

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**YÜKSELTİCİ TİP GÜÇ KATSAYISI DÜZELTEN
DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI**

MERT LAMA

KOCAELİ 2018

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

YÜKSELTİCİ TİP GÜÇ KATSAYISI DÜZELTEN
DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

MERT LAMA

Dr.Öğr.Ü. Tarık ERFİDAN
Danışman, Kocaeli Üniv.

Dr.Öğr.Ü. Mehmet Zeki BİLGİN
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.

Dr.Öğr.Ü. Mustafa Engin BAŞOĞLU
Jüri Üyesi, Gümüşhane Üniv.


.....

.....

.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 16.04.2018

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu çalışma, güç katsayısı düzelten AA-DA yükseltici tip dönüştürücülerin özelliklerini, denetim metotlarını, projelendirme adımlarını teorik ve pratik olarak gerçekleyen bir çalışmadır.

Yüksek lisans öğrenimim boyunca görüşleri ile çalışmalarına katkıda bulunan, karşılaştığım her zorlukta desteğini ve zamanını esirgemeyen hocam Sayın Yrd.Doç.Dr. Tarık ERFİDAN'a teşekkürlerimi sunarım.

Akademik çalışmalarım sırasında, birçok aşamada beni destekleyen Elektrik Mühendisliği Bölümü araştırma görevlilerine teşekkür ediyorum.

Hayatım boyunca bana güç veren en büyük destekçilerim, her aşamada sıkıntılarımı ve mutluluklarımı paylaşan sevgili babam Özgül LAMA ve sevgili annem Sevim LAMA'ya teşekkürlerimi sunarım.

Nisan – 2018

Mert LAMA

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	vi
ÖZET.....	vii
ABSTRACT.....	viii
GİRİŞ	1
1. YÜKSELTİCİ TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN ANALİZİ	3
1.1. Yükseltici Tip DA-DA Dönüştürücülerin Çalışma Prensibi.....	3
1.1.1. Anahtarın iletimde olması.....	4
1.1.2. Anahtarın kesimde olması	5
2. GÜÇ KATSAYISI DÜZELTME(GKD)	9
2.1. Pasif GKD	12
2.2. Aktif GKD.....	13
2.2.1. Aktif GKD denetim yöntemleri	15
2.2.1.1. Tepe akım denetimi	16
2.2.1.2. Ortalama akım denetimi	18
2.2.1.3. Histerisiz denetimi.....	19
2.2.1.4.Süreksiz akım darbe genişlik modülasyonu denetim	20
2.3. Yükseltici Tip GKD Dalgahlık Bileşenleri	21
2.4. Yükseltici Tip GKD Küçük Sinyal Analizi.....	23
2.4.1. Gerilim Döngüsü.....	25
2.4.2. Akım Döngüsü	27
2.5. Yükseltici Tip GKD PSIM ve Smartctrl Ortamında Tasarımı	27
3. BENZETİM SONUÇLARI.....	31
3.1. Yükseltici Tip Dönüştürücünün Benzetimi	31
3.2. Yükseltici Tip GKD Benzetimi	32
4. YÜKSELTİCİ TİP GKD TASARIMI VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	36
4.1. Yükseltici Tip Dönüştürücünün Deneysel Sonuçları	38
4.2. Yükseltici Tip GKD'nin Deneysel Sonuçları.....	39
4.2.1. Çıkış gücünün %65P _n olduğu durum.....	41
4.2.2. Çıkış gücünün %180P _n olduğu durum.....	43
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	45
KAYNAKLAR	47
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	49
ÖZGEÇMİŞ	50

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	Yükseltici tip DA-DA dönüştürücü yapısı.....	3
Şekil 1.2.	Yarı iletken anahtar iletim durumu	4
Şekil 1.3.	Yarı iletken anahtar açık olduğu durumda.....	5
Şekil 1.4.	Anahtarlama sinyali (a), bobin gerilimi (b), bobin akımı(c),kondansatör akımının (d), kondansatör geriliminin (e) değişimi	6
Şekil 2.1.	Basit GKD devre şeması.....	13
Şekil 2.2.	Yükseltici tip GKD devre şeması	14
Şekil 2.3.	Yükseltici tip GKD denetim şeması	14
Şekil 2.4.	Yükseltici tip GKD temel devresi.....	15
Şekil 2.5.	Tepe akım denetimi şeması.....	17
Şekil 2.6.	Ortalama akım denetimi şeması.....	18
Şekil 2.7.	Histerisiz denetim şeması	19
Şekil 2.8.	Süreksiz akım PWM denetim şeması	20
Şekil 2.9.	Yükseltici Tip GKD PSIM modeli	28
Şekil 2.10.	a, b - Akım Döngüsü Bode diagramı(1 -sistem tras. Fonk., 2 - Kapalı döngü trans. Fonk., 3 - çıkış/kontrol trans fonk), c - Nyquist diagramı ve d - birim basamak cevabı.....	29
Şekil 2.11.	a, b - Gerilim Döngüsü Bode diagramı(1 -sistem tras. Fonk., 2 - çıkış/kontrol trans fonk., 3 - Kapalı döngü trans. Fonk.), c - Nyquist diagramı ve d - birim basamak cevabı.....	30
Şekil 3.1.	Yükseltici tip dönüştürücü PSIM modeli.....	31
Şekil 3.2.	Şebeke gerilimi ve şebeke akımı.....	31
Şekil 3.3.	Güç faktörü ve THD	31
Şekil 3.4.	Yükseltici Tip GKD PSIM Modeli	32
Şekil 3.5.	Yükseltici Tip GKD'nin giriş akımının ve giriş geriliminin değişimi	32
Şekil 3.6.	Yükseltici Tip GKD'nin çıkış geriliminin değişimi	33
Şekil 3.7.	Yükseltici tip GKD güç faktörü ve THD değerleri.....	33
Şekil 3.8.	Giriş akımının(I _i) harmonikleri	33
Şekil 3.9.	Yükseltici Tip GKD'nin giriş akımının ve giriş geriliminin değişimi (60Hz).....	34
Şekil 3.10.	Yükseltici Tip GKD'nin çıkış geriliminin değişimi(60Hz).....	34
Şekil 3.11.	Yükseltici tip GKD güç faktörü ve THD değerleri(60Hz)	34
Şekil 3.12.	Giriş akımının ve giriş geriliminin değişimi (%50 yük).....	35
Şekil 3.13.	Yükseltici Tip GKD'nin çıkış gerilimi değişimi(%50 yük).....	35
Şekil 3.14.	Güç faktörü ve THD değerleri(%50 yük)	35
Şekil 4.1.	Yükseltici Tip GKD devre şeması	36
Şekil 4.2.	Ana program akış diyagramı.....	36
Şekil 4.3.	Timer kesmesi alt programı	37
Şekil 4.4.	Yükseltici tip GKD devresi.....	38
Şekil 4.5.	Yükseltici tip dönüştürücü giriş akım ve gerilim dalga şekilleri	38
Şekil 4.6.	Yükseltici tip dönüştürücünün toplam harmonik bozunumu(THD)	39

Şekil 4.7. Yükseltici Tip GKD'nin Giriş akımının giriş gerilimine göre durumu	39
Şekil 4.8. Yükseltici Tip GKD'nin güç faktörü ve THD değerleri.....	40
Şekil 4.9. Giriş akımının FFT analizi.....	40
Şekil 4.10. Giriş Gerilimi(1), giriş akımı(2), çıkış gerilimi(3).....	41
Şekil 4.11. Çıkış gerilimi(1), çıkış akımı(2)	41
Şekil 4.12. Giriş akımının giriş gerilimine göre durumu(%65P _n).....	42
Şekil 4.13. Güç faktörü ve THD değerleri(%65P _n).....	42
Şekil 4.14. Giriş akımının FFT analizi(%65P _n)	43
Şekil 4.15. Giriş akımının giriş gerilimine göre durumu(%180P _n).....	43
Şekil 4.16. Güç faktörü ve THD değerleri(%180P _n).....	44
Şekil 4.17. Giriş akımının FFT analizi(%180P _n)	44



TABLULAR DİZİNİ

Tablo 2.1. EN 61000-3-2 standardı	11
Tablo 2.2. EN 61000-3-2 standardı A sınıfı donanım harmonik sınır değerleri	11
Tablo 2.3. Tasarım parametreleri	27



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

f_s	: Anahtarlama frekansı,(Hz)
$I_{rip,max}$: Maksimum bobin akımı dalgallığı,(A)
I_C	: Kondansatör akımı, (A)
I_D	: Diyot akımı, (A)
I_L	: Bobin akımı, (A)
I_o	: Çıkış akımı, (A)
P_i	: Giriş gücü, (W)
P_o	: Çıkış gücü, (W)
R	: Yük direnci, (Ω)
R_i	: Dönüştürücünün giriş direnci, (Ω)
T	: Anahtarlama periyodu, (s)
t_{off}	: Anahtarın kesimde kaldığı süre, (s)
t_{on}	: Anahtarın iletimde kaldığı süre, (s)
V_i	: Giriş gerilimi, (V)
V_L	: Bobin üzerinde endüklenen gerilim, (V)
V_o	: Çıkış gerilimi, (V)
$V_{rip,p-p}$: Çıkış gerilimi dalgallığı,(V)
$ V_i $: Tam dalga doğrultulmuş giriş gerilimi, (V)
K_{ii}	: Akım kontrolörünün integral kazancı
K_{ip}	: Akım kontrolörünün oransal kazancı
K_{vi}	: Gerilim kontrolörünün integral kazancı
K_{vp}	: Gerilim kontrolörünün oransal kazancı
\hat{I}_o	: Çıkış akımı küçük sinyal modeli
\hat{V}_c	: Denetim gerilimi küçük sinyal modeli
\hat{V}_i	: Giriş gerilimi küçük sinyal modeli
\hat{V}_o	: Çıkış gerilimi küçük sinyal modeli
r_o	: Küçük sinyal modeli direnci
ω	: Açısız frekans, (rad)
ω_{ci}	: Akım kontrolörünün kesim frekansı
ω_{cv}	: Gerilim kontrolörünün kesim frekansı
ω_{line}	: Şebekenin açısız frekansı
ω_{zi}	: Akım kontrolörünün sıfırı
V_c	: Denetim gerilimi
ω_{zv}	: Gerilim kontrolörünün sıfırı

Kısaltmalar

AA	: Alternatif Akım
AGK	: Anahtarlama Güç Kaynağı
CCM	: Continous Current Mode(Sürekli Akım Durumu)
D	: Doluluk Oranı
EMI	: Electromagnetic Interference(Elektromanyetik Girişim)
GF	: Güç Faktörü
GKD	: Güç Katsayısı Düzeltme
THB	: Toplam Harmonik Bozunumu

YÜKSELTİCİ TİP GÜÇ KATSAYISI DÜZELTEN DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

ÖZET

Güç faktörü aktif gücün görünür güce oranıdır. Birim güç faktörünün sağlanması şebeke ve kaynakların en verimli şekilde kullanılabilmesini sağlar. Anahtarlamalı güç kaynakların ve girişinde doğrultucu bulunduran cihazlarda güç faktörünün düzeltilmesi (GKD) uluslararası standartlara göre bir zorunluluktur.

Güç faktörünün düzeltilmesi uygulamalarında sayısal denetim, karmaşık algoritmaların gerçekleştirilmesine olanak sağlamakta, kullanıma esneklik getirmekte ve devre yapısı basitleştirmektedir.

Bu çalışmada AA-DA Yükseltici Tip Güç Katsayısı Düzeltlen Dönüştürücüler ve denetim yöntemleri incelenmiştir. Seçilen ortalama akım denetim yöntemi ile bir AA-DA Yükseltici Tip GKD modellenmesi ve tasarımı PSIM ortamında yapılmıştır, toplam harmonik bozunum (THD) %5'in altında elde edilmiştir. Tasarımı yapılan devre pratik olarak ARM tabanlı STM32F4 Discovery geliştirme kartı ile gerçekleştirilmiş ve sonuçları verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Ortalama Akım Denetimi, Sayısal Denetim, Yükseltici Tip Dönüştürücü, Yükseltici Tip GKD.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF BOOST POWER FACTOR CORRECTION CONVERTER

ABSTRACT

Power factor is defined as the ratio of real power to apparent power. Providing a unit power factor means that the network and resources can be used in the most efficient way. Power Factor CorrectionPFC (Power Factor CorrectionPFC) is a requirement according to international standards in switched mode power supplies and devices with rectifiers at the input.

In the power factor correction applications, digital control allows the implementation of complex algorithms, which leads to flexibility and circuit structure simplification. In this study, Boost PFC Converters and control methods have been studied. The modeling and design of Boost PFC Converter with selected average current control method is done in PSIM environment. The designed circuit is practically implemented on the arm-based STM32f4 and the results were given.

Keywords: Average Current Control, Digital Control, Boost Converter, Boost PFC.

GİRİŞ

Günümüzde elektrik enerjisi farklı alanlarda ve yüklerde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Elektrik enerjisi ile beslenen her türlü cihaz ancak kararlı, temiz bir şebeke gerilimi ile sağlıklı çalışabilir. Bilgisayar ve benzeri özelliklerdeki elektronik cihazların düzgün çalışabilmeleri için standart bir gerilim ile beslenmeleri gerekmektedir. Şebekeler çoğunlukla bu tür cihazların ihtiyaç duydukları temiz ve güvenli enerjiyi sağlayamamaktadır. Şehir şebekeleri birçok yerde gerilim ile ilgili sıçrama, çökme, harmonik bozunum gibi zarar verici kirlilikler içerir.

Kesintisiz güç kaynakları gibi güç elektroniği devreleri bulduran cihazlar, şebekedeki bozuklukları düzelterek bilgisayarların kullanıldığı önemli süreç denetim sistemleri, tıbbi donanım ve benzeri cihazları korur. Ancak neredeyse tüm güç elektroniği devreleri şebekeye harmonikler göndererek ve elektromanyetik etkileşim (Electromagnetic Interference-EMI) üreterek şebeke dalga biçimini bozarlar. Şebeke empedansının sıfır olamaması nedeniyle baradan beslenen yüklerin gerilim dalga şekli bozulur. Bu durum ise hassas donanımları içeren yüklerde çalışma bozukluklarına neden olur. Gerilim dalga şeklinin bozulmasına ek olarak; kayıpların artışı ve ısınma, rezonans nedeniyle iletim ve dağıtım hatlarında aşırı gerilimler, haberleşme ve denetim işaretlerinde girişim ve bozulma gibi sorunlar ortaya çıkar. Bütün bunlara ilave olarak güç elektroniği devreleri şebekede çentikler oluşturur ve tetikleme gecikmesi nedeniyle şebekeden reaktif enerji çeker ve güç faktörünü bozar. Bu etkileri en aza indirmenin yolu, güç elektroniği devreleri tarafından oluşturulan harmoniklerin ve EMI'nin süzülmesidir.

Şebekeye bağlanan ve girişinde doğrultucu bulunan cihazların artmasıyla birlikte birçok ulusal ve uluslararası kurum enerji kalitesini korumak üzere şebekeyi etkileyen akım harmoniklerini sınırlama yoluna gitmişlerdir. Bunun sonucunda çeşitli frekanslarda harmonik akımlarının genliğini ve harmonik gerilim bozulmalarını sınırlayan birçok standart hazırlanmıştır (IEEE-519, EN-61000-3-2). Bu uluslararası standartları sağlayabilmek amacıyla Anahtarlamalı mod güç kaynaklarında (AGK) veya daha büyük güçlü doğrultucu içeren cihazlarda, güç faktörünün düzeltilmesi (GKD) gereklidir[1].

AGK'lerde birim güç faktörünü elde etmek için birçok yöntem kullanılır; ortalama akım denetimi, tepe akım denetimi, histerisiz denetim, lineer olmayan taşıyıcı denetimi bunlardan bazılarıdır. Bu denetim yöntemlerinin çoğu analog devreler ile gerçekleştirilir. Özellikle ortalama akım denetimi oldukça yaygın kullanılmaktadır [2,3].

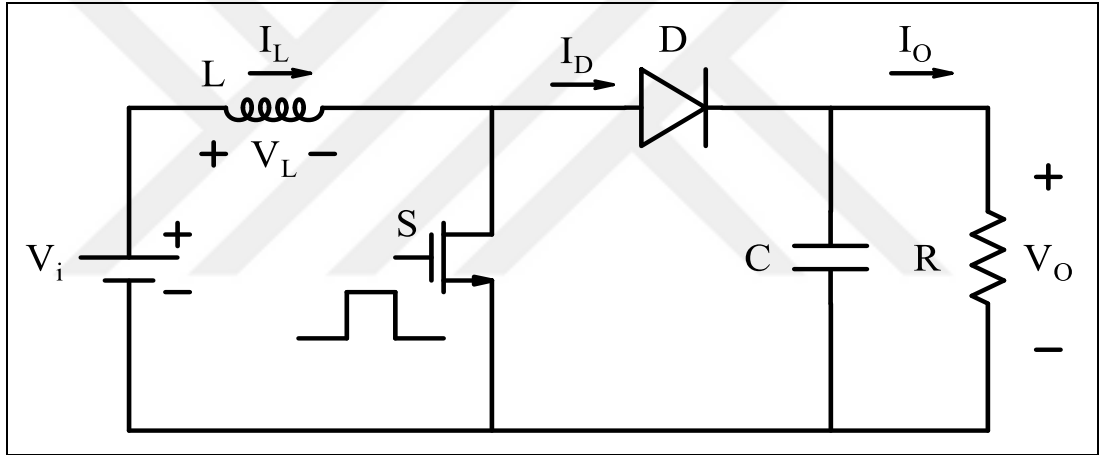
Son yıllarda enerji verimliliği günümüz dünyasının en önemli konularından biri haline gelmiştir. Enerjinin verimli kullanılmasında güç faktörünün düzeltilmesi konusu önemli bir yere sahiptir. Klasik yöntemlere kıyasla (kondansatör ve bobin), elektronik ve denetim devreleri kullanarak güç faktörü düzeltimi yapmak çok daha ucuz ve verimli hale gelmiştir. Aktif GKD devreleri geniş gerilim ve yüklenme değerlerinde güç faktörünü 0,95-0,99 aralığında kararlı bir şekilde tutabilmektedir. Aynı zamanda akım, giriş gerilimiyle aynı fazda olmasından dolayı anahtarlama kaynaklı harmonikleride en düşük seviyede tutar. Bunu klasik güç faktörü düzeltme yöntemleri ile yapmak mümkün değildir ya da çok zor ve maliyetlidir.

1. YÜKSELTİCİ TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN ANALİZİ

Yükseltici tip AA-DA güç katsayısı düzelten dönüştürücülerin, yükseltici tip DA-DA dönüştürücülerden temel devre elemanları olarak farkı bulunmamaktadır.

1.1. Yükseltici Tip DA-DA Dönüştürücülerin Çalışma Prensibi

Giriş uçlarındaki gerilim seviyesini yükselterek çıkış uçlarına aktaran DA-DA dönüştürücü tipidir. Şekil 1.1’ de temel yapısı görülen yükseltici tip DA-DA dönüştürücü yarıiletken anahtar, diyot, bobin ve kapasite elemanlarından oluşmaktadır.



Şekil 1.1. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücü yapısı

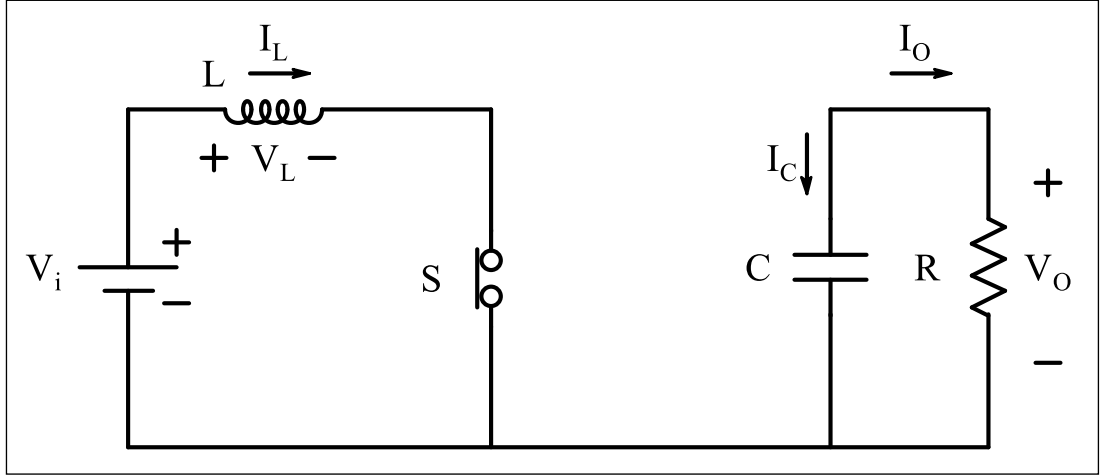
Genel yapı olarak yarıiletken anahtarın açık ya da kapalı olma durumlarına göre L-C elemanlarındaki enerji değişimi prensibine göre çalışmaktadır.

Analiz için, ilk olarak devre elemanlarının ideal olduğu kabul edilir. Buna göre;

- S anahtarı kapalı iken üzerindeki gerilim düşümü sıfırdır,
- S anahtarı, konum değiştirirken üzerinde kayıp oluşmamaktadır.
- D diyodu iletimdeyken üzerindeki gerilim düşümü sıfırdır.
- L bobini ve C kondansatörünün kayıpları ihmal edilmiştir.

Dönüştürücünün analizi için, anahtarın konum değiştirme durumlarına göre L bobini üzerindeki gerilim ve C kondansatöründen geçen akım incelenir.

1.1.1. Anahtarın iletimde olması



Şekil 1.2. Yarı iletken anahtar iletim durumu

Anahtar iletimdeyken eşdeğer devre Şekil 1.2’de gösterildiği gibi olur. Bobin kaynak üzerinden lineer olarak enerji depolamaya başlar.

Bu aralıkta yük, C tarafından beslenir. Gerilim kaynağı bobini besler ve bobin akımının yükselme oranı V_i kaynağına ve L değerine bağlı olarak aşağıdaki gibi değişir.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_i(t) \quad (1.1)$$

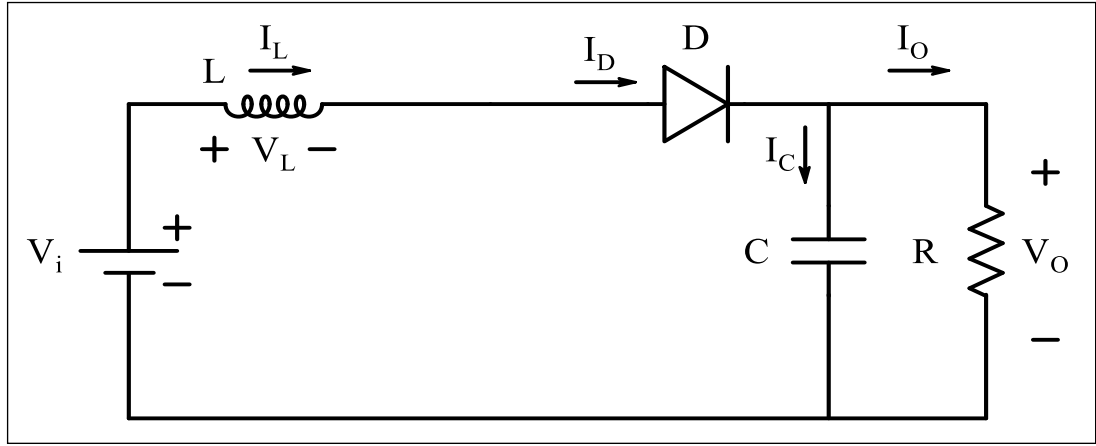
Eğer gerilim kaynağı sabit ise bobin akımının yükselme oranı pozitif ve sabittir. Böylece bobin doyuma gitmez. Bu ifade Denklem (1.2)’de verildiği gibidir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (1.2)$$

Yarı iletken anahtar bir anahtarlama periyodundaki DT aralığı boyunca iletimde kalır ve DT aralığı Δt şeklinde ifade edilebilir. Anahtarın iletim durumunda, bobin akımındaki net yükselme miktarı Denkem (1.3)’te verildiği gibidir.

$$dI_L = \frac{V_i}{L} (DT) \quad (1.3)$$

1.1.2. Anahtarın kesimde olması



Şekil 1.3. Yarı iletken anahtar açık olduğu durumda

Anahtar kesimdeyken eşdeğer devre Şekil 1.3’ de gösterildiği gibi olur. Bu durumda bobin üzerindeki gerilim Denklem (1.4)’te gösterildiği gibi ifade edilir.

$$V_L = V_i - V_o \quad (1.4)$$

Çıkış geriliminin kaynak geriliminden yüksek olduğu durumda ($V_o > V_i$) bobin üzerindeki gerilimin ve akan akımın yönü Denklem (1.5)’ten görüleceği üzere negatif olur.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (1.5)$$

Anahtar kesime sokulduğunda aralık, $(1-D)T$ ile ifade edilir ve bobin içerisinde geçen akım Denklem (1.6)’da görülmektedir.

$$dI_L = \frac{V_i - V_o}{L} (1-D)T \quad (1.6)$$

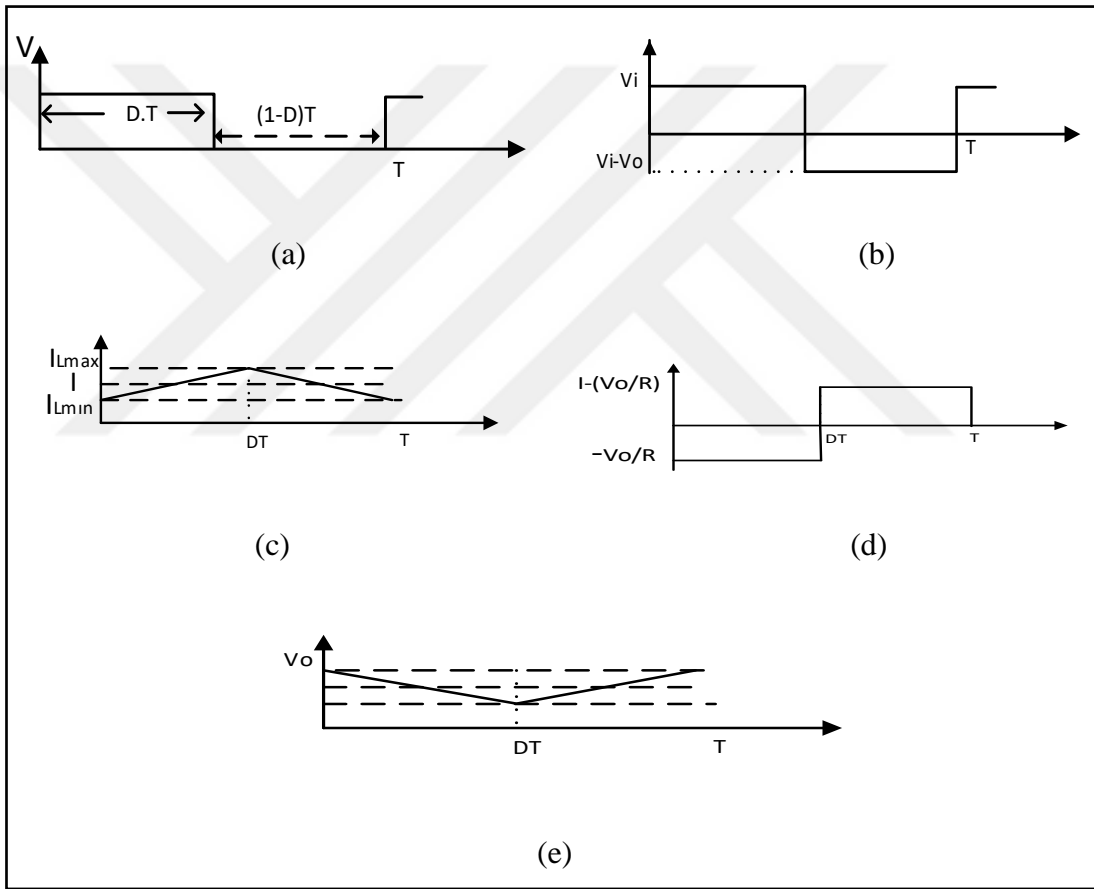
Bir periyottaki akımın net değişimi sıfır olduğundan, eşitlik 1.3 ve eşitlik 1.6’ nın toplamı sıfır olur. Buna göre;

$$\frac{V_i}{L} (D.T) + \frac{V_i - V_o}{L} (1-D)T = 0 \quad (1.7)$$

Denklem (1.7)’nin sadeleştirilmesi ile Denklem (1.8) elde edilmektedir.

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} \quad (1.8)$$

Doluluk oranı(D) $0 < D < 1$ aralığında değişmektedir ve Eşitlik 1.8'den de görüleceği gibi çıkış gerilimi giriş geriliminden yüksek olmaktadır. Bu sebeple, bu devre yükseltici tip dönüştürücü olarak adlandırılır. Çıkış gerilimi en düşük değerini $D=0$ durumunda alır ve çıkış gerilimi giriş gerilimine eşit olur. Doluluk oranı 1 olduğunda çıkış gerilimi sonsuz olmak isteyecektir. Giriş gerilimindeki 5 oranındaki artış çıkış gerilimi için bir sınır olarak kabul edilebilir, daha yüksek oranlarda anahtarlama kayıpların çok artması ve diyot-kondansatör akımları büyük tepe değerlerine çıkabilir.



Şekil 1.4. Anahtarlama sinyali (a), bobin gerilimi (b), bobin akımı(c),kondansatör akımının (d), kondansatör geriliminin (e) değişimi

Bobin üzerindeki gerilim ve akım değişimleri, çıkış gerilim değişimleri, anahtarın açık ve kapalı olma durumu Şekil 1.4'te verilmiştir. Bu değişimler çıkış ve giriş gerilimlerinin kararlı olduğu göz önüne alınarak çizilmiştir.

Çıkış gücü, giriş gücü ifadelerinin kullanılarak, ortalama akım ve bobin akımları bulunabilir.

Çıkış gücü;

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (1.9)$$

Dönüştürücünün kayıpsız olduğu düşünülürse;

$$P_o = P_i \rightarrow \frac{V_o^2}{R_L} = V_i I_L \rightarrow I_L = \frac{V_i}{(1-D)^2 R_L} \quad (1.10)$$

Bobin akımının en büyük (I_{Lmax}) ve en küçük (I_{Lmin}) değerleri;

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_i}{(1-D)^2 R_L} + \frac{(V_i DT)}{2L} \quad (1.11)$$

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_i}{(1-D)^2 R_L} - \frac{(V_i DT)}{2L} \quad (1.12)$$

Sürekli Çalışma için Bobin değerinin bulunması

Sürekli çalışma isteniyorsa $i_{Lmin} > 0$ olmalıdır. $i_{Lmin} = 0$ durumunda sınır çalışma gerçekleşir.

$$I_{Lmin} = 0 = \frac{V_i}{(1-D)^2 R_L} - \frac{(V_i DT)}{2L_{min}} \quad (1.13)$$

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R_L}{2f} \quad (1.14)$$

Kondansatör Değerinin Bulunması

Diyot akımının dalgalılık bileşeninin tamamının kondansatör içerisinden ve ortalama değerinin de yük üzerinden akması gerekmektedir. DT süresi boyunca diyot akımı sıfırdır. Yük akımı kondansatör tarafından sağlanmalıdır.

$$i_c = i_d - i_0 \quad (1.15)$$

$$Q = CV_o \quad (1.16)$$

$$\Delta Q = C \Delta V_o = DT I_0 \quad (1.17)$$

$$\Delta V_o = \frac{DTI_o}{C} = \frac{DTV_o}{RC} \quad (1.18)$$

Dalgalılık oranı;

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (1.19)$$

$$C = \frac{D}{\frac{\Delta V_o}{V_o} Rf} \quad (1.20)$$



2. GÜÇ KATSAYISI DÜZELTME(GKD)

Kompleks güç $S = V.I\angle\phi$ olarak tanımlanır. Kompleks gücün genliği görünür güç olarak adlandırılır ve birimi Volt-Amper'dir. P devrede yararlı işi yapan güç olarak bilinir, aktif güç olarak isimlendirilir ve $P=VI.\cos\phi$ formülüyle ifade edilir. Reaktif Güç $Q= VI.\sin\phi$ formülüyle ifade edilir.

Jeneratör, transformatör, motor gibi elektrikli aygıtların ve iletim hatlarının maliyeti görünür güç ile orantılıdır. Bunun nedeni bu cihazların yalıtım düzeyinin gerilimle, iletken boyutlarının akımla orantılı olmasıdır. Aktif güç P'nin fiziksel bir anlamı vardır. Bu gücün yaklaşık tamamı yararlı işi karşılar, kalan kısmı ise kayıplardır. Oysa reaktif güç sadece elektromanyetik cihazların çalışmasını sağlayan manyetik alanı oluşturur. Gereksiz yere hattı ve iletim aygıtlarını yükleyerek gerilim düşümüne ve kayıplara yol açar. Bu nedenle reaktif gücün mümkün olduğu kadar düşük olması istenir. Böylece yeni bir tanım olan "güç faktörü" ortaya çıkar [1].

Güç faktörü, aktif gücün görünür güce oranı şeklinde ifade edilir. Gerilim ile akım oranı sabit olduğu sürece giriş omik olacak ve güç faktörü 1,0'a yaklaşacaktır. Oran sabit bir değerden sapmaya başladığında, giriş gerilimi ile akım arasında bir faz değişikliği oluşmaya başlayacaktır. Böyle bir durumda, harmonik bozulmalar ve/veya sabit faz değişikliği güç faktörünü azaltacaktır[1].

$$\text{Güç Faktörü(PF)}=P/S= \cos\phi \quad (2.1)$$

Güç faktörü idealde 1,0 olmalıdır. Böylece reaktif güç sıfır olur, aynı güç en düşük akımla çekilir, cihazlardaki ve yüklerdeki kayıplar en aza indirilmiş olur. Eğer yük saf direnç ise, aktif güç ile gerilim ve akımın etkin değerinin çarpımı aynı olacak ve güç faktörü 1,0 olacaktır. Eğer yük saf direnç değilse, güç faktörü 1,0'ın altında olacaktır. Endüktif veya kapasitif reaktans değeri, giriş akım dalga şeklinin giriş gerilim dalga şekline göre faz farkına yol açar. Akım ile gerilim arasındaki faz farkının miktarı yükün hangi derecede reaktif olduğunu gösterir. Eğer reaktans, empedansın küçük bir kısmını oluşturuyorsa, faz değişikliği az olacaktır. Aktif güç faktörü düzelticisi, giriş akımını için, geri besleme sinyallerinde veya denetim döngülerinde, faz değişikliği

sağlayacaktır. AA şebeke akımındaki herhangi bir filtreleme de faz değişikliği oluşturacaktır. Güç elektroniği devreleri, çıkışta doğru gerilim veya farklı frekans ve genlikte alternatif gerilim oluşturur. Güç elektroniği devresi tarafından çekilen hat akımının dalga biçimi sinüsoidal dalga şeklinden farklı olup, kendisini besleyen elektrik şebekesinin gerilimde bozulmaya yol açar. Eğer besleme kaynağı güçlü, yani iç empedansı küçük ise bozulma da küçük olur. Toplam harmonik bozunum (THB), çıkış gerilimlerinin ya da akımın içerdiği harmoniklerin bir ölçüsüdür yani gerilim veya akım dalga şeklindeki bozulmalar toplam harmonik bozulma bağlantısıyla % cinsinden ifade edilir. Akım için toplam harmonik bozunum Denklem (2.2)'de gösterildiği gibidir. Doğrusal yükte %5'den küçük, doğrusal olmayan yüklerde %7,5'den küçük olması gerekir[1].

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_{1,rms}} \quad (2.2)$$

Sinüsoidal olmayan akım durumlarında güç faktörü:

$$PF = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} \cos\varphi \quad (2.3)$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \cos\varphi \quad (2.4)$$

$$DPF = \cos\varphi \quad (2.5)$$

Bir cihazın çalışma güç faktörü; $I_{1,rms}/I_{rms}$ akım oranıyla, akımın temel bileşen güç faktörünün(Displacement Power Factor-DPF) çarpımına eşittir. Akımın temel bileşen güç faktörü $\cos\varphi$ olup (Denklem (2.5)), burada φ açısı akımın temel bileşeninin gerilime göre faz farkını göstermektedir. Güç faktörü bir elektrik tesisinin şebekeden çektiği gücün ne kadar etkin olduğunu gösterir. Şebekeye bağlanan güç elektroniği aygıtlarının artmasıyla birlikte birçok ulusal ve uluslararası kurum enerji kalitesini korumak üzere şebekeye verilen akım harmoniklerini sınırlama yoluna gitmişlerdir. Bunun sonucunda çeşitli harmonik frekanslarında harmonik akımlarının genliğini ve harmonik gerilim bozulmalarını sınırlayan birçok standart ve yönerge oluşmuştur[4].

Avrupa Birliđi standardı olan EN 61000-3-2 standardı faz başına 16A'den küçük, tek fazlı veya üç fazlı yüklerin harmonik akım sınırlarını düzenlemektedir. Tablo 2.1'de bu standarda göre yüklerin sınıflandırılması, Tablo 2.2'de A sınıfı yükler için harmonik sınırlar gösterilmiştir.

Tablo 2.1. EN 61000-3-2 standardı

<p>A sınıfı:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Dengelenmiş üç fazlı donanım • D sınıfında belirlenmiş donanımların dışındaki ev aletleri • Taşınabilir aletlerin dışındaki aletler • Akkor lambalar için ışık zayıflatıcıları <p>Diğer üç sınıfın herhangi birinde tanımlanmayan donanım A sınıfı donanım olarak düşünölmelidir.</p>
<p>B Sınıfı:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Taşınabilir aletler • Mesleki olmayan ark kaynak donanımı
<p>C Sınıfı:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Aydınlatma donanımı
<p>D Sınıfı:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Kişisel bilgisayarlar ve monitörler • Televizyon alıcıları

Tablo 2.2. EN 61000-3-2 standardı A sınıfı donanım harmonik sınır değerleri

Harmonik Derecesi (%n)	İzin verilen maksimum harmonik akımı (A)
Tek Harmonikler	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$2,25/n$
Çift Harmonikler	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$1,84/n$

EN 61000-3-4 standardı ise faz başına 16A'den büyük yükler için harmonik akım sınırlarını düzenlemektedir. IEEE'nin tek fazlı yükler için harmonikleri inceleyen çalışma grubu, akımı 40A'den küçük tek fazlı yükler için benzer bir taslak standart (P1495) geliştirmektedir. Bununla beraber sınırların ne olması konusunda hala bir uzlaşma yoktur[1].

Geleneksel AA/DA veya AA/AA çeviriciler sinüsoidal giriş gerilimini doğrultmak ve filtrelemek için diyot doğrultucu ve kondansatör kullanırlar. Bu durum, giriş akımında yüksek harmoniklere yol açar ve düşük güç faktörüne sebep olur [4].

Tek fazlı şebekeden beslenen DA güç kaynakları gibi güç elektroniği devrelerinin şebekede yol açtığı harmonik bozunumları azaltmak için bir çok yöntem bulunmaktadır. GKD için temel olarak iki teknik bulunmaktadır. Bunlar, pasif GKD ve aktif GKD teknikleridir.

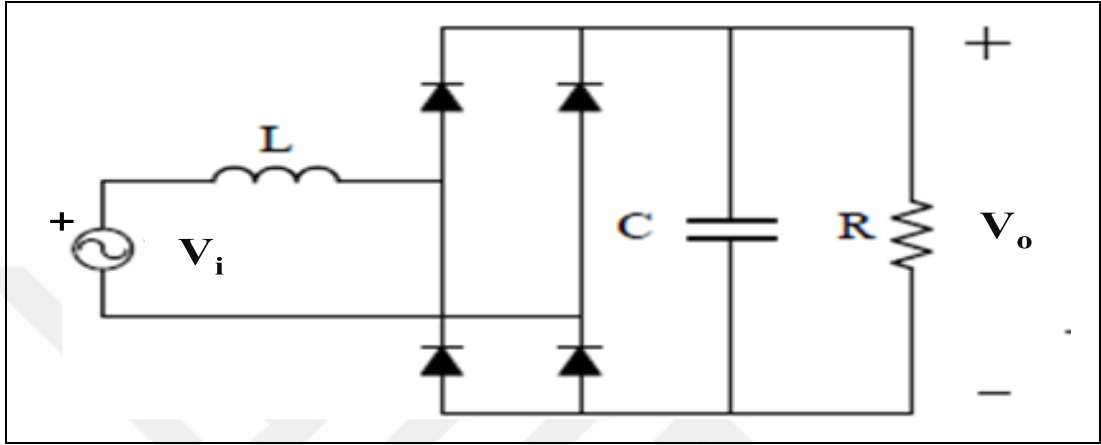
Pasif GKD teknikleri, giriş akım dalga şeklini bobin ve kondansatörlerden oluşan pasif bir giriş filtresi kullanarak düzenler. Şebeke frekansı olan 50 Hz değerinde çalıştığı için pasif filtreler, düşük frekanslı harmonik akımları azaltmak için göreceli olarak büyük sabit değerli bobin ve kondansatörlere ihtiyaç duyarlar. Bu filtreler, frekansa ve yüke duyarlı, sinyali kesme frekansından sonra geçirgen veya kesme frekansından sonra engelleyen devreler kullanır. Pasif filtreler ile 1,0'a yakın güç faktörü elde etmek zordur. Ayrıca, filtrede çok büyük akımlar oluşabilir. Bu olumsuzluklarına rağmen şebeke frekansı, şebeke gerilimi ve yükün sabit olduğu durumlarda pasif yöntem etkin bir GKD çözümdür.

Aktif GKD, pasif GKD devrelerine göre çok daha iyi performans gösterir ve pasif GKD devresine göre küçük, hafiftir ve ucuzdur. Aktif GKD devresi, şebekeden daha yüksek anahtarlama frekansında çalışır, giriş akımı dalga şeklini aktif olarak düzenler, yüksek frekanstaki anahtarlama filtresi, dalga şekli denetimi için giriş akımını geri besleme ile algılar ve çıkış gerilimini regüle etmek için geri besleme denetimi yapar.

2.1. Pasif GKD

Anahtarlama DA güç kaynağı, kesintisiz güç kaynağı, AA ve DA motor sürücülerini gibi birçok güç elektroniği uygulamasında AA/DA çeviricileri şebeke ile yük arasında

bir arayüz oluşturur. En yaygın olarak Şekil 2.1’de gösterilen diyotlu köprü doğrultucu kullanılır. Doğrultucu çıkışı bir doğru gerilim olup bunun ortalama değerinin genliği olan V_o denetim edilemez. V_o çıkış geriliminde bulunan dalgalılığı azaltmak için büyük bir filtre kondansatörü kullanılır. Doğrultucu çıkış gerilimi V_o ve çıkış akımı I_o tek yönlüdür. Bu nedenle enerji akışı daima AA şebekeden DA yönüne doğrudur[1].

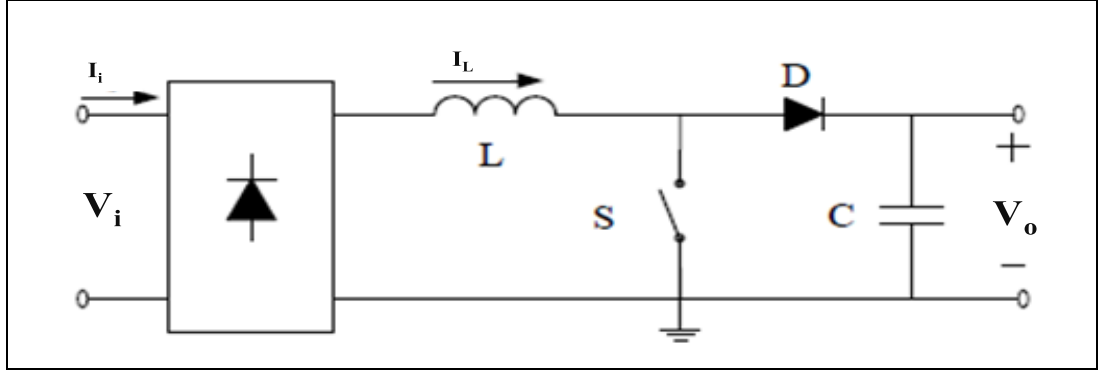


Şekil 2.1. Basit GKD devre şeması

Kontrolsüz bir doğrultucunun şebekeden çektiği akımın dalga biçimini iyileştirmek yani sinüse yaklaştırmak için bobin ve kondansatör kullanılır. En basit yöntem Şekil 2.1’de gösterilen doğrultucunun girişine seri bir L bobinin eklenmesidir. Bu bobin doğrultucunun AA giriş kapısından gördüğü L bobininin değerini arttırarak giriş güç faktörünü büyütür ve harmonikleri azaltır[1].

2.2. Aktif GKD

Şekil 2.2’de verilen devre yardımıyla giriş akımının, gerilimle aynı fazda bir sinüs dalgası biçimine getirilmesi sağlanır. Güç elektroniği çevircisinin seçimi aşağıdaki kriterler doğrultusunda yapılır:

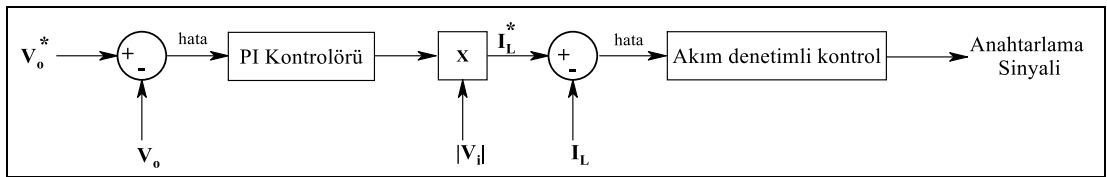


Şekil 2.2. Yükseltici tip GKD devre şeması

Birçok uygulamada tercih edildiği gibi V_o doğru gerilimi giriş geriliminin tepe değerini biraz aşacak bir değerde sabitlenmiştir.

Şebekeden çekilen akımın giriş güç faktörü ideal olarak 1,0 değerindedir ve güç elektroniği devresi şebekeye bir direnç gibi davranmaktadır. Bu durum aynı zamanda enerji akışının şebekeden güç elektroniği devresine doğru yani tek yönlü olduğunu da göstermektedir. GKD devrenin maliyeti, boyutları ve kayıpları olabildiği kadar küçük olmalıdır[1]. Bunu sağlayabilmek içinde anahtarlama frekansı mümkün oldukça yüksek tutulması gerekmektedir.

Yükseltici tip dönüştürücünün girişindeki akımın dalga şeklinin biçimlendirilebilmesi için, dönüştürücünün akım denetimli konumda çalıştırılması gerekmektedir. Şekil 2.3’de geri besleme denetim devresi gösterilmiştir.



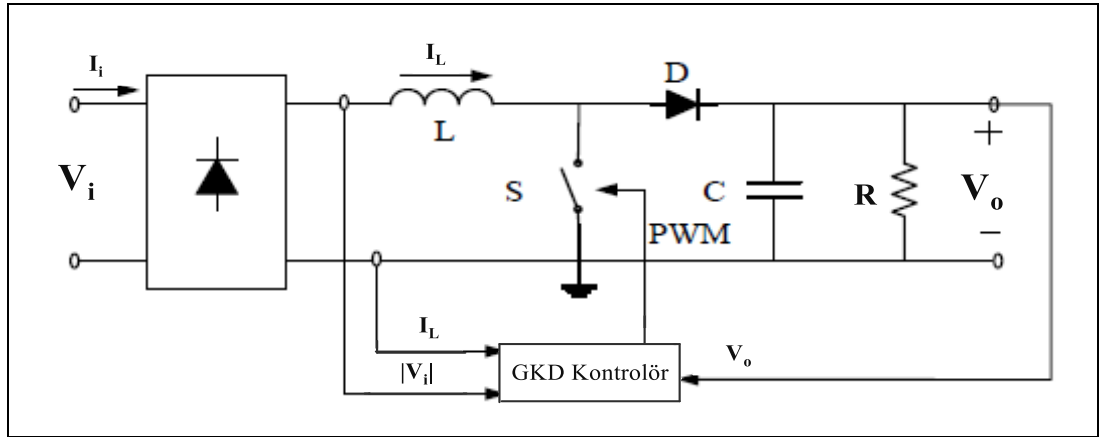
Şekil 2.3. Yükseltici tip GKD denetim şeması

Burada I_L akımının istenen referans değeri I_L^* ile gösterilmiş olup, dalga şekli $|V_i|$ 'nininki ile aynıdır. I_L^* 'nin en büyük değeri, yükün ve giriş geriliminin değişmesine karşın çıkış gerilimi her zaman istenen V_o referans değerinde tutabilmesidir. I_L^* dalga şeklinin elde edilebilmesi için devredeki bir gerilim bölücü üzerinden $|V_i|$ ölçülerek bulunur ve V_o^* ile gerçek V_o arasındaki fark bir kuvvetlendiriciden geçirilerek $|V_i|$ ile çarpılır. Gerçek I_L akımı ise, akımın dönüş yolu üzerine konan bir direnç üzerindeki gerilim düşümünün ölçülmesiyle elde edilir. Yükseltici tip dönüştürücüdeki

yariletken anahtarın durumu, gerçek I_L akımının I_L^* ile karşılaştırılmasıyla belirlenir[1].

2.2.1. Aktif GKD denetim yöntemleri

Elektronik cihazlar tarafından şebekeden çekilen elektrik akımının kalitesi önemlidir. Gerçekte hat akımının yüksek harmonik bozulmalara maruz kalması aynı şebekeye bağlanan farklı yükleride etkiler. Aynı hatta bağlanan yüklerde EMI problemleri oluştururken, düşük güç faktörü şebekeden fazla güç çekmekte, verimin azalmasına ve iletim hatlarının gereksiz yüklenmesine sebep olurlar. Köprü diyot ve filtre kondansatörü ile oluşturulan standart doğrultucunun performansı kabul edilemeyecek seviyededir. Bu nedenle, güç faktörünü iyileştirecek arayüz sistemlerinin geliştirilmesi önemlidir. Kusursuz bir GKD, çıkışta ideal doğru gerilim sağlarken girişte direnç etkisi göstermelidir. Bu durumda için, çevirici şebekeden sinusoidal akım çekmelidir. Bunun için genelde uygun bir sinusoidal referansa ihtiyaç duyulur. Denetim'in amacı, giriş akımının bu referans akımını mümkün olduğunca yakın şekilde takip etmesinin sağlanmasıdır. GKD uygulamalarında en yaygın topoloji Şekil 2.4'de denetleyici ile birlikte gösterilen yükseltici tip topolojidir[1].



Şekil 2.4. Yükseltici tip GKD temel devresi

Denetleyici i_L giriş akımını, referansa göre biçimlendirecek şekilde anahtarı sürerken, tam köprü diyot doğrultucu AA/DA çevrimi gerçekleştirmektedir. Çıkış kondansatörü, giriş gücü darbelerini üzerine alarak çıkış gerilimi V_o 'da dalgalanmaların küçük olmasını sağlamaktadır.

Yükseltici tip dönüştürücü bobin, anahtar, diyot ve kondansatörden oluşan sade bir topolojidir ve farklı denetim teknikleri ile giriş akımının bozulmasını azaltır ve neredeyse 1,0'a yakın güç faktörü sağlar. Ayrıca, çıkış kondansatörü verimli bir enerji saklama elemanıdır. Bu topolojinin temel dezavantajları[1]:

- 1) Büyük çıkış kondansatörünün şarj olması için gereken yüksek başlangıç akımlarının oluşması,
- 2) Şebeke ile yük arasında doğrudan bağlantı yapılması nedeniyle, aşırı yük ve kısa devre durumları için akım sınırlama özelliğinin olmaması,
- 3) Giriş ve çıkış katlarının yalıtılması amacıyla trafo eklenmesinin zorluğu,
- 4) Çıkış geriliminin giriş gerilimi tepe değerinden her zaman yüksek olmasıdır.

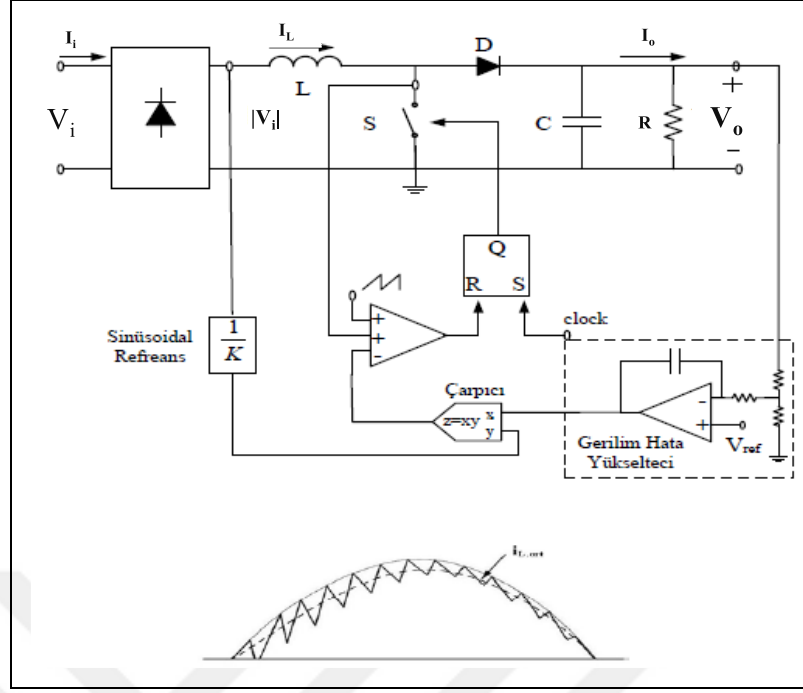
Yukarıda belirtilen sınırlamalara rağmen, yükseltici tip topoloji ile oluşturulmuş GKD'ler literatürde yaygın şekilde önerilmektedir. Bunun nedeni ise yükseltici tip GKD'nin çıkışına bir Düşürücü Tip Dönüştürücü(buck converter) yada Fly-back Dönüştürücü eklenerek çok verimli ve esnek güç kaynaklarının tasarlanabilmesine imkan vermesidir.

Yükseltici tip GKD için çeşitli denetim yöntemleri geliştirilmiştir. En yaygın denetim teknikleri; tepe akımı denetimi, ortalama akım denetimi, histerisiz denetimi ve sınır çizigisi denetimidir[5-11].

2.2.1.1. Tepe akım denetimi

Tepe akım denetleyici temel şeması, tipik giriş akımı dalga şekli ile birlikte, Şekil 2.5'de gösterilmiştir.

Görüldüğü gibi, yarıiletken anahtar sabit frekansla, bobin akımı sinusoidal akım referansına ulaştığı zaman kesime sokulur. Bu referans değeri genelde doğrultulmuş hat geriliminin (V_d) ölçeklenmiş değeri ile, akım referans genliğini belirleyen gerilim hata yükseltici çıkış değerinin çarpılması ile elde edilir. Böylece referans sinyali, güç faktörünün 1,0 olmasını sağlayacak şekilde, şebeke gerilimi ile orantılı ve senkronizedir.



Şekil 2.5. Tepe akım denetimi şeması

Şekil 2.5’de, dönüştürücü sürekli akımı modunda (Continuous Current Mode - CCM) çalışır. Sürekli giriş akımı için, köprü diyotları şebeke frekansında çalışabilirler. Diğer yandan serbest geçiş diyodunun ani kapanması, kayıpları ve anahtarlama gürültülerini artırır. Çözümün avantajları ve dezavantajları aşağıda özetlenmiştir[8].

Avantajları

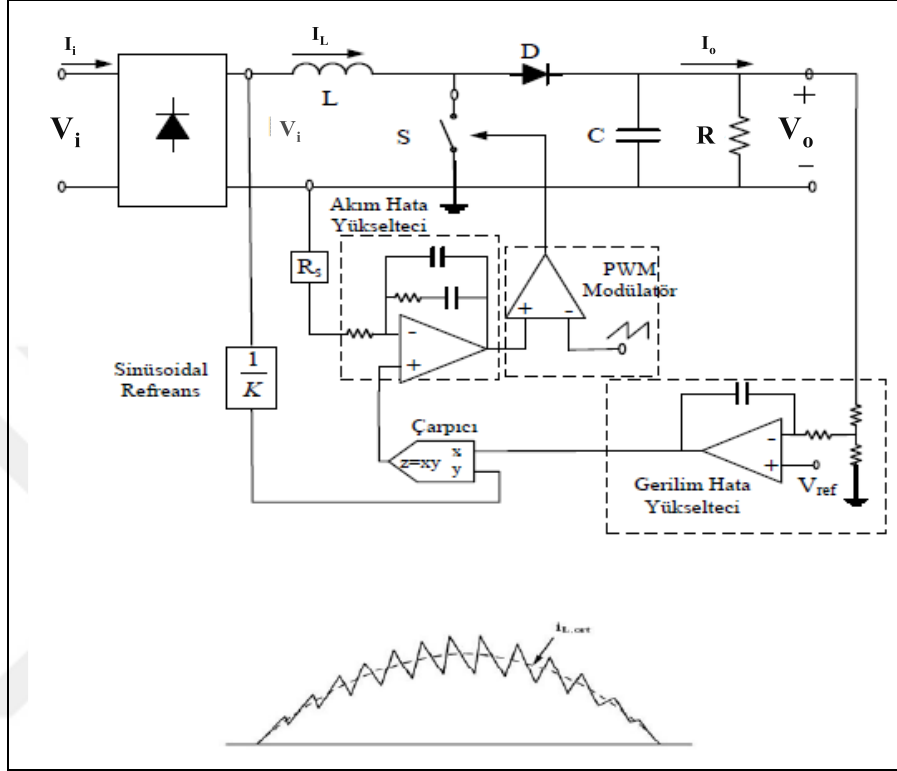
- 1) Sabit anahtarlama frekansı.
- 2) Sadece anahtar akımının algılanması ve bunun bir akım trafosuyla yapılabilmesi ile algılama direncinden kaynaklanacak kayıpların olmaması,
- 3) Akım hata yükseltecisine ve Dalga genişlik modülasyonuna ihtiyaç olmaması,
- 4) Gerçek anahtar akım denetimi yapılabilmesidir.

Dezavantajları

- 1) %50 üzerindeki doluluk oranı (duty-cycle) oranlarında alt harmonik salınımların olması,
- 2) Yüksek hat gerilimlerinde ve düşük yüklerde giriş akımı bozulumu olması durumunda bu değer artması,
- 3) Anahtarlama gürültülerine karşı denetimin duyarlı olmasıdır.

2.2.1.2. Ortalama akım denetimi

Daha iyi giriş akımı dalga şekli sağlayabilen diğer bir metot Şekil 2.6'da gösterilen ortalama akım denetimidir.



Şekil 2.6. Ortalama akım denetimi şeması

Burada gerilim hata yükselticinin çıkışı sinüsoidal referans ile çarpılarak bir referans akım elde edilir, bobinden geçen akımla karşılaştırılan referans akım, akım hata yükselticiden geçerek filtrelenir ve dalga genişlik modülatöründen geçerek anahtarlama sinyalini oluşturur. Bu denetim yönteminde de dönüştürücü sürekli iletim modunda(CCM) çalışır[7].

Avantajları

- 1) Sabit anahtarlama frekansı,
- 2) Akım filtrelemesi nedeniyle denetimin anahtarlama gürültülerine karşı daha az duyarlı olması,
- 3) Şebeke geriliminin sıfır geçişinde teorik olarak doluluk oranı 1,0'e kadar arttırılabilir. Bu da, şebeke gerilimini her noktasında, giriş akımını daha düzgün

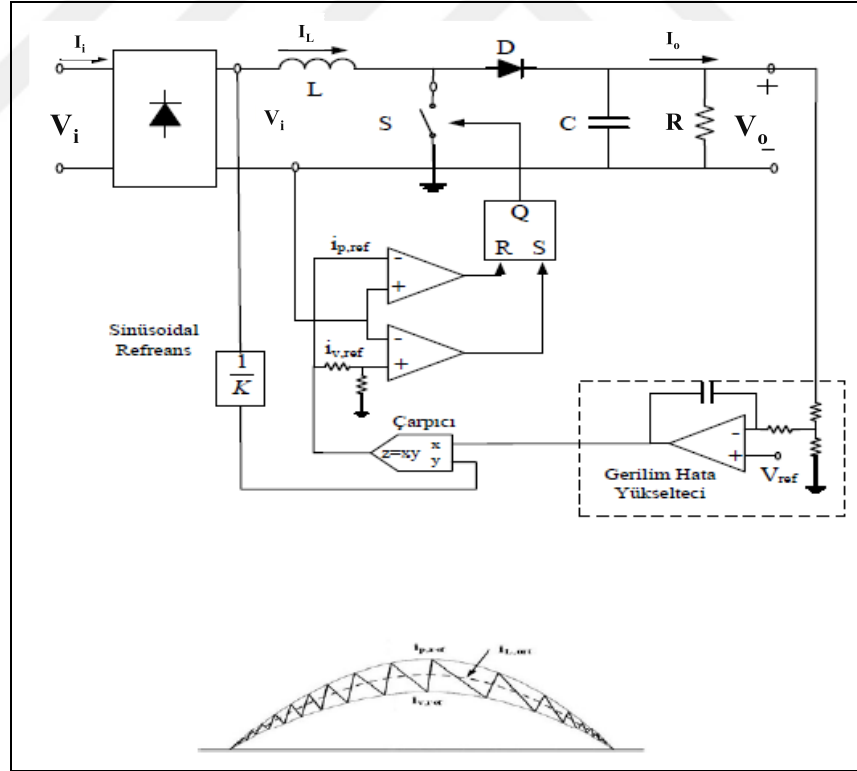
şekillendirmeyi sağlar. Ayrıca tepe akım denetimi için elde edilenden daha iyi giriş akım dalga şekillerinde elde edilmesini sağlar.

Dezavantajları

- 1) Bobin akımının algılanması zorunluluğu,
- 2) Akım hata yükselticine ihtiyaç olmasından dolayı tasarımın zorluğu.

2.2.1.3. Histerisiz denetimi

Şekil 2.7’de iki sinüsoidal akım referansının oluşturulduğu bir tip denetim gösterilmiştir. Bu referans sinyallerinden bir tanesi bobin akımı tepe değeri ($i_{p,ref}$) diğeri de taban ($i_{v,ref}$) değeridir. Bu denetim tekniğine göre, bobin akımı $i_{v,ref}$ değerinin altına düştüğünde anahtar açılır, $i_{p,ref}$ değerinin üzerine çıktığında anahtar kapanır, böylece değişken frekans denetimi değeri arttırılmış olur. Bu denetim tekniğinde de çevirici CCM konumunda çalışır[9].



Şekil 2.7. Histerisiz denetim şeması

Avantajları

- 1) Dalga genişlik modülasyonuna ihtiyaç duyulmaması,

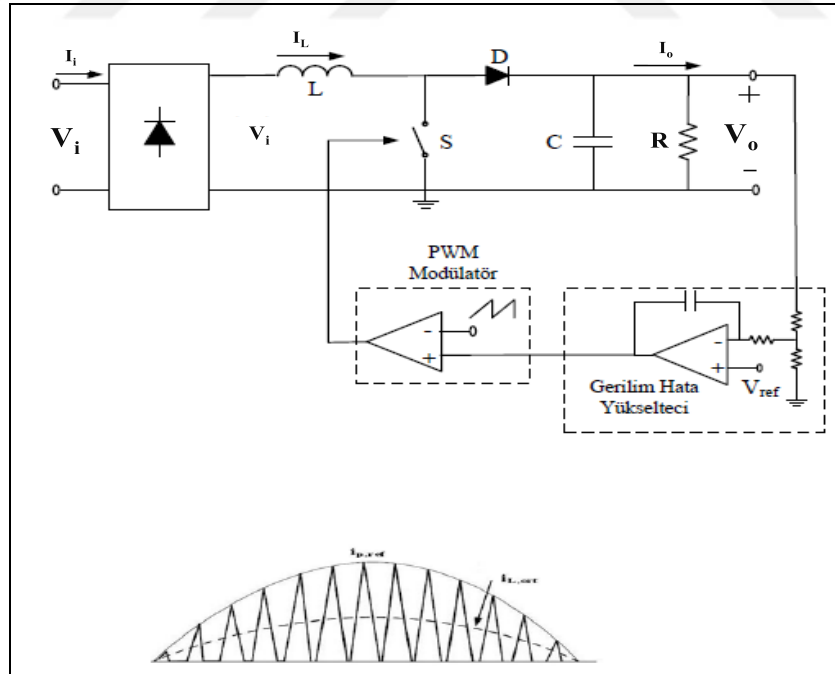
- 2) Akım hata yükseltecine ihtiyaç duyulmaması,
- 3) Anahtar akımı algılandığı için, bu değer sınırlandırılabilir.

Dezavantajları

- 1) Değişken anahtarlama frekansı,
- 2) Bobin akımı sıfır geçişinin tespit edilebilmesi amacıyla bobin geriliminin algılanmasının zorunluluğu,
- 3) Anahtar akımı algılaması yapan denetleyiciler için, denetimin anahtarlama gürültülerine duyarlı olması.

2.2.1.4. Süreksiz akım darbe genişlik modülasyonu denetimi

Bu yaklaşım ile dahili akım döngüsü tamamen devre dışı kalır, böylece anahtar sabit zamanlamada ve frekansta çalışır (Şekil 2.8). Çevirici süreksiz iletim konumunda çalışırken, bu denetim tekniği, flyback, Cuk ve Sepic gibi çevirici teknolojileri kullanıldığında, güç faktörünün 1,0 olmasını sağlar. Yükseltici tip GKD'de kullanıldığında bu teknik hat akımında harmonik bozulmalara yol açar[1].



Şekil 2.8. Süreksiz akım PWM denetim şeması

Avantajları

- 1) Sabit anahtarlama frekansı,
- 2) Akım algılanmasına ihtiyaç olmaması,
- 3) Basit PWM denetimidir.

Dezavantajları

- 1) Diğer denetim metotlarına göre devre elemanlarında yüksek akım değerleri,
- 2) Yükseltici tip dönüştürücü topolojisi ile kullanıldığında giriş akımının diğer denetim metotlarına göre bozuk olması.
- 3) Giriş akımın süresiz olması.

Bu çalışmada anahtarlama frekansının sabit olması, giriş akımını neredeyse tamamen düzeltilbilir olması, giriş gerilimindeki genlik ve frekans değişimlerine ve yük değişimlerine cevap verebilmesi nedeni ile ortalama akım denetimi kullanılmıştır.

2.3. Yükseltici Tip GKD Dalgalılık Bileşenleri

Dönüştürücünün bobin akımı ve çıkış gerilimi dalgalanmalarını belirleme yolları vardır ve bu denklemler GKD topolojisinin çalışması hakkında daha derin bir anlayış sağlar. Bundan sonra, anahtarlama periyodu sabit kabul edilecektir; Böylece “sabit frekans modu” olarak adlandırılan şekilde çalışılacaktır. Akı dalgalılığı için bazı varsayımlar vardır: bir anahtarlama çevrimi sırasında V_o çıkış gerilimi ve giriş gerilimi $|V_i|$ sabit kabul edilecektir. Tepeden-tepeye dalgalılık daha sonra bir anahtarlama çevrimi sırasında türev olarak tarif edilebilir; Böylece, anahtarın iletimde olduğu zamanda;

$$t_{on} = \frac{LI_{rip}}{|V_{in}|} \quad (2.6)$$

Anahtarın kesimde olduğu zaman;

$$t_{off} = \frac{LI_{rip}}{V_o - |V_{in}|} \quad (2.7)$$

Dönüştürücünün sürekli iletim modunda olduğu varsayıldığından, anahtarlama frekansı şu şekilde tanımlanabilir;

$$f_s = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \quad (2.8)$$

Böylece, yukarıdaki üç denklemi kullanarak, aşağıdaki türetilebilir

$$I_{rip} = \frac{(V_o - |V_i|)|V_i|}{f_s L V_o} \quad (2.9)$$

ve bu fonksiyon bir maksimuma sahiptir.

$$I_{rip,max} = \frac{V_o}{4f_s L} \quad (2.10)$$

Çıkış voltajının dalgalanması da elde edilebilir ve bu güç dengesi denklemlerine bakarak yapılır. Giriş ve çıkış gücü her an sabit kabul edilir. Giriş gücü Denklem (2.11)'de gösterildiği gibi tanımlanabilir;

$$P_i(t) = V_i I_i - V_i I_i \cos 2\omega t \quad (2.11)$$

Çıkış gücü ise Deklem (2.12)'de gösterildiği gibi tanımlanır.

$$P_o(t) = V_o I_d(t) \quad (2.12)$$

V_o 'nun yeterince büyük bir çıkış kondansatörünün varlığı nedeniyle sabit olduğu varsayılmaktadır. Diyot akımı ise aşağıda tanımlanmıştır.

$$i_d(t) = I_o + i_c(t) = \frac{V_i I_i}{V_o} - \frac{V_i I_i}{V_o} \cos(2\omega t) \quad (2.13)$$

ve I_d ortalama değeri:

$$I_d = I_o = \frac{V_i I_i}{V_o} \quad (2.14)$$

Böylece, kondansatör akımı

$$i_c(t) = -\frac{V_i I_i}{V_o} \cos(2\omega t) = -I_d \cos(2\omega t) \quad (2.15)$$

ve integralinin alınıp kondansatör değeri ile bölünmesinden sonra çıkış gerilimi dalgalılığı bulunabilir.

$$V_{o,ripple} \approx -\frac{I_d}{2\omega C} \sin 2\omega t \quad (2.16)$$

Burada ω hat geriliminin açısai frekansı ve C çıkışı kondansatördür. Dalgalanma büyüklüğü çıkış kondansatörü arttırılarak azaltılabilir.

2.4. Yükseltici Tip GKD Küçük Sinyal Analizi

Yükseltici tip dönüştürücünün küçük sinyal analizinin yapılması çıkış geriliminin kontrolü için önemlidir. Ridley (1989) yükseltici tip güç katsayısı düzelten devrelerin ortalama akımının yarım periyot üzerinden modellenmesini önermektedir. Modelin temeli güç eşitliğine ve bazı varsayımlara dayanmaktadır. İlk olarak, bir anahtarlama çevrimi sırasında gerilimin sabit olduğu varsayılır. Bu varsayım anahtarlama frekansının, giriş geriliminin doğrultulmuş sinüs dalgasından çok daha yüksek olması nedeniyle geçerlidir ve bu süre içinde gerilimdeki değişim ihmal edilebilir düzeydedir. İkinci varsayım, akımın “ölçeklenmiş giriş gerilimini” izlemesidir. Bu analizin temeli güç dengesi denklemlerinden gelir[5].

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad (2.17)$$

V_i ve I_i , sırasıyla giriş gerilimi ve akımının RMS-değerleridir; V_o , çıkıştaki DA gerilimi ve I_o ortalama çıkış akımıdır. Ayrıca, "hat referanslı" denetim, giriş akımının, doğrultulmuş gerilimin ölçeklenmiş halini izlemesidir, giriş akımı şu şekilde yazılabilir.

$$I_i = \frac{V_i \cdot V_c}{k} \quad (2.18)$$

Doğrultulmuş gerilimin ölçekleme faktörü k 'dır. Yukarıdaki bağıntılar Ridley (1989) tarafından “akım denetim kanunu” olarak adlandırılmaktadır. Sürekli hal dönüşüm oranı(M) Denklem (2.19)'da tanımlanmıştır.

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \sqrt{\frac{V_c \cdot r_o}{k}} \quad (2.19)$$

r_o “küçük sinyal direnci” olarak aşağıdaki gibi gösterilir.

$$r_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (2.20)$$

Bu temel tanımlamalar ile birlikte Denklem (2.17) ve (2.18)'in, ihmallerle birlikte çıkış akımının kararlı DA çalışma noktası etrafındaki küçük sinyal modeli Denklem (2.21)'deki ifade ile bulunur.

$$\hat{I}_o = \frac{2.M}{r_o} \hat{V}_i + \frac{V_i^2}{k.V_o} \hat{V}_c - \frac{1}{r_o} \hat{V}_o \quad (2.21)$$

Burada ($\hat{}$) işareti küçük sinyal parametresini göstermektedir. Benzer şekilde Denklem (2.18) kullanarak giriş akımının küçük sinyal modeli de aşağıdaki gibi bulunur.

$$\hat{I}_i = \frac{V_i}{k} \hat{V}_c + \frac{M^2}{r_o} \hat{V}_i \quad (2.22)$$

Bu denklemler kullanılarak sistemin küçük sinyal transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde bulunur.

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_c} = g_c \frac{r_o // Z}{1 + sCr_o // Z} \quad (2.23)$$

Burada Z çıkış empedansı ve C ise çıkış kondansatörüdür. Bu çıkış empedansı, yükün tipine bağlı olarak iki farklı şekilde modellenebilir. Ridley (1989), saf direnç yükü için küçük sinyal direncinin yük direncine eşit olduğunu iddia eder. Diğer durum GKD'nin bir başka dönüştürücüye bağlanmasıdır. Bu duruma çıkış empedansının, dönüştürücünün giriş empedansına eşit olduğu “sabit güç yükü” denir.

$$R_i = r_o = - \frac{V_o}{I_o} \quad (2.24)$$

Bu varsayımlar ile, iki yük senaryosu için GKD modelleri oluşturulabilir. Direnç yükü için, kontrol-çıkış transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_c} = g_c \frac{R}{2 + sCR} \quad (2.25)$$

Burada R yük direncidir.

Sabit güç yükü için transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = g_c \frac{1}{sC} \quad (2.26)$$

Yukarıdaki Denklem(2.25) ve (2.26) için g_c sabiti aşağıdaki tanımlanır.

$$g_c = \frac{V_i}{kM} \quad (2.27)$$

Akımın transfer fonksiyonunun çıkarılabilmesi için, bobin akımının doluluk oranına bağlı denkleminin türevi alınır.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} d + \frac{(V_i - V_o)(1-d)}{L} \quad (2.28)$$

Burada, V_i doğrultulmuş giriş gerilimi, V_o çıkış gerilimi ve L bobinin indüktasıdır. Bir anahtarlama periyodunda gerilimler sabit kabulü ile her iki tarafın Laplace'ı alınırsa aşağıdaki ifade bulunur.

$$i_L = \frac{(V_i - V_o + V_o d)}{sL} \quad (2.29)$$

i_L ve d 'nin DA çalışma noktasının etrafında, V_i ve V_o 'ın da sabit olduğunu varsayılarak küçük sinal transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_o}{sL} \quad (2.30)$$

Bu küçük sinyal modelleri, kompensatör tasarım süreci için önemlidir.

2.4.1. Gerilim Döngüsü

Yükseltici tip GKD devresinin gerilim ve akım kompensatörüne ait parametreleri bulmak için, Başlık 2.4'ün küçük sinyal modelleri kullanılır. Gerilim kompanzatoründe, transfer fonksiyonunun kazancı, farklı hat koşulları altında değiştiği için yaklaşımda farklı öneriler vardır.

Gerilim açık döngüsü aşağıdaki gibi modellenir.

$$T_v = G_{vc} K_{vp} \quad (2.31)$$

Burada G_{vc} , V_o/V_c (2.26) oranının küçük sinyal analizidir, yükün sabit bir güç yükü olduğu varsayılır. K_{vp} , Gerilim PI-kontrolörünün kazancıdır. Daha sonra bu denklem istenen kesme frekansı için 1 (0dB) olarak ayarlanarak; denklem (2.32) elde edilir.

$$K_{vp} = \frac{\omega_{cv} \cdot C}{g_c} = \frac{\omega_{cv} \cdot CkM}{V_{in}} \quad (2.32)$$

Burada ω_{cv} , kompensatörün istenen kesme frekansı, C çıkış kondansatörü, k giriş gerilimi ölçekleme faktörü, M dönüşüm oranı ve V_i , giriş gerilimidir. Aktif GKD için gerilim denetleyicisinin kesme frekansı genellikle hat frekansının $1/4 - 1/2$ 'si seçilir.

Ridley (1989) tarafından önerilen başka bir öneriye göre, kompensatörün “yüksek frekans kazancı” (K_{vp})'nin aşağıdaki gibi olmalıdır,

$$K_{vp} = \frac{\omega_{line} CkM_{min}}{2V_i^{max}} \quad (2.32)$$

Burada M_{min} , Denklem (2.19) 'dan dönüşüm oranı ve k doğrultulmuş gerilimin ölçekleme sabitidir.

Ayrıca, gerilim kompensatör sıfırı ω_{zv} Denklem (2.33)'deki gibi hesaplanır.

$$\omega_{zv} = \frac{2}{CR} \quad (2.33)$$

Saf direnç yükü için, gerilim kompensatörünün sıfırı, geçiş frekansı 3'e eşit olarak ayarlanabilir[6] veya giriş geriliminin geniş bir aralıkta değişimi varsa, Ridley (1989) tarafından önerilen yönergelere uyulabilir.

Gerilim kontrolörü sürekli durum için aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$H_v(s) = K_{vp} + \frac{K_{vi}}{s} \quad (2.34)$$

Burada K_{vp} oransal kazanç ve K_{vi} integral kazancıdır.

$$K_{vi} = K_{vp} \omega_{zv} \quad (2.35)$$

2.4.2. Akım Döngüsü

Akım kontrolörü, yukarıdaki gerilim kontrolörü ile benzer şekilde elde edilebilir. Akım açık döngü kazancı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_i = G_{id} \cdot K_{ip} F_m \quad (2.36)$$

Burada, G_{id} , akım döngüsünü transfer fonksiyonu, K_{ip} akım PI kontrolörünün oransal kazancıdır. F_m ise 1'e ayarlanan modülatör kazancıdır. Çünkü akım kontrolörünün çıkışı 1 olduğunda, doluluk oranı % 100 olmalıdır. Sistemin istenen kesim frekansı için Denklem (2.36) 1'e (0dB) eşitlenirse oransal kazanç Denklem (2.37)'da gösterildiği gibi olur:

$$K_{ip} = \frac{\omega_{ci} L}{V_o} \quad (2.37)$$

Burada, w_{ci} kompanseörün kesme frekansı olup genellikle 50-60Hz sistemlerde 2-8kHz arasında seçilir. Buna bağlı olarak w_{zi} (kompanseörün sıfırı) 1/10 oranında bir değere ayarlanır. Akım kompanseörü aşağıdaki gibidir.

$$H_i(s) = K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s} \quad (2.38)$$

Burada K_{ip} oransal ve K_{ii} integral kazançtır.

$$K_{ii} = K_{ip} \omega_{zi} \quad (2.39)$$

2.5. Yükseltici Tip GKD PSIM ve Smartctrl Ortamında Tasarımı

Bu çalışmada, seçilen devre parametreleri Tablo 2.3'de verilmiştir. Tüm hesaplamalar ve tasarımlar Tablo 2.3'e göre yapılmıştır.

Tablo 2.3. Tasarım parametreleri

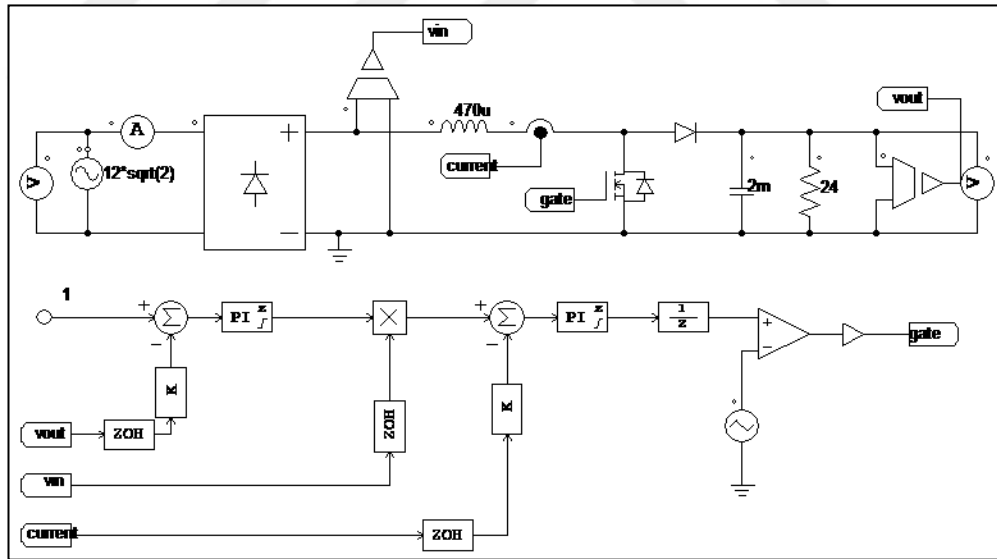
PARAMETRELER		DEĞERLER
Giriş Gerilimi(RMS)	V_i	12V
Çıkış Gerilimi	V_o	24V
Anahtarlama Frekansı	f_s	50Khz
Nominal Yük(R)	R	24Ω

Benzetim için gerekli kondansatör ve bobin değerleri Denklem (2.10) ve (2.15) denklemleri üzerinden hesaplanmış Denklem (2.40) ve (2.41)'te gösterilmiştir[6]. Çıkış gerilimi dalgalılığı 1,5V ve maksimum bobin akım dalgalılığı ise 0,25 A olarak seçilmiştir.

$$C=2 \frac{I_o}{2 \cdot \omega_{line} \cdot V_{rip,p-p}} = \frac{1A}{2 \cdot 2\pi \cdot 50Hz \cdot 1,5V} \cong 2000\mu F \quad (2.40)$$

$$L= \frac{V_o}{4 \cdot f_s \cdot I_{rip,max}} = \frac{24V}{4 \cdot 50KHz \cdot 0,25A} \cong 470\mu H \quad (2.41)$$

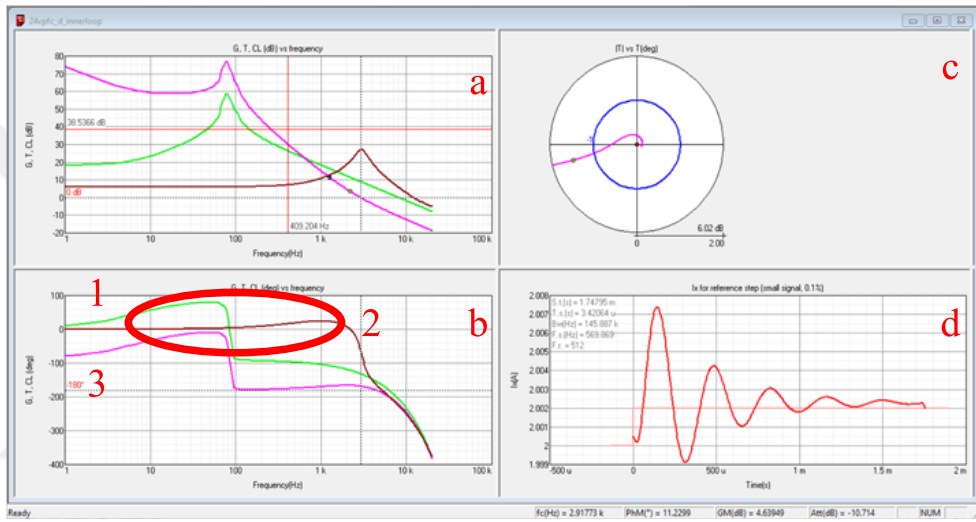
Yükseltici tip GKD'nin PSIM ortamındaki ayırık modeli Şekil 2.9'da gösterilmiştir. Burada PSIM'in tercih edilmesindeki bir sebep bölüm 2'de gösterilen modellemelerden türetilen formülleri, tasarımda yapılan her değişiklik için tekrar işleme zorunluluğundan kurtarıyor olmasıdır. Bir diğer avantajı ise tasarlanmış olduğumuz denetim döngülerinin bode ve nyquist diyagramların anlık olarak görüntüleyebiliyor ve başarılı bir tasarımın yapılmasını sağlıyor olmasıdır.



Şekil 2.9. Yükseltici Tip GKD PSIM modeli

Yükseltici tip GKD'nin kontrol döngüleri tasarlanırken ilk olarak iç kısımda bulunan akım döngüsü tasarlanır. Bunun için sisteme PSIM'de AC Sweep uygulanarak sistemin frekans cevabı oluşturulur. Bu frekans cevabı PSIM'in bir alt programı olan Smartctrl programına gönderilerek akım döngüsü parametreleri bu program üzerinde oluşturulur.

Akım döngüsü için hızlı bir denetim sistemine ihtiyacımız vardır. Bunu sağlayabilmek için 100-120 Hz civarında sabit kapalı döngü kazanımına sahip olmalıyız (doğrultulmuş gerilim giriş frekansı). Şekil 2.10'de elips içinde gösterildiği üzere kapalı döngü transfer fonksiyonunu (b-2) eğrisinin bunu sağladığını görmekteyiz. Fakat tasarlanan kontrolörün ayırık zamanda tasarlaması uygulanan sinyalin cevabının gecikmesini de içerdiğinden dolayı yüksek frekanslarda bu kararlılık bir miktar bozulmuştur ve buda kontrolörün birim cevabına yansımıştır. Fakat, akım kontrolörü sisteminin akımı şekillendirmek için yeterince hızlı çalışmasını sağlamaktadır.



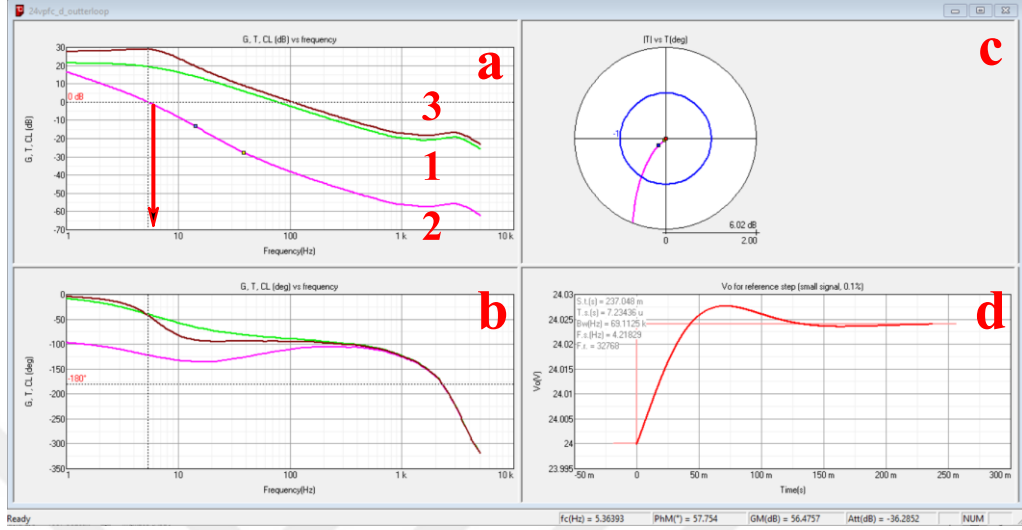
Şekil 2.10. a, b - Akım Döngüsü Bode diagramı(1 -sistem tras. Fonk., 2 - Kapalı döngü trans. Fonk., 3 - çıkış/kontrol trans fonk), c - Nyquist diagramı ve d - birim basamak cevabı.

Yukarıdaki bilgiler doğrultusunda akım döngüsü PI Kontrolörünün kesme frekansı ($f_c = 2,91\text{kHz}$) ve Faz Marjı ($\text{PhM} = 11,2^\circ$), yukarıda verilen bilgiler doğrultusunda seçilmiştir.

Akım döngüsünün tasarlanmasından sonra siteme gerilim döngüsü eklenerek tekrar PSIM'de AC Sweep analizi uygulanarak sistemin frekans cevabı elde edilir. Bu frekans cevabı Smartctrl programına gönderilerek gerilim döngüsü parametreleri bu program üzerinde oluşturulur.

Şekil 2.11'da gösterildiği gibi, gerilim döngüsü için yavaş bir denetim sistemine ihtiyaç vardır. Bunu sağlayabilmek için 50-60Hz civarında, kazancı sönümlenen bir denetim sistemi gerekmektedir, Şekil 2.11'de ok ile gösterilen frekansla başlamak üzere,

çıkış/kontrol transfer fonksiyonunda (b-2) eğrinin giderek sönümlendiği genlik-frekans bode diyagramında bu görülebilmektedir.



Şekil 2.11. a, b - Gerilim Döngüsü Bode diagramı(1 -sistem tras. Fonk., 2 - çıkış/kontrol trans fonk., 3 - Kapalı döngü trans. Fonk.), c - Nyquist diagramı ve d - birim basamak cevabı.

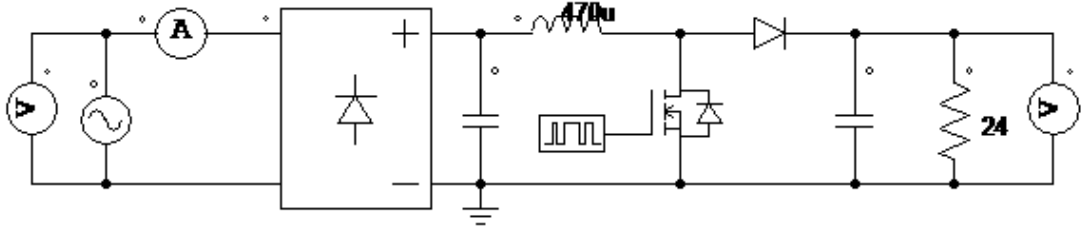
Yukarıdaki bilgiler doğrultusunda gerilim döngüsü PI Kontrolörünün kesme frekansı ($f_c = 5,36\text{Hz}$) ve Faz Marjı ($\text{PhM} = 57^\circ$), yukarıda verilen bilgilere göre seçilmiştir.

3. BENZETİM SONUÇLARI

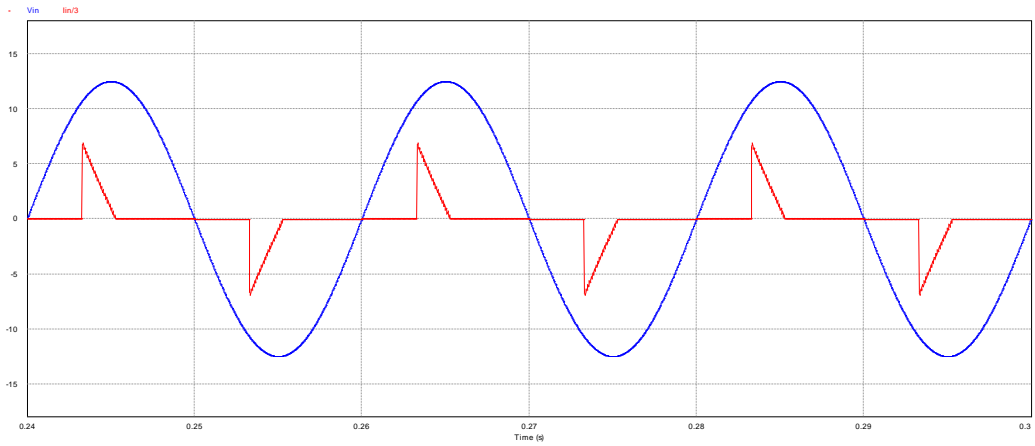
PSIM ortamında tasarlanan Yükseltici Tip GKD'nin performansını görebilmek için öncelikle tam köprü doğrultucu ile beslenen yükseltici tip dönüştürücünün giriş akımı dalga şekillerine ve harmoniklerine bakmak doğru olacaktır.

3.1. Yükseltici Tip Dönüştürücünün Benzetimi

PSIM ortamında modellenen tam köprü doğrultucu ile beslenen yükseltici tip dönüştürücü Şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Yükseltici tip dönüştürücü PSIM modeli



Şekil 3.2. Şebeke gerilimi ve şebeke akımı

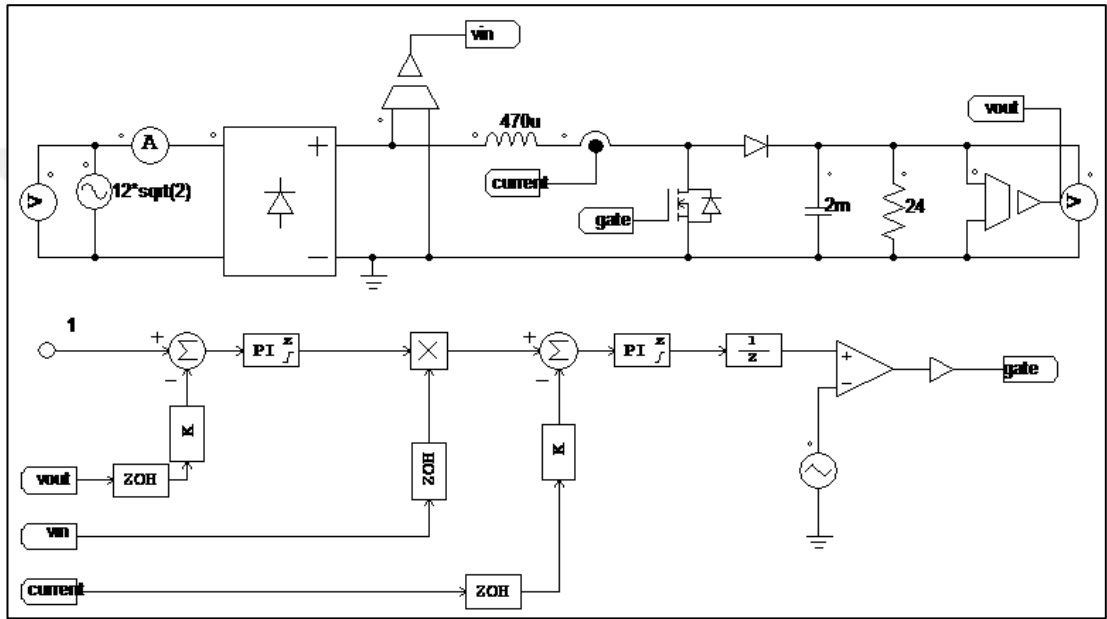
Power Factor		THD	
Time From	2.400000e-001	Fundamental Frequency	5.000000e+001 Hz
Time To	3.000250e-001	lin	7.8279824e-001
lin/3 vs. Vin	5.1231903e-001	Vin	2.3558717e-003

Şekil 3.3. Güç faktörü ve THD

Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'te görüldüğü üzere klasik bir doğrultucunun şebekeden çektiği akımın güç faktörü yaklaşık 0,51 iken toplam harmonik bozunumu(THD)'u %78,2 olmaktadır.

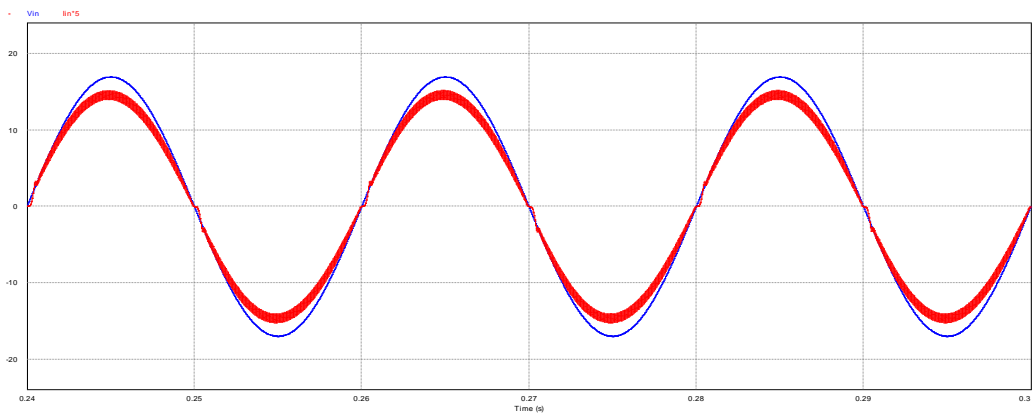
3.2. Yükseltici Tip GKD Benzetimi

Seçilen parametrelere göre tasarlanan yükseltici tip GKD ve kontrol sistemi modeli Şekil 3.4'de gösterilmiştir.

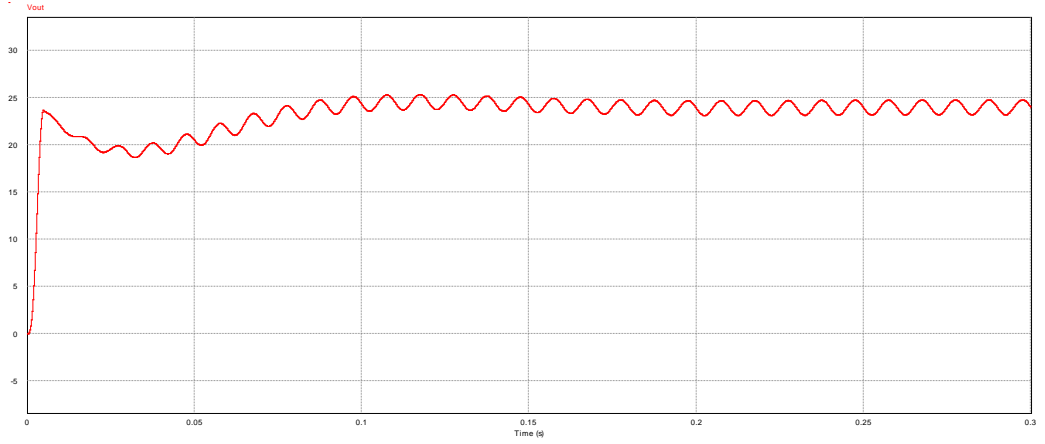


Şekil 3.4. Yükseltici Tip GKD PSIM Modeli

Tasarlanan denetim sistemi ile, kaynaktan çekilen akımın, gerilime uygun olarak değişim gösterdiği ve çıkışta istenen gerilimin elde edildiği, Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'dan görülmektedir.



Şekil 3.5. Yükseltici Tip GKD'nin giriş akımının ve giriş geriliminin değişimi

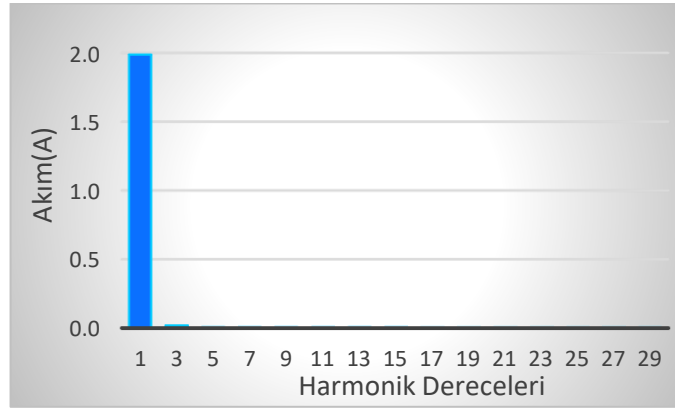


Şekil 3.6. Yükseltici Tip GKD'nin çıkış geriliminin değişimi

Yükseltici tip dönüştürücüye GKD eklenmesi ile güç faktörü 0,999, THD %3,71 değerlerine iyileştirildiği Şekil 3.7 üzerinde görülmektedir. Giriş akımındaki harmonikler ise Şekil 3.8 ile gösterilmiştir.

Power Factor		THD	
Time From	2.3999976e-001	Fundamental Frequency	5.0000000e+001 Hz
Time To	3.0000003e-001	Vin	-1.#IND000e+000
Vin vs. Iin*5	9.9912775e-001	Iin*5	3.7138888e-002

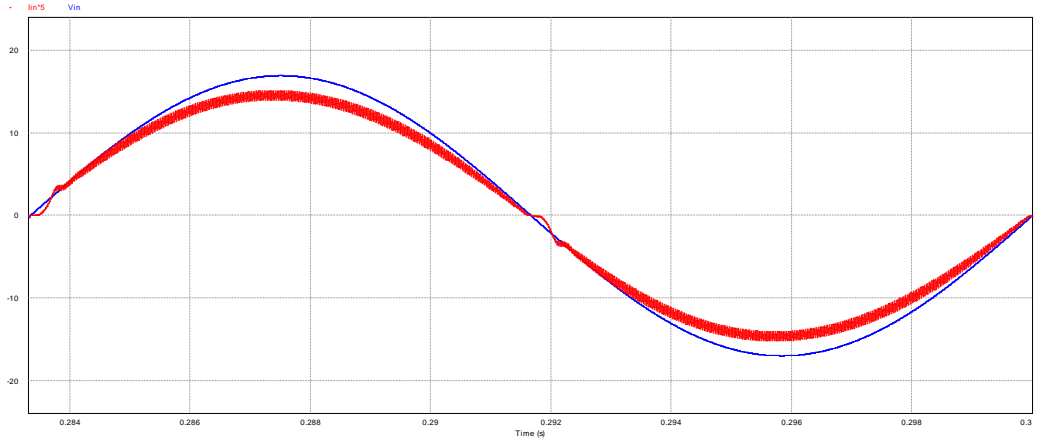
Şekil 3.7. Yükseltici tip GKD güç faktörü ve THD değerleri



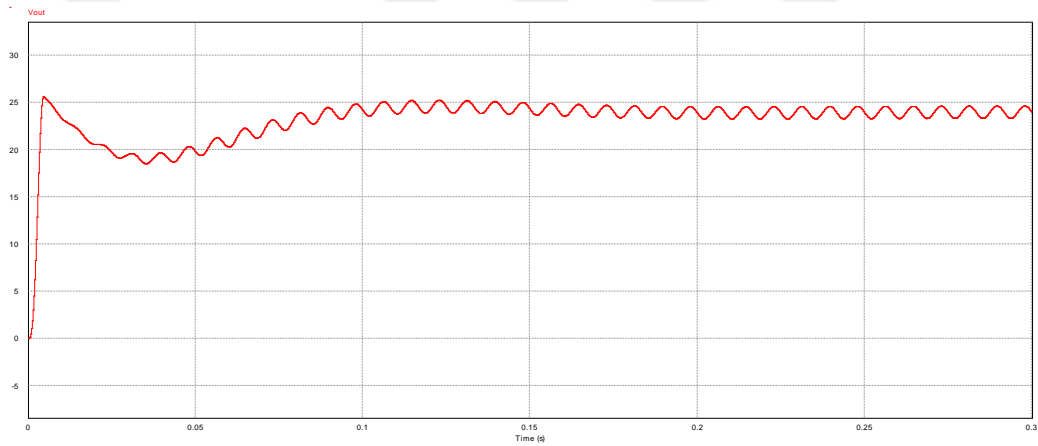
Şekil 3.8. Giriş akımının (I_i) harmonikleri

Tasarlanan denetim sisteminin sağladığı esneklikler şunlardır;

1) Sistem giriş gerilimini örnekleme sayesinde giriş gerilimindeki genlik ve frekans değişimlerine tamamen cevap verebilir durumdadır. Frekansın 60Hz olması durumu için sistemin verdiği cevaplar; giriş gerilim ve akımı Şekil 3.9, çıkış gerilimi Şekil 3.10, güç faktörü ve THD Şekil 3.11'da olmak üzere aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.9. Yükseltici Tip GKD'nin giriş akımının ve giriş geriliminin değişimi (60Hz)

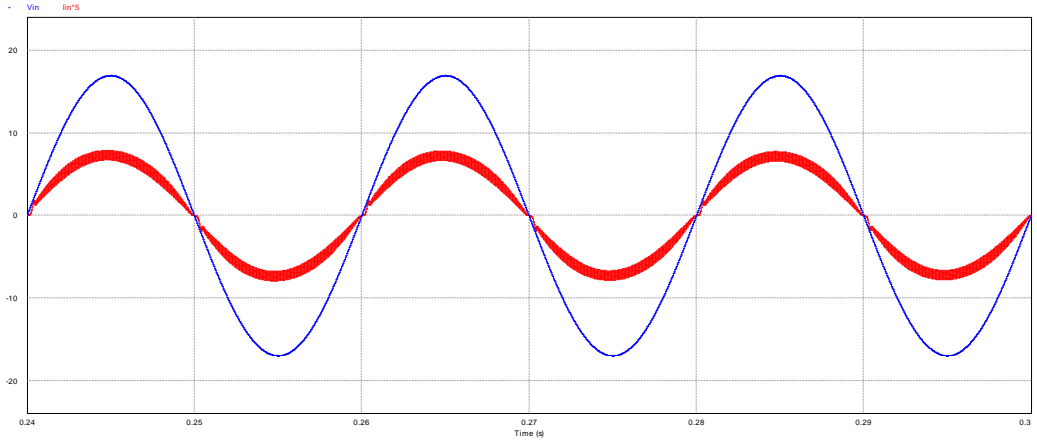


Şekil 3.10. Yükseltici Tip GKD'nin çıkış geriliminin değişimi(60Hz)

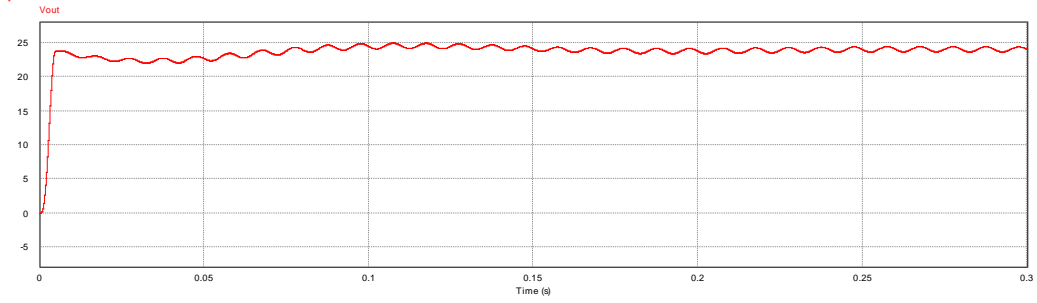
Power Factor		THD	
Time From	2.4999975e-001	Fundamental Frequency	6.0000000e+001 Hz
Time To	3.0000003e-001	Iin*5	3.7948299e-002
Iin*5 vs. Vin	9.9905564e-001	Vin	-1.#IND000e+000

Şekil 3.11. Yükseltici tip GKD güç faktörü ve THD değerleri(60Hz)

2) Sistem çıkış yükünün değişimine anlık olarak cevap verebilir. Yük direnci 48Ω yapılarak yük yarıya düşürülmesi durumunda; giriş gerilim ve akımı Şekil 3.12, çıkış gerilimi Şekil 3.13, güç faktörü ve THD Şekil 3.14'da verilmiştir. Şekil 3.14'ten anlaşılacağı üzere nominal güçten düşük güçlerde THD bozunumu artarak %7 seviyesine ulaşmıştır. Benzer şekilde nominal güçten yüksek güçlerde de THD bozunumu azalmaktadır, fakat bu değişim aynı miktarda değildir. %50 güç azalımı için THD bozunumu %3-4 artarken, aynı miktarda güç artışı söz konusu olduğunda %0,5-1 oranında azalmaktadır.



Şekil 3.12. Giriş akımının ve giriş geriliminin değişimi (%50 yük)



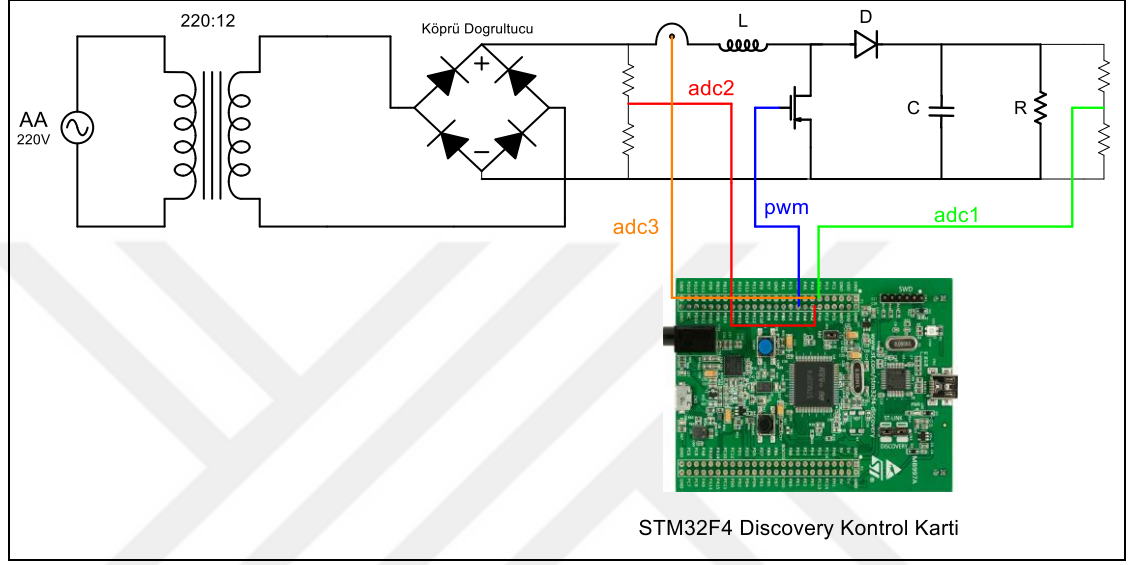
Şekil 3.13. Yükseltici Tip GKD'nin çıkış gerilmi değişimi(%50 yük)

THD		Power Factor	
Fundamental Frequency	5.0000000e+001 Hz	Time From	2.3999976e-001
Iin*5	7.0387925e-002	Time To	3.0000003e-001
Vin	-1.#IND000e+000	Iin*5 vs. Vin	9.9685453e-001

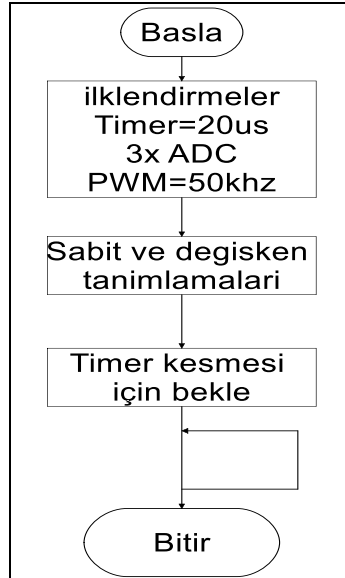
Şekil 3.14. Güç faktörü ve THD değerleri(%50 yük)

4. YÜKSELTİCİ TİP GKD TASARIMI VE DENEYSEL SONUÇLAR

Yükseltici tip GKD devresinin tasarımında Şekil 4.1’deki sistem esas alınmış, tasarım ve pratik çalışmalar buna uygun olarak gerçekleştirilmiştir.

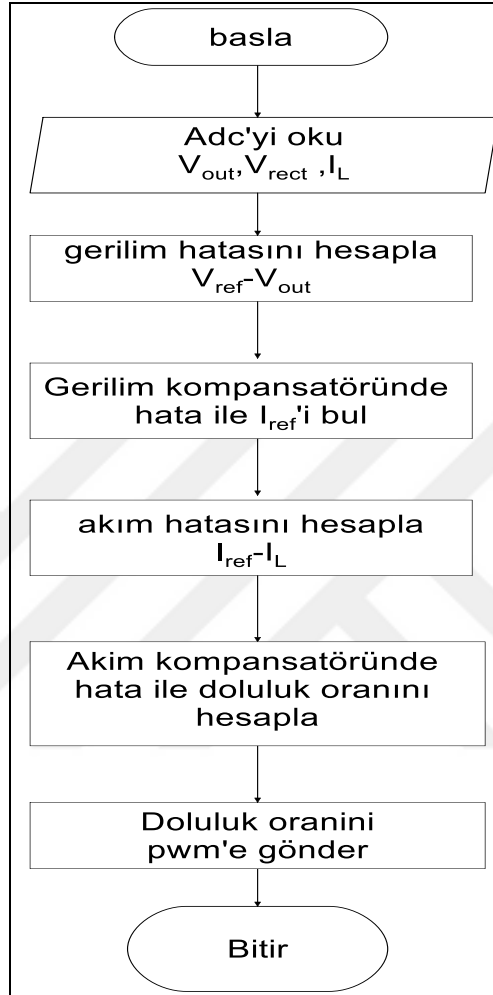


Şekil 4.1. Yükseltici Tip GKD devre şeması



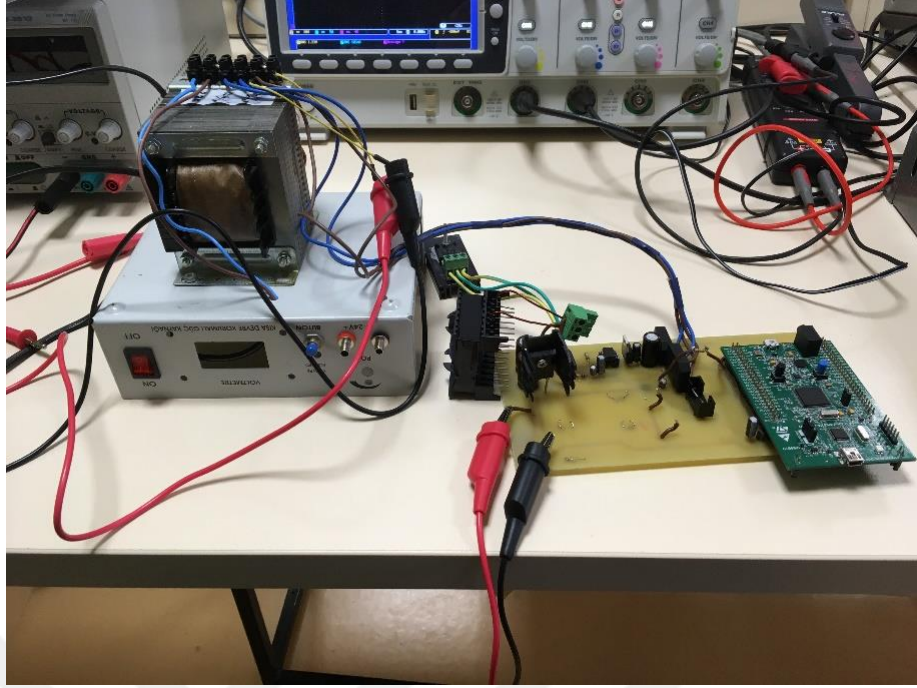
Şekil 4.2. Ana program akış diyagramı.

Bu çalışmada yükseltici tip GKD'nin denetimi için arm tabanlı STM32F4 Discovery kullanılmıştır. Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te gösterilen akış diyagramlarına uygun olarak bu işlemciye göre yazılım geliştirilmiştir.



Şekil 4.3. Timer kesmesi alt programı

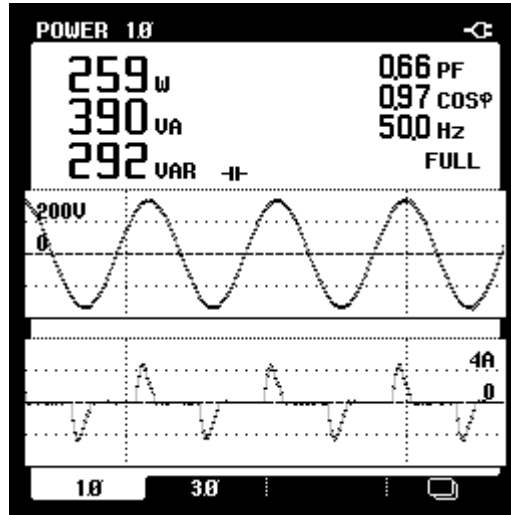
Şekil 4.1'deki şemaya uygun olarak gerekli tüm donanımlarıyla beraber geliştirilen yükseltici tip GKD devresine ait görsel Şekil 4.4'te gösterilmiştir.



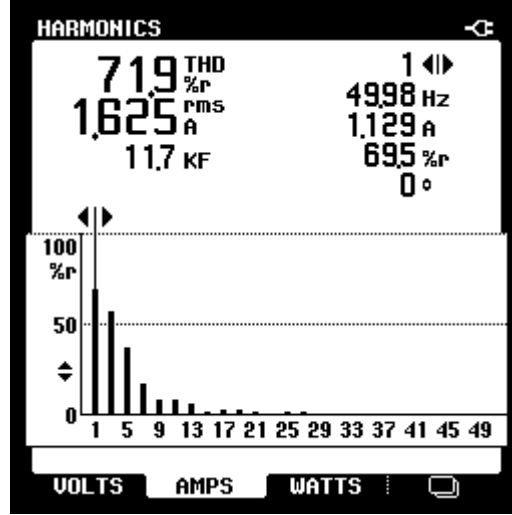
Şekil 4.4. Yükseltici tip GKD devresi

4.1. Yükseltici Tip Dönüştürücünün Deneysel Sonuçları

Benzetim kısmında olduğu gibi yükseltici tip GKD'nin avantajlarının irdelenebilmesi için öncelikle tam köprü doğrultucu ile beslenen yükseltici tip dönüştürücünün giriş akımı dalga şekilleri ve harmonikleri verilmelidir.



Şekil 4.5. Yükseltici tip dönüştürücü giriş akım ve gerilim dalga şekilleri

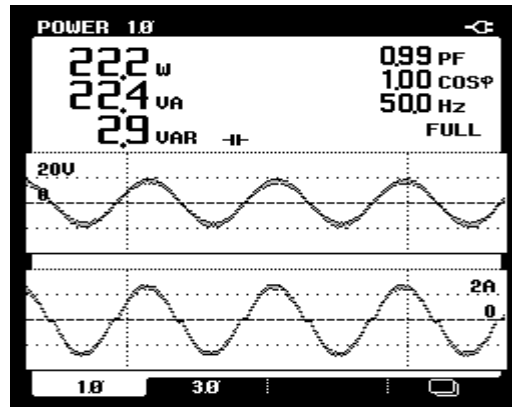


Şekil 4.6. Yükseltici tip dönüştürücünün toplam harmonik bozunumu(THD)

Şekil 4.5'te görüldüğü üzere şebekeden çekilen akımlar Şekil 4.3'te gösterilen benzetim sonuçları ile yaklaşık olarak benzerdir. Güç faktörü 0,66 değerinde ve toplam harmonik bozunum(THD) ise Şekil 4.6'da görüldüğü üzere %71,9'dur. Bu harmonik bozunum aynı şebekeye bağlı hassas cihazlar içinde tehlike arz etmektedirler.

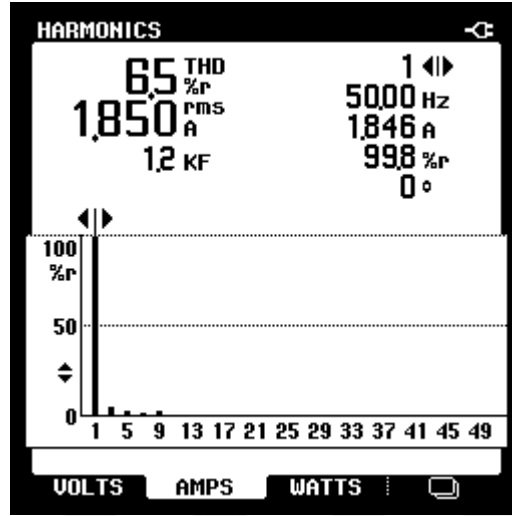
4.2. Yükseltici Tip GKD'nin Deneysel Sonuçları

Bu bölümde yükseltici tip GKD'nin benzetim kısmında irdelen giriş akım, gerilim ve toplam harmonik bozunum gibi parametreleri deneysel olarak elde edilmiştir. Şekil 4.7'de görüldüğü üzere yükseltici tip GKD giriş gerilimine uygun olarak giriş akımını şekillendirmiş ve güç faktöründe 0,998 değerini sağlayarak benzetim sonuçlarına oldukça yakın sonuç elde edilmiştir.

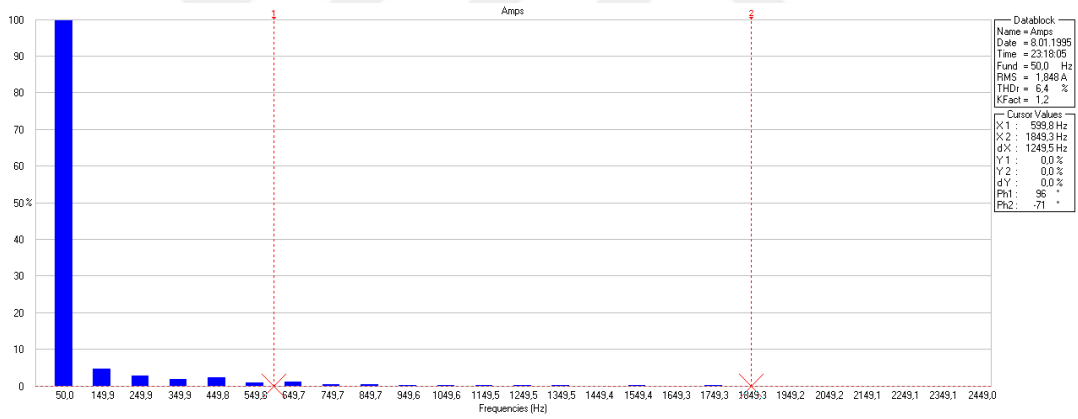


Şekil 4.7. Yükseltici Tip GKD'nin Giriş akımının giriş gerilimine göre durumu

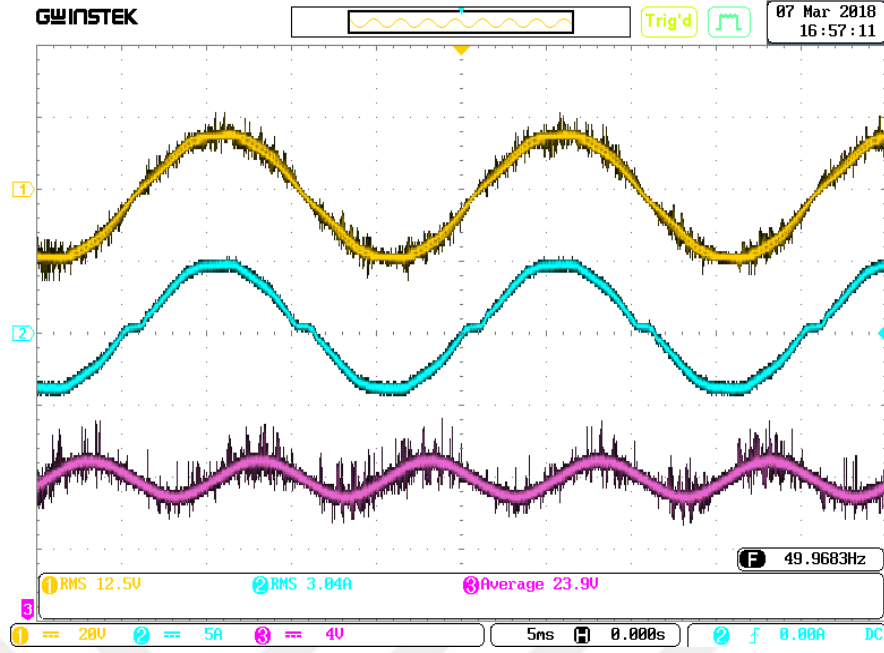
Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’da görüldüğü üzere yükseltici tip GKD’nin THD’si %6,5 elde edilmiştir.



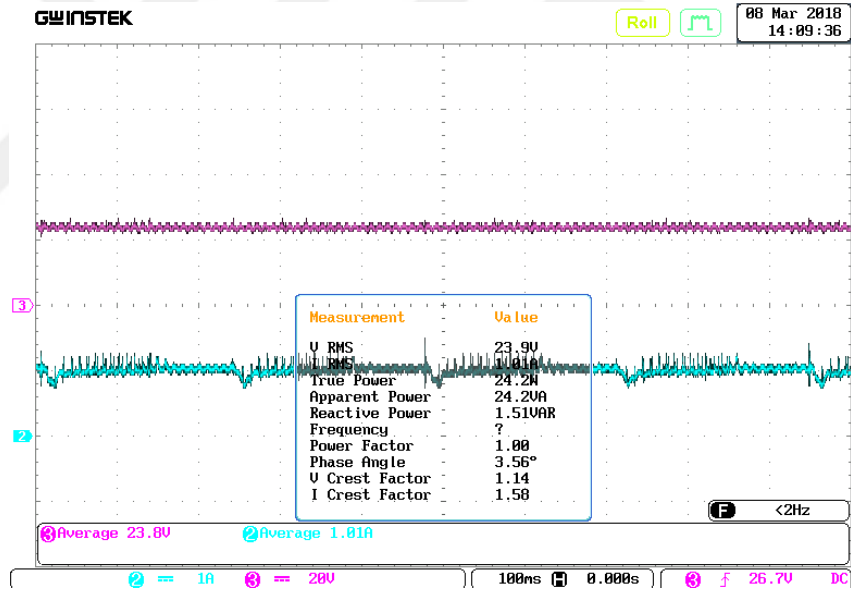
Şekil 4.8. Yükseltici Tip GKD’nin güç faktörü ve THD değerleri



Şekil 4.9. Giriş akımının FFT analizi



Şekil 4.10. Giriş Gerilimi(1), giriş akımı(2), çıkış gerilimi(3)



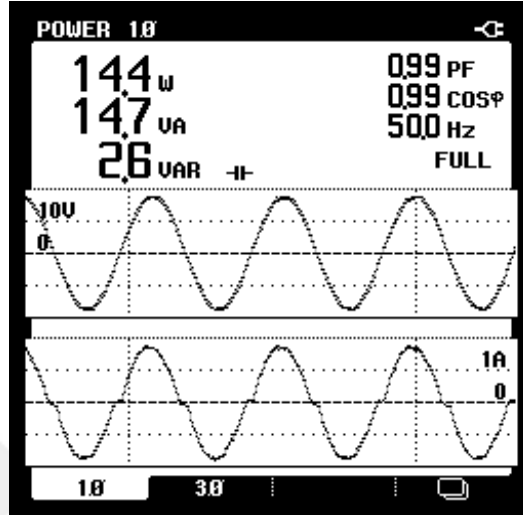
Şekil 4.11. Çıkış gerilimi(1), çıkış akımı(2)

Yukarıda verilen sonuçlara ek olarak Bölüm 3.2’de benzetim sonuçları üzerinden irdelenmiş olduğumuz yük değişimine göre sistemin cevabını deneysel olarak ta irdelenmek için aşağıdaki denemeler yapılmıştır;

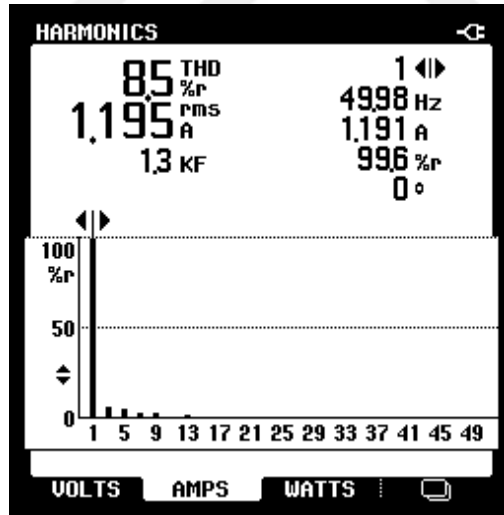
4.2.1. Çıkış gücünün %65P_n olduğu durum

Yükseltici tip GKD’nin çıkış yükü %65P_n güç çekecek kadar azaltılmış ve deneysel sonuçlar alınmıştır. Deneysel olarak elde edilen sonuçlara göre şekil 4.12’de

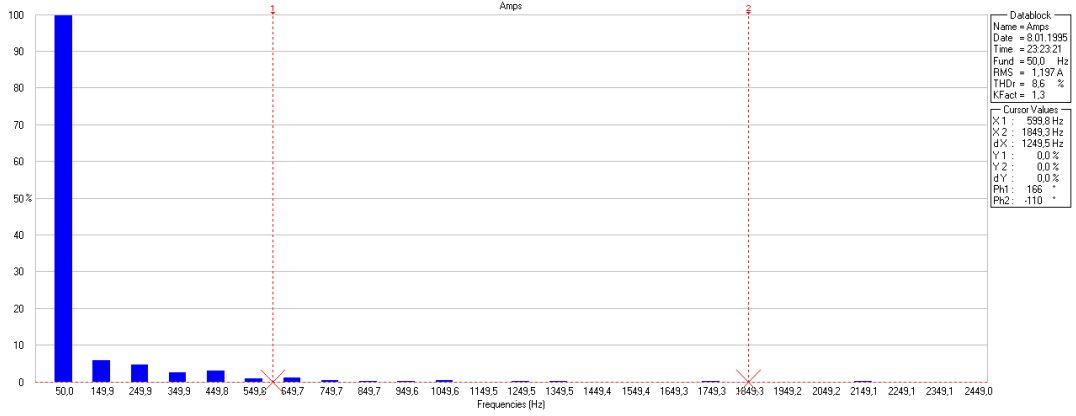
görüldüğü üzere yükseltici tip GKD giriş gerilimine göre giriş akımını şekillendirmiştir. Fakat benzetim sonuçlarına benzer olarak Şekil 4.13 ve Şekil 4.14'te görüldüğü gibi, güç faktörü 0,998 değerinden 0,996 değerine düşmüş ve toplam harmonik bozunumu %6,5 değerinden %8,5 değerine yükselmiştir.



Şekil 4.12. Giriş akımının giriş gerilimine göre durumu(%65P_n)



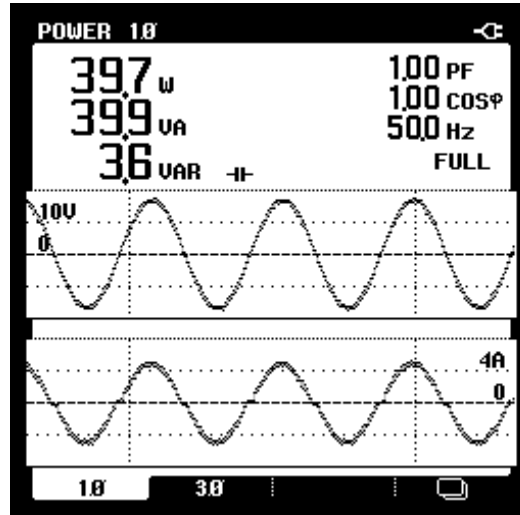
Şekil 4.13. Güç faktörü ve THD değerleri(%65P_n)



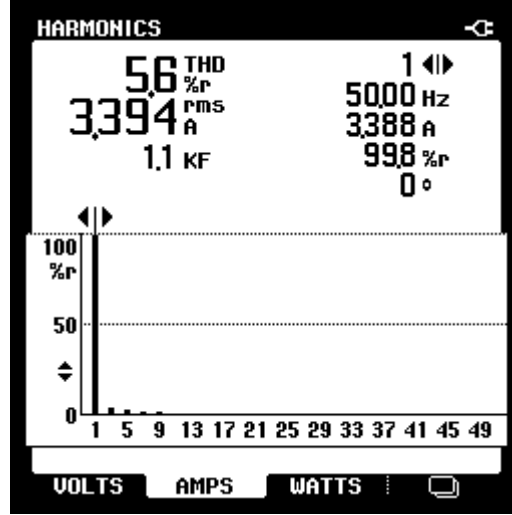
Şekil 4.14. Giriş akımının FFT analizi(%65P_n)

4.2.2. Çıkış gücünün %180P_n olduğu durum

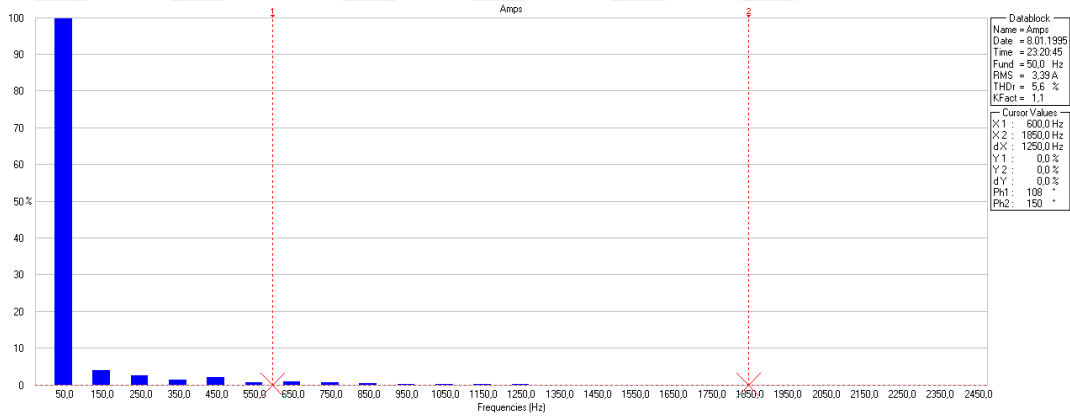
Yükseltici tip GKD'nin çıkış yükü %180P_n güç çekecek kadar arttırılmış ve deneysel sonuçlar alınmıştır. Deneysel olarak elde edilen sonuçlara göre şekil 4.15'de görüldüğü üzere yükseltici tip GKD giriş gerilimine göre giriş akımını şekillendirmiştir. Fakat benzetim sonuçlarına benzer olarak Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'te görüldüğü üzere, güç faktörü 0,998 değerinde sabit kalmakla birlikte toplam harmonik bozunumu %6,5 değerinden %5,6 değerine düşmüştür.



Şekil 4.15. Giriş akımının giriş gerilimine göre durumu(%180P_n)



Şekil 4.16. Güç faktörü ve THD değerleri(%180P_n)



Şekil 4.17. Giriş akımının FFT analizi(%180P_n)

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, ortalama akım denetimli yükseltici tip GKD tasarımı ve pratik uygulaması hedeflenip başarı ile gerçekleştirilmiştir. Tasarım için kapsamlı bir araştırma yapılmış ve benzetim için Psim programı seçilmiştir. Yükseltici tip GKD'nin PSIM ortamındaki ayırık modeli Şekil 2.9 üzerinde gösterilmiştir. Burada PSIM'in tercih edilmesindeki başlıca sebep bölüm 2'de gösterilen modellemelerden türetilen formülleri, tasarımda yapılan her değişiklik için tekrar işleme zorunluluğundan kurtarıyor olmasıdır. Bir diğer avantajı ise tasarlamış olduğumuz denetim döngülerinin bode ve nyquist diyagramlarını anlık olarak gösterebilmesidir.

Benzetimi yapılan yükseltici tip GKD pratik olarak gerçekleşmiş ve farklı deneysel senaryolar ile test edilmiştir.

PSIM ortamında yapılan benzetim ile, Yükseltici tip GKD'nin nominal yükte güç faktörü 0,999, THD %3,71 olduğu Şekil 3.7 ve Şekil 3.8 ile gösterilmiştir. Aynı şartlarla gerçekleştirilen deneysel çalışmaların sonuçları ile, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de gösterildiği gibi güç faktörü 0,998 ve toplam harmonik bozunum(THD) %6,5 olarak elde edilmiştir.

Bu Çalışmada, uygulama devresinin performansının anlaşılabilmesi için, yapılan benzetim çalışmalarına benzer olarak, yükseltici tip GKD'nin çıkış yükü değişimlerine cevabı deneysel incelenmiştir.

Yükün nominal değerinin %65 (%65Pn) olması durumunda, benzetim sonuçlarına benzer olarak Şekil 4.13 ve Şekil 4.14'te görüldüğü gibi, güç faktörü 0,998 değerinden 0,996 değerine düşmüş ve toplam harmonik bozunumu %6,5 değerinden %8,5 değerine yükselmiştir.

Yükün nominal değerinin %180 (%180Pn) olması durumunda benzetim sonuçlarına benzer olarak Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'te görüldüğü üzere, güç faktörü 0,998 değerinde sabit kalmakla birlikte toplam harmonik bozunumu %6,5 değerinden %5,6 değerine düşmüştür.

Bu deneysel sonuçlarla birlikte uluslararası standartlar yaklaşık olarak yakalanmış ve benzetim sonuçlarına oldukça yakın değerler olduğu gözlenmiştir. Bunlarda çalışmanın başarısını göstermektedir.

Toplam harmonik bozunum değerinin benzetim sonuçlarında olduğu gibi %5'in altında bir değere ulaşamamasının nedeni olarak, tasarlanan sürücü devresindeki opto-izolatörün sinüsün sıfır geçiş anlarında 50kHz anahtarlama frekansında istenilen doluluk oranında sinyal aktaramamasıdır. Zaten akım dalga şekillerinde bu açıkça görülmektedir. Bu elemanın değişimi ile birlikte tasarlanan devre çok rahat bir biçimde %5 bandının altına rahatlıkla düşecektir.



KAYNAKLAR

- [1] Sertler N., Akım Sensörsüz DSP Tabanlı PFC Devre Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2008, 234051.
- [2] Zhang W., Feng, G., A Digital Power Factor Correction (PFC) Control Strategy Optimized for DSP, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, **19** (6),1474-1484 .
- [3] Rosetto L., Spiazzi, G., Tenti, P., Control Techniques for Power Factor Correction Converters, *Proceedings of the PEMC94 Conference*, Warsaw, 1994.
- [4] Mohan N., Undeland, T.M., Robbins, W.P, *Güç Elektroniği*, Literatür Yayıncılık, İstanbul, 2003.
- [5] Ridley B., Average small-signal analysis of the boost power factor correction circuit, *Proceedings of the Virginia Power Electronics Center Seminar*, Virginia, ABD, 1989.
- [6] LARSSON C, JOHANSSON O, Active power factor correction for airborne applications, Master Thesis, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden,2012.
- [7] L. Wang, Q. H. Wu, W. H. Tang, Z. Y. Yu and W. Ma, CCM-DCM average current control for both continuous and discontinuous conduction modes boost PFC converters, *2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference, Saskatoon, SK*, 2017.
- [8] W. Cheng, J. Song, H. Li and Y. Guo, Time-Varying Compensation for Peak Current-Controlled PFC Boost Converter, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, **30**(6), pp. 3431-3437.
- [9] C. T. Kim, M. C. Chae and Y. S. Kim, Optimal hysteresis control method for CCM driving of a single-stage PFC flyback converter for LED lightings, *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems*, Pattaya, 2015.
- [10] S. Lale, M. Šoja and S. Lubura, Unipolar switched bidirectional bridgeless power factor correction boost rectifier with adaptive dual current mode control, *2017 International Symposium on Power Electronics*, Novi Sad, 2017.
- [11] S. Durgadevi and M. G. Umamaheswari, Adaptive neuro fuzzy logic controller based current mode control for single phase power factor correction using DC-DC SEPIC converter, *2017 International Conference on Power and Embedded Drive Control*, Chennai, 2017.

- [12] Coruh, N., Urgun, S., Erfidan, T. And Ozturk S., A simple and efficient implementation of interleaved boost converter, *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2011.
- [13] SkandaV., Power Factor Correction in Power Conversion Applications Using the ds PIC DSC, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01106A.pdf>, (Ziyaret tarihi:10.03.2018).
- [14] Maniktala S., *Switching Power Supplies A to Z*, Newnes, Oxford, 2012.
- [15] Kalirasu A., & Dash, S. S., Simulation of Closed Loop Controlled Boost Converter for Solar Installation, *SERBIAN JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING*, 2010, **7**(1), 121-130.
- [16] Bryant B., & Kazimierczuk, Voltage-loop power-stage transfer functions with MOSFET delay for boost PWM converter operating in CCM, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, **54**(1), 347-353.
- [17] Y. J. Choi, T. J. Kim and R. Y. Kim, An Active Partial Switching Method in Tertiary Loop for a High-Efficiency Predictive Current-Mode Control PFC Converter, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018.
- [18] R. S. Maciel, L. C. de Freitas, E. A. A. Coelho, J. B. Vieira and L. C. G. de Freitas, Front-End Converter With Integrated PFC and DC–DC Functions for a Fuel Cell UPS With DSP-Based Control, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, **30**(8), pp. 4175-4188.
- [19] K. Yao, X. Hu, W. Hu, W. Tang and J. Lyu, A novel variable duty cycle control to achieve optimal reduction of the electrolytic capacitor ripple current for DCM Boost PFC Converter, *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Charlotte, NC, 2015.
- [20] J. W. Kim, J. P. Moon, H. s. Youn, Y. H. Jeong and G. W. Moon, Phase leading input current compensation in digitally controlled critical mode boost PFC, *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, Seoul, 2015.
- [21] D. Miller, R. Kennel, M. Reddig and M. Schlenk, High Efficient Digital Controlled Bridgeless Boost PFC without Direct Current Sensing, *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2015.

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Lama M.**, Erfidan T., Bilgin M.Z., Voltage Controlled DC-DC Boost Converter Design and Application, *INESEC 2016 International Engineering Science and Education Conference*, Diyarbakır, Turkey, 1-3 December 2016.
- [2] **Lama M.**, Erfidan T., Bilgin M.Z., Power Factor Correction Circuit Design, *ICESE 2017 International Conference on Energy Systems Engineering*, Karabük, Turkey, 2-4 November 2017.



ÖZGEÇMİŞ

Mert Lama 1995'te Kırklareli'nde doğdu. Lise öğrenimini Vize Anadolu Lisesi'nde tamamladı. 2012 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden 2016 yılında başarı ile mezun oldu. Aynı yıl içinde Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başladı.

