T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNİN KARŞILAŞTIRMALI ANALİZİ VE UYGULAMA DEVRELERİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

ALİ OSMAN ÇINAR

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI

DANIŞMAN
YARD. DOÇ. DR. ATİYE HÜLYA OBDAN

İSTANBUL, 2017

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNİN KARŞILAŞTIRMALI ANALİZİ VE UYGULAMA DEVRELERİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Ali Osman ÇINAR tarafından hazırlanan tez çalışması 15.12.2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

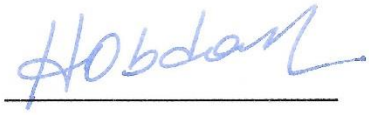
Yard. Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yard. Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN

Yıldız Teknik Üniversitesi



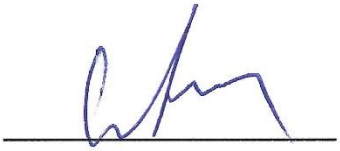
Prof. Dr. Hacı BODUR

Yıldız Teknik Üniversitesi



Doç. Dr. Mustafa Caner AKÜNER

Marmara Üniversitesi



Bu çalışma Arçelik A.Ş. Elektronik İşletmesi Tarafından desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu yüksek lisans tezi Arçelik A.Ş Elektronik İşletmesi adına “Endüstride Uygulama Destekli Tez“ projesi kapsamında, LCD ve OLED TV’lerde kullanılan güç kaynağı tasarımında gerekli olan güç faktörü düzeltme devreleri için farklı güç seviyelerinde en uygun topoloji ve kontrol yapısının seçiminin sağlanması amacıyla yapılmıştır. Bu kapsamda TV uygulamalarında en yaygın kullanılan uygulamalar incelenip gerekli literatür taraması yapılarak 200W’tan daha yüksek güç seviyelerindeki uygulamalar için hangi topoloji ve kontrol yapısının uygun olacağı detaylı bir şekilde analiz edilmiştir. Bu bağlamda 3 farklı topoloji ve kontrol tekniği ile farklı güç seviyelerinde devreler tasarlanarak detaylı benzetimleri yapılmış ve prototipleri ile gerçeklenmiştir. Deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Tez çalışması boyunca desteğini esirgemeyen değerli tez danışmanım Yard. Doç. Dr. Atiye Hülya Obdan’a teşekkürlerimi iletmeyi bir borç bilirim. Bu sıkı ve meşakkatli çalışmanın en büyük destekçilerinden olan Arçelik A.Ş. Elektronik İşletmesi Donanım Tasarım Ar-Ge grubu Analog Elektronik ekibine yardımlarından dolayı ayrıca teşekkürlerimi sunarım.

Aralık, 2017

Ali Osman ÇINAR

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ....viii

KISALTMA LİSTESİ....ix

ŞEKİL LİSTESİ.... x

ÇİZELGE LİSTESİ....xiii

ÖZET....xiv

ABSTRACT....xvi

BÖLÜM 1

GİRİŞ.... 1

1.1 Literatür Özeti.... 1
1.2 Tezin Amacı.... 2
1.3 Hipotez.... 4

BÖLÜM 2

GÜÇ TEORİSİ VE GÜÇ FAKTÖRÜ.... 5

2.1 Aktif Güç.... 5
2.2 Görünür Güç ve Kompleks Güç.... 5
2.3 Reaktif Güç.... 9
2.4 Sinüzoidal Olmayan Durumlarda Güç Kavramı – Klasik Yaklaşım.... 10
2.4.1 Budeanu'nun Güç Teorisi.... 10
2.4.1.1 Güç Dörtyüzlüsü (Tetrahedron) ve Güç Distorsiyonu....11
2.4.2 Fryze'nin Güç Tanımı.... 13
2.5 Güç Faktörü (PF).... 14
2.5.1 Şebeke Akımı Harmoniklerinin Regülasyonu Konusunda Standartlar. 15
2.5.1.1 EN 61000-3-2 Standardı....16

BÖLÜM 3

GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTMEDE KULLANILAN TEMEL DÖNÜŞTÜRÜCÜLER VE KONTROL TEKNİKLERİ 17

3.1 Güç Faktörü Düzeltme Devrelerinde Kullanılan Temel Topolojiler 17
3.1.1 Düşürücü Dönüştürücü 19
3.1.2 Yükseltici Dönüştürücü 21
3.1.3 Düşürücü-yükseltici Dönüştürücü 23
3.1.4 Geri Dönüşlü Dönüştürücü 23
3.1.5 İleri Yönlü Dönüştürücü 26
3.1.6 Cuk Dönüştürücü, Sepic Dönüştürücü ve Zeta Dönüştürücü 27
3.2 Güç Faktörü Düzeltme Devrelerinde Kullanılan Kontrol Teknikleri 29
3.2.1 Pik Akım Modlu Kontrol 30
3.2.2 Ortalama Akım Modlu Kontrol 31
3.2.3 Histerezis Kontrol 33
3.2.4 Sınır Akım Modlu (BCM) Kontrol 34
3.2.5 Kesintili Akım Modlu (DCM) Kontrol 36

BÖLÜM 4

SINIR İLETİM MODLU (BCM) YÜKSELTİCİ PFC DEVRESİ 38

4.1 Giriş 38
4.2 BCM Yükseltici PFC ve Çalışma Prensibi 38
4.3 Gerilim Mod BCM Kontrol 41
4.4 BCM PFC Tasarım Kriterleri 43
4.4.1 Endüktans Seçimi 43
4.4.2 Yarı İletken Seçimi 44
4.4.3 Kapasitör Seçimi 44
4.5 Simülasyon Sonuçları 45

BÖLÜM 5

FAZ FARKLI ÇALIŞAN PARALEL YÜKSELTİCİ PFC DEVRESİ 49

5.1 Giriş 49
5.2 Faz Farklı Çalışan Paralel Yükseltici PFC ve Çalışma Prensibi 50
5.2.1 Faz Farklı Çalışan Paralel Yükseltici BCM PFC Çalışma Prensibi 51
5.3 Faz Farklı Çalışan Paralel BCM Yükseltici PFC Tasarım Kriterleri 55
5.3.1 Endüktans Seçimi 55
5.3.2 Yarı İletken Seçimi 56
5.3.3 Kapasitör Seçimi 56
5.4 Simülasyon Sonuçları 57

BÖLÜM 6

YARIM KÖPRÜ GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİ 64

6.1 Giriş 64
6.2 Klasik Köprüsüz PFC 66
6.2.1 Klasik Köprüsüz PFC Topolojileri 67
6.3 Yarım Köprü PFC 70
6.3.1 Yarım Köprü PFC Çalışma Prensibi 71

6.4 Yarım Köprü PFC Tasarım Kriterleri 72
6.5 Simülasyon Sonuçları 74

BÖLÜM 7

DENEYSEL SONUÇLAR 79

7.1 Giriş 79
7.2 250W'lık BCM Yükseltici PFC Prototip Kartın Deneysel Sonuçları 80
7.3 550W'lık Faz Farklı Çalışan Paralel BCM Yükseltici PFC Prototip Kartın Deneysel Sonuçları 85
7.4 900W'lık Yarım Köprü ACM Yükseltici PFC Prototip Kartın Deneysel Sonuçları 90

BÖLÜM 8

SONUÇ VE ÖNERİLER 96

KAYNAKLAR 98

ÖZGEÇMİŞ 102

SİMGE LİSTESİ

A	Amper
D	Duty Cycle (Doluluk Oranı)
F	Farad
f	Frekans
H	Henry
l	Akım
l_{rms}	Akımın efektif değeri
P	Aktif güç
Q	Reaktif güç
S	Görünür güç
T	Periyot
T_{off}	Anahtarlama elemanının kesim süresi
T_{on}	Anahtarlama elemanının iletim süresi
V	Volt
VA	Volt-amper
VAr	Volt-amper reaktif
V_{rms}	Gerilimin efektif değeri
W	Watt
η	Verim
Ω	ohm
°	Derece

KISALTMA LİSTESİ

ACM	Average Current Mode (Ortalama Akım Modu)
BCM	Boundary Conduction Mode (Sınır İletim Modu)
CCM	Continious Conduction Mode (Sürekli İletim Modu)
CENELEC	European Committee for Electro-technical Standartization
DCM	Discontinious Conduction Mode (Kesintili İletim Modu)
IEC	International Electro-technical Committee
PF	Power Factor (Güç Faktörü, GF)
PFC	Power Factor Correction (Güç Faktörü Düzeltme, GFD)
THD	Total Harmonic Distortion (Toplam Harmonik Distorsiyonu)

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2. 1 Aralarında faz farkı olmayan akım ve gerilimin anlık değerlerinin çarpımı olarak güç 7
Şekil 2. 2 Aralarında faz farkı olan akım ve gerilimin anlık değerlerinin çarpımı olarak güç ve reaktif güç.....8
Şekil 2. 3 Güç üçgeni.....9
Şekil 2. 4 Güç Dörtyüzlüsü [2].....12
Şekil 3. 1 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel düşürücü dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16].....20
Şekil 3. 2 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel yükseltici dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16].....22
Şekil 3. 3 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel düşürücü-yükseltici dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16].....24
Şekil 3. 4 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel geri dönüşlü dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16].....25
Şekil 3. 5 İleri yönlü dönüştürücü ve giriş akım dalga şekli[16].....26
Şekil 3. 6 Temel Cuk, Sepic, Zeta dönüştürücüleri[16].....27
Şekil 3. 7 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel Cuk dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16].....28
Şekil 3. 8 Pik akım modlu kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37].....30
Şekil 3. 9 Ortalama akım modlu kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37] 32
Şekil 3. 10 Histerezis kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37].....33
Şekil 3. 11 Sınır akım modlu kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37] 35
Şekil 3. 12 Kesintili akım modlu kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37].....36
Şekil 4. 1 BCM PFC dönüştürücüler için temel devre şeması.....39
Şekil 4. 2 BCM dalga şekli.....40
Şekil 4. 3 Akımın izlediği yol (a) anahtar iletimde iken (b) anahtar kesimde iken 41
Şekil 4. 4 BCM akım zarfı.....42
Şekil 4. 5 Çarpıcı devresi eksiltilmiş BCM kontrolcü basitleştirilmiş devre şeması.....42
Şekil 4. 6 BCM PFC simülasyon devre şeması.....45
Şekil 4. 7 Bir şebeke periyodu boyunca endüktans akımı.....46
Şekil 4. 8 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımı 46
Şekil 4. 9 Bir şebeke periyodu boyunca giriş askımı, giriş filtresi çıkışı. 47
Şekil 4. 10 Bir şebeke periyodu boyunca çıkış gerilimi 47
Şekil 4. 11 Bir şebeke periyodu boyunca AC giriş akımı, filtre girişi.....48

Şekil 4. 12 Bir şebeke periyodu boyunca AC giriş akımı(x30), gerilimi ve güç faktörü (0.999)....48
Şekil 5. 1 Faz farklı çalışan paralel yükseltici topoloji devre şeması....50
Şekil 5. 2 Yarım şebeke periyodu boyunca faz farklı çalışan paralel yükseltici PFC endüktans akımları ve giriş akımı....51
Şekil 5. 3 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımları ve toplam giriş akımı....52
Şekil 5. 4 Q1 anahtarı iletimde ve Q2 anahtarı kesimde iken devre akımları....52
Şekil 5. 5 Q2 anahtarı iletimde ve Q1 anahtarı kesimde iken devre akımları....53
Şekil 5. 6 İlgili fazların saat ve kapı sinyalleri sağda BCM çalışma solda DCM çalışma 54
Şekil 5. 7 Çıkış diyotları ve toplam çıkış akımı dalga şekilleri....54
Şekil 5. 8 Faz farklı çalışan paralel yükseltici BCM PFC simülasyon devre şeması....58
Şekil 5. 9 Faz yönetimi bloğu....59
Şekil 5. 10 PWM ve sabit iletim süresi üretim bloğu....60
Şekil 5. 11 Geri besleme bloğu....60
Şekil 5. 12 Her bir PFC katının anahtarlama elemanına ait kapı sinyalleri....61
Şekil 5. 13 Her bir PFC katının endüktansının akımının bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü....62
Şekil 5. 14 Her bir PFC katının endüktans akımının birkaç anahtarlama periyodu boyunca görüntüsü....62
Şekil 5. 15 Çıkış gerilimi....63
Şekil 5. 16 Giriş akımı....63
Şekil 5. 17 Giriş gerilimi, akımı(x30) ve güç faktörü (0.99)....63
Şekil 6. 1 Klasik tam köprülü PFC devre şeması....65
Şekil 6. 2 Klasik köprüsüz PFC devre şeması....66
Şekil 6. 3 Klasik köprüsüz yapıdan yarım köprü elde edilerek oluşturulan PFC yapısı 67
Şekil 6. 4 Çift yönlü anahtar ile kurulan köprüsüz PFC yapısı....68
Şekil 6. 5 Yarım köprü PFC yapısı....68
Şekil 6. 6 Pseudo totem-pole PFC yapısı....69
Şekil 6. 7 Totem-pole PFC yapısı....69
Şekil 6. 8 Yarım köprü PFC devre şeması....70
Şekil 6. 9 Yarım köprü PFC devre şeması ve çalışma şekli, ilgili akım yolları....72
Şekil 6. 10 Yarım köprü PFC simülasyon devre şeması....75
Şekil 6. 11 Akım kontrol döngüsü bloğu....75
Şekil 6. 12 Akım kontrol döngüsü bloğu ve gerilim kontrol döngüsü bloğu....76
Şekil 6. 13 lL1 akımı bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü....76
Şekil 6. 14 lL2 akımı bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü....77
Şekil 6. 15 Toplam giriş akımının bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü....77
Şekil 6. 16 Giriş filtresi öncesi, şebeke girişi, giriş gerilimi ve akımı(x20), güç faktörü (0.999)....78
Şekil 6. 17 Giriş filtresi sonrası, doğrultucu girişi, giriş gerilimi ve akımı(x20), güç faktörü (0.997)....78
Şekil 6. 18 Çıkış geriliminin bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü....78
Şekil 7. 1 Birkaç şebeke periyodu boyunca endüktans akımı....81
Şekil 7. 2 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımı ve mosfetin kanal-kaynak gerilimi....81
Şekil 7. 3 Çıkış gerilimi dalga şekli....82

Şekil 7. 4 Şebeke tarafı giriş gerilimi ve akımı dalga şekli 83
Şekil 7. 5 250W BCM yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre verim değişimi ……84
Şekil 7. 6 250W BCM yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre güç faktörü değişimi.....84
Şekil 7. 7 Her iki faza ait birkaç şebeke periyodu boyunca endüktans akımları 86
Şekil 7. 8 Her iki faza ait birkaç anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımları 86
Şekil 7. 9 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca bir PFC katına ait endüktans akımı ve mosfetin kanal-kaynak gerilimi.....87
Şekil 7. 10 Çıkış gerilimi dalga şekli 87
Şekil 7. 11 Şebeke tarafı giriş gerilimi ve akımı dalga şekli 88
Şekil 7. 12 550W faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre verim değişimi.....89
Şekil 7. 13 550W faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre güç faktörü değişimi.....89
Şekil 7. 14 Her iki faza ait birkaç şebeke periyodu boyunca endüktans akımları 91
Şekil 7. 15 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca bir PFC katına ait endüktans akımı ve mosfetin kanal-kaynak gerilimi.....91
Şekil 7. 16 Çıkış gerilimi dalga şekli 92
Şekil 7. 17 Şebeke tarafı giriş gerilimi ve akımı dalga şekli 92
Şekil 7. 18 900W Yarım Köprü ACM Yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre verim değişimi.....94
Şekil 7. 19 900W Yarım Köprü ACM Yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre güç faktörü değişimi.....94
Şekil 7. 20 Sırasıyla 900W, 550W, 250W'lık PFC kartlarının prototipleri..... 95
Şekil 7. 21 Ölçüm düzeneği 95

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2. 1 EN 61000-3-2 standardına göre izin verilen tek harmonik limitleri..... 16
Çizelge 2. 2 EN 61000-3-2 standardına göre izin verilen çift harmonik limitleri..... 16
Çizelge 3. 1 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışmada dönüştürücü topolojilerinin karşılaştırması.....29
Çizelge 3. 2 Pik akım mod kontrolün avantaj ve dezavantajları..... 31
Çizelge 3. 3 Ortalama akım mod kontrolün avantaj ve dezavantajları 32
Çizelge 3. 4 Histerezis kontrolün avantaj ve dezavantajları..... 34
Çizelge 3. 5 Sınır akım modlu kontrolün avantaj ve dezavantajları 36
Çizelge 3. 6 Sınır akım modlu kontrolün avantaj ve dezavantajları 37
Çizelge 4. 1 Kullanılan elemanlar ve değerleri 45
Çizelge 5. 1 Kullanılan elemanlar ve değerleri 57
Çizelge 6. 1 Geleneksel tam köprü CCM yükseltici PFC devresi ile yarı köprü çift yükseltici yapılı CCM yükseltici PFC devresi elemanların akımların karşılaştırılması 71
Çizelge 6. 2 Kullanılan elemanlar ve değerleri.....74
Çizelge 7. 1 250W BCM yükseltici PFC prototipinde kullanılan elemanlar ve değerleri 80
Çizelge 7. 2 250W BCM yükseltici PFC prototip kartın ölçüm sonuçları.....83
Çizelge 7. 3 550W faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC prototipinde kullanılan elemanlar ve değerleri.....85
Çizelge 7. 4 550W faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC prototip kartın ölçüm sonuçları.....88
Çizelge 7. 5 900W yarım köprü ACM yükseltici PFC prototipinde kullanılan elemanlar ve değerleri.....90
Çizelge 7. 6 900W yarım köprü ACM yükseltici PFC prototip kartın ölçüm sonuçları 93

ÖZET

GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNİN KARŞILAŞTIRMALI ANALİZİ VE UYGULAMA DEVRELERİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Ali Osman ÇINAR

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yard. Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN

Teknolojinin gelişimi ile birlikte insan hayatı kolaylaşmakta ve refah düzeyi artmaktadır. Gelişen teknoloji ve akabinde yaşanan sanayileşme bir malın çok daha ucuza üretilebilmesinin ve daha geniş kitleler tarafından tüketilmesinin önünü açtı. Bu tüketim alışkanlıkları arasında elektrikli cihazlar çok önemli bir yer tutmaktadır. Hayatın her alanında karşımıza çıkan bu cihazlar çok daha fazla tüketilmekte ve bunun sonucu olarak enerjinin verimli kullanılması ön plana çıkmaktadır.

Yarı iletken teknolojisi kullanılarak tasarlanan güç elektroniği devreleri hemen hemen her elektrikli cihazın yapısında bulunmakta ve bu lineer olmayan yüklerin şebekeden harmonikli akım ve gerilim çekmesi günümüzde enerji kalitesi problemi olarak ortaya çıkmaktadır. Bu sebeple enerjinin daha kaliteli kullanılması önem arz etmektedir.

Enerjinin verim ve kalitesi açısından, harmonikli akımların şebekeye olumsuz etkilerini önlemek ve güç faktörünü iyileştirmek için, çeşitli standartlar getirilmiştir. Bu standartları sağlayabilmek ve cihazların verim ve kalitesini arttırabilmek için güç faktörü düzeltme (GFD, PFC) teknikleri geliştirilmiştir.

Bugün evlerde en çok kullanılan cihazlardan biri olarak LCD ve OLED TV ler 600W'lara çıkan güç ihtiyacı duyabilmekte ve bunun sonucu olarak enerji kalitesi açısından belli standartları sağlaması gerekmektedir.

Bu tezin amacı TV uygulamaları için üretilen güç kaynağı devrelerinde ihtiyaç duyulan PFC devre topolojosi ve kontrol yöntemlerini çeşitli yönlerden araştırmak ve ihtiyaç duyulan güç seviyesine göre hangi PFC topoloji ve kontrol yönteminin en uygun olacağının bir araştırmasını sunmaktır.

Bu amaçla TV uygulamalarında çokça kullanılan PFC devreleri incelenmiş ve güç seviyesine göre devrelerin güç faktörü performansı ve verimi karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Bu tez kapsamında üç farklı tür PFC devresi, sınır akım modlu (SİM, BCM) yükseltici dönüştürücü PFC, faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici dönüştürücü PFC ve yarım köprü ortalama akım modlu (ACM) yükseltici dönüştürücü PFC devreleri tasarlanıp detaylı simülasyonları yapılarak analizleri gerçekleştirilmiştir. Ayrıca bu üç devrenin prototipleri üretilip deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Güç faktörü düzeltme , sınır akım mod, ortalama akım mod, yarım köprü yükseltici dönüştürücü, faz farklı çalışan paralel yükseltici dönüştürücü

ABSTRACT

COMPARATIVE ANALYSIS OF POWER FACTOR CORRECTION CIRCUITS AND IMPLEMENTATION OF APPLICATION CIRCUITS

Ali Osman ÇINAR

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Asst. Prof. Dr. Atiye Hülya OBDAN

With the development of technology, human life is becoming easier and the level of prosperity is increasing. Emerging technology and the industrialization that followed have opened the way for a commodity to be produced at a much lower cost and consumed by wider masses. Among these consumption habits, electric appliances are very important. In almost every area of life, these devices are consumed much more, and as a result, efficient use of energy is at the forefront. Power electronics circuits, which are designed using semiconductor technology, are found in the structure of almost every electrical device, and harmonic current and voltage drawn from the network by nonlinear loads is now a problem of energy quality. For this reason, it is important to use the energy in a quality manner.

In terms of the efficiency and quality of the energy, various standards have been introduced for the power factor to prevent harmful currents from adversely affecting the network. Power factor correction techniques have been developed to provide these standards and to improve the yield and quality of the devices.

As one of the most used devices in homes today, LCD and OLED TVs may require the power up to 600W power levels, and as a result, they have to provide certain standards in terms of energy quality.

This thesis aims to investigate various aspects of PFC circuit topologies and control methods required for power supply circuits for TV applications and to present a study of which topology and control method would be most suitable for the required PFC structure greater than 200 W power levels.

For this purpose, PFC circuits which are mostly used in TV applications are examined and power factor performance and efficiency comparison of power circuits are presented. In this thesis, three different types of PFC circuit, boundary conduction mode (BCM) boost PFC, 180° phase shift interleaved BCM boost PFC and average current mode control (ACM) semi-bridgeless boost PFC circuits have been designed and detailed simulations have been carried out. Also prototypes of these three circuits were produced and experimental results were presented comparatively.

Keywords: Power factor correction, boundary conduction mode, average current mode, semi-bridgeless boost converter, interleaved boost converter

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Farklı elektrik yükleri çalışmak için farklı miktarda elektrik gücüne ihtiyaç duyarlar. Bununla birlikte, çoğu zaman elektrik şirketleri tarafından sağlanan elektrik enerjisi AC güçtür. Bu, farklı DC yükler tarafından ihtiyaç duyulan güç ile sabit AC güç arasındaki boşluğu doldurabilecek bir çeşit güç işleme birimi olması gerektiği anlamına gelir. Yarı iletken içeren aletler, redresörler, inverterler ve DC-DC dönüştürücüler elektrik enerjisini işlemek ve kontrol etmek için kullanılabilir [1]. Genel olarak doğrultucular olarak bilinen AC-DC dönüştürücüleri, diyotları veya güç MOSFET'leri gibi kontrollü yarı iletkenler kullanarak gerçekleştirilebilir.

AC şebekeden çekilen giriş akımı harmonikler içerir. Güç elektroniği teçhizatı, kaynak makineleri, transformatörler, motorlar ve jeneratörler AC şebekedeki güç kalitesinin bozulmasına neden olur. Akım harmonikleri, hassas elektronik ekipmana hasar verir, kapasitörlerin aşırı ısınmasına ve komşu elektronik ekipmanların etkilenmesine neden olur. Çekilen giriş akımı giriş gerilim dalga şekline uygun olarak şekillendirilmelidir, böylece şebekede akım harmonikleri azaltılır [2].

AC hatlarındaki güç kalitesi, nicel olarak, güç faktörü (PF) ve toplam harmonik bozulma (THD) ile ölçülebilir. Güç faktörü, bir elektrik sistemi tarafından tüketilen yararlı güç miktarının devre içindeki görünen güce oranı olarak tanımlanabilir. Akım harmonikleri, doğrultuculara güç faktörü düzeltme (PFC) devresi eklenerek azaltılabilir [3].

PFC, güç elektroniği bilim dalı için çok önemli bir alan haline gelmektedir. Son zamanlarda dünyada artan talebe bağlı olarak daha fazla elektrik üretim kapasitesi

eklemek elektrik şirketlerine çok masraflı olmakta ve ek kaynaklar gerektirmektedir. Ek güç kapasitesini kullanma yöntemlerinden biri, PFC'nin yaygın kullanımı yoluyla, AC gücü daha verimli kullanmaktır (Brown, 1994).

PFC'deki araştırmaların çoğu, hat akımındaki harmonik içeriğin azaltılmasına dayanmaktadır. Pasif PFC'de, giriş hattı akımının şeklini onarmak için yalnızca pasif elemanlar kullanılır. Açıkçası, çıkış gerilimi kontrol edilemez.

Aktif PFC devresinde, giriş akımını şekillendirmek ve ayrıca çıkış gerilimini kontrol etmek için pasif elemanlarla birlikte aktif bir yarı iletken eleman kullanılır. (Ross, 1997).

Bu çalışmada önce güç kavramı ve güç faktörü üzerinde durulmuştur. Sonraki aşamalarda PFC amacıyla kullanılan temel topolojiler PFC kabiliyetlerine göre araştırılıp analiz edilmiştir. Akabinde 3 farklı PFC devresi, BCM yükseltici PFC, faz farklı çalışan paralel BCM PFC, yarım köprü ACM yükseltici PFC, ayrı ayrı ele alınıp çalışma prensipleri tasarım kriterleri ile ilgili bilgiler verilip devrelerin simülasyonları ve analizleri gerçekleştirilmiştir.

Son olarak bu üç devrenin her biri için prototipler hazırlanıp deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Prototip olarak 250W'lık BCM yükseltici PFC, 550W'lık sıralı çalışan paralel BCM yükseltici PFC ve 900W'lık yarım köprü ACM yükseltici PFC devreleri tasarlanmıştır. Bu kapsamda devrelerin güç faktörü performansları, verimleri, giriş akım ve dalga şekilleri detaylı bir şekilde deneysel sonuçlar bölümünde verilmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Bu tez 8 bölümden oluşmaktadır. İlk bölümde literatür özeti ve tezin amacına dair bilgiler içermektedir.

İkinci bölümde ise güç ve güç faktörü kavramları üzerinde durulup harmonikler ve harmonik standartlarına değinilmiştir. Güç kalitesi problemleri ve bununla ilişkili olarak akımdaki harmoniklerin elimine edilmesi noktasında bazı standartlar getirilmiş olup bu

kriterleri sağlaması gereken cihazların güç sınıfına göre sınıflandırılmasına dair bilgilerde verilmiştir.

Üçüncü bölümde temel DC-DC dönüştürücü topolojilerinin PFC özelliklerine göre incelemesi yapılmıştır. Bu inceleme DCM çalışma moduna göre yapılmıştır. Aynı bölümde PFC amacıyla kullanılan dönüştürücülerde kullanılan çalışma yöntemleri ele alınıp avantaj ve dezavantajları ile incelemesi sunulmuştur.

Dördüncü bölümde BCM yükseltici dönüştürücü PFC incelenmiş olup. Devrenin çalışma prensibi hakkında bilgi verilip tasarım kriterlerine değinilmiştir. Ayrıca tasarım sonucu elde edilen değerler ışığında devrenin simülasyonu PSIM programı aracılığı ile gerçekleştirilmiştir.

Beşinci bölümde faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC ele alınmıştır. Bu teknik ile devre iki yükseltici yapısı paralellenerek anahtarlama elamanları birbirlerinden 180° faz farklı olarak çalıştırılmaktadır. Bu sayede 250W ile sınırlanan BCM çalışma şekli 500W gibi güç seviyesine tüm avantajları korunarak çıkartılmış olur. Bu bölümde de bu devrenin tasarımı gerçekleştirilip gerçekçi simülasyonu PSIM ortamında yapılmıştır. Bu simülasyonda NCP1631 IC sinin iç yapısı modellenmiş olup devrenin kontrolu bu IC de kullanılan pratik yaklaşımlar doğrultusunda yapılmıştır. Bu sayede daha gerçekçi bir simülasyon hedeflenmiştir ve simülasyon sonuçları gösterilmiştir.

Altıncı bölümde yarım köprü ACM yükseltici PFC incelenip çalışma prensi ve tasarım kriterleri hakkında bilgi verilmiştir. Bu devrenin de diğerleri gibi simülasyonu gerçekleştirilip sonuçlar sunulmuştur.

Yedinci bölümde, bölüm 4, 5 ve 6 da incelenip tasarımı ve simülasyonları gerçekleştirilen bu devrelerin prototipleri hazırlanıp deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Akım ve gerilim dalga şekillerinin yanında bu devrelerin çeşitli yönlerden ölçümleri çizelge halinde sunulmuş olup ölçüm sonuçları neticesinde her üç devrede güç faktörü ve verim performanslarına göre karşılaştırılıp grafiksel olarak sonuçları sunulmuştur. Akabinde bu çalışma sonunda elde edilen sonuçlar yorumlanarak değinilmiştir.

Sekizinci ve son bölümde sonuçlar ve önerilere yer verilmiştir.

1.3 Hipotez

Yukarıda bahsedilen bu üç devre tasarımı ve analizleri gerçeklendiğinde deneysel sonuçlardan BCM yükseltici PFC'nin 250W'tan yüksek güçlerde hem verim hemde güç faktörü performansı kötüleşmektedir. Ayrıca, BCM çalışmanın bir sonucu olarak yüksek akım dalgalanması orta ve yüksek güçlere çıkıldıkça artmakta buda devrede endüktans ve giriş filtresininin boyutlarını arttırmaktadır. Fakat çıkış diyotunun yumuşak kesime ve anahtarlama elemanının yumuşak iletime girmesi gibi avantajlarından ötürü anahtarlama kayıpları daha az olmaktadır. TV uygulamalarında özellikle 250W'tan düşük güçler için çok uygun bir seçenek olmaktadır.

500W civarı orta güç seviyelerine çıkıldığında, BCM çalışma modunun avantajlarını, dezavantajları olmadan kullanabilmek için faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC yapısı geliştirilmiştir. Bu yapı ile orta seviye güçlere çıkamadığımız BCM çalışma modunu kullanabiliriz. Bu çalışmada BCM de olduğu gibi diyot ve mosfet yavaş kesime ve iletime girmektedir. Ayrıca, BCM çalışmanın dezavantajı olan yüksek akım dalgalanması, anahtarlama elemanlarının faz farklı çalıştırılmasının bir sonucu olarak azaltılmaktadır. Fakat 500-600 watt yukarısındaki güçlerde bu devre endüktans akımındaki yüksek dalgalanma sebebi ile avantajını yitirmektedir.

Ortalama akım modlu (ACM) kontrole sahip yarım köprü yükseltici PFC devresi yüksek güç faktörü performansının yanında yüksek güç aktarım kabiliyeti ve düşük akım dalgalanması sağlamakta ayrıca giriş akımındaki dalgalanma düşük olduğundan daha düşük değerli giriş filtresi kullanabilmeyi olanaklı kılmaktadır. Fakat bu avantajlarına rağmen çıkış diyotu ve mosfet sert kesime ve iletime girmektedir ve anahtarlama kayıplarına sonuç olarak termal sıkıntılara yol açmaktadır.

BÖLÜM 2

GÜÇ TEORİSİ VE GÜÇ FAKTÖRÜ

2.1 Aktif Güç

Güç, birim zamanda üretilen ya da tüketilen enerji miktarıdır. Gücün birimi genellikle watt'tır ve (W) sembolü ile gösterilir. Tüketilen ya da üretilen enerjiyi bulmak için güçten yararlanılır. Mesela belli bir zaman aralığında tüketilen ya da üretilen ortalama gücü bu zaman aralığı ile çarptığımızda watt-zaman ifadesini elde ederiz bu da bize enerjiyi verir. Genel olarak watt-saat ya da daha yaygın olarak kilowatt-saat enerji ifadesinde kullanılır. Bir devre elemanı üzerinde harcanan enerji, bu bir elektrikli alet ya da basit bir kablo olabilir, onun direnci ve bu direncinin üzerinden akan akımın karesi ile çarpımı olarak ifade edilir, $\boldsymbol{P} = I^2.R$. Burada direnç üzerinde harcanan enerji ısıya dönüşür. Isı, ışık, mekanik hareket gibi kullanılan başka bir forma dönüşen enerjiye aktif güç denir ve **P** ile gösterilir. Yukarıdaki gibi $\boldsymbol{P} = I^2R$ olarak ifade edilebileceği gibi, saf omik bir yük için kaynak gerilimi ile akımının çarpımı yani $\boldsymbol{P} = V.R$ olarakta ifade edilebilir [4].

2.2 Görünür Güç ve Kompleks Güç

Aktif güçte, gücü P= I x V olarak tanımlamıştık fakat bu formül akım ve gerilimin DC olduğu durumda geçerlidir. AC sistemlerde kaynak akımı ve gerilimi sinüzoidal olup, akım ve gerilimin yönü zamanla değişir. Dolayısı ile belli bir periyot içerisinde sinüzoidal değişen bu akım ve gerilimi kompleks nicelikler olarak tanımlamak sistemlerin davranışını analiz etmede bize büyük kolaylıklar sağlayacaktır. Sonuç olarak bu

kompleks niceliklerin oluşturduğu gücü tanımlamak gerekirse güç için yeni ifade denklem (2.1) deki gibi olur. [4]

$$\boldsymbol{S} = I^{*}V = (V\angle\theta_v).(l\angle\theta_l) = V.l.\cos(\theta_v - \theta_l) + j.V.l.\sin(\theta_v - \theta_l) \quad (2.1)$$

$$|\boldsymbol{S}| = \sqrt{[V.l.\cos(\theta_v - \theta_l)]^2 + [V.l.\sin(\theta_v - \theta_l)]^2} = S \quad (2.2)$$

Burada $\boldsymbol{S}$ kompleks gücü temsil etmekte ve $|\boldsymbol{S}|$ ise görünür gücü, S, temsil etmektedir. Görüldüğü üzere kompleks gücün mutlak değeri görünür gücü vermektedir. Şuan güç için yazılan bu ifadeler fazörel olarak ele alınıp incelenmediği sürece çok bir anlam ifade etmeyebilir lakin bu bölümün sonralarına doğru bu konu daha net bir şekilde ele alınacaktır. Şuan bu konuyu erteleyip AC gücü kavramsal olarak daha iyi anlayabilmek için akım ve gerilim değerlerini zamanla değişen reel değerler olarak tanımlarsak, V (t) ve I(t) ifadelerini zamanla değişen akım ve gerilimin anlık değerleri olarak tanımlayabiliriz. Bu durumda akım ve gerilimin anlık değerlerinin çarpımı olarak anlık güç aşağıdaki gibi yazılabilir.[4][5]

$$P(t) = l(t).V(t) \quad (2.3)$$

Fakat anlık güç bizim için çok bir anlam ifade etmez. Güç sistemlerinde iletilen yahut harcanan güç ifade edilirken bir periyot içerisindeki güç ifadesi kullanılır. Bu amaçla gücü ortalama ifade edebiliriz. Ortalama güç, denklem (2.3) deki anlık gücün bir periyot içerisindeki ortalaması alınarak elde edilir. O halde "w" açısal frekansa sahip kaynak için gerilim ve akım değerleri sırasıyla $V(t) = \sqrt{2}V_{RMS}.\sin w.t$ ve $l(t) = \sqrt{2}l_{RMS}.\sin w.t$ olarak yazılabilir. O halde gücün ortalama değeri için P_{ort},

$$P_{ort} = \frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} P(t)\,dt \quad (2.4)$$

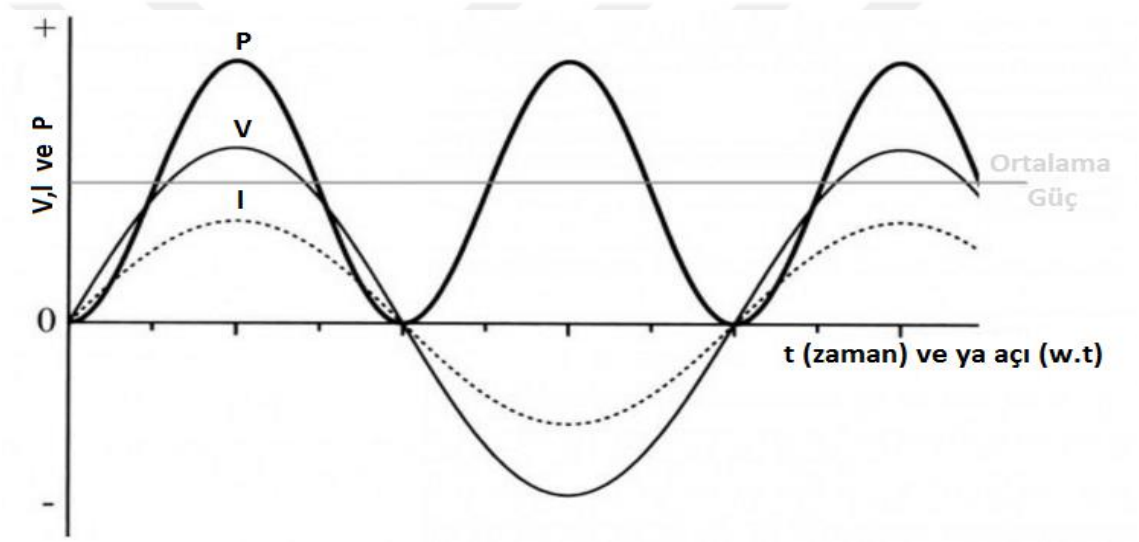
$$P_{ort} = \frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} V(t).l(t)\,dt \quad (2.5)$$

$$P_{ort} = \frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} (\sqrt{2}V_{RMS}.\sin w.t\ .\sqrt{2}l_{RMS}.\sin w.t)\,dt \quad (2.6)$$

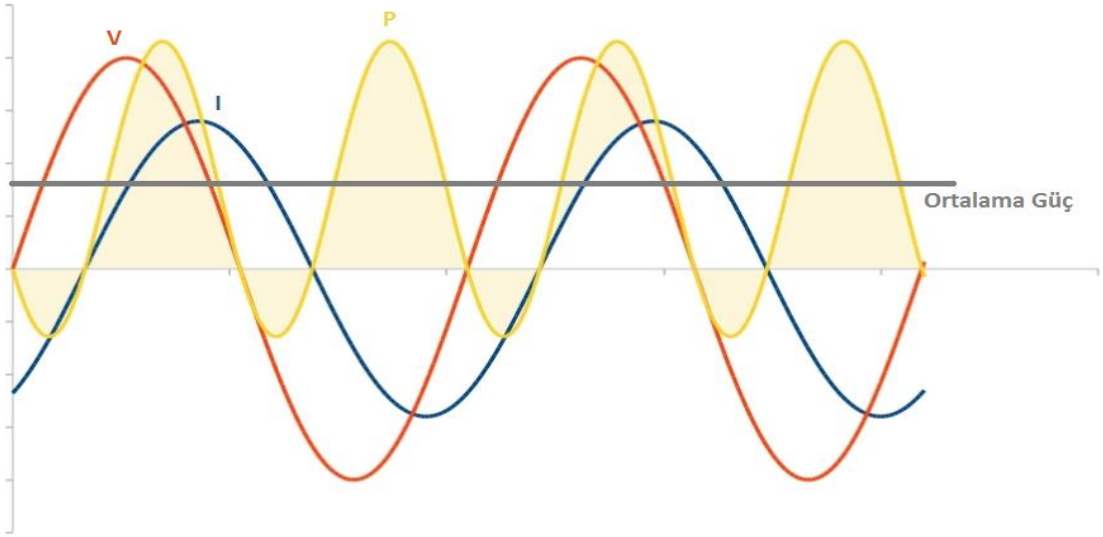
$$P_{ort} = l_{RMS}.V_{RMS} \quad (2.7)$$

Denklem (2.7) da ki eşitlik yükün saf omik olduğu durumlarda geçerlidir. Yükün saf omik olduğu bu durumda gücün periyodik değişimi şekil (2.1) de gösterilmektedir. Fakat, pratikte saf omik yük neredeyse imkansızdır. Bu sefer yükümüzü, reaktif bileşeni de olan bir yük olarak düşünürsek, bu durumda akım ile gerilim arasında bir faz farkı gözlemlenecektir. Artık akım ve gerilim sinyallerinin maksimum değerleri çakışık olmayacaktır. Bu sefer bazı anlık t zaman aralığında biri negatif iken diğeri pozitif olacaktır. Sonuç olarak anlık üretilen yahut tüketilen güç (anlık akım ve gerilimi değerlerinin çarpımı) bazen negatif olacaktır. Bu durum şekil (2.2) de gösterilmektedir.

Gücün negatif olmasından dolayı, iletim hattı boyunca iletilen gücün tersi yöne aktığını ya da yükten generatöre geri geldiği çıkarımında bulunabiliriz. [5]



Şekil 2.1 Aralarında faz farkı olmayan akım ve gerilimin anlık değerlerinin çarpımı olarak güç



Şekil 2.2 Aralarında faz farkı olan akım ve gerilimin anlık değerlerinin çarpımı olarak güç ve reaktif güç

İleri ve geri iletilen bu enerji, reaktif enerji, aslında bu yüklerdeki ve generatörlerdeki manyetik ve elektrik alanlara aittir. Anlık gücün bazen negatif olmasından dolayı, ortalama güç saf omik bir yükteki duruma nazaran daha az olacaktır. Bu durumda akım ile gerilim arasında "$\theta = \theta_v - \theta_l$"faz farkı için ortama güç aşağıdaki gibi olacaktır.

$$P_{ort} = \frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} P(t)\,dt \tag{2.8}$$

$$P_{ort} = \frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} V(t).l(t)\,dt \tag{2.9}$$

$$P_{ort} = \frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} \sqrt{2}V_{RMS}.\sin(w.t)\ \ .\sqrt{2}l_{RMS}.\sin(w.t+\theta)\,dt \tag{2.10}$$

$$P_{ort} = \ l_{RMS}.V_{RMS}.\cos(\theta) \tag{2.11}$$

$$P_{ort} = \frac{1}{2}.l_{MAX}.V_{MAX}.\cos(\theta) \tag{2.12}$$

Burada $\cos(\theta)$ ifadesi genellikle güç faktörü olarak isimlendirilmekte. Denklem 2.12 bütün yük çeşitleri için geçerlidir. Yükün saf omik olması durumunda faz farkı, $\theta = 0$, olacağından dolayı $\cos(\theta) = 1$ olacaktır. Bu nedenle $\cos(\theta)$ ifadesini yazmaya gerek

yoktur. Denklem 2.12 denklem 2.7 ye dönüşür. Yükün saf reaktif olması durumunda faz farkı, $\theta = 90$, olacağından dolayı $\cos(90) = 0$ olacaktır ve ortalama güç, $P_{ort} = 0$ olacaktır. Bu bize gücün sadece ileri geri osilasyon halinde olduğunu ve harcanmadığını anlatmakta (ortalama güç sıfırdır). Ortalama güç gerçek anlamda iletilen yahut tüketilen güçtür. Genellikle aktif ya da gerçek güç olarak adlandırılır, watt cinsinden ölçülür.

İletilen güce dair bir diğer yaklaşımda görünür güç kavramı. Aralarındaki faz farkını dikkate almaksızın akım ile gerilimin çarpımı görünür güç olarak tanımlanır. S sembolü ile gösterilir. Biri VA dır ve volt-amper olarak isimlendirilir. [5]

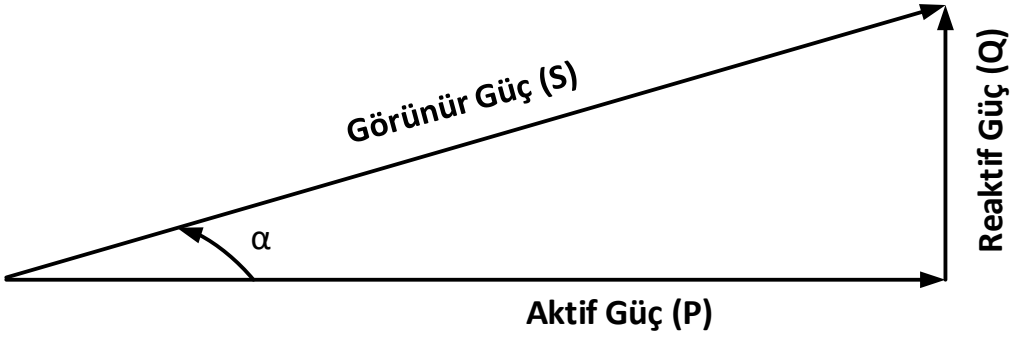
$$S = l_{RMS}.V_{RMS} \tag{2.13}$$

2.3 Reaktif Güç

Reaktif güç iletim hattında ileri ve geri osilasyona sebep olan fakat iş yapmayan güçtür. Q ile gösterilir.

$$Q = l_{RMS}.V_{RMS}.\ \sin(\theta) \tag{2.14}$$

Tekrardan yükün saf omik olduğu durumu incelersek faz farkı, $\theta = 0$, olacağından $\sin(\theta) = 0$ olacaktır ve Q=0 olduğu görülecektir. Buradan yükün saf omik olduğu durumda reaktif gücün olmadığını söyleyebiliriz. Reaktif güç Var cinsinden ölçülür. Reaktif güç, görünür güç ve aktif gücün kompleks düzlemde vektör gösterimi ve aralarındaki ilişki şekil 2.3 teki gibidir.



Şekil 2.3 Güç üçgeni

2.4 Sinüzoidal Olmayan Durumlarda Güç Kavramı – Klasik Yaklaşım

Sinüzoidal olmayan durumlar için güç kavramları birbirinden çeşitli yönlerde farklılaşmakta ve bazı durumlarda farklı sonuçlar doğurabilmektedir. Yaygın olarak birbirinden farklı iki güç tanımı kullanılmaktadır. Biri frekans alanında diğeri zaman alanında temellendirilmektedir.

2.4.1 Budeanu'nun Güç Teorisi

1927 de Budeanu tarafından ortaya atılan bu teori frekans alanında gücü analiz etmede kullanılmaktadır ve bugün hala önemini korumaktadır. Frekans alanında tanımlandığı için, bu teori yalnızca sürekli hal analizinde kullanılabilmektedir. Diğer bir deyişle akım ve gerilimin periyodik dalga şekilleri ile sınırlıdır.

Bu teoriye göre, belli bir yük ve kaynağa sahip AC devre kararlı halde ise, bu devreye ait akım ve gerilim dalga şekilleri fourier serilerine açılabilir. O zaman, her bir harmonik bileşen için ilgili fazör belirlenebilir. Sonuç olarak güç için aşağıdaki tanımlar türetilebilir.[5]

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} V(t)^2 dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \tag{2.15}$$

$$l_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} l(t)^2 dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} l_n^2} \tag{2.16}$$

Burada, V_n ve $I_n$fourier serisindeki ilgili n'inci sıradaki harmonik içeriğin efektif (RMS) değerine karşılık gelmektedir, ve T temel periyodu göstermektedir. DC bileşen bu analizde dikkate alınmamıştır. Her n'inci sıradaki akım ve gerilim harmonik çifti için yer değiştirme açısı θ_n ile gösterilmektedir. Buna göre Budenau aktif ve reaktif gücü sırasıyla denklem (2.17) ve (2.18) deki gibi tanımlamıştır.[5]

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n.\, l_n.\cos(\theta_n) \tag{2.17}$$

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n . l_n . \sin(\theta_n) \quad (2.18)$$

Görünür güç ve reaktif güç tanımları AC sistemlerin güç kalitesini belirlemek için gereklidir. Fakat, sinüzoidal olmayan koşullar altında, AC sistemlerde hem görünür güç hem de reaktif güç etkili bir şekilde karakterize edilemez. Örneğin, yukarıdaki eşitlik de reaktif güç, farklı frekanslardaki akım ve gerilim harmoniklerinin vektörel çarpımı şeklindedir. Hem denklem (2.17) hem de denklem (2.18) sırasıyla aktif ve reaktif güç farklı frekanslardaki harmonik bileşenlerinin çarpımı şeklindedir.

Sinüzoidal olmayan koşullar altında güç kalitesi kayıpları, diğer bir güç tanımı olan güç distorsiyonu "D" ile karakterize edilir. D (güç distorsiyonu) Budeanu tarafından tanımlanmıştır. Buna göre D (güç distorsiyonu) denklem (2.19) deki gibi ifade edilir.[5]

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \quad (2.19)$$

Denklem (2.14) den (2.18) e kadar ki bütün denklemler, sinüzoidal olmayan koşullar altında çalışan devre sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır.

2.4.1.1 Güç Dörtyüzlüsü (Tetrahedron) ve Güç Distorsiyonu

Sinüzoidal olmayan koşullar altında güç distorsiyonu ortaya çıktığından ötürü, güç üçgeninde olduğu gibi gücün şekilsel gösterimi üç boyutlu şekilde gösterilir. Bu gösterime güç dörtyüzlüsü (power tetrahedron) denir. Bu durum şekil 2.4 de gösterilmektedir.

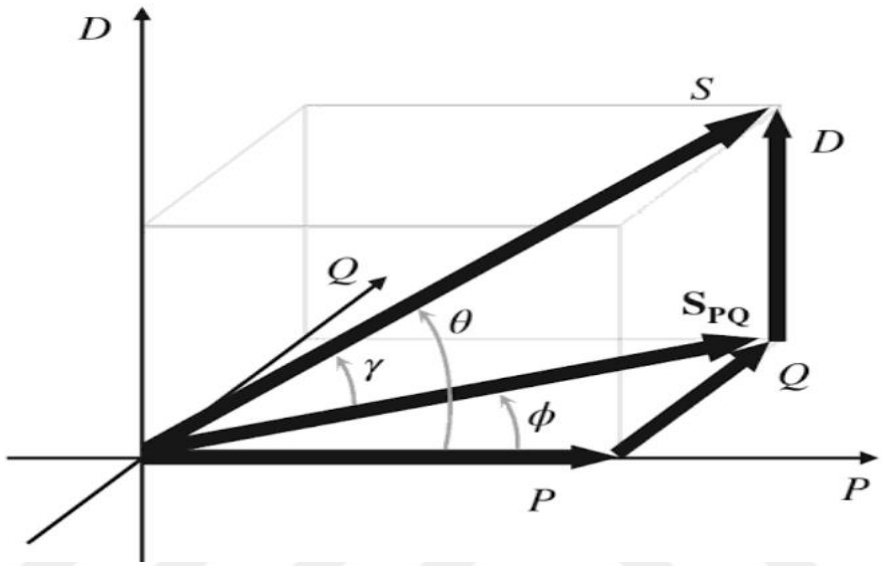
Sinüzoidal olmayan koşullar altında, denklem (2.1) deki kompleks güç ile denklem (2.2) deki görünür güç birbirinden farklılaşmaktadır. Sonuç olarak aralarındaki denge, mutlak değer ilişkisi, artık geçerli değildir. Bu nedenle denklem (2.17) ve (2.18) de Budeanu tarafından tanımlanan güç denklemlerinden yeni bir kompleks güç tanımlanabilir. Bu güce S_{PQ} dersek, S_{PQ} aşağıdaki denklem (2.20) deki gibi tanımlayabiliriz.[5]

$$\boldsymbol{S_{PQ}} = P + jQ = \sum_{n=1}^{\infty} P_n + j. \sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n . l_n . \cos(\theta_n) + j. \sum_{n=1}^{\infty} V_n . l_n . \sin(\theta_n) \quad (2.20)$$

Görünür güç S ile kompleks güç, S_{PQ}, arasındaki ilişki denklem (2.21) deki gibi olur.

$$S = V.I = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \sqrt{\left|\boldsymbol{S_{PQ}}\right|^2 + D^2} \tag{2.21}$$

Güç faktörü güç üçgeninde $\lambda = \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{S}} = \cos(\theta)$ olarak tanımlanmıştır. Şimdi sinüzoidal olmayan durum için $\lambda = \cos(O)$ olarak güç dörtyüzlüsünde gösterilmektedir.



Şekil 2.4 Güç Dörtyüzlüsü [5]

Denklem (2.21) den görüleceği üzere, sinüzoidal olmayan koşullar altında kompleks güç $\left|\boldsymbol{S_{PQ}}\right| = \sqrt{P^2 + Q^2}$, görünür güç S den farklı olmaktadır. $\left|\boldsymbol{S_{PQ}}\right|$ ve P oranı yer değiştirme faktörü $\cos(\theta)$, ki bu aynı zamanda sinüzoidal durumdaki güç faktörüdür. $\cos(\gamma)$ ise distorsiyon faktörü olarak gösterilir ve $\left|\boldsymbol{S_{PQ}}\right|$ ile S arasındaki orandır. Bu ifadelerin matematiksel ifadesi aşağıdaki denklemlerde ifade edildiği gibidir.[5]

$$\lambda = \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{S}} = \cos(O) \tag{2.22}$$

$$\cos(\theta) = \frac{P}{\left|\boldsymbol{S_{PQ}}\right|} \tag{2.23}$$

$$\cos(\gamma) = \frac{\left|\boldsymbol{S_{PQ}}\right|}{S} \tag{2.24}$$

$$\lambda = \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{S}} = \cos(O) = \cos(\theta).\cos(\gamma) \tag{2.25}$$

2.4.2 Fryze'nin Güç Tanımı

Fyrze 1930'lar da akım ve gerilimin efektif değerlerine bağlı olarak bir dizi güç tanımı yapmıştır. Fryze'nin yaklaşımına göre ortalama gücün temel denklemi, denklem (2.26) da gösterilmiştir

Aktif güç için P_w:

$$P_{ort} = \frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} P(t)\ dt = \frac{1}{T}.\int_{-T/2}^{T/2} V(t).l(t)\, dt = V_w.l = V.l_w \tag{2.26}$$

Burada V ve l sırasıyla gerilim ve akımın efektif değerleri ve V_w ile l_w ise denklem (2.31) de hesaplandığı üzere aktif gerilim ile aktif akımdır.

Görünür güç için P_s:

$$P_s = V.l \tag{2.27}$$

Aktif güç faktörü için:

$$\lambda = \frac{P_w}{P_s} = \frac{P_w}{V.l} \tag{2.28}$$

Reaktif güç için P_q:

$$P_q = \sqrt{{P_s}^2 - {P_w}^2} = V_q.l = V.l_q \tag{2.29}$$

Burada V_q ve l_q denklem (2.32) de hesaplandığı üzere reaktif gerilim ve akımdır.

Reaktif güç faktörü λ_q:

$$\lambda_q = \sqrt{1 - \lambda^2} \tag{2.30}$$

Aktif gerilim V_w ve aktif akım l_w :

$$V_w = \lambda.V \quad l_w = \lambda.l \tag{2.31}$$

Reaktif gerilim V_q ve Reaktif akım l_q :

$$V_q = \lambda_q . V \quad l_q = \lambda_q . l \tag{2.32}$$

Hem Budeanu hem de Fryzenin aktif ve görünür güç tanımları arasında farklılık yoktur. Fakat Budenau'nun reaktif güç tanımı ile Fryze'nin güç tanımı arasında farklılık vardır. Aynı zamanda Fryze akım ve gerilimin anlık değerlerinin birbiriyle orantılı olduğu durumda güç faktörünün bire eşit olduğunu göstermiştir.

2.5 Güç Faktörü (PF)

Güç faktörü (PF) güç kalitesini arttırmaya yarayan ve bunu amaçlayan bir tekniktir. Lineer olmayan yükler, reaktif ve ya kapasitif yükler şebekeden hem harmonik akım ve gerilim hem de reaktif güç çekilmesine sebep olur. Bunun sonucunda sistemin enerji kalitesi olumsuz etkilenir. Bu olumsuz etkiler şebeke ve şebeke ekipmanlarına aşırı yüklemeler getirerek hem sistemin enerji aktarım performansını düşürür hem de aynı şebekeden beslenen diğer cihazların olumsuz etkilenmesine sebep olur. Bu olumsuz etkileri ortadan kaldırmak için cihazlar güç sınıflarına göre belli regülasyonlara tabi tutulmuştur. Bundan dolayı güç faktörü düzeltme önem kazanmıştır.

Şebekeden çekilen gücün bir kalitesi olarak güç faktörü, matematiksel olarak aktif gücün görünür güce oranı şeklinde tanımlanabilir, denklem (2.33). 0 ile 1 arasında değişen bu değer 1'e ne kadar yakınsar ise o kadar kaliteli güç anlamına gelir.

$$PF = \frac{Aktif\ G\text{üç}}{G\text{örünür}\ G\text{üç}} = \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{S}} \tag{2.33}$$

$$PF = \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{S}} = \frac{V_{1rms}}{V_{rms}} . \frac{l_{1rms}}{l_{rms}} . \cos(\theta) \tag{2.34}$$

Denklem (2.34) de $\cos(\theta)$ yer değiştirme faktörüdür (displacement factor) ve akım ile gerilim arasındaki faz farkına bağlıdır. Lineer yükler için güç faktörü düzeltmede akım ve gerilim arasındaki faz farkını yani çekilen reaktif gücü sıfıra indirmek yeterlidir çünkü akım ve gerilim harmoniksizdir. Fakat lineer olmayan yüklerde akım ve gerilim arasında faz farkı olduğu gibi, akım ve gerilim değeri harmonikli olabilir. Bu durumda çekilen bu akım ve gerilimin harmoniklerini de elimine etmek gerekmektedir. Televizyon güç kaynağı gibi çoğu uygulamalarda gerilim sinüzoidal kabul edilip akımın harmonikleri

elimine edilmeye çalışılır. Giriş geriliminin şeklini sinüs kabul edersek, güç faktörü denklem (2.35) teki gibi ifade edilebilir.

$$PF = \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{S}} = \frac{V_{1rms}}{V_{1rms}} . \frac{l_{1rms}}{l_{rms}} . \cos(\theta) = \frac{l_{1rms}}{l_{rms}} . \cos(\theta) = K_p . \cos(\theta) \qquad (2.35)$$

Burada $K_p = \frac{l_{1rms}}{l_{rms}} = \frac{l_{1rms}}{\sqrt{l_{1rms}^2 + l_{2rms}^2 + l_{3rms}^2 + \cdots + l_{nrms}^2}}$ şeklinde olup temel frekansa sahip akımın harmonik bilişenleri ile olan bağıntısını gösterir. Bu ifadenin 1 olması demek akımın harmoniksiz olduğu anlamına gelir. Akımın harmonik içeriğinin bir ölçüsü de toplam harmonik distorsiyonu (THD) dir. Buna göre denklem (2.36) dan THD aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$THD_i = \frac{\sqrt{l_{2rms}^2 + l_{3rms}^2 + l_{4rms}^2 + \cdots + l_{nrms}^2}}{l_{1rms}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} l_{nrms}^2}}{l_{1rms}} \qquad (2.36)$$

Sonuç olarak $K_p = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$ ilişkisi yazılabilir. Denklem (2.36), benzer şekilde gerilim içinde yazılabilir.

Bu tezin esas amacı TV güç kaynağı uygulamaları için çeşitli güç seviyelerinde uygun PFC devresi tasarlamak ve bunun araştırmasını ortaya koymaktır. TV yi bir yük olarak düşünürsek burada reaktif ya da kapasitif bir yükten söz etmemiş oluruz. Bu sebeple bu uygulamalarda güç faktörü düzeltmedeki amacımız akımın harmoniklerini minimize etmektir. Sonuç olarak akımın THD si bizim için önem kazanmaktadır.

2.5.1 Şebeke Akımı Harmoniklerinin Regülasyonu Konusunda Standartlar

Şebeke akımındaki harmoniklerin olumsuz etkilerinden ötürü, cihazlar için belli standartları sağlama zorunluluğu getirildi. 1982 de, IEC (International Electro-technical Committee) IEC 555-2 standartlarını yayınladı. Sonraları, bu standartlar 1987 de European Committee for Electro-technical Standartization-CENELEC tarafından EN 60555-2 avrupa standardı olarak onaylandı. 1995 de, IEC 555-2 standardı IEC 1000-3-2 standardı olarak yerini aldı [6][7] ve sonraları CENELEC tarafından EN 61000-3-2 standardı olarak onaylandı.

2.5.1.1 EN 61000-3-2 Standardı

Güç kalitesini arttırmak için yük tarafından çekilen akımın harmonik limitlerini belirtmektedir. 16 A rms akım çeken yüklere kadar uygulanabilir. Şebeke akımın harmonik içeriği elektrikli ekipmanlar için belli bir limitler içerisine alınmıştır. Bu standarta göre cihazlar A, B, C ve D sınıflarına ayılmıştır. 75 W altındaki yüklerde bu standart uygulanması zorunlu değildir.

A sınıfı : Dengeli yüklü 3 fazlı ekipmanlar, B,C ve D sınıflarında tanımlanmayan tüm cihazlar.

B sınıfı: 75 W üzeri güçlerde, profesyonel olmayan taşınabilir elektrikli aletler, profesyonel olmayan taşınabilir kaynak makineleri bu sınıfa girer.

C sınıfı: 1 kW altındaki aydınlatma cihazları.

D sınıfı: 75 W ile 600 W arasındaki güçlerde, kişisel bilgisayar ve monitörler, televizyon ve radyo cihazları bu sınıfa girer.

Çizelge 2.1 ve 2.2 de EN 61000-3-2 standardına göre izin verilen tek ve çift harmonikler sırasıyla gösterilmektedir.

Çizelge 2.1 EN 61000-3-2 standardına göre izin verilen tek harmonik limitleri

Harmonik Numarası	A Sınıfı (A)	B Sınıfı (A)	C Sınıfı (In/I1)x100	D Sınıfı mA/W
3	2.30	3.45	30	3.4
5	1.13	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1
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 x 15/n	0.225 x 15/n	3	3.85/n

Çizelge 2.2 EN 61000-3-2 standardına göre izin verilen çift harmonik limitleri

Harmonik Numarası	A Sınıfı (A)	B Sınıfı (A)	C Sınıfı (In/I1)x100	D Sınıfı mA/W
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	0.23 x 8/n	0.345 x 8/n	-	-

BÖLÜM 3

GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTMEDE KULLANILAN TEMEL DÖNÜŞTÜRÜCÜLER VE KONTROL TEKNİKLERİ

3.1 Güç Faktörü Düzeltme Devrelerinde Kullanılan Temel Topolojiler

Güç dönüştürücülerin giriş güç faktörünü düzeltmek için, genellikle bir güç faktörü düzeltme (PFC) devresi tasarlanır ve dönüştürücünün girişine yerleştirilir. Bu güç faktörü düzeltme devresi bağımsız bir birim olabilir ya da yükün güç kaynağının içine yerleştirilen ayrılamaz bir parçası olabilir. Giriş bir gerilim kaynağıdır ve giriş akımı sinüzoidal olduğu takdirde bozulmaya uğramayacaktır. Sonuç olarak PFC de temel fikir açıkça görüleceği üzere giriş akımının dalga şeklini giriş geriliminin dalga şeklini takip etmeye zorlamaktır.

Fakat, PFC devresinin anlık giriş gücü ile anlık çıkış gücü arasında bir dengesizlik mevcuttur. Bu nedenle, PFC devresinin çalışma prensibi giriş gücü çıkış gücünden yüksek olduğunda aradaki enerji farkını depolamak ve giriş gücü çıkış gücünden düşük olduğunda bu depoladığı enerjiyi çıkışa aktarmak şeklinde olacaktır. Yukarıda anlatılan çalışma şeklinin gerçekleşmesi için, bir enerji depolama elemanı devrede olmalıdır.

Bir çok PFC devresinde, giriş endüktansı doğrultucu köprüsüne bağlanmıştır. Endüktansın doğası gereği akımı sürekli olduğundan dolayı girişe bağlanması, giriş akımında da süreklilik sağlamış olur[8]. Giriş endüktansı sürekli iletim modunda (SİM, CCM) ya da kesintili iletim modunda (KİM, DCM) çalıştırılabilir. DCM çalışmada, giriş endüktansının bir anahtarlama periyodu boyunca verilen kendi durum değeri bir önceki anahtarlama periyodundaki durum değerinden farklı olduğu için endüktans

durum değişkeni değildir[9]. Endüktans akımının pik değeri giriş gerilimini otomatik olarak örneklemektedir. DCM giriş devresinin bu özelliği "kendiliğinden güç faktörü düzeltme (self-power factor correction) olarak adlandırılır çünkü giriş tarafında herhangi bir kontrol döngüsü gerektirmez. Bu aynı zamanda DCM güç faktörü düzeltmenin CCM güç faktörü düzeltmeye göre en büyük avantajıdır. CCM güç faktörü düzeltmede birden fazla kontrol döngüsü içeren kontrol teknikleri gereklidir. Fakat, DCM çalışmada giriş endüktansı aşırı giriş enerjisini tutamaz, çünkü her anahtarlama periyodunun sonunda depoladığı bütün enerjiyi aktarması gerekmektedir. Sonuç olarak giriş ile çıkış anlık güçleri arasındaki dengeyi sağlamak için bir depolama (bulk) kapasitesi kullanılır. Buna ek olarak, kesintili iletim modu uygulanırsa, giriş akımı neredeyse sabit bir doluluk oranıyla üçgen dalga şeklinde olacaktır. Bu durumda dalgalı giriş akımını daha pürüzsüz sürekli akım şekline çevirebilmek için giriş filtresi kullanımı gerekli olmaktadır. Elbette, yüksek güç faktörünü elde etmek için dalgalanan giriş akımının ortalama değeri giriş gerilimini takip etmeli ve aralarında faz farkı olmamalıdır.

DCM giriş devresi temel DC-DC dönüştürücü topolojilerinden herhangi biri olabilir. Fakat, doğrultulmuş giriş gerilimine uygulandığı zaman farklı dalga şeklinde ortalama giriş akımının çekilmesine sebep olabilir. Bu kısımda temel düşürücü (buck), yükseltici (boost), düşürücü-yükseltici (buck-boost), geri dönüşlü (flyback), ileri yönlü (forward), cuk, sepic ve zeta dönüştürücü topolojilerine yer verilip DCM çalışma durumları araştırıldı ve içlerinden PFC uygulamaları konusunda uygunlukları karşılaştırmalı olarak sunuldu.

Temel devrelerin kendiliğinden PFC özellikleri incelenebilmek için öncelikle giriş karakteristikleri araştırılmıştır. Çünkü bu devrelerin giriş akımları DCM de çalıştığında kesintili olduğundan ötürü, sadece ortalama akımlar dikkate alındı. Anahtarlama frekansı kaynak yani şebeke frekansından çok daha büyük olduğundan ötürü, bir anahtarlama periyodu boyuna şebeke gerilimi sabit kabul edilebilir. Sürekli hal çalışmasında, çıkış gerilimi neredeyse sabit ve doluluk oranın (duty ratio) değişimi çok yavaştır. Bu nedenle sabit doluluk oranı giriş karakteristiklerini hesaplarken göz önüne alındı. Denklemler boyunca aşağıdaki ifadeler kullanılmıştır.

$v(t) = V_{lm} sin(\omega_l t)$ ---------- giriş gerilimi;

$i_l(t)$ ---------- giriş akımı;

$v_1(t)$ ---------- doğrultulmuş hat (şebeke) gerilimi;

$i_l(t)$ ---------- doğrultulmuş hat akımı;

$i_{l,avg}(t)$ ----------doğrultulmuş hat akımının ortalama değeri ($i_l(t) = i_{l,avg}(t)$ $eşitliğini\ kabul\ edelim$);

V_o ---------- DC çıkış gerilimi;

ω_l ---------- şebeke açısal frekansı;

T_l ---------- şebeke periyodu;

T_s ---------- anahtarlama periyodu;

D ---------- doluluk oranı (duty ratio);

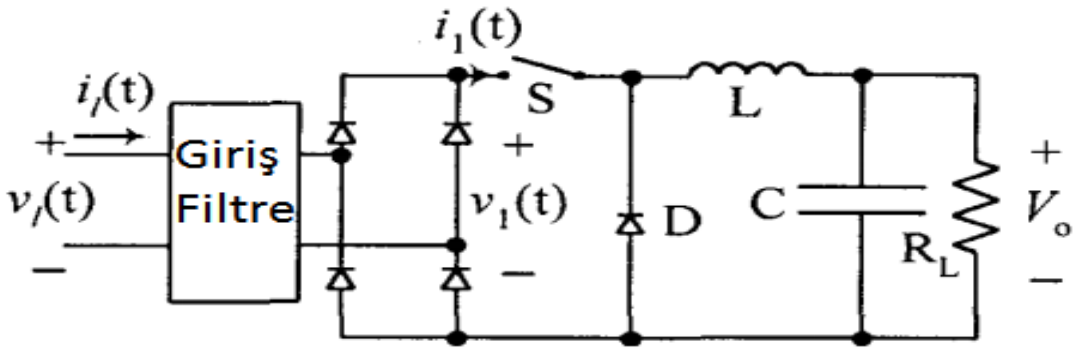
D_1 ---------- giriş endüktansının deşarj olduğu sürenin anahtarlama periyoduna oranı $D_1 = 1 - D$;

3.1.1 Düşürücü Dönüştürücü

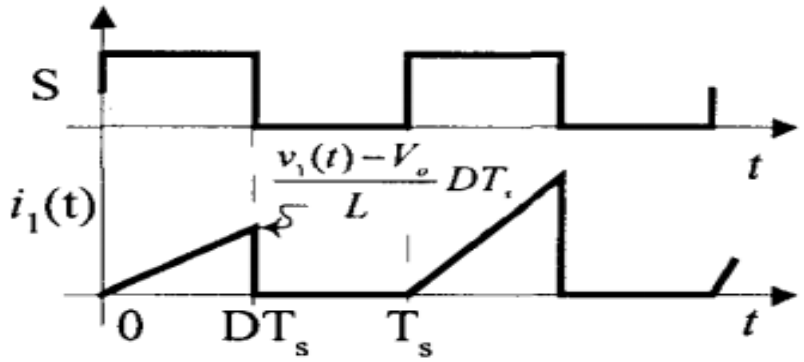
Şekil 3.1 (a) ve (b) de sırasıyla temel düşürücü dönüştürücü devre topolojisi ve DCM de çalıştırıldığında giriş akım dalga şekli gösterilmektedir. Buna göre bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama giriş akımı denklem (3.1) deki gibidir.

$$i_{l,avg}(t) = \frac{1}{T_s}\left[\frac{1}{2}.DT_s.\frac{v_1(t) - V_o}{L}.DT_s\right] = \frac{D^2T_s}{2L}v_1(t) - \frac{D^2T_s}{2L}V_o \qquad (3.1)$$

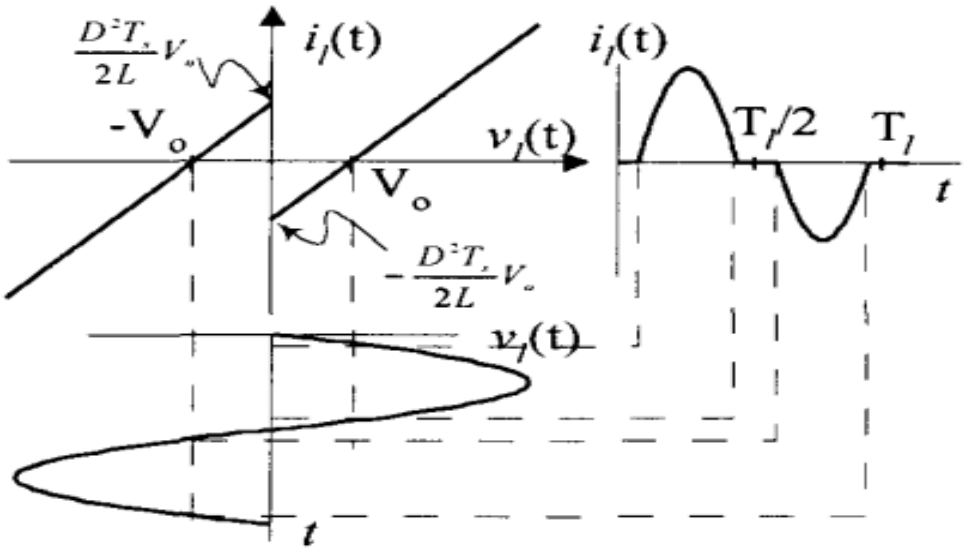
Şekil 3.1 (c) de düz çizgi ile gösterilen giriş gerilim akım V-I karakteristiğidir. Doğrultulmuş şebeke gerilimi $v_1(t)$ çıkış gerilimi V_o dan düşük olduğunda, negatif giriş akımı oluşur. Köprü diyotlar bu negatif akımı engelleyeceği için buna izin verilmez. Sonuç olarak, giriş akımı şebekenin sıfır geçiş noktalarında sıfırdır, şekil 3.1 (c). Aslında, düşürücü dönüştürücü giriş geriliminin çıkış geriliminden büyük olduğu koşullarda çalışabileceğinden giriş akımın bozulmaya uğrar. Bu nedenle, düşürücü dönüştürücü giriş güç faktörü düzeltmede uygun değildir.



(a) Düşürücü Dönüştürücü



(b) Giriş Akımı



(c) Giriş V-I Karakteristiği

Şekil 3.1 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel düşürücü dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16]

3.1.2 Yükseltici Dönüştürücü

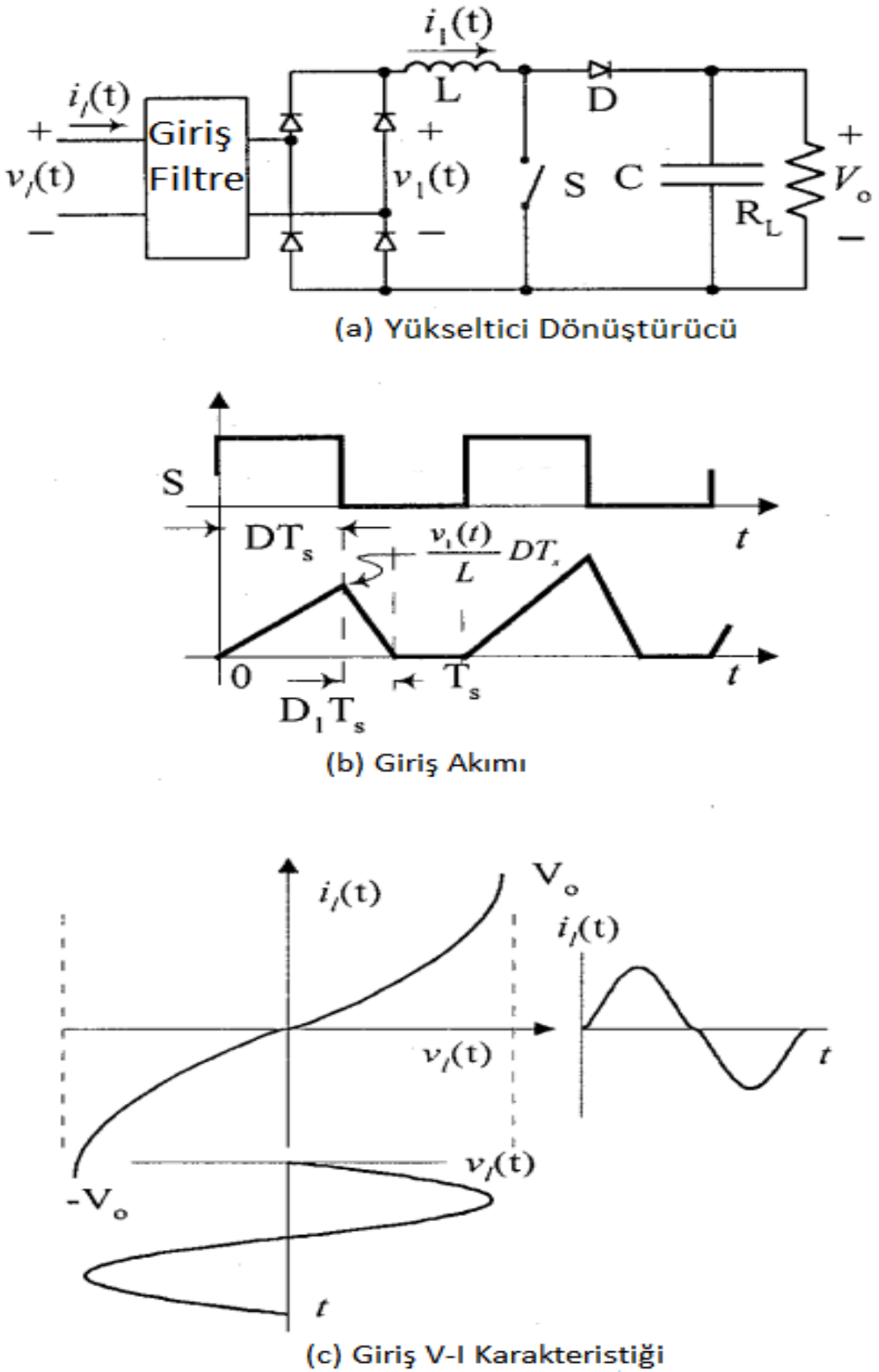
Temel yükseltici dönüştürücü ve giriş akımı dalga şekli sırasıyla şekil 3.2 (a) ve (b) de gösterilmektedir. Giriş V-I karakteristiği denklem (3.2) deki gibi bulunur.

$$i_{l,avg}(t) = \frac{1}{T_s}\left[\frac{1}{2}.(D + D_1)T_s.\frac{v_1(t)}{L}.DT_s\right] = \frac{D^2T_s}{2L}\frac{v_1(t)V_o}{V_o - v_1(t)} \quad (3.2)$$

Denklem (3.2) yi çizdirdiğimizde, şekil 3.2 (c) de verilen giriş V-I karakteristiğini elde ederiz. Görüleceği üzere çıkış gerilimi giriş geriliminin pik değerinden belli bir miktarda büyük olduğu sürece, D_1'e bağlı, $v_1(t)$ ile $i_{l,avg}(t)$ arasındaki ilişki neredeyse lineerdir. Yükseltici dönüştürücü şebeke hat girişine bağlandığı zaman, Şekil 3.2 (c) dekine benzer sinüzoidal ortalama akımı şebekeden çekecektir.

Denklem (3.2) dikkatle incelenirse lineer olmayan davranışın ana sebebi D_1 in varlığıdır. İdeal durumda, $D_1 = 0$, giriş V-I karakteristiği lineer olacaktır. Bu sebeplerden dolayı yükseltici dönüştürücü güç faktörü düzeltme uygulamalarında diğerlerine göreceli olarak çok daha uygun olmaktadır[10-12]. Fakat, yükseltici dönüştürücü sadece çıkış gerilimi giriş geriliminden büyük olduğu durumlarda düzgün bir şekilde çalışabilmektedir.

Yükseltici dönüştürücüler güç faktörü düzeltme uygulamalarında çok yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Çeşitli ihtiyaçlar ve zorunluluklar çerçevesinde, klasik yükseltici topoloji yapısından esinlenerek bir çok yeni güç faktörü düzeltme devre topolojileri türetilmiştir. Temelde birbirlerine çok benzeseler de kontrol tekniklerindeki farklılık ve beraberinde getirdikleri avantajlardan ötürü farklılaşmaktadır. Örneğin faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici dönüştürücü iki tane yükseltici dönüştürücünün paralel bağlanması ile elde edilir. Fakat bu dönüştürücüde esas farklı olan her iki dönüştürücünün anahtarlama elemanlarına gelen anahtarlama sinyalleri aralarında 180 derece faz farkı bulunur ve çalışma bu şekilde devam eder. Klasik BCM yaklaşımıyla bazı dezavantajlarından ötürü 250W güç seviyesinin üzerine çıkamadığımız PFC uygulamasını bu topoloji ile BCM de 500W gibi bir güç seviyesinde de uygulayabilme şansını elde etmiş oluyoruz.



Şekil 3.2 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel yükseltici dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16]

3.1.3 Düşürücü-yükseltici Dönüştürücü

Şekil 3.3 (a) da temel düşürücü-yükseltici dönüştürücü gösterilmektedir. Bu dönüştürücünün ortalama giriş akımı şekil 3.3 (b) deki giriş akımı dalga şeklinden yararlanarak bulunabilir.

$$i_{l,avg}(t) = \frac{D^2 T_s}{2L} v_1(t) \tag{3.3}$$

Denklem (3.3) incelendiğinde $i_{l,avg}(t)$ ile $v_1(t)$ düzgün lineer ilişki görülebilir, ki buda düşürücü-yükseltici dönüştürücünün çok iyi kendiliğinden PFC özelliğine sahip olduğunu gösterir. Bu durum esasen düşürücü-yükseltici dönüştürücünün giriş akımının deşarj periyodu D_1 ile bağıntılı olmamasından kaynaklanmaktadır. Düşürücü-yükseltici dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği, giriş gerilimi ve akım dalga şekli şekil 3.3 (c) de gösterilmektedir. Dahası, düşürücü-yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi giriş geriliminden hem büyük hem de küçük olabildiğinden, DCM güç faktörü düzeltme uygulamaları için çok iyi bir yapı sunmaktadır. Bu nedenle, teorik olarak düşürücü-yükseltici dönüştürücü mükemmel aday olmaktadır. Fakat, bu topolojinin iki kısıtlaması vardır. Birincisi, çıkış gerilimin yönü terstir. Giriş gerilimi ile çıkış gerilimi ortak bir referans noktasına bağlı değildir. İkincisi, birinci nedenden ötürü anahtarlama elemanını sürmek için sabit olmayan farklı bir sürme tekniğini gerektirmektedir. İlk kısıtlama nedeni bu devreyi çok dar uygulama alanı içerisinde tutmaktadır. Sonuç olarak çok fazla kullanılmaz.

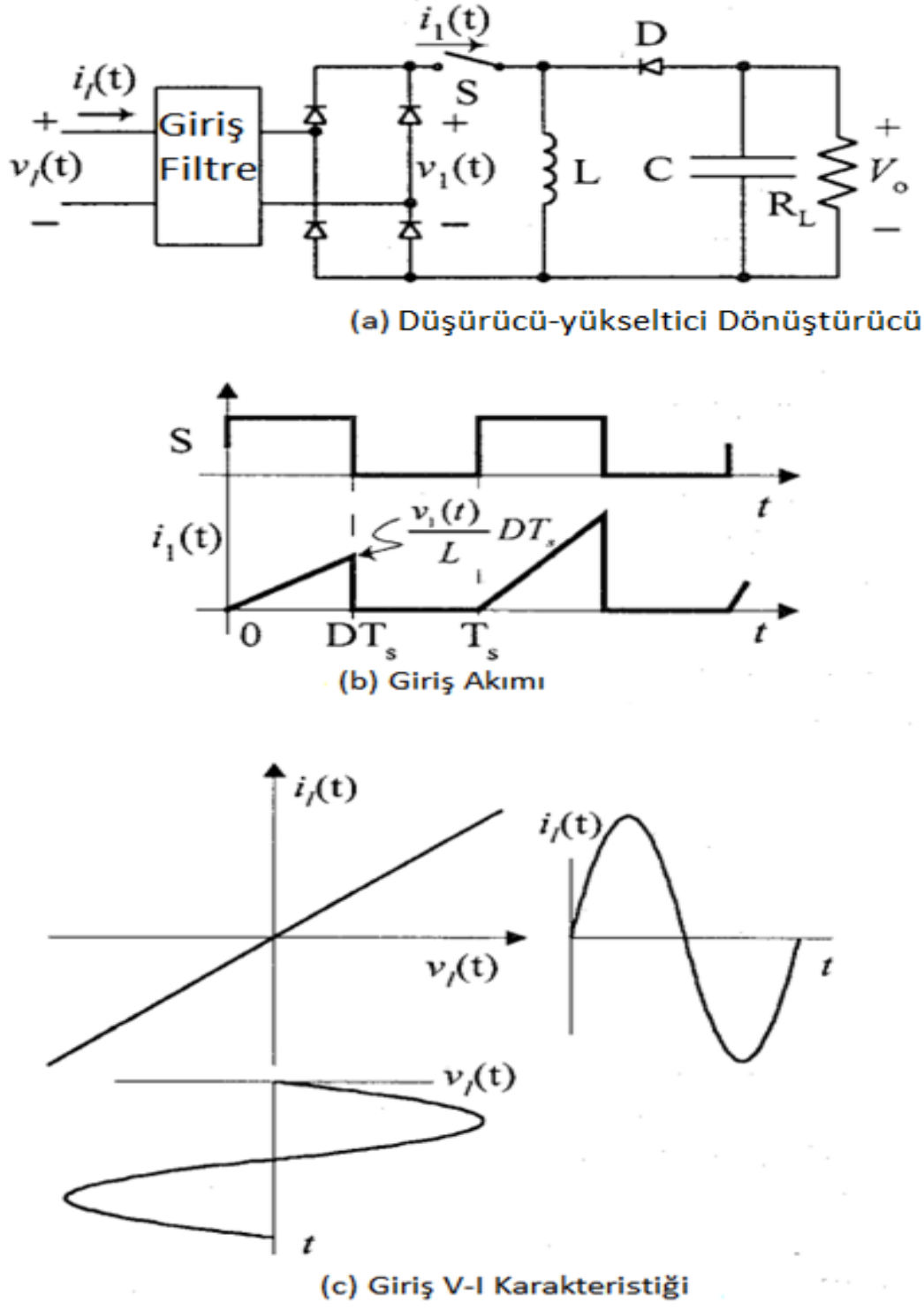
3.1.4 Geri Dönüşlü Dönüştürücü

Geri dönüşlü dönüştürücü izolasyonlu bir dönüştürücüdür. Şekil 3.4 (a) da devre topolojisi (b) de ise giriş akım dalga şekli gösterilmektedir. Giriş akım gerilim ilişkisi düşürücü-yükseltici dönüştürücününkine benzerdir, denklem (3.4).

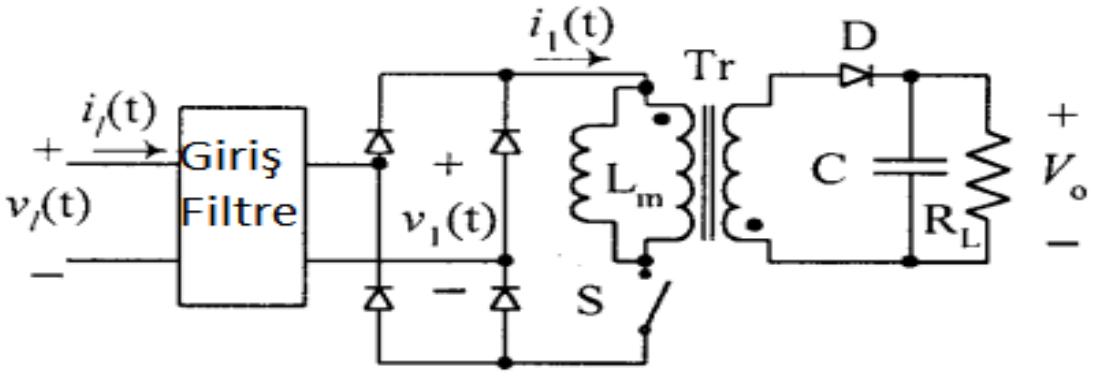
$$i_{l,avg}(t) = \frac{D^2 T_s}{2L_m} v_1(t) \tag{3.4}$$

Burada L_m çıkış transformatörünün mıknatıslama endüktansıdır. Bu nedenle aynı V-I karakteristiğine sahiptir. Sonuç olarak düşürücü-yükseltici dönüştürücününki ile aynı akım ve gerilim dalga şekline sahiptir ve şekil 3.4 (c) de gösterilmektedir.

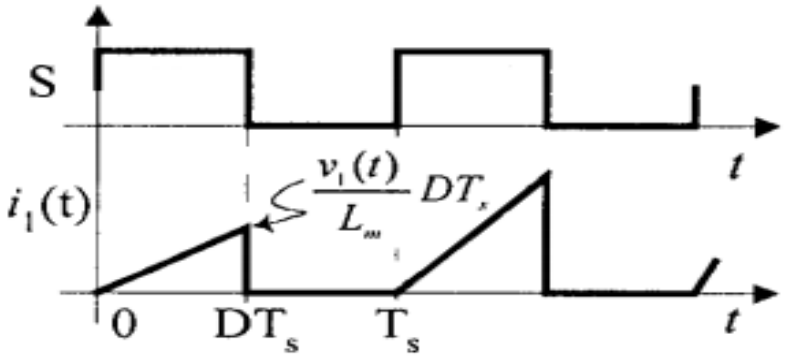
Düşürücü-yükseltici dönüştürücüye kıyasla, geri dönüşlü dönüştürücü düşürücü-yükseltici dönüştürücünün tüm avantajlarına hiçbir kısıtlama olmaksızın sahiptir. Dahası giriş çıkış izolasyonu sunar. Bu nedenle DCM çalışma tekniği ile geri dönüşlü dönüştürücü güç faktörü düzeltme uygulamalarında yaygın olarak tercih edilir[13-15].



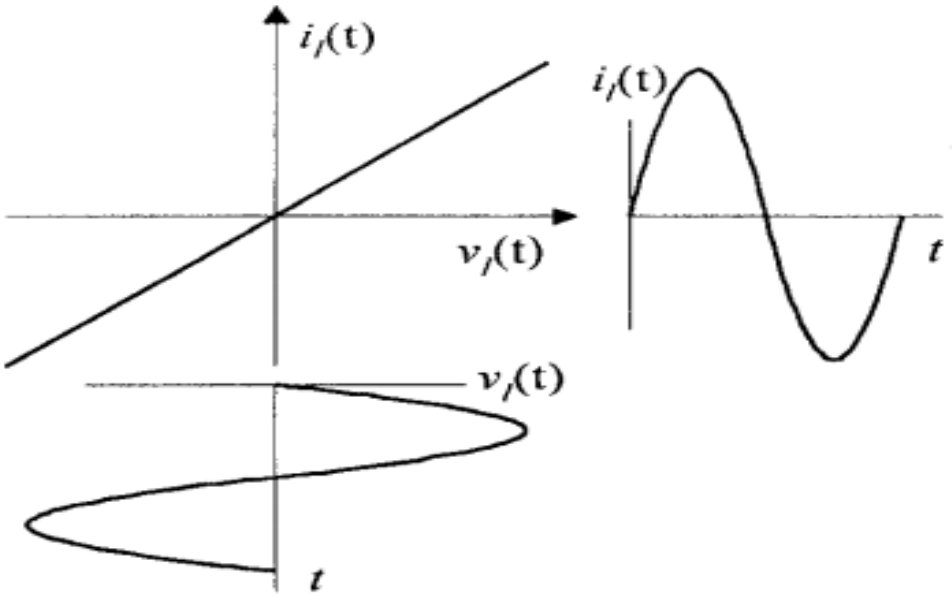
Şekil 3.3 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel Düşürücü-yükseltici dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16]



(a) Geri dönüşlü Dönüştürücü



(b) Giriş Akımı

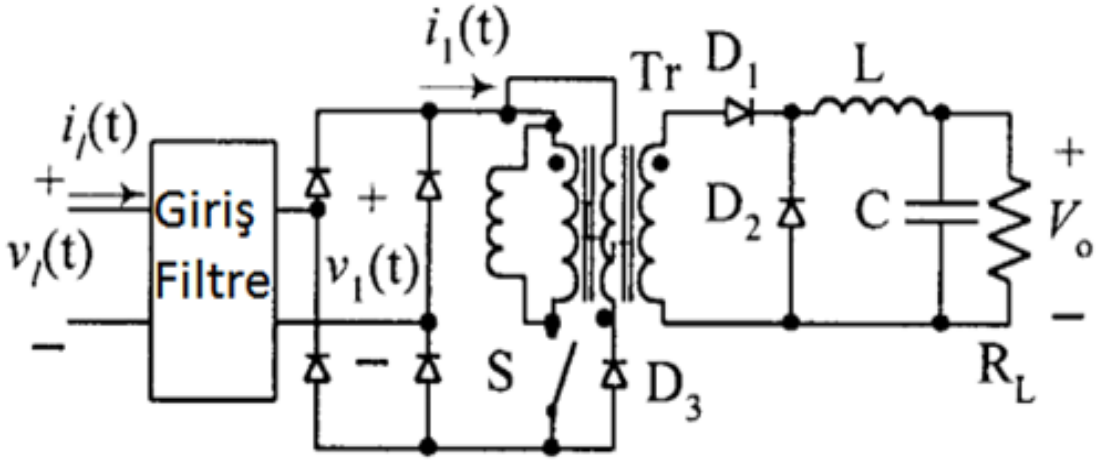


(c) Giriş V-I Karakteristiği

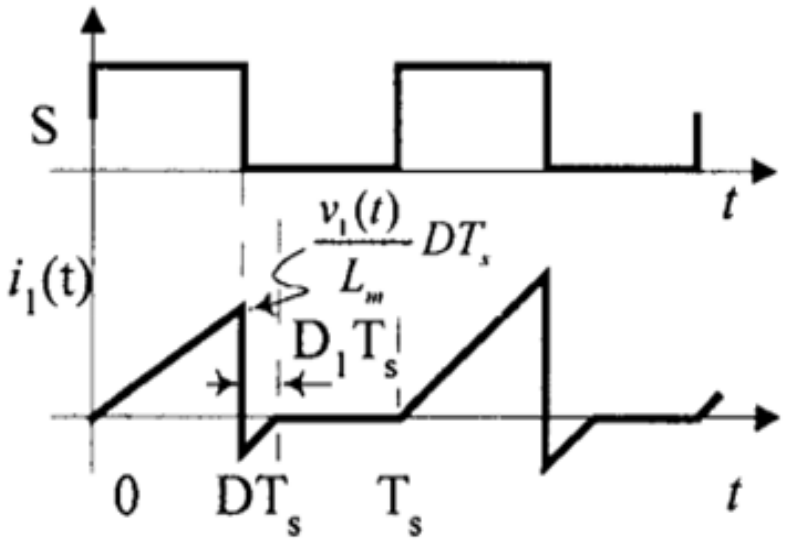
Şekil 3.4 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel geri dönüşlü dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16]

3.1.5 İleri Yönlü Dönüştürücü

Şekil 3.5 te gösterilen dönüştürücü ileri yönlü dönüştürücüdür. Transformatörün doyuma gitmesinden kaçınmak ve transformatörü resetlemek için üçüncü bir sargıya ihtiyaç duyar. Dönüştürücü doğrultulmuş giriş gerilimine bağlandığı zaman, üçüncü sargı boyunca ters yöndeki mıknatıslama akımı doğrultucu diyotları tarafından engellenir. Bu nedenle, ileri yönlü dönüştürücü PFC uygulamaları için uygun değildir.



(a) İleri yönlü Dönüştürücü

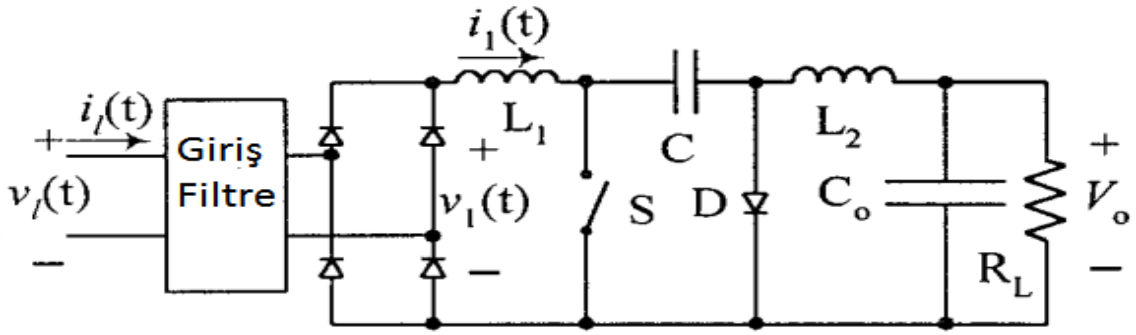


(b) Giriş Akımı

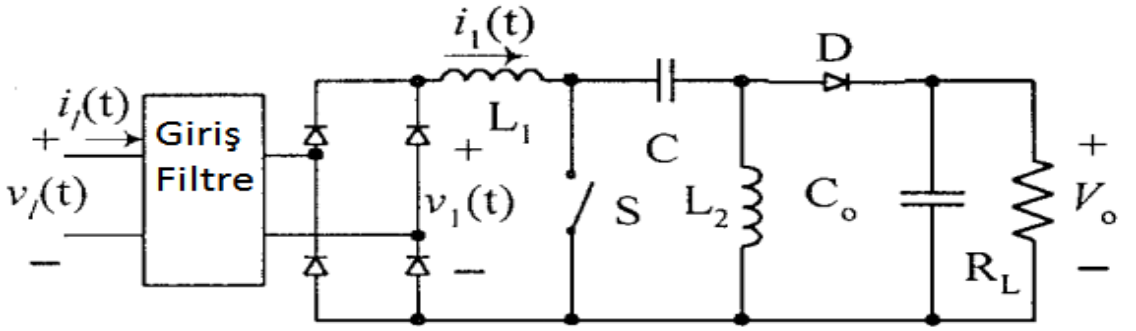
Şekil 3.5 Ileri yönlü dönüştürücü ve giriş akım dalga şekli[16]

3.1.6 Cuk Dönüştürücü, Sepic Dönüştürücü ve Zeta Dönüştürücü

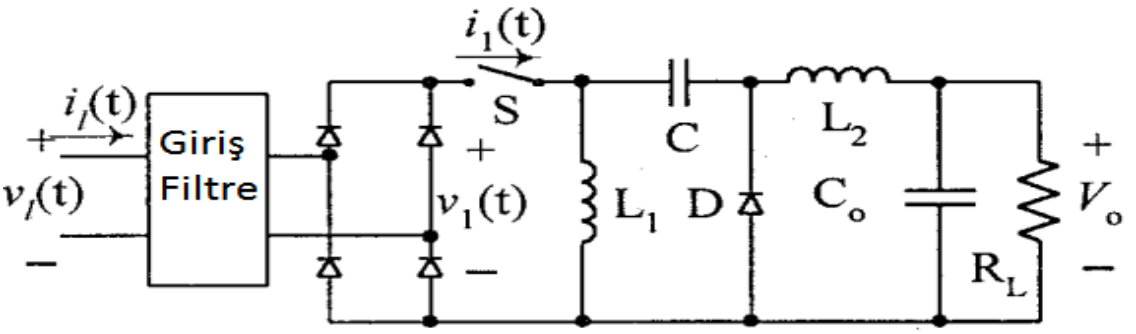
Şekil 3.6 (a), (b), (c) de sırasıyla cuk dönüştürücü, sepic dönüştürücü ve zeta dönüştürücü gösterilmektedir ve bunlar aynı V-I karakteristiğine sahiptir. Her bir dönüştürücüde iki tane endüktans vardır, biri girişe yerleştirilmişken diğeri çıkışa yerleştirilmiştir. Cuk dönüştürücü için çıkış endüktansı CCM sürekli iletim modunda çalışırken giriş endüktansının DCM de çalıştığı durum göz önüne alınıp incelenmiştir.



(a) Cuk Dönüştürücü



(b) Sepic Dönüştürücü



(c) Zeta Dönüştürücü

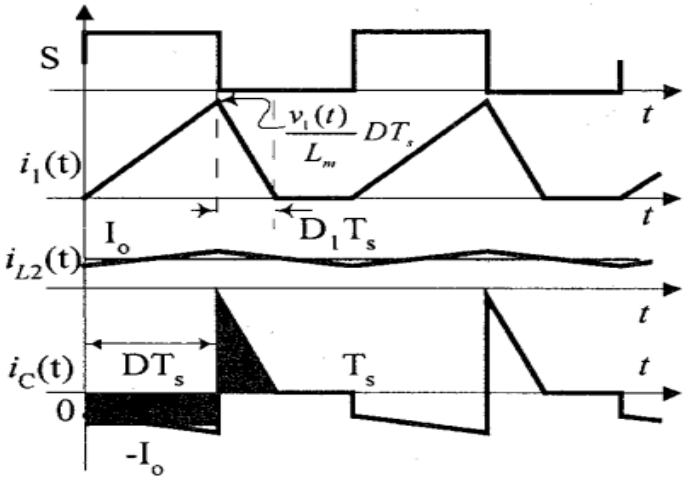
Şekil 3.6 Temel Cuk, Sepic, Zeta dönüştürücüleri[16]

Şekil 3.7 (a) da giriş endüktansı için giriş akımı, çıkış endüktansı için çıkış akımı ve C kapasitesi içinden akan akım gösterilmektedir. Çıkış akımı I_o olarak farz edilirse çıkış endüktans akımıda I_o olacaktır. Sürekli halde, yüklerin eşitliği prensibinden yola çıkılırsa denklem (3.5) elde edilir.

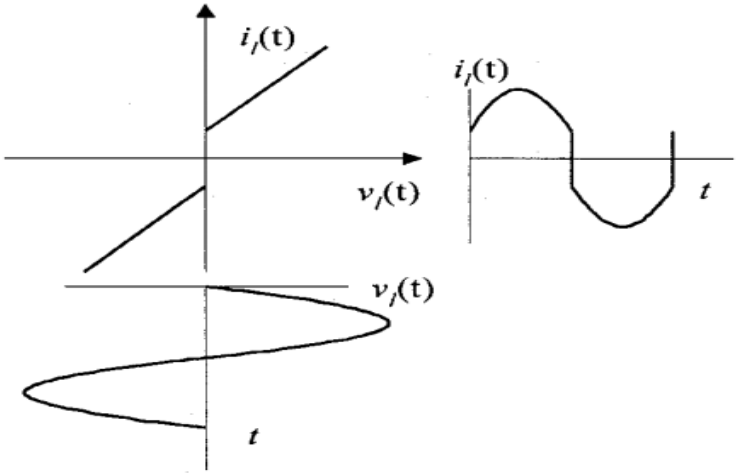
$$D_1 = \frac{2L_1 I_o}{T_s v_1(t)} \tag{3.5}$$

Ortalama giriş akımı denklem (3.6) da ki gibi olur

$$i_{l,avg}(t) = \frac{1}{T_s}.\frac{1}{2}.D_1 T_s.\frac{v_1(t)}{L_1}.DT_s = \frac{D^2 T_s}{2L_1} v_1(t) + I_o D \tag{3.6}$$



(a) Cuk dönüştürücü için tipik akım dalga şekilleri



(b) Giriş V-I karakteristiği

Şekil 3.7 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışan temel Cuk dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği[16]

Denklem (3.6) dan yararlanılarak cuk dönüştürücünün giriş V-I karakteristiği şekil 3.7 (b) deki gibi çizdirilebilir. Bu V-I şekline göre, bir sinüzoidal giriş gerilimine karşılık gelen giriş akım dalga şekli çizildi. Görüleceği üzere giriş akım dalga şekli bozulmaya uğramış. Bu nedenle, cuk dönüştürücünün kendiliğinden PFC özelliği zayıftır. Bu sonuç sepic ve zeta dönüştürücüleri içinde genelleştirilebilir.

Sonuç olarak, temel yükseltici, geri dönüşlü ve düşürücü-yükseltici dönüştürücüleri doğal olarak mükemmel bir kendiliğinden PFC özelliği mevcuttur. Bunlar arasında, yükseltici ve geri dönüşlü dönüştürücü DCM PFC için en uygunu. Bu nedenle, bu iki dönüştürücü güç faktörü düzeltme uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

Çizelge 3.1 Kesintili iletim modunda (DCM) çalışmada dönüştürücü topolojilerinin karşılaştırması

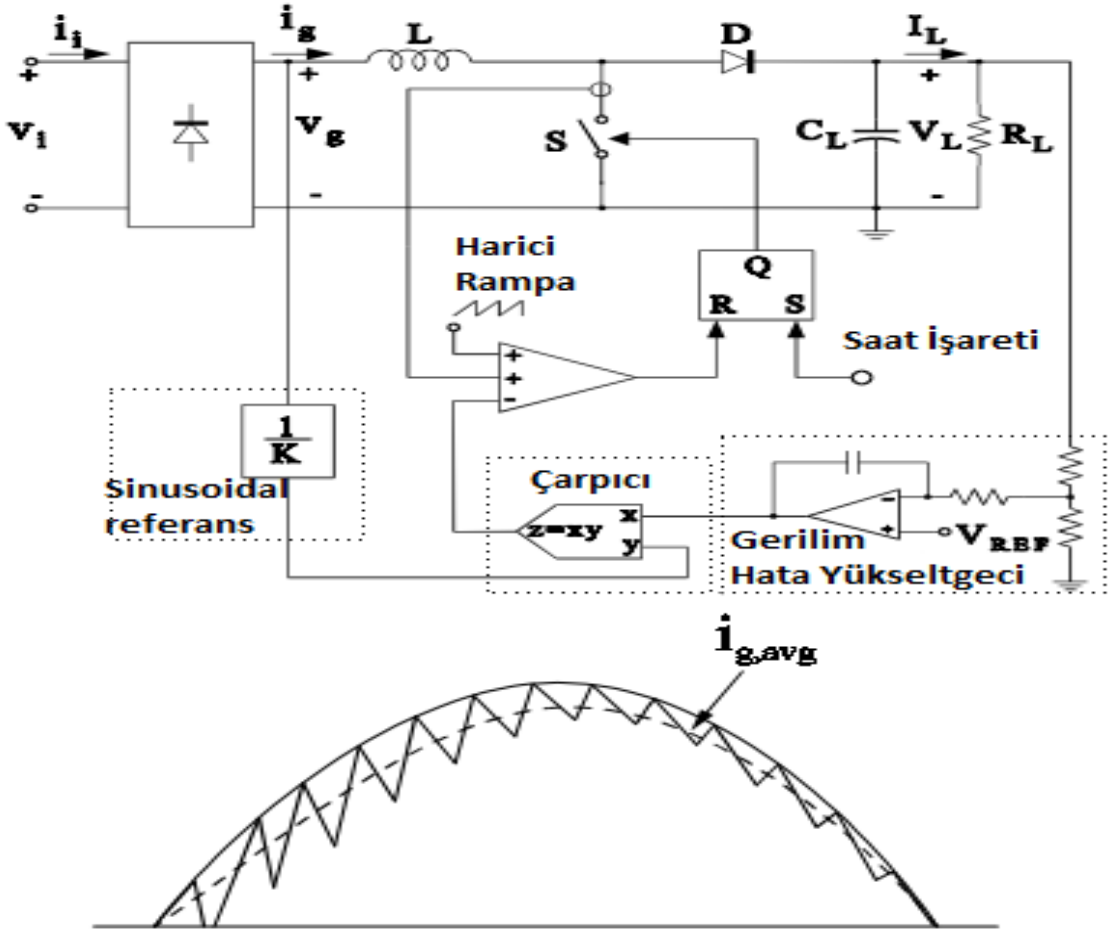
Dönüştürücü	**DCM kendiliğinden PFC**	**Güç seviyesi**
Düşürücü	Zayıf	Düşük ile orta seviye arası
Yükseltici	İyi	Düşük ile orta seviye arası
Düşürücü-Yükseltici	Mükemmel	Düşük ile orta seviye arası
Geri dönüşlü	Mükemmel	Düşük seviye
İleri yönlü	Yok	---
Cuk, Sepic, Zeta	Zayıf	Düşük ile orta seviye arası

3.2 Güç Faktörü Düzeltme Devrelerinde Kullanılan Kontrol Teknikleri

Bu kısımda güç faktörü düzeltmede kullanılan genel kontrol tekniklerine değinilecek olup, uygulamalarda en çok kullanılan dönüştürücü olan yükseltici güç faktörü düzeltme devresi üzerinde analizler yapıldı. Burada analiz edilen kontrol teknikleri diğer devre topolojilerine de uygulanabilir.

3.2.1 Pik Akım Modlu Kontrol

Pik akım kontrolcüsünün temel devre şeması ve giriş akımının dalga şekli şekil 3.8 de gösterilmektedir[17-21].



Şekil 3.8 Pik akım modlu kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37]

Görüleceği üzere anahtarlama elemanı sabit frekans altındaki saat işareti tarafından ilgili tetikleme sinyali geldiğinde iletime girer. Benzer şekilde harici rampa (kompanzasyon) sinyali ile örneklenen endüktans akımı toplamı sinüzoidal referans gerilimine eriştiğinde anahtar kesime girer ve bir anahtarlama süreci sonlanır. Sinüzoidal referans sinyali örneklenen doğrultulmuş giriş gerilimi ile bu gerilimin, geri besleme bloğundaki gerilim hata yükseltecinin çıkışında ürettiği sinyalin çarpılmasıyla elde edilir. Bu sayede akım için referans sinyal üretilmiş olur. Bu şekilde referans sinyali doğal olarak senkronizedir ve giriş gerilimi ile orantılıdır, buda birim güç faktörünün elde edilmesini sağlar.

Şekil 3.8 den de görüleceği gibi endüktans akımı süreklidir ve buda giriş filtresi üzerindeki yükü azaltıp elemanların boyutlarında küçülmeye gidilmesini olanaklı kılar. Dahası, giriş akımının sürekli olması ile birlikte, köprü diyotları yavaş elemanlardan seçilebilir, çünkü şebeke frekansı altında çalışıyorlar. Bir diğer değişle, serbest geçiş diyodunun sert kesime girmesi kayıplara ve anahtarlama gürültülerinin artmasına sebep olur. Bu kontrol tekniğinin avantaj ve dezavantajları çizelge 3.2 de verilmiştir.

Çizelge 3.2 Pik akım modlu kontrolün avantaj ve dezavantajları

Avantajları	**Dezavantajları**
Anahtarlama frekansı sabittir.	%50 doluluk oranının üzerinde altharmonik salınımları gerçekleştiği için kompanzasyonu sağlamak amacıyla harici rampaya ihtiyaç duyulmaktadır.
Sadece anahtarlama elemanının akımı algılanır ve bu akım transformatörü aracılığı ile sağlanır. Sonuç olarak örnekleme direnci üzerindeki kayıplardan kaçınılmış olur.	Yüksek giriş gerilimi ve düşük yükte giriş gerilimi distorsiyonu artar ve kompanzasyon rampası varlığında daha da kötüleşir[19-20].
Akım hata yükselteci ve onun kompanzasyon devresine ihtiyaç olmaması	Kontrol gürültülere karşı daha hassas.
Gerçek anahtar akımını sınırlayabilme	

Giriş akımındaki bozulma, akım referans dalga şeklini değiştirerek azaltılabilir. [19],[20],[21] da bu teknikler incelenmiştir.

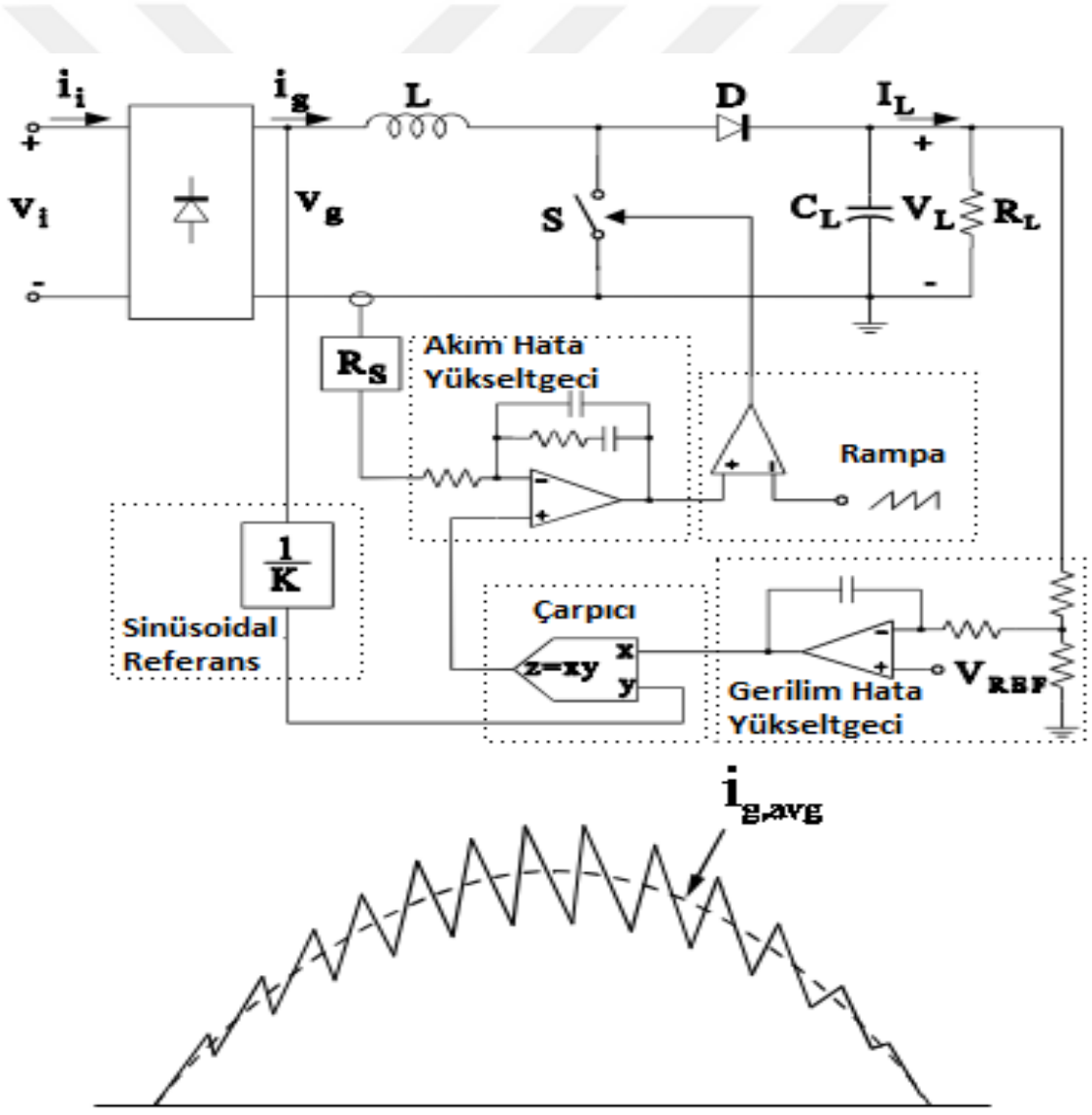
3.2.2 Ortalama Akım Modlu Kontrol

Ortalama akım modlu kontrol daha düzgün giriş akımı sunmaktadır. Bu durum şekil 3.9 da gösterilmektedir [19],[22-25]. Burada endüktans akımı algılanır ve akım hata yükseltecine girip filtre edilerek bir çıkış sinyalı üretilir ve PWM bloğunda bir referans sinyal ile karşılaştırılarak PWM sinyalleri üretilir. Bu sayede PWM modülasyonu sağlanmış olur. Bu nedenle iç akım döngüsü, ortalama giriş akımı ile referans akım arasındaki hatayı azaltmaya çalışır. Ortalama akım modlu kontrolde endüktans akımı süreklidir ve akım dalgalanması DCM ve BCM e kıyasla daha azdır.

Ortalama akım modlu kontrol tekniğinin avantaj ve dezavantajları çizelge 3.3 te karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Çizelge 3.3 Ortalama akım modlu kontrolün avantaj ve dezavantajları

Avantajları	Dezavantajları
Anahtarlama frekansı sabittir.	Endüktans akımı algılanması gerekmektedir.
Kompanzasyon rampasına ihtiyaç duymaz.	Akım hata yükselteci gereklidir. Kompanzasyon devresi tasarlanırken bir şebeke periyodu boyunca farklı dönüştürücülerin çalışma noktaları hesaba katılmalıdır.
Akım filtre edildiğinden dolayı kontrol gürültülere karşı daha az hassastır.	
Şebekenin sıfır geçişlerinde pik akım modlu kontrolden çok daha iyi giriş akımı dalga şekline sahiptir[19].	

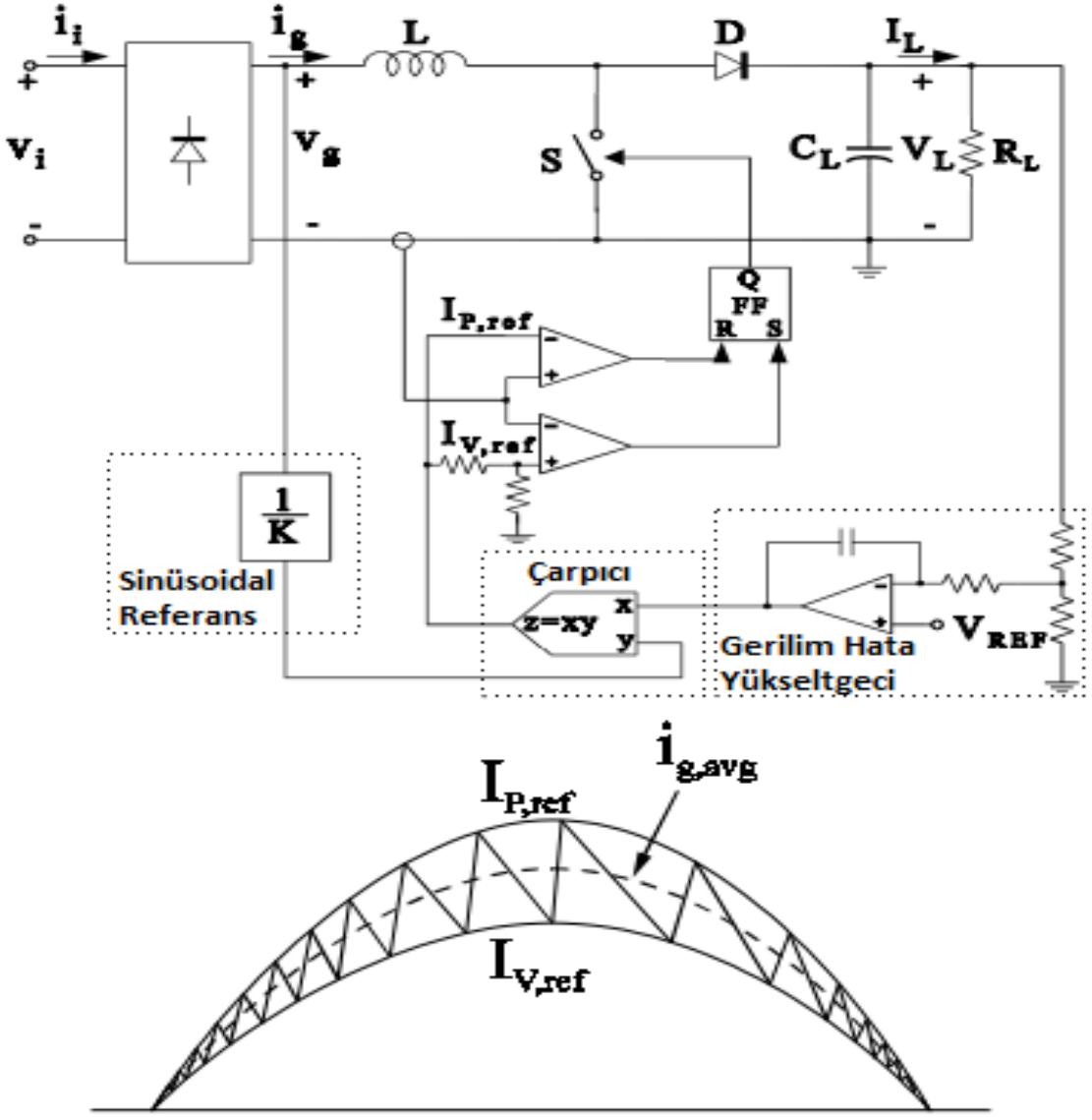


Şekil 3.9 Ortalama akım modlu kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37]

3.2.3 Histerezis Kontrol

Şekil 3.10 da bu tip bir kontrol şeması gösterilmektedir. Burada, $I_{P,ref}$ ve $I_{V,ref}$ gibi iki sinüzoidal akım üretilir. Biri endüktans akımının üst sınırını diğeri ise alt sınırını tespit etmek için kullanılır. Bu kontrol tekniğine göre anahtarlama elemanı endüktans akımı alt referans değere $I_{V,ref}$ düştüğünde iletime girer ve endüktans akımı üst sınıra ulaştığında,$I_{P,ref}$, kesime girer böylece ortalama akım iki sinüzoidal referans arasında tutulmuş olur. Bu çalışma şeklinden de görüleceği üzere anahtarlama frekansı değişkendir[26-28].

Ayrıca bu kontrol tekniğinde de dönüştürücü CCM de çalışmaktadır.



Şekil 3.10 Histerezis kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37]

Çok yüksek anahtarlama frekansından kaçınmak için, anahtar şebeke geriliminin sıfır noktaları civarında açık tutulabilir. Sonuç şebeke akımına ölü zaman verilmiş olur. Bu çeşit ölü zamanların bir fonksiyonu olarak güç faktörü analizleri referans [26,27] de bulunabilir. Çizelge 3.4 de histerezis kontrolün avantaj ve dezavantajları kısaca karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Çizelge 3.4 Histerezis kontrolün avantaj ve dezavantajları

Avantajları	**Dezavantajları**
Harici rampaya ihtiyaç duymaz.	Anahtarlama frekansı değişkendir.
Giriş akımın dalga şeklindeki bozulma azdır.	Endüktans akımının algılanması gerekmektedir.
	Kontrol gürültülere karşı hassastır.

3.2.4 Sınır Akım Modlu (BCM) Kontrol

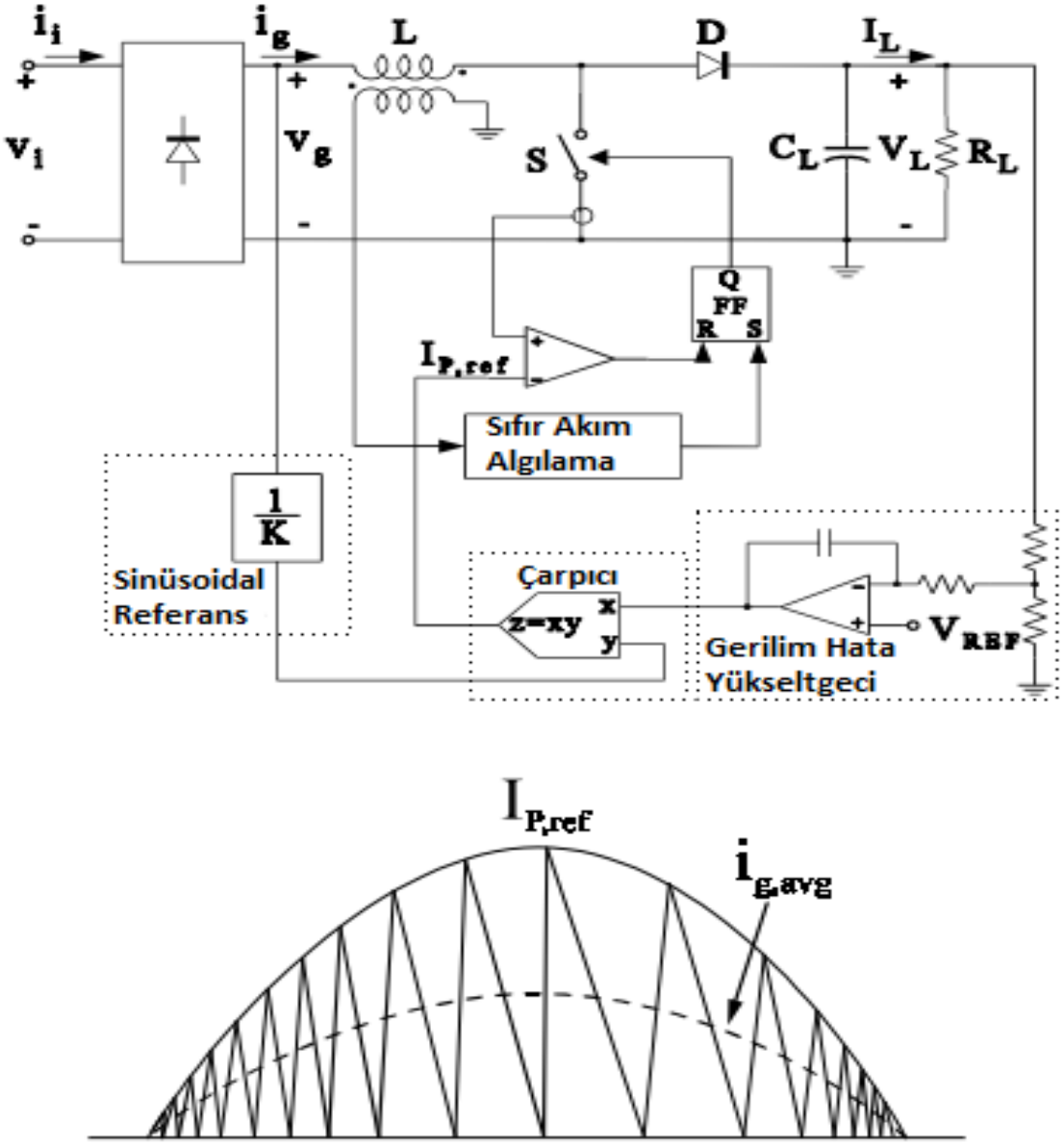
Bu kontrol tekniğinde anahtarın iletim süresi Ton sabittir. Ayrıca endüktans akımı sıfıra düştüğünde anahtarın iletime girmesi sağlanır. Bu çalışma şekli ile dönüştürücü kesintili iletim modu (DCM) ile sürekli iletim modu (CCM) arasında bir çalışma sergiler[29]. Bu şekilde yükseltici dönüştürücünün serbest geçiş diyotu yumuşak bir şekilde kesime girer ve bunun bir sonucu olarak ters toparlanma kayıpları olmaz. Diğer taraftan, yüksek pik akımı devre elemanları üzerindeki akım stresini arttırabilmekte ve iletim kayıplarının artması ve bazı topolojilerde giriş filtre boyutlarının artmasına neden olabilmektedir.

Bu kontrol tekniği aslında histerezis kontrolün özel bir uygulaması denebilir, buradaki fark alt referans,$I_{V,ref}$, olarak her yerde sıfır kullanılmasıdır. Yani alt referansı genliği sıfır olan bir sünusoidal sinyal olarak düşünebiliriz.

Temel devre şeması şekil 3.11 de gösterilmektedir. Burada giriş akımının bir anahtarlama frekansı boyuncaki şekli üçgen dalga olduğu görülebilmektedir. Bu kontrol tekniğinde anahtarın iletim süresi sabit olduğundan akımın pik değeri giriş geriliminin anlık değeri ile orantılı bir şekildedir.

Burada kullanılan sabit iletim Ton süresi tekniği ile çarpıcı devre yapısına ihtiyaç duymadan sadece gerilim hata yükseltgecinin çıkışı kullanılarak Ton süresi modüle

edilebilir. Bu teknik bir çok analog IC yapısında kullanılmaktadır. Bu sayede anahtar akımını örneklemek için ekstra yapılar kurmamıza gerek kalmıyor.



Şekil 3.11 Sınır akım modlu kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37]

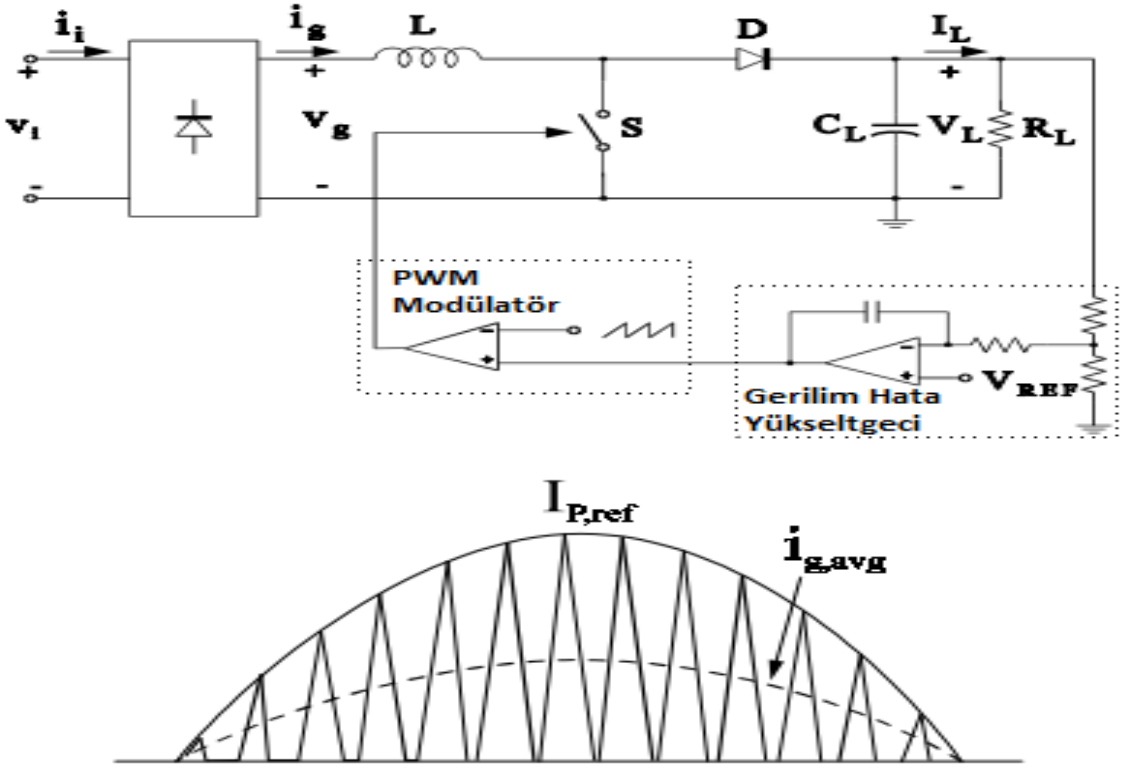
Sınır akım modlu kontrol tekniğinin avantaj ve dezavantajları çizelge 3.5 te karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Bu kontrol tekniği 250W güç seviyesinin aşağısındaki uygulamalar için uygun olup daha yüksek güçlerde akım pik değeri artacağından ötürü hem giriş filtresi boyutları artacak hem de yüksek dI/dt oranı EMC problemlerine yol açmaktadır.

Çizelge 3.5 Sınır akım modlu kontrolün avantaj ve dezavantajları

Avantajlar	**Dezavantajlar**
Harici rampa ihtiyacı yoktur.	Anahtarlama frekansı değişkendir.
Akım hata yükseltgeci gerektirmez.	Endüktans akımı yardımcı sargı ile algılanarak akımının sıfıra düştüğü noktalar tespit edilir. Endüktans tasarımını nispeten komplike hale getirir.
Anahtar akımını algılayarak kontrol algoritmasında kullanan kontrolcu IC ler için anahtar akımı limitlenebilir.	Kontrol algoritmasında anahtar akımını algılayarak çalışan IC (Integrated Circuits, tümleşik devre) ler için gürültülere karşı hassas bir durum oluşturur.

3.2.5 Kesintili Akım Modlu (DCM) Kontrol

Bu kontrol tekniği ile kontrol yapısındaki iç akım döngüsü elimine edilmiştir. Bu kapsamda anahtarın iletim süresi ve anahtarlama frekansı sabittir[30-36]. Geri dönüşlü, cuk ve sepic türü dönüştürücüler DCM modda çalıştırıldığı zaman birim güç faktörü sağlamaktadır. DCM de çalıştırılan yükseltici dönüştürücülerde giriş akımında bazı harmonik bozulmaları gözlemlenmektedir[33]. Şekil 3.12 de bu kontrol tekniğinin şeması verilmiştir. Çizelge 3.6 da bu tekniğin avantaj ve dezavantajları verilmektedir.



Şekil 3.12 Kesintili akım modlu kontrol şeması ve giriş akımı dalga şekli [37]

Çizelge 3.6 Sınır akım modlu kontrolün avantaj ve dezavantajları

Avantajları	**Dezavantajları**
Anahtarlama frekansı sabittir.	Sınır akım modlu kontrole nazaran devre elemanları için daha yüksek akım stresi ihtiva eder.
Akım algılaması gerekli değildir.	Yükseltici dönüştürücüde giriş akımında bozulma gözlemlenmektedir.
Basit PWM kontrol tekniği	

BÖLÜM 4

SINIR İLETİM MODLU (BCM) YÜKSELTİCİ PFC DEVRESİ

4.1 Giriş

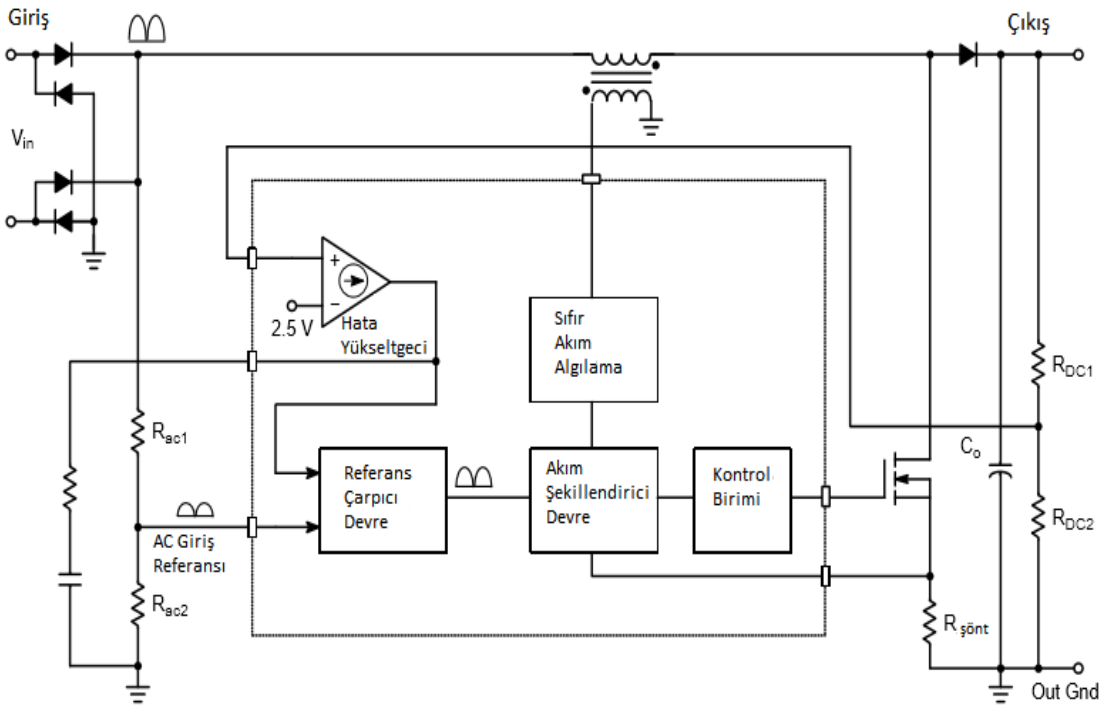
Yükseltici dönüştürücü güç faktörü düzeltme uygulamalarında çok yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bir çok modda çalıştırılabilir örneğin, sürekli iletim modu (CCM), sınırda iletim modu ve bir diğer değişle kritik iletim modu (BCM, CrM), kesintili iletim modu (DCM). Bu bölümün odak noktası olan BCM çalışma PFC uygulamaları için bir çok avantajlarıda beraberinde getirmektedir.

Bu modda önceden bahsedildiği gibi endüktans akımı bir anahtarlama periyodu içerisinde sıfıra düşmekte çıkış diyotu ters toparlanma akımları olmaksızın kesime girmekte ve buda performans kaybı olmaksızın daha ucuz bir yükseltici diyotunu kullanabilmeyi mümkün kılmaktadır. Benzer şekilde, anahtarlama elemanının iletime girmesi düşük gerilim altında olabilmektedir.

4.2 BCM Yükseltici PFC ve Çalışma Prensibi

Temel BCM PFC dönüştürücüler şekil 4.1 dekine benzer bir kontrol şeması kullanırlar. Burada akım modlu kontrol (current mode control) kullanılmıştır. Bir hata yükselgeci ve bunun çıkışı referans çarpıcısının bir girişini oluşturmakta, bu çarpıcı devrenin diğer girişi ise AC giriş geriliminin örneklemesi ile oluşan AC referans sinyalidir. Çarpıcı bu her iki devreyi çarparak bir çıkış üretir. Bu çıkış, akım şekillendirme devresinin bir girişini oluşturur. Bu devrenin diğer girişi ise şekildeki gibi anahtalama elemanı ile referans noktası arasına yerleştirilen şönt direncin üzerinden akan bobin akımının oluşturduğu

gerilim sinyali oluşturulur. Bu devrenin çıkışı ise PWM sinyallerinin üretildiği ve anahtarın iletime ve kesime girme sürelerinin tayin edildiği kontrol bloğuna girer. Bu blok girişindeki bilgiye göre anahtarlama elemanını iletime yahut kesime sokar.

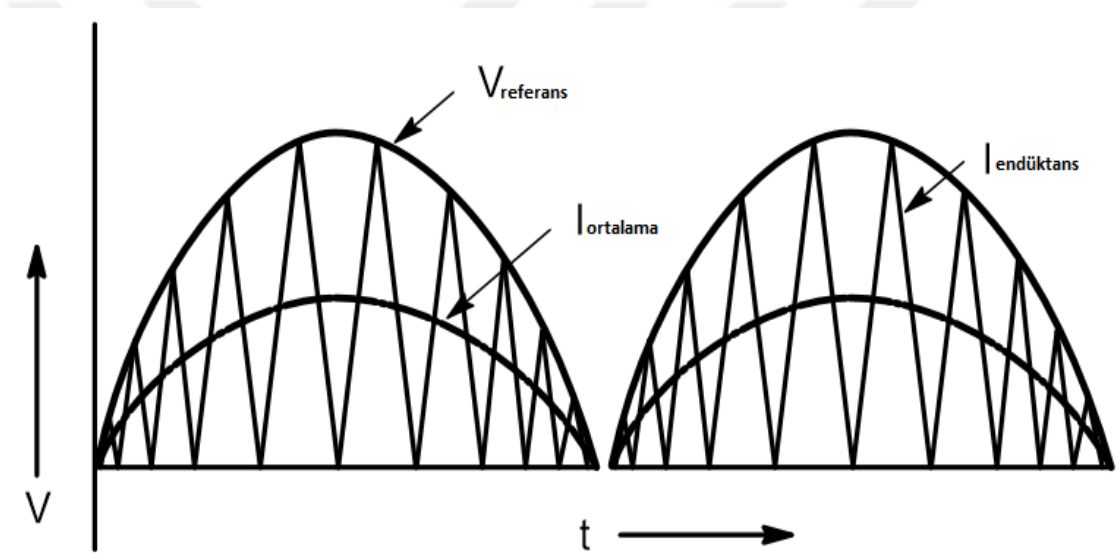


Şekil 4.1 BCM PFC dönüştürücüler için temel devre şeması

Şekil 4.2 de bir şebeke periyodu boyunca şekil 4.1 deki kontrol şemasında kullanılan çarpıcı devrenin çıkışı gösterilmektedir. Burada AC giriş geriliminin küçük ölçekli örneklemesi ile hata yükseltgecinin çıkışı olan referans sinyalinin çarpılması sonucu $V_{referans}$ sinyali elde edilir. Buna göre dönüştürücünün anahtarlama elemanına iletim sinyalleri geldiğinde devrede akan akım, endüktans ve anahtarlama elemanı üzerinden kaynağa doğru yolunu tamamlayacaktır, şekil 4.3 (a). Bu esnada şönt direnci üzerinden akan akım direnç uçlarında bir potansiyel fark oluşturacaktır. Şönt direnci üzerinde oluşan gerilim tıpkı endüktans akımı gibi anahtar iletimdeyken endüktansın enerji depolama fazına geçmesinden dolayı lineer olarak zamanla artan bir karakter sergileyecek olup, bu sinyal şekilde gösterildiği referans sinyaline ulaşana kadar artışına devam edecektir. Referans sinyaline ulaşan bu gerilim PWM komparatörünün çıkışını sıfır yaparak anahtarın kesime girmesini sağlamış olacaktır, klasik PWM yaklaşımı. Anahtar kesime girdiğinde bu sefer endüktans biriktirdiği enerjiyi çıkışa aktaracağından, şekil 4.3 (b), dolayı akımı lineer olarak azalacak olup bu akımın farklı

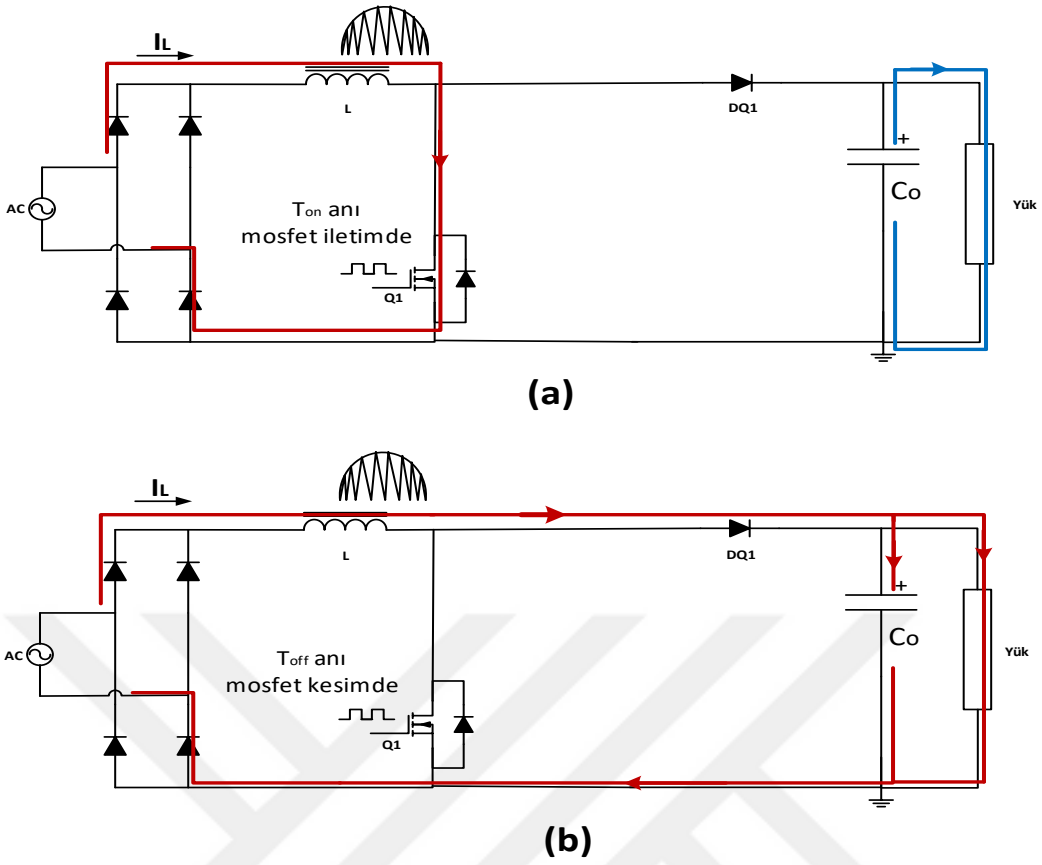
ölçekli örneklemesi olan şönt direnci üzerindeki gerilim sinyali sıfıra doğru zamanla azalır. Sıfıra ulaştığı anda PWM bloğu anahtarlama elemanını iletime sokarak bir sonraki anahtarlama periyodu başlamış olur[38-40].

Adından da anlaşılacağı üzere sınır iletim modunda, BCM, kontrol devresi endüktans akımını belirli sınırlar içerisinde tutmaktadır. Bu önemli özellik sayesinde, akım şekli her zaman bilindiği için akımın pik ve ortalama değeri arasındaki ilişki de bilinebilmekte. Şekil 4.2 deki gibi akım dalga şekli üçgen formunda olduğundan dolayı akımın pik değerinin yarısı ortalama akım değerini vermektedir. BCM çalışmada anahtarlama frekansı değişken olup, yüksek giriş gerilimi düşük yükte maksimum, düşük giriş gerilimi maksimum yükte minimum olmaktadır.



Şekil 4.2 BCM dalga şekli

Şekil 4.3 te yukarıda açıklanan anahtarın iletime ve kesime girmesi esnasında akımın izlediği yol ve dönüştürücünün basit çalışma şekli gösterilmiştir. Buna göre T_{on} anı yani mosfet iletimde iken devrede kırmızı okla gösterilen akım, endüktans ve mosfet üzerinden geçerek kaynağa ulaşarak yolunu tamamlar. Kapasite ise mavi okla gösterilen akım yönü ile yükü besler. Anahtarın kesim süresi boyunca yani T_{off} süresince endüktansın manyetik alanında depo edilen enerji çıkışa aktarılır ve bu aralıkta akım yolunu endüktans, yükseltici çıkış diyotu, kapasite ve yük üzerinden kaynağa doğru akacak şekilde tamamlar[38-40].



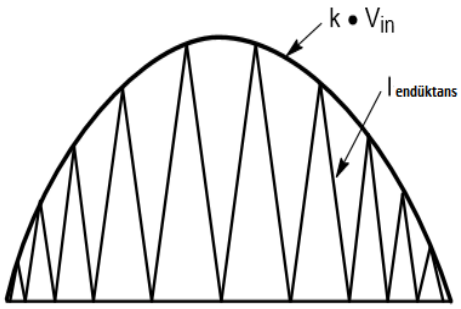
Şekil 4.3 Akımın izlediği yol (a) anahtar iletimde iken (b) anahtar kesimde iken

4.3 Gerilim Mod BCM Kontrol

Şekil 4.1 de klasik BCM PFC dönüştürücülerin temel kontrol şeması ve çalışma prensibi açıklanmıştır. Burada kullanılan çarpıcı devre ile akımı şekillendirmek için kullanılan bir parametre olan referans çıkışı üretilmektedir. Bu sayede iletim süresi ayarlanarak güç faktörü sağlanıyordu. Yeni bir yaklaşım olarak hem basitliği hem de çarpıcı devre eksiltilerek daha ucuz bir çözüm sunmasından dolayı sabit iletim süresi elde etmek için başka bir yapı kullanılmaktadır.

Şekil 4.4 te görüleceği üzere BCM kontrolcüde akım dalga şekli sıfırdan lineer olarak artarak referans sinyaline erişip hemen sonra tekrar sıfıra doğru düşüşe geçer. Referans sinyali doğrultulmuş giriş geriliminin ölçeklenmiş versiyonudur. Şekilde de k.Vin olarak gösterilmekte ve burada "k" AC gerilim bölücünün ölçekleme sabitidir. Şekildeki ifadelerden ton = k.L ifadesi ortaya çıkar ki buda bize iletim süresi yani ton sabit olduğunu gösterir. Bu kontrol devresinin en temel özelliğinde ton süresinin sabit olmasıdır. Çarpıcı devre ile yapılan sabit ton oluşturma işlemi daha basit bir devre ile

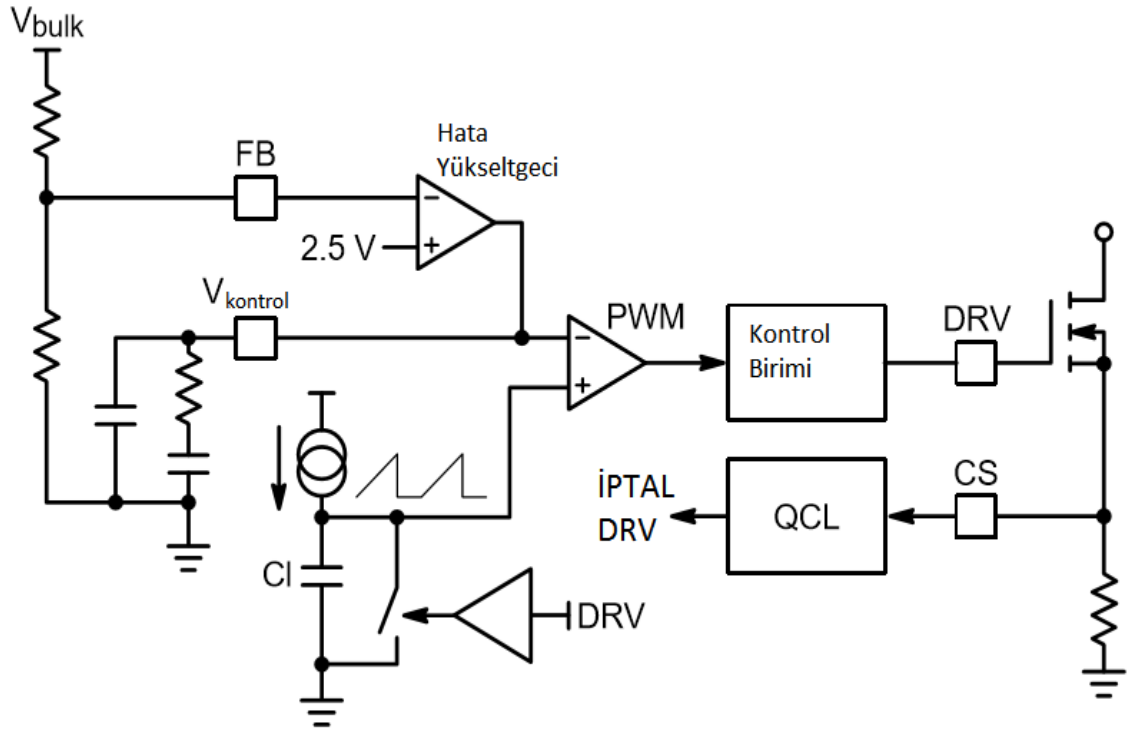
şekil 4.5 teki yapı ile gerçekleştirilmekte ve daha basit ayrıca ucuz bir çözüm sunmaktadır.



$$I_{pk} = k \cdot v_{in(t)} \quad and \quad I_{pk} = \Delta I = \frac{v_{in(t)}}{L} \cdot t_{on}$$

Şekil 4.4 BCM akım zarfı

Şekil 4.5 te, programlanabilir zamanlayıcı ile güç anahtarı için iletim zamanına karar verilir. Bu yapı bir akım kaynağı ve kapasite ile oluşturulur. Akım kaynağının akıtacağı akım sadece şebeke geriliminin RMS yani efektif değeri ile orantılı olacak şekilde değişir. Çarpıcı devresine ihtiyaç olmaması ve giriş gerilim algılama yapısına ihtiyaç duymaması bu kontrol tekniğinin avantajı olarak gösterilebilir. Buna ek olarak, akım algılama, şönt direnç ile, sadece akım koruması sağlamak için gereklidir[38-41].



Şekil 4.5 Çarpıcı devresi eksiltilmiş BCM kontrolcü basitleştirilmiş devre şeması

4.4 BCM PFC Tasarım Kriterleri

Bu uygulamada en düşük giriş gerilimi, $(V_{giriş,RMS})_{LL}$, 140 V, en yüksek giriş gerilimi, $(V_{giriş,RMS})_{HL}$, 265 V, $V_{çıkış}$ çıkış gerilimi 390 V, ortalama çıkış gücü $P_{çıkış}$ 250W , ɳ devrenin verimi %92 olarak tahmin edildi ve minimum anahtarlanma frekansı f_{min} 28 khz olarak seçildi. Buna göre;

4.4.1 Endüktans Seçimi

Sınır akım modlu (BCM) çalışmada (düşük giriş gerilimi ve tam yükte varsayarsak) maksimum pik endüktans akımı ve RMS yani efektif değeri sırasıyla denklem (4.1) ve denklem (4.2) deki gibidir.

$$l_{L,pik(\max)} = 2\sqrt{2}.\frac{P_{giriş,max}}{\eta.(V_{giriş,RMS})_{LL}} = 2\sqrt{2}.\frac{250}{0{,}92\,.\,140} = 5{,}49\ A \tag{4.1}$$

$$l_{L,RMS(\max)} = \frac{l_{L,pik(\max)}}{\sqrt{6}} = \frac{5{,}49}{\sqrt{6}} = 2{,}24\ A \tag{4.2}$$

Çıkış gerilimi 390 V olduğu için en kötü koşul maksimum giriş geriliminde olacaktır[41]. Bu durumda seçtiğimiz minimum anahtarlama frekansında dahi BCM çalışmayı sağlayacak şekilde endüktans değeri için hesaplama yaparsak denklem (4.3) ten yararlanarak denklem (4.4) teki sonucu elde ederiz.

$$L \geq \frac{(V_{giriş,RMS})_{HL}{}^{2}.(V_{çıkış} - \sqrt{2}.(V_{giriş,RMS})_{HL}).\eta}{2.P_{çıkış}.V_{çikiş}.f_{min}} \tag{4.3}$$

$$L \geq \frac{265^2.\left(390 - \sqrt{2}.265\right).0{,}92}{2.250\,.\,390\,.28x10^3} = 180\ \mu H \tag{4.4}$$

Sonuç olarak 180 μH / 6 A pik / 2.5 A RMS bobin seçildi.

4.4.2 Yarı İletken Seçimi

Köprü diyotları maksimum akım oranına göre seçilmeli ve diyot üzerinde harcanan güç denklem (4.5) teki gibidir. Burada diyot iletim gerilim düşümü $V_f = 1V$ olarak alınmıştır.

$$P_{köprü} = \frac{4}{\pi}.\sqrt{2}.\frac{P_{giriş,max}}{\eta.(V_{giriş,RMS})_{LL}}.V_f = \frac{4}{\pi}.\sqrt{2}.\frac{250}{0{,}92\,.\,140}.1 = 3.5W \quad (4.5)$$

Mosfetler için RMS akım değeri denklem (4.6) tan yararlanarak denklem (4.7) deki gibi hesaplanabilir.

$$l_{mosfet_RmS} = \frac{2.P_{çıkış}}{\sqrt{3}.\eta.(V_{giriş,RMS})_{LL}}.\sqrt{1 - 8\sqrt{2}.\frac{(V_{giriş,RMS})_{LL}}{3\pi.V_{çıkış}}} \quad (4.6)$$

$$l_{mosfet_RmS} = \frac{2.250}{\sqrt{3}\,.0{,}92\,.140}.\sqrt{1 - 8\sqrt{2}.\frac{140}{3\pi.390}} = 1.7\,A \quad (4.7)$$

Bulduğumuz mosfet efektif akımının karesini, seçtiğimiz mosfetin iletim direnci ile çarparak ilgili mosfetin güç kaybı bulunabilir.

4.4.3 Kapasitör Seçimi

Çıkış kapasitesi hesaplanması aşamasında ise iki duruma göre hesap yapılmalı şebekeden enerji kesildiği andan itibaren kapasitenin tutma zamanı (hold-up time) boyunca enerji aktarması gerekmektedir, denklem (4.8) . Çıkış geriliminin izin verilen dalgalanma miktarına göre hesap yapılır, denklem (4.9).

$$C_{çıkış} \geq \frac{2.P_{çıkış}.t_{tutma}}{V_{çıkış}^{\,2} - V_{çıkış_min}^{\,2}} = \frac{2\,.250\,.0.02}{400^2 - 340^2} = 225\,\mu F \quad (4.8)$$

$$C_{çıkış} \geq \frac{P_{çıkış}}{2.\pi.f_{şebeke}.\Delta V_{çıkış}.V_{çıkış}} = \frac{250}{2.\pi.50.10.400} = 200\ \mu F \quad (4.9)$$

Yukarıdaki ifadede $\Delta V_{çıkış} = 10$ ve $f_{şebeke} = 50\,Hz$, $t_{tutma} = 20\,ms$ dir. Bu iki değerden en yüksek olanı yani $225\,\mu F$ çıkış kapasitesinin değeri olarak seçildi.

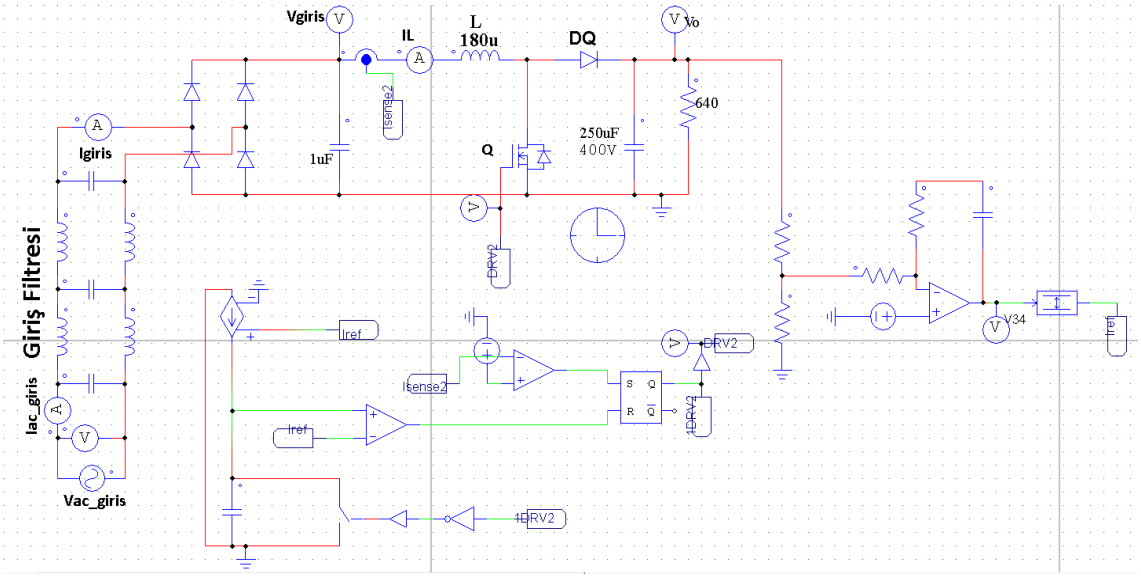
4.5 Simülasyon Sonuçları

Çizelge 4.1 de simülasyonda kullanılan malzemelerin değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.1 Kullanılan elemanlar ve değerleri

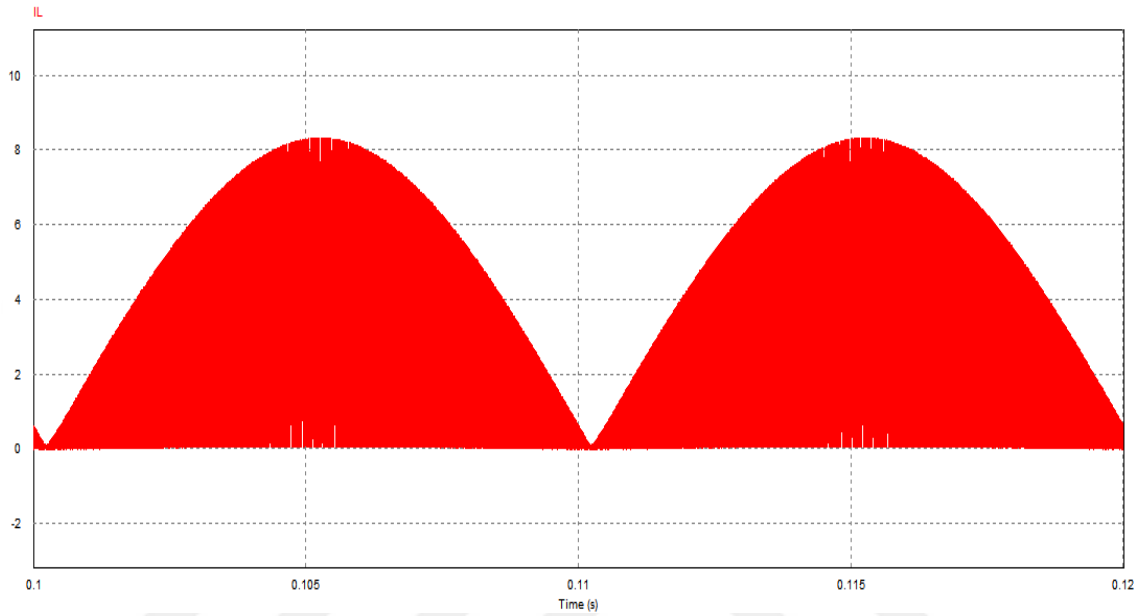
Kullanılan Eleman	**Sembolü**	**Değer**
Bobin endüktansı	L	180 μH
Çıkış kapasitesi	C_o	250 μF
Mosfet	Q1	650 V
Çıkış diyodu	DQ1	650 V

Şekil 4.6 da PSIM programında kurulan simülasyon şemasını göstermektedir. Devre bir yükseltici dönüştürücü ile oluşturulmuştur. Devre BCM çalışma modunda çalışmakta ve kontrol devresi pratik uygulamaya uygun olarak, klasik pik akım modlu kontrol yapısı yerine şekil 4.5 teki gibi çarpıcı devresi eksiltilmiş BCM gerilim mod kullanılmıştır. Buna göre anahtarın iletim süresi akım kaynağı ve ona seri bağlanan kapasitenin dolma süresine göre belirlenir. Devrede çıkış gerilimi, gerilim bölücü devre ile ölçeklenerek geri besleme bloğuna alınarak elde edilir. Geri beslemenin çıkışı bizim referans sinyalimizi üretir ve PWM sinyalleri şekil 4.5 teki sabit akımla şarj olan kapasitenin uçlarındaki gerilim ve geri beslemenin çıkışı karşılaştırılarak üretilir.

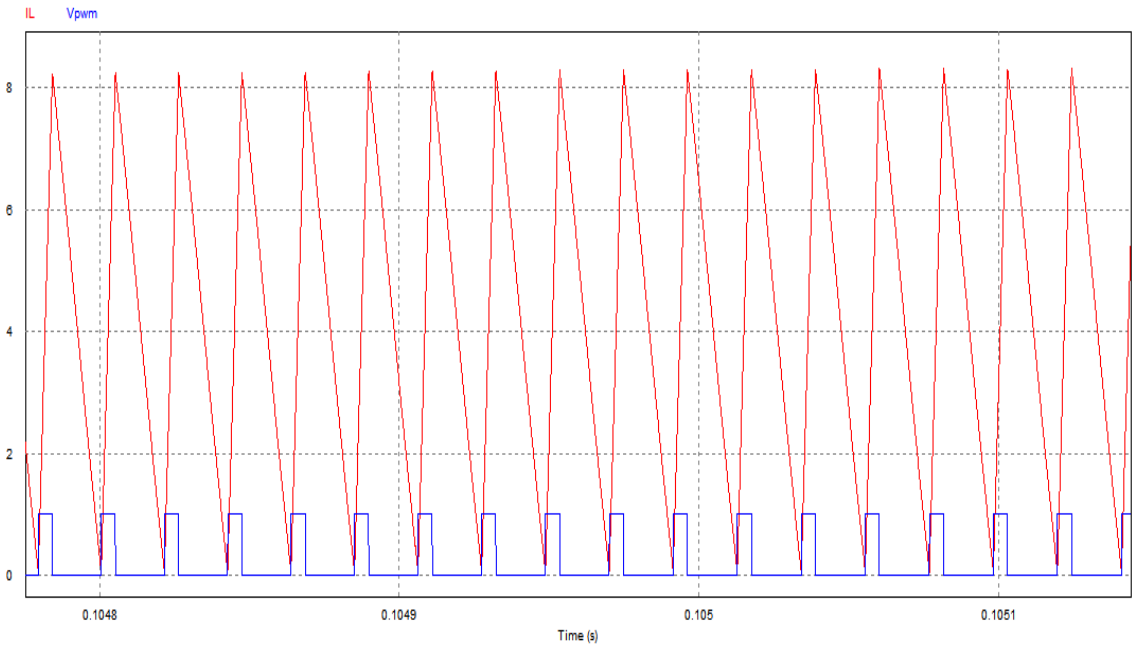


Şekil 4.6 BCM PFC simülasyon devre şeması

Şekil 4.7 de endüktans akımının şekli bir şebeke periyodu boyunca gösterilmektedir. Şekil 4.8 de ise endüktans akımının birkaç anahtarlama periyodu boyunca ki görüntüsü ve ilgili PWM sinyalleri gösterilmektedir. BCM çalışma şeklinin en belirgin özelliği olan endüktans akımının sıfıra düştüğü noktalar algılanarak bir sonraki anahtarlama periyodu başlatılması burada simule edilmiştir.

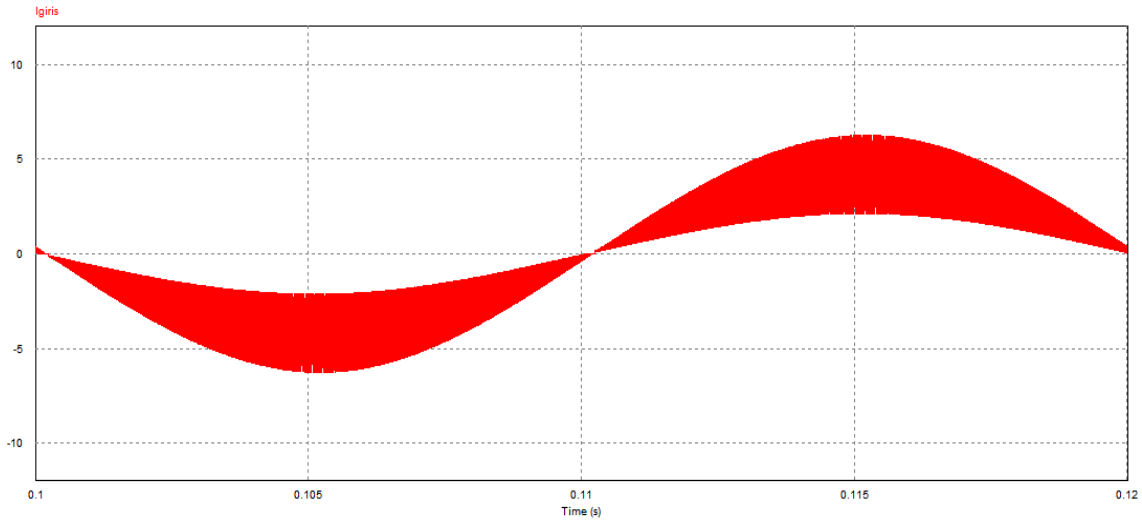


Şekil 4.7 Bir şebeke periyodu boyunca endüktans akımı

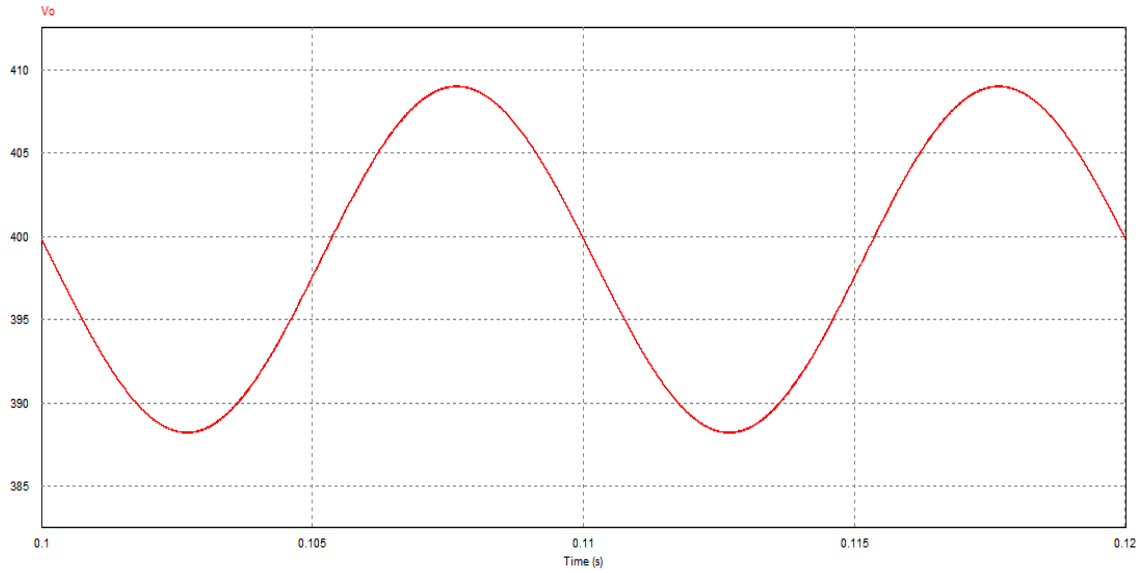


Şekil 4.8 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımı

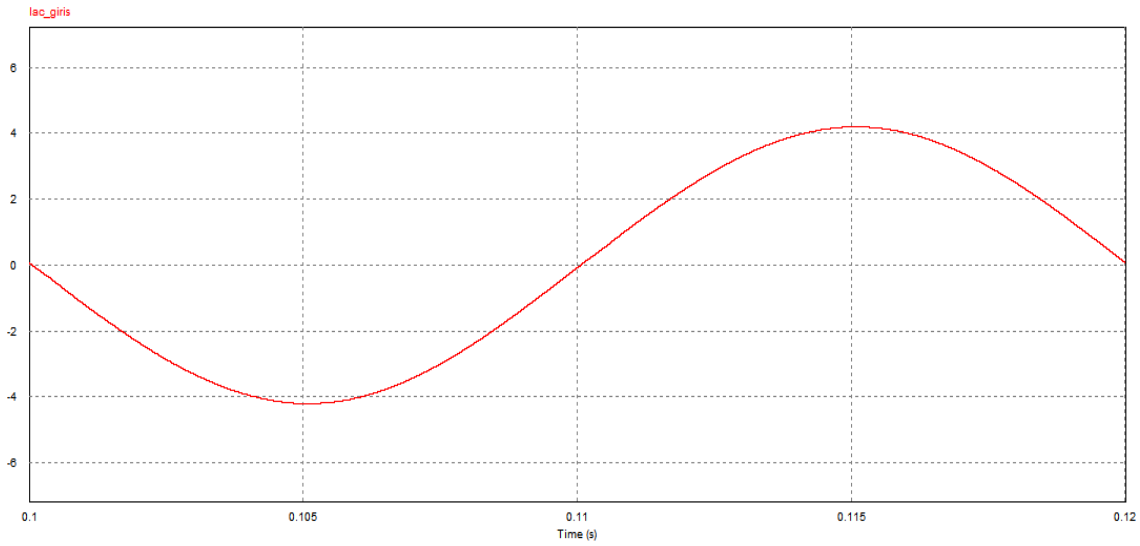
Şekil 4.9 ve 4.10 da sırasıyla giriş filtre devresi ile diyot köprüsü arasındaki hattan ölçülen AC giriş akımı ve çıkış geriliminin dalga şekli gösterilmektedir. Burada bu akımın dalgalanması köprü diyot çıkışındaki yüksek frekans kapasitesi, 1uF, sayesinde belli bir seviyede azaltılmaktadır. Bu durum şekil 4.10 de açıkça görülmektedir. Üzerinde anahtarlama frekansında harmonikler bulunan dalgalı bu giriş akımı, giriş filtresi ile filtre edildiğinden ötürü harmoniklerin şebekeye yansıması minimize edilmiştir. Sonuç olarak, güç faktörü kalitesi arttırılmıştır. Şekil 4.11 de giriş filtresinin girişinden ölçülen AC giriş akımı gösterilmektedir.



Şekil 4.9 Bir şebeke periyodu boyunca giriş askımı, giriş filtresi çıkışı.

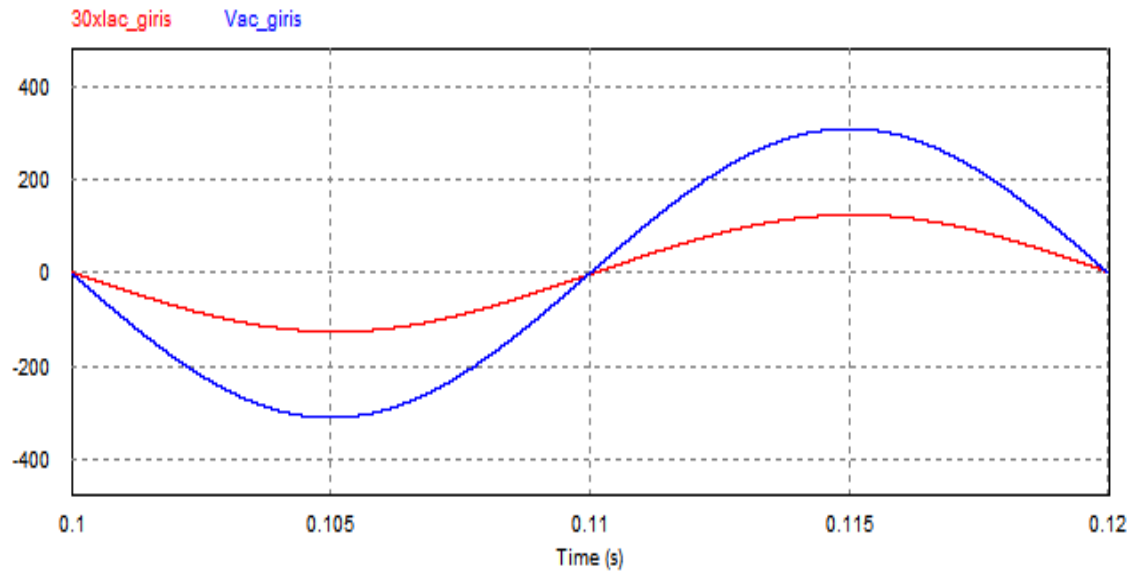


Şekil 4.10 Bir şebeke periyodu boyunca çıkış gerilimi



Şekil 4.11 Bir şebeke periyodu boyunca AC giriş akımı, filtre girişi

Son olarak şekil 4.12 de ise devrenin AC 30*giriş akımı ve giriş gerilimi ve bunun bir sonucu olarak güç faktörü değeri gösterilmiştir. Dalga şekillerinde de görüleceği üzere BCM çalışmada akım dalgalanması çok yüksek olmakta ve bu dalgalanmayı filtre etmesi için giriş filtresine çok iş düşmektedir. Sonuç olarak giriş filtresi boyutları artmakta ve yüksek dı/dt EMI problemleri açığa çıkarmaktadır. Bu nedenle 250W güç seviyesinden düşük uygulamalarda BCM çalışma tercih edilirken daha yüksek güç seviyeleri için CCM çalışma tercih edilmektedir.



Şekil 4.12 Bir şebeke periyodu boyunca AC giriş akımı(x30), gerilimi ve güç faktörü (0.999)

BÖLÜM 5

FAZ FARKLI ÇALIŞAN PARALEL YÜKSELTİCİ PFC DEVRESİ

5.1 Giriş

Modern güç kaynakları için güç faktörü devreleri tasarımında, çeşitli ihtiyaçlar doğrultusunda farklı devre topolojileri geliştirildi. Birim güç faktörünü sağlamak ana amaç haline geldi. Bazı avantajlarından ötürü yükseltici dönüştürücü devre topolojileri güç faktörü düzeltme amacıyla bir çok PFC devresinde kullanılmaktadır.

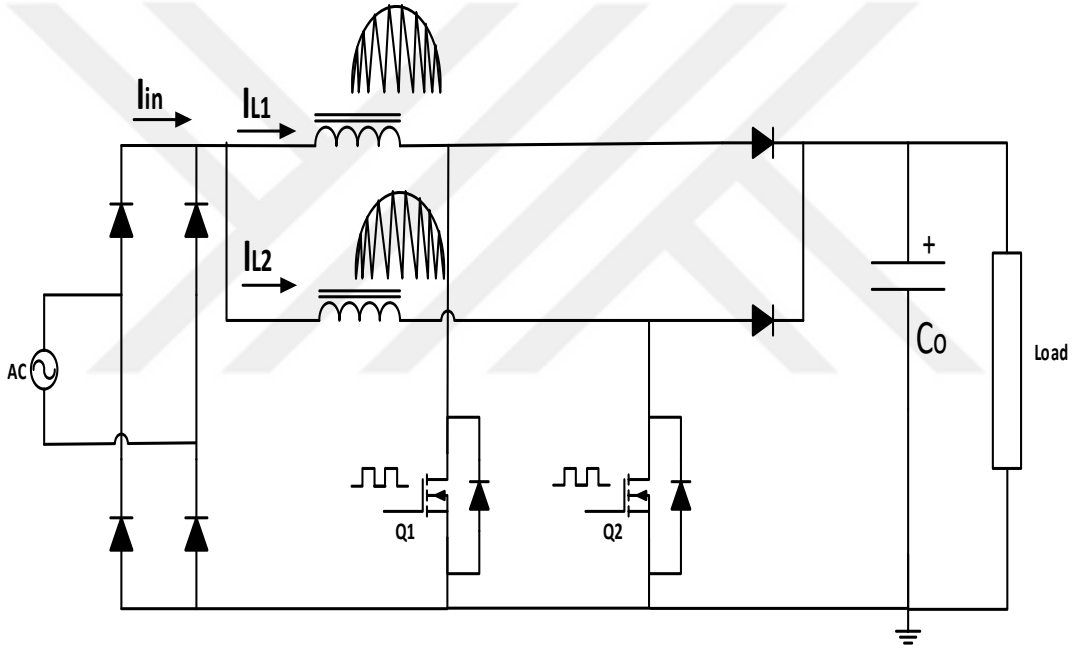
Yükseltici devre topolojisi endüktans akımının kontrol şekline göre kesintili iletim modu (DCM), sınırda iletim modu (BCM) ve sürekli iletim modu olmak üzere gruplandırılabilir. Birçok tasarım durumunda BCM ve DCM 200W aşağısındaki güç seviyeleri için uygulanmaktadır. Daha az akım dalgalanması ile daha çok akım sağlaması nedeniyle CCM yüksek güç seviyelerinde kullanılmaktadır.

DCM ve BCM de endüktans akımı bir anahtarlama periyodu içerisinde sıfıra ulaştığı için, yükseltici dönüştürücünün çıkış diyotu ters toparlanma kayıpları olmadan kesime girmekte ve performans kaybı olmaksızın daha ucuz bir diyotu kullanabilmeyi mümkün kılmaktadır. Buna ek olarak, anahtarlama elemanının iletime girmesi daha düşük gerilimlerde olabilmektedir [42],[44],[47],[48]. Fakat, akım dalgalanmasındaki artış ve göreceli olarak daha az akım aktarabilmesinden dolayı, DCM ve BCM 300 W tan yüksek uygulamalar için elverişsiz olmaktadır. Bu kısıtlamanın üstesinden gelmek için son yıllarda faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici topoloji PFC geliştirilmiştir. Bu topolojide iki tane yükseltici dünüştürücü paralellenmekte ve her iki dönüştürücü için anahtarlama sinyalleri birbirlerinden 180 derece faz farklı olarak verilmektedir. Bu

çalışma şekli daha çok avantajlar sunmakta ve tasarımcılar için 500W gibi güç seviyelerinde sınır akım modlu çalışmayı mümkün kılmaktadır. Bunun sonucunda, BCM ve DCM çalışmanın avantajlarını 200W ile 500W arası gibi güç seviyelerinde de mümkün hale gelmektedir[43-46].

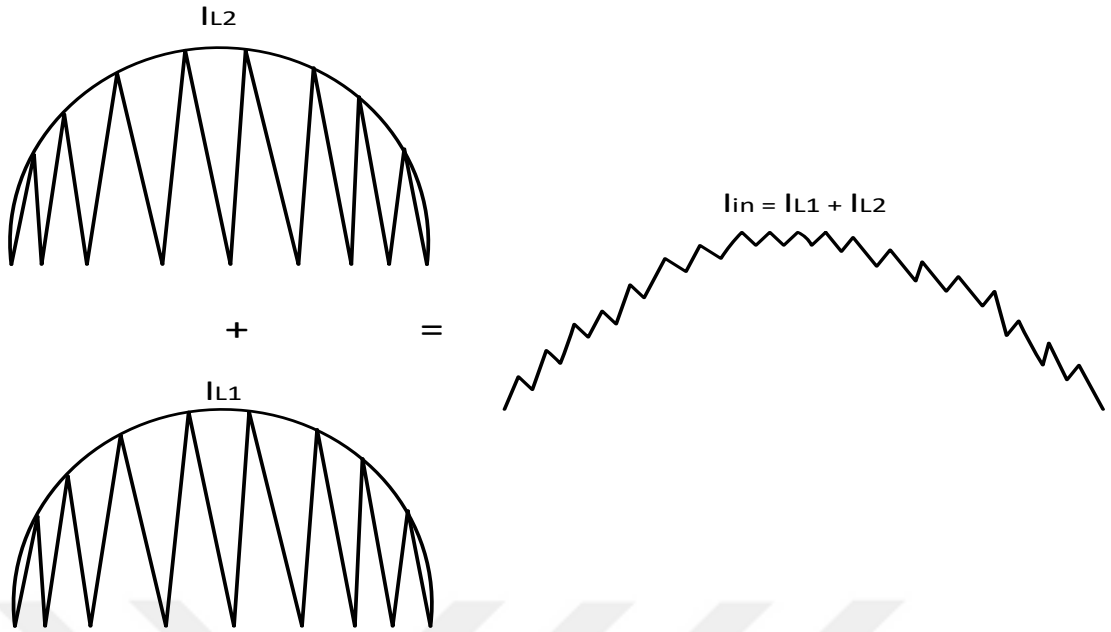
5.2 Faz Farklı Çalışan Paralel Yükseltici PFC ve Çalışma Prensibi

Şekil 5.1 de faz farklı çalışan paralel yükseltici PFC nin temel devre şeması gösterilmektedir. Bu topolojide iki tane yükseltici dönüştürücü paralellenmiştir. İki adet PFC katı mevcuttur. Fakat burada her iki yükseltici dönüştürücünün anahtarlama elemanlarına kapı sinyalleri birbirinden 180 derece faz farklı olarak gönderilmektedir.



Şekil 5.1 faz farklı çalışan paralel yükseltici topoloji devre şeması

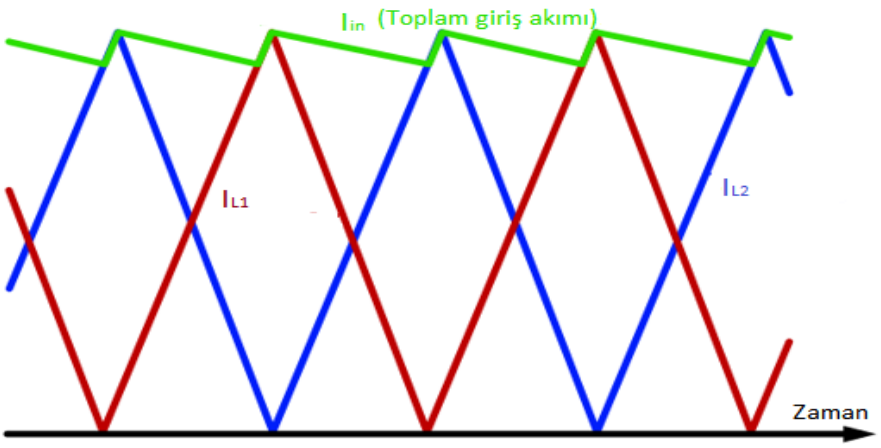
Her bir yükseltici dönüştürücünün bir yarım şebeke periyodu boyunca endüktans akımı ve bu akımların toplamı olarak giriş akımı şekil 5.2 de gösterilmektedir. Burada I_{in} giriş akımını lL1 ve lL2 sırasıyla endüktansların akımlarını göstermektedir.



Şekil 5.2 Yarım şebeke periyodu boyunca faz farklı çalışan paralel yükseltici PFC endüktans akımları ve giriş akımı

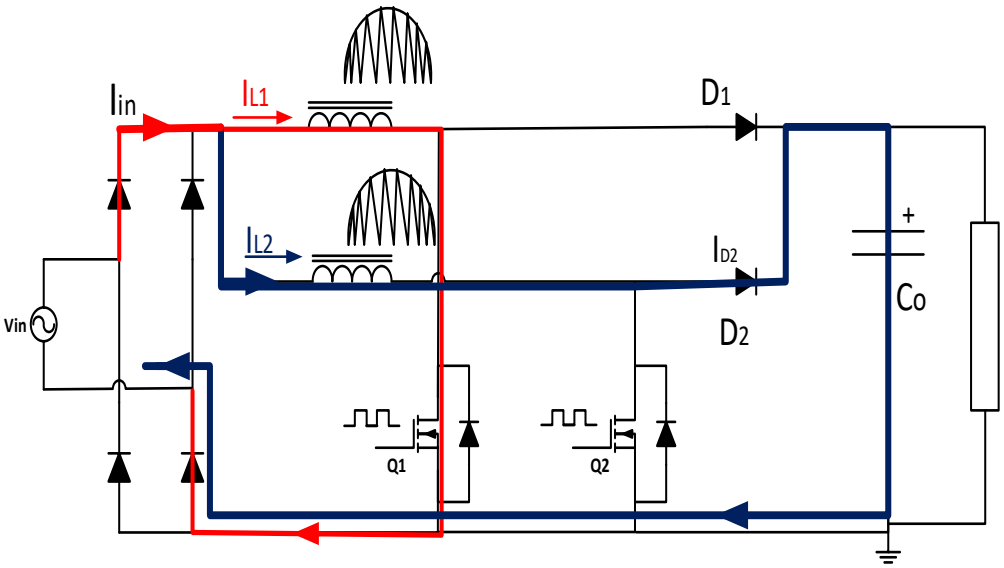
5.2.1 Faz Farklı Çalışan Paralel Yükseltici BCM PFC Çalışma Prensibi

Bu yapıda daha önce den bahsedildiği gibi devrenin her iki anahtarlama elemanları aralarında 180 derece faz farklı olacak şekilde anahtarlanır. Kapı sinyalleri arasında 180 derece faz farkı olduğundan dolayı, genel olarak bir yükselticinin endüktansı enerji depolarken, diğeri depoladığı enerjiyi çıkışa aktarır. Sonuç olarak bir anahtarlama periyodundaki giriş akımı her iki endüktans akımının toplamı olur. Şekil 5.3 te bu durum birkaç anahtarlama periyotu boyunca gösterilmektedir. Şekilden de görüleceği üzere bir endüktans enerji depoladığı esnada akımı yükselmekte diğer endüktans 180 derece faz farklı çalışmadan dolayı deşarj anında ve akımı azalmaktadır. Bunun sonucu olarak, giriş akımı her iki endüktans akımının toplamı olduğundan daha az dalgalı olmaktadır.



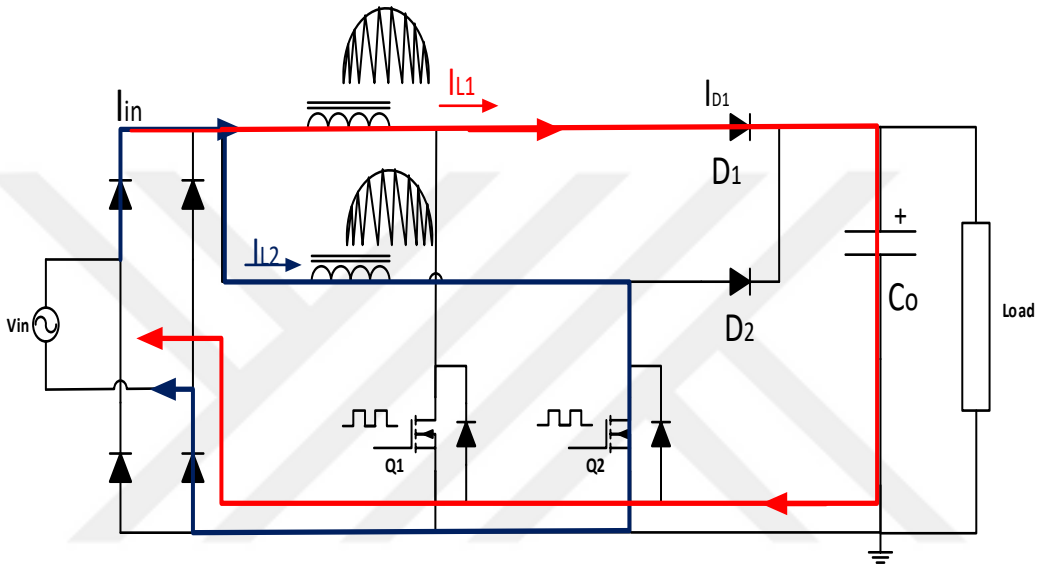
Şekil 5.3 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımları ve toplam giriş akımı

Şekil 5.4 de Q1 anahtarı iletime girdiğinde L1 endüktansı enerji depolar ve akımı kırmızı renkli akış çizgisiyle gösterilmiştir. Buna göre IL1 akımı yolunu Q1 anahtarı ve köprü diyotu üzerinden kaynağa akacak şekilde tamamlar. Aynı zamanda 180 derece faz farklı çalışmadan ötürü Q2 diyotu kesimdedir ve depoladığı enerjiyi çıkışa aktarmaktadır ve akımı mavi renkli çizgi ile gösterilmektedir. IL2 akımı yolunu D2 çıkış diyotu, çıkış kapasitesi, yük ve köprü diyotu üzerinden kaynağa doğru olacak şekilde tamamlamaktadır.



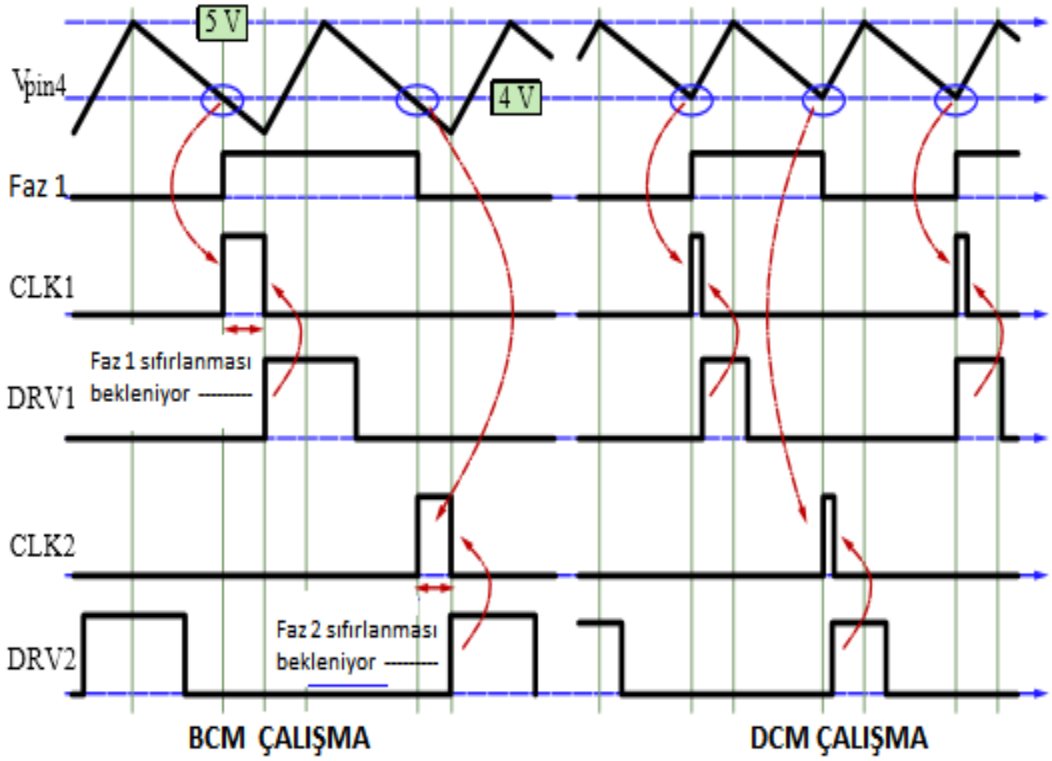
Şekil 5.4 Q1 anahtarı iletimde ve Q2 anahtarı kesimde iken devre akımları

Aynı şekilde Şekil 5.5 de Q2 anahtarı iletime girdiğinde L2 endüktansı enerji depolar ve akımı mavi renkli akış çizgisiyle gösterilmiştir. Buna göre IL2 akımı yolunu Q2 anahtarı ve köprü diyotu üzerinden kaynağa akacak şekilde tamamlar. Aynı zamanda 180 derece faz farklı çalışmadan ötürü Q1 diyotu kesimdedir ve depoladığı enerjiyi çıkışa aktarmaktadır ve akımı kırmızı renkli çizgi ile gösterilmektedir. IL1 akımı yolunu D1 çıkış diyotu, çıkış kapasitesi, yük ve köprü diyotu üzerinden kaynağa doğru olacak şekilde tamamlamaktadır.

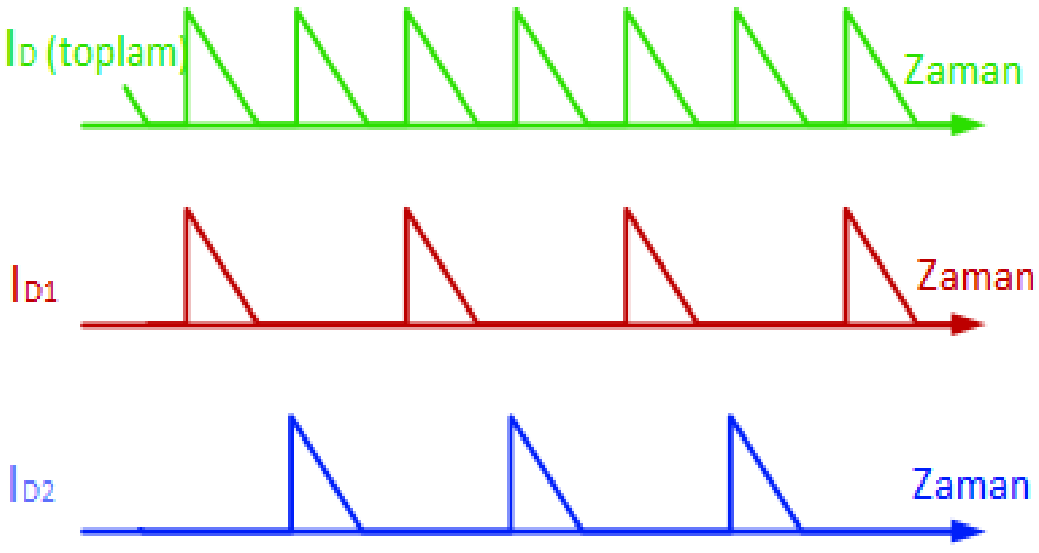


Şekil 5.5 Q2 anahtarı iletimde ve Q1 anahtarı kesimde iken devre akımları

Bu devrenin tasarımında NCP1631 analog IC kullanılmıştır. Bu IC ilgili anahtarları iletime girme sinyalleri üretirken ilgili fazın yani faz sırası gelmiş güç katının endüktansının akımının sıfırlanmasını bekler ve ondan sonra ilgili anahtarı iletime sokar. Bu sayede devredeki endüktans akımları sürekli iletim modunda çalışmaya girmez. Devrede sadece DCM yada BCM çalışma gözlenir. Şekil 5.6 bu durum resmedilmekte ve görüleceği üzere ilgili saat (CLK) ve anahtarlar için sürme (DRV) sinyalleri gösterilmektedir. Bu sinyaller her iki çalışma modu için (DCM ve BCM) gösterilmektedir. Şekil 5.7 de ise çıkış diyotları D1 ve D2 akımları ve bunları toplamı olan toplam çıkış akımı gösterilmektedir.



Şekil 5.6 İlgili fazların saat ve kapı sinyalleri sağda BCM çalışma solda DCM çalışma



Şekil 5.7 Çıkış diyotları ve toplam çıkış akımı dalga şekilleri

5.3 Faz Farklı Çalışan Paralel BCM Yükseltici PFC Tasarım Kriterleri

Bu uygulamada en düşük giriş gerilimi, $(V_{giriş,RMS})_{LL}$, 140 V, $V_{çıkış}$ çıkış gerilimi 390 V, ortalama çıkış gücü $P_{çıkış}$ 500W , ɳ devrenin verimi tahmini %92 olarak tahmin edildi ve maksimum anahtarlanma frekansı $f_{anahtarlama,max}$ 100 khz olarak seçildi. Buna göre;

5.3.1 Endüktans Seçimi

Sınır akım modlu (BCM) çalışmada (düşük giriş gerilimi ve tam yükte varsayarsak) maksimum pik endüktans akımı ve RMS yani efektif değeri sırasıyla denklem (5.1) ve denklem (5.2) deki gibidir.

$$l_{L,pik(\max)} = 2\sqrt{2}.\frac{P_{giriş,max}/2}{ɳ.(V_{giriş,RMS})_{LL}} = \sqrt{2}.\frac{500}{0{,}92\,.\,140} = 5{,}49\ A \tag{5.1}$$

$$l_{L,RMS(\max)} = \frac{l_{L,pik(\max)}}{\sqrt{6}} = \frac{5{,}49}{\sqrt{6}} = 2{,}24\ A \tag{5.2}$$

En kötü koşulda yani minimum giriş geriliminde tam yükte giriş akım pikinin en yüksek olacağı açıktır bu durumda seçtiğimiz maksimum anahtarlama frekansında dahi BCM çalışmayı sağlayacak şekilde endüktans değeri için hesaplama yaparsak denklem (5.3) ten yararlanarak denklem (5.4) teki sonucu elde ederiz.

$$L \geq \frac{(V_{giriş,RMS})_{LL}{}^{2}.(V_{çıkış} - \sqrt{2}.(V_{giriş,RMS})_{LL}).ɳ}{P_{çıkış}.V_{çikiş}.f_{anahtarlama,max}} \tag{5.3}$$

$$L \geq \frac{140^2.\left(390 - \sqrt{2}.140\right).0{,}92}{500\,.390\,.100x10^3} = 178\ \mu H \tag{5.4}$$

Sonuç olarak 180 μH / 6 A pik / 2.5 A RMS bobin seçilmiştir.

5.3.2 Yarı İletken Seçimi

Köprü diyotları maksimum akım oranına göre seçilmeli ve diyot üzerinde harcanan güç denklem (5.5) teki gibidir. Burada diyot iletim gerilim düşümü $V_f = 1V$ olarak alınmıştır.

$$P_{köprü} = \frac{4}{\pi}.\sqrt{2}.\frac{P_{giriş,max}}{\eta.(V_{giriş,RMS})_{LL}}.V_f = \frac{4}{\pi}.\sqrt{2}.\frac{500}{0{,}92\,.\,140}.1 = 7W \quad (5.5)$$

Mosfetler için RMS akım değeri denklem (5.6) tan yararlanarak denklem (5.7) deki gibi hesaplanabilir.

$$I_{mosfet_RmS} = \frac{P_{çıkış}}{\sqrt{3}.\eta.(V_{giriş,RMS})_{LL}}.\sqrt{1 - 8\sqrt{2}.\frac{(V_{giriş,RMS})_{LL}}{3\pi.V_{çıkış}}} \quad (5.6)$$

$$I_{mosfet_RmS} = \frac{500}{\sqrt{3}\,.0{,}92\,.140}.\sqrt{1 - 8\sqrt{2}.\frac{140}{3\pi.390}} = 1.7\,A \quad (5.7)$$

Bulduğumuz mosfet efektif akımının karesini seçtiğimiz mosfetin iletim direnci ile çarparak ilgili mosfetin güç kaybı bulunabilir.

5.3.3 Kapasitör Seçimi

Çıkış kapasitesi hesaplanması aşamasında ise iki duruma göre hesap yapılmalı şebekeden enerji kesildiği andan itibaren kapasitenin tutma zamanı boyunca enerji aktarması gerekmektedir, denklem (5.8) . Çıkış geriliminin izin verilen dalgalanma miktarına göre hesap yapılır, denklem (5.9).

$$C_{çıkış} \geq \frac{2.P_{çıkış}.t_{tutma}}{V_{çıkış}^{\,2} - V_{çıkış_min}^{\,2}} = \frac{2\,.500\,.0.01}{400^2 - 340^2} = 225\,\mu F \quad (5.8)$$

$$C_{çıkış} \geq \frac{P_{çıkış}}{2.\pi.f_{şebeke}.\Delta V_{çıkış}.V_{çıkış}} = \frac{500}{2.\pi.50.20.400} = 200\ \mu F \quad (5.9)$$

Yukarıdaki ifadede $\Delta V_{çıkış} = 20$ ve $f_{şebeke} = 50\,Hz$, $t_{tutma} = 10\,ms$ dir. Bu iki değerden en yüksek olanı yani $225\,\mu F$ çıkış kapasitesinin değeri olarak seçilmiştir.

5.4 Simülasyon Sonuçları

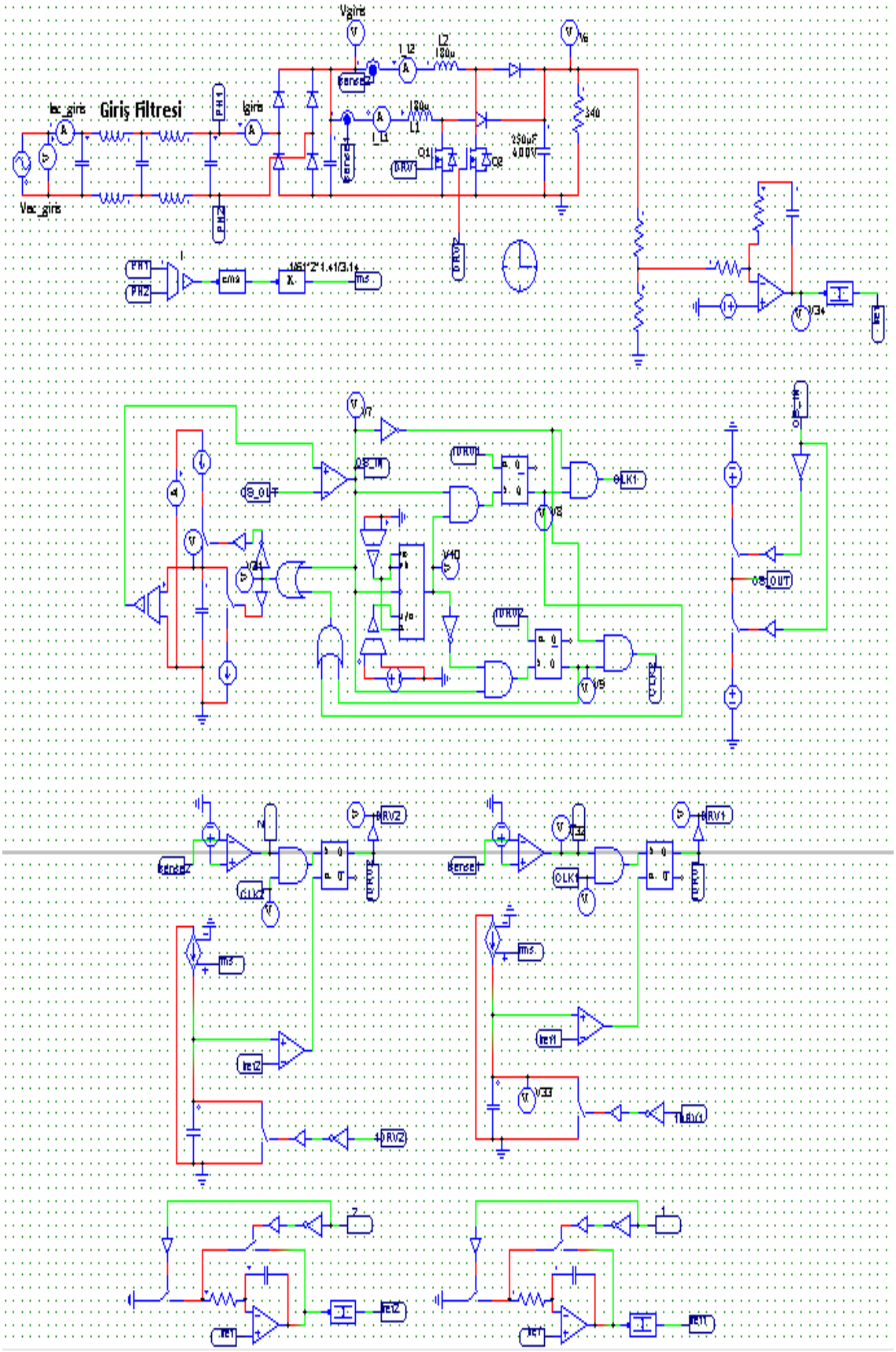
Çizelge 5.1 de simülasyonda kullanılan malzemelerin değerleri verilmiştir.

Çizelge 5.1 Kullanılan elemanlar ve değerleri

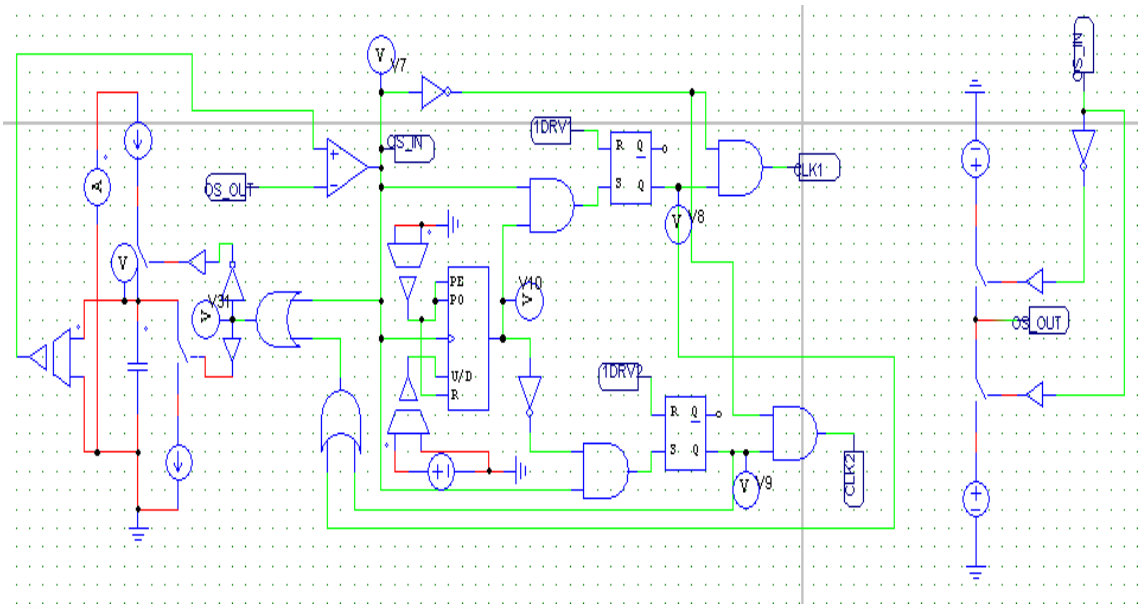
Kullanılan Eleman	**Sembolü**	**Değer**
Bobin endüktansı	L1, L2	180 μH
Çıkış kapasitesi	C_o	250 μF
Mosfet	Q1, Q2	650 V
Çıkış diyodu	DQ1, DQ2	650 V

Şekil 5.8 de PSIM programında kurulan simülasyon şemasını göstermektedir. Görüleceği üzere iki tane yükseltici PFC katı vardır ve birbirine paralel bağlanmıştır. Devrede gerilim modlu kontrol kullanılmıştır. Burada I_{ref} sinyali, çıkış geriliminden geri besleme alarak bunun bir PI yükseltgecinden geçirilmesiyle elde edilir, şekil 5.11. Üretilen I_{ref} sinyalleri PWM üretmek için çeşitli bloklarda kullanılmıştır. Devrede 180 derece faz farklı ve BCM çalışmayı sağlamak için faz ayarlama bloğu oluşturulmuştur. Bu durum şekil 5.9 da gösterilmiştir. Şekil 5.10 da ise anahtarlama elemanları için sabit iletim zamanı oluşturmak için kurulan blok şeması gösterilmektedir.

Simülasyonda kullanılan değerler çizelge 5.1 de gösterildiği gibidir. Buna ek olarak çıkış gerilimi 400 V, giriş gerilimi efektif değeri 220 V ve kaynak frekansı 50 hz olarak seçilmiştir.



Şekil 5.8 Faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC simülasyon devre şeması

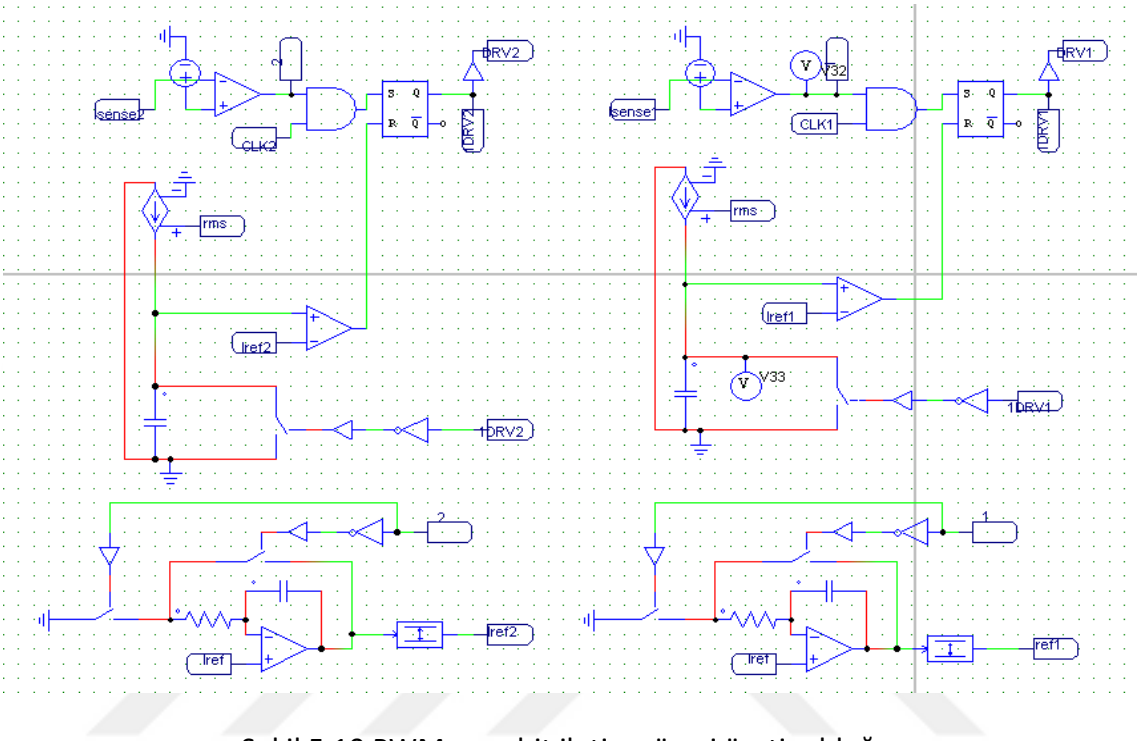


Şekil 5.9 Faz yönetimi bloğu

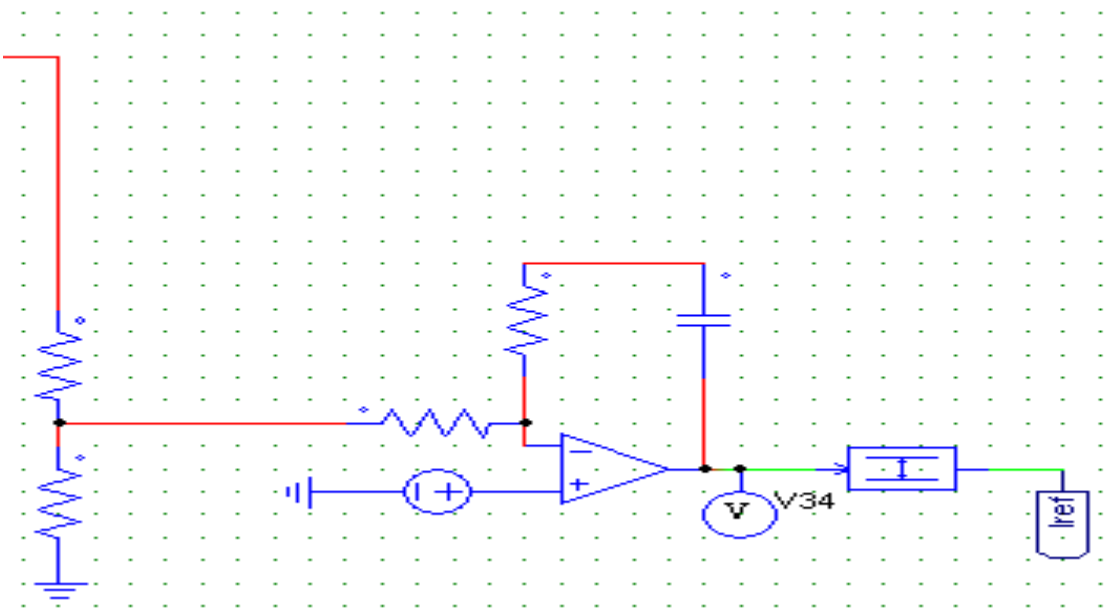
Şekil 5.9 da 180 derece faz farklı çalışmayı gerçekleyen bir faz yönetim bloğunun devre şeması gösterilmektedir. Buna göre devrede frekans üreten kapasiteli bir yapı bulunmaktadır. Burada akım kaynağı ile şarj ve deşarj olan kapasite histerezis karşılaştırma devresine sokularak kare dalga üretilmektedir. Bu üretilen kare dalganın frekansının yarısı her bir anahtarın anahtarlama frekansını oluşturmaktadır. Aslında burada her bir faz için saat darbesi üretilmekte ve faz sırası bu saat darbesine göre belirlenmektedir. Bir fazın anahtarının iletime girmesi için saat darbesinin yanında bobin nüvesinin resetlenme bilgisi yani endüktans içinden akan akımın sıfırlanma bilgisi de gerekmektedir, sadece BCM çalışmayı sağlamak için, her iki koşul ilgili fazın anahtarlama elemanının iletime girmesi için şarttır.

Dahası böyle bir yapı devreyi CCM moda çalışmasını engellemekte ve BCM çalışmaya mecbur bırakmaktadır. Bu sayede BCM çalışmanın avantajlarından biri olan diyotların sıfır akım altında kesime girmesi ve mosfetlerin yumuşak iletime girmesi ve bunlarla doğrudan ilişkili olarak kullanılan elemanların termal olarak nispeten daha az baskı altında kalmaları imkanlı hale gelmiş oluyor. Ayrıca diyotlar sıfır akım altında kesime girdiği için ters toparlanma akımları minimum olmakta ve EMC koşullarında tasarımcıları rahatlatmakta aynı zamanda burada daha ucuz diyot kullanılabilmesi bir diğer avantajıdır.

Şekil 5.10 da PWM bloğu gösterilmektedir. Geri besleme bloğundan alınan I_{ref} sinyali burada işlenerek sabit iletim süresi belirlenmektedir. Bu sayede girişten çekilen akımın ortalama değeri giriş gerilimi ile orantılı olmakta ve akım harmonikleri azaltılarak güç faktörü düzeltme sağlanmaktadır.

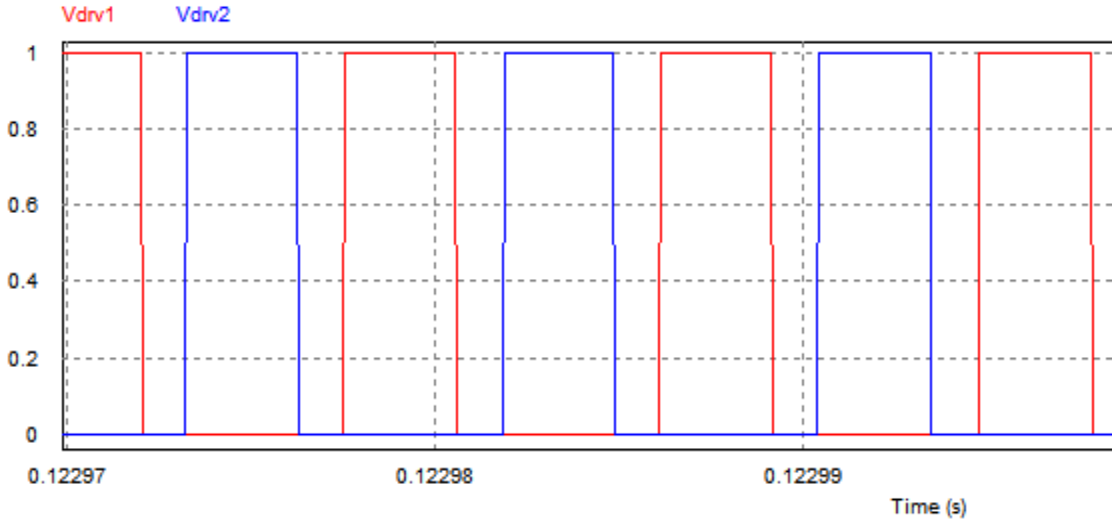


Şekil 5.10 PWM ve sabit iletim süresi üretim bloğu



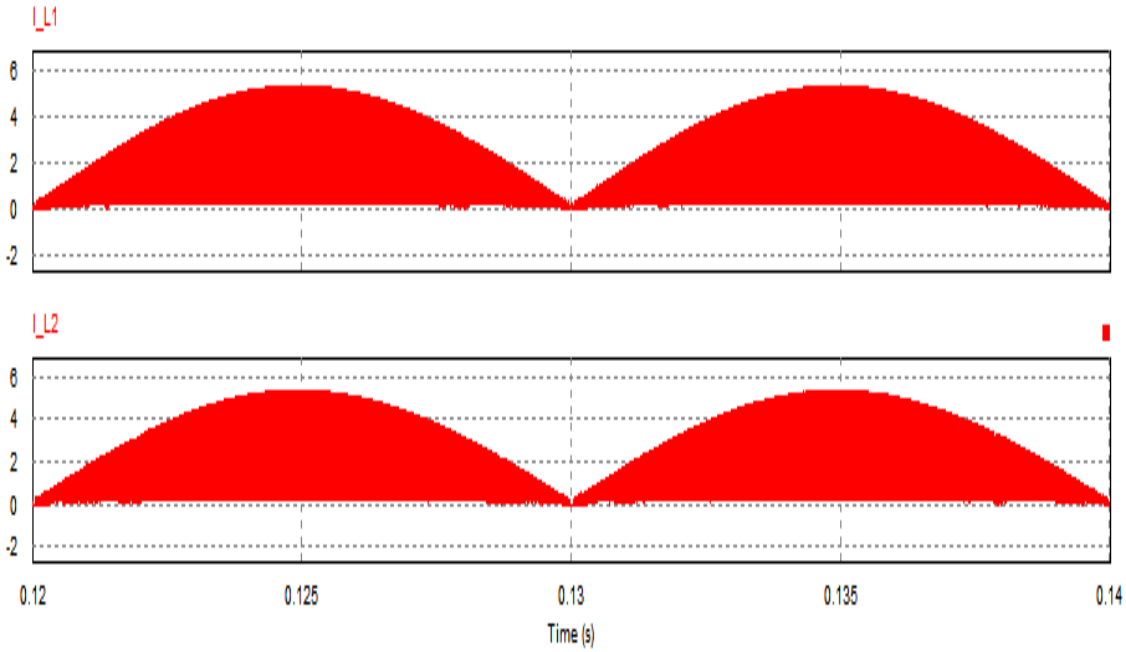
Şekil 5.11 Geri besleme bloğu

Simülasyon devresini çalıştırdığımızda aşağıdaki sonuçlar elde edilmektedir. Şekil 5.12 de her bir faza ait anahtarlama sinyalleri gösterilmektedir. Mavi renkli sinyal bir fazın sinyali iken kırmızı renkli sinyal diğer anahtarın anahtarlama sinyalidir ve görüleceği üzere 180 derece faz farklı çalışma sağlanmaktadır. Şekil 5.13 de her bir endüktansın akımının bir şebeke periyodu boyunca gösterimi vardır. Şekil 5.14 ise bu sefer şekil 5.13 teki endüktans akımları birkaç anahtarlama periyodu boyunca gösterilmekte ve dalga şekilleri mavi ve kırmızı olarak her bir faz için belirleyici olacak şekilde gösterilmiştir. Şekil 5.15 de çıkış geriliminin dalga şekli, şekil 5.16 giriş akımının dalga şekli ve şekil 5.17 de giriş gerilimi ve 30*giriş akımı ve buna bağlı olarak güç faktörü değeri gösterilmiştir.

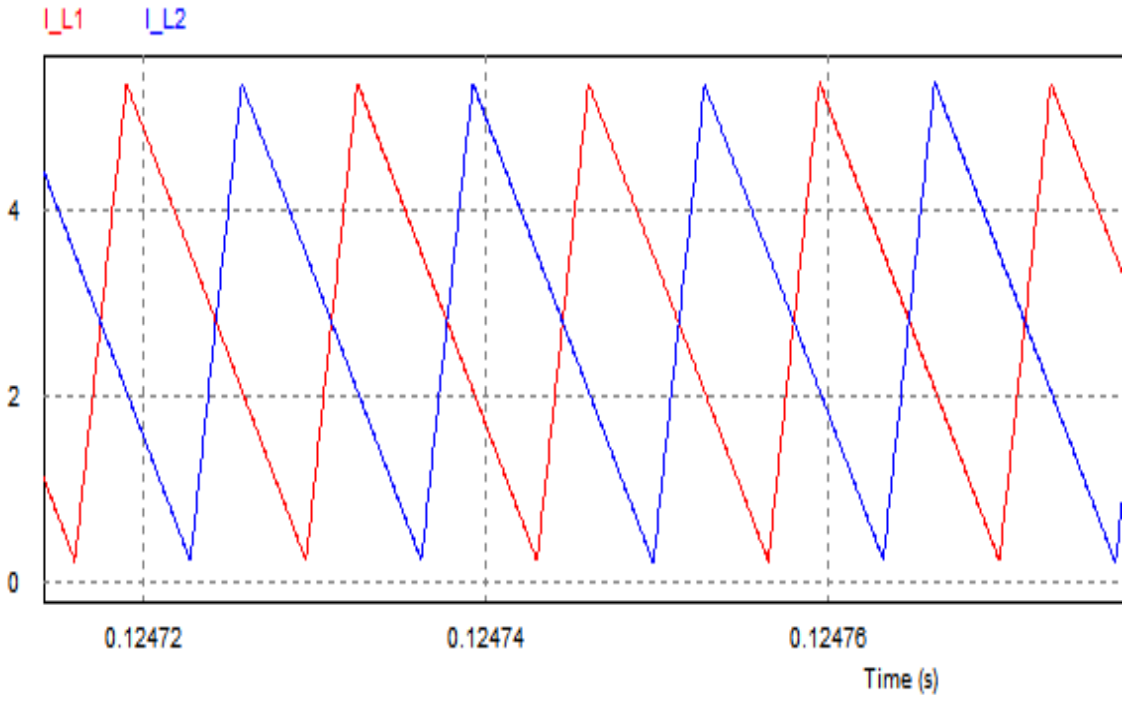


Şekil 5.12 Her bir PFC katının anahtarlama elemanına ait kapı sinyalleri

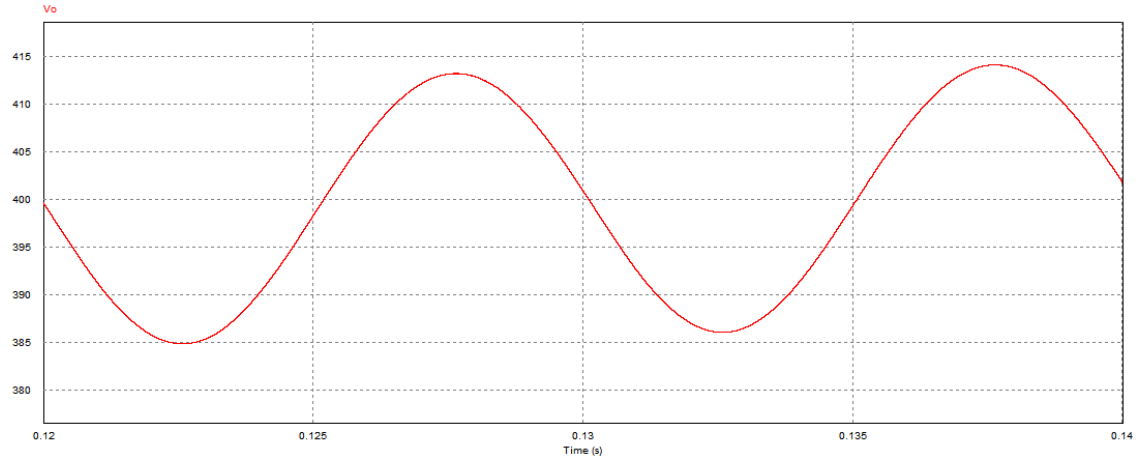
Şekil 5.12 de birkaç anahtarlama periyodu boyunca ilgili yükseltici dönüştürücünün anahtarlama elemanlarını sürmek için üretilen PWM sinyalleri gösterilmektedir. Burada kapı sürme sinyallerinden de anlaşılacağı gibi aynı anda iki farklı dönüştürücünün anahtarlama elemanı iletime girmiyor. Eğer böyle olsaydı her iki yükseltici dönüştürücü nün endüktansları birbirine paralel bağlanmış olacaktı ve deredeki endüktans değeri yarıya düşecekti. Bu uygunsuz durum faz yönetimi bloğunda engellenmiş oldu. Bu sayede aynı anda iki farklı PFC katına ait dönüştürücülerin anahtarlama elemanı iletime girmemektedir.



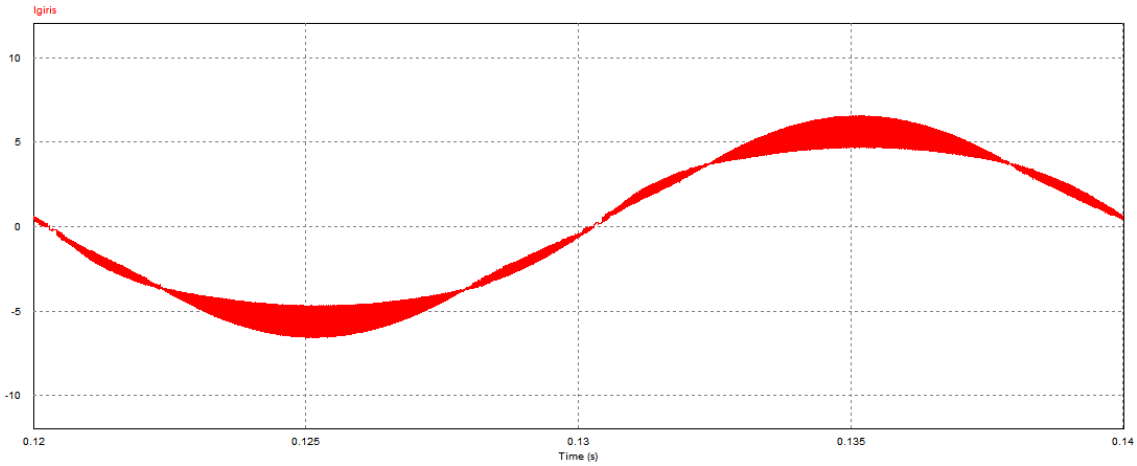
Şekil 5.13 Her bir PFC katının endüktansının akımının bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü



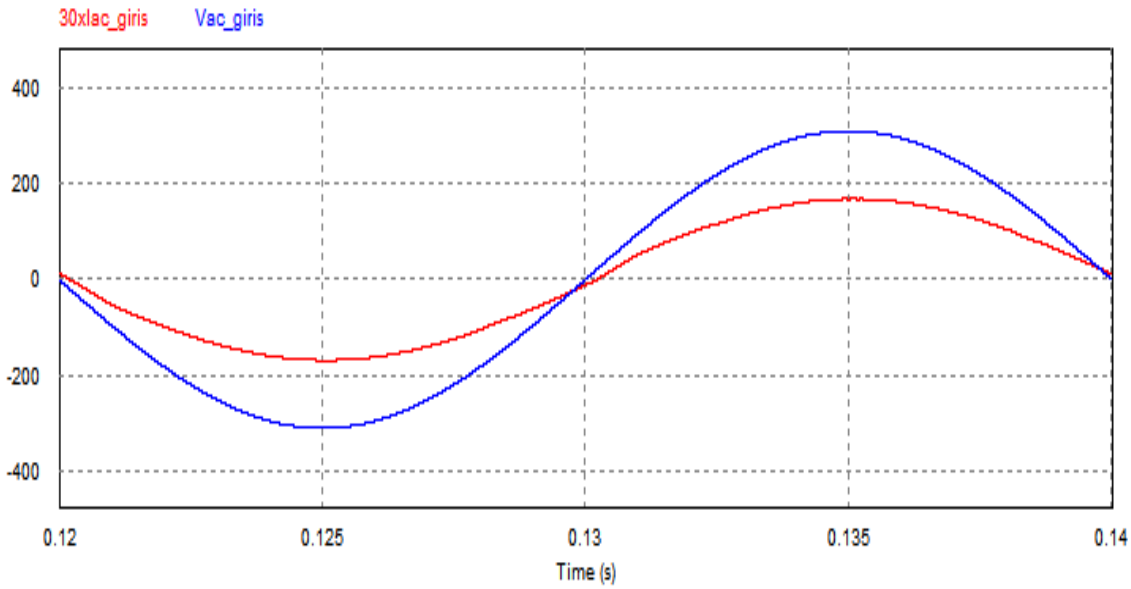
Şekil 5.14 Her bir PFC katının endüktansının akımının birkaç anahtarlama periyodu boyunca görüntüsü



Şekil 5.15 Çıkış gerilimi



Şekil 5.16 Giriş akımı



Şekil 5.17 Giriş gerilimi, akımı(x30) ve güç faktörü (0.99)

BÖLÜM 6

YARIM KÖPRÜ GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİ

6.1 Giriş

Artan güç ihtiyacı ile birlikte devrelerin verimi de büyük bir önem kazanmaya başladı. Bu kapsamda çeşitli güç faktörü düzeltme (GFD, PFC) devre topolojileri geliştirildi. Özellikle GFD devrelerinde kayıpların esas itibari ile oluştuğu elemanlar incelendiğinde, diyot köprüsündeki diyotlarda ciddi kayıplar oluşmakta. Bu kapsamda köprüsüz PFC çözümleri geliştirilmiştir. Şekil (6.1) de klasik yükseltici PFC devresi gösterilmiştir. Şekilde görüleceği üzere oklar devreden geçen akımı göstermektedir. Giriş gerilimi diyot köprüsü boyunca doğrultularak PFC katına aktarılır. Bu esnada yarım şebeke periyodu boyunca aynı anda iki diyot iletimde olmaktadır. Diyotların üzerinde bir iletim gerilim düşümü olduğundan enerji kayıpları oluşmaktadır. Dolayısı ile bir şebeke yarım periyodu içerisinde giriş akımının ortalama değeri bir diyot üzerinden geçmektedir. Sonuç olarak aşağıdaki eşitlikleri yazabiliriz.

$$\langle l_{köprü} \rangle_{\frac{T}{2}} = \langle l_{giris}(t) \rangle_{\frac{T}{2}} = \frac{2.\sqrt{2}}{\pi}.\, l_{RMS} \tag{6.1}$$

Giriş akımının efektif (RMS) değeri çıkış gücü ve giriş geriliminin efektif değeri ile ilişkili olarak denklem (6.2) deki gibi ifade edilebilir.

$$l_{giris(RMS)} = \frac{P_{çıkış}}{\eta.\, V_{giris(RMS)}} \tag{6.2}$$

Burada ɳ işareti verimi, $P_{çıkış}$ ifadesi çıkış gücünü, $V_{giris(RMS)}$ ifadesi ise giriş geriliminin efektif değerini temsil etmektedir.

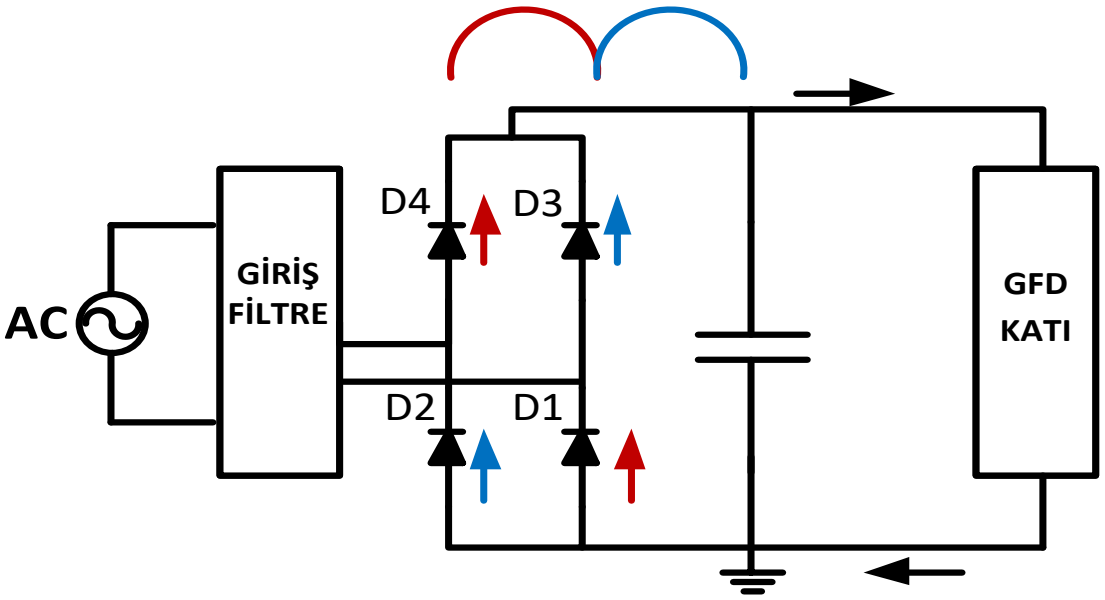
Aynı anda iki diyot sürekli olarak giriş akımının ortalama değerini gördüğünden, köprünün enerji kaybı denklem (6.3) teki gibi hesaplanır.

$$P_{köprü} = 2.V_f.\langle l_{köprü}\rangle_{\frac{T}{2}} = \langle l_{giris}(t)\rangle_{\frac{T}{2}} = 2.V_f.\frac{2.\sqrt{2}.P_{çıkış}}{ɳ.V_{giris(RMS)}.\pi} \quad (6.3)$$

Burada V_f ifadesi bir diyotun üzerindeki iletim gerilim düşümünü ifade eder. Eğer 90 V efektif düşük giriş gerilimi ve 1V diyot iletim gerilimi için hesap yaparsak, denklem (6.4) teki ifade elde edilir.

$$P_{köprü} = 2.1.\frac{2.\sqrt{2}.P_{çıkış}}{ɳ.90.\pi} = \%2.\frac{P_{çıkış}}{ɳ} \quad (6.4)$$

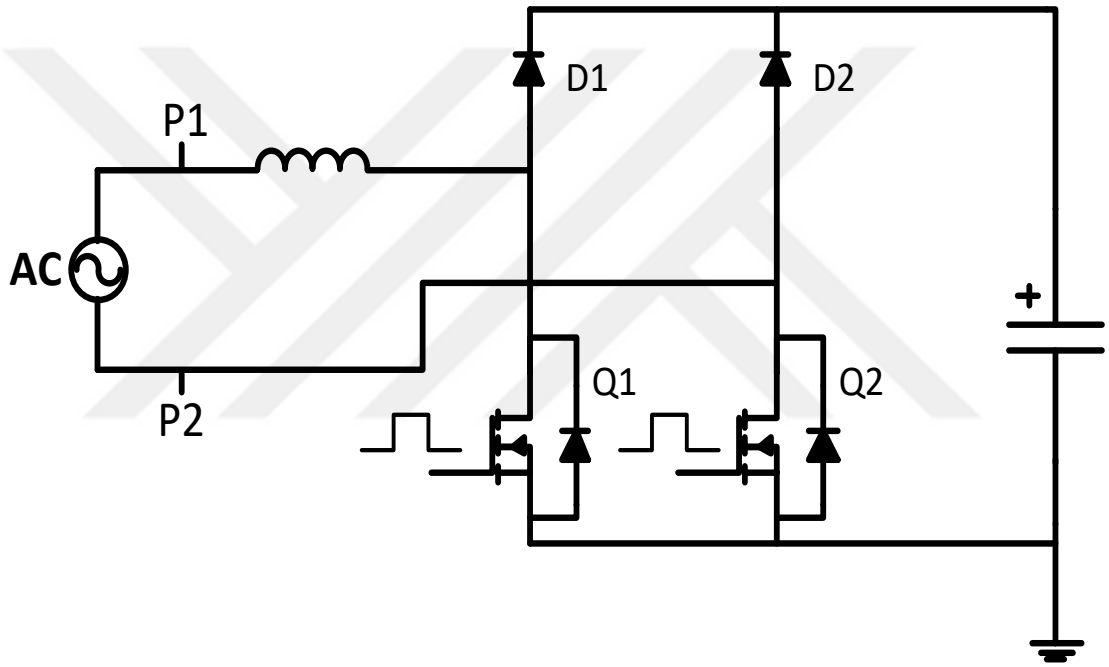
Diğer bir deyişle, giriş gerilimin düşük değeriyle, burada 90V efektif, giriş gücünün %2 si köprüde kayıp olarak ortaya çıkar. Eğer aynı anda iletimde olan iki diyottan birini eksiltmeyi başarabilirsek, kayıpı %1 e düşürebiliriz, yarım köprü PFC, eğer tam köprüsüz yaparsak, köprüsüz PFC, diyot köprüsü kayıplarının tamamından kurtulmuş oluruz.



Şekil 6.1 Klasik tam köprülü PFC devre şeması

6.2 Klasik Köprüsüz PFC

Şekil (6.2) de klasik köprüsüz PFC gösterilmektedir. Şekilde iki anahtarlama hücresi vardır. Q1 ve Q2 mosfetleri, D1 ve D2 diyotları göstermektedir. PH1 noktası PH2 noktasına göre yüksek olduğunda Q1 anahtarı iletimde olduğunda L endüktansı enerji depolar, Q1 anahtarı kesimde olduğunda L endüktansında depolanan enerji D1 diyotu üzerinden çıkışa aktarılır. Q1 anahtarının kesim ve iletim anlarındaki devreden akan akımın dönüşü ise Q2 dahili diyotu üzerinden kaynağa doğru olur. Aynı çalışma şekli diğer şebeke yarım periyodunda, PH2 noktası PH1 den büyük olduğu durumda, Q2 anahtarı, D2 diyotu ve Q1 dahili diyotu üzerinden gerçekleşir.



Şekil 6.2 Klasik köprüsüz PFC devre şeması

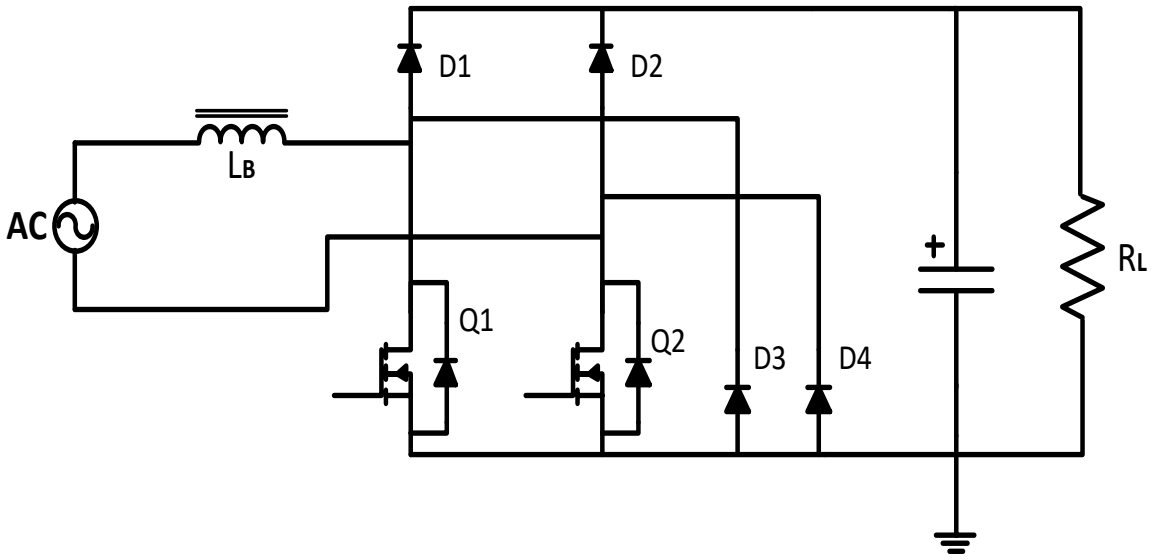
Yukarıdaki devrenin verim açısından avantajları olsa da bir takım dezavantajları mevcuttur. Kaynağın referansı PFC katının referansına göre dengesiz olması en ciddi dezavantajı ayrıca bobin akımının kolay bir şekilde algılanamaması bir diğer dezavantajıdır.

Tüm bu zorluklarının yanında devre uygulamasında EMI filtreleme çok ciddi bir problem oluşturmaktadır. Öyle ki PH1 noktası pozitif olduğunda negatif PH2 noktası Q2 mosfetinin dahili diyotu üzerinden kaynağın referansına bağlanır. Sonuç olarak PFC katının referansı klasik köprülü PFC lerde olduğu gibi kaynak referansı ile aynı olur.

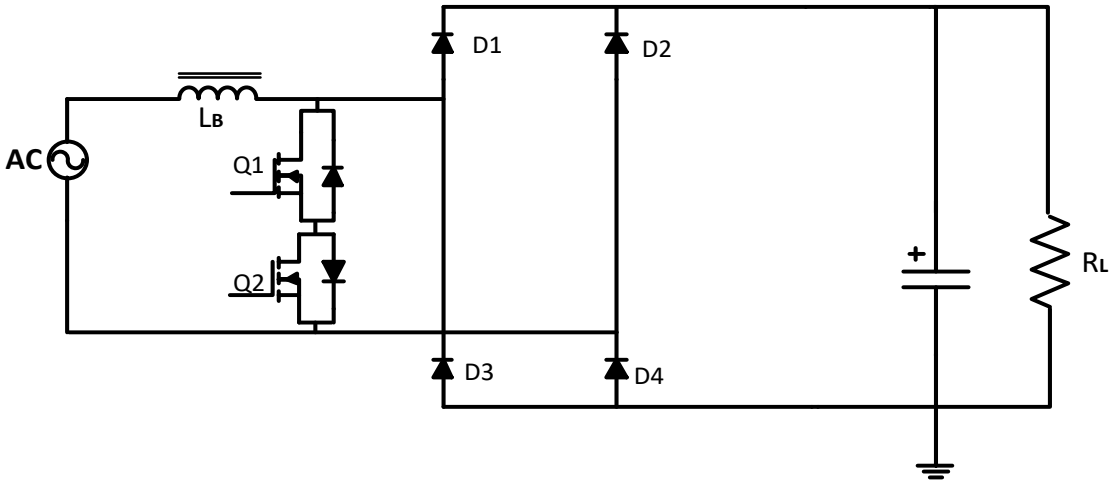
Fakat, PH2 noktası pozitif olduğunda Q2 mosfeti anahtarlanır ve kaynak uçlarındaki gerilim ile PFC katının referansı dalgalanır. Yani PH2 noktasının potansiyeli 0 ile PFC nin çıkış gerilimı arasında dalgalanır. Bu yüksek dV/dt oranı filtre edilmesi zor olan ortak mod gürültüsüne (common-mode noise) sebep olur. Bu sebeple farklı yapılarda köprüsüz PFC ler geliştirilmiştir.

6.2.1 Klasik Köprüsüz PFC Topolojileri

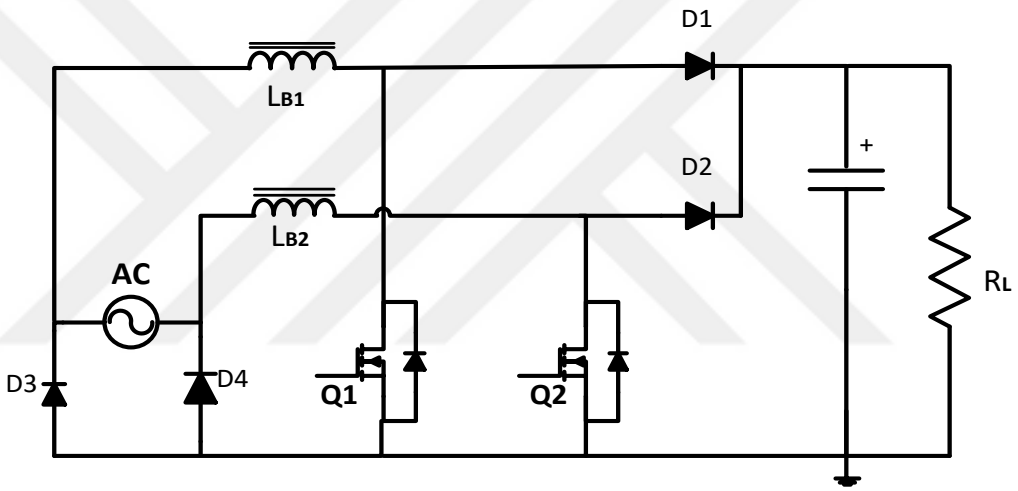
Şekil 6.3 ve 6.4 de, iki diyot eklenerek yapılan bir köprüsüz PFC yapısı gösterilmektedir. Buna ek olarak, şekil 6.4 de, Q1 ve Q2 mosfetlerinin ortak kaynak noktası çıkış geriliminin referans noktasından ayrıdır. Şekil 6.3 teki devre şekil 6.4 teki gibi yeniden çizilebilir. Bu yapıda çift yönlü anahtar yapısı kullanılmaktadır[49][50]. Yalnız burada önemle belirtilmesi gereken şey D1 ve D3 diyotları hızlı toparlanan (fast-recovery) ve D4 ve D2 diyotları ise yavaş toparlanan (slow-recovery) diyotlardır. Pozitif yarım şebeke periyodu boyunca AC kaynak D4 diyotu üzerinden çıkış referansına bağlanır ve negatif yarım şebeke periyodu boyunca AC kaynak D2 diyotu üzerinden çıkışın pozitif noktasına göre bağlanır. Şekil 6.5 da ise bu bölümün ana konusu olan yarım köprü PFC yapısı gösterilmektedir. Bu yapıda iki endüktans bulunmakta ve şebekenin bir yarım periyodunda biri enerji depolayıp çıkışa aktarırken diğer yarım periyodunda diğer endüktans enerji depolayıp çıkışa aktarma görevini sürdürür ve burada D3 ve D4 diyotları yavaş toparlanan diyotlardır.



Şekil 6.3 Klasik köprüsüz yapıdan yarım köprü elde edilerek oluşturulan PFC yapısı



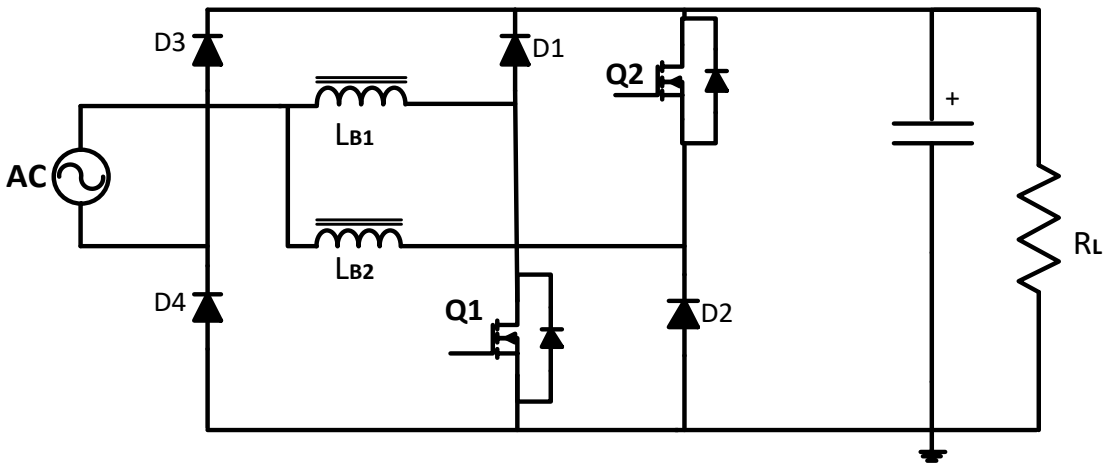
Şekil 6.4 Çift yönlü anahtar ile kurulan köprüsüz PFC yapısı



Şekil 6.5 Yarım köprü PFC yapısı

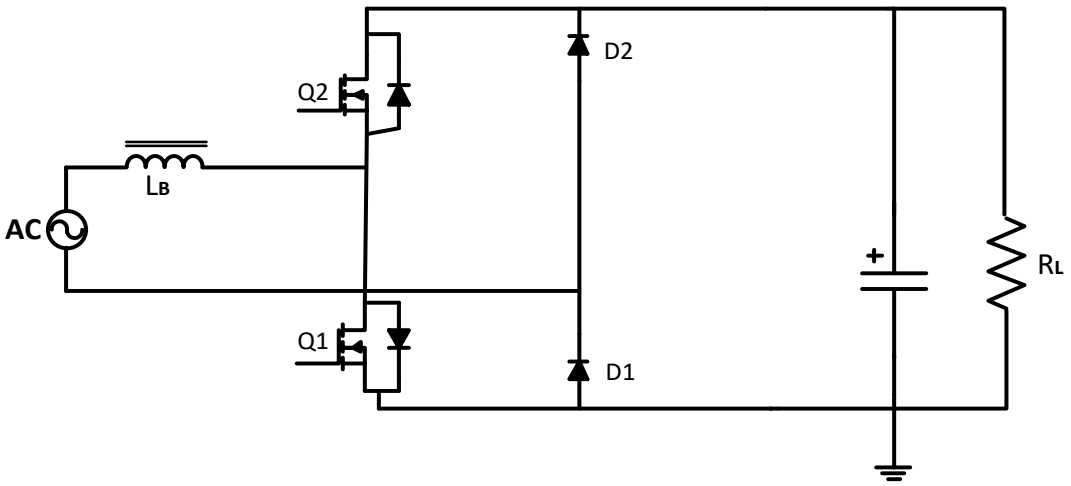
Şekil 6.6 şekil 6.5 teki yapının bir değişik versiyonu gösterilmektedir[51]. Q1 ve Q2 anahtarlarının yerleşiminden dolayı bu topolojiye pseudo totem-pole köprüsüz yükseltici doğrultucu denmektedir[51]. Pozitif şebeke yarım periyodu boyunca yükseltici devresi L1-Q1-D1 elemanları ile D4 boyunca aktiftir. Böylece AC kaynak çıkış referansına bağlanmış olur. Negatif yarım şebeke periyodu boyunca, yükseltici devresi L2-Q2-D2 elemanları D3 boyunca aktif olup AC kaynak çıkışın pozitif kısmına bağlanır.

Burada Q1 ve Q2 anahtarları yarım köprü PFC yapısındaki gibi aynı PWM sinyalleri ile sürülemez. Ayrıca Q2 anahtarı izoleli kapı sürücüsü gerektirir. Sonuç olarak şekil 3.6 da ki yapı daha kompleks sürme ve kontrol devresi gerektirdiği için pratik olarak çok elverişli değildir.



Şekil 6.6 Pseudo totem-pole PFC yapısı

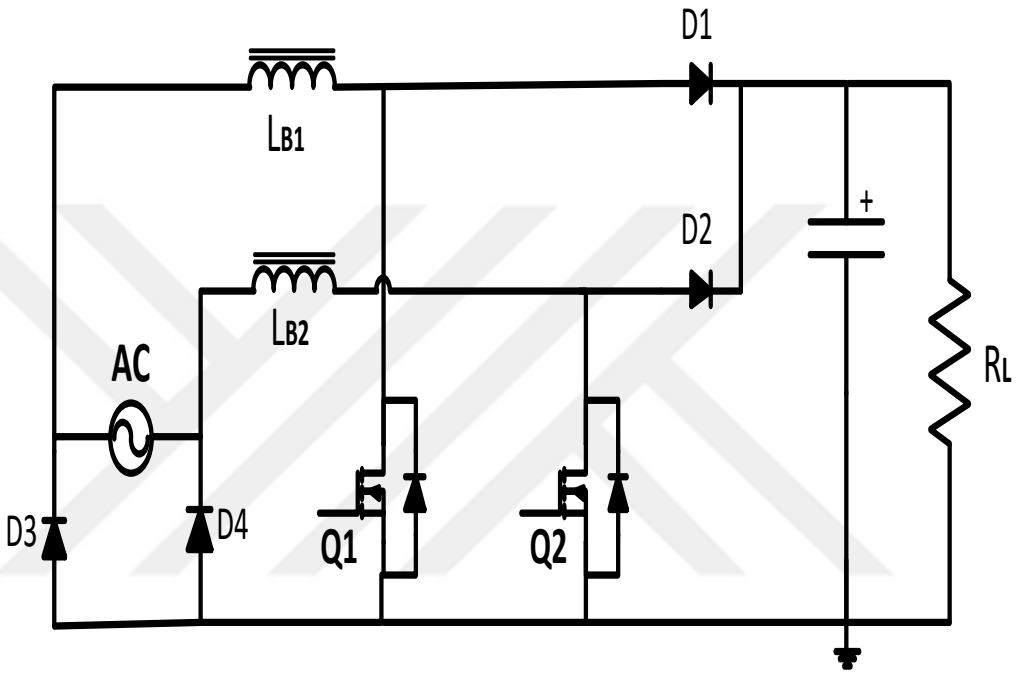
Son olarak, şekil 6.7 de klasik köprüsüz PFC yapısına benzer fakat modifiye edilmiş bir yapı gösterilmektedir[50]. Bu yapı totem-pole köprüsüz doğrultucu olarak bilinmekte. Burada D1 ve D2 diyotları yavaş toparlanan diyotlardır. Bu yapıda, şebekenin pozitif yarım periyodu boyunca AC kaynak D1 diyotu üzerinden çıkış referansına bağlıdır, negatif yarım periyot boyunca ise AC kaynak D2 üzerinden çıkışın pozitif noktasına bağlıdır. Anahtarlama elemanlarının totem-pole diziliminden ötürü, şekil 6.7 deki yapı sadece DCM yada BCM de çalıştırılabilir. Bunun sebebi ise mosfetlerin dahili diyotlarının ters toparlanma performansının kötü olmasından kaynaklanmaktadır. Bu yapıda kompleks süreme devresi ve kontrol devresi gerektirdiğinden pratik uygulamalara uygun değildir.



Şekil 6.7 Totem-pole PFC yapısı

6.3 Yarım Köprü PFC

Şekil (6.8) de yarım köprü PFC devre şeması gösterilmektedir. Burada köprüsüz PFC den farkı PFC katının referansı giriş hattının referansına D1 ve D2 diyotu üzerinden bağlıdır. Bu sayede tam köprüsüz PFC devresindeki ortak mod gürültüsü bu devrede yok edilmiş olur. Fakat iki diyot olmasından ötürü köprü diyotlarından kaynaklı güç kayıpları azda olsa devam etmektedir.



Şekil 6.8 Yarım köprü PFC devre şeması

Bu yapıda iki tane yükseltici dönüştürücü kullanılmıştır. Anahtarlama elemanları için sürme sinyalleri her iki mosfet için eşzamanlı verilebilir. Örneğin PH1 noktası pozitif olduğunda PH2 noktası negatif olur. Her iki anahtarlama elemanına aynı sinyal gelse bile PH2 PFC katının anahtarlama elemanı negatif olduğundan ve akım D2 diyotu üzerinden kaynak referansına dönüşünü gerçekleştirir. Benzer durum diğer yarım şebeke periyodunda PH2 noktası pozitif PH1 noktası negatif olduğunda gerçekleşir.

Bu topoloji ile yarı iletken elemanlar ve endüktans üzerinde oluşan enerji kayıpları, geleneksel tam köprü PFC devreleri kıyaslandığında, yarıya düşmektedir. Ayrıca girişteki doğrultucu diyotlarının sayısı ikiye düşürüldüğü için, bir şebeke alternansında sadece bir doğrultucu diyotu aktif olmaktadır. Bunların sonucunda devrenin verimi ciddi oranda iyileşmektedir. Bir diğer açıdan, bu yapıda bir şebeke periyodu boyunca

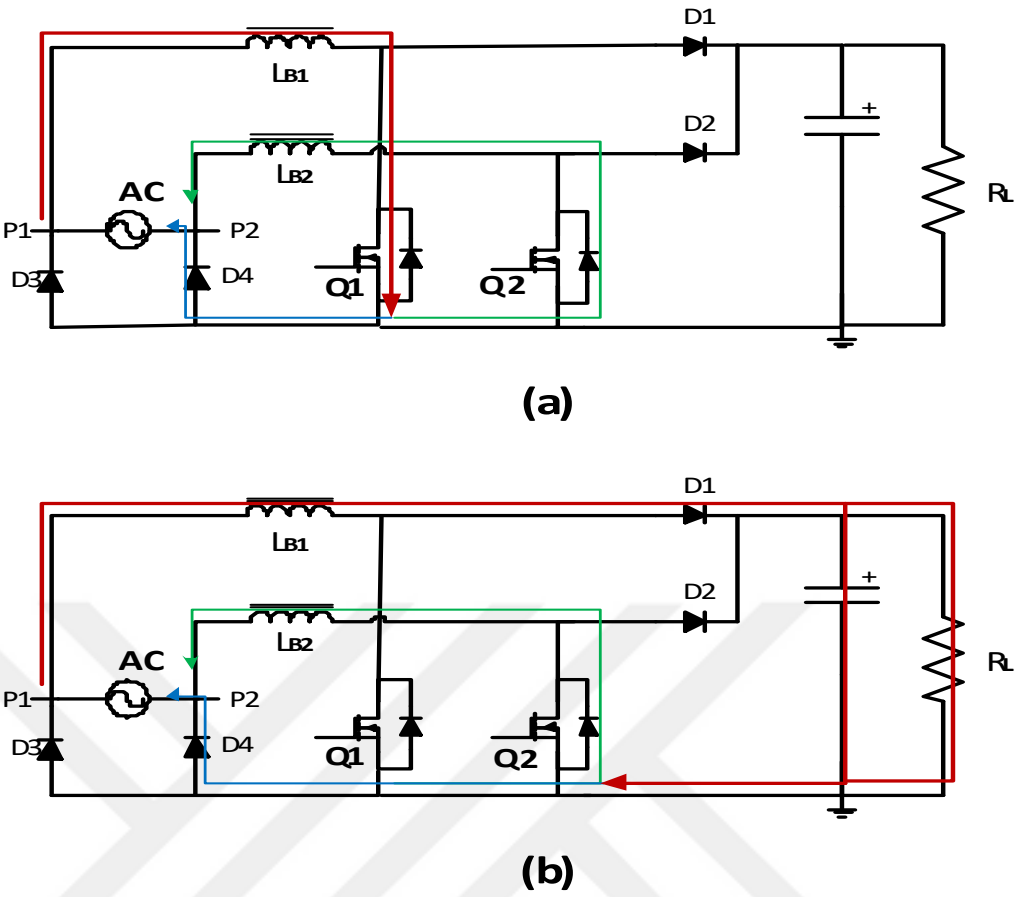
anahtarlama elemanının içinden geçen akımın efektif değeri düştüğü için,aynı güç seviyesi için, klasik PFC devrelerinde çıkamadığımız anahtarlama frekanslarına aynı anahtarlama elemanı ile çıkabilmekteyiz (MOSFET). Çizelge 6.1' de yarı köprü ve tam köprülü klasik PFC yapılarında elemanlar içerisinden akan akımların efektif değerlerini belirten denklemler karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Devre verim açısından ciddi bir avantaj sağlasada, aynı güç seviyesi için klasik yükseltici PFC devresi maliyet açısından daha avantajlıdır.

Çizelgeblo 6.1 Geleneksel tam köprü CCM yükseltici PFC devresi ile yarı köprü çift yükseltici yapılı CCM yükseltici PFC devresi elemanların akımların karşılaştırılması

	Geleneksel köprüsüz (CCM) PFC devresi	Yarı köprü çift yükseltici yapılı (CCM) PFC devresi	Akımların oranları
Bir şebeke periyodu boyunca anahtarlama elemanı akımı efektif değeri(rms)	$\frac{P_{çıkış}}{V_{giriş_{min}}.\eta}.\sqrt{1-8\sqrt{2}.\frac{V_{giriş_min}}{3\pi.V_{çıkış}}}$	$\frac{P_{çıkış}}{V_{giriş_{min}}.\eta.\sqrt{2}}.\sqrt{1-8\sqrt{2}.\frac{V_{giriş_min}}{3\pi.V_{çıkış}}}$	$\frac{I_{Q_{geleneksel_{gfd}}}}{I_{Q_{yarı\ köprü_{gfd}}}}=\sqrt{2}$
Bir şebeke periyodu boyunca çıkış diyotu akımı efektif değeri(rms)	$\frac{P_{çıkış}}{V_{giriş_{min}}.\eta}.\sqrt{8\sqrt{2}.\frac{V_{giriş_min}}{3\pi.V_{çıkış}}}$	$\frac{P_{çıkış}}{V_{giriş_{min}}.\eta.\sqrt{2}}.\sqrt{8\sqrt{2}.\frac{V_{giriş_min}}{3\pi.V_{çıkış}}}$	$\frac{I_{D_{geleneksel_{gfd}}}}{I_{D_{yarı\ köprü_{gfd}}}}=\sqrt{2}$
Bir şebeke periyodu boyunca endüktans akımı efektif değeri(rms)	$\frac{P_{çıkış}}{V_{giriş_{min}}.\eta}$	$\frac{P_{çıkış}}{V_{giriş_{min}}.\eta.\sqrt{2}}$	$\frac{I_{L_{geleneksel_{gfd}}}}{I_{L_{yarı\ köprü_{gfd}}}}=\sqrt{2}$

6.3.1 Yarım Köprü PFC Çalışma Prensibi

Şekil 6.9 da yarım köprü PFC devresinin çalışma prensibi gösterilmekte. PH1 pozitif PH2 negatif olduğunda Q1 mosfeti iletimde iken ilgili PFC katı endüktansı enerji depolar, kesimde iken endüktansta depolanan enerji ilgili D1 diyotu üzerinden çıkışa aktarılır. Bu esnada akım devredeki yolunu Q2 mosfeti dahili diyotu ve D4 diyotu üzerinden tamamlayarak kaynağa döner. Aynı şekilde PH2 pozitif PH1 negatif olduğunda Q2 mosfeti iletimde iken ilgili PFC katı endüktansı enerji depolar, kesimde iken endüktansta depolanan enerji ilgili D2 diyotu üzerinden çıkışa aktarılır. Bu esnada akım devredeki yolunu Q1 mosfeti dahili diyotu ve D3 diyotu üzerinden tamamlayarak kaynağa döner.



Şekil 6.9 Yarım köprü PFC devre şeması ve çalışma şekli, a) Q1 iletimde, b) Q1 kesimde

6.4 Yarım Köprü PFC Tasarım Kriterleri

Tasarım kriteri olarak giriş gerilim aralığı 140 VRMS ve 275 VRMS olarak alınmış olup en kötü koşulda bobin akımının dalgalanması $\%25$, çıkış gerilimi 400V ve çıkış gücü 1 kW olarak belirlenmiştir. Anahtarlama frekansı ise 200 kHz olup bu kabuller çerçevesinde devrenin pasif elemanlarının, bobin endüktansı, çıkış kapasitesi değerleri ile mosfet ve diyot akımlarının efektif değerleri hesaplanmıştır.

Önceden bahsedildiği gibi, yarım köprü PFC topoloji yapısında iki PFC katı bir birine paralel bağlanmakta ve bir yarım şebeke periyodunda bir PFC katı aktif iken diğer yarım şebeke periyodunda diğer PFC katı aktif olacaktır. Dolayısı ile devrede kullanılacak endüktans değerlerini hesaplarken bir tane PFC katında kullanılan endüktans değerinin hesaplanması yeterli olacaktır. Diğer PFC katının endüktansı da hesaplanan aynı değerde olacaktır. Endüktans hesabı için denklem (6.4)'ten yararlanabiliriz.

$$L = \frac{1}{\%_{dalgalanma}} . \frac{V_{giriş_min}^2}{P_{çıkış}} . \left(1 - \sqrt{2} . \frac{V_{giriş_min}}{V_{çikiş}}\right) . \frac{1}{f_{anahtarlama}} \quad (6.4)$$

$$L = \frac{1}{0.25} . \frac{140^2}{1000} . \left(1 - \sqrt{2} . \frac{140}{400}\right) . \frac{1}{200000} \quad (6.5)$$

$$L = 198\ \mu H \quad (6.6)$$

Köprü diyotlarının kayıpları için hesap yaparsak denklem (6.8) deki sonucu elde ederiz.

$$l_{giriş_ort} = \frac{2}{\pi} . \sqrt{2} . \frac{P_{çıkış}}{V_{giriş_min}} = \frac{2}{\pi} . \sqrt{2} . \frac{1000}{140} = 6.43\ A \quad (6.7)$$

$$P_{köprü} = l_{giriş_ort} . V_{f_köprü} = \ 6.43\ .\ 1 = 6.43\ W \quad (6.8)$$

Çıkış diyotu iletim güç kaybı:

$$l_{çıkış_ort} = \frac{P_{çıkış}}{V_{çıkış}} = \frac{1000}{400} = 2.5\ \ A \quad (6.9)$$

$$P_{diyot} = l_{çıkış_ort} . V_{f_çıkışdiyotu} = \ 2.5\ .\ 1 = 2.5\ \ W \quad (6.10)$$

Çıkış kapasitesi hesaplanması aşamasında ise iki duruma göre hesap yapılmalı şebekeden enerji kesildiği andan itibaren kapasitenin tutma zamanı boyunca enerji aktarması gerekmektedir, denklem (6.11) . Çıkış geriliminin izin verilen dalgalanma miktarına göre hesap yapılır, denklem (6.12).

$$C_{çıkış} \geq \frac{2 . P_{çıkış} . t_{tutma}}{V_{çıkış}^{\ 2} - V_{çıkış_min}^{\ 2}} = \frac{2 . 1000\ .\ 0.02}{400^2 - 340^2} = 900\ \mu F \quad (6.11)$$

$$C_{çıkış} \geq \frac{P_{çıkış}}{2 . \pi . f_{şebeke} . \Delta V_{çıkış} . V_{çıkış}} = \frac{1000}{2 . \pi . 50 . 10 . 400} = 796\ \mu F \quad (6.12)$$

Yukarıdaki ifadede $\Delta V_{çıkış} = 10$ ve $f_{şebeke} = 50\ Hz$, $t_{tutma} = 20\ ms$ dir. Bu iki değerden en yüksek olanı yani $900\ \mu F$ çıkış kapasitesinin değeri olarak seçilmiştir.

Mosfet efektif akımı denklem (6.13) ve (6.14) teki gibi hesaplanabilir.

$$l_{mosfet_RmS} = \frac{P_{çıkış}}{V_{giriş_min} . \sqrt{2}} . \sqrt{1 - 8\sqrt{2} . \frac{V_{giriş_min}}{3\pi . V_{çıkış}}} \quad (6.13)$$

$$l_{mosfet_RmS} = \frac{1000}{140.\sqrt{2}}.\sqrt{1 - 8\sqrt{2}.\frac{140}{3\pi.400}} = 3.85\ A\ \ RMS \qquad (6.14)$$

Yükseltici dönüştürücüde olduğu gibi burada da elemanlar maksimum olarak çıkış gerilimine maruz kalır. Bu nedenle standart olarak 650 V luk mosfet ve çıkış diyotu seçilmiştir.

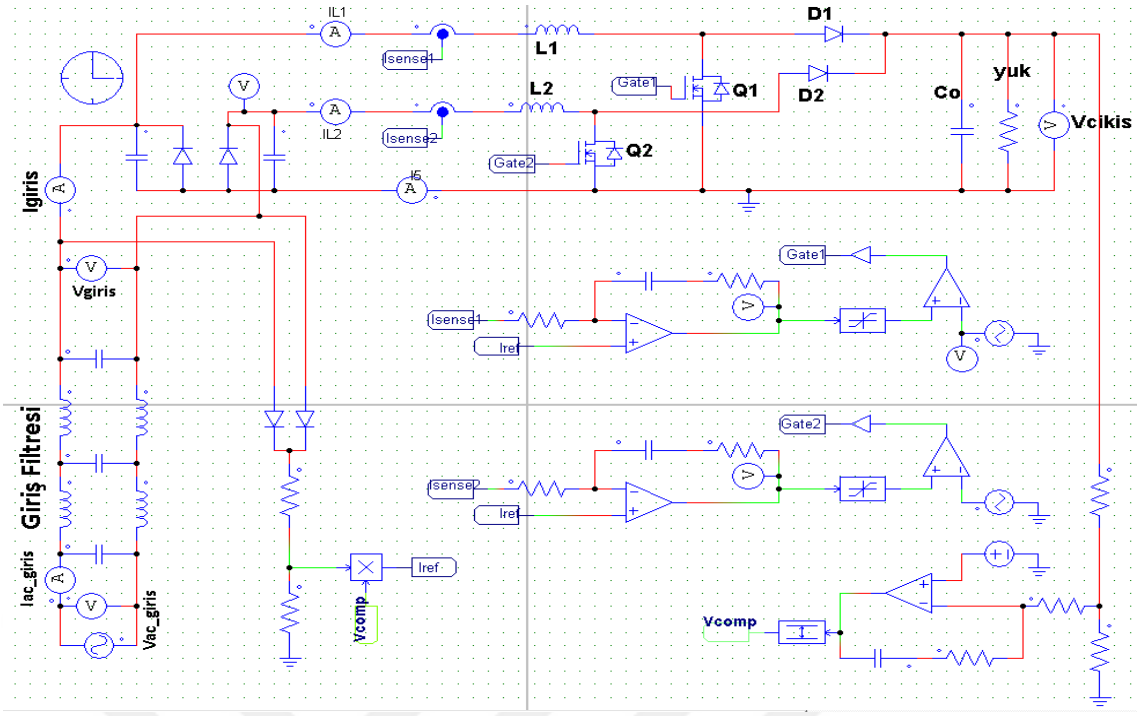
6.5 Simülasyon Sonuçları

Çizelge 6.2 de simülasyonda kullanılan malzemelerin değerleri verilmiştir.

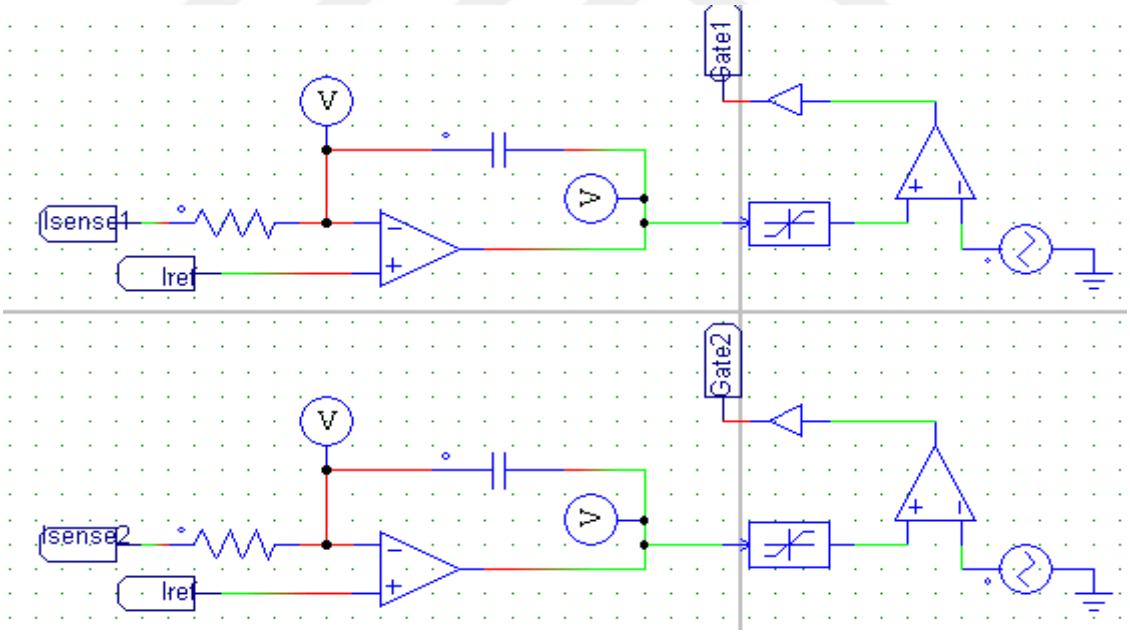
Çizelge 6.2 Kullanılan elemanlar ve değerleri

Kullanılan Eleman	**Sembolu**	**Değer**
Bobin endüktansı	L1, L2	200 μH
Çıkış kapasitesi	C_o	900 μF
Mosfet	Q1, Q2	650 V
Çıkış diyodu	DQ1, DQ2	650 V

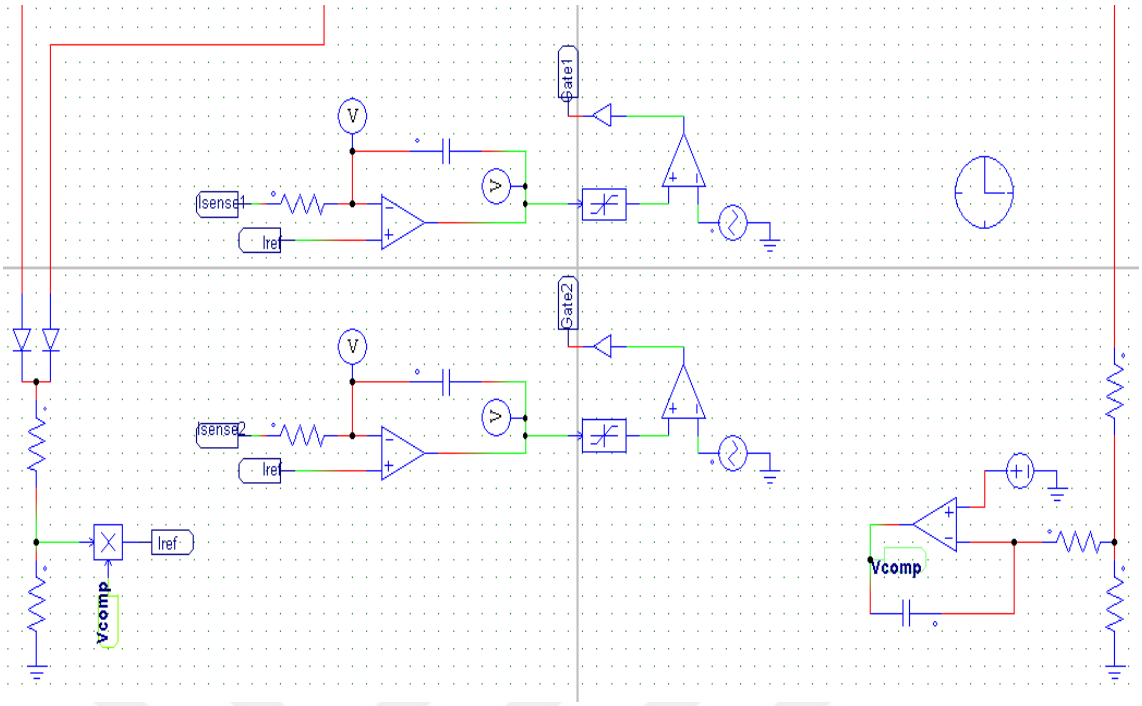
Şekil 6.10 PSIM programında kurulan simülasyon şemasını göstermektedir. Görüleceği üzere iki tane yükseltici PFC katı vardır. Devre ortalama akım modu ile kontrol edildiğinden iki tip kontrol döngüsü barındırır. Biri gerilim geri beslemesini alan gerilim döngüsü diğeri ise akım geri beslemesini alan akım döngüsüdür. Şekil 6.11 da her bir anahtarı sürmek için iki ayrı akım kontrol döngüsü bloğu gösterilmiştir. Burada I_{ref} sinyali, gerilim kontrol döngüsünün çıkışı ile doğrultulmuş giriş geriliminin örneklemesi çarpılarak elde edilir. Bu I_{ref} değeri akım kontrol döngüsüne referans akım değeri olarak girer ve akım kontrol döngüsünün çıkışı anahtarlama için gerekli doluluk oranını belirler. Şekil 6.12 de ise hem gerilim hem de akım döngüsü birlikte gösterilmiştir.



Şekil 6.10 Yarım köprü PFC simülasyon devre şeması

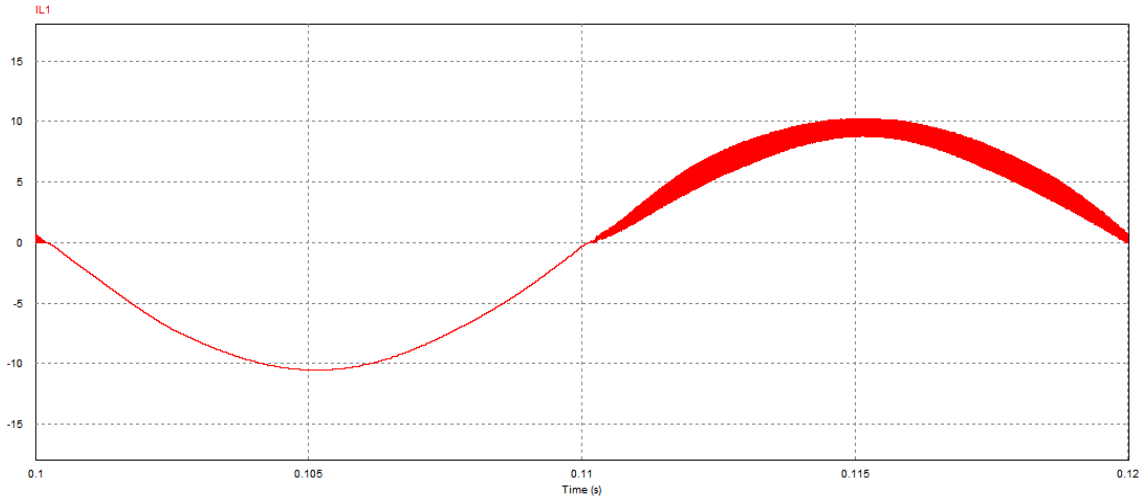


Şekil 6.11 Akım kontrol döngüsü bloğu

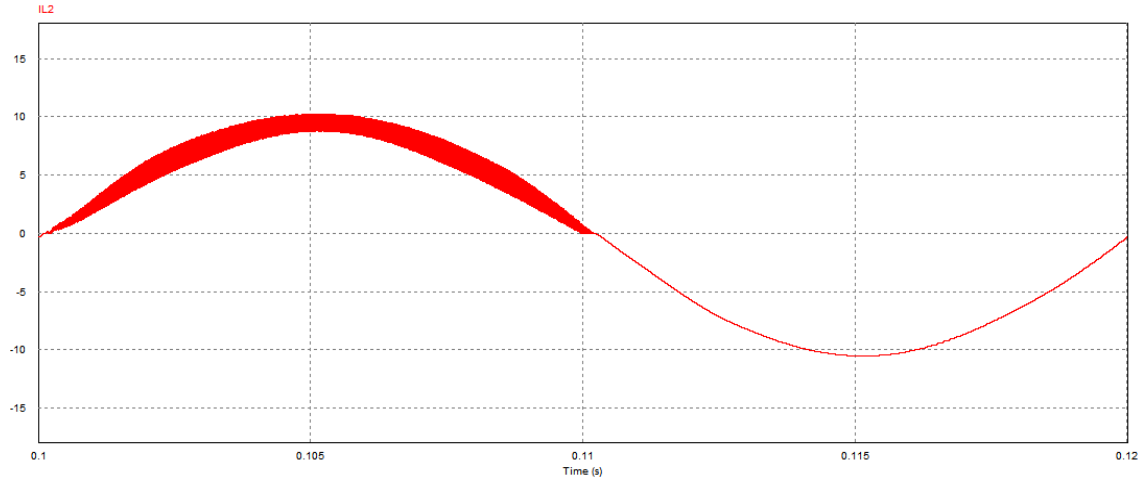


Şekil 6.12 Akım kontrol döngüsü bloğu ve gerilim kontrol döngüsü bloğu

Simülasyon devresi çalıştırıldığında önceden bahsedildiği gibi lL1 ve lL2 endüktans akımları ayrı ayrı olarak sırasıyla şekil 6.13 ve şekil 6.14 da gösterilmektedir. İlgili PFC katları pasif olduğunda akımın büyük kısmı mosfetlerin dahili diyotları üzerinden yolunu tamamlamaktadır.

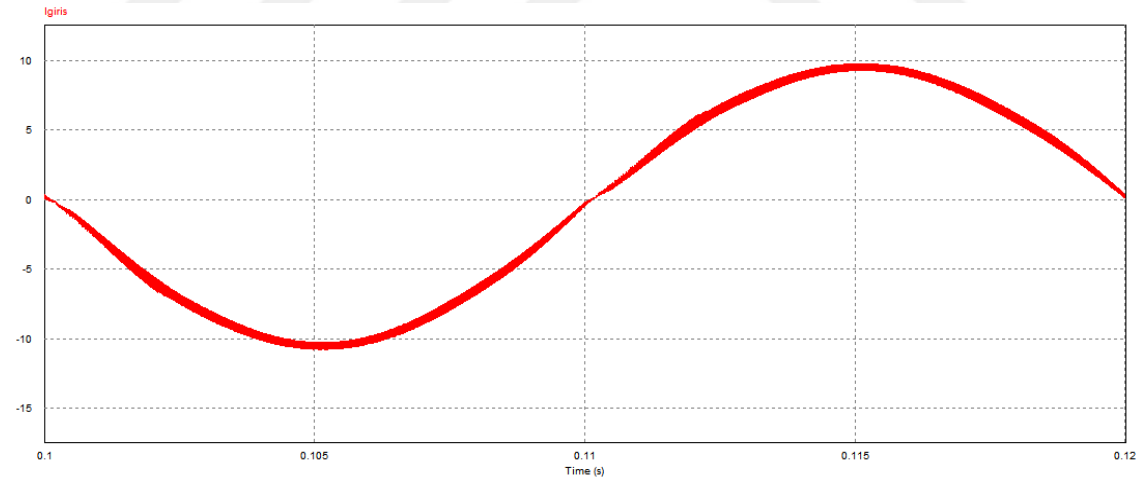


Şekil 6.13 lL1 akımı bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü

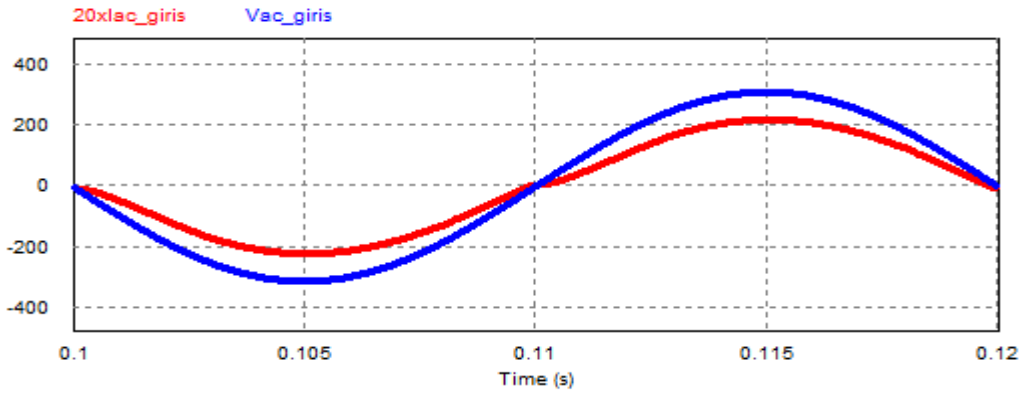


Şekil 6.14 lL2 akımı bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü

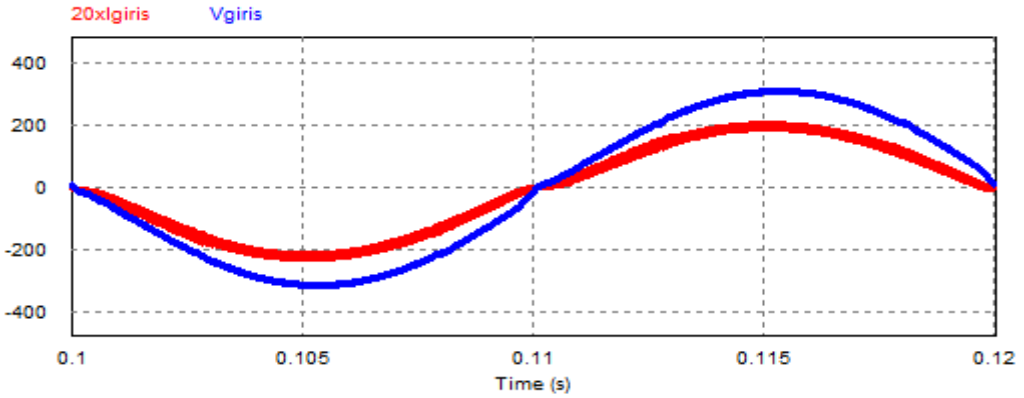
Toplam giriş akımı ve şebeke girişindeki, giriş filtresi sonrası, 20*giriş akımı ve giriş geriliminin bir değeri olan güç faktörü sırasıyla şekil 6.15 ve şekil 6.16 de sırasıyla gösterilmiştir. Güç faktörü 0.999 dur. Giriş filtresi hemen öncesi, yarım doğrultucu girişi, 20*giriş akımı ve giriş geriliminin bir değeri olan güç faktörü ve çıkış geriliminin dalga şekli sırasıyla şekil 6.17 ve şekil 6.18 de gösterilmiştir (PF=0.997). Çıkış gerilimindeki dalgalanma şebeke frekansının iki katı bir frekansa sahiptir.



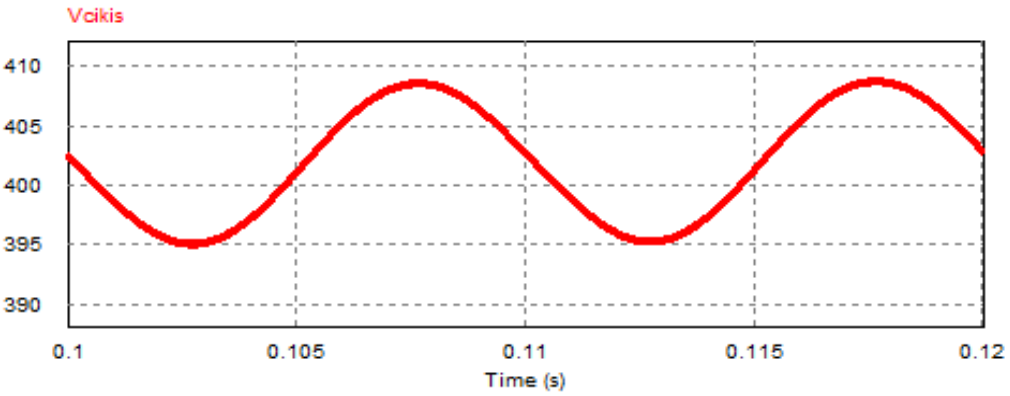
Şekil 6.15 Toplam giriş akımının bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü



Şekil 6.16 Giriş filtresi öncesi, şebeke girişi, giriş gerilimi ve akımı(x20), güç faktörü (0.999)



Şekil 6.17 Giriş filtresi sonrası, doğrultucu girişi, giriş gerilimi ve akımı(x20) güç faktörü (0.997)



Şekil 6.18 Çıkış geriliminin bir şebeke periyodu boyunca görüntüsü

Şekil 6.16 ve 6.17 den görüleceği üzere giriş filtresi akımdaki anahtarlama dalgalanmalarını sönümlediği gibi bu sayede güç faktörü performansını da iyileştirmektedir.

BÖLÜM 7

DENEYSEL SONUÇLAR

7.1 Giriş

Bu bölümde önceki bölümlerde ele alınan ve aynı zamanda bu tezin ana amacı olan 3 farklı PFC devresi, BCM yükseltici PFC, faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC ve yarım köprü ACM yükseltici PFC devrelerinin tasarlanıp üretilen prototiplerinin deneysel sonuçları ele alınmıştır.

Bu kapsamda devrelerin giriş ve çıkış gerilimleri, endüktans ve giriş akımlarının osiloskop görüntüleri, önceki bölümlerde aktarılan teorik izahların pratik karşılıkları uygulamaları olarak sunulacak olup her devre için belli bir güç aralığıyla ölçülen giriş gücü, çıkış gücü, güç faktörü ve verim sonuçları ayrı ayrı çizelge verileri halinde sunulacaktır. Son olarak 3 devrenin nihai kıyaslaması yapılacaktır.

Bu bölümde önce 250W lık tasarlanan BCM yükseltici PFC prototipinin deneysel sonuçları sunulacak olup, giriş gerilimi, çıkış gerilimi, endüktans akımı ve giriş akımının dalga şekillerinin osiloskop görüntüsü sunulacaktır. Yirmişer watt aralıklarla alınan güç ölçüm sonuçları, verim, güç faktörü verileri çizelge halinde sunulacak olup ilgili bölümün sonunda tüm bu verilerin grafiğe aktarılmış şekli sunulacaktır.

Sonra, bölüm 5 te teorik olarak analizleri ve simülasyonu sunulan faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC'nin 550W lık prototipinin deneysel sonuçları sunulacak olup, giriş gerilimi, çıkış gerilimi, endüktans akımı ve giriş akımının dalga şekillerinin osiloskop görüntüsü sunulacaktır. Yirmişer watt aralıklarla alınan güç ölçüm sonuçları, verim, güç

faktörü verileri çizelge halinde sunulacak olup ilgili bölümün sonunda tüm bu verilerin grafiğe aktarılmış şekli sunulacaktır.

Ardından, yarım köprü ACM yükseltici PFC nin 900W lık prototipi sunulacak olup diğer iki devrede olduğu gibi deneysel sonuçlar elde edilen ölçüm verileri ışığında hem çizelge hem de grafiksel olarak sunulacaktır.

Son olarak, yukarıda sırasıyla 250W, 550W, 900W güç seviyelerinde farklı topoloji ve kontrol yapılarına sahip bu devrelerin sonuçları toplu halde ele alınacak olup kıyaslaması yapılacaktır.

Kartların ölçümlerinde Instek GPM-8212 AC güç ölçüm cihazı ve PRODIGIT 3314 F 500V/12 A 300W lık elektronik yük modülleri kullanılmış olup, 250W lık BCM yükseltici PFC devresinin tasarımında FAIRCHILD FAN7930 analog IC, 550W lık faz farklı çalışan paralel yükseltici BCM PFC için ONSEMİ NCP1631 analog IC ve son olarak 900W lık yarım köprü PFC tasarımında Texas Instrument UCC28070 analog IC si kullanılmıştır.

7.2 250W'lık BCM Yükseltici PFC Prototip Kartın Deneysel Sonuçları

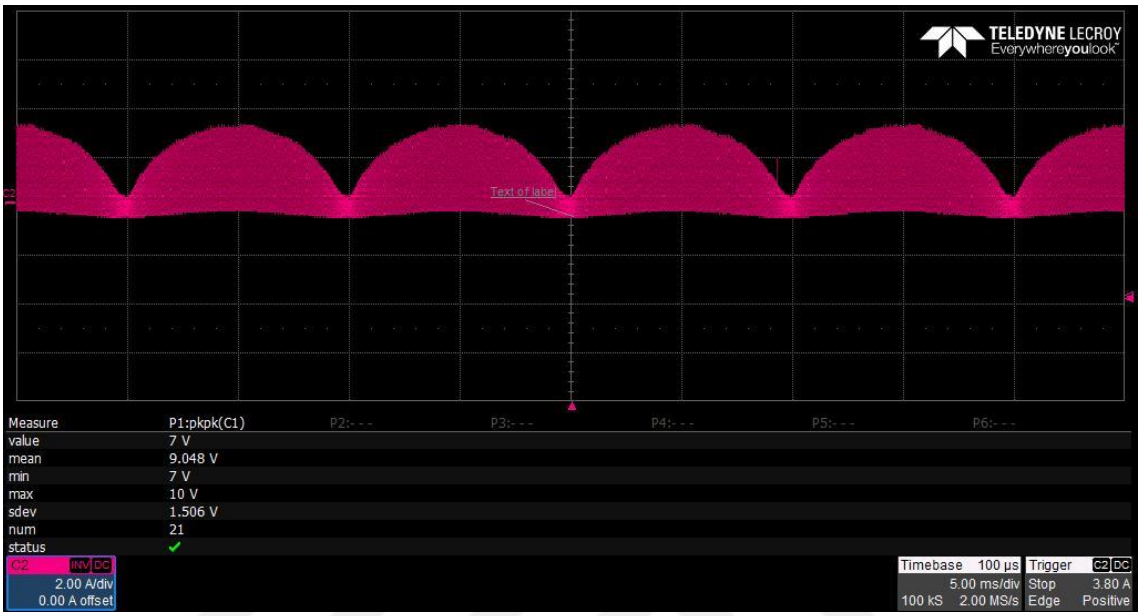
Aşağıda çizelge 7.1 de devre parametreleri gösterilmektedir. Burada kullanılan endüktans geri dönüşlü trafosundakine benzer bir şekilde kuplajlı yapıdadır. Bu nedenle ana sargı ve yardımcı sargı oranları da verilmiştir.

Çizelge 7.1 250W BCM yükseltici PFC prototipinde kullanılan elemanlar ve değerleri

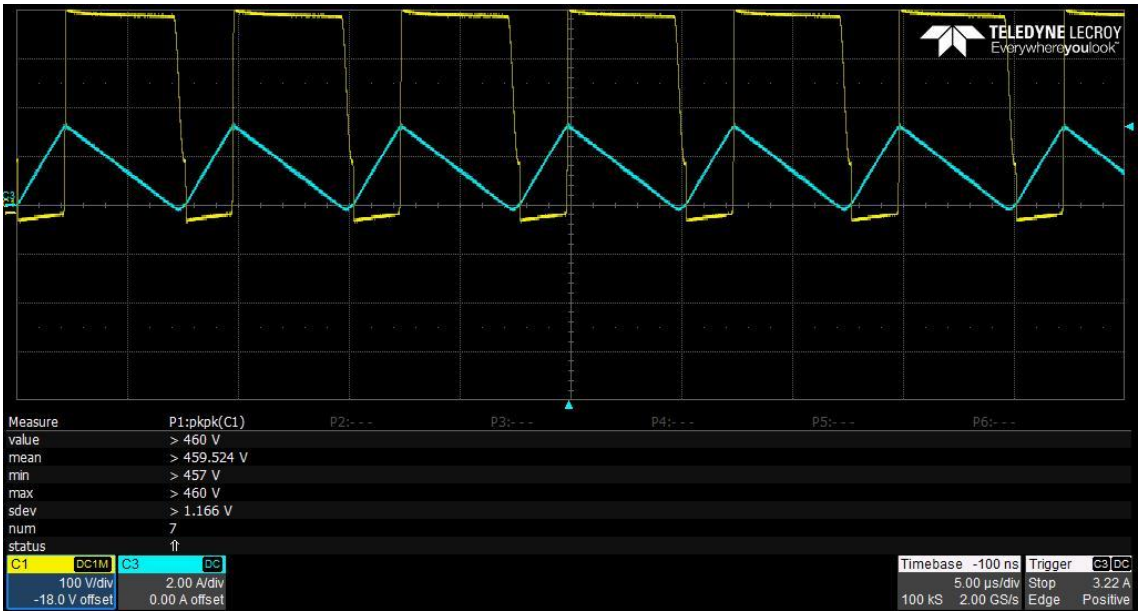
Kullanılan Elemanlar	**Değerleri**
Endüktans	180 uH
Endüktansın ana sargı oranı	38
Endüktansın yardımcı sargı oranı	9
Çıkış kapasitesi	235 uF
Mosfet	650 V
Çıkış diyotu	650 V hızlı diyot
Anahtarlama frekansı	Değişken

Devre ölçümü 220 V rms giriş geriliminde 50 Hz şebeke frekansında yapılmıştır. Şekil 7.1 de devrenin birkaç şebeke periyodu boyunca endüktans akımının dalga şekli gösterilmektedir. Şekil 7.2 de ise mosfetin kanal-kaynak gerilimi ile devrenin birkaç

anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımı aynı ekran alıntısı içerisinde gösterilmektedir. Burada osiloskopun C3 kanalı ile gösterilen mavi renkli dalga şekli endüktans akımını C1 kanalı ile gösterilen sarı renkli dalda ise mosfetin kanal ve kaynak uçları arasındaki potansiyel fark değişimini göstermektedir.



Şekil 7.1 Birkaç şebeke periyodu boyunca endüktans akımı



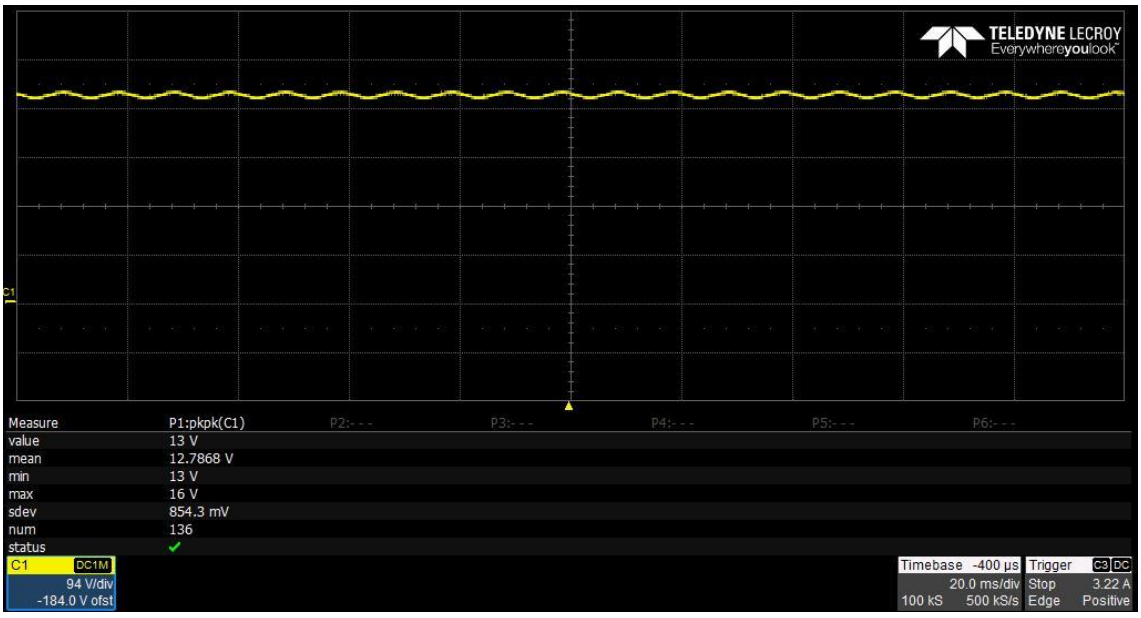
Şekil 7.2 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımı ve mosfetin kanal-kaynak gerilimi

Şekil 7.2 de mosfetin uçlarındaki gerilim sıfır olunca bu iletime geçtiğini göstermektedir. Dolayısı ise endüktans bu iletim aralığında enerji depolamakta ve

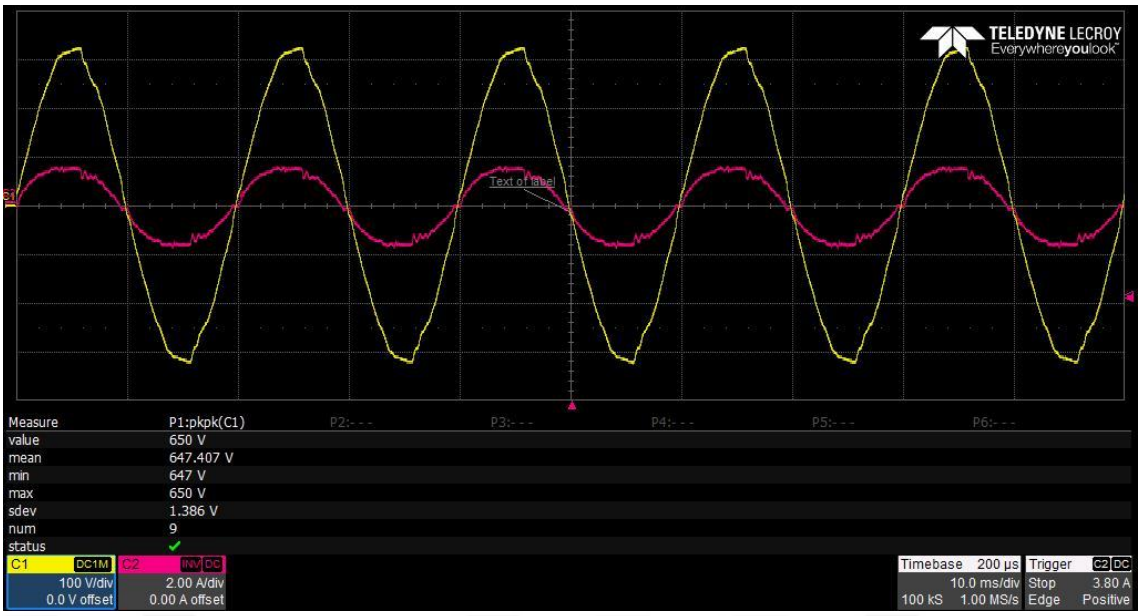
mosfet uçlarındaki gerilim çıkış geriliminde olduğunda kesime girdiği anlaşılmaktadır ve bu kesim aralığında endüktans depoladığı enerjiyi çıkışa aktarır ve akımı lineer olarak azalır. Bu yapıda kullanılan analog IC iletim süresini sabit tutarak bir anahtarlama periyodu içerisindeki kaynaktan çekilen akımın ortalama değerini giriş gerilimi ile orantılı olmasını sağlamaktadır. Bu sayede giriş gerilimini algılamak için ekstra bir yapıya ihtiyaç duymamaktadır.

Aşağıda şekil 7.3 de çıkış geriliminin dalga şekli görülmektedir. Şebeke frekansının 2 katı değerinde bir frekansa sahip AC bileşene sahiptir. Bu aslında görüleceği üzere kontrol döngüsü bant genişliğinin düşük olduğu görülebilmektedir. Amacımız çıkış gerilimini regüle etmekten ziyade girişten çekilen akımın şeklini sinüse uydurmaya çalışmak olduğu için bu görmezden gelmemiz gereken bir dalga şeklidir. Şekil 7.4 de ise giriş filtresinden de önce hemen şebekeden çekilen giriş akım ve gerilimin dalga şekli gösterilmektedir.

Aslında diyot köprüsü hemen öncesindeki çekilen akımı incelediğimizde akımda anahtarlama frekansında harmoniklerin olduğu görülecektir. Bu harmonikleri de elimine etmek için giriş filtresi kullanmak gereklidir. Akım dalgalanması büyük oldukça, ki bu BCM de yüksek güçlere çıkıldıkça görülen en belirgin problemlerden biridir, bu dalgalanmayı sönümlemek için kullanılması gereken giriş filtre endüktansı değeri artmaktadır. Ayrıca yüksek dI/dt EMC problemlerinide beraberinde getirecektir.



Şekil 7.3 Çıkış gerilimi dalga şekli

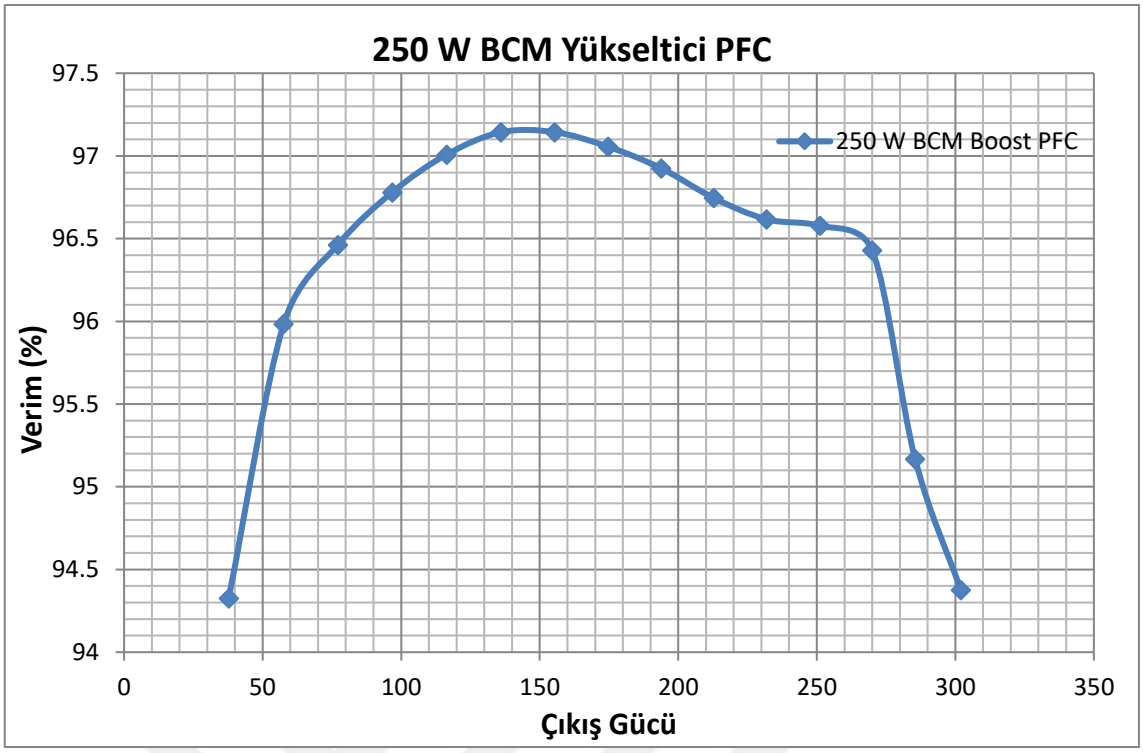


Şekil 7.4 Şebeke tarafı giriş gerilimi ve akımı dalga şekli

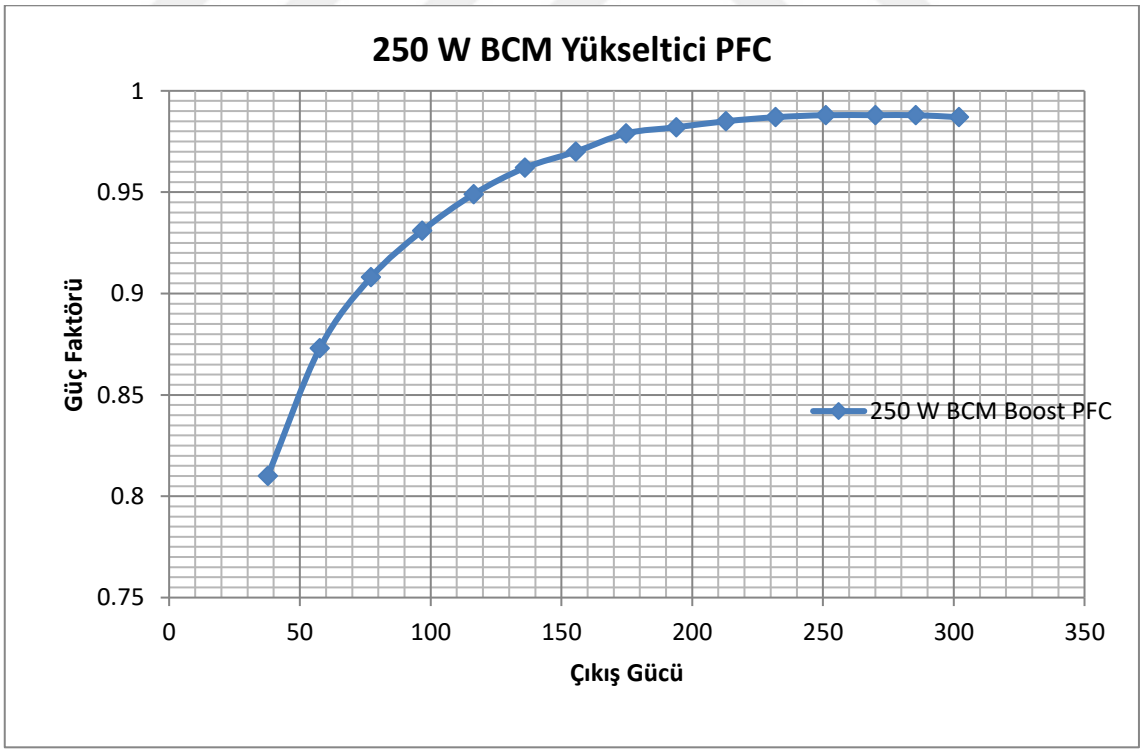
Çizelge 7.2 de devrenin yirmişer watt aralıklarla ölçülen güç ölçümlerine dair verileri sunulmaktadır. Şekil 7.5 ve 7.6 da ise bu verilerin ışığında elde edilen verim ve güç faktörü değerleri grafiksel olarak sırasıyla gösterilmektedir.

Çizelge 7.2 250W BCM yükseltici PFC prototip kartının ölçüm sonuçları

Giriş gücü (W)	**Çıkış gücü (W)**	**Verim (%)**	**Güç faktörü (PF)**
40	37,73	94,325	0,81
60	57,59	95,98333	0,873
80	77,17	96,4625	0,908
100	96,78	96,78	0,931
120	116,41	97,00833	0,949
140	136	97,14286	0,962
160	155,43	97,14375	0,97
180	174,7	97,05556	0,979
200	193,85	96,925	0,982
220	212,84	96,74545	0,985
240	231,88	96,61667	0,987
260	251,1	96,57692	0,988
280	270	96,42857	0,988
300	285,5	95,16667	0,988
320	302	94,375	0,987



Şekil 7.5 250W BCM yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre verim değişimi



Şekil 7.6 250W BCM yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre güç faktörü değişimi

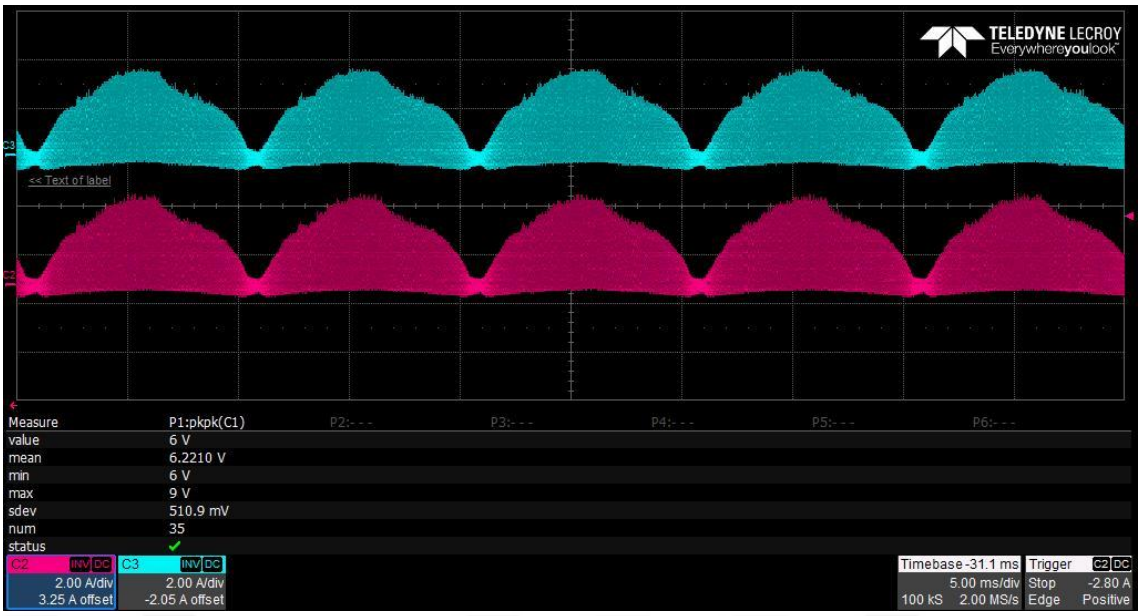
7.3 550W'lık Faz Farklı Çalışan Paralel BCM Yükseltici PFC Prototip Kartın Deneysel Sonuçları

Aşağıda çizelge 7.3 de devre parametreleri gösterilmektedir. Burada kullanılan endüktans geri dönüşlü trafosundakine benzer bir şekilde kuplajlı yapıdadır. Bu nedenle ana sargı ve yardımcı sargı oranları da verilmiştir. Burada kullanılan değerler 250W lık klasik BCM yükseltici PFC devresindekine benzer fakat buradaki topoloji yapısı farklılık göstermektedir. İki yükseltici dönüştürücü paralellenip sıralı çalıştırılmaktadır. Dolayısı ile aşağıdaki kullanılan eleman sayısı bir önceki karta göre iki katına çıkmaktadır. Sıralı çalışan paralel yükseltici BCM PFC nin klasik yükseltici PFC den ayrıldığı nokta çalışma prensibidir. Sıralı çalışan paralel yükseltici PFC yapısında bir PFC katının endüktansı enerji depolarken diğerininki çıkışa depoladığı enerjiyi aktarmaktadır. Sonuç olarak girişten çekilen akım, eş zamanlı olarak lineer olarak yükselen ve azalan akımların toplamı şeklindedir. Bu sayede her bir PFC katı BCM de çalışarak yumuşak anahtarlama sağlanmış olup anahtarlama kayıpları azaltılmıştır. Bunun yanında BCM çalışmanın en büyük dezavantajlarından olan girişten çekilen akımdaki yüksek dalgalanma azaltılmış olup bu sebeple BCM çalışma ile çıkamadığımız 500W - 600W gibi güç seviyesine bu çalışma şekli ile çıkabilmiş oluyoruz.

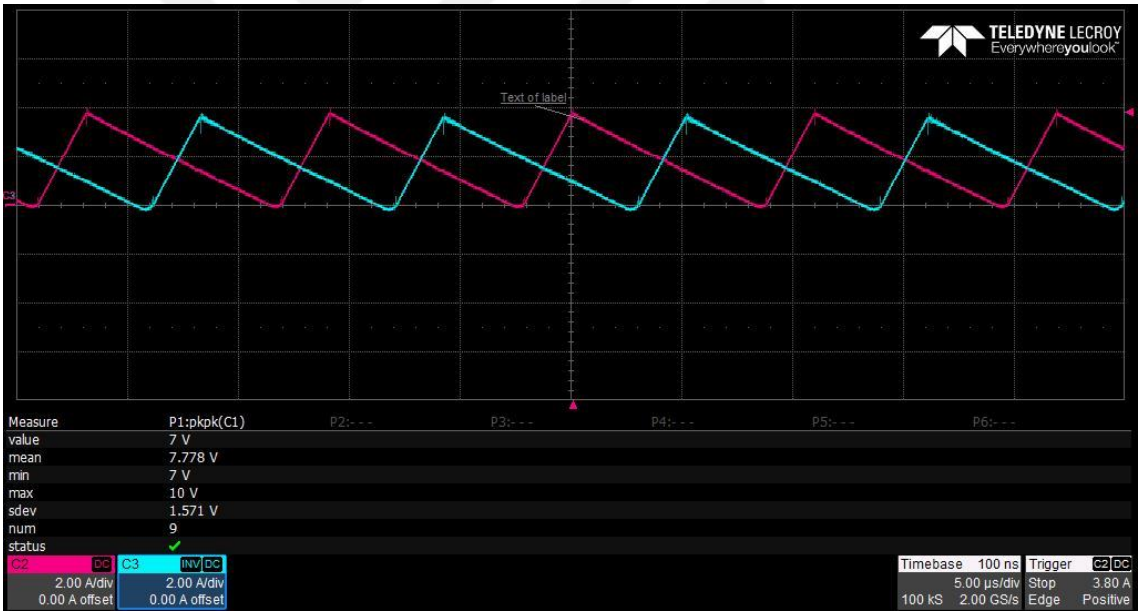
Çizelge 7.3 250W BCM yükseltici PFC prototipinde kullanılan elemanlar ve değerleri

Kullanılan Elemanlar	**Değerleri**
Endüktans	180 uH
Endüktansın ana sargı oranı	38
Endüktansın yardımcı sargı oranı	9
Çıkış kapasitesi	235 uF
Mosfet	650 V
Çıkış diyotu	650 V hızlı diyot
Anahtarlama frekansı	Değişken

Devre ölçümü 220 V rms giriş geriliminde 50 Hz şebeke frekansında yapılmıştır. Kartın her iki endüktansına ait giriş akımı dalga şekli birkaç şebeke periyodu boyunca şekil 7.7 de gösterilmiştir. Şekil 7.8 de ise birkaç anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımları gösterilmektedir.



Şekil 7.7 Her iki faza ait birkaç şebeke periyodu boyunca endüktans akımları

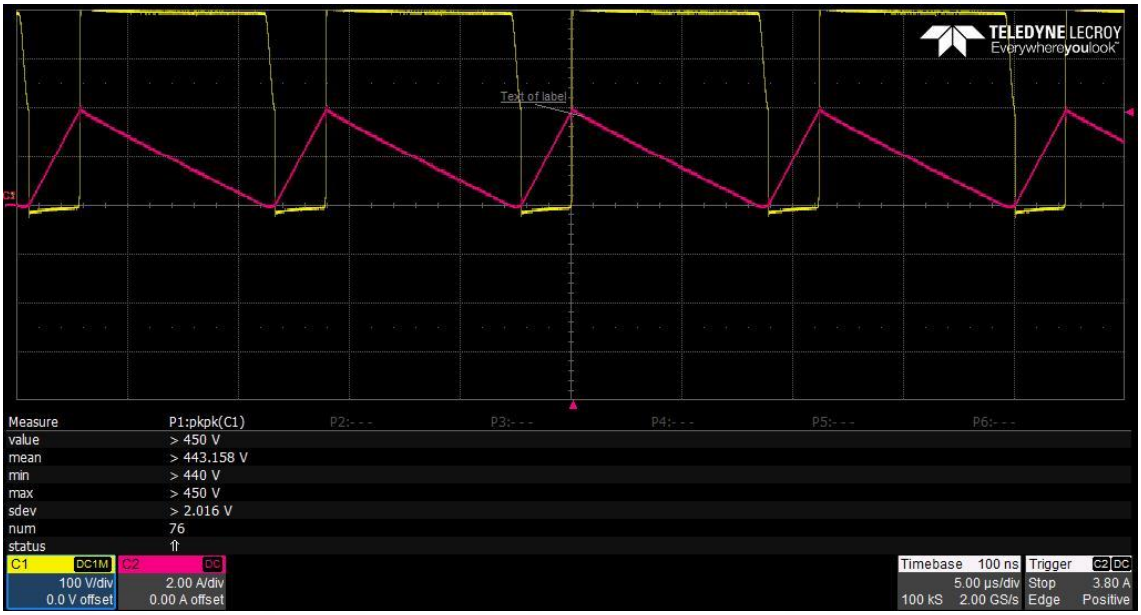


Şekil 7.8 Her iki faza ait birkaç anahtarlama periyodu boyunca endüktans akımları

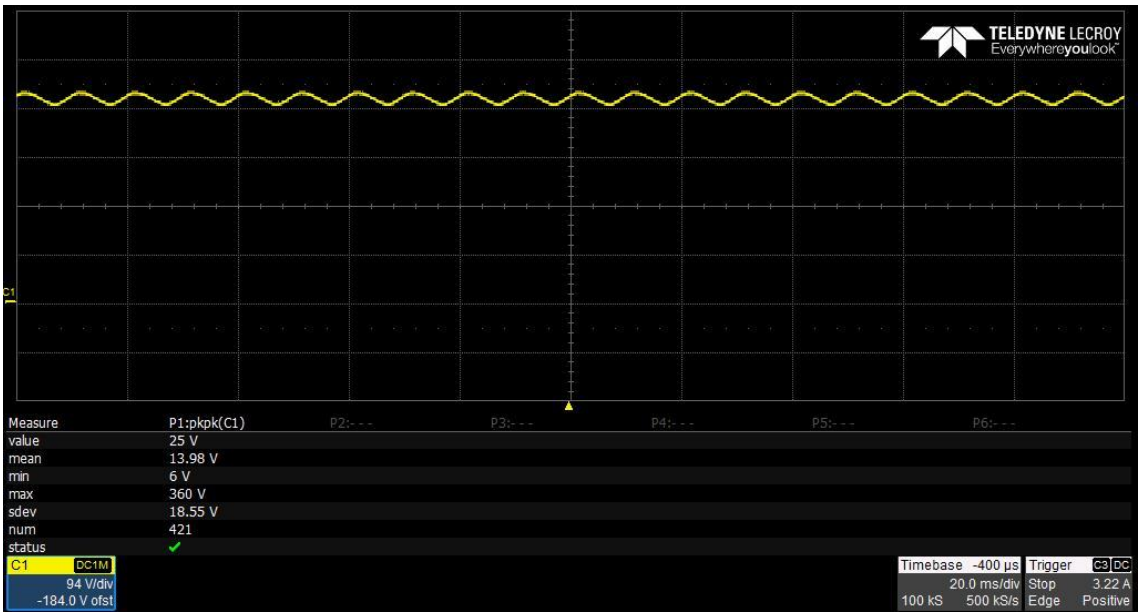
Burada C2 kanalı ile ölçülen kırmızı rengi dalga bir PFC katının endüktansının akımını diğeri, C3 kanalı ile ölçülen mavi renkli dalga, diğer PFC katının endüktansına aittir. Yukarıda ve bölüm 5 de de açıklanan durum burada görülmektedir. Bir endüktans enerji depolarken girişten lineer olarak artan bir akım çekerken diğeri depoladığı enerjiyi çıkışa aktarma anında, mosfetinin kesim anı, olduğu için girişten lineer olarak

azalan bir akım çekmekte bunun sonucu olarak giriş akımı bu iki dalganın toplamı olduğundan ötürü klasik BCM çalışmaya göre daha az dalgalı olmaktadır.

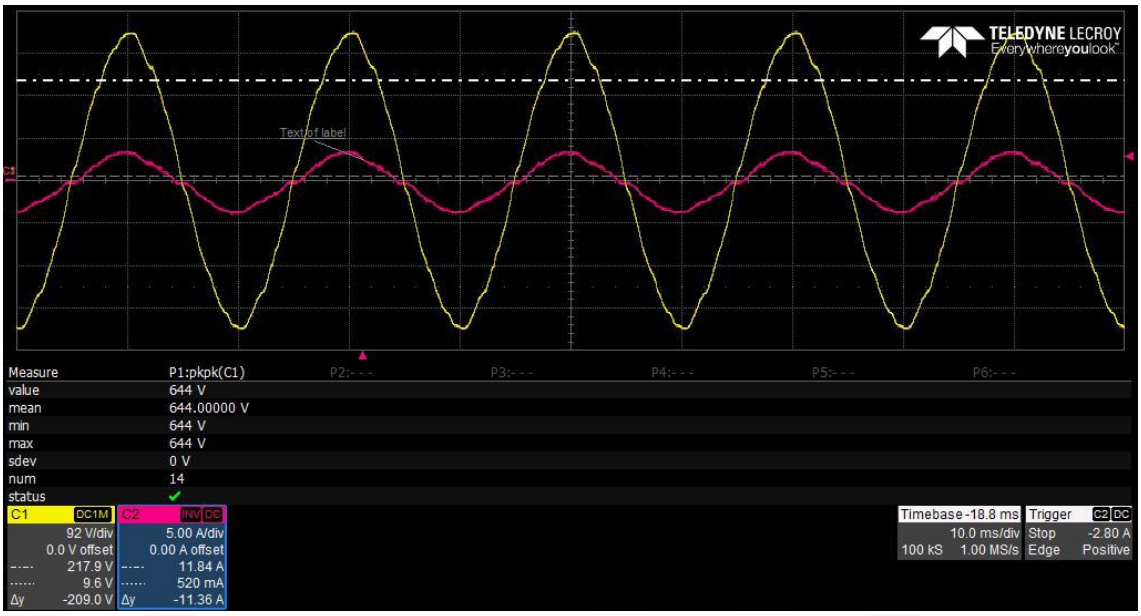
Şekil 7.9, 7.10 ve 7.11 de sırasıyla bir PFC katına ait endüktans akımı ve ilgili mosfetin kanal-kaynak gerilimi, çıkış gerilimi ve şebekeden çekilen nihai giriş akımı ve geriliminin dalga şekli gösterilmektedir.



Şekil 7.9 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca bir PFC katına ait endüktans akımı ve mosfetin kanal-kaynak gerilimi



Şekil 7.10 Çıkış gerilimi dalga şekli



Şekil 7.11 Şebeke tarafı giriş gerilimi ve akımı dalga şekli

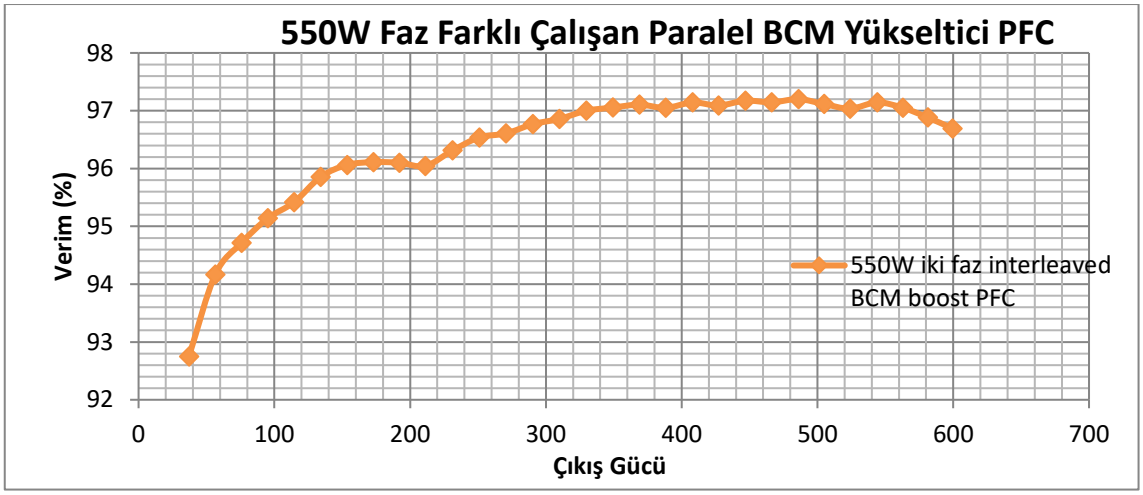
Çizelge 7.4 de devrenin yirmişer watt aralıklarla ölçülen güç ölçümlerine dair verileri sunulmaktadır. Şekil 7.12 ve 7.13 de ise bu verilerin ışığında elde edilen verim ve güç faktörü değerleri grafiksel olarak sırasıyla gösterilmektedir.

Çizelge 7.4 550W faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC prototip kartının ölçüm sonuçları

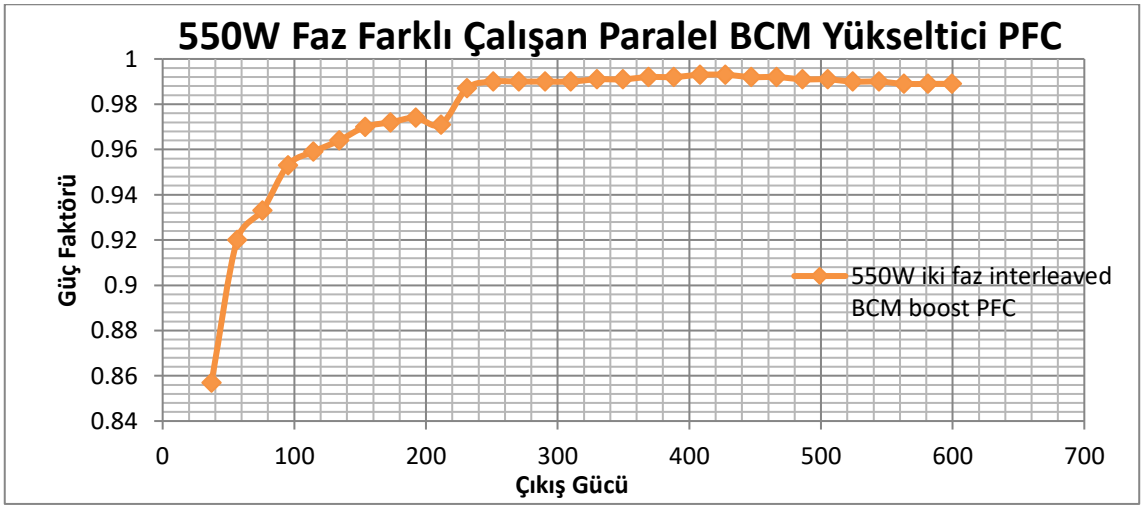
Giriş gücü (W)	**Çıkış gücü (W)**	**Verim (%)**	**Güç faktörü (PF)**
40	37,1	92,75	0,857
60	56,5	94,16667	0,92
80	75,77	94,7125	0,933
100	95,14	95,14	0,953
120	114,5	95,41667	0,959
140	134,2	95,85714	0,964
160	153,7	96,0625	0,97
180	173	96,11111	0,972
200	192,2	96,1	0,974
220	211,3	96,04545	0,971
240	231,15	96,3125	0,987
260	251	96,53846	0,99
280	270,5	96,60714	0,99
300	290,3	96,76667	0,99
320	309,95	96,85938	0,99
340	329,8	97	0,991
360	349,4	97,05556	0,991
380	369	97,10526	0,992
400	388,2	97,05	0,992

Çizelge 7.4 550W faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC prototip kartının ölçüm sonuçları (devamı)

420	408	97,14286	0,993
440	427,2	97,09091	0,993
460	447	97,17391	0,992
480	466,3	97,14583	0,992
500	486	97,2	0,991
520	505	97,11538	0,991
540	524	97,03704	0,99
560	544	97,14286	0,99
580	562,9	97,05172	0,989
600	581,3	96,88333	0,989
620	599,5	96,69355	0,989



Şekil 7.12 550W faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre verim değişimi



Şekil 7.13 550W faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre güç faktörü değişimi

7.4 900W'lık Yarım Köprü ACM Yükseltici PFC Prototip Kartın Deneysel Sonuçları

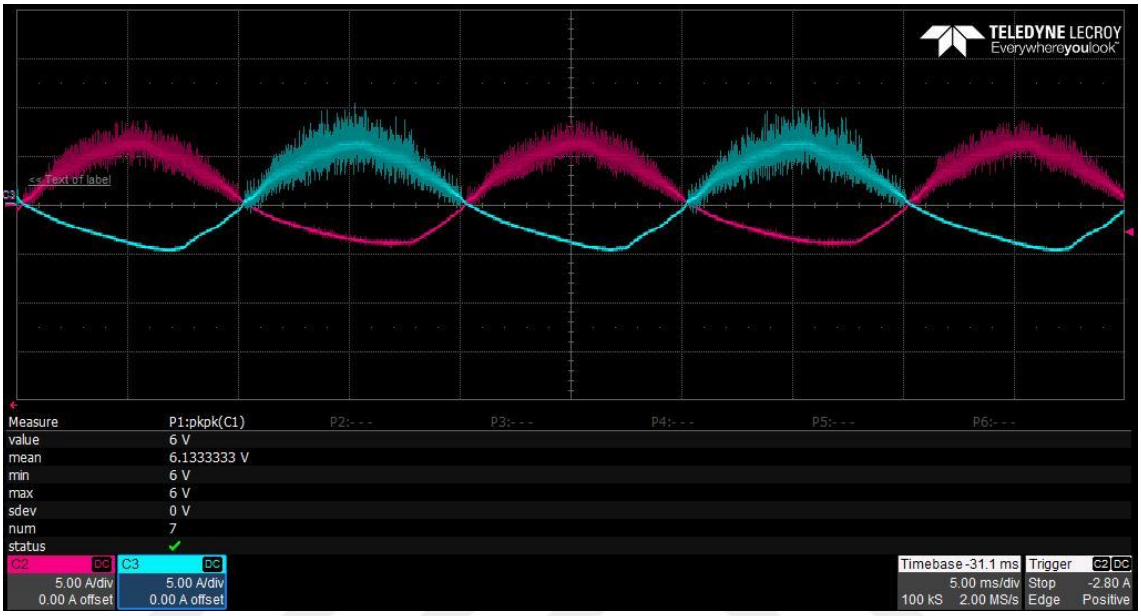
Aşağıda çizelge 7.5 de devre parametreleri gösterilmektedir. Buradaki yapı faz farklı çalışan paralel yükseltici PFC devresindekine çok benzemektedir. Fakat, burada bir şebeke alternansında bir PFC katı aktif olmaktadır. Bu durum bölüm 6 da detaylı anlatıldı. Burada dönüşümlü çalışan paralel BCM yükseltici PFC de olduğu gibi iki adet PFC katı vardır. Sonuç olarak, çizelge 7.5 deki elemanların iki katı kadar eleman kullanılmıştır. Burada endüktans akımı süreklidir, CCM, çalışma ve ortalama akım modlu kontrol kullanılmıştır. Buna göre iki tane kontrol döngüsü bulunmaktadır. Biri çıkış kapasitesinden alınan gerilim geri beslemesi ile oluşturulan gerilim döngüsü, bu kısım çıkış gücünü ayarlar, diğeri ise iç kontrol döngüsünü oluşturan akım döngüsüdür. Bu kontrol yapısında endüktans akımının bir anahtarlama periyodu boyunca ortalaması alınarak bu değer gerilim döngüsünün oluşturduğu referans gerilimi ile hata yükseltgecine sokularak PWM sinyalleri için kontrol gerilimi üretilmiş olur.

Pik akım modlu kontrole göre bu kontrol yönteminin gürültülere karşı daha az hassas olması gibi bir avantajı mevcuttur. Ayrıca endüktans akımı sürekli ve dalgalanma azdır. Güç aktarma kabiliyeti yüksektir ve yüksek güçlerde CCM çalışma neredeyse zorunlu olmaktadır. Fakat diyot ve mosfetler sert iletime ve kesime girmekte anahtarlama kayıpları artmaktadır aynı zamanda çıkış diyotunun ters toparlanma akımı yüksek olmaktadır. Bu hem termal problemlere ve pahalı bir diyot kullanmayı zorunlu kılmakta hem de EMC problemlerine yol açmaktadır. Bu nedenle ters toparlanma akımları çok az olduğu için bu devrede silicon carbide malzemesinden üretilen diyot kullanılmıştır.

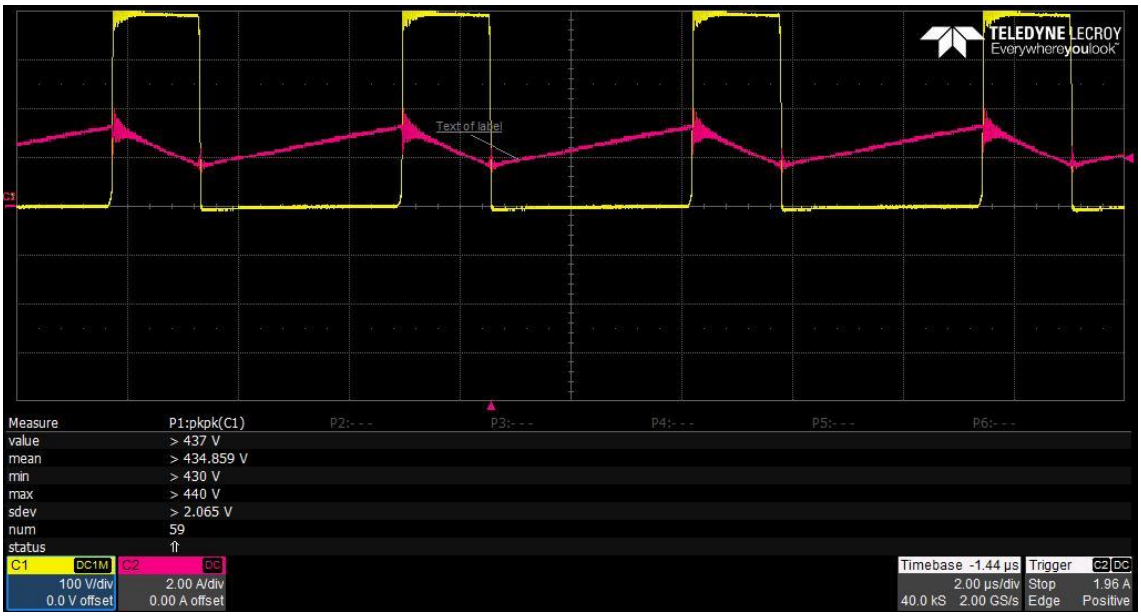
Çizelge 7.5 250W BCM yükseltici PFC prototipinde kullanılan elemanlar ve değerleri

Kullanılan Elemanlar	**Değerleri**
Endüktans	200 uH
Çıkış kapasitesi	940 uF
Mosfet	650 V Silikon
Çıkış diyotu	650 V hızlı silicon carbide (SiC)
Anahtarlama frekansı	200 kHz

Devre ölçümü 220 V rms giriş geriliminde 50 Hz şebeke frekansında yapılmıştır. Kartın her iki endüktansına ait giriş akımı dalga şekli birkaç şebeke periyodu boyunca şekil 7.14 de gösterilmiştir. Şekil 7.15 de ise birkaç anahtarlama periyodu boyunca bir PFC katına ait endüktans akımı ile ilgili kata ait mosfetin kanal-kaynak gerilimi gösterilmektedir.

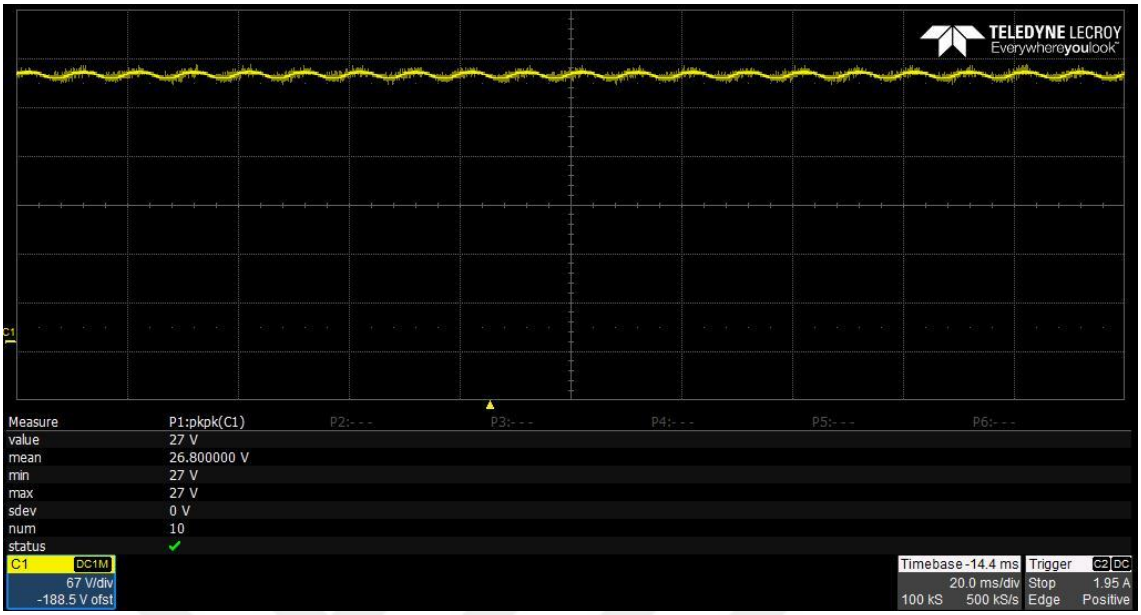


Şekil 7.14 Her iki faza ait birkaç şebeke periyodu boyunca endüktans akımları

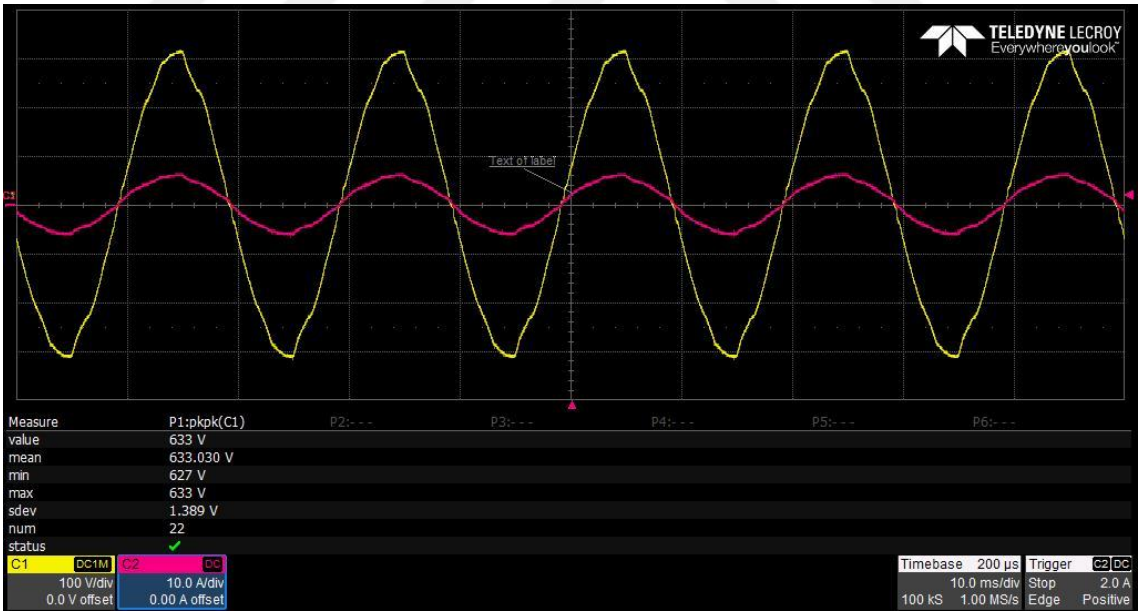


Şekil 7.15 Birkaç anahtarlama periyodu boyunca bir PFC katına ait endüktans akımı ve mosfetin kanal-kaynak gerilimi

Şekil 7.16 ve 7.17 de çıkış gerilimi ile şebekeden çekilen nihai giriş akımı ve geriliminin dalga şekli gösterilmektedir.



Şekil 7.16 Çıkış gerilimi dalga şekli

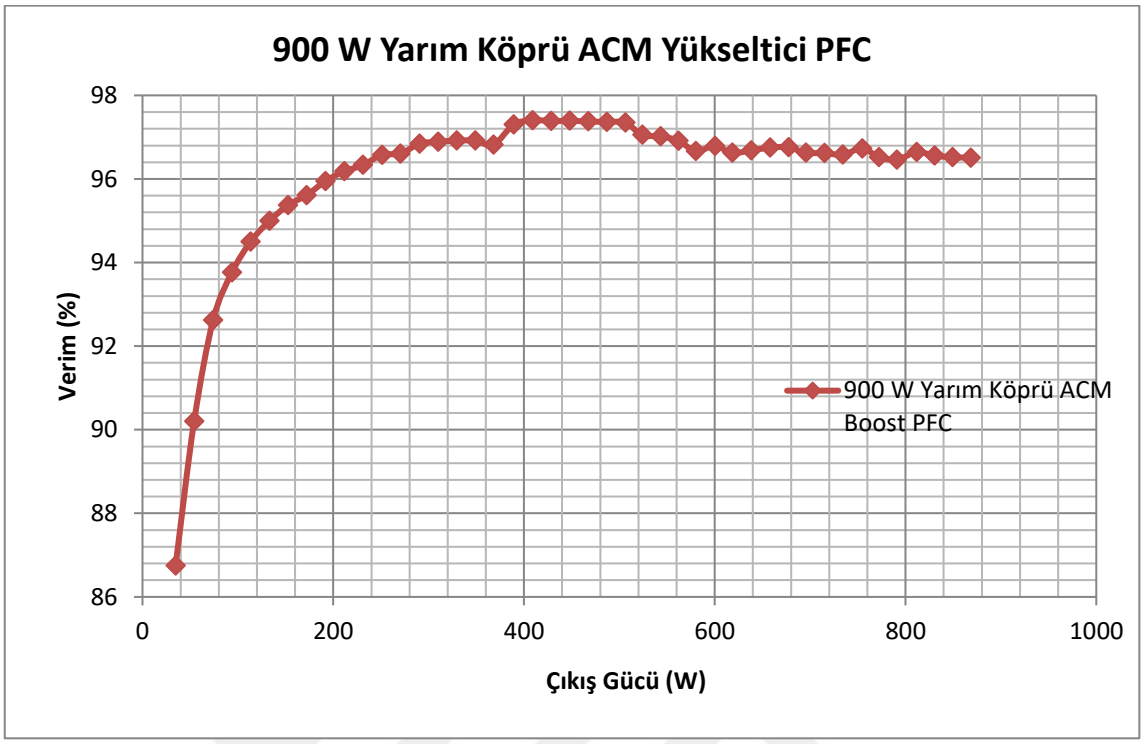


Şekil 7.17 Şebeke tarafı giriş gerilimi ve akımı dalga şekli

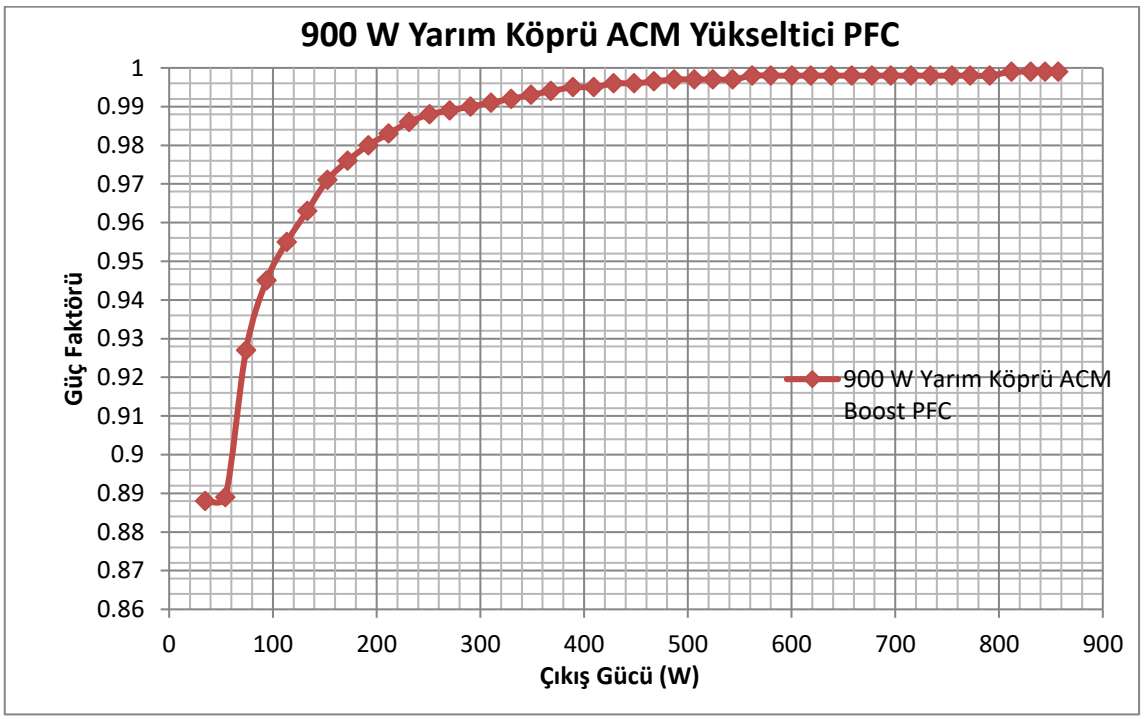
Çizelge 7.6 de devrenin yirmişer watt aralıklarla ölçülen güç ölçümlerine dair verileri sunulmaktadır. Şekil 7.18 ve 7.19 da ise bu verilerin ışığında elde edilen verim ve güç faktörü değerleri grafiksel olarak sırasıyla gösterilmektedir.

Çizelge 7.6 900W yarım köprü ACM yükseltici PFC prototip kartının ölçüm sonuçları

Giriş gücü (W)	**Çıkış gücü (W)**	**Verim (%)**	**Güç faktörü (PF)**
40	34,7	86,75	0,888
60	54,12	90,2	0,887
80	74,1	92,625	0,927
100	93,76	93,76	0,945
120	113,4	94,5	0,955
140	132,99	94,99286	0,963
160	152,6	95,375	0,971
180	172,1	95,61111	0,976
200	191,9	95,95	0,98
220	211,6	96,18182	0,983
240	231,2	96,33333	0,986
260	251,1	96,57692	0,988
280	270,5	96,60714	0,989
300	290,53	96,84333	0,99
320	310,04	96,8875	0,991
340	329,52	96,91765	0,992
360	348,9	96,91667	0,993
380	367,92	96,82105	0,994
400	389,2	97,3	0,995
420	409,1	97,40476	0,995
440	428,5	97,38636	0,996
460	448	97,3913	0,996
480	467,4	97,375	0,9965
500	486,82	97,364	0,997
520	506,2	97,34615	0,997
540	524,1	97,05556	0,997
560	543,3	97,01786	0,997
580	562,1	96,91379	0,998
600	580	96,66667	0,998
620	600,1	96,79032	0,998
640	618,4	96,625	0,998
660	638,1	96,68182	0,998
680	657,9	96,75	0,998
700	677,3	96,75714	0,998
720	695,7	96,625	0,998
740	715	96,62162	0,998
760	734	96,57895	0,998
780	754,5	96,73077	0,998
800	772,17	96,52125	0,998
820	791	96,46341	0,998
840	811,8	96,64286	0,999
860	830,4	96,55814	0,999
880	849,7	96,55681	0,999
900	868,95	96.55000	0,999

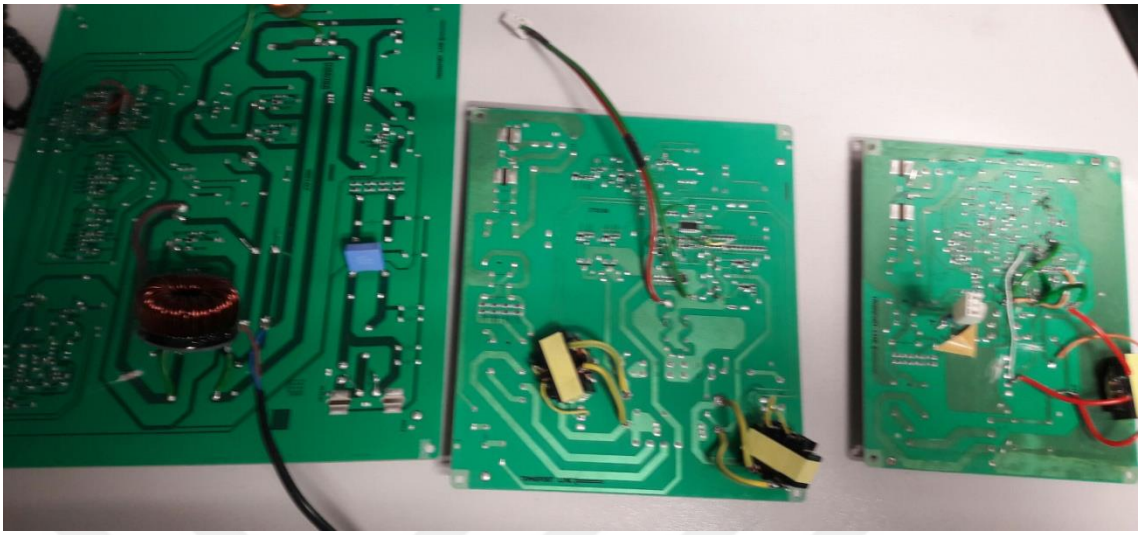


Şekil 7.18 900W Yarım Köprü ACM Yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre verim değişimi

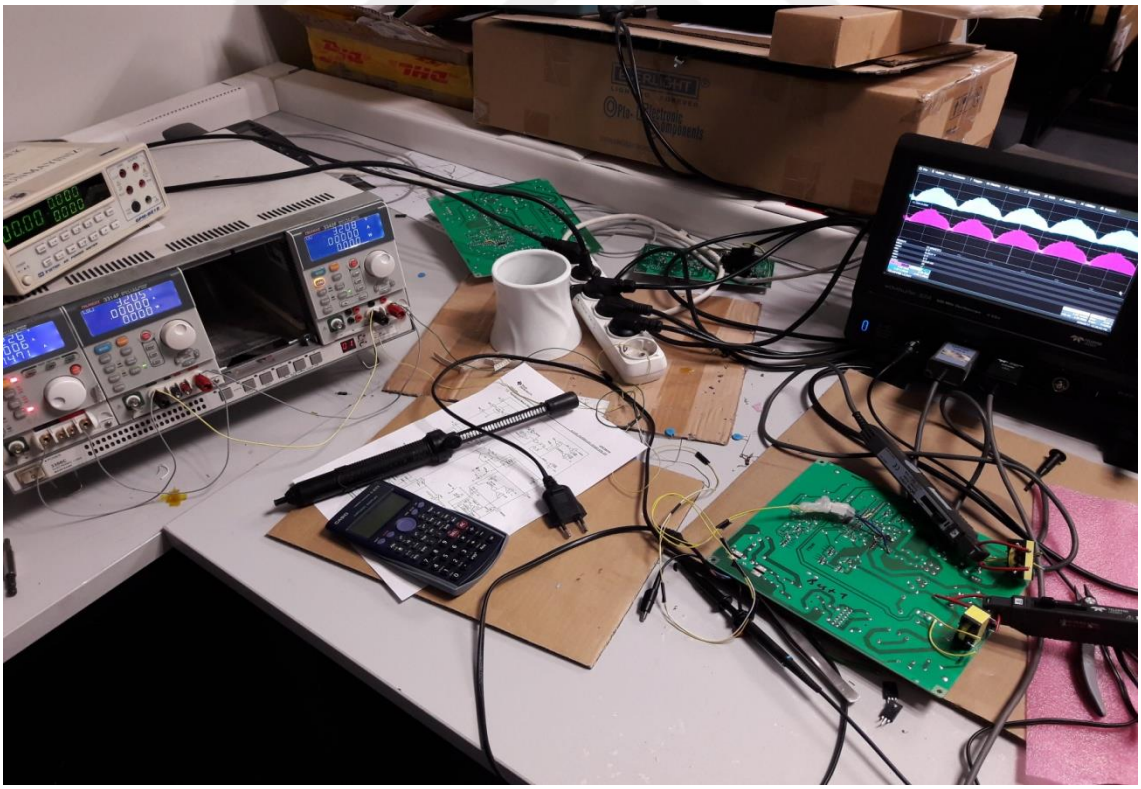


Şekil 7.19 900W Yarım Köprü ACM Yükseltici PFC prototip kartının çıkış gücüne göre güç faktörü değişimi

Şekil 7.20 ve şekil 7.21 de üç farklı PFC prototip kartı ve deney düzeneğinin bir görüntüsü göterilmketdir.



Şekil 7.20 Sırasıyla 900W, 550W, 250W'lık PFC kartlarının prototipleri



Şekil 7.21 Ölçüm düzeneği

BÖLÜM 8

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması kapsamında güç faktörü düzeltme teknikleri araştırılıp birkaç uygulaması sunulmuştur. İlk bölümde literatür özeti ve tezin amacına dair bilgiler içermektedir.

İkinci bölümde ise güç teorisi, güç kalitesi ve güç faktörü kavramları üzerinde durulup harmonik standartlarına değinilmiştir. Harmoniklerin elimine edilmesi noktasında bazı standartlar getirilmiş olup bu kriterleri sağlaması gereken cihazların güç sınıfına göre sınıflandırılmasına dair bilgilerde verilmiştir.

Üçüncü bölümde temel DC-DC dönüştürücü topolojileri PFC özelliklerine göre incelemesi yapılmış olup çalışma yöntemleri de ele alınarak avantaj ve dezavantajları ile incelemesi sunulmuştur.

Dördüncü bölümde klasik BCM yükseltici dönüştürücü PFC incelenmiş ve devrenin çalışma prensibi hakkında bilgiler sunulup tasarım kriterlerine değinilmiştir. Ayrıca tasarım sonucu elde edilen değerler ışığında devrenin bir simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

Beşinci bölümde faz farklı çalışan paralel BCM yükseltici PFC ele alınmıştır. Bu bölümde de devrenin tasarımı gerçekleştirilip gerçekçi simülasyonu PSIM ortamında yapılmıştır. Bu simülasyonda NCP1631 IC sinin iç yapısı modellenmiş olup devrenin kontrolü bu IC de kullanılan pratik yaklaşımlar doğrultusunda yapılmıştır. Bu sayede daha gerçekçi bir simülasyon hedeflenmiştir ve simülasyon sonuçları gösterilmiştir.

Altıncı bölümde yarım köprü ACM yükseltici PFC incelenip çalışma prensibi ve tasarım kriterleri hakkında bilgi verilmiştir. Dahası bu devrenin de diğerleri gibi simülasyonu gerçekleştirilip sonuçlar sunulmuştur.

Yedinci bölümde, diğer bölümlerde incelenip tasarımı ve simülasyonları gerçekleştirilen bu devrelerin prototipleri hazırlanıp deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Akım ve gerilim dalga şekillerinin yanında bu devrelerin çeşitli yönlerden ölçümleri çizelge halinde sunulmuş olup ölçüm sonuçları neticesinde her üç devrede güç faktörü ve verim performanslarına göre karşılaştırılıp grafiksel olarak sonuçları sunulmuştur.

İleriki çalışmalar için, tasarlanan devre kartları yarı iletken teknolojisinin de gelişmesi ile birlikte daha da geliştirilebilir. Devrede kullanılan manyetik malzemeler daha farklı nüve tipleri ile yeniden tasarlanıp devrenin boyutlarının azaltılmasının yanında nüve kayıplarının da önüne geçilerek termal olarak daha ileri iyileştirmeler sağlanabilir. Devredeki komponentler devre parazitiklerini azaltacak şekilde geliştirilebilir. Son olarak, tüm bu çalışmalar sonucunda, bu tezde 3 farklı PFC devresinin, klasik BCM yükseltici PFC, faz farklı çalışan paralel yükseltici PFC, yarım köprü ACM yükseltici PFC sırasıyla 250W, 550W ve 900W güç sviyelerinde tasarlanıp kartların güç faktörü ve verim analizleri, topolojilerinin ve kontrol tekniklerinin avantaj ve dezavantajları ile birlikte sunulmuştur.

KAYNAKLAR

[1] Mohan, N., Undeland, T.M. ve Robbins, W.P., (2003). Power Electronics: Converters, Applications, and Design, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey.

[2] Microchip Technology Incorporation, Power Factor Correction in Power Conversion Applications Using the dsPIC DSC, http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01106A.pdf, 21 Mayıs 2017.

[3] Singh, B., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A. ve Kothari D.P., (2003). "A Review of Single Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50(5):962–981.

[4] Meier, A., (2006). Electric Power Systems: A Conceptual Introduction, First Edition, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey.

[5] Akagi, H., Watanabe, E.H. ve Aredes, M., (2007). Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey.

[6] Mallika, S.K., (2007). Topological Issues in Single Phase Power Factor Correction, Post Graduate Thesis, National Institute of Technology Rourkela Department of Electrical Engineering, Rourkela.

[7] IEC 1000-3-2, (1995). Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current <16A per Phase). International Electrotechnical Committee, First Edition, Geneva.

[8] Liu, R., (1991). Analysis and Design of High Order Resonant Converters and A Unified Approach to Power Factor Correction, Ph.D. Thesis, Univ. of Illinois, Chicago.

[9] Cuk, S., (1977). Modeling, Analysis and Design of Switching Converters, Ph.D. Thesis, California Institute of Technology.

[10] Kornetzky, P., Wei, H., Zhu, G. ve Batarseh, I., (1997). Asingle-Switch Ac/Dc Converter with Power Factor Correction, Electronics Letters, Dec. 1997, vol. 33(25):2084-2085.

[11] Qian, J., Batarseh, I. ve Ehsani, M., (1995). “Analysis and Design of a Clamp-Mode Isolated Zero Voltage Switching Boost Converter’’, APEC, 5-9 March 1995, Dallas.

[12] Redl, R., (1997). “Reducing Distortion in Boost Rectifiers with Automatic Control”, APEC, 27-27 February 1997, Atlanta.

[13] Jiang, Y. ve Lee, F.C., (1994). “Single Stage Single Phase Parallel Power Factor Correction Scheme”, APEC, 13-17 February 1994, Orlando.

[14] Waston, R., Hua, G.C. ve Lee, F.C., (1994). “Characterization of Active Clamp Flyback Topology for Power Factor Correction Applications”, APEC, 13-17 February 1994, Orlando.

[15] Erickson, R., Madigan, M. ve Singer, S., (1990). “Design of a Simple High Power Factor Rectifier Based on the Flyback Converter’’, APEC, 11-16 March 1990, Los Angeles.

[16] Wei, H. ve Batarseh, I., (1998). ” Comparison of Basic Converter Topologies for Power Factor Correction”, Southeastcon, 24-26 April 1998, Orlando.

[17] Nalbant, M. K. ve Klein, J., (1990). "Design of a 1kW Power Factor Correction Circuit", PCIM, 1-5 July 1990, Munich.

[18] Nalbant, M. K. ve Klein, J., (1990). "Power Factor Correction Incentives, Standards and Techniques", PCIM, 1-5 July 1990, Munich.

[19] Zhou, C. ve Jovanovic, M., (1992). "Design Trade-offs in Continuous Current-mode Controlled Boost Power Factor Correction Circuits", HFPC, 3-7 May 1992, San Diego.

[20] Redl, R. ve Erisman, B.P., (1994). "Reducing Distortion in Peak Current Controlled Boost Power Factor Correctors", APEC, 13-17 February 1994, Orlando.

[21] Maksimovic, D., (1994). "Design of the Clamped Current High Power Factor Boost Rectifier", APEC, 13-17 February 1994, Orlando.

[22] Todd, P.C., UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design, http://www.ti.com/jp/lit/an/slua144/slua144.pdf , 10 Ağustos 2017.

[23] Redl, R. ve Balogh, L., (1995). "RMS, DC, Peak and Harmonic Currents in High Frequency Power Factor Correctors with Capacitive Energy Storage", APEC, 23-27 February 1992, Boston.

[24] Balogh, L. ve Redl, R., (1993) "Power Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous Inductor Current Mode", APEC, 7-11 March 1993, San Diego.

[25] Andreycak, B., (1994) "Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correction Applications" Unitrode, Products & Applications Handbook.

[26] Zhou, C., (1989). Design and Analysis of an Active Power Factor Correction Circuit, M. S. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia.

[27] Zhou, C., Ridley R.B. ve Lee, F.C., (1990). "Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit", PESC, 5-9 February, San Antonio.

[28] Canesin, C.A. ve Barbi, I., (1991). "A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using a Single Switch APEC, 10-15 March 1991, Dallas.

[29] Lai, J.S. ve Chen, D., (1993). "Design Consideration for Power Factor Correction Boost Converter Operating at the Boundary of Continuous Conduction Mode and Discontinuous Conduction Mode", APEC, 7-11 March 1993, San Diego.

[30] Kocher, M.J. ve Steigerwald, R.L., (1983). "An AC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms" IEEE Transactions on Industrial Electronics, 19(4): 586-599.

[31] Cascio, J.L. ve Nalbant, M. "Active Power Factor Correction Using a Flyback Topology," PCIM, 1-5 July 1990, Munich.

[32] Alberto, B., Adragna, C. ve Scappatura, G., (2014). "Enhanced Constant-on-time Control for DCM/CCM Boundary Boost PFC Pre-regulators: Implementation and Performance Evaluation", APEC, 16-20 March 2014, Forth Woth

[33] Liu, K.H. ve Lin, Y.L., (1989). "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters", PESC, 26-29 June 1989, Milwaukee.

[34] Simonetti, D.S.L., Sebastian, J., Reis, F.S. ve Uceda, J., (1992). "Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode", IECON, 13-13 November 1992, San Diego.

[35] Brkovic, M. ve Cuk, S., (1992). "Input Current Shaper Using Cuk Converter", INTELEC, 4-8 October 1992, Washington.

[36] Spiazzi, G. ve Rossetto, L., (1994). "High-quality Rectifier Based on Coupled-Inductor Sepic Topology", PESC, 20-25 June 1994, Taipei.

[37] Rossetto, L., Spiazzi, G. ve Tenti, P., (1994) "Control Techniques for Power Factor Correction Converters", PEMC, 20-22 September 1994, Warsaw.

[38] On Semiconductor, Power Factor Correction Stages Operating in Critical Conduction Mode, https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8123-D.PDF, 12 Temmuz 2017.

[39] On Semiconductor, Implementing Cost Effective and Robust Power Factor Correction with the NCP1607, https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8353-D.PDF , 12 Temmuz 2017.

[40] On Semiconductor, Impelenting Power Factor Correction with the NCP1608, http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8396-D.PDF, 13 Temmuz 2017.

[41] On Semiconductor, Critical Conduction Mode PFC Controller, http://www.mouser.com/catalog/specsheets/fairchild%20semiconductor_fan7930.pdf, 20 Temmuz 2017.

[42] Kim, Y.S., Lee, B.K. ve Lee, J.W., (2011). “Topology Characteristics Analysis and Performance Comparison for Optimal Design of High Efficiency PFC Circuit for Telecom”, INTELEC, 9-13 October 2011, Amsterdam.

[43] OLoughlin, M., 350-W Two-Pphase Interleaved PFC Pre-Regulator Design Review, http://www.ti.com/lit/an/slua369c/slua369c.pdf, 2 Ağustos 2017.

[44] Zhang, J., Shao, J., Xu P., Lee, F.C. ve Jovanovic, M.M., (2001). "Evaluation of Input Current in the Critical Mode Boost PFC Converter for Distributed Power Systems", APEC, 4-8 March 2001, Anaheim.

[45] Elmore, M.S., (1996). "Input Current Ripple Cancellation in Synchronized Paralel Connected Critically Continuous Boost Converters", APEC, 3-7 March 1996, San Jose.

[46] Xu, X. ve Huang, A.Q., (2008). "A Novel Closed Loop Interleaving Strategy of Multi Phase Critical Mode Boost PFC Converters", APEC, 24-28 February 2008, Austin.

[47] Mousavi, A., Pahlevaninezhad, M. ve Moschopoulos, G., (2013). “A Novel Three Phase ZVS PWM DC-DC Boost Converter”, APEC, 17-21 march 2013, Long Beach.

[48] Lai, J.S. ve Chen, D., (1993). "Design Consideration for Power Factor Correction Boost Converter Operating at the Boundary of Continuous Conduction Mode and Discontinuous Conduction Mode", APEC, 7-11 March 1993, San Diego.

[49] Tollik, D. ve Pietkiewicz, A., (1992). “Comparative Analysis of 1-Phase Active Power Factor Correction Topologies'', INTELEC, 4-8 October 1992, Washington.

[50] Salmon, J.C., (1995). “Circuit Topologies for PWM Boost Rectifiers Operated from 1-Phase and 3-Phase AC Supplies and Using Either Single or Split DC Rail Voltage Outputs”, APEC, 23-27 February 1992, Boston.

[51] Liu, j., Chen, w., Zhang, j., Xu, D. ve Lee, F.C., (2001). “Evaluation of Power Losses in Different CCM Mode Single-Phase Boost PFC Converters via Simulation Tool”, IAS, 30 September-4 October 2001, Chicago.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Ali Osman ÇINAR

Doğum Tarihi ve Yeri : 21.05.1991 / BAKIRKÖY

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : aliosmancinar91@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2018
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2015
Lise	Fen	Halkalı Toplu Konut Lisesi	2010

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2017- Halen	AVL Turkey	Elektronik Donanım Tasarım Mühendisi
2015-2017	Arçelik A.Ş. Elektronik İşletmesi	Elektronik Donanım Tasarım Mühendisi
2014-2015	PAVOTEK	Mühendislik Stajyeri
2014-2015	Arçelik	Mühendislik Stajyeri
2013-2014	TÜBİTAK	Mühendislik Stajyeri

YAYINLARI

Makale

1. Çınar, A.O. ve Obdan A.H., (2017). “Güç Kaynakları İçin Yüksek Verimli Güç Faktörü Düzeltme Devresi Tasarımı”, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, 5(4):187-199.

Uluslararası Bildiri

1. Çınar, A.O., Obdan, A.H. ve Özçelik, Ç., (2016). “Implementation of Two Phase Interleaved BCM Boost PFC”, ICES, 21-23 December 2016, İstanbul.

2. Özçelik, Ç., Obdan, A.H. ve Çınar, A.O., (2016). “Implementation of 24V/20A LLC Resonant Converter for OLED TV”, ICES, 21-23 December 2016, İstanbul.

Proje

1. Brushless DC Motor Velocity and Torque Control

2. Analysing Power Losses in Distribution Systems in Turkey