

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**AKTİF GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNİN İNCELENMESİ VE BİR
UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

AYHAN MERT KARAKAYA

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI ELEKTRİK MAKİNELERİ VE GÜÇ
ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. İSMAİL AKSOY**

İSTANBUL, 2012

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**AKTİF GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNİN İNCELENMESİ VE BİR
UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Ayhan Mert Karakaya tarafından hazırlanan tez çalışması 16.10.2012 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Hülya OBDAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Akın DELİBAŞI
Yıldız Teknik Üniversitesi

ÖNSÖZ

Dünya üzerindeki enerji ihtiyacının sürekli artış göstermesi ve enerji kaynaklarının hızlı bir şekilde tüketilmesi insanoğlunu daha kaliteli ve verimli enerji kullanmaya yöneltmiştir. Bu tezin konusu olan güç faktörü kavramı da, en çok kullanılan enerji türü olan elektrik enerjisinin kullanımındaki kalite ve verimliliği ifade eder. Dünyada son yıllarda güç faktörünün düzeltilmesi ve harmoniklerin azaltılması amacıyla çok sayıda çalışma yapılmıştır.

Bu tez çalışmasında, güç faktörü kavramı ile güç faktörü düzeltme yöntemlerinden yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler incelenmiş, interleaved (dönüşümlü çalışma) topolojisi kullanılarak bir güç faktörü düzeltme devresinin uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Çalışmalarım boyunca beni yönlendiren ve destekleyen tez danışmanım Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY' a, yardımlarını esirgemeyen Erhan ALTAN ve tüm çalışma arkadaşlarıma, bu zor süreçte her zaman yanımda olan Büşra ALBAR'a teşekkür ederim.

Ayrıca tüm hayatım boyunca benden desteklerini hiçbir zaman esirgemeyip sürekli arkamda olan, bu günlere gelmemde ki en büyük paya sahip olan aileme ve sevdiklerime minnet ve şükranlarımı sunarım.

Ağustos, 2012

Ayhan Mert KARAKAYA

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	v
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xii
BÖLÜM 1.....	1
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	2
1.3 Hipotez	2
BÖLÜM 2.....	3
GÜÇ FAKTÖRÜ VE HARMONİKLER	3
2.1 Güç Faktörü.....	3
2.2 Harmonikler ve Harmonik Standartları.....	6
BÖLÜM 3.....	15
GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİ.....	15
3.1 Pasif Filtreler	17
3.2 Aktif Filtreler	18
3.3 Aktif Güç Faktörü Düzeltme Metodları.....	20
3.3.1 Alçak Frekans Aktif Güç Faktörü Düzeltme	20
3.3.2 Yüksek Frekans Aktif Güç Faktörü Düzeltme	22
3.3.2.1 Buck (Düşürücü) Dönüştürücü Temelli Aktif Güç Faktörü Düzeltme	23

3.3.2.2 Buck-Boost (Düşürücü-Yükseltici) Dönüştürücü Temelli Aktif Güç Faktörü Düzeltme	24
3.3.2.3 Boost (Yükseltici) Dönüştürücü Temelli Aktif Güç Faktörü Düzeltme	26
3.4 Güç Faktörü Düzeltmeli AC-DC Dönüştürücülerin Sınıflandırılması	27
3.4.1 İki Aşamalı GFD Dönüştürücüler	28
3.4.2 Tek Aşamalı GFD Dönüştürücüler	29
BÖLÜM 4	32
İKİ FAZ DÖNÜŞÜMLÜ YÜKSELTİCİ GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN TASARIMI VE UYGULAMASI	32
4.1 GFD Dönüştürülerinin Güç Değerlerinin Geliştirilmesi	33
4.1.1 Elemanların Paralellenmesi	34
4.1.2 Dönüştürücülerin Paralellenmesi	34
4.1.3 Güç Katının Paralellenmesi	35
4.1.4 İnterleaving (Dönüşümlü Çalışma)	35
4.1.4.1 Giriş Akım Salınımlarının Azaltılması	37
4.1.4.2 Çıkış Geriliminin Salınının Azaltılması	40
4.1.5 Sınır Akım Modlu (BCM) Kontrol	44
4.2 Uygulama Devresi	46
4.2.1 Entegre Hakkında Temel Açıklamalar	46
4.2.2 Kontrolörün Bacaklarının Tanım ve Fonksiyonları	48
4.2.3 Çalışma Teorisi ve Özellikleri	52
4.3 Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi	60
4.3.1 Devrenin Tasarım Parametrelerinin Hesaplanması ve Seçimi	61
4.3.2 Devrenin PCB Dizgisi ve Ölçüm Sonuçları	69
BÖLÜM 5	80
SONUÇ VE ÖNERİLER	80
KAYNAKLAR	82
ÖZGEÇMİŞ	85

SİMGE LİSTESİ

$\cos\varphi$	Faz farkı
D	Doluluk oranı
f_{LINE}	Şebeke frekansı
$I_{1,ef}$	Akımın temel bileşeninin efektif değeri
I_{ef}	Efektif akım
I_{peak}	Akımın maksimum değeri
$k_{bozulma}$	Bozulma faktörü
$k_{faz\ farkı}$	Faz farkı faktörü
k_{ivdis}	Akımdan gelen harmonik faktörü
k_{vidis}	Gerilimden gelen harmonik faktörü
N_p	Endüktansın primer sarım sayısı
N_s	Endüktansın sekonder sarım sayısı
P_{out}	Çıkış gücü
q	Giriş akımı salınımı doluluk oranı
ΔQ	Toplam enerji
$V_{1,ef}$	Gerilimin temel bileşeninin efektif değeri
V_{ef}	Efektif gerilim
V_{IN}	Giriş gerilimi
V_{OUT}	Çıkış gerilimi
V_{RIPPLE}	Çıkış geriliminin salınımı
η	Verim

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternating current, alternatif akım
CCM	Continuous conduction mode, kesintisiz akım modu
DC	Direct current, doğru akım
EN	European standards, Avrupa standartları
GF	Güç faktörü
GFD	Güç faktörü düzeltme
IEC	International electrotechnical commission, uluslararası elektroteknik komisyonu
IEEE	Institute of electrical and electronics engineers, elektrik ve elek. müh. enstitüsü
P	Aktif güç
PF	Power factor, güç faktörü
PFC	Power factor correction, güç faktörü düzeltme
Q	Reaktif güç
S	Görünen güç
THD	Toplam harmonik distorsiyonu
TS	Türk standartları

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2. 1 Temel bileşen ve harmonikler	6
Şekil 2. 2 EN 6100-3-2 standardına göre sınıflandırma akış diyagramı (IEC61000 3-2 [12]).....	12
Şekil 3. 1 Tek fazlı doğrultucu çıkış gerilimi ve şebeke akımı (Yanık [2])	17
Şekil 3. 2 Tek fazlı doğrultuculu sistemde şebeke akımı harmonikleri ve THD (Yanık [2])	17
Şekil 3. 3 AC girişinde endüktans kullanılan doğrultucu a) devre, b) $V_1 = 230 \text{ Vrms}$,	18
Şekil 3. 4 Aktif filtre ile harmoniklerin giderilmesi (Kocatepe ve Umurkan [18])	19
Şekil 3. 5 Aktif Güç Filtresine Ait Blok Şeması (Adak [20]).....	19
Şekil 3. 6 Aktif filtrenin bağlanması a) Seri b) Paralel (Kocatepe ve Umurkan [18])	20
Şekil 3. 7 Alçak frekans aktif güç düzeltme devresi (Basu [21]).....	21
Şekil 3. 8 75mH ve 150mH endüktans değerlerinde alçak frekans güç faktörü düzeltme devresinin giriş akım ve dalga şekilleri (Basu [21])	21
Şekil 3. 9 75mH endüktans değeri için temel bileşende normalize edilmiş akım harmonikleri (Basu [21])	22
Şekil 3. 10 150mH endüktans değeri için temel bileşende normalize edilmiş akım harmonikleri (Basu [21])	22
Şekil 3. 11 Buck dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD (Basu [21])	23
Şekil 3. 12 Buck dönüştürücü temelli GFD devresinin gerilim ve akım şekli (Basu [21])	24
Şekil 3. 13 Buck-Boost dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD (Basu [21]).....	25
Şekil 3. 14 Buck-Boost dönüştürücü temelli GFD devresinin gerilim ve akım şekli (Basu [21]).....	25
Şekil 3. 15 Boost dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD (Basu [21]).....	26
Şekil 3. 16 Kesintisiz akım modlu boost dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD'nin akım ve gerilim dalga şekilleri (Basu [21])	27
Şekil 3. 17 İki aşamalı bir PFC sisteminin blok şeması (Bodur [1]).....	28
Şekil 3. 18 İki aşamalı örnek bir PFC sisteminin blok şeması (Bodur [1]).....	29
Şekil 3. 19 Tek aşamalı bir GFD sisteminin blok şeması (Bodur [1])	29
Şekil 3. 20 Tek aşamalı örnek bir GFD sisteminin blok şeması	30
Şekil 4. 1 Boost dönüştürücü devre modeli a) anahtar iletimde b) anahtar kesimde	32
Şekil 4. 2 N faz paralellenmiş boost (yükseltici) doğrultucu güç katı (Kaya [6])	35
Şekil 4. 3 N faz kollarlı dönüşümlü yükseltici dönüştürücü(Kaya [6]).....	36
Şekil 4. 4 Dört faz kollarlı dönüşümlü yükseltici dönüştürücüye uygulanan PWM sinyalleri	37

Şekil 4. 5 Dört faz kollu dönüşümlü yükseltici dönüştürücünün akım dalga şekilleri, a)Endüktans akım salınımının dalga şekilleri, b)Giriş akım salınımının dalga şekli (Kaya [6]).....	38
Şekil 4. 6 Doluluk oranına (duty cycle) ve faz kolu sayısına göre dönüşümlü dönüştürücünün giriş akım salınımının değişimleri (Kaya [6])	40
Şekil 4. 7 Dört faz kollu dönüşümlü yükseltici dönüştürücünün a) Endüktans akımları, b) Çıkış akımı (Kaya [6]).....	41
Şekil 4. 8 Farklı sayıda faz kolları için doluluk oranına (duty cycle) göre normalize edilmiş çıkış geriliminin salınımı (Kaya [6])	43
Şekil 4. 9 Sınır Akım kontrolün prensip blok şeması ve giriş akımının dalga şekli (Bodur [1]).....	45
Şekil 4. 10 UCC28060'ın kullanıldığı tipik bir uygulama devresi (Texas Instruments [30])	47
Şekil 4. 11 UCC28060'a ait entegre bacak yapısı (Texas Instruments [30]).....	47
Şekil 4. 12 Entegrenin iç yapısı (Texas Instruments [30])	51
Şekil 4. 13 a) Basit bir RC geciktirme devresi, b) Daha hassas bir zaman geciktirme devresi.....	56
Şekil 4. 14 Hata amplifikatör kompanzasyon devresi (Texas Instruments [30])	59
Şekil 4. 15 Devre şeması 1.....	69
Şekil 4. 16 Devre şeması 2.....	70
Şekil 4. 17 Devre PCB'si.....	71
Şekil 4. 18 Devre PCB'si üst katı	72
Şekil 4. 19 Devre PCB'si alt katı.....	72
Şekil 4. 20 Boş PCB	73
Şekil 4. 21 Dizigisi tamamlanmış PCB üstten görünüş	73
Şekil 4. 22 Dizgisi tamamlanmış PCB yandan görünüş.....	74
Şekil 4. 23 Uygulama devremizin tam yüklü giriş gerilim ve akım dalga şekli	74
Şekil 4. 24 A ve B faz kollarına ait Mosfetin GS sinyalleri	75
Şekil 4. 25 A ve B faz kollarına ait Mosfetin DS sinyalleri	75
Şekil 4. 26 A faz bobinin üzerindeki gerilimin zarf dalga şekli	75
Şekil 4. 27 A faz bobinin üzerindeki gerilimin dalga şekli	76
Şekil 4. 28 Uygulama devremizin tam yüklü çıkış gerilim ve akım dalga şekli.....	76
Şekil 4. 29 Uygulama devremizin tam yüklü çıkış geriliminin AC bileşeni	76
Şekil 4. 30 Giriş gerilim, akım, güç ve güç faktörü ölçümü (L1)	77
Şekil 4. 31 Çıkış gerilim, akım, güç ve güç faktörü ölçümü (L1)	77
Şekil 4. 32 Giriş gerilim ve akım değerlerine ait %THD (L1)	78
Şekil 4. 33 Giriş gerilim değerlerine ait %THD grafiği (L1)	78
Şekil 4. 34 Giriş akım değerlerine ait %THD grafiği (L1).....	79

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2. 1 Muhtelif akım şekillerine ait dalga şekilleri, harmonik içerik ve THD değerleri (Yanık, G. 2010).....	9
Çizelge 2. 2 EN 6100-3-2 standardına göre cihazların sınıflandırılması.....	13
Çizelge 2. 3 EN 6100-3-2 standardında verilen harmonik limitleri (IEC 61000 3-2)...	13
Çizelge 3. 1 Aktif filtre ile pasif filtrenin karşılaştırılması (Kocatepe vd., 2006).....	20
Çizelge 3. 2 Topoloji özelliklerinin karşılaştırılması.....	27
Çizelge 3. 3 İki ve tek aşamalı GFD dönüştürücülerin karşılaştırılması (Bodur,2011)	31
Çizelge 4. 1 Düşük gerilim koruması ve değişen eşik değer aralığı.....	57
Çizelge 4. 2 GFD devresinin dizaynı için hedeflenen özellikleri.....	61

AKTİF GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNİN İNCELENMESİ VE BİR UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Ayhan Mert KARAKAYA

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY

Günümüzde yarı iletken elemanların ve buna bağlı olarak güç elektroniği cihazlarının kullanımının artmasıyla birlikte harmonik akımların şebekeye etkileri yadsınamaz hale gelmiştir. Şebekeden çekilen enerjinin kalitesizleşmesine neden olan bu akımların azaltılması ve akımın şekillendirilmesi üzerine çalışmalar yaparak güç faktörü değerinin uygun seviyelere çekilmesi bir gereksinim olmuştur.

Bu tez çalışmasında güç faktörü kavramı açıklanmış, güç faktörünün bozulmasına sebep olan harmonikler ve bu harmonikleri sınırlayan uluslararası standartlar incelenmiştir. Güç faktörü düzeltme yöntemleri sıralanmış ve bu yöntemlerden en basit ve yaygın olan pasif filtreler ve günümüzde kullanımı ve önemi giderek artan yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler açıklanmıştır.

Güç çeviricisi olarak iki faz dönüşümlü yapıli yükseltici topolojisi kullanılmıştır ve kritik akım modlu akım denetleme yöntemi uygulanmıştır. Tasarım hedefleri yüksek güç yoğunluğunda yüksek giriş güç çarpanı, düşük giriş akımı bozunumu ve yüksek çıkış gerilimi kararlılığı sağlamaktır. Oluşturulan uygulama devresinde düşük giriş akım salınımı ve elektromanyetik girişim elde etmek, güç devresi bileşenleri üzerindeki zorlamaları azaltmak ve daha yüksek güç yoğunluğu elde etmek için dönüşümlü çalışma (interleaved) kullanılmıştır. Dönüştürücünün kontrolü, iki faz iletim modlu doğal dönüşümlü çalışma (natural interleaving) ile yükseltici doğrultucu denetimi yapabilen ticari bir kontrol entegresi ile sağlanmıştır.

Aktif güç faktörü düzeltme devresi tasarlanarak, devreden uygulama sonuçları alınmış ve yorumlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Güç faktörü, güç faktörünün düzeltilmesi, harmonik standartları, tek aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler, iki faz dönüşümlü (interleaved) yükseltici güç faktörü düzeltme devreleri.

**INVESTIGATION OF ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION CIRCUITS, AND
DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN INTERLEAVED POWER FACTOR
CORRECTION CIRCUIT**

Ayhan Mert KARAKAYA

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Tez Danışmanı: Assist. Prof. Dr. İsmail AKSOY

Nowadays, as a result of increasing use of semiconductors and power electronics devices, current harmonics' effects on the electrical systems have become intolerable. Therefore, it has become essential problem to reduce these harmonic currents, which effect negatively the energy system quality, and shaping the current actively to achieve a good power factor.

In this thesis power factor concept is explained, harmonics as a cause of low power factor and limitation of this harmonics with international standards are examined. Power factor correction methods are examined in the scope of the study. Easiest and widely used passive filters and nowadays ever increasing usage and importance of high frequency AC-DC converters are explained.

The power stage of converter consists of the two-phase interleaved boost topology employing the average current mode control principle. main design goals are obtaining high input power factor, low input current distortion, and well regulated output dc voltage, and obtaining these attributes in a power converter with high power density. In order to obtain reduced line current ripple and EMI, reduced power component stresses, and improved power density has been chosen interleaving topology. The control of the converter is provided by utilizing a commercial monolithic integrated circuit, which provides natural interleaving dual-phase transition mode power factor correction (PFC).

Finally, an active AC/DC power converter has been designed and an interleaved power factor correction circuit has been realized and results have been analyzed.

Key words: Power factor, power factor correction, harmonic standards, single stage power factor correction circuits, two phase interleaved boost power factor correction circuits

1.1 Literatür Özeti

Güç faktörünün düzeltilmesi amacıyla endüstriyel ve akademik olarak çok sayıda çalışmalar yapılmaktadır. Güç faktörünü düzeltmek amacıyla, geleneksel olarak kullanılan kompanzasyon kondansatörleri, pasif filtreler, aktif filtreler ve yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler gibi çok farklı yöntemler bulunmaktadır (Bodur [1]). Maliyet, boyut, verim gibi pek çok avantaja sahip yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler son yıllarda yaygın olarak kullanılmakta ve geliştirilmektedir (Yanık [2], Mert [3], Ünal [4], UPS, Güç kaynakları, Telekomünikasyon sistemleri, vb.).

Bu tez çalışmasında da son yıllarda dünyada yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülerde yaygın olarak en çok kullanılan yükseltici topolojisini baz alarak oluşturulan dönüşümlü çalışma (interleaving) metodu kullanılmıştır. Dönüşümlü çalışma metodunda kontrol yöntemi olarak düşük güçlü uygulamalarda sınır akım modlu kontrol yöntemi, 1kW üzeri uygulamalarda ise sürekli iletim modlu kontrol yöntemi kullanılmaktadır (Power Electronics Europe [5]). Dönüşümlü çalışma metodu boyut, maliyet ve verim açısından devreye kattığı faydalı özelliklerden dolayı (Kaya[6], Yin vd. [7]) ve güç elektroniği entegre üreticilerinin yeni nesil yüksek verimli entegreleri piyasaya sunması tez konumuzun seçilmesinde önemli rol oynamıştır. Güç elektroniği literatürüne son 10 yılda girmiş olan dönüşümlü çalışma metodu hakkında yaptığımız bu tez çalışmamızın, literatürel olarak incelenmesi fayda sağlayacak bir çalışma olmasına büyük gayret gösterilmiştir. Dönüşümlü çalışma metodunun ileriki yıllarda üzerinde yapılacak geliştirmeler ile endüstride kullanımının daha da artacağını rahatlıkla söyleyebiliriz.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde, literatürde bulunan aktif güç faktörü düzeltme devreleri incelenmiş olup, klasik güç faktörü düzeltme devrelerinin yüksek güçlerde kullanımında karşılaşılan problemleri ortadan kaldırmak üzere son yıllarda önerilmiş olan dönüşümlü çalışma topolojisi teorik ve uygulamalı olarak incelenmiştir. Günümüzde enerjinin verimli ve kaliteli kullanılması önemli konulardan birisi haline geldiğinden, çalışmanın bilim ile teknolojiye ve böylece toplumun refah düzeyine önemli katkı sağlanması hedeflenmektedir.

1.3 Hipotez

Literatürde, dönüşümlü çalışma topolojisi yüksek güçlü uygulamalarda kullanılan klasik güç faktörü düzeltme devrelerine alternatif olarak son yıllarda önerilmiştir. Bu topoloji ile güç elemanlarındaki güç dağılımı ve akımda oluşan dalgalanmanın azaltılması hedeflenmektedir. Devrede kullanılan eleman sayısında artış ve kontrolünün karmaşık olmasına karşın, düşük elektromanyetik girişim gürültüsü, düşük akım dalgalanması ve yüksek verim değerleri sağladığı gösterilecektir.

GÜÇ FAKTORÜ VE HARMONİKLER

Dünya üzerinde son yıllarda elektrik enerjisi tüketimindeki büyük artış insanoğlunu çok sayıda ve yüksek güçlerde elektrik enerjisi tesisleri yapımına zorlamıştır. Dünya üzerindeki sınırlı kaynak kullanımı ve tesislerin yapım maliyetlerinin yüksek oluşundan dolayı elektrik enerjisinin kaliteli ve verimli kullanılması büyük önem kazanmıştır. Elektrik enerjisinin kalitesini ve verimini etkileyen en önemli parametrelerden ikisi de güç faktörü ve harmoniklerdir.

2.1 Güç Faktörü

Güç faktörü, temel olarak bir AC şebekede aktif gücün görünen güce oranı şeklinde tanımlanır. Daha anlaşılır bir şekilde açıklamak istersek güç faktörü, “gerçek” iş yapan gücün, zahiri güce oranlanması ile bulunur. AC şebekenin gerilimi ile şebekeden çekilen akımın sinüsoidal olması, yani yükün lineer olması veya harmoniklerin bulunmaması durumunda, görünen güç ifadesi, aktif ve reaktif güç ifadesi ile güç faktörü ifadeleri,

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} \quad (2.1)$$

$$P = V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \cos \varphi \quad (2.2)$$

$$Q = V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \sin \varphi \quad (2.3)$$

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (2.4)$$

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \cos \varphi}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \cos \varphi \quad (2.5)$$

şeklinde yazılır. Burada, S görünen güç, P aktif güç, Q reaktif güç, V_{ef} ve I_{ef} efektif gerilim ve akımdır. φ gerilim ile akım arasındaki faz farkı, $\cos \varphi$ ise güç faktörü olarak bilinir. Yük saf omik ise, $\varphi = 0$, $Q = 0$, $S = P$, ve $\cos \varphi = 1$ olur. Yük omik-endüktif veya omik-kapasitif ise, mutlak değer olarak $S > P$ ve $\cos \varphi < 1$ olacaktır.

Faz farkı arttıkça, reaktif güç büyür ve güç katsayısı küçülür. Faz farkı sıfır olduğunda ise güç faktörü “1” olmaktadır. Harmonik içeren sistemlere ise, aktif ve reaktif güçler, temel akımın aktif ve reaktif bileşenleri ile hesaplanır. Bu durumda, güç faktörünün genel bağıntısı,

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos \varphi_1}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \cos \varphi_1 = k_{bozulma} \cdot k_{faz farkı} \quad (2.6)$$

olarak tanımlanır. (2.6)’ da, $k_{faz farkı} = \cos \varphi_1$ olup, şebeke gerilimi ile akımın temel bileşeni arasındaki faz farkını temsil eder. $k_{bozulma} = I_{1ef} / I_{ef}$ olarak ifade edilir ve harmoniklerin oluşturduğu bozulmayı temsil eder. (2.6) bağıntısından, güç faktörünün hem faz farkı hem de bozulma faktörüne bağlı olduğu görülür. Yani kısaca açıklarsak bir AC sisteminin gerilim ve akım şekilleri ne kadar saf sinüs formundan uzaklaşmışsa, o sistem sinus formunun bozulma derecesi kadar harmoniklidir. Hem gerilim hemde akım dalga şeklinin bozulması sebebiyle oluşacak güç faktörü bağıntısını yazmak istersek,

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos \varphi_1}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{V_{1ef}}{V_{ef}} \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \cos \varphi_1 = k_{vdis} \cdot k_{idis} \cdot k_{kay} \quad (2.7)$$

bağıntılarını yazabiliriz. Burada, “ef” indisleri ile efektif değerleri, “1” indisleri ile temel bileşenleri ifade etmekteyiz. Aktif güç, gerilim ve akımın temel bileşenlerinin efektif değerleri ile bu temel bileşenler arasındaki faz farkının kosinüsünün çarpımına eşittir. Güç faktörü ifadesinde, V_{1ef} / V_{ef} oranı ile gerilimin temel bileşen katsayısını, I_{1ef} / I_{ef}

oranı ile akımın temel bileşen katsayısını, $\cos\varphi_1$ ile de temel veya kayma güç katsayısını ifade etmekteyiz.

Akım ve gerilimin temel bileşen katsayılarının 1'den ne kadar küçük olduğu ilgili harmonik içeriğin büyüklüğünü, $\cos\varphi_1$ kayma katsayısının 1'den ne kadar küçük olduğu ise çekilen reaktif gücün büyüklüğünü göstermektedir. AC kaynakta, temel frekanslı olan temel gerilim ve akım, aktif ve reaktif güçleri oluşturmaktadır. Temel frekanstan farklı olan harmonik akımlar, harmonik güçlere neden olmaktadır. Bu harmonik güçlerin tamamına veya vektörel toplamına, harmonik güç demekteyiz. Harmonik güç de işe yaramayan bir reaktif güçtür. Sadece bu harmoniklerin frekansları, temel frekanstan farklıdır. Reaktif ve harmonik güçlerin toplamına ise, toplam reaktif güç adını vermektediriz.

Gerilimi harmoniksiz yani saf sinüs olan bir AC şebeke sisteminde PF ifadesi,

$$V_{ef} = V_{1ef} \quad (2.8)$$

$$k_{vdis} = 1 \quad (2.9)$$

$$PF = k_{idis} \cdot k_{kay} \quad (2.10)$$

olur. AC şebeke sisteminin akımının da harmoniksiz olması durumunda,

$$I_{ef} = I_{1ef} \quad (2.11)$$

$$k_{idis} = 1 \quad (2.12)$$

$$PF = k_{kay} = \cos \varphi \quad (2.13)$$

şebeke sisteminde reaktif gücün de bulunmaması halinde ise,

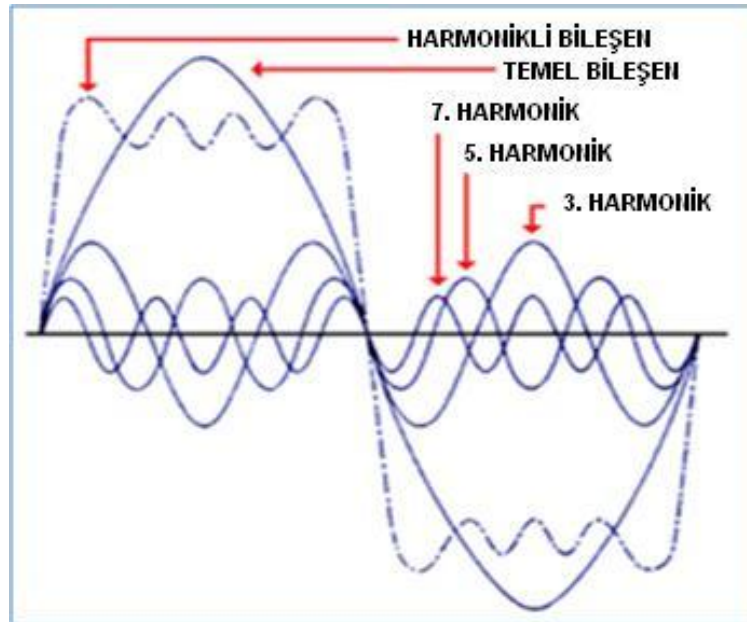
$$PF = \cos \varphi = 1 \quad (2.14)$$

olur. Harmonik akımlar, şebeke ve devre elemanları ile yüklerin bozulmasına, ilave güç kayıplarına ve güç katsayısının düşmesine neden olabilirler. Harmonik akımların da sistem üzerinden tamamen yok edilmesi veya minimize edilmesi gerekir. Bu işlemi, harmonik filtreler veya diğer özel yöntemler ile gerçekleştirebiliriz.

2.2 Harmonikler ve Harmonik Standartları

Bir dalga şeklinin temel bileşen frekansının katlarında oluşan bileşenlerine harmonikler adı verilir. Lineer olmayan yükler, şebekeden harmonik içerikli akımlar çekerler. İdeal olarak, kullanıcıların elektrik şebekesinden elde ettikleri besleme gerilimi, temel bileşen frekanslı (Türkiye ve Avrupa ülkeleri için 50 Hz, Kuzey Amerika için 60 Hz) tam bir sinüs dalgası şeklindedir. Ancak gerçekte, lineer olmayan yüklerin çektiği bu harmonik akımlar, şebeke geriliminde bozulmalara yol açar (Yanık [2]).

Harmonik akımlar, şebekede ilave kayıplara, gerilim bozulmalarına, doyumlara ve salınımlara sebep olur. Ayrıca aynı şebekeden beslenen diğer alıcılar da bu harmoniklerden olumsuz etkilenebilir. Şekil 2.1’ de akımın temel bileşeni, 3. , 5. , 7. harmonikleri ve bu harmoniklerin temel akım bileşeni üzerindeki bozucu etkisi görülmektedir.



Şekil 2. 1 Temel bileşen ve harmonikler

AC şebeke sisteminden harmonikli akımların çekilmesine neden olan başlıca kaynakları şu şekilde sıralayabiliriz.

- Transformatörler
- Güç elektroniği elemanları
- Kesintisiz güç kaynakları
- Döner makineler
- Ark fırınları
- Elektronik balastlar
- Yüksek gerilim DC taşıma
- Fotovoltaik sistemler
- Statik VAR genaratörleri

AC şebeke sisteminden çekilen harmonikli akımların sebep olduğu başlıca problemlere birçok örnek verebilir.

- Gerilim düşümünün artması
- Şebeke ve generatör geriliminin bozulması
- Kompanzasyon tesislerinin aşırı reaktif yüklenmesi sonucu zarar görmesi
- Şebekede rezonans olayları ve bunun neden olduğu aşırı gerilim ve akımlar
- Elektromekanik cihazlarda ve kablolarda ısınmalar
- Elektrik aygıtlarının ömürlerinin azalması
- Kesici ve şalterlerin yanlış çalışması
- Sesli ve görüntülü iletişim araçlarında parazit ve anormal çalışma
- Elektronik kartlarda arızalar

Bir AC şebekenin geriliminin ve bu şebekeden çekilen akımın harmoniklerinin toplam miktarının ölçülmesi ve ifade edilmesi için toplam harmonik distorsiyonu (THD) kavramı ortaya konulmuştur. Toplam harmonik distorsiyon kavramını en basit şekilde toplam

harmonikli akımın temel akıma oranı olarak ifade edebiliriz. Bunu formülize etmek istersek şu şekilde yazabiliriz,

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,ef}^2}{I_{1,ef}^2}} \quad (2.15)$$

Akımdaki bozulma miktarını belirten THD yüzdesel olarak da gösterilebilir. Bu durumda, yüzde toplam harmonik distorsiyonunu %THD şu şekilde ifade edilebiliriz.

$$\%THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,ef}^2}{I_{1,ef}^2}} \times 100 \quad (2.16)$$

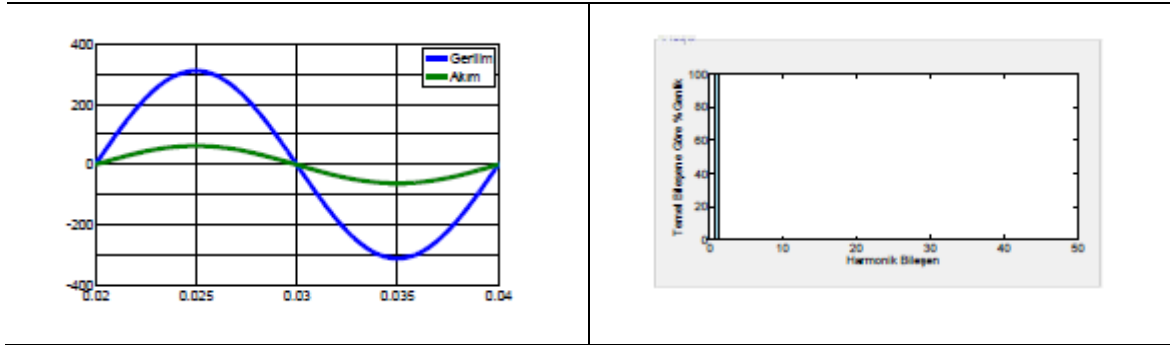
Bozulma faktörü, THD eşitliğinden (2.15) yararlanılarak,

$$k_{bozulma} = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (2.17)$$

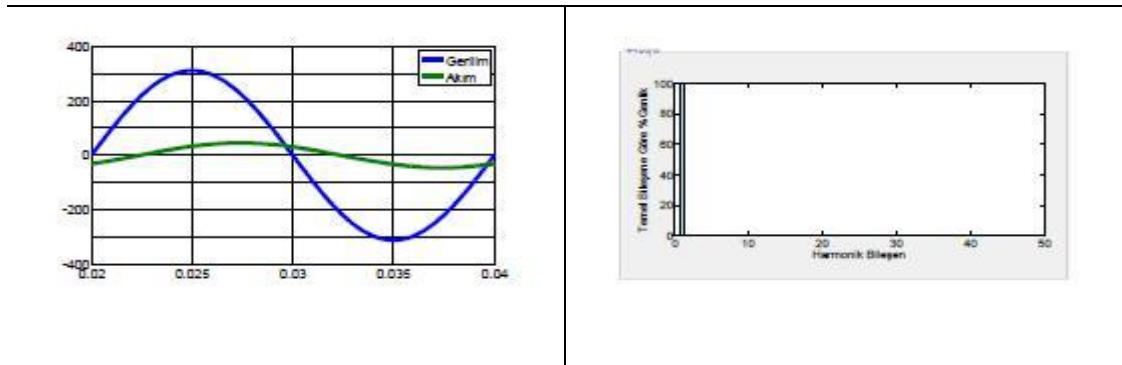
şeklinde yazılabilir. Bozulma faktörü $k_{bozulma}$ gerilim ve akım arasındaki faz farkını ifade eden $k_{faz\ fark}$ gibi “0” ile “1” arasında değişir. Dalga şekli saf sünüsten ne kadar uzaklaşırsa bu değerde uzaklaştığı derecede o kadar sıfıra yaklaşır. Tam sinüsoidal bir akım dalga şeklinde ise “1” değerini alır.

Güç faktörü anlaşılacağı üzere yalnızca faz farkı veya faz kayması diye adlandırdığımız faktörler ile alakalı değildir. Bozulma faktörü diye adlandırdığımız akım ve gerilimin harmonikli bileşenleriyle de güç faktörü değişir.

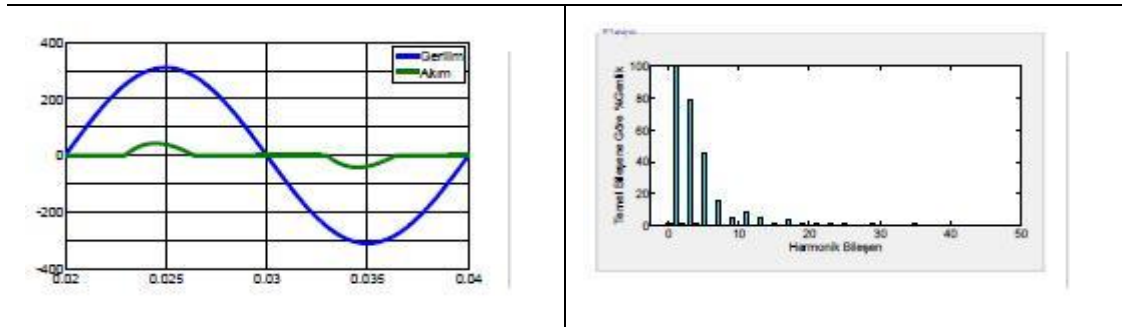
Çizelge 2. 1 Muhtelif akım şekillerine ait dalga şekilleri, harmonik içerik ve THD değerleri (Yanık [2])



a) $k_{\text{faz farkı}} = 1$, $k_{\text{bozulma}} = 1$, $GF=1$, $\%THD= \%0$

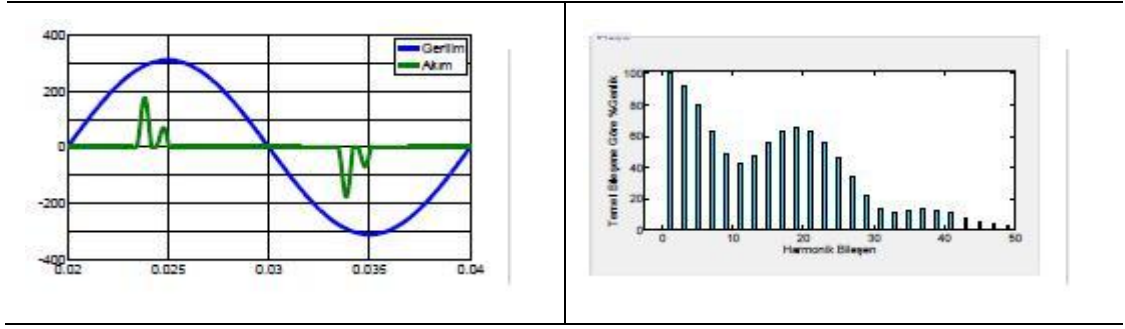


b) $k_{\text{faz farkı}} = 0,7277$, $k_{\text{bozulma}} = 1$, $GF=0,7277$, $\%THD= \%0$

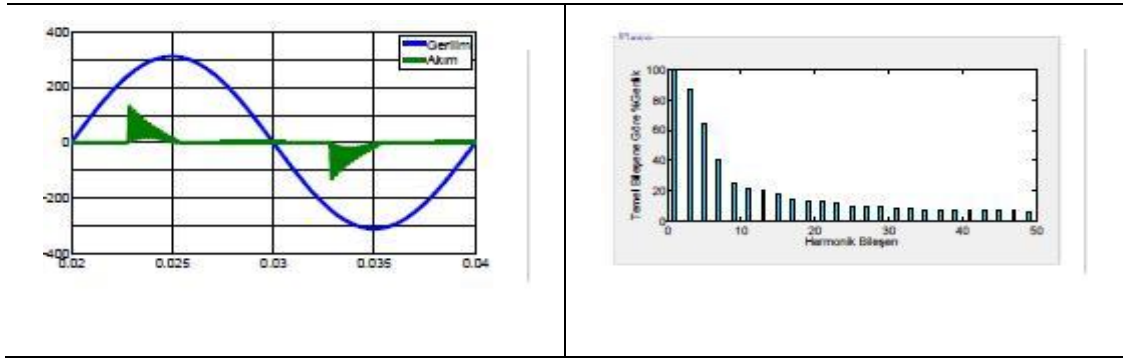


c) $k_{\text{faz farkı}} = 0,9928$, $k_{\text{bozulma}} = 0,7306$, $GF=0,7254$, $\%THD= \%93,45$

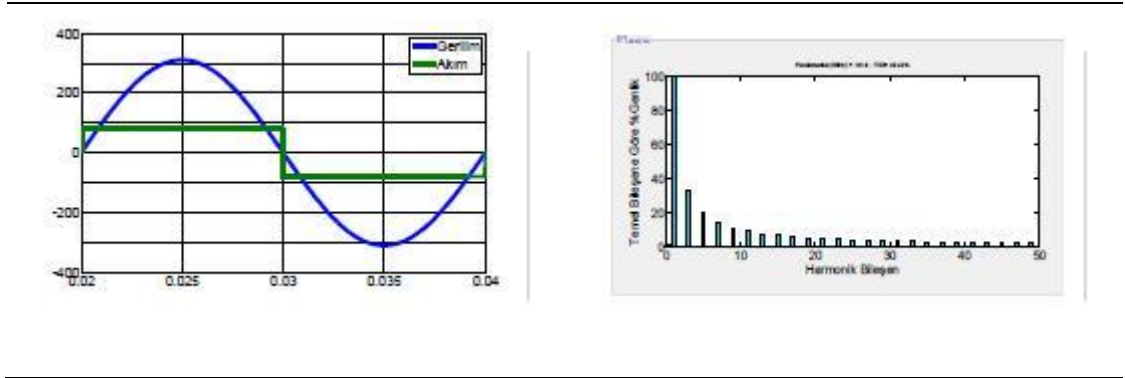
Çizelge 2. 1 (Devam)



d) $k_{\text{faz farkı}} = 0,9958$, $k_{\text{bozulma}} = 0,4122$, $GF=0,3949$, $\%THD= \%221$



e) $k_{\text{faz farkı}} = 0,9138$, $k_{\text{bozulma}} = 0,541$, $GF=0,4944$, $\%THD= \%155$



f) $k_{\text{faz farkı}} = 1$, $k_{\text{bozulma}} = 0,9$, $GF=0,9$, $\%THD= \%48$

Çizelge 2.1' deki farklı akım şekillerine ait harmonik bileşenler ve güç faktörü değerleri incelendiğinde, akımın her bir alternans içinde toplam süreye yayılmasının harmonik içeriğini azalttığı görülür. Kısaca akım periyot içinde ne kadar sürekli ve şekli sinüsoidale ne kadar yakınsa, harmonik içeriği o kadar az olur.

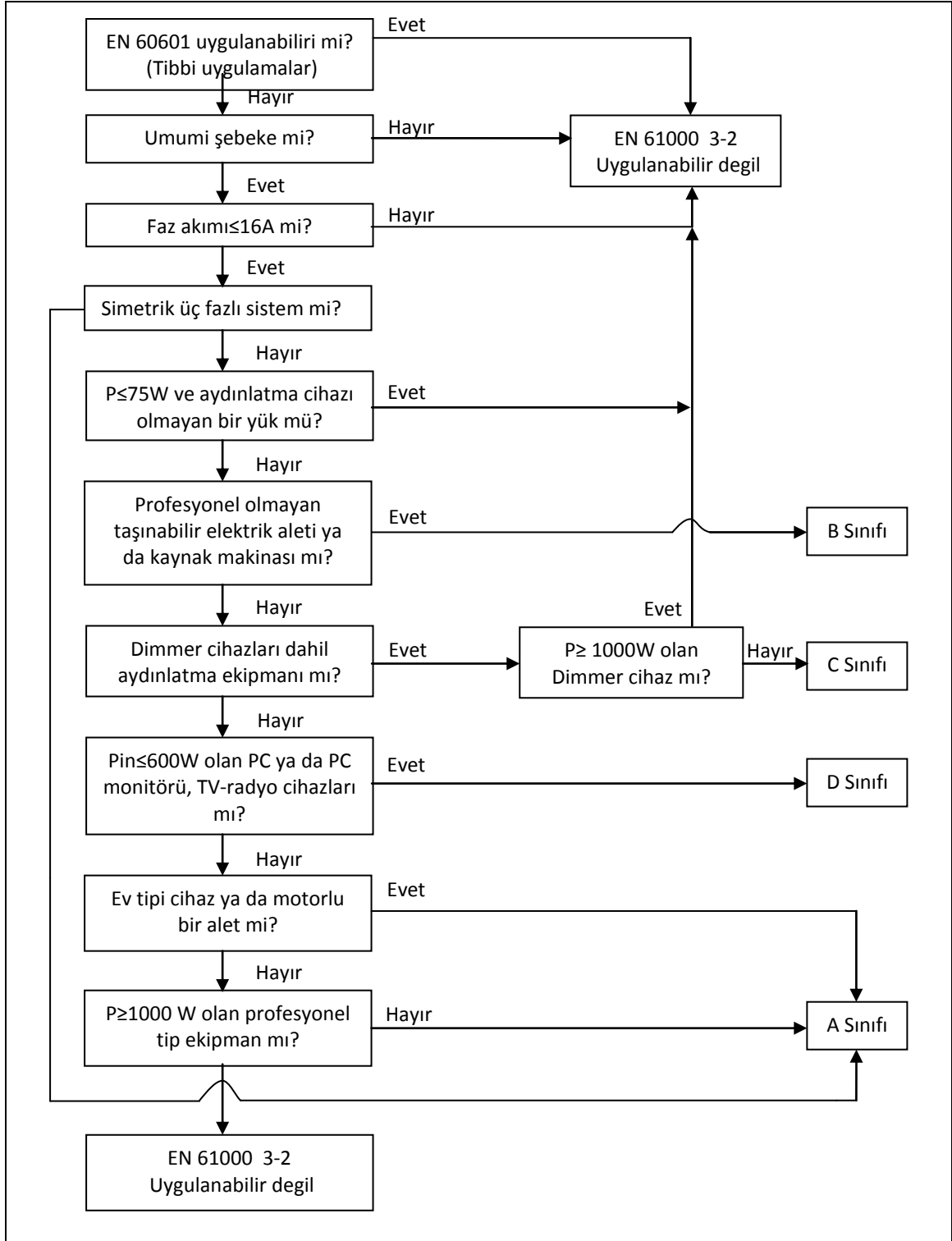
Güç faktörü düzeltme devrelerinin temel amacı, geleneksel köprü doğrultuculu ve kondansatör filtreli sistemin çektiği tepe değeri yüksek ve kısa süreli akım yerine,

periyot içinde sürekli ve gerilimin sinüsoidal şeklini takip eden bir akım çekmektir. Böylece harmonikler azaltılabilir, faz farkı ortadan kaldırılabilir.

AC şebeke sisteminden çekilen akımların bir verim ve kalite standardına göre sınıflandırmak ve sınırlamak için bir çok ulusal ve uluslar arası standart belirlenmiştir. Bu standartlar, farklı güç seviyelerinde ve uygulama alanlarında izin verilen harmonik akımları belirlemektedir. IEEE 519 ve IEC 61000, enerji kalitesi ile ilgili uluslar arası standartlardır.

Uluslar Arası Enerji Komisyonu (IEC) tarafından oluşturulmuş EN 61000-3-2 standardı, Türkiye’de TS EN 61000-3-2 adı ile uygulanmaktadır. Bu standartda, cihazlar belirli güç aralıklarına göre sınıflandırılmış ve bu sınıflandırmaya göre izin verilen maksimum harmonik akım değerleri belirlenmiştir. Şebeke gerilimini kullanan elektronik cihazların üretici firmaları, çeşitli PFC yöntemlerini uygulayarak, cihazlarını bu standartlarda belirlenmiş sınır değerlerin altında çalışacak şekilde üretmek zorundadır.

IEC 61000 3-2 standardı, sınır harmonik değerlerini uygulama alanı ve güce göre belirlemekte ve sınıflandırmaktadır. Şekil 2.2’de bu sınıflamanın belirlenmesine ait akış diyagramı gösterilmiştir. Çizelge 2.2’de ise harmonik standartlarına ait sınıfların içerikleri verilmiştir. 75 W’ın altındaki cihazlar için bir sınırlandırma yoktur.



Şekil 2. 2 EN 6100-3-2 standardına göre sınıflandırma diyagramı (IEC61000 3-2 [12])

Çizelge 2. 2 EN 6100-3-2 standardına göre cihazların sınıflandırılması

D Sınıfı	75 W üstünde ve 600 W altındaki güçlerde; ➤ Kişisel bilgisayarlar ve monitörleri ➤ Televizyon ve radyo cihazları
C Sınıfı	➤ 1000 W'ın altında aydınlatma cihazları
B Sınıfı	➤ Taşınabilir el aletleri ➤ Profesyonel olmayan ark kaynak makineleri
A Sınıfı	➤ Dengeli yüklü 3 fazlı cihazlar ➤ 75 W ile 1000 W aralığındaki profesyonel donanımlar ➤ B,C ve D sınıflarında tanımlanmayan cihazlar

Çizelge 2. 2 EN 6100-3-2 standardında verilen harmonik limitleri (IEC 61000 3-2 [12])

Harmonik Numarası	A Sınıfı (A)	B Sınıfı (A)	C Sınıfı $((I_n/I_1) \times 100)$	D Sınıfı (mA/W)
Tek Harmonikler				
3	2,3	3,45	30	3,4
5	1,13	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1
9	0,4	0,6	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	3,85/13
15 ≤ n ≤ 39	0,15 x 15/n	0,225 x 15/n	3	3,85/n
Çift Harmonikler				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,3	0,45	-	-
8 ≤ n ≤ 40	0,23 x 8/n	0,345 x 8/n	-	-

Çizelge 2.3'te sınıflara göre izin verilen harmonik limitleri verilmiştir. A ve B sınıfında, harmonik içeriğe Amper cinsinden kesin bir sınır belirtilmiştir. C ve D sınıfında ise, verilen sınır harmonik içeriğin miktarını güç belirlemektedir. C sınıfı

sınırlandırmalarında ilgili harmonik içeriğe ait izin verilen sınır temel bileşenin yüzdesi olarak alınırken, D sınıfında ise ilgili harmonik içerik Watt başına miliAmper cinsinden sınırlandırılmaktadır. Çizelgede görüldüğü gibi A,B,C sınıfları çift harmonik sınırlarını belirtmişken D sınıfı çift harmonikleri incelememektedir. İlgili sınıfa ait bir uygulama için, şebeke akımı harmonikleri bu sınırları sağlamalıdır.

Enerji kalitesi veya harmoniklerle ilgili daha birçok standart bulunmaktadır. Bunları şu şekilde sıralayabiliriz.

- **EN 61000-3-3**, alçak gerilim sistemlerinde gerilim dalgalanma sınırlarını belirler.
- **EN 61000-3-4**, faz başına 16 A'den büyük cihazlar için harmonik akım sınırlarını belirler.
- **TS 9882**, ev türü ve benzeri elektrikli cihazların şebekede sebep olduğu bozulmaların sınırlarını belirler.
- **EN 50 006**, elektronik eleman içeren ev türü ve benzeri elektrikli cihazların şebekede sebep olduğu bozulmaların sınırlarını belirler.
- **VDE 0838** ev aletleri, **VDE 0160** dönüştürücüler ve **VDE 0712** floresant lamba balastları için harmonik akım sınırlarını belirler (Bodur [1]).

Güç faktörü düzeltme yöntemleri kullanılan uygulamalarda, uygun olduğu standart limitlerine uyması dikkate alınmalıdır. Bundan sonraki bölümde, söz konusu güç faktörü düzeltme yöntemleri anlatılacak ve kendi uygulama devremiz için belirlediğimiz güç faktörü düzeltme yöntemimiz detaylı olarak incelenecektir.

GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİ

Güç faktörünün iyileştirilmesi, güç faktörünün 1'e yaklaştırılması, şebekeden çekilen akım harmonikleri ile reaktif gücün 0'a yaklaştırılması, böylece kullanılan enerjinin verim ve kalitesinin yükseltilmesi anlamlarını taşır. Elektrikli olan bütün cihazlar ve donanımlar, AC şebekeden,

- Doğrudan
- AC-AC dönüştürücü vasıtasıyla
- AC-DC dönüştürücü vasıtasıyla

olarak 3 şekilde beslenebilirler. AC-DC dönüştürücüler çok yaygın olarak, AC-AC dönüştürücüler ise çok az kullanılmaktadır.

Kesintisiz ve anahtarlama güç kaynakları, AC ve DC motor sürücüleri, akümülatör şarj ve enerji depolama sistemleri, endüksiyonla ısıtma ve elektronik balast devreleri gibi çoğu endüstriyel uygulamada AC-DC dönüştürücü mevcuttur.

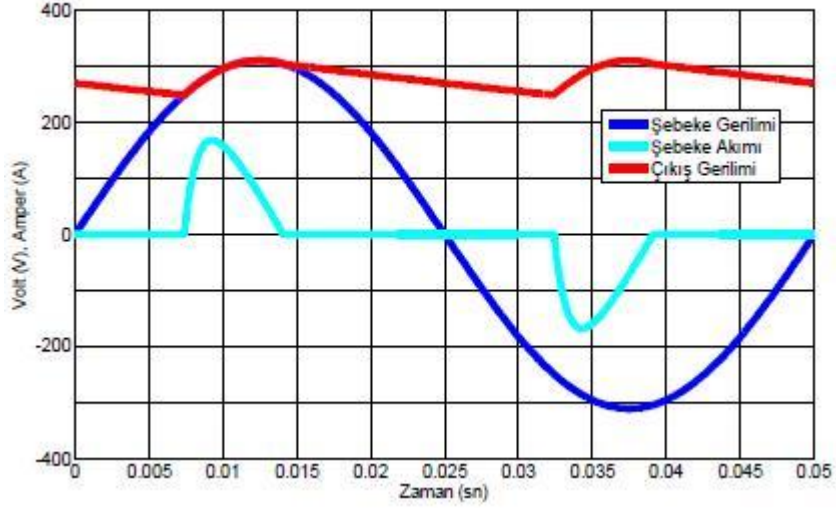
Sadece ısı ve ışık kontrolünde, zamanla azalan bir şekilde, AC-AC dönüştürücüler kullanılmaktadır. Sonuç olarak, AC-DC dönüştürücülerde güç faktörünün iyileştirilmesi büyük önem taşır.

Güç faktörü düzeltme yöntemleri, beslenen yükün karakteri ne olursa olsun, şebeke tarafında omik özellik göstermesini hedefler. Böylece şebekeden çekilen akım gerilim ile aynı faz açısına sahip ve sinüsoidal olur. Bu amaçla pek çok farklı yöntem ortaya konulmuştur.

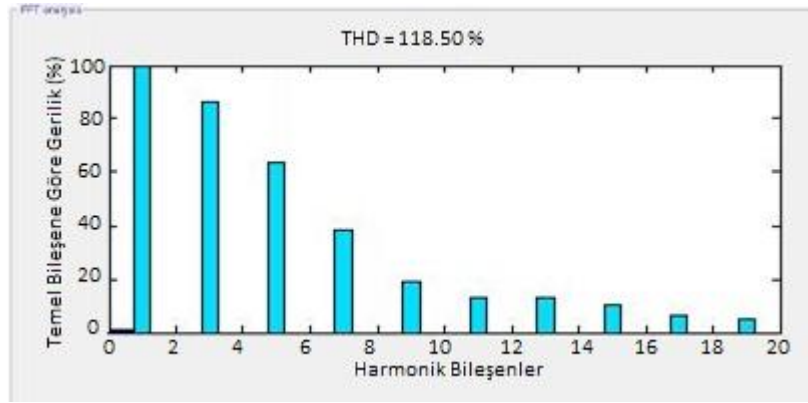
Klasik olarak motor ve trafolar gibi endüktif reaktif güç çeken yüklerin girişine paralel olarak kondansatör bağlanması ile çekilen endüktif reaktif gücün kompanze edilerek güç katsayısını 1'e yaklaştırmaya klasik VAR kompanzasyonu diyoruz. Klasik VAR kompanzasyonunun biraz daha gelişmiş şekli olan yarı iletken (statik) güç elemanları vasıtasıyla endüktans ve kondansatör değerleri kontrol edilerek, daha modern bir şekilde reaktif güç kompanzasyonu yapılmasına ise statik VAR kompanzasyonu adı verilir. Bu yöntemler en çok kullanılan en basit yapılı yöntemlerdir. Bu yöntemin en büyük avantajı basitliği, güvenilirliği ve EMI gürültüleri içermemesidir. Ancak bu avantajlarının yanı sıra bu reaktif elemanlar hantal ve pahalıdır.

Günümüzde, gerek endüstriyel kullanıcıların, gerekse kişisel kullanıcıların ihtiyaç duyduğu enerji genellikle bir güç dönüştürücüsü tarafından şebekeden çekilen enerjinin işlenmesi yoluyla sağlanır. Bu güç kaynaklarının giriş katında genellikle diyot ya da tristörler ile sağlanan doğrultucu devreler bulunur. Geleneksel olarak bu doğrultucuların çıkışı bir kondansatör ile regüle edilmektedir. Doğrultucu ve kondansatörden oluşan bu yapı şebekeden yüksek harmonik içerikli bozuk akımlar çekmektedir (Mohan vd. [14]).

Tam dalga doğrultucu çıkışındaki kondansatör, yalnızca şebeke geriliminin yüksek olduğu, 90° civarında şebekeden bir akım çeker. Periyodun kalanında çıkıştaki yükü kondansatör beslemektedir. Yükün ihtiyaç duyduğu enerjinin tamamı, 90° civarında çekilen bu kısa süreli akımla şebekeden elde edilir. Bu sebeple bu akım periyot içinde kısa süreli olmasının yanı sıra, yüksek tepe değerli bir akımdır. Şekil 3.1'de böyle bir sistemdeki akımın dalga şekli, Şekil 3.2'de ilgili akıma ait THD ve harmonik bileşenler gösterilmiştir (Yanık [2]).



Şekil 3. 1 Tek fazlı doğrultucu çıkış gerilimi ve şebeke akımı (Yanık [2])



Şekil 3. 2 Tek fazlı doğrultuculu sistemde şebeke akımı harmonikleri ve THD (Yanık [2])

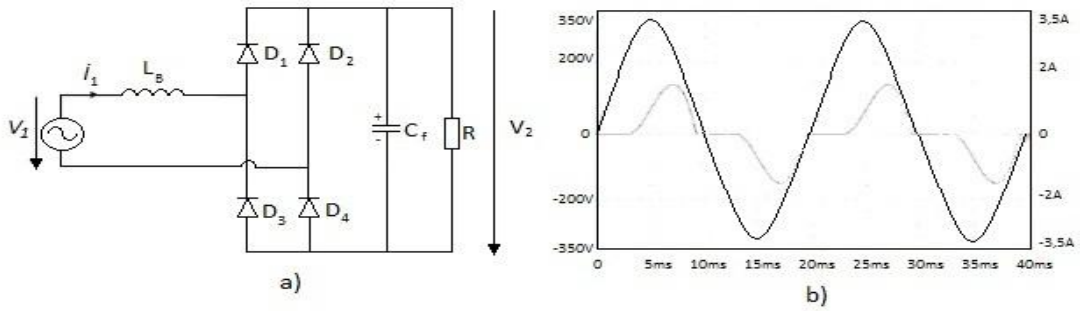
Bu reaktif güçlerden ve harmonikler sebebiyle oluşan bozulmaların önüne geçmek için kullanılan diğer yöntemler ise, pasif filtreler ile son yıllarda yoğunlukla kullanılan yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülerdir.

3.1 Pasif Filtreler

Pasif filtreler genellikle bir endüktans, kapasite ya da her ikisinin birlikte kullanımından oluşmaktadır. Bu elemanlar şebeke ile yükü besleyen doğrultucu arasında yer alarak çekilen akımın dalga şeklini düzeltirler (Ünal [4]).

Basit yöntemlerden biri de diyot köprüsünün önüne gerilime seri bir endüktas bağlanır ve gerilimin sıfır geçiş durumlarında şebeke akımının da sıfır olmasını sağlayacak devre koşulu Şekil 3.3 (a)' dan da görüldüğü gibi sağlanmaktadır (Carboneve ve Scappatura [15]).

Şekil 3.3 (a)' da ki devrenin dc çıkış geriliminin teorik olarak sabit olduğu kabul edilir ve bu şekilde $GF = 0.76$ elde edilir. Gerçekte ise devrenin dc çıkış gerilimi şebeke frekansının iki katı frekanstadır. AC tarafta, güç faktörünü maksimum yapacak şekilde endüktans kullanılan doğrultucunun simule edilen sonuçları Şekil 3.3 (b)' de gösterilmiştir.

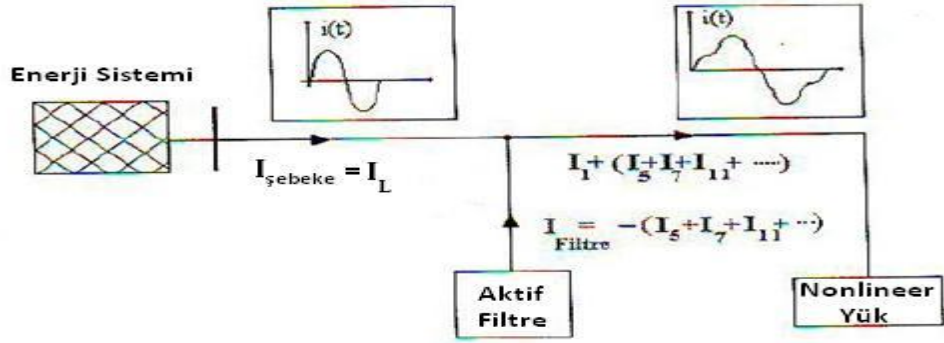


Şekil 3. 3 AC girişinde endüktans kullanılan doğrultucu a) devre, b) $V_1 = 230$ Vrms, $R = 500 \Omega$, $C_f = 470 \mu F$, $L_B = 130$ mH, şebeke akımı $k_d = 0,888$, $\cos \varphi = 0,855$, $GF = 0,759$, $V_2 = 252$ V (Grigore [16])

Pasif filtreler farklı birçok yapıda tasarlanabilir. Devrenin besleme girişlerine seri filtreler bağlanarak, güç katsayısının 1'e yaklaştırılmasına çalışılır. Harmonikleri bastırmak veya ortadan kaldırmak için devre girişlerine paralel filtreler bağlanabilir. Fakat her bir harmonik frekansı için ayrı bir filtre gerekmektedir. Her bir harmoniğe ayrı bir filtre yapmak hem maliyeti artırır hemde filterenin boyutunu arttırarak bazı uygulamalarda kullanışsız hale gelir. Fakat basit yapılı olması kontrol elemanı olmamasından dolayı veriminin yüksek ve güvenilir olmasında temel avantajlarıdır.

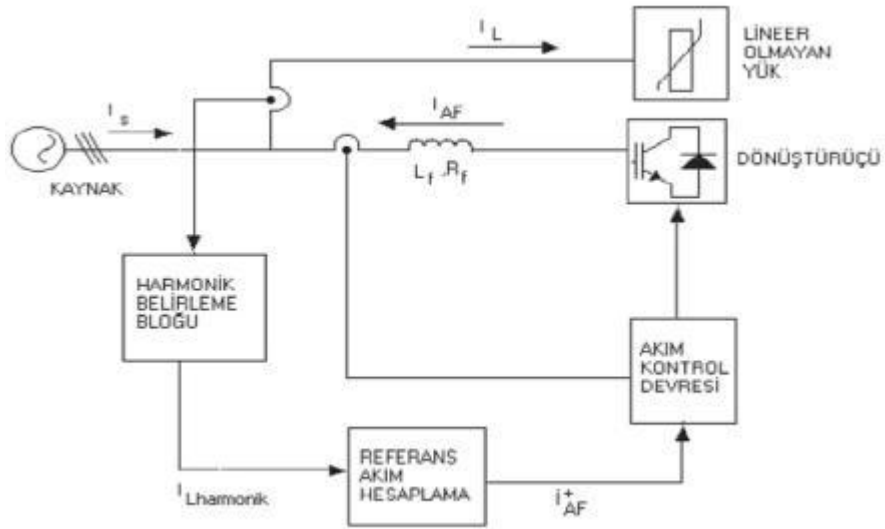
3.2 Aktif Filtreler

Aktif filtreler nonlinear yük tarafından üretilen ve şebekeye enjekte edilen harmonikleri analiz eder ve faz açılarını belirlerler. Bu harmonik akımlarının aynı genlikteki ters işaretlisini yük barasına enjekte ederler. Böylece şebekeden sinüsoidal bir akım çekilir. Şekil 3.4 aktif filtrenin çalışması gösterilmiştir (Pan vd [17]).



Şekil 3. 4 Aktif filtre ile harmoniklerin giderilmesi (Kocatepe ve Umurkan [18])

Temel olarak aktif güç filtresi, şebekeye bir dijital kontrolörle bağlı standart bir düzenden oluşur. Akım veya gerilimdeki harmonik distorsiyonunu tanımlamak için ilave bir kontrol bloğu mevcuttur. Aktif filtreler pasif filtrelere nazaran kaynak empedansına daha az bağlıdır. Yük değişimlerinde sadece kontrolör yeniden programlanmalıdır. Aktif güç filtresi, dönüştürücü, akım kontrol devresi ve harmonik belirleme bloğu olmak üzere üç kısımdan oluşur. Şekil 3.5 'te aktif güç devresinin prensip şeması gösterilmiştir (Gonzales ve Mc Call [19]).



Şekil 3. 5 Aktif Güç Filtresine Ait Blok Şeması (Adak [20])

Aktif filtreler harmonik giderme işlemini devreye iki şekilde bağlanarak sağlarlar. Bu bakımdan aktif filtreler seri (Şekil 3.6(a)) ve şönt (paralel) (Şekil 3.6(b)) olarak ikiye ayrılabilir. Günümüzde en yaygın olarak kullanılan aktif filtredir. Şönt ve seri aktif filtreler tesiste var olan pasif filtre ile kombine olarak da çalışabilmektedirler.



Çizelge 3. 1 Aktif filtre ile pasif filtrenin karşılaştırılması (Kocatepe ve Umurkan [18])

Konu	Pasif Filtre	Aktif Filtre
Filtrenin ayarlandığı frekans	Bir veya iki frekansa ayarlıdır	Birden fazla frekansa ayarlanabilir
Harmonik değerlerinde değişme	Yeni filtre gerektirir	Yeni filtre gerektirmez
Empedansın etkisi	Rezonans meydana gelebilir	Etkilemez
Temel frekans değişmesi	Etkinliğini azaltır	Etkilemez
Akım yükselmesi	Problem çıkarabilir	Aşırı yüklenme yaşanmaz

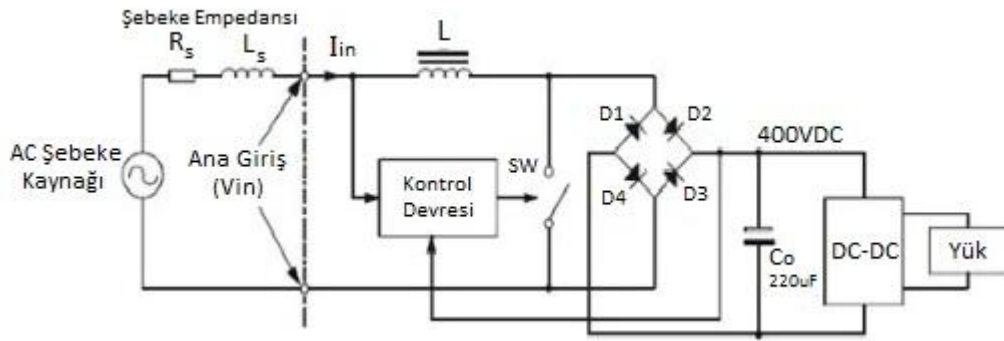
3.3 Aktif Güç Faktörü Düzeltme Metodları

Aktif güç faktörü devreleri daha iyi karakteristiklere sahiptirler ve bir önceki bölümde anlattığımız dezavantajların bir çoğu aktif güç faktörü devrelerinde bulunmaz.

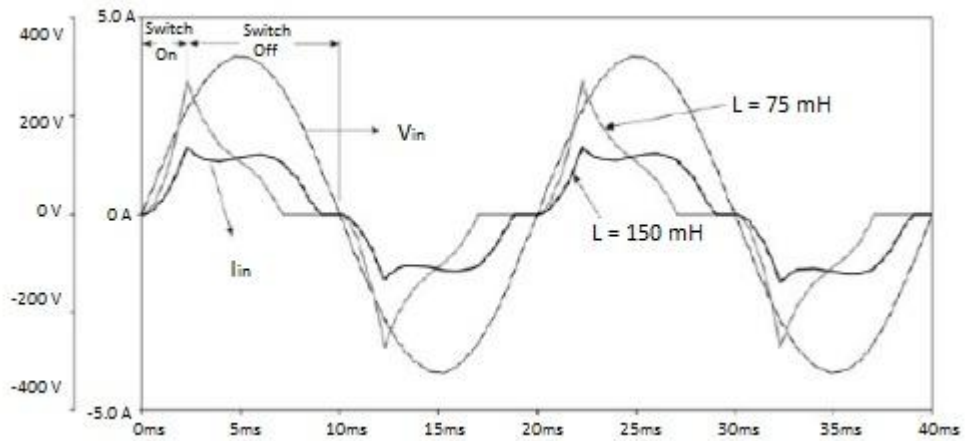
3.3.1 Alçak Frekans Aktif Güç Faktörü Düzeltme

Düşük frekanslı aktif güç faktörü düzeltme devrelerine örnek olarak Şekil 3.7’de 250 W’ lık sabit yüklü bir devre verilmiştir. Yaklaşık 0.95 olan bir giriş güç faktörünün elde edilmesi düşük frekanslı aktif GFD devresi ile mümkündür. Bu devrede SW anahtarı iki yönlüdür ve sıfır gerilim geçişinden sonra sabit bir peryotta iletimdedir. Bu sabit iletim süresinden ya da çıkış gerilimi istenilen değerin üstüne çıkmaya başladığında SW anahtarı kesime sokulur. Bu durum, giriş köprü doğrultucunun iletim açısında bir artışa sebep olur ve kabul edilebilir bir dalga şekline yükseltilir. Alçak frekans aktif güç faktörü düzeltme devresinin 150mH ve 75 mH lik iki farklı endüktans değeri için akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 3.8’de verilmiştir. Temel bileşene göre normalize edilmiş tek

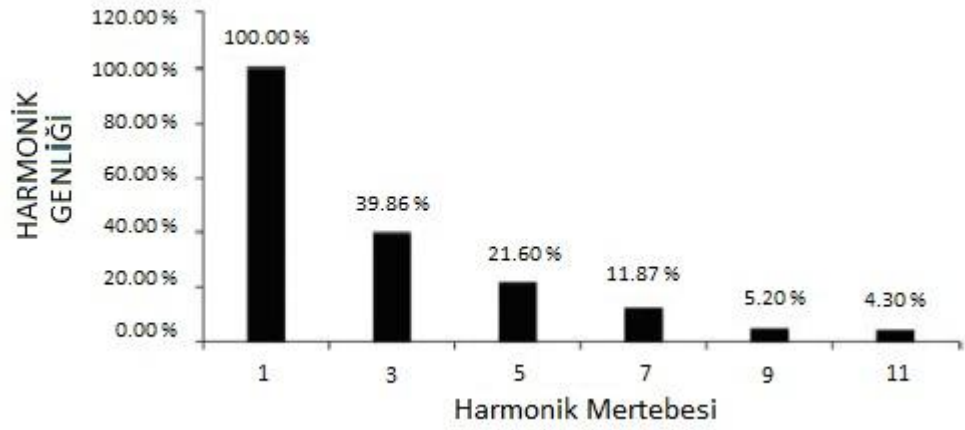
harmonikler Şekil 3.9 ve Şekil 3.10 da verilmiştir. Bu devre önceden belirtilen pasif PFC yöntemlerinden daha az EMI girişimleri üretir ve daha küçük boyutlu bir bobine ihtiyaç duyar, ayrıca ileride açıklanacak yüksek Frekanslı aktif GFD' den daha güvenilir ve daha efektiftir. Ancak reaktif elemanları yüksek frekanslı aktif GFD' ye göre daha büyüktür ve çıkış gerilim regülasyonu yavaştır (Mert [3]).



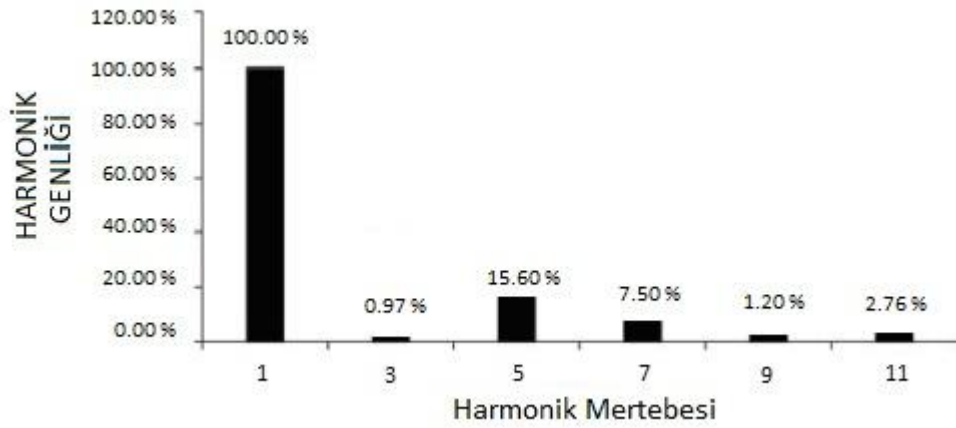
Şekil 3. 7 Alçak frekans aktif güç düzeltme devresi (Basu [21])



Şekil 3. 3 75mH ve 150mH endüktans değerlerinde alçak frekans güç faktörü düzeltme devresinin giriş akım ve dalga şekilleri (Basu [21])



Şekil 3. 9 75mH endüktans değeri için temel bileşende normalize edilmiş akım harmonikleri (Basu [21])



Şekil 3. 10 150mH endüktans değeri için temel bileşende normalize edilmiş akım harmonikleri (Basu [21])

3.3.2 Yüksek Frekans Aktif Güç Faktörü Düzeltme

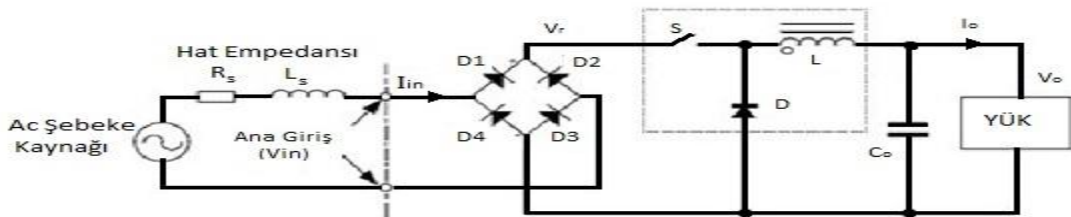
Yüksek frekans aktif güç faktörü düzeltmesi, köprü doğrultucu ile filtre kapasitörü arasına buck (düşürücü), boost (yükseltici) ya da buck-boost (düşürücü-yükseltici) dönüştürücüler eklenerek gerçekleştirilir ve uygun kontrol metodlarıyla giriş akımı şekillendirilir. Bütün dönüştürücü metodlarında anahtarlama frekansı şebeke frekansından oldukça yüksektir, çıkış gerilim dalgalanması şebeke frekansının iki katıdır ve çıkış çoğu zaman regülelidir. Kullanılan dönüştürücü çeşidine göre güç faktörü

düzeltilmesi çıkış gerilimi daha yüksek ya da daha alçak olabilir. Buck dönüştürücü ile çıkış gerilimi daha düşük olurken, boost dönüştürücü ile daha yüksek olur. Buck-boost dönüştürücü kullanılması durumunda çıkış gerilimi giriş geriliminin maksimum değerinden hem daha yüksek hem de daha düşük olabilir.

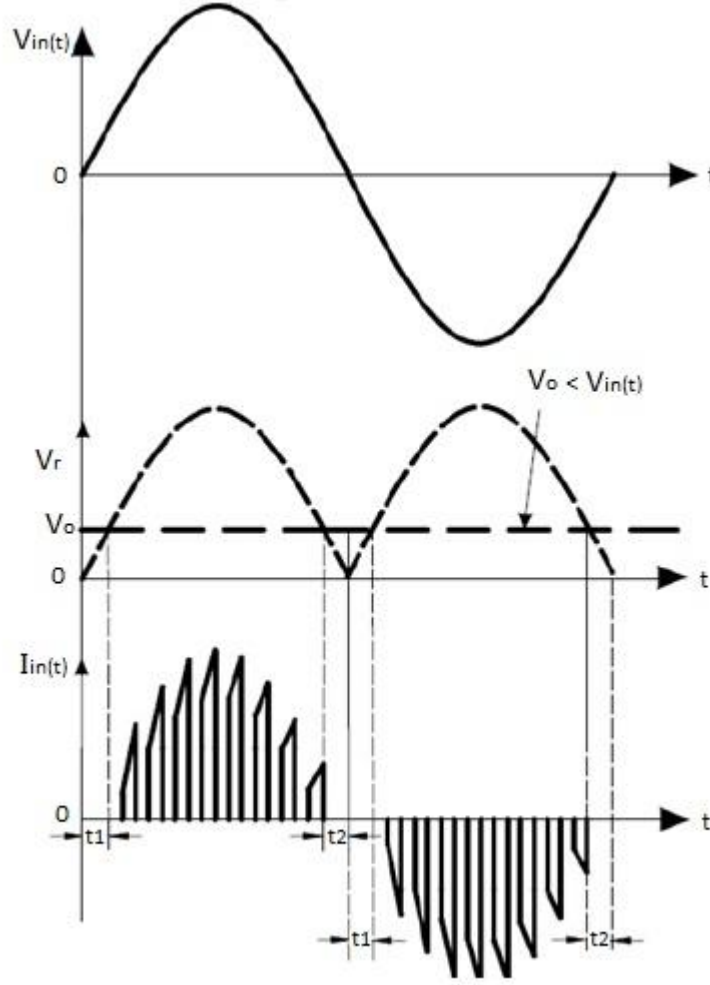
Bu dönüştürücülerdeki bobin akımı kesintisiz ya da kesintili olabilir. Kesintisiz iletim modunda bobin akımı bir anahtarlama periyodu boyunca hiç sıfır değerine düşmez. Kesintili akım modunda ise bobin akımı anahtarlama periyodu içinde sıfır değerini görür. Bobin akımı üç dönüştürücü tipinde de kesintisiz olabildiği halde AC giriş akımının yüksek frekanslı anahtarlama akımı komponentleri sadece boost dönüştürücüde kesintisiz olabilir. Bunun sebebi buck ve buck-boost dönüştürücülerde anahtarın giriş akımını anahtarlama periyotlarında etkilemesidir. Bu durum aşağıda dönüştürücülerin çalışma karakteristiklerinde daha anlaşılır haldedir. Gerçekte anahtarlama frekansları şebeke frekansından oldukça yüksektir ve AC akım dalga şekli kullanılan kontrol yöntemine bağlıdır. Kesintisiz akım modunda çalışıldığı kabul edilmiştir (Basu [21]).

3.3.2.1 Buck (Düşürücü) Dönüştürücü Temelli Aktif Güç Faktörü Düzeltme

Şekil 3.11 ve Şekil 3.12 de giriş gerilimini azaltan buck dönüştürücü temelli GFD devresi görülmektedir. Dönüştürücü sadece giriş gerilimi $V_{in}(t)$, çıkış geriliminden V_o yüksek olduğu durumda çalışmaktadır ve t_1 ile t_2 süreleri boyunca AC girişten akım akmamaktadır. Sıfır geçiş giriş gerilim yakınında şebeke akım zarfında bozulma meydana getirir. Ek olarak, bobin akımı kesintisiz olsa da dönüştürücünün giriş anahtarlama akımı S anahtarı her anahtarlama periyodunda girişe etki ettiği için kesintilidir. Bu yüzden giriş akımı önemli yüksek frekans bileşenlere sahiptir ve bu EMI girişimlerinin ve filtreleme gereksinimlerinin artmasına neden olur (Kyyra vd [22]).



Şekil 3. 4 Buck dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD (Basu [21])



Şekil 3. 52 Buck dönüştürücü temelli GFD devresinin gerilim ve akım şekli (Basu [21])

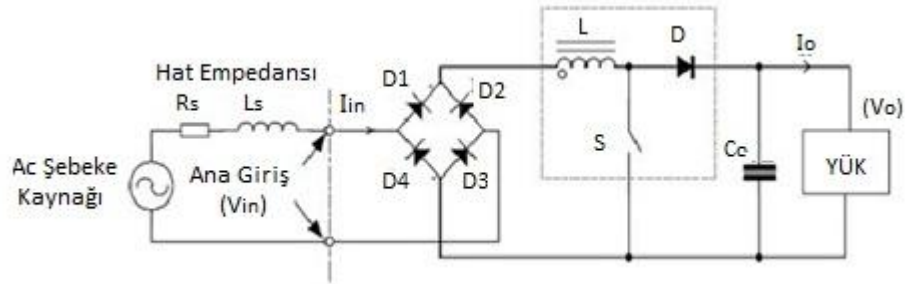
3.3.2.2 Buck-Boost (Düşürücü-Yükseltici) Dönüştürücü Temelli Aktif Güç Faktörü Düzeltme

Şekil 3.13 ve Şekil 3.14'te ise buck - boost dönüştürücü temelli GFD devresi ve dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu devre giriş akımını hem yükseltebilir hem de azaltabilir. Çıkış gerilimi tersine çevrilir ki bu da anahtar üzerinde gerilim stresi oluşması demektir. Dönüştürücü şebeke periyodunda çalışabildiğinden giriş akımında geçiş bozulmalarına rastlanmaz. Ancak bobin akımı buck dönüştürücüdeki gibi kesintisiz ise dönüştürücünün giriş anahtarlama akımı kesintilidir çünkü anahtar giriş akımına etki eder. Bu yüzden giriş akımı elektro manyetik girişimlerini ve filtre gereksinimlerini arttıran yüksek frekanslı içeriklere sahiptir.

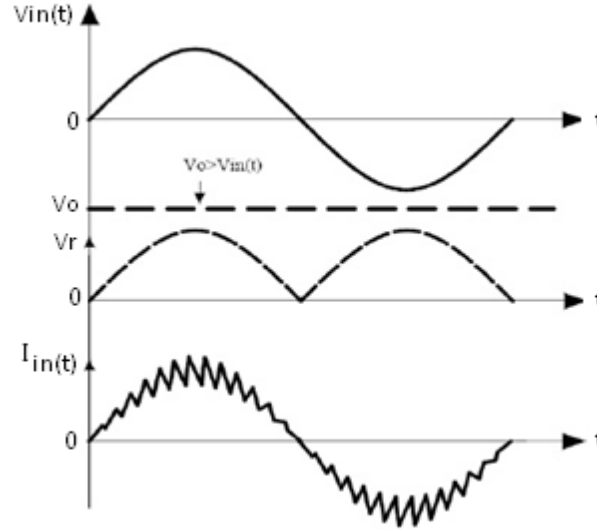
3.3.2.3 Boost (Yükseltici) Dönüştürücü Temelli Aktif Güç Faktörü Düzeltme

Güç faktörü düzeltme yöntemleri arasında en sık kullanılan topoloji boost topolojisidir. Gerçekleştirmek istediğimiz uygulamamız olan dönüşümlü (interleaved) GFD devresinde de boost devre topolojisini kullanacağız. Boost topolojisi hem kesintili hem de kesintisiz akım modunda çalışabilmesi onu en çok rağbet gören topoloji olmasını sağlamıştır. Klasik izolesiz bir yükseltici dönüştürücüden oluşan bu topoloji giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi oluşturur.

Dönüştürücü şebeke periyodunda çalışabildiği için giriş akımı geçiş dalgalanmalarına sahip değildir. Bu durum giriş gerilim sıfır geçişine yakın noktada şebeke akım zarfının bozulmasını engeller. Ayrıca, dönüştürücünün giriş anahtarlama akımı, boost bobini giriş ile seri bağlandığından dolayı kesintisizdir, yüksek frekansta anahtarlanan boost yarı iletken güç elemanında giriş akımını etkilemez. Dolayısıyla giriş akımı daha az yüksek frekans içeriğe sahiptir ve böylece elektro manyetik girişimleri daha azdır ve daha küçük filtreler yeterli olmaktadır. Çıkış kapasitörü C_o , S anahtarının kesimdeki gerilimini diyot üzerinden çıkış gerilimiyle sınırlar ve anahtarı korur. Örnek bir boost topolojisi aşağıdaki Şekil 3.15' de verilmiştir (Basu [21]).



Şekil 3. 65 Boost dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD (Basu [21])



Şekil 3. 76 Kesintisiz akım modlu boost dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD'nin akım ve gerilim dalga şekilleri (Basu [21])

Anlattığımız bu üç topolojiyi kendi arasında karşılaştırmak istersek aşağıdaki çizelgede şu şekilde gösterebiliriz.

Çizelge 3. 2 Topoloji özelliklerinin karşılaştırılması

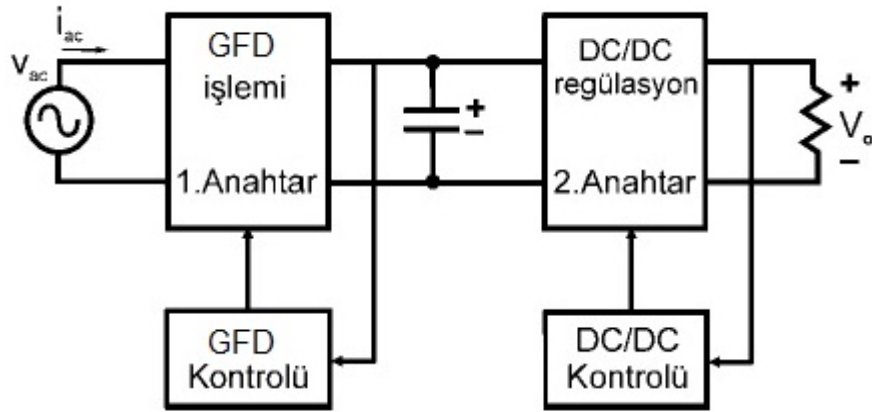
	Dönüştürme Karakteristikleri	Dönüştürme Dalgaları	Giriş Akımı
Buck	Düşürücü, $V_{çıkış} < V_{giriş}$	VAR	Kesintili
Boost	Yükseltici, $V_{çıkış} > V_{giriş}$	YOK	Kesintisiz
Buck-Boost	Düşürücü-Yükseltici $V_{çıkış} < V_{giriş}$ veya $V_{çıkış} > V_{giriş}$	YOK	Kesintili

3.4 Güç Faktörü Düzeltmeli AC-DC Dönüştürücülerin Sınıflandırılması

Güç faktörü düzeltmeli AC-DC dönüştürücüler, bir diyot köprüsü ile bir DC-DC dönüştürücüden oluşur ve şebeke frekansının çok daha üzerindeki frekanslarda çalışır. Bu amaçla bütün DC-DC dönüştürücüler kullanılabilir. Ancak, bu dönüştürücünün doğal PFC özellikleri ile uyumlu olması veya PFC amacıyla uyumlu bir kontrol yönteminin önerilmesi gerekir. Bu yüksek frekanslı PFC devreleri, temel olarak İki Aşamalı ve Tek Aşamalı olmak üzere iki grupta toplanmıştır (Bodur [1]).

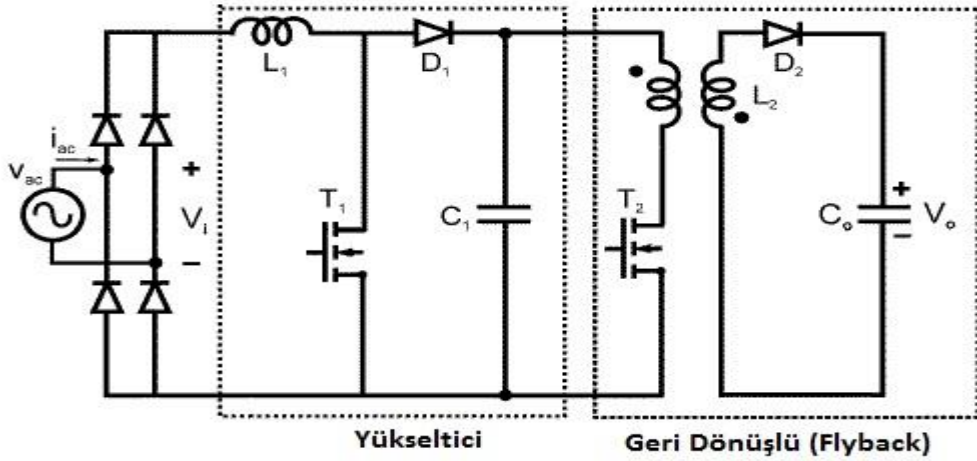
3.4.1 İki Aşamalı GFD Dönüştürücüler

İki aşamalı bir GFD sisteminin genel blok şeması Şekil 3.17’de görülmektedir. Bu yöntemde, GFD işlemi ve gerilim regülasyonu için ayrı birer DC-DC dönüştürücü kullanılır. İki defa DC-DC dönüştürme işlemi yapılır, yani güç iki defa işlenir. Burada, GFD işlemi için, genellikle doğal GFD özellikleri ile oldukça uyumlu olan yükseltici dönüştürücü kullanılır. Gerilim regülasyonu için ise, izoleli veya izolesiz herhangi bir dönüştürücü kullanılabilir. Her iki dönüştürücü ayrı ayrı kontrol edilir ve her iki işlem de mükemmel bir şekilde gerçekleştirilir. Bu durumda, devrenin dinamik cevap verme süresi, karmaşıklığı ve maliyeti artar. Düşük güçlü uygulamalar için pahalı bir çözüm haline dönüşebilen bu yöntem, daha çok yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilir. (Bodur [1])



Şekil 3. 17 İki aşamalı bir PFC sisteminin blok şeması (Bodur [1])

GFD devresi, AC şebekeden çektiği sinüsoidal bir güç ile bir DC kondansatörü şarj eder. Bu kondansatör ise, genellikle sabit güçlü olduğu kabul edilen bir yükü besler. GFD dönüştürücü çıkışındaki bu kondansatöre, depolama kondansatörü adı verilir. Bu kondansatörün geriliminde, temel olarak doğrultulmuş şebeke gerilimiyle aynı veya şebekenin iki katı frekansta bir dalgalanma oluşur. Ayrıca, yüksek frekansta çalışan dönüştürücülerden dolayı, yüksek frekanslı gerilim dalgalanmaları da görülür. Şekil 3.18’de, iki aşamalı örnek bir GFD devre şeması görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, önce yükseltici bir dönüştürücü ile GFD işlemi ve daha sonra geri dönüşlü bir dönüştürücü ile çıkış geriliminin regülasyonu sağlanmaktadır (Bodur [1]).

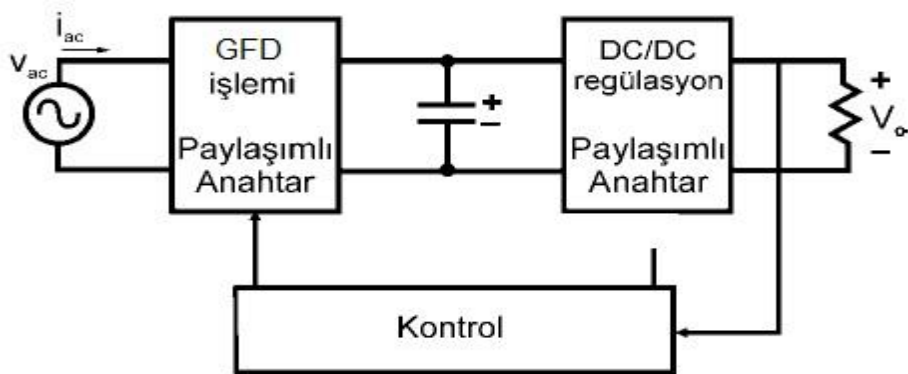


Şekil 3. 18 İki aşamalı örnek bir PFC sisteminin blok şeması (Bodur [1])

Günümüzde düşük güçlü uygulamalar için, iki dönüştürücünün birleştirilmesi ile devrenin cevap verme süresi ve maliyetinin düşürülmesi için yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Bu çalışmalar ise, literatürde tek aşamalı GFD devreleri olarak adlandırılmaktadır.

3.4.2 Tek Aşamalı GFD Dönüştürücüler

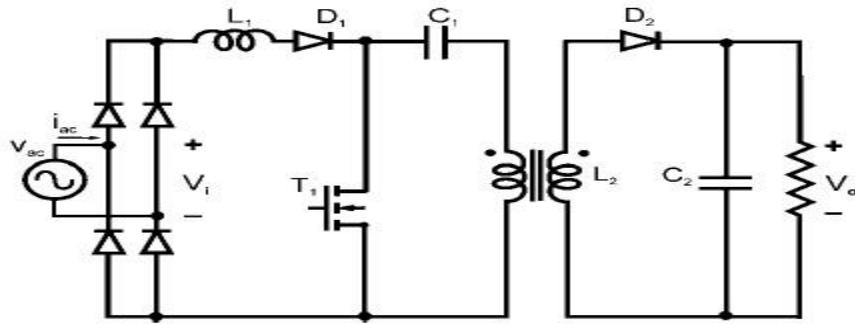
Tek aşamalı bir GFD sisteminin genel blok şeması Şekil 3.19'da görülmektedir. Bu yöntemde, GFD işlemi ve gerilim regülasyonu için yine ayrı birer DC-DC dönüştürücü kullanılır. Ancak, bu dönüştürücüler, bir tek anahtar ve bir kontrol devresi kullanılacak şekilde birleştirilir. Bu durumda, devrenin dinamik cevap verme süresi kısılır, kontrolü kolaylaşır, karmaşıklığı ve maliyeti azalır. Düşük güçlü uygulamalar için, yaygın olarak tek aşamalı GFD devreleri kullanılır (Bodur [1]).



Şekil 3. 19 Tek aşamalı bir GFD sisteminin blok şeması (Bodur [1])

Şekil 3.20’de tek aşamalı örnek bir GFD devre şeması görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, önce yükseltici bir dönüştürücü ile GFD işlemi ve daha sonra geri dönüşlü bir dönüştürücü ile çıkış geriliminin regülasyonu sağlanmaktadır. Her iki dönüştürücü, tek bir anahtar ve tek bir kontrol devresi ile çalışabilecek şekilde oluşturulmuştur.

Yarı iletken güç anahtarının kontrolü, geri dönüşlü devreyi ve çıkış geriliminin regüle edilmesi amacıyla yapılır. Yükseltici dönüştürücü de aynı sinyaller ile çalışır ve GFD kendiliğinden sağlanır. Depolama kondansatörünün gerilimi üzerinde , yine temel olarak şebekenin iki katı frekansta bir dalgalanma ve bunun üzerinde de dönüştürücülerden kaynaklı yüksek frekanslı gerilim dalgalanmaları oluşmaktadır.



Şekil 3. 20 Tek aşamalı örnek bir GFD sisteminin blok şeması

Tek aşamalı PFC sistemlerinde, tek olan kontrol devresinde sinyaller çıkış geriliminin regülasyonu amacıyla üretilir ve GFD işleminin kendiliğinden oluşması sağlanır. Bu durumda, depolama kondansatörünün gerilimi, güçlerin dengelenebilmesi için genellikle şebeke geriliminin maksimum değerinin üzerinde bir değere yerleşir. Çoğu uygulamalarda çıkış geriliminin izolasyonu da istenir. Ayrıca, gücün bir kısmı bir defa işlenerek çıkışa doğrudan aktarılabilmekte ve bu durumda gücün kalan kısmı gerilim regülasyonu amacıyla ikinci defa işlenmektedir. Bu sistemlerde, iki dönüştürücü için tek bir anahtar kullanıldığından, bu anahtarın akım stresi veya değeri yüksektir. Çalışma veya anahtarlama frekansı da çok yüksek olduğundan, anahtarlama kayıpları ve EMI artar ve yumuşak anahtarlama önem kazanır. Kondansatör geriliminin maksimum değerinin sınırlandırılması ve bastırılması, doğrudan güç transferi ve yumuşak anahtarlamanın sağlanması ile verimin yükseltilmesi ve EMI’nın düşürülmesi konularında yoğun çalışmalar yapılmaktadır (Bodur [1]).

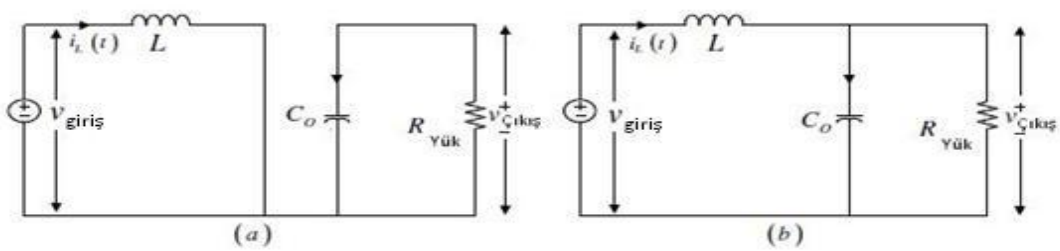
Tek aşamalı GFD devreleri bazı dezavantajlarda sahiptir bunları sıralamak istersek, güç elemanı akım değerinin yüksek olması, depolama kondansatörü geriliminin maksimum değerinin yüksek olması, GFD ve regülasyon işlemlerinin mükemmel yapılamaması gibi dezavantajlara sahiptir. Bu nedenle, bu devreler 300 W'ın altındaki güçlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Çalışma prensibi ve özellikleri yukarıda açıklanan iki ve tek aşamalı PFC dönüştürücülerin önemli bazı açılardan karşılaştırılması Çizelge 3.3'te verilmiştir.

Çizelge 3. 3 İki ve tek aşamalı GFD dönüştürücülerin karşılaştırılması (Bodur [1])

Özellik	İki Aşamalı PFC Dönüştürücüler	Tek Aşamalı PFC Dönüştürücüler
PFC Kalitesi	Giriş akımı sinüsoide çok yaklaştırılabilir. Yüksek PFC kalitesi sağlanabilir.	Kendiliğinden oluşan PFC kalitesinin düşük olduğu kabul edilir
Regülasyon Kalitesi	Çıkış gerilimindeki dalgalanma iyice azaltılabilir. Yüksek regülasyon kalitesi sağlanabilir.	Yüksek kaliteli bir çıkış gerilimi regülasyonu sağlanamaz.
Uluslar Arası Standartları Sağlama	Bütün standartlar kolayca sağlanabilir.	Düşük güçlerdeki standartlar sağlanabilir
Kontrol Kolaylığı	Kontrolün tek aşamalıya göre çok daha zor olduğu kabul edilir.	Kontrol oldukça kolaydır
Devre Yapısı Basitliği	Devre yapısı tek aşamalıya göre çoğu zaman daha karmaşıktır.	Devre yapısı çoğu zaman oldukça basittir
Bastırma Kondansatörü Gerilimi	Bastırma kondansatörü gerilimi, istenen değerlerde ve kontrol altında tutulabilir.	Yüksek değerler alabilen bastırma kondansatörü geriliminin, kontrol altında tutulması da zordur.
Uygulama Gücü Aralığı	300 W'ın üzerindeki büyük güçler için uygundur.	300 W'ın altındaki düşük güçle için uygundur
Maliyet	Maliyet, tek aşamalıya göre daha yüksektir.	Maliyet oldukça düşüktür

İKİ FAZ DÖNÜŞÜMLÜ YÜKSELTİCİ GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN TASARIMI VE UYGULAMASI

İki faz dönüşümlü (interleaved) güç faktörü düzeltme devremizin tasarımına geçmeden önce yararlanacağımız DC-DC dönüştürücü topolojimiz olan Boost (yükseltici) dönüştürücüyü tekrardan kısaca bir tanıyalım. Bu dönüştürücünün çalışma prensibi kontrol edilebilen bir S anahtarı ile L endüktansı üzerinde depo edilen enerjinin çıkış kapasitesi C_o ve yüke aktarılmasına dayanır. Anahtar iletimde iken Şekil 4.1(a)'da gösterildiği gibi endüktas uçlarından biri iletimdeki anahtar üzerinden referansa (ground) bağlıdır ve anahtarın iletimde kaldığı sürece endüktans değerine bağlı olarak enerji depo edilir. Anahtarın kesimde olduğu peryotta Şekil 4.1(b) gösterildiği gibi depo edilen enerji çıkışa aktarılır.



Şekil 4. 1 Boost dönüştürücü devre modeli a) anahtar iletimde b) anahtar kesimde

$s = 1$, anahtarın iletim aralığı,

$s = 0$, anahtarın kesim aralığı,

$$s' = 1 - s \quad (4.1)$$

Endüktas gerilimini aşağıdaki eşitlikle açıklayabiliriz.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{giriş} - s'V_{çıkış} \quad (4.2)$$

Endüktas üzerindeki enerjinin büyümesini engellemek için, bir anahtarlama peryodu sonundaki toplanan uygulanan gerilim sıfır olmalıdır. Bunu eşitlikle açıklamak istersek,

$$\int_0^{T_s} (V_{giriş} - s'V_{çıkış}) dt = \int_0^{DT_s} V_{giriş} dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_{giriş} - V_{çıkış}) dt = 0 \quad (4.3)$$

Giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki (4.3)'den

$$\frac{V_{çıkış}}{V_{giriş}} = \frac{1}{D'} \quad (4.4)$$

olur.

$D' = 1 - D$, D nin tümleyenidir. Dönüştürücünün çıkış gerilimi doluluk oranının (duty cycle) tümlyeni (D') ile ters orantılıdır ve giriş gerilimi ile doğru orantılıdır. GFD uygulamalarında giriş gerilimi tam olarak sabit değildir; doğrultulmuş bir sinüs dalga şekline sahip AC gerilimdir. Fakat doluluk oranı (duty cycle) sabit bir DC çıkış gerilimi sağlamak için değişken giriş gerilimi ile birlikte sürekli değişir.

4.1 GFD Dönüştürülerinin Güç Değerlerinin Geliştirilmesi

Bir güç elektronik dönüştürücü güç seviyesi çeşitli faktörlere bağlı olarak sınırlandırılır. Artan akım anahtarlanan elemanların üzerindeki stresleri artırır, diyot ters toparlanma akımı ve parazitik rezonans akımları ana anahtarlama akımlarından daha büyük olur. Aynı zamanda aşırı ısınma ve endüktansın doyuma girme problemlerini engellemek için yükseltici (boost) endüktansının boyutları arttırılmalıdır. Komponentlerin üzerindeki stresler, aktif veya pasif bastırma hücrelerinin uygulanması ile boost diyot akımının kesim süresi kontrol edilerek azaltılabilir ve bu şekilde güç seviyeleri biraz da olsa

geliştirilebilir. Fakat güç seviyelerinin arttırmak için sıkça uygulanan en önemli metodların içinde elemanların paralellenmesi, modüllerin paralellenmesi güç katlarının paralellenmesi ve interleaving (dönüşümlü çalışma) bulunur.

4.1.1 Elemanların Paralellenmesi

İki veya daha fazla anahtarlama elemanının paralellenmesi anahtarların akım taşıma kapasitesi arttırmak için sıkça kullanılır. Aynı PWM sinyalleri anahtarlama elemanlarına uygulanarak akım paylaştırılır. Bu yöntem , pozitif sıcaklık katsayılı elemanlara (örn. MOSFET) kolayca uygulanabilir. Pozitif sıcaklık katsayılı elemanların sıcaklığı arttığı zaman iç dirençleride aynı zamanda artar bu nedenle mosfetten akan akım azalır geriye kalan fazla akım diğer paralellenmiş elemandan akar. Akım burdaki paralellenmiş elemanlar üzerinden herhangi bir dışarıdan müdahale etmeden eşit olarak paylaştırılır.

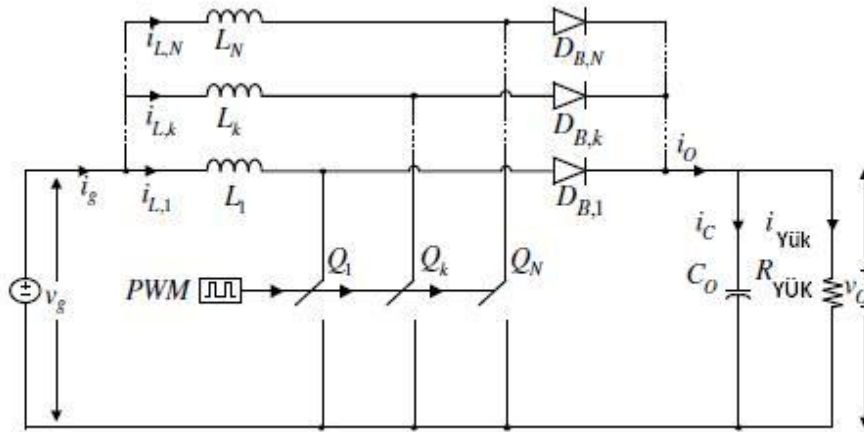
Paralel çalışma negatif sıcaklık katsayılı elemanlar ile (örn. IGBT) bu kadar kolay değildir. Negatif sıcaklık katsayılı elemanların sıcaklığı arttığı zaman iç dirençleri azalır. Dolayısıyla negatif sıcaklık katsayılı elemanlardan daha fazla akım akar ve sıcaklıklarıda daha da artarken iç dirençleride daha da azalır. Bu yüzden de eleman bir süre sonra zarar görür. Dolayısıyla ek bir müdahalesiz olarak negatif sıcaklık katsayılı elemanların üzerinden akım eşit olarak paylaştırılamaz. Elemanları paralelleme metodu da her zaman her uygulamaya için pratik değildir.

4.1.2 Dönüştürücülerin Paralellenmesi

Bazı uygulamalar için dönüştürücülerin boost (yükseltici) katı modül olarak dizayn edilebilir. Açıklamak istersek artan güç gereksinimlerini karşılamak için dönüştürücü katları paralel bağlanabilir. Bu method dönüştürücüleri basit bir şekilde birleştirerek kolayca güç değerlerini arttırdığı için tercih edilebilir. Fakat bu metodun sakıncaları diğerlerine nazaran yüksek maliyeti , büyük hacmi ve soğutma zorluklarıdır. Bundan başka dönüştürücüler arasında giriş akımının eşit olarak paylaştırılmasını sağlamak için ek devreler kullanılmalıdır ve her bir dönüştürücünün kendine ait olan anahtarlama akımları tam olarak geri dönmez, bir modülün anahtarlanmış akımı diğer modüllere karışmış olabilir ve bu da bazı beklenmeyen hatalar ortaya çıkabilir.

4.1.3 Güç Katının Paralellenmesi

Dönüştürücünün güç katı manyetik elemanlar ve yarı iletken anahtarlardan oluşur. Sakıncalar olan yarı iletken güç elemanları arasındaki dengesiz akım dağılımı ve manyetik malzemelerin doyuma girmesi bu güç katlarının paralellenmesi metodu ile kısmen üstesinden gelinir. N adet faz kolunun paralellenmesi ile oluşturulmuş boost (yükseltici) doğrultucu Şekil 4.2’de gösterilmiştir. Aynı PWM sinyalleri Q_1 ile Q_N arasındaki tüm yarı iletkenlere uygulanır ve giriş akımını i_g , N adet güç kolu kendi arasında eşit olarak paylaşır. Ayrıca endüktansların enerji depolama ihtiyacı azaltılmış oldu bu yüzden toplam manyetik elemanların hacmi de diğerine nazaran azaltılmış olabilir. Bu metod daha önce incelediğimiz iki metoda göre güvenli çalışma ve güç yoğunluğu açısından daha iyidir.

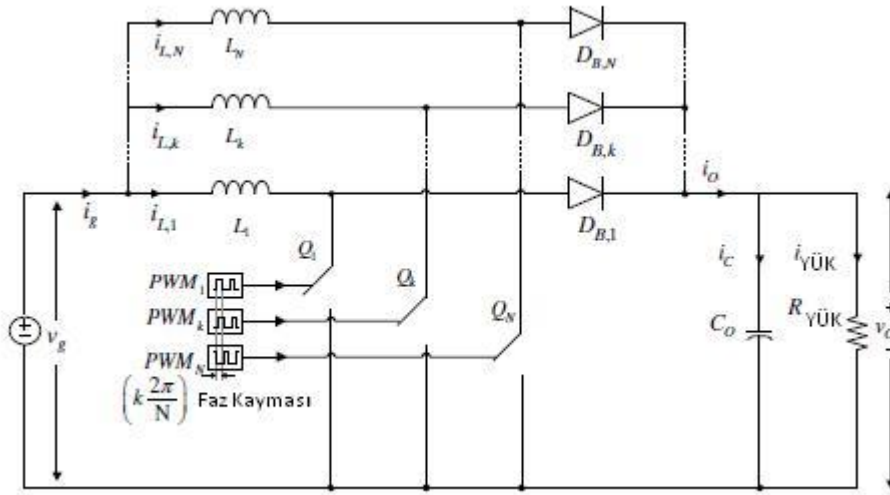


Şekil 4. 8 N faz paralellenmiş boost (yükseltici) doğrultucu güç katı (Kaya [6])

4.1.4 İnterleaving (Dönüşümlü Çalışma)

Önceki bölümlerde incelediğimiz metodlar çok pratiklerdi fakat dönüştürücünün performans koşulları ve boyut incelemesine baktığımızda optimum bir sonuç elde edemiyoruz. İnterleaving metodunda giriş akım salınımlarını ve çıkış gerilim salınımlarını azaltmak için bir önceki bölümdeki anahtarlama şekline farklı bir anahtarlama şekli kullanacağız. Ayrı güç kolları interleaving anahtarlama sinyalleri tarafından kontrol edilir fakat bu interleaving anahtarlama sinyalleri bir faz farkına

sahiptirler. Şekil 4.3’de genel N faz koluna sahip bir interleaved boost (yükseltici) dönüştürücü şeması verilmiştir. Matematiksel olarak faz kolları sayısı bakımından bir sınırlama yoktur. Fakat pratikte faz kolu sayısı arttıkça sistem karmaşıklığı artar ve dönüşümlü çalışmayı sürdürmesi zorlaşır. Dönüşümlü çalışmanın diğer metodlardan avantajlı olmasının nedeni daha küçük hacimli manyetik malzemeler ile giriş akım ve çıkış gerilimdeki salınımları azaltmasıdır. Giriş EMI filtresinin boyutu ve çıkış kapasitelerinin değeri salınımları azaltılması oranına bağlı olarak azalır. Dönüşümlü çalışma metodunun dezavantajı kapı sürme sinyallerinin karmaşıklığının artmasıdır. Tüm kapılara logic sinyalleri eşit faz farkıyla gönderilir ve faz farkı (4.5) eşitliği ile hesaplanabilir.

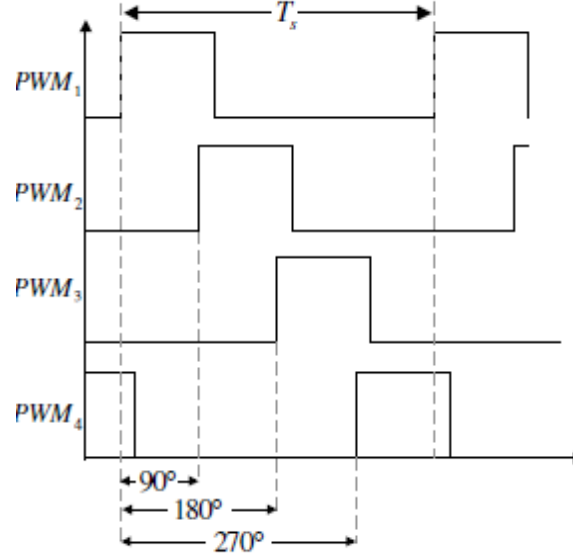


Şekil 4. 3 N faz kollu dönüşümlü yükseltici dönüştürücü (Kaya[6])

$$Faz\ Kayması = k \cdot \frac{2\pi}{N} \quad (4.5)$$

Bu denklemde N faz kol sayısını belirtir, k ayrık olan dönüşümlü çalışma kollarını belirtir. Şekil 4.4’te 4 faz kollu dönüşümlü yükseltici dönüştürücüye uygulanan PWM sinyallerini gösterilmiştir. Bu durumda 4 faz kollu dönüşümlü yükseltici dönüştürücü her biri birbiriyle alakalı 90° faz gecikmeli kapı sürme sinyallerine sahiptir.

Bir N faz kollu dönüşümlü çalışan yükseltici dönüştürücü için giriş akımı ve çıkış gerilimi salınımlarının azaltılması sonraki bölümlerde analiz edilecektir.

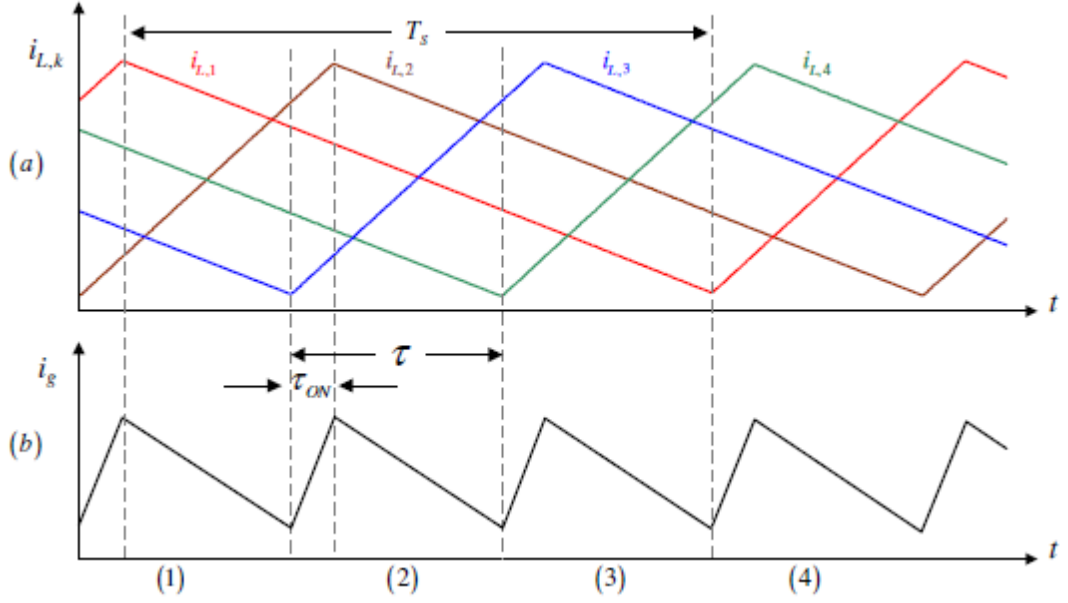


Şekil 4. 4 Dört faz kollu dönüşümlü yükseltici dönüştürücüye uygulanan PWM sinyalleri

4.1.4.1 Giriş Akım Salınımlarının Azaltılması

Giriş akımı i_g , tüm kollardan geçen akımların toplamıdır. Ayrık kollardaki endüktans akımlarının aynı genliğe sahip olduğu varsayılır. Şekil 4.5a'da endüktans akımı dalga şekilleri ve Şekil 4.5b'de 4 faz kollu dönüşümlü yükseltici doğrultucunun giriş dalga şekili verilmiştir. Şekil 4.5'de görülür ki dönüşümlü anahtarlama dolay giriş salınımlarının ve salınım periyotlarının genliği azaltılmıştır. Giriş akımlarının salınım periyodu τ , (4.6)'da açıklanmıştır. Eşitlikteki T_s anahtarlama periyodudur.

$$\tau = \frac{T_s}{N} \quad (4.6)$$



Şekil 4. 5 Dört faz kollu dönüştürücü yükseltici dönüştürücünün akım dalga şekilleri, a)Endüktans akım salınımının dalga şekilleri, b)Giriş akım salınımının dalga şekli (Kaya [6])

Bir salınım periyodu sırasında π , yalnızca bir anahtar anahtarlandı ve diğer anahtarlar doluluk oranına (duty cycle) bağlı olarak iletim veya kesim durumundadır. Örnek verirsek Şekil 4.5’de 2. Peryot sırasında Q_1 ve Q_4 kesim durumunda iken Q_2 anahtarlanmış ve Q_3 ’de iletim durumdadır.

$$N = N_{on} + N_{off} + 1 \quad (4.7)$$

(4.7)’deki eşitlik N_{on} ve N_{off} ’un giriş akımının salınım periyodu sırasındaki iletim ve kesim sürelerini belirtir. N_{on} ve N_{off} doluluk oranına (duty cycle) bağlıdır. Giriş akımının yükselme zamanı τ_{on} ile adlandırılır ve giriş akımının salınımın doluluk oranı ise q ile isimlendirilir ve (4.8) ile açıklanabilir.

$$q = \frac{\tau_{on}}{\tau} \quad (4.8)$$

Şekil 4.5’den görülüyor ki giriş akımının yükselme zamanı , endüktans akımının yükselme zamanına, giriş akımının salınım periyoduna ve iletim durumundaki anahtar sayısına bağlıdır. Bu ilişki aşağıda (4.9)’da açıklanmıştır.

$$\tau_{on} = T_{on} - N_{on}\tau \quad (4.9)$$

q (4.6) ,(4.8) ve (4.9)'den türetilerek aşağıda açıklanmıştır.

$$q = ND - N_{on} \quad (4.10)$$

Giriş akımı i_g , tüm endüktans akımlarının toplamı olarak açıklanır.

$$i_g = \sum_{k=1}^N i_{L,k} \quad (4.11)$$

$$\frac{di_g}{dt} = \sum_{k=1}^N \frac{di_{L,k}}{dt} \quad (4.12)$$

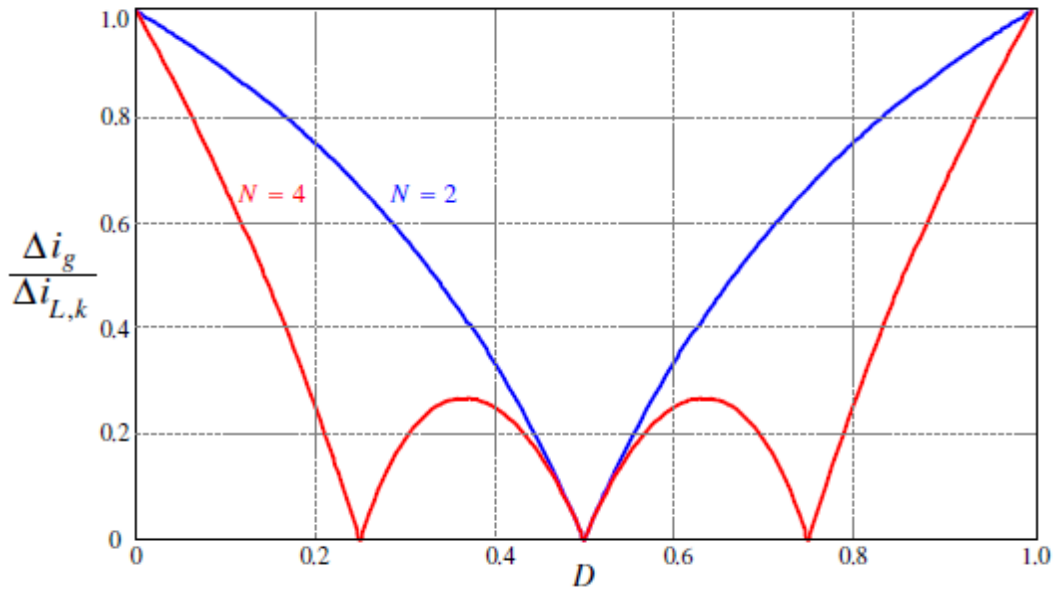
(4.2)'deki verilen yükseltici dönüştürücünün giriş akımı ifadesinde (4.12)'deki ifade kullanılırsa giriş akımının zamana bağlı ifadesi oluşturulur.

$$\frac{di_g}{dt} = N \frac{V_g}{L} \left(1 - \frac{1}{ND'} \sum_{k=1}^N s'_k \right) \quad (4.13)$$

Bir N fazlı dönüşümlü yükseltici dönüştürücü için giriş akımının salınımının ifadesi (4.13)'den türetilir.

$$\Delta i_g = N \frac{V_g}{L} \left(1 - \frac{1}{ND'} \sum_{k=1}^N s'_k \right) q\tau \quad (4.14)$$

(4.14)'den görülüyor ki giriş akımının salınımı, doluluk oranın (duty cycle) ve dönüşümlü faz kollarının sayılarına bağlıdır. İki ve dört faz kollu dönüşümlü dönüştürücünün giriş akımının salınımlarının oranı ve doluluk oranına (duty cycle) göre değişimi Şekil 4.6'da gösterilmiştir.



Şekil 4. 6 Doluluk oranına (duty cycle) ve faz kolu sayısına göre dönüştürücü giriş akım salınımlarının değişimleri (Kaya [6])

Şekil 4.6' ya göre birkaç yorum yapmak istersek,

- Doluluk oranı (duty cycle) sıfır veya 1 olduğu zaman giriş akımının salınımları birbirine eşittir.

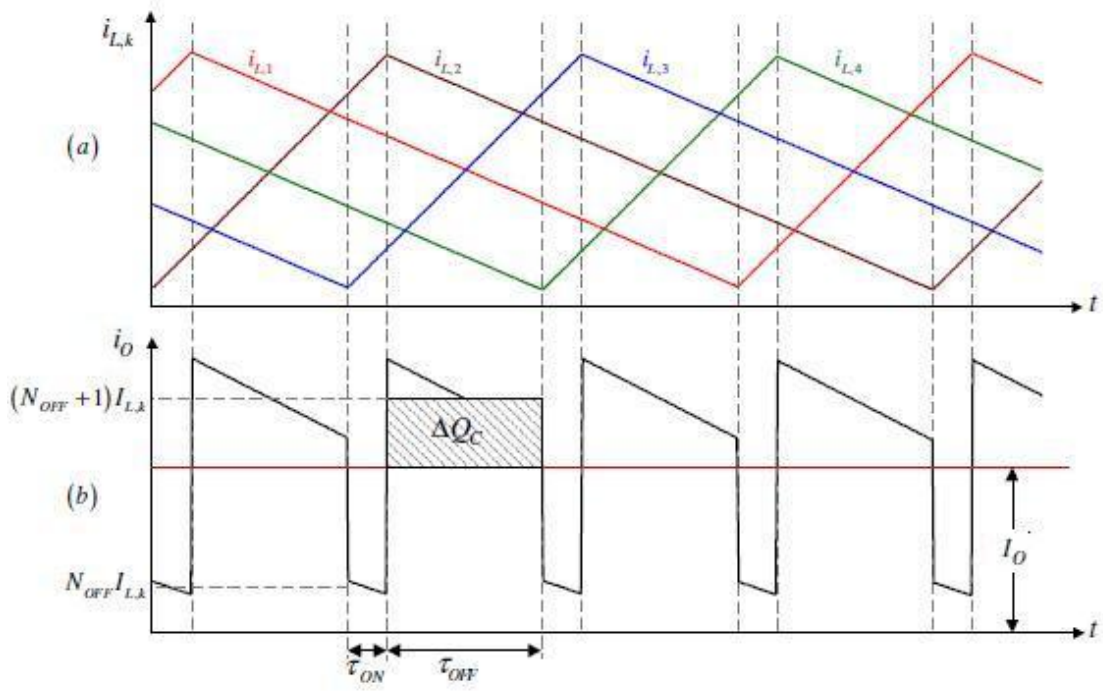
Giriş akımının salınımlarının sıfır olması teorik olarak bazı özel doluluk oranında (duty cycle) ortaya çıkabilir. Bunu şöyle açıklayabiliriz.

$$D_{sıfır} = \frac{k}{N} \quad (4.15)$$

- Giriş akımının salınımları dönüştürücü çalışan faz sayısının artması ile azalır.

4.1.4.2 Çıkış Geriliminin Salınımlarının Azaltılması

Dönüştürücünün çıkış akımları kapasite akımının ve yük akımının toplamına eşittir. Çıkış akımı periyodik olarak bir AC ve DC bileşene sahiptir. Tüm AC akımının salınımlarını bastırmak için çıkış kapasitesinin büyüklüğünün yeterli olacağı farzedilir. Bu yüzden AC bileşen kapasiteye doğru akar iken akımın ortalama değeri yüke doğru akar. Şekil 4.7'de dört faz kollu dönüştürücü yükseltici dönüştürücünün çıkış akımı ve endüktans akımlarının dalga şekli verilmiştir.



Şekil 4. 7 Dört faz kollu dönüştürücü yükseltici dönüştürücünün a) Endüktans akımları, b) Çıkış akımı (Kaya [6])

Şekil 4.7’de $I_{L,k}$, k faz kolunun endüktans akımının ortalama değerini ve I_o ‘da çıkış akımının ortalama değerini ifade eder. τ_{on} süresince anahtarlanan eleman iletim durumdadır τ_{off} süresince ise anahtarlanan eleman kesim durumdadır. Bu nedenle τ_{on} süresince , N_{off} diyot akımları çıkışa iletilir ve τ_{off} süresince $N_{off} + 1$ diyot akımları çıkışa iletilir. Şekildeki koyu gölgelenmiş olan alan ΔQ_c , çıkış akımının sabit olmasını sağlamak için kapasite üzerinde birikmiş enerjidir. ΔQ_c şu eşitlikle bulunabilir.

$$\Delta Q = \{(N_{off} + 1)I_{L,k} - I_o\}q'\tau \quad (4.16)$$

(4.16)’daki $q' = q - 1$ q' ’nin tümlyenidir. Giriş akımının ortalaması I_g , faz kollarının üstlenmesi gereken güce göre N endüktans arasında paylaştırılır. Eşitlik (4.17)’de gösterilmiştir.

$$I_{L,k} = \frac{I_g}{N} = \frac{I_o}{ND'} = \frac{V_0}{R_{Yük}ND'} \quad (4.17)$$

q' (4.10)'da ki gibi ifade edilirse,

$$q' = ND' - N_{off} \quad (4.18)$$

ΔQ ifadesi (4.16), (4.17) ve (4.18) ifadeleri kullanılarak (4.19)'da verilmiştir.

$$\Delta Q = \frac{T_s}{N^2} \frac{V_o}{R_{Yük}} \frac{qq'}{D'} \quad (4.19)$$

Kapasite ile üstünde depo ettiği enerji (4.20)'de verilmiştir.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (4.20)$$

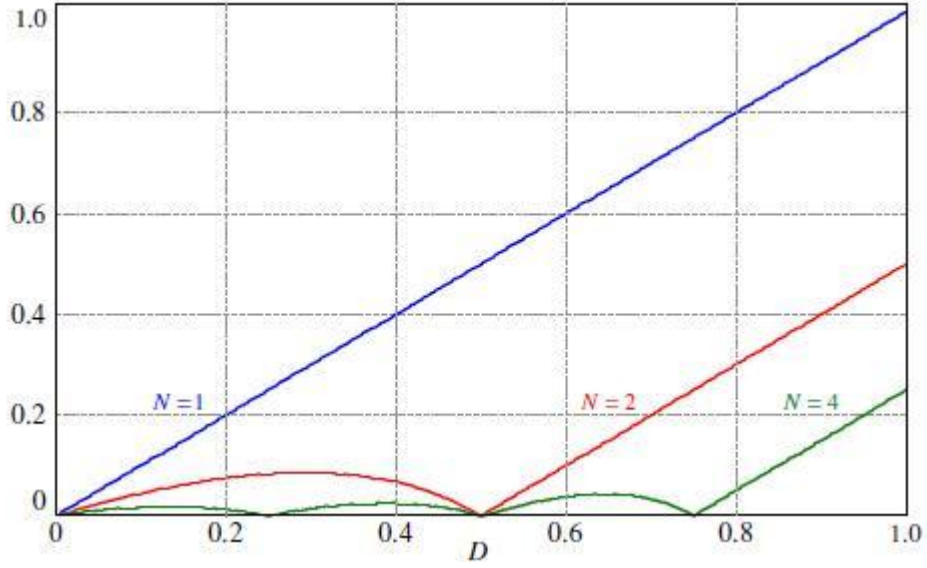
Çıkış geriliminin salınımı için (4.19) ile (4.20) ifadeleri kullanılarak oluşturulan ifade (4.21)'de sunulmuştur.

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{N^2} \frac{V_o}{R_{Yük} C_o} \frac{qq'}{D'} \quad (4.21)$$

Çıkış geriliminin salınımı bilinen tek faz kollu yükseltici dönüştürücüde anahtarlama periyodu, çıkış gerilimi, yük direnci, çıkış kapasitesi ve doluluk oranına (duty cycle) bağlıdır. Dönüşümlü çalışma metodu için ek parametreler ise devredeki dönüşümlü çalışma faz kolu sayısına ve sub periyodun doluluk oranıdır. Çıkış gerilimi üzerindeki dönüşümlü çalışmanın etkisini göstermek istersek, çıkış geriliminin salınımının çıkış gerilimine oranı, tek ve çok faz kollu dönüştürücüler için aynı parametrelere bölünür.

$$\left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right)_{Norm} = \frac{\Delta V_o}{V_o} \frac{R_{Yük} C_o}{T_s} = \frac{qq'}{N^2 D'} \quad (4.22)$$

Farklı sayıda faz kolları için doluluk oranına (duty cycle) göre normalize edilmiş çıkış gerilimi Şekil 4.8'de verilmiştir.



Şekil 4. 8 Farklı sayıda faz kolları için doluluk oranına (duty cycle) göre normalize edilmiş çıkış geriliminin salınımı (Kaya [6])

Giriş akımı salınımlarının minimize edildiği noktada çıkış geriliminin salınımlarında minimize edilmiş oldu. Dönüşümlü çalışma faz kollarının artması ile de çıkış akımının salınımları azalmış olabilir.

Bundan önceki iki bölümde dönüşümlü çalışmanın giriş akımı ve çıkış gerilimi salınımlarının üzerindeki etkisine değindik. Buradan anlaşıldı ki salınımlar dönüşümlü çalışma metodu ile diğer metodlara nazaran azaltıldı ve görülüyor ki daha küçük giriş EMI filtreleri ve düşük değerli çıkış kapasitelerinin kullanılmasını sağladı.

Yükseltici endüktansının toplam depoladığı enerji gereksinimi dönüşümlü çalışma metodunun kullanılması ile azaltılmış oldu. Bu yüzden de toplam yükseltici endüktans hacmi de azaltılmış oldu. Tek faz kollu ve birden çok faz kollu dönüştürücüler için depolanması gereken enerji miktarı (4.23) ve (4.24)'de verilmiştir.

$$E_{tek\ faz} = \frac{1}{2} \times L \times (i_{L,tek\ faz})^2 \quad (4.23)$$

$$E_{dönüşümlü} = N \left(\frac{1}{2} \times L \times (i_{L,tek\ faz})^2 \right) \quad (4.24)$$

Giriş akımı her faz kolu endüktansına eşit olarak dağıldığını daha önce belirtmiştik. Bu sebepten dolayı tek faz kollu dönüştürücünün endüktansından akan akım dönüşümlü

çalışmalı dönüştürücünün her bir endüktansından akıcak akımdan daha fazladır. Bunlar dikkate alındığında şu eşitlikler ortaya çıkar.

$$i_{L,tek\ faz} = N i_{L,k} \quad (4.25)$$

$$E_{dönüşümlü} = N \left(\frac{1}{2} \times L \times (i_{L,tek\ faz})^2 \right) = \frac{E_{tek\ faz}}{N} \quad (4.26)$$

$$E = \frac{A_{cs}}{\mu_o} \left(\frac{l_{core}}{\mu_r} + l_{ag} \right) \int B dB \quad (4.27)$$

(4.26)'daki eşitlikten anlaşılacağı üzere tek faz kollu dönüştürücüler için yükseltici endüktansındaki enerji depolama gereksinimi N faz kollu dönüşümlü yükselticinin enerji depolama gereksiniminden N kat kadar daha fazladır.

Endüktansta depo edilmiş enerji (4.27)'den anlaşılıyor ki direk olarak endüktansın boyutu ile ilişkilidir ve (4.26) ile (4.27) karşılaştırıldığı zaman görülüyor ki toplam endüktans boyutu dönüşümlü yükseltici dönüştürücünün tek faz kollu dönüştürücüye göre daha küçüktür. Manyetik hacim bakımından daha azaltmak için tek bir nüve üzerine tüm endüktanslar sarılmak istendi fakat fazlar arasındaki manyetik kuplajdan dolayı devrenin analizinde bu değiştirildi.

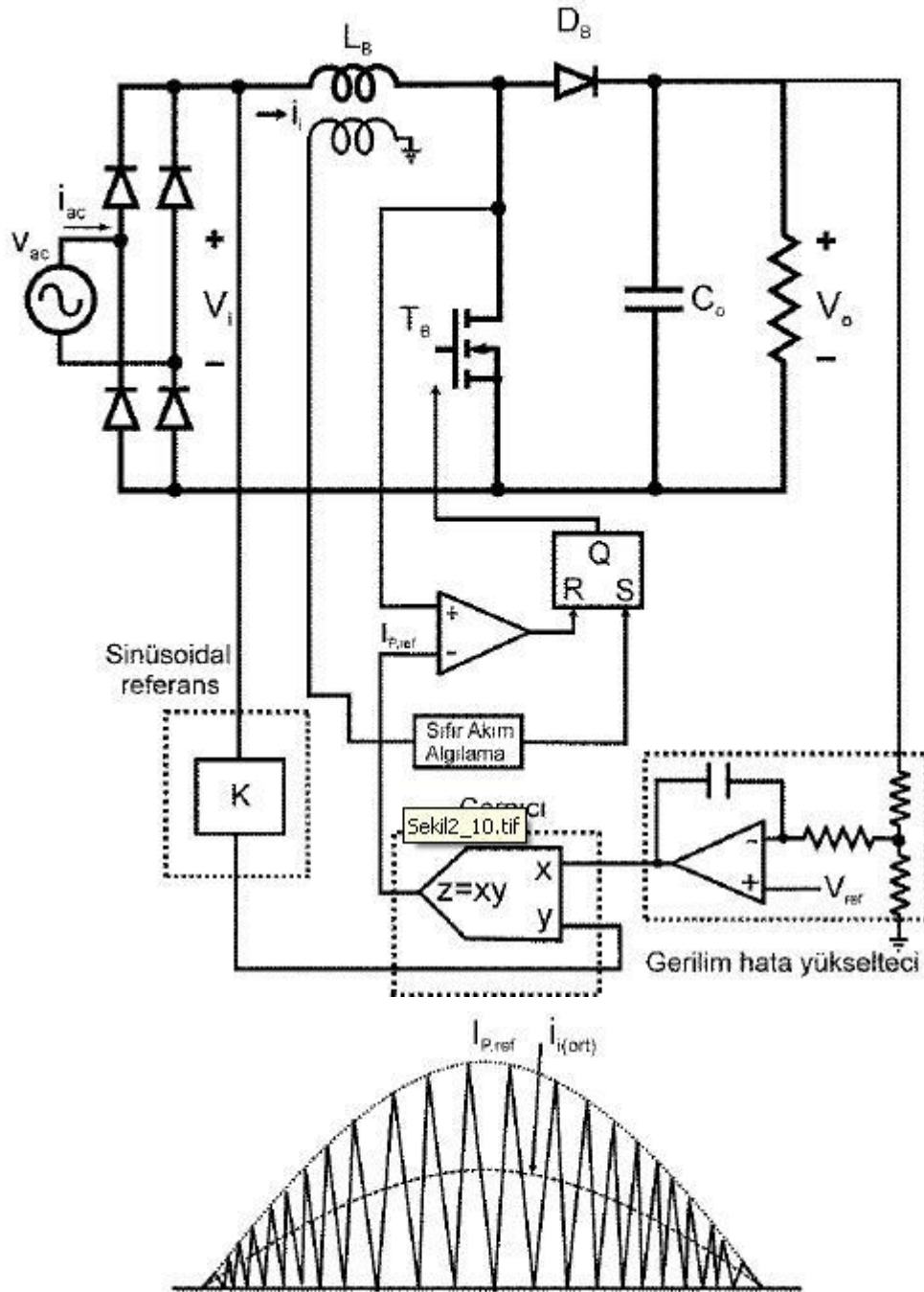
Dönüşümlü çalışma metodunun yaraları boyut ve giriş akımının salınımlarının azaltılması anlamında matmatiksel olarak açıklandı. 400 watt'lık bir GFD devresi dizayn etmek için bu tez çalışmasında biz iki faz dönüşümlü çalışma topolojisini seçtik.

4.1.5 Sınır Akım Modlu (BCM) Kontrol

Tezimizde kullandığımız dönüşümlü çalışma topolojisinde kontrol yöntemi olarak sınır akım modlu kontrol kullanılır. Şekil 4.9'da, sınır akım modlu kontrolün prensip blok şeması ve giriş akımının dalga şekli görülmektedir. Bu kontrolde kısaca, değişken frekans altında, dönüştürücünün sürekli ve kesintili iletim modlarının sınırında çalıştırılması amaçlanır.

Burada, anahtarın iletim süresi sabit tutulur, iletimde endüktans akımının yükselmesi sağlanır, sonra kesimde akımın sıfıra düşmesi beklenir ve akımın sıfır olduğu anda

tekrar sinyal verilir. Anahtarlama frekansı değişkendir ve giriş akımı çok düzgün değildir.



Şekil 4. 9 Sınır Akım kontrolün prensip blok şeması ve giriş akımının dalga şekli (Bodur [1])

Bu kontrolde, ana diyodun yumuşak kesime girmesi ve bununla birlikte ana anahtarın yumuşak ilettime girmesi sağlanır. Şekilden de görüldüğü gibi, akım hata yükselteci ve

harici rampa fonksiyonuna ihtiyaç yoktur. Fakat, bobin akımının sıfır anını yakalamak için bobin gerilimi takip edilmelidir (Bodur [1]).

4.2 Uygulama Devresi

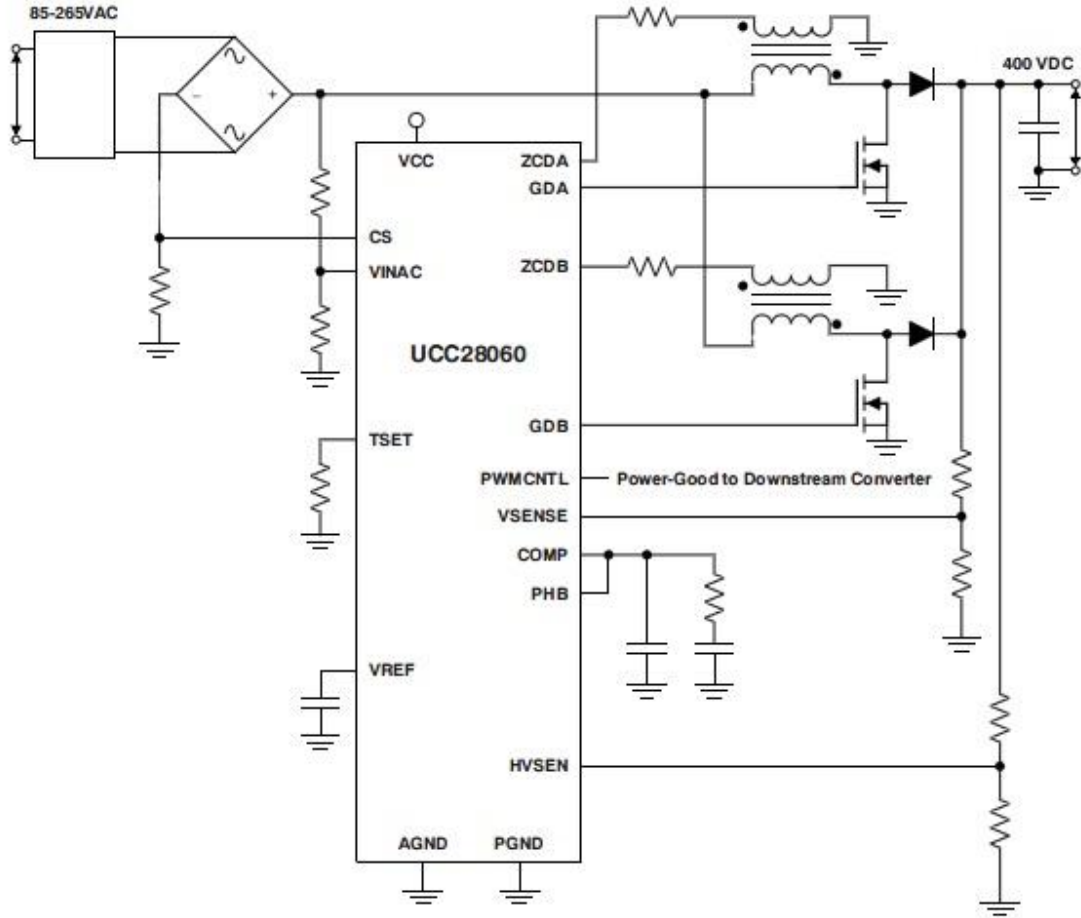
İki faz dönüşümlü yükseltici güç faktörü düzeltme devresi için Texas Instruments firmasının UCC 28060 entegresini kullanarak elde edilen devrede kullanılan elemanlar, devrenin temel çalışma prensibi ve alınan sonuçlar aşağıdaki başlıklarda belirtilmiştir.

4.2.1 Entegre Hakkında Temel Açıklamalar

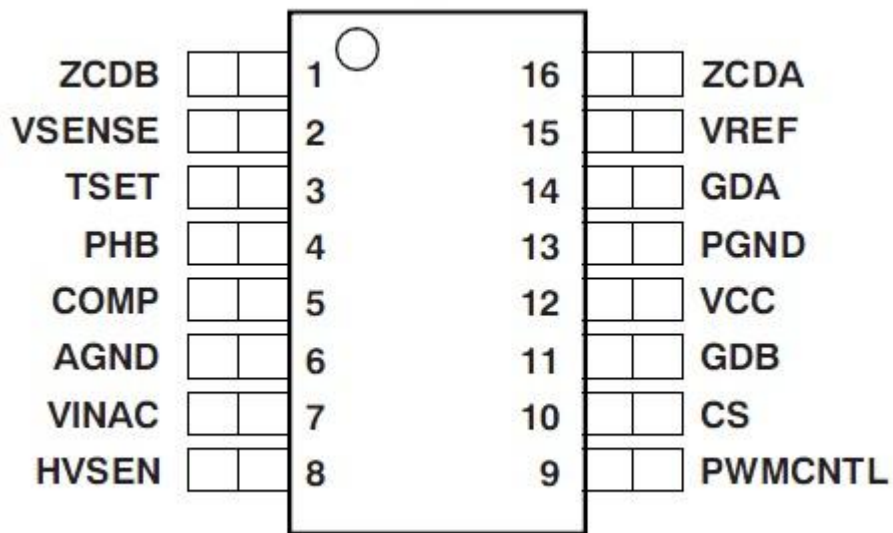
Tezimizin uygulama devresinde regüleli bir çıkış gerilimi elde etmek, girişten sinüse yakın akım çekmek ve güç faktörünü olabildiğince 1'e yaklaştırmak için dönüşümlü çalışma tekniği ile çalışan UCC 28060 kontrolörünü kullanıyoruz.

Dönüşümlü çalışma metodu ile kontrolörümüzde her iki faz kolu da aynı frekansta ana faz kolu gibi dönüşümlü olarak sıralı şekilde çalışır. Her iki faz kolu da sınır akım modunda çalışır.

UCC28060 kontrolörü bize bir çok koruma özelliği de sağlar bunları sıralamak istersek; giriş düşük gerilim koruması , çıkış yüksek gerilim koruması, açık döngü koruması, aşırı yük koruması, faz hata denetleyicisi, yumuşak kalkış, ve yüksek sıcaklık koruması bunlara ek olarak tehlike önleyici aşırı gerilim koruması ile orta değer bir gerilim seviyesinde oluşacak kısa devrelere karşı koruma sağlar. Aksi takdirde bu alıngalanmazsa devre elemanları kullanılan cihaz üzerinde büyük arızalara ve tehlikelere yol açabilir. Şekil 4.10'da UCC28060'ın kullanıldığı örnek bir uygulama devresi verilmiştir. Şekil 4.11'de de UCC28060 kontrolörüne ait entegre bacak yapısı verilmiştir.



Şekil 4. 10 UCC28060'ın kullanıldığı tipik bir uygulama devresi (Texas Instruments [30])



Şekil 4. 11 UCC28060'a ait entegre bacak yapısı (Texas Instruments [30])

4.2.2 Kontrolörün Bacaklarının Tanım ve Fonksiyonları

1. ve 16. Bacaklar (ZCDB-ZCDA) : Sıfır akımı denetleme girişleri : Fazlardaki endüktans akımlarının sırasıyla sıfıra gittiği zaman, bu girişlerde negatif bir kenar görülmesi beklenir. Girişler 0 ve 3 V'a kenetlenir(clamped). Sinyaller $\pm 3\text{mA}$ 'den daha az kenetleme akımına sınırlayan bir seri direnç üzerinden bağlanmalıdır. 1 ve 16 numaralı backlara uygun yükseltici endüktansın sıfır akım denetleme sargıları akım sınırlama direnci üzerinden bağlanır. Endüktans sargıları endüktans akımı sıfıra eriştiği zaman gerilim düşsün diye bu bacağa bağlı olmalıdır. Endüktans akımı sıfıra düştüğünde ZCD bacağı kapı sürücü sinyallerinin yükselmesini sağlamak için düşen eşik değerin altına düşmelidir (yaklaşık 1 V), Güç mosfetleri kesime girdiği zaman ZCD girişi yükselen eşik değerin üzerine yükselmelidir (yaklaşık 1.7 V).

2. Bacak (VSENSE) : Çıkış DC gerilim algılayıcısı: Bu bacak güç dönüştürücüsünün çıkışına bir gerilim bölücü direnç ile bağlanır. Entegrenin içinde bu pine bağlı hata amplifikatörünün referans gerilimi 6V'tur. İstenilen çıkış gerilimi için bir çıkış gerilim bölücüsü oranı seçilir. En iyi çıkış regülesi ve gürültülerden korunmak için gerilim bölücüsünün referansa (ground) bağlanacak ucu referansa en kısa ve ayırık bir yol ile bağlanır. Çıkışları kesmek ve entegrenin V_{cc} girişinden çektiği besleme akımını azaltmak için açık kolektörlü bir logic çıkış veya düşük sızıntı akımlı bir seri diyotlu bir logic çıkış ile V_{sense} pini düşük gerilime çekilir. Eğer V_{sense} bağlantısı herhangi bir sebepten dolayı devreden ayrılırsa, açık döngü koruması içsel bir akım kaynağı ile V_{sense} bacağını sıfıra çeker ve kapı sürücülerini kapatır.

3. Bacak (TSET) : Zamanlama ayarı: PWM iletim aralığını ayarlama girişidir. TSET pininden AGND' ye bir direnç bağlanarak COMP gerilimi ile kapı sürme sinyallerinin çıkışlarındaki minimum peryoda karşın iletim aralığını ayarlar.

4. Bacak (PHP) : B fazının etkinleştirme: Bu pin yükseltici dönüştürücünün B faz kolunun kullanıp kullanmamayı ayarlar. B faz kolu kullanılmadığı zaman A faz kolu geçici faz yönetimi sırasında COMP gerilimini sabit tutmaya yardımcı olmak için uygulanan iletim aralığı hemen iki katı olur. PHP bacağı COMP bacağına bağlandığı zaman en iyi verim için PHP eşik gerilimi giriş şebeke aralığı ile değişir. PHP aynı zamanda isteğe göre faz yönetimine izin vermek için dışarıdan lojik bir sinyal ile de

sürülebilir. Tamamiyle faz yönetimini devre dışına bırakmak için PHP pini V_{ref} pinine bağlanır.

5. Bacak (COMP) : Hata amplifikatörü çıkışı : Bu hata amplifikatörünün çıkışı yüksek empedansa sahip bir akım kaynağı gibidir. Gerilim regülasyon döngüsü kompanze elemanları bu pinden analog referansa (ground) bağlanır. Yumuşak kalkış durumları sırasında (düşük gerilim gibi) COMP düşük gerilime çekilir. Yumuşak kalkış durumları ortadan kalkar ve COMP 0.5V'da deşarj edilip kısa bir iletim süresi ve düşük bir gerilim ile devre tekrardan çalışmaya emin olduktan sonra normal çalışmaya devam eder. COMP bacağını 0.5V altına düşürücek bir düşük empedanslı bir kaynağa bağlamayınız.

6. Bacak (AGND) : Analog referans(ground): Analog referansa sinyallerin bypass kapasiteleri, kompanzasyon elemanları, analog sinyallerin dönüşleri bağlanır. Düşük akımlı analog devre parazitlerinden güç elemanlarının yüksek akımlı gürültülerini izole etmek için analog referans ve güç referansı tek bir noktada birleştirilir.

7. Bacak (VINAC) : Giriş AC gerilim algılayıcısı : Normal çalışma için, doğrultulmuş ana güç kısmı bir gerilim bölücü ile bu pine bağlanır. Bu bacak, gerilim giriş koruması ve rampa oranını ayarlamak için giriş akımını algılar. V_{inAC} üzerindeki gerilim , düşük gerilim koruma filtre zamanından daha fazla düşük gerilim eşik değerinin altında kalırsa entegre düşük gerilim koruma moduna girer ve her iki kapı sürme sinyallerini keser. İstenilen düşük gerilim koruma eşik değeri ve giriş şebeke gerilim aralığı için giriş gerilim bölücüsü seçilir. İstenilen düşük gerilim koruma algılayıcısı içinde gerilim bölücü empedansı seçilir.

8. Bacak (HVSENSE) : Çıkış yüksek gerilim algılayıcısı : UCC28060 güvenli seviyeler üzerinde herhangi bir hatada çıkış gerilimini yükseltmeyi engelleyen bir tehlike önleyici aşırı gerilim koruması bulundurur. Çıkış üzerindeki yüksek gerilim hem V_{sense} hemde HV_{sense} tarafından örneklenir ve eğer örneklenen gerilim yükselen eşik gerilim değerini aşarsa PWM sinyalleri kapatılır. Yüksek gerilimi örneklemek için kullanılan bu iki pin normalden fazla hata toleransı sağlar. Aynı zamanda HV_{sense} üzerindeki gerilim çalışma bölgesi içinde olduğu zaman düşürücü yönde bir güç dönüştürücüsü olarak kullanılabilir. İstenilen yüksek gerilim ve eşik güç değeri için bir HV_{sense} bölücü oranı seçilir. İstenilen güç histerisizi için bir HV_{sense} bölücü empedansı seçilir. Çalışma

sırasında HV_{sense} asla 0.8V altına düşmemelidir. Bu entegre yalnızca özel test modu için fabrika testinde 0.8V altında tutulur. HV_{sense} den analog referansa filtre gürültüleri ve yüksek gerilim hatasını engellemek için bir bypass kapasitesi atılması tavsiye edilir.

9. Bacak (PVMCNTL) : Lojik çıkış sağlayan PWM : Eğer iki fazlı moda çalışırda , ZCDA ve ZCDB girişleri doğru anahtarlanıyor ve HV_{sense} çalışma aralığı içinde ise, bu pin düşük gerilime çekilir aksi takdirde PVMCNTL bacağı yüksek empedanstadır.

10. Bacak (CS) : Giriş akım algılayıcısı : Diyot köprüsünün negatif bacağından bu bacağa bir akım algılayıcısı direnci bağlanır. Ayrı bir yol ile de akım algılayıcı direnç analog referansa bağlanır. Giriş akımı arttığı zaman CS direnci üzerindeki gerilim daha da negatifleşerek artar. CS üzerindeki negatif gerilim yükselen eşik değeri olan yaklaşık -200mV u aşar ise, peryot peryot aşırı akım koruması her iki kapı sürücü sinyalini keserek giriş akımını limitler. Kapı sürücü çıkışları CS'nin düşen eşik değerinin yaklaşık -15mV'a düşene kadar kapalı şekilde sıfır gerilimde kalır.

Akım algılayıcısı, kapı sürücü çıkışlarının ikisinde düşme eğrisinin takibi için 100ns' yi görmezden gelir. Bu görmezden gelme güç mosfetlerinden yükseltici diyoda anahtarlama akımı ile oluşan gürültüleri filtreler. Bu durumda ekstradan akım algılayıcı filtreleri gerektirmiyor. Eğer filtreleme gerekiyor ise filtre direnci bu hatasızlığı devam ettirmek için 100ns'den düşük olmalıdır.

Inrush (şebekeden ilk anda çekilen yüksek akım) koşulları sırasında CS pininin üzerindeki yüksek negatif gerilimi engellemek için, akım algılama direnci CS bacağına harici bir düşük değerli direnç üzerinden bağlanmalıdır. Seri filtre direnci ile bu direnç toplamda 100Ω'dan küçük olması gerekir.

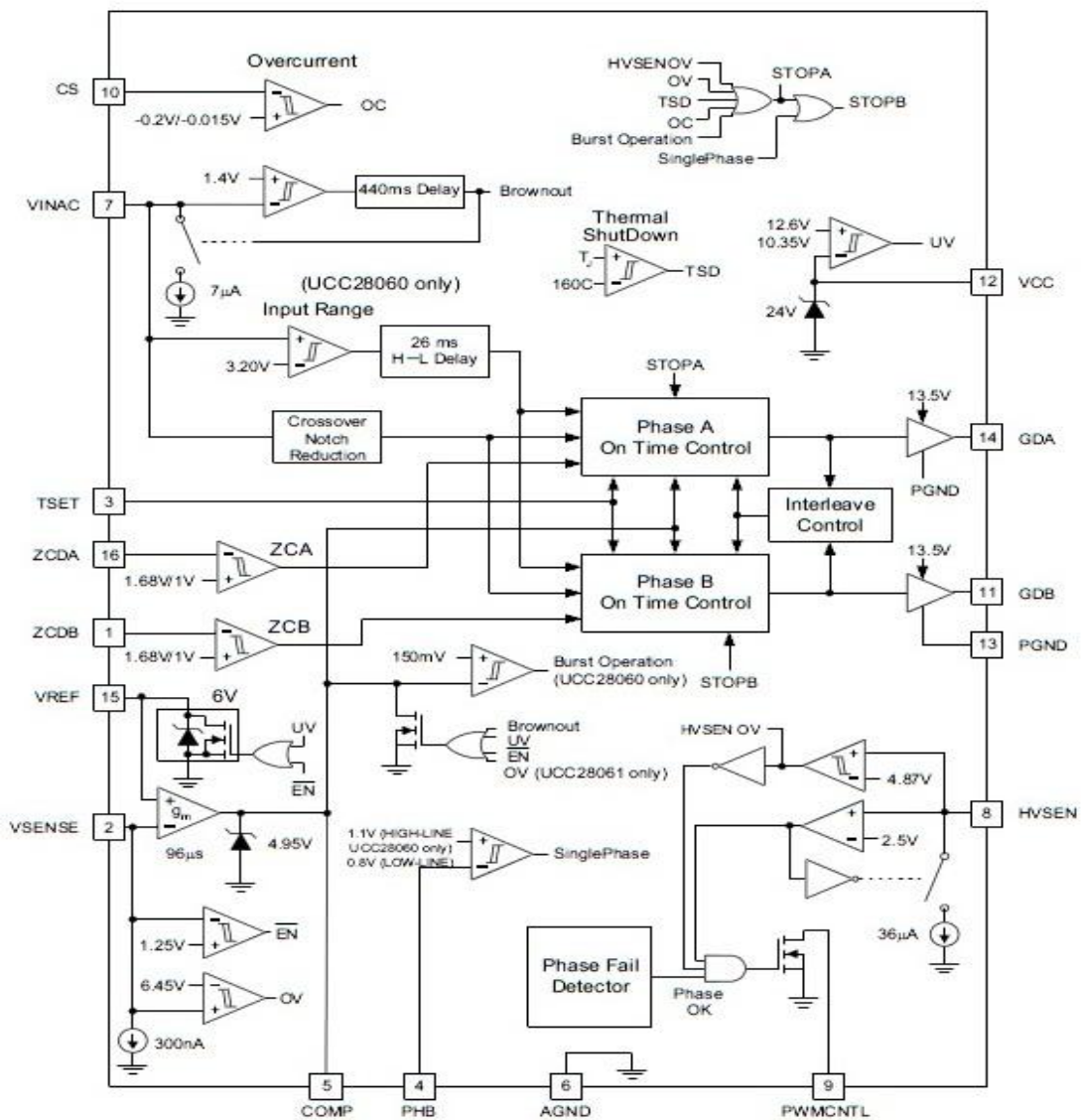
11. ve 14. Bacaklar (GDA-GDB) : A ve B faz kollarının kapı sürme sinyal çıkışları : Bu bacaklar güç FET'lerinin kapılarına en kısa pratik yoldan bağlanmalıdır. Bu bağlantı yolu 0.5 inch'den (12.6mm) fazla ise ve yolun uzaması ile oluşacak seri endüktansdan dolayı bazı çınılamalar (ringing) oluşabilir. Bu çınılamalar GDA ve GDB bacaklarına seri olarak 5Ω veya 10Ω'luk direnç bağlanarak düşürülebilir.

12. Bacak (VCC) : Kontrolör besleme gerilimi : Bu pine 14 -21 V arası kontrollü bir besleme kaynağı bağlanır. Aynı zamanda 100nF'lık bir seramik kapasite bu bacadan

güç referansına (ground) bağlanmalıdır. Bu beslemeyi sağlayacak kaynak mosfetlerin kapı şarj akımına ek olarak 6mA DC akım sağlayabilmesi gerekir.

13. Bacak (PGND) : Güç referansı(ground) : Entegre için güç referansıdır. Bu bacak ayrı bir kısa yol ile birlikte analog referansa bağlanır. (Analog sinyalden kapı sürme gürültülerini engellemek için)

15. Bacak (VREF) : Çıkış gerilim referansı : Bu pinden analog referansa 100nF seramik kapasite bağlanır. Bu 6 V DC referans, toplam besleme akımının 2mA daha az değeri devre gereksinimleri için kullanılabilir.



Şekil 4. 12 Entegrenin iç yapısı (Texas Instruments [30])

4.2.3 Çalışma Teorisi ve Özellikleri

UCC 28060 iki yükseltici darbe genişlik modülasyonlu (PWM) güç dönüştürücüleri için kontrol devresi içerir. Bir zaman periyodu için yükseltici PWM güç dönüştürücülerinin yükseltici endüktansları içerisindeki rampa akımları, hata amplifikatörünün çıkışındaki gerilim ile orantılıdır. Yükseltici endüktans akımları sıfıra düşecek şekilde zayıflayana kadar her güç dönüştürücüsünün güç mosfetleri kesim durumundadır. Sıfır akım denetleme girişleri (ZCDA ve ZCDB) sıfır akımı algıladığı zaman öncelikle endüktans akımı sıfıra ulaşır, güç dönüştürücüsü diğer periyotta aktif olur. Bu anahtarların iletme girip çıkması ile üçgen bir akım dalgası oluşur. (4.28)'de verilen eşitlikle şebeke giriş gerilimi ve iletimde süresi tarafından pik akım ayarlanabilir.

$$I_{pik}(t) = \frac{V_{INAC}(t) \times T_{ON}}{L} \quad (4.28)$$

Ortalama şebeke giriş akımı yaklaşık şebekenin pik akım değerinin yarısına eşittir.

$$I_{ort}(t) = \frac{V_{INAC}(t) \times T_{ON}}{2 \times L} \quad (4.29)$$

Bir AC şebeke periyodu süresince T_{ON} iletim süresi ve L aslında sabittir. Sonuç olarak her anahtarlama periyodu süresince üçgen akım dalga şekli, doğrultulmuş AC şebeke geriliminin ani değeri ile orantılı bir ortalama değere sahiptir.

Devredeki iki PWM sinyalinin çıkışları birbirinden 180° faz farkı ile çalışır. Bu yüzden de bu iki PWM için güç şebekesinin akım salınımları bireysel PWM'lerinkinden daha düşüktür. Bu dizayn ile giriş ve çıkıştaki salınımlı akımlar azaltılır ve bu azalma giriş ve çıkış filterelerinin maliyetini ve boyutunu düşürmeye imkan tanır. UCC28060 bir çok özellik ve korumaya sahiptir. Bunları aşağıdaki alt başlıklarda inceleyeceğiz.

İletim Süresi Kontrolü , Maksimum Frekans Limitlendirmesi , Yeniden Başlatma Zamanlayıcısı

Kapı sürmesi iletim süresi, K_T diye adlandırılan bir faktör tarafından hata karşılaştırmacı çıkışı ile değiştirilir.

$$T_{ON} = K_T(V_{COMP} - 125mV) \quad (4.30)$$

- V_{COMP} : Hata amplifikatörünün çıkışı ve 125mV ötelenmiş bir ayarlayıcı

Şebeke gerilim değişikliklerinin kazanç döngüsü üzerindeki etkisini kompanze etmek için, düşük şebeke aralığındaki K_T yüksek şebeke aralığından üç kat daha büyüktür.

$$K_{TL} = 3 \times K_{TH} \quad (4.31)$$

- K_{TH} : Şebeke yüksek gerilim aralığında iken K faktörü,
- K_{TL} : Şebeke düşük gerilim aralığında iken K faktörü,

İki faz kollu ile tek faz kollu çalışma arasındaki iletimin düzgün şekilde sağlanması için K_T , tek faz kollu çalışmada iki kat arttırılır.

- $K_{THS} = 2 \times K_{TH}$; yüksek gerilim aralığında tek fazı aktif etmek için
- $K_{TLS} = 2 \times K_{TL}$; düşük gerilim aralığında tek fazı aktif etmek için

Hata amplifikatörünün çıkışının maksimum kenetleme (clamp) gerilmi 4.95V'ta limitlendirilir. Bu değerden 125mV'luk öteleme ayarın çıkarırsak iletim zamanı (4.32)'de gösterildiği gibi olur.

$$T_{ON(max)} = K_T \times 4.825V \quad (4.32)$$

Bu iletim zamanı limiti, verilen giriş gerilim seviyesinde dönüştürücü tarafından iletilebilecek maksimum gücü göre ayarlanır.

Her fazın anahtarlama frekansı minimum peryot zamanlayıcısı tarafından ayarlanır. Eğer akım minimum peryot zamanlayıcısının değerine ulaşmadan önce sıfıra ulaşırsa, iletim zamanı gecikir ve bunun sonucunda kesintili faz akımı durumu oluşur.

Eğer her iki faz kolundan birinin ZCD girişi yaklaşık 200µs de yüksek empedanstan düşük empedansa geçemez ise , yeniden başlatma zamanlayıcısı tüm koşullar altında her iki faz kolunun tekrardan çalışmaya başlamasını sağlar. Devrenin kesintisiz moda

(CCM) çalışmasını engellemek için, tekrar başlatma zamanı her iki faz kolunun akımını tekrar sıfıra ulaşana kadar ilettime girme tetiklemesini engeller.

İletim süresi faktörleri (K_{TH} , K_{THS} , K_{TL} , K_{TLS}) ve minimum anahtarlama frekans periyodu T_{MIN} , R_{TSET} zaman ayarlama direnci ile doğru orantılıdır. Bu direnç TSET bacağından referansa bağlanır. Şu şekilde hesaplanır.

Yüksek gerilim aralığını aktif etmek için;

$$K_{TH} = \frac{R_{TSET}}{133k\Omega} \times 1.35 \frac{\mu s}{V} \quad (4.33)$$

Düşük gerilim aralığını aktif etmek için;

$$K_{TL} = \frac{R_{TSET}}{133k\Omega} \times 4.00 \frac{\mu s}{V} \quad (4.34)$$

Minimum anahtarlama periyodunu hesaplamak için;

$$T_{MIN} = \frac{R_{TSET}}{133k\Omega} \times 2.2 \mu s \quad (4.35)$$

bu eşitlikler kullanılır.

R_{TSET} ' in asıl değeri kenetlenmiş maksimum iletim süresinde bulunur. $T_{ON(max)}$ 'ın minimum giriş gerilimi ve maksimum çıkış yükünde hesaplanması gerekir.

Doğal Dönüşümlü Çalışma

Normal çalışma koşulları altında UCC28060 180°'ye çok yakın olan A kanalı ve B kanalının ilgili fazlarının endüktans akımlarını regüle eder. Şebeke ve çıkış kapasitesindeki akım salınımlarını da minimize ettiği görülür. Faz kontrol fonksiyonları faz ve frekans ilişkisi temel alınarak A ve B kanallarının ilettime girme sürelerini farklı şekilde ayarlar. Bu doğal dönüşümlü çalışma metodu, yükseltici endüktans toleransı üzerindeki gereksinimsiz her iki faz kolu için 180° faz farkı ve sınır akım modlu çalışmaya ulaşmak için dönüştürücüye imkan sağlar. Sonuç olarak A ve

B faz kollarının akım paylaşımı endüktans toleransına göre orantılıdır. Bu endüktans değerleri olabildiğince birbirine yakın olduğu zaman en iyi akım paylaşımına ulaşılır.

Basit Faz Kolu Yönetimi

Oluşturduğumuz uygulama devresinin düşük yüklü olduğu durumlarda, mosfetlerin jonksiyon kapasitesinin deşarjından oluşan büyük anahtarlama kayıpların ve düşük yük sonucu küçük iletim kayıpları nedeniyle artan iletim ve anahtarlama kayıplarını azaltmak için güç devresi faz kolunun bir tanesi kapatılır. Belli güç seviyelerinde, anahtarlama kayıplarının azaltılması artan iletim kayıplarından daha fazla olur böylelikle daha verimli olduğu farkına varılır. Bu özellik dönüşümlü güç faktörü düzeltmesinin ana yararlarından bir tanesidir. Özellikle düşük yükler ile karşılaştığında istenilen dizayn gereksinimlerini sağlaması için bu faz yönetimi çok yararlıdır.

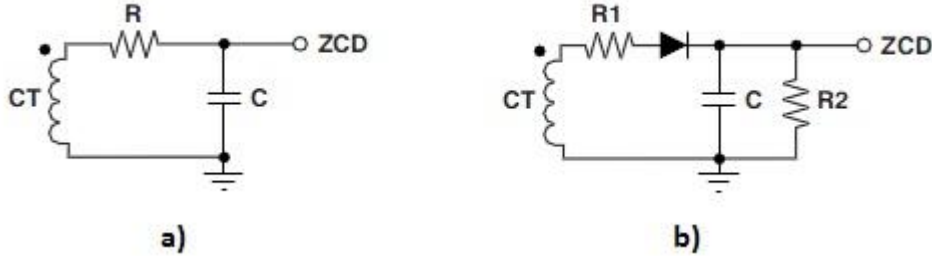
Basit faz yönetiminin foksionu COMP ucunun PHB ucuna bağlanması ile kullanıcıya düşük yüklü koşullarda daha yüksek verime ulaştırmak için bir faz kolunun kullanımını kapatır. Teorik analiz ve deneysel sonuçlar baz alındığında UCC28060 maksimum verim gelişimini sağlayan faz kontrolünü sunar.

PHB girişi aynı zamanda dışarıdan lojik bir sinyallede kullanıcının kendi belirlediği koşullara göre kullanılabilir. Aynı zamanda isterse kullanıcı PGB girişini VREF bacağına bağlayarak tamamen bu faz kontrol yöntemini devre dışı bırakabilir.

Sıfır Karşılaştırma Denetleyicisi ve Vadi (Valley) Anahtarlaması

Sınır akım modlu GFD devrelerinde, yükseltici endüktans akımı sıfır ile karşılaştığı zaman mosfet ilettime girer. Mosfetin drain noktasına bağlı parazitik kapasite ve yükseltici arasındaki rezonanstan dolayı mosfetin bu kapasitesinde depolanan enerjinin bir kısmı tekrar geri kazanılabilir ve anahtarlama kayıplarınıda azaltabilir. Ayrıca doğrultulmuş giriş gerilimi çıkış geriliminin yarısından daha az olduğu durumda, mosfetin jonksiyon kapasitesinde depolanan tüm enerji geri kazanılabilir ve sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilebilir. Uygun ek bir gecikme tarafından mosfet kendi draininin rezonans geriliminin boşluğunda ilettime girebilir. Bu şekilde enerji kazanımı maksimize edilirken, anahtarlama kayıpları minimize edilir.

RC zaman sabiti genellikle ampirik olarak türetilir. Devrenin draininin rezonans periyodunun %25'ine denk gelen değer en iyi başlangıç nokasıdır. Bahsettiğimiz bu geçikme basit bir RC devresi tarafından gerçekleştirilebilir.



Şekil 4. 13 a) Basit bir RC geciktirme devresi, b) Daha hassas bir zaman geciktirme devresi

Düşük Gerilim Koruması

Güç şebekesinin gerilim rms değeri azaldığı zaman, giriş akımının rms değeri belirli bir yük için çıkış geriliminin sabit kalmasını sürdürmek için artar. Düşük gerilim koruması, giriş akımının rms değerinin belirlenmiş güvenli çalışma seviyelerini aşmasını engeller. Giriş geriliminin rms değeri V_{INAC} 'de algılanır. V_{INAC} 'ye uygulanan gerilim hatası düşük gerilim korumasının filtre zamanı içinde düşük gerilim koruması eşik değerini aşar ise, koruma koşulu gerçekleşir ve kapı sürme sinyallerini anında düşük empedansa çeker. Düşük gerilim sırasında aynı zamanda COMP'da düşük empedansa çekilir. V_{INAC} gerilim değerinin düşük gerilim koruması eşik değerinin üzerine çıkana kadar kapı sürücü çıkışları düşük empedansta kalmaya devam eder. Koruma koşulu bitip COMP'ta yükseldiği zaman güç katı yumuşak şekilde çalışmaya başlar.

Düşük gerilim koruma eşik değeri ve onun histerisizi gerilim bölücü oranı ve direnç değerleri ile değiştirilir. Bu bacak aynı zamanda giriş şebeke gerilimini iletim süresi faktörüne bağlı olarak ayarlamak için denetler. Düşük gerilim koruması ve şebeke gerilim aralığı denetlemesi V_{INAC} 'nin pik gerilim değerine bağlıdır. Eşik gerilim değeri ve histerisizde aynı zamanda V_{INAC} 'nin pik gerilim değerine bağlıdır. V_{INAC} kolayca rms değere dönüştürülebilir. Önerilmiş direnç değerleri gerilim bölücü için doğrultulmuş giriş geriliminden V_{INAC} bacağına $3 \text{ M}\Omega \pm \%1$ ve V_{INAC} 'de referansa $46,4 \text{ k}\Omega \%1$ olarak bağlanır. Bu dirençler giriş gerilimlerinin rms değerleri için belirtilen eşik değeri belirler. Çizelde de bu değerler gösterilmiştir.

Çizelge 4. 1 Düşük gerilim koruması ve değişen eşik değer aralığı

Eşik Değer	Düşük gerilim koruması (RMS)
Düşen	65 V
Yükselen	79.8 V

Tehlike Önleyici Aşırı Gerilim Koruması

Tehlike önleyici aşırı gerilim koruması , güvenli seviyeler içinde yükselmesine izin verilmiş çıkış gerilimindeki herhangi bir hatayı engeller. Çıkış gerilimi algılaması için yolların fazlalığı çıkış aşırı gerilimine karşı ek bir koruma sağlar. Aşırı gerilim koruması iki bağımsız yol üzerinden incelenir. Bunlar HV_{sense} ve V_{sense} bacaklarıdır. Bu bacakların herhangi birinin girişi aşırı gerilimi algılayacak şekilde dönüştürücünün çalışması kapatılır. Çıkış gerilimi herhangi bir döngü hatası ile karşılaşsa bile çalışmasını sürdürebilir. Bu iki algılayıcı girişler normal çalışma aralığına döndüğü zaman sistem yeniden uygun hale gelir. Bu sırada kapı sürücü çıkışları PWM kontrolü altında anahtarlamaı sürdürür. Çıkış aşırı gerilimi yumuşak kalkışa neden olmaz ve aşırı gerilim koşulları sırasında COMP ucu deşarj olmaz.

Aşırı Akım Koruması

Belirli koşullar altında (örn; inrush, düşük gerilim geri toparlanması ve aşırı yük) GFD devresi güç kısmı yüksek akımlar çeker. Bu durumda güç elemanlarının anahtarlamaı korunmuş olması kritiktir.

Geleneksel ve bilinen akım algılama metodu, mosfetin source ucu ile seri olarak bağlanmış bir şönt direnci kullanılarak akım algılanır. Ayrıca mosfet kesim de olduğu anlarda ise akım bilgisi algılanamaz. Source dirençli akım algılama metodu aşırı akım koşulları sırasında mosfetin tekrar eden iletim sürelerine gerek duyar. Sonuç olarak dönüştürücü geçici olarak CCM modunda çalışabilir ve yükseltici diyodundaki tekrar toparlanma akımları tarafında endüklenmiş hatalarla karşılaşır.

UCC28060 toplam endüktans akımını (giriş akımı) sürekli algılamak için yalnızca bir adet direnç kullanır. Bu yol endüktans akımları aşırı şekilde yükseldiğinde mosfetin iletim

sürelerinde çekilecek akımından tamamiyle kaçınılır. Çünkü mosfetleri sürmemiz endüktans akımının sıfıra yaklaşıncaya kadar engellenmiştir ve böylelikle diyodun ters toparlanma akımı ile oluşacak diğer hatalarda engellenmiştir.

Faz Kolu Hata Koruması

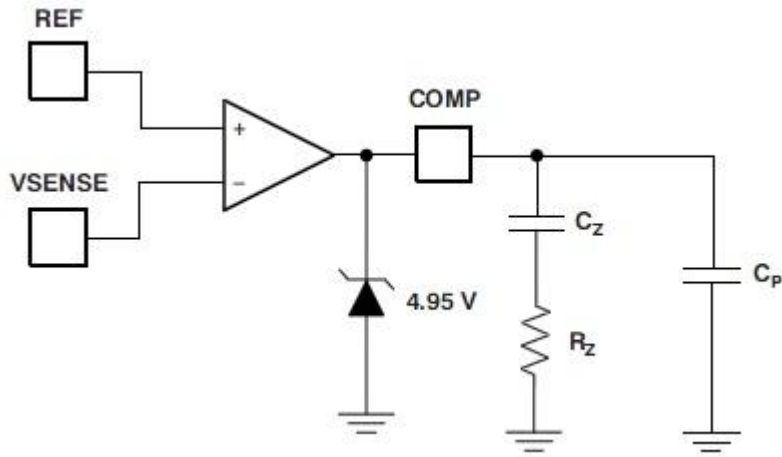
UCC28060 ZCD darbelerinin dizisi örnekleyerek bir fazın kolunun hatalarını denetler. Normal iki faz kolu ile çalışmada eğer bir ZCD girişi yaklaşık 14ms'den daha uzun süre için boшта kalırsa, diğer ZCD girişi normal olarak anahtarlanırken PWMCTNL bacağı yüksek empedansa çekilir ve güç katının doğru şekilde çalışmadığı anlaşılır. Tek faz kollu çalışmada faz hatası örneklenmez.

Distorsiyonların Azaltılması

Mosfetin drain source uçları arasına bağılı kapasitesi ile endüktans arasındaki rezonansdan dolayı bilinen iletim modlu GFD devreleri giriş geriliminin yaklaşık sıfır olduğu zamanda şebekeden güç çekmeye bilir. Bu sınırlamanın sonucunda dalga şeklinde bozulmalar ve harmonikler artar. Şebeke akımındaki bozulmaları mümkün olan en düşük seviyelere düşürmek için, UCC28060 giriş gerilimi yaklaşık sıfır olduğu zaman mosfetin iletimde kalma süresini artırır ve böylelikle girişten güç çekmeyi artırarak kompanze eder.

Geliştirilmiş Hata Amplifikatörü

Hata amplifikatörü gerilim girişli akım çıkışlı bir amplifikatördür. Gerilim döngüsü kompanzasyonu COMP, hata amplifikatörü çıkışından referansa bağılıdır. Tavsiye edilen kompanzasyon bağlantısı şekli aşağıdaki gibidir.



Şekil 4. 14 Hata amplifikatör kompanzasyon devresi (Texas Instruments [30])

Geçici cevabı geliştirmek için, hata amplifikatör girişi 5.815V altında olduğu zaman çıkış akımı 100mA'e yükseltilir. Bu yükselme ani yük akımı artışları sırasında kompanzasyon elemanlarının daha hızlı şarjına imkan sağlar.

Açık Döngü Koruması

Eğer geri besleme döngüsü bağlantısı herhangi bir sebepten dolayı entegreden ayrılırsa. UCC28060 'ın içsel akım kaynağı V_{sense} bacağına referansa çeker. V_{sense} bacağı 1.20V altına düştüğü zaman entegre kendini kapatır. Entegre kendini kapattığı zaman besleme akımı azalır ve her iki kapı sürme sinyallerinin çıkışı ve COMP, düşük empedansa çekilir. V_{sense} pini 1.25V üzerine çıktığı zaman tekrar entegre aktif hale gelir. Bu sırada kapı sürme çıkışları PWM kontrol altında anahtarlama başlar. Entegre dışarıdan da kapatılabilir. Dışardan V_{sense} bacağı referansa çekilirse entegre kendini kapatır ve V_{sense} referanstan ayrıldığı zaman entegre yumuşak olarak yeniden çalışmaya başlar. Bu metod entegreyi bekleme modda (stand by) çalışmayı ve enerji harcamasını minimize etmek için kullanılabilir. Bu özellik standby uygulaması istenen uygulamalarda anahtar özellik olarak kullanılabilir.

Eğer geri besleme döngüsü referanstan herhangi bir şekilde ayrılırsa V_{sense} gerilimi yüksek empedansa çekilir. V_{sense} aşırı gerilim koruma eşik değerini aştığı zaman her iki kapı gerilim sürme sinyali ve COMP düşük empedansa çekilir. V_{sense} kendi çalışma aralığına geri dönerse entegre tekrar çalışır. Bu sıra kapı sinyalleri PWM kontrol altında

anahtarlanmaya başlar. Bu koşullar altında cihazı hasarlardan korumak için V_{sense} pini içşel olarak kenetlenir (clamped).

Yumuşak Kalkış (Soft Start)

PWM kademeli olarak sıfır iletim süresi süresinden normal çalışma iletim süresine kadar açar kompanzasyon kapasitelerinin de COMP'tan referansa en yüksek değerinden en düşük değerine kadar deşarj eder. Bu çalışma yumuşak kalkış çalışmasıdır ve bu çalışmayı ayarlamak için COMP kapasite değerleri ve hata amplifikatör çıkış tarafında sabit bir zaman sabiti ile ayarlanır.

VCC gerilim düşümü hatası, logic disable veya düşük gerilim koruması durumunda COMP düşük empedansa çekilir. Bu durum düzeldikten sonra yumuşak kalkış başlar.

Düşük Yük Çalışması

Yük akımı azaldığı zaman, azalan COMP gerilimi tarafından hata amplifikatörün giriş akımı azaltılır. Eğer PHB bacağı düşük giriş geriliminde 0.8V altına düştüğü zaman B kanalı anahtarlamayı durdurur ve A kanalının anahtarlama süresini kompanze etmek için iki katına çıkar. Eğer COMP 150mV altına düşer ise anahtarlamayı durdurur. Döngü histerisiz kontrol moduna girer PWM regülasyonu sürdürmek için peryotları geçer.

VCC Aşırı Gerilim Koruması

VCC'nin gerilimi eşik değerinin altına düşer ise iki kapı sürücüsü ve COMP düşük empedansa çekilir. VCC tekrar yükselirse PWM fonksiyonları tekrar başlar. VCC gerilimi 13V – 21V arasında olmalıdır.

4.3 Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi

Oluşturmayı hedeflediğimiz uygulama devresi olan iki faz dönüşümlü yükseltici güç faktörü düzeltme devresini 400 Watt'lık olarak tasarlamayı hedefliyoruz. Devre tasarımında malzeme seçimi yapılırken en verimli kullanabileceğimiz ve en ucuz elemanları seçmek yerine elimizde bulunan ve uygulama devresine uygun olan malzemeler kullanılmıştır. Öğrenci bütçesi ile istenilen tüm malzemelere ulaşmak mümkün değildir. Fakat kullanılan tüm malzemeler günümüzde piyasadaki devre ve

cihazlarda kullanılan malzemelerdir. Hedeflenen devre güç kaynakları, elektronik balastlar ve LCD, Plasma ve DLP TVlerde kullanılabilir. Oluşturmayı hedeflediğimiz GFD devresinin dizaynı için hedeflenen özellikler aşağıdaki çizelgede gösterilmiştir.

Çizelge 4. 2 GFD devresinin dizaynı için hedeflenen özellikleri

Parametreler		MIN	MAX	Birim
V _{IN}	Giriş gerilimi (rms)	85	265	V _{rms}
V _{OUT}	Çıkış gerilimi	390		V
f _{LINE}	Şebeke frekansı	47	63	Hz
PF	Tam yükteki güç faktörü	0.90		
P _{OUT}	Çıkış gücü	400		W
η	Tam yüklü verim	0,93		
f _{MIN}	Minimum anahtarlama frekansı	35		kHz

4.3.1 Devrenin Tasarım Parametrelerinin Hesaplanması ve Seçimi

Endüktans Seçimi

Yükseltici endüktans düşük girişli şebekenin pik değerinde endüktans akımının değişiminin gereksinimi baz alınarak seçilir. Endüktans seçilirken düşük şebekenin pik değerinde yükseltici dönüştürücünün doluluk oranının (duty cycle) hesaplanması gerekir.

$$D_{pik_düşük_şebeke} = \frac{V_{OUT} - V_{IN_MIN}\sqrt{2}}{V_{OUT}} = \frac{390\text{ V} - 85\text{ V}\sqrt{2}}{390\text{ V}} \cong 0.69 \quad (4.36)$$

Düşük şebekenin pik değerinde, dönüştürücünün minimum anahtarlama frekansı oluşur. Sesli gürültülerden kaçınmak için 25 ile 50 kHz arasında bir değere ayarlanmalıdır.

$$L_1 = L_2 = \frac{\eta \times V_{IN_MIN}^2 \times D_{pik_düşük_şebeke}}{P_{OUT} \times f_{MIN}} = \frac{0.93(85\text{ v})^2 0.69}{400\text{ W} \times 30\text{ kHz}} = 332\text{ }\mu\text{H} \quad (4.37)$$

350 μH seçildi. Magnetics firmasının 0077256A7 nolu nüvesi ile 350 μH oluşturuldu. Endüktans üzerindeki pik akım değeri,

$$I_{L_{pik}} = \frac{P_{OUT}\sqrt{2}}{V_{IN_MIN} \times \eta} = \frac{400\text{ W} \sqrt{2}}{85\text{ V} \times 0.93} \cong 7.16\text{ A} \quad (4.38)$$

bulunur. Endüktans üzerindeki akımın rms değeri,

$$I_{L_{RMS}} = \frac{I_{L_{pik}}}{\sqrt{6}} = \frac{7.16\text{ A}}{\sqrt{6}} = 2.92\text{ A} \quad (4.39)$$

bulunur. Endüktans akımının sıfırını algılamak için sarılan yardımcı sargı,

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{OUT} - V_{IN_MAX}\sqrt{2}}{2\text{ V}} = \frac{390 - 265\sqrt{2}}{2\text{ V}} \cong 8 \quad (4.40)$$

(4.40)'dan anlaşılacağı üzere yardımcı sargı primer sargının 8 de 1 i olarak sarılmalıdır.

ZCD Direnç Seçimi (R_{ZA} , R_{ZB})

Minimum ZCD dirençlerinin seçimi, dahili zenerin maksimum akım kenetleme değeri (3mA) baz alınarak seçilir.

$$R_{ZA} = R_{ZB} = \frac{V_{OUT} \times N_S}{N_P \times 3\text{ mA}} = \frac{390\text{ V}}{8 \times 3\text{ mA}} = 16.3\text{ k}\Omega \quad (4.41)$$

Bizim dizaynımızda RZD dirençleri 20 k Ω olarak seçildi. $R_{ZA} = R_{ZB} = 20\text{ k}\Omega$

HVSENSE

HV_{sense} bacağı UCC28060'ın PWMNTL bacağından çıkışını programlar. HV_{sense} bacağından çıkışı 2.5V üzerine çıktığında, PWMNTL yüksek empedans ile başlar ve referansa

çekilir. Devre çıkışı normal değerinin %90'nının içinde olduğu zaman PWMCNTL bacağı nasıl bir şekilde ayarlandığı (4.46) eşitliğine gösterilir.

$$V_{OUT_OK} = V_{OUT} \times 0.90 \cong 351 \text{ V} \quad (4.42)$$

R_E , gerilim bölücünün üst bölgesini ayarlar ve PWMCNTL sinyalinin histerisizini programlar, 108 V'luk histerisiz sağlamak için,

$$R_E = \frac{\text{Histerisiz}}{36 \text{ mA}} = \frac{108 \text{ V}}{36 \text{ mA}} = 3 \text{ M}\Omega \quad (4.43)$$

$R_E = 3 \text{ M}\Omega$ seçilir. R_F direnci PWMCNTL değerinin eşik değerini ayarlar,

$$R_F = \left(\frac{2.5 \text{ V}}{\frac{V_{OUT_OK} - 2.5 \text{ V}}{R_E} - 36 \text{ }\mu\text{A}} \right) = \frac{2.5 \text{ V}}{\frac{351 \text{ V} - 2.5 \text{ V}}{3 \text{ M}\Omega} - 36 \text{ }\mu\text{A}} = 31.185 \text{ k}\Omega \quad (4.44)$$

$R_F = R_1 + R_2 = 30 \text{ k}\Omega + 1.2 \text{ k}\Omega = 31.2 \text{ k}\Omega$ seçilir. PWMCNTL bacağı (4.45)'deki eşitlikte gösterildiği gibi çıkış gerilimi minimum değerine ulaşıncaya kadar aktif şekilde kalır.

$$V_{OUT_MIN} = \frac{2.5 \text{ V} (R_E + R_F)}{R_F} = \frac{2.5 \text{ V} (3 \text{ M}\Omega + 31.2 \text{ k}\Omega)}{31.2 \text{ k}\Omega} = 243 \text{ V} \quad (4.45)$$

Seçilen direnç değerlerine göre tehlike önleyici aşırı gerilim korumasının eşik değeri hesaplanmalıdır.

$$V_{OV_FAILSAFE} = \frac{4.87 \text{ V} (R_E + R_F)}{R_F} = \frac{4.87 \text{ V} (3 \text{ M}\Omega + 31.2 \text{ k}\Omega)}{31.2 \text{ k}\Omega} = 473 \text{ V} \quad (4.46)$$

Çıkış Kapasitesinin Seçimi

Bir şebeke periyodu boyunca çıkışı tepe değerinde tutmak için seçilecek kapasite değeri aşağıdaki eşitlikle hesaplanır.

$$C_{OUT} \geq \frac{2 \frac{P_{OUT}}{\eta} \frac{1}{f_{LINE}}}{V_{OUT}^2 - (V_{OUT_MIN})^2} = \frac{2 \frac{400}{0.93} \frac{1}{47}}{(390 V)^2 - (243 V)^2} \cong 197 \mu F \quad (4.47)$$

Birer adet 220 μF 'lık ve 100 μF 'lık kapasite kullandık. Böylelikle çıkış geriliminin salınımı,

$$V_{RIPPLE} = \frac{2 \times P_{OUT}}{\eta} \frac{1}{V_{OUT} \times 4\pi \times f_{LINE} \times C_{OUT}} \quad (4.48)$$

$$V_{RIPPLE} = \frac{2 \times 400}{0.93 \times 390 V \times 4\pi \times 47Hz \times 320\mu F} \cong 9 V$$

olur.

Pik Akım Limiti İçin Rs Direncinin Seçimi

UCC28060 pik limit karşılaştırıcısı toplam giriş akımını algılar, inrush ve aşırı yük durumunda mosfeti korumak için kullanır. Pik akım limitinin eşik değeri bu dizaynda nominal inrush akımının %120' sine ayarlanır. Akım algılama direnci metal-film direnç seçilir.

$$I_{peak} = \frac{2P_{OUT}\sqrt{2} \times (1.2)}{\eta \times V_{IN_MIN}} = \frac{2 \times 400 W\sqrt{2} \times (1.2)}{0.93 \times 85 V} = 17.18 A \quad (4.49)$$

$$R_s = \frac{200 mV}{I_{peak}} = \frac{200 mV}{17.18 A} \cong 12 m\Omega \quad (4.50)$$

$$P_{RS} = \left(\frac{P_{OUT}}{\eta \times V_{IN_MIN}} \right)^2 \times R_s = \left(\frac{400 W}{0.93 \times 85 V} \right)^2 \times 12 m\Omega \cong 0.256 W \quad (4.51)$$

R_s direnci 10 $m\Omega$ seçildi.

Yarı İletken Güç Elemanlarının Seçimi (Q1,Q2,D1,D2)

Q1, Q2, D1, ve D2 elemanlarının seçimi dizaynın güç gereksinimlerine uygun olarak yapılmalıdır.

Mosfetin draininden geçen maksimum akım aşağıda gösterilmiştir.

$$I_{DM} \geq I_{pik} = 7,16 A \quad (4.52)$$

Mosfet akımının rms değerinin hesabı (4.53) eşitliğinde verilmiştir.

$$I_{DS} = \frac{I_{pik}}{2} \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2} \times V_{IN_MIN}}{9\pi \times V_{OUT}}} = \frac{17.18}{2} \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2} \times 85 V}{9\pi \times 390 V}} \cong 3.01 A \quad (4.53)$$

Hızlıca ulaşabildiğim gerilim değeri yüksekse olsa işimizi kolaylıkla görebileceğimiz Infinition firmasının IPW90R500C3 900V – 11A’lik mosfetini kullandık.

Yükseltici diyodun akımının rms değerinin hesabı aşağıdaki eşitlikle bulunur.

$$I_D = \frac{I_{pik}}{2} \sqrt{\frac{4\sqrt{2} \times V_{IN_MIN}}{9\pi \times V_{OUT}}} = \frac{21.46}{2} \sqrt{\frac{4\sqrt{2} \times 85 V}{9\pi \times 390 V}} \cong 1.79 A \quad (4.54)$$

Yükseltici diyot olarak IXYS firmasının DSI 20-12A diyodunu kullandık.

Düşük Gerilim Koruması (Brownout)

Belirlenmiş minimum çalışma, giriş geriliminin %75’inde düşük gerilim korumasına ulaşılması için R_A ve R_B dirençleri seçilir. R_A direnci histerisizi sağlamak için 21V’u sağlayacak şekilde seçilir. Daha önce belirlediğimiz değerler olan düşük gerilim korumasının eşik değeri 64V ve 79V’ dur. Gerilim 64V’a düştüğünde koruma aktif olur, 79V’u aşarsa entegre korumadan çıkar.

$$R_A = \frac{Histerisiz}{7 \mu A} = \frac{21 V}{7 \mu A} = 3 M\Omega \quad (4.55)$$

$$R_B = \frac{1.4 V \times R_A}{V_{IN_MIN} \times 0.75 \times \sqrt{2} - 1.4 V} = \frac{1.4 V \times 3 M\Omega}{85 V \times 0.75 \times \sqrt{2} - 1.4 V} \cong 47 k\Omega \quad (4.56)$$

Dönüştürücünün Zamanlayıcı (Frekans) Ayarı

Entegrenin zamana bağlı fonksiyonlarını ayarlayan zamanlayıcı direnci R_{TSET} , K_{TL} katsayısı baz alınarak doğru iletim süresi (T_{ON}) için seçilir. Aşağıdaki eşitlikte gösterildiği uygun çalışmayı sağlamak için, zamanlayıcı yükseltici endüktansın en yüksek değeri (L_{MAX}) baz alınarak ayarlanmış olmalıdır. Bizim dizaynımızda Endüktans değerinin toleranslar içerisinde giriş ve yük koşulları baz alındığında olabileceği en yüksek değeri $370 \mu H$ 'dir.

$$f_{MIN} = \frac{\eta \times (V_{IN_MIN})^2 \times \left(1 - \frac{V_{IN_MIN} \times \sqrt{2}}{V_{OUT}}\right)}{P_{OUT} \times L_{MAX}} \quad (4.57)$$

$$f_{MIN} = \frac{0.93 \times (85 V)^2 \times \left(1 - \frac{85 V \times \sqrt{2}}{390 V}\right)}{400 W \times 370 \mu H} \cong 31.4 kHz$$

Entegrenin R_{TSET} bacağına bağlanacak direnç değerini hesabını (4.58) eşitliğinden yararlanarak bulabiliriz

$$R_{TSET} = \frac{133 k\Omega \times \left(1 - \frac{V_{IN_MIN} \times \sqrt{2}}{V_{OUT}}\right)}{4.85 V \times 4 \mu s \times f_{MIN}} \quad (4.58)$$

$$R_{TSET} = \frac{133 k\Omega \times \left(1 - \frac{85 V \times \sqrt{2}}{390 V}\right)}{4.85 V \times 4 \mu s \times 31.4 kHz} \cong 153 k\Omega$$

Biz tasarımımızda $160 k\Omega$ olarak seçtik. Bu sonuçlardan düşük yüklerde verimi geliştirmek için kenetlenen (clamped) maksimum frekans ayarlanabilir.

$$f_{MAX} = \frac{133 \text{ k}\Omega}{2 \mu s \times R_{TSET}} = \frac{133 \text{ k}\Omega}{2 \mu s \times 160 \text{ k}\Omega} \cong 416 \text{ kHz} \quad (4.59)$$

Çıkış Geriliminin (V_{OUT}) Programlanması

R_C direnci güç faktörü düzeltmesi yapılmıyor iken güç şebekesi üzerindeki yükün minimize edilmesi ve V_{SENSE} 'in giriş bias akımından dolayı oluşacak hataları minimize etmek için seçilir. R_C direnci aynı zamanda üzerindeki yüksek gerilim gereksinimini karşılaya bilmek için iki veya daha fazla dirençten oluşturulur. R_C aynı zamanda dizayn maliyetini düşürmek ve malzeme reçetelerini basitleştirmek için R_A ve R_E değerlerine benzer olacak şekilde seçildi.

Aşağıdaki (4.60) ve (4.62) eşitliklerinde gösterilen direnç değerlerini baz alırsak birincil çıkış aşırı gerilim koruması eşik değeri (4.63)'de gösterildiği gibi bulunur.

$$R_C = 3 \text{ M}\Omega \quad (4.60)$$

$$V_{REF} = 6 \text{ V} \quad (4.61)$$

$$R_D = \frac{V_{REF} \times R_C}{(V_{OUT} - V_{REF})} = \frac{6 \text{ V} \times 3 \text{ M}\Omega}{(390 \text{ V} - 6 \text{ V})} \cong 47 \text{ k}\Omega \quad (4.62)$$

$$V_{OVP} = 6.45 \text{ V} \times \frac{R_C + R_D}{R_D} = 6.45 \text{ V} \times \frac{3 \text{ M}\Omega + 47 \text{ k}\Omega}{47 \text{ k}\Omega} = 418 \text{ V} \quad (4.63)$$

Kompanzasyon Döngüsü

R_Z direnci gerilim amplifikatörü çıkış aralığının %2'sinden daha az olan düşük frekanslı salınımları azaltmak için seçilir. Bu değer iyi güç faktörü ve düşük giriş akım harmonik distorsiyonun sağlar.

Gerilim girişli akım çıkışlı transkonduktans amplifikatörünün kazancı (4.64)'de gösterilmiştir.

$$g_m = 96 \mu S \quad (4.64)$$

Gerilim bölücü geri besleme kazancı (4.65) ve (4.66) eşitliklerinde gösterilmiştir.

$$H = \frac{V_{REF}}{V_{OUT}} = \frac{6 V}{390 V} \cong 0.015 \quad (4.65)$$

$$R_Z = \frac{100 mV}{V_{RIPPLE} \times H \times g_m} = \frac{100 mV}{9 \times 0.015 \times 96 \mu S} \cong 7,72 k\Omega \quad (4.66)$$

R_Z direnci olarak 8.2 k Ω seçildi.

Anahtarlama frekansının 1/5 inde 45° faz marjini eklenerek C_Z ayarlanır.

$$C_Z = \frac{1}{2\pi \times \frac{f_{line}}{5} \times R_Z} = \frac{1}{2\pi \times \frac{47 Hz}{5} \times 7.72 k\Omega} = 2,07 \mu F \quad (4.67)$$

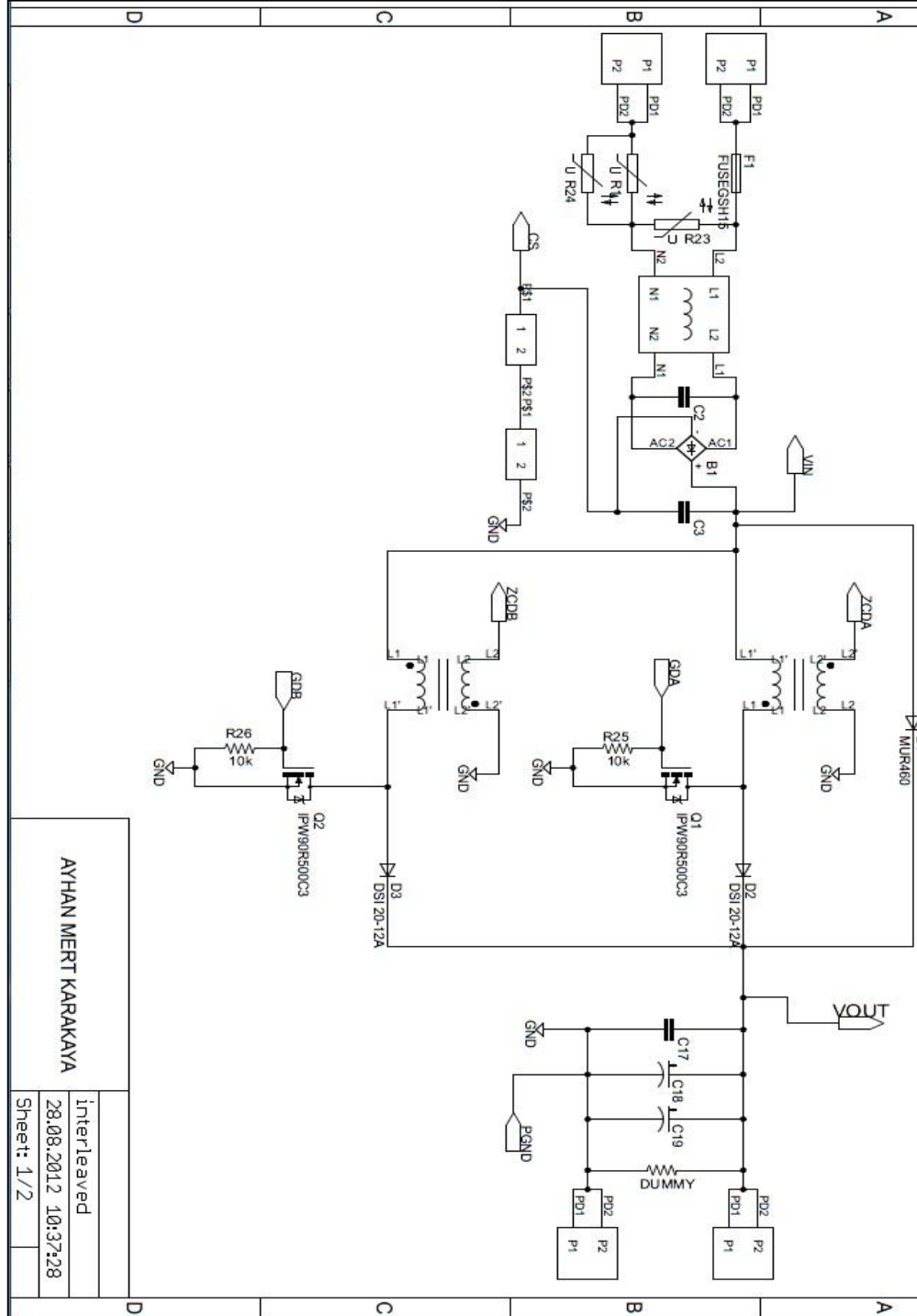
Yüksek frekanslı gürültüleri azaltmak için C_P seçilir.

$$C_P = \frac{1}{2\pi \times \frac{f_{MIN}}{2} \times R_Z} = \frac{1}{2\pi \times \frac{47 Hz}{5} \times 7.72 k\Omega} = 1.11 nF \quad (4.68)$$

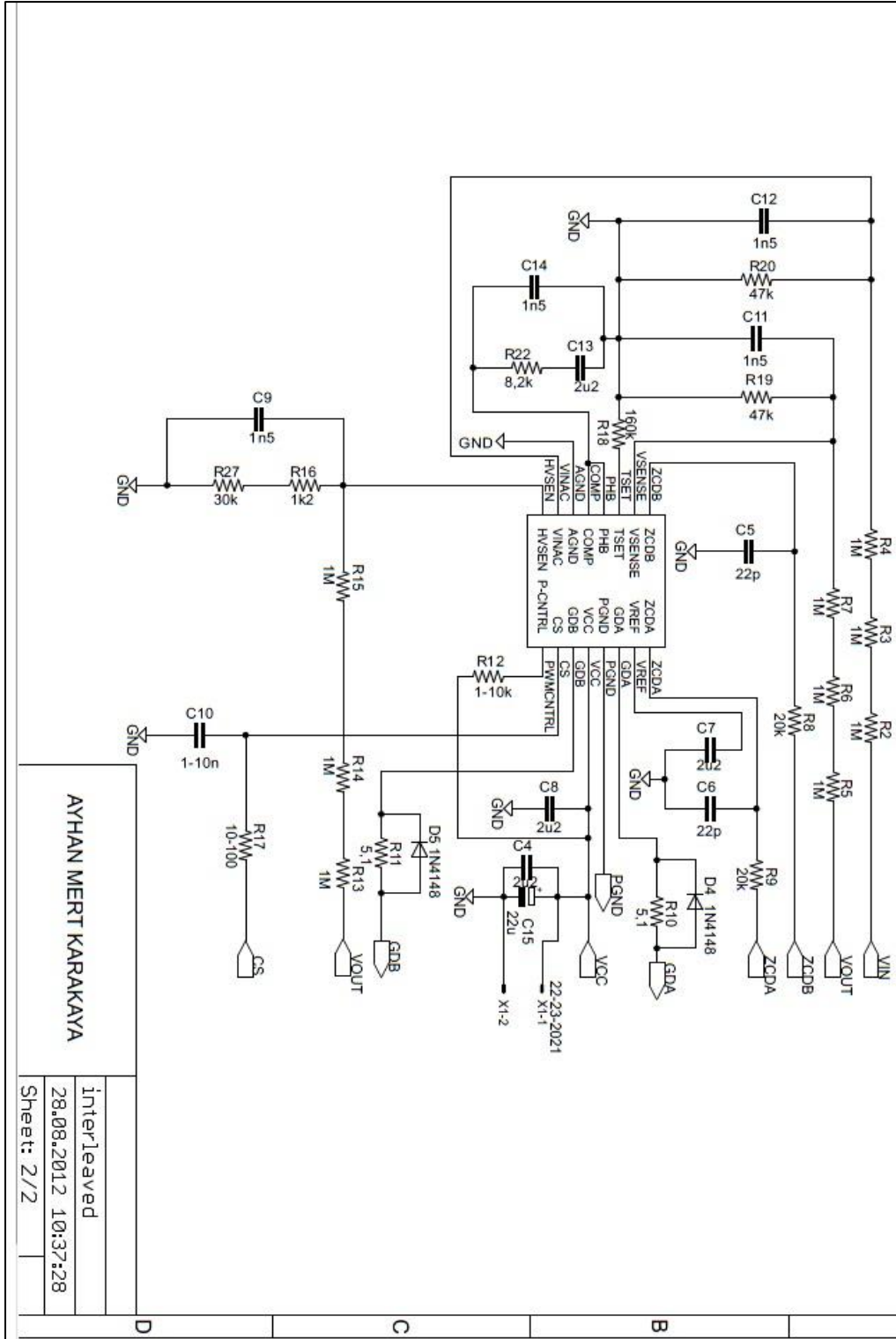
C_Z ve C_P için standart değerler olarak 2.2 μF ve 1,5 nF seçtik.

4.3.2 Devrenin PCB Dizgisi ve Ölçüm Sonuçları

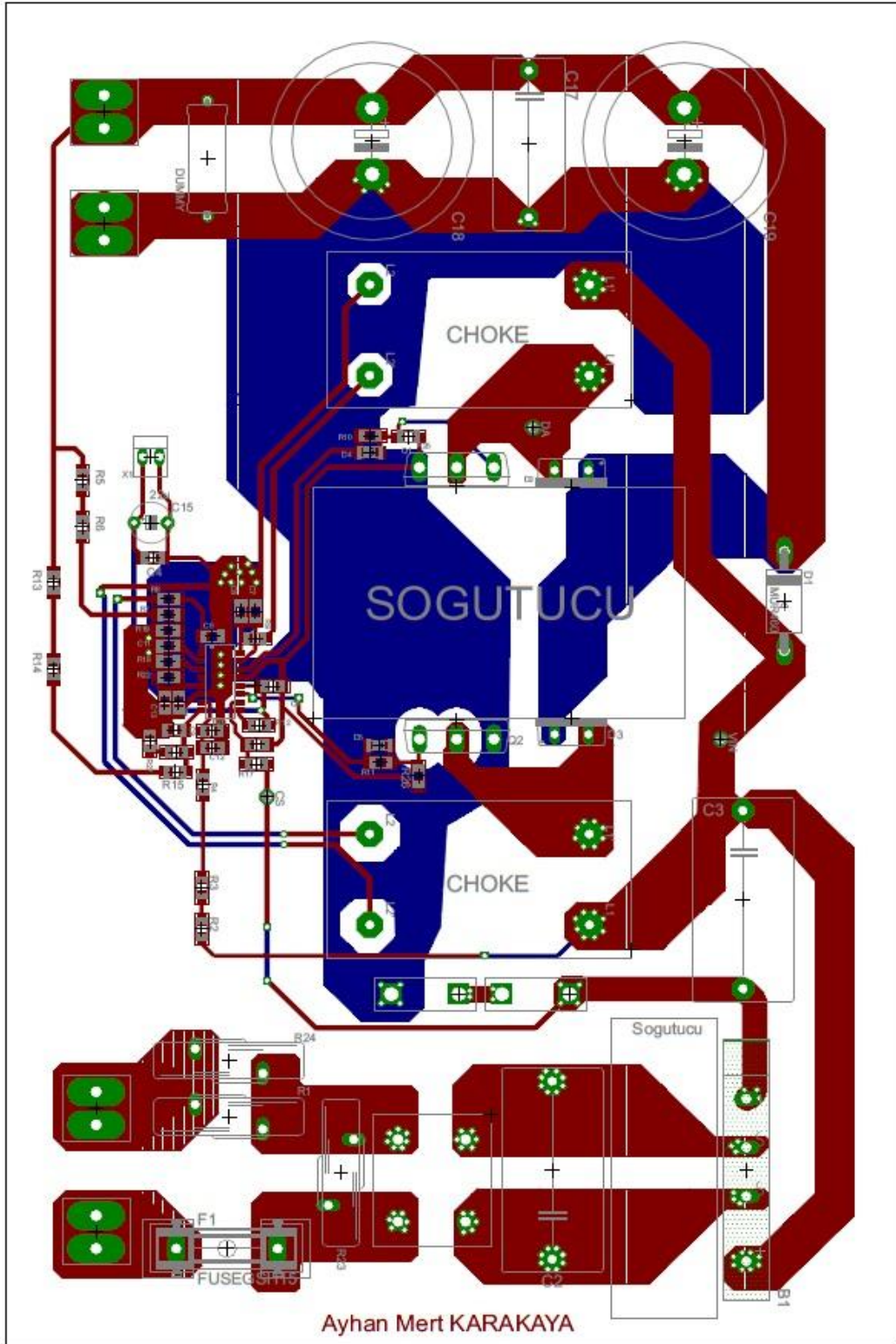
Devre parametrelerinin hesabını yaptıktan sonra Eagle PCB çizim programı ile çizdiğimiz devremizin devre şeması ve PCB şemaları aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



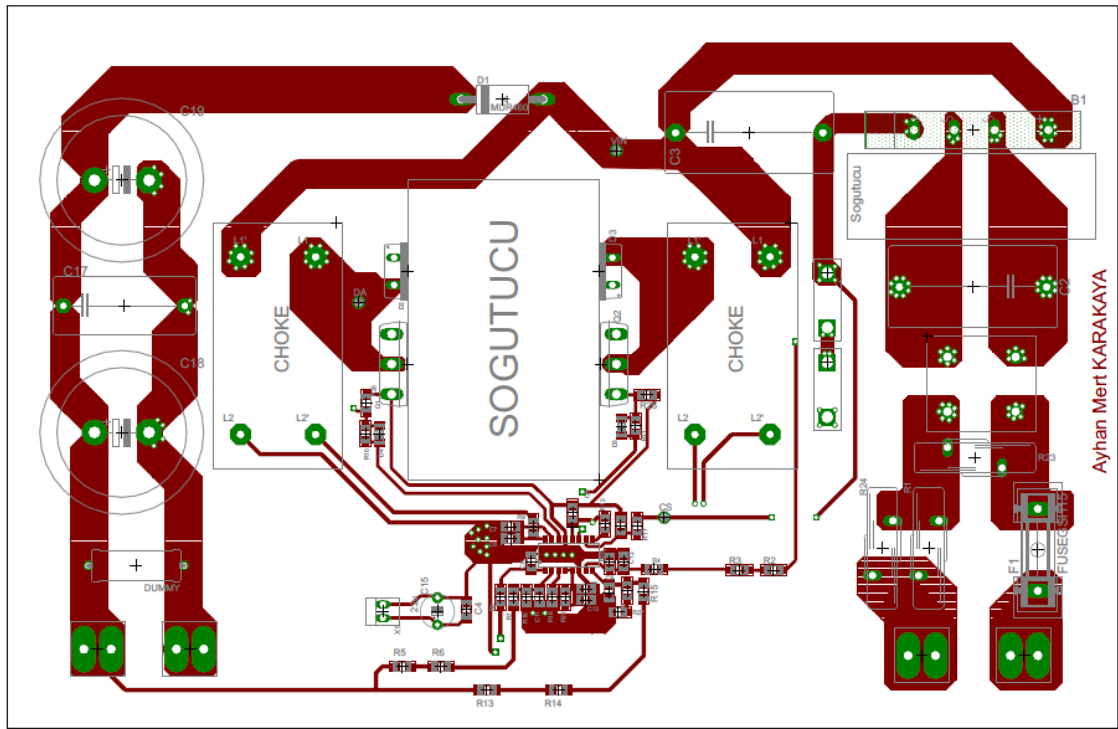
Şekil 4. 15 Devre şeması 1



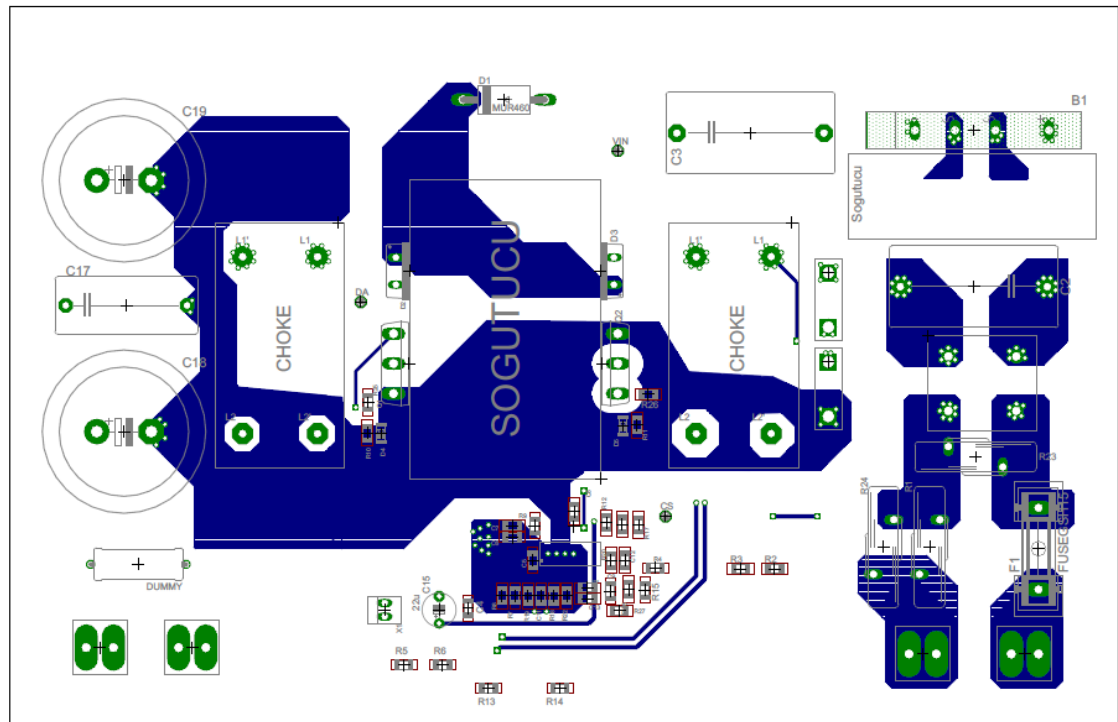
Şekil 4. 16 Devre şeması 2



Şekil 4. 17 Devre PCB'si

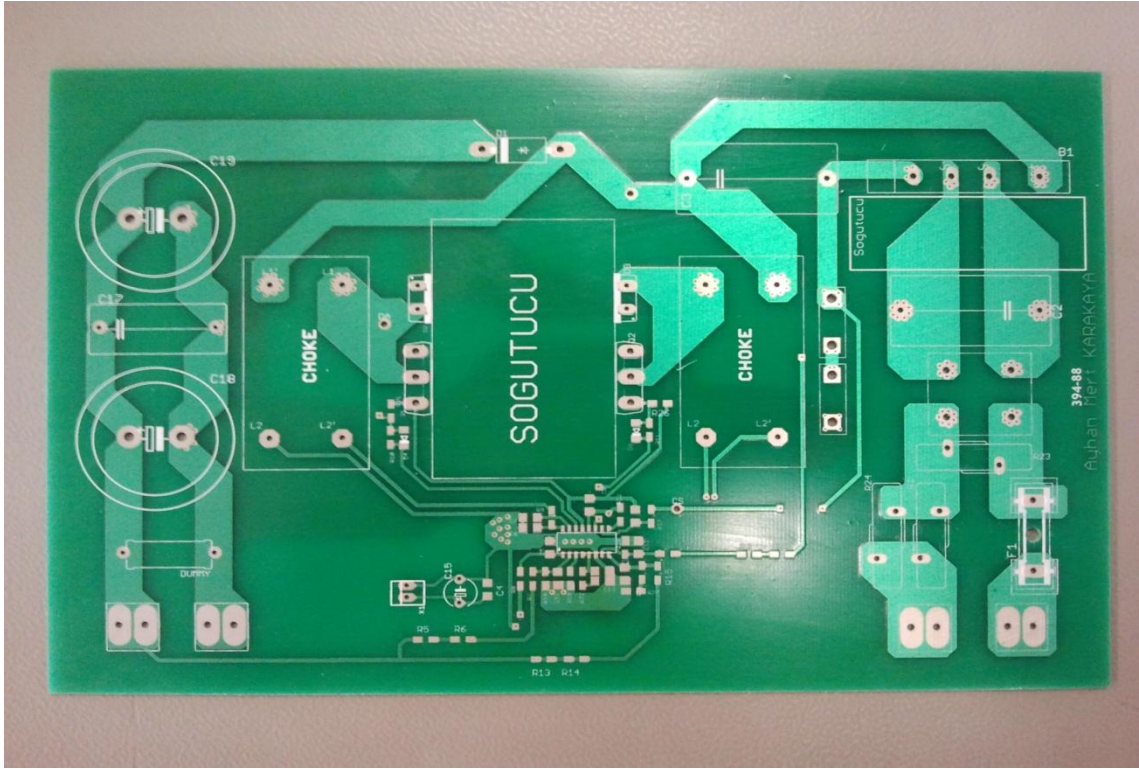


Şekil 4. 18 Devre PCB'si üst katı

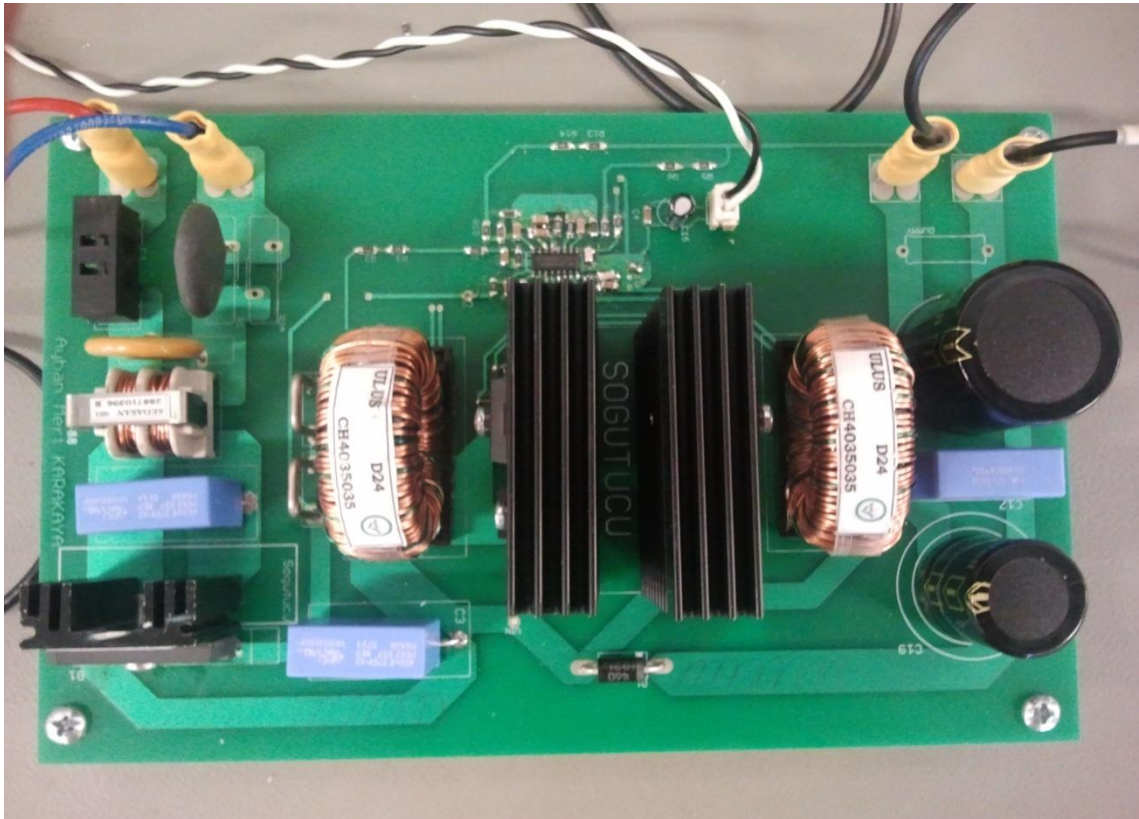


Şekil 4. 19 Devre PCB'si alt katı

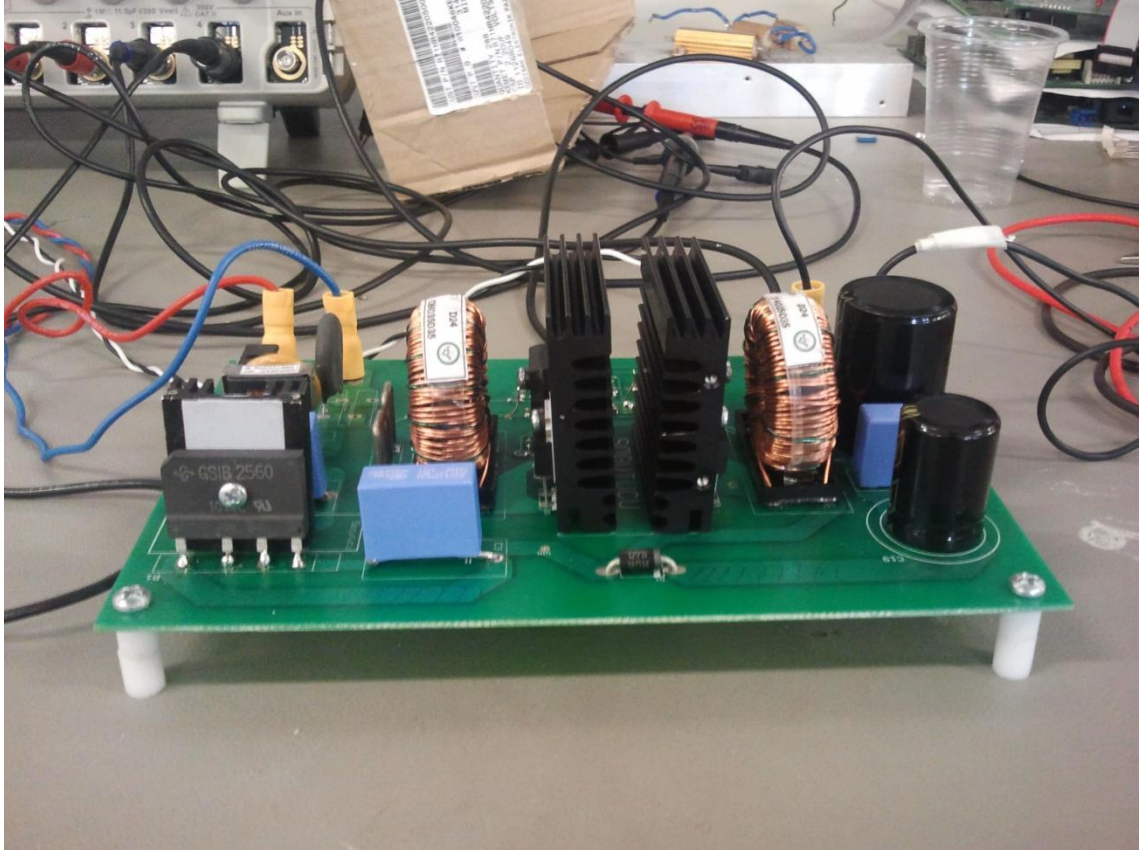
Aşağıdaki şekillerde boş ve dizili haldeki PCB resimleri verilmiştir.



Şekil 4. 20 Boş PCB

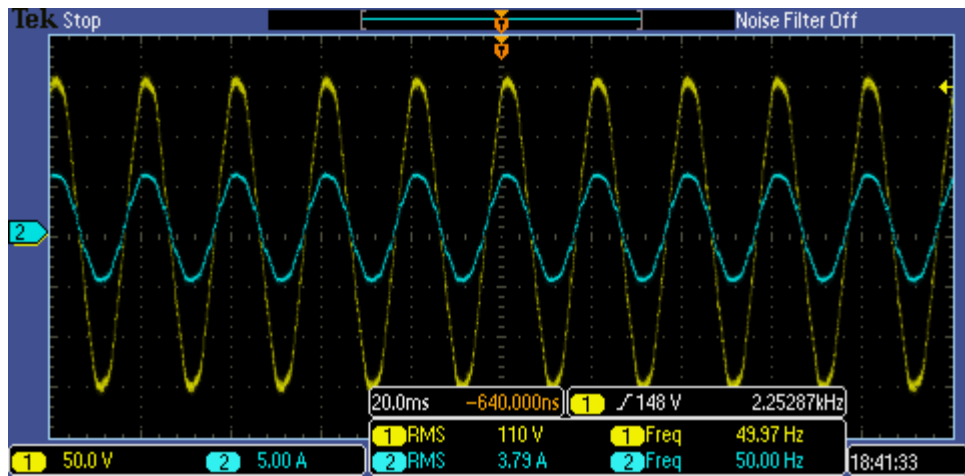


Şekil 4. 21 Dizigisi tamamlanmış PCB üstten görünüş

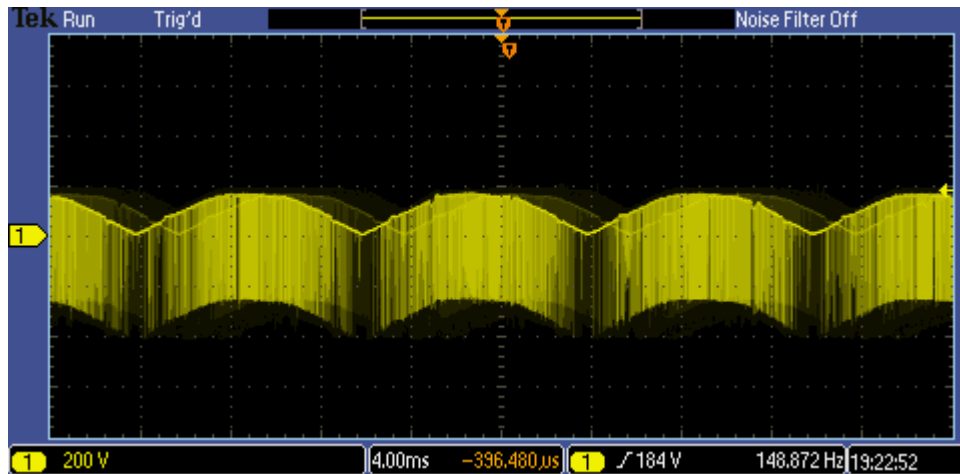
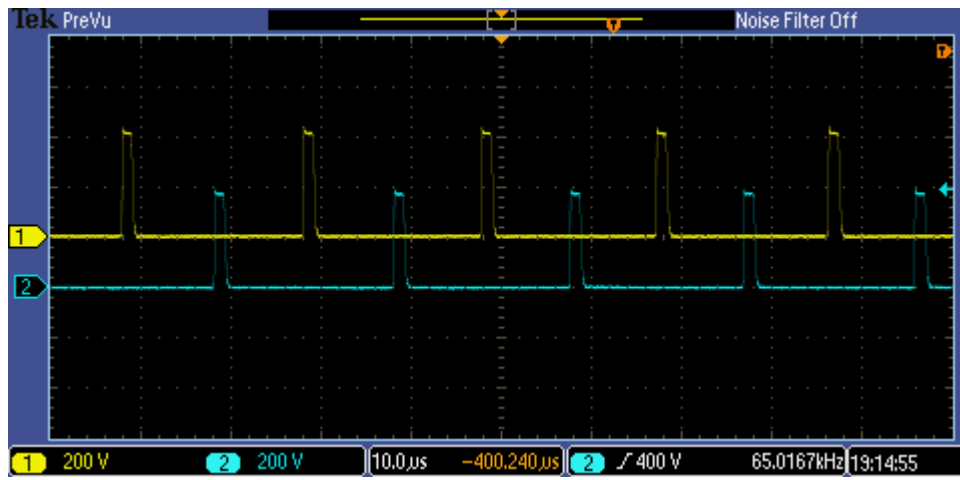
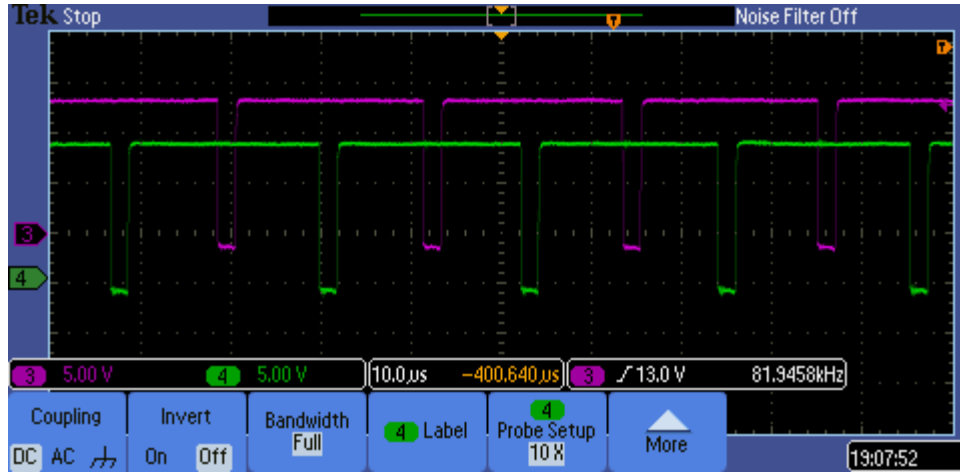


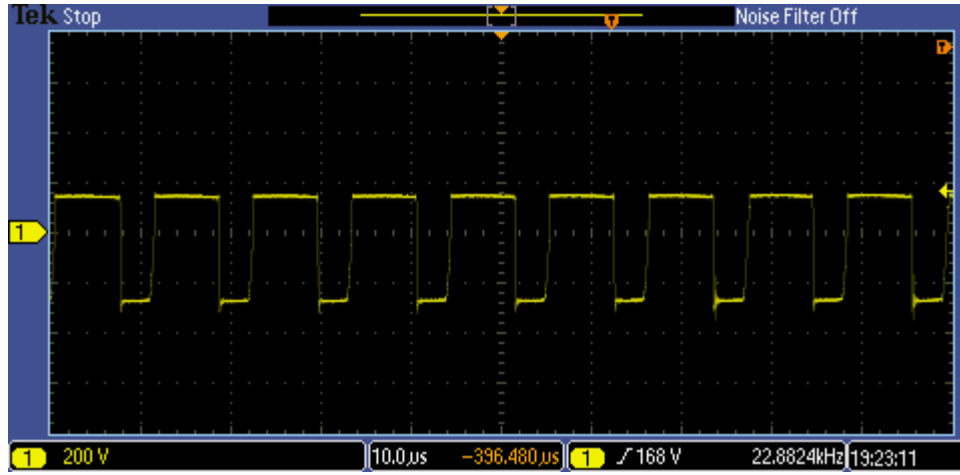
Şekil 4. 22 Dizgisi tamamlanmış PCB yandan görünüş

Uygulama devremizin girişi universal giriş gerilim aralığında çalışabildiğinden dolayı biz de en çok akımın çekilebileceği koşul olan düşük gerilim değerindeki çeşitli akım ve dalga ölçümleri aşağıda sıralanmıştır. Örnek akım ve gerilim dalga şekilleri 110V Amerikan sistemi giriş gerilimine göre alınmıştır.

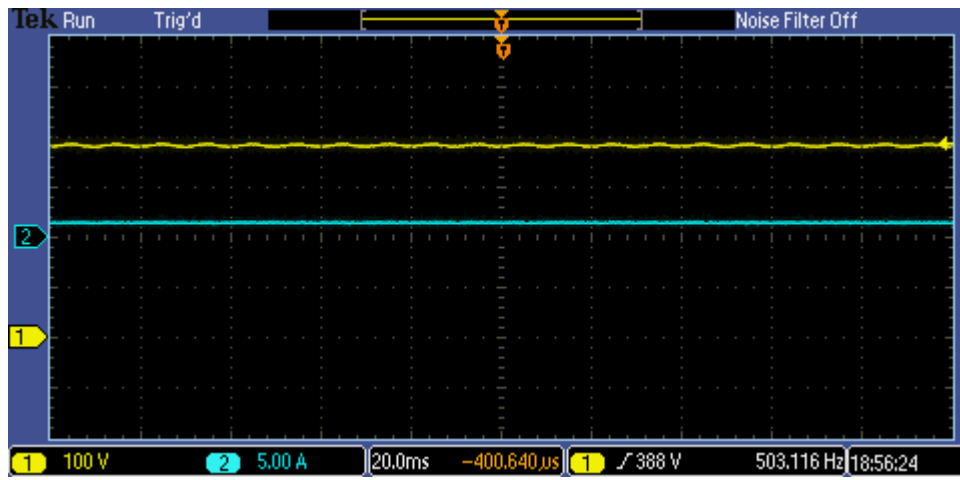


Şekil 4. 23 Uygulama devremizin tam yüklü giriş gerilim ve akım dalga şekli

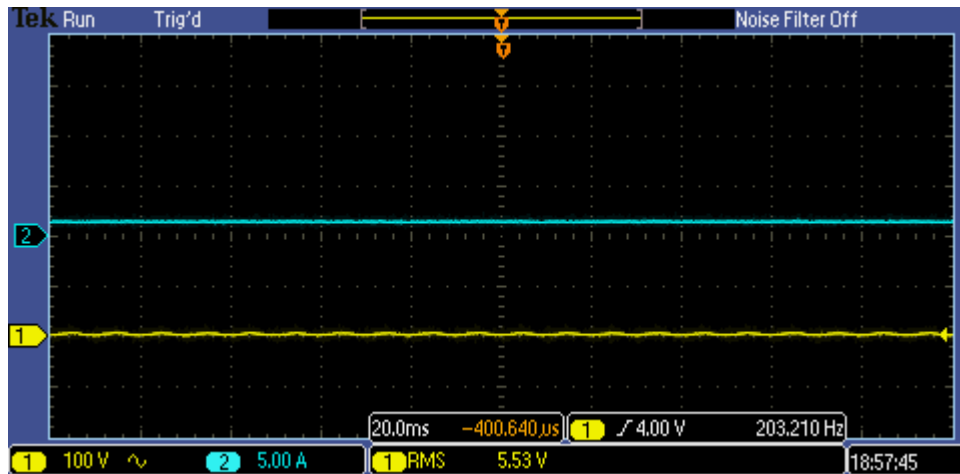




Şekil 4. 27 A faz bobinin üzerindeki gerilimin dalga şekli

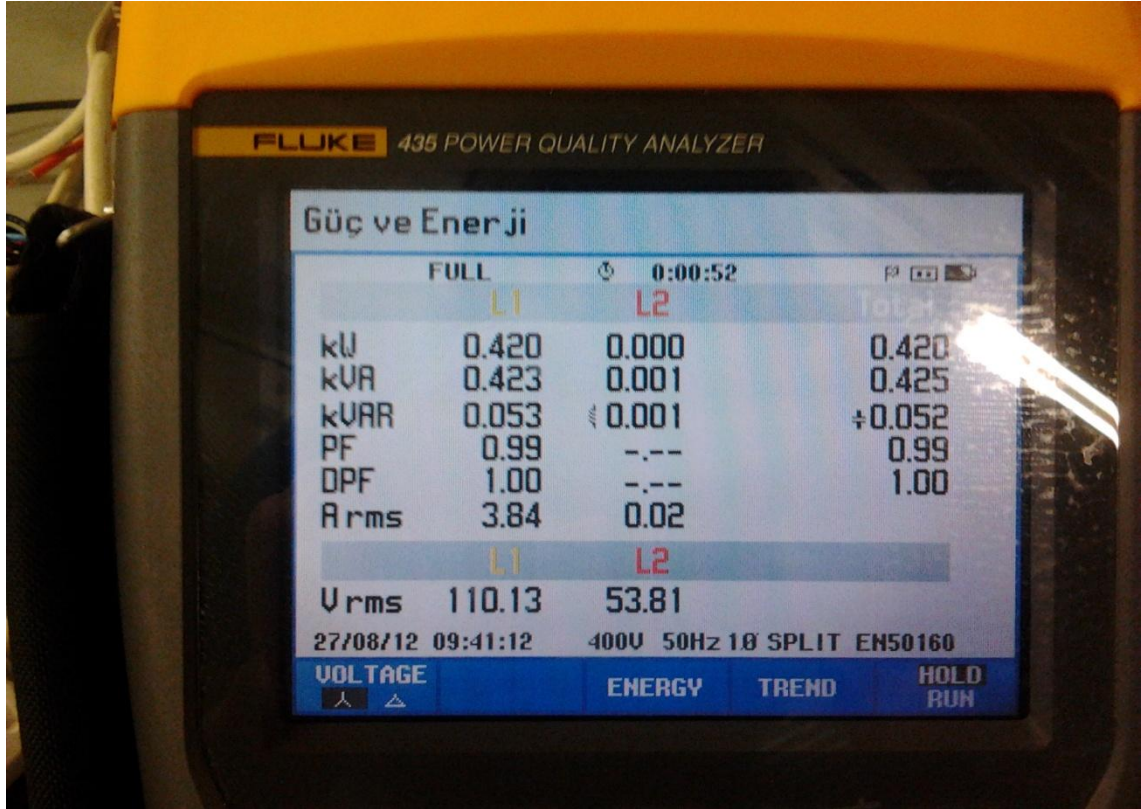


Şekil 4. 28 Uygulama devremizin tam yüklü çıkış gerilim ve akım dalga şekli

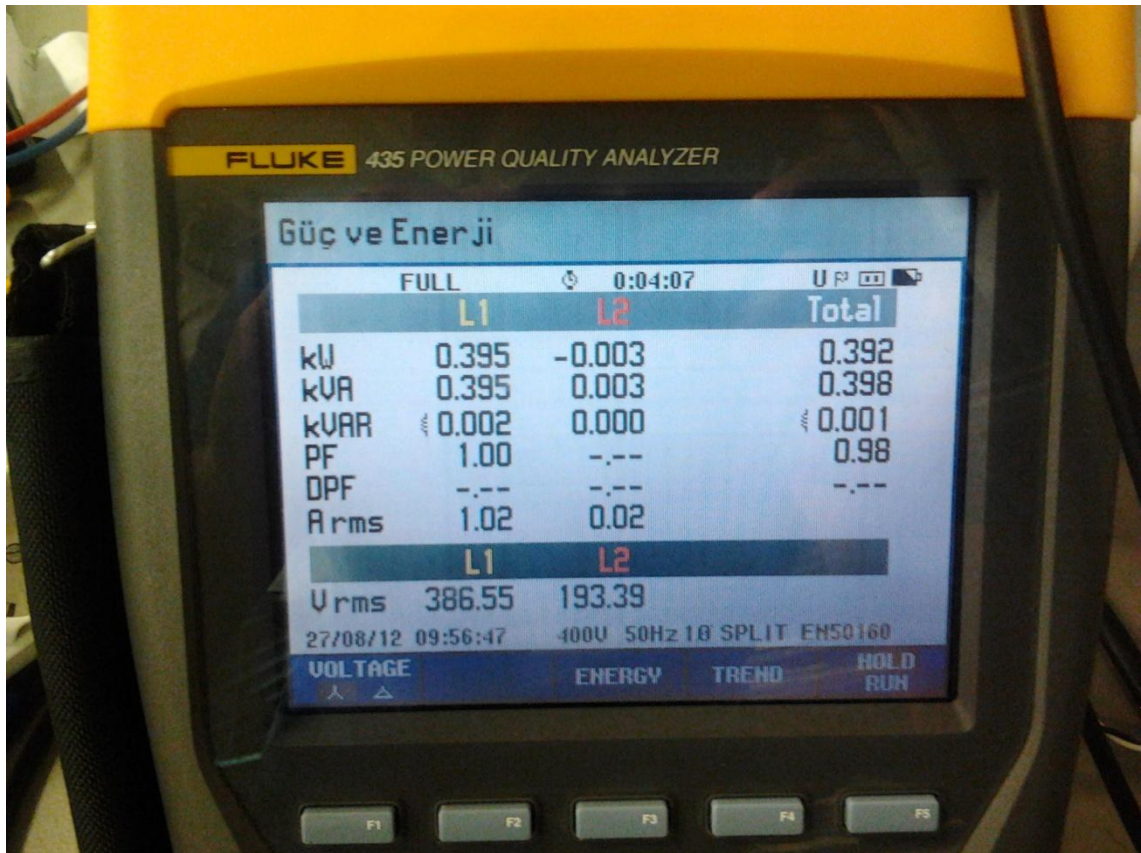


Şekil 4. 29 Uygulama devremizin tam yüklü çıkış geriliminin AC bileşeni

Oluşturulan 400 Watt'lık uygulama devremizin tam yüklü haldeki ölçülen güç faktörü ve %THD değerleri aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir.



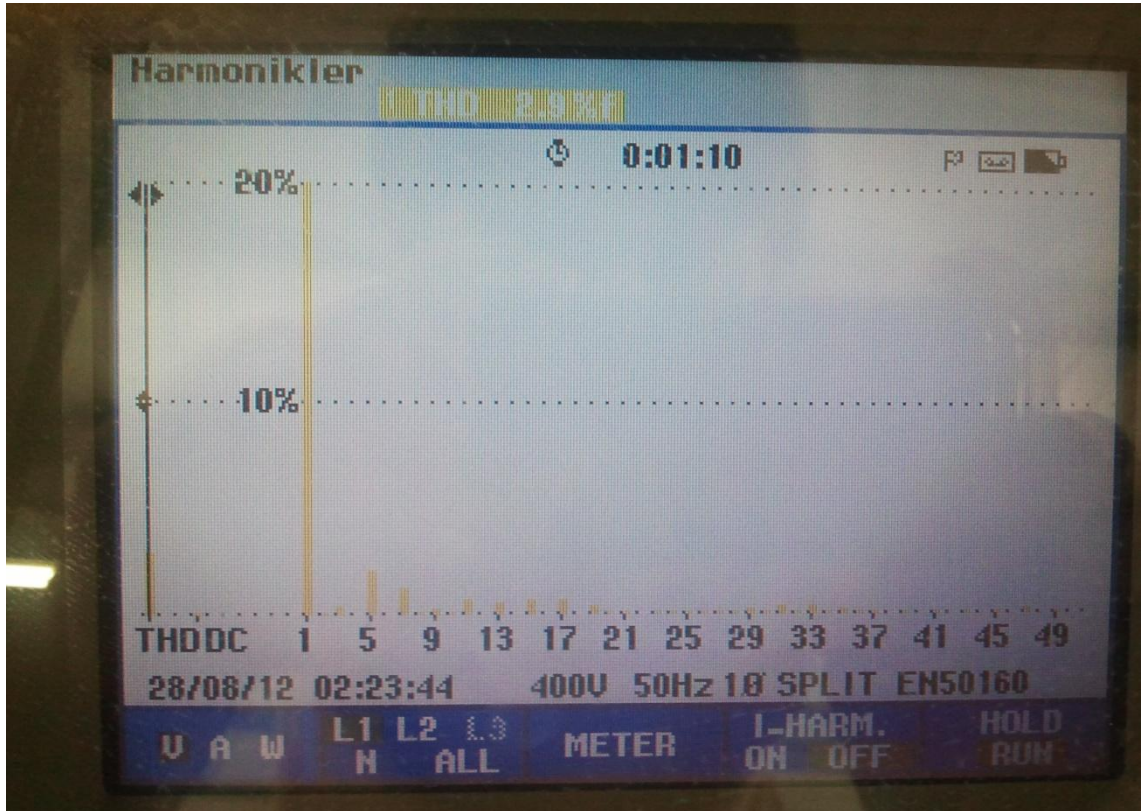
Şekil 4. 30 Giriş gerilim, akım, güç ve güç faktörü ölçümü (L1)



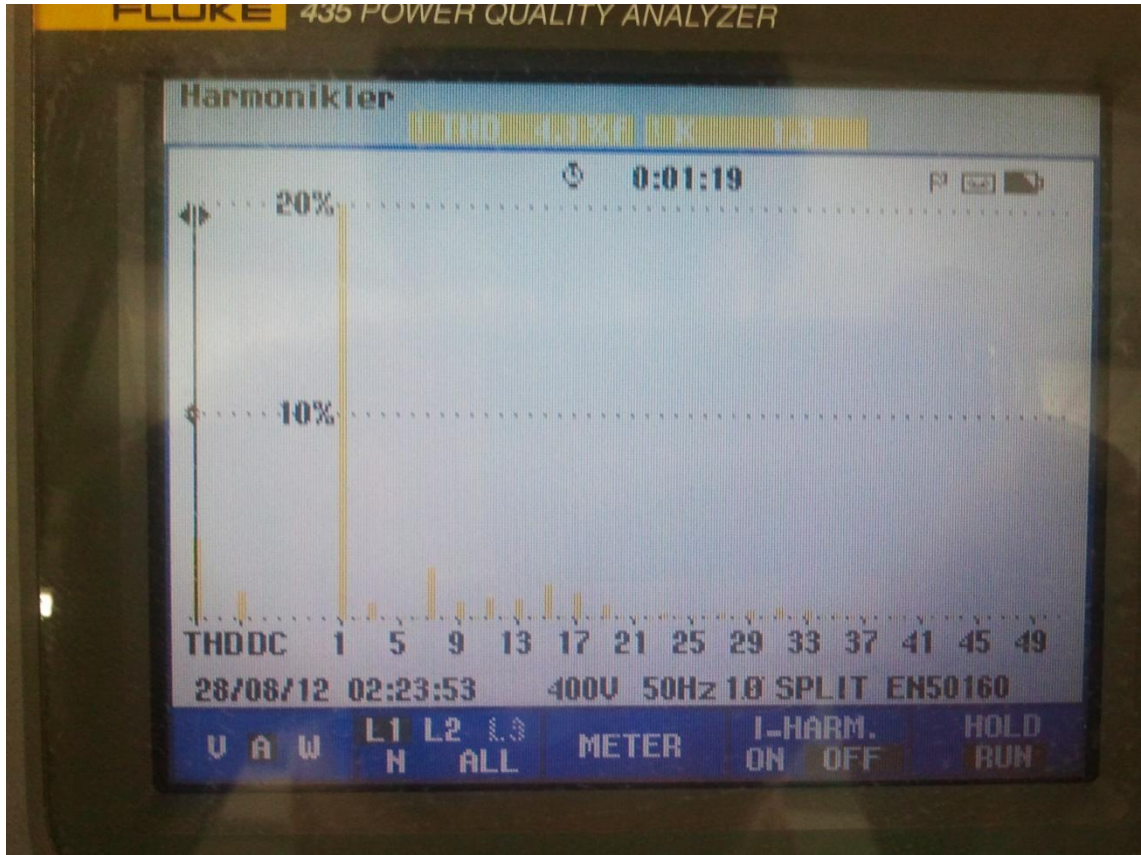
Şekil 4. 31 Çıkış gerilim, akım, güç ve güç faktörü ölçümü (L1)



Şekil 4. 32 Giriş gerilim ve akım değerlerine ait %THD (L1)



Şekil 4. 33 Giriş gerilim değerlerine ait %THD grafiği (L1)



Şekil 4. 34 Giriş akım değerlerine ait %THD grafiği (L1)

Uygulama devremizin ölçüm sonuçlarındanda anlaşılacağı üzere tam yükte hedeflediğimiz güç faktörü değeri ve verim sağlanmış ve harmonik değerlerde uluslararası standartlara içerisinde ölçülmüştür. Buda gösteriyor ki devre tasarımından önce belirlediğimiz ölçütleri doğrulayarak elde etmiş olduk.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Evlerimizde ve işyerlerimizde kullandığımız lineer reaktif veya nonlinear cihazlardan dolayı şebeke sisteminden çekilen sinüsoidal akımda faz kayması veya bozulmalar meydana gelmektedir. Çekilen akımdaki bu faz kaymaları ve bozulmalar güç faktörü değerini 1'den uzaklaştırırken aynı zamanda harmoniklerin oluşmasına da neden olur. Harmoniklerin oluşması ve güç faktörü değerinin bozulmasından dolayı hem enerjinin iletilmesi aşamasında verim düşmekte, hem de alıcılara ulaştırılan enerjinin kalitesi düşmektedir. Güç faktörünü düşüren bu etkilerin giderilmesi ve dolayısıyla güç faktörünü yüksek tutmaya çalışmak sistem için oldukça önemlidir.

Son yıllarda kullanımı giderek artan güç elektroniği sistemleri de lineer olmayan yükler gurubundadır ve şebekeden genellikle yüksek frekanslı ve harmonik akımlar çekerler. Kullanımı giderek artan bu güç elektroniği sistemlerinin çoğunluğu DC gerilim ile çalıştığından, ucuz ve pratik olması amacıyla tam köprü doğrultucu ve bir filtre kondansatörü ile elde edilen DC gerilim kaynakları yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat bu oluşturulan DC kaynağın akımı oldukça bozuk ve harmoniklidir. Bu bozukları giderebilmek için çok çeşitli yöntemler ortaya konulmuştur. Güç faktörü düzeltme yöntemleri çok farklı şekillerde gerçekleştirilebilse de, ihtiyaç duyulan özelliklere göre uygun olan çözüm yönteminin kullanılması önem kazanmaktadır.

Bu tez çalışmasının ikinci bölümünde temel olarak güç faktörü tanımından bahsedilmiş ve harmonikler ve dünyada kullanılan harmonik standartları ve değerleri hakkında bilgi verilmiştir. Üçüncü bölümde güç faktörü düzeltme yöntemleri açıklanarak tezimizin uygulama devresinde de kullanacağımız yüksek frekanslı tek seviyeli aktif güç faktörü

düzeltilme yöntemleriyle detaylı bilgi verilmiştir. Dördüncü bölümde ise uygulama devremizde kullanacağımız dönüşümlü çalışma (interleaved) topolojisi ve kontrol yöntemi anlatılarak tasarlanan uygulama devresi ile ilgili bilgiler ve deneysel sonuçlara yer verilmiştir. Bu deneysel sonuçlardan da anlaşılacağı üzere uygulama devresinden elde ettiğimiz bilgiler ile hedeflediğimiz güç faktörü ve verim değerleri sağlamış ve uluslararası harmonik EMI seviyesinin sınır değerleri altında kalmıştır. Bunun yanında oluşturduğumuz dönüşümlü çalışma topolojisine sahip güç faktörü düzeltme devresi ile toplam manyetik elemanın hacmi azaltılmış, giriş akım ve çıkış gerilim salınımlarının değeri düşürülmüş bu salınımların azalması ile kullanılan kapasite değeri ve boyutları da azaltılarak sistem güç yoğunluğu artırılmıştır. Dönüşümlü çalışma topolojisi ile daha düşük iletim kayıpları da sağlanabilir ve ortalama sistem verimi artırılabilir. Kullandığımız UCC 28060 entegresinin faz kontrol yöntemi sayesinde düşük yüklerde dahi sistemimizi yüksek verimde çalıştırarak, teorik olarak hedeflediğimiz sonuçları deneysel olarak da kanıtlayarak hedefimizi gerçekleştirmiş olmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Bodur, H., (2011). Güç Elektroniğinde Güç Faktörü Düzeltme Yöntemleri Ders Notu , Y.T.Ü. Elektrik Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği, İstanbul.
- [2] Yanık, G., (2010). Güç Faktörü Düzeltme Yöntemlerinin İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Y.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [3] Mert,T., (2007). Güç Faktörü Düzeltme Yöntemlerinin İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Y.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul
- [4] Ünal, T., (2006). Design of a Single Phase Full Bridge Diode Rectifier Power Factor Correction Educational Test System, Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [5] Power Electronics Europe, The Next Innovations in Interleaved PFC Control, http://www.power_mag.com/pdf/feature_pdf/1222887566_PEE_Issue_1_2008_Power_supply_DesignThe_Next_Innovations_in_Interleaved_PFC_Control.pdf,20/07/2012
- [6] Kaya, M.C., (2008). Design, Implementation, and Control Of A Two–Stage AC/DC Isolated Power Supply With High Input Power Factor and High Efficiency, Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [7] Yin, Y., Yang, X., Bai, Y., Chen, Q., Jin, L. ve Wang, Z., (2009). “A Novel Phase-shift Control Scheme for Interleaved Boost Converters Operating in Critical Conduction Mode”, School of Electrical Engineering Xi’an Jiaotong University, 2FSP GTC Xi'an Group Xi'an, Shaanxi, CHINA, 2009.
- [8] Scillic, (2004), “Power Factor Correction Handbook”.
- [9] Bodur, H., (2010). Güç Elektroniği, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [10] Tse,C.K. ve Chow,M.H.L. (1998). “A Theoretical Examination of the Circuit Requirements of Power Factor Correction” Proc. IEEE Power Electronics Specials Conf. (PESC 98), 1998 Fukuoka, JAPAN.
- [11] Schaffner EMV AG (2006). IEC61000 3-2 Standarts Overview

- [12] IEC61000-3-2, Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3: Limits—Section2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current <16A per Phase).
- [13] Bodur, H., (2011). Güç Elektroniğinde Güç Faktörü Düzeltme Yöntemleri Ders Notu , Y.T.Ü. Elektrik Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği, İstanbul.
- [14] Mohan, N., Udeland, T., ve Robbins, W. (1995). Power Electronics: Converters, Applications and Design, 2nd ed. New York: Wiley.
- [15] Carbone, R. ve Scappatura, A., (2004). “A High Efficiency Passive Power Factor Corrector for Single-Phase Bridge Diode Rectifiers”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen.
- [16] Grigore, V., (2001). “Topological Issues in Single-Phase Power Factor Correction”, Helsinki University, Finland.
- [17] Pan, Z., Peng, F. ve Wang, S., (2005). “Power Factor Correction Using a Series Active Filter”, IEEE Transactions on Power Electronics 20(1)
- [18] Kocatepe, C. ve Umurkan, N., (2006). “Enerji Kalitesi ve Harmonikler”, Elektrik Mühendisleri Odası, İstanbul.
- [19] GONZALEZ, D.A. ve MC CALL, J.C., (1987). “Design of Filters to Reduce Harmonic Distribution in Industrial Power Systems”, IEEE Transactions on Power Industry Applications, IA-23(3):504–511.
- [20] ADAK, S., (2003). Enerji Sistemlerinde Harmoniklerin Azaltılması, Doktora Tezi, Y.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [21] Basu, S., (2006). Single Phase Active Power Factor Correction Converters, Doktora Tezi, Chalmers University of Technology.
- [22] Kyyra, J. ve Grigore, V., (2000), “A Step-Down Converter with Low Ripple Input Current for Power Factor Correction”, Helsinki University of Technology, Finland.
- [23] Kasap, M.B., (2006). Güç Faktörü Düzeltme Doğrultucular ve Simülasyonları, Yüksek Lisans Tezi, Dumlupınar Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kütahya
- [24] Bollen, M. ve Basu, S., (2005). “A Novel Common Power Factor Correction Scheme for Homes and Offices”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.20, No.3.
- [25] Gülgün, R., (2004). “AC-DC Konverterlerde Güç Faktörü Düzeltme Yöntemleri”, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- [26] Kaya, M.C., (2008). Design, Implementation, and Control Of A Two-Stage AC/DC Isolated Power Supply With High Input Power Factor and High Efficiency, Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [27] Oknaian, S.V., ve Brown, S.J., (2002). “Inductor current synthesizer for switching power supplies”, United States Patent 6381159, April 2002.

- [28] Shin, H.B., Park, J.G., Chung, S.K., Lee, H.W., ve Lipo, T.A., (2005). "Generalised steady-state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors", IEEE Proceedings on Electric Power Applications, 152(3):584 – 594, May 2005.
- [29] Perreault, D.J. ve Kassakian, J.G, (1997). "Distributed interleaving of paralleled power converters", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44, Issue 8, pp.728–734, 1997.
- [30] Texas Instruments, (2008). "UCC28060, Natural Interleaving Dual-Phase Transition Mode PFC Controller Datasheet", Texas Instruments document: SLUS767E, May 2007 – revised November 2008.
- [31] Power Electronics Europe, The Next Innovations in Interleaved PFC Control, http://www.power_mag.com/pdf/feature_pdf/1222887566_PEE_Issue_1_2008_Power_supply_DesignThe_Next_Innovations_in_Interleaved_PFC_Control.pdf, 16/06/2012
- [32] Zhu, J., ve Pratt, A., (2009). "Capacitor Ripple Current in an Interleaved PFC Converter", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 24(6), JUNE 2009

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Ayhan Mert KARAKAYA
Doğum Tarihi ve Yeri : 19.11.1986 / Kadıköy – İstanbul
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : mertkarakaya@hotmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Mühendisliği	Anabilim Dalı Elektrik Makineleri ve Güç Elektroniği Programı	
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2009
Lise	Fen Bilimleri	Özel İstek Belde Lisesi	2004

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2010	İnform Elektronik San. ve Tic. A.Ş.	Ar&Ge Mühendisi