2016).

Erb, D. C., Onar, O. C., ve Khaligh, A., "Bi-directional charging topologies for plug- in hybrid electric vehicles", *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 2066-2072., (2010).

Fichtenbaum, N., Dora, Y., Wu Y. F., Coffie, R., Suh, C. S., Shen, L., Parikh, P., ve Mishra, U. K., "Total GaN solution to electrical power conversion", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Proc. Ann. Device Res. Conf.*, (2011).

Frank, H., "Move Over, Tesla: China Holds The Keys To Electric Vehicles[online]", (29 November 2017), <https://etfdailynews.com/news/move-over-tesla-china-holds-the-keys-to-electric-vehicles/>, (2017).

Gautam, D., Musavi, F., Edington, M., Eberle W., Dunford W. G., "An Automotive On-Board 3.3 kW Battery Charger for PHEV Application", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61 (8), 1 - 5, (2012).

Guille, C., ve Gross G., "A conceptual www.automobile-propre.com framework for the vehicle-to-grid (V2G) implementation," *Energy Policy*, 37 (11), 4379-4390, (2009).

Hengyang, L., Bin, L., Fred C. L., ve Qiang L., "Design of CRM AC/DC Converter for Very HighFrequency High-Density WBG-Based 6.6kW Bidirectional On-Board Battery Charger", *Center for Power Electronics Systems*, (2016).

Huang, X., Liu, Z., Li, Q., ve Lee, F. C., "Evaluation and application of 600V GaN HEMT in cascode structure" *IEEE Trans. Power Electron.*, 29 (5), 2455 - 2461, (2013).

IEC-61851, Int., "Standard IEC 61851- Electric vehicle conductive charging system–Part1,21,22,23,24 [online]", (14 November 2020) <https://webstore.iec.ch/publication/33644>, *IEC Int. Standards*, (2017).

IEC-62196, Int., "Standard IEC 62196- Plugs, socket-outlets, vehicle connectors and vehicle inlets- Conductive charging of electric vehicles - Part 1, 2, 3 [online]", (14 November 2020), <https://webstore.iec.ch/publication/6582>, *IEC Int. Standards*, (2014).

Jia Ying, Y., Vigna K. R., Kang Miao T., ve Mithulananthan, N., "A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 49, 365–385, (2015).

Kachi, T., Kikuta, D., ve Uesugi, T., "GaN power device and reliability for automotive applications", *Proc. IEEE Int. Rel. Physics Symp.*, 3D.1.1-3D.1.4., (2012).

Keun-Wan, Dong-Hee, K., Dong-Gyun, K. W., ve Byoung-Kuk, L., "Topology comparison for 6.6kW On board charger: Performance, efficiency, and

selection guideline", *Proc. IEEE Veh. Power Propulsion Conf.*, 1520-1524., (2012).

Kheraluwala, M. H., ve Steigerwald, R. L., "A comparison of high-power DC/DC soft-switched converter topologies", *IEEE Transactions, Industry Applications*, 32 (5), 1139 – 1145, (1996).

Mate R., "Rimac Nevera[online]", (14 June 2021), https://en.wikipedia.org/wiki/Rimac_C_Two, (2021).

Marzouk, M., "Développement de chargeurs intégrés pour véhicules hybrides plugin", Ph.D Thesis, Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble, France, (2015).

Meynard, T. A., ve Foch, H., "Imbricated Cells Multi-Level Voltage-Source Inverters for High Voltage Applications", *EPE Journal*, 151 (3), 290 – 298, (2015).

Michaël, T., "Simulateur d'autonomie", (15 March 2020), www.automobile-propre.com, (2020).

Monteiro, V., Ferreira, J. C., Afonso, J. L., "Operation Modes Of Battery Chargers For Electric Vehicles in The Future Smart Grids", *Springer*, 401-402, (2014).

Musavi, F., Edington, M., Eberle, W., ve Dunford, W. G., "Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies", *IEEE Trans. Smart Grid*, 3 (1), 413-421, (2012).

Musk, E., "Tesla EV charging and supercharger technology[online]", (25 August 2020), www.teslamotors.com, (2013).

Morris, J., "Design and Testing of a Bidirectional Smart Charger Prototype", MSc. Thesis, University of Waterloo, Ontario, Canada, (2015).

Phoenix, C., "Charging cables and sockets for electromobile [online]", (18 April 2020), <https://www.phoenixcontact.com/>, (2019).

Ryan, C., Yu, M., Yokochi, A., Enjeti, P., ve Annette, v. J., “Advanced Electric Vehicle Fast-Charging Technologies”, *Energies*, (2019).

Rodriguez, J., Lai, Jih-Sheng., ve Peng, F. Z., “Multilevel inverters : a survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Transactions, Industrial Electronics*, 49 (4) 724 – 738, (2002).

SAE Int., “SAE Electric Vehicle and Plug-in Hybrid Electric Vehicle Conductive Charge Coupler[online]”, (16 July 2021), https://www.sae.org/standards/content/j1772_201710/?src=j1772_201001, (2010).

Sam, D., “chapter-11-wide-bandgap-semiconductors [online]”, (05 October 2020), <https://www.powerselectronics.com/technologies/power-management/article/21864166/power-management-chapter-11-wide-bandgap-semiconductors>, (2018).

Severns, R. P., “Topologies for three-element resonant converters.” *IEEE Transactions*, 7 (1), 89 – 98, (1992).

Silicon, labs., “Si823x Data Sheet [online]”, (03 June 2021), <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si823x.pdf>, (2018).

Sovacool, B. K., ve Hirsh, R. F., "Beyond batteries: An examination of the benefits and barriers to plug-in hybrid electric vehicles (PHEVs) and a vehicle-to-grid (V2G) transition," *Energy Policy*, 37 (3), 1095-1103, (2009).

Su, B., Lu, Z., “Totem-Pole Boost Bridgeless PFC Rectifier With Simple Zero-Current Detection and Full-Range ZVS Operating at the Boundary of DCM/CCM”, *IEEE Transactions, Power Electronics*, 26 (2), 427 – 435, (2011).

Taurou, E., “Utilisation des transistores GaN dans les chargeurs de véhicule électrique”, Ph.D Thesis, Université Paris Saclay, France, (2018).

Texas, Ins., “Green phase-shifted full-bridge controller with Synchronous Rectification control[online]”, (25 Septembre 2019), <https://www.ti.com/store/ti/en/p/product/?p=UCC28950PWR>, (2018).

Texas, Ins., “Understanding the Trade-offs and Technologies to Increase Power Density” (02 January 2020), <https://www.ti.com/>, (2018).

Uslu, M., “Analysis, design, and implementation of a 5 kw Zero voltage switching phase-shifted full-bridge DA/DA converter based power supply for arc welding machines”, MSc. Thesis, The graduate school of natural and applied sciences of METU, Ankara, (2006).

Wikipedia., “Electric car use by country[online]”, (15 July 2021), https://en.wikipedia.org/wiki/Electric_car_use_by_country, (2021).

Wilson, R., " GaN converts 5kW at 98.5% efficiency [online]" (15 November2020), <https://www.electronicweekly.com/market-sectors/power/gan-converts-5kw-at-98-5-efficiency-2013-03/>, *Electronics Weekly.com*, (2013).

Whitaker, B., Barkley, A., Cole, Z., Passmore, B., Martin, D., McNutt, T. R., Alexander, B. L., Jae, S. L., ve Koji, S., "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices," *IEEE Trans. Power Electron.*, 29 (5), 2606 – 2617, (2014).

Whitaker, B., Barkley, A., Cole, Z., Passmore, B., McNutt, T., ve Alexander, B., “A High-Frequency, High-Efficiency Silicon Carbide Based Phase-Shifted Full Bridge Converter As a Core Component for a High-Density On-Board Vehicle Battery Charging System”, *Arkansas Power Electronics International, Inc.*, (2013).

Xue, L., “GaN-Based High-Efficiency, High- Density, High Frequency Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle”, Virginia Polytechnic Institute and State University, (2015).

Yilmaz, M., ve Krein, P. T., "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, 28 (5), 2151-2169, (2013).

Hüseyin, T., Evren, İ., "Elektrikli araçlar ve akü şarj sistemleri" University Journal of Engineering and Science 2018, Kırklareli üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği, Kırklareli, (2018).

8. EKLER

EK A: Transformatör nüvesi datasheet



PRODUCT SPECIFICATION DATA SHEET

Core- EE4215

Cosmo Ferrites Ltd. - INDIA

Appearance & Shape: To be free from any defect such as flow, burrs, unevenness etc, As per IEC standards.

Effective Parameters irrespective of material grade (per set)

- Effective Length (L_e): 97.0mm
- Effective Area (A_e): 181.0mm²
- Effective Area ($A_{w,lin}$): 175.0mm²
- Effective Volume (V_e): 17600mm³

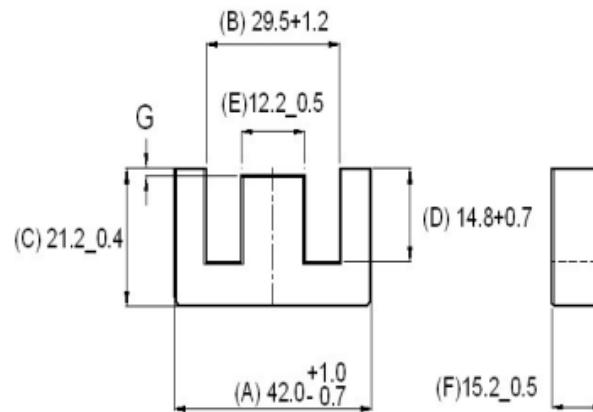
Approximate weight : 84g/Set



EE4215 Un-gapped (OL)

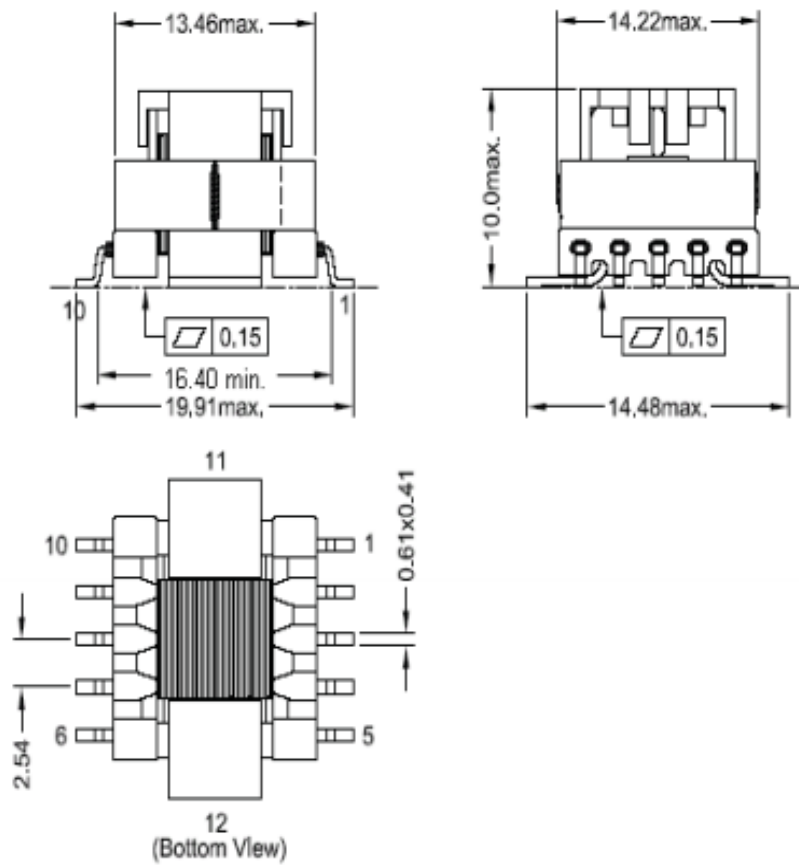
Test Conditions: 1kHz/1mT/CFR COIL,N=100/25°C

Material Grade	Initial Permeability ($\mu_{i,ac}$)	AL Value (nH)	P_v (W/set)	Ordering code
CF196	2000 \pm 20%	4000 +30%/-20%	$\leq 2.43(200mT, 16kHz, 100^\circ C)$	CF196EE4215 OL
CF139	2100 \pm 20%	4100 +30%/-20%	$\leq 1.76(100mT, 100kHz, 100^\circ C)$	CF139EE4215 OL
CF297	2300 \pm 20%	4400 +30%/-20%	$\leq 1.58(100mT, 100kHz, 100^\circ C)$	CF297EE4215 OL
CF130	3000 \pm 20%	5700 +30%/-20%	$\leq 2.29(200mT, 16kHz, 100^\circ C)$	CF130EE4215 OL

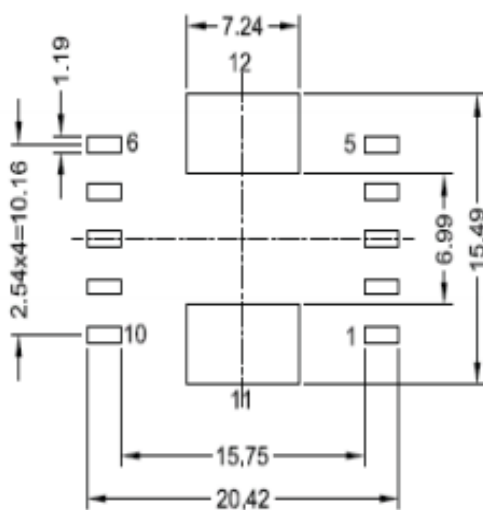


EK B: Akım transformatörü datasheeti (B82801C0565A100)

Dimensional drawing

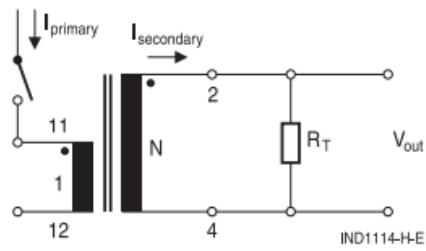


**Recommended PCB Layout
(Top View)**



Dimensions in mm

Application circuit and pinning



Technical data and measuring conditions

Frequency range	50 ... 500 kHz
Hi-pot	1500 V AC, 50 Hz, 2 s (winding to winding)
Inductance L (2-4)	100 kHz, 100 mV, @ +25 °C
DC resistance R_{max}	Measured at +25 °C (specified per winding)
Sensed current	The max. primary current of 40 A causes approx. +40 °C temperature rise
Solderability	≥ 99.9 Sn, lead-free. Or Sn96.5Ag3.0Cu0.5: +(245 ±5) °C, (3 ±0.3) s Wetting of soldering area ≥ 95% (to IEC 60068-2-58)
Resistance to soldering heat	+(260 ± 5) °C, (10 ± 1 s) to IEC 60068-2-58
Storage conditions	-20 °C ... +40 °C, ≤ 75% RH
Operating temperature range	-40 °C ... +125 °C
Weight	Approx. 4.8 g