T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN YÜKSEK VERİMLİ ÇİFT YÖNLÜ ENERJİ TRANSFER SİSTEMİ

Mehmet ÇOBAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı

Danışman
Dr. Öğr. Üyesi Burak AKIN

Temmuz, 2024

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEZ BAŞLIĞI

Mehmet ÇOBAN tarafından hazırlanan tez çalışması 09.07.2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Dr. Öğr. Üye, Burak AKIN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Dr. Öğr. Üye, Burak AKIN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Dr. Öğr. Üye, Erdem AKBOY, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Dr. Öğr. Üye, İdriss DAGAL, Üye
Beykent Üniversitesi _____

Danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Burak AKIN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Elektrikli Araçlar için Yüksek Verimli Çift Yönlü Enerji Transfer Sistemi başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Mehmet ÇOBAN

İmza

Aileme

ve

Özden ÖZ USLU' ya

TEŞEKKÜR

Bana çalışkanlığı, dürüstülüğü ve onurlu bir hayat yaşamayı öğreten, her durumda her türlü desteklerini esirgemeyen annem Bedia ÇOBAN'a ve babam Abuzer ÇOBAN' na, her zaman bana kuvvet veren ve arkadaşlık, yoldaşlık yapan kardeşlerime ve Meryem Azra ÇOBAN' a içimdeki minnettarlığı ve teşekkürlerimi ifade edecek kelime bulamıyorum.

Tez çalışmalarım süresinde bana destek olan danışmanım Dr. Burak AKIN' a değerli destekleri için teşekkür ederim.

FEV Türkiye yönetimine, Power Electronics Control ve Hardware Takımına tez süresince tarafıma sağlamış oldukları imkanlar ve iş birlikleri için teşekkürlerimi sunuyorum.

Son olarak, kendimi bildim bileli bana her zaman rehber, anne ve arkadaşlık yapmış olan, hakkını asla ödeyemeyeceğim, bu hayatta tanıdığım en değerli insanlardan olan Özden ÖZ USLU' ya teşekkürlerimi sunarım.

Mehmet ÇOBAN

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ **VI**
KISALTMA LİSTESİ **VII**
ŞEKİL LİSTESİ **VIII**
TABLO LİSTESİ **XI**
ÖZET **XII**
ABSTRACT **XIV**
1 GİRİŞ **1**
1.1 Literatür Özeti……1
1.2 Tezin Amacı……..……4
1.3 Hipotez…….……..4
2 İKİ KISIMLI YERLEŞİK ŞARJ CİHAZI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ **5**
2.1 YŞC için PFC Dönüştürücü……...5
2.2 YŞC için DC-DC Dönüştürücü Analizi……6
3 DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN ANALİZİ VE TEORİSİ **12**
3.1 3 Fazlı Totem Pole PFC Analizi……..12
3.2 DC-DC Dönüştürücü Analizi……...24
4 YERLEŞİK ŞARJ CİHAZI SİMULASYON ÇALIŞMASI **47**
4.1 Totem Pole PFC Devre Simulasyonu……..47
4.2 CLLLC Devre Simulasyonu……55
4.3 Yerleşik Şarj Cihazı Devre Simulasyonu…...…….62
5 SONUÇ **74**
KAYNAKÇA **76**
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR **79**

SİMGE LİSTESİ

j	90̊ operatörü
w	Açısal frekans
I	Akım
fsw	Anahtarlama frekansı
f0	Birinci rezonans frekansı
fc0	Çalışma frekansı
Io	Çıkış akımı
Ro	Çıkış direnci
Vo	Çıkış gerilimi
R	Direnç
D	Diyot
Z	Empedans
L	Endüktans
Re	Eşdeğer yük direnci
φ	Faz açısı
f	Frekans
V	Gerilim
Vg	Giriş gerilimi
f_p	İkinci rezonans frekansı
Q	Kalite faktörü
C	Kondansatör
Lm	Mıknatıslanma endüktansı
I_{Lm}	Mıknatıslanma endüktansı akımı
XLm	Mıknatıslanma endüktansı reaktansı
VDS	Mosfet gerilimi
V_{GS}	Mosfet iletim sinyali
T	Periyot
TP	Periyot süresi
LP	Primer endüktans
Np	Primer tur sayısı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım
AEC	Otomotiv Elektronik Konseyi
CCM	Sürekli akım modu
DC	Doğru akım
EMC	Elektro manyetik uyumluluk
EMI	Elektro manyetik girişim
ESR	Eşdeğer seri direnç
EV	Elektrikli araç
FHA	Birincil harmonik yaklaşım
FM	Frekans modülasyonu
GaN	Galyum nitrür
G2V	Şebekenden araca
IEC	Uluslararası elektroteknik komisyonu
ISO	Uluslararası standartlar teşkilatı
MOSFET	Metal oksit yarı iletken alan etkili transistör
SS	Yumuşak anahtarlama
SVPWM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
SiC	Silikon Karbür
V2L	Araçtan yüke
V2G	Araçtan şebekeye
V2H	Araçtan eve
V2V	Araçtan araca
V2X	Araçtan her şeye
ZCS	Sıfır akımda anahtarlama
ZVS	Sıfır gerilimde anahtarlama

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1. 1 Çift yönlü YŞC sınıflandırılması 2
Şekil 1. 2 YŞC için iki kısımlı yapı 3
Şekil 1. 3 YŞC için tek kısımlı yapı 3
Şekil 2. 1 Klasik güç faktörü düzeltme (PFC) devresi 5
Şekil 2. 2 Totem Pole Güç Faktörü Düzeltme Devresi 6
Şekil 2. 3 CLLLC Dönüştürücü Devresi 7
Şekil 2. 4 DAB dönüştürücü devresi 9
Şekil 2. 5 Phase shift full bridge (PSFB) topolojisi 9
Şekil 2. 6 LLC topolojisi 10
Şekil 3. 1 Totem pole pfc ideal olmayan gösterimi 12
Şekil 3. 2 Kullanılan dönüşüm [33] 13
Şekil 3. 3 Üç fazlı a, b ve c akımlarının iki fazlı α ve β akımlarına dönüştürülmesi 13
Şekil 3. 4 α ve β akımlarının d ve q eksenlerine dönüştürülmesi 14
Şekil 3. 5 Totem pole pfc kontrolü [33] 14
Şekil 3. 6 SVPWM 100, 110 ve 111 anahtarlama durumları [33**]** 16
Şekil 3. 7 SVPWM Sektör durumları 16
Şekil 3. 8 001 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 17
Şekil 3. 9 011 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 17
Şekil 3. 10 Sektör 1 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları 18
Şekil 3. 11 010 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu **.....** 18
Şekil 3. 12 011 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 19
Şekil 3. 13 Sektör 2 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları 19
Şekil 3. 14 010 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 20
Şekil 3. 15 110 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 20
Şekil 3. 16 Sektör 3 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları 20
Şekil 3. 17 100 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 21
Şekil 3. 18 110 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 21
Şekil 3. 19 Sektör 4 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları 21
Şekil 3. 20 100 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 22
Şekil 3. 21 101 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 22

Şekil 3. 22 Sektör 5 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları 22
Şekil 3. 23 001 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 23
Şekil 3. 24 101 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu 23
Şekil 3. 25 Sektör 6 için a,b,c fazlarındaki doluluk oranları 23
Şekil 3. 26 CLLLC Devre Topolojisi 24
Şekil 3. 27 Batarya şarj modundaki clllc topolojisinin eşdeğer devre diyagramı. 25
Şekil 3. 28 CLLLC Ileri Yönde çalışırken ki FHA Modeli 25
Şekil 3. 29 Farklı yük durumundaki gerilim kazancının frekansa bağlı olarak değişimi 27
Şekil 3. 30 Kısım 1'deki gerilim ve akım durumları 28
Şekil 3. 31 Mod 1 sürecindeki devre durumu 28
Şekil 3. 32 Mod 2 sürecindeki devre durumu 29
Şekil 3. 33 Mod 3 sürecindeki devre durumu 29
Şekil 3. 34 Mod 4 sürecindeki devre durumu 30
Şekil 3. 35 Mod 5 sürecindeki devre durumu 30
Şekil 3. 36 Mod 6 sürecindeki devre durumu 31
Şekil 3. 37 Mod 7 sürecindeki devre durumu 31
Şekil 3. 38 Mod 8 sürecindeki devre durumu 32
Şekil 3. 39 Kısım 2 2için gerilim ve akım grafiği 32
Şekil 3. 40 Mod 2 sürecindeki devre durumu 33
Şekil 3. 41 Mod 6 sürecindeki devre durumu 34
Şekil 3. 42 CLLLC Dönüştürücü 35
Şekil 3. 43 İleri yöndeki modülasyon stratejisi 35
Şekil 3. 44 Geri yöndeki modülasyon stratejisi 36
Şekil 3. 45 Mod 1 devre durumu 36
Şekil 3. 46 Mod 2 devre durumu 37
Şekil 3. 47 Mod 3 devre durumu 37
Şekil 3. 48 Mod 4 devre durumu 38
Şekil 3. 49 Mod 5 devre durumu 38
Şekil 3. 50 Mod 6 devre durumu 39
Şekil 3. 51 Eşdeğer CLLLC Devre Şeması 39
Şekil 3. 52 Ileri yönde çalışırken çift yönlü clllc rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi 41
Şekil 3. 53 Değişken k değerine göre gerilim kazancının frekansa oranı 44

Şekil 3. 54 k=5 iken değişken q değerine göre gerilim kazancının frekansa oranı 45
Şekil 4. 1 İleri yöndeki 3 fazlı totem pole pfc devresi 48
Şekil 4. 2 SV modülasyonu ve anahtarlama sinyalleri 49
Şekil 4. 3 Şarj modu güç faktörü 49
Şekil 4. 4 Totem pole pfc çıkış gücü 50
Şekil 4. 5 Totem pole pfc çıkış gerilimi 50
Şekil 4. 6 Totem pole pfc faz akımları 51
Şekil 4. 7 Totem pole pfc faz gerilimleri 51
Şekil 4. 8 Totem pole pfc güç faktörü 52
Şekil 4. 9 Geri yöndeki 3 fazlı totem pole pfc devresi 53
Şekil 4. 10 Geri yöndeki pfc devresinin çıkış gerilim ve akımı 53
Şekil 4. 11 Geri yöndeki pfc devresinin çıkış akımı 54
Şekil 4. 12 Geri yöndeki pfc devresinin çıkış gücü 54
Şekil 4. 13 Phase-shift derecesinin çıkış gerilimine etkisi 56
Şekil 4. 14 Phase-shift modülasyon clllc topolojisi 57
Şekil 4. 15 800V clllc charging çıkış gerilimi 58
Şekil 4. 16 800V anahtarlama sinyalleri 58
Şekil 4. 17 800V CLLLC charging yumuşak anahtarlama 59
Şekil 4. 18 CLLLC charging çıkış gücü 60
Şekil 4. 19 600V anahtarlama sinyalleri 61
Şekil 4. 20 600V CLLLC charging çıkış gerilimi 61
Şekil 4. 21 Sabit Akım ve Sabit Gerilim Kontrol Yapısı 63
Şekil 4. 22 İleri yöndeki (charging) PFC ve CLLLC kaskat devresi 64
Şekil 4. 23 Kaskat devre çıkış gerilimi 65
Şekil 4. 24 Kaskat devre çıkış gücü 65
Şekil 4. 25 Kaskat devre giriş gücü 66
Şekil 4. 26 Kaskat devre NMOS3 iletime girerken yumuşak anahtarlama 67
Şekil 4. 27 Geri yöndeki (discharging) PFC ve CLLLC kaskat devresi 70
Şekil 4. 28 Geri yöndeki çıkış gerilimleri 71
Şekil 4. 29 Geri yöndeki çıkış akımı 71
Şekil 4. 30 Geri yöndeki çıkış gücü 72

TABLO LİSTESİ

Tablo 3. 1 Seçilen CLLLC bileşen değerleri 46
Tablo 4. 1 CLLLC tasarım isterleri 55
Tablo 4. 2 Gerilim- açı ilişkisi 56
Tablo 4. 3 Şarj modu tasarım isterleri 62
Tablo 4. 4 Şarj modu elde edilen sonuçlar 68
Tablo 4. 5 Şarj modu farklı giriş- çıkış sonuçları 68
Tablo 4. 6 Deşarj modu tasarım isterleri 69
Tablo 4. 7 Deşarj modu elde edilen sonuçlar **72**
Tablo 4. 8 Deşarj modu farklı giriş sonuçları 73

ÖZET

Elektrikli Araçlar İçin Yüksek Verimli Çift Yönlü Enerji Transfer Sistemi

Mehmet ÇOBAN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Burak AKIN

Bu çalışma, 11kW gücünde çift yönlü yüksek verimli yerleşik şarj sistemi tasarımı üzerine yoğunlaşmaktadır. Tüm sistem, şarj ve deşarj modlarında çalışabilme yeteneğine sahiptir. Şarj modunda, sistem elektrikli araç bataryaları için 11kW gücünde DC çıkış sağlar. Deşarj modunda ise, cihaz 3 fazlı AC güç üretir. Tasarımın ana bileşenleri, PFC (güç faktörü düzeltme) ve DC-DC dönüştürücüdür. PFC tarafında, daha yüksek verimlilik ve daha düşük anahtarlama kayıpları, düşük harmonik bozulma ve çift yönlü çalışma sağlamak için totem pole topolojisi kullanılmıştır. Bu topolojide, yüksek sıcaklık direnci ve hızlı anahtarlama yeteneği sağlayan SiC (Silikon Karbür) anahtarlar kullanılmıştır. DC-DC dönüştürücü tarafında ise, yüksek frekanslı anahtarlama yeteneği, yüksek dönüşüm verimliliği ve izolasyon sağlamak için CLLLC rezonans dönüştürücü kullanılmıştır. Güç faktörü düzeltme devresi için sabit 67 kHz anahtarlama frekansı kullanılırken, CLLLC topolojisinde ise yüksek güç yoğunluğu sağlayabilmek amacıyla rezonans frekansının 500 kHz olarak çalışılması uygun görülmüştür. Sistemin kontrol

yöntemi olarak kazancın durumuna göre sabit akım ve sabit voltaj yöntemleri uygulanmıştır. Bu tasarımın performansını doğrulamak için kapsamlı simulasyonlar gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar, tasarımın yüksek verimlilik ve yüksek güç faktörü düzeltme yeteneği sağladığını göstermektedir. Tüm sistemin veriminin %94' ün üzerinde, güç faktörünün 0.99' un üzerinde ve akım toplam harmonik bozulmanın %7'in altında olduğu gözlemlenmiştir. Bu çalışma, elektrikli araçların şarj altyapısının geliştirilmesine önemli bir katkı sağlamaktadır.

Anahtar Kelimeler DC-DC dönüştürücüler, güç faktörü düzeltme, toplam harmonik bozulma, elektrikli araçlar

ABSTRACT

Highly Efficient Bidirection Energy Transfer System For Electric Vehicles

Mehmet ÇOBAN

Department of Electrical Engineering

Master of Science Thesis

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Burak AKIN

This study focuses on the design of a high-efficiency, bidirectional on-board charging system with a power of 11kW. The entire system has the ability to operate in both charging and discharging modes. In charging mode, the system provides a DC output of 11kW for electric vehicle batteries. In discharging mode, the circuit generates 3-phase AC power. The main components of the design are the PFC (Power Factor Correction) and the DC-DC converter. On the PFC side, a totem pole topology is used to achieve higher efficiency, lower switching losses, low harmonic distortion, and bidirectional operation. In this topology, SiC (Silicon Carbide) switches, which provide high temperature resistance and fast switching capability, are used. On the DC-DC converter side, a CLLLC resonant converter is used to provide high-frequency switching capability, high conversion efficiency, and isolation. A fixed switching frequency of 67 kHz is used for the power factor correction circuit, while in the CLLLC topology, it is deemed appropriate to operate the resonance frequency at 500 kHz to achieve high power density. The control method of the system applies constant current and constant voltage methods depending on the state of the gain. Extensive simulations have been conducted to

verify the performance of this design. The results show that the design provides high efficiency and high power factor correction capability. The overall system efficiency is observed to be over 94%, the power factor is over 0.99, and the current total harmonic distortion is below 7%. This study makes a significant contribution to the development of the charging infrastructure for electric vehicles.

Keywords DC-DC converters, power factor correction, soft switching, total harmonic distortion, electrical vehicles

1
GİRİŞ

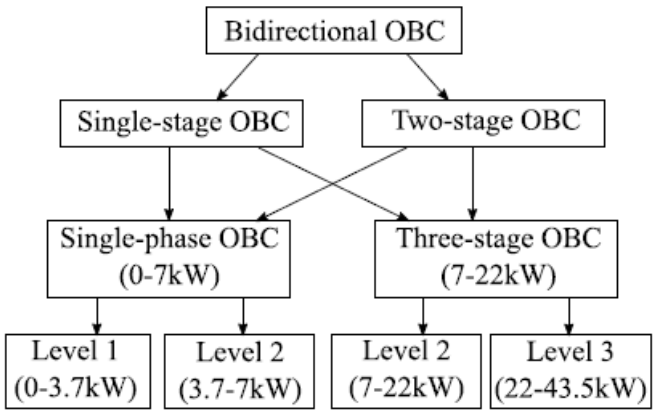
1.1 Literatür Özeti

Otomotiv sektörünün geleceği olarak düşünülen Elektrikli Araçlar (EV) üzerinde yapılan çalışmalar gittikçe yaygınlaşmaktadır. Nedeni olarak ise, petrol rezervlerinin gittikçe tükenmeye yaklaşması, benzin fiyatlarının dalgalanması, içten yanmalı motorların (ICE) atmosfere CO2 salgılaması nedenlerden ötürü Elektrikli Araçlara yönelik çalışmalar hız kazanmıştır. [1] Elektrikli Araçlar, fosil yakıtlarıyla çalışan araçlarla karşılaştırıldığında daha temiz enerji ve yüksek performans sağlamaları sayesinde günümüz dünyasında oldukça popülerdir [2] [3]. Elektrikli araçların yaygınlaşmasıyla birlikte bu araçların şarj sistemleri üzerinde yapılan çalışmalar önem kazanmıştır [4].

Tüm elektrikli araçlar batarya ile güç şebekesi arasında bir yerleşik şarj cihazına ihtiyaç duyar. Aracın elektrik şebekesinden doğrudan şarj olması araçları şarj edebilmenin daha ulaşılabilir bir özelliğidir [5] [6]. Aracın enerji ihtiyacı karşılanırken enerjinin verimli halde elde edilmesi ve yüksek güç yoğunluğu önem arz etmektedir. Dolayısıyla çalışmaların verimli olması, çift yönlü olarak çalışılacaksa hem aracın bataryasına hem de şebekeye enerji transfer edilirken standardlara uygun şekilde elde edilmesi önemlidir [7].

Yerleşik Şarj Cihazları (YŞC) uygulamalarında genellikle tek yönlü şarj topolojisi, nispeten daha basit yapısı ve daha düşük maliyetli olduğu için tercih sebebi olur [8]. Ancak günümüzde gelinen noktada, Elektrikli Araçların da bir enerji kaynağı olması istenilen bir durumdur. Tam da bu durumda, YŞC uygulamalarında elektrik enerjisi, şebekeye geri iletilerek Araçtan Şebekeye (V2G) işlevselliği elde edebilir [9]. Birçok Çift Yönlü YŞC ise araçtan eve (V2H), araçtan yüke (V2L) ya da araçtan araca (V2V) şeklinde de enerji iletimi yapabilir [10]. Bu özellikleri sağlayabilmek amacıyla çift yönlü enerji transferi yapabilen YŞC uygulamaları, çalışılması zor bir alan olmasına rağmen çözüm olarak düşünülmektedir [11].

Şekil 1.1 ile Çift Yönlü YŞC sınıfları gösterilmiştir.



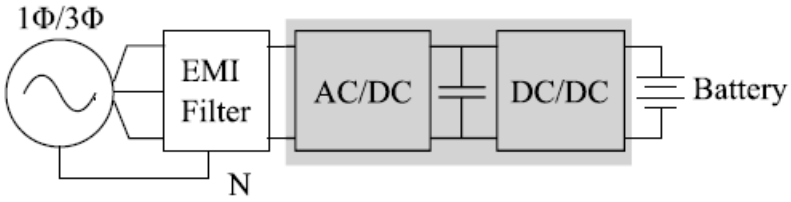
Şekil 1. 1 Çift yönlü YŞC sınıflandırılması

Şekil 1.1 ile de anlaşıldığı üzere Çift Yönlü YŞC iki kategoriye ayrılır. Her iki kategori de tek fazlı ve üç fazlı olarak sınıflar içerebilir. Tek fazlı YŞC gücü 0- 7kW arası iken, üç fazlı YŞC gücü 7kW-22kW arasıdır. Genel olarak, çift yönlü YŞC tasarımları Level 2 ile gösterilen seviyededir. Level 1 daha çok düşük güç ve maliyet gerektiren uygulamalarda kullanılır. Level 3 ise en kısa sürede şarj olabilme özelliğine sahip bir seviye iken, geri yönde enerji aktarımı genelde 6.6kW ya da 12kW güç seviyesindedir. Bunun sebebi olarak bataryanın kapasitesi ya da bozulması gösterilebilir [12] .

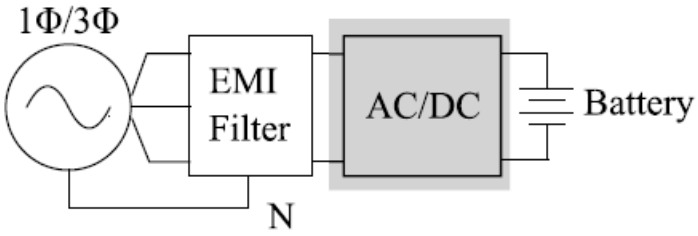
YŞC uygulamalarında iki farklı yapı kullanılır. Şekil 1.2 ile iki kullanılan iki kısımlı yapı gösterilmiştir. Bu iki kısımlı yapıda, giriş tek fazlı şebeke ya da üç fazlı şebeke olabilir. Bu iki kısımlı yapıda, iki topoloji kullanılır. Ilk olarak Güç Faktörü Düzeltme devresi ile AC Gerilim DC forma dönüştürülür. Bu topolojinin harmonik isterleri yerine getirmesi beklenir. Daha sonrasında izoleli DC-DC Dönüştürücü devresiyle araç ile batarya arasında izolasyon sağlanarak istenilen güç seviyesi elde edilir. EV Sektöründe genellikle bu yapı kullanılır [13].

Şekil 1.3 ile tek kısımlı yapı gösterilmiştir. Bu tek kısımlı yapıda, giriş tek fazlı şebeke ya da üç fazlı şebeke olabilir Bu, tek kısımlı yapı, iki kısımlı yapıdan farklı olarak DC-Bara Kapasitörünü kaldırması ile öne çıkmaktadır. DC-Bara Kapasitörünün büyük hacmi ve sınırlı ömüre sahip olması nedeniyle bu konfigürasyon ortaya çıkmıştır. Bu kısımda da izoleli bir AC/DC Dönüştürücü

kullanılır. Bu konfigürasyonda da düşük maliyet ve yüksek güç yoğunluğu sağlanabilir [14].



Şekil 1. 2 YŞC için iki kısımlı yapı



Şekil 1. 3 YŞC için tek kısımlı yapı

Daha önce de bahsedildiği üzere YŞC Uygulamalarında şebekeden araca (G2V) haricinde araçtan her şeye (V2X) gibi çeşitli modlar bulunmaktadır. Bunlara daha yakından bakmamız gerekebilir.

V2G Modu, Elektrikli Aracın bataryadan şebekeye güç aktarmasını aktive eder. Bu mod, genellikle en popüler mod olarak kabul edilir. Bu mod, birden fazla avantaja sahiptir. Örnek olarak, bu mod, aktif güç ve reaktif güç için arz- talep dengeleyen frekans- gerilim regülasyonu sağlayabilir [15]. Daha sonrasında, şebeke akım harmoniklerinin azaltılmasına yardımcı olur [16].

V2V Modu, aracın başka bir aracı şarj etmesini sağlar [17].

V2H ve V2L Modu, evdeki cihazların elektrik kesintisi durumunda güç sağlar [18].

Çalışmaları yaparken uluslararası standardların YŞC için belirlediği değerler de göz önünde bulundurulmalıdır. Örnek olarak, Elektrik- Elektronik Mühendisleri Ensitüsü (IEEE)' ye göre Toplam Harmonik Bozulma (THD) %7 den daha düşük olmalıdır [19]. Ayrıca, V2G için, IEEE 1547 ve UL 1741 Standardları bulunmaktadır [20]. Başka bir standarddan örnek verilmesi gerekirse, çift yönlü YŞC tasarımı V2L ya da V2V olarak kullanılmak isteniyorsa IEEE nin microgrid inverter standardlarına uymak durumundadır [21]. Daha sonrasında, örneğin

galvanik izolasyon için sağlanması gereken UL 2202 ve IEC 60950 güvenlik durumu standardları bulunmaktadır [22].

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmada, otomotiv sektörüne yönelik, 800V Batarya Sistemleri için Çift Yönlü İki Kısımlı Yerleşik Şarj Cihazı tasarımı amaçlanmıştır. Halihazır da gelişmekte olan, oldukça popüler olan topolojilerin kullanılması bu tezin özgün çalışmalarını oluşturmaktadır. Otomotiv Sektöründe ticari bir YŞC için istenilen güç faktörü, THD, verim ve güç yoğunluğu için çıkılması gereken yüksek frekanslar göz önünde bulundurulurak, sektörde halihazırda bulunan komponentler kullanılarak, PLECS ortamında simulasyonlar yapılmış ve sonuçları sunulmuştur.

1.3 Hipotez

Sistemin iki yönlü olarak çalışması istendiği için Klasik Güç Faktörü Düzeltme Devresi kullanılmaz. Yapılan literatür araştırılmalarında YŞC için gerekli topolojilerin kayıp analizi, kontrol kolaylığı gibi parametreler göz önünde tutularak topolojiler arasında seçim yapılmıştır. Araştırmalar sonucunda Totem Pole PFC Topolojisi uygun olarak şeçilmiştir.

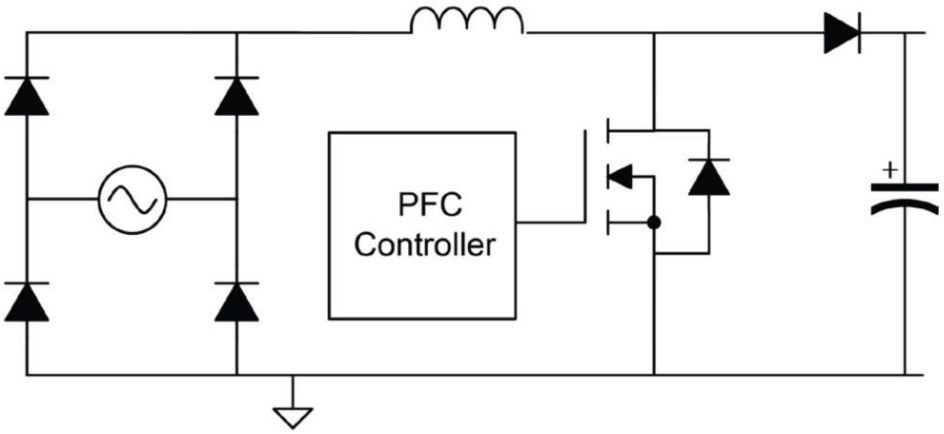
Daha sonra DC-DC Topolojisi için literatür çalışmalarında ortak olarak kullanılan topolojilerin LLC, Dual Active Bridge (DAB), Phase Shift Full Bridge (PSFB) ve CLLLC Topolojileri olduğu görülmüştür. Göz önüne alınan topolojilerin çift yönlü çalışmayı desteklemesi, yumuşak anahtarlama sağlanabilir olması, geniş çıkış gerilimi aralığında çalışabilir olması özelliklerinin hangi topolojilerde sağlandığı göz önüne alınarak uygun topoloji seçilmiştir. Daha sonra seçilen uygun topolojilerin verimleri, kontrol yöntemleri ve çift yönlü olarak çalışabilir olup olmadığı üzerinde çalışılmıştır. Bu çalışmada Bölüm 2 ile YŞC için kullanılan Güç Faktörü Düzeltme Devreleri ve DC-DC Topolojilerinin detaylı karşılaştırılması, Bölüm 4 ile seçilen topolojilerin detaylı analizi, Bölüm 5 ile simulasyon sonuçları ve elde edilen değerler verilmiş, Bölüm 6 ile çalışmanın sonuç ve önerileri belirtilmiştir.

2

İKİ KISIMLI YERLEŞİK ŞARJ CİHAZI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ

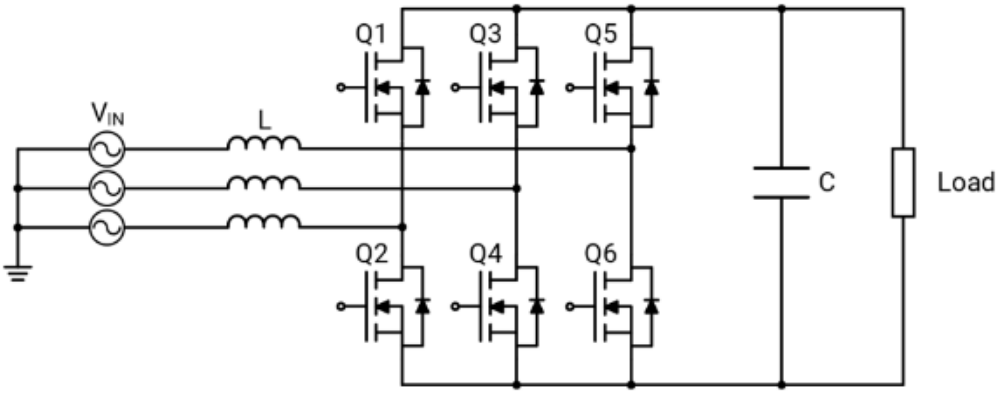
2.1 YŞC için PFC Dönüştürücü

Klasik PFC yapısı Şekil 2.1 ile gösterilmiştir. Klasik PFC dönüştürücüleri pasif diyot kullanır. Klasik PFC, nispeten basit tasarım, düşük EMI [23], düşük maliyet [24] ve yavaş sistem kontrol döngüsü ile avantajlı bir yapıya sahiptir [23]. Ancak, çift yönlü çalışmayı sağlamaması, yüksek frekanslarda soğutucuya ihtiyaç duyması, ve düşük verim dezavantajları olarak görülmektedir [23]. Özellikle güç yoğunluğunun ve çift yönlü çalışmanın önemli olduğu Hibrit Elektrikli Araçlar (HEV) veya Elektrikli Araçlarda (EV) istenilen yüksek güç seviyeleri için ilk akla gelen topoloji olmamaktadır.



Şekil 2. 1 Klasik güç faktörü düzeltme (PFC) devresi

Dezavantajları göz önüne alındığında Klasik PFC' den Totem Pole PFC Topolojisine doğru bir geçiş göze çarpmaktadır.



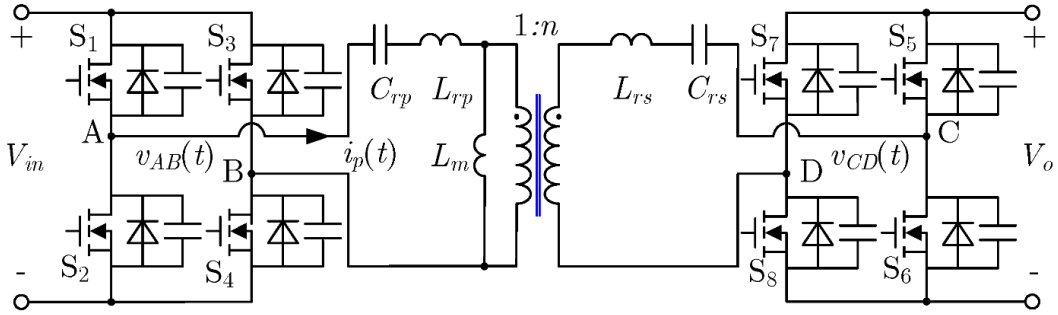
Şekil 2. 2 Totem Pole Güç Faktörü Düzeltme Devresi

Şekil 2.2 ile Totem Pole PFC Topolojisi gösterilmiştir. Bu topolojide, Klasik PFC Topolojisinin dezavantajları ortadan kalkmaktadır. Ancak kullanılması gereken anahtar sayısı ve kontrolü, AC gerilimin sıfır geçiş noktasında büyük akım dalgalanmasına sebebiyle sürekli iletim modunda (CCM) çalışamaması, Totem Pole PFC Topolojisinin dezavantajları olarak göze çarpmaktadır. Ayrıca bu topolojide, AC gerilimin sıfır geçiş noktasında büyük akım dalgalanması olması dolayısıyla klasik Silicon MOSFET anahtarları kullanılamaz. Dolayısıyla hızlı ters toparlanma süresi olan Gallium Nitride (GaN) ya da Silicon Carbide (SiC) Anahtarları kullanılması uygundur. Böylelikle, Totem Pole PFC Topolojisinin en büyük avantajları, iletim durumdaki kayıplarının az olması, yüksek frekanslarda çalışabilmesinden ötürü, yüksek güç yoğunlu potansiyelinin olması, daha yüksek veriminin olması, düşük ortak gürültüsünün olması, düşük AC akım dalgalanmasının olması, düşük toparlanma akımına sahip olması diye söylenebilir. Dolayısıyla Totem Pole PFC, yüksek anahtarlama yeteneğine sahip SiC ve GaN MOSFET lerinin kullanımıyla beraber çift yönlü YŞC tasarımı için doğru çözüm olarak düşünülmüştür.

2.2 YŞC için DC-DC Dönüştürücü Analizi

Bu çalışmada, Totem Pole PFC tarafından elde edilen DC Gerilim DC-DC Dönüştürücüye giriş olarak yansımaktadır. DC-DC Topolojisi seçilirken galvanik izolasyon sağlaması nedeniyle Rezonanslı Topolojiler seçilmedir. Rezonans DC-DC Dönüştürücüler YŞC için anahtarlar üzerinde yumuşak anahtarlama sağlanabilmesi, yüksek verim, yüksek frekanslarda çalışabilmeleri nedeniyle yüksek güç yoğunluğu ve söylenildiği üzere galvanik izolasyon sağlayabilmesi özellikleri nedeniyle YŞC uygulamalarında kullanılır. Rezonans topolojilerinde

rezonans tank devresi, bobinler, kapasitörler, transformatör önemli bir rol oynamaktadır. Seçilen rezonans frekansına uygun değerler hesaplanmalı ve devreye dahil edilmelidir. Bu topolojiler seri ya da paralel rezonans olarak dizayn edilebilir. Seri ya da paralel rezonansa sahip topolojilerin yumuşak anahtarlamayı kendiliğinden sağlayabilmesi için belirli frekans aralığında çalışması gerekmektedir [25].



Şekil 2. 3 CLLLC Dönüştürücü Devresi

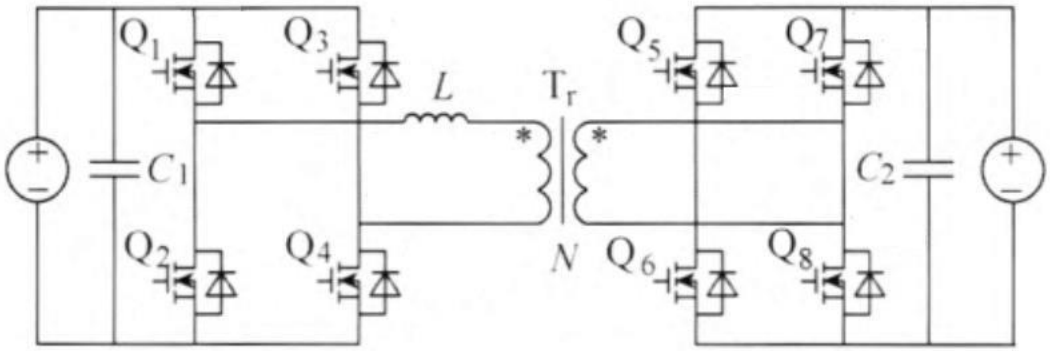
CLLLC Topolojsi Şekil 2.3 ile gösterilmiştir. CLLLC Topolojisi günümüzde yeni olarak adlandırabilecek çalışmalarda LLC Topolojisindeki bazı sınırlamaları kaldırmak amacıyla kullanılmaya başlanmıştır. CLLLC Dönüştürücülere göre daha yüksek verim, güç yoğunluğu, akım ve gerilim stresleri üzerinde iyileşme sağlaması, daha geniş yük aralığında çalışabilmesi ve stabilizasyon sağlaması, daha düşük EMI sağlaması nedeniyle tercih sebebi olmuştur [26]. Tüm bu özellikler boyut ve güvenilirliğin önemli olduğu Elektrikli Araçlarda umut verici bir seçenek olmuştur.

İki yönlü olarak çalışabilen CLLLC rezonans dönüştürücüsü yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilen bir topolojidir. Anahtar turn-on durumunda kendiliğinden ZVS (Zero Voltage Switching) sağlaması, turn-off durumunda düşük akımla çalışması, iki yönlü olarak çalışabilmesi, birden fazla kontrol yapısıyla beraber çalışabiliyor olması, düşük EMI özelliğinin olması [26] nedeniyle CLLLC Rezonans Dönüştürücü bu çalışmanın ilk düşünülen topolojisi olmaktadır. Ancak, CLLLC Rezonans Dönüştürücünün düşük çıkış gerilimlerinde düşük verim çıktısı vermesi, çok büyük gerilim kazancı aralığında çalışılacaksa uygun sarım oranı, mıknatıslanma endüktansı ve rezonans endüktansı optimize etmekte zorlanılacak olması, kontrolünun zor olması dezavantaj olarak belirtilebilir.

Şekil 2.3 ile gösterilen CLLLC Topolojisi incelenen literatür sonucunda iki farklı yöntemle kontrol edildiği gözlemlenmiştir. Bunlardan birincisi değişken frekans kontrol yöntemi ikincisi ise faz farkı ile kontroldür. Değişken Frekans ile kontrol edildiğinde aracın bataryasının şarj edilmesi durumunda şarj modunda (ileri yönde) çalışırken primer tarafındaki anahtarlar değişken anahtarlama frekanslarına ve %50 doluluk oranına maruz kalırken, sekonder taraftaki anahtarlar kesim durumundadır. Sekonder tarafta diyotlar üzerinden enerji iletimi olmaktadır. Oluşturulan CLLLC devresinin rezonans frekansı yüksek güç yoğunluğu saptaması nedeniyle 500 kHz olarak seçilmiştir. Giriş geriliminin, rezonans frekansı ile istenilen çıkış gerilimini sağlayamaması durumunda kontrolcü anahtarlama frekansını düşürerek çıkış gerilimini sağlanır. Daha sonra uygun hesaplamalar yapılarak primer ve sekonder tank bileşen değerleri elde edilmiştir.

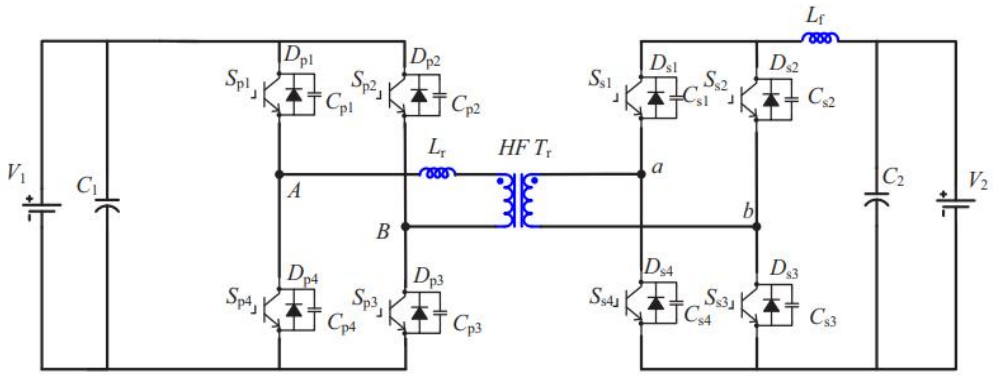
Ayrıca, bu çalışmada çift yönlü çalışma sağlanmak istenmesinden dolayı yalnızca primerden sekonder yönüne değil aynı zamanda sekonder taraftan primer tarafa da enerji transferi sağlanmıştır. CLLLC Topolojisi YŞC tasarımımız için doğru çözüm olarak düşünülmüştür.

Şekil 2.4 ile Dual Active Bridge Topolojisi gösterilmiştir. Dual Active Bridge (DAB) Topolojisi yine YŞC uygulamalarında kullanılan bir topolojidir. DAB topolojisini inceleyecek olursak; geniş gerilim kazancı arasında çalışabilmesi, iki yönlü çalışabilmesi avantajları olarak sayılabilir. Ancak turn-off durumunda yüksek akımla çalışması, sınırlı anahtarlama frekansı ile çalışmasından ötürü düşük güç yoğunluğuna neden olması, yumuşak anahtarlamayı yalnızca sınırlı yük durumunda sağlaması ve yüksek di/dt özelliğinden dolayı yüksek EMI problemleri dezavantajları olarak göze çarpmaktadır [26]. DAB topolojisinin belirtilen dezavatajlarını ortadan kaldırabilmek amacıyla çok sayıda kontrol yötemi literatürde bulunmaktadır. Bunlardan en iyi sonuç veren kontrol yöntemi Triple Phase-Shift (TPS) yöntemidir. Ancak, bu kontrol yönteminin mühendislik eforu oldukça yüksektir [27]. Dolayısıyla bu çalışma için uygun aday olmamaktadır.



Şekil 2. 4 DAB dönüştürücü devresi

Şekil 2.5 ile Phase Shift Full Bridge (PSFB) Topolojisi gösterilmiştir. PSFB Topolojisi yine YŞC uygulamalarında kullanılan bir topolojidir. PSFB topolojisini inceleyecek olursak; sabit frekansla çalışıyor olması, çift yönlü olarak çalışabiliyor olması, ileri yönde çalışırken ZVS, geri yönde çalışırken ZCS yumuşak anahtarlama sağlıyor olması avantaj olarak söylenebilir [28]. Ancak, sekonder taraftaki anahtarlar çalışırken yüksek akımlara maruz kalması, bu spikeları azaltmak için RCD bastırma ya da aktif kelepçe devrelerinin ihtiyaç olması, primer taraftaki anahtarların yumuşak anahtarlama sağlaması transformatörün kaçak indüktansına bağlı olması, sekonder taraftaki anahtarların üstünde çıkış voltajından daha çok stres problemlerinin olmasından dolayı [28], bu çalışma için uygun olmamaktadır.

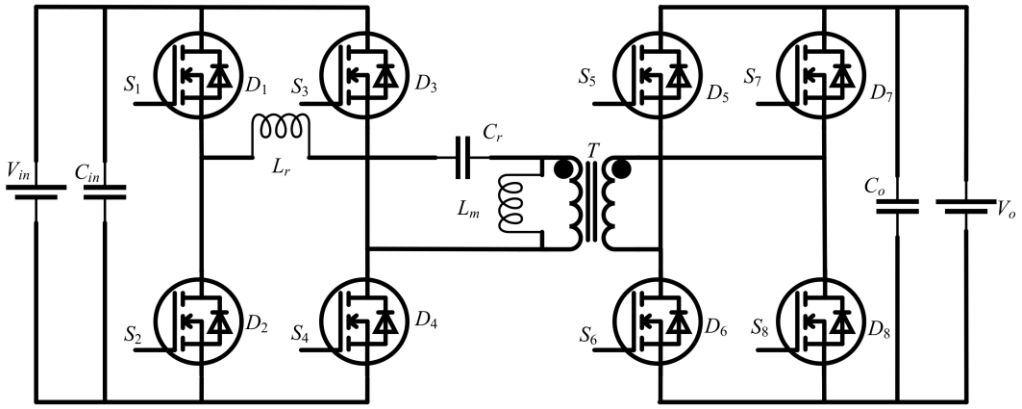


Şekil 2. 5 Phase shift full bridge (PSFB) topolojisi

Şekil 2.6 ile LLC Topolojisi gösterilmiştir. LLC Topolojisi yine YŞC uygulamalarında oldukça kullanılan bir topolojidir. Tipik olarak YŞC uygulamalarında LLC Topolojisi kullanılmaktadır. LLC Topolojsi Şekil 4' de gösterilmiştir. LLC Topolojisindeki rezonans devresi, Bobin (L), Kapasitör (C) ve Transformatörden (T) oluşur. Yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu, yüksek

frekanslarda çalışabilmesi, galvanik izolasyon sağlayabilmesi, farklı kontrol yapıları ile kontrol edilebilmesi nedeniyle tercih sebebi olmuştur.

LLC topolojisini inceleyecek olursak; tüm anahtarlarda yumuşak anahtarlama sağlaması, yüksek frekanslarda çalışabilir olması, geniş yük aralığında çalışabilir olması avantajları olarak belirtilebilir [29]. Ancak bu topoloji çift yönlü enerji transferinden çok tek yönlü enerji transferi için daha uygundur. Geri yönde çalışırken, mıknatıslanma indüktansı köprü gerilimi ile paralel olur. Dolayısıyla geri iletim modunda mıknatıslanma endüktansı artık rezonans ağının bir parçası olmaktan çıkar ve topoloji seri rezonans dönüştürücüye dönüşür. Dolayısıyla, çalışma anahtarlama frekansı seri rezonans frekansından uzaklaştıkça verim oldukça düşer. Bu da bu topolojinin geniş giriş ve çıkış gerilim aralığı uygulamaları için uygun olmayan bir topoloji haline getirir.



Şekil 2. 6 LLC topolojisi

[30] P. He ve A. Khaligh, yaptıkları DC-DC Dönüştürücüsü çalışmasında LLC Topolojisi kullanılmış. Giriş Gerilim aralığı, 500-900V olarak düşünülürken, çıkış gerilim aralığı 250-450V DC olarak elde edilmiş. Anahtarlama frekansı olarak değişken frekans anahtarlama tekniği kullanarak 90-150 kHz arasında anahtarlama yapılmış. Çıkışta 10 kW güç elde edip, verim olarak %99 sonuç verilmiş. Anahtarlama elemanı olarak SiC kullanılmış.

[31] Texas Instrumens TIDA-010054 adlı çalışmasında DAB Dönüştürücüsü kullanılmış. Giriş Gerilim aralığı, 700-800V olarak düşünülürken, çıkış gerilim aralığı 380-500V DC olarak elde edilmiş. Anahtarlama frekansı olarak sabit anahtarlama tekniği kullanarak 100 kHz de anahtarlama yapılmış. Çıkışta 10 kW güç elde edip, verim olarak %98.2 sonuç verilmiş. Anahtarlama elemanı olarak SiC kullanılmış.

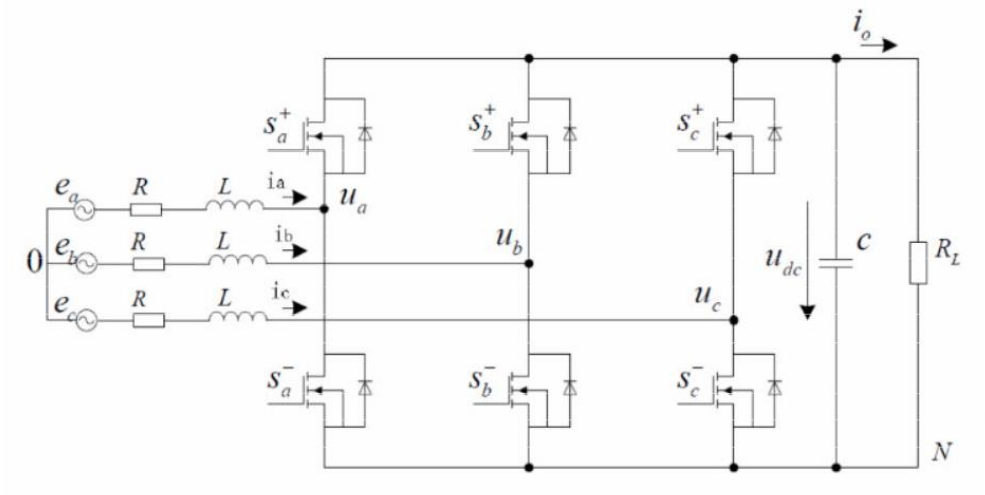
[32] B. Li, Q. Li ve F.C. Lee, yaptıkları DC-DC Dönüştürücüsü çalışmasında CLLLC Topolojisi kullanılmış. Giriş Gerilim aralığı, 550-840V olarak düşünülürken, çıkış gerilim aralığı 250-450V DC olarak elde edilmiş. Anahtarlama frekansı olarak sabit anaharlama frekansı kullanarak 500 kHz arasında anahtarlama yapılmış. Çıkışta 6.6 kW güç elde edip, verim olarak %97.8 sonuç verilmiş. Anahtarlama elemanı olarak SiC ve GaN kullanılmış. Güç yoğunluğu olarak da 7.93 kW/L olarak belirtilmiş.

[33] P.He, A. Mallik, A. Sankar ve A. Khaligh, yaptıkları DC-DC Dönüştürücüsü çalışmasında CLLLC Topolojisi kullanılmış. Giriş Gerilim aralığı, 400-450V olarak düşünülürken, çıkış gerilim aralığı 250-420V DC olarak elde edilmiş. Anahtarlama frekansı olarak değişken frekans anahtarlama tekniği kullanarak 900-1250 kHz arasında anahtarlama yapılmış. Çıkışta 3.3 kW güç elde edip, verim olarak %97' den büyük sonuç verilmiş. Anahtarlama elemanı olarak GaN kullanılmış. Güç yoğunluğu olarak da 9.21 kW/L olarak belirtilmiş.

3
DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN ANALİZİ VE TEORİSİ

3.1 Fazlı Totem Pole PFC Analizi

Burada seçilen dönüştürücülerin çalışma prensibini daha kolay açıklayabilmek ve aktarabilmek için Şekil 3.1 ile gösterilen Totem Pole PFC Topolojisinin kontrol yapısı ve Teorisi açıklanacaktır. Şekide 2.2 ile gösterilen Totem Pole PFC Devresinin ideal olmayan yapısı Şekil 3.1 ile gösterilmiştir. Endüktansların iç direnci R olarak eklenmiştir.

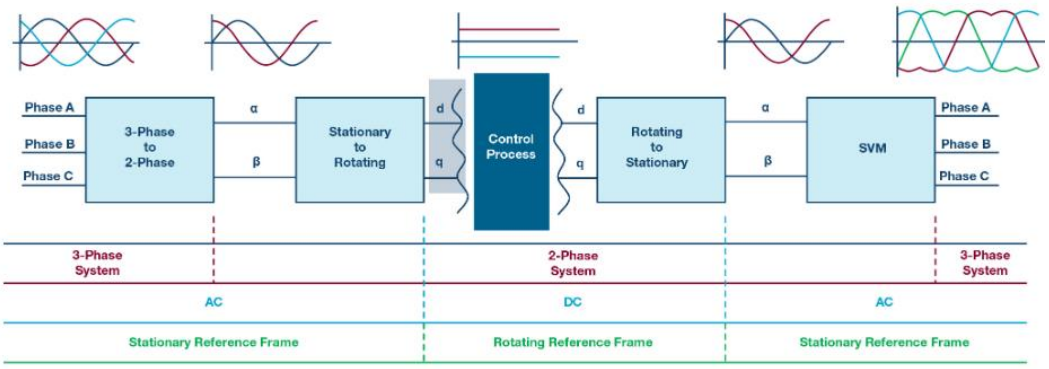


Şekil 3. 1 Totem pole pfc ideal olmayan gösterimi

3 Fazlı Totem Pole PFC Topolojisini kontrol etmek akım ve gerilim kontrolü ve Space Vector PWM (SVPWM) tekniği kullanılmıştır.

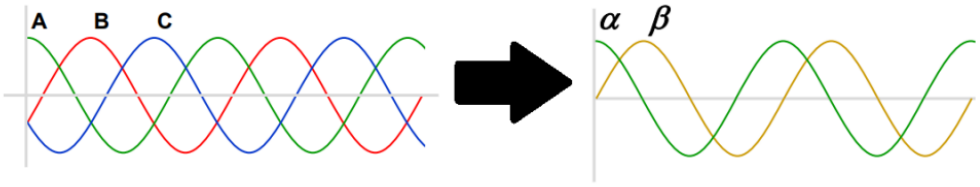
3.1.1 Kontrol Tekniği

3 Fazlı Totem Pole PFC Dönüştürücüde, 3 faz akım ve gerilimi kontrol etmek yerine Vektör Kontrolü Metodu kullanılır. Şekil 3.2 ile kullanılan dönüşüm yapısı gösterilmiştir. Vektör kontrolü şebekeden gelecek olan 3 fazlı akımın toplamını matematiksel olarak 2 faza dönüştürülmesini ve dönüştürülen bu iki faza göre kontrol edilmesini esas alır. Dönüştürülen bu iki faz başlangıçtaki 3 fazlı akımın aksine DC bir akımdır ve referans verilerek kontrol edilmesi daha kolaydır [34].



Şekil 3. 2 Kullanılan dönüşüm [33]

3 Fazlı A, B ve C akımları vektörel toplamları alınarak net akım vektörü çıkartılır. Net akım vektörleri ise matematiksel hesaplamalarla elde edilen α ve β akım formatlarına dönüştürülür.



Şekil 3. 3 Üç fazlı a, b ve c akımlarının iki fazlı α ve β akımlarına dönüştürülmesi

Şekil 3.3 ile gösterilen 3 fazın 2 faza dönüştürülmesi Clarke Dönüşümü ile gerçekleşir.

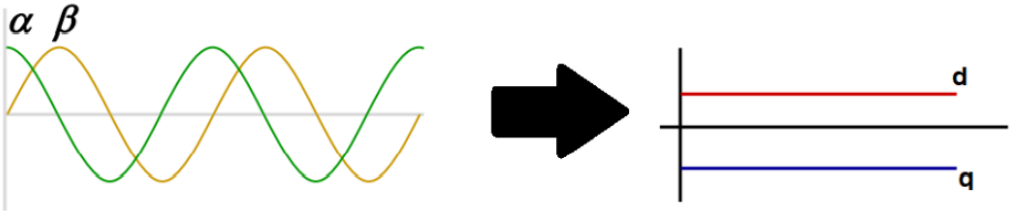
$$\alpha = A \tag{3.1}$$

$$\beta = \frac{(B - C)}{\sqrt{3}} \tag{3.2}$$

Clarken Dönüşümü Denklem 3.1 ve 3.2 sayesinde elde edilir. Fakat Clarke Dönüşümü ile elde edilen α ve β akımları 2 faza düşürülmüş olsa bile sinüs formındadır. Sinüs formunun kontrolünün görece daha zor olması nedeniyle elde edilen α ve β akımları tekrar dönüştürülmek zorundadır [34].

α ve β Akımlarının d ve q eksenlerine dönüştürülmesine Park Dönüşümü adı verilir. Park Dönüşümü sayesinde Clarke Dönüşümü ile elde edilen Sinüs formundaki akımlar DC forma dönüştürülür. Çünkü DC formu kontrol etmek ve istenile değere

ayarlanabilmesi sinüs formuna göre daha kolaydır. Şekil 3.4 ile bu dönüşüm gösterilmiştir.

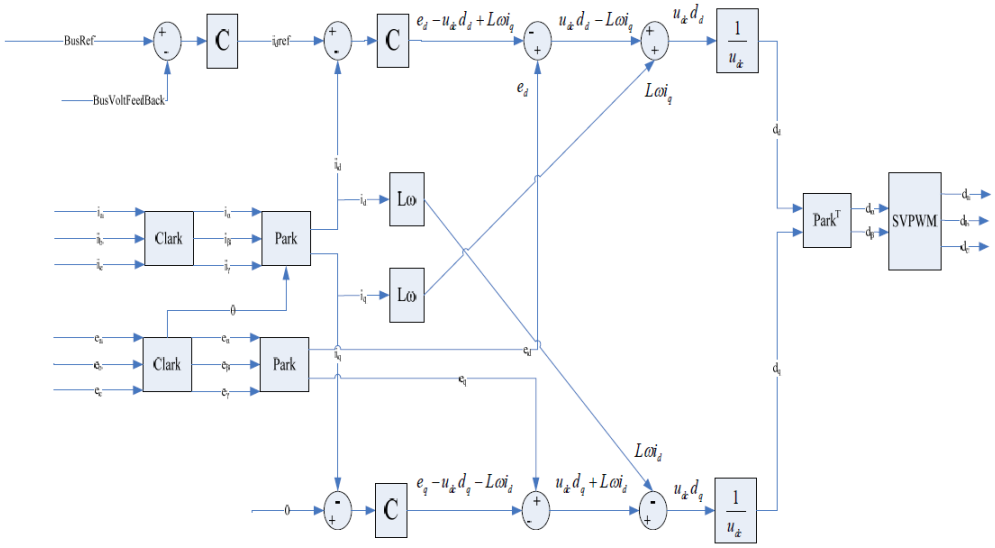


Şekil 3. 4 α ve β akımlarının d ve q eksenlerine dönüştürülmesi

$$i_d = i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta \tag{3.3}$$

$$i_q = -i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta \tag{3.4}$$

Denklem 3 ve 4 deki θ açısı, üç fazlı gerilimin Phase Locked Loop (PLL) fonksiyonuna koyulması ile elde edilen açı değeridir. PLL faz kilitleme devresidir. PLL, giriş sinyalinin fazını ve frekansını takip etmek için kullanılan yöntemdir. Çıkış frekansına bağlı oluşan açı değeri, giriş sinyalinin frekansına göre ayarlanır. PLL, fonsiyonunun sonucunda elde edilen açıya göre dönüşüm gerçekleşir. [34]



Şekil 3. 5 Totem pole pfc kontrolü [33]

Şekil 10 da Totem Pole PFC için kullanılan kontrol diyagramı gösterilmiştir. Adım adım bakılacak olunursa çıkıştan alınan DC gerilim referans DC gerilim ile karşılaştırılarak elde edilen değer kontrolcüye giriş olarak verilir. Elde edilen bu değer, $i_{\mathrm{d\ ref}}$ değeri, i_{d} akımının referans değeri olmaktadır. Şebekeden gelen 3 fazlı akım değeri Hall-Effect Sensör ile okunarak ve Clark-Park Dönüşümüyle i_d ve i_q akımları elde edilir. Daha önce elde edilmiş olan $i_{\mathrm{d\ ref}}$ değeri ile i_d değerleri karşılaştırılır. Karşılaştırılma sonunda elde edilen değer kontrolcüye girdi olarak gider. i_q referans değeri sıfırdır. i_q referans değeri ile daha önce dönüştürülmüş olan

i_q değeri karşılaştırılır ve kontrolcüye girdi olarak verilir. Şebekeden gelen 3 fazlı akım değerileri Clark-Park Dönüşümüyle i_d ve i_q akımları elde edilir ve E_d/E_q değerleri alınır. Karşılaştırıldıktan sonra kontrolcüye aktarılan $e_d - u_{dc}d_d + L\omega i_q$ denklemi karşılaştırıcıya dahil edilir. Daha sonrasında $u_{dc}d_d - L\omega i_q$ değeri oluşur. Daha sonra ecoupling adımları uygulanır. i_q akımı L × ω değeri ile çarpılır. Daha sonra bu ifade $u_{dc}d_d - L\omega i_q$ ile toplanır. İşlemler sonucunda $u_{dc}d_d$ değeri oluşur. Sonuçta u_{dc} değeri çıkışta elde edilecek olan DC gerilim olmaktadır. Daha sonrasında bu değer $u_{dc}d_d$ ile bölünür. d_d ise doluluk oranını temsil etmektedir. Bu değer ters park dönüşümüne verilir ve d_α ve d_β değerleri Space Vector PWM (SVPWM) fonksiyonuna verilir. Daha sonrasında ise A, B ve C fazları için doluluk oranı hesaplanmış olur [35].

3.1.1.1 Space Vector PWM (SVPWM)

SVPWM tekniği, doluluk oranında hassas kontrol sağlaması bu kontrol yöntemini kullanma sebebimiz olmuştur. SVPWM tekniği aynı zamanda gereksiz anahtarlama durumlarından kurtararak anahtarlamada esnekliği artırır. SVPWM tekniği ile 8 anahtarlama durumu oluşur. Bu durumlar;

000 durumu için v0 (sıfır vektörü)

001 durumu için v1 (+C Fazı)

010 durumu için v2 (+B Fazı)

011 durumu için v3 (-A Fazı)

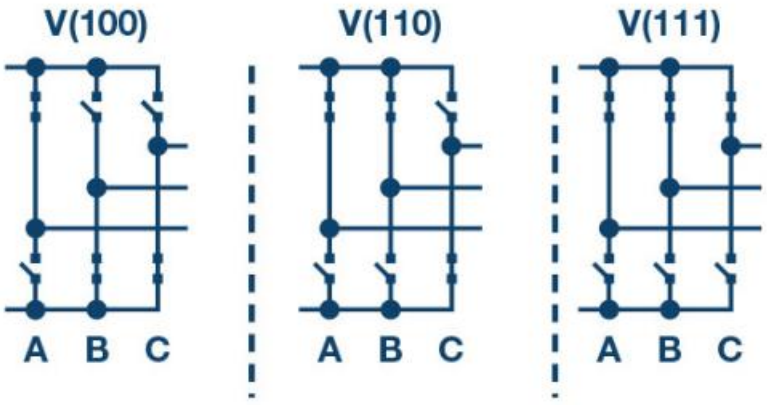
100 durumu için v4 (+A Fazı)

101 durumu için v5 (-B Fazı)

110 durumu için v6 (-C Fazı)

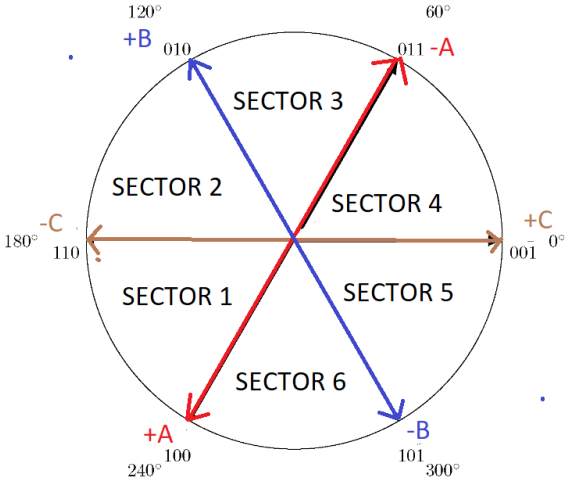
111 durumu için v7 (sıfır vektörü), şeklindedir.

Şekil 3.6 ile örnek olarak 100, 110 ve 111 durumları gösterilmiştir.



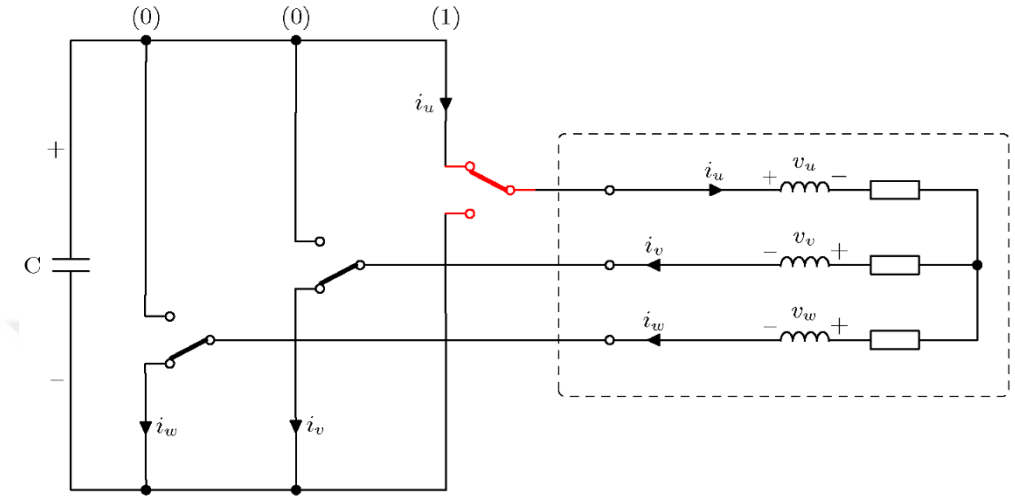
Şekil 3. 6 SVPWM 100, 110 ve 111 anahtarlama durumları [33]

Şekil 3.7 ile sektör durumları gösterilmiştir.

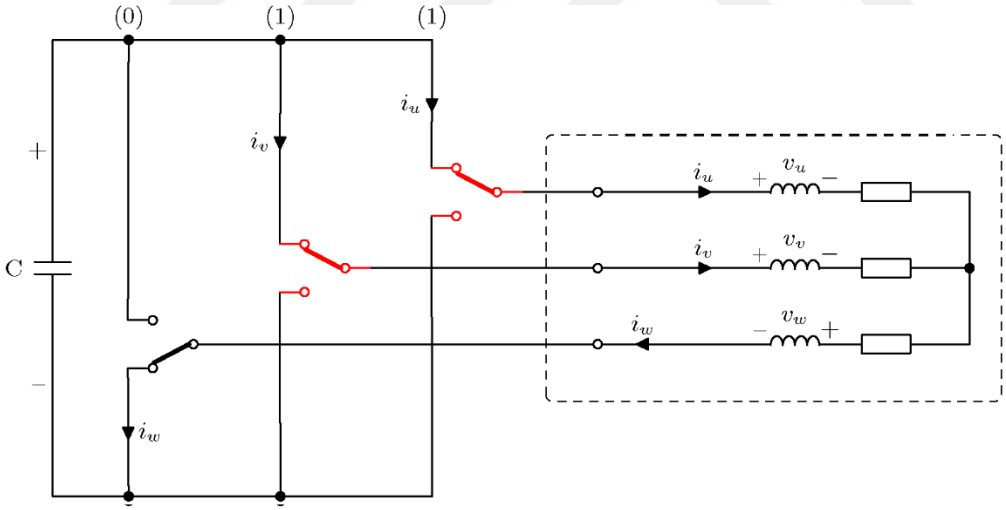


Şekil 3. 7 SVPWM Sektör durumları

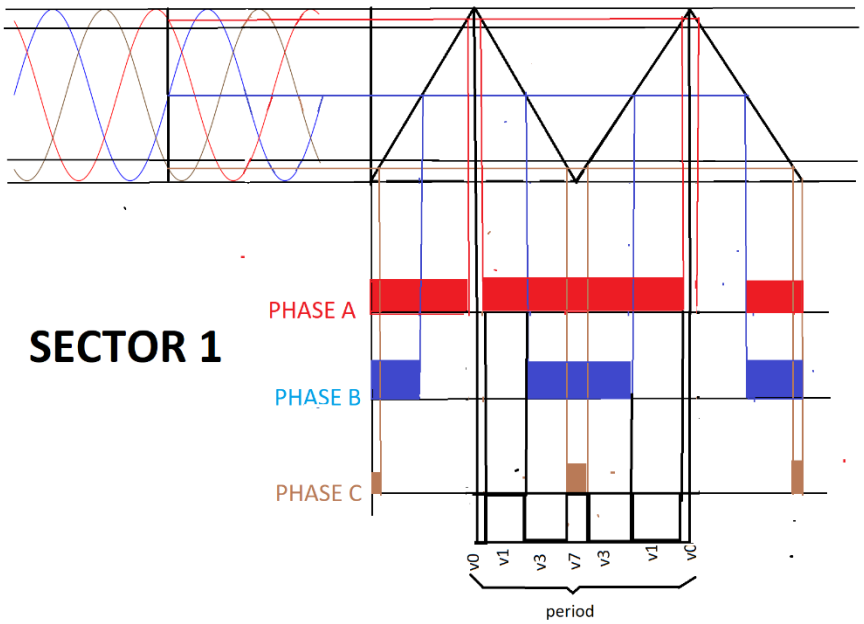
SVPWM, her bir periyot boyunca sıfır vektörü ile başlar ve sıfır vektörü ile sonlanır. SVPWM her bir sektör bazında incelenecektir. Sıfır vektörleri faz genliğini ayarlar. Sıfır vektörünün kullanım zamanı ne kadar artarsa faz akımlarının genliği de daha az olacaktır. Sıfır vektörleri aynı zamanda ölü zaman kavramını da temsil eder.



Şekil 3. 8 001 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu

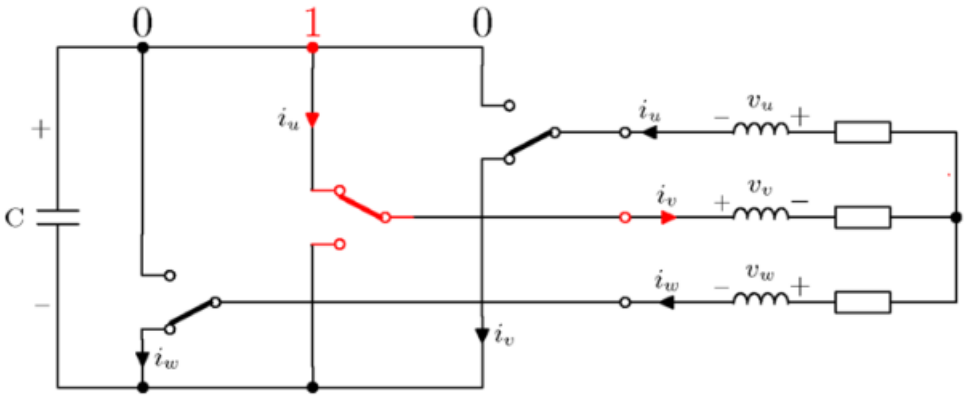


Şekil 3. 9 011 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu

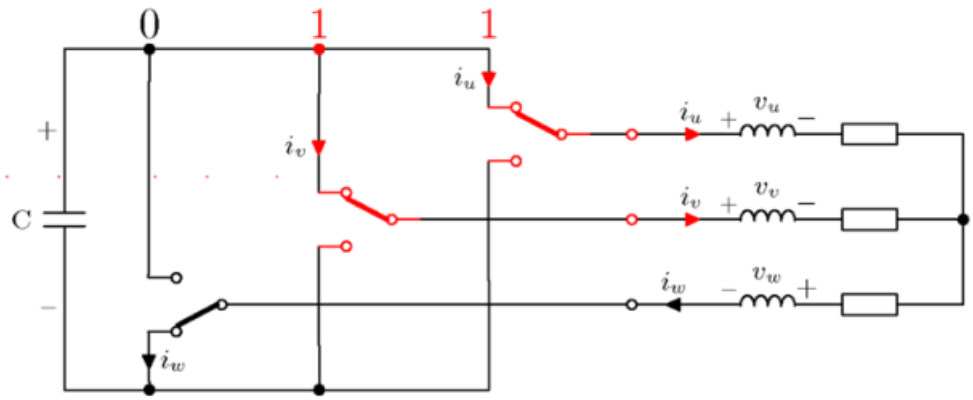


Şekil 3. 10 Sektör 1 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları

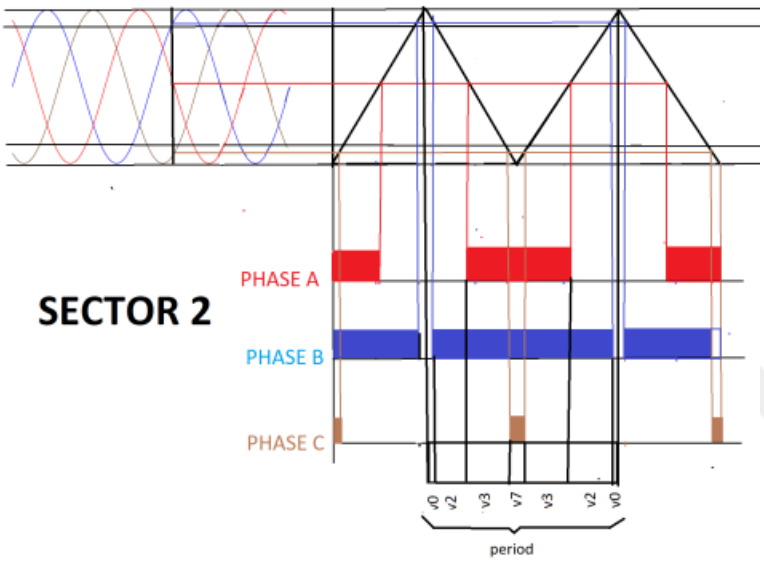
Şekil 3.8 ile 001 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.9 ile 011 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.10' da Sektör 1 durumundaki A, B, C Fazlarında bulunan doluluk oranları gösterilmiştir. Sektör 1 için sistem durumu, 000 vektörü ile başladıktan sonra 001 ve 011 vektörleri arasında değişerek bu bölge tamamlanır.



Şekil 3. 11 010 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu

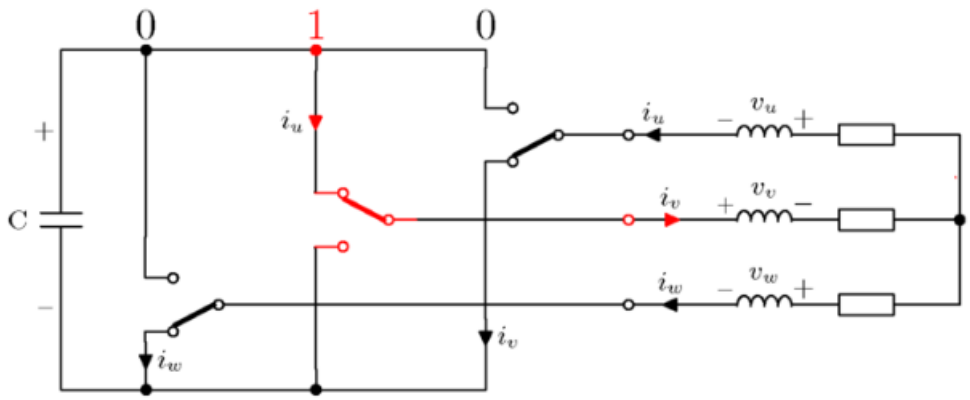


Şekil 3. 12 011 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu

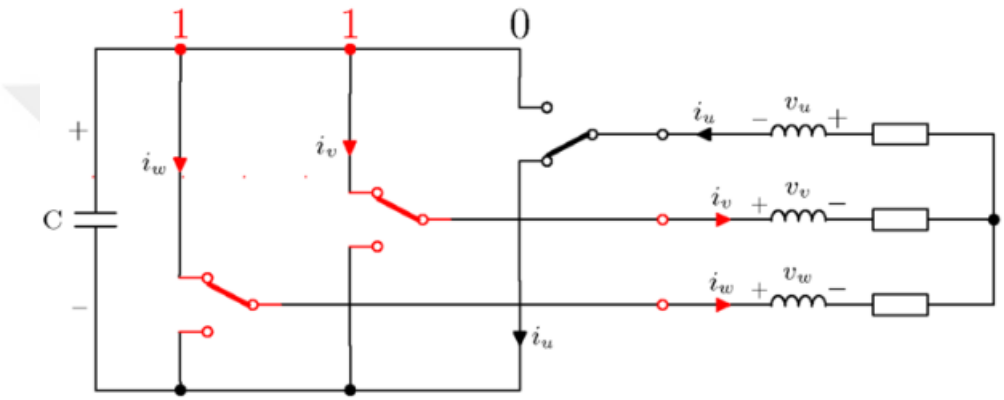


Şekil 3. 13 Sektör 2 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları

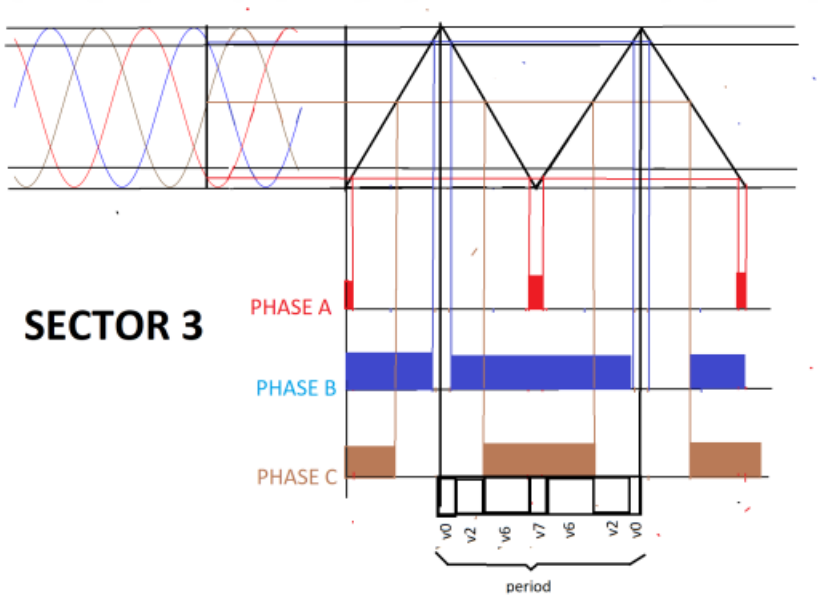
Şekil 3.11 ile 010 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.12 ile 011 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.13 ile Sektör 2 durumundaki A, B, C Fazlarında bulunan doluluk oranları gösterilmiştir. Sektör 2 için sistem durumu, 000 vektörü ile başladıktan sonra 010 ve 011 vektörleri arasında değişerek bu bölge tamamlanır.



Şekil 3. 14 010 Durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu

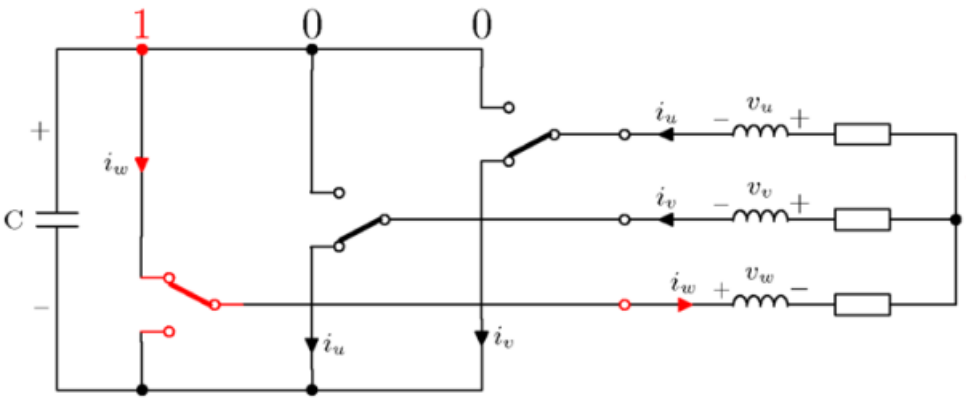


Şekil 3. 15 110 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu

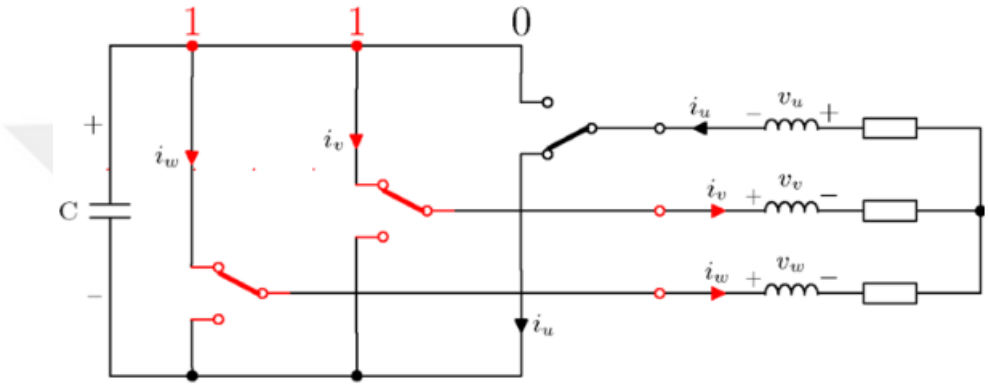


Şekil 3. 16 Sektör 3 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları

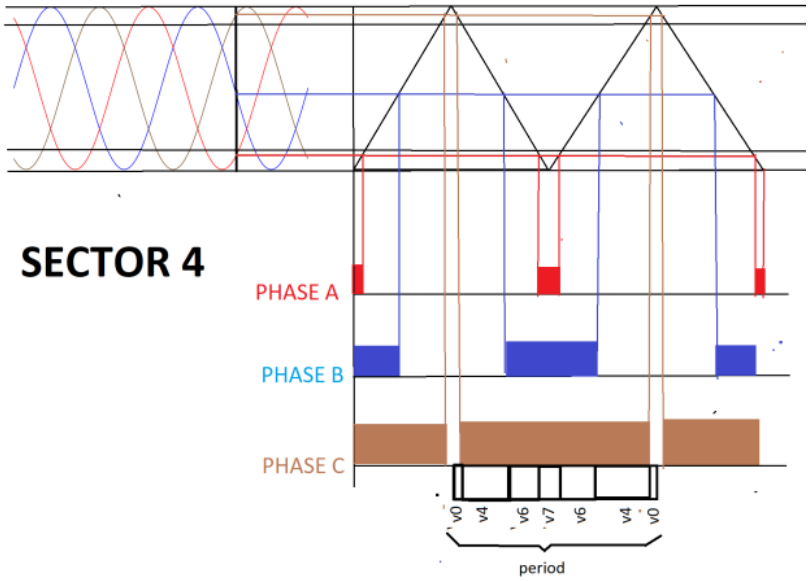
Şekil 3.14 ile 010 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.15 ile 110 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.16 ile Sektör 3 durumundaki A, B, C Fazlarında bulunan doluluk oranları gösterilmiştir. Sektör 3 için sistem durumu, 000 vektörü ile başladıktan sonra 010 ve 110 vektörleri arasında değişerek bu bölge tamamlanır.



Şekil 3. 17 100 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu



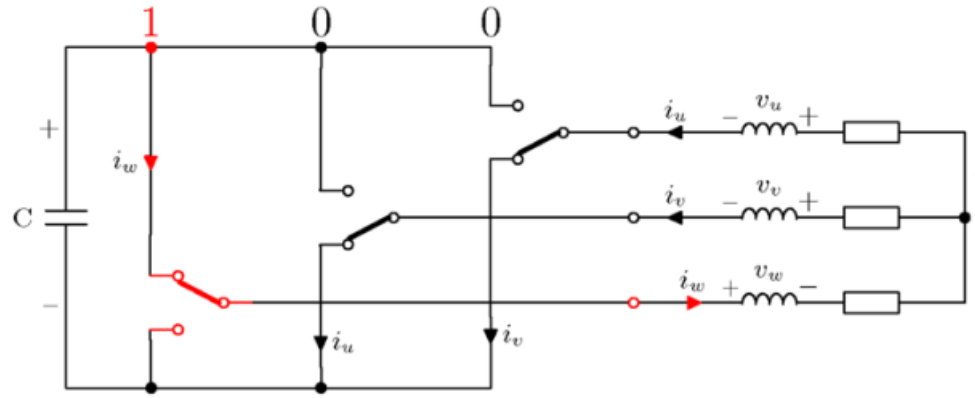
Şekil 3. 18 110 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu



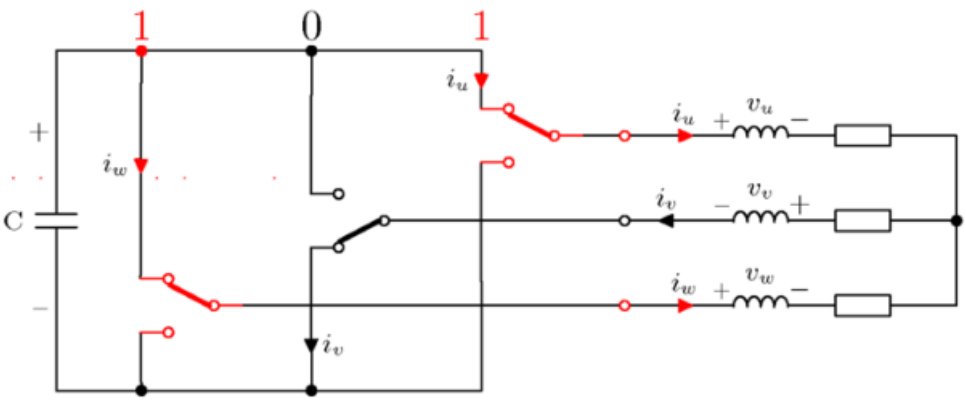
Şekil 3. 19 Sektör 4 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları

Şekil 3.17 ile 100 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.18 ile 110 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.19 ile Sektör 4 durumundaki A, B, C Fazlarında

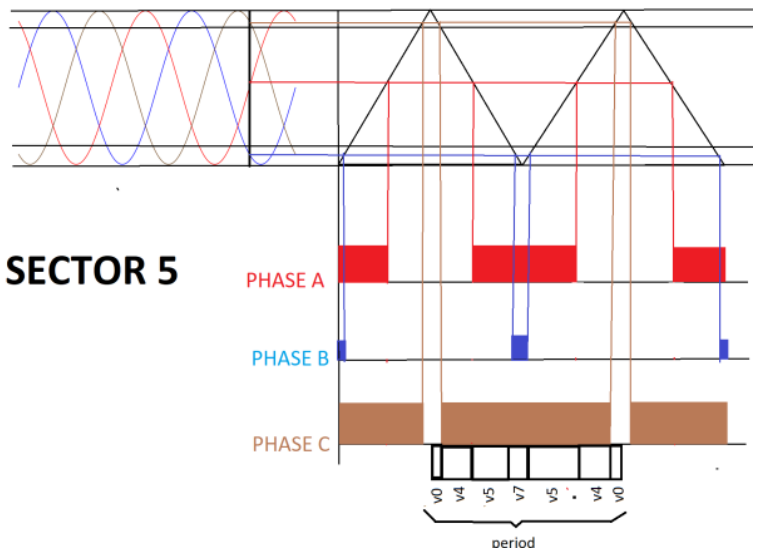
bulunan doluluk oranları gösterilmiştir. Sektör 4 için sistem durumu, 000 vektörü ile başladıktan sonra 100 ve 110 vektörleri arasında değişerek bu bölge tamamlanır.



Şekil 3. 20 100 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu



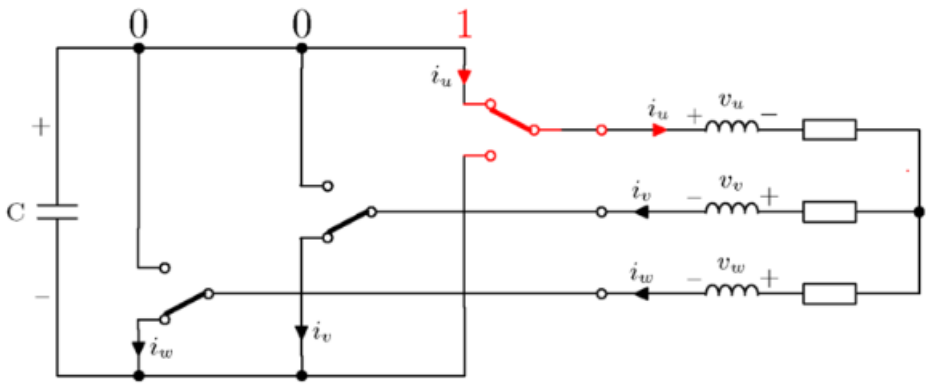
Şekil 3. 21 101 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu



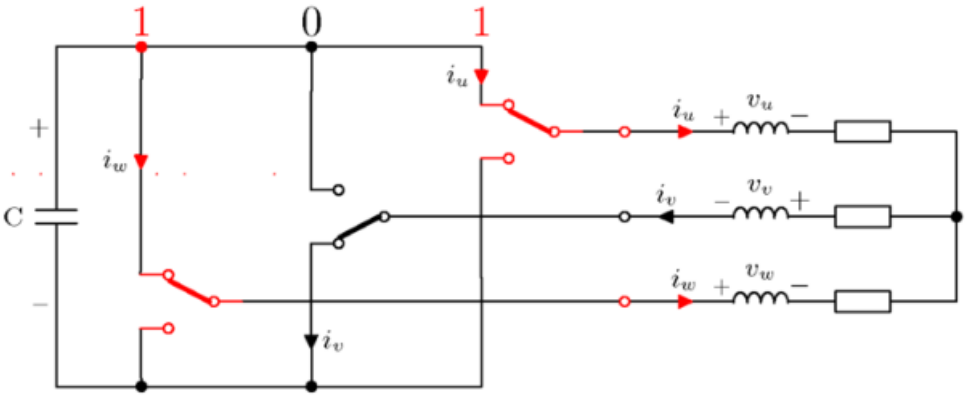
Şekil 3. 22 Sektör 5 için a, b, c fazlarındaki doluluk oranları

Şekil 3.20 100 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.21101 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.22 Sektör 5 durumundaki A, B, C Fazlarında bulunan

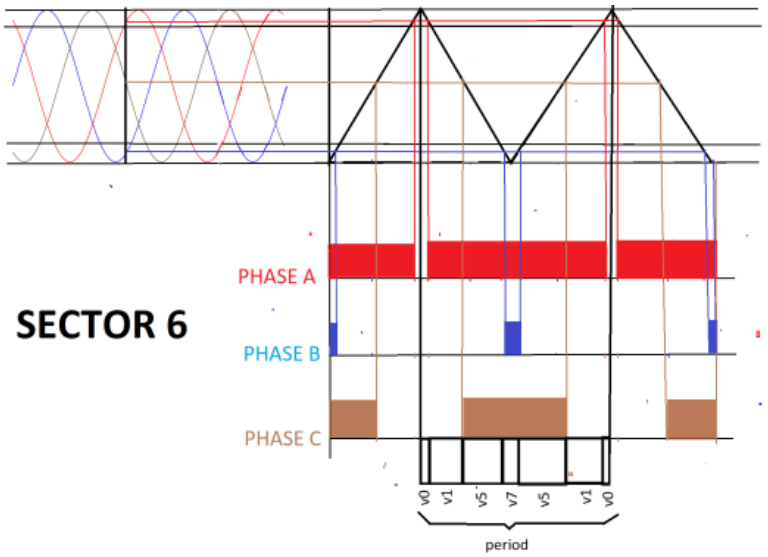
doluluk oranları gösterilmiştir. Sektör 5 için sistem durumu, 000 vektörü ile başladıktan sonra 100 ve 101 vektörleri arasında değişerek bu bölge tamamlanır.



Şekil 3. 23 001 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu



Şekil 3. 24 101 durumu için totem pole pfc devresinin anahtarlama durumu



Şekil 3. 25 Sektör 6 için a,b,c fazlarındaki doluluk oranları

Şekil 3.23 ile 001 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 29' de 101 durumu için anahtarlama durumu, Şekil 3.24 ile Sektör 6 durumundaki A, B, C Fazlarında bulunan doluluk oranları gösterilmiştir. Sektör 6 için sistem durumu, 000 vektörü

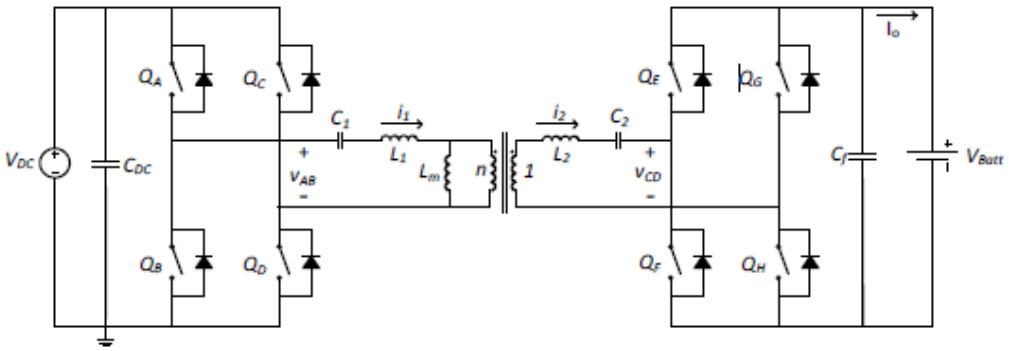
ile başladıktan sonra 001 ve 101 vektörleri arasında değişerek bu bölge tamamlanır [34].

3.2 DC-DC Dönüştücü Analizi

3.2.1 CLLLC Dönüştücü Analizi

Şekil 3.26 ile CLLLC devre topolojisi gösterilmiştir. Daha önce de belirtildiği üzere bu topoloji enerjiyi iki yönlü olarak aktarabilen bir topolojidir. Elektrikli Aracın bataryasını şarj ederken, güç, DC olarak bataryaya aktarılırken, geri yönde çalışırken bataryadan giriş tarafına DC güç aktarır. Çalışmamızda geri yönde çalışırken CLLLC den alınan bu DC güç, Totem Pole PFC Devresine aktarılarak çıkışta, şebekeye 3 fazlı AC Sinyal aktarılacak, böylelikle tasarım hem bataryayı şarj edecek hem de gerektiğinde bataryadan güç alarak şebekeye güç aktarabilecektir.

CLLLC Topolojisinde kalmaya devam edersek, bu topoloji her iki yönde de simetrik bir yapıya sahiptir. Ikinci tarafta ekstra bir bobin ve kapasitörü olan LLC Topolojisine benzer. Primer taraftaki anahtarlar, giriş gerilimini kare dalga olarak AC Sinyale dönüştürürerek yüksek frekanslı tam köprü inverteri oluşturur. Sekonder taraftaki anahtarlar yüksek frekanslı AC Sinyali, DC çıkış gerilimine dönüştüren bir doğrultucu olarak görev yapar. Rezonanas endüktasları L1 ve L2 dir. Transformatör manyetik indüktansı Lm ve iki adet rezonans kapasitörü C1 ve C2 dir. Bahsedilen bu komponentlerle rezonans ağı oluşur. Böylelikle bu rezonans ağı ile birlikte CLLLC topolojisinin inverter ve doğrultucu tarafı birbirinden ayrılır. Ayrıca, transformatör primer ve sekonder devresi arasında galvanik izolasyon sağlar. C1 ve C2 kapasitörleri rezonans devresinin bir parçası olmakla kalmaz, aynı zamanda DC gerilim ofsetini de engeller [36].



Şekil 3. 26 CLLLC Devre Topolojisi

3.2.1.1 CLLLC Steady- State Modeli

Bu kısımda batarya şarjı durumundaki CLLLC topolojisinin steady- state deki durumu anlatılacaktır. Şekil 3.27 ile batarya şarj modundaki CLLLC Topolojisinin eşdeğer devre diyagramı paylaşılmıştır.

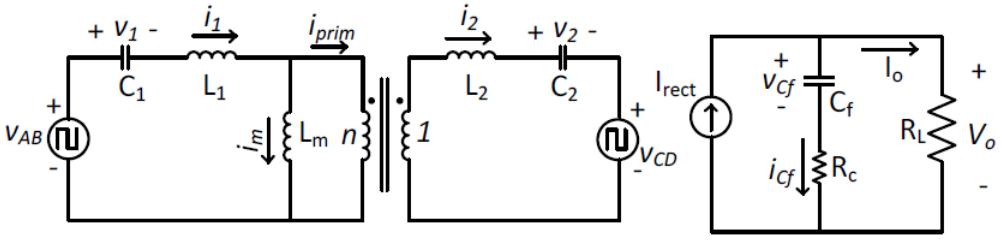
$$v_{AB} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} v_{DC} \cdot \sin(n\omega_s t) \tag{3.5}$$

$$v_{CD} = sgn(i) \cdot v_0 \tag{3.6}$$

$$i_{rect} = | \, i \, | \tag{3.7}$$

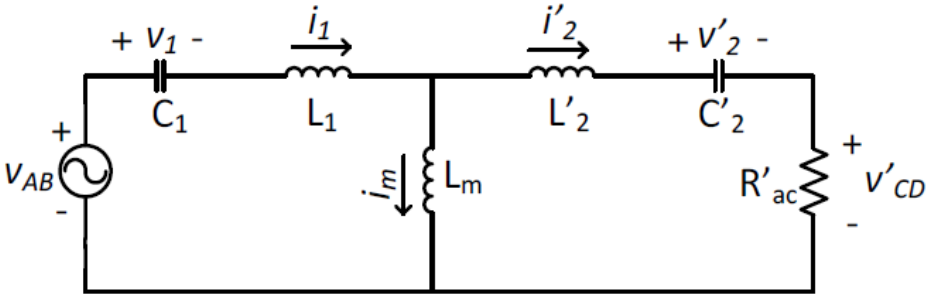
$$I_0 = \frac{2}{\pi} \| \, i_2 \, \| \tag{3.8}$$

CLLLC topolojisinin steady- state deki durumu için bu eşitlikleri düşünülebilir.



Şekil 3. 27 Batarya şarj modundaki clllc topolojisinin eşdeğer devre diyagramı

Şekil 3.27 ile CLLLC eşdeğer diyagramına Ilk Harmonik Yaklaşımı (FHA) modeli uygulanabilir. Aynı şekildeki rezonans ağı temel frekansa göre ayarlandığı ve i_1 akımı sinusoidal olduğu için v_{AB} geriliminin sinusoidal olduğu varsayılabilir. Bu eşdeğerlikler ve varsayımlarla FHA modeli Şekil 3.28 ile olduğu gibi uygulanabilir.



Şekil 3. 28 CLLLC Ileri Yönde çalışırken ki FHA Modeli

Dolayısıyla aşağıdaki eşitlikler elde edilebilir;

$$v_{AB} = \frac{4V_{DC}}{\pi} \cdot \sin(\omega_s t) \tag{3.9}$$

$$L_2' = n^2 \cdot L_2 \tag{3.10}$$

$$C_2' = \frac{1}{n^2} \cdot C_2 \tag{3.11}$$

$$R_{ac}' = n^2 - \frac{8}{\pi^2} R_L \tag{3.12}$$

Daha sonrasında çıkış akımı ve gerilimi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$I_0 = \frac{2n}{\pi} \cdot || \ i' \ |_2 || \tag{3.13}$$

$$V_0 = I_0 \cdot R_L \tag{3.14}$$

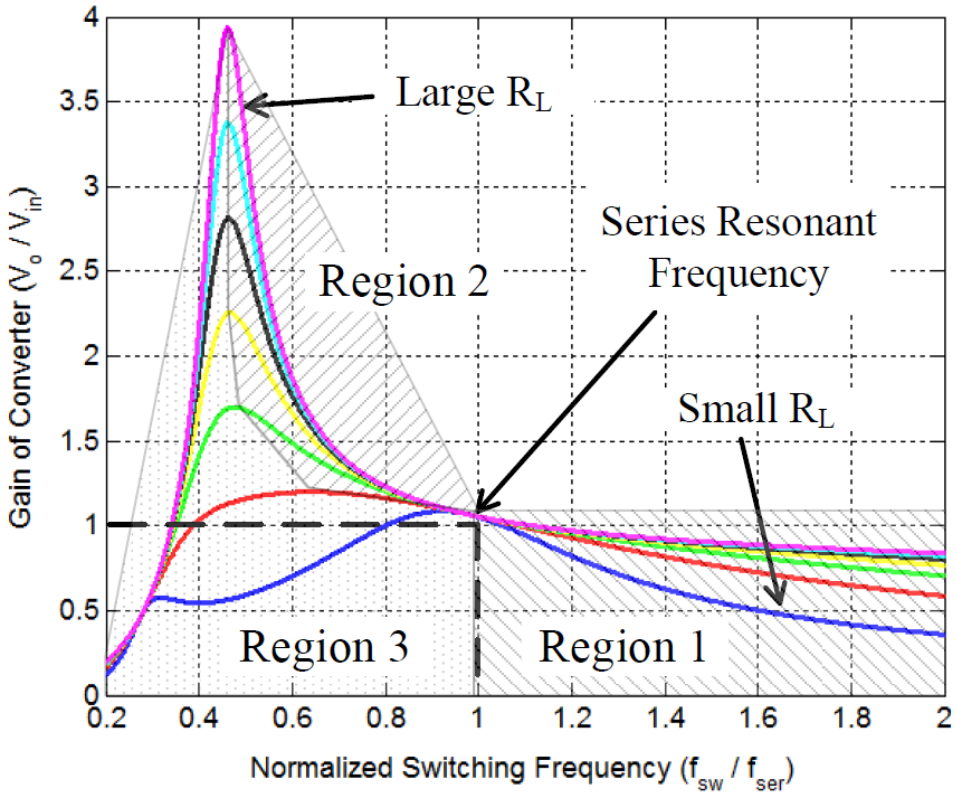
CLLLC kontrol yöntemi olarak Phase-Shift ve değişken frekans kontrolü yapılabilir. Değişken frekans ile kontrol durumunda, ileri yönde, yani bataryayı şarj etme durumunda primer tarafındaki anahtarlar %50 doluluk oranına ve değişken frekansa sahiptir. Kontrol döngüsündeki ayarlanmak istenilen çıkış gerilimini elde etmek için frekansı sürekli olarak değiştirmeye çalışır. Sekonder taraftaki anahtarlar ise tamamen kesim durumunda kalır. Yani sekonder tarafta yalnızca diyotlar enerji iletimini sağlar. Geri yönde, yani şebekeye güç vermek üzere PFC tarafına DC gerilim sağlarken ise, benzer şekilde sekonder taraftaki anahtarlar %50 doluluk oranıyla beraber değişen frekanslarda çalışır. Yine bu durumda, primer taraftaki anahtarlar kesim durumundadır. Yalnızca diyotlar enerji iletimini sağlamaktadır [36]. Değişken frekans ile kontrol edildiğinde anahtarlar üzerinde yumuşak anahlarlama sağlanır [29]. Ancak, bu kontrol yapısının dezavantajı sınırlı gerilim regüle edebilme kabiliyetidir. Gerilim transfer oranı geniş ise anahtarlama frekansı geniş bir aralıkta değişmek durumunda kalır. Bu durumda, görece daha büyük akım salınımlarına yol açar. Ayrıca, çıkış gücü değiştiğinde gerilim transfer oranı da değişir. Bu devrenin dinamik tepkisine zarar verir [29].

Phase-Shift Kontrol Yöntemi ile çalışıldığında, anahtarlama frekansı sabittir. Frekans sabit olduğu için tasarım daha kolaydır. Bu kontrol durumunda da yumuşak anahtarlama kendiliğinden sağlanır. Ancak bu kontrol yönteminin dezavantaj ise sabit frekansta çalışıldığı için gerilimi yükseltemeyeceği gerçeğidir. Dahası, phase-shift kontrol yöntemi ile çalışıldığında yumuşak anahtarlamanın her yük koşulunda sağlanabilmesi için büyük bir kaçak endüktans kullanılması gerektiğini söyleyen çalışmalar da bulunmaktadır [36]. Ayrıca, değişen frekans yönteminde de olduğu

gibi bu yöntemde de çıkış gücü değiştiğinde gerilim transfer oranı da değişir. Bu devrenin dinamik tepkisine zarar verir.

3.2.2 CLLLC Frekans Kontrolü ile Steady- State Çalışma Durumu

Sistem çift yönlü çalışacağı için çıkış geriliminin, çalışma frekansına olan grafiği ve çıkış akımının, çalışma frekansına olan grafiği Transformatörün dönüşüm oranının 1 olduğu durumda Şekil 3.29 ile gösterilmiştir.

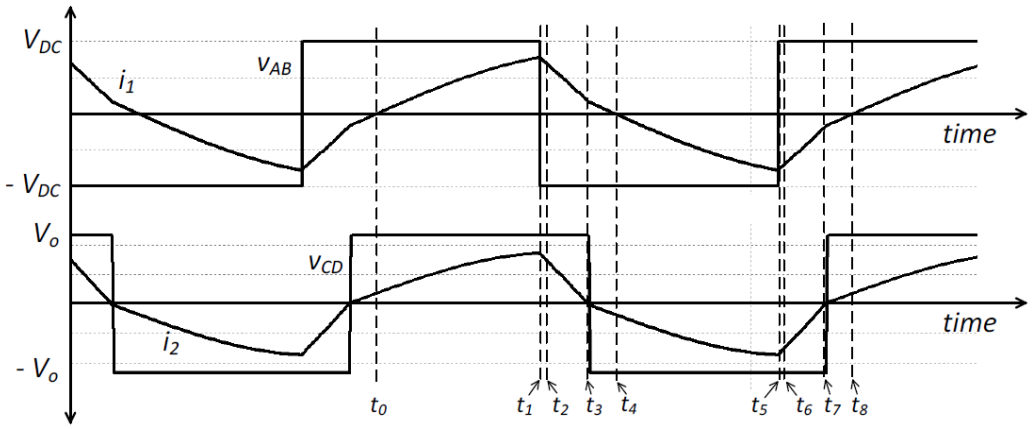


Şekil 3. 29 Farklı yük durumundaki gerilim kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

Dönüştürücünün kazancı primer taraftaki rezonans frekansına (fser) bağlıdır. Dönüştürücünün kazancı fser' den daha düşük olan frekanslarda birden büyüktür. Dönüştürücünün kazancı fser' den daha büyük olan frekanslarda birden küçüktür. Daha sonrasında bu kazanç grafiği üç kısımda (Kısım 1, 2 ve 3) incelenebilir.

3.2.2.1 Kısım 1 (Region 1)

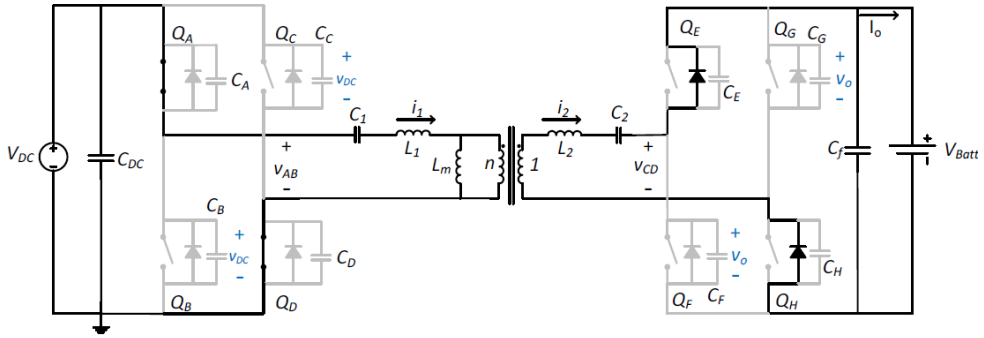
Bu bölgede çalışma frekansı fser frekansından büyüktür. Bu kısımda anahtarlar sıfır gerilimde iletime girer. Bu durumda, sekonder taraftaki anahtarlar kapalıdır. Yalnızca diyotlar enerji iletiminde görev yapar. Topolojinin kazancı her zaman 1 den daha düşük olur. Yani sistem düşürücü modunda çalışır. Bu bölgede çalışırken ki giriş gerilimi ve akımı, çıkış gerilimi ve akımı Şekil 3.30 ile gösterilmiştir.



Şekil 3. 30 Kısım 1'deki gerilim ve akım durumları

Mod 1 ($t_0 - t_1$)

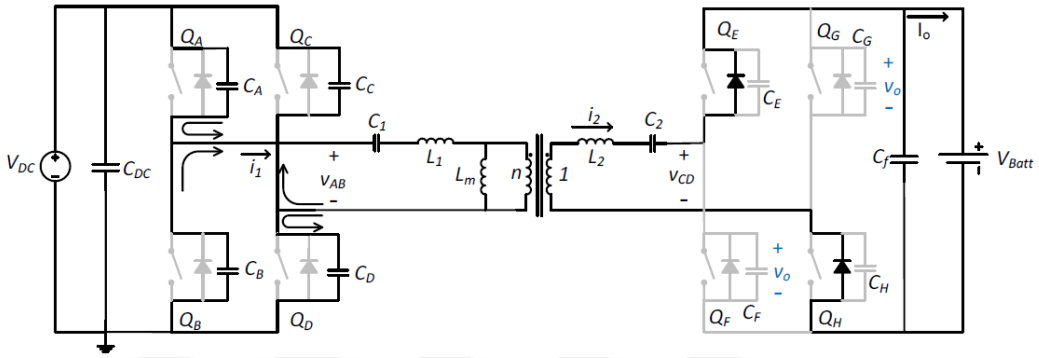
Bu modda Q_A ve Q_D anahtarları iletimdedir. Köprü gerilimi (V_{AB}), giriş gerilimine eşittir. Q_B ve Q_C anahtarlarının kapasitörleri giriş gerilimine eşittir. i_2 olarak adlandırılan iletimdedir ve Q_E ve Q_H anahtarlarının diyotları iletimdedir. Sekonder taraftaki köprü gerilimi (V_{CD}), çıkış gerilimine eşittir. Bu modda enerji transferi ileri yöndedir. Şekil 3.31ile Mod 1 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir.



Şekil 3. 31 Mod 1 sürecindeki devre durumu

Mod 2 ($t_1 - t_2$)

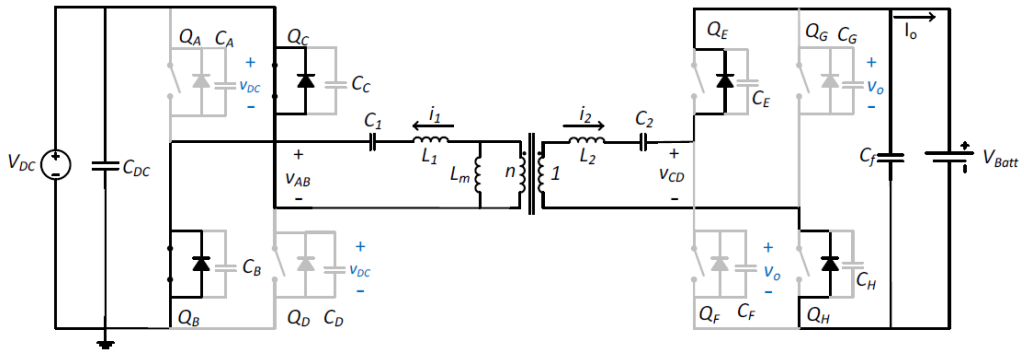
Bu modda ölü zaman ayarlanır. Bu modda bütün anahtarlar kesimdedir. Köprü gerilimi (V_{AB}), giriş gerilimine eşittir. Bu aralıkta, i_1 olarak adlandırılan akım yine diyotlar üzerinden akmaya devam eder. Sekonder taraftaki köprü gerilimi (V_{CD}), çıkış gerilimine eşittir. Q_G ve Q_F anahtarlarının kapasitörleri çıkış gerilimine eşittir. Şekil 3.32 ile Mod 2 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir.



Şekil 3. 32 Mod 2 sürecindeki devre durumu

Mod 3 ($t_2 - t_3$)

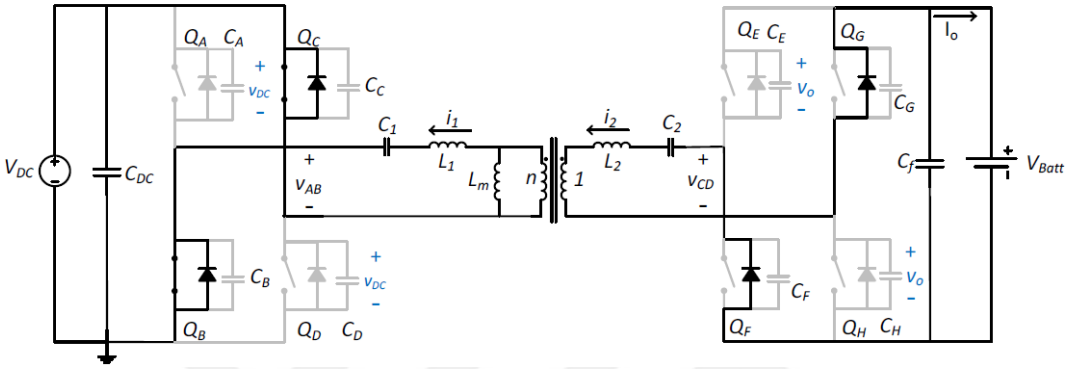
Bu modda Q_B ve Q_C anahtarları iletimdedir. Köprü gerilimi (V_{AB}), giriş geriliminin negatifine eşittir. Mod 2 durumunda Q_B ve Q_C anahtarlarının kapasitörleri boşalmıştı. Dolayısıyla, bu anahtarlar sıfır gerilimde iletime girer. i_1 olarak adlandırılan akım negatiftir. ve Q_E ve Q_H anahtarlarının diyotları iletimdedir. Sekonder taraftaki köprü gerilimi (V_{CD}), çıkış gerilimine eşittir. Q_G ve Q_F anahtarlarının kapasitörleri çıkış gerilimine eşittir. Bu modda enerji transferi yoktur. Şekil 3.33 ile Mod 3 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir.



Şekil 3. 33 Mod 3 sürecindeki devre durumu

Mod 4 ($t_3 - t_4$)

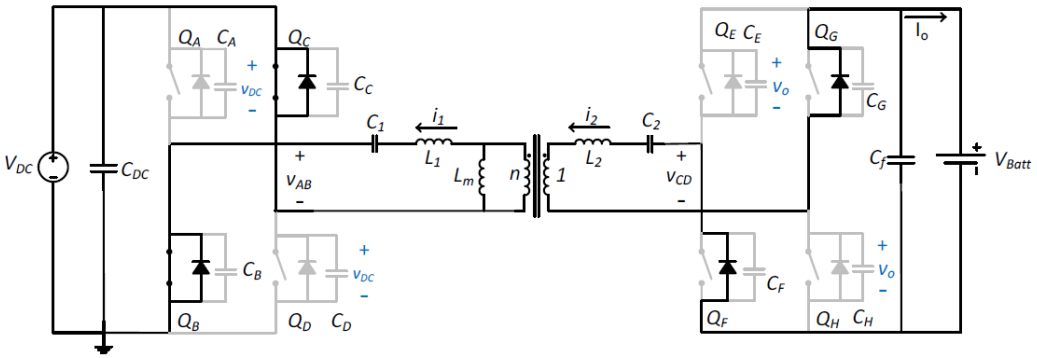
Bu modda Q_B ve Q_C anahtarları iletimdedir. Bu mod, Mod 3 durumuna oldukça benzerdir. i_2 olarak adlandırılan akım negatiftir ancak büyüklüğü bu modda azalmaktadır. Bu modda akım negatiftir ve Q_E ve Q_H anahtarlarının diyotları artık iletimde değildir. Q_G ve Q_F anahtarlarının diyotları artık iletimdedir. Bu modda enerji transferi ileri yöndedir. Şekil 3.34 ile Mod 4 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir.



Şekil 3. 34 Mod 4 sürecindeki devre durumu

Mod 5 ($t_4 - t_5$)

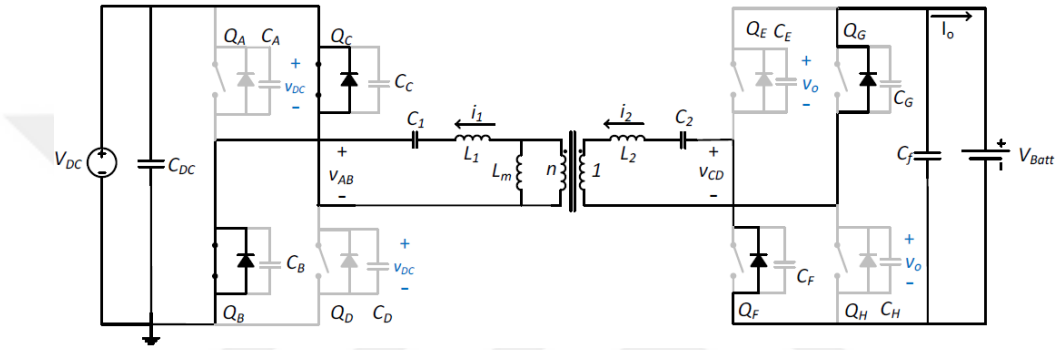
Bu modda Q_B ve Q_C anahtarları iletimdedir. Bu mod, Mod 1 durumuna oldukça benzer. i_2 ve i_1 olarak adlandırılan akım negatiftir. Köprü gerilimi (V_{AB}), negatif giriş gerilimine eşittir. Q_G ve Q_F anahtarlarının diyotları iletimdedir. Bu modda Q_A ve Q_D anahtarlarının kapasitörleri çıkış gerilimine eşittir. Sekonder taraftaki köprü gerilimi (V_{CD}), negatif çıkış gerilimine eşittir. Q_E ve Q_H anahtarlarının kapasitörleri çıkış gerilimine eşittir. Bu modda enerji transferi ileri yöndedir. Şekil 3.35 ile Mod 5 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir



Şekil 3. 35 Mod 5 sürecindeki devre durumu

Mod 6 ($t_5 - t_6$)

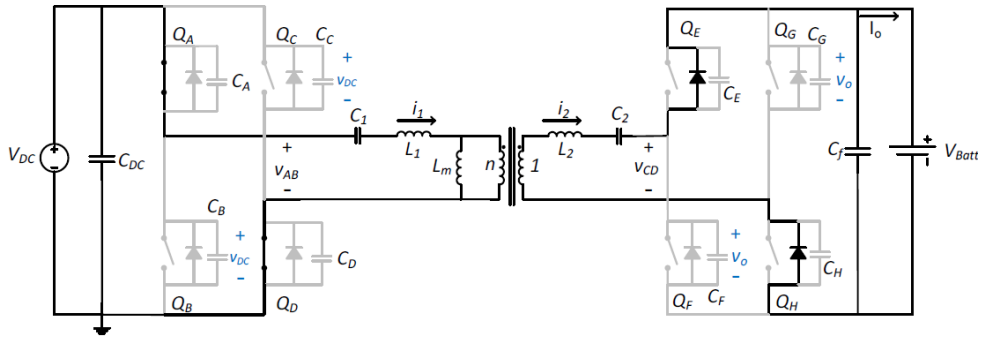
Bu modda ölü zaman ayarlanır. Bu modda bütün anahtarlar kesimdedir. Köprü gerilimi (V_{AB}), negatif giriş gerilimine eşittir. Bu aralıkta, i_2 olarak adlandırılan akım hala negatiftir ve . Q_G ve Q_F anahtarlarının diyotları üzerinden enerji transferini devam ettirir. Sekonder taraftaki köprü gerilimi (V_{CD}), negatif çıkış gerilimine eşittir. Q_G ve Q_F anahtarlarının kapasitörleri çıkış gerilimine eşittir. Bu modda, enerji transferi ileri yöndedir. Şekil 3.36 ile Mod 6 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir.



Şekil 3. 36 Mod 6 sürecindeki devre durumu

Mod 7 ($t_6 - t_7$)

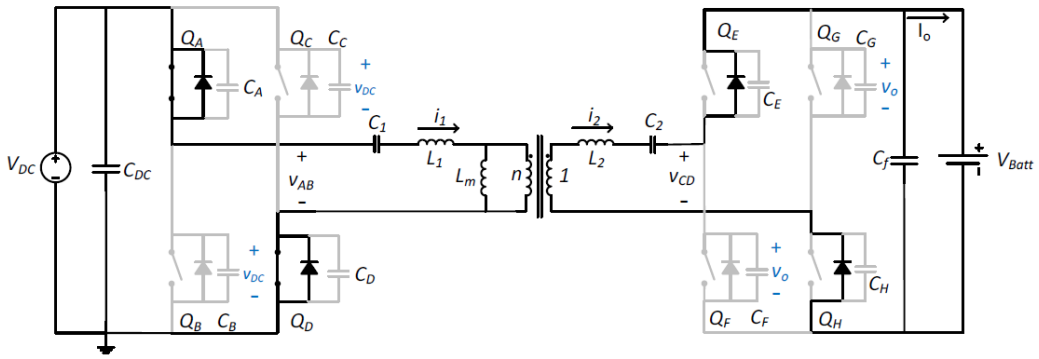
Bu modda Q_A ve Q_D anahtarları iletimdedir. Köprü gerilimi (V_{AB}), giriş gerilimine eşittir. Mod 6 durumunda Q_A ve Q_D anahtarlarının kapasitörleri tamamen boşalmıştı. Dolayısıyla bu anahtarlar sıfır gerilimde iletime girer. Q_B ve Q_C anahtarlarının kapasitörleri giriş gerilimine eşittir. i_1 olarak adlandırılan akım negatiftir ve iletimdedir ve Q_E ve Q_H anahtarlarının diyotları iletimdedir. Sekonder taraftaki köprü gerilimi (V_{CD}), çıkış gerilimine eşittir. Bu modda, enerji transferi ileri yöndedir. Şekil 3.37 ile Mod 7 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir.



Şekil 3. 37 Mod 7 sürecindeki devre durumu

Mod 8 ($t_7 - t_8$)

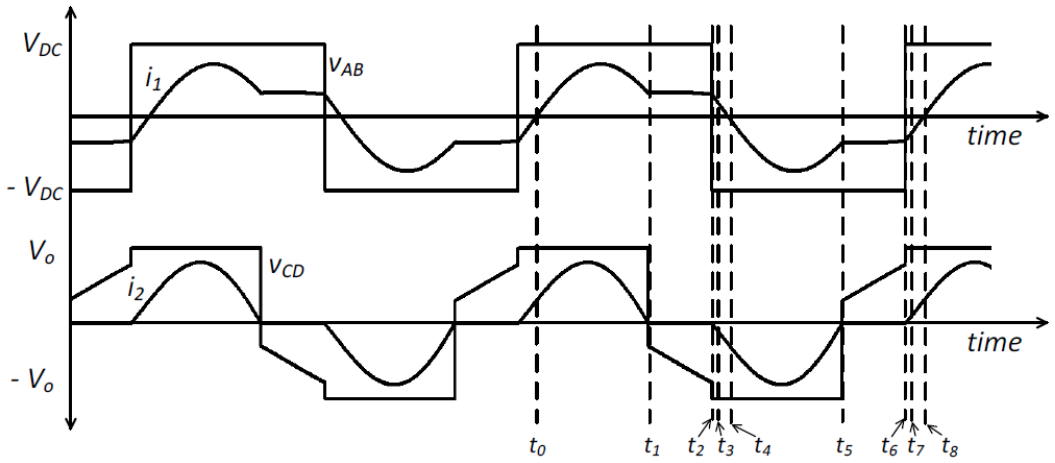
Bu modda Q_A ve Q_D anahtarları iletimdedir. i_2 olarak adlandırılan akım pozitiftir. Q_E ve Q_H anahtarlarının iletimdedir. Bu modda, enerji transferi ileri yöndedir. Şekil 3.38 ile Mod 8 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir.



Şekil 3. 38 Mod 8 sürecindeki devre durumu

3.2.2.2 Kısım 2 (Region 2)

Bu bölgede fser frekansından daha düşük olan alanlar incelenecektir. Bu bölgede, primer taraf anahtarları sıfır gerilim altında iletime girerken, sekonder tarafta ise anahtarlar sıfır akımda iletime ve kesime girer. Sekonder taraf, kesintili akım modunda (DCM) çalışır. Bu bölgede kazanç her zaman bir ya da birden daha büyüktür. Çalışma durumu, Kısım 1' deki çalışma durumuna benzer. Şekil 3.39 ile bu kısım için gerilim ve akım grafiği verilmiştir.



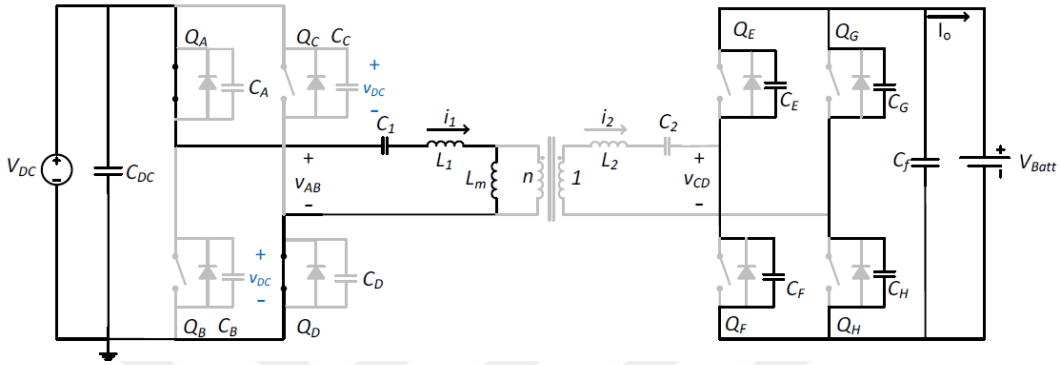
Şekil 3. 39 Kısım 2 için gerilim ve akım grafiği

Mod 1 ($t_0 - t_1$)

Bu mod, Kısım 1 deki Mod 1 ile aynıdır.

Mod 2 ($t_1 - t_2$)

Bu modda, sekonder taraftaki anahtarlar kesintili akım modunda çalışır. Sekonder kısımın akımı sıfırdır. Q_F ve Q_G anahtarlarının kapasiteleri deşarj olur. Q_E ve Q_H anahtarlarının kapasitası ise şarj olur. Bu modda primer taraftan sekonder tarafa enerji iletimi yoktur. Şekil 3.40 ile Mod 2 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir.



Şekil 3. 40 Mod 2 sürecindeki devre durumu

Mod 3 ($t_2 - t_3$)

Bu mod, Kısım 1 deki Mod 2 ile aynıdır ancak sekonder taraftaki akım sıfırdır.

Mod 4 ($t_3 - t_4$)

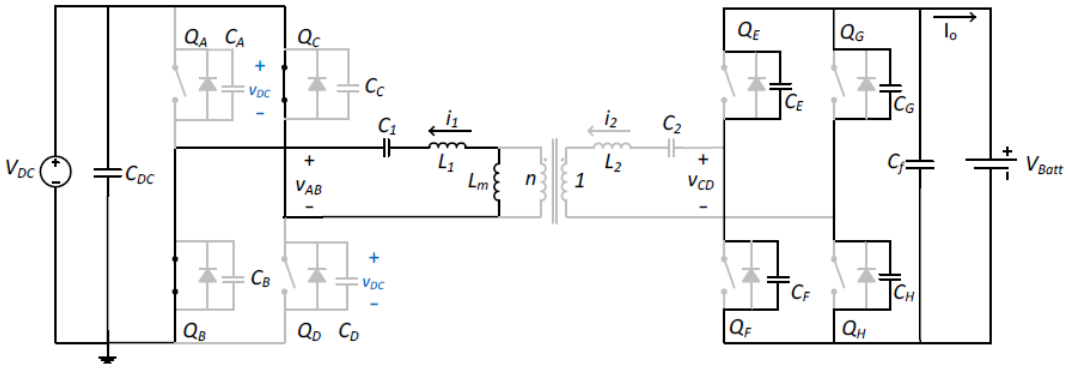
Bu mod, Kısım 1 deki Mod 4 ile aynıdır.

Mod 5 ($t_4 - t_5$)

Bu mod, Kısım 1 deki Mod 5 ile aynıdır.

Mod 6 ($t_5 - t_6$)

Bu modda sekonder taraftaki anahtarlar kesintili akım modunda çalışır. Sekonder kısımın akımı sıfırdır. Q_F ve Q_G anahtarlarının kapasiteleri şarj olur. Q_E ve Q_H anahtarlarının kapasitası ise deşarj olur. Bu modda primer taraftan sekonder tarafa enerji iletimi yoktur. Şekil 3.41 ile Mod 6 sürecindeki devre durumu gösterilmiştir.



Şekil 3. 41 Mod 6 sürecindeki devre durumu

Mod 7 ($t_6 - t_7$)

Bu mod, Kısım 1 deki Mod 7 ile aynıdır ancak tek fark, sekonder taraftaki akım sıfırdır.

Mod 8 ($t_7 - t_8$)

Bu mod, Kısım 1 deki Mod 8 ile aynıdır.

3.2.2.3 Kısım 3 (Region 3)

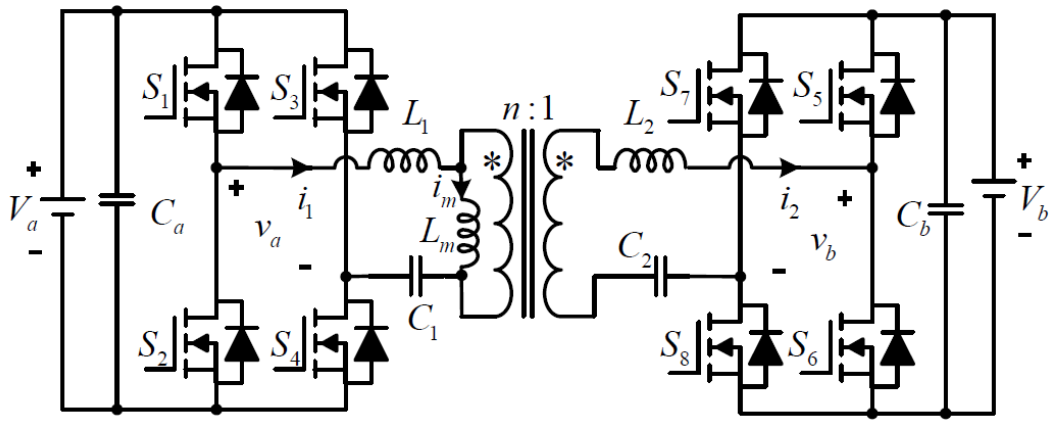
Bu bölge, fser frekansından daha düşük frekansları içerir. Bu kısımda topolojinin kazancı birden büyük ya da küçük olabilir. Bu alan, primer taraftaki anahtarların sıfır akımda geçişinin olduğu bölgedir. Başka bir deyişle bu durumda primer tarafındaki anahtarlar sıfır akımda kesime girer. Topoloji, bu kısımda çalıştırılamaz çünkü çalışma frekansı oldukça düşüktür. [36].

3.2.3 CLLLC Phase Shift Kontrolü ile Steady- State Çalışma Durumu

[29] Wenmin Hua, Hongfei Wu, Zhiyuan Yu, Yan Xing ve Kai Sun, yaptıkları çalışmada Phase-Shift Yöntemi kullanarak CLLLC Topolojisini gerçeklemişlerdir.

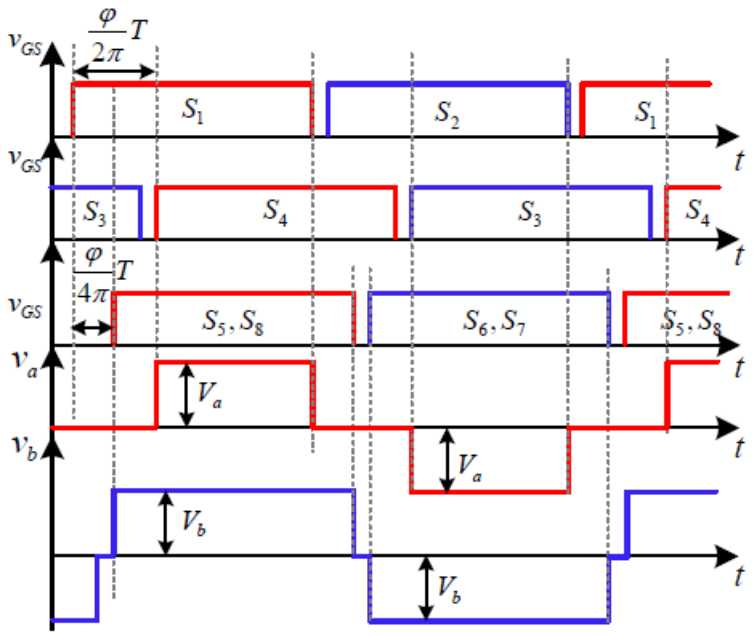
Daha önce de belirtildiği üzere bu kontrol yönteminde doluluk oranı %50 dir. Anahtarlama frekansı, rezonans frekansına eşittir. Şekil 3.42 ile Phase- Shift Topolojisi kullanılarak çalışılacak olan CLLLC dönüştürücüsü verilmiştir. Bu stratejide gerilim transfer oranı, φ değerine bağlı olarak kontrol edilebilir. Bu φ değer, aynı zamanda bacaklar arasındaki orta noktanın geriliminin doluluk oranını değiştirmekle eşdeğer bir değerdir. Primer taraftaki bacaklar arasındaki orta noktanın gerilimi 0 dan 0.5' e doğru değişirken, sekonder taraftaki bacaklar arasındaki orta noktanın gerilimi 0.5 olarak ayarlanırsa, topoloji ileri yönde çalışırken, Primer taraftaki bacaklar arasındaki orta noktanın gerilimi 0.5 olarak

ayarlanır ve sekonder taraftaki bacaklar arasındaki orta noktanın gerilimi 0 dan 0.5' e doğru değişiyorsa, topoloji geri yönde çalışır.



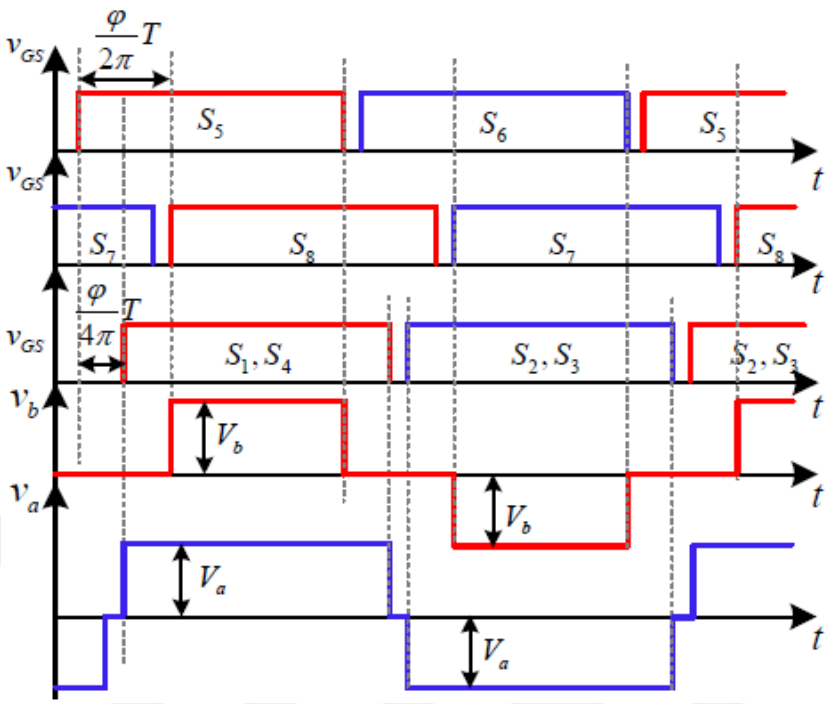
Şekil 3. 42 CLLLC Dönüştürücü

İleri yönde iletim durumda, yani bataryaya enerji aktarımı durumunda, primer taraftaki anahtarlardan S_4 anahtarı, S_1 anahtarından φ faz açısı kadar geridedir. Daha sonra, S_5 anahtarı ve S_8 anahtarı, S_1anahtarının φ/2 faz açısı kadar gerisinde çalışır. Şekil 3.43 ile ileri yönde enerji transferinde kullanılan modülasyon stratejisi gösterilmiştir.



Şekil 3. 43 İleri yöndeki modülasyon stratejisi

Geri yönde iletim durumda, yani bataryadan enerji aktarımı durumundaki modülasyon stratejisi Şekil 3.44 ile gösterilmiştir.

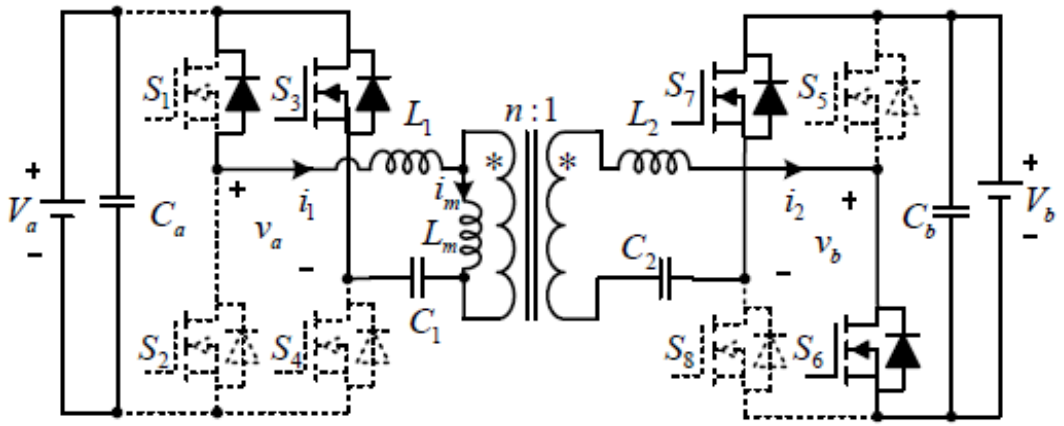


Şekil 3. 44 Geri yöndeki modülasyon stratejisi

3.2.3.1 CLLLC Phase Shift Kontrolü ile Steady- State Çalışma Modları

Daha önce de belirtildiği üzere topoloji iki yönlü olarak simetrik bir şekilde çalışabilir. Topolojinin ileri ve geri yöndeki çalışma durumları simetrik olduğu için burada sadece ileri yöndeki çalışma durumu incelenecektir.

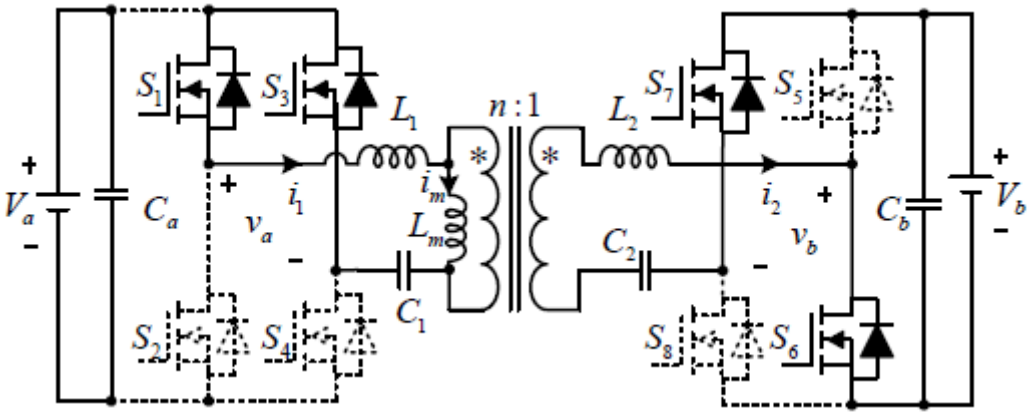
Mod 1 ($0 - t_0$)



Şekil 3. 45 Mod 1 devre durumu

Bu durumda, S_1 anahtarı üzerindeki gerilim sıfırdır. i_1 , S_1 anahtarının body diyodu üzerinden akar. Şekil 3.45 ile Mod 1 durumdaki devre durumu gösterilmiştir.

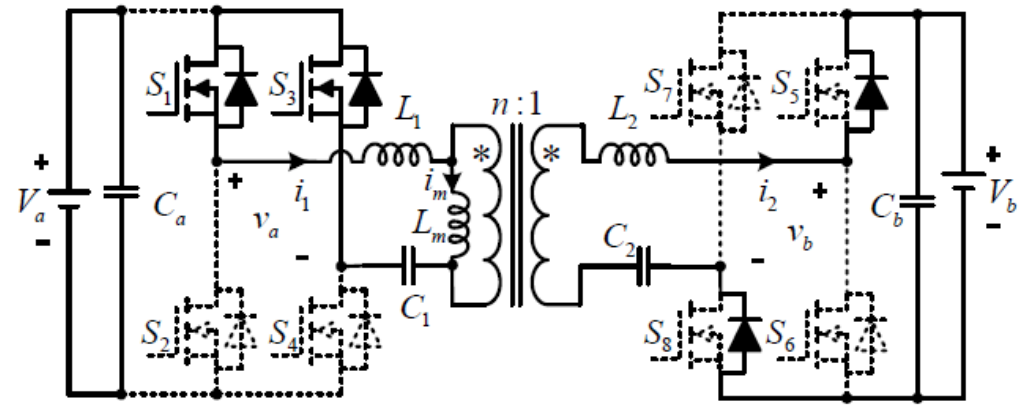
Mod 2 ($t_0 - t_1$)



Şekil 3. 46 Mod 2 devre durumu

Bu durumda, S_1 anahtarı iletime girer. i_1, S_1 ve S_3 anahtarı üzerinden akar. Şekil 3.46 ile Mod 2 durumdaki devre durumu gösterilmiştir.

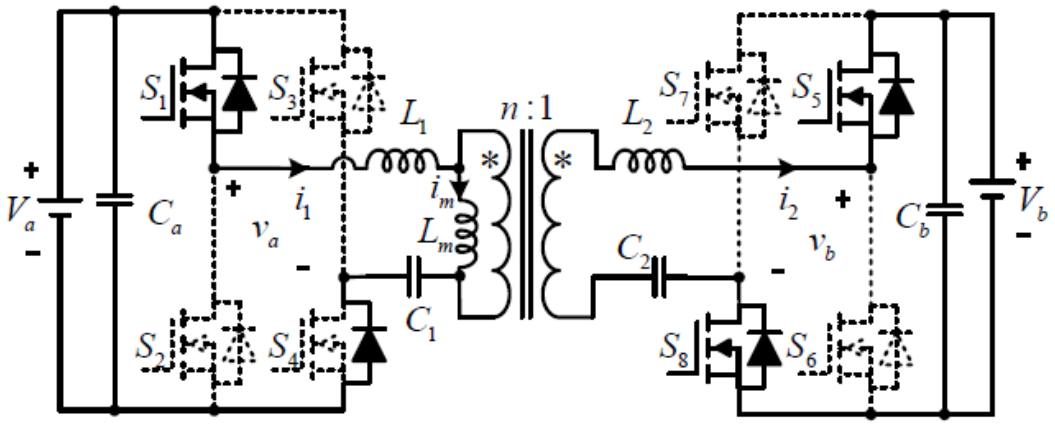
Mod 3 ($t_1 - t_2$)



Şekil 3. 47 Mod 3 devre durumu

Bu durumda, i_2, S_6 ve S_7 anahtarının kapasitörlerini şarj eder. Bu modda, S_5 ve S_8 anahtarının kapasitörleri deşarj olur. S_5 ve S_8 anahtarının body diyotları iletken hale gelir. Şekil 3.47 ile Mod 3 durumdaki devre durumu gösterilmiştir

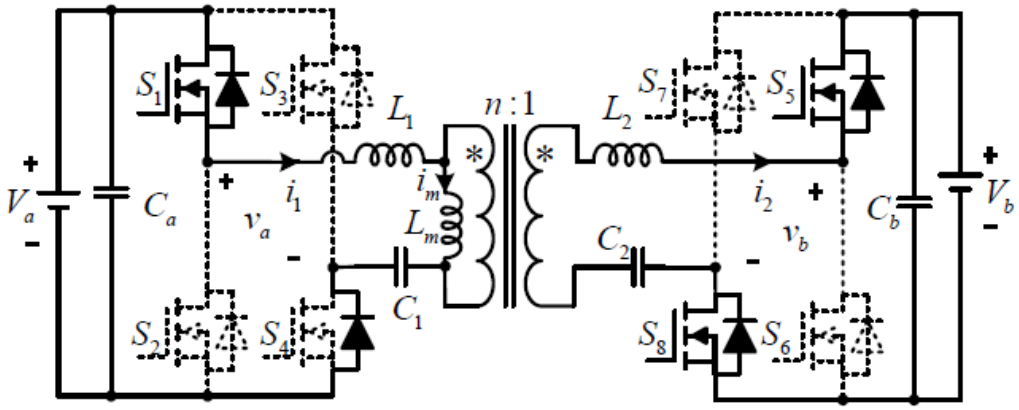
Mod 4 ($t_2 - t_3$)



Şekil 3. 48 Mod 4 devre durumu

Tam t_3 anında S_5 ve S_8 anahtarı iletime girer. Şekil 3.48 ile Mod 4 durumdaki devre durumu gösterilmiştir.

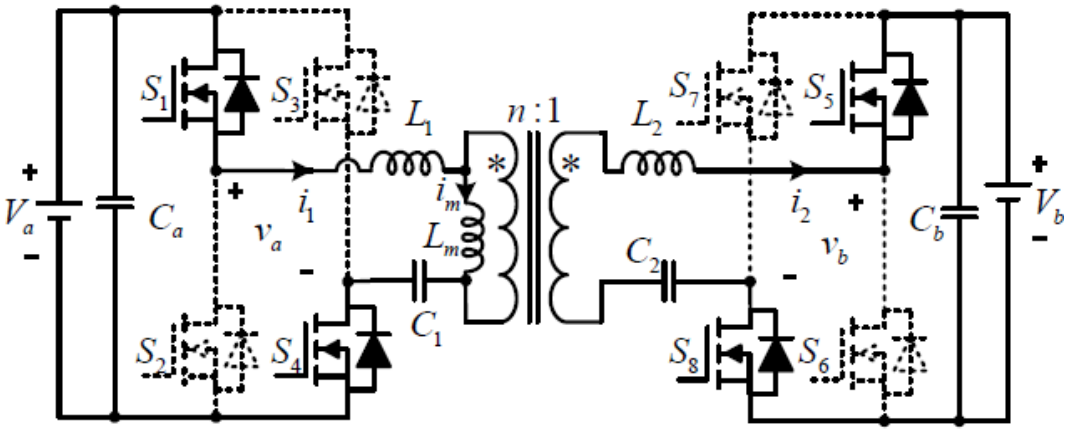
Mod 5 ($t_4 - t_5$ *ve* $t_5 - t_6$)



Şekil 3. 49 Mod 5 devre durumu

Bu durumda, S_3 anahtarı kesim durumundadır ve i_2, S_3 anahtarının kapasitesini şarj ederken S_4 anahtarının kapasitesini deşarj eder. $t_5 - t_6$ aralığında**,** S_3 anahtarı kesim durumundadır. i_2, S_4 anahtarının body diyodu üzerinden akar. Şekil 3.49 ile Mod 5 durumdaki devre durumu gösterilmiştir.

Mod 6 ($t_6 - t_7$)



Şekil 3. 50 Mod 6 devre durumu

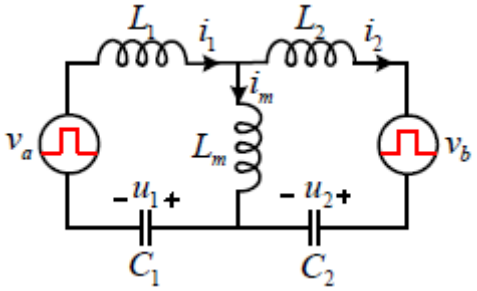
Bu durumda, i_1, S_1 ve S_4 anahtarı üzerinden akar. i_2, S_5 ve S_8 anahtarı üzerinden akar. Şekil 3.50 ile Mod 6 durumdaki devre durumu gösterilmiştir. En çok bu aralıkta güç iletimi gerçekleşir.

$t_7 - t_8$ aralığında, S_1 anahtarı kesim durumundadır. i_1, S_1 anahtarının kapasitesini şarj ederken S_2 anahtarını deşarj eder.

$t_8 - t_9$ aralığında, S_2 anahtarı kesim durumundadır. i_1, S_2 anahtarının body diyotu üzerinden akar. Böylelikle yarı periyot tamamlanmış olur ve diğer yarı periyot simetrik halde tamamlanır.

3.2.4 CLLLC Phase-Shift Kontrolü ile Teorik Analizi

Analizi basitleştirmek için transformatör oranının 1 olduğu varsayılmıştır. Dolayısıyla genel eşdeğer devre şeması Şekil 3.51 ile gösterilmiştir.



Şekil 3. 51 Eşdeğer CLLLC Devre Şeması

Devredeki $L_1 = L_2 = L_r$, $C_1 = C_2 = C_r$ ve k = L_m/L_r olarak düşünülürse;

$$\left(L_1 \frac{di_1}{dt}\right) + u_1 L_1 = v_a - kL\left(\frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt}\right) \qquad (3.15)$$

$$\left(L_2\frac{di_2}{dt}\right)+u_2L_2=kL\left(\frac{di_1}{dt}-\frac{di_2}{dt}\right)-v_b \tag{3.16}$$

$$C_r\left(\frac{du_1}{dt}\right)=i_1 \tag{3.17}$$

$$C_r\left(\frac{du_2}{dt}\right)=i_2 \tag{3.18}$$

eşitlikleri yazılabilir.

Daha sonra tasarım adımlarını daha da kolaylaştırabilmek için aşağıdaki eşitlikler kabul edilebilir.

$$V_{\text{base}}=V_a \tag{3.19}$$

$$Z_{\text{base}}=Z_r=\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \tag{3.20}$$

$$\theta=\omega_r\cdot t=\frac{t}{\sqrt{L_r\cdot C_r}} \tag{3.21}$$

Bu eşitliklerle beraber eşitlikler aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{d(i_{1n})}{d\theta}+u_{1n}=v_{an}-k\left(\frac{d(i_{1n})}{d\theta}-\frac{d(i_{2n})}{d\theta}\right) \tag{3.22}$$

$$\frac{d(i_{2n})}{d\theta}+u_{2n}=k\left(\frac{d(i_{1n})}{d\theta}-\frac{d(i_{2n})}{d\theta}\right)-v_{bn} \tag{3.23}$$

$$\frac{du_{1n}}{d\theta}=i_{10} \tag{3.24}$$

$$\frac{du_{2n}}{d\theta}=i_{20} \tag{3.25}$$

Sekonder taraftaki anahtarlar doğal komütasyonlu oldukları için i_2 akımı, komütasyon anında sıfırdır. Dolayısıyla aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$i_{2n}(\beta)=0 \tag{3.26}$$

Daha sonra bu eşitlik kullanılarak aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$M=\frac{V_b}{V_a}=\frac{\sin\phi}{2\sin\beta} \tag{3.27}$$

$$\sin(\beta) = \sin(\phi - \beta) \tag{3.28}$$

Daha sonra aşağıdaki gibi sadeleştirme yapılabilir.

$$\beta = \frac{\phi}{2} \tag{3.29}$$

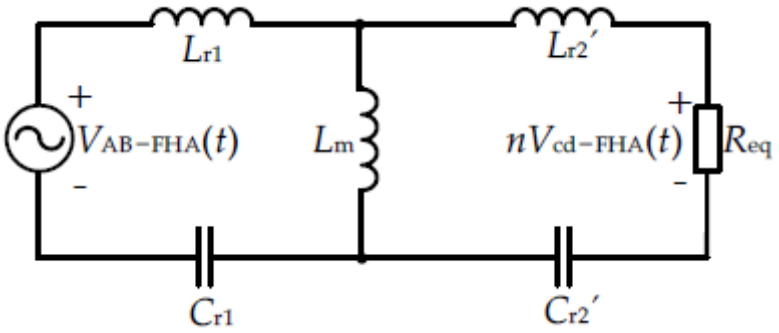
$$M = \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \tag{3.30}$$

Daha sonra transfer oranı (M) ifadesi düzenlenerek aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$M = \frac{1}{\cos\left(\frac{\phi}{2}\right)} \tag{3.31}$$

3.2.5 CLLLC Komponentlerinin Belirlenmesi

CLLLC Topolojisinde rezonans kısmında üç adet manyetik komponent (L_{r1}, L_{r2} ve L_m) ve iki adet kapasitör (C_{r1} ve C_{r2}) bulunmaktadır. Şekil 3.52 ile ileri yönde çalışırken ki çift yönlü CLLLC rezonans dönüştürücünün eşdeğer devresi gösterilmiştir.



Şekil 3. 52 Ileri yönde çalışırken çift yönlü clllc rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi

$$R_{eq} = \frac{8\eta^2 V_{out}}{\pi^2 I_{out}^2} = \frac{8\eta^2 V_{out}^2}{\pi^2 P_{out}} \tag{3.32}$$

R_{eq}, yüküm primer tarafına indirgenmiş eşdeğer ifadesidir.

η, transformatör dönüşüm oranı ifadesidir. Bu değeri elde ederken aşağıdaki formul kullanılır.

$$\eta = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_{in}}{V_{o_{nom}}} \tag{3.33}$$

V_{in} giriş gerilimi

V_{o_nom} çıkış nominal değeri

N_1 Primer sargısı

N_2 Sekonder sargısı

P_{out}, V_{out} ve I_{out}, sırasıyla, çıkış gücü, çıkış gerilimi ve çıkış akımıdır.

L_m in her iki ucundaki gerilim seviyesi çıkış gerilimi tarafından sınırlandırıldığı durumdaki birinci rezonans frekansı aşağıdaki gibidir;

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}} \tag{3.34}$$

Rezonans frekansı, devrenin endüktörünün ve kapasitörünün reaktif empedansının birbirini iptal ettiği frekanstır. Dolayısıyla verim yüksek olur.

L_m in her iki ucundaki gerilim seviyesi çıkış gerilimi tarafından artık sınırlandırılmadığı durumdaki frekans artık sekonder rezonans frekansı olarak adlandırılır ve formülü aşapıdaki gibidir.

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{r1} + L_m)C_1}} \tag{3.35}$$

$$Z_1 = \mathrm{j}\omega_s L_{r1} + \frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_{r1}} \tag{3.36}$$

$$Z_2 = \mathrm{j}\omega_s L_{r2} + \frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_{r2}} \tag{3.37}$$

$$Z_m = \mathrm{j}\omega_s L_m \tag{3.38}$$

Z_1 primer tarafın seri rezonans empedansını temsil ederken, Z_2 sekonder tarafın seri rezonans empedansını temsil eder. Z_m ise uyarma (excitation) endüktans empedansını temsil ederken, ω_s ise anahtarlama açısal frekansını temsil eder. $\omega_s = 2\pi f_s$.

Dolayısıyla devrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$H(j\omega) = \frac{V_1(j\omega)}{V_{AB_{HA}}(j\omega)} = \frac{\frac{Z_m}{(Z_2 + R_{eq})}}{Z_1 + \frac{Z_m}{(Z_2 + R_{eq})} + \frac{(Z_1 R_{eq})}{(Z_2^2 + Z_2 R_{eq})}} x \frac{R_{eq}}{Z_2 + R_{eq}} \tag{3.39}$$

Daha sonra Z_1 ve Z_2 ifadeleri bu denklemde yerlerine konulursa denklem aşağıdaki gibi olur;

$$M(f_n) = \frac{1}{\sqrt{(1+\frac{1}{k}-\frac{1}{kf_n^2})^2 + [Qf_n\left(2+\frac{1}{k}\right) - \frac{Q}{f_n}(2+\frac{2}{k}) + Q(k) + \frac{Q}{kf_n^3}]^2}} \quad (3.40)$$

$$k = \frac{L_m}{L_{r1}} \quad (3.41)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\left(\frac{L_{r1}}{C_{r1}}\right)}}{R_{eq}} \quad (3.42)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_{r1}} \quad (3.43)$$

k endüktans sabiti olup formülü 3.27 denkleminde verilmiştir.

Q, kalite faktörü olup formülü 3.28 denkleminde verilmiştir.

f_n normalize edilmiş frekans olup formülü 3.28 denkleminde verilmiştir. f_s ise anahtarlama frekansıdır.

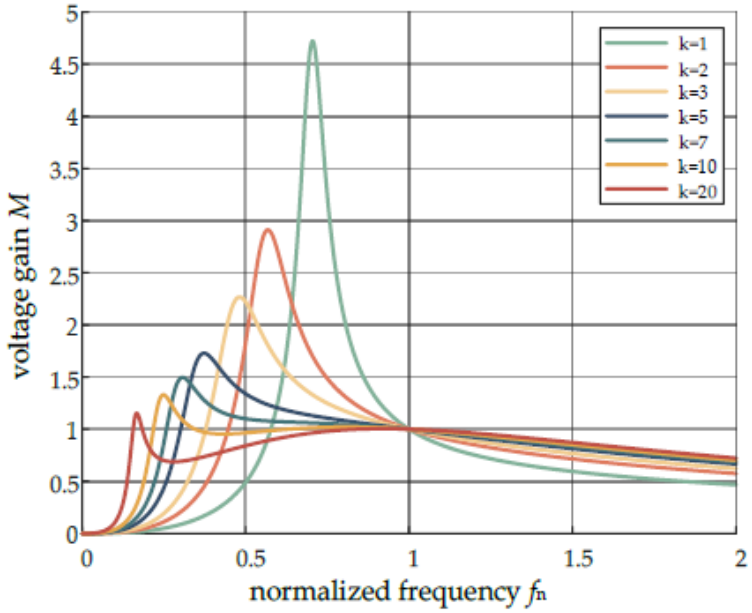
Denklemlerden de anlaşılacağı üzere CLLLC Dönüştürücüsü önemli üç parametre içermektedir. Bunlar endüktans sabiti olan k, kalite faktörü Q, ve normalize edilmiş frekans f_n' dir.

Bu üç parametre ayrıntılı olarak aktarılacaktır.

3.2.5.1 - Endüktans Sabiti *k*

Şekil 3.53 ile değişken k değeri için, kalite faktörü sabit Q=0.3 olduğu durumdaki gerilim kazancının (M) frekansa olan grafiği gösterilmiştir. Burada f_n değeri 1 olduğunda rezonans frekansı anahtarlama frekansına eşittir. Sistem rezonans frekansında çalıştığında, k değeri ne olursa olsun, gerilim kazancı 1 dir. Rezonans değerinini altındaki frekanslarda, k değeri ne kadar küçükse maksimum gerilim kazancı da o kadar büyük olur. Dahası, bu durumda, frekans modülasyon aralığı da dar olur. Bu da, geniş kazanç aralığının ayarlanmasına yardımcı olur. Rezonans frekansının üstünde, gerilim- kazanç eğrisi düzleşir ve anahtarlama frekansını ayarlayarak gerilim kazancını ayarlamak istersek bile çok fazla bir etkisi olmayacaktır. Çünkü eğri olabildiğince düzleşmiştir. Rezonans noktasının etrafında

geniş bir aralıkta kazancın değişmeden kalması bekleniyorsa, k değeri büyük bir değer olarak belirlenmelidir. Ancak k değeri belirli bir değerden büyük olduğunda,



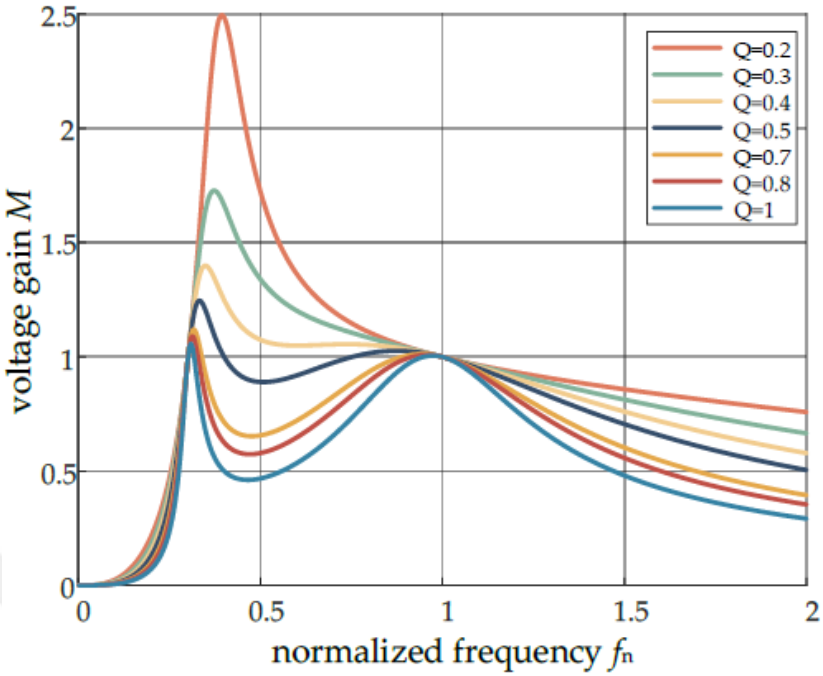
dönüştürücünün peak gerilim kazancı tasarmda gereken maksimum değerden daha az olacak ve minimum anahtarlama frekansı da çok düşük olacaktır.

Şekil 3. 53 Değişken k değerine göre gerilim kazancının frekansa oranı

3.2.5.2 Kalite Faktörünün (Q) Gerilim Kazancına Etkisi

Şekil 3.54 ile k=5 değerindeyken, farklı kalite faktörü altındaki gerilim kazancı (M) frekansa olan grafiği gösterilmiştir. Burada f_n değeri 1 olduğunda rezonans frekansı anahtarlama frekansına eşittir. Sistem rezonans frekansında çalıştığında, Q değeri ne olursa olsun, gerilim kazancı 1' dir. Sistem düşük yüklerde çalışırken, yani Q değeri küçükken, rezonans değerinin altındaki değerlerde, yani frekans küçükken, sistemin kazancı çok yüksektir. Rezonans frekansından yüksek alanlarda çalışırken, anahtarlama frekansı yüksekken, sistemin kazancı yavaşça düşer. Gerilim regülasyonu için yüksek frekanslar gereklidir. Bu durumda anahatarlama kayıpları da artar. Bu yüzden, Q değeri seçilirken sistemin minimum yük altında minimum gerilim kazancı ve maksimum çalışma frekansı proje isterlerine göre özellikle belirlenmelidir. Rezonans frekansının üstündeki aralıkta, kazanç, anahtarlama frekansı ile değişir. Ancak, rezonans frekansının altındaki aralıkta, yük çok fazla olduğunda maksimum kazancın değeri azalır. Maksimum gerilim kazancı için anahtarlama frekansı, frekans modulasyonu boyunca azaltılmalıdır. Sistem iki adet tepe noktasına sahiptir. Dolayısyla, sistem kontrol edilirken bu iki noktaya dikkat

edilerek kontrol edilmelidir. Dolayısıyla, Q değerini seçmek için çok seçenek yoktur.



Şekil 3. 54 k=5 iken değişken q değerine göre gerilim kazancının frekansa oranı

3.2.5.3 Rezonans Kompoenent Değerlerinin Belirlenmesi

Çift yönlü rezonans dönüştürücünün rezonans frekansı noktasında, dönüştürücünün kazancı 1' dir. Bu değer devrenin parametrelerinden ve yük değişiminden bağımsızdır. Genellikle nominal çalışma noktası burada belirlenir, bu nedenle dönüştürücünün dönüştürme oranı aşağıdaki gibi olur;

$$\eta = \frac{V_{in}}{V_{o_{nom}}} = \frac{800}{800} = 1 \tag{3.44}$$

Gerilim kazancının belirlenmesi ise aşağıdaki gibi olur;

Maksimum gerilim kazancı için;

$$M_{max} = \frac{nV_{o_max}}{V_{\text{in}_min}} = \frac{1 * 925}{650} = 1.42 \tag{3.45}$$

Minimum gerilim kazancı için;

$$M_{max} = \frac{nV_{o_min}}{V_{\text{in}_max}} = \frac{1 * 650}{800} = 0.81 \tag{3.46}$$

3.2.5.4 İndüktans Sabiti (k) ve Kalite Faktörü (Q)

k ve Q değerlerinin formülleri 3.27 ve 3.28 de verilmiştir. Bu denklemler yardımıyla aşağıdaki değerler elde edilecektir.

$$R_{eq} = \frac{8 * \eta * \eta}{\pi * \pi} * Ro \tag{3.47}$$

$$R_O = \frac{V_{in} * V_{in}}{P_{out}} = \frac{800 * 800}{11000} = 58\ ohm \tag{3.48}$$

Tablo 3. 1: Seçilen CLLLC bileşen değerleri

Açıklama	**Değer**
primer rezonans endüktans(L_{r1})	**3.37uH**
primer rezonans kapasitör (C_{r1})	**30nF**
sekonder rezonans endüktans (L_{r2})	**1.22uH**
sekonder rezonans kapasitör(C_{r2})	**82nF**
magnetizasyon endüktans(L_m)	**25uH**

Dolayısıyla $k = 7.4$,

$$R_{eq} = \frac{8 * \eta * \eta}{\pi * \pi} * Ro = \frac{8}{\pi * \pi} * 58 = 47.1\ ohm$$

$$Q = \sqrt{\left(\frac{L_{r1}}{C_{r1}}\right)} / R_{eq} = \sqrt{\left(\frac{3.37\text{u}}{30\text{n}}\right)} / 47.1 = 0.225$$

$k\ ve\ Q$ değerleri en yüksek kazancı elde etmek amacıyla böyle seçilmiştir.

4
YERLEŞİK ŞARJ CİHAZI SİMULASYON ÇALIŞMASI

4.1 Totem Pole PFC Devre Simulasyonu

Bu aşamada Totem Pole PFC Devresinin PLECS ortamında simulasyonları anlatılacaktır.

4.1.1 Şarj (İleri) Modu

Bu aşamada şebekeden alınan sinyal CLLLC Devresine giriş olarak aktarılacaktır. Diğer bir deyişle, Totem Pole PFC Devresi ileri yönde enerji aktaracaktır. Şebekeden alınan AC Sinyal Totem Pole PFC tarafından DC Sinyale doğrultulacaktır. Bu kısımda devrenin simulasyonu anlatılacaktır. Anahtarlama frekansı 67 kHz olarak belirlenmiştir. 800 Gerilimde çalışılacağı için anahtarlar SiC tipinde seçilmiştir. OnSemi Firmasının NVH4L020N120SC1 parça numaralı SiC MOSFET' i seçilmiş ve PLECS Simulasyon ortamına eklenmiştir. Bu MOSFET' in özellikleri VDS= 1200V, Rds On (Max)= 28 mOhm @ 60A, 20V, Vgs (Max)= +25/-15V, Ciss (Max)= 2943 pF at 800V, Gate Charge (Qg)(Max) @ Vgs= 220nC@20V. Otomotiv Kalifikasyonuna (AEC) sahiptir.

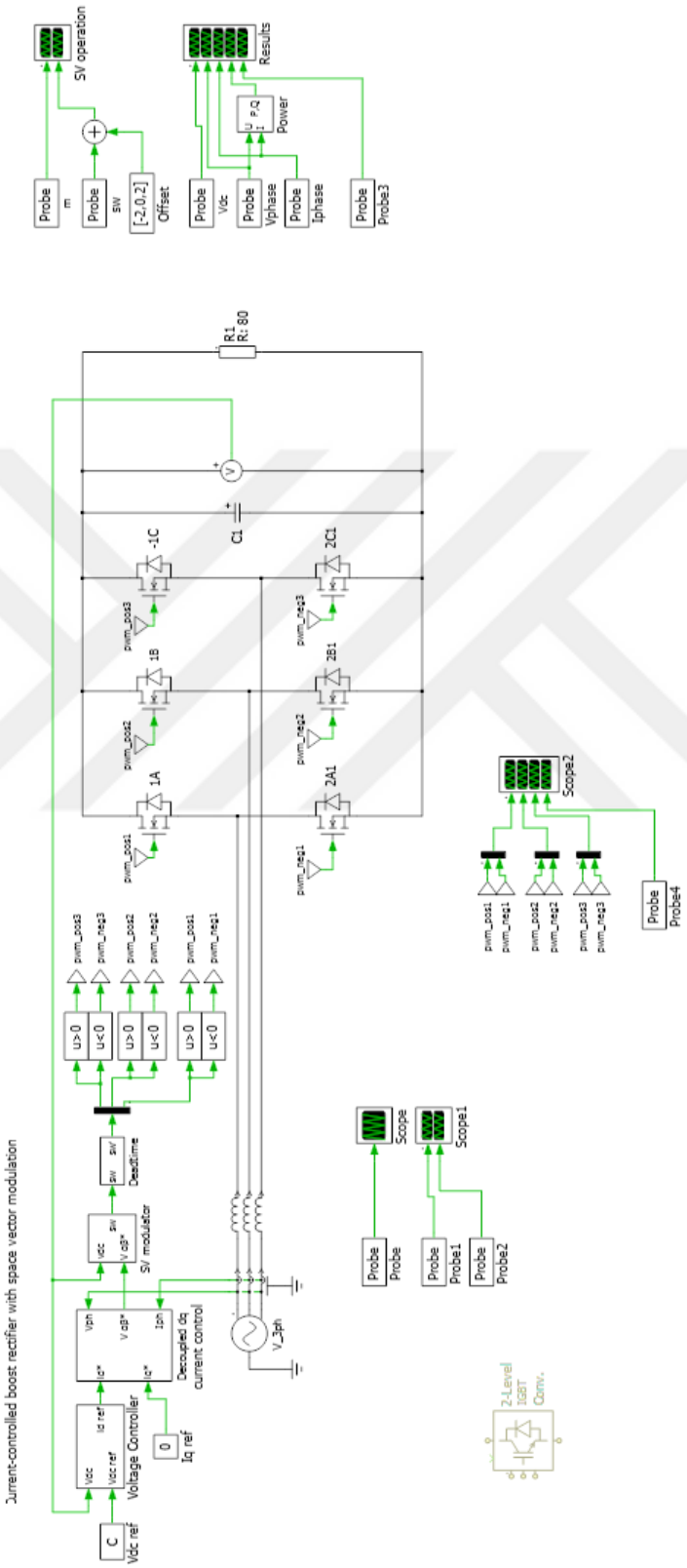
Şekil 4.1 ile 3 fazlı AC Şebeke girişi için Totem Pole PFC Devresi gösterilmiştir. Bu devrede daha önce de belirtildiği üzere Vektör Kontrolü ve Space Vector PWM (SVPWM) kontrol yapıları kullanılmıştır. Anahtarlarların anahtarlama durumları daha önce anlatılmıştır.

Şekil 4.2 ile ilk olarak 3 faz için SVPWM modülasyon sinyalleri gösterilmiştir. Daha sonra yine aynı şekilde anahtarlama sinyalleri gösterilmiştir.

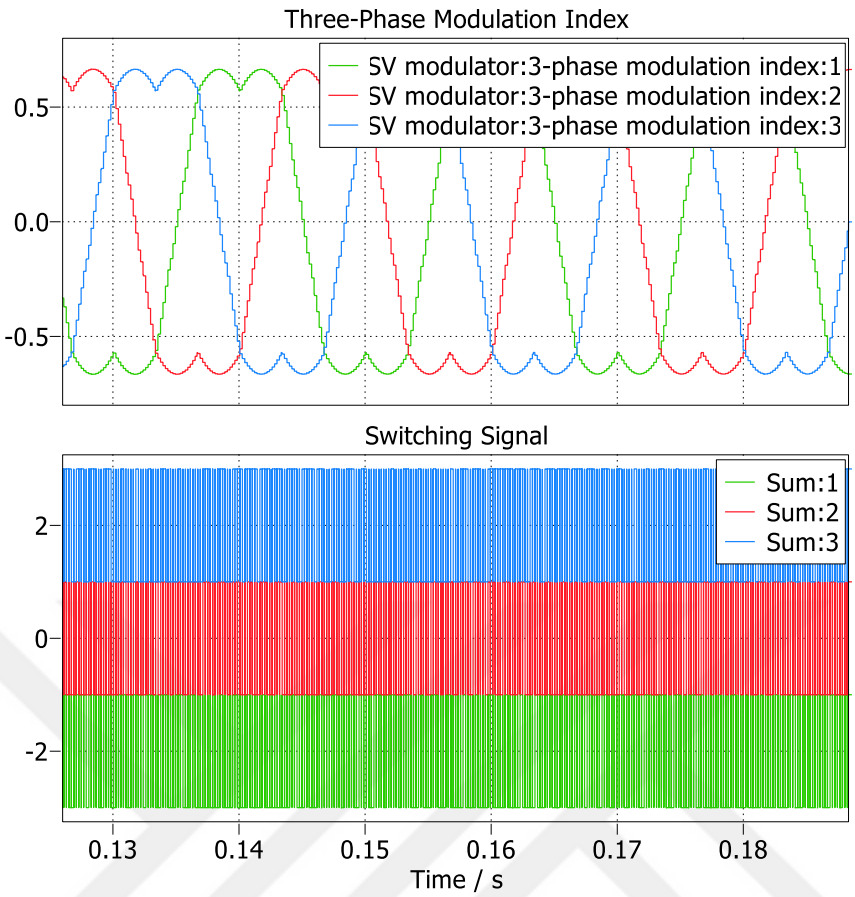
Şekil 4.3 ile elde edilen güç faktörü grafiği gösterilmiştir. Hesaplamalar sonucunda elde edilen akımın toplam harmonik bozulması %3.24 olarak, gerilim ise %0.11 elde edilmiştir.

Şekil 4.4 ile Totem Pole PFC Devresinin ilk olarak çıkış gücü gösterilmiştir. Projeden istenildiği üzere 11 kW gücü sağlamaktadır. Şekil 4.5 ile PFC devresinin çıkış gerilimi gösterilmiştir. İstenildiği üzere 800V Gerilim değerini sağlamaktadır. Daha sonra, şekil 4.6 ile PFC devresinin 3 fazlı giriş akımları gösterilmiştir. Şekil

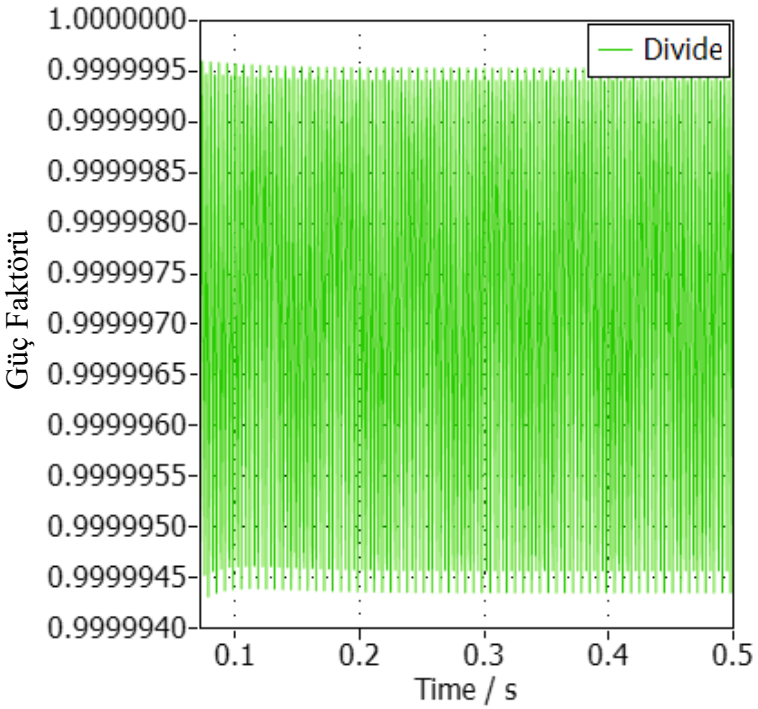
4.7 ile PFC devresinin 3 fazlı giriş gerilim seviyeleri gösterilmiştir. Son olarak şekil 4.8 ile PFC devresinin güç faktörü gösterilmiştir.



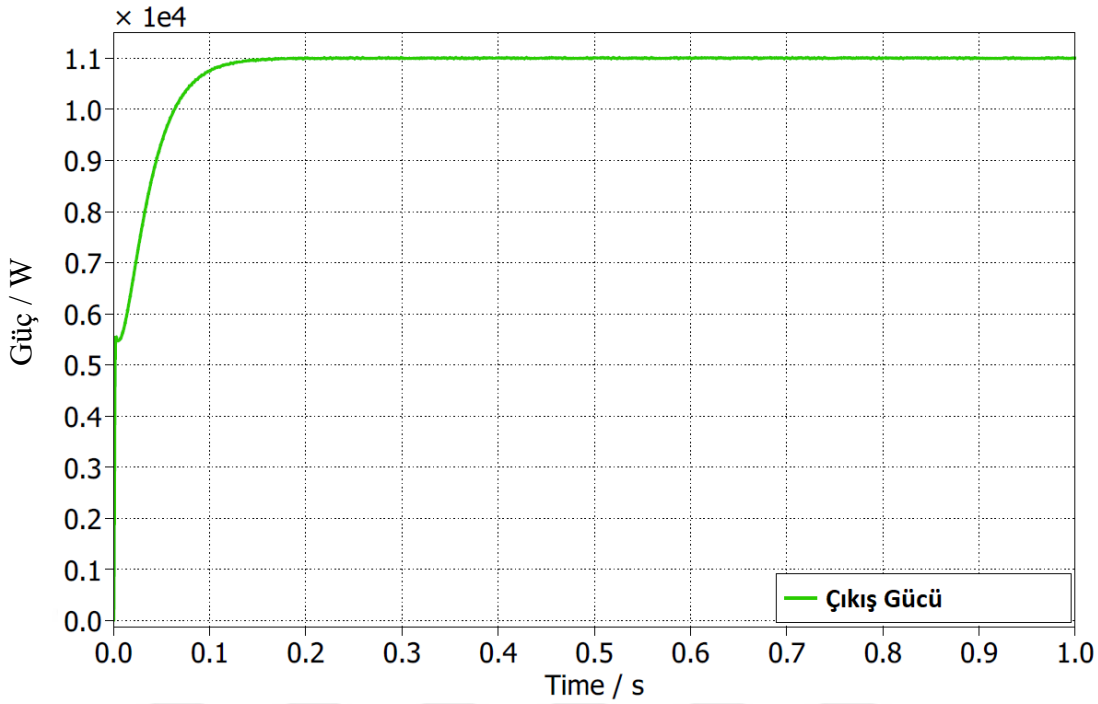
Şekil 4. 1 İleri yöndeki 3 fazlı totem pole pfc devresi



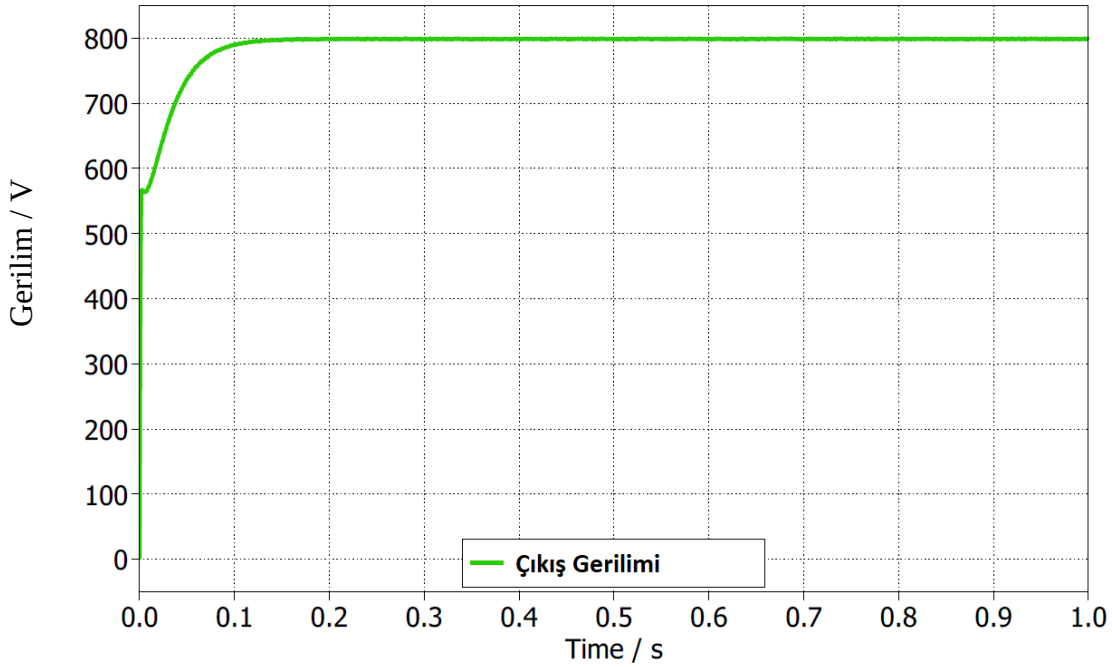
Şekil 4. 2 SV modülasyonu ve anahtarlama sinyalleri



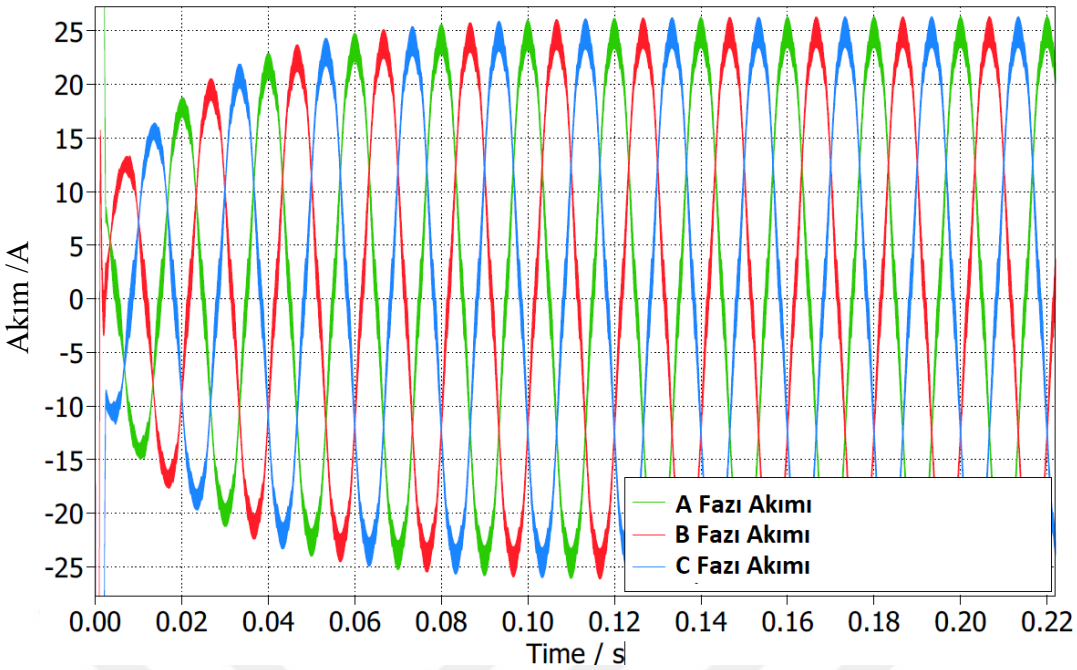
Şekil 4. 3 Şarj modu güç faktörü



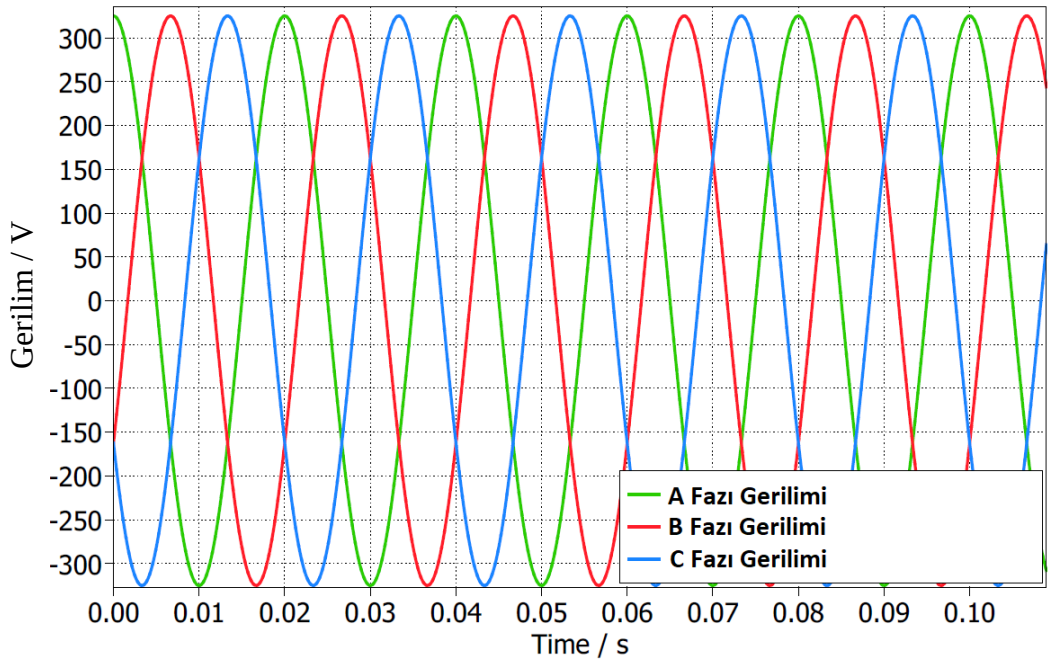
Şekil 4. 4 Totem pole pfc çıkış gücü



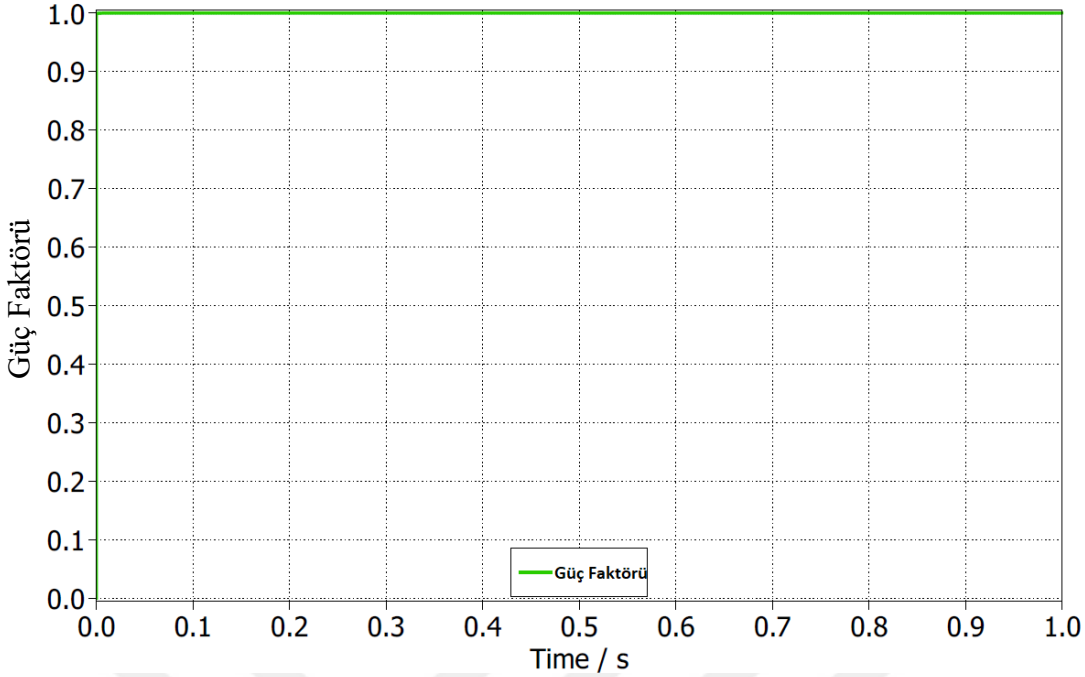
Şekil 4. 5 Totem pole pfc çıkış gerilimi



Şekil 4. 6 Totem pole pfc faz akımları



Şekil 4. 7 Totem pole pfc faz gerilimleri

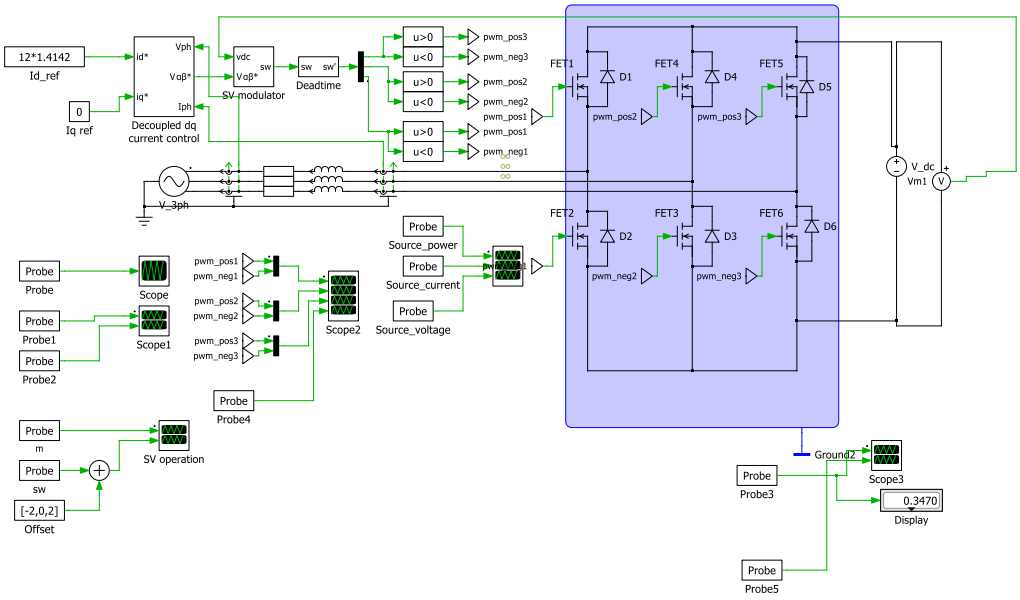


Şekil 4. 8 Totem pole pfc güç faktörü

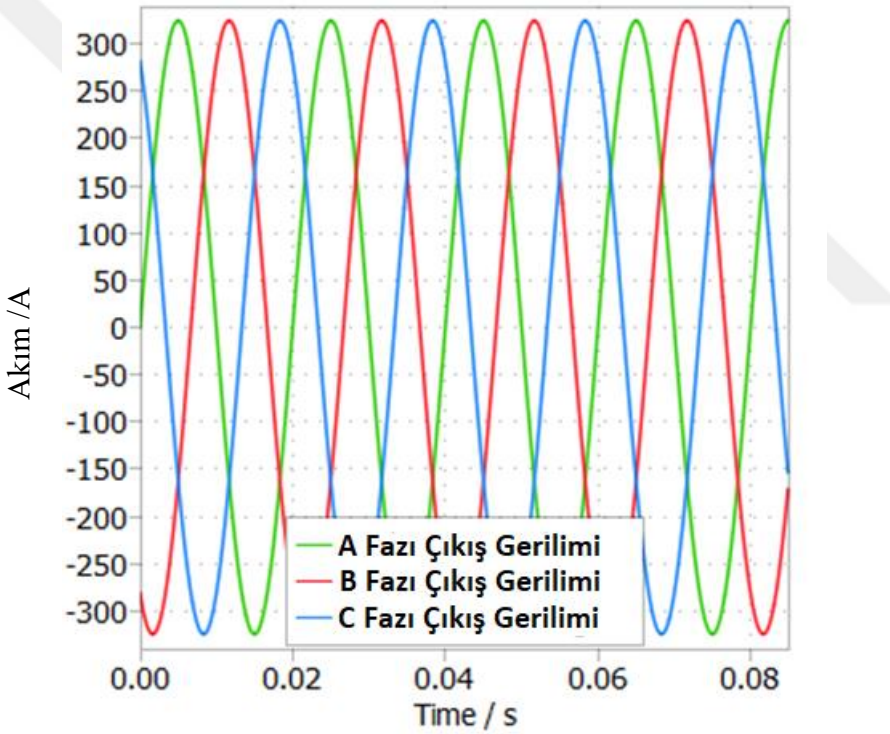
4.1.2 Deşarj (Geri) Modu

Bu aşamada CLLLC Devresinden alınan DC Sinyal Totem Pole PFC Devresine giriş olarak aktarılacaktır. Daha sonrasında Totem Pole PFC Devresinde işlenen sinyal şebekeye uygun şekilde şebekeye aktarılacaktır. Diğer bir deyişle, Totem Pole PFC Devresi geri yönde enerji aktaracaktır. Bu kısımda bu devrenin simulasyonu anlatılacaktır. Anahtarlama frekansı 67 kHz olarak belirlenmiştir. CLLLC Devresinden 800V DC Gerilim alındığı varsayılmıştır. Çıkışta her bir faz için 230Vrms AC Sinyal ve 12 Amper AC Akım elde edilmek istenmiştir.

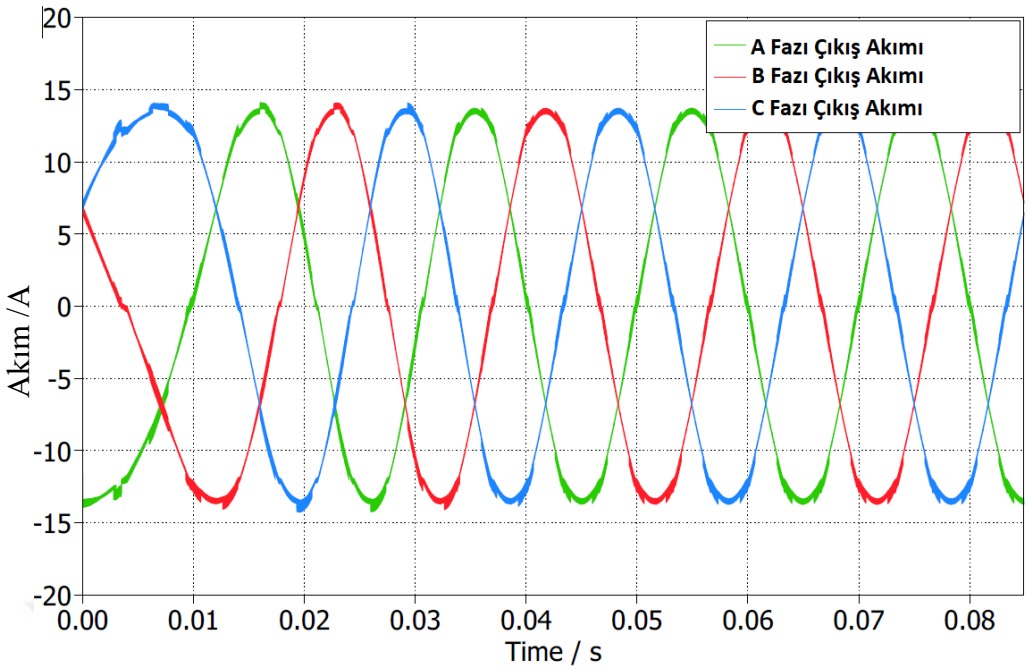
Şekil 4.5 ile geri yöndeki 3 Fazlı Totem Pole PFC Devresi gösterilmiştir.



Şekil 4. 9 Geri yöndeki 3 fazlı totem pole pfc devresi

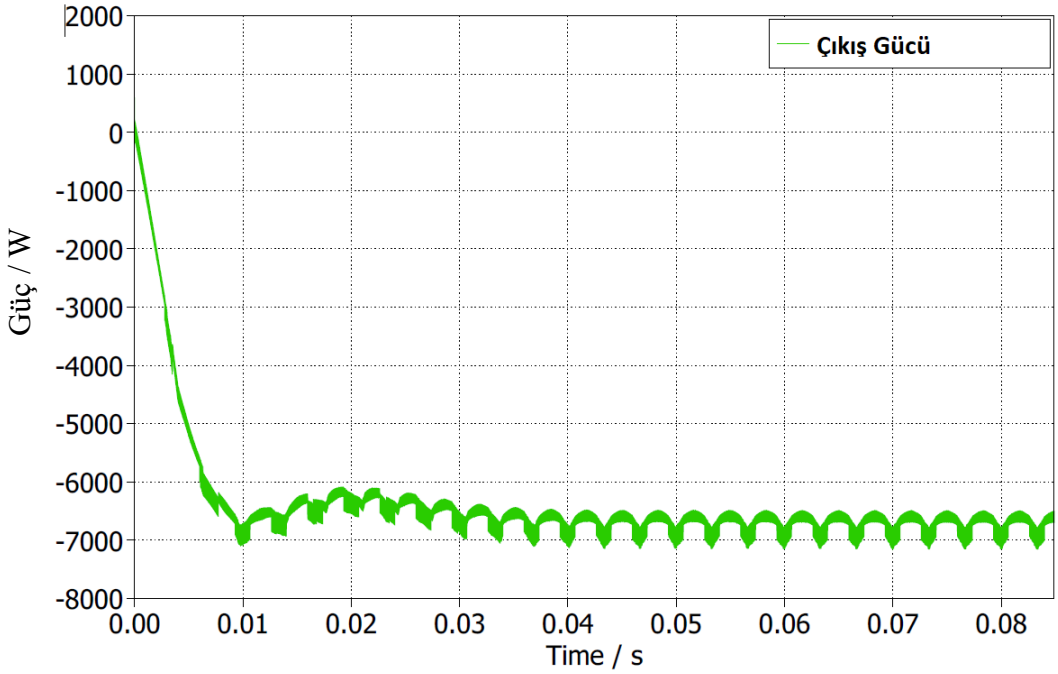


Şekil 4. 10 Geri yöndeki pfc devresinin çıkış gerilim ve akımı



Şekil 4. 11 Geri yöndeki pfc devresinin çıkış akımı

Şekil 4.10 ile PFC Devresinin çıkışında şebekeye aktarılmak üzere elde edilen AC Gerilim, şekil 4.11 ile akım Sinyalleri gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü üzere çıkış gerilimleri 230 Vrms ve çıkış akımı 12 Ampere ulaşmaktadır.



Şekil 4. 12 Geri yöndeki pfc devresinin çıkış gücü

Şekil 4.12 ile Geri Yöndeki PFC Devresinin Çıkış Gücü gösterilmiştir. Çıkış gücü olarak 6.6kW güç şebekeye aktarılmaktadır. Dolayısıyla, PFC Devresi hem ileri yönde hem de geri yönde istenilenleri sağlamaktadır.

4.2 CLLLC Devre Simulasyonu

Bu aşamada PFC Devresinden alınan sinyal CLLLC Devresine giriş olarak aktarıldıktan sonra bataryaya girdi olarak aktarılacaktır. Diğer bir deyişle, CLLLC Devresi ileri yönde (charging) enerji aktaracaktır. Geri yönde (discharging) enerji aktarımı için tasarım, simetrik olacağı için burada sadece ileri yöndeki sonuçlar gösterilecektir.

Tablo 4. 1: CLLLC tasarım isterleri

Tanım	**Değer**
Giriş Gerilimi (DC)	800V
Rezonans Frekansı	500 kHz
Çıkış Gerilimi (DC)	800V
Çıkış gücü	11 kW

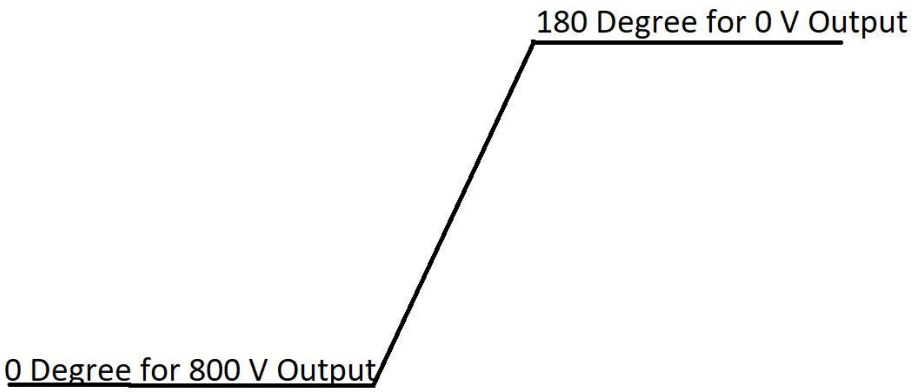
Burada, CLLLC Dönüştürücüsünün kontrolünde Phase-Shift Yöntemi kullanılacaktır.

Daha önce de anlatıldığı üzere 3.16 formülden yola çıkılınırsa 800V giriş gerilimine karşılık gelen çıkış gerilimleri tablo 4.2 gibi olacaktır.

Tablo 4. 2 Gerilim- açı ilişkisi

Çıkış Gerilimi	**Phase Shift (Açı)**
800	0
737	45
600	82
500	102
400	120
300	135
200	151
120	162
100	165
0	180

Phase-Shift deki çıkış gerilim durumlarını özetlemek için Şekil 4.13 ile gösterilmiştir.

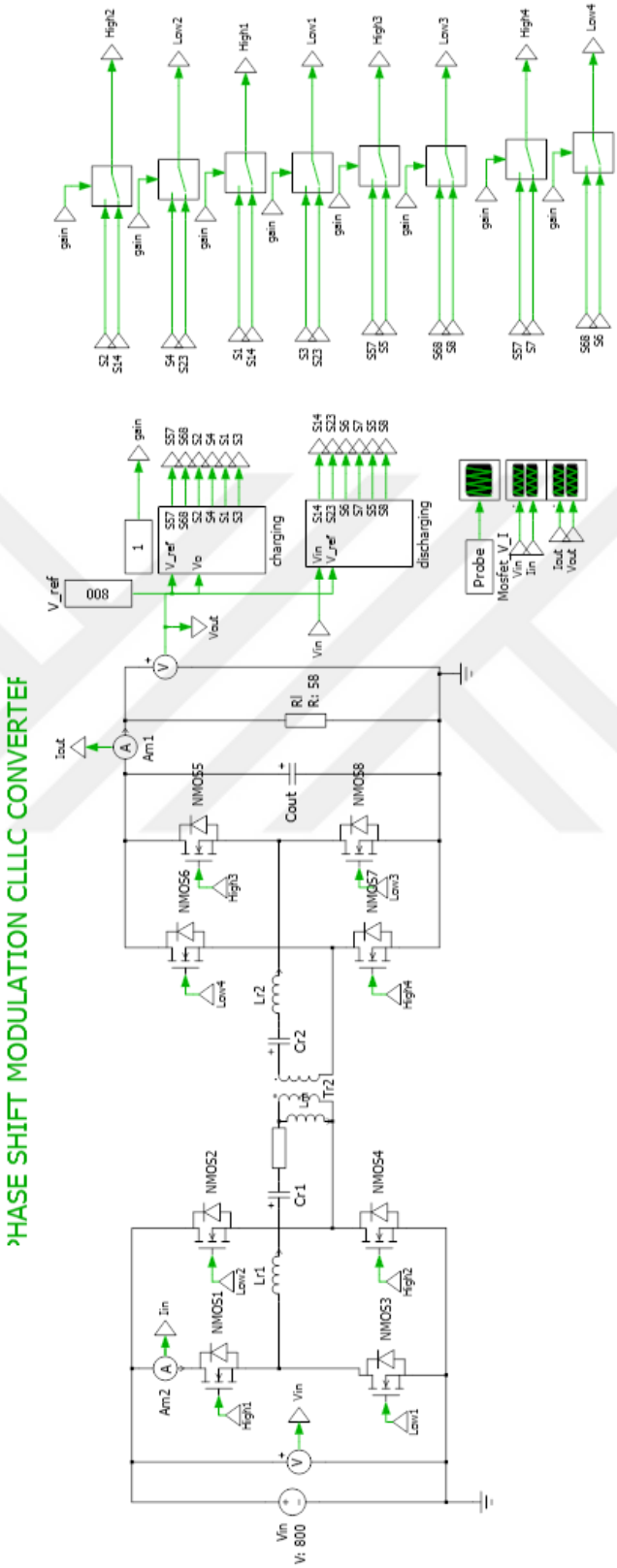


Şekil 4. 13 Phase-shift derecesinin çıkış gerilimine etkisi

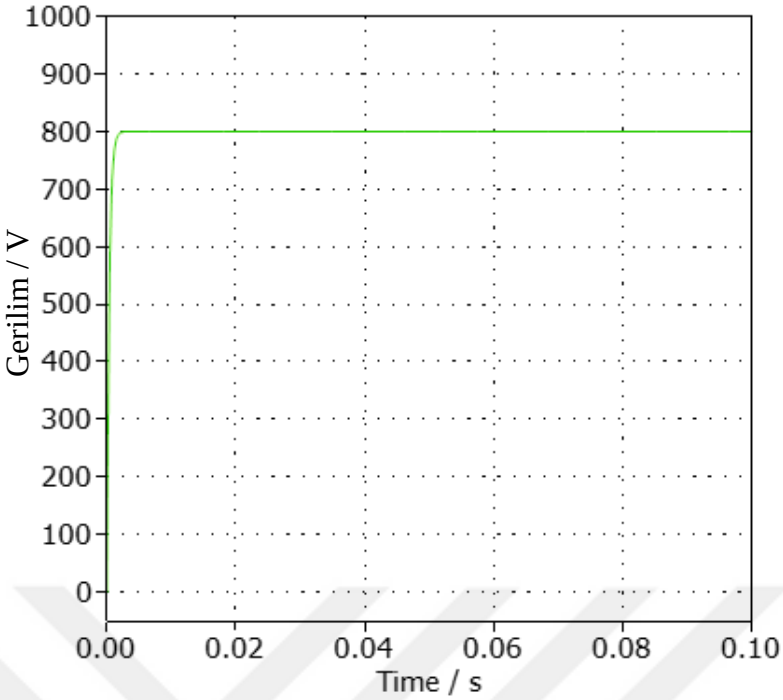
OnSemi Firmasının NVH4L020N120SC1 parça numaralı SiC MOSFET' i seçilmiştir. Bu MOSFET' in özellikleri VDS= 1200V, Rds On (Max)= 28 mOhm @ 60A, 20V, Vgs (Max)= +25/-15V, Ciss (Max)= 2943 pF at 800V, Gate Charge (Qg)(Max) @ Vgs= 220nC@20V. Otomotiv Kalifikasyonuna sahiptir.

Rezonans komponent değerleri için tablo 4.1 değerleri kullanılmıştır.

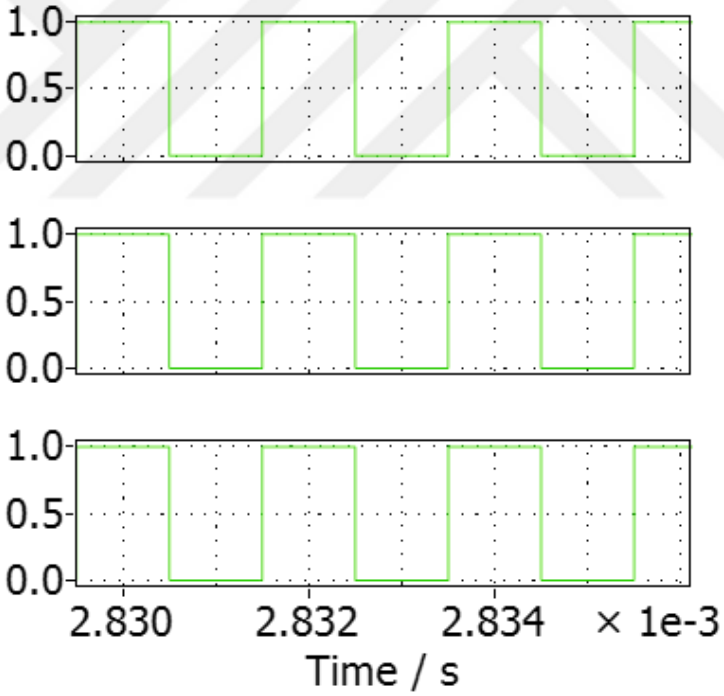
Şekil 4.14 ile ileri yönde (charging) enerji iletimi için dizayn edilen devre gösterilmiştir.



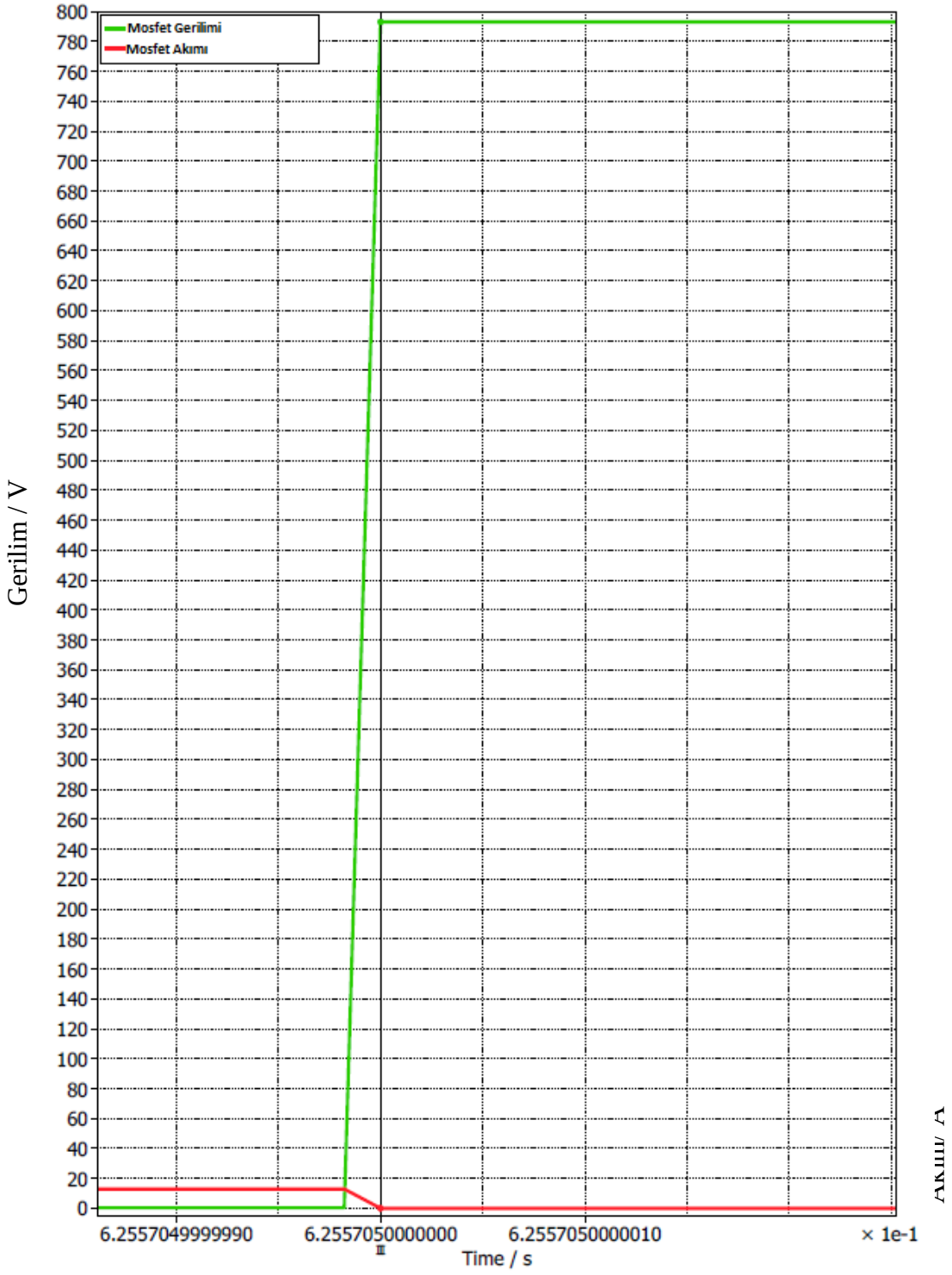
Şekil 4. 14 Phase-shift modülasyon clllc topolojisi



Şekil 4. 15 800V clllc charging çıkış gerilimi



Şekil 4. 16 800V anahtarlama sinyalleri



Şekil 4. 17 800V CLLLC charging yumuşak anahtarlama



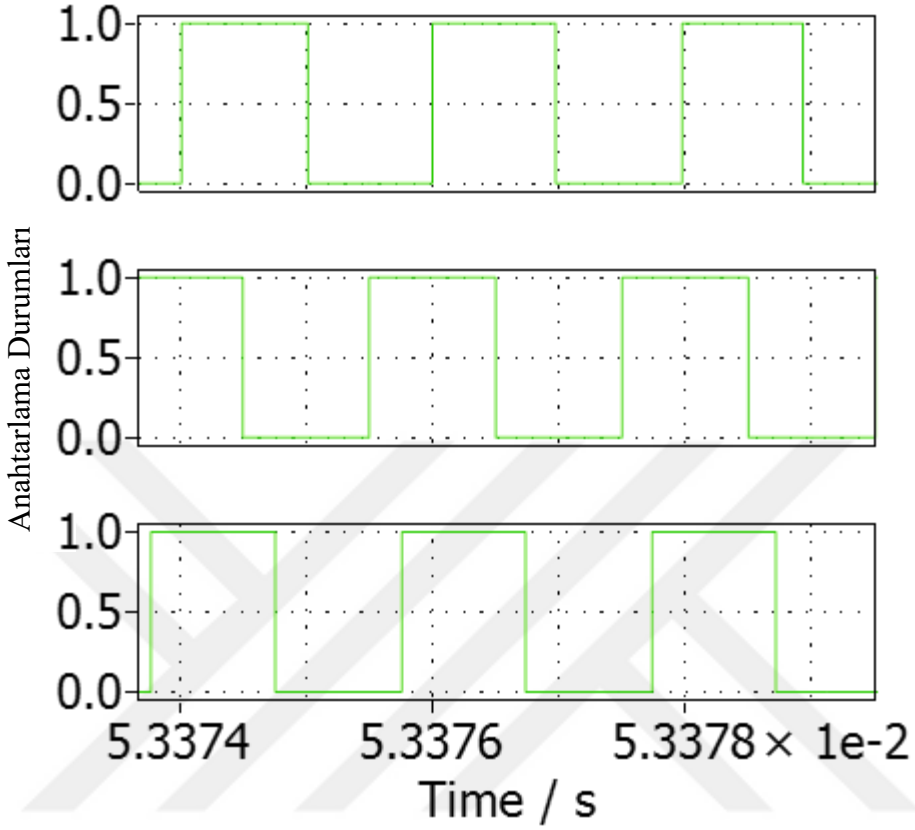
Şekil 4. 18 CLLLC charging çıkış gücü

Şekil 4.15 ile 800V giriş ve çıkış gerilimi için istenen 800V çıkış gerilimi grafiği gösterilmiştir.

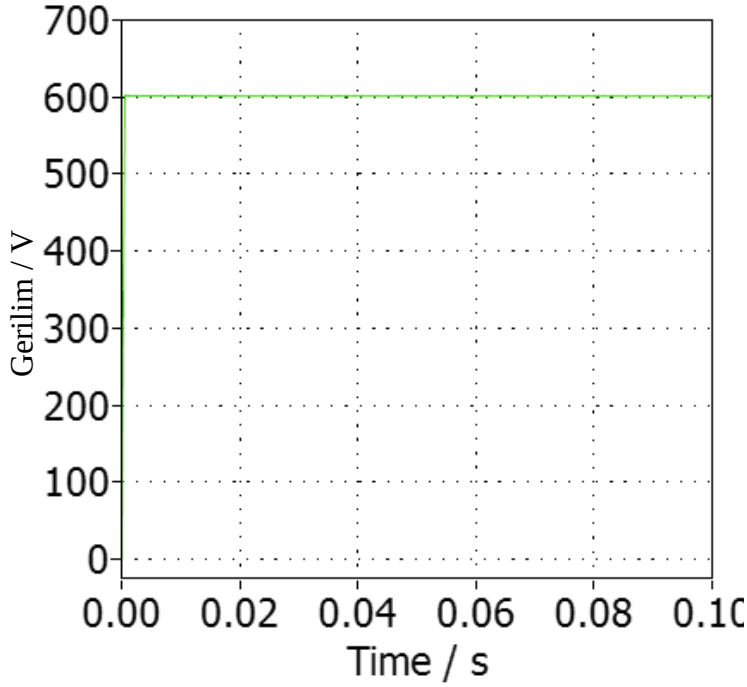
Şekil 4.16 ile 800V giriş ve çıkış gerilimi için istenen 800V çıkış gerilimi için sırasıyla NMOS1, NMOS4 ve NMOS5, NMOS6 anahtarlama sinyalleri gösterilmiştir. Görüldüğü üzere, NMOS1 ve NMOS4 arasında hiç faz farkı bulunmamaktadır. NMOS5 ve NMOS6 anahtarlama sinyalleri arasında zaten kontrol yapısı gereği hiç faz farkı olmaması gerekir. Bu Şekilde NMOS1, NMOS4 ve NMOS5, NMOS6 kapı sinyaleri arasında hiçbir faz farkı bulunmamaktadır.

Şekil 4.17 ile NMOS1 MOSFET inin üzerindeki Drain-Source Gerilimi ve NMOS1 MOSFET' inin üstünden geçen akım gösterilmiştir. Görüldüğü üzere NMOS1 MOSFET' yumuşak anahtarlamayı sağlamaktadır.

Şekil 4.18 ile çıkış gücü gösterilmiştir. Görüldüğü üzere istenildiği gibi 11kW güç sağlamaktadır. Aynı devreyi 600V DC çıkış gerilimi için de denemek istersek çıkış gerilimi Şekil 4.20 ile gösterilmiştir.



Şekil 4. 19 600V anahtarlama sinyalleri



Şekil 4. 20 600V CLLLC charging çıkış gerilimi

Şekil 4.14 ile de 800V giriş ve 600V çıkış gerilimi için istenen 600V çıkış gerilimi için sırasıyla NMOS1, NMOS4 ve NMOS5, NMOS6 anahtarlama sinyalleri gösterilmiştir. Görüldüğü üzere, NMOS1 ve NMOS4 arasında 82 derecelik faz farkı bulunmaktadır. NMOS5 ve NMOS6 anahtarlama sinyalleri arasında zaten kontrol yapısı gereği hiç faz farkı olmaması gerekir.

Bu tasarımın deşarj (geri) yönde çalışması da simetrik olacaktır.

4.3 Yerleşik Şarj Cihazı Devre Simulasyonu

4.3.1 Şarj Modu

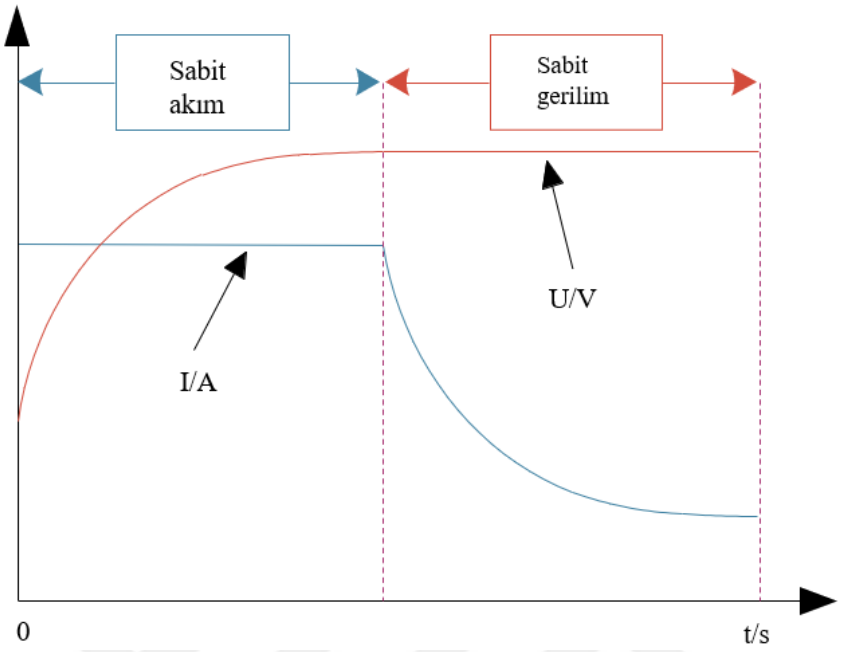
Bu aşamada, kaskat yapıdaki devre simulasyonu anlatılacaktır. Devre, 3 Fazlı Şebeke Sinyalini giriş olarak alarak, çıkışta 11kW güç vermek üzere dizayn edilecektir. Tablo 4.3 ile tasarım isterleri gösterilmiştir.

Tablo 4. 3 Şarj modu tasarım isterleri

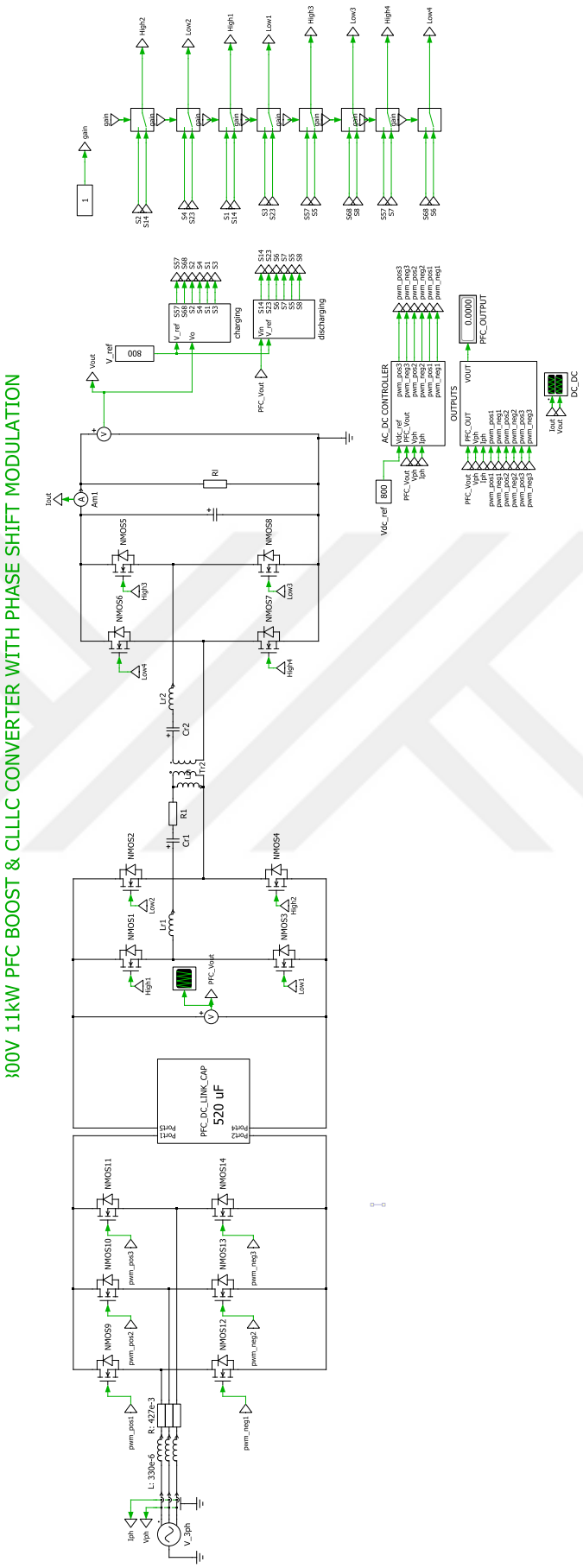
Tanım	Değer
Giriş Gerilimi	3x 230V rms
Çıkış Gerilimi	800V DC
PFC Çalışma Frekansı	67 kHz
CLLLC Rezonans Frekansı	500 kHz
İstenilen Akım THD	<%5
İstebilen Güç Faktörü	>%99
İstenilen Verim	>%90

Devre, Totem Pole PFC Devresi ve CLLLC Devresinin kaskat olarak bağlanmasıyla beraber olarak çalışacaktır. Totem Pole PFC Devresi, 3 Fazlı Şebeke Sinyalini giriş olarak alacaktır ve çıkışında 800V DC gerilim üreterek, CLLLC Devresine giriş olarak aktaracaktır. Bu aşamada, CLLLC Devresi galvanik izolasyon sağlayarak araç bataryasına sağlanmak üzere 800V DC ve 13.75 Amper Akım, dolayısıyla 11 kW çıkış gücü üretmesi beklenmektedir. Şekil 4.21 ile CLLLC tarafında uygulanan kontrol yapısı gösterilmiştir. Ilk evre sabit akım evresidir. Burada sabit akımda topoloji kontrol edilir. Bu bataryanın ilk evrede çok yüksek akımlar çekmesinin önüne geçecektir. Daha sonrasında, kazancın durumuna göre, kazanç belirlenen değeri aştıktan sonra sabit gerilim modunda kontrol

edilecektir. Phase-Shift Yönetimi ile kontrol edildiği için anahtarlama frekansı, rezonans frekansına eşittir.

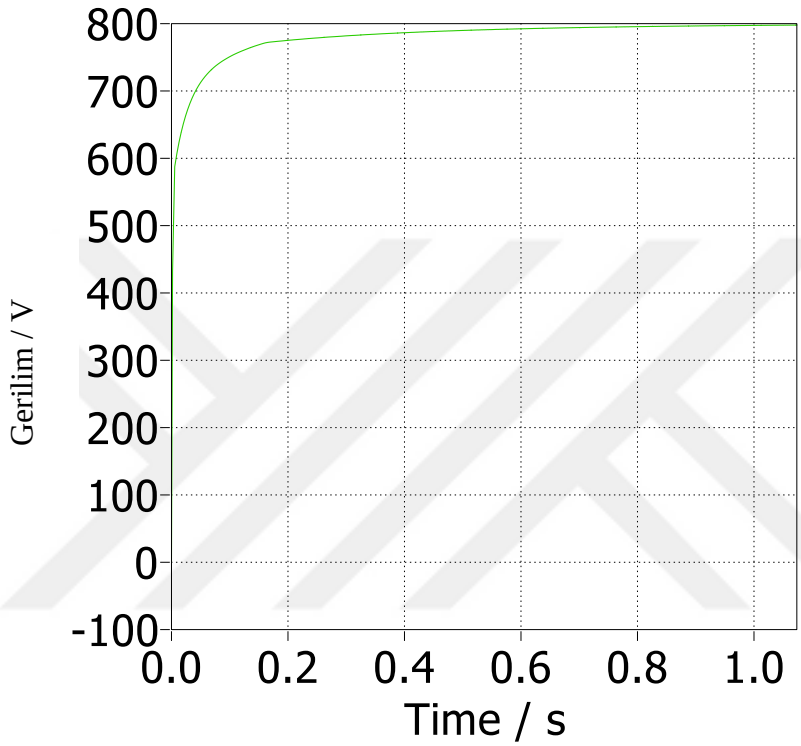


Şekil 4. 21 Sabit akım ve sabit gerilim kontrol yapısı

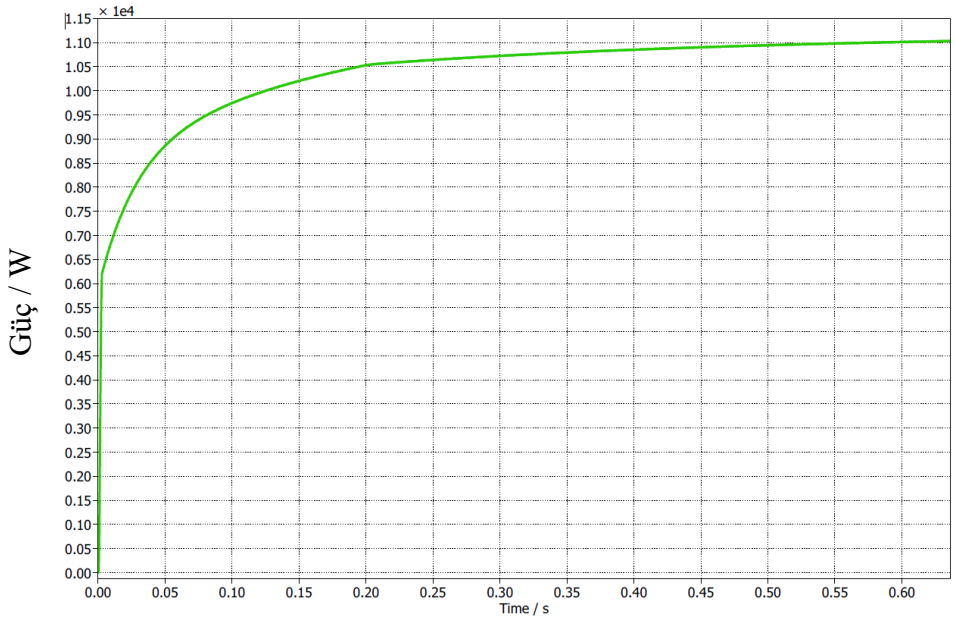


Şekil 4. 22 İleri yöndeki (charging) PFC ve CLLLC kaskat devresi

Şekil 4.22 ile Kaskat yapıdaki Yerleşik Şarj Cihazı Devresi gösterilmiştir. Daha önce de bahsedildiği üzere, OnSemi Firmasının NVH4L020N120SC1 parça numaralı SiC MOSFET' i seçilmiştir. Üreticiden simulasyon programı olan PLECS için uygun SPICE Dosyası alınmış ve PLECS Programına işlenmiştir. Devredeki diğer komponentler de tamamen markette bulunan ve otomotiv (AEC) kalifikasyonu olan komponentlerden seçilmiştir.

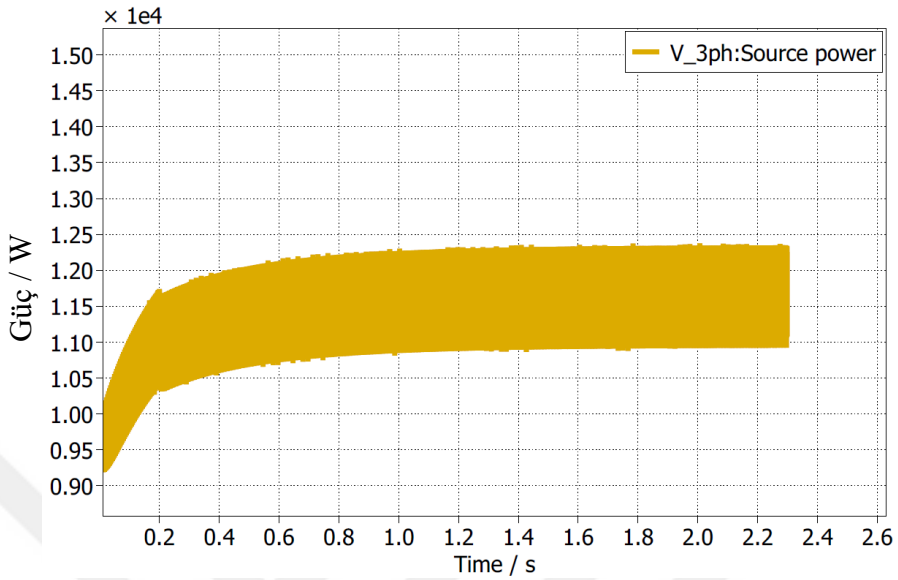


Şekil 4. 23 Kaskat devre çıkış gerilimi



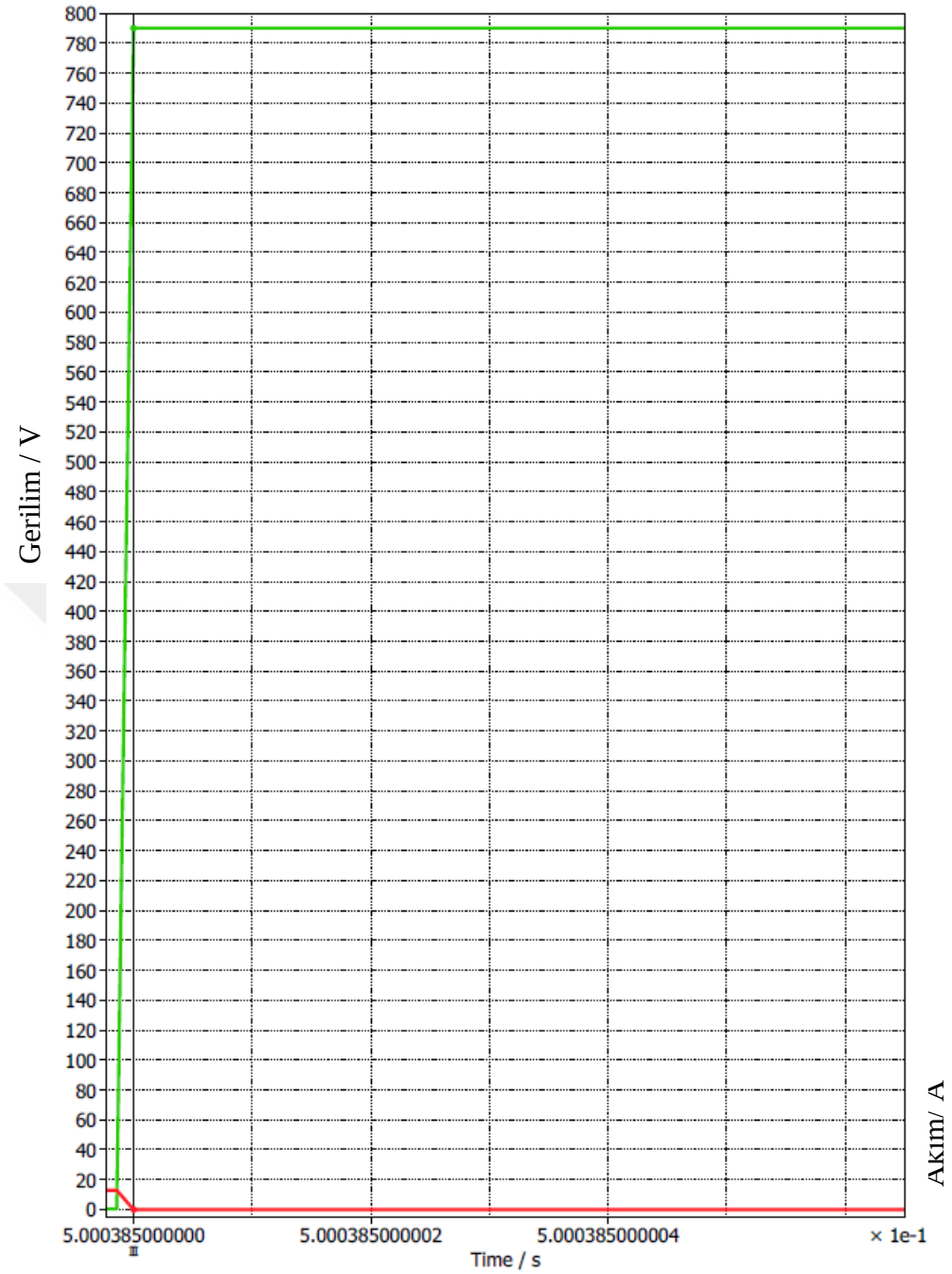
Şekil 4. 24 Kaskat devre çıkış gücü

Şekil 4.23 ile Kaskat yapıdaki Yerleşik Şarj Cihazı Devresinin çıkış gerilimi gösterilmiştir. Şekil 4.24 ile Kaskat yapıdaki Yerleşik Şarj Cihazı Devresinin çıkış gücü gösterilmiştir.



Şekil 4. 25 Kaskat devre giriş gücü

Şekil 4.25 ile kaskat YŞC devre giriş gücü gösterilmiştir.



Şekil 4. 26 Kaskat devre NMOS3 iletime girerken yumuşak anahtarlama

Şekil 4.26 ile NMOS3 MOSFET' inin üstündeki Drain-Source Gerilimi ve Akımı gösterilmiştir.

Tablo 4.4 ile Şarj modu için (ileri yönde) elde edilen sonuçlar gösterilmiştir.

Tablo 4. 4 Şarj modu elde edilen sonuçlar

Vin (AC/rms)	**Pin(W)**	**Iin(max)**	**Hedef Vout (V)**	**Akım THD**	**Iout (max)**	**Pout**	**PF**	**Efficiency**	**Mod geçiş kazancı**
3x 230V rms	11445	25	800	%4.7	14	10999	0.99	0.961	0.5

Aynı devre yapısı için farklı giriş ve çıkışlardaki değerleri test edilmiştir. Değerler Tablo 4.5 ile gösterilmiştir.

Tablo 4. 5 Şarj modu farklı giriş- çıkış sonuçları

Vin(3xAC/rms)	**Pin (W)**	**Iin max (A)**	**Target Vout**	**Simulation Vout**	**THD**	**Iout(max)**	**Pout**	**PF**	**Efficiency**
178	9316	26.26	800	800	3,92%	12,33	8814	0.99	0,9461
230	11445	25	800	800	4,70%	14	10999	0,99	0,961
264	11279	21,27	800	800	5,66%	13,7	10854	0.99	0,9624
178	8447	24,5	650	650	4,72%	11,33	7343	0,99	0,8693
230	8160	18	650	650	6,50%	11,25	7333	0,99	0,8987
264	8158	15,7	650	650	6,96%	11,21	7286	0,99	0,8931
178	9510	26,2	900	800	3,9%	12,5	9030	0,99	0,949
230	11516	25	900	800	4,75%	13,8	11006	0,999	0,9557
264	11391,5	21,45	900	800	5,72%	13,49	11000	0,99	0,9656

Tablo 4.5 ile şarj modundaki değerler phase-shift modülasyon kullanıldığında düşük giriş gerilimleri için verimin düşük olduğu, giriş geriliminin yükselemesi ile de verimin arttığı gözlemlenmiştir. Dahası, yine giriş gerilimi ile akımın THD değerinde de yükselme gözükmektedir. Güç faktörü değeri ise genellikle değişmemektedir.

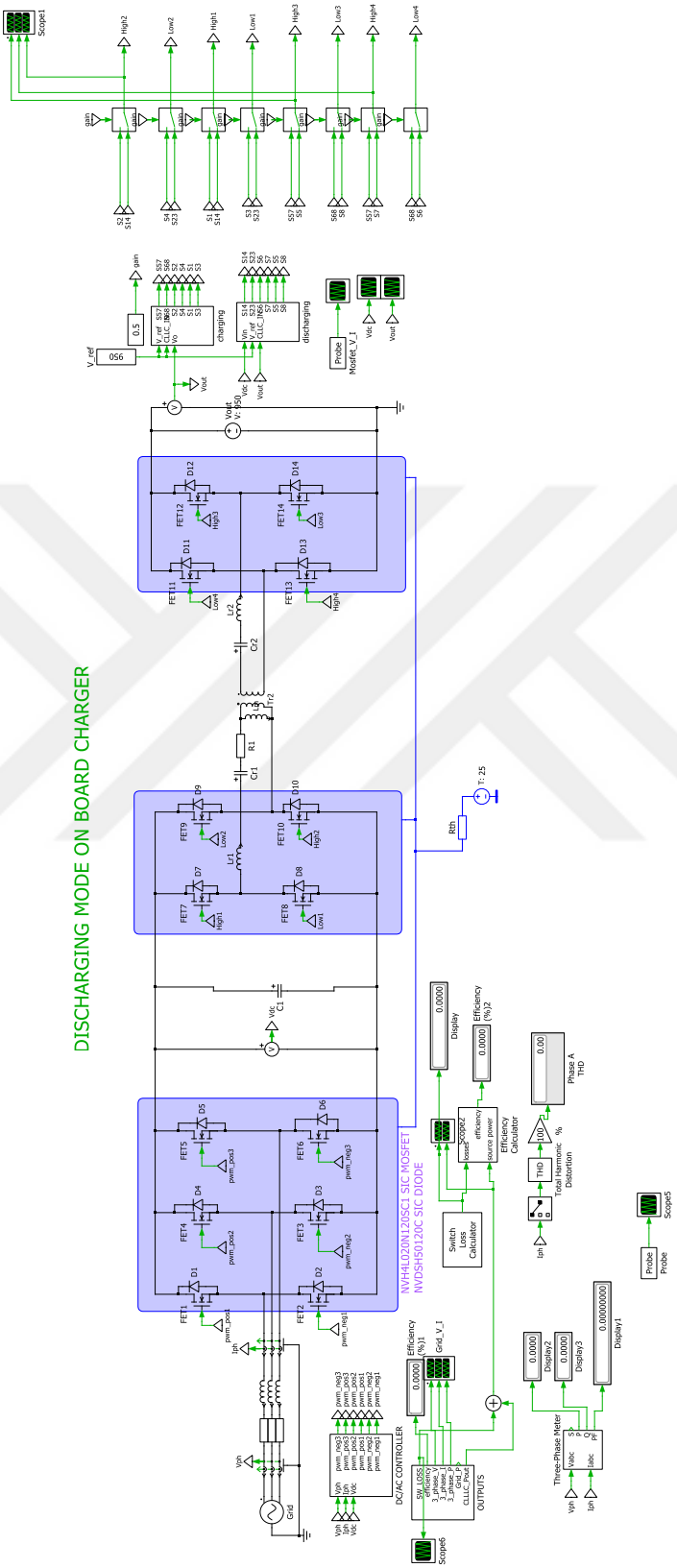
4.3.2 Deşarj Modu

Bu aşamada, kaskat deşarj modundaki devre simulasyonu anlatılacaktır. Devre, CLLLC Topolojisinin çıkışındaki gerilim sinyalini giriş olarak alarak, çıkışta 11kW güç vermek üzere dizayn edilecektir. Tablo 4.6 ile tasarım isterleri gösterilmiştir.

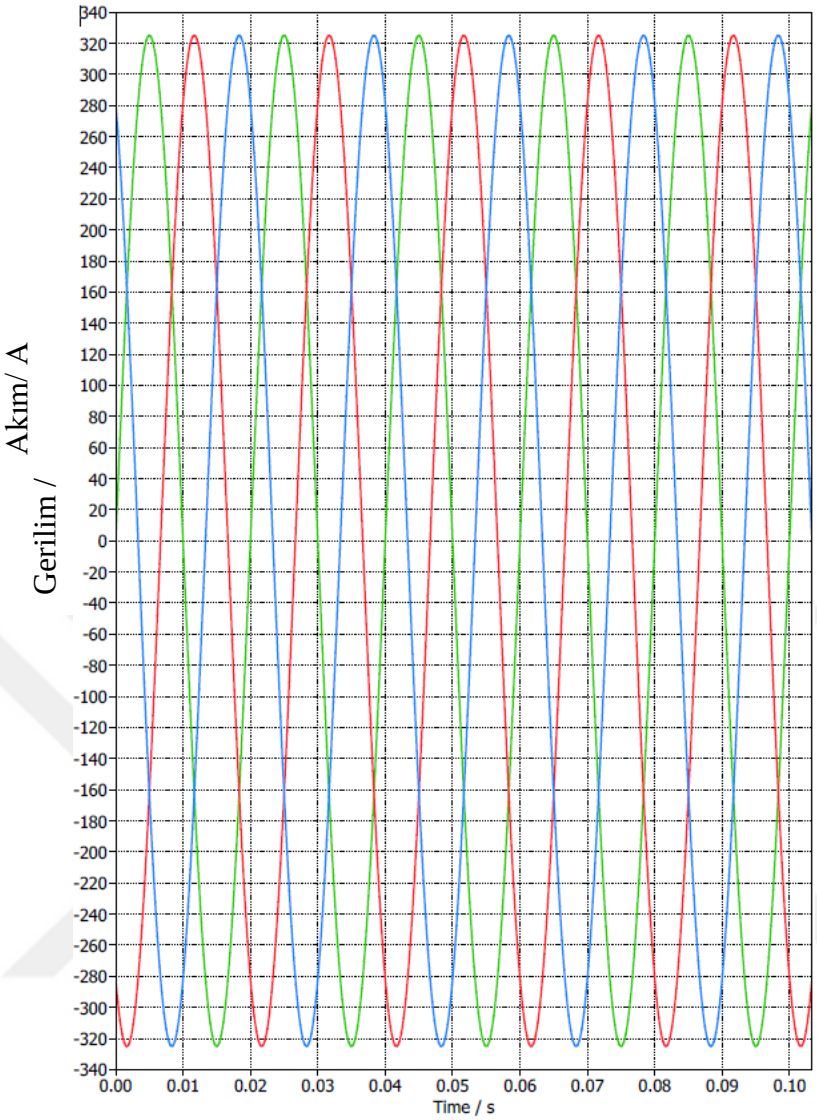
Tablo 4. 6 Deşarj modu tasarım isterleri

Tanım	Değer
Giriş Gerilimi	800V DC
Çıkış Gerilimi	3x 230V rms
PFC Çalışma Frekansı	67 kHz
CLLLC Rezonans Frekansı	500 kHz
İstenilen Akım THD	<%5
İstebilen Güç Faktörü	>%99
İstenilen Verim	>%90

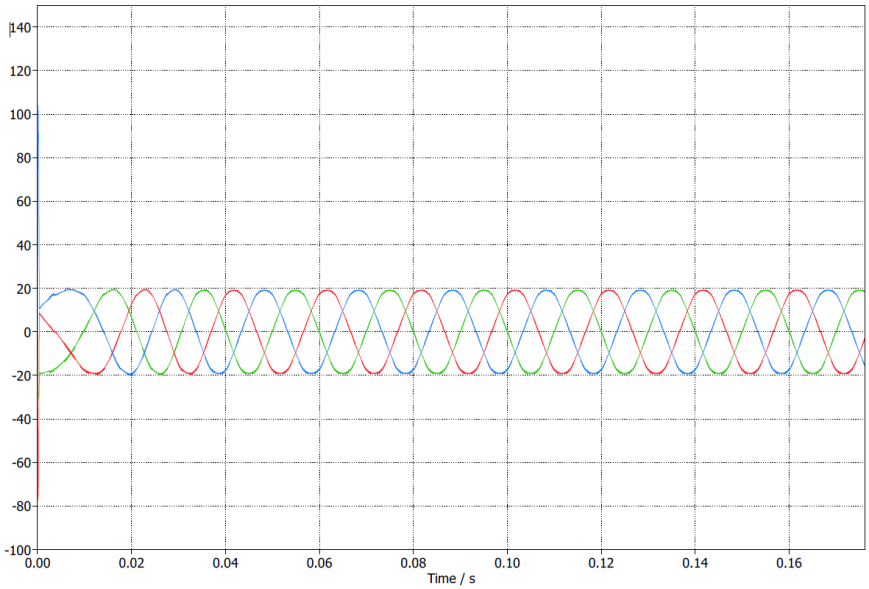
Devre, Totem Pole PFC Devresi ve CLLLC Devresinin kaskat olarak bağlanmasıyla beraber olarak çalışacaktır. CLLLC Devresi, bataryadan gelen DC Sinyalini giriş olarak alacaktır ve çıkışında 3x 230V rms gerilim üreterek, şebekeye giriş olarak aktaracaktır. Bu aşamada, CLLLC Devresi galvanik izolasyon sağlayarak araç bataryasıyla şebeke gerilimini izole eder. Şebekeye sağlanmak üzere 3x 230V rms ve 19 Amper Akım, dolayısıyla 11 kW çıkış gücü üretmesi beklenmektedir. Şekil 4.27 ile devre topolojisi gösterilmiştir. Phase-Shift Yönetimi ile kontrol edildiği için anahtarlama frekansı, rezonans frekansına eşittir.



Şekil 4. 27 Geri yöndeki (discharging) PFC ve CLLLC kaskat devresi

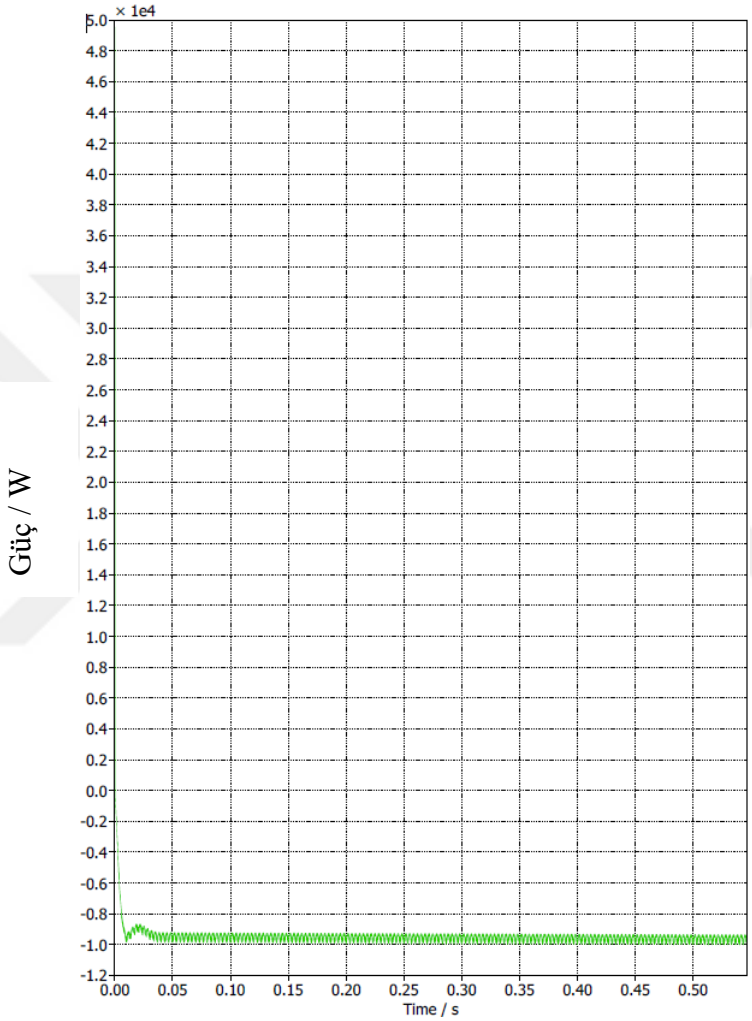


Şekil 4. 28 Geri yöndeki çıkış gerilimleri



Şekil 4. 29 Geri yöndeki çıkış akımı

Şekil 4.28 ile 800V DC giriş için PFC çıkışında elde edilen çıkış gerilimi gösterilmiştir. 3 fazlı 230Vrms değerleri elde edilmiştir. Şekil 4.29 ile çıkış akımları da gerilimle 180° faz farkı olacak şekilde yaklaşık 20 Amper değerleri elde edilmiştir ve gösterilmiştir. Şekil 4.30 ile çıkış gücü steady- state durumunda yaklaşık olarak 9400 ile 10800 Watt arasında olduğu sonucu elde edilmiş ve gösterilmiştir.



Şekil 4. 30 Geri yöndeki çıkış gücü

Tablo 4.7 ile deşarj modu için (ileri yönde) elde edilen sonuçlar gösterilmiştir.

Tablo 4. 7 Deşarj modu elde edilen sonuçlar

Vin (VDC)	**Pin(W)**	**Iin(max)**	**Vout (V)**	**Akım THD**	**Pout (W)**	**PF**	**Efficiency**
800	10960	23.8	3x 230Vrms	%1.92	10723	0.999	0.978

Aynı devre yapısı için farklı giriş ve çıkışlardaki değerleri test edilmiştir. Değerler Tablo 4.8 ile gösterilmiştir.

Tablo 4. 8 Deşarj modu farklı giriş sonuçları

Vin (VDC)	**Pin(W)**	**Iin(A) (max)**	**Vout (3x Vrms)**	**Akım THD**	**Pout (W)**	**PF**	**Efficiency**
950	11876	21.28	230	1.45%	11572	0.999	0,9744
800	10960	23.8	230	1.92%	10723	0,999	0,9784
700	11546	28.5	230	2.02%	11230	0.999	0,9726
650	11756	31.95	230	2.1%	11459	0,999	0,9655
600	12003	35.1	230	%3.3	11600	0,990	0,9664

Tablo 4.8 ile deşarj modundaki sonuçlar için, giriş gerilimi arttıkça verimin iyileştiği ancak çok fazla değişmediği gözlemlenmiş, akım THD değeri giriş gerilimi azaldıkça artmış, güç faktörü değerinin ise değişmediği gözlemlenmiştir.

5
SONUÇ

Bu tez çalışmasında elektrikli araç sektörüne yönelik yerleşik şarj cihazı simulasyon tasarımı gerçekleştirilmiştir. YŞC' ının sektörde kullanılan topolojileri karşılaştırılmalı olarak ele alınmış, sektörde tabii tutulan standard konuları ele alınmıştır. Bu standardlar sonunda hedef tasarım sınırları elde edilmiştir. Elektriksel güvenlik kapsamında bataryanın sınır gerilim koşullarında dizayn test edilmiştir.

Sektörde halihazırda yaygın olarak kullanılan tek yönlü YŞC yerine çift yönlü olarak çalışabilen ve 400V Seviyede çalışan bataryalar yerine 800V Seviyede çalışan bataryalara uygun çalışmalar yapılmıştır. Bu doğrultuda Güç Faktörü Düzeltme Tasarımı için Klasik PFC Devresinin avantajları ve dezavantajları verilmiş, elde edilen bilgiler doğrultusunda Totem Pole PFC Topolojisi çift yönlü çalışma için uygun bulunmuştur. Totem Pole PFC Topolojisinin kontrol metodu için vektör kontrol ve SVPWM kontrol metodu uygun bulunmuş ve açıklanmıştır.

DC-DC Topoloji Tasarımı içinse, sektörde kullanılan bütün topolojiler açıklanmış, dezavantajları ve avantajları belirtilmiştir. Araştırma sonunda CLLLC Topolojisi, kendiliğinden yumuşak anahtarlama sağlaması, simetrik ve çift yönlü çalışabilmesi, geniş çıkış gerilimi altında çalışabilmesi, yüksek frekanslara çıkılıp yüksek güç yoğunluğunu sunabilmesinden ötürü seçilmiştir. CLLLC Topolojisinin kontrolü için, Frekans Modülasyonu ve Phase-Shift Yöntemleri açıklanmıştır. Frekans Modülasyonunun değişken frekanslarda çalışması, daha çok mühendislik eforu gerektirmesi, işlemciyi daha çok meşgul etmesi sebebi ile, kontrolü nispeten daha kolay olan sabit frekansta çalışmasan, yine kendiliğinden yumuşak anahtarlama sağlayan Phase-Shift Kontrol yöntemi seçilmiş ve uygulanmıştır. CLLLC Topolojisi için çalışma durumlarına yönelik hesaplama formülleri verilmiş ve isterlere göre uygun bileşen değerleri hesaplanmıştır. Anahtar olarak SiC kullanılmış ve projedeki bütün bileşenler halihazırda markette bulunan ve otomotiv (AEC) kalifikasyonu olan bileşenlerden seçilmiş ve simulasyon programı olan PLECS ile işlenmiştir.

Sistemi kontrol etmek için bataryanın durumuna göre kazancın 0.5 den düşük olduğu durumlarda sabit akım, büyük olduğu durumlarda ise sabit gerilim kontrol yöntemi ile çalışılmıştır.

Totem Pole PFC ve CLLLC Topolojileri öncelikle bağımsız olarak çalıştırılmış ve test edilmiştir. İstenilen çıkış değerleri sağlanıldıktan sonra sistem, kaskat hale getirilip çalıştırılmıştır. Sistem çift yönlü çalışacağı için şarj ve deşarj durumları ayrı ayrı olarak simule edilmiş ve sonuçlar paylaşılmıştır. Sistem Şarj Modunda iken nominal olarak 230Vrms girişi, 800V DC çıkış ve 11kW çıkış gücü sağlamış, akım THD si %4.7, PF %99.9 ve verimi %96.1 olarak elde edilmiştir.

Sistem Deşarj Modunda iken nominal olarak 800V DC girişi, 3 fazlı olarak 230V rms Gerilimi, 10723 W çıkış gücü sağlamış, akım THD si %1.92, PF %99.9 ve verimi %97.8 olarak elde edilmiştir. Her iki modda da çalışırken yumuşak anahtarlama sağlanmıştır.

Sistem şarj modundayken ve batarya tarafından istenilen hedef gerilim 650V DC olduğunda sistem istenilen çıkış olan 650V DC gerilimi sağlamış ancak veriminin %86.9 seviyesine kadar düştüğü ve akım THD sinin neredeyse %7’ ye kadar düştüğü gözlemlenmiştir.

Daha sonraki çalışmalar için, sistemin şarj modu için phase-shift yöntemi ile frekans modülasyonu yapılarak verim, THD ve PF değerleri karşılaştırılabilir ve nihayetinde sistemi gerçekleştirme üzerine bir çalışma yapılabilir.

KAYNAKÇA

[1] wikipedia, "Elektrikli otomobil," *https://tr.wikipedia.org/wiki/Elektrikli_otomobil.*

[2] M. Metwly, M. Abdel-Majeed, A. Abdel-Khalik, R. Hamdy, M. Hamad, S. Ahmed, "A review of integrated on-board ev battery chargers: Advanced topologies, recent developments and optimal selection of FSCW slot/pole combination," *IEEE Access,* vol. 8, pp. 85216-85242, 2020.

[3] M. Yilmaz, P.Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *IEEE Trans. Power Electron,* vol. 28, 2013.

[4] N. WAGLE, "Development of an on-board charger model for real time simulation," Stockholm, Sweden, 2022.

[5] Aptiv, "https://www.aptiv.com/en/insights/article/what-is-an-onboard-charger," Aptiv, 2023.

[6] Y. Xiao, C. Liu, F. Yu, "An effective charging-torque elimination method for six-phase integrated on-board EV chargers," *IEEE Trans. Power Electron.,* vol. 35, 2020.

[7] B.-K. Lee, J. -P. Kim and J. -Y. Lee, "An isolated/bidirectional PWM resonant converter for V2G (H) EV on-board charger," *IEEE Trans. Veh. Technol.,* vol. 66, 2017.

[8] K. Uddin, M. Dubarry and M. B. Glick, "The viability of vehicle to grid operations from a battery technology and policy perspective," *Energy Policy,* vol. 113, 2018.

[9] S. Semsar, T. Soong and P. W. Lehn, "On-board single-phase integrated electric vehicle charger with V2G functionality," *IEEE Trans. Power Electron,* vol. 35, 2020.

[10] M. Nassary, M. Orabi, M. Ghoneima and M. K. El-Nemr, "Single phase isolated bidirectional AC-DC battery charger for electric vehicle review," in *Proc. Int. Conf. Innov. Trends Comput. Eng. (ITCE),* Aswan, 2019.

[11] K. Fahem, D. E. Chariag and L. Sbita, "On-board bidirectional battery chargers topologies for plug-in hybrid electric vehicles," in *Proc. Int. Conf. Green Energy Convers. Syst. (GECS),* Hammamet, 2017.

[12] A. Phimphui and U. Supatti, "V2G and G2V using interleaved converter for a single-phase onboard bidirectional charger," Seogwipo-Si, 2019.

[13] H. Vahedi and K. Al-Haddad, "A novel multilevel multioutput bidirectional active buck PFC rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron,* vol. 63, 2016.

[14] N. D. Weise, G. Castelino, K. Basu and N. Mohan, *EEE Trans. Power Electron,* vol. 29, 2014.

[15] A. O. David and I. Al-Anbagi, "EVs for frequency regulation: Cost benefit analysis in a smart grid environment," *IET Electr. Syst. Transp.,* vol. 7, 2017.

[16] Z. A. Arfeen, A. B. Khairuddin, A. Munir, M. K. Azam, M. Faisal and M. S. B. Arif, "En route of electric vehicles with the vehicle to grid technique in

distribution networks: Status and technological review," *Energy Storage,* vol. 2, no. 115, 2020.

[17] S. Taghizadeh, M. J. Hossain, N. Poursafar, J. Lu and G. Konstantinou, "A multifunctional single-phase EV on-board charger with a new V2V charging assistance capability," *IEEE Access,* vol. 8, 2020.

[18] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Goncalves, B. Exposto, D. Pedrosa, C. Couto and J. L. Afonso, "Bidirectional battery charger with grid to vehicle, vehicle-to-grid and vehicle-to-home technologies," in *Proc. 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.,* Vienna, 2013.

[19] "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, Standard 519," 2014.

[20] J. e. a. YUAN, "A Review of Bidirectional OBCs for EVs," 2021.

[21] IEEE, IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources With Associated Electric Power Systems Interfaces, 2018.

[22] C. Yao, "Semiconductor galvanic isolation based onboard vehicle battery chargers," *Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Comput. Eng., Ohio State Univ,* 2018.

[23] J. Yi, H. Ma, X. Li, S. Lu and J. A. Xu, "Novel Hybrid PFM/IAPWM Control Strategy and Optimal Design for Single-Stage Interleaved Boost-LLC AC–DC Converter with Quasi-Constant Bus Voltage," *IEEE Trans. Ind. Electron,* 2021.

[24] S. Sayed and A. Massoud, "Review on State-of-the-Art Unidirectional Non-Isolated Power Factor Correction Converters for Short-/Long-Distance Electric Vehicles," *IEEE Access,* 2022.

[25] P. Dini, S. Saponara and A. Colicelli, "Overview on Battery Charging Systems for Electric Vehicles," *Department of Information Engineering, University of Pisa.*

[26] C. Wolfspeed, "Design Challenges and Considerations of Wolfspeed 22kW High Efficiency Bi-directional DCDC Converter," Wolfspeed, Cree, 2020.

[27] M. PAKJOO, "Comparison of SPS, DPS and TPS modulation in Dual Active Bridge converter".

[28] F. GuoXing, S. Zong and M. Liang, "A Bidirectional DC-DC Phase-Shift Full Bridge Converter with Novel Modulation Strategy," IEEE, 2018.

[29] W. Hua, W. Hongfei, Z. Yu., Y. Xing and K. Sun, "A Phase-Shift Modulation Strategy for a Bidirectional CLLC Resonant Converter," in *10th International Conference on Power Electronics,* Busan, 2019.

[30] P. H. a. A. Khaligh, "Comprehensive analyses and comparison of 1 kW isolated DC-DC converters for bidirectional EV charging systems," IEEE Trans. Transport. Electrific, 2017.

[31] T. Instruments, "TIDA-010054 Bi-Directional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations," Texas Instruments, Dallas, 2019.

[32] B. Li, Q. Li, and F. C. Lee, "A novel PCB winding transformer with controllable leakage integration for a 6.6kW 500 kHz high effciency high density bi-directional on-board charger," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC),* Tampa, 2017.

[33] P. He, A. Mallik, A. Sankar, and A. Khaligh, "A Bidirectional CLLC Resonant Converter for EV Battery Charger Applications," in *14th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference*, 2023.

[34] Y. Solbakken, "SPACE VECTOR PWM INTRO," https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro, 2017.

[35] I. AN., "3 phase PFC and APF Application with C2000 MCU," Texas Instruments.

[36] Z. U. Zahid, "Design, Modeling and Control of Bidirectional Resonant Converter for Vehicle-to-Grid (V2G) Applications," Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2015.

[37] L. DORN-GOMBA, J. REIMERS, A. DORNELES CALLEGAR, J. YUAN and A. EMADI, "A Review of Bidirectional On-Board Chargers for Electric Vehicles".

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Konferans Bildirileri

1. M. Çoban, B. Akın, "Elektrikli Araçlar için Yüksek Verimli Çift Yönlü Enerji Transfer Sistemi", 7. Uluslararası Mühendislik Bilimleri ve Multidisiplinler Yaklaşımlar Kongresi, İstanbul, Türkiye, 288-295, 2024.