



**180-250 VAC TEK FAZ GİRİŞ BESLEMELİ GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME
DEVRESİ**

Ayşe TANATAR

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

NİSAN 2023

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Ayşe TANATAR

13/04/2023

180-250 VAC TEK FAZ GİRİŞ BESLEMELİ GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİ
(Yüksek Lisans Tezi)

Ayşe TANATAR

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Nisan 2023

ÖZET

Son 20 yılda özellikle ilerleyen teknoloji ile birlikte, elektrikli araç ve cihazların kullanımı artmaktadır. Bu durum, enerji kaynaklarının hızla tükenmesine neden olmaktadır. Mevcut enerjinin daha verimli kullanımı bu sürecin en önemli parçası haline gelmektedir. Bu çalışmada, dünyada artan enerji talebi ile birlikte ortaya çıkan enerji verimliliğinin artırılmasına yönelik bir güç faktörü devresi tasarlanmıştır. Devre, Aktif Güç Faktörü Düzeltme Devresi, Ani Akım Koruma Devresi ve Mikroişlemci Devresi olmak üzere 3 aşamada tasarlanmıştır. Aktif güç faktörü düzeltici devre olarak Boost modeli seçilmiş ve devre CCM iletim modunda çalıştırılmıştır. Boost devresi için UC3855 entegresi kullanılmış ve devre hesaplamaları bu entegrede verilen formüllere yapılmıştır. Devrenin geliştirme aşamasında, devre ihtiyaçlarına göre devre elemanlarının değerleri belirlenmiştir. PFC devrelerinde genellikle kullanılan akım trafosu yerine hızlı opamp kullanılarak THD değeri azaltılması planlanmıştır. Ani akımı koruma devresi elektronik olarak çalışacak şekilde tasarlanmış ve yüksek bir PFC değeri hedeflenmiştir. Ani akım koruma devresinin tasarımında yapılan hesaplamalar ve geliştirmeler sayesinde, sadece PFC değeri değil, ayrıca devredeki güç kesintileri sırasında oluşan darbe akımından hem şebekenin hem de yükün korunması sağlanmıştır. Mikroişlemci devresinde yazılan yazılım sayesinde, simülasyon ve test aşamaları kolaylaştırılmış ve devrenin kritik değerlerde çalıştırılmaması ile olası aksaklıklar önlenebilmiştir. Tasarlanan devre önce tasarım hesaplamalarıyla belirlenmiş ve daha sonra gerçekleştirilen testler ile doğrulanmıştır. Devrede güvenli bir işletme sağlanmış ve yazılım sayesinde testler hızlandırılmıştır. Deney sonuçlarına göre, 180-250 VAC girişli 1 kW yük ile bağlanabilen, 0,95'ten büyük bir güç faktörüne ve % 3'ten az harmonik bozulma oranına sahip bir devre tasarlanmıştır. Çalışmanın başında belirlenen hedeflere ulaşılmış ve test sonuçları beklentileri karşılayarak başarılı olmuştur.

Bilim Kodu : 90522

Anahtar Kelimeler : Güç Faktörü, Ani Akım Koruma, PFC, THD, CCM

Sayfa Adedi : 151

Danışman : Dr. Öğretim Üyesi Bülent DAĞ

180-250 VAC POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT WITH SINGLE PHASE

INPUT SUPPLY

(M. Sc. Thesis)

Ayşe TANATAR

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

April 2023

ABSTRACT

In the last 20 years, especially with the advancement of technology, the use of electric vehicles and devices has increased, leading to a rapid depletion of energy sources. Efficient utilization of existing energy has become the most important part of addressing the increasing energy demand worldwide. In this study, a power factor correction circuit was designed to increase energy efficiency that arises with the increasing energy demand. The circuit was designed in three stages, namely Active Power Factor Correction Circuit, Instantaneous Current Protection Circuit, and Microcontroller Circuit. The Boost model was selected as the active power factor correction circuit, and the circuit was operated in Continuous Conduction Mode (CCM). UC3855 integrated circuit was used for the Boost circuit, and the circuit calculations were performed using the formulas provided in this integrated circuit. During the development phase of the circuit, the values of circuit elements were determined according to the needs of the circuit. In order to reduce Total Harmonic Distortion (THD), a fast op-amp was used instead of the current transformer commonly used in PFC circuits. The instantaneous current protection circuit was designed to operate electronically, and a high PFC value was targeted. Through the calculations and improvements made in the design of the instantaneous current protection circuit, protection for both the network and the load against the surge current that occurs during power interruptions in the circuit was provided in addition to the PFC value. The simulation and testing stages of the circuit were facilitated by the software developed for the microcontroller circuit, and possible malfunctions were prevented by avoiding critical values in the operation of the circuit. The designed circuit was first determined by the design calculations and then verified by realized tests. Safe operation of the circuit was ensured, and tests were accelerated through the software. According to the experimental results, a circuit capable of being connected to a 1 kW load with an input of 180-250 VAC, with a power factor greater than 0.95 and a harmonic distortion rate of less than 3%, was designed. The objectives set at the beginning of the study were achieved, and the test results were successful, meeting expectations.

Science Code : 90522

Key Words : Power Factor, Inrush Protection, PFC, THD, CCM

Page Number : 151

Supervisor : Assist. Prof. Dr. Bülent DAĞ

TEŞEKKÜR

Çalışmamda ve tez sürecimde bana destek olan danışman hocam sayın Dr. Öğretim Üyesi Bülent DAĞ'a, bu süreçte maddi-manevi hiçbir desteğini esirgemeyen Prof. Dr. Recep GÖRÜR'E ve her zaman yanımda olan sevgili eşim Bilal TANATAR ve aileme teşekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	v
ABSTRACT.....	vii
TEŞEKKÜR.....	ix
İÇİNDEKİLER	xi
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	xv
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xvii
RESİMLERİN LİSTESİ	xxiii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xxv
1. GİRİŞ.....	1
2. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZETLME YÖNTEMLERİ	7
2.1. Güç Faktörü Tanımı	7
2.2. Güç Faktörü Düzeltme Devreleri	8
2.2.1. Pasif PFC.....	9
2.2.2. Aktif PFC	10
2.3. Harmonik Tanımı	17
2.3.1. Harmonik kaynakları ve devreye etkisi.....	20
2.4. Ani Akım Koruma Devresi	21
3. BOOST PFC DEVRESİNİN ÇALIŞMA PRENSİBİ.....	25
3.1. Boost PFC Devresinin Denetlenmesi	27
3.3.1. Ortalama akım modu.....	32
4. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİ TASARIMI.....	39
4.1. Hedef Değerler	39

	Sayfa
4.2. Boost PFC devresi	40
4.2.1. PFC denetleyicisi	41
4.2.2. Sürücü	45
4.2.3. Bobin.....	46
4.2.4. Çıkış kapasitörü	47
4.2.5. Mosfet ve diyot	48
4.2.6. Anahtarlama frekansı.....	48
4.2.7. Akım algılama.....	48
4.2.8. Tasarım	52
4.3. Ani Akım Devresi.....	54
4.4. Mikroişlemci Devresi.....	58
5. CCM MODDA BOOST GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN UYGULAMASI.....	61
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	69
KAYNAKLAR	71
EKLER.....	77
ÖZGEÇMİŞ	151

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Pasif PFC'nin avantajları ve dezavantajları.....	10
Çizelge 2.2. Aktif PFC'nin avantajları ve dezavantajları	11
Çizelge 4.1. Hedef değerler.....	39
Çizelge 5.1. 220VAC'de giriş gerilimi osiloskop değerleri	66
Çizelge 5.2. 220VAC'de giriş gerilimi osiloskop değerleri	67



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Güç faktörü bozulma sebepleri dalga şekilleri	8
Şekil 2.2. PFC'siz ve PFC'li bir devrenin çektiği akım ve güç göstergesi.....	9
Şekil 2.3. Pasif PFC	10
Şekil 2.4. Aktif PFC.....	11
Şekil 2.5. Buck dönüştürücü devresi.....	12
Şekil 2.6. Buck dönüştürücü akım ve gerilim dalga formları	12
Şekil 2.7. Boost dönüştürücü devresi.....	13
Şekil 2.8. Boost dönüştürücü akım ve gerilim dalga formları	14
Şekil 2.9. Buck-boost dönüştürücü devresi.....	14
Şekil 2.10. Buck-boost dönüştürücü akım ve gerilim dalga formları	15
Şekil 2.11. Aktif PFC iletim modları endüktör akımı (IL) dalga şekilleri.....	17
Şekil 2.12. Harmonikli ve harmoniksiz dalga formu	18
Şekil 2.13. Harmonikli dalganın FFT spektrumu	19
Şekil 2.14. Devre ilk açıldığında çekilen akım dalgası.....	21
Şekil 2.15. Pasif ani akım sınırlayıcı	22
Şekil 2.16. Aktif ani akım sınırlayıcı	23
Şekil 3.1. Boost PFC temel devre şeması ve kontrol noktaları.....	25
Şekil 3.2. Boost PFC devresinin çalışma modları.....	26
Şekil 3.3. Sürekli iletim modu (CCM) PFC endüktör, mosfet ve diyot akımı	26
Şekil 3.4. Boost PFC devresi temel PWM kontrol devresi.....	28
Şekil 3.5. Boost PFC devresi tepe akım kontrol devresi i_L akım dalga şekli.....	29
Şekil 3.6. Boost PFC histeresis akım kontrol devresi i_L akım dalga şekli	30
Şekil 3.7. Boost PFC sınır akım kontrol devresi i_L akım dalga şekli.....	31

Şekil	Sayfa
Şekil 3.8. Boost PFC ortalama akım modu kontrol devresi i_L akım dalga şekli.....	34
Şekil 3.9. Küçük değerli R_{sense} ve opamp ile akım algılama devresi	36
Şekil 3.10. Boost PFC ortalama akım modu kontrol devresi, ileri besleme devreli	37
Şekil 3.11. Boost PFC ortalama akım modu blok şeması, ileri besleme devreli	38
Şekil 4.1. Boost PFC blok şeması.....	40
Şekil 4.2. UC3855 devresi	43
Şekil 4.3. 1EDI60N blok diyagram.....	45
Şekil 4.4. Akım trafosu ile akım algılama devresi.....	49
Şekil 4.5. Diyot eşik gerilimi karakteristiği	49
Şekil 4.6. Akım trafosu ve opamp ile akım algılama karşılaştırma devresi	51
Şekil 4.7. Opamp ve akım trafosu ile akım algılama sonuçları	51
Şekil 4.8. AD8067 opampın farklı kazanç ve besleme gerilimlerinde tepkisi.....	52
Şekil 4.9. PFC devre tasarımı	53
Şekil 4.10. Inrush protection devresi	55
Şekil 4.11. Elektronik ve röleli inrush protection arasındaki gerilim ve akım eğrisi farkı	57
Şekil 4.12. Akım dalgasının yakından görünümü.....	57
Şekil 4.13. Mikroişlemci devresi	59
Şekil 5.1. Test kartı devresi.....	61
Şekil 5.2. Test kartı	62
Şekil 5.3. LCD ekran testleri.....	62
Şekil 5.4. QFB1 gate - CLAMP OFF/ON çıktıları	63
Şekil 5.5. PWM ve QINR1 gate – inrush ok OFF/ON çıktıları.....	63
Şekil 5.6. PWM ve MB1 drain – OVP OFF/ON çıktıları.....	64
Şekil 5.7. PWM ve MB2 gate – SS_EN OFF/ON çıktıları.....	64

Şekil	Sayfa
Şekil 5.8. Giriş akımının PFC devreye girmeden ve girdikten sonra dalga şekli	65
Şekil 5.9. Yapılan testlerde son ayarlamalar ile giriş gerilimi ile giriş akımı dalga şekli	65
Şekil 5.10. Çıkış gerilimi	66



RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 6.1. Test düzeneği	70



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

Açıklamalar

A	Amper
Hz	Hertz
kHz	Kilohertz
kW	Kilowatt
mH	Mikrohenry
mV	Milivolt
uF	Nanofarad
V	Volt

Kısaltmalar

Açıklamalar

AC	Alternating current
CCM	Continuous conduction mode
CRM	Critical conduction mode
DC	Direct current
DCM	Discontinuous conduction mode
LCD	Liquid crystal display
NTC	Negative temperature coefficient
PF	Power factor
PFC	Power factor correction
PTC	Positive temperature coefficient
PWM	Pulse width modulation
RMS	Root mean square
THD	Total harmonic distortion
USB OTG	USB On the Go
TTR	Ters toparlanma süresi

1. GİRİŞ

Günümüzde özellikle son 20 yılda ilerleyen teknoloji ile beraber elektrikli alet ve cihaz kullanımı da artmaktadır. Dizüstü bilgisayarlar ve akıllı telefonlar gibi kişisel bilgi işlem cihazlarının ortaya çıkmasıyla elektronik, günlük yaşamın temel bileşeni haline gelmiştir [1]. Enerji kaynakları buna bağlı olarak tükenmekte, sonucunda ise dünya üzerinde hem siyasi hem de maddi alanda bazı sonuçlar doğurmaktadır. Elde bulunan enerjiyi daha verimli kullanmak ise bu sürecin en önemli parçası haline gelmektedir.

Elektrikli cihazlar, harcadıkları güç ile şebekeden çektikleri güç arasında farklılık gösterirler. Bu fark, cihazların güç faktörüne ve verimine bağlıdır [2,3]. Özellikle yüksek güçlü endüstriyel cihazlar ve elektronik ekipmanlar, düşük güç faktörü ve yüksek harmonik seviyesi nedeniyle şebekede ciddi sorunlara neden olabilirler. Bu sorunların önüne geçmek için, cihazlarda minimum güç faktörü ve maksimum harmonik seviyesi gibi standartların karşılanması zorunludur [2]. AB ülkeleri ve uluslararası kuruluşlar, minimum güç faktörü ve maksimum harmonik seviyesi gibi cihazlarda bulunması gereken standartları belirlemişlerdir [4]. Avrupa'da kamu şebekesine bağlanabilen herhangi bir ekipmanın giriş hattı akım harmoniklerini sınırlaması gerektiği EN 61000-3-2 standardında verilmiştir [4]. Güç faktörü sınırlaması ise IEC 61000-3-2 standardı ile belirtilmiştir [4,5]. Bu sınırlamalar ve enerji kaynaklarının tükenme ihtimali ile verimli enerji kullanımını sağlamak için yüklerin çektiği enerjinin kullanımı önem arz etmektedir.

Enerji verimliliği için konulan standartlar ve kaynakların tükenme ihtimali ile güç faktörü düzeltme devrelerine olan ilgi son yıllarda artmıştır. Güç faktörü düzeltme devresi, bir güç kaynağına girişin basit bir direnç gibi algılanmasını sağlayarak güç faktörünü iyileştiren bir devre olarak tanımlanmaktadır [6,7]. Elektrikli aletlerdeki düşük güç faktörü sorununun giderilmesi için birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalar, kullanılan güç miktarı, giriş ve çıkış gerilimleri, anahtarlama frekansı gibi faktörlere bağlı olarak çeşitlilik göstermektedir. PFC devreleri için geliştirilen metodolojiler, kullanılan bu faktörlere göre farklılaşmaktadır. PFC devreleri temel olarak aktif ve pasif olarak ikiye ayrılmaktadır [1,2,8]. Pasif PFC devreleri aktif PFC devrelerine göre daha hantal ve daha düşük verimlilik gösterdiği için, özellikle yüksek güç uygulamalarında aktif PFC devreleri daha sık tercih edilmektedir [4,9]. Aktif PFC devreleri, AC-DC doğrultucu devresine eklenen endüktör, elektronik anahtar ve diyotlardan oluşan bir PFC devresidir [10]. Bu elektronik bileşenler, devrenin çalışma

prensibine bağı olarak doğrultucu devresine farklı şekillerde bağlanarak farklı metodolojiler geliştirilmiştir. Son yıllarda, yüksek verimlilik, yüksek DC çıkış gerilimi, az yer kaplama ve yüksek güç uygulamalarında optimum çözüm sunabilmesi nedeniyle en yaygın kullanılan topolojilerden biri Boost PFC devresidir [10,11]. Boost PFC devresi gibi tüm PFC devrelerinin ortak amacı, çıkış yükünü tamamen dirençli bir yük gibi göstererek güç faktörünü 1.0'a ulaştırmaktır. Ancak, gerçek yüklerde hiçbir güç faktörü 1.0 değildir. Bu nedenle, güç faktörü düzeltme devre topolojilerinin geliştirilmesi ve güç faktörünü 1.0 değerine yakınlaştırma çabaları, günümüzde hala devam etmektedir.

PFC devreleri güç faktörünü düzelterek yüksek gerilimli bir DC çıkış üreten devrelerdir. Ancak, devre topolojisi gereği çıkıştaki kapasitörlerin varlığı nedeniyle, girişe uygulanan güç yüksek tepe akımlarına sebep olur ki bu duruma "demeraj" akımı denir [12]. Bu sebeple devrenin zarar görmesini engellemek için akım koruma devresi gereklidir [13]. PFC devrelerindeki mevcut koruma yöntemleri genellikle PFC devresini ve mosfeti korumak içindir. Ancak çekilen bu demeraj akımı şebekeye zarar verebilir ve bağı olduğu sigortayı attırabilir. Ayrıca PFC dönüştürücülerin çoğu güç düzensizliği sırasında kendini kilitleyerek veya çalışmama moduna (koruma modu) girerek kendi kendini koruduğu için çalışmayı keser [12]. Pazar talepleri ise cihazların güç kesintilerinden sonra mümkün olan en kısa sürede toparlanması olduğu için bu cihazların sürekli olarak çalışması ve şebekeye zarar vermemesi gerekir. Bu sebeple PFC devrelerinde ani akım koruma devresi kullanılır. Ani akım koruma devreleri hem ilk açılışta hem de güç kesintilerinde oluşan geçici yüksek akımların önlenmesi için kullanılan devrelerdir [14]. Ani akımı sınırlamak için her biri kendi avantaj ve dezavantajlarına sahip aktif ve pasif ani akım koruması olmak üzere iki yöntem vardır [15]. Pasif ani akım sınırlayıcıda bir negatif sıcaklık katsayılı direnç (NTC) veya pozitif sıcaklık katsayılı direnç (PTC) kullanılır [8,14]. Bu dirençler ilk açılışta direnç gösterir ısındıkça direnci düşerek akımı kontrollü bir şekilde geçirir. Pasif yöntemin avantajı daha az parça olmasına rağmen, dezavantajı dirençler ısındıkça zamanla direnç değerlerinin değişmesi; bu değişimin de cihazın performansını etkilemesidir [15]. Aktif ani akım sınırlayıcı olarak ise direnç ile birlikte anahtar, mosfet veya röle gibi aktif elemanlar kullanılır [16]. Aktif ani akım sınırlayıcı devreleri daha hızlı ve daha hassas bir koruma sağlarlar, ancak daha fazla maliyete sahiptir [8].

Mevcut uygulamalarda yapılan ani akım korumalı boost PFC devrelerin çoğunda yüksek verimlilik görülmüştür. Her bir geliştirilen devre kullanım açısından farklılık gösterse de

genelinde tasarımsal benzerlik çoktur. Bu tasarımsal benzerliklerin sebebi PFC devresinin temel topolojisinin sabit kalmasıdır. Ancak topoloji içinde bulunan devre bölümlerinde devre ihtiyaçlarına ve kullanım alanına göre geliştirmeler yapılarak veya kullanılan elemanların değerleri değiştirilerek farklı tasarımlar yapılabilir. Bu çalışmada ise tasarlanan devrede iki kısım üzerinde iyileştirme yapılması planlanmıştır: PFC akım algılama devresi ve ani akım koruma devresi.

Akım algılama

PFC'de akım algılama, sisteme giren alternatif akımın dalga formunu ve büyüklüğünü ölçmek için kullanılır [4]. Bu sayede, PFC denetleyicisi, çalışma modunu seçerek ve giriş akımının dalga formunu şekillendirerek, güç faktörünü artırır. Akım algılama günümüz teknolojisinde dört farklı yöntemle yapılabilir. Birincisi direnç algılama yöntemidir [17]. Bu yöntemde, PFC devresinin girişinde bir direnç kullanılır ve direnç üzerindeki gerilim ile ölçülür. Ancak, bu yöntem düşük güçlerde kullanılsa da yüksek güçlerde uygun değildir. İkinci yöntem ise [18]'de olduğu gibi akım transformatörü algılama yöntemidir. Akım transformatörü ile ölçülen yöntemde, akım transformatörü girişindeki yüksek akım, çıkışında bir diyot veya bir köprü doğrultucu ile gerilime dönüştürülerek ölçülür. Ancak, transformatörler maliyetli ve büyüktürler, ayrıca yüksek frekanslı uygulamalarda hassasiyetleri düşük olabilir [19]. Yine de bu yöntem piyasada kullanılan en yaygın yöntemlerden biridir. Diğer bir yöntem ise hall efekti algılama yöntemidir [17,19]. Bu yöntemde, anahtarlanan yükün akımının geçtiği yola yakın bir hall sensörü kullanılır. Hall sensörü, manyetik alan değişimlerini ölçer ve bunlara bağlı olarak akımı hesaplar. Avantajları arasında, yüksek doğruluk, hızlı tepki süresi ve yüksek izolasyon yer alır. Ancak manyetik alanın etkisiyle hall sensörlerinde oluşan gerilim düşük olduğu için, sinyalleri ölçmek için amplifikasyona ihtiyaç duyarlar [17,19]. Ayrıca, bazı durumlarda manyetik alanın doğru bir şekilde algılanması için hassas bir yerleşim ve kalibrasyon gerektirirler. Bir diğer akım algılama yöntemi ise diferansiyel amplifikatör algılama yöntemidir. Bu yöntemde, diferansiyel amplifikatör kullanılarak akım ölçülür. Diferansiyel amplifikatör, anahtarlanan yükün üzerindeki gerilimi ölçer ve bu gerilim akıma dönüştürülür [17,19]. Ancak, maliyet açısından diğer yöntemlere göre daha pahalıdır. Ayrıca, bu yöntem elektromanyetik girişim ve kirlilik gibi faktörlerden etkilenebilir. Farid Golnaraghi ve Benjami C. Kuo yazarlarının çalışmasında bu akım algılama yöntemleri karşılaştırılmıştır [20]. Bu makalede, karşılaştırma yapılan yöntemlerden bir yöntemin diğerinden daha iyi

olduğu öne sürülmese de sistem ihtiyaçlarına göre seçim yapılabilecek bazı bilgiler verilmiştir. Ancak günümüz teknolojisinde özellikle yüksek güç uygulamalarında akım transformatörleri gibi daha geleneksel yöntemler yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak kullanılan bu transformatör tabanlı yöntemin, piyasa kullanımında verimi yüksek olsa da bu yöntemde kullanılan diyot sebebiyle akımın sıfır geçişlerinde kayıplar yaşanır. Bunun nedeni diyotların eşik gerilimidir. Eşik gerilimi piyasada kullanılan diyotlar için yaklaşık 0,6-0,7 V değerindedir. Eşik gerilimi diyotun çalıştırıldığı sıcaklığa göre de bir miktar değişebilir [21]. Bu da akım sinüs dalgasının sıfıra yakın değerlerinde kayıplara ve toplam harmonik distorsiyonunun (THD) etkilenmesine sebep olur. Mevcut uygulamalarda verim yüksek olsa da buradaki giriş akımının sinüs dalga formundaki kayıplar devrenin harmoniğini etkiler. Sinüs formunun bozulması, özellikle hafif yükler veya sıfır geçiş sırasında daha fazla gözlemlenir. Bu durum THD'yi dolayısıyla güç faktörünü etkileyen bir durumdur. Bu çalışmada direnç ve akım trafosu gibi doğrudan akımı ölçen yöntem ile akım algılamadaki sıfır geçişlerindeki kayıplar üzerinde durulmuş ve iyileştirmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır.

Ani akım koruma devresi

Ani anlık akımların önem arz ettiği PFC devrelerinde özellikle kullanılacak yüke göre birlikte geliştirilen ani akım koruma devreleri de hem yük için hem de PFC verimliliği için önem arz etmektedir. Çoğu çalışmada genellikle yüksek güçlerde ani akım koruma devresinde röle, anahtar ve direnç devresi kullanılır [14,22]. Faz girişine konulan bir direnç ve röle, anahtar ile açılıp kapatılarak ani akımları sınırlar [14]. Bu rölenin kullanımı yaygın olsa da açılış veya kapanış anında geçen ani akımı yüzünden özellikle askeri standartlar için istenen şartları sağlamaz. Çünkü kısa süreli elektrik kesintilerinde, röle ilk açılışta nominal akımın 10 katına kadar akım çekebilir. Bu akım geçişi ilk 3-7 milisaniyelerinde de olsa askeri standartlarda istenen bir durum değildir. Bu çalışmada bu ani akımı üzerinde durularak kısa süreli elektrik kesintilerinde de akımın yükselmemesi sağlanmış, ani akım devresi üzerinde bu hususta iyileştirmeler yapılmıştır.

Literatürde bulunan verimlilikleri yüksek çalışan PFC devre topolojilerinde yukarıda anlatılan noktalar üzerinde durularak güç faktörü ve toplam harmonik distorsiyon değerinde iyileştirme yapılması planlanmıştır. Önerilen katkılar;

- Yüksek güçlü PFC'lerde akım trafosu ile yapılan akım algılama devresinde, akım trafosu yerine, farklı elektronik devrelerde akım algılama olarak kullanılan hızlı opamp bağlanarak kayıplar azaltılmıştır. Bu geliştirme ile devrede akım trafosu kullanılan devrelere göre akımın sıfır geçişleri dâhil daha düzgün bir akım algılama sağlanarak THD iyileştirilmiştir. Çoğu çalışmada ve piyasada yaygın bulunan ürünlerde kullanılan akım trafosu opampa göre maliyet olarak daha ucuz olsa da günümüzde THD önemsenen devrelerde akım trafosu ile kurulan devre ile benzer fiyatta veya fiyat farkının önemsenmeyecek seviyelerine gelmiştir [18,23]. Ek olarak devrede daha az yer kaplamaktadır.
- Ani akım koruma devresinde AC kaynak girişinde kullanılan röle-direnç devresinde iyileştirmeye gidilmiştir. Direnç PFC devresinin yük (çıkış) kondansatörüne seri bağlanmış, bu dirence paralel bir mosfet eklenerek kontrollü bir akım geçişi amaçlanmıştır. Böylece yükün daha stabil beslenmesi ve şebekeyi etkileyecek ani akımların azalması sağlanmıştır. Elektrik kesintisi veya kapanma durumlarında oluşabilecek akım darbeleri kontrol altına alınmıştır. Kullanılan mosfetli devre ile kontrollü olmasından dolayı tasarlanan bu devreye elektronik ani akım devresi denilebilir.
- Devrenin çalışma sırasındaki giriş, çıkış gerilimlerini, iç kat besleme gerilimleri gibi iç devre değerlerini kontrol etmek için mikroişlemci devresi kullanılmıştır. Bu mikroişlemci devresi birçok farklı değeri kontrol ederek hem devreyi hem de yükü koruma altına alabilir, yükte bir problem var ise devreyi kapatabilir şekilde tasarlanmıştır. Böylece bu değerlerin ölçüleceği birçok analog devre tasarımından ve alandan tasarruf edilmiştir. Ayrıca devrenin çok düşük giriş geriliminde yüksüz çalışma aşamalarında test modunda devreyi çalıştırılarak devrenin kolay test edilmesini sağlamıştır.

Sonuç olarak bu çalışmanın amacı gittikçe yaygınlaşan ve zorunlu hale gelen PFC devresini birtakım iyileştirmelerle tasarlayarak enerji verimliliğine katkıda bulunmaktır. Genelde PFC devrelerinde yaygın olarak kullanılmayan, güç faktörü düzeltme devresinde hem devre çalışmasında bazı gerilimleri kontrol eden hem de testler sırasında kolay test yapılmasını sağlayan bir mikroişlemci ile yazılım kontrolü devreye eklenerek daha kararlı ve stabil çalışan bir devre tasarlanmıştır. Bu çalışmada tasarlanan devreye uygun bir kontrol işlemcisi seçilmiş, PFC Boost devresi tasarlanarak CCM modda çalıştırılmıştır.

Çalışmanın devamında Bölüm-2'de güç faktörüne ve ani akım devresine ilişkin kavramlar ve yöntemlerden bahsedilmiş; Bölüm-3'te PFC denetiminin teorisine değinilmiş, Bölüm-

4'te uygulamada bu devrenin tasarımı, kısaca formülleri ve devre şemaları verilmiştir. Bölüm-5'te devrenin gerçekleşmesi ve uygulaması anlatılmış, son bölüm Bölüm-6'te ise sonuçları açıklanarak özetlenmiştir.



2. GÜÇ FAKTÖRÜ VE DÜZELTME YÖNTEMLERİ

2.1. Güç Faktörü Tanımı

Güç faktörü, bir cihazın çıkışa iletebildiği enerjinin (aktif güç, Watt) giriş güç kaynağından aldığı toplam güç (volt-amper, VA) miktarına oranı olarak tanımlanır [2,7,11]. Bu oran, bir alternatif akım (AC) devresindeki gerilim ve akım dalgalarının arasındaki faz açısı ile belirlenir. Güç faktörü, elektriksel sistemlerin verimliliğini gösteren bir parametredir [9]. Yüksek güç faktörleri, daha az enerji kaybı ve daha yüksek verimlilik anlamına gelirken, düşük güç faktörleri, daha fazla enerji kaybına ve daha düşük verimliliğe neden olur. Endüstriyel uygulamalar açısından, yüksek güç faktörleri enerji tüketimini azaltır ve elektriksel sistemlerin daha verimli çalışmasına olanak sağlar.

Elektrik kullanımında üç tip AC güç vardır. Birincisi aktif güçtür ve genellikle gerçek güç veya P olarak adlandırılır. Bu, bir yüke aktarılan net enerjiyi temsil eder. Yük tamamen dirençli ise, hattaki tüm güç aktif güçtür, gerilim ve akım birbiriyle aynı fazda salınır [2,7].

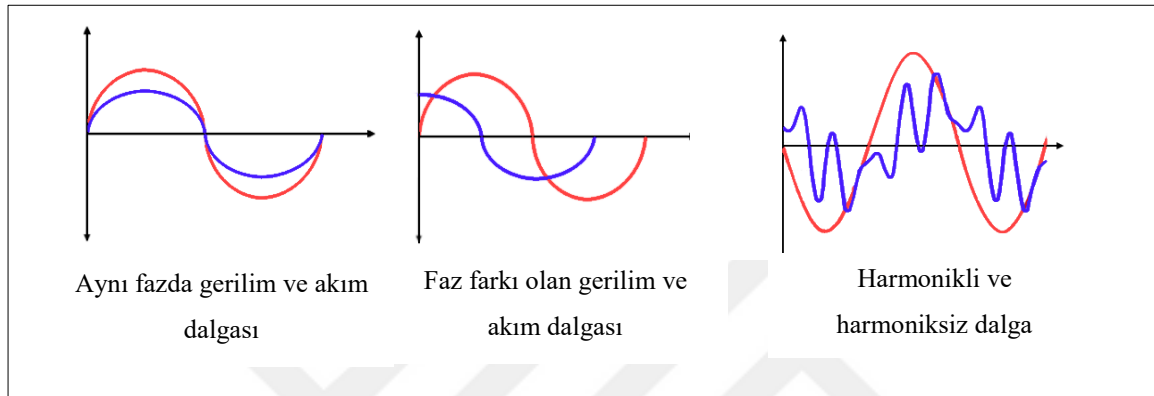
İkincisi, eğer yük bir endüktör veya bir kapasitör gibi tamamen reaktif ise, güç tamamen reaktif güçtür ve genellikle Q olarak ifade edilir. Bu güç, reaktif bileşenlerdeki manyetik ve elektrik alanlarını oluşturmak ve sürdürmek için kullanılır. Bu alanlar, akımın gerilime göre faz dışına kaymasını, kapasitif yükler için 90° önde ve endüktif yükler için 90° geri olmasını sağlar [2,7].

Ancak pratik uygulamalarda yükler hiçbir zaman tamamen aktif veya reaktif değildir, her ikisinin birleşimidir. Bu da üçüncü AC güç türüdür ve görünen güç veya S olarak adlandırılır. Gerçek gücün görünür güce oranı Güç Faktörü olarak tanımlanır [2,3,7]. Basitçe aşağıdaki gibi formülize edilir:

$$P = S(\cos Q) \quad (2.1)$$

İdeal güç faktörü birdir (1.0). Bu, kaynak tarafından sağlanan tüm enerjinin yük tarafından tüketildiği anlamına gelir. Birden az olması, eldeki asıl görevi başarmak için ekstra güç gerektiği anlamına gelir. Düşük güç faktörü, endüktörler veya kapasitörler gibi reaktif elemanların varlığı nedeniyle faz dışı olması ve doğrusal olmayan devrelerden kaynaklanan

dalganın orijinal şeklinin değişmesi gibi iki ana nedene dayanır [4,7]. Faz kayması olarak adlandırılan ilk neden, yukarıda da bahsedilen gerilim ve akım dalgalarının arasında, genellikle reaktif elemanların varlığı nedeniyle, faz farkı olduğu durumlarda ortaya çıkar. Dalga formunun bozulması olarak adlandırılan ikinci neden ise, dalganın orijinal şeklinin doğrusal olmayan devrelerden kaynaklanan değişimlerine bağlıdır. Bu tür doğrusal olmayan dalgalar, şebekedeki gerilimi bozan birçok harmonik içerirler [24,25].



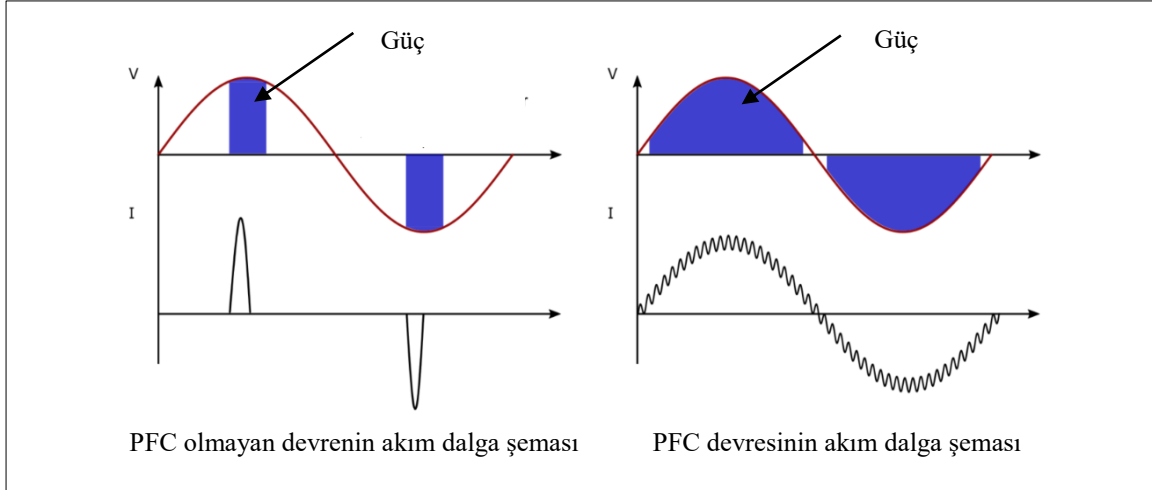
Şekil 2.1. Güç faktörü bozulma sebepleri dalga şekilleri [24,25]

Bu iki nedene bağlı olarak devrenin toplam güç faktörü formülü ise aşağıdaki gibidir;

$$PF = \frac{(\cos Q)}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (2.2)$$

2.2. Güç Faktörü Düzeltme Devreleri

Güç faktörü düzeltme devreleri, elektrik sistemlerinin verimliliğini arttırmak için geliştirilmiş bir dizi yöntemdir [3,7]. Bu yöntem uzun zamandır gelişmekte olan ve kullanılan bir yöntemdir. İlk kullanımı 20. yüzyılın başlarına uzanan ve gelişerek günümüze gelen bu yöntemde asıl amaç akım ile gerilim arasındaki faz farkını azaltarak akımın dalgasını gerilim dalgası ile aynı fazda salınımını sağlamaktır [4,7]. Şekil 2.2’de verilen dalga şekillerinde solda PFC olmayan bir yük beslemesinde gerilim ve akımın dalga formu mevcuttur. Bu dalga formunda çekilen akım formunun bozukluğu ile kullanılan güç oranı düşüktür. Devreye PFC eklendiğinde ise giriş akım dalga formu düzelmiştir ve buna bağlı olarak kullanılan güç de artmıştır.



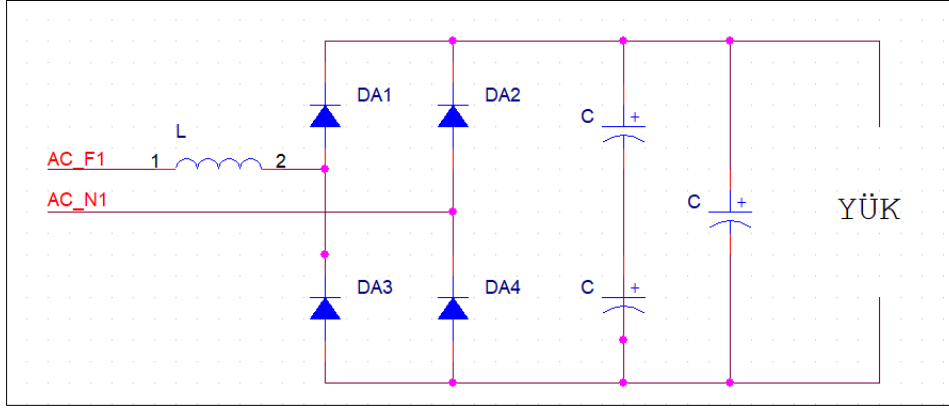
Şekil 2.2. PFC'siz ve PFC'li bir devrenin çektiği akım ve güç göstergesi [26]

Güç faktörü düzeltme devreleri kullanılan devre elemanlarına göre pasif güç faktörü düzeltme devreleri ve aktif güç faktörü düzeltme devreleri olmak üzere iki temel tipe ayrılır [27].

2.2.1. Pasif PFC

Pasif güç faktörü düzeltme devreleri, genellikle kapasitörlerden oluşan elemanlarla tasarlanır ve yüklerin reaktif gücünü telafi etmek için kullanılır [2,4]. Bu devreler, genellikle düşük güç seviyelerindeki uygulamalarda tercih edilir. Bununla birlikte, yüksek güç seviyelerinde kullanıldıklarında yeterli performans gösteremeyebilirler. Bu nedenle, PFC devreleri için ilk tercih genellikle pasif düzeltme devreleri değildir [28].

Bu yöntem, yaklaşık 100 W veya daha az olan küçük güç kaynakları için kullanılır [28]. Pasif PFC yönteminde, seri rezonans devresi oluşturan kapasitör ve endüktör ile AC girişinde düşük geçişli bir harmonik filtre kullanılır. Bileşenler ucuz ve verimli bir güç faktörü düzeltmesi sağlarken boyutları aktif PFC'ye göre daha büyük olabilir.



Şekil 2.3. Pasif PFC

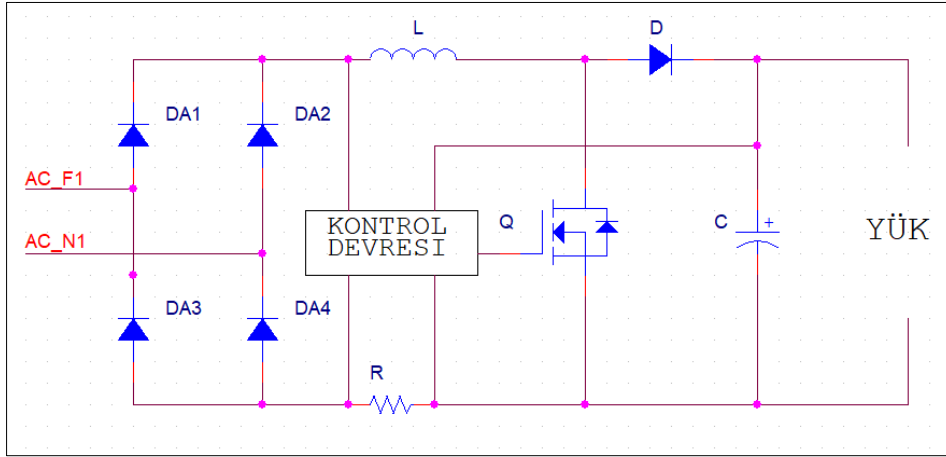
Çizelge 2.1. Pasif PFC'nin avantajları ve dezavantajları

Avantajlar	Dezavantajlar
Ucuz	Ağır ve büyük boy
Verimli	Gerilim regülasyonu yok
Basit yapı	Sınırlı giriş gerilimi aralığı

2.2.2. Aktif PFC

Bu devreler, geri besleme kontrol mekanizmaları kullanarak güç faktörünü düzeltirler. Bu yöntem daha verimli bir düzeltme sağlar, daha hafiftir ve daha az hacimlidir [28]. Genellikle yüksek güç uygulamalarında aktif PFC yöntemleri tercih edilir [2,7].

Temel bir aktif PFC devresi, giriş gerilimini ve akımını ölçen ve ardından giriş gerilimi ve akımının aynı fazda olmasını sağlamak için anahtarlama süresini ve görev döngüsünü ayarlayan bir kontrol devresinden oluşur [27]. Bu, 0,95'in üzerinde teorik bir güç faktörü ile sonuçlanan giriş AC geriliminin otomatik olarak düzeltilmesini sağlar. Pasif PFC'den farklı olarak aktif PFC, geniş bir giriş gerilimi aralığında çalışır. Ancak, ekstra bileşenler gerektirir, bu da onu daha karmaşık ve pahalı hale getirir [2,4].



Şekil 2.4. Aktif PFC

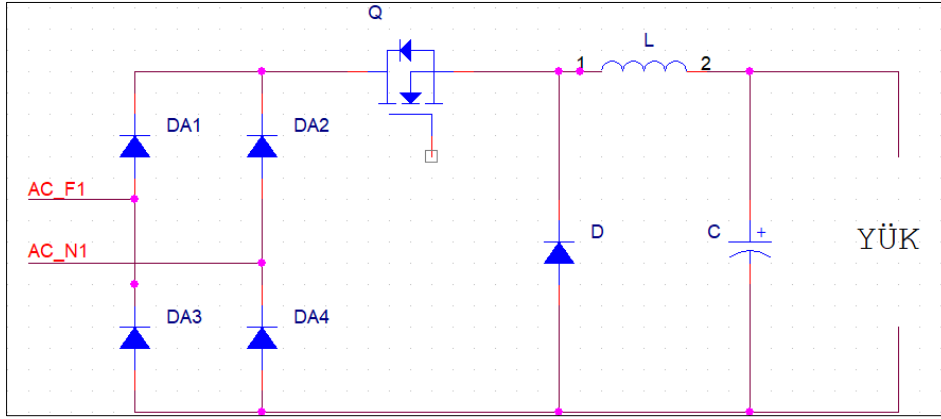
Çizelge 2.2. Aktif PFC'nin avantajları ve dezavantajları

Avantajlar	Dezavantajlar
0,95 veya daha yüksek PF'ye ulaşır	Karmaşık
Küçük ve hafif	Daha yüksek maliyet
Geniş AC giriş gerilimi ve frekansı aralığı (87 Vrms -266 Vrms ve 47Hz- 63Hz).	Hatta girebilecek yüksek frekanslar nedeniyle daha fazla filtreleme gerektirir
Daha esnek	Bileşenler, pasif PFC'ye kıyasla daha yüksek gerilimlerde derecelendirilmiştir.
Daha fazla kontrol	

Aktif PFC'lerde 3 temel devre vardır. Bunlar buck, boost ve buck-boost devresidir [29].

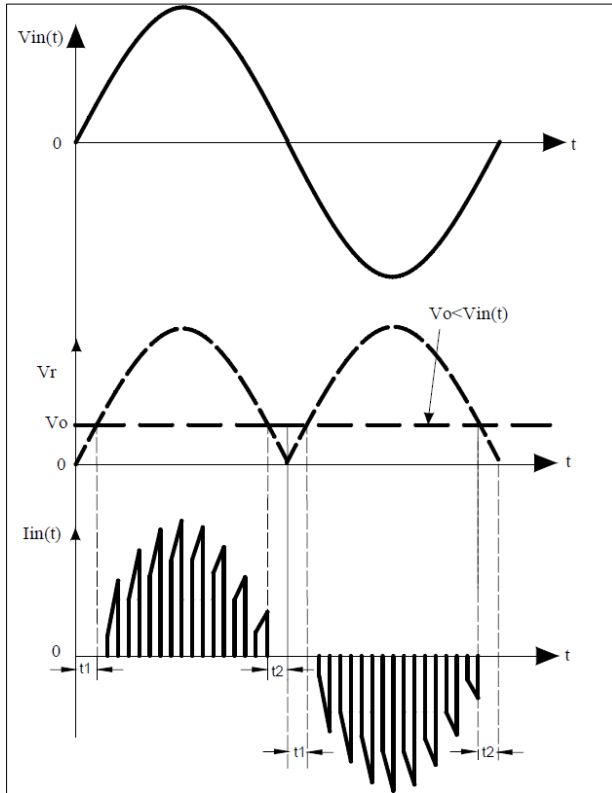
Buck dönüştürücü

Bir Buck veya diğer adıyla düşürücü dönüştürücü, düzenlenmemiş bir DC kaynağının giriş gerilimini stabilize bir düşük çıkış gerilimine düşürmesi amaçlanan bir DC/DC anahtar modu güç kaynağıdır [30,31]. Buck dönüştürücüler, özellikle geleneksel gerilim regülatörleriyle karşılaştırıldığında %95'e kadar verimlilik oranlarına sahip olmaları sebebiyle geniş çapta önem arz etmektedirler. Bu dönüştürücüler, mikroişlemciler, güç ses yükselticileri, USB OTG ve pil şarj cihazları gibi çeşitli uygulamalarda düşük gerilimli yerleşik güç sağlamak için genellikle geleneksel, verimli olmayan doğrusal düzenleyiciler yerine kullanılır [3,4]. Dönüştürücüye ait devre şeması Şekil 2.5'te verilmiştir.



Şekil 2.5. Buck dönüştürücü devresi

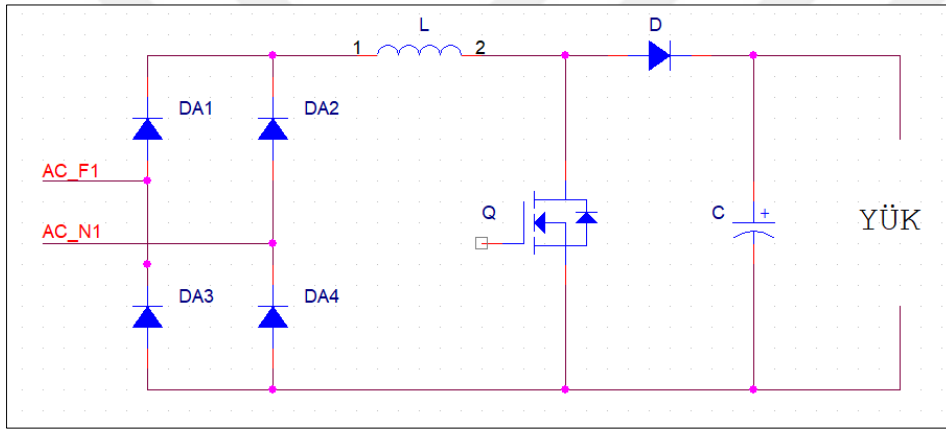
Şekil 2.6’da verilen dalgalardan görüldüğü gibi Buck dönüştürücü yalnızca anlık giriş gerilimi $V_{in(t)}$ çıkış gerilimi V_o ’dan daha yüksek olduğunda çalıştığından, t_1 ve t_2 periyodu boyunca AC girişinden akım akışı yoktur. Bu, hat akım giriş gerilimi sıfır geçişine yakın bir bozulma verir. Ayrıca giriş anahtarlama akımı yüksek frekans anahtarı mosfetin her anahtarlama döngüsü sırasında giriş akımını kesintiye uğrattığı için dönüştürücü süreksizdir. Giriş akımı EMI ve filtreleme gereksinimlerini artıran önemli yüksek frekans bileşenlerine sahiptir [2,4,30].



Şekil 2.6. Buck dönüştürücü akım ve gerilim dalga formları [4]

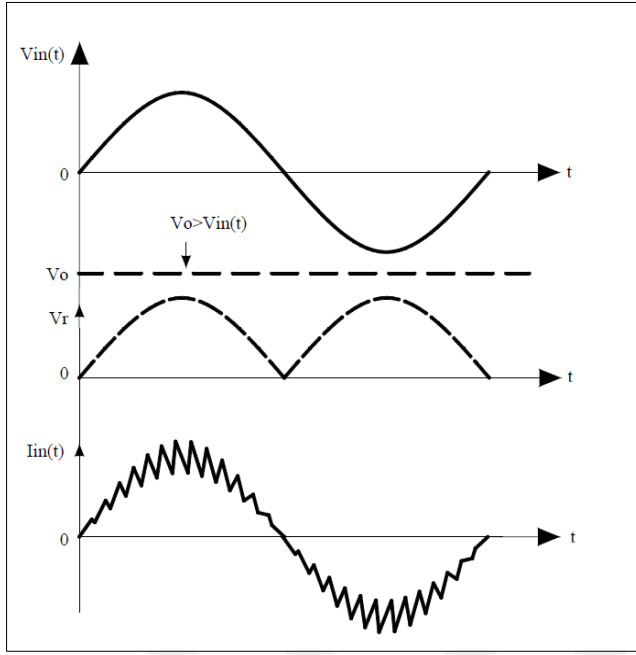
Boost dönüştürücü

Boost veya diğer adıyla yükseltici dönüştürücü, düzenlenmemiş bir DC kaynağının giriş gerilimini stabilize daha yüksek bir çıkış gerilimine yükseltmesi (veya artırması) amaçlanan bir DC/DC anahtar modu güç kaynağıdır [6,32]. Bir Buck dönüştürücüye benzer şekilde, bir Boost dönüştürücü bir endüktör, diyot, kapasitöre dayanır ve güç anahtarı çıkış gerilimini düzenler, ancak bunlar farklı şekilde düzenlenir. Bu yükseltici dönüştürücüde, çıkış gerilimi, PWM sinyalinin işaret-boşluk oranı ile V_{in} 'e eşit veya daha yüksek olacak şekilde değiştirilir [2,33]. Boost devresinin temel özelliklerinden pürüzsüz bir giriş akımı dalga biçimi, filtreleme gereksinimlerini azaltır [4]. Devreye ait şema Şekil 2.7’de verilmiştir.



Şekil 2.7. Boost dönüştürücü devresi

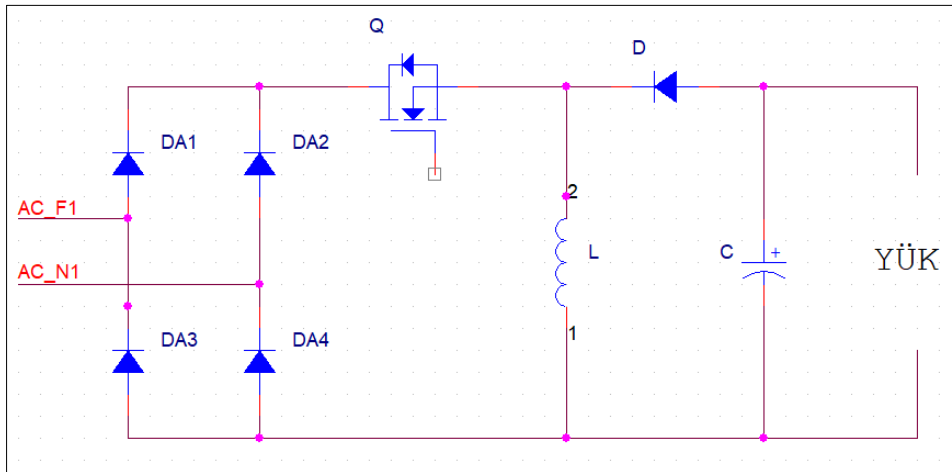
Dalga şekli Şekil 2.8’de verilen Boost dönüştürücü hat döngüsü boyunca çalışabildiğinden, giriş akımında geçiş bozulmaları olmaz. Bu, hat akımına, giriş gerilimi sıfır geçişi yakınında herhangi bir bozulma vermez. Ayrıca, yükseltme endüktörü girişe seri olarak yerleştirildiğinden dönüştürücünün giriş anahtarlama akımı sürekli ve mosfetin yüksek frekansta çalışması ile giriş akımını kesmez. Bu nedenle, giriş akımı daha az yüksek frekanslı bileşenlere sahiptir, bu da daha düşük EMI ve daha az filtreleme gereksinimleri ile sonuçlanır. Çıkış kondansatörü C, mosfetin kapatma gerilimini, D diyotu aracılığıyla neredeyse çıkış gerilimiyle sınırlar ve böylece anahtarı korur [4,10].



Şekil 2.8. Boost dönüştürücü akım ve gerilim dalga formları [4]

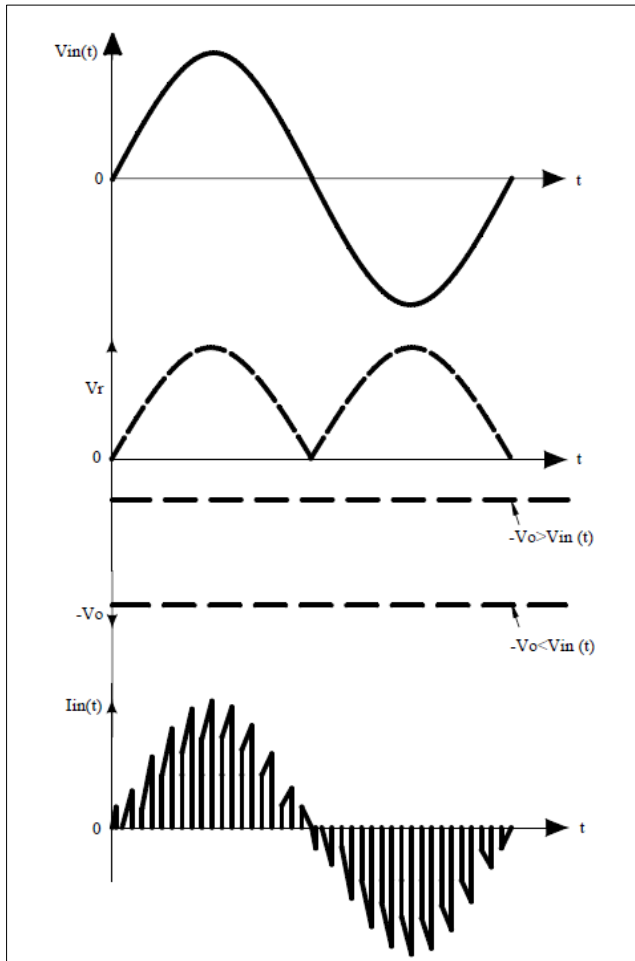
Buck-boost dönüştürücü

Bir Buck-boost dönüştürücü devresi, Buck dönüştürücü ve Boost dönüştürücünün öğelerini birleştirir [3,34]. Ancak, bu dönüştürücüler genellikle her iki alternatiften daha büyüktür. V_o çıkışı, besleme potansiyeline göre aslında negatiftir ve belirli tasarımları karmaşıktırabilir. Ayrıca Buck-boost dönüştürücüler hem yüksek giriş gerilimine hem de yüksek giriş akımına dayanmaları gerektiğinden daha pahalı bileşenler gerektirirler, ancak birçok uygulamada kullanılırlar [3,34].



Şekil 2.9. Buck-boost dönüştürücü devresi

Dalga formları Şekil 2.10'da gösterilen bu dönüştürücü giriş gerilimini arttırabilir veya azaltabilir. Dönüştürücü hat döngüsü boyunca çalışabildiğinden, giriş akımında geçiş bozulmaları olmaz. Bu, hat akımı zarfına, giriş gerilimi sıfır geçişi yakınında herhangi bir bozulma vermez. Bununla birlikte yüksek frekans anahtar mosfet giriş akımını kestiği için dönüştürücünün giriş anahtarlama akımı kesintilidir. Bu nedenle giriş akımı, EMI ve filtreleme gereksinimlerini arttıran önemli yüksek frekans bileşenlerine sahiptir [4,34].



Şekil 2.10. Buck-boost dönüştürücü akım ve gerilim dalga formları [4]

Aktif PFC iletim modları

Aktif PFC devreleri, akım iletim moduna göre üç tipe ayrılır: kesintili akım modu (Discontinuous Current Mode - DCM), sürekli akım modu (Continuous Current Mode - CCM) ve kritik iletim modu (Critical Conduction Mode - CRM). İletim modları farklı özelliklere sahiptirler [27,35]. Bu modlardan sürekli iletim modu olan CCM nispeten büyük

kapasiteli güç kaynakları için kullanılırken, diğer modlardan CRM ve DCM öncelikle düşük kapasiteli ticari güç kaynakları için kullanılır.

Bu iletim modları temelinde mosfetin iki farklı durumu ile oluşur [36]. ON durumu, mosfetin anahtarını kapatıp, endüktördeki akımın artmasına ve enerjinin depolanmasına izin verdiği durumdur. ON durumunda, anahtarlama frekansı boyunca mosfet, çıkış kondansatörüne giriş gerilimini doğru yönde çıkışa aktarmak için endüktör aracılığıyla enerji depolar. OFF durumunda, mosfetin anahtarı açılır ve endüktörde depolanan enerji diyottan geçerek çıkış yüküne akar. Bu iki durumun yapılma hızı ve bobindeki enerji durumu ise iletim modlarını belirler [9,27].

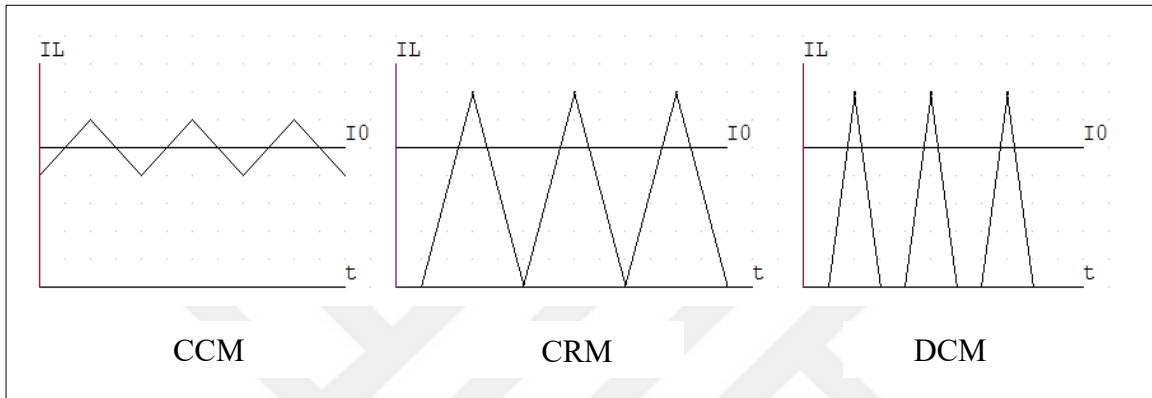
Sürekli iletim modu (CCM), enerji dönüştürücüsünde endüktör akımının sürekli olarak akması durumunu ifade eder. CCM modu PWM ile çalışır ve giriş akımında küçük dalgalanmalar olur, tepe akımı düşüktür [36]. Anahtarın açılması sırasında endüktör akımı azalır ve anahtar kapanırken endüktör akımı artar. Endüktörde depolanan enerji, yükün akımını beslemek için kullanılır ve anahtar kapandığında, endüktör akımı yavaşça azalır. Bu süreç, endüktör akım dalgalanmalarının sınırlandırılmasına neden olur ve yük akımı daha istikrarlı bir şekilde akar [4,27].

Kritik iletim modu (CrM), enerji dönüştürücüsünde endüktör akımının sıfır olduğu anlarda yeni bir anahtarlama döngü başlatarak çalışır. Bu modda, anahtarın açılması sırasında endüktörde depolanan enerji yükün beslenmesinde kullanılır ve anahtar kapatıldığında, endüktör akımı sıfıra düşer [2]. CrM modu, anahtarın kapanışından önce endüktör akımının sıfıra ulaşması nedeniyle "kritik" olarak adlandırılır. Bu özellik, CrM'in kayıpları azaltmasına ve yüksek verimlilik sağlamasına yardımcı olur. Ancak, anahtarlama frekansı değişkendir ve endüktör akımı dalgalanmaları daha büyüktür. Bu nedenle, CrM denetleyicileri basit ve ucuz olmasına rağmen endüktör akım dalgalanmaları nedeniyle elektromanyetik gürültü problemleri oluşabilir [4,27].

Kesikli iletim modu (DCM), enerji dönüştürücüsünde endüktör akımının sıfır olduğu anlarda anahtarlama döngü başlatarak çalışır. Bu modda, endüktörde depolanan enerji yükün beslenmesinde kullanılır ve anahtar kapatıldığında endüktör akımı sıfıra düşer [3,7]. Bu modda, anahtarlama frekansı değişkendir ve endüktör akım dalgalanmaları büyüktür. Yük akımı, endüktör akım dalgalanmalarına bağlı olarak düzensiz bir şekilde akar ve

dalgalanmalar yük akımını bozar. DCM'in avantajı, enerji dönüştürücüsü tasarımında daha basit bir kontrol yöntemi gerektirmesi ve daha az elektromanyetik gürültü üretmesidir. Ancak, DCM genellikle daha düşük verimlilik ve daha fazla yük akımı dalgalanması nedeniyle daha az tercih edilen bir çalışma modudur [27].

Bu akım modlarında bobindeki akımın dalga şekilleri Şekil 2.11'de verilmiştir.



Şekil 2.11. Aktif PFC iletim modları endüktör akımı (I_L) dalga şekilleri

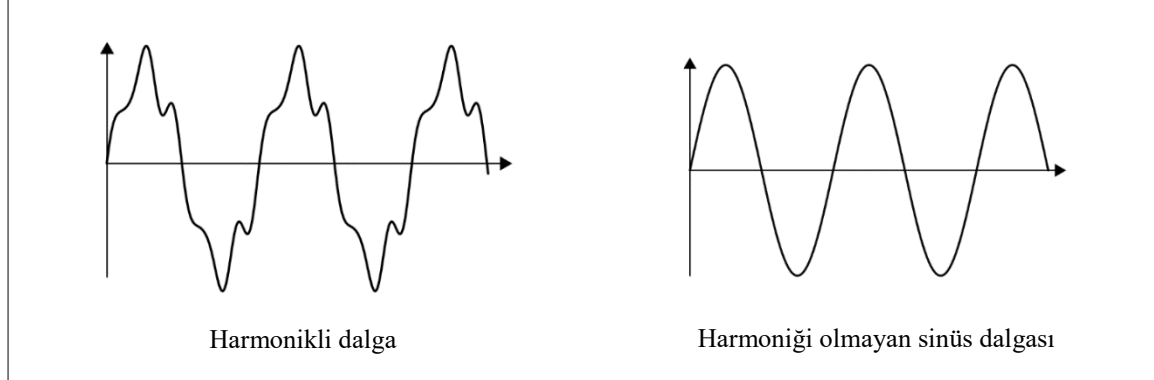
Bu çalışmadaki devrenin de çalışma modu olan CCM sabit frekans PWM sinyali ile çalışır ve giriş akımında küçük dalgalanmalar olur, tepe akımı düşüktür. Boost dönüştürücüsü sürekli iletim modda çalışırken, endüktörden geçen akım I_L asla sıfıra düşmez [27,32,36].

2.3. Harmonik Tanımı

Elektriğin son kullanıcıları tarafından özellikle reaktif bileşen (kapasitörler, endüktörler) veya doğrusal olmayan bileşen (transistörler, diyotlar) yüklerin kullanılmasından dolayı gerilim ve akım dalga şeklinde bozulmalar olur [37]. Harmonik adı verilen bu bozulmalar, bir sinyalin tekrarlanan bileşenleri veya aynı frekansta olmayan dalgaların birleşiminden oluşan dalga şekilleridir. Bu tekrarlanan bileşenler, orijinal sinyaldeki frekansın katlarıdır.

Örneğin, bir sinüs dalga formu, tek bir frekans bileşeni ile karakterizedir. Ancak, bu sinüs dalga formuna bir üçüncü harmonik dalgası ($3 \times$ frekansı) eklenirse, dalga formu değişir ve bu dalga formu artık orijinal sinüs dalga formuna benzer değildir [37,38]. Eklenen üçüncü harmonik dalga, orijinal dalga ile aynı frekansa sahip değildir, ancak bu dalga orijinal dalga

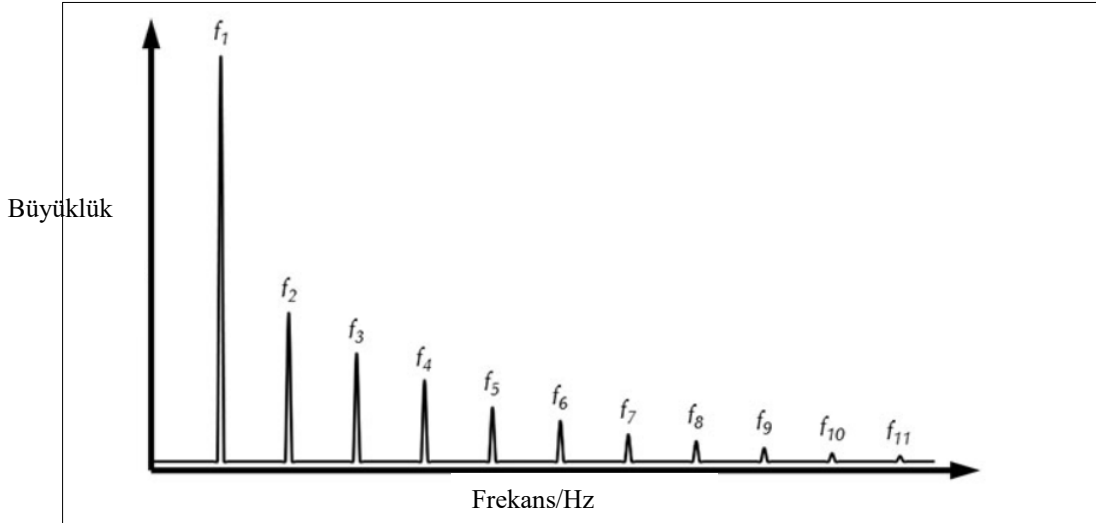
ile uyumlu bir şekilde hareket eder [39]. Bu, dalga formunda yeni bileşenlerin ortaya çıkmasına ve sinyalin genel karakteristiğinin değişmesine neden olur.



Şekil 2.12. Harmonikli ve harmoniksiz dalga formu [40]

Harmonikli dalgalar, elektrik mühendisliği ve elektronik alanında yaygın olarak karşılaşılan bir sorundur. Elektrik ağlarındaki cihazlar ve elektronik sistemler, harmonik dalgaların oluşumuna neden olabilir ve bu dalgalar ağlardaki diğer cihazlar için sorunlu olabilir [2,38]. Harmonik dalgalar, güç faktörü düzeltme cihazları ve filtreler gibi özel cihazlar kullanılarak kontrol edilir.

Bir harmonik dalga sinyaldeki frekans bileşenleri arasındaki ilişkilerden kaynaklanır. Harmonikler, ana sinyalin frekansının katlarıdır ve bu durum, frekans bileşenleri arasında birçok matematiksel ilişki yaratır [38]. Bu ilişkinin analizi ise fourier yöntemi ile yapılır. Bu dalgalardan temel olarak adlandırılan birincisi, frekansı en düşük olan dalgadır. Daha sonra, devam eden dalga büyüklükleri ile birleştirilir ve belirli genlikler ve frekans verilir. Genel bir kural olarak, bir dalga formunun şekli saf bir sinüs dalgasından ne kadar saparsa, o kadar fazla harmoniğe sahip olacaktır. Bu bozulmalara sebep olan frekans değerleri temel dalga frekansının katı olan, ilk dalga dışındaki dalgalara harmonik denir [3]. Harmoniğin sinüsoidal dalgadaki büyüklük grafiği Şekil 2.13'te verilmiştir. Darbe gibi görülen büyüklük değerlerinden f_2 'den itibaren hepsi harmonik, f_1 ise temel büyüklüktür [39,40].



Şekil 2.13. Harmonikli dalganın FFT spektrumu [39]

Toplam Harmonik Bozulma, bir sistemin herhangi bir doğrusal olmayan davranışını analiz etmek için yararlı bir tekniktir.

THD değerini belirlemek için Şekil 2.13'te görülen sinüs dalgasının harmonik darbeleri ile Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) yöntemi kullanılır. Ölçülen sinüs, zaman alanından frekans alanına dönüştürülür. Dönüştürülen veriler, yanıt sinyalinin büyüklüğünün frekansa göre çizildiği FFT spektrumunda görüntülenir [39].

Şekil 2.13 bozulmuş, doğrusal olmayan sinüzoidal bir sinyalin FFT spektrumunu göstermektedir. En büyük tepe, sinyalin temel frekansında (f_1) gözlenebilir. Zirveler harmonik olarak adlandırılır ve bir sinyalin doğrusal olmayan davranışını temsil eder. Harmoniklerin büyüklüğü, sinyal doğrusal olmadığı ölçüde artar. Verilen f_1 birinci harmoniğin veya temel frekansın RMS genliğini, f_2 'den f_n 'e kadar olan büyüklükler ise diğer harmoniklerin RMS genliğinin değerlerini verir. Bu büyüklükler ile THD hesaplama formülü aşağıda verilmiştir.

$$THD = \frac{\sqrt{f_2^2 + f_3^2 + f_4^2 + f_5^2 + \dots + f_n^2}}{f_1} \quad (2.3)$$

2.3.1. Harmonik kaynakları ve devreye etkisi

Modern cihazlar, lineer olmayan yüklerin kullanımıyla birlikte arttıkça, akım ve gerilim dalga şekillerinde bozulmaların varlığı günümüzde sık rastlanan bir durum haline gelmiştir [1]. Bu durumda, harmonik kaynakları, yani harmonik çıkış gerilimi ve akımı üreten cihazları, ciddi bir sorun olarak ortaya çıkmaktadır. Özellikle, toplu DC güç kaynağı türetmek üzere AC girişinin doğrudan doğrultma modunu kullanan modern bilgisayar güç kaynakları, anahtar modu teknikleri ile daha düşük DC raylarına dönüştürülür [37-38]. Ancak, bu teknikler sadece anlık hat gerilimi olduğunda iletim yapabildiği için, yumuşatma kapasitör geriliminden daha yüksekse, kapasitörlerin şarjı yalnızca küçük bir süre boyunca gerçekleşir ve dar giriş akımı darbeleriyle sonuçlanır [41]. Bu durum, tüketici terminalindeki terminal geriliminin üstü düzleştirilmiş bir sinüs dalgası yerine, çok fazla harmoniği olan sinüzoidal olmayan bir dalga formu olmasına neden olur. Bu da harmonik kaynaklarının ortaya çıkmasına sebep olur. Benzer şekilde, UPS redresörleri ve enerji tasarruflu lambalar gibi doğrusal olmayan yükler de benzer sorunlara neden olabilir.

Harmonik bileşenlerin sebep olduğu bir diğer problem ise, cihazların ürettiği harmonik bileşenlerin diğer elektriksel cihazlara giriş yaparak, cihazların çalışmasını olumsuz etkilemesidir. Örneğin, bir yüksek frekanslı invertör, yakındaki bir veri işlemci veya hassas ölçüm cihazı üzerinde etkili olabilir [38]. Harmonik bileşenlerin bu şekilde diğer cihazlara giriş yapması sonucu, cihazların çalışmasında hatalar meydana gelebilir veya ölçümler hatalı sonuçlar verebilir.

Yüksek miktarda harmoniğin bir diğer etkisi de gürültüye neden olur ve elektrik şebekesine geri beslenir [37-38]. Bu geri besleme diğer cihazlarda çalışma sorunlarına neden olabilir ve hatta elektrik şebekesinde geniş kapsamlı sorunlara yol açabilir. Elektrik şebekelerinde harmoniklerin varlığı, enerji şirketleri için de önemli bir sorundur. Elektrik şebekesi üzerinden iletilen harmonikler, enerji kaynaklarının verimli kullanımını engelleyerek enerji kaynaklarının verimsiz çalışmasına neden olabilir. Ayrıca, faz kayması, gerilim dengesizliği ve rezonans sorunları gibi diğer sorunlara da neden olabilir [37-38].

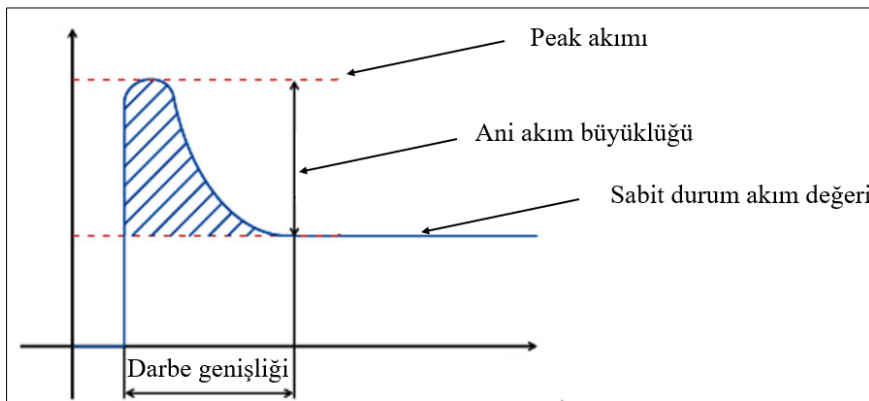
Bu nedenle, harmoniklerin düzenlenmesi ve kontrolü, elektrik şebekelerinin ve elektrikli cihazların sağlıklı çalışması için kritik öneme sahiptir. Harmoniklerin düzenlenmesi, harmonikleri üreten cihazların tasarımı ve üretimi sırasında yapılabilir. Ayrıca,

harmoniklerin kontrolü, özellikle büyük endüstriyel tesislerde kullanılan harmonik filtreler gibi özel cihazlar kullanılarak da sağlanabilir [1,2].

Sonuç olarak, harmonikler, elektrikli cihazların ve elektrik şebekelerinin sağlıklı çalışması için önemli bir konudur. Harmoniklerin varlığı, birçok soruna neden olabilir ve bu nedenle, harmoniklerin düzenlenmesi ve kontrolü, elektrik mühendisliği alanında önemli bir konudur. Ancak, harmonik bileşenlerin olumsuz etkileri, doğru tasarım, filtreleme ve kontrol teknikleri kullanılarak en aza indirilebilir.

2.4. Ani Akım Koruma Devresi

Yüksek değerli kapasitans yükün bulunduğu devrede, bir ani akım koruma devresi gereklidir. Çünkü yüksek bir ani akım, şebekede sigorta atmalarına veya gerilim çökmesine neden olabilir ve devrenin arıza olasılığını artırır [8,12]. Inrush protection olarak bilinen kalkış akımı devresi, devrenin ilk başlangıç aşamasında yüksek akım gereksinimini dengeler, giriş akımını sınırlar, kaynağı ve ana cihazı daha güvenli tutar [4]. Bu nedenle, ani akımın etkisini en aza indirmek için, giriş kapasitansı çok yüksek olan veya düşük bir endüktansa sahip olan yüklerde bir ani akım sınırlayıcı devresi sağlamak önemlidir. Bu sebeple güç faktörü düzeltme devrelerinde ani akım koruma devresi mutlaka bulunması gerekir [14].



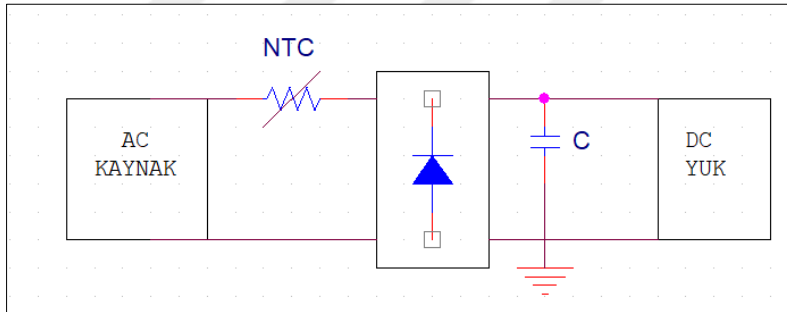
Şekil 2.14. Devre ilk açıldığında çekilen akım dalgası [15]

Şekil 2.14'te güç açıldığında basitleştirilmiş bir akım dalga biçimini göstermektedir. Görüldüğü gibi ilk güç açıldığında akım akmaya başlar ve kararlı durum değerinden daha büyük bir tepe değerine ulaşır. Daha sonra akım, sabit durum değerine ulaşana kadar

azalmaya başlar. Kararlı durum oluşmadan önce dalga formunun parçası ani akımdır. Kalkış akımı, büyüklüğü ve süresi (yerleşme süresi) ile karakterize edilir.

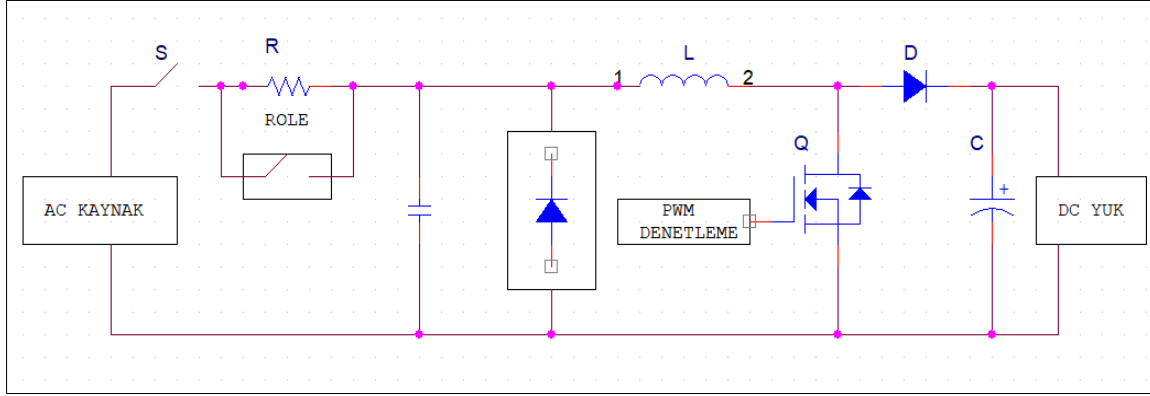
Ani akım koruma devreleri Bölüm 1’de de bahsedildiği üzere aktif ve pasif olmak üzere ikiye ayrılır. Aktif ve pasif ani akım koruma türünün seçimi ani akımın frekansına, performansına, maliyete ve güvenilirliğe bağlıdır [14,22].

Şekil 2.15’te pasif bir ani akım sınırlayıcı devre türü verilmiştir. Devre güç kaynağına bağlandığında soğuk durumdayken NTC termistörü direncinin yüksek olması nedeniyle akımı sınırlar [8,14]. Daha sonra, NTC termistör ısındıkça direnci azalır ve normal çalışma akımına izin verir. Bu sayede, yük anahtarlama anında aşırı akım çekmeye çalışıldığında NTC termistör devreye girer ve akımı sınırlar, böylece yük zarar görmez. NTC termistörlerle birlikte kullanılan bir kondansatör, yük anahtarlama anında çekilen yüksek akımı kondansatöre yönlendirir ve NTC termistörün direncinin yüksek kalmasına yardımcı olur [8]. Daha sonra, kondansatör yavaş yavaş boşalır ve yükü besler. Bu şekilde, ani akım koruma devresi daha etkili hale gelir ve yük koruması daha da artar.



Şekil 2.15. Pasif ani akım sınırlayıcı

Aktif ani akım devreleri için ise Şekil 2.16’da gösterildiği yumuşak başlatma devresine sahip aktif bir anahtar kullanılır. Avantajı sistem verimini etkilememesi ve ortam sıcaklığından etkilenmemesidir [13,15]. Dezavantajı, ek devre bağlamaya ihtiyaç duyması ve toplam maliyetin daha yüksek olmasıdır. Ancak güç büyüdükçe maliyet açısından avantajlı hale gelebilir.



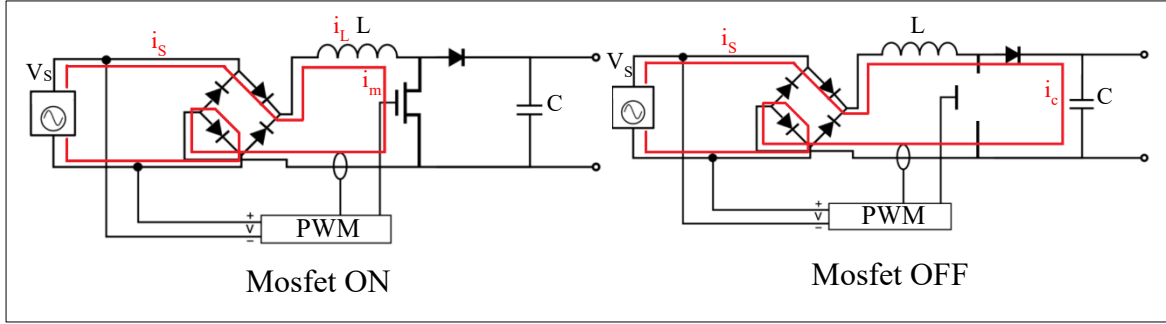
Şekil 2.16. Aktif ani akım sınırlayıcı

Aktif ani akım sınırlayıcı devresinin temelinde anahtar, röle ve direnç kullanır [15]. Başlangıçta anahtar (S) ON, röle OFF konumunda direnç üzerinden akım geçmeye başlar, direnç üzerinden geçen akım ile çıkış kondansatörü dolar ve sonra röle ON konumuna geçer ve direnci kısa devre yapar. Girişteki direnç akımı sınırlamak üzere devre tasarımlarına göre farklı değerlerde seçilir [13,22]. Seçilen direnç ve (C) PFC çıkış kondansatörünün değerine bağlı olarak giriş akım koruma 100ms'ler mertebesinde solabilir.

Birçok devrede farklı değerler ile kullanılan bu yöntem çoğu uygulamada verimli olarak kullanılmaktadır. Bu devrenin tek dezavantajı rölenin kapanma anındaki ani akımıdır. Röle ON konumuna geçerken röle üzerinde belirli bir gerilim olur. Yani giriş gerilimi, çıkış kondansatörü (C) üzerindeki ve girişteki direnç (R) üzerindeki gerilim toplamı kadardır. Röle kapanınca kondansatör bu gerilimi hemen tamamlamak için bir akım çeker. Bu akım milisaniyelerde de olsa bir nominal akımın 5-10 kat fazlası olabilir. Bu durum özellikle askeri standartlarda istenen bir durum değildir.

Bu sebeple burada yapılan çalışmada iyileştirme için bu ani akımı üzerinde durularak iyileştirme yapılması amaçlanmış ve mosfet kullanılmıştır.





Şekil 3.2. Boost PFC devresinin çalışma modları

Mosfetin ON zamanında;

$$L \frac{di}{dt} = V_L \quad (3.1)$$

$$C \frac{dvc}{dt} = -\frac{V_c}{R_{Load}} \quad (3.2)$$

CCM modunda i_s giriş akımı i_L bobin akımına her zaman eşittir. Mosfet ON iken endüktans akımı kondansatör ve yük üzerinden akamaz, yük kondansatörden beslenir [44].

Mosfetin OFF zamanında;

$$L \frac{di}{dt} = V_s - V_c = V_L \quad (3.3)$$

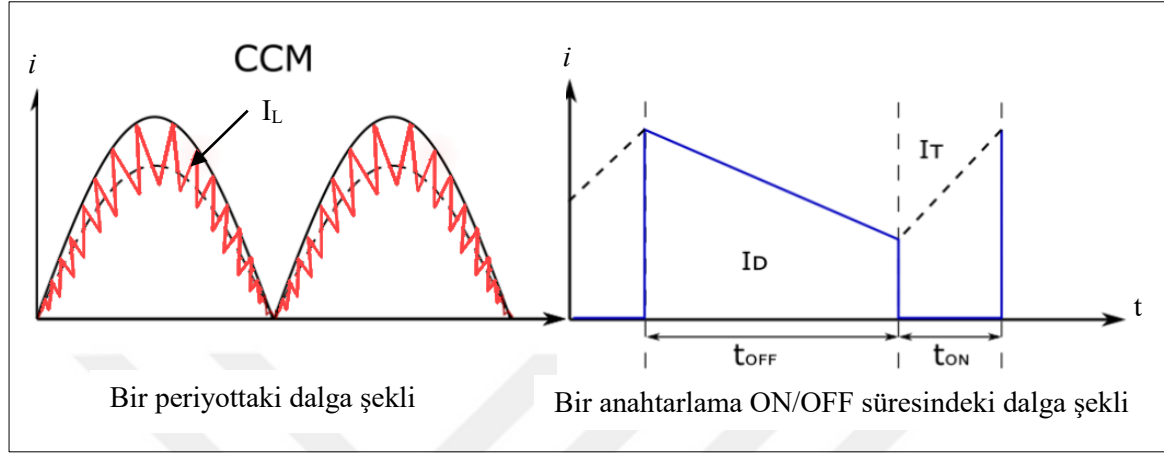
$$C \frac{dvc}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R_{Load}} \quad (3.4)$$

Kondansatörün üzerinden akımın geçtiği mosfetin OFF durumunda, Eş.3.4'ten anlaşıldığı gibi kondansatör hem şarj olur hem de deşarj olur. Endüktörden şarj olurken, yük direncinden ise deşarj olmaktadır [44].

Mosfetin genel çalışma modunda bobin akımının (i_L) eşit olduğu giriş akımı (i_s), mosfetin üzerinden geçen akım (i_m) ile kondansatör akımı (i_c) toplamına eşittir [44]:

$$i_s = i_m + i_c = i_L \quad (3.5)$$

Bu yapılan kontrol ile CCM modda çalışan devrenin endüktör, mosfet ve diyotunda oluşan akım dalgaları Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Endüktör akımı i_L sıfıra düşmezken, mosfetin ON/OFF zamanlarına göre akım mosfetten veya diyottan geçer [44].



Şekil 3.3. Sürekli iletim modu (CCM) PFC endüktör, mosfet ve diyot akımı [43]

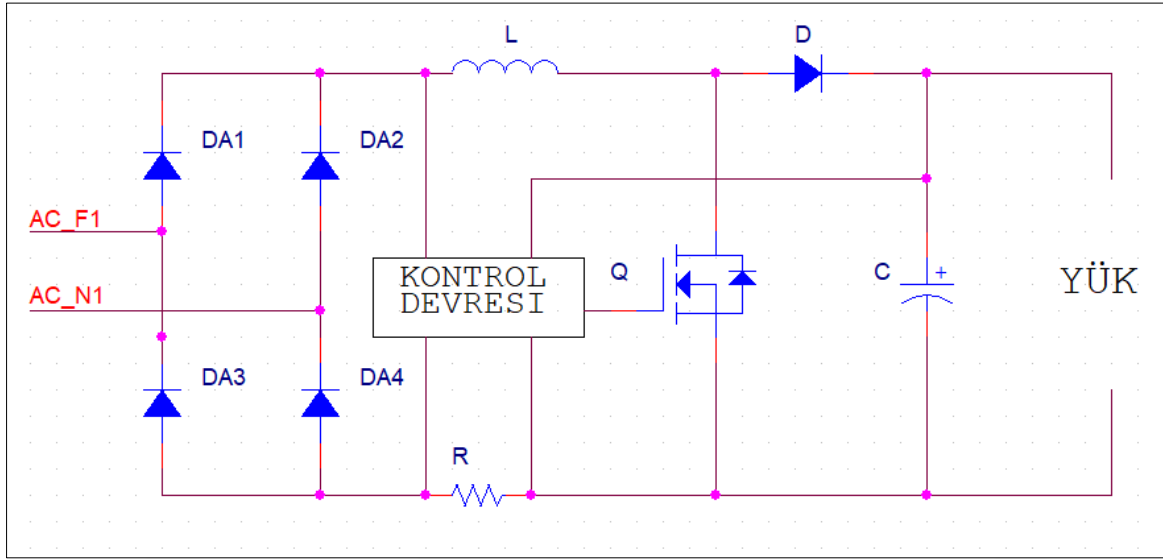
PWM denetleyicisi; giriş akımını, giriş gerilimini ve çıkış gerilimini kontrol ederek PWM sinyali üretir [4,42]. Bu sinyali üretirken ise devre şemasının gereksinimlerine göre farklı kontrol teknikleri kullanarak etkin bir güç faktörü elde edilmesini sağlar.

3.1. Boost PFC Devresinin Denetlenmesi

Güç faktörü düzeltme tasarımları, AC güç kaynaklarında güç faktörünün artırılması ve faz farkının düzeltilmesi için bir dizi kontrol tekniği kullanmaktadır. Bu kontroller, PWM denetleyicisi kullanılarak gerçekleştirilir [42]. PWM denetleyicisi, güç elektroniği devrelerinde anahtarlama elemanlarının kontrol edilmesinde yaygın olarak kullanılan bir tekniktir. Bu denetleyici istenen düzeyde çıkış gerilimi elde etmek için anahtarlama elemanlarının darbelerini kontrol eder [42,45].

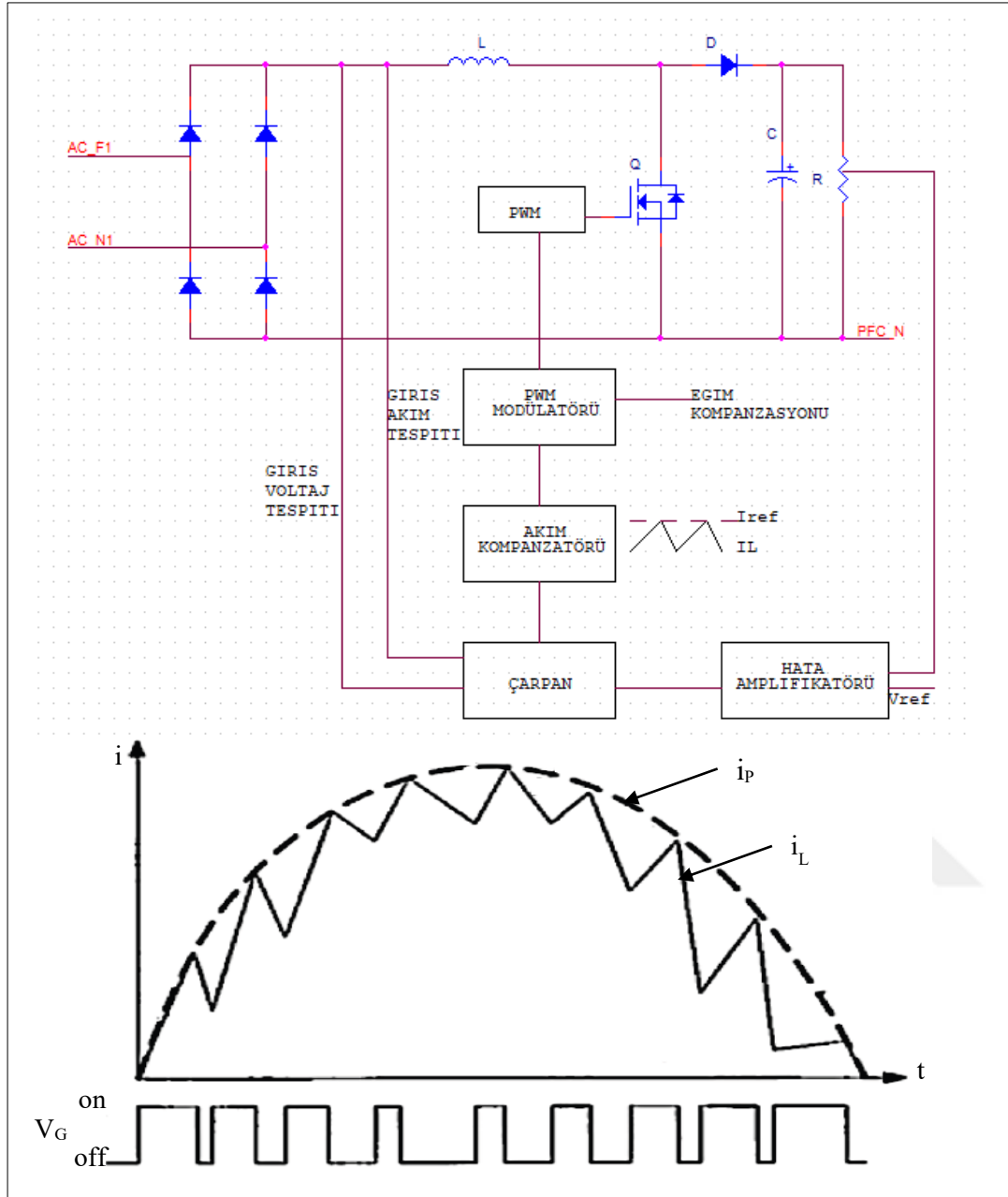
PFC PWM denetleyicileri, belirli bir işletim moduna göre çalışırlar. Bu modlar önceki bölümlerde anlatılan, sürekli iletim modu (CCM), kesintili iletim modu (DCM) ve kritik iletim modudur (CRM). CCM, bu modlar arasında en yaygın kullanılan işletim modudur. Yüksek anahtarlama frekansları sayesinde daha düşük boyutlu bileşenler kullanılarak yüksek verimlilik sağlar [36].

Gelişmiş PFC PWM denetleyicileri, geri besleme teknolojisi kullanarak giriş akımını, giriş gerilimini ve çıkış gerilimini sürekli olarak izler. Bu geri bildirimler, PWM sinyali üreten bir mikrodenetleyici tarafından işlenir ve mosfet anahtarı kontrol edilerek AC giriş gerilimi doğru bir DC gerilim seviyesine getirilir [10,46]. Bu sayede, PFC PWM denetleyicileri, yüksek verimlilik ve yüksek güç faktörü gibi çeşitli avantajlar sağlar. Temel bir boost PFC kontrol şeması (kolaylık için tekrar) Şekil 3.4'te verilmiştir.



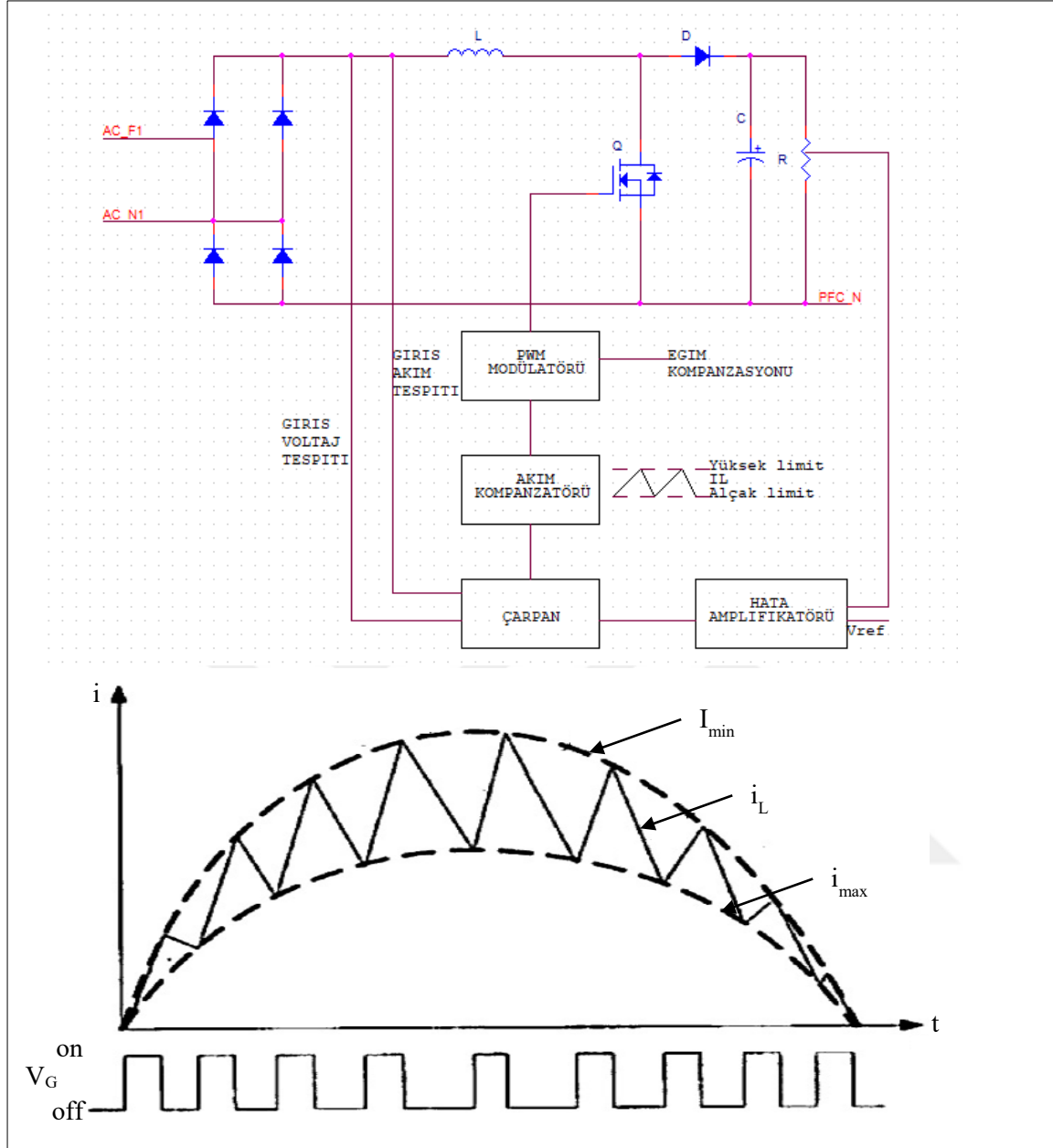
Şekil 3.4. Boost PFC devresi temel PWM kontrol devresi

Şekilde görülen kontrol devresinin giriş akımını kontrol etmesine göre farklı kontrol teknikleri mevcuttur. Bunlardan ilki tepe akım kontrolüdür [36]. Tepe akım kontrolünde Şekil 3.5'te görüldüğü gibi, anahtar sabit frekansta bir saat sinyali tarafından açılır ve endüktör akımının pozitif tırmanışı (yani anahtar akımı) sinüzoidal referans akım değerine ulaştığında kapatılır. Bu referans sinyali genellikle, kullanılan denetleyici girişine uygun değerde ölçeklendirilmiş bir giriş gerilimi replikasıdır. Akım referansı genliği, DC çıkış gerilimini sabit tutmak için kullanılan bir hata amplifikatörü tarafından kontrol edilir. Bu şekilde, giriş geriliminin replikası olan referans sinyalini takip eden giriş akımı elde edilir. Girişten çekilen akım giriş gerilimi ile aynı faz ve şekle gelir. Böylece güç faktörü düzeltilmesi gerçekleşir [42,47].



Şekil 3.5. Boost PFC devresi tepe akım kontrol devresi ve i_L akım dalga şekli [36]

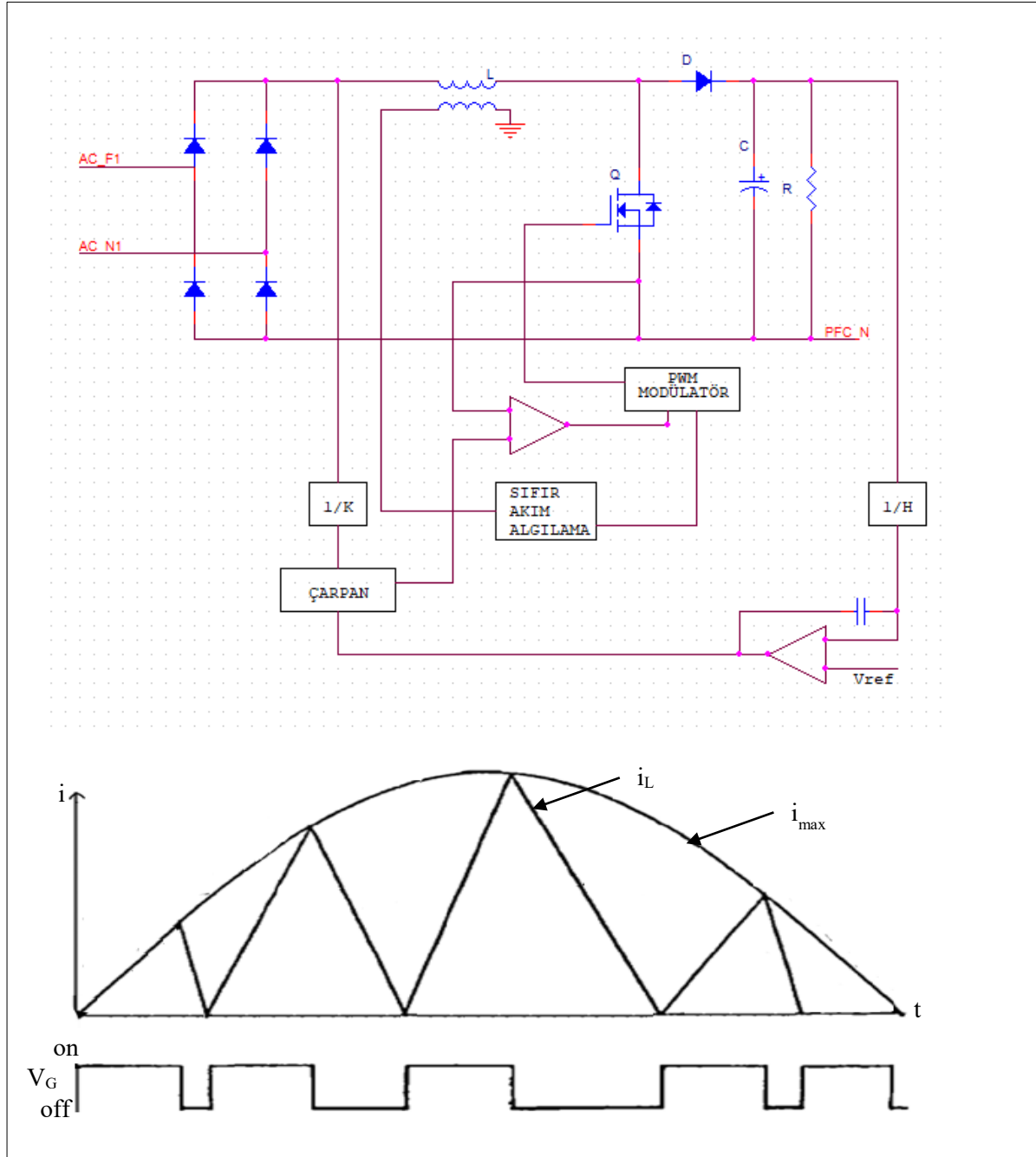
Diğer bir kontrol yöntemi olan histeresis kontrol; biri endüktör akımının tepe noktası ve diğeri alt değeri için olmak üzere iki sinüzoidal akım referansının ($I_{yüksek}$, $I_{alçak}$) üretildiği kontrolü göstermektedir. Bu kontrol tekniğine göre, anahtar, endüktör akımı alt referansa ($I_{alçak}$) düştüğünde açılır ve endüktör akımı üst referans ($I_{yüksek}$) üzerine çıktığında kapanır, böylece değişken frekanslı bir kontrol sağlanır [47-48]. Devre şeması ve çekilen akım dalga şekli Şekil 3.6'da verilmiştir.



Şekil 3.6. Boost PFC histeresis akım kontrol devresi ve i_L akım dalga şekli [36]

Bir diğer kontrol yöntemi ise sınır akım kontrolüdür. Bu kontrol yaklaşımında, hat döngüsü sırasında anahtar açma süresi sabit tutulur ve endüktör akımı sıfıra düştüğünde anahtar açılır, böylece dönüştürücü Sürekli ve Süreksiz Endüktör Akım Modu arasındaki sınırdan çalışır. Bu şekilde, MOSFET diyot akımı sıfıra ulaştığında açıldığı için, diyot yumuşak bir şekilde kapatılır (geri kazanım kaybı olmaz), böylece komütasyon kayıpları azalır. Öte yandan, MOSFET endüktans akımının tepe değerinde kapatıldığı için kapatma kayıpları artar, daha yüksek gerilim stresleri oluşur. Giriş anahtarlama akımı sıfır ve maksimum arasında değişeceği için daha ağır giriş filtreleri gerektirebilir, endüktans kayıpları artar [47-48]. Bu

topoloji daha düşük güç PFC sistemleri için uygundur. Bu topolojinin devre şeması ve akım dalga şekli Şekil 3.7’de verilmiştir.



Şekil 3.7. Boost PFC sınır akım kontrol devresi ve i_L akım dalga şekli [36]

Başka bir kontrol yöntemi ise, giriş akım dalgası şeklinin daha iyi olmasına olanak tanıyan ortalama akım kontrolüdür. Bu kontrol yönteminde, endüktör akımı ve giriş geriliminin ölçekli bir replikası hata amplifikatörü tarafından algılanır. Amplifikatörün çıkışı, PWM

modülatörünü sürer. Aradaki hatayı azaltacak şekilde üretilen PWM pulse ile anahtar sürülür [47-48].

PFC (güç faktörü düzeltimi) kontrol modları, farklı uygulamalar için avantajlar ve dezavantajlar sunar. Seçilecek yöntem, uygulamanın özelliklerine ve gereksinimlerine bağlıdır. Örneğin tepe akım kontrol modu, yüksek verimlilik ve düşük harmonikler için daha uygunken, histeresis kontrol modu yüksek güç uygulamaları için uygundur, ancak harmoniklerin kontrolünde zorluklar yaşanabilir [47-48]. Çalışma modlarındaki avantajlar ve dezavantajlar sebebiyle, devre tasarımlarına uygun bir kontrol modu seçilmesi gerekir. Ancak karşılaştırılan akım kontrol tekniklerinde THD değerinin çok iyi çıktığı ortalama akım kontrol tekniği CCM boost PFC'de kullanılacak en avantajlı kontrol tekniğidir [44]. Anahtarlama frekansı sabit olduğundan yüksek güç uygulamaları için uygundur [47]. Bu nedenle, PFC'de en yaygın kullanılan kontrol modu olarak kabul edilir. Bu çalışmada da özellikle dinamik performansı ve daha düşük harmonik bozulma oranlarına sahip olan ortalama akım modu seçilmiştir. Ortalama akım modunun avantajları aşağıda verilmiştir:

- Giriş akımı süreklidir ve EMI ile THD küçüktür.
- Giriş filtresine için daha az gereksinim duyar vardır. Giriş endüktörü, ana devreyi elektrik şebekesinden gelen yüksek frekanslı geçici dürtüden koruyabilir.
- Çıkış gerilimi, giriş geriliminin tepe değerinden daha büyüktür.
- Mosfet üzerindeki maksimum gerilim, çıkış geriliminden daha küçüktür.
- Mosfeti kontrol etmek kolaydır ve kaynağın potansiyeli sıfırdır.
- Geniş bir gerilim ve frekans aralığında düzgün çalışabilir.

Bu çalışmada bu kontrol yöntemini gerçekleştiren PFC denetleyici kullanılacağı için bu yöntem daha ayrıntılı olarak sonraki bölümde anlatılmıştır.

3.1.1. Ortalama akım modu

Ortalama akım modu kontrolü, yukarıda bahsedildiği gibi Boost PFC devresinde kullanılan akım kontrol tekniğidir [42]. Bu teknik, PWM denetleyicisi tarafından üretilen sinyalin darbe genişliğinin ayarlanması yoluyla anahtarlama elemanının kontrol edilmesini sağlar, boost PFC devresinin güç faktörünü artırır, DC çıkış gerilimini sabit tutar ve güç kayıplarını en aza indirir [42,48].

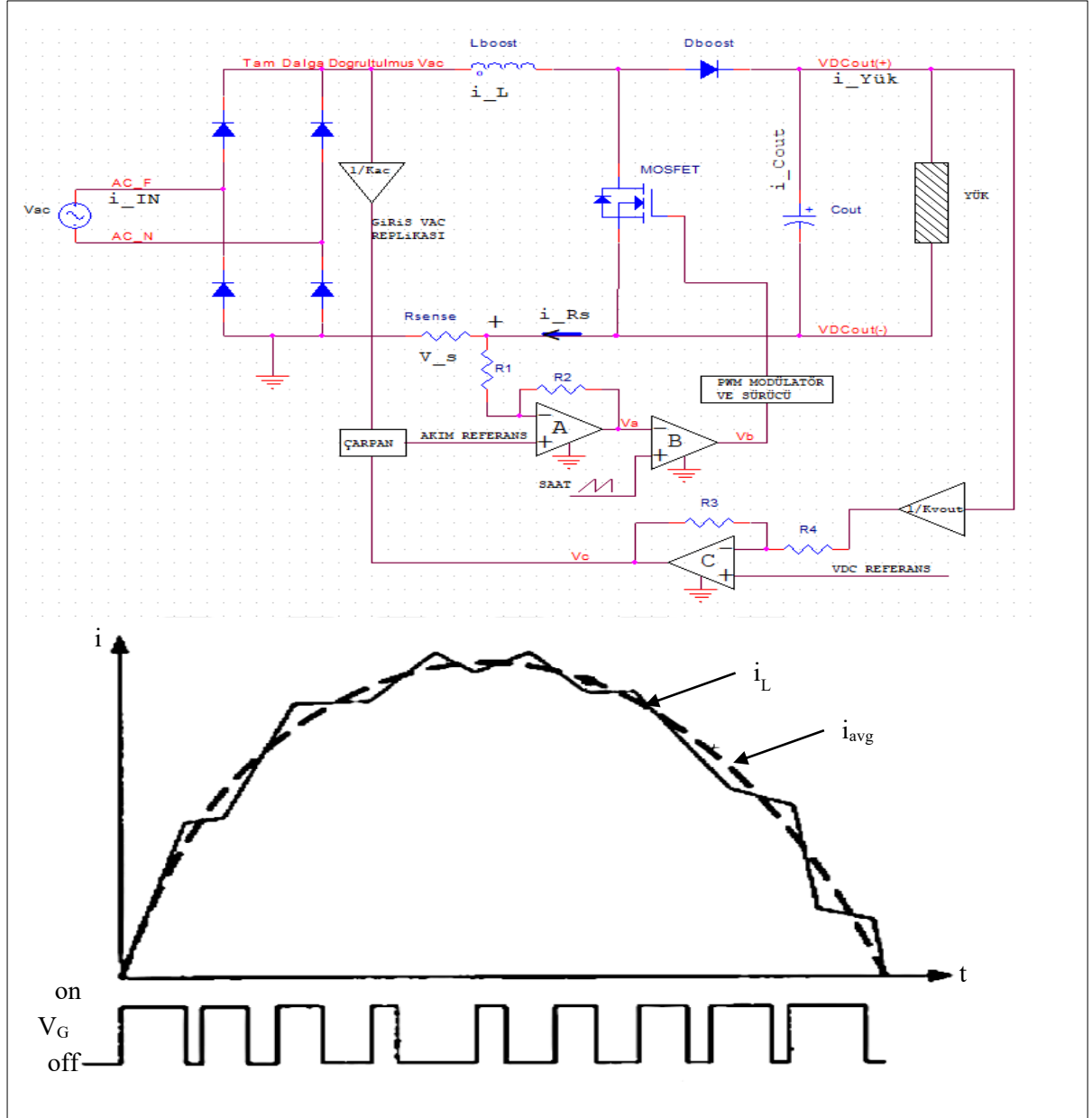
Devrenin çalışma temeli diğer yöntemlerde olduğu gibidir. V_{ac} girişi diyot köprü ile tam dalga doğrultulur. PFC denetleyici ile köprü çıkışına rezistif yük bağlanmış gibi tam dalga doğrultulmuş akım çekilir ve girişte güç faktörü (PF) 1'e yakın olur. Bu yöntemde Şekil 3.8'de görülen giriş akımı (i_{IN}), L_{boost} akımı (i_L), R_{sense} akımı (i_{Rs}), birbirlerine değer olarak eşittir, tek fark L_{boost} akımı (i_L) ve R_{sense} akımı (i_{Rs}), giriş akımının (i_{IN}) tam dalga doğrultulmuş şeklidir [42,48].

Bu topolojideki amaç köprü çıkışındaki tam dalga doğrultulmuş gerilimin elektronik düzeyde işlenebilmesi için giriş geriliminin ölçeklendirilen replikasına çekilen akımı bire bir uydurmaktır.

Bu yöntemde iki döngü vardır. Birincisi çekilen akımı, ölçeklendirilen replikayı takip edecek şekle sokan Akım Döngüsü, ikincisi ise takip edilecek replikanın genliğini kontrol ederek ve çekilen akımı ayarlayarak, DC çıkış gerilimini sabit tutan Gerilim Kontrol Döngüsüdür [42,48,49].

Akım döngüsü

Akım döngüsü, gerilime dönüştürülen giriş akımı ortalama değeri V_s ile akım referansı arasındaki hatayı en aza indirmeye çalışır. Akım döngüsü; R_{sense} direnci, A amplifikatörü, B karşılaştırıcı, PWM modülatörü ve MOSFET sürücünden oluşmaktadır [49].



Şekil 3.8. Boost PFC ortalama akım modu kontrol devresi ve i_L akım dalga şekli

Giriş akım algılama günümüzde farklı şekillerde yapılabilir. 1. Bölümde de değinildiği gibi akım trafosu, direnç, hall etkisi veya diferansiyel amplifikatör gibi farklı yollar mevcuttur. Şekil 3.8’de akım algılama R_{sense} direnci ile yapılmıştır.

Bu devrenin akım döngü analizi aşağıdaki gibidir.

R_{sense} üstündeki gerilim V_s ;

$$V_s = I_{Rs} \times R_{sense} \quad (3.6)$$

Akım hata değeri I_{hata} ;

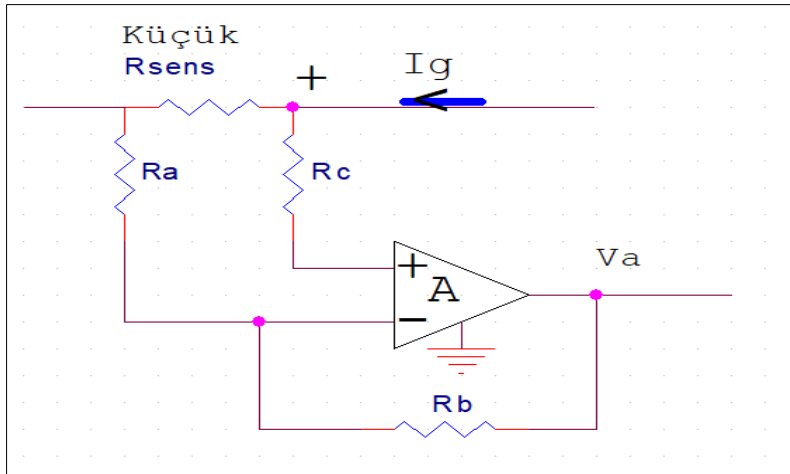
$$I_{hata} = \text{Akım referansı} \pm V_s \quad (3.7)$$

PWM üretici B giriş gerilimi V_a ;

$$V_a = \text{Akım referansı} \pm \left(\frac{R_2}{R_1} \times I_{hata} \right) \quad (3.8)$$

PWM üretici (B karşılaştırıcı) giriş gerilimi V_a değeri, referans değerden R_2/R_1 oranında ters polaritede sapmaktadır. V_s , akım referansından küçük ise PWM genişlemekte ve akımı arttırmakta, büyük ise daralarak akımı azaltmaktadır. Bu işlem anahtarlama frekansında yapıldığı için akım kontrol amplifikatörünün bandı anahtarlama frekansından çok geniş olmalıdır [42,48,49].

Şekil 3.8’de görüldüğü gibi direnç ile akım algılama yönteminde i_L akımının dönüş yolu ile seri bağlı olacak şekilde bir direnç yerleştirerek yapılır. Ortalama akım modunda yapılan bu direnç bağlantısında R_{sense} direncinin büyük bir direnç olması istenmez. Çünkü direnç büyüdükçe devredeki güç kaybı artar. Bu sebeple genellikle güç seviyesi büyüdükçe farklı akım algılama yöntemlerine geçilir [48]. Doğrudan akımı ölçen ve hala yaygın olarak kullanılan akım trafosu modeli yüksek güçlerde oldukça yaygın kullanılmaktadır. Ancak bu çalışmada çok küçük bir direnç değeri kullanılarak akım trafosu yerine opamp ile akım algılama yapılmıştır.



Şekil 3.9. Küçük değerli R_{sense} ve opamp ile akım algılama devresi

Şekil 3.9’da verilen küçük direnç ve opamp ile yapılan akım algılama kontrol devresinde kazancı etkileyen iki direnç mevcuttur [42,49]. R_a ve R_b olarak adlandırılan bu dirençlerle amplifikatörün çıkış gerilimi aşağıdaki gibi yazılır:

$$V_a = -\frac{R_b}{R_a}(-R_{sense} \times i_g) \quad (3.9)$$

$$V_a = \left(\frac{R_b}{R_a} R_{sense}\right) i_g \quad (3.10)$$

Bu eşitlikte dirençlerin çarpımına ise eşdeğer akım algılama direnci (R_s) denir:

$$R_s = \frac{R_b}{R_a} R_{sense} \quad (3.11)$$

$$V_a = R_s i_g \quad (3.12)$$

Bu formül Şekil 3.9’daki (A) opamp çıkışı V_a , Şekil 3.8’deki V_s noktasında kullanılabilir.

Gerilim kontrol döngüsü

Gerilim kontrol döngüsü, takip edilecek giriş geriliminin ölçeklendirilmiş replikasının genliğini kontrol ederek ve çekilen akımı ayarlayarak, DC çıkış gerilimini sabit tutan kontrol döngüsüdür. Bu döngü Şekil 3.8’de verilen C amplifikatörü, V_{DCout} gerilimini C amplifikatörü ile çalışacak değerde ölçeklendiren bir gerilim bölücü, DC referans kaynağı, giriş gerilim replikasını oluşturan $1/K_{ac}$ bölücü ve DC geri besleme ile replikayı çarparak akım referansı oluşturan çarpıcıdan oluşmaktadır [42,48,49]. Giriş gerilimi replikasını oluşturan bölücü ile çarpana giren değer:

$$V_{ac_replika} = \frac{V_{ac}}{K_{ac}} \quad (3.13)$$

Çıkış gerilimi DC olduğu için C amplifikatörünün bandı çok dar olabilir ve V_c giriş frekansına göre sabit kabul edilebilir. Bununla ilgili aşağıdaki formülleri yazılabilir:

$$\text{Akım Referans} = V_c \times V_{ac_replika} \quad (3.14)$$

$$DC_hata = \frac{V_{DCout}}{K_{vout}} \pm V_{DC_referans} \quad (3.15)$$

4. BOOST GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİ TASARIMI

Bu çalışmada anlatılan ortalama akım modu ile çalışan boost PFC devresi 3 aşamada tasarlanmıştır. Bu aşamalar; PFC Devresi, Inrush Protection Devresi ve devrenin hem bazı değerlerini kontrol etmek hem de test süreçlerinde kullanılmak amacıyla yazılım destekli bir Mikroişlemci Devresi'dir

Bu devre ile askeri standartlarda yapılacak bir güç kaynağına aktif bir güç faktörü düzelticisi yapılması hedeflenmiştir.

4.1. Hedef Değerler

Bu devrenin uygulama aşamasına başlamadan hesaplamaların yapılabilmesi ve devrenin tasarlanabilmesi için hangi gerilim aralıklarında, ne kadar güçte çalışacağı gibi bazı hedef değerler belirlenmelidir. Bu tez çerçevesinde tasarlanan devrenin hedef değerleri çizelgede verilmiştir. Bu hedef değerlerde sonuç alınabilecek CCM modda boost PFC devresi tasarlanması amaçlanmıştır.

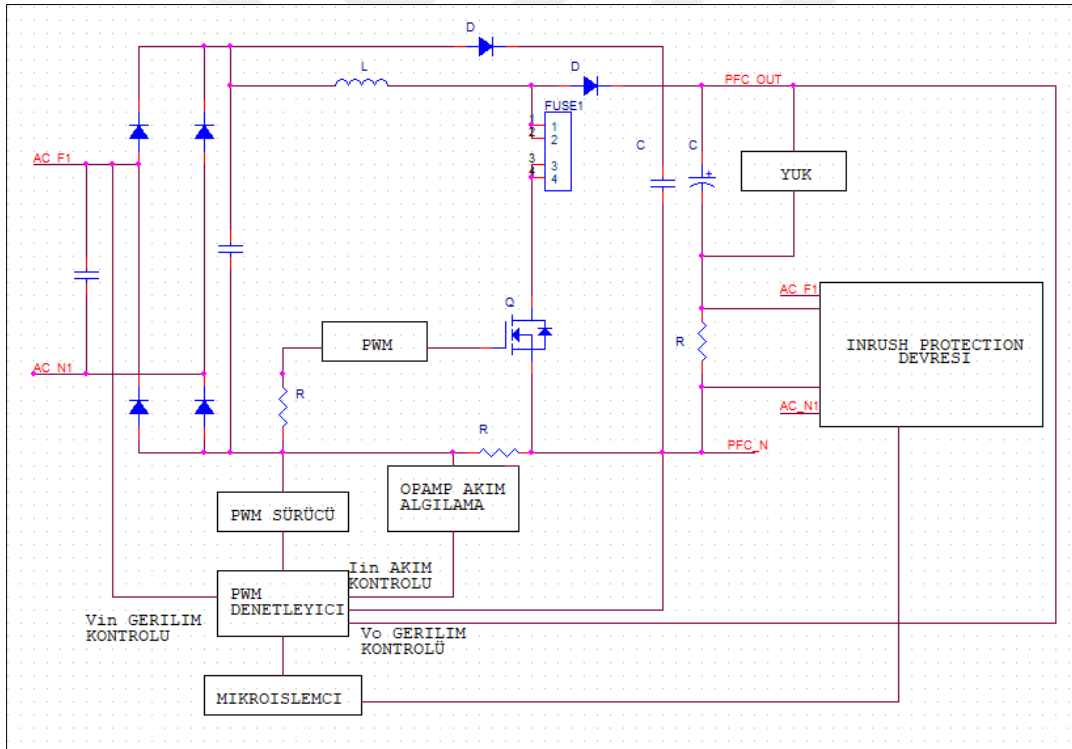
Çizelge 4.1. Hedef değerler

Değer	Hedef
$P_{out(max)}$	1 kW
$V_{in \text{ range}}$	180-260 Vac
$F_{line \text{ range}}$	47-65 Hz
$V_{out \text{ range}}$	400 Vdc
F_{switch}	50 kHz
CosQ	$\geq 0,95$
THD	$\leq \%3$
Δt (bekleme süresi)	20 ms

4.2. Boost PFC Devresi

Bu çalışmada, Boost PFC devresi, diğer benzer devrelerde olduğu gibi AC besleme ve doğrultucu, PFC denetleyicisi, bobin, diyot, çıkış kapasitörü, anahtar ve yükten oluşmaktadır [46]. Giriş akımı sürekli olduğundan ve en iyi giriş akımı dalga biçimini ürettiğinden, boost regülatörü, aktif güç faktörü düzelticisinin güç aşaması için ideal bir seçimdir. Ayrıca, iletilen gürültünün en düşük seviyesini üretir.

Boost güç devresinde, Şekil 4.1’de görüldüğü gibi endüktörün önünde bir diyot köprüsü bulunur ve büyük giriş kapasitörü normalde AC'den DC'ye dönüştürme işleviyle ilişkilendirilirken, yükseltici dönüştürücünün çıkışına taşınmıştır. Giriş diyot köprüsünü takip eden kapasitör, gürültü kontrolü için kullanılan bir kapasitördür.



Şekil 4.1. Boost PFC blok şeması

Boost regülatörünün çıkışı sabit bir gerilimdir, ancak giriş akımı, giriş gerilimi tarafından yarım sinüs dalgası olacak şekilde programlanmıştır. Çıkış kapasitörüne giden güç akışı sabit değildir, ancak güç, gerilim ve akımın anlık çarpımı olduğundan hat frekansının iki katında bir sinüs dalgasıdır. Çıkış kapasitörü, giriş gerilimi yüksek olduğunda enerji depolar ve giriş gerilimi düşük olduğunda enerjiyi serbest bırakarak çıkış güç akışını korur [4,10].

Çıkış kapasitörü dışında konulan kapasitörler gürültüyü önlemek için konulmuştur. Endüktör ve diyota paralel eklenen diyot, köprü sonunda oluşabilecek anlık yüksek gerilimleri doğrudan çıkıştaki kapasitörlere taşıyarak köprü diyotlarını korumak için eklenmiştir.

Devrede PWM üretmek ve kontrol etmek için ise bir PFC denetleyicisi kullanılmıştır. PWM sinyali, ortalama akım modu kullanılarak üretilir ve bir sürücü ile sürülerek mosfet anahtarına gönderilerek anahtarlama gerçekleştirilir. Ortalama akım modu kontrolü, önceki bölümlerde anlatıldığı gibi basit bir konsept üzerine kurulmuştur ve giriş akımının programlama sinyalini hatasız bir şekilde takip etmek için, geri besleme döngüsünde bir amplifikatör kullanılır. Bu kontrol yöntemi, aktif güç faktörü düzeltmesini mümkün kılan ve uygulanması nispeten daha kolay olan bir avantaja sahiptir [42,48].

PWM denetleyicisine destek olarak devre içi gerilim kontrol noktalarında mikroişlemci kullanılmıştır. Giriş gerilimi ve devrede bulunan inrush protection devresinin çalışıp çalışmadığı gibi bilgilerle PWM üretiminin durması veya çalışması için sinyal bilgisi eklenmiştir.

Devrenin çalışma dinamiğinde gürültü önleme, gerilim ve akım geçişlerindeki önlemler için ara devreler eklenmiştir.

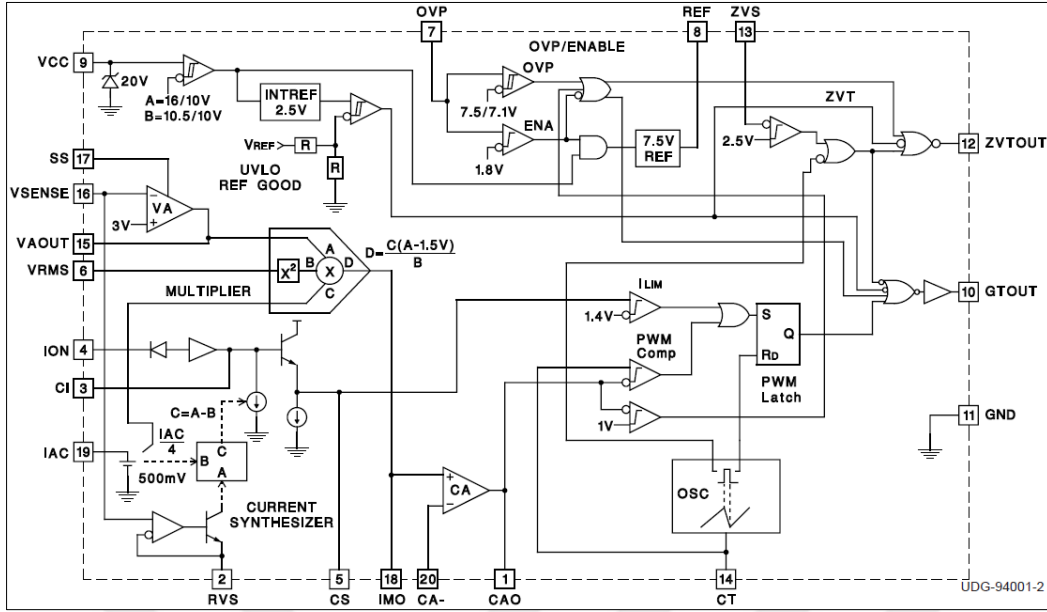
Bu çalışma, Boost PFC devresinin tasarımı için dikkate alınması gereken faktörleri açıklar ve güç aşaması için aktif güç faktörü düzelticisinin seçiminde Boost regülatörünün avantajlarını ortaya koyar. Ayrıca, devrenin bileşenlerinin işlevleri, giriş ve çıkış özellikleri ve çalışma prensipleri detaylı bir şekilde ele alınmaktadır. PFC devresinin temel blok şeması şekilde gösterilmiştir. Devrenin tasarım ayrıntıları ve elemanların seçimi takip eden başlıklarda anlatılmıştır.

4.2.1. PFC denetleyicisi

Aktif bir ortalama akım modunda çalışan boost güç faktörü denetleyicisi hem giriş akımını hem de çıkış gerilimini kontrol etmelidir. Bu çalışmada seçilen denetleyici bu iki kontrolü de sağlamaktadır. Ancak önce bir PFC denetleyicisi seçerken aşağıdaki faktörleri göz önünde bulundurmak gerekir [4,6,50]:

1. Güç Seviyesi: PFC devrelerinin tasarımı, güç seviyesine bağlıdır. Düşük güç seviyelerinde, daha az karmaşık denetleyiciler yeterli olabilirken, yüksek güç uygulamalarında daha gelişmiş denetleyiciler gereklidir.
2. Giriş Gerilimi: PFC devresi, AC giriş gerilimini DC'ye dönüştürürken, aynı zamanda güç faktörünü de düzeltir. Bu nedenle, denetleyici seçimi, uygulamanın gerektirdiği giriş gerilimi aralığına bağlıdır.
3. Çıkış Gücü: PFC devresinin çıkış gücü, tasarımın denetleyici seçimini belirler. Daha yüksek çıkış güçleri, daha gelişmiş denetleyicilere ihtiyaç duyar.
4. Koruma Özellikleri: PFC denetleyicileri, aşırı sıcaklık, aşırı akım, aşırı gerilim gibi koruma özelliklerine sahip olmalıdır.
5. PFC Modu: Düşük güç uygulamalarında DCM (Discontinuous Current Mode - Kesintili Akım Modu) ve yüksek güç uygulamalarında CCM (Continuous Current Mode - Sürekli Akım Modu) PFC modları tercih edilir. Denetleyici seçimi, kullanılacak PFC moduna bağlıdır.

Bu bilgiler PWM kontrol devresi seçiminde belirlenen hedef değerlere göre dikkat edilecek hususlardır. Hem hedef değerleri hem de Bölüm 3'te anlatılan ortalama akım modu çalışma prensibini sağlayan devre tasarımında seçilen UC3855 entegresi yüksek güç uygulamalarında geniş bir giriş gerilimi aralığında çalışır. UC3855, tam olarak programlanabilir bir PFC çözümü sunar ve giriş gerilimi kontrol etmek için geri besleme döngüsüne sahiptir. CCM moda uygun olarak çalışır ve yüksek sıcaklıklarda bile iyi bir performans gösterir. Daha düşük bozucu emisyonlar ve daha yüksek THD uyumluluğunu sağlayan birkaç dahili filtreleme özelliğine sahiptir [50]. Ortalama akım modu ile çalışarak yüksek performansı ile askeri standartlarda yapılmaya çalışan bu devre için ideal bir seçimdir. Devrenin kontrolünde kullanılan UC3855 entegresinin blok diyagramı Şekil 4.2'de verilmiş ve hesaplamalar bu entegrenin çalışmasına uygun olarak yapılmıştır.



Şekil 4.2. UC3855 devresi [50]

Bölüm 3'te ortalama akım modunda anlatıldığı gibi devrede giriş ve çıkış gerilimlerinden gelen bilgilerle bir çarpan oluşturulur. Bu çarpanlardan bir tanesi giriş köprü doğrultucusundan gelen giriş geriliminin ölçeklendirilmiş replikasını algılama girişi pin 19'dur ve I_{AC} olarak adlandırılır (C). Bu pine doğrultulmuş giriş dalga geriliminin bir örneği verilir. Diğer bir çarpan olan gerilim hata yükselticisi girişi pin 16'dır ve V_{SENSE} olarak adlandırılır (A). Bu pin ise çıkış gerilimini bir opamp yardımıyla referans gerilim 3 voltla kıyaslayarak çıkış gerilimini kontrol eder. Çarpanlardan bir diğeri de giriş geriliminin ortalama değeridir ve bu değer de pin 6'ya bağlanır ve V_{RMS} olarak adlandırılır (B). Bu değerler ile oluşturulan ve Bölüm 3'te verilen Eş.3.17'yi sağlayan çarpan formülü ise aşağıdaki gibidir [6,50];

$$D = C \times \frac{(A-1.5V)}{B} \quad (4.1)$$

Bölüm 3'te de anlatıldığı gibi giriş geriliminin ölçeklendirilmiş replikası, giriş akımını bu dalgaya benzetmek için, çıkış gerilimi hatasının değeri ise çıkış geriliminin değerini kontrol etmek içindir. Pin 6 ile bağlanan V_{RMS} değeri ise giriş geriliminin düşmesi durumunda D'yi artırarak giriş gerilim değişmesinin etkisini azaltmaktadır [6,50].

Çarpan çıkışında bağlı olan pin 18 I_{MO} D çıkışı ile referans akım örneğini taşır. I_{MO} ile CA opampına bağlı pin 20'de bulunan C_A ise devredeki akım algılama ile okunan giriş

akımıdır. CA opampı bu iki değer arasındaki hatayı üretecek şekilde çalışır. İki değer arasındaki fark sıfır olursa giriş dalgası ile giriş akımı arasındaki faz farkı sıfır olur. Bu opamp ise bu iki değer arasındaki değer sıfır değil ise çıkan değere göre bir hata çıkışı verir. Bu hata PWM modülatörüne gelir ve osilatörde bu hata ile bir PWM pulse üretilir ve G_{TOUT} a verilir. Böylece PWM üretimi gerçekleşmiş olur [6,50]. UC3855 entegresine ait datasheet EK-1’de verilmiştir.

Osilatör

Devredeki osilatör, dahili bir akım kaynağı ve çekme özelliği içermekte olup, sadece harici bir zamanlama kapasitörü (CT) ile frekansını belirleyebilmektedir. Nominal şarj akımı 500 μA olarak ayarlanmıştır ve deşarj akımı 8 mA seviyesindedir. Deşarj süresi, toplam periyodun yaklaşık %6'sını oluşturmaktadır. CT değeri aşağıdaki formül kullanılarak hesaplanmaktadır [50]:

$$CT = \frac{1}{11200 \times f_s} \quad (4.2)$$

V_{RMS}

Çarpan, hat akımını programlayarak hat tarafından çekilen gücü etkiler. Düşük hat seviyesinde V_{RMS} geriliminin bilinmesi, hat ile V_{RMS} pini arasındaki gerilim bölücüyü tanımlar. Bu besleme gerilimi, çarpan girişindeki ikinci harmonik miktarını azaltmak için kullanılır [51]. V_{RMS} pini, sistem güç sınırlarına bakılarak programlanır. Blok diyagrama bakılarak, çarpan çıkış denklemi şöyledir [50]:

$$I_{IMO} = \frac{I_{AC} \times (V_{EA} - 1,5)}{V_{RMS}^2} \quad (4.3)$$

I_{AC}

I_{AC} değeri yüksek hat seviyesinde 500 μA olarak seçilir. Bu değer biraz keyfi olmasına rağmen, çarpanın lineer bölgesi içinde kalmak için 1 mA'nın altında tutulmalıdır. Bu, hat ile I_{AC} pini arasındaki toplam direncin yaklaşık 766 k Ω olmasına karşılık gelir [50].

R_{IMO}

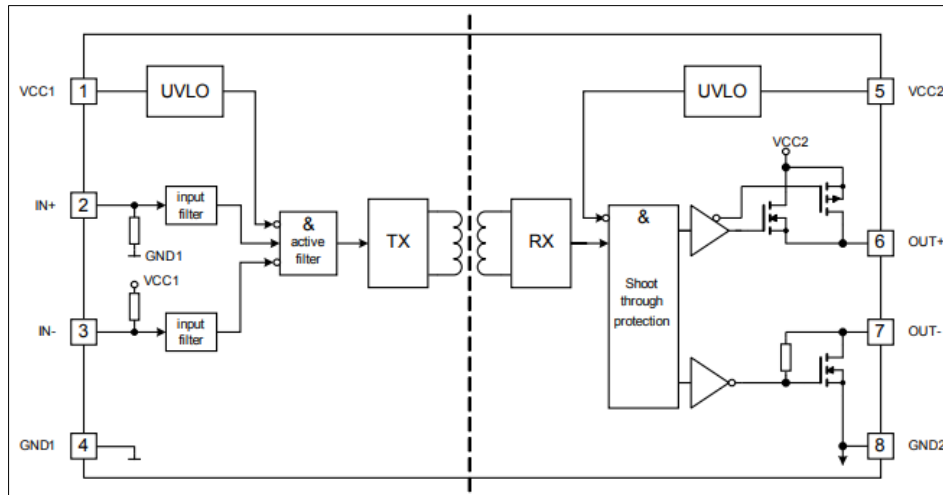
Çarpan çıkış direnci, düşük hatta ve maksimum yük akımında, çarpan çıkış geriliminin aşırı akım trip noktasının altında kalması için 1 V'ye eşit olduğunu kabul ederek hesaplanabilir. Bu aynı zamanda akım trafosunun maksimum hissiyat gerilimine de karşılık gelir. Bu koşul altında, çarpan akımı $1 V/R_{IMO}$ 'ya eşittir ve çarpan denklemiyle eşitlenebilir [50]:

$$\frac{1}{R_{IMO}} = \frac{I_{IAC} \times (V_{EA} - 1,5)}{V_{RMS}^2} \quad (4.4)$$

4.2.2. Sürücü

PFC devresinde kullanılan denetleyici ile çalışan ve mosfetin anahtarlama kısmında kullanılan sürücü 1EDI60N ailesinden seçilmiştir. 1EDI60N, ayrılmış çıkış pinlerinde en az 6 A'lık çıkış akımları sağlayan bir PG-DSO-8-51 paketindeki galvanik olarak izole edilmiş tek kanallı bir MOSFET sürücüsüdür [52]. 3,3V mikrodenetleyiciyi desteklemek için CMOS eşik seviyelerini kullanarak 3-15 V arasında geniş bir giriş gerilimi aralığında çalışır [52].

İzolasyon bariyeri üzerinden veri aktarımı, çekirdeksiz transformatör teknolojisi ile gerçekleştirilir. Düşük girişten çıkışa kapasitif bağlantı mevcuttur. Yüksek ortam sıcaklığında ve yüksek gerilimli güçlü mosfetler ile çalışmaya uygundur [52]. Bu özelliklerle devredeki mosfeti rahatlıkla sürebilir. Sürücüye ait blok diagram Şekil 4.3'te verilmiştir. Seçilen ürüne ait datasheet EK-2'de verilmiştir.



Şekil 4.3. 1EDI60N blok diyagram [52]

4.2.3. Bobin

Bobin, girişteki yüksek frekanslı dalgalanma akımının miktarını belirler ve değeri, belirli bir dalgalanma akımı değeri verecek şekilde seçilir. Bobin değeri seçimi, giriş sinüzoidinin tepe akımı ile başlar. Maksimum tepe akımı, minimum hat geriliminin zirvesinde meydana gelir ve şu şekilde verilir:

$$i_{\text{peak}} = \frac{(\sqrt{2} \times P_{\text{out}})}{V_{\text{in min}}} \quad (4.5)$$

$$i_{\text{peak}} = \frac{(1,41 \times 1000)}{180} = 7,833$$

Endüktördeki tepeden tepeye dalgalanma akımı normalde maksimum tepe hattı akımının yaklaşık %20'si olacak şekilde seçilir [52]. Bu genellikle yüksek frekanslı dalgalanma akımının maksimum değeri olmadığı için biraz keyfi bir karardır. Daha büyük bir dalgalanma akımı değeri, dönüştürücüyü doğrultulmuş hat akımı döngüsünün daha büyük bir kısmı için süreksiz iletim moduna sokar ve daha yüksek frekanslı dalgalanma akımını azaltmak için giriş filtresinin daha büyük olması gerektiği anlamına gelir. Ortalama akım modu kontrolüne sahip UC3855, güçlendirme aşamasının performans değişikliği olmaksızın sürekli ve kesintili çalışma modları arasında hareket etmesine izin verir [50]. Endüktörün değeri, düşük giriş geriliminde yarım sinüs dalgasının tepesindeki tepe akımından, o giriş geriliminde görev faktörü D ve anahtarlama frekansından seçilir. Gerekli denklemler aşağıda verilmiştir:

$$\Delta I = 0,2 \times i_{\text{peak}} \quad (4.6)$$

$$\Delta I = 0,2 \times 7,833 = 1,5666$$

$$D = \frac{(V_o - V_{\text{in min peak}})}{V_o} \quad (4.7)$$

$$D = \frac{(400 - 254)}{400} = 0,3655$$

$$L = \frac{(V_{\text{in min peak}} \times D)}{f_s \times \Delta I} \quad (4.8)$$

$$L = \frac{(254 \times 0,3655)}{50 \times 1,5666} = 1,2 \text{ mH}$$

(Kullanılan bobinde yüklü, yüksüz endüktör değeri değiştiği için yüksüz endüktör değeri 1.9 mH alınmıştır.)

Bu değer burada yapılan tasarıma göre çıkartılmış olup, kullanılacak yüke göre her bir uygulama için bobinin tekrar hesaplanması uygun görülmüştür.

4.2.4. Çıkış kapasitörü

Çıkış kondansatörünün seçiminde yer alan faktörler, anahtarlama frekansı dalgalanma akımı, ikinci harmonik dalgalanma akımı, DC çıkış gerilimi, çıkış dalgalanma gerilimi ve çıkış dalgalanma gerilimidir [4].

Çıkışın bekleme süresi, genellikle çıkış kapasitör seçimindeki diğer tüm hususlara hakimdir. Bekletme, giriş gücü kapatıldıktan sonra çıkış geriliminin belirli bir aralık içinde kaldığı süredir. 15 ila 50 milisaniyelik bekleme süreleri tipiktir. Bekletme gerekli değilse, kapasitör çok daha küçük olacaktır. Ancak hiçbir uygulamada giriş beslemesi gittiğinde çıkış geriliminin hemen kesilmesi istenmez. Çünkü devrede ve yükte olan mikroişlemcinin kontrollü olarak sistemde alabileceği ve kaydedeceği bilgileri kaydederek kapatması beklenir. Ancak bekleme süresinde her bir yükün farklı istekleri vardır. Bekleme süresi, çıkış kapasitöründe depolanan enerji miktarının, yük gücünün, çıkış geriliminin ve yükün çalışacağı minimum gerilimin bir fonksiyonudur. Bu, kapasitans değerini bekleme süresi cinsinden tanımlamak için bir denklemde ifade edilebilir [4,6,50].

Çıkışın bekleme süresi kullanılarak C_o hesaplanınca:

$$C_o = \frac{2 \times P_{out} \times \Delta t}{V_o^2 - V_{o(min)}^2} \quad (4.9)$$

$$C_o = \frac{2 \times 1000 \times 20}{400 - 300} \cong 571 \text{ uF}$$

571 uF değeri yerine standart olan yakın değer 470 uF kullanılmıştır.

Bu çalışmada bekleme süresi çok yüksek seçilmemekle beraber, hesaplara göre bekleme süresini artırmak için aynı tasarımla 3000 uF değerine kadar kondansatör de kullanılabilir.

4.2.5. Mosfet ve diyot

Mosfet ve diyot, güvenilir çalışmayı sağlamak için yeterli değerlere sahip olmalıdır. Mosfet, en az endüktördeki maksimum tepe akımına eşit bir akım derecesine ve en az çıkış gerilimine eşit bir gerilim derecesine sahip olmalıdır. Aynısı çıkış diyotu için de geçerlidir. Diyotlarda ayrıca geri toparlanma zamanı denilen TTR (Reverse Recovery Time) kavramı da diyot seçiminde önemlidir.

TTR diyotun doğru yönde iletilen bir akımın ters yönde kesildiği zaman diyotun tamamen kapanması için gereken zaman dilimidir. Yani, bir diyot doğru yönde iletilen bir akımı iletirken, ters yönde uygulanan bir gerilimle kapatılması gerektiğinde, diyotun tamamen kapanması için bir süre beklenmelidir. Bu süre, diyotun geri toparlanma süresi olarak adlandırılır ve diyotun tipine, boyutuna, malzemesine ve çalışma sıcaklığına bağlı olarak değişebilir. Genellikle, düşük geri toparlanma süresi olan diyotlar daha hızlı anahtarlama sürelerine sahiptir ve daha yüksek frekanslı uygulamalar için daha uygundur. Bu sebeple burada daha az ısınma ve yüksek frekansta çalışma için geri toparlanma süresi az olan silikon karbür diyot seçilmiştir. Çıkış diyotu ayrıca, anahtar açma güç kaybını azaltmak ve kendi kayıplarını düşük tutmak için çok hızlı olmalıdır. Mosfet ve diyotta bir miktar değer kaybı olur ve bu uygulamaya bağlı olarak değişecektir [9,53,54]. Bu yapılan çalışmada bu faktörler ile birlikte 50 kHz hıza uygun bir mosfet ve diyot seçilmiştir.

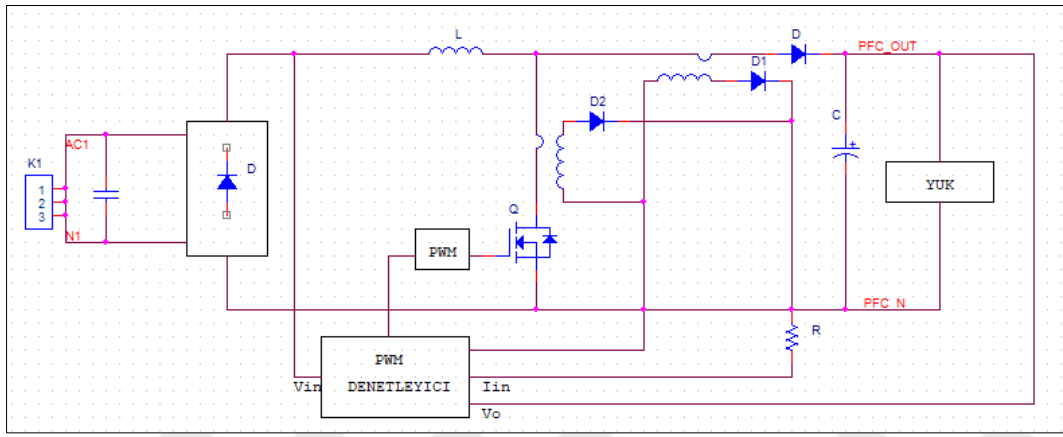
4.2.6. Anahtarlama frekansı

Anahtarlama frekansı, güç devrelerini küçültecek ve bozulmayı en aza indirecek kadar yüksek ve verimliliği yüksek tutacak kadar düşük olmalıdır [55]. Çoğu uygulamada 20 kHz ila 300 kHz aralığında bir anahtarlama frekansı kabul edilebilir bir aralıktır. Yapılan uygulamada, boyut ve verimlilik arasında 50 kHz'lik bir anahtarlama frekansı kullanılmıştır. Endüktörün değeri oldukça küçük, dolayısıyla fiziksel olarak küçük, tepe distorsiyonu en az ve çıkış diyotundan kaynaklanan kayıp aşırı olmayacaktır.

4.2.7. Akım algılama

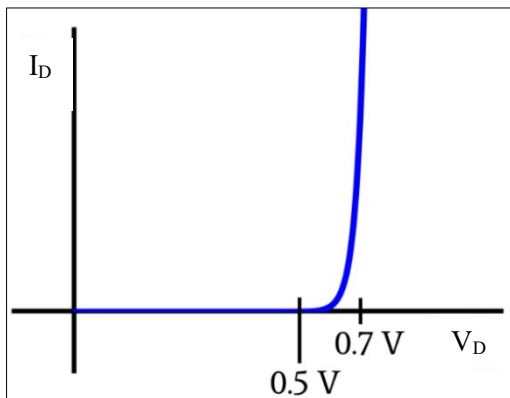
Akım algılama için genel kullanımda dört farklı yöntem vardır. Bu yöntemlerde ikisi doğrudan akımı ölçerken diğer ikisi oluşan manyetikle veya mosfet gerilimini amplifikatör

yardımıyla okur. Doğrudan akımı ölçen yöntemlerde ise algılama direnci veya akım trafosu kullanılır. Algılama direnci en ucuz yöntemdir ve düşük güç veya akım seviyelerinde en uygun seçimdir. Dirençteki güç kaybı, daha yüksek akım seviyelerinde oldukça büyük olabilir ve bu durumda akım trafoları daha uygundur [17,19]. Akım trafosu boost PFC devresine mosfetin ve diyotun üstünden geçen akımı okuyacak şekilde iki adet bağlanır. Böylece her iki aşamadaki akım değeri okunur. Akım trafoların ucuna ise diyot bağlanarak akım algılanır ve PWM denetleyiciye verilir. Endüktör akımı ve anahtar akımından akım algılama için akım trafosu kullanılan devre örneği aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.4. Akım trafosu ile akım algılama devresi

Akım trafosu genellikle diyotlar ile birlikte kullanılır. Piyasada kullanılan diyotlarda ise eşik gerilimi 0,6 veya 0,7'den başlar. Diyot karakteristiği Şekil 4.5'te gösterilmiştir.



Şekil 4.5. Diyot eşik gerilimi karakteristiği [53]

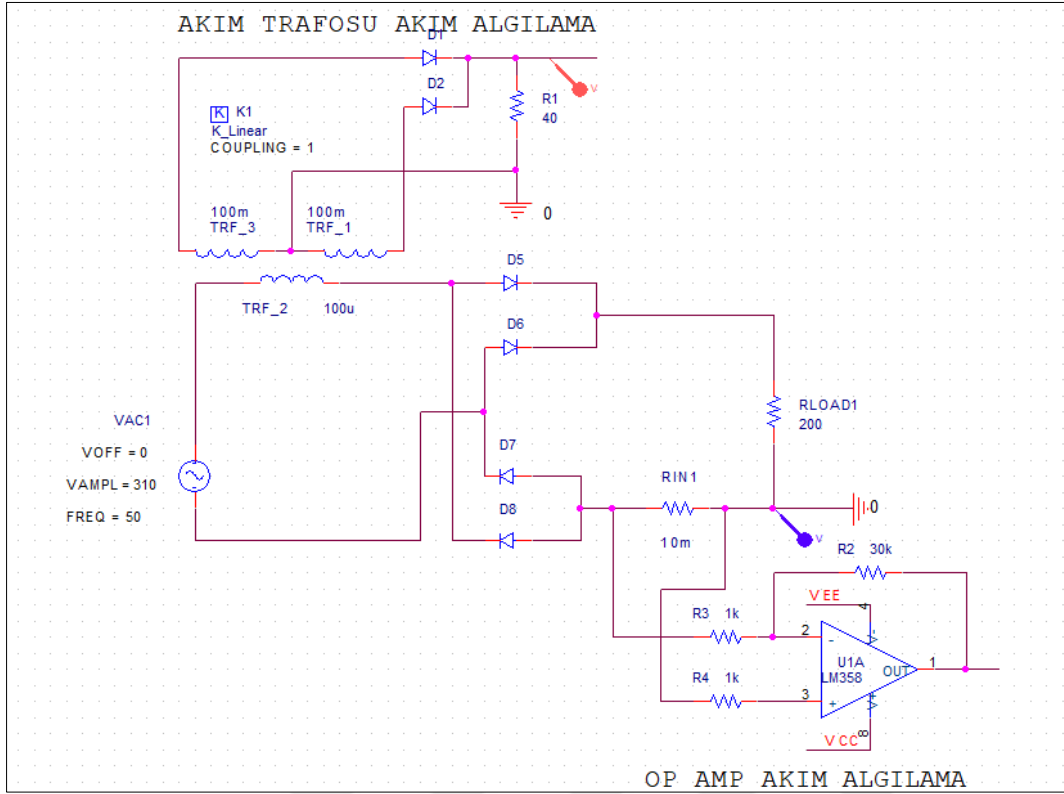
Bu karakteristiğe sahip diyotlarda düşük eşik gerilimi sebebiyle giriş akımı algılamasında 0,6-0,7 volt altındaki giriş akım dalgası doğrultulmadığı için, kayıplar olur ve harmonik

artar. Ayrıca trafodaki ferrit malzemenin histerezis döngüsü, akım değerini hatalı hale getirir [21].

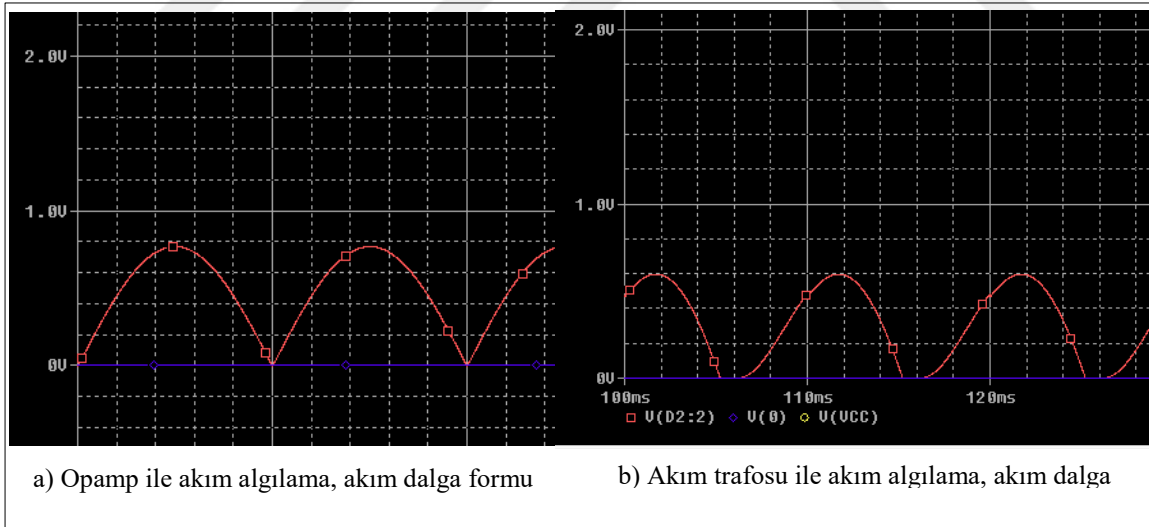
Ancak günümüzde farklı uygulamalarda akım algılama olarak kullanılan hızlı opamp giriş akım dalgasını sıfır volt değerlerinde de algılama ve doğrultmada başarılı bir sonuç verir. Sıfır geçişlerinde de tam okuma yaparak kayıpsız bir sinüs dalgası elde edilir. Dalga sıfır geçişlerindeki kaybın azalmasıyla harmonik azalır.

Bu sebeplerle hedef THD'ye ulaşmak ve THD değerini düşürmek için bu devrede akım trafosu yerine hızlı opamp kullanılmıştır. Yüksek frekansta çalışan opamp sinüs akım doğrultma işlemini doğru ve hızlı bir şekilde karşılamıştır. PFC devrelerinde veya elektronik devrelerde opampın kullanılmamasının sebebi ilk geliştiği yıllarda pahalı olmasıydı. Günümüzde opamp yaygınlaştıkça fiyatları da düşmüştür.

Akım trafosu ve opamp karşılaştırması için basit bir devre çizilmiştir. Bu devrede doğrultulmuş bir dalga okunması için girişe bağlanan trafodan iki adet trafo ile akımın artı ve eksi yönleri trafolarla bağlanan diyotlar ile okunmuştur. Aynı devreye doğrultulmuş akımı okumak için opamp bağlanmıştır. Akım trafosu ve opamp akım algılama karşılaştırması için devre simülasyonda incelenmiş ve akım trafosu ile opamp arasındaki dalga doğrultma gözlemlenmiştir. Kırmızı renkte V ile gösterilen yerden akım trafo çıktısı; mavi renkte V ile gösterilen yerden opamp çıktısı okunmuştur. Bu doğrultmada akım trafosunun sıfır geçişlerinde kayıplar gözlemlenmiş ancak opamp akım geçişlerinde kayıp gözlemlenmemiştir. Akım trafosu ve opampın simülasyon devresi Şekil 4.6'da, simülasyon dalga şekli sonuçları Şekil 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.6. Akım trafosu ve opamp ile akım algılama karşılaştırma devresi

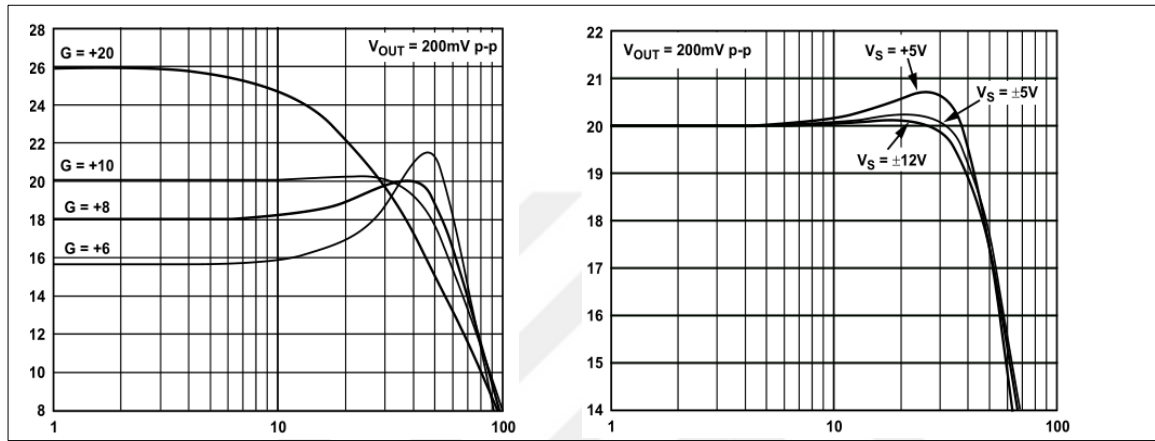


Şekil 4.7. Opamp ve akım trafosu ile akım algılama sonuçları

Soldaki opamp ile akım algılamada düzgün bir doğrultma görülürken sağdaki akım trafosunda sıfır geçişlerde kayıplar gözlemlenmiştir.

Bu çalışmada geliştirilen devrede ise opamp değeri çok küçük bir direnç üzerinden giriş akımını okur. Küçük güçlerde direnç üzerinden okunan akım algılama ile aynı performansa

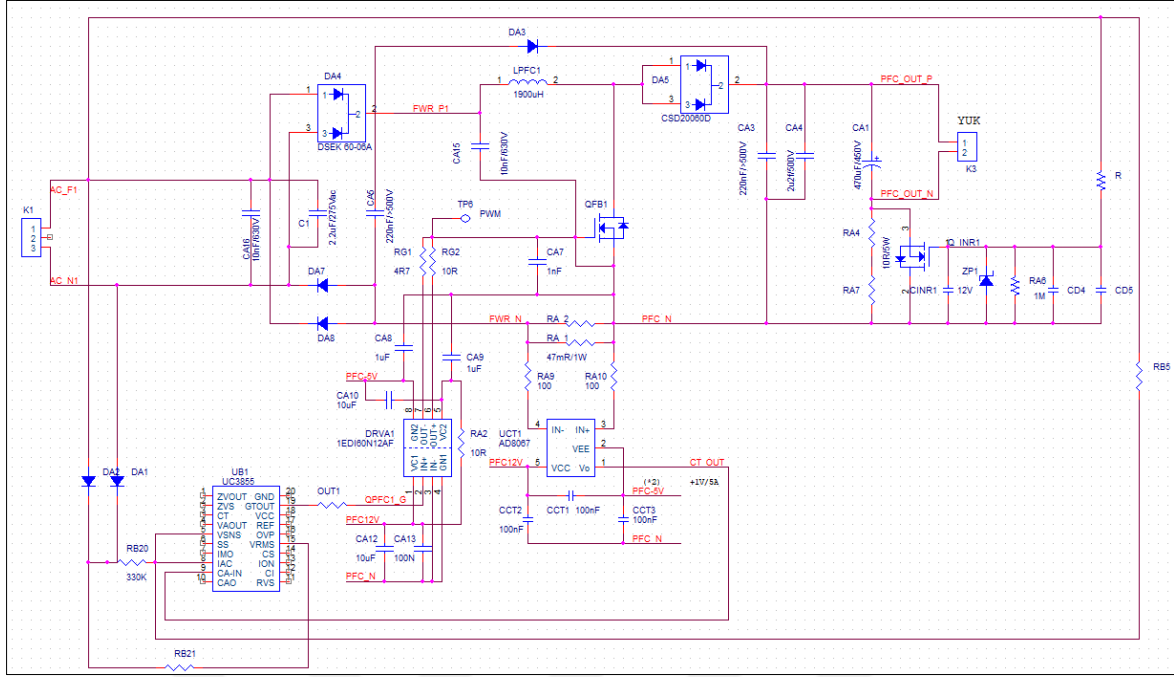
sahiptir. Ancak güç büyüdükçe gerekli olan yüksek değerli direnç güç kaybına sebep olur. Opamp ile yapılan akım algılamada direncin değerinin küçük olması sebebiyle de güç kaybı yaşanmaz. Kullanılan opamp AD8067 olup kazancı 8'den büyüktür. Endüktanstan geçen üçgen şeklindeki akım dalga şeklinin keskin düşüş ve çıkışlarını yakalayacak hıza sahip olan bu entegrenin hızı 54 MHz'dir [56]. Yani hızı da devrenin 50 kHz hızına yetecek değerde seçilmiştir. Seçilen opampa ait datasheet EK-3'te verilmiştir.



Şekil 4.8. AD8067 opampın farklı kazanç ve besleme gerilimlerinde tepkisi [56]

4.2.8. Tasarım

Yapılan hesaplamalar ile belirlenen boost PFC devresinin ana elemanları ile birlikte Şekil 4.9'daki gibi devre tasarlanmıştır.



Şekil 4.9. PFC devresi tasarımı

Tasarlanan devrede boost PFC devresinin ana elemanları dışında diğer değerler, devredeki çevresel şartları (gürültü, osilasyon gibi) düzenlemek; akım, gerilim ve sınır değerleri belirlemek için kurulan devrelerdir. Örneğin CA6 ve CA15 kondansatörler paralel bağlı olsa da FWR_P1 hattı uzun olduğu için CA15 bobin ve mosfet ucundaki gürültüyü süzmek için; CA6 köprü çıkışındaki gürültüyü süzmek için kullanılmıştır. Hem önlem amaçlı hem de gerilim ve kritik değerlerin okunduğu entegrelere gerilim düşümü yapabilmek için dirençler, kondansatör ve diyotlar eklenmiştir. UC3855 entegresi kullanılarak ve entegrenin kullanım önerileri dikkate alınarak devre tasarımı yapılmıştır.

UC3855'te V_{sense} ile çıkış kondansatörü üzerindeki gerilim, V_{rms} ile giriş geriliminin RMS değeri kontrol edilmiştir. Her iki uçta da değerler belirlenen değer üstündeyse PWM üretimi durdurulmuştur.

OVP pininden ise hem çıkış kondansatöründeki yüksek gerilim hem de giriş gerilimindeki düşük gerilim kontrol edilmiştir. Normalde girişteki gerilim düştükçe PWM üretmeye devam edilir ve bu durum PWM duty cycle'ını genişleteceği için mosfet üzerindeki akım sonsuza kadar gidip mosfeti patlatabilir. Geniş aralıkta çalışmak için buna özel önlemler alınmalıdır. Ancak bu devrede belirlenen giriş aralığında çalışmak için giriş geriliminin da istenen değer altına düşmemesi için önlem alınmıştır.

Opampın devredeki kazancı RA11 ve RA9'dan görüleceği gibi 7,5 seçilmiştir. Bu opamp devrelerinde genelde düşük güçlerde RA1 ve RA2 de olmak üzere ohm mertebeleri kullanılır. Ancak yüksek güçlere çıkıldıkça bu dirençler üstündeki güç artar ve opamp kullanımı pratikliğini yitirir. Aşağıdaki hesaplara uygun olarak C_{t-out}'da 1 Volt değerini görecektir şekilde hesaplama yapılmıştır.

RA1 ve RA2'nin üstünden geçecek akım değeri;

$$i_{RA1} = \frac{P_{out}}{V_{min}} = 5,7 \text{ A} \quad (4.10)$$

RA1 ve RA2 uçları arasındaki gerilim;

$$V_{RA1} = 5,7 \times 23,5 \text{ mR} = 133,95 \text{ mV} \quad (4.11)$$

Opamp kazancı ile elde edilen C_{t-out} gerilimi;

$$C_{t-out} = 133,5 \times 7,5 \cong 1 \text{ Volt} \quad (4.12)$$

Tasarlanan devre ile 0,95'ten yüksek bir güç faktörü değeri için teoride hedeflenen THD çıktısı aşağıdaki gibidir.

$$PF = \frac{\cos Q}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (4.13)$$

$$0,95 = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} (\sqrt{1 + THD^2})$$

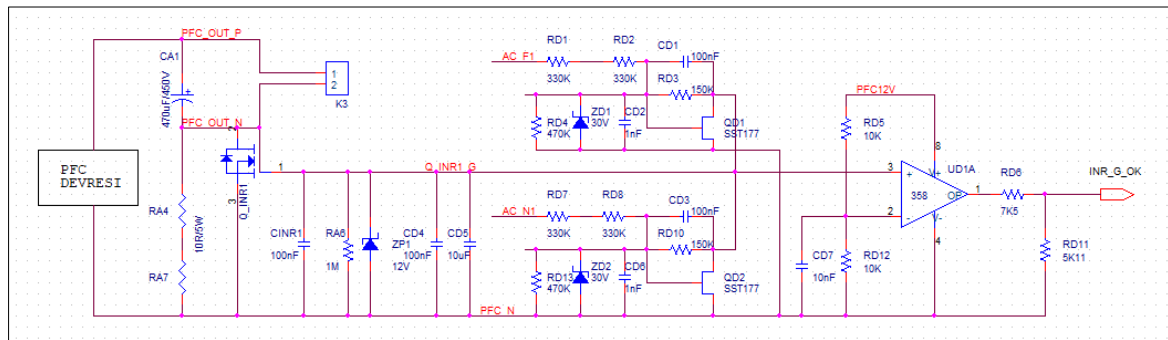
$$THD \cong \%3$$

4.3. Ani Akım Koruma Devresi

Yüksek güçlü devrelerde kullanılan klasik inrush protection devreleri 2.4 bölümünde de bahsedildiği gibi röle, direnç ve aktif bir anahtardan oluşur. AC besleme direnç ile akım kısıtlanarak başlar ve milisaniyeler sonra yük artık beslenmeye başladığı için röle kapanır ve direnç kısa devre olur [57]. Bu kapanma anında röle kontaklarından geçen yüksek akım bir darbe oluşur. Darbe akımı özellikle askeri standartlarda istenen bir durum değildir. Klasik

inrush protection devrelerinde tercih edilen bu röleli devre darbe akımının önemli olmadığı uygulamalarda oldukça sık kullanılır [14]. Darbe akımının önem arz ettiği özellikle askeri projelerde ise geçmişte mosfet fiyatları günümüze göre çok daha pahalı olduğu için darbe akımı görmezden gelinerek uygun olduğu için tercih edilirdi. Ancak günümüzde daha fazla üretim ve gelişen teknoloji ile mosfet fiyatları da makul yerlere gelmiştir. Bu sebeple önem arz eden darbe akımının kontrol altına alınması mosfet ile sağlanabilir hale gelmiştir. Mosfet ile akımı kontrollü bir şekilde limitleyerek sistemi kontrol ettiğimiz gibi kullanım ömrü de çok uzundur. Rölenin kontak aşınması oluşacağı için kullanım ömrü mosfetten daha kısadır. Yüksek akım kapamasında rölenin kontağında aşınma olur ve ömrü sınırlıdır. Günümüze kadar maliyet sebebiyle yaygın olmasa da askeri standartlarda ilk üç milisaniyedeki darbe hariç tam yük akımını geçmemesi istenir. Bu uygulamada mosfet ile ilk üç saniyede bile tam yük akımı geçilmemiştir.

Mosfet ile yapılan elektronik inrush da diyebileceğimiz bu devrenin tasarımsal başka artı özellikleri de mevcuttur. Röleli inrush protection devresinde kısa süreli elektrik kesintilerinde rölenin cevap veremediği zamanlar olabilir. Cevap veremediği bu durumlarda elektrik geldiğinde beklenen akımın 8 -10 katı daha fazla akım çeker. Bu çalışmada gerçekleştirilen devrede 10 ms veya 30 ms lik kesilmeyi duyma, bu sürenin üstündeki kesilmede yine softstart ile başlama gibi avantajları vardır. Röleli inrush protection devresinde rölenin cevap verme süresinin kısıtlı olmasından kaynaklı kısa süreli elektrik kesintilerinde aynı performans yakalanmayabilir. Bunun kontrolü için ise daha fazla elektronik devre gerekir. Bu sebeple geliştirilen devrenin en büyük avantajı darbe akımlarının olmaması, istenen tam yük akımının üstüne çıkılmaması, kısa süreli elektrik kesintilerine düzgün cevap verip elektrik kesilmeleri sonrası softstart ile başlamasıdır. Devrenin tasarımı Şekil 4.10'da verildiği gibidir.

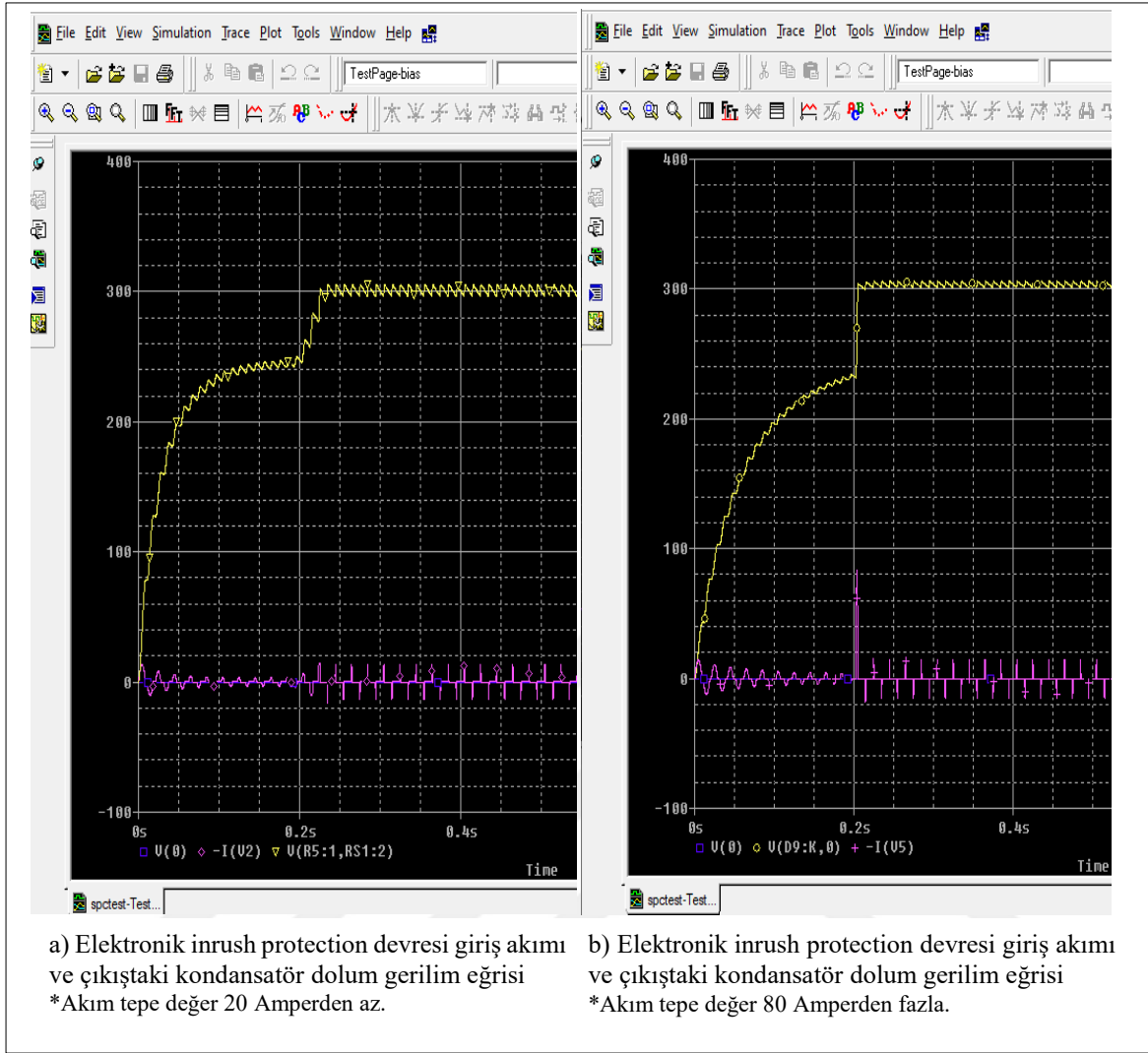


Giriş gerilimi verildiğinde AC_F1'den gelen gerilim RD1, RD2 ve RD3 dirençlerinden geçer Q_INR1 gate'ine gelir ve CD5 kondansatörünü doldurmaya başlar. Kondansatörün üzerindeki gerilim yavaş yavaş yükselir. Burada seçilen CD5 kondansatör değerine bağlı olarak dolma hızı değiştirilebilir. Kondansatör üzerindeki gerilim başlangıçta sıfırdır. Dolayısıyla QINR1 gate'indeki gerilim da sıfır volta yakındır ve mosfet OFF konumundadır. Mosfetin gate gerilimi 4 volta gelinceye kadar mosfet akım geçirmez. Kondansatör 3,5–4 volta gelinceye kadar kondansatör dolar ve üzerindeki gerilim yükselmiş olur. 3,5-4 gerilimlerinde mosfet geçirmeye başlar. Mosfet ilk açılışta akım kaynağı gibi davranır. Mosfet açılınca kondansatör üzerindeki gerilim ZP1 gerilimi 4 volttan 12 volta ulaşınca kadar dolar ve QINR1 gittikçe artan akımlarla kondansatörü doldurur. Mosfetin gate gerilimi 12 volta gelince ZP1 gate geriliminin 12V geçmesine izin vermez. Mosfetin gate 12V olunca iç direnci miliohm mertebesine gelir, tamamen kondansatörün negatif tarafını PFC_N'ye çeker.

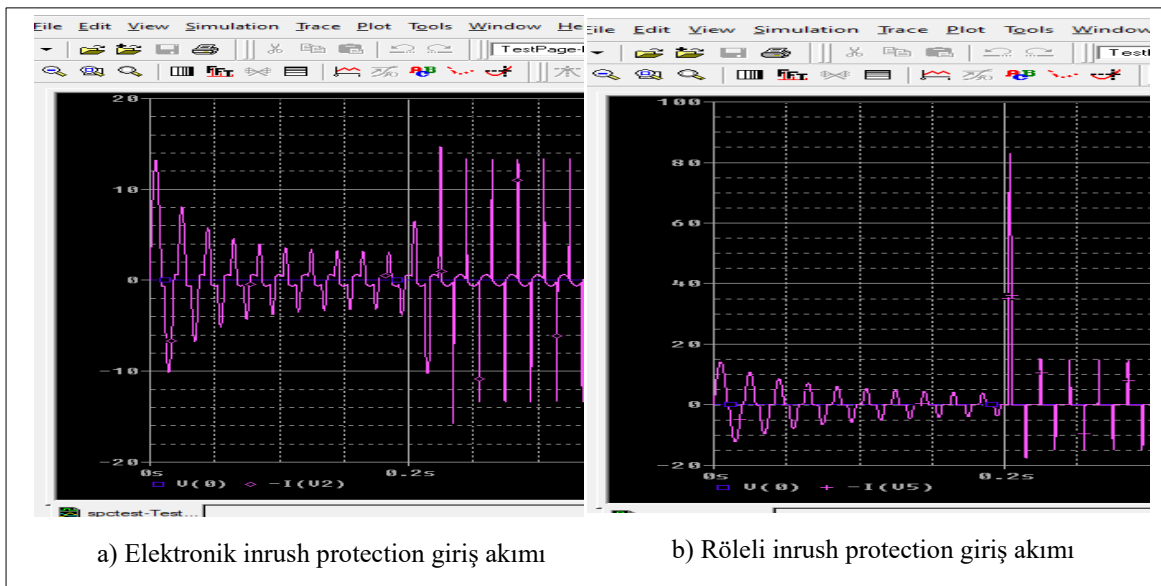
QD1 ve QD2 elektrik gittiğinde kondansatörü hızlıca boşaltır inrush protection yapmaya hazırlarlar. Diğer dirençler ise çevre şartlarını sağlamak için eklenmiştir. UD1A'da kullanılan RD5 ve RD12 dirençleri ile 12 voltu bölünmüştür. Mosfetin gate gerilimi 6 voltu geçinceye kadar Mikroişlemci devresine “Inrush OK Değil” sinyali gönderilir. Mosfetin gate gerilimi 6 voltu geçince artık kesin olarak Mosfet ON olmuştur çünkü Mosfet yukarıda da anlatıldığı gibi 3,5-4 voltta geçirmeye başlar. Mikroişlemciye “Inrush OK” sinyali verilir. 12 volta çıkınca ise iç direnci iyice küçülür, miliohm mertebesine düşer.

Bu devre kapsamında yapılan deney sonuçlarında genelde kullanılan devrelere nazaran çıkıştaki kondansatör dolum gerilim eğrisine göre daha düzgün bir giriş akımı olduğu gözlemlenmiştir. Yukarıda da anlatıldığı gibi kondansatör dolum esnasında röleli devrede 80-90 A bir darbe akımı oluşmuştur.

Şekil 4.11 ve Şekil 4.12'de bu çalışmada tasarlanan inrush protection ile röleli ve dirençli inrush protection devreleri karşılaştırılmıştır. Bu deney sonuçlarından anlaşıldığı gibi tasarlanan devrenin deney sonuçlarında gerilim eğrisinin arttığı 0,2 sn'de giriş akımı eğrisinde röleli devrede aşırı akım çekerken bu çalışmada tasarlanan devrede daha stabil bir geçiş mevcuttur.



Şekil 4.11. Elektronik ve röleli inrush protection arasındaki gerilim ve akım eğrisi farkı



Şekil 4.12. Akım dalgasının yakından görünümü

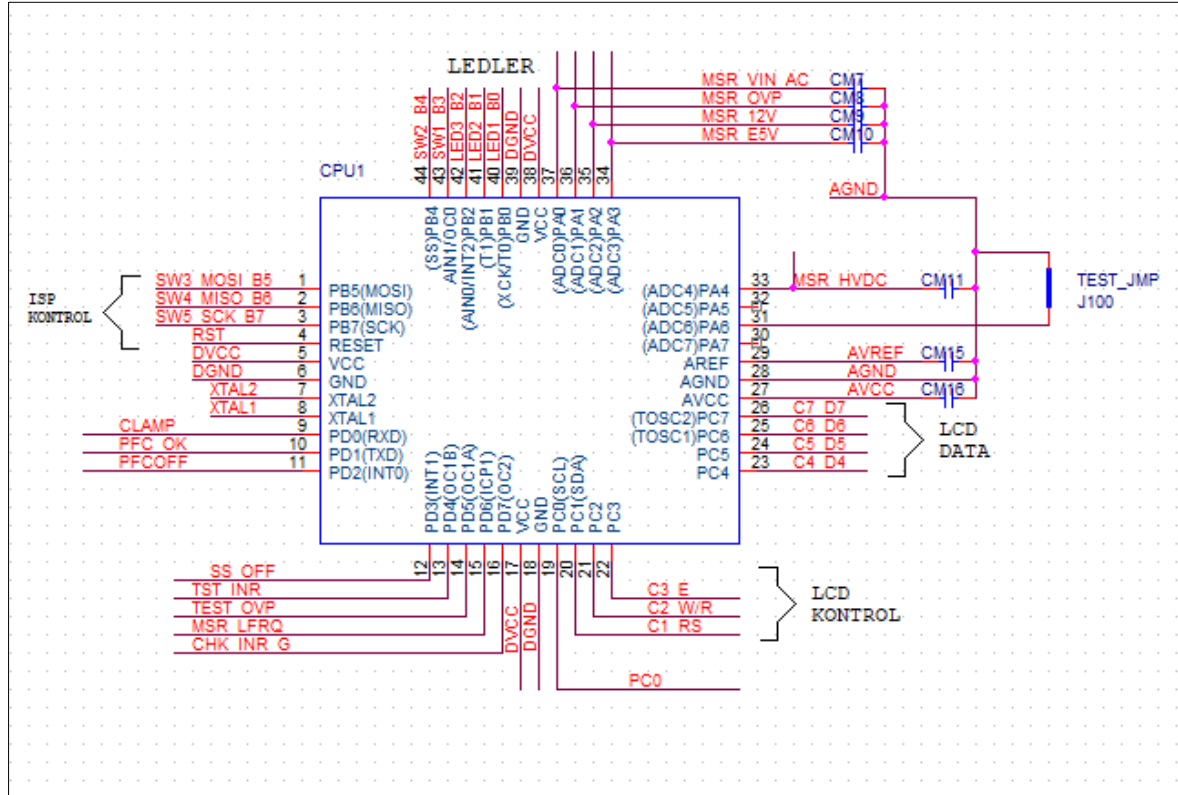
4.4. Mikroişlemci Devresi

Yaygın PFC devrelerinde bazı gerilim ve akım değerlerin kontrolleri ve alınan önlemler analog olarak yapılır. Örneğin; çıkış gerilimi belli bir değerin üstündeyse koruma yapılır. Ya da giriş gerilimi belli bir değerin altındaysa sistem durdurulur. Frekans değeri maksimum değerin üstündeyse veya minimum değerin altındaysa çalıştırılmaz. Buna benzer kritik noktaları kontrol edebilmek için PFC devresinin çalışması sırasında ve testlerinde kullanmak üzere bu devreye bir de mikroişlemci devresi tasarlanmıştır. Bu devre ile devrenin çalışmasında kontrol edilecek önemli noktalar aşağıda sıralanmıştır;

- Hangi giriş gerilim sınırları arasında çalışacağı,
- Hangi frekans sınırları arasında çalışacağı,
- Hangi sıcaklık aralığında çalışacağı (Algılayıcı koyularak),
- İç devrelerinin kat beslemelerinin uygunluğu, (Sağlıklı güç kaynakları daha PFC başlamadan içerideki kat beslemeleri normal mi onların kontrolü, bu bilgiler normalse kendisini başlatması gerekir.)
- (başladıktan sonra) çıkışındaki devreye (hangi devre kullanılacaksa) PFC OK bilgisi gibi bazı bilgilerin gönderilmesi,
- Çıkış geriliminin uygun sınırlarda olması,
- Çıkıştaki devrede bir arıza olduğunda PFC devresinin durması için çıkıştan gelen bilginin değerlendirilip PFC'nin emniyetli bir şekilde kapatılması,

Bu noktalar kontrol edilip yönetilerek devrenin çalışması için emniyetler alınmıştır. Bu standartlarda çalışma isteyen bir alanda bu gibi bilgilerin kontrol edilmesi için analog devreler kurulması gereklidir. Bu çalışmada tasarlanan devrede bütün bu korumaları ve değer kontrollerini yazılımla yaparak analog koruma devreleri kaldırılmıştır. Analog devreler hem yer kaplayıp hem de daha fazla maliyete sebep olmaktadır. Eskiden yüksek maliyetli olan mikroişlemciler de makul fiyatlara geldiğinden tüm bu korumalar için yapılacak analog devrelerden daha uygun fiyatlı olmuş ve daha az yer kaplamıştır. Mikroişlemci olarak Atmega 644PA modeli kullanılmış, yazılım olarak CodevisionAVR ile programlanmıştır.

Şekil 4.13'te verilen mikroişlemci devresinde devre içindeki bazı gerilim bilgileri alınmakta, bu bilgiler yazılımla kontrol edilmektedir. Ayrıca test yazılımı için ise belli noktalardan sinyal alınarak test modu yazılımı eklenmiştir.



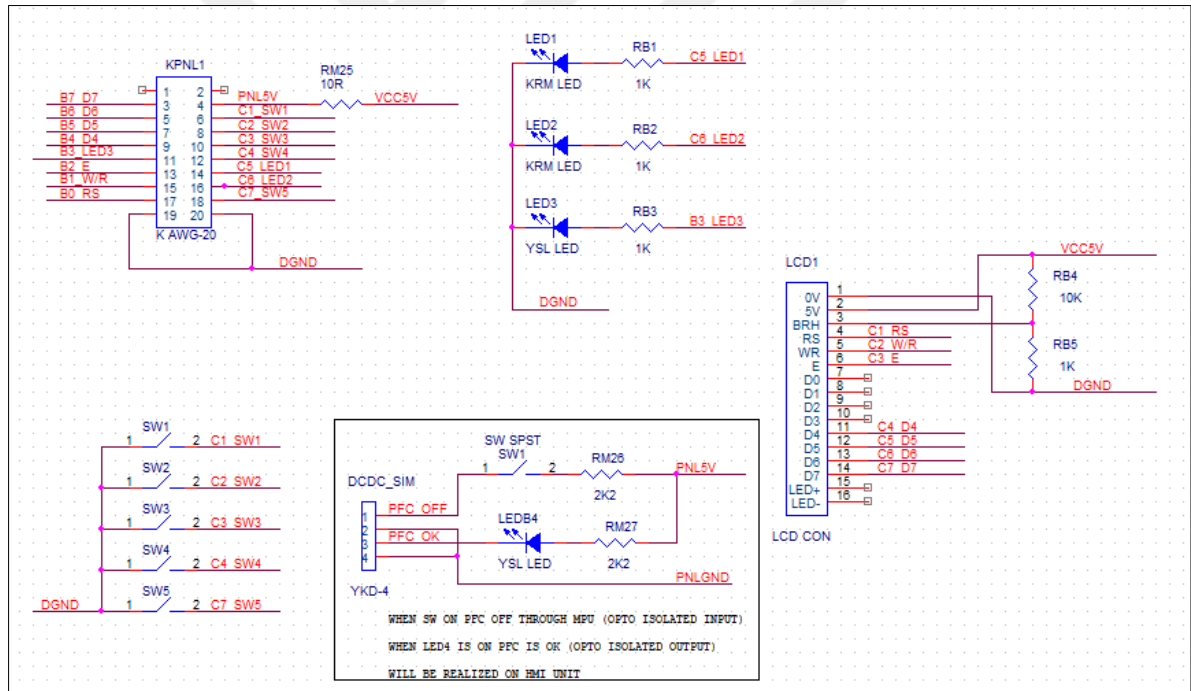
Şekil 4.13. Mikroişlemci devresi

Devre içinde mikroişlemci ve devrelerini beslemek, gerekli yerlerde kullanmak üzere bir trafo devresi eklenmiştir. Bu trafo devresi ile 220 VAC'den 12-7,5-5 volt DC elde edilmiş, test kartı ve mikroişlemci bu gerilimlerle çalıştırılmıştır. Ancak test için eklenen bu devre çıkarılabilir, güç kaynağı yapılacak bir sistemde Flyback yöntemi ile bu gerilimler üretilebilir. Geliştirilen test ve kontrol yazılımı EK-4'te verilmiş olup, bu yazılım devrenin ihtiyaçlarına göre şekillendirilmelidir. Tasarlanan devrenin PCB yerleşim şeması ise EK-5'te verilmiştir.



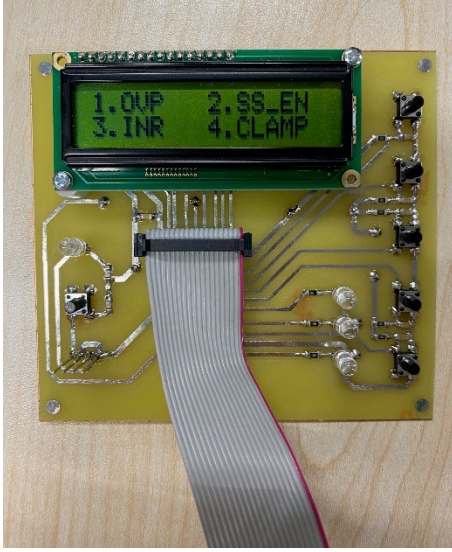
5. CCM MODDA BOOST GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN UYGULAMASI

Bu devrede aşırı akımı dengeleyecek ve yükten önce PFC devresi ile entegre çalışacak bir Inrush Protection devresi yapılmış ve tasarımdaki yukarıda anlatılan değerler mikroişlemci devresi ile kontrol edilmiştir. Bu işlemciye yazılan yazılımla devre öncesinde test modunda çalıştırılmış ve test modunda PWM üretimi ve anahtarlamamanın sağlıklı çalışıp çalışmadığı gözlemlenebilmiştir. Testler esnasında kullanılan bir LCD ve buton seti kurulmuş, bu sette olan butonlarla devrenin çalışması sağlanmış ve osiloskop yardımıyla anlık geri bildirimler alınarak sonuçlar doğrulanmıştır. Testler olumlu sonuç verdikten sonra devreye gerçek bir yük bağlanarak yük üstünde testler yapılmıştır. Testlerde kullanılan test modülü çizimi Şekil 5.1’de verilmiştir.



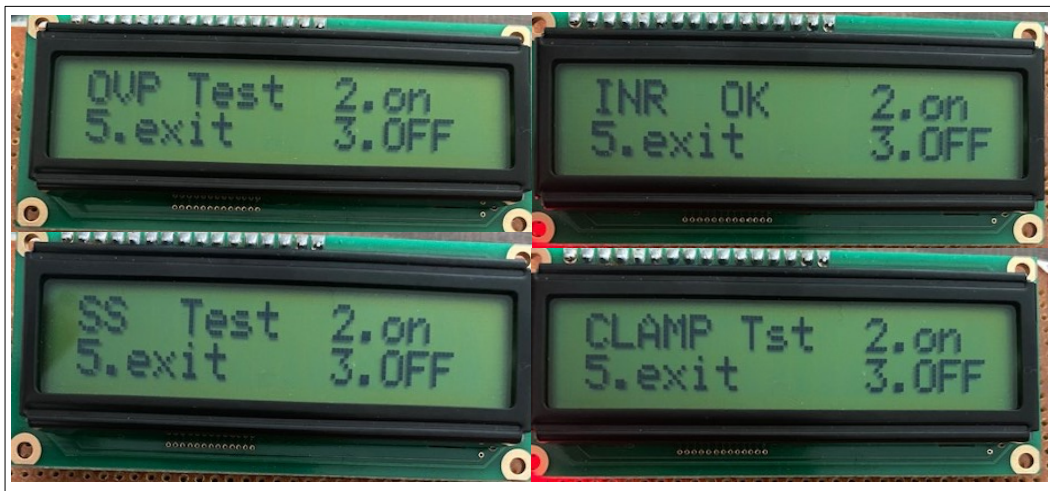
Şekil 5.1. Test kartı devresi

Test kartına testlerde kullanılmak üzere 3 adet LED ve 5 adet buton koyulmuştur. Önce test edilmek istenen durum seçimi yapılmış, daha sonra istenen değer ON/OFF, GERİ gibi komutlar ile butonlar kullanarak kontrol edilmiştir. LCD dataları, buton girişleri ve LED çıkışları mikroişlemciye yassı çoklu bir kablo ile test kartı üstüne bulunan KPNL1 konnektörü ile PFC kartında bulunan KPNL konnektörü arasına bağlanarak verilmiştir. Kullanılan test kartı ise Şekil 5.2’de verilmiştir.



Şekil 5.2. Test kartı

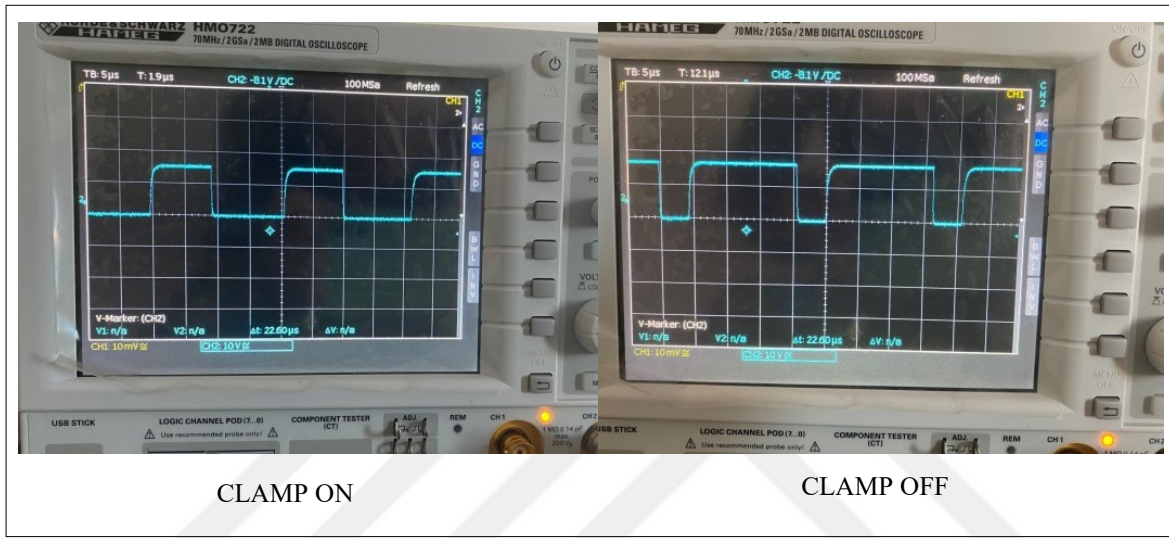
Devre yazılımında yapılan algortima ile önce test modunda PWM üretilmiştir. Bu algorithmada test moduna OVP, SS_EN, Inrush ve CLAMP adımları eklenmiş ve her bir adım için On/Off butonu eklenerek sonuçlar incelenmiştir. Bu test yazılımı ile amaç güç devresini çalıştırmadan, öncesinde UC3855 entegresinin PWM çıkışlarını doğru şekilde yapıp yapmadığını kontrol etmektir. Böylece devreye güç vermeden üretilen PWM sinyalleri ve UC3855'in çalışıp çalışmadığı kontrol edilmiştir. OVP, SS_EN, Inrush ve CLAMP adımları için ayrı ayrı adımlar yazılmıştır. Bu adımlarda entegrenin girişlerine bu sinyalleri göndererek simüle edip PWM sinyallerine bakılmıştır. LCD'de görünen yazılım adımları Şekil 5.3'te verilmiştir.



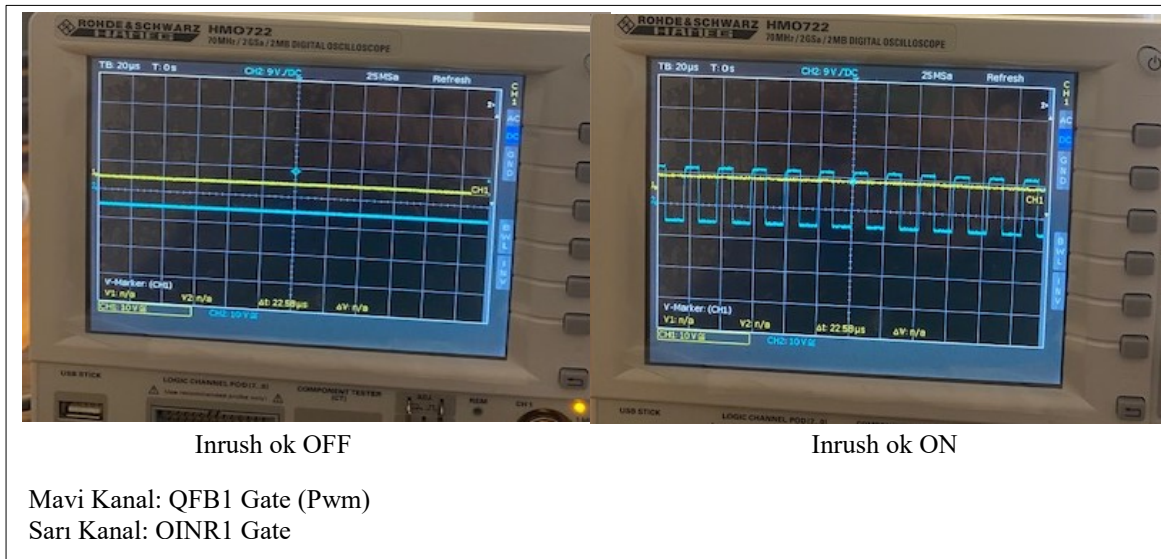
Şekil 5.3. LCD ekran testleri

Yazılım adımları için LCD test kartında bulunan butonlar kullanılmış ve butonlar her bir adımda aynı fonksiyonu görecek şekilde atanmıştır.

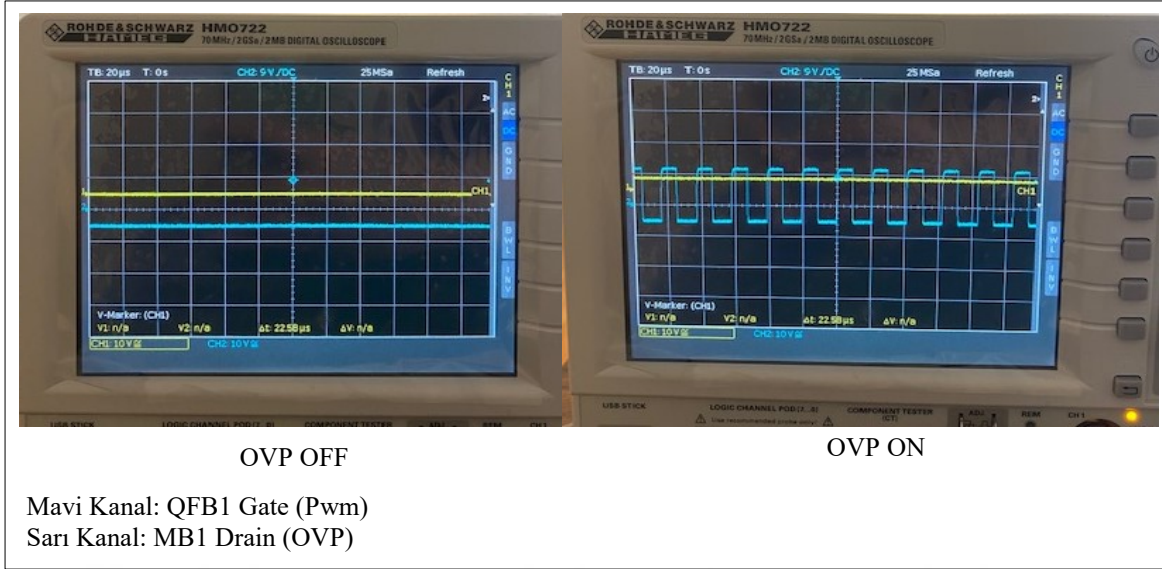
Bu testler sonucunda ise PWM üretimi gözlemlenmiştir. PWM üretiminin doğru çıkışı PWM mosfetinin girişinde QFB1 Gate'inden okunmuştur. Testler esnasında osiloskoptan okunan PWM değerleri aşağıda verilmiştir.



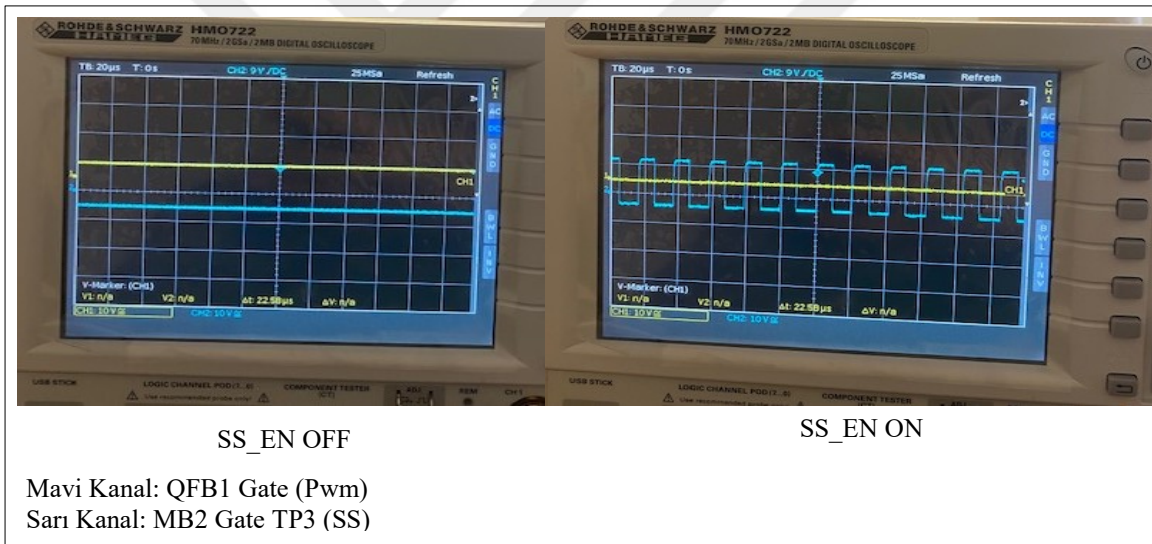
Şekil 5.4. QFB1 gate - CLAMP OFF/ON çıktıları



Şekil 5.5. PWM ve QINR1 gate – Inrush ok OFF/ON çıktıları

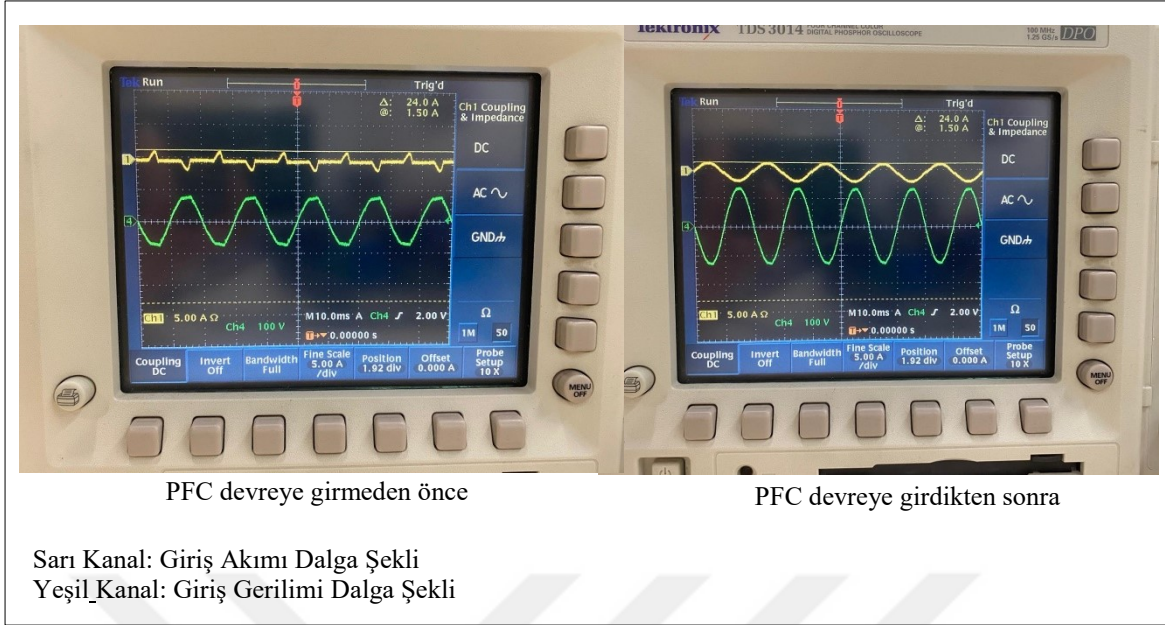


Şekil 5.6. PWM ve MB1 drain – OVP OFF/ON çıktıları

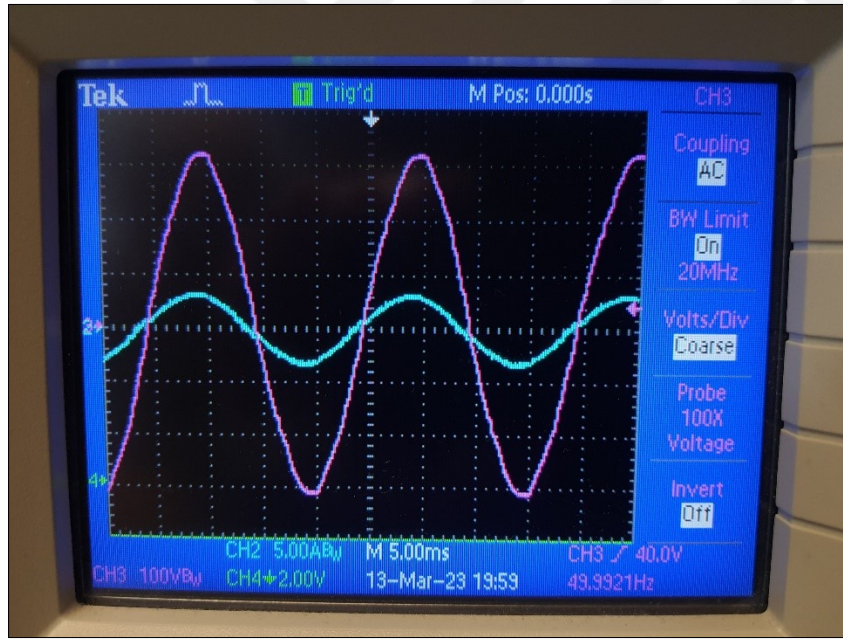


Şekil 5.7. PWM ve MB2 gate – SS_EN OFF/ON çıktıları

Yapılan testler sonrası PWM üretildikten sonra devre AC güç ve yük ile denenmiştir. Yük için 3 adet yaklaşık 500 watt 95 ohm ısıtıcı direnci seri olarak devrenin yük klemensine bağlanmıştır. AC gerilim devreye varyak ile yavaş yavaş verilmiştir. Gerilim arttırılırken devrenin giriş gerilimi ve giriş akımı osiloskoptan gözlemlenmiştir. Giriş akımı PFC devreye girmeden düzgün olmayan bir akım dalga şekli ile başlamıştır. PFC devreye girdikten sonra ise giriş akımı düzelerek devre düzgün bir sinüs formunda akım çekmeye başlamıştır. PFC devreye girmeden ve girdikten sonraki osiloskopta görünen giriş akımı ve giriş gerilimi dalga şekli Şekil 5.8 ve Şekil 5.9’da verilmiştir.



Şekil 5.8. Giriş akımının PFC devreye girmeden ve girdikten sonra dalga şekli



Şekil 5.9. Yapılan testlerde son ayarlamalar ile giriş gerilimi ile giriş akımı dalga şekli (Pembe kanal: Şebeke Gerilimi, Mavi kanal: Şebek Akımı)

Devreye bağlı varyak ile başlangıçta hedeflenen AC gerilim aralığında giriş gerilimi değiştirilerek yük gözlemlenmiş, 180-250 VAC giriş gerilimi aralığında çıkışa bağlı olan DC yükün sabit olduğu gözlemlenmiştir. Çekilen yük değeri aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 5.10. Çıkış gerilimi

Bu sonuçlarla osiloskop yardımıyla giriş akımı ve geriliminin FFT ile dB değerleri okunmuş ve devrenin THD değeri çıkarılmıştır. Aşağıdaki tablolarda giriş gerilimi ve giriş akımı dB değerleri verilmiştir. Değerler 220VAC’de ölçülmüş ve sonuç değerler açıklanmıştır.

Çizelge 5.1. 220VAC'de giriş gerilimi osiloskop değerleri

	dB	Gerilim	H.D
Harmonik	46.60	213.796	1.00
3. hrm.	8.23	2.579	0.01
5. hrm.	9.81	3.094	0.01
7. hrm.	11.44	3.733	0.02
9. hrm	-100.00	0.000	0.00
11. hrm	-100.00	0.000	0.00
13. hrm	-100.00	0.000	0.00
15. hrm.	-100.00	0.000	0.00

Giriş gerilimi THD değeri hesaplaması Eş.2.3’ten;

$$THD = \frac{\sqrt{1^2 + 0,01^2 + 0,01^2 + 0,02^2 + 0,00^2 + 0,00^2 + 0,00^2 + 0,00^2}}{1}$$

$$THD = \%2,57$$

Çizelge 5.2. 220VAC’de giriş akımı osiloskop değerleri

	dB	Gerilim	H.D
Harmonik	6.61	2.140	1.00
3. hrm.	-31.80	0.026	0.01
5. hrm.	-19.80	0.102	0.05
7. hrm.	-31.80	0.026	0.01
9. hrm	-36.00	0.016	0.01
11. hrm	-39.00	0.011	0.01
13. hrm	-100.00	0.000	0.00
15. hrm.	-100.00	0.000	0.00

Giriş akımı THD değeri hesaplaması Eş.2.3’ten;

$$THD = \frac{\sqrt{1^2 + 0,01^2 + 0,05^2 + 0,01^2 + 0,01^2 + 0,01^2 + 0,00^2 + 0,00^2}}{1}$$

$$THD = \%5,15$$

Çıkan sonuç THD değerleri ile devre THD’nin hesaplanması;

$$THD = \%5,15 - 2,57$$

$$THD = \%2,59$$

Devrenin PFC değerinin hesaplanması Eş.2.2’den;

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,0257^2}}$$

$$PF = 0,9996$$

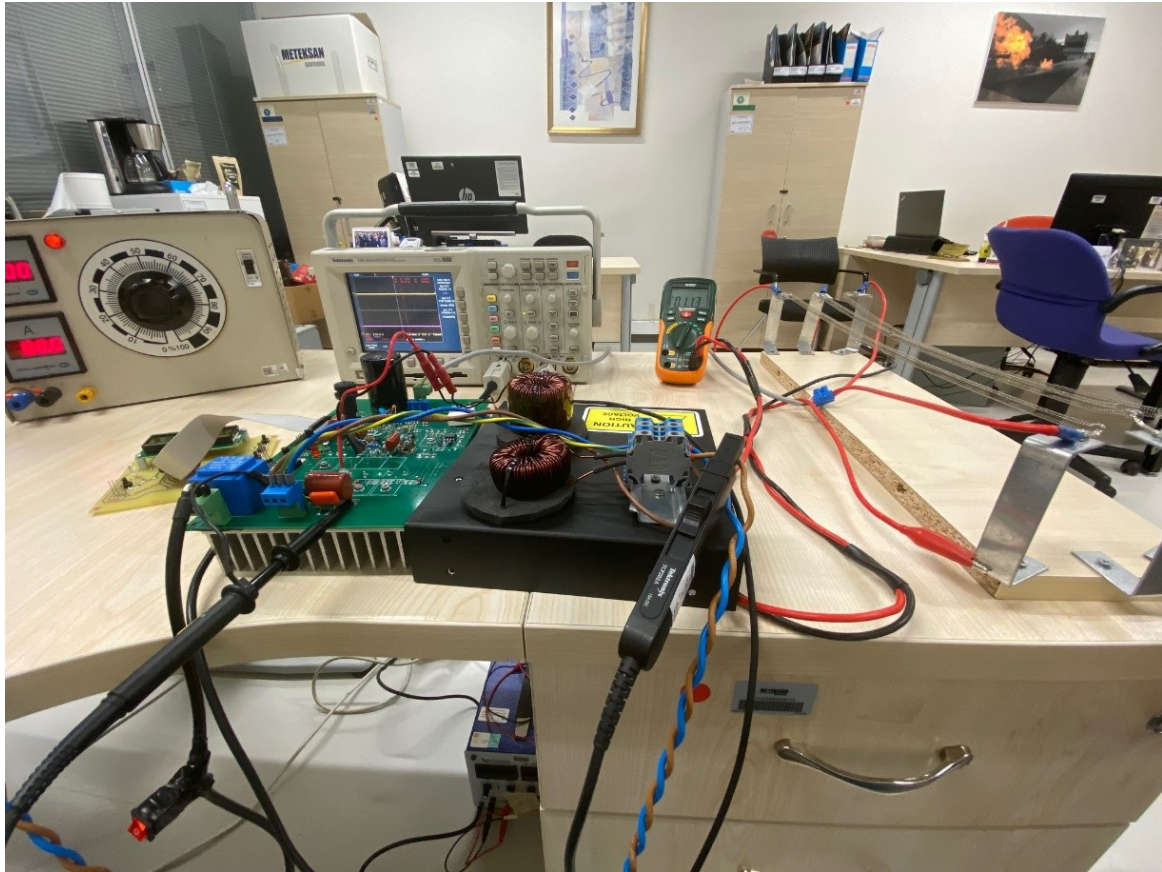


6. SONUÇ VE ÖNERİLER

PFC devresinde kullanılan akım trafosu yerine kullanılan hızlı opamp istenen sonuçları vermiş, devrenin anahtarlama hızıyla çalışabilmiş ve akım dalgasını kayıpsız şekilde algılamıştır. Keskin geçişleri yakalamış bu da THD'yi önemli ölçüde etkilemiş, hedeflenen %3'ün altında THD'ye ulaşılmıştır. Ayrıca tasarlanılan devre ile çıkış kısmına koyulan kondansatör ile çıkışa hangi yükü bağlarsak bağlayalım devreyi besleyen şebeke için sonuç değişmemiştir.

Inrush protection devresinde PFC devrelerinden genelde AC gerilim kısmına koyulan röleler yük kondansatörüne seri olarak bağlanarak bir mosfetle bu dirençlerin elektrik kesintilerinde düzgün çalışması sağlanmış, mosfet akım kaynağı gibi kullanılmıştır. Inrush protection devresinde yapılan bu iyileştirme aşırı akımları önleyerek devrenin daha stabil çalışmasını sağlamış ve şebeke ile yükü kısa süreli elektrik kesintilerinde darbe akımları dahil aşırı akımdan korumuştur.

Ayrıca devrede bulunan mikroişlemci bütün test sürecinde ve çalışma algoritmasında çalışmaya destek olmuş, aşırı veya beklenenden az değer durumlarında devrenin çalışmasını önleyerek devrenin yanlış çalışmasını önlemiştir. Test ve çalışma modu için yazılan yazılımda test modunda devreye güç verilmeden denenmiş, entegre ve PWM değerlerin doğru gelip gelmediği veya devrede kritik bilgilerin test modundayken geri bildirimi alınarak PWM çıkışının kesilip kesilmediği test edilmiştir. Devre yük ile çalıştırılmadan tüm değerlerden emin olunmuş ve devre emniyetli bir şekilde devreye alınmıştır. Testlerde kullanılan test düzeneği Resim 6.1'de verilmiştir.



Resim 6.1. Test düzeneği

KAYNAKLAR

1. Mert, T. (2007, Haziran). *Güç faktörü düzeltme yöntemlerinin incelenmesi ve bir uygulama devresinin gerçekleştirilmesi*. Yüksek Lisans Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul. 14-72.
2. Akın, B. (2008). *Yeni bir yumuşak anahtarlama tek fazlı güç faktörü düzeltme devresinin geliştirilmesi ve gerçekleştirilmesi*. Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul. 15-80.
3. Yeşilyurt, H. (2013, Haziran). *Geliştirilmiş bir kayıpsız pasif bastırma hücreli pfc devresinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi*. Yüksek Lisans Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul. 10-50.
4. Basu, S. (2006, June). *Single phase active power factor correction converters*. Doktora Tezi. Chalmers University of Technology, Sweden. 7-35.
5. İnternet: International Electrotechnical Commission, IEC 61000-3-2: Electromagnetic compatibility (EMC). Web: <https://intweb.tse.org.tr/Standard/Standard/Standard.aspx?081118051115108051104119110104055047105102120088111043113104073088048109108056051109085114102067>. Son Erişim Tarihi: 14.10.2022.
6. İnternet: Todd, P.C. (April, 1999). UC3854 controlled power factor correction circuit design. Web: https://www.ti.com/lit/an/slva144/slva144.pdf?ts=1672344599826&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F, Son Erişim Tarihi: 22.12.2022.
7. Kaya, K. Y. (2016, Ekim). *İleri yönlü – geri dönüşlü tabanlı yeni bir tek aşamalı PFC topolojisinin geliştirilmesi*. Yüksek Lisans Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul. 15-67.
8. Balcı, S. (2020). *Led sürücünün pik akımının anahtarlama elemanları üzerindeki etkisinin incelenmesi*. Yüksek Lisans Tezi. Marmara Üniversitesi, İstanbul. 12-49.
9. Yanık, G. (2010, Haziran). *Güç faktörü düzeltme devrelerinin incelenmesi ve bir uygulama devresinin gerçekleştirilmesi*. Yüksek Lisans Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul. 12-35.
10. Hasaneen, B. M., Mohammed A. A. E. (2008, December 23). *Design and simulation of dc/dc boost converter*. Yüksek Lisans Tezi. Minia University, Damaris. 2-7.
11. İnternet: Application note 42047 (2004, October). Fairchild semiconductor. Web: <http://www.idea2ic.com/Rectifierless%20AC%3C%3EDC/Power%20Factor%20Correction%20%28PFC%29%20Basics.pdf>, Son Erişim Tarihi 25.12.2021.
12. İnternet: Kaknevicius, A., Hoover, A. Application Report: Managing inrush current. Web: https://www.ti.com/lit/an/slva670a/slva670a.pdf?ts=1683703577177&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.pl%252F, Son Erişim Tarihi: 14.12.2022.

13. İnternet: How do I reduce the inrush current?. Web: <https://www.powerctc.com/en/node/4564>, Son Erişim Tarihi 20.10.2020.
14. İnternet: Inrush Current – A Guide to the Essentials. Web: <https://recom-power.com/en/rec-n-inrush-current--a-guide-to-the-essentials-119.html?0>, Son Erişim Tarihi: 12.01.2023.
15. Manousaka, E. (2013, October). *DC-DC buck converter with inrush current limiter*. Yüksek Lisans Tezi, Sustainable Energy Technology, Holland. 64-95.
16. İnternet: Butler, S., (2012). Controlling inrush current in DC-DC power converters. Web: https://www.vptpower.com/wpcontent/uploads/downloads/2012/01/info_inrushCurrent.pdf, Son Erişim Tarihi: 15.12.2023.
17. İnternet: Locke, S. Current sensing for power delivery. Allegro. Web: <https://www.allegromicro.com/en/insights-and-innovations/technical-documents/hall-effect-sensor-ic-publications/an296256-current-sensing-for-power-delivery>, Son Erişim Tarihi: 11.01.2023.
18. İnternet: Current-sense transformer circuit design for average current-mode control. Electronic Products. Web: <https://www.electronicproducts.com/current-sense-transformer-circuit-design-for-average-current-mode-control/>, Son Erişim Tarihi: 19.02.2023.
19. İnternet: Yang Yu, S. Current sensing considerations in a bridgeless totem pole PFC, EDN. Web: <https://www.edn.com/current-sensing-considerations-in-a-bridgeless-totem-pole-pfc/> Son Erişim Tarihi: 15.12.2022.
20. Golnaraghi, F., Kuo, B. C. (2009). *Automatic control systems*. (Ninth Edition). Sumas WA. John Wiley and Sons. 64-187.
21. İnternet: Diyot nedir?. Web: http://www.robotiksisitem.com/diyot_nedir_diyot_polarlama.html#:~:text=Bu%20gerilim%20de%C4%9Ferine%20e%C5%9Fik%20gerilimi,g%C3%B6re%20de%20bir%20miktar%20de%C4%9Fi%C5%9Febilir, Son Erişim Tarihi: 24.01.2023.
22. İnternet: Lackovic, V. Overcurrent protection fundamentals. Web: <https://www.cedengineering.com/userfiles/Overcurrent%20Protection%20Fundamentals-R1.pdf>, Son Erişim Tarihi: 19.12.2022.
23. İnternet: BG0347 Power factor manager and reactive power regulator, installation and operation manual. Web: <https://www.satec-global.com.au/documentation/C192PF8-RPR-power-factor-manager-reactive-power-regulator-installation-operation-manual.pdf>, Son Erişim Tarihi: 15.12.2022.
24. İnternet: Harmonik nedir?. (2022, Haziran). Ercan Otomasyon. Web: <https://www.ercanotomasyon.com.tr/harmonik-nedir/>, Son Erişim Tarihi: 19.12.2022.

25. İnternet: Güç faktörünün trafik sinyalizasyon sistemine etkileri. Web: <https://www.sinyalizasyon.com.tr/blog/guc-faktorunun-trafik-sinyalizasyon-sistemine-etkileri-13>, Son Erişim Tarihi: 18.01.2023.
26. İnternet: Power factor and THD of power supply: What they are and why they matter. Web: <https://www.upowertek.com/power-factor-and-thd-of-power-supply-what-they-are-and-why-they-matter/>, Son Erişim Tarihi: 19.01.2023.
27. İnternet: Power factor correction (PFC) circuits. Toshiba. Web: https://toshiba.semicon-storage.com/info/application_note_en_20191106_AKX00080.pdf?did=68570, Son Erişim Tarihi: 11.06.2022.
28. İnternet: Nuvation. Power supply design basics: passive PFC design. Web: <https://www.nuvation.com/resources/article/power-supply-design-basics-passive-pfc-design>, Son Erişim Tarihi: 25.12.2022.
29. Bodur, H., Akboy, E. ve Aksoy, I. (2012). *Üç fazlı güç faktörü düzeltme devrelerinin incelenmesi*. ELECO '2012 Elektrik - Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul. 1-6.
30. İnternet: Application Note UCC29910A. Buck PFC controller Web: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc29910a.pdf?ts=1680522486480&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F, Son Erişim Tarihi: 12.01.2023.
31. Chandran, C., Chandran, L. R., (2015, June 24-26). *Two switch buck boost converter for power factor correction*. IEEE International Conference on Technological Advancements in Power & Energy, Kollam. 1-6.
32. İnternet: Çakır, A. Boost converter. Web: <https://turkmuhendis.net/donanim/boost-converter/> Son Erişim Tarihi: 27.05.2022.
33. İnternet: Combined current control by ntc and ptc thermistors – passive components. Web: <https://passive-components.eu/combined-current-control-by-ntc-and-ptc-thermistors/>, Son Erişim Tarihi 25.12.2022.
34. İnternet: Buck boost converter application notes. Web: <https://www.mpsind.com/product-resources/buck-boost-converter-applications-notes/#:~:text=A%20buck%20converter%20is%20used,Chargers%2C%20and%20power%20audio%20amplifiers.>, Son Erişim Tarihi: 27.01.2023.
35. Wang, S., Yu, F. (2022, November 11-13). *Parameter design and control of a novel three-phase single-switch power factor correction (PFC) circuit*. 2022 International Conference on the Energy Internet and Energy Interactive Technology (EIEIT 2022), Wuhan, China. 4-6.
36. Liu, Z. (2016, June). *Design of single phase boost power factor correction circuit and controller applied in electric vehicle charging system*. Yüksek Lisans Tezi, Worcester Polytechnic Institute, Worcester. 15-45.

37. Yılmaz, M. (2006, Kasım). *Elektrik sistem tasarımında harmoniklerin giderilmesi için bir analiz*. Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul. 16-47.
38. Arpınar, G. A. (2006, Haziran). *Harmoniklerden kaynaklanan aşırı akımlar ve bu aşırı akımların iletkenlerde yarattığı ömür kayıplarının incelenmesi*. Yüksek Lisans Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul. 15-56.
39. İnternet: Total harmonic distortion: Theory and practice. Web: <https://www.gamry.com/application-notes/EIS/total-harmonic-distortion/>, Son Erişim Tarihi: 02.01.2023.
40. İnternet: Distorsiyon nedir?. Web: <http://ta5fa.blogspot.com/2013/04/distorsiyon-nedir.html>, Son Erişim Tarihi: 14.11.2022.
41. Grady, M. (2012, April). Understanding power system harmonics. *University of Texas at Austin*, Austin. 24-96.
42. Yan, Y., Lee, F. C., Mattavelli, P., LiuHumphries, P., (2013, March). *I² average current mode control for switching converters*. Yüksek Lisans Tezi. The Bradley Department of Electrical and Computer Engineering Virginia Tech. Virginia Tech. 2-10.
43. İnternet: Hudson, T. Power Factor Correction (PFC) Web: <https://www.monolithicpower.com/en/power-factor-correction>, Son Erişim Tarihi: 12.12.2022.
44. Karaaslan, A., İskender, İ. (2011, Nisan). Güç katsayısı düzeltim devrelerinde ortalama akım kontrol tekniği ve sayısal sinyal işlemcisi kullanarak yeni bir yöntemin uygulanması. *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, Ankara. 26(1), 193-203.
45. Kupati, S. K., Chavan, M., Bhattad, S., Arun, N. (2015, January). Average current mode controlled power factor correction converter. *Indian Journal of Science and Technology*, Chennai. 8(S2), 53-57.
46. Noon, J. P. (1994, October). *A 250kHz, 500W power factor correction circuit employing zero voltage transitions*. Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM1000, Texas, 3-8.
47. Rossetto, L., Spiazzi, G., Tenti, P. (1994, June). Control techniques for power factor correction converters. *University of Padova*. Padova, 1-7.
48. Jassim, B. M. H., Zahawi, B., Atkinson, D. J., (2019, September). Average current control for parallel connected converters. *Journal of Power Electronics*, Suwon. 19(5), 1153-1161.
49. Okilly, A. H., Baek, J. (2021, January). Optimal IP Current Controller Design Based on Small Signal Stability for THD Reduction of High-Power Density PFC Boost Converter. *Electrical & Electronics and Communication Engineering Department, Koreatech University*. 11(2), 539-542.

50. İnternet: Noon, J. UC3855A/B high performance power factor preregulator. Web: <https://www.ti.com/lit/an/slua146a/slua146a.pdf?ts=1672318595129>, Son Erişim Tarihi: 19.04.2022.
51. Han, Y., Xu, H., Li, D., Zhang, Z., Lei, S. (2013, March 22-23). *Research of the single-switch active power factor correction for the electric vehicle charging system*. 2013 International Conference on Electronic Engineering and Computer Science, Hangzhou. 126-132.
52. İnternet: 1EDI EiceDRIVER™ compact. Infineon. Web: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-1EDI60N12AF-DataSheet-v02_00-EN.pdf?fileId=db3a3043427ac3e201428e5da08f372a, Son Erişim Tarihi: 14.07.2022.
53. İnternet: Keim, R. Simplified circuit-analysis techniques for forward-conducting diode circuits. Web: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/forward-conducting-diodes-simplified-circuit-analysis-techniques/>, Son Erişim Tarihi: 29.11.2022.
54. Mao, S., Popovic, J., Ferreira, J. (2019). Diode reverse recovery process and reduction of a half-wave series cockcroft–walton voltage multiplier for high-frequency high-voltage generator applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 34(2), 1492-1499.
55. Bodur, H., Akboy, E. ve Aksoy, I. (2013, 13-17 Mayıs). *A new single stage power factor correction circuit with resonant circuit and soft switching*, Power Engineering, Energy and Electrical Drives Conference, POWERENG. İstanbul. 834-839.
56. İnternet: High gain bandwidth product, precision fast FET™ Op Amp / AD8067. (2012). Analog devices. Web: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8067.pdf>, Son Erişim Tarihi: 22.09.2022.
57. Samet, H., Shadaei, M., Tajdinian, M., (2021, June 13). Statistical discrimination index founded on rate of change of phase angle for immunization of transformer differential protection against inrush current, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 1(134), 1-12.





EKLER

(Ekler Tezin arka kapağında CD ortamında verilmiştir.)



Gazili olmak ayrıcalıktır