



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ



ELEKTRİKLİ ARAÇ ŞARJ CİHAZLARINDA KULLANILAN
TEK FAZLI AKTİF DOĞRULTUCULARIN ŞEBEKEYE
ETKİLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

Aybüke ÖZDENTÜRK

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Temmuz-2021
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Aybüke ÖZDENTÜRK tarafından hazırlanan “Elektrikli Araç Şarj Cihazlarında Kullanılan Tek Fazlı Aktif Doğrultucuların Şebekeye Etkilerinin Karşılaştırılması” adlı tez çalışması 06/07/2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Başkan

Doç. Dr. Bahadır AKBAL

.....

Danışman

Prof. Dr. Ramazan AKKAYA

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Hüseyin DOĞAN

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Saadettin Erhan KESEN
Enstitü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

Aybüke ÖZDENTÜRK

Tarih:

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİKLİ ARAÇ ŞARJ CİHAZLARINDA KULLANILAN TEK FAZLI AKTİF DOĞRULTUCULARIN ŞEBEKEYE ETKİLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

Aybüke ÖZDENTÜRK

Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Ramazan AKKAYA

2021, 76 Sayfa

Jüri

Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Doç. Dr. Bahadır AKBAL
Dr. Öğr. Üyesi Hüseyin DOĞAN

Artan çevre kirliliği problemleri ulaşım sektöründe temiz enerji kullanımını gerektirmiş ve bu şekilde elektrikli araçlar son yılların önemli bir çalışma konusu olmuştur. Elektrikli araç teknolojisinde en kritik çalışma alanlarından biri ise elektrik enerjisinin depo edildiği bataryaların tasarımı ve şarj işlemidir. Herhangi bir e-bisiklet, e-scooter, elektrikli engelli aracı ya da elektrikli otomobil gibi bir elektrikli taşıt bataryasının şarj işlemi en kısa sürede ve en sağlıklı şekilde gerçekleştirilmelidir. Ancak çeşitli güç dönüştürücülerini içeren batarya şarj modülü, şarj işlemi esnasında nonlinear bir yük gibi davranarak şebekede bazı bozucu etkiler oluşturur. Bu bozucu etkilerin başında düşük güç faktörü ve şebeke akımında meydana gelen yüksek harmonik bozulmalar gelir. Güç dönüştürücü devrelerinin sebep olduğu bu bozucu etkiler, yine güç dönüştürücü devreleri üzerinde yapılan değişikliklerle çözüme kavuşturulur. Aktif PFC'li (Power Factor Correction) doğrultucu devrelerinin kullanılması bu çözümlerden biridir.

Bu çalışmada elektrikli araç bataryalarının şarj işlemi esnasında bağlı olduğu şebeke tarafında oluşturduğu problemlere değinilmiştir. Şebekeden alınan gerilimin doğrultulması ve regülasyonu olmak üzere iki aşamadan oluşan şarj işleminin doğrultma aşaması için, tek fazlı aktif güç faktörü düzeltmeli doğrultucu yapıları tanıtılmıştır. Klasik Boost PFC, İnterleaved Boost PFC, Köprüsüz PFC aktif doğrultucu devreleri 220 V etkin şebeke gerilimi, 1kW çıkış gücü, 400 V çıkış gerilimi değerlerinde PSIM programında simüle edilmiştir. Bu üç dönüştürücü güç faktörü değeri, giriş akımı harmonik içeriği ve verim bakımından birbirleriyle kıyaslanmıştır. Üç dönüştürücü de güç faktörü bakımından ideale yakın sonuçlar vermiştir. En yüksek güç faktörü değeri ve en düşük harmonik içerik İnterleaved Boost PFC devresi ile elde edilmiştir. Beklenildiği üzere en verimli dönüştürücü, diğer dönüştürücülere göre verimi yaklaşık %1 oranında artıran Köprüsüz PFC olmuştur. Bu sonuçlar ışığında devre topolojisi tercihinin çalışılacak güç seviyesine göre maliyet ve kontrol zorluğu konuları dikkate alınarak belirlenmesi gerektiği görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Aktif doğrultucu, boost PFC, batarya şarjı, elektrikli araç, güç faktörü düzeltme, interleaved PFC, köprüsüz PFC

ABSTRACT

MS THESIS

COMPARISON OF THE EFFECTS OF SINGLE PHASE ACTIVE RECTIFIERS USED IN ELECTRIC VEHICLE CHARGERS ON THE GRID

Aybüke ÖZDENTÜRK

**Konya Technical University
Institute of Graduate Studies
Department of Electrical-Electronics Engineering**

Advisor: Prof. Dr. Ramazan AKKAYA

2021, 76 Pages

Jury

**Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Assoc. Prof. Dr. Bahadır AKBAL
Asst. Prof. Dr. Hüseyin DOĞAN**

Increasing environmental pollution problems have required the use of clean energy in the transportation sector, and in this way, electric vehicles have been an important subject of study in recent years. One of the most critical working areas in electric vehicle technology is the design and charging processes of batteries where electrical energy is stored. The charging process of an electric vehicle battery such as any e-bike, e-scooter, electric handicapped vehicle or electric car should be carried out as soon as possible and in the healthiest way. However, the battery charging module, which includes various power converters, acts as a nonlinear load during the charging process and creates some disruptive effects on the grid. At the beginning of these disturbance effects are low power factor and high harmonic distortions in the mains current. These disruptive effects caused by the power converter circuits are solved by the changes made on the power converter circuits. Using rectifier circuits with active PFC (Power Factor Correction) is one of these solutions.

In this study, the problems caused by electric vehicle batteries on the grid side to which they are connected during the charging process are mentioned. Single-phase active power factor corrected rectifier structures are introduced for the rectification phase of the charging process, which consists of two stages: rectification and regulation of the voltage received from the grid. Classic Boost PFC, Interleaved Boost PFC, Bridgeless PFC active rectifier circuits are simulated in PSIM program with 220 V active mains voltage, 1kW output power, 400 V output voltage. These three converters are compared with each other in terms of power factor, input current harmonic content and efficiency. All three converters gave near-ideal results in terms of power factor. The highest power factor value and the lowest harmonic content were obtained with the Interleaved Boost PFC circuit. As expected, the most efficient converter was the Bridgeless PFC circuit, which increased the efficiency by about 1% compared to other converters. In the light of these results, it has been seen that the choice of circuit topology should be determined according to the power level to be studied, considering the cost and control difficulty issues.

Keywords: Active rectifier, boost PFC, battery charging, electric vehicle, power factor correction, interleaved PFC, bridgeless PFC

ÖNSÖZ

Yüksek lisans çalışmalarım boyunca değerli bilgileri ve tecrübeleriyle bana yol gösteren saygıdeğer danışman hocam Prof. Dr. Ramazan AKKAYA başta olmak üzere, eğitim hayatımın her aşamasında emek vermiş değerli hocalarıma, çalışma süresince benden bir an olsun yardımlarını esirgemeyen arkadaşlarım Emre ERTÜRK ve Muhammed Murat TOP'a, tüm zorlukları benimle göğüsleyen sevgili aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Aybüke ÖZDENTÜRK
KONYA-2021

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
ÖNSÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR	ix
1. GİRİŞ	1
1.1 Kaynak Araştırması.....	3
2. ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE BATARYA SİSTEMLERİ.....	7
2.1 Elektrikli Araçlar ve Fosil Yakıtlı Araçların Karşılaştırılması	8
2.2 Elektrikli Araçlarda Kullanılan Bataryalar	10
2.3. Batarya Şarj Yöntemleri	12
2.3.1. Sabit akımla şarj.....	12
2.3.2. Sabit gerilimle şarj	13
2.3.3. Sabit akım-sabit gerilimle şarj	13
2.4. Elektrikli Araçların Şarj İşlemi.....	14
2.4.1. Araç üzeri şarj	14
2.4.2. Araç dışı şarj	15
2.4.3. Batarya şarj seviyeleri.....	16
3. AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN ŞEBEKEYE OLAN BOZUCU ETKİLERİ 17	
3.1. Batarya Şarj Modülünde Kullanılan Güç Dönüştürücüleri.....	17
3.2. Harmonik Distorsiyon.....	18
3.3 Güç Faktörü	23
3.4. Güç Kalitesi Standartları.....	26
3.5 Güç Kalitesini Düzeltme Yöntemleri	28
3.5.1. Pasif yöntemlerle güç faktörünün düzeltilmesi.....	28
3.5.2. Aktif yöntemlerle güç faktörünün düzeltilmesi	31
4. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTMELİ AKTİF AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	32
4.1. PFC Dönüştürücüler İçin Kontrol Yöntemleri.....	33
4.1.1. Pik akım mod kontrol	35
4.1.2. Ortalama akım mod kontrol	36
4.1.3. Histerezis kontrol	37
4.1.4. Sınır akım mod kontrol	38
4.1.5. Kesintili akım mod kontrol	39
4.2 Klasik Boost PFC Dönüştürücü	39
4.2.1. Çalışma modları	42
4.2.2. Devre parametrelerinin hesabı	44

4.3 İnterleaved Boost PFC Dönüştürücü	46
4.3.1. Çalışma modları	49
4.4 Köprüsüz PFC Dönüştürücü	51
4.4.1. Çalışma modları	54
4.5.Dönüştürücülerin Genel Karşılaştırması.....	56
5.SİMULASYON ÇALIŞMALARI	57
5.1 Klasik Boost PFC Simulasyon Çalışmaları	57
5.2 İnterleaved Boost PFC Simulasyon Çalışmaları.....	61
5.3 Köprüsüz PFC Simülasyon Çalışmaları	66
6.SONUÇLAR VE ÖNERİLER	72
KAYNAKLAR	73



SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

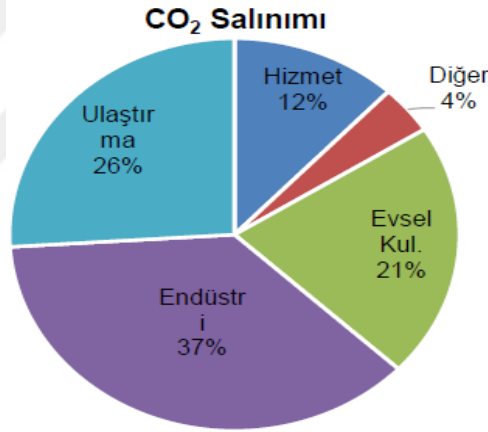
C_0	: Çıkış kapasitörü
D	: Bağlı iletim süresi
E	: Enerji
f_c	: Kesim frekansı
f_{sw}	: Anahtarlama frekansı
I_{in}	: Giriş akımı
$I_{in(ort)max}$	: Maksimum giriş ortalama akımı
$I_{in(tepe)max}$	: Maksimum giriş akımı tepe değeri
I_L	: Endüktans akımı
I_m	: Mosfet anahtar akımı
I_o	: Çıkış akımı
K_{Idis}	: Akım bozulması
K_{Vdis}	: Gerilim bozulması
L_B	: Boost endüktör
n :	: Harmonik sayısı
P	: Aktif güç
$P_{D_{köprü}}$	: Köprü diyot kayıp gücü
P_{in}	: Giriş gücü
$P_{in(max)}$	: Maksimum giriş gücü
P_o	: Çıkış gücü
$P_{o(max)}$	: Maksimum çıkış gücü
S	: Görünür güç
s	: Saat
T	: Periyot
t_{off}	: Kesim süresi
t_{on}	: İletim süresi
THD_V	: Toplam gerilim harmonik distorsiyonu
THD_I	: Toplam akım harmonik distorsiyonu
V_D	: Köprü diyot gerilim düşümü
V_{in}	: Giriş gerilimi
$V_{in(eff)(min)}$	: Minimum etkin giriş gerilimi
V_L	: Endüktans gerilimi
V_o	: Çıkış gerilimi
X_C	: Kapasitif reaktans
X_L	: Endüktif reaktans
ΔI_L	: Endüktans akımı değişimi
η	: Verim
ω_0	: Temel frekans
Q	: Reaktif güç

Kısaltmalar

A	: Amper
AC	: Alternatif akım
Ah	: Amper-saat
BCM	: Sınır iletim modu
BEYS	: Batarya enerji yönetim sistemi
BPFC	: Boost PFC
CCM	: Sürekli iletim modu
DC	: Doğru akım
DCM	: Kesintili iletim modu
EMI	: Elektromanyetik girişim
HVDC	: Yüksek gerilim ile enerji iletim
İBPFC	: İnterleaved Boost PFC
kW:	: Kilo watt
kWh	: Kilo watt saat
KPFC	: Köprüsüz PFC
mAh	: Mili amper-saat
MOSFET	: Metal oxide semi-conductor field effect transistor
Ni-Cd	: Nikel kadmiyum
PFC	: Power Factor Correction
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
R_L	: Rezistif yük
Sa	: Saat
SoC	: State of charge
THD	: Toplam harmonik distorsiyon
THHP	: Temiz Hava Hakkı Platformu
t_{rr}	: Ters toparlanma süresi
UPS	: Kesintisiz güç kaynağı
V	: Volt
V_{GS}	: Gate- Source gerilimi
V_{ref}	: Referans gerilim
W	: Watt
Q_{rr}	: Ters toparlanma yükü

1. GİRİŞ

Her geçen gün teknoloji daha da gelişmekte yaşam standartları ve konfor bir üst seviyeye çıkmaktadır. Gelişen teknoloji her ne kadar hayatımızı kolaylaştırırsa da beraberinde getirdiği olumsuz etkiler ve çevre kirliliği yadsınamaz bir gerçektir. Temiz Hava Hakkı Platformu (THHP)'nin (2020) raporunda “Türkiye’de hava kirliliği kılavuz değerine indirilebilseydi 45,398 ölüm engellenebilirdi” ifadesi çevre kirliliğinin insan hayatı üzerindeki etkisini ve teknolojinin bu durumu önleyecek şekilde ilerlemesi gerekliliğini açıklar niteliktedir. İnsan faaliyetlerine bağlı başlıca hava kirliliği kaynakları sanayi ve santrallerde kullanılan fosil yakıtlar, ulaşım sektöründe kullanılan fosil yakıtlar, endüstriyel tesisler olarak sıralanabilir. Şekil 1.1’de ulaşım, hizmet sektörü, evsel kullanım, endüstri kolları olarak ayrılan grafiğe göre Dünya genelinde %26’lık CO₂ üretim payı ulaşım sektörüne aittir (Gürbüz ve Kulaksız, 2016).



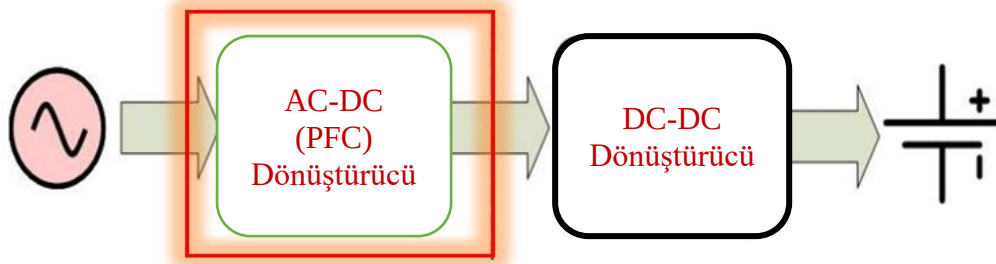
Şekil 1.1. Enerji tüketimine bağlı olarak CO2 emisyonu

Bu veriler ulaşım sektöründe temiz enerji kullanımını gerektirmiş ve elektrikli araç teknolojisi üzerine çalışmalar hızlanmıştır. Fosil yakıt kullanan içten yanmalı motorlu taşıtların yerini, çoğu yönden daha avantajlı olan elektrik motorlu taşıtlar almaya başlamıştır. Elektrikli araçlar tasarlanırken en önemli konulardan biri, elektrik enerjisinin depo edildiği bataryaların tasarımı ve bu bataryaların şarj işlemi olmuştur. Şarj işlemi sırasında çeşitli problemlerle karşılaşmış ve bu problemlerin çözümü yoğun bir çalışma alanı oluşturmuştur. Batarya şarjında karşılaşılan problemlerden biri ise şebekeye olan bozucu etkilere, bir elektrikli otomobilin, elektrikli engelli aracın, elektrikli bisikletin, e-scooter’ın ya da herhangi bir elektrikli taşıtın batarya şarj işlemi yeterince hızlı, bataryaya zarar vermeden ve bağlı olduğu şebekeden en sağlıklı şekilde enerji çekilerek yapılmalıdır. Ancak bir şarj modülünün

barındırdığı dönüştürücüler nonlinear yük gibi davranarak harmoniklere ve düşük güç faktörüne sebep olur. Bu sorunlar güç faktörü düzeltme (Power Factor Correction (PFC)) dönüştürücü devreleri ile giderilmeye çalışılır.

Bataryaların şarj işlemi için gereken DC gerilim şebekeden çekilen AC gerilimin bir doğrultucu ile doğrultulup daha sonra bir DC-DC dönüştürücü ile istenilen seviyeye dönüştürülmesiyle oluşturulur (Ting ve ark., 2015). Çeşitli AC-DC doğrultucu devreler ve DC-DC dönüştürücü devreler mevcuttur. Klasik bir köprü doğrultucu ile doğrultma işlemi yapıldığı zaman şebekeden çekilen akım, sinüs formundan oldukça uzak ve harmonik içeriği yüksektir. Güç faktörü değeri, olması istenen yaklaşık '1' değerinden daha düşüktür. Şebeke tarafında görülen bu olumsuz etkilerin minimuma indirilmesi amacıyla doğrultma aşamasında PFC'li doğrultucu devreler kullanılır.

Bir PFC'li doğrultucu içeren temel batarya şarj modülü Şekil 1.2'de gösterilmiştir. Farklı açılardan avantajları bulunan çeşitli PFC'li doğrultma devreleri vardır. Kullanılacak PFC'li doğrultma devresinin belirlenmesinde ise batarya gücü önemli bir husustur. Aynı şekilde DC-DC dönüştürücü yapısı seçilirken de güç değeri göz önüne alınarak en uygun metod belirlenmelidir.



Şekil 1.2. Temel şarj modülü yapısı

Bu tezde elektrikli araç teknolojisinin önemli konuları üzerinde durulmuş elektrikli araç batarya şarj yöntemleri açıklanmıştır. Bir batarya şarjı esnasında şebeke tarafında oluşabilecek negatif etkiler sıralanmıştır. Bu etkileri giderebilmek için kullanılan çeşitli PFC'li aktif doğrultma devreleri ve kontrol yöntemleri açıklanmış, çalışma sistemleri incelenmiştir. PSIM simülasyon programı kullanılarak dönüştürücülerin simülasyonları yapıp aynı şartlar altında verim, güç faktörü, harmonik içerik bakımından birbirleriyle kıyaslanmıştır.

1.1 Kaynak Araştırması

Grigore (2001) çalışmasında doğrultucu devrelerin şebeke tarafında yaptığı bozucu etkilere dikkat çekmiştir. Doğrultucu devrelerin sebep olduğu düşük güç faktörü ve yüksek harmonik içeriğin aktif ve pasif yöntemler ile çözülebileceğine değinmiştir. Çeşitli pasif filtreler ekleyerek doğrultucunun şebekeden çektiği akımı gözlemlemiş ve yorumlamıştır. Ardından alçak ve yüksek frekanslar için aktif yöntemleri açıklamıştır. Sürekli akım ve kesintili akım modunda çalışmaları tanıtarak avantaj ve dezavantajlarını sıralamıştır. Bir PFC sisteminde iletim ve anahtarlama kayıpları hesaplamalarını vermiş bu kayıpların azaltılarak verimin artırılacağını belirtmiştir.

O'Loughlin (2006) yaptığı çalışmada yüksek güçlü uygulamalarda PFC yönteminin gereğini savunmuştur. Pasif yöntemler hacimli ve ağır endüktör ve kapasitör gerektirdiği için aktif yöntemlerin önemini vurgulamıştır. İki faz interleaved dönüştürücü yapısını tanıtmış kontrol sinyallerine göre akım grafiklerini vermiştir. İnterleaved dönüştürücüler için her bir eklenen faz ile endüktörün depolaması gereken enerji miktarının ve hacminin nasıl azaldığını, oranlarla ortaya koymuştur. Bir interleaved PFC'de eklenen her bir faz kolunun EMI'yi, kapasitörün rms akımını, kapasitör üzerindeki aşırı gerilimleri azaltacağını açıklamıştır. Ancak bu düzeltmeler yapılırken aynı zamanda tasarım karmaşıklığının ve dönüştürücünün maliyetinin artacağını belirtmiştir.

Hubber ve ark. (2008) yayınladıkları makalede interleaved PFC yöntemini kesintili iletim modu ve sürekli iletim modu sınırında açık çevrim kontrol yöntemiyle analiz etmişlerdir. Uyumsuz endüktansların, faz kayma hatasının, anahtarlama frekansı sınırının giriş akımının kalitesi üzerindeki etkilerini ayrıntılı olarak tartışmışlardır. Kararlı çalışma ile sonuçlanan tek açık çevrim yönteminin, her bir dönüştürücünün akım modu kontrolüyle çalıştığı, ana dönüştürücünün açılma anına bağımlı senkronizasyonu olduğu gösterilmiştir.

Satılmış ve Meşe (2011) çalışmalarında elektrikli araçların kullanımında ve gelişiminde yalnızca batarya hücrelerinin tasarımının değil aynı zamanda bu bataryaların nasıl kullanıldığının da kritik olduğunu belirterek batarya şarj cihazlarının önemine değinmişlerdir. Batarya şarj yöntemlerini, bu yöntemlerin avantaj ve dezavantajlarını, en etkili şarj yönteminin sabit akım-sabit gerilimde şarj yöntemi olduğunu açıklamışlardır. Şarj cihazlarının tasarımında dikkat edilmesi gereken hususlar ve bir şarj cihazında

bulunması istenen özellikleri belirtmişlerdir. Gelişen güç elektroniği teknolojisiyle paralel olarak batarya şarj teknolojisinin de hızla gelişeceği sonucuna ulaşmışlardır.

Musavi ve ark. (2011) yayınlanan makalelerinde hibrit elektrikli aracın seviye 2 şarj işlemi için köprüsüz interleaved PFC dönüştürücü yapısını sunmuşlardır. Bu topolojinin yüksek verim, düşük şarj cihazı boyutları, kısa şarj süresi ve şebekeden çekilen akımın maliyetini düşürme özelliklerini vurgulamışlardır. Dönüştürücünün detaylı analitik modelini, güç kayıpları ve verim hesabını sunmuşlardır. 3.4 kW güç seviyesi için simülasyon ve uygulama çalışmaları yapmışlardır. Deneysel sonuçlar, 750 W ile 3,4 kW arasında 0,99'dan daha büyük bir güç faktörünü, yarı yükten tam yüke kadar %5'ten az THD ve 70 kHz anahtarlama frekansı, 265 V giriş ve 1,2 kW yükte %98,9'luk bir maksimum verimliliği göstermektedir.

Akın (2012) çalışmasında güç faktörü düzeltmeli, Klasik Boost PFC, İnterleaved PFC ve Köprüsüz Boost PFC devreler üzerinde durmuştur. Bu PFC yöntemlerinde kullanılan parametrelerin hesabını adım adım vermiştir. İnterleaved devrelerdeki endüktör değerlerinin eşit ve Klasik Boost PFC devresinin yarısı kadar olduğunu açıklamıştır. Bu üç yöntemi birbirleriyle kullanılan eleman ve maliyet yönünden kıyaslamış Klasik Boost devrenin en düşük maliyette olduğunu belirtmiştir. Simülasyon sonuçlarına dayanarak güç faktörü değerinin İnterleaved dönüştürücüde en yüksek, giriş akımı harmoniğinin ise en düşük olduğu sonucuna varmıştır. Verim açısından bir kıyas yaptığında ise köprüsüz yükseltici devrenin, girişinde köprü doğrultucu barındırmadığı için en verimli çalışmaya sahip olduğu belirtilmiştir.

Akmaz (2012) ve Yıldız (2016) tezlerinde harmonik içerikler üzerinde durmuşlardır. Harmonik içeriğe sebep olan sistemleri güç elektroniği devreleri, transformatör, jeneratör, motor gibi elektrik makinaları, bilgisayarlar vb. olarak sıralamışlardır. Harmonik içeriğin bir sisteme olan zararlarına değinmişlerdir. Harmonik içeren bir sistemde güç faktörü hesabını ve harmoniklerin güç faktörünü düşürücü etkisini açıklamışlardır.

Şahin ve ark. (2014) yayınladıkları makalede artan nüfus ve enerji talebinin bir sonucu olarak tasarruflu ve verimli enerji kullanımı kavramına dikkat çekmişlerdir. Enerjide verimi azaltan durumları harmonikler, reaktif güç kayıpları, frekans değerinde bozulmalar gibi sebeplere dayandırmışlardır. Güç faktörü kavramını ve güç faktörü düzeltme yöntemlerini açıklamışlardır. Güç faktörü düzeltme yöntemi olarak kullanılan devreleri tek aşamalı ve iki aşamalı olarak sınıflandırıp çalışma yapılarına değinmişlerdir. Bir Boost PFC devresi tasarlayarak simülasyon çalışmasını, ardından UCC3818N

entegresi kullanarak deneysel çalışmalarını tamamlamışlardır. Yapılan çalışmaların sonucunda, devre 0.93 verimle güç faktörü değerini 0.95 seviyelerine yükseltebilmiştir.

Muratoğlu ve Alkaya (2015) sundukları çalışmada elektrikli araç teknolojisini çeşitli yönlerden incelemişlerdir. Araç teknolojilerini sınıflandırmış ve her bir sınıfı açıklamışlardır. Elektrikli araçlarda kullanılan pil teknolojilerini, avantaj ve dezavantajlarını sıralamışlardır. Batarya yönetim sistemini ve pil hücreleme tekniklerini açıklamışlardır. Pillerin performansını artırmaya yönelik çalışmalarda kullanılan modelleme ve parametre kestirimi tekniklerine değinmişlerdir. Pil teknolojisindeki gelişmelerin elektrikli araçların performansını doğrudan etkilediği sonucuna ulaşmışlardır.

Tiň ve ark. (2015) yaptıkları çalışmada bir batarya şarj modülünün temel yapısını tanıtmışlardır. Modülün barındırdığı dönüştürücüleri ve görevlerini anlatmışlardır. Bir modülün şebeke tarafında oluşturduğu bozucu etkileri belirtmiş çözüm yolu olarak PFC devrelerini önermişlerdir. PFC'li doğrultma yöntemi olan boost ve interleaved yöntemlerini açıklamış birbirleriyle kıyaslamışlardır. PSIM simülasyon programında iki yöntemi de çalıştırmış güç faktörü değerlerini ölçmüşlerdir. İki yöntemde de elde edilen güç faktörü değerleri 1'e yakındır. Şebeke akımında görülen harmonik içeriğin ise Interleaved PFC yönteminde daha az olduğu sonucuna ulaşmışlardır.

Gürbüz ve Kulaksız (2016) yaptıkları çalışmada hava kirliliğine dikkat çekmiş ulaşım sektörünün hava kirliliğine olan etkisini incelemişlerdir. Fosil yakıtla çalışan taşıtların Dünya sağlığına olan zararlarını oranlarla açıklamışlardır. Elektrik motorlarının çalışma ve boştaki bekleme performansı, gürültü ve moment dalgalanması, moment aralığı ve vites değiştirme gereksinimi, bakım gereksinimi gibi yönlerden içten yanmalı motorlarla karşılaştırmış üstünlüklerini sıralamışlardır. Elde edilen sonuçlar elektrikli araçların zamanla benzinli araçların yerini alacağını doğrular niteliktedir.

Monteiro ve ark. (2017) çalışmalarında elektrikli araç şarj cihazlarında kullanılan PFC'li doğrultma devrelerinin öneminden bahsetmiş ve Klasik Boost PFC, Simetrik Köprüsüz PFC, Asimetrik Köprüsüz PFC, Tam Köprü Tam Kontrollü PFC olmak üzere 4 çeşit devre topolojisini birbirleriyle karşılaştırmışlardır. Karşılaştırılan dört topolojinin de PFC'siz devrelere göre şebeke tarafından harmonik içeriği daha düşük olan akım çektiği ve güç faktörü değerini yükselttiği gözlemlenmiştir. Karşılaştırılan devreler içerisinde Tam Köprü Tam Kontrollü devre yapısının şebeke akımında en düşük harmonik içeriğe sahip olduğu ancak kontrol yapısının daha karmaşık olduğuna dikkat çekilmiştir.

Obdan ve Çınar (2017) çalışmalarında PFC devrelerine verim açısından yaklaşmış, köprü doğrultucuya sahip dönüştürücülerin kayıplarının yüksek güçlü uygulamalar için kabul edilebilir olmadığını dile getirmişlerdir. Çözüm olarak köprüsüz PFC dönüştürücüleri tanıtmış 900W güç değerinde Yarı Köprü Çift Yükselticili PFC devresinin simülasyon ve uygulama çalışmalarını yapmışlardır. Sürekli iletim modunda, ortalama akım mod ile kontrol edilen sistem, klasik PFC yöntemiyle karşılaştırıldığında endüktör ve anahtarlama elemanı sayısının iki katına çıkması maliyeti arttırsa da verim açısından ciddi bir avantaj sağlamıştır. Güç faktörü ve giriş akımı harmonik içeriği istenilen seviyelerde elde edilmiştir.

Şehirli (2017) tezinde güç faktörü düzeltmeli dönüştürücü devreler için kullanılan kontrol yöntemlerini tepe akım denetimi, histerezis denetimi, sınır akım denetimi, ortalama akım denetimi, kesintili akım denetimi olarak sıralamıştır. Tüm yöntemlerin devre şemalarını vererek çalışma yapısını anlatmıştır. Bu yöntemlerin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajlarını tablolastırmıştır. Şehirli'ye göre kesintili akım kontrol yöntemi giriş akımındaki yüksek bozulmadan ve filtre gerektirmesinden dolayı yüksek güçlerde tercih edilmemelidir. Daha sonra güç faktörü düzeltme devreleri olarak düşürücü, yükseltici, düşürücü-yükseltici devre topolojilerinin simülasyon ve uygulama çalışmalarını yapmıştır. Üç dönüştürücü yapıyı, sistemin yerleşme zamanı, kararlı durum hataları yönlerinden karşılaştırmıştır.

Praneeth ve ark. (2018) çalışmalarında elektrikli ve hibrit elektrikli araçların gelişmesinde şarj yapılarının önemine dikkat çekmişlerdir. Temel şarj yapısının güç faktörü düzeltmeli doğrultucu ve gerilim seviyesi ayarlayan DC-DC dönüştürücüden oluştuğunu göstermişlerdir. Doğrultucu yapılar için Klasik Boost PFC, İnterleaved Boost PFC, Köprüsüz Boost PFC dönüştürücü türlerinin önemli avantaj ve dezavantajlarını yaptıkları araştırmalarla sıralamışlardır. Daha sonra bu dönüştürücüler için verim analizi yaparak en verimli sistemin Köprüsüz İnterleaved Boost devre olduğunu grafiklerle göstermişlerdir. Dönüştürücü türü seçiminin güç seviyesine göre olması gerektiği sonucuna ulaşmış interleaved dönüştürücülerin 3.3 kW, Köprüsüz İnterleaved Boost topolojisinin ise 6.6 kW değerinin üzerinde en iyi sonuçları vereceğini belirtmişlerdir.

2. ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE BATARYA SİSTEMLERİ

Günümüzde enerji ihtiyacı büyük oranda fosil yakıtlardan karşılanmaktadır. Ancak fosil kökenli yakıtların sınırlı rezervlere sahip olması, yakılmaları sonucunda ortaya çıkan zararlı emisyonlar ve sera gazlarının çevre üzerine olan olumsuz etkileri, azalan kaynakları sebebiyle artan maliyetleri, ulaşım sektörünü daha temiz bir enerji kaynağı olan elektrik enerjisine yöneltmiştir. Bunun sonucunda elektrikli araçlar tekrar gündeme gelmiş ve hızla seri üretimleri başlamıştır. Elektrikli araçlar fosil kökenli yakıtlar yerine elektrik enerjisi kullanan, içten yanmalı motor yerine de bir elektrik motoruna sahip, elektrikli otomobil, elektrikli bisiklet, e-scooter, elektrikli engelli aracı gibi ulaşım elemanlarıdır. Bu taşıtların hayatımıza kattığı kolaylığın ve konforun yanında çevre kirliliği üzerinde de olumlu etkileri vardır.

Elektrikli otomobiller araç teknolojisinin en önemli kısmını oluşturur. Ülkemizde ve Dünya’da otomobil kullanan insan sayısının sürekli artması ve bunun sonunca benzinli otomobillerin getirdiği olumsuz etkiler elektrikli otomobillerin önemini artırmaktadır. Aynı şekilde elektrikli bisikletler ve e-scooterlar da insan hayatını hızlandıran pratik taşıtlar olarak hayatımıza girmiş ve kullanımı hızla artmaktadır. Düşük maliyetli ve çevre dostu oluşları birçok insanın tercih sebebidir. Elektrikli engelli araçları ise engelli insanların daha az çaba harcayarak daha kolay bir şekilde ulaşım ihtiyacını karşılayan vazgeçilmez taşıtlardır. Elektrikli araçlar 1800’lerde üretilmeye başlanmıştır. Profesör Stratingh Şekil 2.1’de verilen ve tarihte bilinen ilk elektrikli aracı 1835 yılında icat etti (Ünlü ve ark., 2003). Öyle ki 1900 yılında Amerika Birleşik Devletleri’nde üretilen 4,192 otomobilden yüzde 28’i elektrikliydi. Ancak 1908 yılında benzinli araçların seri üretimi başladı ve seri üretimden dolayı bu araçların fiyatı elektrikli araçların yaklaşık üçte birine indi. Bu durum insanları hızla benzinli araçlara yöneltti ve elektrikli araçlar zamanla popülaritesini kaybetti. 1960’lara gelindiğinde zararlı yakıtlar nedeniyle binlerce kişinin hayatına mal olan hava kirliliği sorunu ile karşı karşıya kalındı. 1990’larda Temiz Hava Yasası Değişikliği ve Enerji Politikası Kanunu’nun yürürlüğe girmesi ile elektrikli araçlar yeniden gündemde yerini aldı.



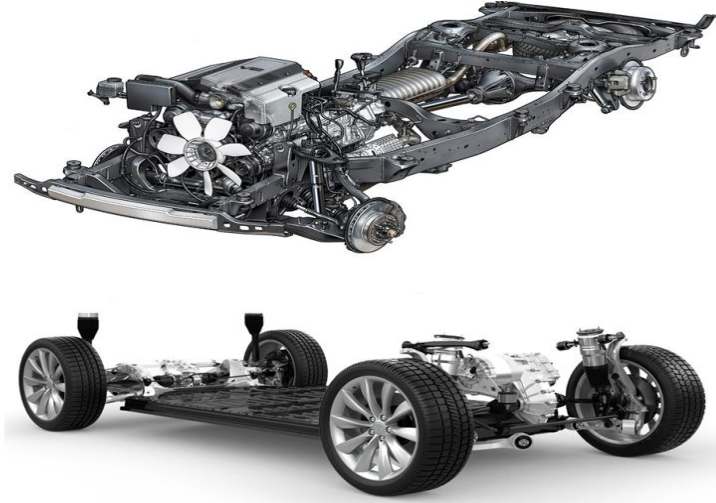
Şekil 2.1.Sibrandus Stratingh tarafından yapılan elektrik ile çalışan araç

2.1 Elektrikli Araçlar ve Fosil Yakıtlı Araçların Karşılaştırılması

Dışardan bakıldığında ayrımının yapılması zor olan bu iki araç türünün temel farkı motor tipleridir. Fosil yakıtlı araçlarda hareket enerjisini içten yanmalı motorlar sağlarken elektrikli araçlarda elektrik motorları sağlar. Motor tipleri arasındaki farklar araçların temel farklılıklarını oluşturur.

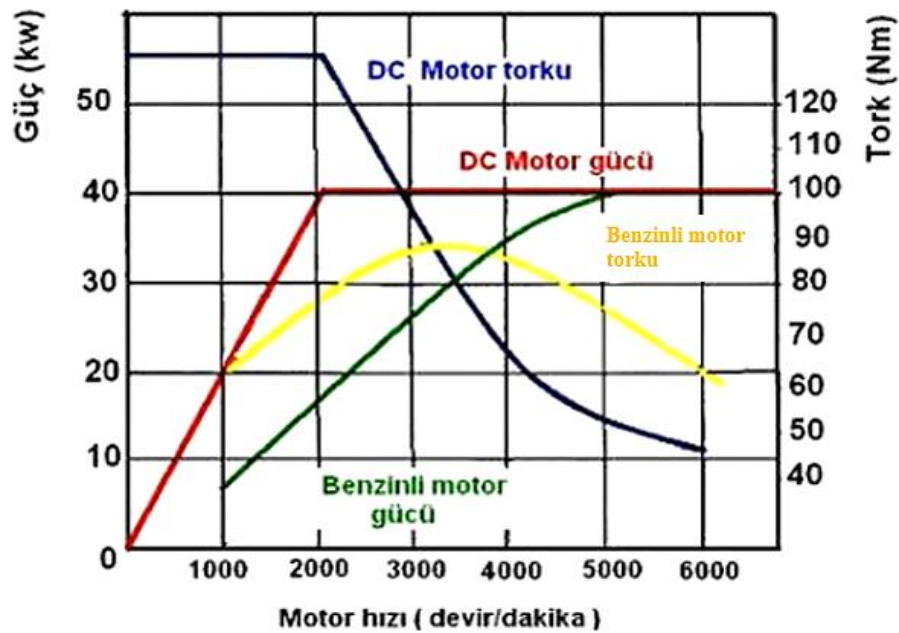
İçten yanmalı motorun ürettiği enerji hareketli aksamlar ile dairesel harekete dönüştürülür. Yani motorun belirli bir yakıttan ürettiği enerjinin bir kısmı bu aksamlar üzerinde harcanır. Elektrik motorları ise rotor ile dönen bir hareket enerjisi oluşturduğu için enerjisi direkt tekerlere verilebilir. Bu durum elektrik motorlarını verim olarak içten yanmalı motorların önüne çıkarır. Benzinli bir araçta yakıttan alınan verim %30 değerlerindeyken, elektrikli araçlarda %80'lere ulaşır.

Şekil 2.2'de görüldüğü gibi fosil yakıtlı araçlarda doğrusal hareketin dönme hareketine dönüştürülmesi için hareketli çok sayıda parça varken elektrikli araçlarda hareketli birkaç parça vardır. Hareketli parçalardan dolayı bakım ve tamir maliyetleri içten yanmalı motorlu araçlarda elektrikli araçlara göre daha yüksektir. Elektrik motorunda sürtünen parçalar az olduğu için çalışma sessizdir ve aşınma olmaz. İçten yanmalı motor kullanılan araçlar çok sayıda karmaşık sisteme ihtiyaç duyduğu için elektrikli araçlara göre daha ağırdır.



Şekil 2.2. Bir fosil yakıtlı aracın (üst) ve bir elektrikli aracın (alt) iç yapısı

Şekil 2.3'te görüldüğü gibi bir DC motorun maksimum gücüne geldiği devir bir benzinli motorunkinden oldukça düşüktür. Aynı şekilde benzinli motor elektrik motorlarına göre maksimum torka daha yüksek devirlerde ulaşmaktadır ve tork dalgalanmalarına sahiptir. Benzinli motorların maksimum torka ulaştıktan sonra torkundaki hızlı düşüş bu motorlarda kısıtlı tork aralığı problemi yaratır. Bu durum benzinli araçlarda farklı vites dişli oranları ile giderilmeye çalışılmaktadır. Çok düşük devirlerden itibaren uzun süre maksimum torkta kalabilen elektrik motorlarında ise bu problem olmadığı için elektrikli araçlar genelde tek viteslidir (Polat, 2011).



Şekil 2.3. Elektrik motoru ve benzinli motorun tork ve güç değerlerinin karşılaştırılması (Polat, 2011)

Elektrikli araçların benzinli araçlara göre dezavantajları ise şarj süreleri, kısa menzilleri, yetersiz ve evrensel olmayan şarj istasyonu problemi olarak sıralanabilir. Elektrikli araç bataryaları 20-60 kWh arasında kapasitelere sahiptir. Buna karşılık bir depo benzin 360 kWh'lik enerji içermektedir (Shiau ve ark., 2009). Her ne kadar elektrik motorlarının verimi daha yüksek olsa da yakıtlarındaki enerji farkından dolayı elektrikli araçların sürüş menzili, benzinli araçların yaklaşık dörtte biridir. Bundan dolayı elektrikli araç bataryasının daha sık şarj edilmesi gerekir ancak bataryaların şarj olma süresi, bir depo yakıtın dolma süresine oranla daha fazladır ve şarj istasyonu sayısı, yakıt istasyonu sayısına göre çok azdır.

Elektrikli araçların bahsedilen dezavantajları temel olarak bataryalar ve bataryaların şarj işlemi üzerinedir. Gelecekte elektrikli araçların fosil yakıtlı araçların yerini alabilmesi için bu problemler çözülmelidir. Herhangi bir elektrikli taşıtın tek batarya ile mümkün olduğu kadar uzun bir mesafe gidebilmesi istenir. Bunun için taşıt bataryasının yüksek bir kapasiteye sahip olması gerekir. Ancak yüksek kapasiteli bataryaların şarj süresi saatler alabilmektedir. Bu durumu çözmek için hızlı şarj teknolojileri geliştirilmektedir.

2.2 Elektrikli Araçlarda Kullanılan Bataryalar

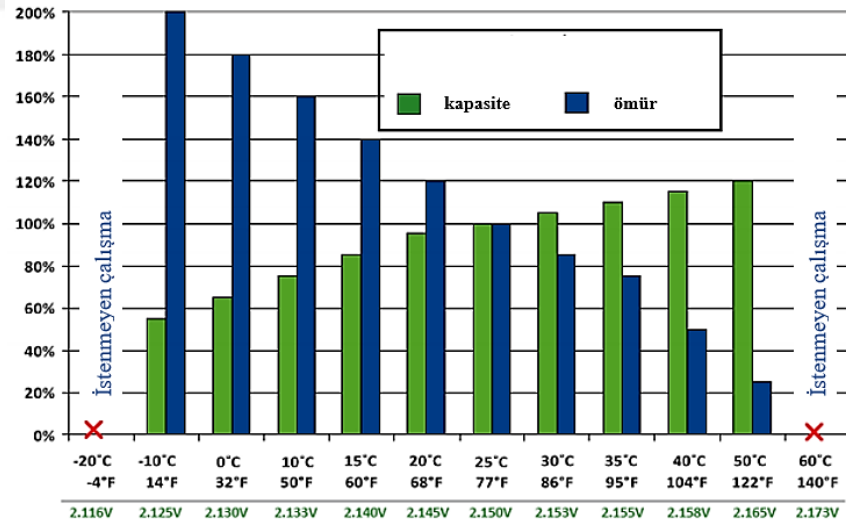
Bir elektrikli aracın hareketi için motorun ihtiyacı olan elektrik enerjisi bataryalarda depolanır. Çeşitli anma gerilimlerine ve enerji yoğunluklarına sahip kurşun-asit, nikel kadmiyum, nikel metal hidrit, lityum iyon gibi batarya teknolojileri bulunmaktadır (Muratoğlu ve Alkaya, 2015). Elektrikli araçlarda lityum iyon bataryalar tercih edilir. Lityum iyon bataryaların önemli bazı özellikleri aşağıda verilmiştir.

- Lityum iyon bataryalar diğerlerine göre daha hafiftir. Bir elektrikli aracın, ürettiği torku maksimum hareket enerjisine dönüştürebilmesi için hafif olması önemlidir.
- Lityum iyon bataryaların şarjını başlatmak için tam olarak boşalmasını beklemek ya da şarjdan çıkarmak için tam olarak dolmasını beklemek gerekmez. Yani hafıza etkisi sorunu yoktur. Uzun ömürlüdür, yüksek enerji verimliliği vardır, çalışma sıcaklık aralığı geniş ve enerji yoğunluğu yüksektir (Polat ve Keleş, 2012). Lityum iyon bataryalar Ni-Cd'a göre daha hızlı şarj olurlar. Bu avantajlarının yanında hiç kullanılmaları dahi belirli süre içinde ömürlerinin azalması, zamanla kapasite kaybı ve yüksek fiyatları gibi önemli bazı dezavantajları vardır.

Batarya kapasitesi ve ömrü:

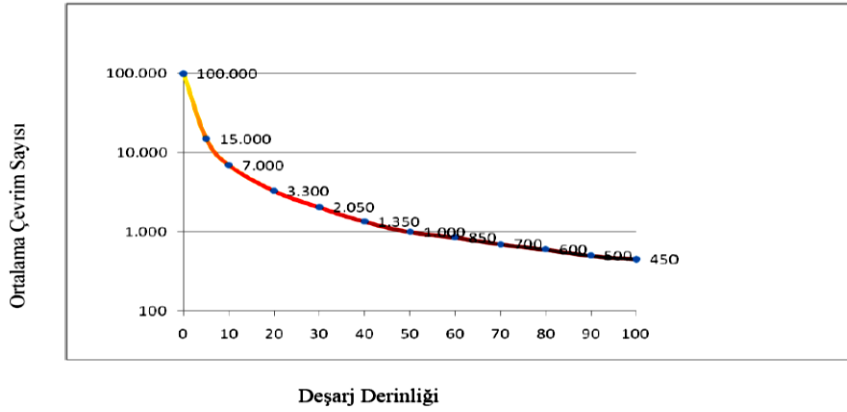
Kapasite, bir bataryanın yüke aktarabileceği enerjiyi ifade eder. Kilowatt-saat (kWh) ya da akım cinsinden Amper-saat (Ah) olarak verilir. Akım kapasitesi yüke verilen sabit akım ile deşarjın başladığı ve bittiği zaman arasındaki sürenin çarpımıdır. Bataryaların şarjı ve deşarjı, batarya içerisinde oluşan kimyasal reaksiyonlarla gerçekleşir. Şarj ve deşarj esnasında gerçekleşmesi istenilen kimyasal reaksiyonlara ek olarak bazı istenmeyen kimyasal ve fiziksel değişimlerden dolayı batarya ömrü zamanla azalır. Bataryanın bir şarj ve bir deşarjdan oluşan döngüsüne bir çevrim denir. Her çevrim sonunda batarya mevcut kapasitesinden bir miktar kaybeder ve nihayet kapasite değeri, başlangıçtaki kapasitesinin %70'ine ulaştığı zaman ömrünü tamamlar. Elektrikli araçta kullanılan bir bataryanın ömrü yaklaşık 500 ile 1500 çevrime denk gelir (Çetin, 2011). Bu çevrim değeri ortalama 100.000-160.000 km ile 8-10 yıllık bir süreye tekabül eder.

Bataryada gerçekleşen kimyasal olaylar, gerilim ve sıcaklık etkisiyle gerçekleşir. Sıcaklığın artması istenen kimyasal reaksiyonları hızlandıracak ve performansı artıracaktır. Ancak istenen kimyasal reaksiyonların yanında istenmeyen kimyasal reaksiyonlar da artacağından hem raf ömrünü hem de çevrim sayısını azaltır. Şekil 2.4'te sıcaklığın batarya ömrü ve kapasitesine olan etkisi gösterilmiştir.



Şekil 2.4 Sıcaklık- batarya ömrü ve kapasite değişimi (Çetin, 2011)

Bataryanın %0 değerlerine kadar deşarj edildiği derin deşarj durumu, batarya ömrü için istenmeyen bir durumdur. Derin deşarj batarya ömrünü kısaltır ve kalıcı hasarlara sebep olabilir. Şekil 2.5'te deşarj yüzde oranının batarya ömrüne olan etkisi gösterilmiştir.



Şekil 2.5 Deşarj derinliği- batarya ömrü grafiği (Çetin, 2011)

2.3. Batarya Şarj Yöntemleri

Bataryaların şarj işlemi batarya ömrü açısından kritiktir. Batarya şarj işleminin en kısa sürede, bataryaya zarar vermeden gerçekleştirilmesi gerekir. Hızlı bir şarj işlemi için bataryaya maksimum akım verilmelidir. Ancak bu akım değeri bataryayı aşırı şarja maruz bırakabilir ya da ısınmalar sebebiyle bataryaya zarar verebilir. Büyük bir şarj akımıyla başlayan şarj işlemi, sonlara doğru sızıntı akımı şeklinde tamamlanmalıdır. Bataryanın mevcut şarj durumu (SoC), çevrim geçmişi, sıcaklığı gibi konular da şarj işlemini etkiler. Bu değerlerin belirlenmesinde Batarya Enerji Yönetim Sistemi (BEYS) görev alır. Sensörler tarafından bataryadan okunan değerler aracılığıyla, mikrodenetleyiciler ile belirlenen uygun akım ve gerilim seviyeleri, güç kaynağı ve dönüştürücü devreler sayesinde bataryaya verilir. Aynı zamanda BEYS hatalara karşı koruma da sağlar.

2.3.1. Sabit akımla şarj

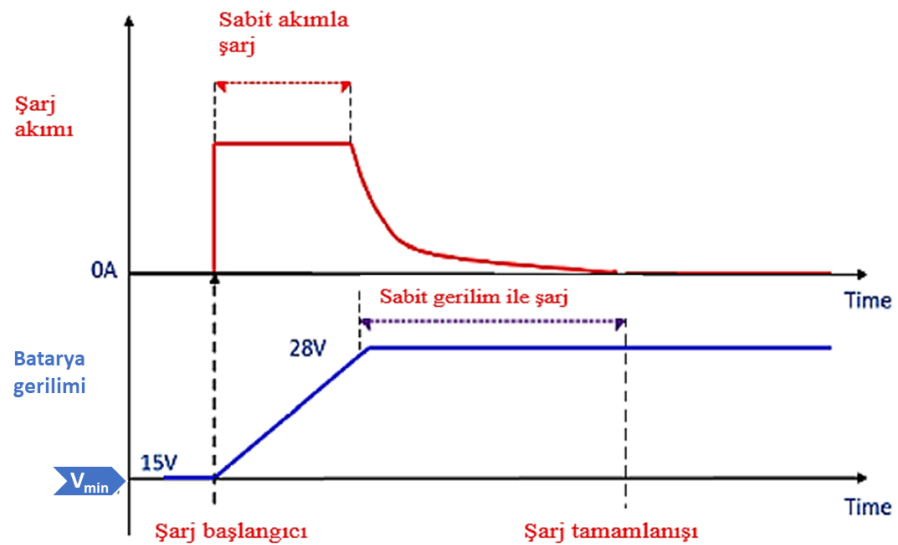
Bu yöntem bataryanın tüm şarj süresi boyunca sabit bir akımla şarj edilmesine dayanır. Seçilen akım değeri bataryayı kısa sürede şarj edecek kadar büyük olmalı fakat aynı zamanda bataryayı aşırı şarja maruz bırakmamalıdır. Batarya şarj oldukça iç direnci artar. Şarj akımını sabit tutabilmek için artan iç dirençle birlikte uygulanan gerilimin de artırılması gerekir. Bu yöntemin dezavantajı yüksek seçilen akım değerinin şarj işleminin sonlarına doğru bataryaya zarar verecek olmasıdır. Çünkü şarj işleminin sonlarına doğru sızıntı akımına dönüşmesi beklenen akım değeri, sabit kalır. Bu durum şarj işlemini hızlandırır da tehlikelidir.

2.3.2. Sabit gerilimle şarj

Bu yöntem bataryanın tüm şarj süresi boyunca sabit bir gerilimle şarj edilmesine dayanır. Şarj işleminin başladığı ilk anlarda düşük iç dirençten dolayı yüksek akım çekilebilir. Bu sebeple gerilim değeri yavaş yavaş artırılarak istenen sabit değere ulaştırılır ve şarj bu şekilde tamamlanır. Aşırı şarj ihtimali bir önceki yönteme göre düşüktür. Çünkü şarjın sonlarına doğru iç direncin artmasıyla birlikte sabit gerilimde çekilen akım azalır ve sızıntı akımlarına dönüşür. Bu sebeple şarj süresi önceki yönteme göre daha uzundur (Satılmış ve Meşe, 2011).

2.3.3. Sabit akım-sabit gerilimle şarj

Bu yöntemde şarj işlemi sabit akım ile başlar ve sabit gerilim ile devam eder. Bu şekilde *sabit gerilim ile şarj* yönteminin dezavantajı olan başlangıçta çekilen yüksek akımlar önlenmiş ve güvenli sabit bir akımla şarj başlatılmış olur. Şarj işleminin sonlarına doğru sabit gerilim ile şarj yöntemine geçilir. Artan dirençle beraber sabit gerilimde çekilen akım zamanla azalır ve batarya şarjı sızıntı akımlarıyla tamamlanır. Bu şekilde aşırı şarj tehlikesi önlenerek kısa sürede şarj işlemi tamamlanır. Şekil 2.6’da gerilim ve akım grafikleri verilmiştir.



Şekil 2.6. Sabit akım-sabit gerilimde şarj etme yöntemi gerilim-akım grafikleri

2.4. Elektrikli Araçların Şarj İşlemi

Çeşitli boyut ve ağırlıklarda olan e-scooter, e bisiklet, engelli araç ya da elektrikli otomobil gibi taşıtların aküleri, ihtiyaçlarına göre çeşitli kapasite ve güç değerlerinde olabilir. Şekil 2.7’de bir batarya ve bataryanın etiket değerleri gösterilmiştir. Okunan gerilim değeri bataryanın ortalama çalışma gerilimi olan anma gerilimidir. Bir bataryanın ne kadar güç depolayabileceğinin ölçüsü ise Ah birimi ile verilen batarya kapasitesi okunarak anlaşılır. Bu değer bataryanın kaç saatlik sürede kaç amper akım verebileceğinin ya da kaç saat süreyle kaç amperlik bir akımla şarj olacağının ölçüsüdür. Bataryalar yüksek akım çekilerek deşarj ediliyorsa batarya kapasitesi kısa sürede tükenecaktır. Ancak düşük akım çeken yükler bağlıyken batarya kapasitesinin tükenmesi uzun sürede gerçekleşir. Aynı şekilde şarj işleminde de yüksek akım verilerek kısa sürede batarya kapasite değerine ulaşırken düşük akımla yapılan şarjlar uzun süre alır.



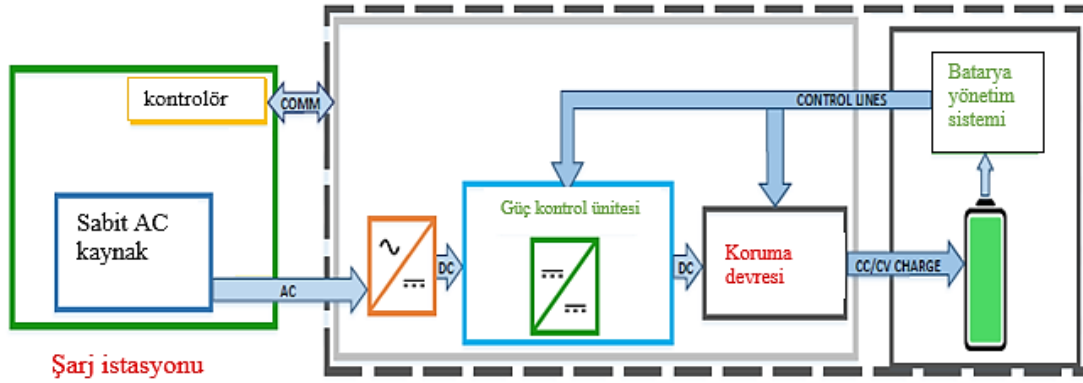
Şekil 2.7. Batarya etiket değerleri

Bataryalar çeşitli seviyelerde şarj edilerek şarj süresi değiştirilebilir. Elektrikli taşıtlarda kullanılan bataryaların kapasitesi arttıkça bataryaların şarj işlemi daha yüksek güçlerde ve daha uzun sürelerde yapılır. Aşağıda çeşitli şarj seviyeleri için şarj işlem yöntemleri sıralanmıştır.

2.4.1. Araç üzeri şarj

Bu yöntemde bataryaya verilecek olan akım ve gerilim değerlerini ayarlayan dönüştürücü yapıları araç üzerindedir. Bu durum kullanıcılara araçlarını evlerinde ya da herhangi bir güç kaynağının bulunduğu bir yerde şarj etme özgürlüğü sunar. Araç

üzerindeki dönüştürücüler kaynaktan aldıkları akım ve gerilim değerini bataryanın ihtiyacına göre dönüştürür. Şekil 2.8’de araç üzeri (on board) şarj yapısı gösterilmiştir.

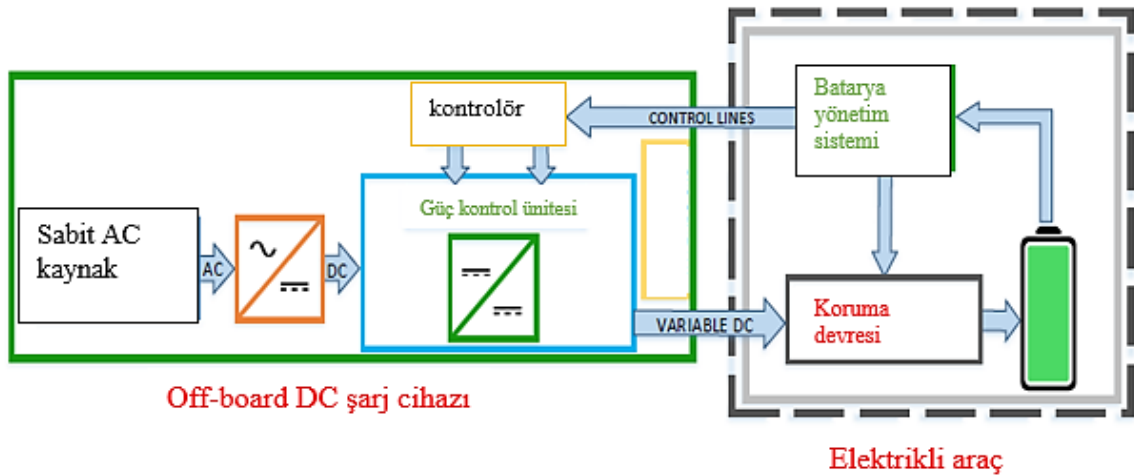


Şekil 2.8. Araç üzeri şarj yapısı (Ronanki ve ark., 2019)

Bu yöntemde dönüştürücü yapıları araç için fazladan ağırlık, hacim ve maliyet demektir (Habib ve ark., 2018). Çalışılan güç seviyesi arttıkça dönüştürücü devrelerde kullanılan elemanların boyutları ve ağırlıkları arttığından belirli bir güç seviyesinin üzerine çıkılamamaktadır.

2.4.2. Araç dışı şarj

Bu yöntemde bataryaya verilecek olan akım ve gerilim değerlerini ayarlayan dönüştürücü yapıları araç dışındadır. Bu şekilde dönüştürücülerin ağırlık ve hacim kısıtlamaları olmadığından daha yüksek güç seviyelerine çıkılabilir, yüksek akımla hızlı şarj uygulanabilir ve kısa sürede şarj işlemi tamamlanır. Şekil 2.9’da araç dışı (off- board) şarj yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.9. Araç dışı şarj yapısı (Ronanki ve ark., 2019)

2.4.3. Batarya şarj seviyeleri

Batarya şarjı temelde üç seviye olarak sınıflandırılabilir. Seviye 1 şarj işlemi evlerde direkt şebeke gerilimi kullanılarak yapılan şarj işlemidir. Şarj kablosu içerisinde bulunan topraklama kontrolü yapan bir adaptör sayesinde güvenlik sağlanır. Bu seviye ile şarj oldukça uzun zaman almaktadır.

Seviye 2 şarj işleminde ise daha yüksek güçlerde şarj yapılır, seviye 1'e göre şarj süresi daha kısadır. Mennekes tipi bir konnektör ile araç güç kaynağına bağlanır ve karşılıklı bir haberleşme başlar. Seviye 1'den farklı olarak enerji kaynağı tarafında da sistem korumaları (aşırı akım, kaçak akım, parafodur, v.s.) bulunmaktadır.

Seviye 3 şarj işlemi hızlı şarj olarak tanımlanır. Off-board yapısıyla araç haricindeki güç devreleriyle dönüştürülen gerilim DC olarak direkt bataryaya verilir. Akım değeri yüksek, şarj süresi oldukça kısadır.

Üç şarj seviyesi için batarya şarjının gerçekleştirilebileceği gerilim, güç, akım ve şarj süresi aralıkları Tablo 2.1'de verilmiştir. Tablo 2.2'de ise 16-50 kWh kapasiteli bir bataryanın şarjı için veriler tablolastırılmıştır. Tablolardan anlaşıldığı üzere belirli bir kapasitede bataryayı şarj etmek için güç değeri arttıkça şarj süresi kısalmaktadır.

Tablo 2.1. Batarya şarj seviyeleri (Şen ve ark., 2011)

SEVİYE	SEVİYE 1	SEVİYE 2	SEVİYE 3	SEVİYE 3
GERİLİM DEĞERİ	120 – 220 V _{AC}	208 – 240 V _{AC}	208 – 240 V _{AC}	600V _{DC}
GÜÇ ARALIĞI (kW)	1.2 - 3.8	3.8 - 15	>15 - 96	> 15 - 240
AKIM DEĞERİ	15 – 20 A	20 - 80 A	> 85 A	> 85 A
ŞARJ SÜRESİ	5-12 sa	1-4 sa	0.25-0.50 sa	0.25-0.50 sa

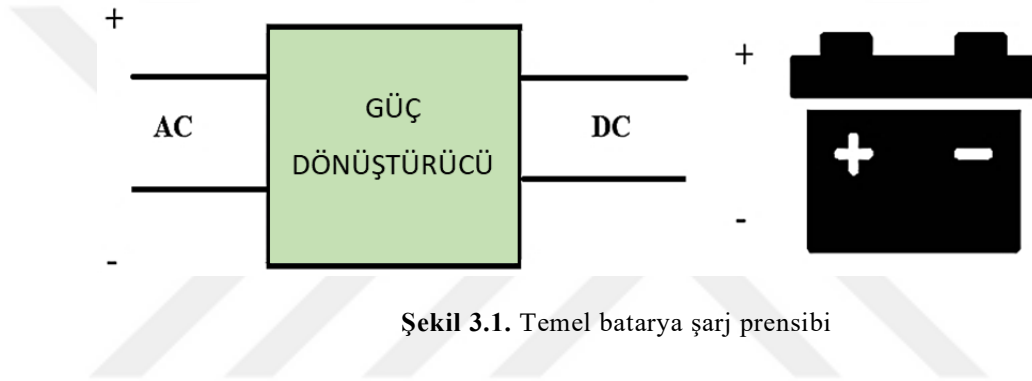
Tablo 2.2. 16-50 kWh kapasiteli bataryalarda şarj seviyeleri (Yazıcı ve Özdemir,2013)

SEVİYE	SEVİYE 1	SEVİYE 2	SEVİYE 3
ŞARJ YERİ	Ev veya ofis şarjı	Özel veya kamu alanlarında şarj	Ticari dolum istasyonları
GERİLİM DEĞERİ	220 V (AC)	400 V (AC)	600 V (DC)
GÜÇ ARALIĞI	1.9 kW(20A)	8 kW(32A)	50 kW
DÖNÜŞTÜRÜCÜ KONUMU	On-board 1 faz	On-board 1-3 faz	Off-board 3 faz
ŞARJ SÜRESİ	11-36 sa	2-6 sa	0.4-1 sa

3. AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN ŞEBEKEYE OLAN BOZUCU ETKİLERİ

3.1. Batarya Şarj Modülünde Kullanılan Güç Dönüştürücüler

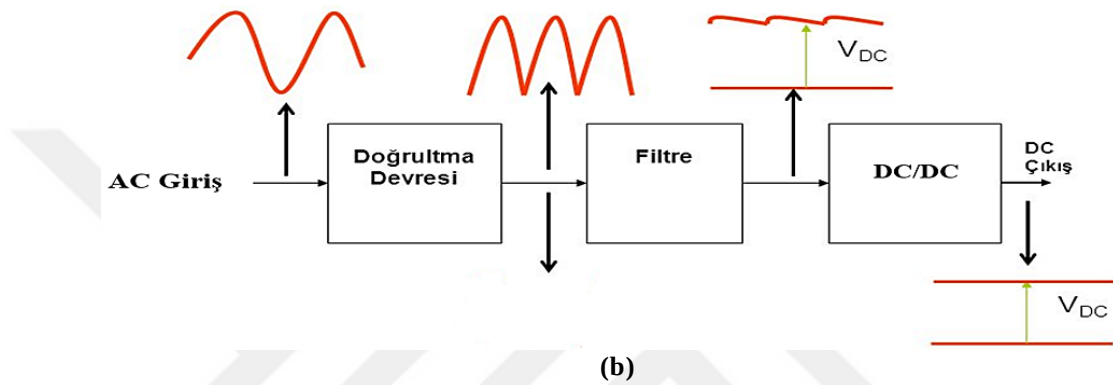
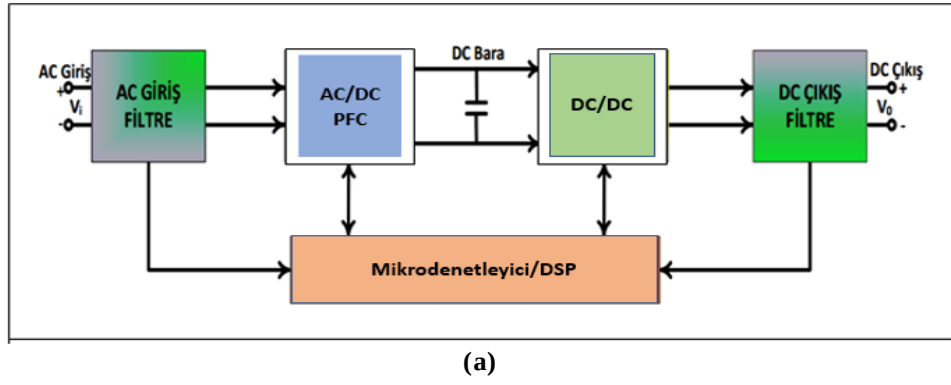
Her geçen gün yarıiletken teknolojisinin gelişmesiyle birlikte güç elektroniği dönüştürücü devreleri önem kazanmakta ve kullanım alanları hızla artmaktadır (Şahin ve ark, 2014). Elektrikli araç batarya şarj cihazları da bu dönüştürücü devreler sayesinde çalışır. Elektrikli araç bataryaları DC gerilim altında şarj edilirler. Şekil 3.1’de gösterildiği gibi şehir şebekesinden alınan AC gerilim çeşitli güç dönüştürücü devreleri aracılığıyla batarya için uygun DC değerlere dönüştürülür ve batarya şarjı gerçekleştirilir.



Şekil 3.1. Temel batarya şarj prensibi

Güç dönüştürücülerinin ayrıntılı gösterimi, Şekil 3.2.a’da verilmiştir. Şebekeye bağlı olan şarj cihazı, ilk olarak yapısındaki AC-DC dönüştürücü ile AC gerilimi doğrultur. Doğrultucu çıkışındaki kondansatör DC gerilimdeki dalgalanmayı azaltır. Daha sonra doğrultulmuş gerilim bataryaya için uygun bir seviyeye ayarlanmak üzere DC-DC dönüştürücüye gelir.

Dönüştürücü devrelerin giriş ve çıkışlarında görülen gerilim dalga şekilleri Şekil 3.2.b’de gösterilmiştir. Giriş ve çıkış filtreleri harmonikleri azaltarak çıkıştan daha sağlıklı bir DC gerilim elde edilmesini sağlar. Dönüştürücü devrelerin istenilen gerilim ve akım değerlerine ulaşabilmesi için içerdikleri aktif elemanların doğru bir şekilde kontrol edilmesi gerekir. Aktif elemanlar bir Mikrodenetleyici/DSP tarafından üretilen kontrol sinyalleri ile uygun bir şekilde anahtarlanır ve kapalı çevrim olarak kontrol edilir.



Şekil 3.2. Güç dönüştürücülerinin (a) ayrıntılı yapısı (b) dalga şekilleri

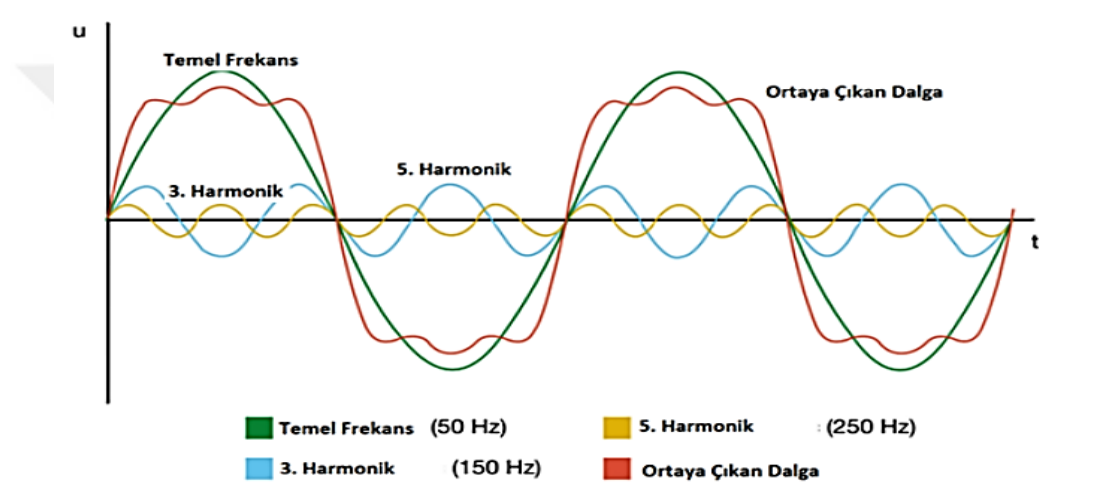
Bu dönüştürücülerin içerdiği yüksek frekansta anahtarlama yapan MOSFET gibi yarıiletken elemanlar, bobinler ve kondansatörler dönüştürücünün bağlı olduğu AC kaynağa bazı bozucu etkiler meydana getirir. Elektrikli araçların batarya şarj işlemlerinde şebekeden alınan enerjinin kalitesi ve şebekeye olan bozucu etkiler önemlidir. Özellikle yüksek güçlü batarya şarj işlemlerinde bozucu etkiler şebeke için kritiktir ve bu etkiler giderilmeden bataryaların şarj edilmesi mümkün değildir. Bozucu etkilerden en önemlileri harmonikler ve harmoniklerin sebep olduğu düşük güç faktörü problemidir.

3.2. Harmonik Distorsiyon

Gelişen teknoloji ve artan nüfus ile birlikte elektrik sistemlerine yeni yükler eklenmekte enerji ihtiyacı sürekli artmaktadır. Bu artış şebeke açısından verimli ve kaliteli enerji kavramını doğurmuştur (Kürker ve Taşaltın, 2016). Kaliteli enerji kavramı şebekeye bağlı olan yüklerin şebekeden sabit şebeke frekansında, sinüzoidal formda, bire yakın güç faktörü değerlerinde kesintisiz bir şekilde enerji çekilmesini tanımlar. Bu

şekilde şebekeden maksimum verimle enerji çekilir. Harmonik bileşenler ise bu durumu bozan temel etkenlerdendir.

Güç sisteminden beslenen doğrusal olmayan yükler harmonik bozulmaya sebep olur ve temel frekansta sinüzoidal formda olması istenen gerilim ya da akımın şeklini nonsinüzoidal bir yapıya dönüştürür. Fourier Teoremi herhangi bir periyodik dalga şeklini, temel frekanstaki ve temel frekansın katlarındaki bileşenlerin toplamı olarak tanımlamaktadır. Temel frekansın katları olmak üzere yüksek frekanslı dalga şekilleri harmonik bozulmayı oluşturur. Şekil 3.3'te temel frekans ve katlarındaki dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 3.3. Harmonik bileşenlerin temel bileşen üzerine etkisi(Kürker ve ark., 2018)

Şekil 3.3'te görüldüğü gibi n. dereceden bir harmonik temel frekansın n katı bir frekansa sahiptir. Harmoniğin derecesi arttıkça genliği düşmektedir. Harmonik bileşenlerin temel dalgaya olan etkisi ise kırmızı dalga şekli ile gösterilmiştir. Artan harmonik bileşenle birlikte sinüzoidal dalga bozulmakta ve kare dalgaya dönüşmektedir (Akkaya,1999).

Harmonik oluşturan bazı durumlar aşağıda verilmiştir (Yıldız, 2006).

- Yarı iletken elemanların kullanıldığı güç elektroniği devrelerini barındıran; anahtarlamalı güç kaynakları, çeşitli sistemlerin kontrol devreleri, elektrikli araç bataryalarının şarjı, ark fırınları, tristör kontrollü elektrikli ısıtıcılar, doğrultucular, frekans dönüştürücüleri gibi uygulamalar

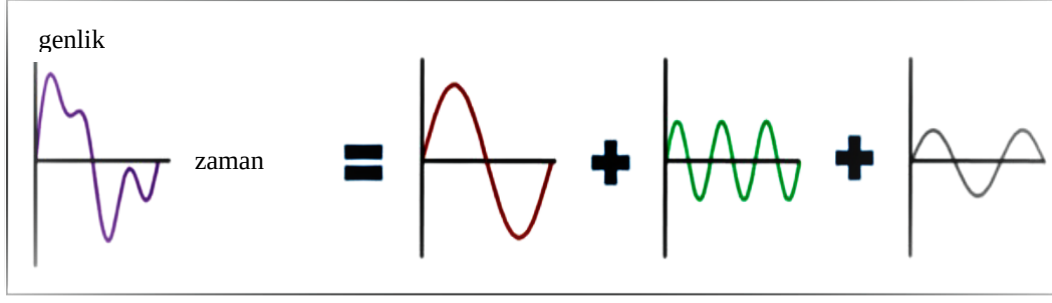
- Transformatör, jeneratör, motor gibi elektrik makinaları ve makinaların uyartılması için kullanılan diyotlu ve tristörlü dönüştürücüler
- Yüksek gerilim ile enerji iletim (HVDC) sistemleri, kesintisiz güç kaynakları (UPS), elektronik balastlar, statik VAR kompanzatörleri ile rüzgar ve güneş enerjisi gibi kaynakların dağıtım sistemlerine bağlantısı gibi elektrik tesisi uygulamaları
- Bilgisayarlar

Harmoniklerden kaynaklanan arızalar aşağıda verilmiştir (Akmaz, 2012).

- Transformatörlerde ek ısınmalara ve bundan dolayı mekaniksel izolasyon zorlamaları ve olası küçük iç titreşimlere sebep olur (Wagner ve ark., 1993)
- Akkor flomanlı lambaların çalışma ısını yükseltir ve ömrünü azaltır.
- Harmonik frekansın artmasıyla beraber deri etkisi sonucunda akım iletkenin dış yüzeyine doğru yoğunlaşır, bu şekilde etkin direnç artar ve kayıplar da artmış olur.
- Harmonik bozulma, gerilim sıfır geçişlerini kaydırır. Bu kayma nedeniyle oluşan anahtarlama hataları kontrol devrelerinin doğru şekilde çalışmamasına sebep olur.
- Yüksek frekanslı harmonikler sebebiyle döner makinaların ısısı artar, verim düşer ve daha gürültülü çalışmaya başlarlar.
- Koruma rölelerinin çalışmasını olumsuz etkilerler.
- Haberleşme devrelerinde gürültüye sebep olur, iletim kalitesini azaltır.
- Kesici ve sigortaların çalışmalarını bozar.
- Elektronik kartlarda arızalara sebep olur.

Fourier analizi zaman alanındaki sinyali, frekans bileşenlerine ayırmak için uygulanan bir yöntemdir. Harmonikler, fourier analizi ile temel frekans ve katları cinsinden ifade edilebilirler. Denklem (3.1)'de sinüzoidal olmayan bir fonksiyonun dalga şeklinin fourier açılımı görülmektedir. Burada $A_0 f(t)$ 'nin ortalama değerini ya da DC bileşenini temsil ederken diğer kısımlar ise AC bileşeni oluşturur. $\omega_0 f(t)$ 'nin temel frekansı olmak üzere $2\omega_0, 3\omega_0, 4\omega_0, \dots, n\omega_0$ $f(t)$ fonksiyonun harmonik frekanslarıdır. $n=1,2,3..$ olmak üzere $n=1$ için temel dalga, $n=2,3,4...$ için ise harmonikler belirlenir. Şekil 3.4'te görüldüğü gibi fourier analizi sayesinde bozuk bir dalga şeklini oluşturan farklı frekans ve genlikteki sinüzoidal dalgalar birbirinden ayrılabilir.

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t) + B_n \sin(n\omega_0 t) \quad (3.1)$$



Şekil 3.4. Bozuk bir dalga şeklinin farklı frekanstaki sinüzoidal bileşenleri

Enerji kalitesi hakkında yorum yapılması ve bozulmaların giderilmesi için akım ve gerilim harmoniklerinin belirlenmesi gerekmektedir (Kürker ve Taşaltın, 2016). Bu amaçla toplam harmonik distorsiyon değeri hesaplanmalıdır. Bu hesaplama sonucunun yüzde olarak ifade edilmesiyle sistemdeki harmonik bileşenler ve bozulma hakkında bilgi sahibi olunur. Temel frekansta salınan temel dalga haricindeki diğer frekanslardaki sinyallerin etkin değerlerinin toplamı harmonik içeriği gösterir. İdeal bir sistemde sadece temel dalga vardır, bu dalga haricinde sistemden herhangi bir harmonik çekilmez. Denklem (3.2)'de verilen V_1 , temel dalga geriliminin etkin değeri ve (3.3)'de verilen I_1 , temel akım dalgasının etkin değeridir. Denklemlerin pay kısımları ise bozulmayı oluşturan harmoniklerin etkin değerlerinin toplamıdır (Akkaya ve Gürbüz,2014).

Gerilim için toplam harmonik distorsiyon (THD_V);

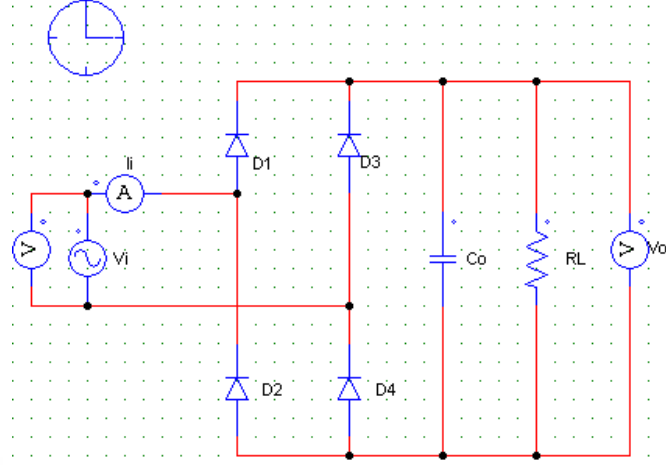
$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \quad (3.2)$$

Akım için toplam harmonik distorsiyon (THD_I);

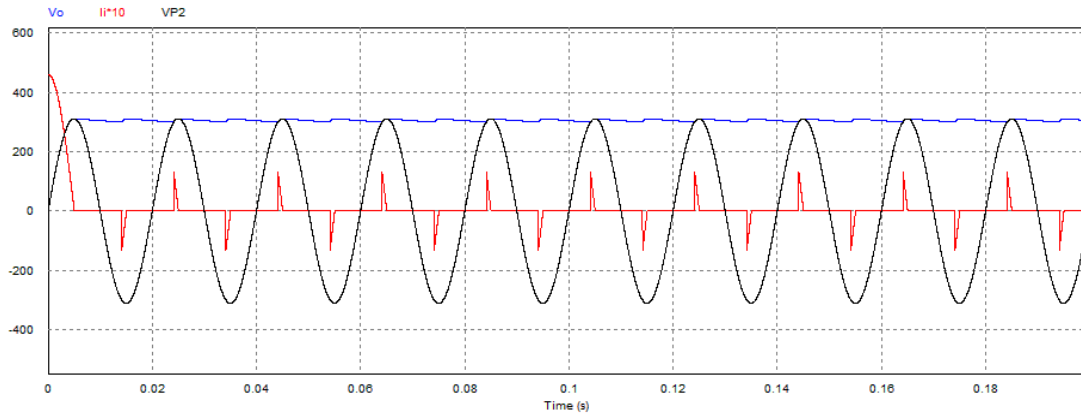
$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \quad (3.3)$$

Klasik tam köprü doğrultucu devrede harmonikler: Elektrikli araç batarya şarj yapıları, çok sayıda yüksek frekansta anahtarlanan aktif elemanlar içeren dönüştürücü devrelere sahiptir. Şebeke açısından nonlineer yük olarak algılanan bu devreler, şebeke akımında yüksek oranda harmonik içerik oluşturur. Bir bataryayı şarj ederken ilk aşama olan doğrultma işlemi için klasik tam köprü doğrultucu devre kullanılıp bu devrenin simülasyon çizimi Şekil 3.5'te, simülasyon sonucunda şebekeden çekilen akım dalga

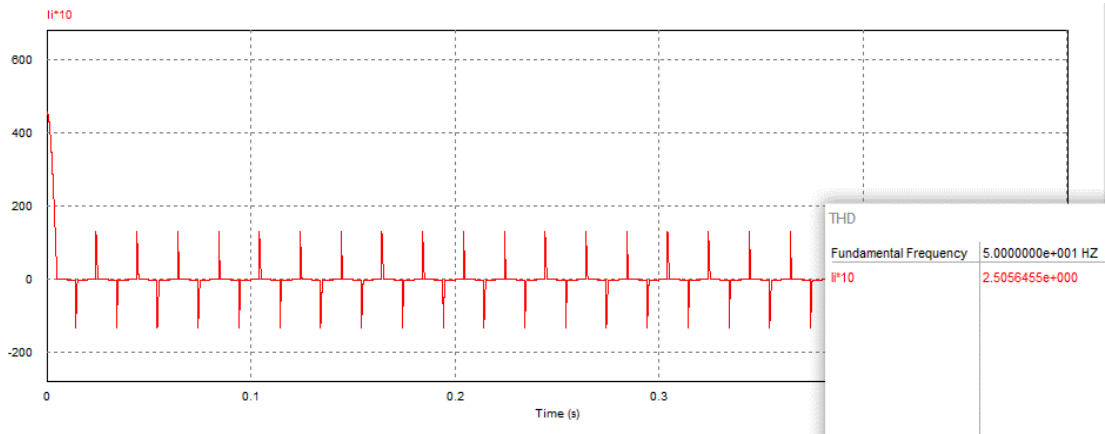
şekli ve harmonik içeriği Şekil 3.6’da gösterilmiştir. Dalgalı olan çıkış gerilimini DC bir değere yaklaştırabilmek adına doğrultucu çıkışına yüksek değerli bir kondansatör eklenir.



Şekil 3.5. Köprü doğrultucu simülasyon şeması



(a)



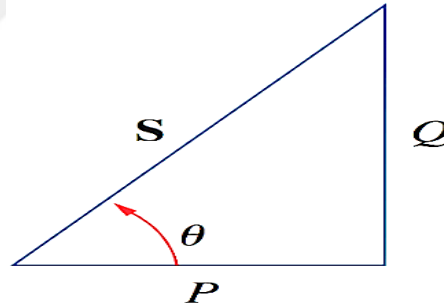
(b)

Şekil 3.6.(a) Giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi dalga şekilleri (b) giriş akımı harmonik içeriği

Bu kondansatör Şekil 3.6.a'da gösterildiği gibi sadece AC şebeke geriliminin maksimuma yaklaştığı anlarda şebekeden ani akım darbeleri çekerek şarj olur. Maksimum anlardan geriye kalan kısımlarında ise kondansatör yükü besler ve şebekeden akım çekilmez. Çekilen bu akımlar sinüzoidal yapıdan oldukça uzaktır ve yüksek harmonik içeriğe sahiptir (Gülbüz ve Akkaya, 2012). Kondansatör değeri arttıkça çıkış gerilimi dalgalanması azalırken giriş akımının harmonik içeriği artacaktır. Şekil 3.6.b'de görüldüğü gibi şebeke akımı harmonik içeriği %250'dir ve kabul edilemez düzeydedir. Batarya şarj cihazlarında bu şekilde bir doğrultma işlemi uygun değildir. Çeşitli yollarla giriş akımı harmonik içeriği düşürülmeye çalışılır.

3.3 Güç Faktörü

Bir AC şebekede aktif gücün görünür güce oranı güç faktörü olarak tanımlanır ve sıfır ile bir arasında bir değer alır. Harmoniksiz, yani şebeke akımı ve gerilimi sinüzoidal olan bir sistemde Şekil 3.7'de verilen güç üçgeniyle ilişkili biçimde güç faktörü denklemleri aşağıdaki gibi verilir.



Şekil 3.7. Güç üçgeni

$$\text{Görünür Güç: } S = VI \quad (3.4)$$

$$\text{Aktif Güç: } P = VI \cos \theta \quad (3.5)$$

$$\text{Reaktif Güç: } Q = VI \sin \theta \quad (3.6)$$

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (3.7)$$

$$\text{Güç Faktörü: } PF = \frac{P}{S} = \frac{VI \cos \theta}{VI} = \cos \theta \quad (3.8)$$

Reaktif güç, bir kondansatörün elektrik alanında ya da bir bobinin manyetik alanında önce depolanıp sonra geri verilen enerjiyi göstermektedir. Kaynak ve yük arasında sürekli gidip gelen bir güç değeridir. Aktif güç ise bir sistemde işi yapan ısı, ışık ve enerjiye dönüşen asıl güçtür. Denklem (3.8)'de verilen güç faktörü ifadesi aktif ve reaktif gücün toplamından oluşan görünür güç içerisindeki aktif gücün oranını verir. Bir sistemde gerekli olan aktif güç sağlanırken şebekeden çekilen reaktif gücün minimum olması istenir. Bu sıfır ile bir arasında değişen güç faktörünün bire yakın olması anlamına gelir. Faz farkı açısı yani θ arttıkça güç faktörü değeri küçülür ve şebekeden çekilen reaktif güç artar. Reaktif gücün artması aşağıdaki durumlara sebep olur.

- Hat akımını yükseltir.
- Devre elemanlarının güç kapasiteleri gereksiz yere dolar.
- Jeneratör, motor ve transformatörler doyuma girebilir.
- Doyuma girme sebebiyle harmonikler oluşur ve bu yüzden dalga şekilleri sinüzoidal yapıdan uzaklaşır.

Harmonikli bir AC sistemde denklemler tamamen farklıdır ve aşağıdaki gibi verilir.

$$\text{Toplam görünür güç:} \quad S = VI \quad (3.9)$$

$$\text{Temel bileşenin görünür gücü:} \quad S_1 = V_1 I_1 \quad (3.10)$$

$$\text{Toplam akım} \quad I^2 = I_1^2 + I_H^2 \quad (3.11)$$

$$\text{Temel bileşen aktif gücü:} \quad P_1 = V_1 I_1 \cos \theta_1 = S_1 \cos \theta_1 \quad (3.12)$$

$$\text{Temel bileşen reaktif gücü:} \quad Q_1 = V_1 I_1 \sin \theta_1 = S_1 \sin \theta_1 \quad (3.13)$$

$$\text{Temel bileşen görünür gücü:} \quad S_1^2 = P_1^2 + Q_1^2 \quad (3.14)$$

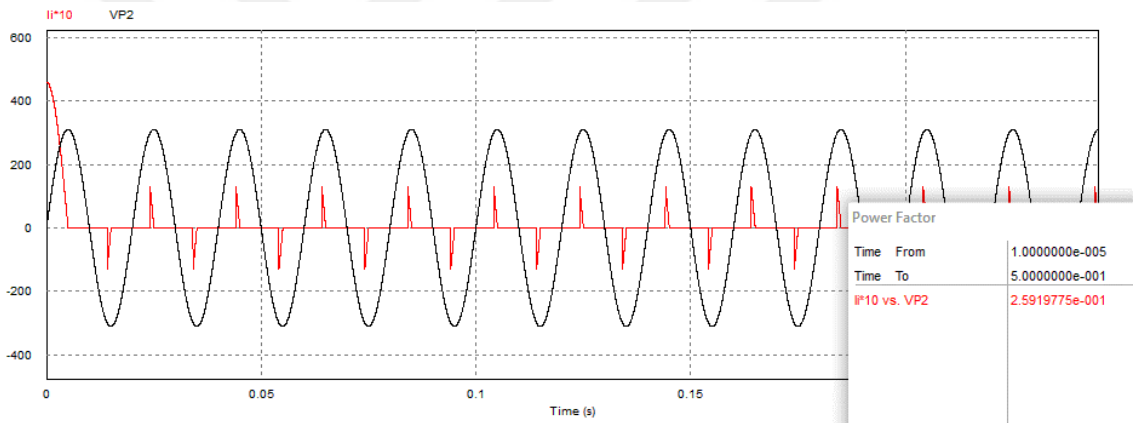
$$\text{Toplam reaktif güç:} \quad Q_T^2 = Q_1^2 + Q_H^2 \quad (3.15)$$

$$PF = \frac{P_1}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos \theta_1}{V I} = \frac{V_1}{V} \frac{I_1}{I} \cos \theta_1 = K_{Vdis} K_{Idis} K_{kay} \quad (3.16)$$

Denklemlerde ‘H’ indisiyle verilen değerler harmonik içerikleri, ‘1’ indisiyle verilenler ise temel frekansta salınan temel bileşen değerlerini temsil eder. K_{Vdis} , V_1/V ; K_{Idis} , I_1/I ; K_{kay} , $\cos\theta_1$ değerlerine denk gelir. Yani harmonikli bir sistemde sadece faz farkı değil aynı zamanda gerilim ve akım harmonikleri de güç faktörünü etkiler. Harmonik akımlar işe yaramayan reaktif güç olan harmonik güçlere sebep olur. Denklem (3.15)’te gösterildiği gibi toplam reaktif gücü artırır.

Harmoniksiz bir sistemde K_{Vdis} ve K_{Idis} değerleri ‘1’dir. Bu sebeple güç faktörü sadece faz kaymasına bağlıdır. Harmonikli sistemlerde harmonik içerikler azaltılarak K_{Vdis} ve K_{Idis} değerleri bire yaklaştırılır ve bu şekilde güç faktörü değeri de 1’e ulaşır.

Elektrikli araçların batarya şarj işlemlerinde ilk aşama olan doğrultma işlemi için Şekil 3.5’te verilen köprü doğrultucu kullanılırsa, böyle bir doğrultucunun giriş gerilim ve akım grafiklerine göre hesaplanan güç faktörü değeri Şekil 3.8’deki gibidir.



Şekil.3.8. Giriş gerilimi ve akımına göre güç faktörü değeri

Şekil 3.8’de görüldüğü üzere giriş gerilimi ve temel akım arasındaki faz farkına, gerilim ve akım harmoniğine bağlı olarak güç faktörü değeri 0,25 olarak hesaplanmıştır. Harmonik içeriğin yüksek olması güç faktörünü oldukça düşürmüştür. Yani şebekeden çekilen reaktif güç oldukça yüksek, enerji verimliliği düşüktür. Çeşitli düzeltme yöntemleri ile güç faktörü ‘1’ değerine yükseltilmeye çalışılır.

3.4. Güç Kalitesi Standartları

Elektrik enerjisi verim ve kalite açısından üretiminden tüketimine kadar belirli uluslararası standartlara bağlanmıştır. Bu standartlardan bazıları aşağıdaki gibidir. (Şenel, 2015).

- TS EN 50160 – Genel Elektrik Şebekeleri Tarafından Sağlanan Elektriğin Gerilim Karakteristikleri
- IEEE 519-2014 – Elektrik Güç Sistemlerinde Harmonik Kontrol Önerileri ve Uygulama Örnekleri
- IEC 61000-4-30 – Deneyler ve Ölçme Teknikleri- Güç Kalitesini Ölçme Metotları
- IEC 61000-3-2-İzin Verilen Maksimum Harmonik Akımları

Yukarıdaki standartlarda cihazlar güç ve türe göre sınıflandırılmıştır. Bu sınıflandırma sonucunda her bir güç aralığı için bozucu etkilere uluslararası sınırlandırmalar konulmuştur. Faz başına 16A'e kadar olan donanımlarda harmonik açısından IEC 61000-3-2 standardı uygulanır. Bozucu etkiler her ne kadar tüketici kaynaklı olsalar da çözümleri üreticinin ve dağıtıcının sorumluluğundadır. Sınırlandırmalara uymayan sistemler bu sınırlara uyacak şekilde düzeltilmeye çalışılır. Tablo 3.1 IEC 61000-3-2 standardına göre cihazların sınıflandırmasını gösterir (Bodur,2018).

Tablo 3.1 IEC 61000-3-2 standardına göre cihazların sınıflandırılması

A SINIFI	• Dengeli yüklü 3 fazlı cihazlar • 75 W-1000 W aralığındaki profesyonel donanımlar • B C D sınıflarında tanımlanamayan cihazlar
B SINIFI	75 W üzerindeki güçlerde; • Profesyonel olmayan taşınabilir elektrikli aletler • Profesyonel olmayan taşınabilir kaynak makinaları
C SINIFI	• 1000 W altındaki aydınlatma cihazları
D SINIFI	75W ile 600W aralığındaki güçlerde • Kişisel bilgisayarlar ve monitörler • Televizyon ve radyo cihazları

Tablo 3.2’de ise IEC 61000-3-2 standardına göre cihazların sınıflarına uygun olarak harmonik limitleri verilmiştir (Bodur,2018).

Tablo 3.2 IEC 61000-3-2 standardına göre cihaz sınıfları için izin verilen harmonik sınırları

Harmonik Numarası	A sınıfı (A)	B sınıfı (A)	C sınıfı $(I_n/I_1) \times 100$	D sınıfı (mA/W)
Tek Harmonikler				
3	2.30	3.45	30	3.4
5	1.13	1.71	10	1.9
7	0.77	1.55	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/13
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times 15/n$	$0.225 \times 15/n$	3	$3.85/n$
Çift Harmonikler				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times 8/n$	$0.345 \times 8/n$	-	-

Tablo 3.3’te IEE 519 standardına göre şebekeden çekilen akımın 120V – 69 kV gerilim aralığında izin verilen bozulma oranları verilmiştir.

Tablo 3.3 IEE 519 standardına göre izin verilen harmonik bozulma

I_{SCL}/I_L	$3 \leq n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n < 50$	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

I_{SCL} : maksimum kısa devre akımı

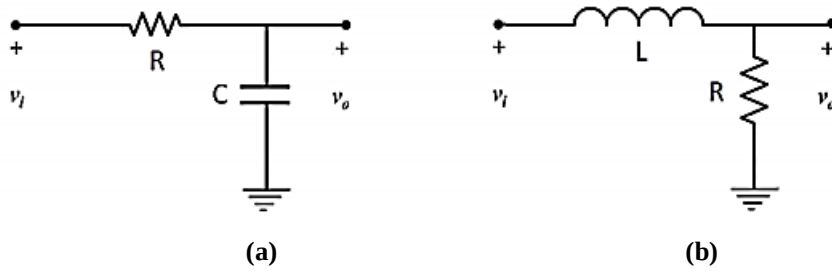
I_L : maksimum yük akımı

3.5 Güç Kalitesini Düzeltme Yöntemleri

Bir sistemde çeşitli yöntemlerle güç kalitesi düzeltilebilir. Klasik ve statik reaktif güç kompanzasyonu gibi yöntemler güç kalitesini düzeltilebilir. Ancak bir sistem tarafından üretilen harmoniklerin ve düşük güç faktörünün o sistem içerisinde uygulanacak düzeltmelerle çözülmesi tercih edilir. Bu amaçla tezin ilerleyen kısımlarında pasif ve aktif yöntemler açıklanacak ve elektrikli araç batarya şarjlarında doğrultma aşaması için aktif PFC devreleri ayrıntılı olarak incelenecektir.

3.5.1. Pasif yöntemlerle güç faktörünün düzeltilmesi

Pasif filtreler bir sistemde belirli frekans aralığına sahip elektriksel sinyallerin iletilmesini veya durdurulmasını sağlayan R-L-C elemanlarından oluşan devrelerdir. Pasif filtre elemanlarının çalışabilmesi için harici bir güç kaynağına ihtiyaç yoktur. Alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, bant durduran gibi çeşitleri vardır. Bir sistemde üretilen harmonik sinyaller temel frekanstan daha yüksek frekanslarda salınır. Alçak geçiren bir filtre uygulanarak yüksek frekanslı harmonikler engellenir ve güç faktörü yükseltilir. Bu işlem Şekil 3.9'da örneği verilen çeşitli devrelerle yapılır.



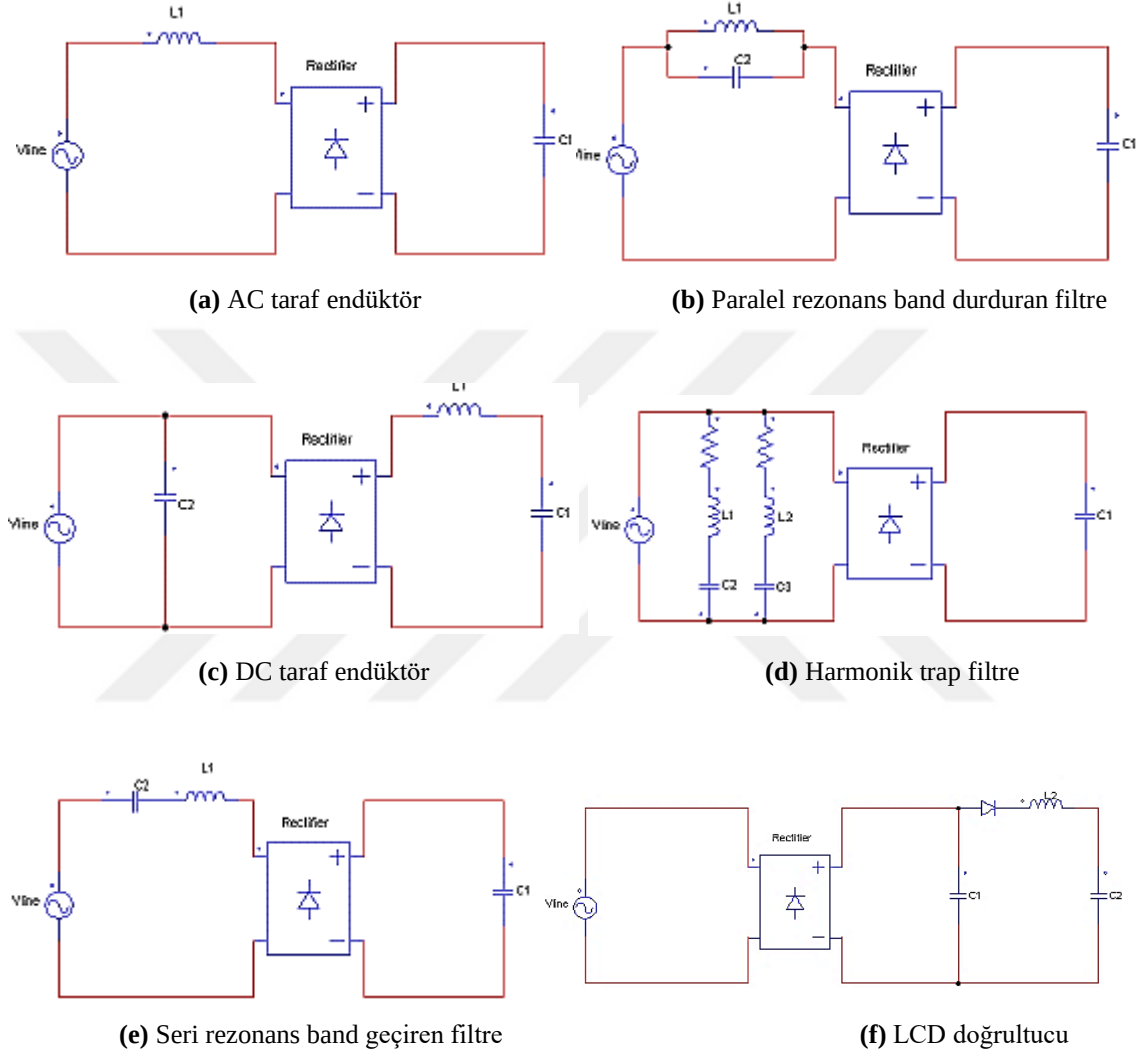
Şekil 3.9. (a) Kondansatörlü (b) Endüktörlü alçak geçiren filtre devreleri

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.18)$$

$$X_L = 2\pi fL \quad f_L = \frac{R}{2\pi L} \quad (3.19)$$

f_c kesim frekansı olmak üzere Şekil 3.9.a'daki devrede kondansatör yüksek frekanslı sinyaller için kısa devre ($X_C \ll$) gibi davranarak bu sinyallerin toprağa akmasını sağlar. Şekil 3.9.b'deki devrede ise endüktör yüksek frekanslı sinyaller için açık devre

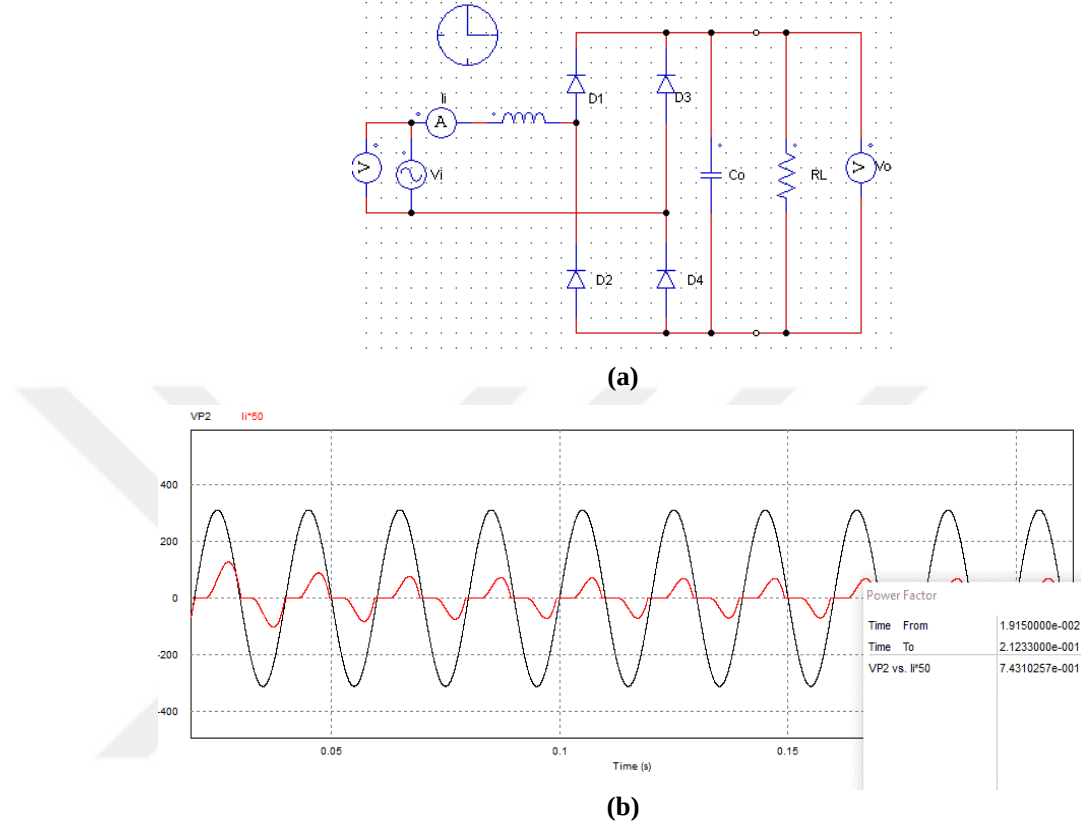
($X_L \gg$) olarak davranır ve bu sinyallerin geçişine izin vermez. Bu şekilde kurulmuş devreler sadece düşük frekanslı sinyallerin geçişine izin verdiğinden alçak geçiren filtre olarak adlandırılırlar. Köprü doğrultucular için çeşitli pasif filtreleme yöntemleriyle kurulan devreler Şekil 3.10’da gösterilmiştir.



Şekil 3.10. Pasif filtreleme yöntemleri

Yukarıda verilen yöntemlerden AC tarafa endüktör ekleme tekniği için simülasyon çalışması Şekil 3.11’deki gibi yapılmıştır. Doğrultucu devrenin girişine seri olarak $L=130$ mH değerinde bir bobin eklendiği zaman giriş akımı ve giriş gerilimi sinyalleri Şekil 3.11.b’de görüldüğü gibi olur. Bu dalga şekilleri herhangi bir filtrenin uygulanmadığı doğrultucu devre simülasyonundan elde edilen dalga şekillerine göre daha düzgündür. Giriş akımı harmonik içeriği %51’e düşmüş, güç faktörü değeri ise 0.74’e yükselmiştir. Ancak bu değerler hala ideal sistem değerlerinden oldukça uzaktır. Seri

rezonans bant geçiren filtre, paralel rezonans bant durduran filtre gibi yeni filtreler eklenmesi ya da bobin ve kondansatör değerlerinin artırılması sistemi daha iyi bir duruma taşıyıp güç faktörünü yükseltebilir (Grigore, 2001). Ancak boyut ve maliyet açısından bu durum oldukça elverişsizdir.



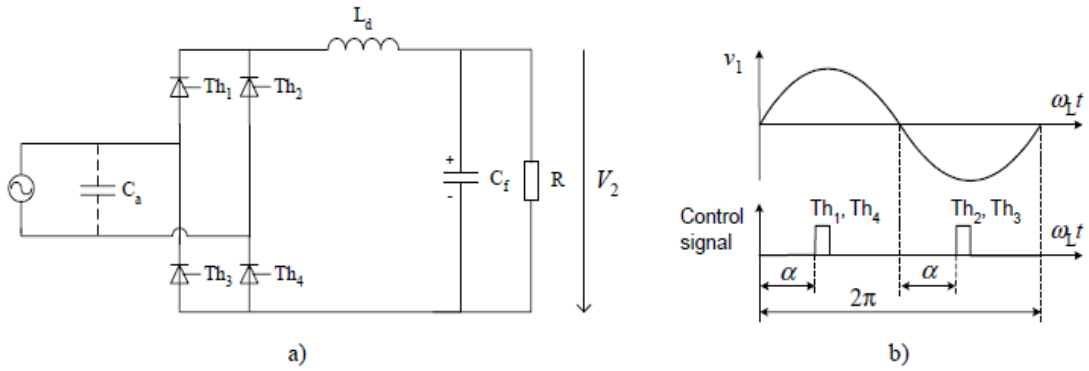
Şekil 3.11. (a) AC taraf filtreli devre simülasyonu (b) giriş akımı ve gerilimi dalga şekilleri

Pasif güç faktörü düzeltme devreleri basitlik, güvenilirlik, gürültüye ve dalgalanmalara karşı duyarsızlık ve herhangi bir yüksek frekanslı EMI'nin üretilmemesi gibi olumlu özelliklere sahiptir. Bunların yanında, bu filtrelerin hacimli boyutları, zayıf dinamik tepkileri, yüksek maliyetleri, gerilim regülasyonunun olmaması ve hat frekansına duyarlılıkları, kullanımlarını 200 W'ın altındaki uygulamalarla sınırlamaktadır (Basu, 2006).

Pasif filtreler, bir sistemde sadece 3. ve 5. harmonik akımı gibi temel harmonik frekanslarını filtrelemek için ayarlanabilirler (Özdemir ve ark.,2002). İletilmesi istenen frekans bandındaki sinyalleri az da olsa zayıflatırlar. Ayrıca pasif filtreler istenmeyen rezonans problemlerine neden olurlar. Belirli harmonik frekanslar için tasarlandıklarından değişen harmonik durumlarına adapte edilemezler (Ertay ve ark.,2011).

3.5.2. Aktif yöntemlerle güç faktörünün düzeltilmesi

Güç faktörünü düzeltmenin bir diğer yolu ise aktif yöntemlerdir. Farklı frekans değerlerine ayarlanabilme, değişen harmoniklere cevap verebilme, rezonans etkisi oluşturmama gibi özellikleri bu yöntemleri pasif yöntemlerin önüne geçirmektedir. Bu yöntem güç elektroniği devrelerinin sebep olduğu temel problemleri yine güç elektroniği devreleri sayesinde çözüme kavuşturur. Alçak ve yüksek frekanslar için çeşitli şekillerde uygulanır. Örneğin alçak frekanslı bir güç faktörü düzeltme yöntemi Şekil 3.12’de gösterilmiştir. Tam köprü doğrultucuda diyotların yerine düşük maliyetli tristörler kullanılarak faz kontrollü doğrultucu elde edilmiştir. Bu şekilde kontrol edilebilir çıkış gerilimi elde edilir. Tetikleme açısına (α) ve şekilde verilen L_d bobin değerine bağlı olarak bire yakın güç faktörü elde edilmeye çalışılır. Basittir ve güvenilirdir ancak çıkış gerilim regülasyonu yavaştır ve nispeten büyük değerli bir endüktansa ihtiyaç vardır. (Grigore, 2001).



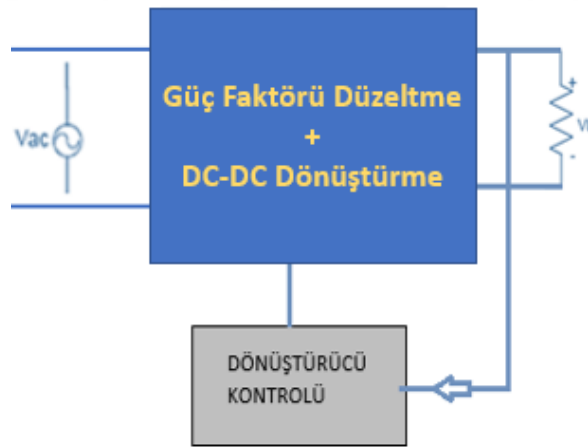
Şekil 3.12. (a) Alçak frekanslarda güç faktörü ayarlama yöntemi (b) kontrol sinyalleri (Grigore, 2001)

Yüksek frekanslı güç faktörü düzeltme yöntemlerinde ise anahtarlama frekansı şebeke frekansından oldukça yüksektir. Bir tam köprü doğrultucu çıkışına çeşitli DC-DC dönüştürücüler eklenerek elde edilirler. Uygun kontrol yöntemleriyle şebeke akımı sinüzoidal yapıya dönüştürülür ve standartlar sağlanmış olur. Sonraki bölümde bu PFC yöntemi ayrıntılı olarak incelenecektir.

4. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTMELİ AKTİF AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

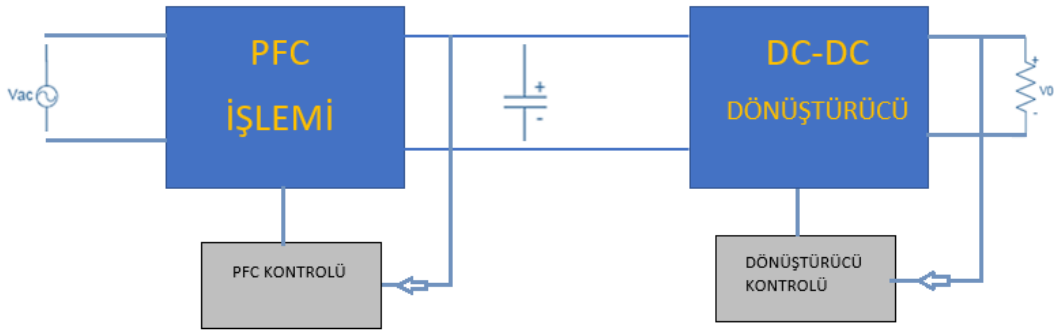
Pek çok alanda kullanılan DC gücün, doğrultucular aracılığıyla şebekeden alınması, AC-DC dönüştürücülerin vazgeçilmez olduğunu göstermektedir. Ancak sağlıklı ve standartlara uygun bir çalışma için doğrultucuların olumsuz etkileri giderilmelidir. Bu amaçla güç faktörü düzeltmeli AC-DC dönüştürücüler basit yapıları, uygulanabilir oluşları ve etkili sonuçları ile tercih edilirler. Bu yapılar temel olarak doğrultma ve regülasyon işlemlerinin birlikte veya ayrı ayrı yapılmasına göre tek aşamalı ve iki aşamalı olarak sınıflandırılabilirler.

Şekil 4.1’de tek aşamalı bir güç faktörü düzeltmeli AC-DC dönüştürücü yapısı gösterilmiştir. Giriş geriliminin güç faktörü düzeltilerek doğrultulması ve doğrultulmuş gerilimin istenilen seviyeye göre regülasyonu işlemleri tek aşamadan oluşur ve bu devre tek kontrolör ile kontrol edilir. Tampon kondansatör üzerinde bulunan gerilim kontrol edilemediğinden yüksek gerilim ve hafif yüklerde bu eleman üzerindeki gerilim oldukça artabilmektedir (Bodur ve ark., 2011). Güç faktörü düzeltme işlemi yeterince iyi bir şekilde yapılamamasına rağmen düşük güçlü uygulamalarda eleman azlığı, kontrol kolaylığı, uygun maliyeti ile bu yöntem tercih edilebilir (Şahin ve ark., 2014).



Şekil 4.1. Tek aşamalı güç faktörü düzeltmeli dönüştürücü yapısı

Şekil 4.2’de iki aşamalı bir güç faktörü düzeltmeli AC-DC dönüştürücü yapısı gösterilmiştir. Giriş geriliminin güç faktörü düzeltilerek doğrultulması ve doğrultulmuş gerilimin regülasyonu işlemleri iki aşamadan oluşur. Bu iki devre iki ayrı kontrolör ile kontrol edilir. Bu sebeple tek aşamalı dönüştürücülere göre daha iyi sonuç verirler (Bodur ve ark., 2011). Ancak devrenin dinamik cevap verme süresi, devre karmaşıklığı ve maliyeti artar, kontrol zorlaşır. Daha çok yüksek güçlü uygulamalar için tercih edilir.

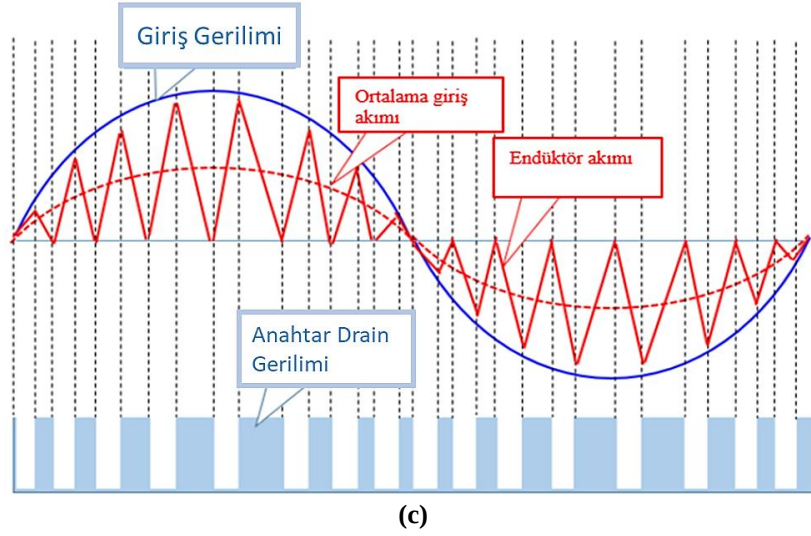
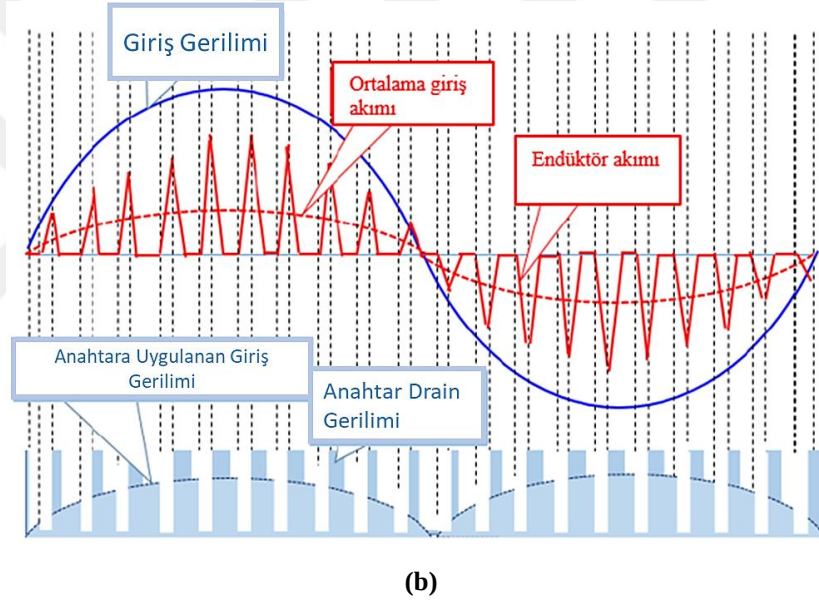
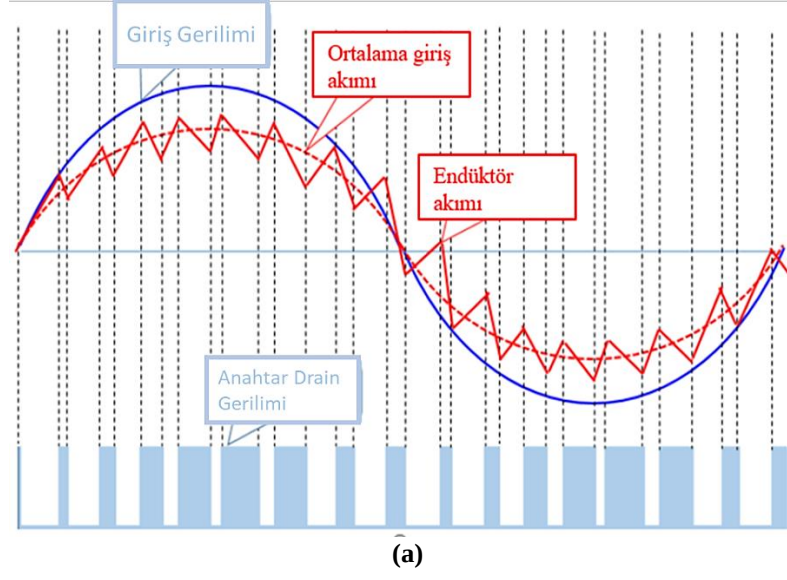


Şekil 4.2. İki aşamalı güç faktörü düzeltmeli AC-DC dönüştürücü yapısı (Şahin ve ark,2014)

4.1. PFC Dönüştürücüler İçin Kontrol Yöntemleri

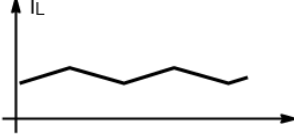
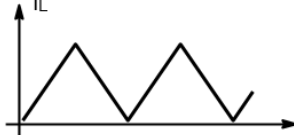
PFC dönüştürücülerde çıkış gerilimini sabitlemek, giriş akımını ve güç faktörünü düzeltmek amacıyla *ortalama akım kontrol yöntemi*, *tepe akım kontrol yöntemi*, *histerezis kontrol yöntemi*, *sınır akım mod kontrol*, *kesintili akım mod kontrol* gibi kontrol yöntemleri kullanılır. Anahtarlama elemanını kontrol eden bu yöntemlerin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları vardır.

PFC dönüştürücüler, çalışılan güç değerine göre enerji aktarma yeteneğine dikkat edilerek anahtarlanır. Bu konuda ayırt edici durum anahtarlama endüktansı akımının sürekli veya kesintili olmasıdır. Anahtarlanan endüktans akımının sıfır değerine hiç düşmeden sürekli olması durumuna *Sürekli İletim Modu (CCM)*, anahtarlanan endüktans akımının periyodik olarak sıfır değerine düşüp bir süre kesimde kalarak çalışmasına *Kesintili İletim Modu (DCM)* denir. Anahtarlanan endüktans akımının sıfır değerine düşüp ardından tekrar yükselmesine ise *Sınır İletim Modu (BCM)* denir. Bu çalışma modlarına ait akım dalga şekilleri Şekil 4.3'te sırasıyla gösterilmiştir. Modların önemli özellikleri ise Tablo 4.1'de karşılaştırılmıştır. Sürekli iletim modunda çalışan bir dönüştürücünün enerji aktarma yeteneği maksimum iken kesintili akım modunda çalışan bir sistemin ise enerji aktarım yeteneği daha kötüdür (Bodur,2018). Bu sebeple büyük güçlerde CCM'de çalışma tercih edilir.



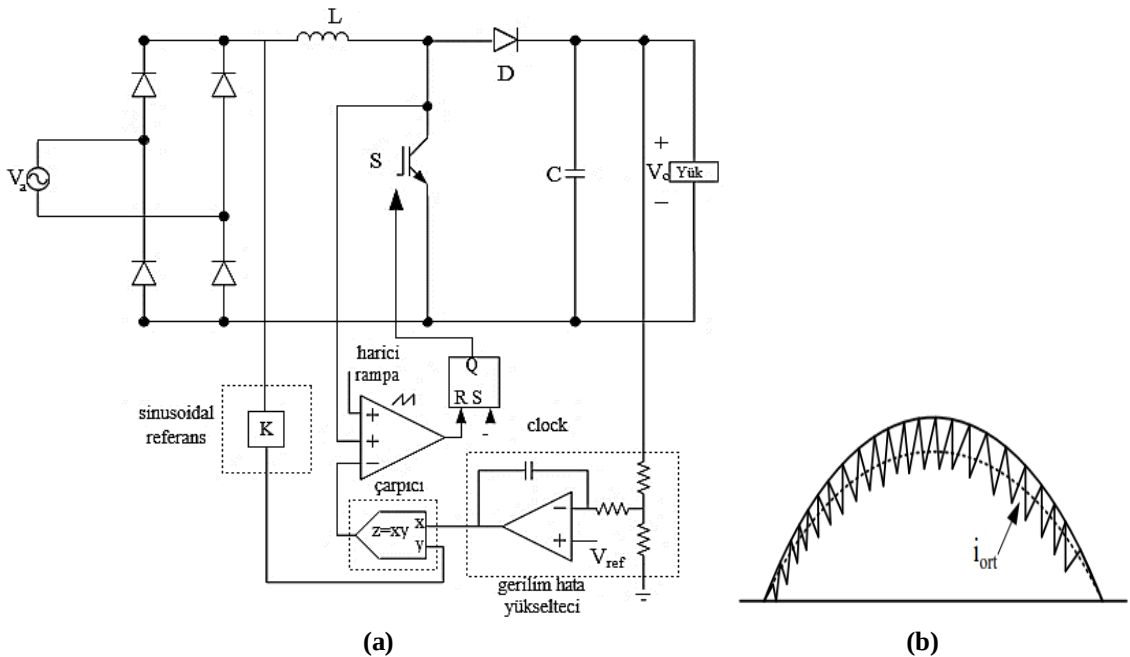
Şekil 4.3 (a) Sürekli (b) kesintili (c) kritik çalışma modları için endüktans akımı dalga şekilleri

Tablo 4.1. İletim modlarının karşılaştırılması (ONSemiconductor, 2011;Toshiba, 2019)

Sürekli iletim modu (CCM)		- Sert anahtarlama - Büyük indüktör değeri - Etkin akımı küçültür >300W - Anahtarlama frekansı sabittir - Akım dalgalanması düşüktür.
Kesintili iletim modu (DCM)		- Yumuşak anahtarlama - Daha küçük indüktör değeri - En yüksek etkin akım >25W-<100W - En iyi kararlılık - Anahtarlama frekansı ve iletim süresi sabittir - Akım dalgalanması yüksektir
Sınır iletim modu (BCM)		- Yumuşak anahtarlama - Etkin akım daha büyüktür >75W-<300W - Anahtarlama frekansı sabit değildir

4.1.1. Pik akım mod kontrol

Boost tipi bir PFC dönüştürücü için pik (tepe) akım mod kontrol devre şeması ve giriş akımının dalga şekli Şekil 4.4'te gösterilmiştir.

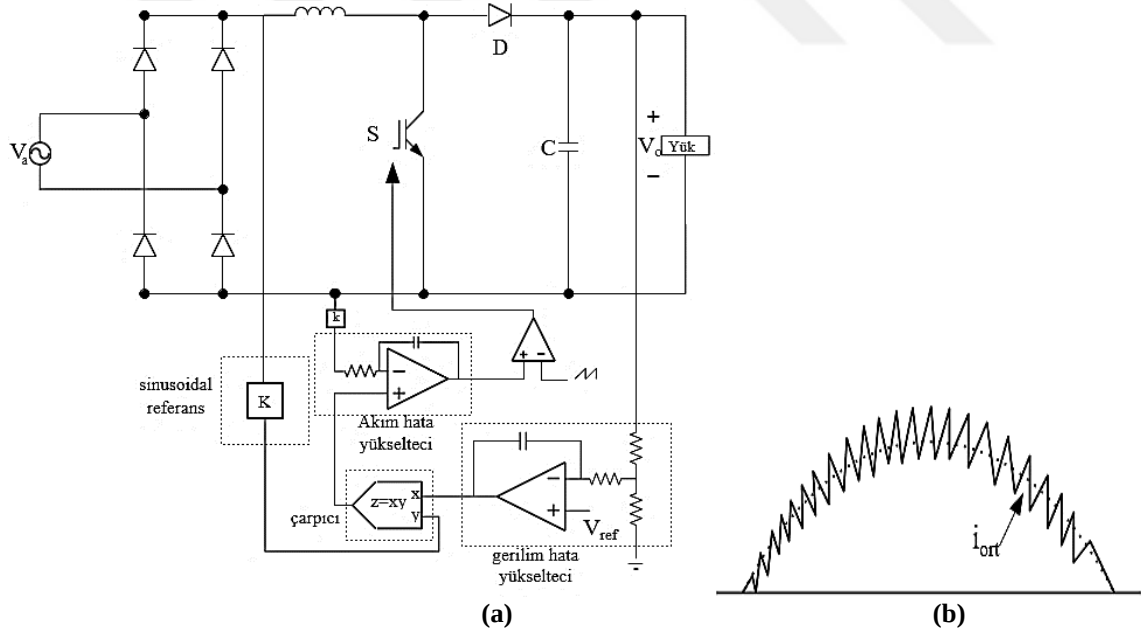


Şekil 4.4. Pik akım moduyla kontrol için (a) devre şeması (b) giriş akımı dalga şekli

Bu kontrol yönteminde çıkıştan ölçülen gerilim değeri referans gerilim değeriyle karşılaştırılarak gerilim hata yükselticisinden sonra, doğrultulmuş giriş gerilimi ile çarpılır. Bu şekilde giriş gerilimini takip eden referans akım sinyali elde edilir. Daha sonra ölçülen anahtar akım değeri ve harici rampa fonksiyonunun toplamı, referans akım sinyali ile karşılaştırılır. Eklenen harici rampa fonksiyonu sıfır geçiş bozulmalarını engellemek içindir (Şehirli, 2017). Karşılaştırma sonucunda anahtarlama sinyalleri elde edilir. Anahtar iletimdeyken bobin şarj olduğundan akım değeri artmaktadır. Ölçülen anahtar akım değeri ve harici rampa fonksiyonu toplamı referans akım tepe değerine erişene kadar anahtar iletimdedir. Referans akım tepe değerlerine erişildiği anda ise anahtar kesime girer ve bobin deşarj olur. Anahtarlama frekansı sabittir. Sinüzoidal referans akım ile ortalama akım arasında bir fark vardır (Bodur,2018).

4.1.2.Ortalama akım mod kontrol

Boost tipi bir PFC dönüştürücü için ortalama akım modu kontrol devre şeması ve giriş akımının dalga şekli Şekil 4.5'te gösterilmiştir.



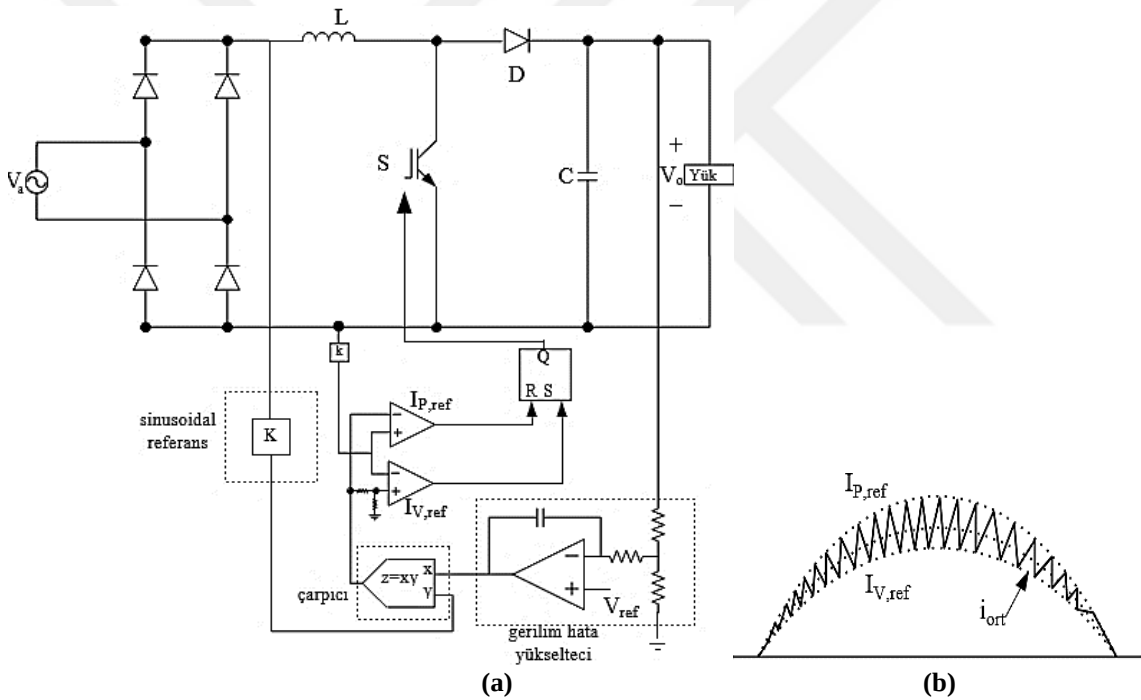
Şekil 4.5. Ortalama akım moduyla kontrol için (a) devre şeması (b) giriş akımı dalga şekli

PFC dönüştürücü devrelerinin kontrolünde en yaygın kullanılan metod ortalama akım kontrol modudur. Şekil 4.5.a'da gösterildiği gibi çıkıştan ölçülen gerilim değeri referans gerilim değeriyle karşılaştırılır. Daha sonra hata yükselticinin çıkışı doğrultulmuş giriş gerilimi ile çarpılarak referans akım sinyali elde edilir. Tepe akım mod

kontrolden farklı olarak bu yöntemde bir de akım geri besleme çevrimi vardır. Ölçülen endüktans akım değeri referans akımla karşılaştırılıp hata yükseltecinden geçirilir. Sabit frekansta bir testere dişi ya da üçgen dalgayla karşılaştırılarak PWM yöntemiyle anahtar kontrol sinyalleri elde edilir. Akım geri besleme çevrimi sayesinde sinüzoidal referans akım ve ortalama giriş akımı arasındaki fark, tepe akım yöntemindeki farktan oldukça azdır. Pik akım modunda kontrole göre daha düzgün bir giriş akımı elde edilir.

4.1.3. Histerezis kontrol

Boost tipi bir PFC dönüştürücü için histerezis kontrol devre şeması ve giriş akımının dalga şekli Şekil 4.6'da gösterilmiştir.



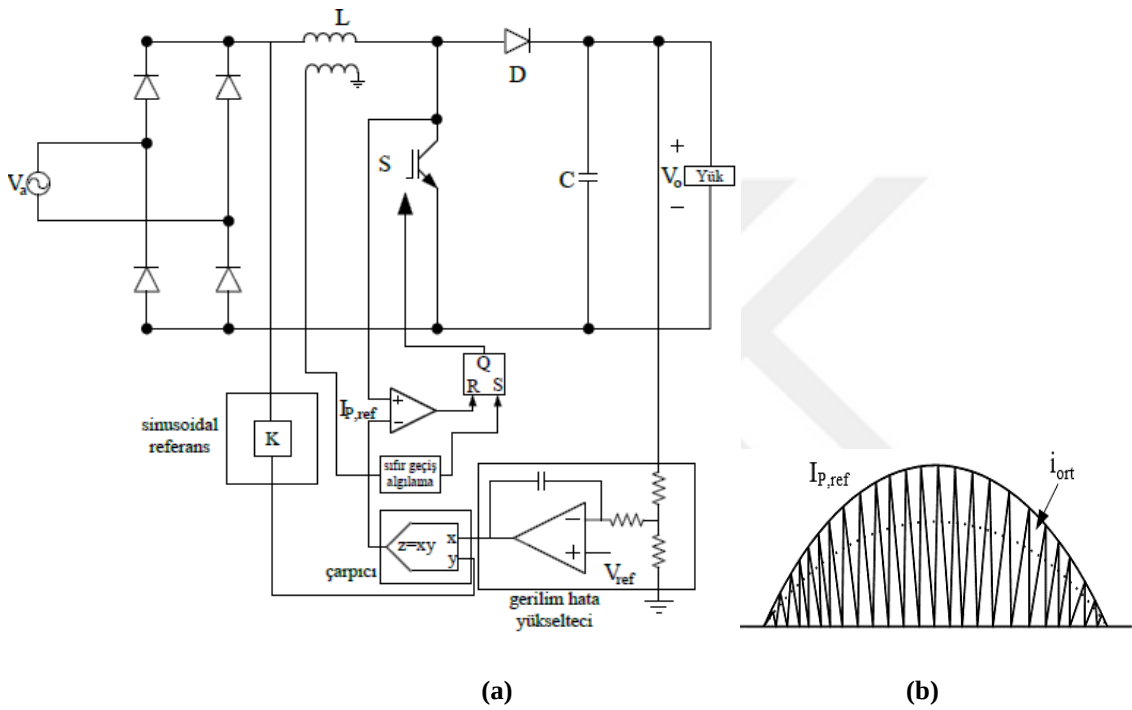
Şekil 4.6. Histerezis yöntemiyle kontrol için (a) devre şeması (b) giriş akımı dalga şekli

Bu kontrol modunun önceki modlardan temel farkı değişken frekans altında olmasıdır. Şekil 4.6.a'dan da anlaşılacağı gibi tek bir referans akım yerine iki farklı referans akım vardır. Ölçülen endüktans akımı ve bu iki referans akım karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri elde edilir. Ölçülen endüktans akımı üst referans akıma eriştiğinde anahtar kesime girer ve endüktans akımı düşmeye başlar. Azalan akım alt referans akıma ulaştığında ise anahtar tekrar ilettime girer ve akım değeri artmaya başlar. Bu şekilde endüktans akımı iki referans akım sınırı arasında kalır. Diğer yöntemlere göre daha karmaşık olduğu için pek fazla tercih edilmez. Tepe akım mod, ortalama akım mod gibi

histerezis akım modu da sürekli iletim modunda çalışır. Sert anahtarlama dolayısıyla anahtarlama kayıpları fazladır.

4.1.4.Sınır akım mod kontrol

Boost tipi bir PFC dönüştürücü için sınır akım mod kontrol devre şeması ve giriş akımının dalga şekli Şekil 4.7’de gösterilmiştir.

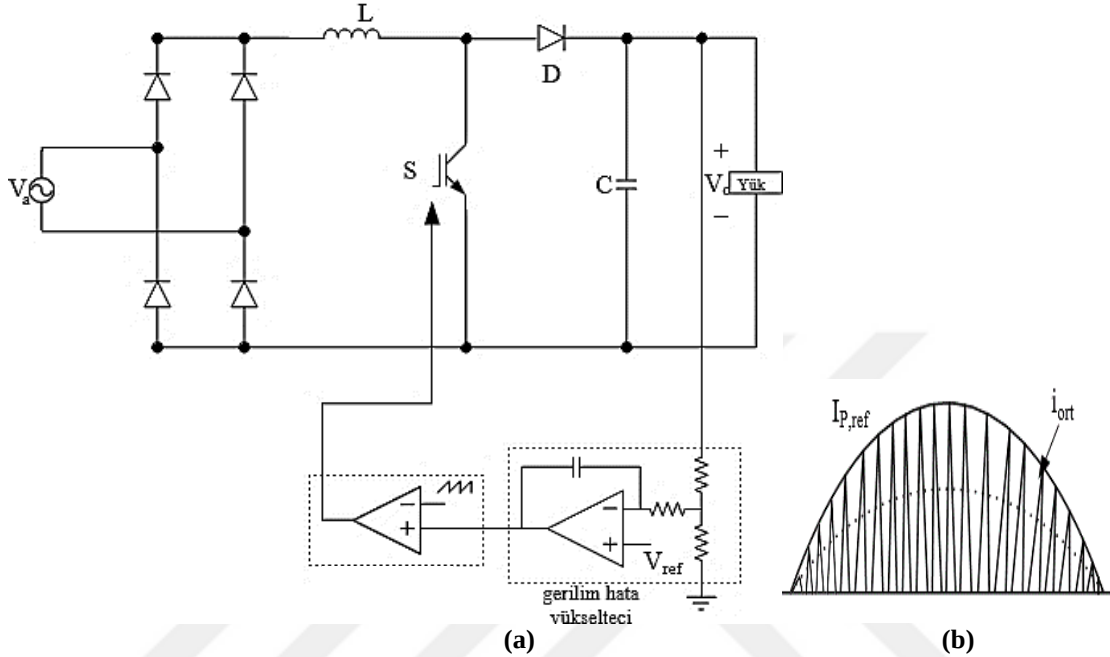


Şekil 4.7. Sınır akım yöntemiyle kontrol için (a) devre şeması (b) giriş akımı dalga şekli

Bu kontrol yöntemi de histerezis mod gibi değişken frekans altında yapılır. Şekil 4.7.a’da görüldüğü gibi referans akım, diğer yöntemlerdeki gibi doğrultulmuş giriş gerilimi takip edilerek elde edilir. Anahtarlama sinyalleri, referans akım ve anahtar akımının karşılaştırılmasıyla elde edilir. Anahtarın iletim süresi sabittir. Yükselen anahtar akımı referans akıma ulaştınca anahtar sinyali kesilir ve akımın sıfıra düşmesi beklenir. Endüktans akımının sıfır geçişleri belirlenerek anahtar sıfır geçişlerinde tekrar ilettime sokulur. Bu şekilde yumuşak anahtarlama elde edilerek anahtarlama kayıpları azaltılır. Ancak akım pik değerleri yüksektir ve giriş filtresi gerekir (Bodur,2018).

4.1.5. Kesintili akım mod kontrol

Boost tipi bir PFC dönüştürücü için kesintili akım mod kontrol devre şeması ve giriş akımının dalga şekli Şekil 4.8’de gösterilmiştir.

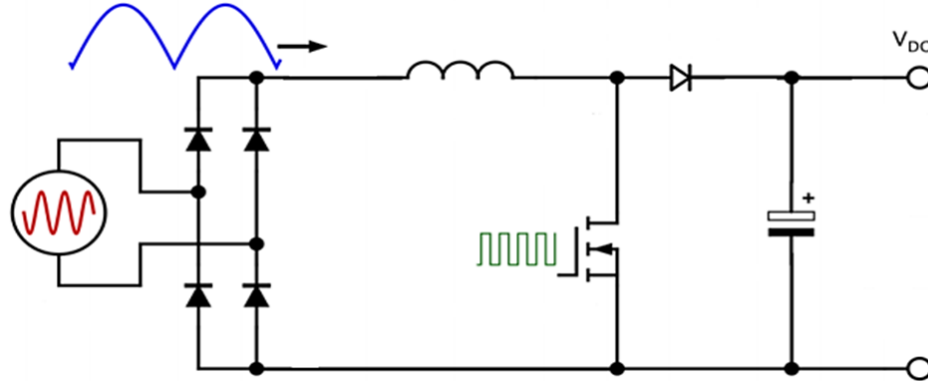


Şekil 4.8. Sınır akım yöntemiyle kontrol için (a) devre şeması (b) giriş akımı dalga şekli

Sabit frekans ve sabit iletim süresi altında çalışma sağlanır. Şekil 4.8.a’da görüldüğü gibi sadece gerilim geri besleme çevrimi vardır. Çıkıştan ölçülen gerilim değeri hata yükselticiden sonra bir üçgen ya da testere dişi dalga ile karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri üretilir. Bu sinyallere göre endüktans akımı iletim süresi boyunca artar, kesim süresi içerisinde ise azalır, sıfıra ulaşır ve kesim süresi tamamlanana kadar sıfırda kalır. Bu şekilde yumuşak anahtarlama elde edilir ancak giriş dalga şekli yeterince düzgün değildir. Giriş filtresi gereklidir.

4.2 Klasik Boost PFC Dönüştürücü

Elektrikli taşıt bataryalarının şarjında ya da herhangi bir güç faktörünün düzeltilmesi gereken bir birimde çok çeşitli güç faktörü düzeltmeli aktif doğrultucu yöntemleri kullanılır. Bu yöntemlerden en yaygın olarak kullanılan ve PFC dönüştürücülerin temeli olan Klasik Boost PFC (BPFC) devreleridir. Şekil 4.9’da bir boost tipi PFC dönüştürücünün devre şeması verilmiştir.

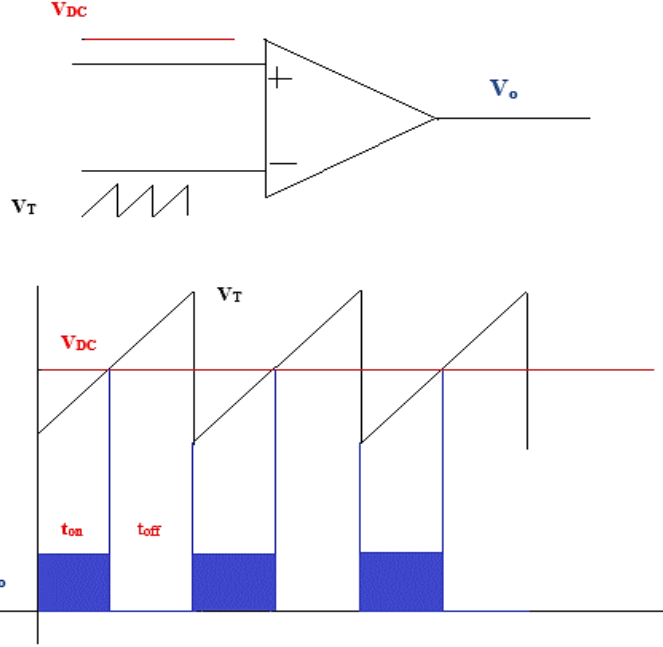


Şekil 4.9. Boost tipi PFC dönüştürücü devre şeması

Şekil 4.9’da görüldüğü gibi boost PFC devre yapısında AC giriş gerilimini DC gerilime dönüştüren bir köprü doğrultucu, bir bobin, bir anahtarlama elemanı, bir diyot bulunur. İlk olarak AC giriş gerilimi doğrultulur daha sonra anahtarlama elemanı uygun bir kontrol yöntemiyle anahtarlansın bobinin yüksek frekansta şarj ve deşarj olması sağlanarak giriş akımının giriş gerilimini takip etmesi sağlanır. Kullanılacak olan sistemin ihtiyacına göre çeşitli PFC dönüştürücü devrelerinden uygun olan seçilmelidir. Klasik Boost PFC dönüştürücünün diğer PFC dönüştürücü yapılarına göre bazı avantaj ve dezavantajları aşağıdaki gibi sıralanmıştır.

- Bu topoloji, 1 kW'a kadar, düşük ile orta güç aralığı için verimli bir çalışmaya sahiptir. Güç seviyesi arttıkça, devre kontrolü ve algılama karmaşıklığı seviyesi de artar (Praneeth ve Williamson, 2018). Bu yöntem 1 kW’ın üstündeki çalışmalar için endüktör hacmi, güç seviyesi için mevcut olan sınırlı nüve boyutu ve sarım için gerekli olan ağır tel ölçüsü nedeniyle problem olmaya başlar (Musavi ve ark., 2011).
- Girişteki köprü doğrultucu, güç seviyesi arttığında dönüştürücünün verimini düşürür. Çünkü giriş diyotlarının ters toparlanma süresi (t_{rr}), daha fazla ısı dağılımına neden olur.
- Bu dönüştürücü için devre elemanlarının gerilim stresi yüksektir.
- Anahtarın iletime girmesi sırasında çıkış tarafındaki diyotun ters toparlanma akımı (I_{rr}) devrede daha fazla EMI'ye neden olur (Praneeth ve Williamson, 2018).
- Çıkış gerilimi daima giriş geriliminin maksimum değerinden yüksektir.
- Tek bir anahtar olduğu için parazitik kapasitans değeri düşüktür ve devrenin kontrolü kolaydır.

Devrede kullanılan anahtar, çalışma frekansına ve güç değerlerine göre seçilir. Anahtarın kontrol ucuna gelen sinyaller çıkış geriliminin istenen düzeyde olması ve giriş akımının şebeke gerilimini takip etmesi açısından oldukça önemlidir. Bu sinyaller PWM tekniğiyle elde edilerek anahtarlama gerçekleştirilir. Şekil 4.10'da PWM tekniğiyle anahtar sinyallerinin elde edilmesi gösterilmiştir.



Şekil 4.10. PWM kapı sinyallerinin elde edilmesi

Şekil 4.10'da gösterildiği gibi bir komparatörde, taşıyıcı testere dişi ya da üçgen dalga sinyal ile kontrol çevriminden elde edilen DC çıkış gerilimi karşılaştırır. Komparatör çıkışında V_o ile gösterilen sinyaller elde edilir. Burada t_{on} , anahtarın iletim süresini, t_{off} ise anahtarın kesimde kaldığı süreyi gösterir. İletim ve kesim sürelerinin toplamı ise bir periyoda (T) eşittir.

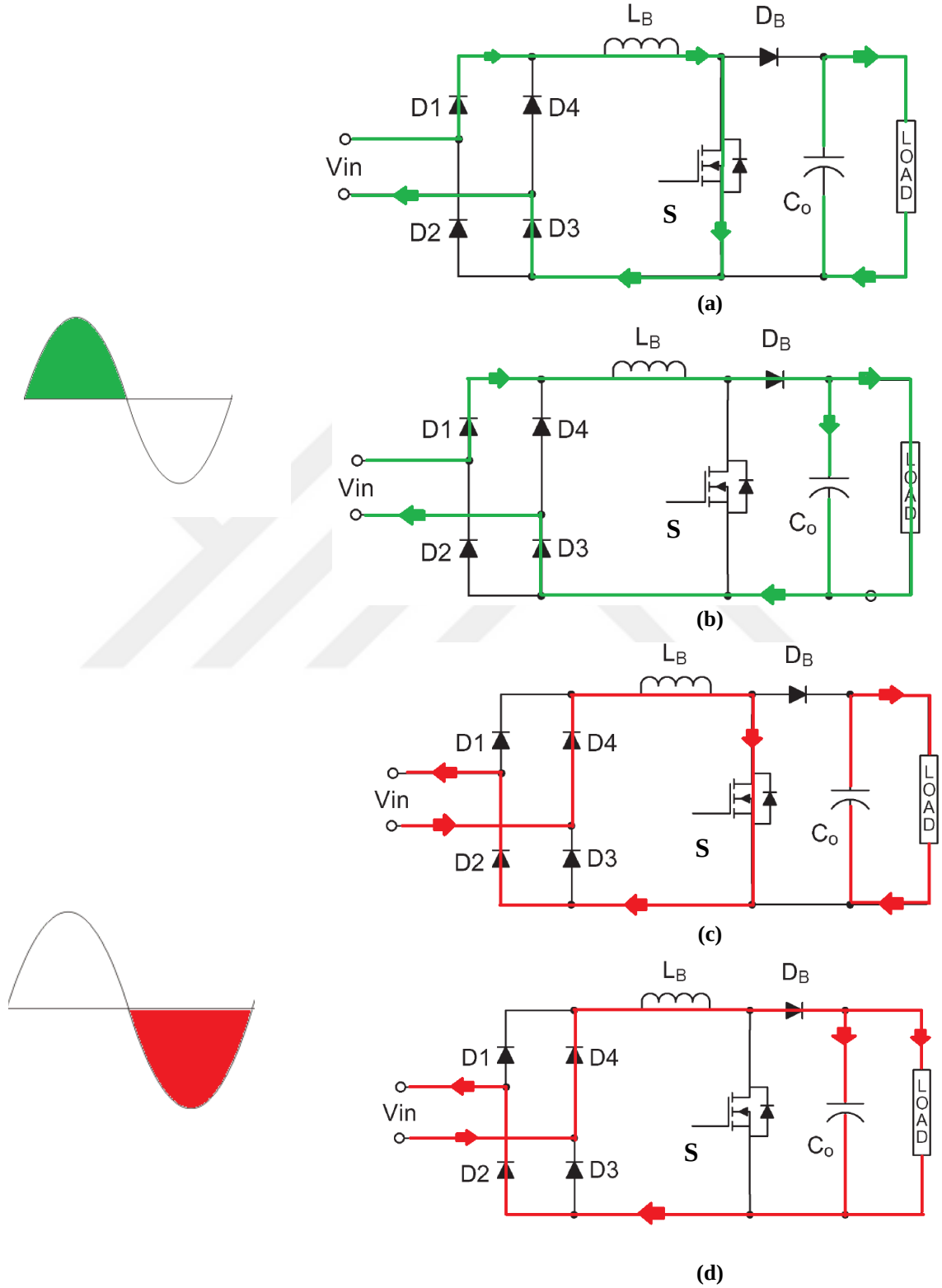
$$T = t_{on} + t_{off} \quad (4.1)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (4.2)$$

Denklem (4.2)'de 'D' bağıl iletim süresi (duty cycle) olarak adlandırılır. Çıkış gerilimi istenen seviyeden küçük ise kontrolör iletimde kalma süresini ve dolayısıyla D değerini artırarak referans değere ulaşır. Çıkış gerilimi istenen seviyeden büyük ise tam tersi olarak kontrolör iletimde kalma süresini ve dolayısıyla D değerini azaltarak referans değere ulaşır.

4.2.1. Çalışma modları

Boost tipi bir PFC dönüştürücünün, anahtarın iletimde ya da kesimde olmasına göre sergilediği çalışma modları Şekil 4.11'deki gibi dört farklı aşama ile açıklanmıştır.



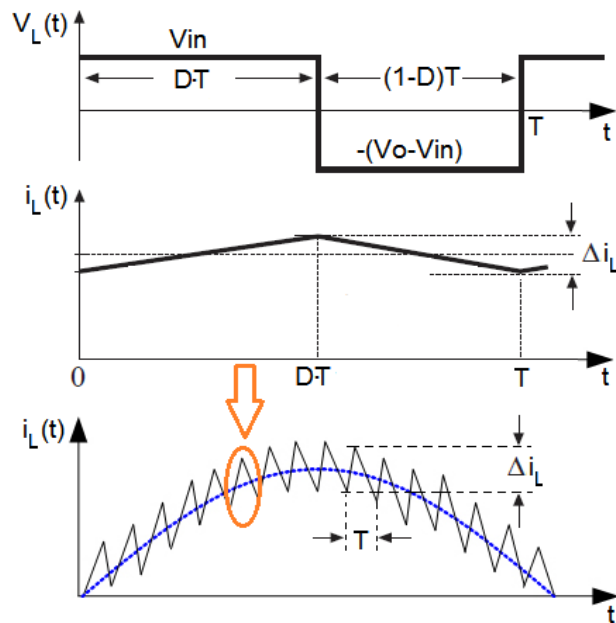
Şekil 4.11. Devrenin (a) pozitif alternansta anahtar iletimdeyken (b) pozitif alternansta anahtar kesimdeyken (c) negatif alternansta anahtar iletimdeyken (d) negatif alternansta anahtar kesimdeyken çalışma modları

Şekil 4.11.a'da pozitif periyotta, anahtar iletimdeyken giriş gerilimi D1 ve D3 diyotları üzerinden boost dönüştürücüyü beslemektedir. Bobin şarj olmakta ve bobin akımı yükselmektedir. Bu esnada yükü kondansatör beslemektedir. Boost devre diyodu D_B üzerinden herhangi bir akım geçmez. Kontrolör yardımıyla, yükselen bobin akımı referans akıma eriştiğinde anahtar kesime sokulur.

Şekil 4.11.b'de pozitif periyotta, anahtar kesimdeyken giriş enerjisi ve bobinde depo edilen enerji birlikte boost devre diyodu üzerinden yükü besler. Deşarj olan bobinin akımı azalmaktadır. Yük ile beraber kondansatör de beslenerek şarj edilir ve gerilimi yükselir.

Şekil 4.11.c'de şebeke geriliminin negatif periyodunda, anahtar iletimdeyken devrenin çalışması gösterilmiştir. Giriş gerilimi D4 ve D2 üzerinden boost dönüştürücüyü besler. Pozitif periyotta olduğu gibi bobin aynı şekilde şarj olur ve akımı yükselir. Bu esnada yükü kondansatör beslemektedir. Algılanan bobin akımı referans akıma ulaşınca anahtar tekrar kesime sokulur.

Şekil 4.11.d'de ise şebeke geriliminin negatif periyodunda, anahtar kesimdeyken devrenin çalışması gösterilmiştir. Pozitif periyotta olduğu gibi giriş enerjisi ve bobinde depo edilen enerji birlikte yükü besler. Bobin deşarj, kondansatör ise şarj olmaktadır. Bobin akımı azalırken kondansatör gerilimi artmaktadır. Şekil 4.12'de verilen şekilde, sürekli iletim modunda çalıştırılan bir boost PFC devresi için endüktans akım ve gerilim değişimleri verilmiştir.



Şekil 4.12. Endüktans akım ve gerilim dalga şekilleri

Burada V_L endüktans gerilimi, I_L endüktans akımı, V_{in} giriş gerilimi, V_o çıkış gerilimi, T periyot, D bağıl iletim süresi, Δ_{IL} endüktans akımındaki değişimdir. Anahtar iletimdeyken bobin şarj olur, şarj olan bobinin akım değeri şekildeki gibi artmaya başlar. Bobin akımı referans akıma ulaşınca kadar anahtar iletimde kalır, bu süre $t_{on} = DT$ olarak ifade edilir. Bobin akımı Δ_{IL} kadar artar bu durumda bobin üzerindeki gerilim giriş gerilimine eşittir. Bobin akımının referans akıma ulaşmasıyla anahtar kesime girer ve periyot sonuna yani $t_{off} = (1-D)T$ süre kadar kesimde kalır. Bobin üzerindeki gerilim $(V_o - V_{in})$ kadardır. Bağıl iletim süresi D 'nin tüm periyot boyunca eşit olmadığı şekilden ve çalışma mantığından kolayca anlaşılmaktadır.

4.2.2.Devre parametrelerinin hesabı

Devrede kullanılan eleman değerlerinin, özellikle bobin değerinin doğru hesaplanması boost PFC dönüştürücünün doğru ve verimli çalışması açısından oldukça önemlidir. $P_{o(max)}$ sistemin çalışabileceği maksimum çıkış gücü, η_{min} minimum verim olmak üzere maksimum giriş gücü;

$$P_{in(max)} = \frac{P_{o(max)}}{\eta_{min}} \quad (4.3)$$

Tasarlanacak sistemin Dünya üzerinde kullanılan tüm şebeke gerilimlerinde doğru şekilde çalışması istenir. Uluslararası standartlara göre AC şebeke geriliminin efektif değerleri 85 V ile 265 V arasındadır. Bu değerlerden minimum değer baz alınarak güvenli çalışma amaçlanır. PF güç faktörü, $V_{in(eff)(min)}$ minimum şebeke gerilimi olmak üzere, maksimum giriş akımı,

$$I_{in(max)} = \frac{P_{o(max)}}{\eta_{min}(PF)V_{in(eff)min}} \quad (4.4)$$

Giriş akımının maksimum tepe değeri,

$$I_{in(tepe)max} = \frac{\sqrt{2}P_{o(max)}}{\eta_{min}V_{in(eff)min}} \quad (4.5)$$

Giriş akımının maksimum ortalama değeri,

$$I_{in(ort)max} = \frac{2I_{in(tepe)max}}{\pi} \quad (4.6)$$

Giriş geriliminin minimum tepe değeri,

$$V_{in(tepe)min} = \sqrt{2}V_{in(eff)(min)} \quad (4.7)$$

Bağlı iletim süresi,

$$D = \frac{V_O - V_{in(tepe)min}}{V_O} \quad (4.8)$$

Endüktans akımının dalgalanma oranı genelde %10 ile %20 arasında seçilir. İzin verilen akım dalgalanma miktarı % I_L ise,

$$\Delta I_L = \%I_L * I_{in(tepe)max} \quad (4.9)$$

Endüktans akımının maksimum tepe değeri,

$$I_{L(tepe)max} = I_{in(tepe)max} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.10)$$

f_{sw} anahtarlama frekansı olmak üzere boost dönüştürücü endüktans değeri,

$$L_B = \frac{V_{in(tepe)min} D}{f_{sw} \Delta I_L} \quad (4.11)$$

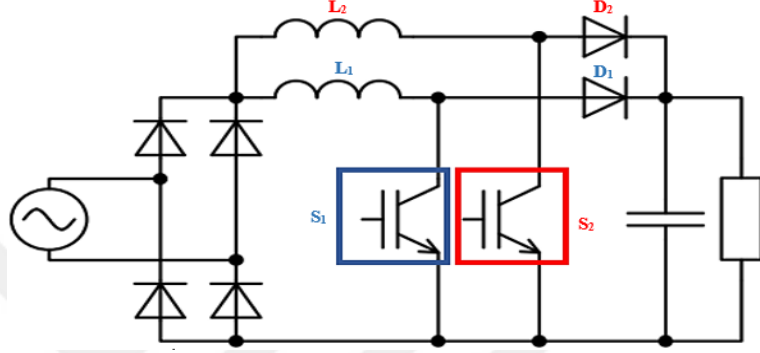
Çıkış kondansatör değeri,

$$C_O = 1.1 \frac{2 P_O \Delta t}{V_O^2 - V_{in(tepe)min}^2} \quad (4.12)$$

olarak hesaplanır (Akın, 2012).

4.3 İnterleaved Boost PFC Dönüştürücü

Yaygın olarak kullanılan güç faktörü düzeltme dönüştürücülerinden biri de İnterleaved Boost PFC (İBPFC) devreleridir. Çalışma mantığı Klasik Boost PFC dönüştürücü yapısına oldukça benzeyen bu devrelerin farkı, köprü doğrultucu çıkışındaki boost katının çok fazlı olmasıdır. Şekil 4.13'te iki fazlı bir İnterleaved Boost PFC dönüştürücünün devre şeması verilmiştir.



Şekil 4.13. İki fazlı interleaved boost tipi PFC dönüştürücü devre şeması

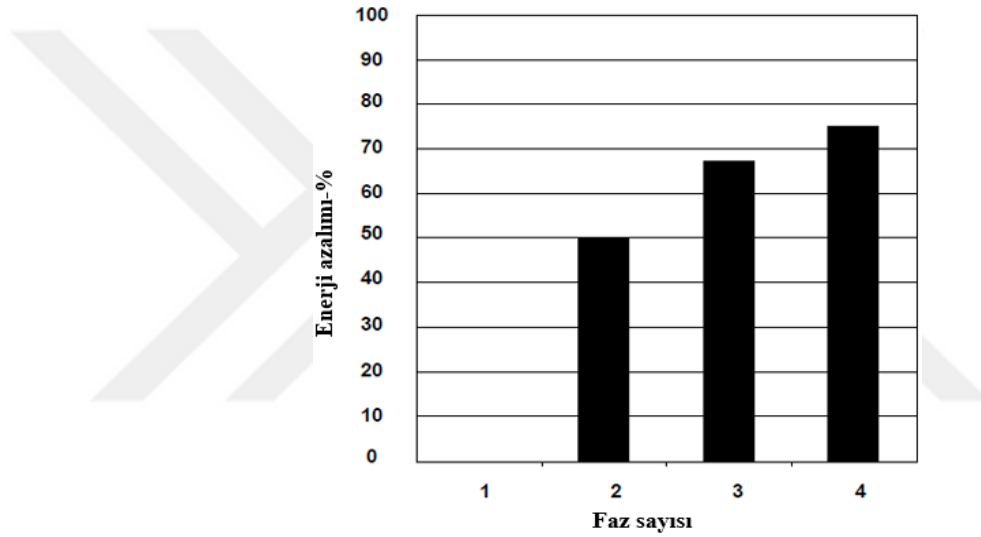
Devrede bulunan iki anahtarlama elemanı kontrolör sayesinde birbirleriyle senkronize bir şekilde anahtarlansak sinüzoidal giriş akımı ve yüksek güç faktöründe çalışma elde edilir. İnterleaved Boost PFC dönüştürücülerinin diğer PFC dönüştürücü yapılarına göre bazı avantaj ve dezavantajları aşağıdaki gibi sıralanmıştır.

- n adet faz kolundan oluşan bir interleaved boost dönüştürücü devresi efektif dalgalanma frekansını n kat artırır, mevcut dalgalanma büyüklüğünü azaltır, bu da çıkış kapasitörlerindeki stresi azaltır (Musavi ve ark., 2011).
- Giriş akım dalgalanması Klasik (tek faz) Boost PFC devrelerine göre düşüktür. Bu durum interleaved dönüştürücülerin Klasik Boost PFC dönüştürücülere göre daha verimli çalışmalarını sağlar. Anahtarlama kayıpları Klasik Boost PFC devrelerle yaklaşık olarak aynıdır. Bu sebeple düşük güç seviyelerinde çok yüksek bir verim farkı görülmeyecektir (O'Loughlin, 2006).
- Dönüştürücünün frekansı n kat arttığı için giriş EMI filtresinin boyutunda ve maliyetinde maksimum azalma sağlanabilir.
- Her iki boost endüktörde toplam depo edilen enerji miktarı aynı frekans, güç seviyesi ve endüktans değerinde, tek fazlı boost PFC dönüştürücü endüktöründe depo edilen enerji miktarının yarısı kadardır. Bu nedenle bobin hacimleri boost PFC yöntemine göre daha düşüktür (O'Loughlin, 2006).

$$E_{single} = \frac{1}{2}LI^2 \quad (4.13)$$

$$E_{interleaved} = \frac{1}{2}L\left(\frac{I}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}L\left(\frac{I}{2}\right)^2 = \frac{1}{4}LI^2 \quad (4.14)$$

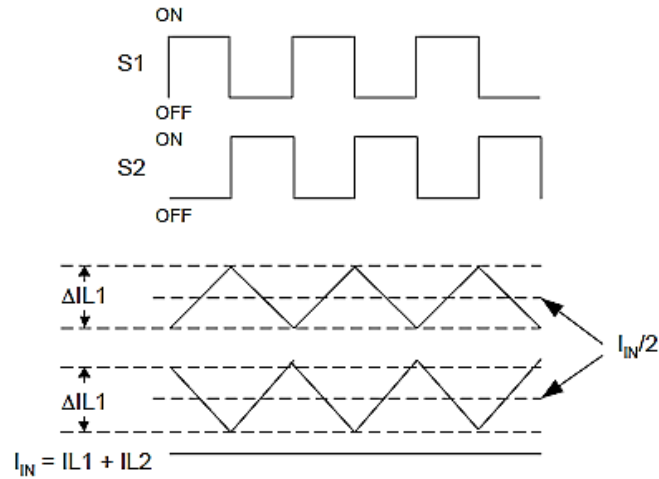
Şekil 4.14'te faz sayısına göre boost devredeki endüktörlerde depo edilen toplam enerjinin, eklenen faz sayısına göre nasıl azaldığı görülmektedir. İki faza sahip bir interleaved dönüştürücü tek fazlı boost dönüştürücüye göre depo edilmesi gereken enerji miktarını %50 azaltırken, 3 fazlı %67, 4 fazlı ise %75 azaltır (O'Loughlin, 2006). Depo edilmesi gereken enerji miktarıyla beraber bobin hacimleri de azalır.



Şekil 4.14. Faz sayısına göre depo edilmesi gereken enerji miktarı grafiği (O'Loughlin, 2006)

Sistemin doğru çalışması anahtarların doğru kontrolüyle sağlanır. İnterleaved dönüştürücülerde doğru kontrol, anahtarlara uygulanan kapı sinyallerine faz kayması eklenerek yapılır. Faz kayması, faz sayısına bağlıdır ve k fazlı bir interleaved dönüştürücüde her bir anahtarın kapısına $360/k$ derece faz kayması bulunan sinyaller uygulanır. Bu durum PWM aşamasında taşıyıcı sinyallere eklenen faz kayması ile elde edilir. İki fazlı bir interleaved boost dönüştürücü için anahtar kontrol sinyalleri arasında 180 derece faz kayması vardır. Bağlı iletim süresine bağlı olarak anahtarlardan her ikisi de kesimde, her ikisi de iletimde, biri iletimdeyken biri kesimde olabilir.

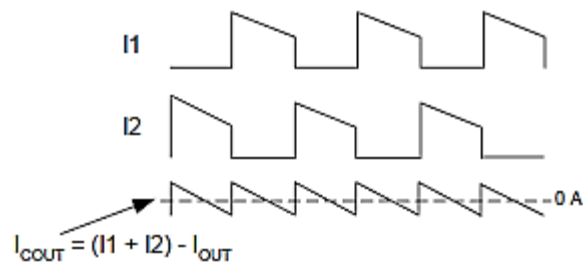
D=0,5 bağıl iletim süresinde çalışma; $D=0,5$ olarak anahtarlanan bir interleaved boost dönüştürüye ait anahtarlama sinyalleri ve akım dalga şekilleri Şekil 4.15'te gösterilmiştir.



Şekil 4.15. $D=0,5$ bağıl iletim süresinde anahtar kapı sinyalleri ve endüktör akımları (O'Loughlin, 2006)

Şekil 4.15'te görüldüğü gibi anahtar kapı sinyalleri %50 bağıl iletim süresine sahiptir. Anahtarların iletim ve kesim süresi eşittir. İki anahtarın kapı sinyalleri arasındaki tek fark birinin 180 derece kaydırılmış olmasıdır. Anahtarlama sinyallerine bağlı olarak fazlardaki endüktör üzerinden geçen akımlar I_{L1} ve I_{L2} iletim ve kesim durumuna göre artıp azalır. Endüktör değerleri eşit olduğundan fazlardan geçen akımlar ve bu akımların ΔI_L değerleri eşittir. Giriş akımı iki endüktör üzerinden geçen akımların toplamıdır. Şekil incelenirse endüktör akımlarının toplanırken birbirleri üzerindeki dalgalanmayı bastırdığı görülür. İnterleaved devrelerin giriş akımının tek fazlı boost devrelerinkinden daha düşük olmasının sebebi de budur. En düşük giriş akımı dalgalanması %50 görev oranında elde edilir (O'Loughlin, 2006).

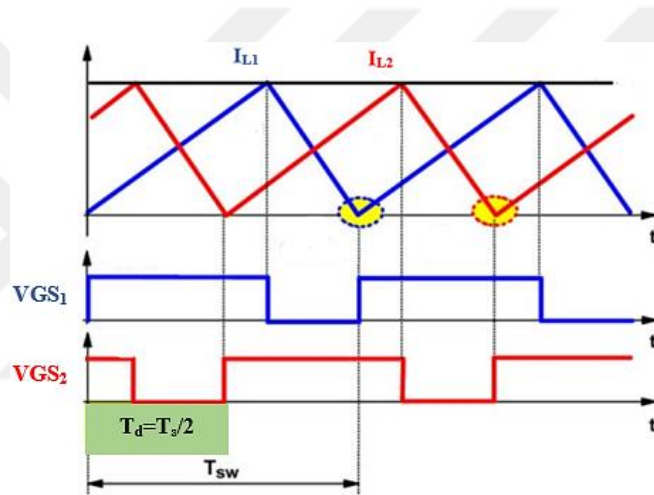
Çıkış kapasitör akımı I_{Cout} ise $D=0.5$ bağıl iletim süresinde Şekil 4.16'da gösterildiği gibi iki fazdaki diyotlardan geçen akımların toplamından yük akımının çıkarılmış halidir.



Şekil 4.16. $D=0,5$ bağıl iletim süresinde D1, D2 diyot akımları ve kapasitör akımı

$D \geq 0.5$ bağıl iletim süresinde çalışma; $D \geq 0.5$ için sınır akım modunda çalıştırılan iki fazlı interleaved dönüştürücü anahtarlarının kapı sinyalleri ve bu sinyallere göre endüktörler üzerindeki akım dalga şekillerinin değişimi Şekil 4.17’de gösterilmiştir(Huber ve ark., 2003).

T_s bir anahtarlama periyodunu belirtmek üzere Şekil 4.13’te verilen iki fazlı interleaved dönüştürücünün S_1 anahtarına ait kapı sinyali mavi renkli dalga şekli ile gösterilmiştir. Diğer anahtar S_2 ’nin kapı sinyalinin ise yarım periyot geciktirilmiş yani 180 derece kaydırılmış olduğu görülmektedir. S_1 anahtarı iletimdeyken o fazdaki endüktör akımı artar kesime girdiği an ise azalmaya başlar. Aynı şekilde S_2 anahtarı iletimdeyken ikinci fazdaki endüktörün akımı artar, anahtar kesime girince akım azalmaya başlar.



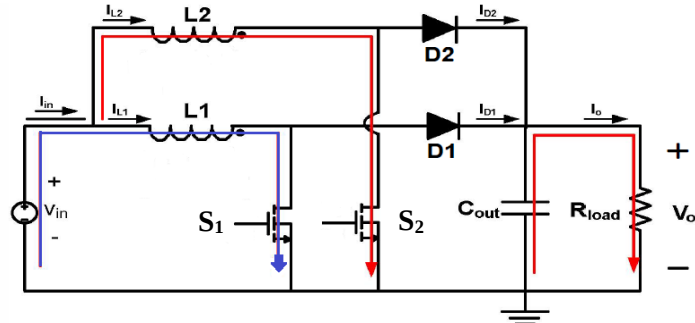
Şekil 4.17. Anahtar kapı sinyalleri ve endüktör akımları

Şekilde dikkat edilmesi gereken şey her iki anahtarın aynı frekansta kontrol edildiğidir. Verilen değişimler, endüktör değerleri birbiriyle eşit seçilmiş bir interleaved dönüştürücüye aittir ve bu sebeple her iki endüktör aynı süre içinde şarj ve deşarj olur, akımları aynı eğimle yükselir ve düşer.

4.3.1. Çalışma modları

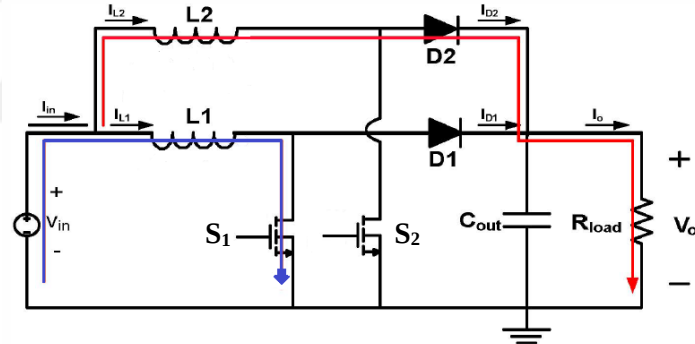
İki fazlı bir interleaved dönüştürücünün Şekil 4.17’deki gibi $D \geq 0.5$ bağıl iletim süresine sahip anahtar kapı sinyalleri ile şebekenin pozitif periyodunda çalışma durumları aşağıda açıklanmıştır. İki anahtarın da V_{GS} gerilimlerinin sıfırdan büyük olduğu ve bu sebeple iki anahtarın da iletimde olduğu birinci çalışma durumunda, köprü diyot sonuna eklenen iki fazlı interleaved boost devrenin çalışması Şekil 4.18’de gösterilmiştir. Bu aşamada her iki endüktör de şarj olmakta, I_{L1} ve I_{L2} akımları artmaktadır. $D1$ ve $D2$

diyotlarından akım geçmemekte, yükü ise çıkış kondansatörü beslemektedir. Deşarj olan kondansatörün gerilimi ise azalmaktadır (Chou ve ark., 2014).



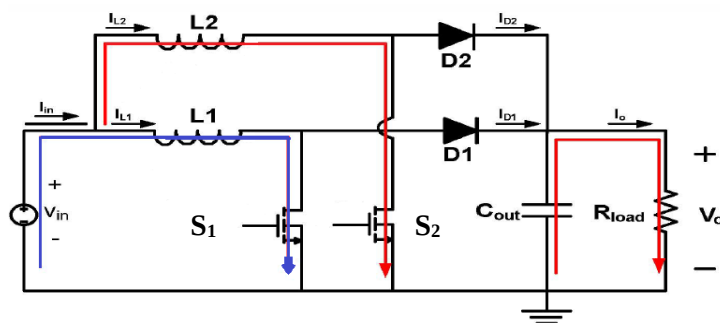
Şekil 4.18. Her iki anahtar da iletimdeyken çalışma teorisi

İkinci aşamada Şekil 4.19'daki gibi S_1 anahtarı iletimdeyken S_2 anahtarı kesime girer. L_1 bobini şarj olmaya ve I_{L1} akımı artmaya devam eder. L_2 bobini ise giriş gerilimi ile birlikte yükü besleyerek deşarj olmaya başlar. Çıkış kondansatörü bu aşamada şarj olmaktadır ve gerilimi artar. I_{L2} akımı ise periyot sonuna kadar azalır (Chou ve ark., 2014).



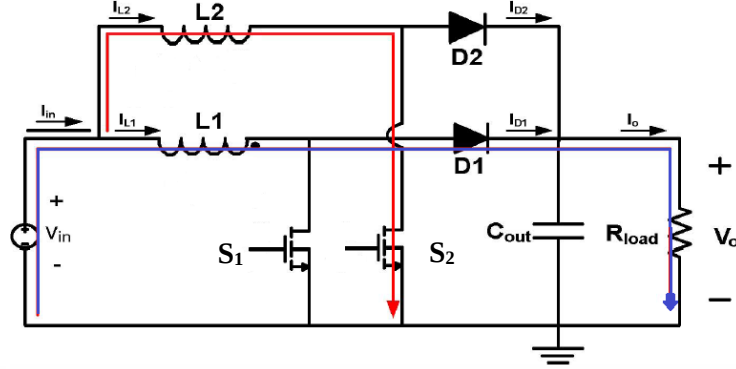
Şekil 4.19. S_1 anahtarı iletim, S_2 anahtarı kesimdeyken çalışma teorisi

Üçüncü aşamada Şekil 4.20'de gösterildiği gibi S_2 anahtarı tekrar ilettime geçer ve L_2 bobini şarj olmaya başlar. 1. aşamadaki durumlar tekrarlanır.



Şekil 4.20. S_2 anahtarı tekrar iletimdeyken çalışma teorisi

Dördüncü aşamada Şekil 4.21’de gösterildiği gibi S_2 anahtarı hala iletimdeyken S_1 anahtarı kesime girer. L_2 bobini şarj olmaya ve I_{L2} akımı artmaya devam eder. L_1 bobini ise giriş gerilimi ile birlikte yükü besleyerek deşarj olmaya başlar. Çıkış kondansatörü bu aşamada şarj olmaktadır ve gerilimi artar. I_{L1} akımı ise periyot sonuna kadar azalır.



Şekil 4.21. S_2 anahtarı iletim, S_1 anahtarı kesimdeyken çalışma teorisi

Bir anahtarlama periyodu için verilen çalışma modları şebeke geriliminin pozitif alternansında defalarca tekrarlanır. Aynı çalışma durumları negatif alternansta köprü doğrultucunun aktif diyotları değişerek aynı şekilde devam eder.

4.4 Köprüsüz PFC Dönüştürücü

Sık kullanılan güç faktörü düzeltmeli dönüştürücü türlerinden biri ise Köprüsüz PFC (KPFC) yapılarıdır. Önceki iki türden temel farkı adından da anlaşılacağı üzere AC giriş gerilimini doğrultan köprü doğrultucu yapısının olmayışıdır. Yüksek verim istenen yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilir.

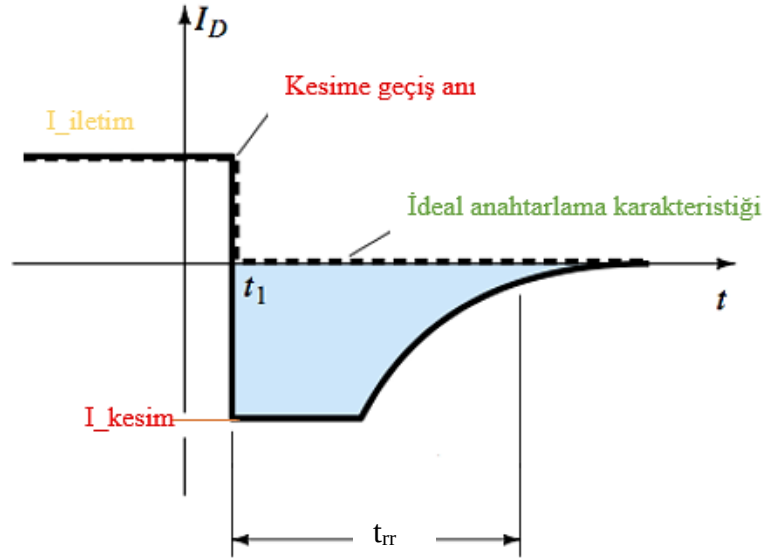
Köprü doğrultucu barındıran PFC yöntemlerinde giriş geriliminin her bir yarım periyodunda köprü doğrultucunun iki diyotu iletimdedir. İletimde olan iki diyot üzerindeki toplam iletim kayıpları Denklem 4.17’de verildiği gibidir. Her bir diyot üzerindeki gerilim düşümü V_D ’dir ve üzerinden geçen akım, giriş akımının ortalama değeridir (Obdan ve Çınar, 2017).

$$P_{D_{köprü}} = 2V_D I_{in(ort)max} \quad (4.15)$$

$$I_{in(tepe)max} = \frac{\sqrt{2}P_{o(max)}}{\eta_{min}V_{in(ef)min}} \quad (4.16)$$

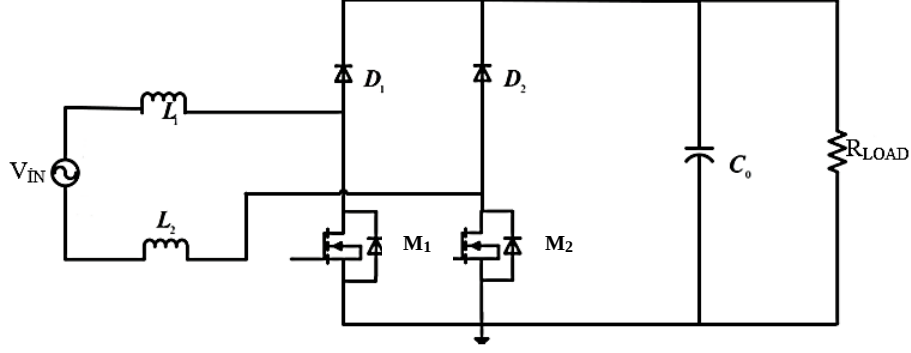
$$P_{D_{köprü}} = 2V_D \frac{2\sqrt{2}P_{o(max)}}{\eta_{min}V_{in(ef)min}\pi} \quad (4.17)$$

Şekil 4.22’de köprü doğrultucularda kullanılan yavaş çalışan bir diyotun iletim-kesim karakteristiği gösterilmiştir. Köprü diyotları, iletim durumundan kesim durumuna geçerken diyot akımı önce sıfıra düşer. Daha sonra diyot, ters toparlanma yükü Q_{rr} ‘den dolayı katot ucundan anot ucuna doğru ters bir akım akıtmaya başlar ve nihayetinde Q_{rr} ‘nin ortadan kalkmasıyla akım tekrar sıfırlanarak kesime girme gerçekleşir (Çavdar, 2017). Ters akımın oluşmasından sıfırlanmasına kadar geçen süreye *ters toparlanma süresi* (t_{rr}) denir. Bu süre normal köprü diyotlarında oldukça uzundur ve dönüştürücünün anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olur. Yavaş çalışan diyotların (4.17)’de verilen yüksek iletim kayıpları ve uzun ters toparlanma süreleri, köprü dönüştürücü barındıran PFC devrelerini yüksek güçlü uygulamalar için elverişsiz kılmıştır. Bu devreler yerine çeşitli köprüsüz güç faktörü düzeltme yapıları geliştirilerek verimin artırılması amaçlanmıştır.



Şekil 4.22. Diyotun ters toparlanma karakteristiği

Şekil 4.23’te köprüsüz bir PFC dönüştürücü yapısı gösterilmiştir. Dönüştürücü içerisinde iki adet aktif anahtarlama elemanı kullanılmıştır. Bu anahtarların yapısında, anahtar uçlarında ters gerilimin oluşmasını engellemek amacıyla dahili hızlı toparlanan diyotlar bulunur. Bu diyotlar köprü diyotların yapmış olduğu görevi daha az anahtarlama kaybıyla yerine getirir.



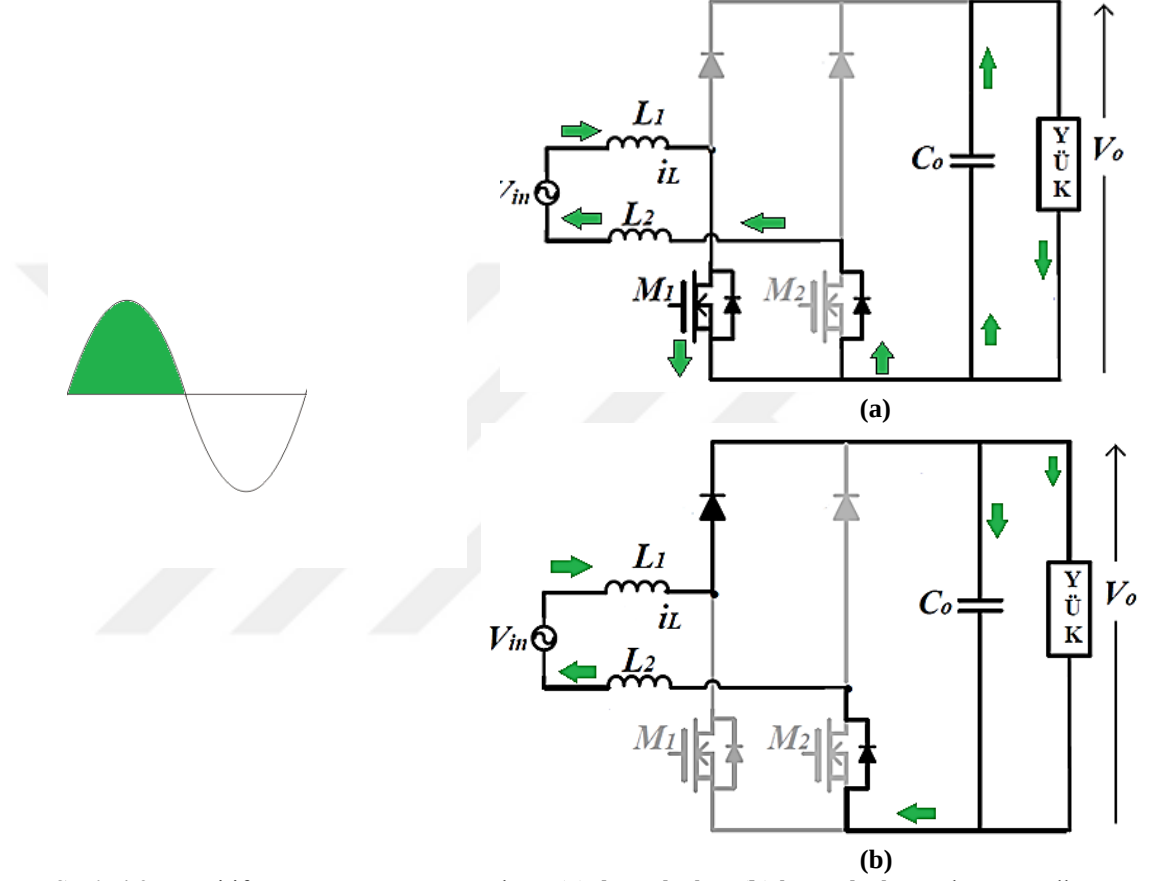
Şekil 4.23. Köprüsüz PFC dönüştürücü yapısı

Devrede bulunan iki anahtarlama elemanı, kontrolör sayesinde doğru bir şekilde anahtarlanarak sinüzoidal giriş akımı ve yüksek güç faktöründe çalışma elde edilir. Köprüsüz PFC dönüştürücünün diğer PFC dönüştürücü yapılarına göre bazı avantaj ve dezavantajları aşağıdaki gibi sıralanmıştır.

- Yüksek verim ve güç yoğunluğuna sahip olduklarından 1kW üzeri güçlerde tercih edilir (Praneeth ve Williamson, 2018).
- Anahtarlama kayıpları azdır. Hafif yüklerde iletim kaybını da azaltırlar.
- Giriş akımı harmonik içeriği diğer iki yöntemle göre daha yüksektir.
- Diğer tanıtılan yöntemlerden daha fazla EMI'ye sebep olurlar. Çünkü kaçak kapasitörlere uygulanan gürültü kaynağının genliği yüksektir (Praneeth ve Williamson, 2018).
- Düşük frekanslı bir transformatör veya bir optik bağlayıcı olmadan giriş geriliminin algılanması mümkün değildir. Çünkü giriş, PFC toprağına bağlı değildir.
- Köprüsüz topolojilerde akım algılama çok zordur. Çünkü akım yolu her yarım çevrim sırasında aynı zemini paylaşmaz. Giriş akımını algılamak için bir diferansiyel mod yükselticisi ve akım trafoları kullanılabilir. (Praneeth ve Williamson, 2018).

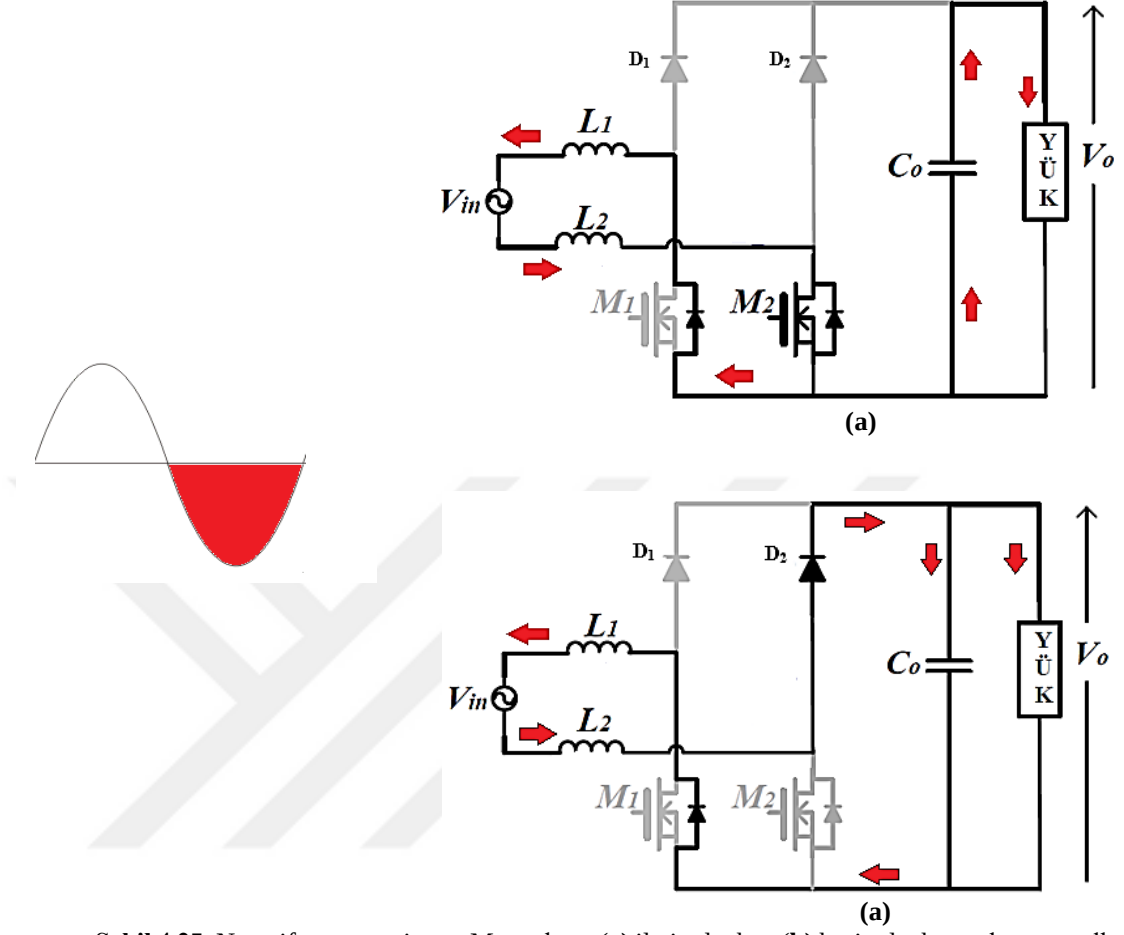
4.4.1. Çalışma modları

Şebeke geriliminin pozitif ve negatif yarım periyotları için köprüsüz PFC dönüştürücülerin, anahtarların iletimde ya da kesimde olmasına göre çalışma modları aşağıda sıralanmıştır.



Şekil 4.24.a'da pozitif yarım periyot için M_1 anahtarı iletimdeyken L_1 bobini şarj olur ve akımı yükselir. Şebeke akımı M_1 anahtarı üzerinden akar ve M_2 anahtarının dahili diyotu üzerinden devresini tamamlar. D_1 diyotu ters kutuplandığı için kesimdedir ve yükü çıkış kondansatörü besler. Deşarj olan kondansatörün gerilimi azalır.

Şekil 4.24.b'de ise pozitif yarım periyot için M_1 anahtarı kesimdedir. L_1 bobini deşarj olur ve akımı azalır. Şebeke akımı, doğru kutuplandığı için ilettime giren D_1 diyotu üzerinden akar. Şebeke gerilimi, L_1 bobininde depo edilen enerjiyle birlikte yükü besler. Aynı şekilde çıkış kondansatörü de şarj edilir ve gerilimi artar. Şebeke akımı M_2 anahtarının dahili diyotu üzerinden devresini tamamlar.



Şekil 4.25. Negatif yarım periyotta M_2 anahtarı (a) iletimdeyken (b) kesimdeyken çalışma modları

Şekil 4.25.a’da negatif yarım periyot için M_2 anahtarı iletimdeyken L_2 bobini şarj olur ve akımı yükselir. Şebeke akımı M_2 anahtarı üzerinden akar ve M_1 anahtarının dahili diyotu üzerinden devresini tamamlar. D_2 diyotu ters kutuplandığı için kesimdedir ve yükü çıkış kondansatörü besler. Deşarj olan kondansatörün gerilimi azalır.

Şekil 4.25.b’de ise negatif yarım periyot için M_2 anahtarı kesimdedir. L_2 bobini deşarj olur ve akımı azalır. Şebeke akımı, doğru kutuplandığı için ilettime giren D_2 diyotu üzerinden akar. Şebeke gerilimi L_2 bobininde depo edilen enerjiyle birlikte yükü besler. Aynı şekilde çıkış kondansatörü de şarj edilir ve gerilimi artar. Şebeke akımı M_1 anahtarının dahili diyotu üzerinden devresini tamamlar.

4.5.Dönüştürücülerin Genel Karşılaştırması

Dönüştürücülerde kullanılan eleman sayısının, maliyet, hacim, devre karışıklığı, kontrol zorluğu gibi konularda etkisi vardır. Bu sebeple kullanılacak devre topolojisi tercihi yapılırken bu durum göz önünde bulundurulmalıdır. Kullanılan eleman sayısının tablo olarak verilmesi, yüksek kayıplı eleman sayısından yola çıkılarak verim hakkında yorum yapılması için de kolaylık sağlayacaktır. Bu tezde değinilen dönüştürücü yapıları için eleman sayısı karşılaştırması Tablo 4.2’de verilmiş, Tablo 4.3’de ise dönüştürücülerin birkaç önemli özelliği karşılaştırılmıştır.

Tablo 4.2. Dönüştürücülerin eleman sayısı karşılaştırması (Akın, 2012)

Dönüştürücü Türü	Klasik Boost PFC	İnterleaved Boost PFC	Köprüsüz PFC
Anahtar Sayısı	1	2	2
Köprü Diyot Sayısı	4	4	0
Hızlı Diyot Sayısı	1	2	2
Endüktör Sayısı	1	2	2
Çıkış Kapasitör Sayısı	1	1	1
Maliyet	Düşük	Yüksek	Orta

Tablo 4.3. Bazı genel özelliklerin karşılaştırması (Akın, 2012) (Praneeth ve Williamson, 2018)

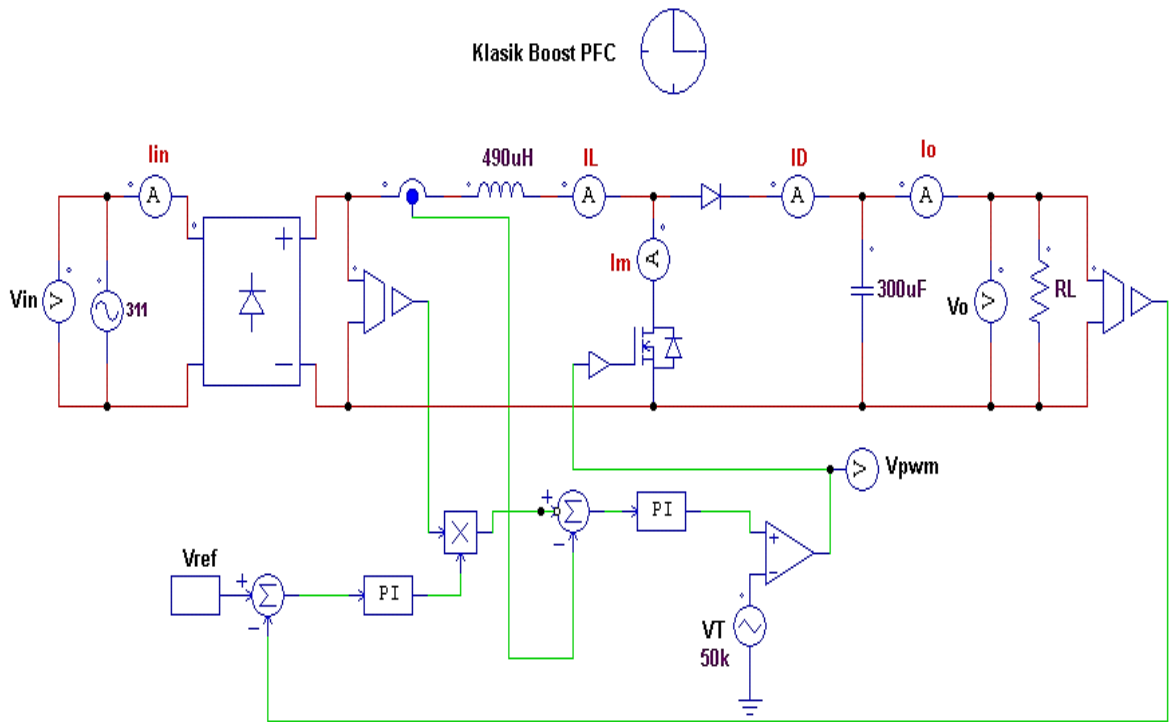
Dönüştürücü Türü	Klasik Boost PFC	İnterleaved Boost PFC	Köprüsüz PFC
Güç Aralığı	<1000 W	3-3.5 kW	>1000 W
Manyetik Büyüklük	Büyük	Küçük	Orta
EMI	Normal	İyi	Kötü

5.SİMULASYON ÇALIŞMALARI

Tezin bu bölümünde çalışma yapıları ve kontrol yöntemleri anlatılan Klasik Boost, İnterleaved Boost ve Köprüsüz PFC dönüştürücüleri, PSIM programı ile sırasıyla simüle edilmiştir. 1 kW çıkış gücünde, 50 kHz anahtarlama frekansında simüle edilen dönüştürücülerin güç faktörü değeri, verimi, giriş akımı harmonik içeriği incelenmiştir. Alınan sonuçlar yorumlanarak simülasyonu yapılan dönüştürücüler birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

5.1 Klasik Boost PFC Simulasyon Çalışmaları

Araç üzeri (on-board) bir batarya şarj işleminin güç faktörü düzeltmeli doğrultma aşaması için, ortalama akım kontrol yöntemi ile kontrol edilen ve sürekli iletim modunda çalıştırılan Klasik Boost PFC dönüştürücünün PSIM simülasyon devresi Şekil 5.1’de görülmektedir. Simülasyonda kullanılan devre elemanlarının değerleri Bölüm 4’te verilen denklemler ile hesaplanmış Tablo 5.1’de verilmiştir. Devrede kullanılan elemanların kayıpları gerçek değerlere göre seçilerek sonuçların doğruluğu artırılmıştır.



Şekil 5.1. Klasik Boost PFC dönüştürücünün PSIM programında kullanılan devre yapısı

V_{in} ülkemizde etkin değeri 220 V, maksimum değeri 311 V olan şebeke gerilimidir. Tasarlanan dönüştürücülerin evrensel olması için Dünya üzerinde kullanılan şebeke gerilim değerleri aralığında (85V-265V) doğru çalışma sergilemesi beklenir.

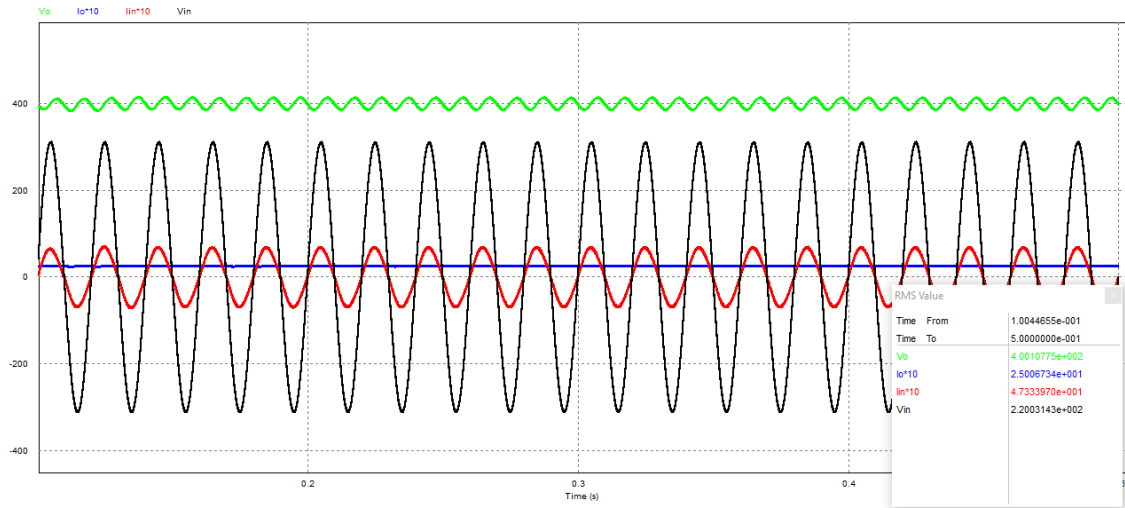
I_{in} dönüştürücünün şebekeden çektiği giriş akımıdır. I_L endüktör üzerinden, I_m anahtar üzerinden, I_D ise boost diyot üzerinden geçen akımı göstermek üzere, ampermetreler devre üzerine eklenmiştir. V_o çıkış gerilimi, I_o çıkış akımıdır. V_{ref} 400 V değerinde referans çıkış gerilimi, V_{pwm} anahtarın kapı sinyalleridir. Devreye omik bir R_L yükü bağlanmıştır.

Tablo 5.1. Simülasyonda kullanılan parametreler

P_o	1 kW
$V_{in(rms)}$	85-265 V
V_o	400 V
L	490 μ H
C_o	300 μ F
f_{sw}	50 kHz

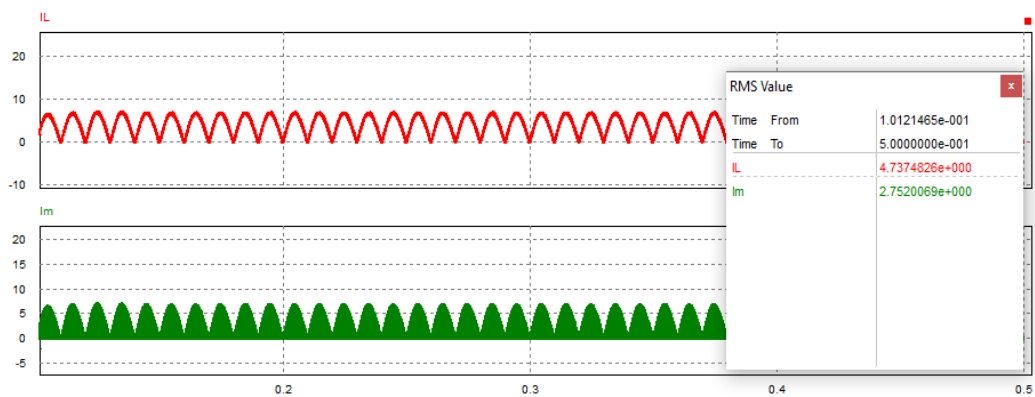
Dönüştürücünün kontrolü, ortalama akım kontrol metodu ile yapılmıştır. Bu yöntemde iki farklı geri besleme kontrol çevrimi vardır. Yük üzerindeki çıkış gerilimi bir gerilim sensörü ile ölçülür, 400 V değerindeki referans gerilim ile karşılaştırılır ve elde edilen hata işaretine PI kontrolör uygulanır. Köprü doğrultucu çıkışından gerilim sensörü ile ölçülen değer PI kontrolör çıkışı ile çarpılarak giriş gerilimi örneklenir. Bu çarpımın sonucunda giriş gerilimini takip eden referans akım elde edilir. İkinci kontrol çevrimi ise endüktör akımı üzerindeki hataları gidermek amacıyla uygulanır. Birinci çevrimden elde edilen referans akım ile endüktör üzerinden akım sensörü aracılığıyla ölçülen akım değeri arasındaki hata bulunur daha sonra tekrar bir PI kontrol uygulanır. Bu iki çevrimden, iç çevrimin yani akım çevriminin daha hızlı çalışması istenir. Her iki PI kontrolör için parametreler doğru şekilde belirlenerek bu durum sağlanır. Bu aşamadan sonra anahtarlara uygulanacak kontrol sinyali PWM metodu ile elde edilir. Kontrolör çıkışından alınan değer ile 50 kHz frekansında bir üçgen dalga taşıyıcı sinyal karşılaştırılarak MOSFET anahtarı için kontrol sinyalleri elde edilir.

0.5 saniye süresince simülasyon devresi çalıştırılıp kararlı çalışmanın sağlandığı 0.1-0.5 s zaman aralıkları için ölçümler yapılmıştır. Giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı sinyalleri Şekil 5.2’de gösterilmiştir. Giriş ve çıkış akım sinyallerinin daha anlaşılır olması için 10 kat büyük ölçekle çizdirilmiştir. Dönüştürücü %100 yüklükten giriş gerilimi etkin değeri 220 V ve giriş akımı etkin değeri 4.733 A olarak program tarafından ölçülmüştür. Çıkış gerilimi olması amaçlanan 400 V değerine ulaşmıştır ve çıkış akımı etkin değeri 2.50 A olarak ölçülmüştür. Dönüştürücünün doğru kontrolü sayesinde giriş akımı şebekeyi takip eden sinüzoidal formdadır.



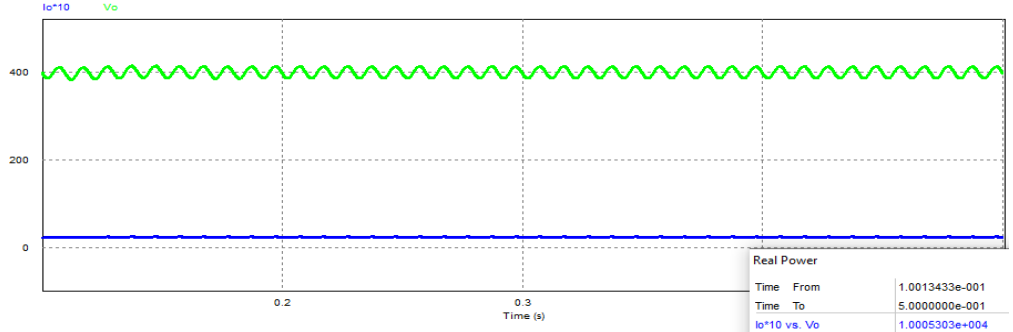
Şekil 5.2. BPFC giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı dalga şekilleri

Şekil 5.3’te gösterildiği gibi endüktör akımı I_L , doğrultulmuş giriş akımına eşittir ve sürekli akım modunda, değeri sıfıra düşmeden çalışmaktadır. I_m MOSFET anahtar akımı ise anahtar kesimdeyken sıfır değerini ve iletimdeyken endüktörün anlık akım değerini alarak doğrultulmuş giriş akımını takip eder.

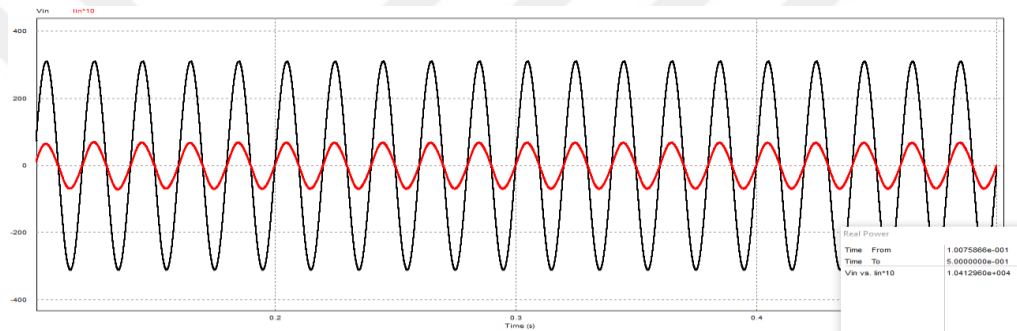


Şekil 5.3. BPFC dönüştürücünün endüktör ve mosfet akımı

Şekil 5.4'te belirlenen zaman aralıklarında çıkış gücü 1kW, giriş gücü ise 1041 W olarak gösterildiği gibi program tarafından ölçülmüştür. Bu durumda simülasyon ortamında dönüştürücü verimi %96 olarak hesaplanmıştır.



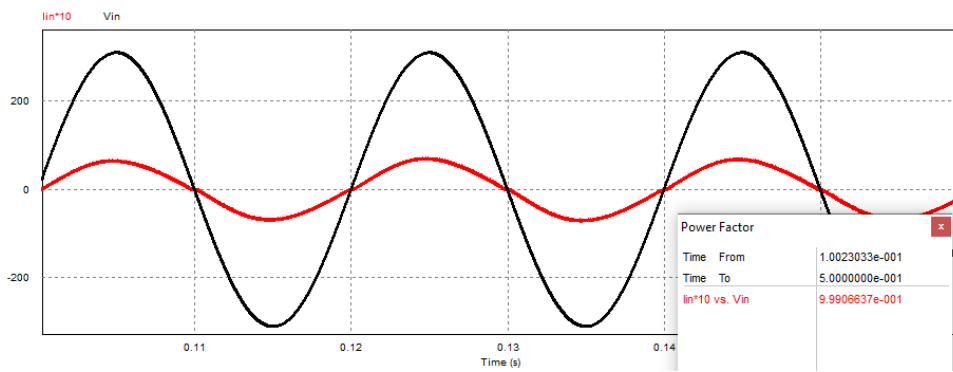
(a)



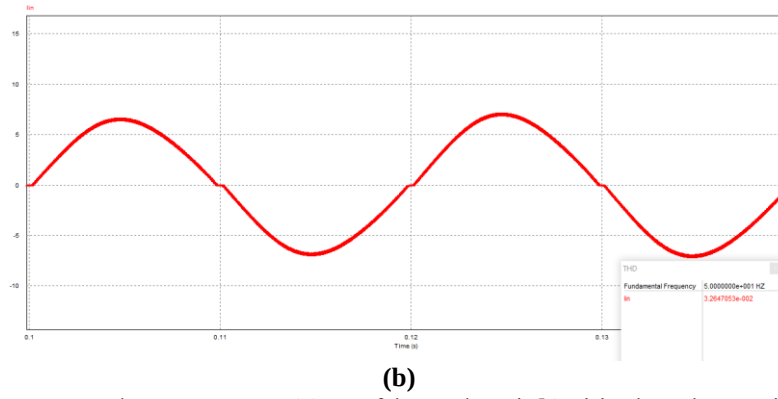
(b)

Şekil 5.4. BPFC dönüştürücünün (a) çıkış gücü (b) giriş gücü değerleri

Şekil 5.5.a'da dönüştürücünün asıl kullanım amacı olan güç faktörü değerinin ölçümü gösterilmiştir. 0.1-0.5 saniyeleri arasında alınan ölçüm sonucunda güç faktörü değeri 0.999 olarak belirlenmiştir. Şekil 5.5.b'de ise 50 Hz temel frekansa göre giriş akımının harmonik bozulma yüzdesi gösterilmektedir. Giriş akımı THD değeri 0.1-0.5 saniyeleri arasında %3.26 olarak ölçülmüştür.



(a)



Şekil 5.5. BPFC dönüştürücünün (a) güç faktörü değeri (b) giriş akımı harmonik içeriği

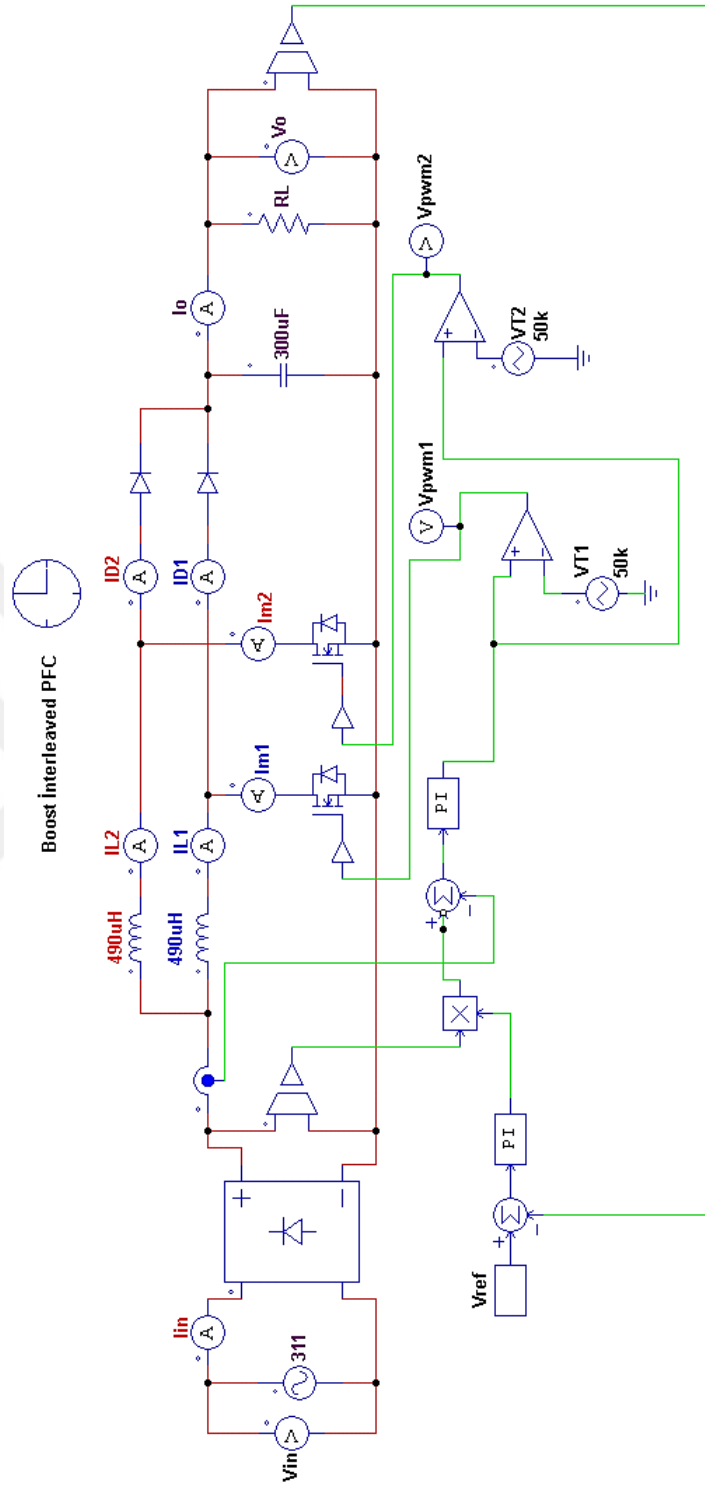
5.2 Interleaved Boost PFC Simulasyon Çalışmaları

Şekil 5.6’da 1kW çıkış gücü, 400 V çıkış gerilimi için, ortalama akım kontrol yöntemi ile kontrol edilen, sürekli akım modunda çalıştırılan Interleaved Boost PFC dönüştürücünün PSIM programında oluşturulan simülasyon devresi verilmiştir. V_{in} giriş gerilimi, I_{in} giriş akımı, I_{L1} - I_{L2} birinci ve ikinci fazdaki endüktör akımları, I_{D1} - I_{D2} birinci ve ikinci faz kollarındaki boost diyot akımları, I_{m1} – I_{m2} birinci ve ikinci faz kollarındaki anahtar akımlarıdır. V_o çıkış gerilimi, I_o çıkış akımıdır. V_{ref} 400V olması istenen referans çıkış gerilimi, V_{pwm1} ve V_{pwm2} birinci ve ikinci anahtarın kapı sinyalleridir. Devreye omik bir R_L yükü bağlanmıştır.

Simülasyon devre elemanlarının değerleri, iki fazda kullanılan endüktör değerleri eşit olmak üzere Boost PFC dönüştürücüler ile aynı seçilmiştir (Zhang ve ark.,1999). Dönüştürücü parametleri Tablo 5.2’de verilmiştir.

Tablo 5.2. BPFC dönüştürücü parametreleri

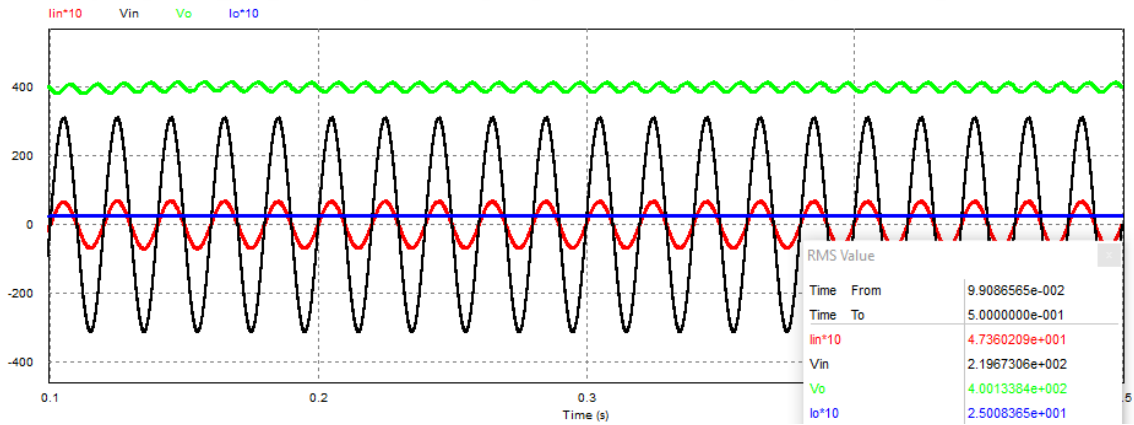
P_o	1 kW
$V_{in(rms)}$	85-265 V
V_o	400 V
$L_1=L_2$	490 μ H
C_o	300 μ F
$f_{sw1}=f_{sw2}$	50 kHz



Şekil 5.6. PSIM programında İnterleaved Boost PFC dönüştürücü devresi

Boost dönüştürücü yapısıyla benzer şekilde iki geri besleme çevrimi ile kontrol sağlanır. Çıkıştan alınan geri besleme ile referans gerilimin farkı alınır, PI kontrolör uygulanır, doğrultulmuş giriş gerilimi ile çarpılarak referans akım elde edilir. İki faz kolundan geçen endüktör akımlarının toplamı olan doğrultulmuş giriş akımı, referans akımdan çıkartılarak hata bulunur ve tekrar PI kontrolör uygulanır. Tek fazlı boost dönüştürücünden farklı olarak birbirlerine göre 180 derece faz farklı iki adet üçgen taşıyıcı sinyal vardır. Kontrolör çıkışı iki farklı taşıyıcı sinyalle karşılaştırılarak faz kollarındaki iki anahtar için 180 derece faz farkı bulunan kapı sinyalleri elde edilir. Bu şekilde anahtarların art arda çalışması sağlanır.

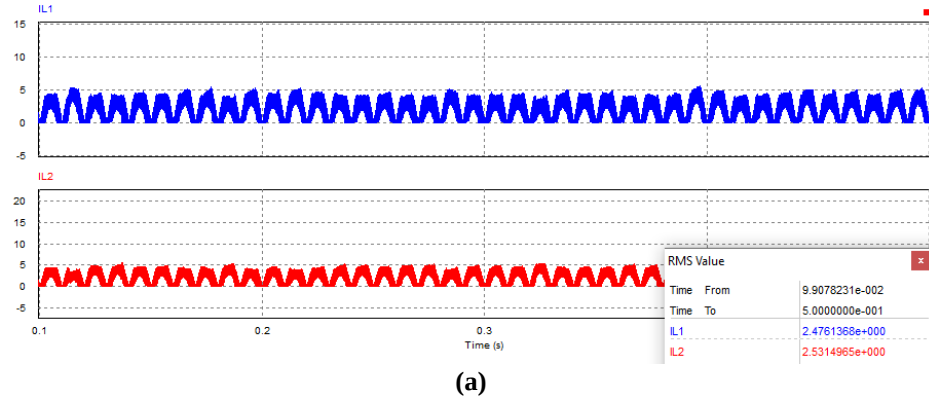
0.5 saniye süresince simülasyon devresi çalıştırılıp kararlı çalışmanın sağlandığı 0.1-0.5 s zaman aralıkları için ölçümler yapılmıştır. Giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı sinyalleri Şekil 5.7’de gösterilmiştir. Giriş ve çıkış akım sinyallerinin daha anlaşılır olması için 10 kat büyük ölçekle çizdirilmiştir. Dönüştürücü %100 yüklükten giriş gerilimi etkin değeri, 220 V şebeke gerilimi ve giriş akımı etkin değeri 4.73 A olarak program tarafından ölçülmüştür. Dönüştürücünün doğru kontrolü sayesinde çıkış gerilimi olması amaçlanan 400 V değerine ulaşmıştır ve çıkış akımı etkin değeri 2.50 A olarak ölçülmüştür. Giriş akımı şebekeyi takip eden sinüzoidal formdadır.



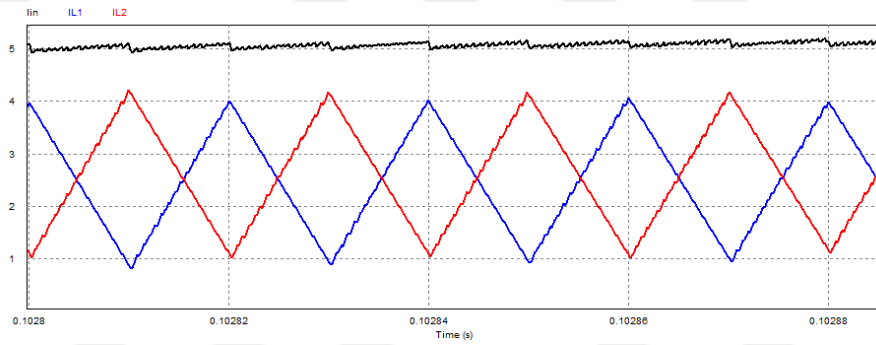
Şekil 5.7. İBPFC dönüştürücü giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı dalga şekilleri

Şekil 5.8’de, L_1 ve L_2 endüktörleri üzerindeki akım dalga şekilleri gösterilmiştir. Görüldüğü gibi endüktörler üzerindeki etkin akım değeri yaklaşık olarak aynıdır. Dönüştürücü sürekli akım modunda çalışmakta ve endüktör akımları sıfır değerine düşmemektedir. Bu akım değerlerinin toplamı birbirleri üzerindeki dalgalanmayı sönmüleyerek giriş akımına eşit olur. Şekil 5.8.b’de yakınlaştırılmış endüktör akımları ve giriş akımı gösterilmiştir. Görüldüğü gibi bir endüktörün akımı artarken diğer

endüktörünki azalır. Giriş akımı dalgalanmasının endüktör akımlarına göre çok az olduğu ve frekansının iki katına çıktığı görülmektedir.



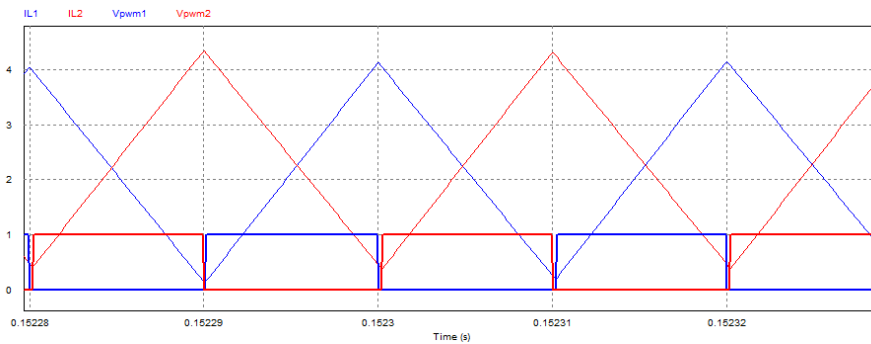
(a)



(b)

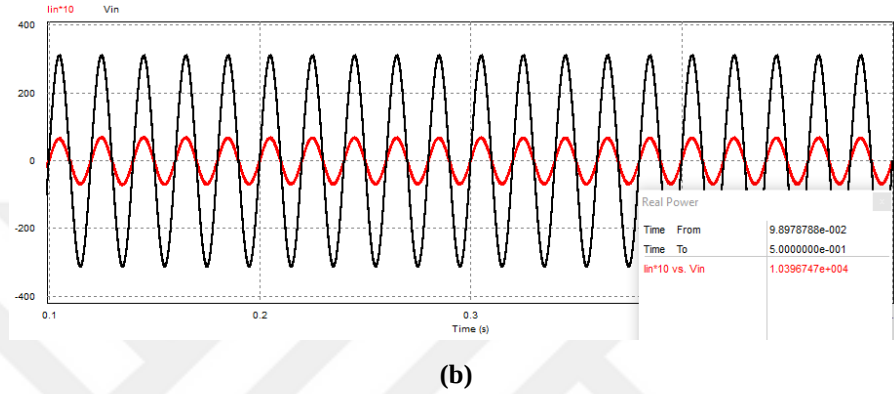
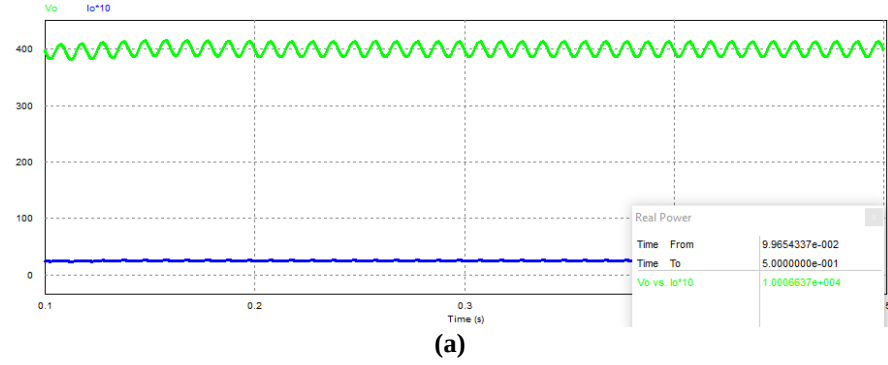
Şekil 5.8. İBPFC dönüştürücünün (a) L_1 ve L_2 endüktör akım dalga şekilleri (b) yakınlaştırılmış endüktör akımları ve giriş akımı

Şekil 5.9’da ise birinci ve ikinci anahtarın kontrol sinyalleri gösterilmiştir.



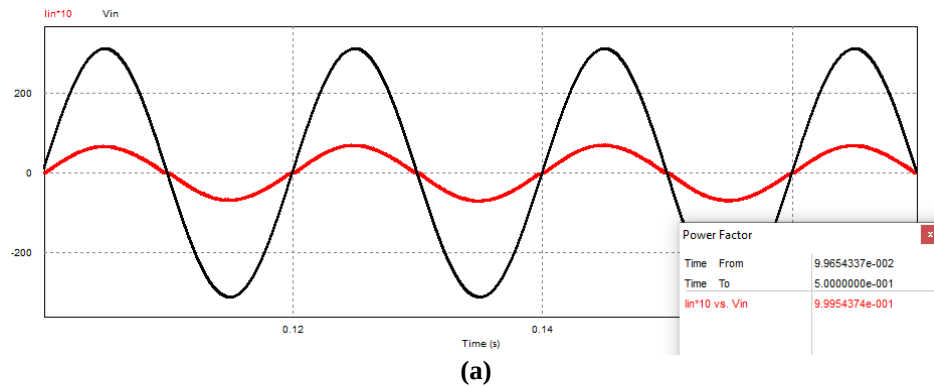
Şekil 5.9. İBPFC dönüştürücünün birinci ve ikinci anahtarının kontrol sinyalleri

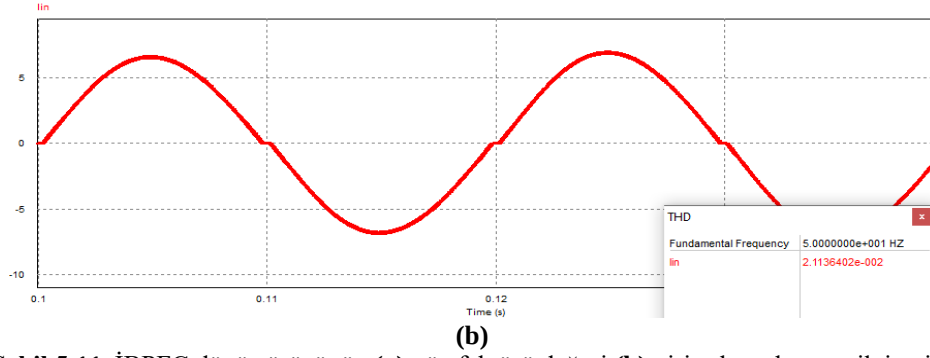
Şekil 5.10’da gösterildiği gibi çıkış gücü 1kW, giriş gücü ise 1039 W olarak ölçülmüştür. Bu durumda dönüştürücü verimi %96.2 olarak hesaplanır. Klasik Boost PFC dönüştürücü yapısına göre verimin bir miktar arttığı görülmektedir.



Şekil 5.10. İBPFC dönüştürücünün (a) çıkış gücü (b) giriş gücü değeri

Şekil 5.11.a'da dönüştürücünün güç faktörü değerinin ölçümü gösterilmiştir. 0.1-0.5 saniyeleri arasında alınan ölçüm sonucunda güç faktörü değeri 0.9995 olarak belirlenmiştir. Klasik Boost PFC dönüştürücü yapısına göre güç faktörü değerinin bir miktar arttığı görülmektedir. Şekil 5.11.b'de ise 50 Hz temel frekansa göre giriş akımının harmonik bozulma yüzdesi gösterilmektedir. Giriş akımı THD değeri 0.1-0.5 saniyeleri arasında %2.11 olarak ölçülmüştür. Klasik Boost PFC dönüştürücü yapısına göre harmonik içerik azaltılmıştır.

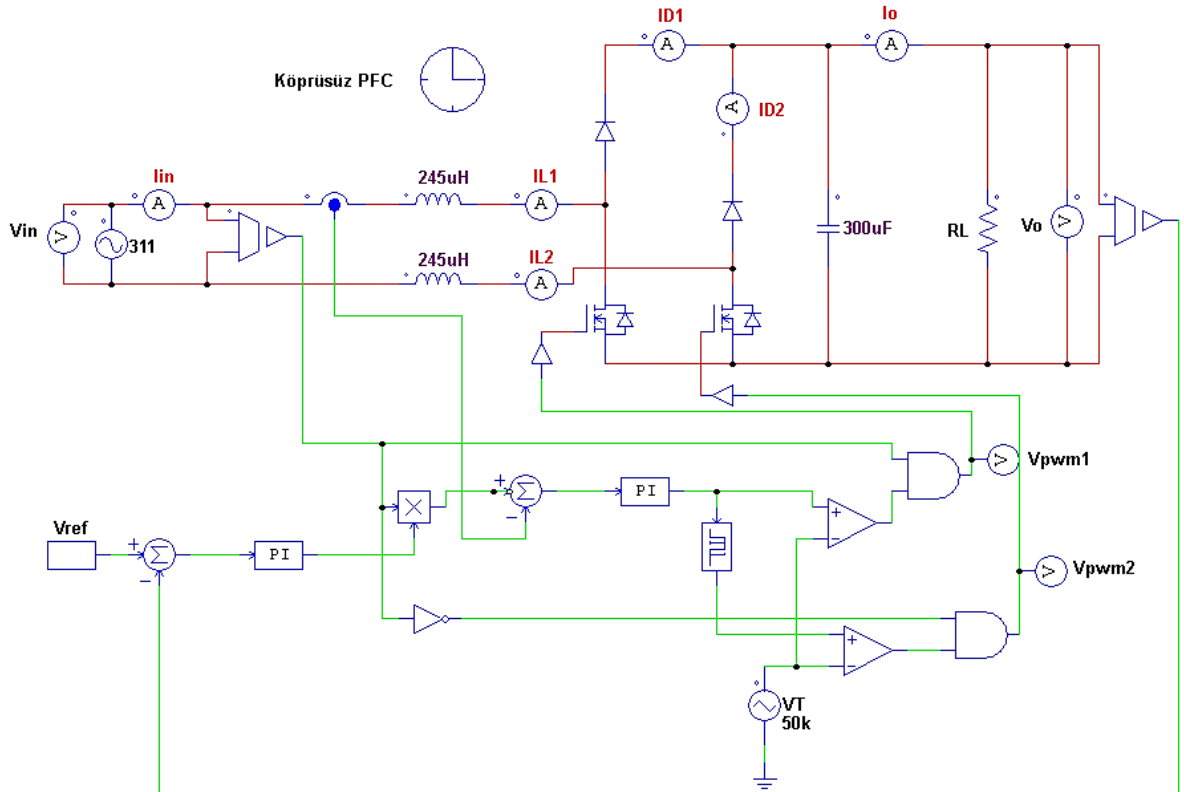




Şekil 5.11. İBPFC dönüştürücünün (a) güç faktörü değeri (b) giriş akımı harmonik içeriği

5.3 Köprüsüz PFC Simülasyon Çalışmaları

Şekil 5.12’de 1 kW çıkış gücü, 400 V çıkış gerilimi için ortalama akım kontrol yöntemi ile kontrol edilen, sürekli akım modunda çalıştırılan Köprüsüz PFC dönüştürücünün PSIM programında hazırlanmış simülasyon devresi verilmiştir. V_{in} giriş gerilimi, I_{in} giriş akımı, I_{L1} - I_{L2} endüktörler üzerinden geçen akımlar, I_{D1} - I_{D2} diyot akımlarıdır. V_o çıkış gerilimi, I_o çıkış akımıdır. V_{ref} 400V olması istenen referans çıkış gerilimi, V_T 50 kHz frekansında taşıyıcı sinyal, V_{pwm1} ve V_{pwm2} birinci ve ikinci anahtarın kapı sinyalleridir. Devreye omik bir R_L yükü bağlanmıştır.



Şekil 5.12. PSIM programında köprüsüz PFC dönüştürücü devre

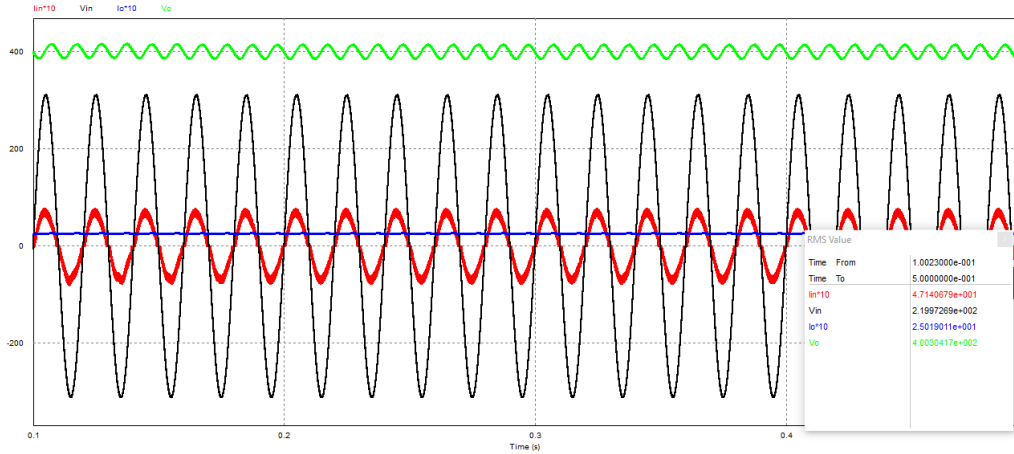
Simülasyonda kullanılan devre elemanlarının hesabı boost PFC dönüştürücüler ile aynı şekilde yapılmıştır. Kullanılan endüktör değerleri eşittir ve Klasik Boost PFC dönüştürücüde kullanılan endüktör değerinin yarısı olarak belirlenmiştir. Anahtarlama frekansı 50 kHz'dir. Dönüştürücü parametreleri Tablo 5.3'de verilmiştir.

Tablo 5.3. Köprüsüz PFC dönüştürücü parametreleri

P_o	1 kW
$V_{in(rms)}$	85-265 V
V_o	400 V
$L_1=L_2$	245 μ H
C_o	300 μ F
f_{sw}	50 kHz

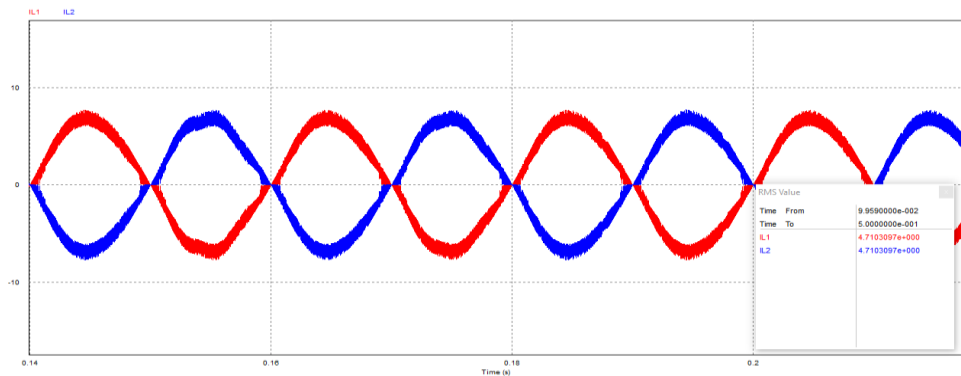
Dönüştürücünün kontrolü şebeke geriliminin pozitif alternansında birinci anahtar, negatif alternansında ise ikinci anahtarın aynı şartlar altında çalıştırılmasıyla elde edilir. Öncelikle, diğer dönüştürücülere benzer şekilde, çıkıştan alınan geri besleme ile referans gerilimin farkı alınır, PI kontrol uygulanır, giriş gerilimi ile çarpılarak referans akım elde edilir. Referans akım ile bobinlerden biri üzerinden ölçülen akımın farkı alınarak tekrar PI kontrol uygulanır. Birinci anahtar için kapı sinyalleri, PI kontrolör çıkışının taşıyıcı sinyalle karşılaştırılması ve karşılaştırıcının çıkışının şebeke geriliminin sadece pozitif alternansında sinyal vermesi için "and" kapısına sokulmasıyla elde edilir. İkinci anahtar kapı sinyalleri için ise PI çıkışına yarım şebeke periyodu zaman gecikmesi eklenerek taşıyıcı sinyalle karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucunda elde edilen sinyaller şebeke geriliminin tersi ile "and" kapısına sokulur. Bu şekilde ikinci anahtarın kapısına sadece şebekenin negatif alternansında kontrol sinyali gider. Böylece kontrol işlemi bir şebeke periyodu için tamamlanmış olur.

0.5 saniye süresince simülasyon devresi çalıştırılıp kararlı çalışmanın sağlandığı 0.1-0.5 s zaman aralıkları için ölçümler yapılmıştır. Giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı sinyalleri Şekil 5.13'te gösterilmiştir. Giriş ve çıkış akım sinyallerinin daha anlaşılır olması için 10 kat büyük ölçekle çizdirilmiştir. Dönüştürücü %100 yüklükten giriş gerilimi etkin değeri 220 V, giriş akımı etkin değeri 4.71 A olarak program tarafından ölçülmüştür. Çıkış gerilimi, olması amaçlanan 400 V değerine ulaşmıştır ve çıkış akımı etkin değeri 2.50 A olarak ölçülmüştür. Dönüştürücünün doğru kontrolü sayesinde giriş akımı şebekeyi takip eden sinüzoidal formdadır.

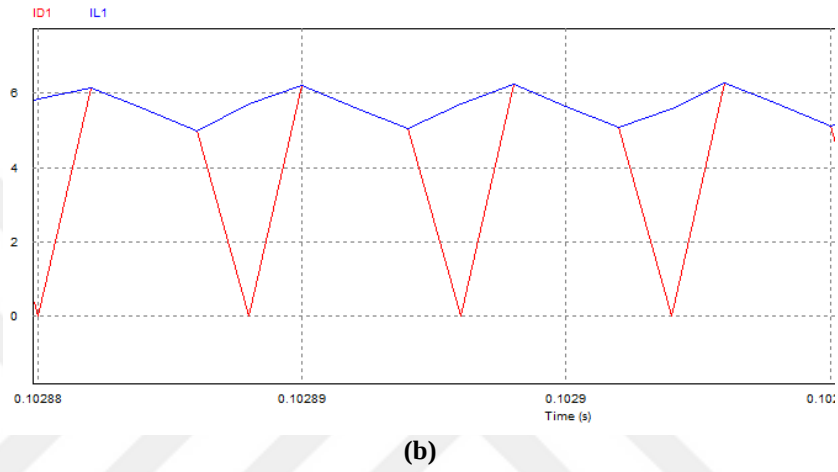
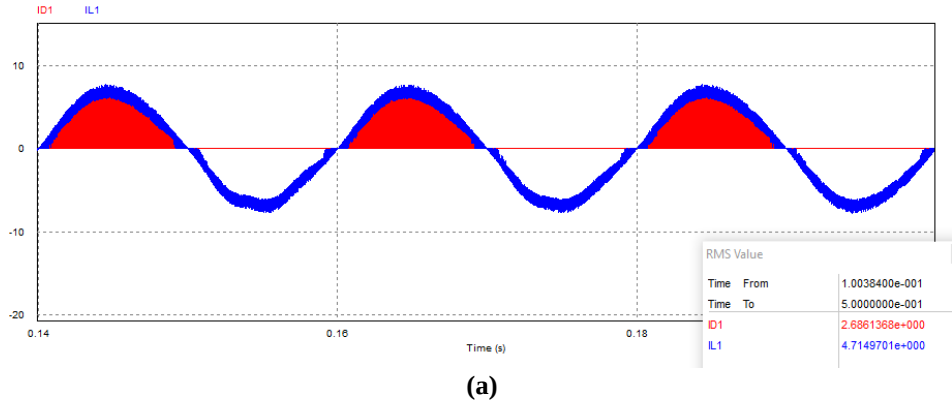


Şekil 5.13. KPFC dönüştürücü giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı dalga şekilleri

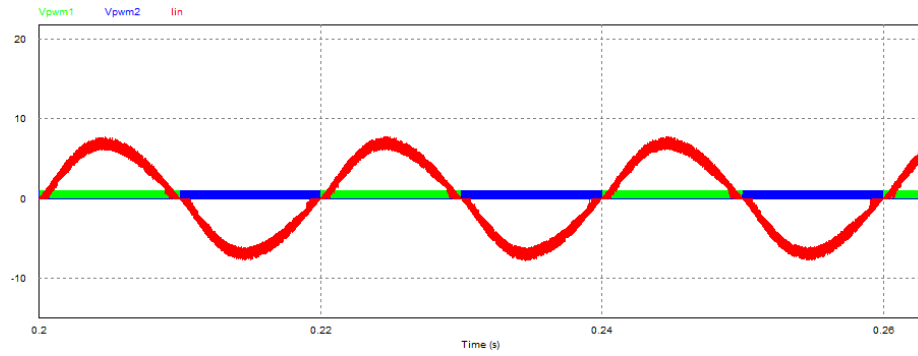
Şekil 5.14'te L_1 ve L_2 endüktörleri üzerinden geçen akımların dalga şekilleri gösterilmiştir. Dalga şekilleri incelendiğinde akımın sürekli iletim durumunda olduğu anlaşılmaktadır. Her iki endüktör üzerinden geçen akım eşit ancak zıt yönlüdür. Endüktör üzerinden geçen akımlar aynı zamanda 4.71 A değerindeki giriş akımına eşittir. Şekil 5.15.a'da L_1 endüktörü ve D_1 diyotu üzerinden geçen akımların dalga şekilleri 5.15.b'de ise yakınlştırılmış halleri gösterilmiştir. D_1 diyotu şebeke geriliminin sadece pozitif alternansı için akım geçirmekte negatif alternansta ise D_2 çalışmaktadır. Birinci ve ikinci anahtara gelen kontrol sinyalleri Şekil 5.16'da gösterildiği gibidir. Pozitif alternansta sadece 1.anahtar çalışırken negatif alternansta sadece ikinci anahtar çalışır.



Şekil 5.14. KPFC dönüştürücünün I_{L1} ve I_{L2} akımları dalga şekli

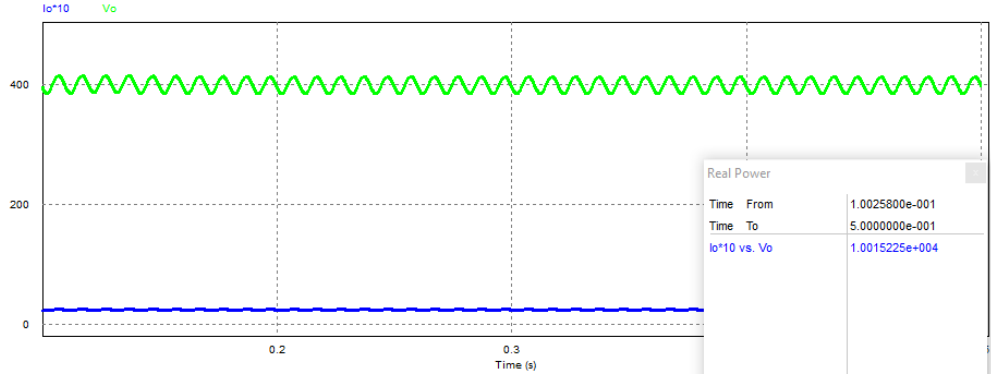


Şekil 5.15. KPFC dönüştürücünün (a) I_{L1} ve I_{D1} akımları dalga şekli (b) I_{L1} ve I_{D1} akımları yakınlaştırılmış dalga şekilleri

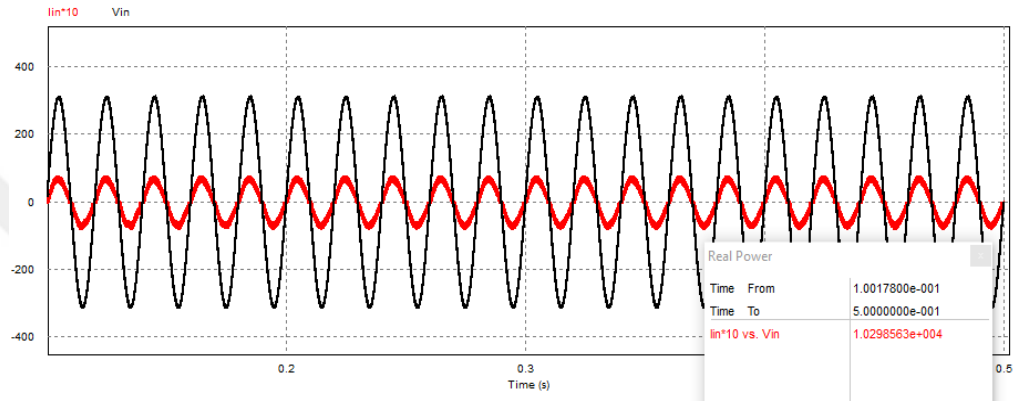


Şekil 5.16. Birinci ve ikinci anahtar için kontrol sinyalleri

Şekil 5.17’de gösterildiği gibi köprüsüz PFC dönüştürücünün çıkış gücü 1001 W, giriş gücü ise 1029 W olarak ölçülmüştür. Bu durumda dönüştürücü verimi % 97.2 olarak hesaplanır. Diğer yöntemlere göre daha yüksek bir verim elde edilmiştir.



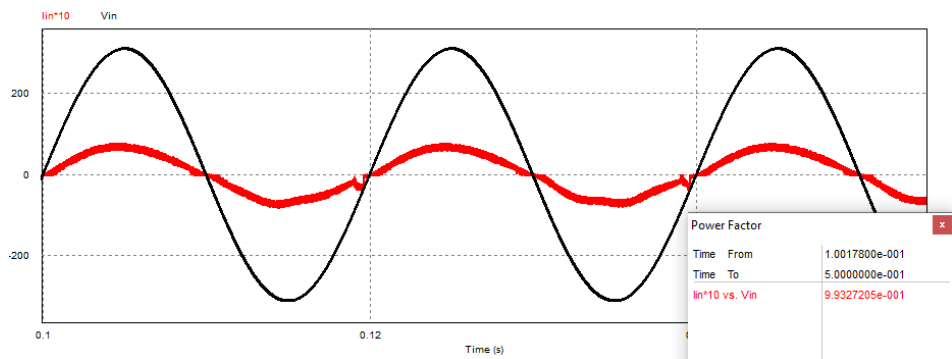
(a)



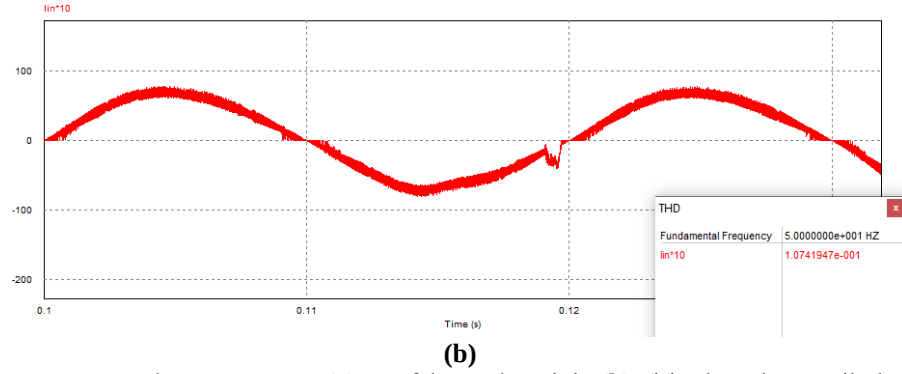
(b)

Şekil 5.17. KPFC dönüştürücünün (a) çıkış gücü (b) giriş gücü değerinin ölçümü

Şekil 5.18.a'da güç faktörü değerinin, Şekil 5.18.b'de ise 50 Hz temel frekansa göre giriş akımının harmonik bozulma yüzdesi değerinin ölçümü gösterilmiştir. 0.1-0.5 saniyeleri arasında alınan ölçüm sonucunda güç faktörü değeri 0.993 olarak belirlenmiştir. Giriş akımı THD değeri ise %10.7 olarak ölçülmüştür. Diğer yöntemlere göre güç faktörü değeri düşmüş, akım harmonik içeriği ise yükselmiştir. Köprüsüz PFC dönüştürücülerde akım harmonik içeriğini azaltmak için giriş filtreleri kullanılabilir.



(a)



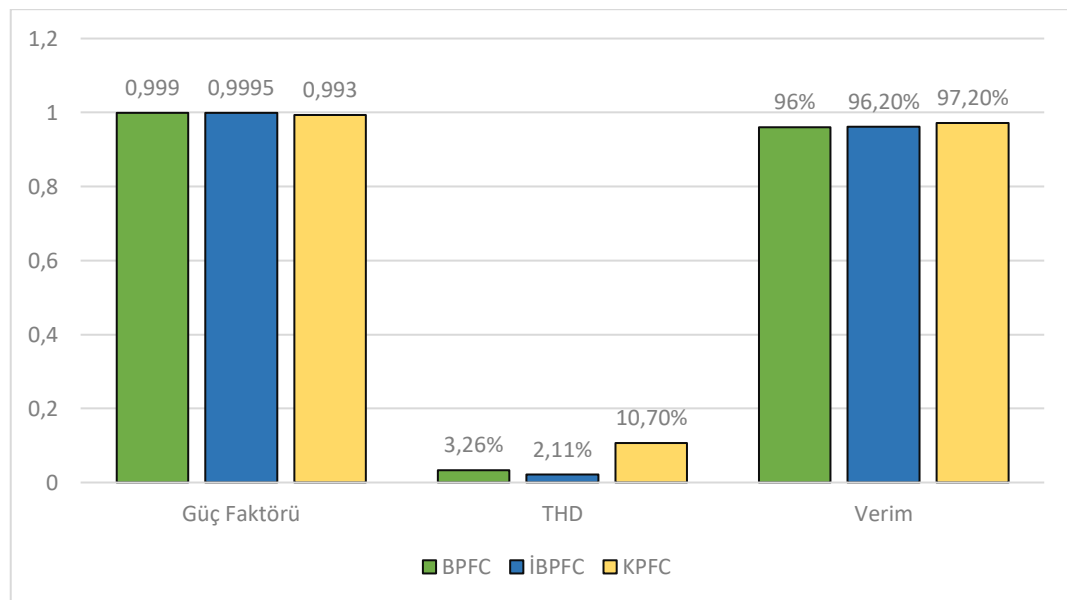
Şekil 5.18. KPFC dönüştürücünün (a) güç faktörü değerinin (b) giriş akımı harmonik değerinin ölçümü

Simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması:

Üç farklı PFC dönüştürücünün simülasyon sonuçları güç faktörleri, giriş akımı harmonik içerikleri ve verimleri bakımından birbirleriyle karşılaştırılmış ve Tablo 5.3'te gösterilmiştir. Yapılan karşılaştırmaların grafiksel gösterimi Şekil 5.19'da verilmiştir.

Tablo 5.3. PFC dönüştürücülerinin karşılaştırması

Dönüştürücü Türü	Klasik Boost PFC	İnterleaved Boost PFC	Köprüsüz PFC
Güç Faktörü	0.999	0.9995	0.993
THD	%3.26	%2.11	%10.7
Verim	%96	%96.2	%97.2



Şekil 5.19. Sonuçların grafiksel olarak karşılaştırılması

6.SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Yapılan bu tez çalışmasında elektrikli araç bataryalarının şarj işlemi için kullanılan tek fazlı güç faktörü düzeltmeli (PFC) aktif doğrultucu devre yapıları incelenmiştir. Klasik köprü doğrultucu yapılarının sebep olduğu şebeke tarafında oluşan düşük güç faktörü ve çekilen şebeke akımında ölçülen yüksek harmonik içerik, bu dönüştürücüler ile düzeltilmeye çalışılmıştır. Üç farklı PFC dönüştürücü yapısı PSIM programı üzerinde simüle edilerek sonuçlar incelenmiştir.

Elde edilen simülasyon sonuçlarına göre üç dönüştürücünden de bire yakın güç faktörü elde edilmiştir. En yüksek güç faktörü değeri İnterleaved Boost PFC devresi ile elde edilirken, en düşük güç faktörü değeri ise Köprüsüz PFC devresine aittir. Dönüştürücüler için bir diğer temel karşılaştırma faktörü ise giriş akımının toplam harmonik distorsiyonudur (THD). Klasik Boost PFC yapısında giriş akımının THD'si %3.26 olarak ölçülmüştür. Bu değer İnterleaved Boost PFC'de ise %2.11 oranı ile en düşüktür. Köprüsüz PFC dönüştürücüsünde giriş akımının THD'si %10 ile diğer dönüştürücülere göre daha yüksektir. Köprüsüz PFC dönüştürücü yapılarında bir giriş filtresi ile akım harmonik içeriği ideal şatlara yaklaştırılabilir. Beklenildiği üzere en yüksek verim değeri Köprüsüz PFC dönüştürücülere aittir ve diğer yöntemlere göre verimde yaklaşık %1 oranında artış sağlar. Bu sebeple yüksek güçlü uygulamalarda köprüsüz yapılar tercih edilmelidir. Klasik Boost PFC ve İnterleaved Boost PFC devreleri yaklaşık olarak aynı verim değerine sahiptir. İnterleaved Boost PFC devresinin Klasik Boost PFC devresine göre %0.02 oranında bir verim artışı sağladığı görülmektedir. Bu değer düşük güçlü uygulamalarda önemsiz olsa da güç değeri arttıkça önem kazanmaktadır. Bu sebeple genelde 1000 W'ın altındaki güçlerde Klasik Boost PFC dönüştürücüler tercih edilirken daha yüksek güçlerde İnterleaved Boost PFC dönüştürücüler kullanılır.

Yapılan çalışmalarda da görüldüğü üzere PFC'li aktif doğrultma devreleri, uygun güç aralığına göre seçilen doğru devre topolojisiyle, şebeke tarafında oluşan güç kalitesi problemlerini giderip verimli bir çalışma sağlamıştır.

KAYNAKLAR

- Akın, B., 2012, Elektrikli Arabalarda Kullanılan Li-ion Akülerin Tek Fazdan Hızlı ve Verimli Şarjı için Güç Faktörü Düzeltmeli Yükselticilerin Karşılaştırması, *EMO Bilimsel Dergi*, 2(4), 87-93.
- Akkaya, R., 1999, Power Quality Problems Caused By Power Electronic Equipment And Possible Solutions. *ELECO '99 Elektrik - Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu* 1(92/A2), 248-252.
- Akkaya, R., Gürbüz, Y., 2014, Design, Implementation and Comparison of Flyback Type Power LED Drivers with External and Internal PFC in Terms of Harmonics and Power Factor, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 13493-13505
- Akmaz, D., 2012, Güç Sistemlerinde Harmoniklerin İncelenmesi Ve Akım Harmoniklerinin Azaltılması İçin Aktif Güç Filtre Tasarımları, Yüksek Lisans Tezi, *Tunceli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, 5-14.
- Anonymous, 2014, ON-Semiconductor- Power factor correction (PFC) handbook, *SCILLC, 2014 Previous Edition*, 16-17
- Basu, S., 2006, Single Phase Active Power Factor Correction Converters, Thesis For The Degree Of Doctor Of Philosophy, *Chalmers University Of Technology*, 18-31
- Bodur H., Akboy E., Aksoy İ., 2011, Tek Aşamalı Güç Faktörü Düzeltme Devrelerinin İncelenmesi, *Elektrik-Elektronik Ve Bilgisayar Sempozyumu*, 168-72.
- Bodur H., 2018, Güç Faktörü Düzeltme Yöntemleri, *Yüksek Lisans Ders Notları*, 2-48
- Chou, K.H., Liang, T., Chen K., Lee, S., 2014., Design And Implementation Of An Interleaved BCM Boost PFC Control IC, *2014 International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014*: 3346-51.
- Çavdar, M., 2017, Tek Fazlı Güç Faktörü Düzeltmeli (PFC) Köprüsüz Ac-Dc Dönüştürücülerin İncelenmesi ve Karşılaştırılması, Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, 18-21.
- Çetin, L., 2011, Yakıt Hücreleri ve Piller. <https://docplayer.biz.tr/6422588-Elektrik-yakit-hucreleri-ve-piller.html>.
- Ertay, M. M., Alboyacı, B., Duru, H. T., Yeğin, E. M., 2011, Endüstriyel Güç Sistemlerinde Oluşan Harmoniklerin Pasif Filtrelerle yok edilmesi, IV. *Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu; Kocaeli, Türkiye, Mayıs*, 58-63.
- Fıncan, B., Yılmaz, M., Goynusen, A., Erenay, H. K., 2017, Design And Optimization Of A High Power Density And Efficiency Boost PFC, *Balkan Journal Of Electrical And Computer Engineering*, 5(2), 50-59.

- Gürbüz, Y., Akkaya, R., 2012, Dahili PFC'li Geri Dönüştürücü Tipi Güç LED Sürücü Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, *ELECO '2012 Elektrik - Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu*, 308-312
- Gürbüz, Y., Kulaksız, A. A., 2016, Elektrikli Araçlar ile Klasik İçten Yanmalı Motorlu Araçların Çeşitli Yönlerden Karşılaştırılması, *Dergipark* 6(2016): 117–25.
- Grigore, V., 2001, Topological Issues in Single-Phase Power Factor Correction, *Institute Of Intelligent Power Electronics Distribution*, 27-36
- Huber, L., Irving, B., Jovanovic, M. M., 2003, Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters. *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03.* 3(4): 1649–57.
- Karababa, A., Atlı, B., Çağlayan, B., 2020, Hava Kirliliği ve Sağlık Etkileri, *Temiz Hava Hakkı Platformu*
- Kürker, F., Taşaltın, R., 2016, Elektrik Tesislerinde Harmoniklerin Meydana Getirdiği Kayıpların Analizi, *Adıyaman Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 3(5), 21-38.
- Kürker, F., Taşaltın, R., Karadağ, K., 2018, Elektrik Tesisinde Harmonik İncelemesi ve Harmonik Filtreli Kompanzasyon, *Harran Üniversitesi Mühendislik Dergisi* 3(3), 43-51
- Monteiro, V., Pinto, J. G., Fernandes, J. C. A., Afonso, J. L., 2017, Experimental comparison of single-phase active rectifiers for EV battery chargers, *VEHITS 2017 - Proceedings of the 3rd International Conference on Vehicle Technology and Intelligent Transport Systems (Vehits)*: 419–25.
- Muratoğlu, Y., Akkaya A., 2015, Elektrikli Araç Teknolojisi ve Pil Yönetim Sistemi-İnceleme, *Elektrik Mühendisliği Dergisi* (458): 10–14.
- Musavi, F., Wilson E., William G. D., 2011, A high-performance single-phase bridgeless interleaved PFC converter for plug-in hybrid electric vehicle battery chargers, *IEEE Transactions on Industry Applications* 47(4): 1833–43.
- O'Loughlin, M., 2006, An interleaving PFC pre-regulator for high-power converters, *Texas Instruments*: 1–14.
- Obdan, A. H., Çınar, A.O., 2017, Güç Kaynakları İçin Yüksek Verimli Güç Faktörü Düzeltme Devresi Tasarımı, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji* 5(4): 187–99.
- Özdemir, E., Özdemir, Ş., Kale, M., (2002), Aktif Güç Filtresi İle Harmonik Ve Reaktif Güç Kompanzasyonu. *EMO Bilimsel Dergi*, 1-5.
- Polat, B. D., Keleş, Ö. ,2012, *Lityum İyon Pil Teknolojisi*, *TMMOB Metalurji Mühendisleri Odası*, 42-48.

- Polat, S. , 2011, Alternatif Motorlar ve Yakıtlar, Hitit Üniversitesi Meslek Yüksekokulu, 1-93.
- Praneeth, A. V. J. S., Williamson S. S., 2018, A Review of Front End AC-DC Topologies in Universal Battery Charger for Electric Transportation, *2018 IEEE Transportation and Electrification Conference and Expo, ITEC 2018*: 916–21.
- Ronanki, D., Apoorva K., Williamson S. S., 2019, Extreme fast charging technology—prospects to enhance sustainable electric transportation, *Energies* 12(19): 1–17.
- Salman H., Khan M. M., Abbas,F., Tang,H., 2018, Assessment of electric vehicles concerning impacts, charging infrastructure with unidirectional and bidirectional chargers, and power flow comparisons, *International Journal of Energy Research* 42(11): 3416–41. 43–51.
- Satılmış, O., Meşe E., 2011, Elektrikli ve Hibrit Elektrikli Araçlar İçin Batarya Şarj Cihazları, *Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu*, , 137–42.
- Sen, G., Boynuegri A.R., Uzunoglu M., Elektrikli Araçların Şarj Yöntemleri Ve Araçların Şebekeyle Bağlantısında Karşılaşılan Problemlere Yönelik Çözüm Önerileri, *Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu, Fırat Üniversitesi-Elazığ*, 357-362
- Shiau, C. S. N., Samaras, C., Hauffe R., Michalek J. J., 2009, Impact of battery weight and charging patterns on the economic and environmental benefits of plug-in hybrid vehicles, *Energy Policy* 37(7), 2653–63.
- Şahin, E., Büyükkatırcı, O., Akın, B., 2014, AC-DC Dönüştürücü Tabanlı Güç Faktörü Düzeltme Devresi Tasarımı ve Uygulaması, Eleco Elektrik – Elektronik – Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, 243-249.
- Şehirli E., 2017, Güç Faktörü Düzeltmeli AA-DA Dönüştürücü Yapılarının Doğrusal Olmayan Denetimi, Doktora Tezi, *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*,14-20
- Şenel, C., 2015, Güç Kalitesi Problemleri ve Çözüm Yöntemleri, *Aktif Mühendislik*, 3-7
- Tinğ, N.S., Aksoy İ., Şahin Y. , 2015, Elektrikli Araçların Batarya Şarjında Kullanılan Güç Faktörü Düzeltmeli Klasik ve Interleaved Yükseltici Türü Dönüştürücülerin Karşılaştırılması,1-6
- Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation, 2019, Power Factor Correction (PFC) Circuits, 1–20.
- Ünlü, N., 2003, Elektrikli Araçlar, *TÜBİTAK – Marmara Araştırma Merkezi Enerji Sistemleri ve Çevre Araştırma Enstitüsü,GEBZE*, 1-145
- Yazıcı, V., Özdemir E., 2013, Elektrikli araç şarj yöntemleri, 5. Enerji Verimliliği Ve Kalitesi Sempozyumu, 288–92.

- Wagner, V. E., Balda, J. C., Griffith, D. C., Mceachern, A., Barnes, T. M., Hartmann, D. P., Jewell, W. T., 1993, Effects Of Harmonics On Equipment, *IEEE transactions on power delivery*, 8(2), 672-680.
- Yıldız, Ş., 2006, Elektrik Dağıtım Sistemlerinde Elektrik Enerjisinde Kalitenin Yükseltilmesi, Yüksek Lisans Tezi, *Cumhuriyet Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilimdalı*, 16-25
- Zhang, J., Jovanovic, M. M., Lee, F. C., 1999, Comparison Between CCM Single-Stage And Two-Stage Boost PFC Converters, *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference And Exposition - APEC* 1: 335-41.

