

**GÜÇ KATSAYISI DÜZELTMELİ DA/DA YÜKSELTİCİ TİP
ÖNREGÜLATÖR DEVRELERİ BENZETİMLERİ**

Fatih KARIK

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ŞUBAT 2011
ANKARA**

Fatih KARIK tarafından hazırlanan GÜÇ KATSAYISI DÜZELTMELİ DA/DA YÜKSELTİCİ TİP ÖNREGÜLATÖR DEVRELERİ BENZETİMLERİ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç.Dr. İres İSKENDER
Tez Danışmanı, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Doç. Dr. İres İSKENDER
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Doç. Dr. Fatih V. ÇELEBİ
Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı, Ankara Üniversitesi

Tarih: 16 / 02 / 2011

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Bilal TOKLU
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Fatih KARIK

**GÜÇ KATSAYISI DÜZELTMELİ DA/DA YÜKSELTİCİ TİP
ÖNREGÜLATÖR DEVRELERİ BENZETİMLERİ
(Yüksek Lisans Tezi)**

Fatih KARIK

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Şubat 2011

ÖZET

EN-61000-3-2 ve IEEE 519-1992 gibi uluslararası kuruluşlar tarafından getirilen standartları karşılamak için bir çok güç katsayısı düzeltme devresi tasarlanmıştır. Günümüzde yarıiletken elemanların ve buna bağlı olarak güç elektroniği cihazlarının kullanılmasının artmasıyla birlikte harmonik akımların şebekeye etkileri yadsınamaz hale gelmiştir. Şebekeden çekilen enerjinin kalitesizleşmesine neden olan bu akımların azaltılması ve akımın şekillendirilmesi üzerine çalışmalar yaparak güç faktörü değerinin uygun seviyelere çekilmesi bir gereksinim olmuştur. Bu çalışmada, doğrusal olmayan yüklerin ve çeviricilerin, giriş güç faktörü ve toplam harmonik bozulma üzerindeki etkileri incelenmiş ve aa sistemlerin güç kalitesini iyileştirmede, güç faktörü düzeltme tekniklerinin kullanımı araştırılmıştır. Tezde klasik bir fazlı köprü doğrultucu, DA/DA yükseltici dönüştürücü, tek hücreli ve iki hücreli (sarmaşık yapılı) güç faktörü düzeltmeli yükselten önregülatör devreleri oransal-integral , ortalama kayan kip ve öngörmeli akım kip metodlarına göre tasarlanmış ve yapılan benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Benzetim devreleri için MATLAB/SIMULINK bilgisayar yazılımı kullanılmıştır.

Bilim Kodu	: 905.1.033
Anahtar Kelimeler	: Güç faktörü, harmonik akımlar, yükseltici dönüştürücü
Sayfa Adedi	: 64
Tez Yöneticisi	: Doç. Dr. İres İSKENDER

**POWER FACTOR CORRECTED DC/DC BOOST TYPE PREREGULATOR
CIRCUITS SIMULATIONS**

(M. Sc.)

Fatih KARIK

**GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

February 2011

ABSTRACT

Several active power factor correction techniques have been developed to satisfy international standards such as EN-61000-3-2 and IEEE 519-1992. Nowadays, as a result of increasing use of semiconductors and power electronics devices, current harmonics' effects on the electrical systems have become intolerable. Therefore, it has become essential problem to reduce these harmonic currents, which effect negatively the energy system quality, and shaping the current actively to achieve a good power factor. In this study, the effects of nonlinear loads and converters on the input power and total harmonic distortion factors are analyzed and the use of power factor correction techniques to improve power quality of ac systems is investigated. In this thesis DC/DC boost converter, one cell and two cell (interleaved) power factor corrected boost preregulator circuits are designed and simulated with proportional-integral, averaging based sliding mode, predictive current mode control methods and the corresponding results are compared. MATLAB/SIMULINK computer programme is used for simulations.

Science Code : 905.1.033

Key Words : Power factor, harmonic currents, boost converter

Page Number : 64

Adviser : Doç. Dr. İres İSKENDER

TEŞEKKÜR

Bu tezin hazırlanmasında, tez danışmanlığımı yapan sayın Hocam Doç. Dr. İres İSKENDER başta olmak üzere yardım ve katkıları ile beni yönlendiren ve kıymetli tecrübelerinden faydalandığım Araştırma Görevlisi Dr. Naci GENÇ' e, Öğretim Görevlisi Ahmet KARAARSLAN' a ve Uzman Erdinç SEVİNDİRİCİ' ye her zaman desteklerinden dolayı teşekkürlerimi sunarım. Yüksek Mühendis Ali Mamizadeh' e ve Araştırma Görevlisi Yüksek Mühendis Mahmut Emin Çelik' e de ayrıca teşekkürlerimi sunarım.

Derslere katılım ve tez çalışmalarımda bana zaman sağlayan 'Türk Standartları Enstitüsü İnsan Kaynakları Dairesi Başkanlığı' na ve 'T.C. Adalet Bakanlığı Bilgi İşlem Dairesi Başkanlığı' ndaki tüm amirlerime ve mesai arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Sağladığı maddi destek için 'TÜBİTAK Bilim İnsanı Destekleme Dairesi Başkanlığı' na teşekkür ederim.

Çalışmalarım boyunca bana sağlamış oldukları maddi ve manevi destekleri için aileme çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	x
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiv
1. GİRİŞ	1
2. GÜÇ KATSAYISI VE GENEL TANIMLAR	5
2.1. Tanımlar	5
2.2. Harmonikler	10
2.3. Harmonik Standardları	10
2.4. Harmonik Sayısı	14
3. AKTİF GKD METODLARI	18
3.1. Düşüren (buck) Aktif GKD Devresi	18
3.2. Düşüren-Yükselten (buck-boost) Aktif GKD Devresi	20
3.3. Yükselten (boost) Aktif GKD Devresi	21
3.4. Flyback Aktif GKD Devresi	24
3.5. Cuk ve Sepic Aktif GKD Devresi	25
4. UYGULANAN KONTROL TEKNİKLERİ	27
4.1. Oransal-İntegral Kontrol Metodu	27
4.1.1. Gerilim döngüsünün tasarımı	27
4.1.2. Akım döngüsünün tasarımı	29

Sayfa

4.2. Ortalama Kayan Kip Metodu	33
4.3. Öngörmeli Akım Kip Metodu	37
5. BENZETİM SONUÇLARI	43
5.1. Kontrolsüz Doğrultucu Benzetim Sonuçları	43
5.2. Yükselten Çevirici Benzetim Sonuçları	44
5.3. Tek Hücreli Yükselten GKD Çevirici Benzetim Sonuçları	45
5.4. İki Hücreli Yükselten GKD Çevirici Benzetim Sonuçları	47
5.4.1. Oransal-integral kontrol metodu benzetim sonuçları	47
5.4.2. Ortalama kayan kip kontrol metodu benzetim sonuçları	51
5.4.3. Öngörmeli akım kip kontrol metodu benzetim sonuçları	55
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	60
KAYNAKLAR	62
ÖZGEÇMİŞ	64

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. A ve D sınıfı cihazlar için TS EN 61000-3-2 standardı	11
Çizelge 2.2. C sınıfı cihazlar için TS EN 61000-3-2 standardı	12
Çizelge 2.3. IEEE 519-1992 standardı	13
Çizelge 5.1. Oransal-integral kontrol benzetim parametreleri	49
Çizelge 5.2. Oransal-integral kontrol detaylı benzetim sonuçları tablosu	51
Çizelge 5.3. Ortalama kayan kip kontrol benzetim parametreleri	53
Çizelge 5.4. Ortalama kayan kip kontrol detaylı benzetim sonuçları tablosu	55
Çizelge 5.5. Öngörmeli akım kip kontrol benzetim parametreleri	56
Çizelge 5.6. Öngörmeli akım kip kontrol detaylı benzetim sonuçları tablosu	59
Çizelge 5.7. Karşılaştırmalı benzetim sonuçları tablosu.....	59

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Paralel aktif filtrenin blok diyagramı	2
Şekil 2.1. Tam dalga doğrultucu	5
Şekil 2.2. Tam dalga doğrultucu akım ve gerilim şekilleri	6
Şekil 2.3. Akım ve gerilim arasındaki çeşitli ilişkiler	9
Şekil 2.4. Doğrusal olan (a) ve doğrusal olmayan (b) yükler	9
Şekil 2.5. IEEE 519-1992 standardının temelini oluşturan OBN' ı gösteren şekil	13
Şekil 2.6. Güç katsayısı düzeltme kullanmayan tipik anahtarlama kipi güç kaynağının giriş karakteristiği	14
Şekil 2.7. Şekil 2.6'daki dalga şeklinin harmonik içeriği	14
Şekil 2.8. Güç katsayısı düzeltmeli güç kaynağının giriş karakteristikleri	15
Şekil 2.9. Değişik güç katsayısı düzeltme tiplerine (GKD'siz, pasif, aktif) göre bilgisayar güç kaynaklarının giriş karakteristikleri.....	16
Şekil 3.1. Aktif GKD yöntemi blok şeması	18
Şekil 3.2. Düşüren tip aktif GKD devre şeması.....	19
Şekil 3.3. Düşüren tip aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri	19
Şekil 3.4. Düşüren-yükselten aktif GKD devre şeması	20
Şekil 3.5. Düşüren-yükselten aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri.....	20
Şekil 3.6. Yükselten aktif GKD devre şeması.....	22
Şekil 3.7. Yükselten aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri.....	22
Şekil 3.8. Sarmaşık yükselten aktif GKD devresi.....	23

Şekil	Sayfa
Şekil 3.9. N-adet güç katı paralel bağlanmış sarmaşık yükselten devrenin gösterimi.....	24
Şekil 3.10. Yük kontrollü flyback aktif GKD	25
Şekil 3.11. a) Aktif GKD Cuk dönüştürücü b) Aktif GKD Sepic dönüştürücü.....	26
Şekil 4.1. GKD yükselten dönüştürücüde akım ve gerilim döngüleri	27
Şekil 4.2. Gerilim kontrol döngüsü	28
Şekil 4.3. Gerilim hata yükselteci detayı	28
Şekil 4.4. Akım kontrol döngüsü	29
Şekil 4.5. Akım döngüsünün laplace gösterimi	30
Şekil 4.6. $G_{id}(s)$ transfer fonksiyonun bode diyagramı	31
Şekil 4.7. a) Devre diyagramı b) Kazanç tepkisi	32
Şekil 4.8. Kompanze edilmiş akım döngüsünün bode diyagramı.....	33
Şekil 4.9. Kayma yüzeyi	34
Şekil 4.10. OKKK iki hücreli GKD yükselten dönüştürücü	36
Şekil 4.11. ÖKKK iki hücreli GKD yükselten dönüştürücü	38
Şekil 4.12. Yükseltici dönüştürücünün iletim(a) ve kesim(b) durumları	39
Şekil 4.13. Gerçek akım ve referans akımın değişimi	41
Şekil 5.1. Kontrolsüz doğrultucu benzetim modeli	43
Şekil 5.2. Kontrolsüz doğrultucu giriş, çıkış gerilimlerinin ve giriş akımı değişimi	44
Şekil 5.3. Yükselten DA-DA dönüştürücü benzetim modeli	44
Şekil 5.4. Yükselten DA-DA dönüştürücü giriş, çıkış gerilimleri ve 20*endüktör akımının değişimi	45
Şekil 5.5. Tek hücreli yükselten DA-DA dönüştürücü tip GKD benzetim modeli.....	46

Şekil	Sayfa
Şekil 5.6. Tek hücreli yükselten DA-DA dönüştürücü tip GKD giriş, çıkış gerilimi ve 20*giriş akımı değişimi	46
Şekil 5.7. Oransal-integral kontrolör ve görev çarpanı üretim bloğu	47
Şekil 5.8. Görev çarpanının zamana göre değişimi	47
Şekil 5.9. İki hücreli GKD oransal-integral kontrol benzetim modeli	48
Şekil 5.10. Oransal-integral kontrolör bloğu	48
Şekil 5.11. Oransal-integral kontrol giriş, çıkış gerilimi ve 20*giriş akımı değişimi	49
Şekil 5.12. Oransal-integral kontrol tamdan yarım yüke geçildiğinde çıkış gerilimi tepkisi	50
Şekil 5.13. Oransal-integral kontrol yarımdan tam yüke geçildiğinde çıkış gerilimi tepkisi	50
Şekil 5.14. Oransal-integral kontrol 110V giriş geriliminde 5*giriş akımı ve çıkış gerilimi tepkisi	51
Şekil 5.15. İki hücreli ortalama kayan kip kontrol benzetim modeli	52
Şekil 5.16. Ortalama kayan kip kontrolör bloğu	52
Şekil 5.17. Ortalama kayan kip kontrol giriş, çıkış gerilimi ve 20*giriş akımı değişimi	53
Şekil 5.18. Ortalama kayan kip kontrol tamdan yarım yüke geçildiğinde çıkış gerilimi tepkisi	54
Şekil 5.19. Ortalama kayan kip kontrol yarımdan tam yüke geçildiğinde çıkış gerilimi tepkisi	54
Şekil 5.20. Ortalama kayan kip kontrol 110V giriş geriliminde 5*giriş akımı ve çıkış gerilimi tepkisi	55
Şekil 5.21. İki hücreli öngörmeli akım kip kontrol benzetim modeli	56
Şekil 5.22. Öngörmeli akım kip kontrolör bloğu	56
Şekil 5.23. Öngörmeli akım kip kontrol giriş, çıkış gerilimi ve 20*giriş akımı değişimi	57

Şekil	Sayfa
Şekil 5.24. Öngörmeli akım kip kontrol tamdan yarım yüke geçildiğinde çıkış tepkisi	57
Şekil 5.25. Öngörmeli akım kip kontrol yarımdan tam yüke geçildiğinde çıkış tepkisi	58
Şekil 5.26. Öngörmeli akım kip kontrol 110V giriş geriliminde 5*giriş akımı ve çıkış gerilimi tepkisi	58

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklama
C	Kondansatör (F)
C_o	Çıkış filtre kondansatörü (F)
D	Diyot
D_1, D_2	Birinci ve ikinci güç katı diyodları
d	Görev oranı
F_m	Güç katsayısı düzeltici kontrolörünün kazancı
f_s	Anahtarlama frekansı (kHz)
G_v	Gerilim hata yükselteci
G_I	Akım hata yükselteci
G_p	Güç katı transfer fonksiyonu
G_c	Akım kompensatörü
I_{etkin}	Etkin akım (A)
I_{1etkin}	Etkin akımın birinci harmonik bileşeni (A)
I_{in}	Kaynak akımı (A)
I_{out}	Çıkış akımı (A)
I_{ref}	Referans akım (A)
i_c	Kondansatör akımı (A)
i_d	Diyot akımı (A)
i_L	Bobin akımı (A)
I_{sc}	Şebeke kısa devre akımı (A)
K_p	Oransal kontrolör katsayısı
K_i	İntegral kontrolör katsayısı
k_d	Bozulma faktörü
L	Endüktans (H)
L_1, L_2	Birinci ve ikinci güç katı endüktansları (H)

Simgeler	Açıklama
M	Mosfet
M_1, M_2	Birinci ve ikinci güç katı mosfetleri
P	Gerçek güç (W)
Q	Reaktif güç (VAR)
R_s	Akım ölçme direncinin değeri(Ω)
R	Yük (Ω)
S	Görünür güç (VA)
T_D	Zaman sabiti
T_s	Örnekleme periyodu (μs)
V_{ref}	Referans gerilim (V)
V_{etkin}	Etkin gerilim (V)
V_{tepe}	Gerilimin tepe değeri (V)
V_{1etkin}	Etkin gerilimin birinci harmonik bileşeni (V)
V_g	Giriş gerilimi (V)
V_{in}	Kaynak gerilimi (V)
V_o	Yük üzerindeki gerilim (V)
V_{out}	Benzetim devresi çıkış gerilimi dalga şekli
V_{ϕ}	Çıkış gerilimi (V)
V_{SE}	Harici rampa fonksiyonun genliği (V)
w_z	Hata yükselteci sıfırı
w_p	Hata yükselteci kutbu
ϕ_1	Faz gecikmesi
ζ	Sönümlleme katsayısı
λ	Yakınsama katsayısı

Kısaltmalar	Açıklama
AA	Alternatif akım
ASM	Averaging sliding mode
DA	Doğru akım
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
EMG	Elektromanyetik girişim
EMI	Electromagnetic interference
GFD	Güç faktörü düzeltici
GK	Güç katsayısı
GKD	Güç katsayısı düzeltici
GTO	Kapı susturmalı transistör
IEC	Uluslar arası Elektroteknik Komisyonu
IEEE	Institute of Electrical Electronics Engineering
IGBT	Yalıtılmış kapı bipolar transistör
İGKÇ	İyileştirilmiş güç kaliteli çeviriciler
KKK	Kayan kip kontrol
KİM	Kesikli iletim modu
MOSFET	Metal oksit yarı-iletken alan etkili transistör
NLC	Doğrusal olmayan denetim stratejisi
OBN	Ortak bağlantı noktası
OİK	Oransal integral kontrol
OKKK	Ortalama kayan kip kontrol
ÖAKK	Öngörmeli akım kip kontrol
PI	Proportional integral
PCM	Predictive current mode
PWM	Pulse width modulation
SİM	Sürekli iletim modu
SRM	Sınır iletim modu
THB	Toplam harmonik bozulma
TSE	Türk Standartları Enstitüsü

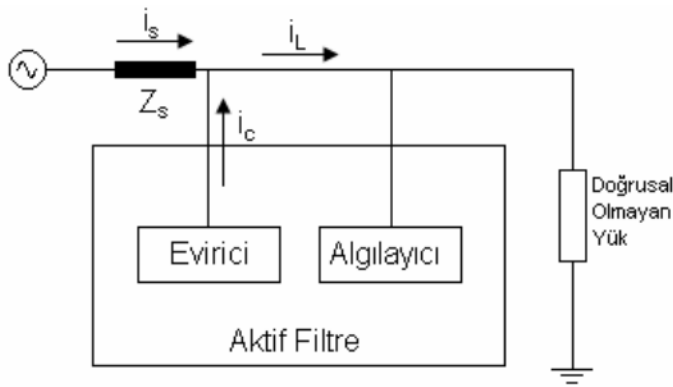
1. GİRİŞ

Günümüzde elektrikli sistemlerin sayısında ve çeşitliliğindeki hızlı artışa bağlı olarak, elektrik enerjisine olan ihtiyaç da artmaktadır. Bu nedenle; teknolojik gelişmeler paralelinde ulusal ve uluslar arası alanlarda elektrik enerjisinin daha verimli kullanılması için alınabilecek tedbirler belirlenmekte ve yasal düzenlemeler ortaya konmaktadır. Elektrik enerjisi üretildiği anda tüketilmesi gereken bir enerji olduğundan, elektrik enerjisinin yüksek verimlilikte kullanılması; elektrik üretim ve dağıtımında yer alan tüm sistemlerin etkin biçimde kullanılmasını ve böylece maliyetlerinin uygun seviyede tutulmasını, bunun sonucunda da tüketicinin elektrik enerjisinden daha ucuza faydalanmasını sağlamaktadır. Sanayide sarfedilen elektrik, bir girdi kalemi olarak üretilen ürün maliyetlerine yansıtıldığından, kullanılan elektriğin maliyetinin düşük olması, ülke sanayisinin gelişmesinde uygun ortamın sağlanmasında da önemli bir unsur olarak karşımıza çıkmaktadır. Ucuz elektrik enerjisi için, yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımı gibi çeşitli yöntemlerin araştırılmasının yanında, en ucuz enerjinin tasarruf edilen enerji olduğu ana fikrinden yola çıkılarak, elektrik sarfiyatında verimliliğin ve tasarrufun ön planda tutulması gerekmektedir.

Elektrik şebekesine bağlı olan her tip sistemin, almış oldukları giriş enerjisi verimlilikleri güç katsayısı (GK) ile ifade edilmektedir. İrili ufaklı her tip elektrikli sistemde güç katsayısının ideal değeri olan 1'e yakın olması önem arz etmektedir. Evlerde ve bürolarda bulunan şebekelere bağlanan küçük cihaz aileleri; Floresan lambalar, akkor lambalar, küçük motorlar, bilgisayarlar, bilgisayar terminalleri, yazıcılar, televizyonlar vb.. kapsar. Bunlardan geleneksel olarak, küçük elektronik donanımlar, darbeleri ve sinüsoidal olmayan akım çekmektedirler. Bu tip cihazların herbirinin gücü 200W'ı geçmese bile genel toplamdaki etkileri ciddi olabilir [1].

Elektronik sistemlerin, şebekede oluşturacağı harmonikleri kompanze etmek ve güç katsayısını iyileştirmek amacıyla geliştirilen yöntemlerden bir tanesi, aktif güç filtrelerinin kullanımıdır. Şekil 1.1'de paralel aktif filtrenin blok diyagramı görülmektedir. Aktif filtrelerde kompanzasyon stratejisi önemli bir husus olup, aktif

filtrelerin performansını iyileştirmek için çeşitli stratejiler önerilmiştir. Genelde yük kompanzasyonunda iki esas üzerinde durulur. Bunlardan birincisi kompanzasyonun amacı yani yük akımının hangi bileşenlerinin istenmeyen olduğunun ve kompanze edilmesinin gerektiğinin belirlenmesi, ikincisi ise kompanzasyon tekniği yani bu istenmeyen bileşenlerin nasıl algılanacağı ve kompanze edileceğidir [2].



Şekil 1.1. Paralel aktif filtrenin blok diyagramı

Elektronik sistemlerde geleneksel olarak kullanılan ve doğrultucular olarak da bilinen AA/DA çeviriciler, diyotlar ve tristörler ile denetimsiz ya da denetimli olarak tasarlanırlar. Bunlar, gerilim bozulmasına neden olan akım harmonikleri, giriş şebekesinde düşük güç katsayısı, düşük verim ve büyük AA/DA filtrelerin kullanımını gerektirmesi gibi çeşitli dezavantajlara sahiptir. Güç kalitesini iyileştirmek için pasif filtreler, aktif filtreler ve hibrid filtreler geleneksel AA/DA çeviricilerle birlikte kullanılmaktadır. Bununla birlikte bu filtreler biraz maliyetli ve boyutludurlar. Ayrıca toplam verimi düşüren ciddi kayıplar oluşturmaktadırlar. Bazı durumlarda aktif filtrede kullanılan çeviricinin gücü, yükün çektiği güce yakındır. Bu gözlemler altında daha küçük boyutlu, daha yüksek verimli ve iyi kontrol edilmiş regüleli doğru akım sağlayan bir çeviricinin AA/DA çevrim sistemine eklenmesi daha iyi bir seçenek olarak karşımıza çıkmıştır.

İyileştirilmiş güç kalitesine sahip çeviriciler (İGKÇ)'ler geniş bir alandaki uygulamalarda birkaç yüz kilowata kadar güçlerde, iyi kalitede regüleli da çıkışı, azaltılmış harmonik akımlar, yüksek güç katsayısı ve düşük elektromanyetik girişim

(EMG) sağlamaktadırlar. Farklı uygulamalar için çok çeşitli İGKÇ'ler geliştirilmiştir.

Düşük güç uygulamalarında yüksek anahtarlama hızları ve düşük kayıpları nedeniyle MOSFET'ler, orta güç uygulamalarında darbe genişlik modülasyonu (DGM) teknolojisi ile IGBT'ler, yüksek güç uygulamalarında kendiliğinden komutasyonu ve ters gerilim bloklama kapasitesi sebebiyle GTO'lar birkaç kilohertzlik anahtarlama frekansında kullanılmaktadır. Birçok üretici; İGKÇ'ler için maliyet etkin ve komple bir çözüm sunmak üzere, akıllı güç modülleri geliştirmektedir.

Bununla birlikte, mikroelektronikteki gelişmeler de İGKÇ'lerin gelişmesine katkıda bulunmakta olup, üreticiler, çeviricilerin kontrolü için etkin ve kompakt özelliklere sahip tümleşik devreler üretmektedirler.

Ayrıca; yüksek hızda ve yüksek doğrulukta çalışan mikrokontrolcüler ve dijital işaret işleyiciler düşük fiyatla piyasada bulunabilmektedir. Hızlı çalışan yazılımlarla, donanımsal yapıyı azaltan, doğrudan DGM çıkışı vermek üzere geliştirilmiş birçok işlemci bulunmaktadır.

Geleneksel oransal integral (PI) kontrolcülerden başlayarak, kayan kip, fuzzy lojik ve nöral ağ temelli kontrolcüler bu çeviricilerin kontrolünde kullanılmaktadır [3].

DA/DA çeviriciler doğrusal ve anahtarlama olmak üzere iki temel sınıfta incelenebilir. Doğrusal bir DA/DA çeviricide çıkış gerilimi; giriş geriliminin fazlasının, seri bir transistör üzerine düşürülmesiyle regüle edilir. Bu regülatörlerin teorik olarak sıfır olan çok küçük çıkış dalgacıkları, geniş tutma süreleri (tipik olarak 1-2 ms) ve hızlı cevapları vardır. Bu tip çeviricilerin dezavantajı düşük verime sahip olmaları, giriş ve çıkış arasında elektriksel yalıtımın bulunmaması, büyük boyut ve ağırlıkta olmaları ve genelde sadece tek bir çıkış üretmeleridir. Diğer taraftan bunlar, çok küçük regüleli güç kaynaklarında ve bazı özel uygulamalarda halen kullanılmaktadır. Üç terminalli doğrusal regülatör tümleşik devreleri halen piyasada

mevcuttur ve kullanımları kolay olup, kısa devre koruması gibi özelliklere de sahiptirler.

Anahtarlama DA/DA çeviricilerde ise doğru akım kaynak giriş gerilimini çıkışa bağlamak ya da bağlantıyı kesmek üzere anahtarlar kullanılır. Anahtarların açık ve kapalı durumlarında çalışması güç çevrimindeki verimi yükseltir, soğutucuların boyut ve ağırlığını düşürür. Hızlı anahtarların, yüksek frekanslı endüktörler ile kapasitörlerin ve hızlı tümleşik devrelerin yaygınlaşması ile anahtarlama güç çeviricileri popüler hale gelmiştir [4].

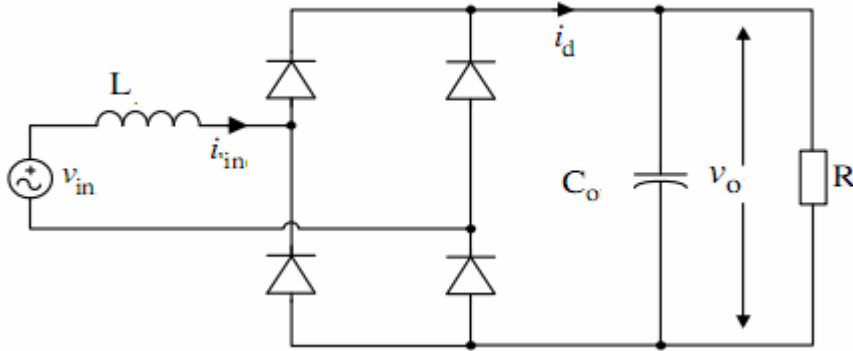
Bu çalışmada, iki hücreli faz farklı paralel yükselten devreye uygulanan kontrol tekniklerinin her birinin giriş gerilimi, bobin değeri, çıkış kondansatörü ve çıkış yükü gibi temel güç devresi parametrelerinin değişimlerine verdikleri tepkiler incelenmiştir ve detaylı analizler yapılmıştır. Sonuçlar grafiklerle gösterildiği gibi aynı zamanda tablolar ile detaylandırılmıştır. Benzetim devrelerinde en basit yapıdan en karmaşık yapıya doğru bir yol izlenmiştir. Yani basit DA/DA yükseltici dönüştürücü benzetiminden başlanarak iki hücreli yükseltici tip güç katsayısı düzeltici benzetimine kadar bir yol izlenmiştir. Benzetim devrelerinde MATLAB/SIMULINK bilgisayar yazılımı kullanılmıştır. Güç katsayısı düzeltici devrelerin benzetimleri sayısal olarak gerçekleştirilmiştir.

Çalışmanın ilerleyen bölümleri şu şekilde yapılandırılmıştır. Bölüm 2' de genel tanımlar, ilgili standartlar ve güç katsayısı ifadesinin elde edilmesi detaylı olarak anlatılmıştır. Bölüm 3' te genel olarak aktif güç katsayısı düzeltme metodları anlatılmıştır. Bölüm 4' te bu tez çalışmasında uygulanan kontrol tekniklerinin detaylı olarak teorik anlatımı gerçekleştirilmiştir. Bölüm 5' de benzetim sonuçları sunulmuştur. Bölüm 6' da genel olarak elde edilen sonuçlar sunulmuş ve ileri çalışmalar için öneriler verilmiştir.

2. GÜÇ KATSAYISI VE GENEL TANIMLAR

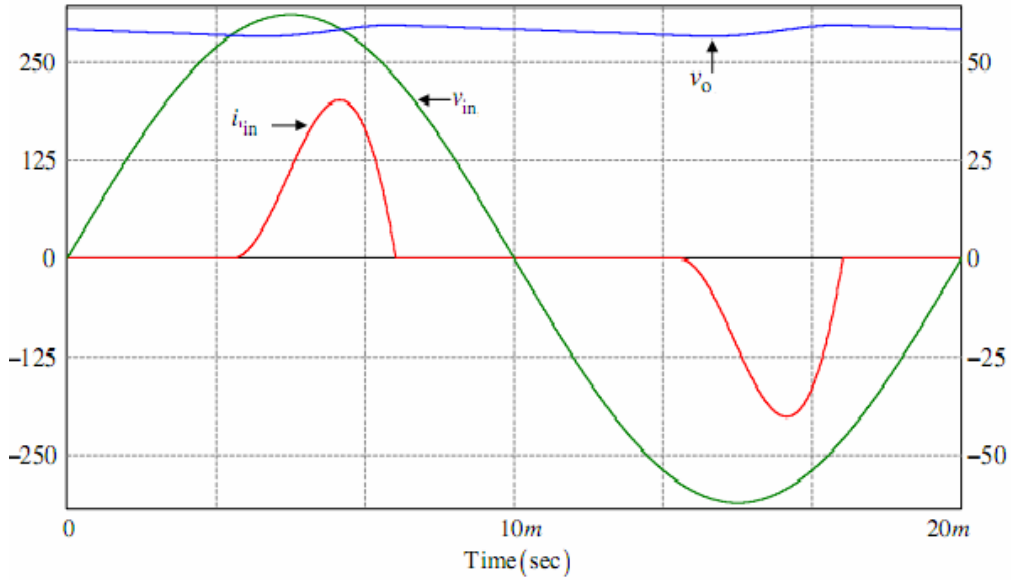
2.1. Tanımlar

Bilindiği üzere güç katsayısı, ideal sinüsoidal dalga şekillerinde akım ile gerilim arasındaki faz farkının kosinüsüdür. Ancak bu geleneksel tanım sinüsoidal olmayan akım veya gerilim işaretlerinin var olduğu durumlarda geçerliliğini kaybeder. Birçok harici güç kaynağı sinüsoidal olmayan akım çeker. Harici güç kaynaklarının birçoğunda giriş kısmı bir köprü doğrultucu ve giriş filtre kapasitöründen oluşmuştur. Bu giriş kısmı, daha çok bir tepe işareti algılayıcısı olarak görev yapar ve sadece anlık aa gerilim değerinin, kapasitör üzerindeki şarj geriliminden fazla olduğu durumlarda, kapasitörü şarj etmek üzere bir akım akışı gerçekleşir. Şekil 2.1 tam dalga doğrultucu devresini, Şekil 2.2 ise tam dalga doğrultucunun akım ve gerilim şekillerini göstermektedir.



Şekil 2.1. Tam dalga doğrultucu

Tek fazlı harici kaynaklar yarım saykılın sadece küçük bir kesiminde akım çekerler. Bu akım tepeleri arasında ise; yükün ihtiyacı olan enerji, giriş kapasitöründen sağlanır. Faz gecikmesi ϕ_1 ve ayrıca bu tip bir darbeli akım dalgası, gereksiz ekstra etkin (rms) akımları üreterek şebekede mevcut gerçek gücü bozar. Bu nedenle GK değeri hem faz gecikmesi ϕ_1 ve hem de giriş akımının harmonik içeriğinden şebekenin ne kadar bozulduğunun ölçüsüdür.



Şekil 2.2. Tam dalga doğrultucu akım ve gerilim şekilleri

İdeal sinüsoidal gerilim ve akım dalga şekillerinde şayet gerilim ve akım dalga şekilleri arasında bir faz gecikmesi ϕ_1 varsa; toplam görünür güç iki bileşenden oluşmuş gibi modellenebilir. Bir tanesi giriş gerilimi ile aynı fazda diğeri ise giriş gerilimi ile 90 derece faz farkına sahiptir.

P gerçek güç, Q reaktif güç, S ise toplam görünür güçtür. Aşağıdaki gibi ifade edilebilir. Bu durum için $I_{etkin}=I_{1etkin}$ ve $V_{etkin}=V_{1etkin}$ olur. Burada I_{1etkin} , V_{1etkin} etkin akım ve gerilimin 1. harmoniklerinin değerlerini ifade etmektedir.

$$P = V_{1etkin} \cdot I_{1etkin} \cdot \cos \phi_1 \quad (2.1)$$

$$Q = V_{1etkin} \cdot I_{1etkin} \cdot \sin \phi_1 \quad (2.2)$$

$$S = V_{etkin} \cdot I_{etkin} \quad (2.3)$$

$$GK = P / S = \cos \phi_1 \quad (2.4)$$

Şebeke gerilimi ideal sinüsoidal kabul edilirse ; gerilimin etkin değeri;

$$V_{etkin} = V_{1etkin} = \frac{V_{tepe}}{\sqrt{2}} \quad (2.5)$$

Şayet akım herhangi bir sebepten ötürü; periyodik ancak sinüsoidal olmayan dalga şekline bozulursa; fourier dönüşümü ile akımın toplam etkin değeri Eş. 2.6 ile bulunur. Bu durum için $I_{etkin} \neq I_{1etkin}$ ve $V_{etkin} = V_{1etkin}$ olur [5].

$$I_{etkin} = \sqrt{I_0^2 + I_{1etkin}^2 + I_{2etkin}^2 + \dots + I_{netkin}^2} \quad (2.6)$$

Burada I_0 akımın doğru akım bileşeni, I_{1etkin} etkin akımının temel bileşeni ve $I_{1etkin}, \dots, I_{netkin}$ harmoniklerdir. Saf aa işaret için $I_0 = 0$ 'dır.

Daha önce bahsedildiği üzere etkin akımın temel bileşeninin giriş gerilimi ile aynı fazdaki bileşeni $I_{1etkinP}$ ve 90 derece faz farkına sahip $I_{1etkinQ}$ bileşeni ile, toplam etkin akımı Eş. 2.7'deki gibi modellenebilir.

$$I_{etkin} = \sqrt{I_0^2 + I_{1etkinP}^2 + I_{1etkinQ}^2 + \sum_2^{\infty} I_{netkin}^2} \quad (2.7)$$

Böylece gerçek güç; etkin gerilim ile aynı fazdaki akım bileşenin çarpımı ile aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P = V_{1etkin} \cdot I_{1etkinP} \quad (2.8)$$

ϕ_1 giriş gerilimi ile temel akımın aynı fazdaki bileşeni arasındaki faz gecikmesi olarak alınırsa;

$$I_{1etkinP} = I_{1etkin} \cdot \cos \phi_1 \quad (2.9)$$

Böylece;

$$P = V_{1etkin} \cdot I_{1etkin} \cdot \cos \phi_1 \quad (2.10)$$

Böylece güç katsayısı Eş . 2.11' deki gibi hesaplanabilir.

$$GK = \frac{P}{S} = \frac{I_{\text{etkin}} \cdot \cos \varphi_1}{I_{\text{etkin}}} \quad (2.11)$$

I_{1etkin} ile I_{etkin} arasındaki ilişkiye bozulma faktörü k_d dersek;

$$k_d = \frac{I_{\text{1etkin}}}{I_{\text{etkin}}} \quad (2.12)$$

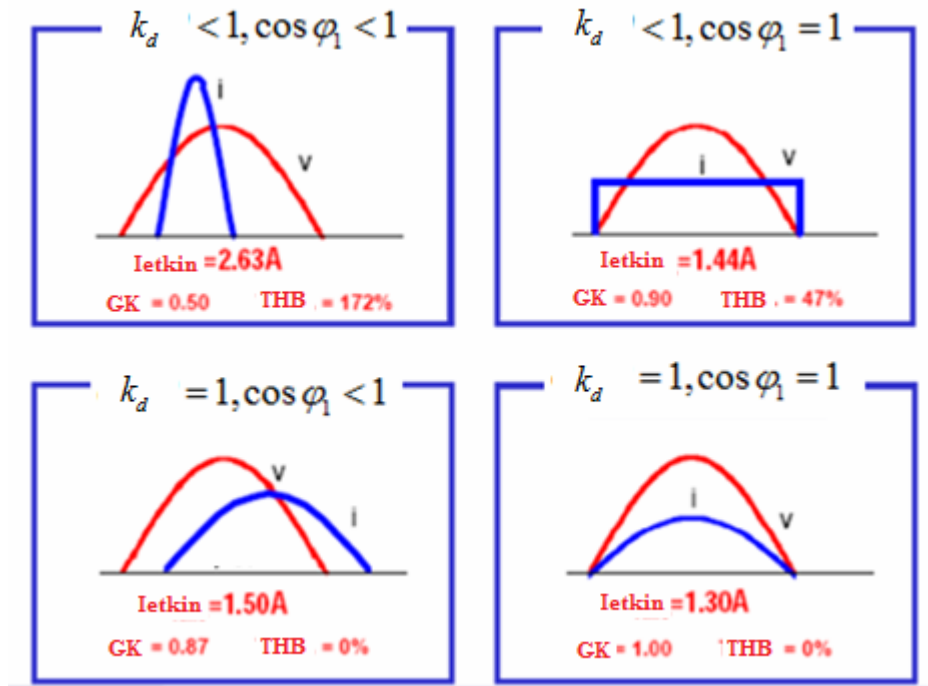
k_d akımın harmonik içeriği ile ilgilidir; I_{etkin} 'ın harmonik içeriği sıfıra yaklaşıyorsa k_d , 1'e yaklaşır. Sonuç olarak; güç katsayısı Eş. 2.13'teki gibi ifade edilebilir.

$$GK = k_d \cdot \cos \varphi_1 \quad (2.13)$$

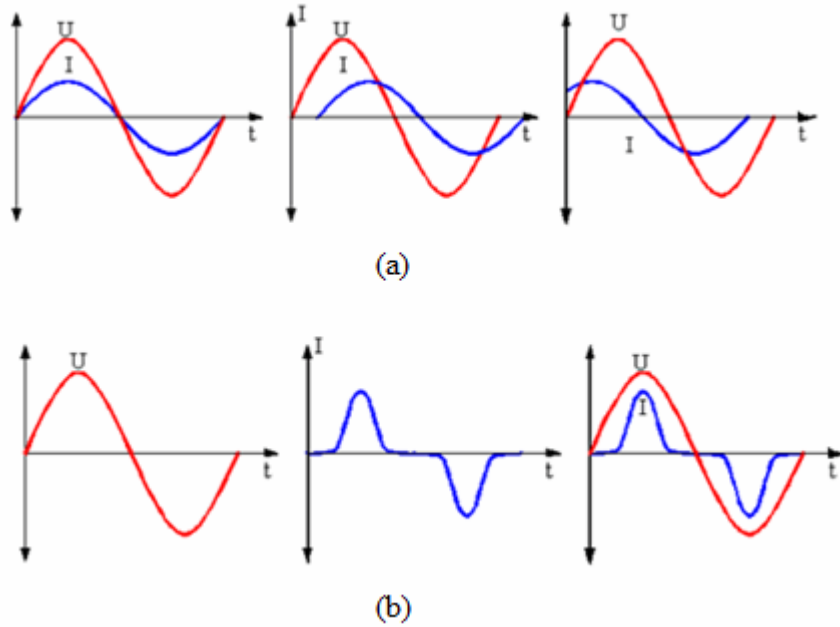
Burada $\cos \varphi_1$ faz gecikme faktörüdür. k_d ise akımın harmonik içeriği sebebiyle oluşan bozulma faktörüdür. GK'nın iyileştirilmesi her iki faktörün iyileştirilmesi anlamına gelir. Şekil 2.3. ve Şekil 2.4. bu durumları ifade etmektedir. Yani;

$\cos \varphi_1 \rightarrow 1$, I ve V arasındaki faz gecikmesinin azaltılması,

$k_d \rightarrow 1$, I'nın harmonik içeriğinin azaltılması [5].



Şekil 2.3. Akım ve gerilim arasındaki çeşitli ilişkiler



Şekil 2.4. Doğrusal olan (a) ve doğrusal olmayan (b) yükler

2.2. Harmonikler

Avrupa Birliği Ocak 2001'den itibaren IEC 61000-3-2 standardını özümsemiştir. Ne yazık ki birçok güç kaynağı üreticisi bu standardı karşılamak üzere giriş devresine küçük bir indüktör koyarak kolay ve ekonomik bir çözüm bulmuşlardır. Böylece; indüktör ile giriş akım dalga şekli değiştirilmiş olur. Bu şekilde standardın karşılanması, standardın gerçek amacından uzaktır. Eklenen indüktör, cihaz tarafından üretilen harmonikleri azaltsa da bu azalma ciddi miktarlara ulaşmaz. Bu tip binlerce cihazın şebekeye bağlandığı düşünüldüğünde, yükler üzerinden dolaşarak iletim hatları üzerinden üretici kaynağa geri dönen net harmonik akımlar, tehlikeli boyutlara ulaşabilir. Her bir cihazda kullanılan pasif GKD amaçlı indüktörler, üreticinin standardı karşılamada başarılı olduğunu gösterse de küresel anlamda problemi çözmekten uzaktır. Günümüzde problemin tek çözümü her bir cihaza bir aktif GKD'nin konulması olarak gözükmemektedir. Ancak bu da ilave maliyet getirmekte olup, aktif GKD devresinden gelen ilave bileşenler sebebiyle eleman sayısının artmasına bağlı olarak, maliyet artmakta ve güvenilirlik azalmaktadır. Ayrıca birçok düşük güçlü donanım, ekonomik sebeplerden ötürü bir aktif GKD kullanımını kaldıramaz [1].

2.3. Harmonik Standardları

Önceki kısımlarda açıklandığı üzere, şebeke akımı üzerindeki olumsuzlukları gidermek için bir takım ulusal ve uluslararası standardlar geliştirilmiştir. Bu standardlar üzerindeki çalışmalar uzun yıllar önce başlamış ve geliştirilmesi yönünde çalışmalar devam etmektedir. Şebeke akımının harmonik içeriğini düzenlemek amacı ile geliştirilen temel standardlar aşağıda aktarılmıştır .

EN 61000-3-2 (Avrupa Birliği Standardı)

1982' den önce IEC (International Electrotechnical Committee) tarafından yayımlanan IEC 555-2 kodlu standard 1987 yılında CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization) tarafından EN 60555-2 kodu ile

Avrupa Birliği standardına uyarlanmıştır. IEC 555-2 standardı 1995 yılında IEC 1000-3-2 olarak değiştirilince, CENELEC de Avrupa Birliği standardını EN 61000-3-2 olarak değiştirmiştir. Günümüzde halen geçerli olan Avrupa Birliği standardı EN 61000-3-2 kodlu standarddır. Avrupa Birliği uyum yasaları çerçevesinde, ülkemizde de Avrupa Birliği tarafından kullanılan EN 61000-3-2 kodlu standardı, TS EN 61000-3-2 kodu ile kullanılmaktadır. Avrupa Birliği tarafından kabul edilen bu standard, 230V-50Hz' lik tek fazlı şebeke veya 400V-50Hz' lik üç fazlı şebekeye bağlanan faz başına 16A etkin akım çeken cihazlar için uygulanmaktadır [6].

TS EN 61000-3-2 standardı kapsamındaki cihazlar için getirilen akım harmonik miktarlarına ait sınırlamalar Çizelge 2.1 ve Çizelge 2.2' de aktarılmıştır.

Çizelge 2.1. A ve D sınıfı cihazlar için TS EN 61000-3-2 standardı

A Sınıfı Cihazlar		D Sınıfı Cihazlar	
Güç Sınırı (Güç Sınırı Yok)		Nispi Güç Aralığı (600 W $\geq$ Güç > 75 W)	Tam Güç Aralığı (600 W $\geq$ Güç > 75 W)
Azami izin verilebilen harmonik akımı		Watt başına azami izin verilebilen harmonik akımı (mA/W)	Azami izin verilebilen harmonik akımı
Harmonik mertebe (n)	(A)		(A)
Tek Harmonikler			
3	2,30	3,4	2,30
5	1,14	1,9	1,14
7	0,77	1	0,77
9	0,40	0,5	0,40
11	0,33	0,35	0,33
13	0,21		
15 $\leq n \leq 39$ (A Sınıfı)		Aşağıdaki eşitlikler kullanılır	
13 $\leq n \leq 39$ (D Sınıfı)	2,25/n	3,85/n	2,25/n
Çift Harmonikler			
2	1,08		
4	0,43		
6	0,30	Uygulanmaz	
8 $\leq n \leq 40$ (A Sınıfı)	1,84/n		

Çizelge 2.2. C sınıfı cihazlar için TS EN 61000-3-2 standardı

Harmonik mertebe (n)	Temel frekansta giriş akımının %'si olarak ifade edilen azami izin verilebilen harmonik akımı (%)
2	2
3	30 x devre güç katsayısı
5	10
7	7
9	5
$13 \leq n \leq 39$	3

Belirtilen sınıflandırma gruplarına giren cihaz tipleri aşağıda belirtilmiştir.

Sınıf A:

- Dengeli 3-fazlı cihaz;
- Sınıf D olarak belirtilen cihazlar hariç olmak üzere evde kullanılan aletler;
- Taşınabilir aletler hariç diğer aletler;
- Akkor lambalar için kısıcılar;
- Ses cihazları.

Sınıf B:

- Taşınabilir aletler;
- Profesyonel cihaz olmayan ark kaynak cihazı.

Sınıf C:

- Aydınlatma cihazı.

Sınıf D:

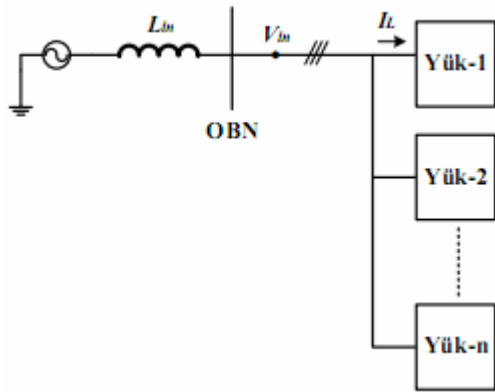
Aşağıdaki tiplerden 600 W'a eşit olan ya da 600 W'tan daha düşük olan veya ilgili standardın Madde 6.2.2' sine göre belirli bir güçteki cihaz:

- Kişisel bilgisayarlar ve kişisel bilgisayar ekranları;
- Televizyon alıcıları.

IEEE 519-1992 Standardı

IEEE tarafından geliştirilen bu standard herhangi bir cihaz gereksinimine göre değil de, Şekil 2.5' te gösterildiği gibi, kullanıcının şebekeye bağlandığı Ortak Bağlantı Noktasına (OBN) göre üretilen harmonik akımlarının düzenler. Bu standard genellikle faz başına 110V etkin şebeke gerilimini kullanan ülkelerde (ABD gibi) uygulanır.

IEEE 519-1992 standardının OBN' nin kısa devre akımı ve yükün maksimum akımının temel bileşenine bağlı olarak getirdiği sınırlamalar Çizelge 2.3'te aktarılmıştır. Çizelge 2.3'te aktarılan I_{sc} OBN ' da çekilebilecek kısa devre akımını, I_L şebeke tarafından görülen yükün maksimum akımının temel bileşenini ve THB ise Toplam Harmonik Bozulmayı ifade eder [7].



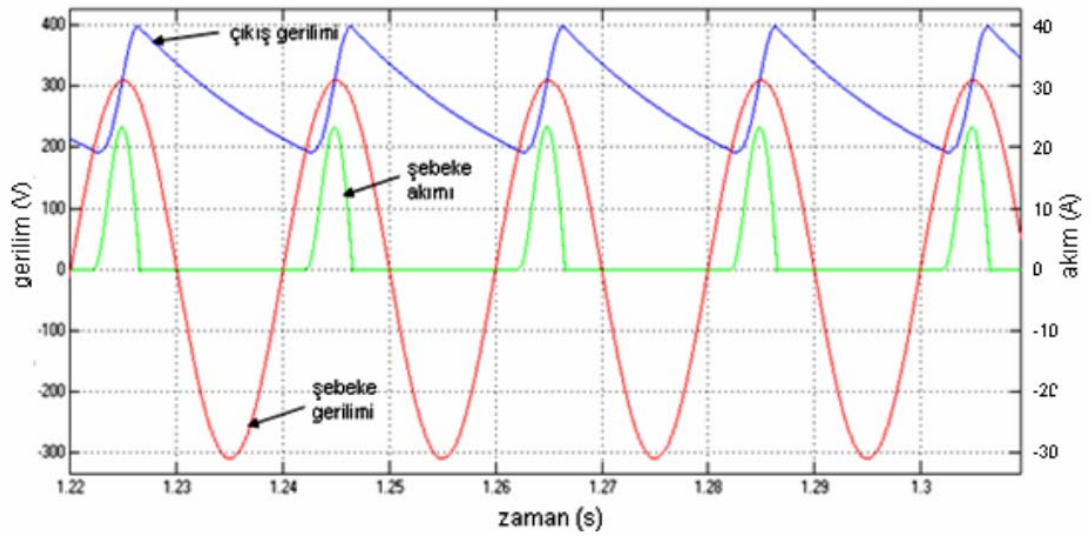
Şekil 2.5. IEEE 519-1992 standardının temelini oluşturan OBN' i gösteren şekil

Çizelge 2.3. IEEE 519-1992 standardı

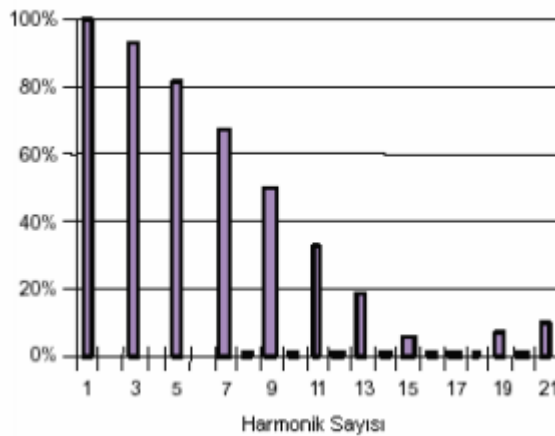
I_{sc}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THB (%)
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
$1000 >$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

2.4. Harmonik Sayısı

Şekil 2.6'daki akım dalga şeklinin harmonik içeriği Şekil 2.7'de verilmiştir. Temel dalga, %100 genlikle gösterilmiştir ve sonrasında daha yüksek harmonikler temel genliğe olan yüzde oranları ile birlikte belirtilmiştir. Tek harmoniklerin daha görünür olduğuna dikkat edilmelidir.



Şekil 2.6. Güç katsayısı düzeltme kullanmayan tipik anahtarlama dalga şeklinin giriş karakteristiği



Şekil 2.7. Şekil 2.6'daki dalga şeklinin harmonik içeriği

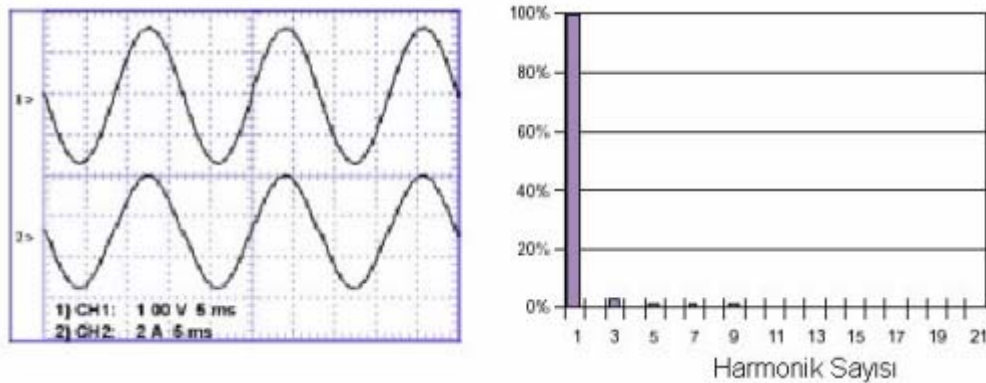
Yüksek güç katsayısı ile harmoniklerin düşük olması doğru orantılıdır. Bununla birlikte bunların arasında doğrudan bir ilişki yoktur, Eş. 2.21 toplam harmonik bozulmayı (THB) güç katsayısı ile ilişkilendirmektedir.

$$THB(\%) = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{k_d^2} - 1} \quad (2.14)$$

Güç katsayısı $GK = k_d \cdot \cos \varphi_1$ idi. Burada k_d bozulma faktörüdür. Giriş akımının temel bileşeninin giriş gerilimi ile aynı fazda olduğu düşünülürse, yani $\cos \varphi_1 = 1$ ise;

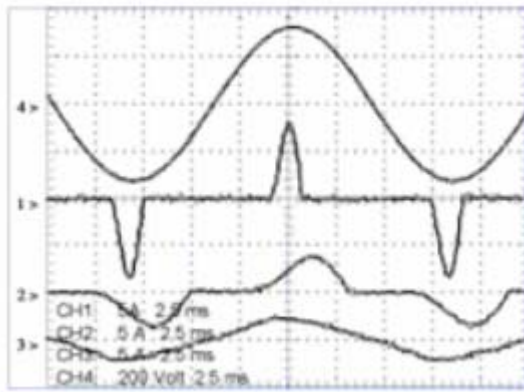
$$GK = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THB(\%)}{100}\right)^2}} \quad (2.15)$$

%10'luk bir THB 0,995'e eşit bir güç katsayısı oluşturmaktadır. Her bir harmonik için sınırların belirlenmesi, giriş akımındaki kirliliğin azaltılması, akımın küçültülmesi ve denetlenmesinde etkili bir yöntem olacaktır. Bu sebeple, giriş akımının şekillendirilmesi işlemi ortak olarak güç katsayısı düzeltme olarak adlandırılır ve düzeltmedeki başarımın ölçümü uluslararası düzenlemelere göre harmonik içeriğinin ölçümüyle belirlenir.



Şekil 2.8. Güç katsayısı düzeltmeli güç kaynağının giriş karakteristikleri

Şekil 2.8’de gösterilen giriş karakteristikleri; bir anahtarlama tipi yükselten çeviricide, giriş doğrultucusu ile depolama kapasitörü arasına aktif güç katsayısı düzelticinin yerleştirilmesi ile elde edilmiştir. Çeviricinin kontrolü, karmaşık bir tümleşik devre ve ilişkili devresi yardımıyla giriş akımının giriş gerilim şekli ile uyumlu olmasına yönelik olarak imal edilmiştir. Bu tip GKD günümüzdeki güç kaynaklarında kullanılan en popüler tip GKD’dır. Ancak kullanılan tek tip değildir. GKD’nin aktif devrelerle (transistörler, tümleşik devreler gibi) yapılmasının gerekliliğine ilişkin herhangi bir kural bulunmamaktadır. Harmoniklerin düzenleyici sınırların altında kalması kaydıyla her türlü yöntem kullanılabilir. Örneğin aktif devre yerine yerleştirilecek uygun bir endüktör de benzer amaçla kullanılmaktadır. Uygun bir endüktör, akımın tepelerini indirgeyerek ve akımı zamana yayarak harmoniklerin düzenleyici kuralları dâhilinde olmasını sağlayabilir. Bu metod, bazı masaüstü bilgisayar güç kaynaklarında kullanılmıştır. Tipik bir kişisel bilgisayardaki 250 W’lık gücün üzerindeki seviyelerde pasif yaklaşım, boyut ve ağırlığı nedeniyle popülerliğini yitirir. Şekil 2.9. üç farklı kişisel bilgisayar güç kaynağının giriş karakteristiklerini aynı yelpazede göstermektedir. Buradaki dalga şekilleri: 1. GKD’siz giriş akımı, 2. Pasif GKD’de giriş akımı, 3. Aktif GKD’de giriş akımı, 4. Giriş gerilimidir.



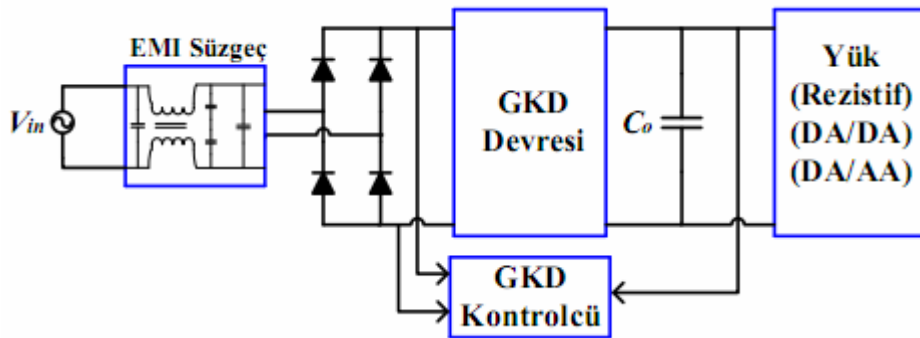
Şekil 2.9. Değişik güç katsayısı düzeltme tiplerine (GKD’siz, pasif, aktif) göre bilgisayar güç kaynaklarının giriş karakteristikleri

Anahtarlama tipi güç kaynaklarının neden olduğu, düşük güç katsayısı ve yüksek devirdaim akımlarının sebebi, kesikli giriş filtresi şarjlama akımıdır. Bu problemin

özümü için birçok yaklaşım vardır: Pasif ve aktif güç katsayısı düzeltme; şebekede pasif ya da aktif filtreleme ve son olarak sistemde sinüsoidal olmayan gerilim ve akım varlığının kabul edilmesidir. Bunlar arasında pasif ile yüksek frekanslı aktif güç katsayısı düzeltme şekilleri en popüler olanlarıdır [8].

3. AKTİF GKD METODLARI

Aktif GKD yöntemleri, Şekil 3.1'de gösterildiği gibi, temel güç elektroniği anahtarları ile yapılmakta ve mutlaka kontrolcüye ihtiyaç duymaktadır. Bu yöntemler şebeke frekansı gibi düşük frekanslarda (50-60 Hz) yapılabildiği gibi (genellikle tristör kullanılarak), genellikle yüksek frekanslarda (10-300 kHz) yapılmaktadır (MOSFET, IGBT gibi güç elektroniği anahtarları kullanılarak). AA/DA dönüştürücülerde çıkış geriliminin kontrol edilmesi aktif GKD yöntemlerin pasif yöntemlere göre en önemli üstünlüğüdür. Ayrıca, aktif GKD yöntemlerinde yüksek frekanslara çıkıldıkça, dönüştürücüde kullanılan endüktör ve kondansatör değerleri de düştüğü için daha düşük boyutlu devre elde edilebilir. Çalışmanın bu bölümünde literatürde mevcut yüksek frekanslı temel aktif GKD devreleri aktarılmaktadır [9-13].

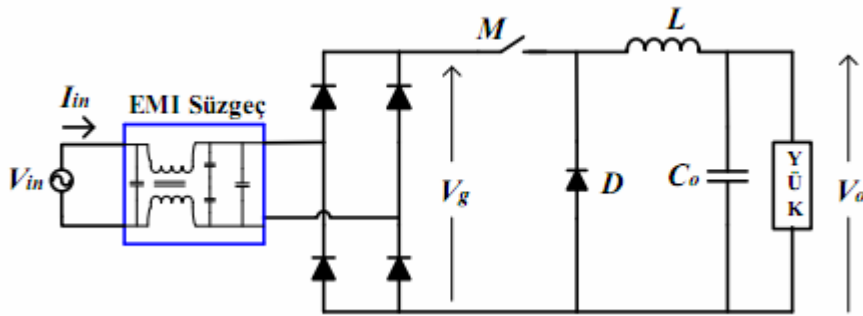


Şekil 3.1. Aktif GKD yöntemi blok şeması

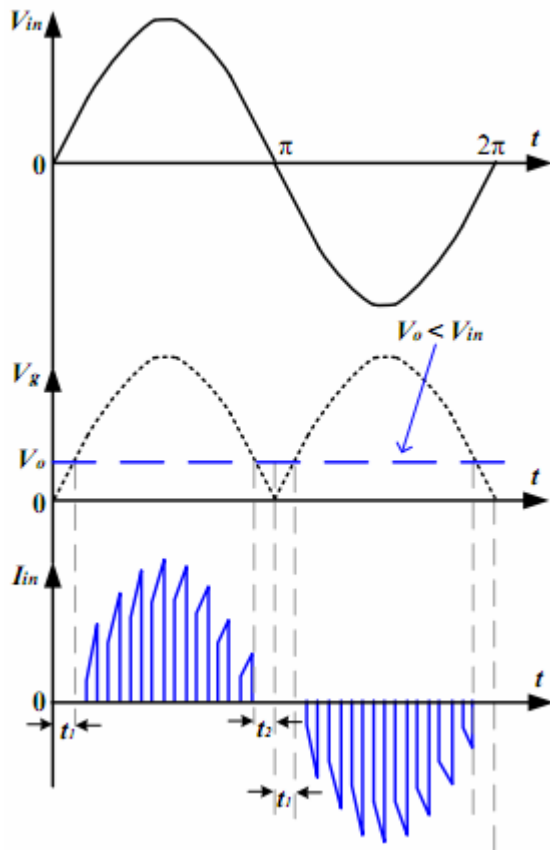
3.1. Düşüren (buck) Aktif GKD Devresi

Giriş gerilimini düşüren bu tip aktif GKD devresinin (Şekil 3.2) gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 3.3' te aktarılmıştır. Düşüren devrede giriş gerilimi çıkış geriliminden yüksek olması gerektiğinden, giriş geriliminin düşük olduğu durumlarda (t_1 ve t_2 süresince) anahtarlama yapılmamakta ve giriş akımında kesintiler oluşmaktadır. Bu durum giriş geriliminin sıfıra yakın olduğu durumlarda giriş akımında bozulmalar oluşturmaktadır. Düşüren tip devrede kullanılan endüktör akımı sürekli olsa bile, giriş akımı her bir anahtarlama periyodunda kesintiye

uğradığından kesintili durumdadır. Bundan dolayı, düşüren tip GKD devrelerinde giriş akımının dalgacık oranı yüksek olup daha büyük oranda EMI üretilmiş olur. Ayrıca, bu devrenin giriş akım dalga şekli kesintili olduğundan, anahtar akımının tepe oranı yüksektir. Bu nedenle, bu devrede akım değeri daha yüksek anahtar ve diyot kullanılır [14].



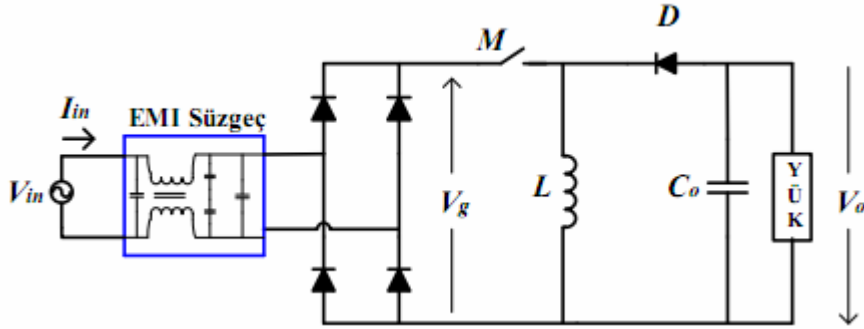
Şekil 3.2. Düşüren tip aktif GKD devre şeması



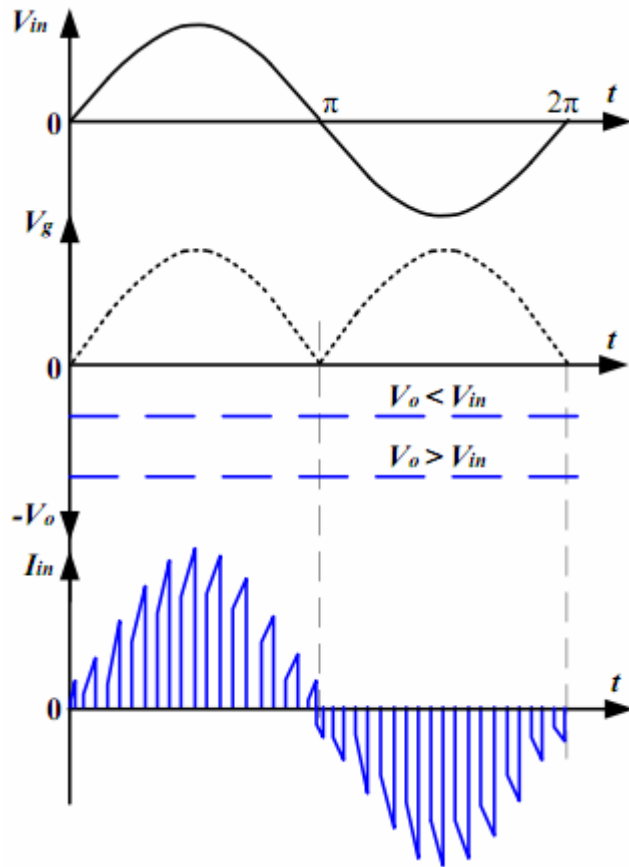
Şekil 3.3. Düşüren tip aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri

3.2. Düşüren-Yükselten (buck-boost) Aktif GKD Devresi

Giriş gerilimini düşüren ya da yükselten bu aktif GKD devresinin (Şekil 3.4) gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 3.5'te aktarılmıştır.



Şekil 3.4. Düşüren-yükselten aktif GKD devre şeması

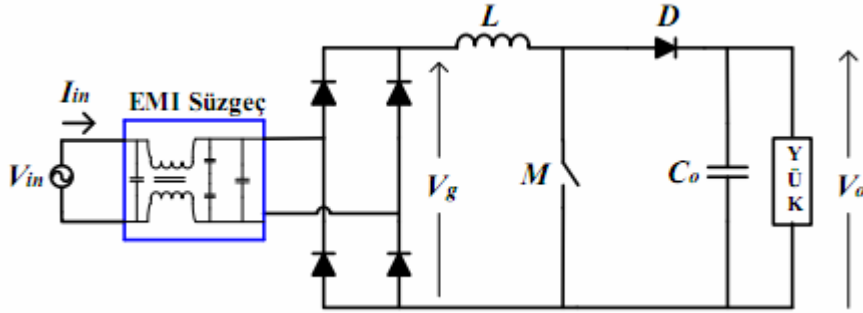


Şekil 3.5. Düşüren-yükselten aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri

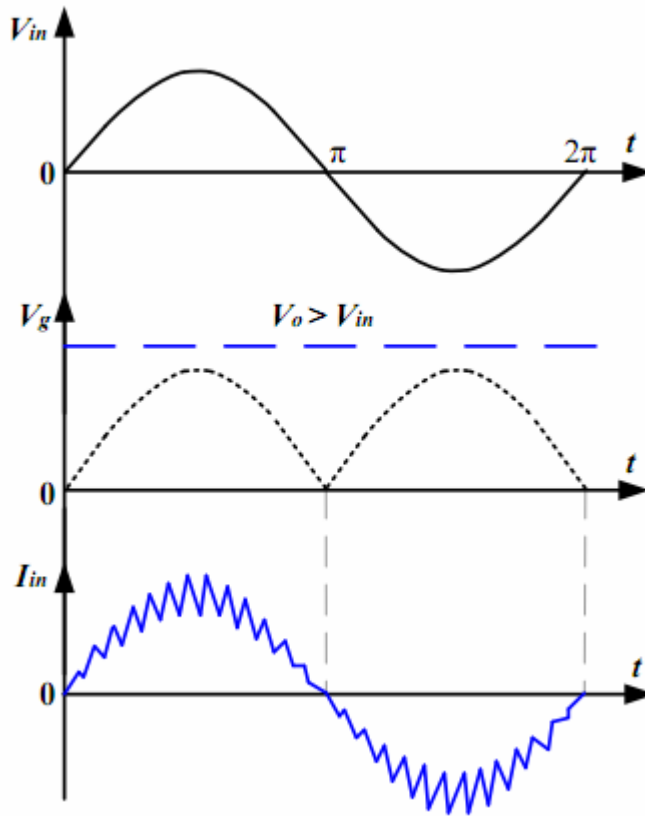
Giriş gerilimi çıkış geriliminden yüksek veya düşük olsa bile devre çalışmaktadır. Bu nedenle, giriş geriliminin her hangi bir değerinde giriş akımında kesintiler oluşmamaktadır. Bu devrede de düşüren tip devrede olduğu gibi, kullanılan endüktör akımı sürekli olsa bile, giriş akımı her bir anahtarlama periyodunda kesintiye uğramaktadır. Giriş akımının dalga şekli kesintili olduğundan, düşüren tip devredeki dezavantajlar bu devre için de geçerlidir. Ayrıca, düşüren-yükselten GKD devresinin çıkış gerilimi giriş gerilimine göre negatif polaritede olduğundan anahtarlar üzerindeki gerilim stresleri daha yüksektir [14].

3.3. Yükselten (boost) Aktif GKD Devresi

Güç katsayısı düzeltmede en çok kullanılan devre olan yükselten tip aktif GKD devresinde (Şekil 3.6) çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden yüksektir. Çıkış gerilimi daima giriş geriliminden yüksek olduğundan, düşüren tip GKD devresinde meydana gelen giriş geriliminin sıfıra yakın noktalarındaki bozulma oluşmamaktadır. Yani, bu devrenin GKD kontrolünde, giriş geriliminin sıfır noktasından tepe noktasına kadar devre anahtarlama olarak çalıştırılabilmektedir. Bu sayede, giriş akım dalga şekli tamamen giriş gerilim dalga şekline dönüştürülebilir. Bu devrenin diğer devrelere göre en büyük avantajı, Şekil 3.7'de de görüldüğü gibi, giriş akımı hem sürekli iletim modu (SİM) modunda hem de düşüren tip GKD devresinde olduğu gibi kesikli iletim modu (KİM) modunda olabilir. Ayrıca, uygun kontrolcü kullanılarak bu devrenin giriş akım dalga şeklinin sınır iletim modunda da (SRM) olması sağlanabilir. Devrede kullanılan endüktör devrenin girişinde olduğundan, endüktör akımı sürekli modda olduğu takdirde, giriş akım dalga şekli de sürekli modda olabilmektedir [14].



Şekil 3.6. Yükselten aktif GKD devre şeması



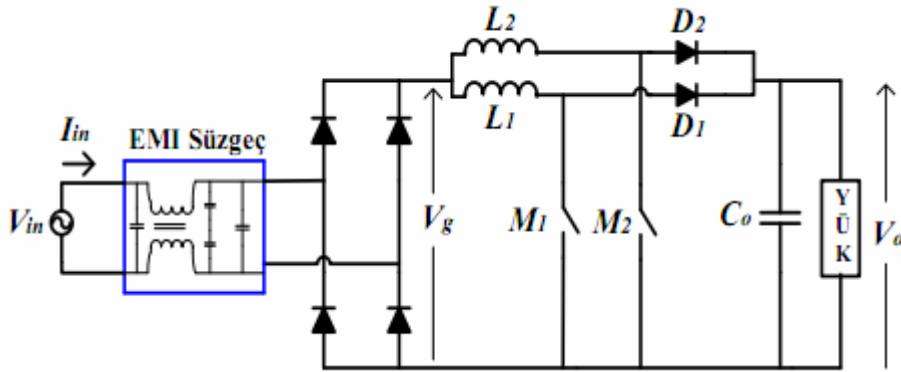
Şekil 3.7. Yükselten aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri

Faz farklı paralelleme (sarmaşık yapı) tekniği

Bir çok uygulamada, düşük boyutlu EMI süzgeç gereksinimi için, endüktör akımının dalga şeklinin SİM olması ve bu akımın dalgacık oranının oldukça düşük olması istenir. Bu nedenle, orta ve yüksek güç uygulamalarında, dönüştürücü gücünü arttırmak ve giriş akım dalgacık oranını düşürmek için sarmaşık (faz farklı paralel)

yükselten GKD devreleri önerilmektedir [15-17]. Faz farklı paralelleme tekniği, birden çok güç katının faz farklı olarak anahtarlamasıdır. Bu yöntemle giriş akım dalgacık oranı düştüğü gibi, çıkış gerilim dalgacık oranı da düşmektedir. Şekil 3.8'de aktarılan sarmaşık yükselten GKD devresinin uygulamadaki kullanım alanının genişliği ve diğer GKD devrelerine göre sahip olduğu avantajlardan dolayı bu tez çalışmasının konusu olmuştur.

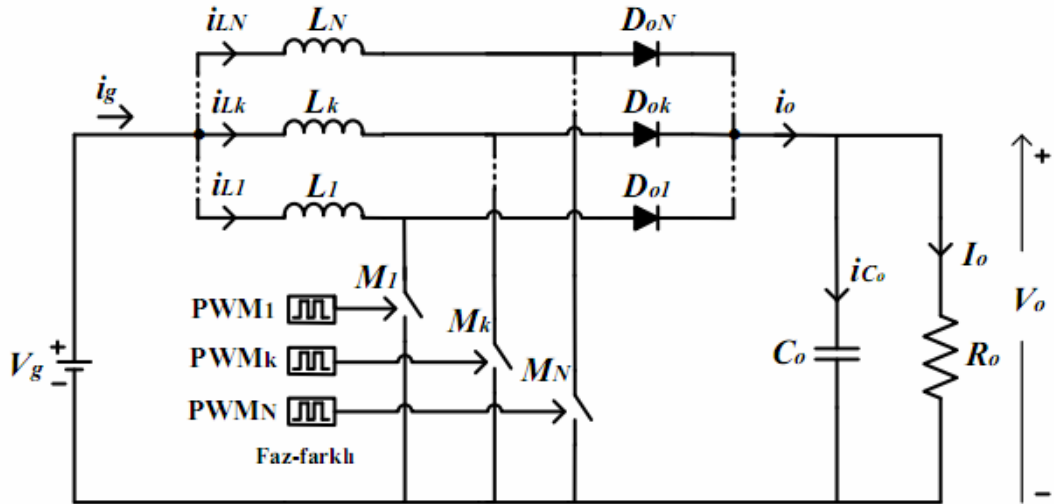
Yükselten devrelerde faz farklı anahtarlama yönteminin kullanılması hem giriş akım dalgacık miktarını hem de çıkış gerilim dalgacık miktarını düşürmektedir. Bu yöntemle, dönüştürücü güç seviyesi artırıldığı gibi daha düşük boyutlu EMI süzgece ihtiyaç duyulur [14].



Şekil 3.8. Sarmaşık yükselten aktif GKD devresi

Şekil 3.9'da görüldüğü gibi, her bir güç katındaki anahtar faz-farklı tetiklenmek suretiyle, güç katlarının paralellenmesi bir önceki yöntemin avantajlarını sağladığı gibi giriş akımının dalgacık oranını da düşürmektedir. Giriş akımı, paralel bağlanmış güç katlarının çektiği akımın toplamına eşittir. Bütün anahtarlar faz-farklı tetikleme sinyalleri ile anahtarlандığından, her hangi bir veya birden çok güç katının akımı yükselirken, diğer güç katı yada güç katlarının akımları düşmektedir. Bu nedenle, güç katlarının akımlarının toplamı olan giriş akımının dalgacık oranı düşer. Bu yöntemde güç katları arası akımın eşit paylaşılmasına yönelik ek kontrol devresi kullanılır. Teorik olarak güç katı sayısında sınır olmasa da, pratikte çok sayıda güç katına sahip böyle bir devrenin uygulaması oldukça zordur. Bu nedenle,

pratikte iki veya üç güç katına sahip faz-farklı yükselten devre uygulamaları tercih edilir [14].



Şekil 3.9. N-adet güç katı paralel bağlanmış sarmaşık yükselten devrenin gösterimi

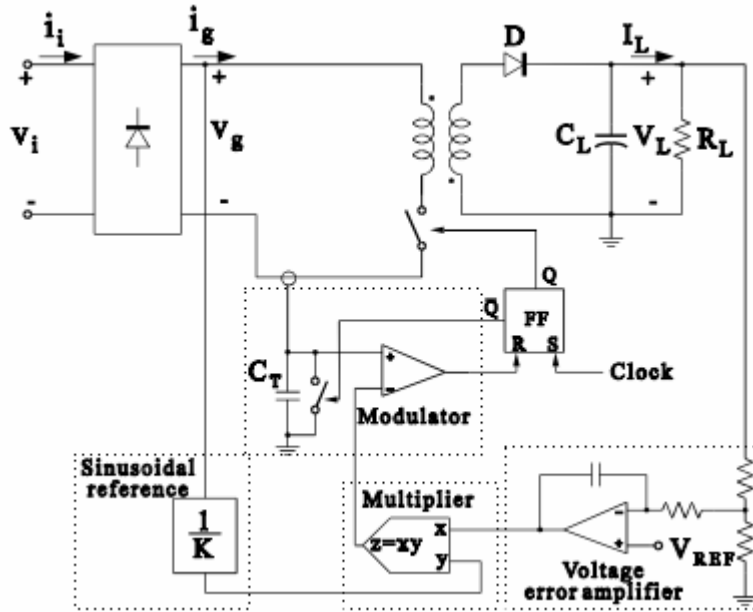
Sarmaşık yükselten devrenin her bir güç katı için uygulanan faz farkı, FF,

$$FF = k \cdot \frac{2\pi}{N} \quad (3.1)$$

eşitliği ile ifade edilir. Burada k, sarmaşık yükselten devrenin içerdiği güç katının mertebesini ifade eder ($k = 1, 2, \dots, N$).

3.4. Flyback Aktif GKD Devresi

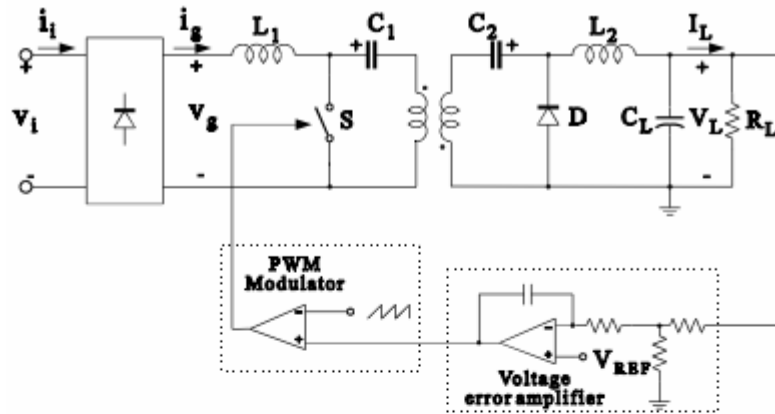
Bu yöntemde ilk kontrol stratejisi kesikli akım PWM kontrolüdür. Bu tekniğe göre dönüştürücü görev çarpanı modülasyonuna ihtiyaç duymadan sinüsoidal akım sergiler. Bu strateji düşük güç uygulamaları için çok uygundur fakat orta güç uygulamaları için SİM daha uygundur ve böylece anahtar üzerindeki baskı azalır. Bu amaçla Şekil 3.10'da gösterildiği gibi yük kontrolü diye adlandırılan yöntem kullanılabilir [18].



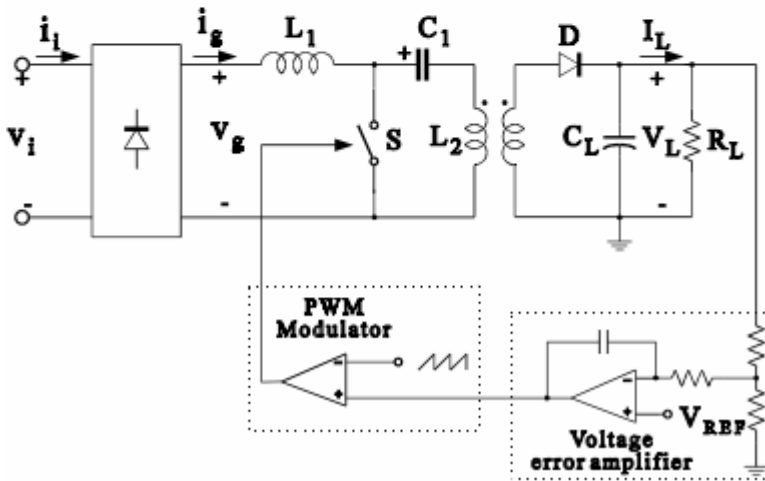
Şekil 3.10. Yük kontrollü flyback aktif GKD

3.5. Cuk ve Sepic Aktif GKD Devresi

Bu topolojiler devre karmaşıklığından dolayı diğer aktif GKD topolojilerine göre daha az tercih edilirler. Aynen flyback dönüştürücü gibi bu topolojiler de görev çarpanı modülasyonuna gerek duymadan KİM'nda sinüsoidal akım sergilerler. Bu durumda Şekil 3.11'de görüldüğü gibi kesikli akım PWM kontrolü uygulanabilir. Bununla beraber bu dönüştürücülerle giriş akımı KİM'nda bile sürekli olabilir. Topolojide kullanılan iki adet bobin değerinin doğru seçilmesi ile diyot akımı süreksiz olsa bile giriş bobin akımı sürekli olabilir. Bu durum giriş filtresi gereksinimlerini azaltır fakat cihaz üzerindeki yüksek akım baskısı devam eder [18].

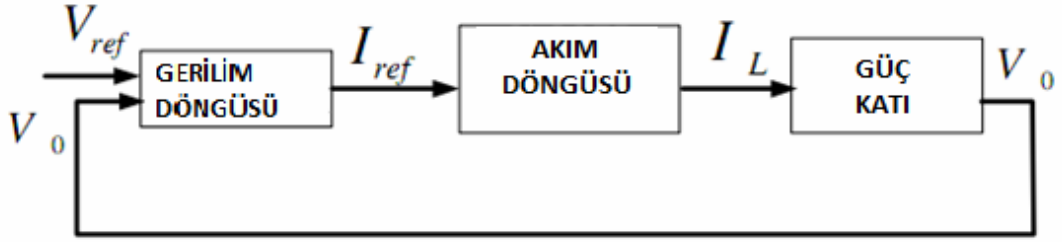


a)



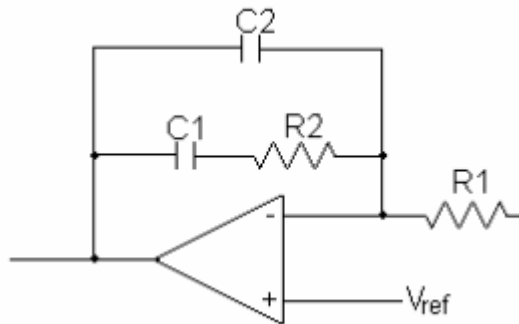
b)

Şekil 3.11. a) Aktif GKD Cuk dönüştürücü b) Aktif GKD Sepic dönüştürücü



Şekil 4.2. Gerilim kontrol döngüsü

Gerilim döngüsünün bant genişliği optimal sonuç için sınırlandırılmalıdır. Giriş gerilim bant genişliğinin yarısından daha düşük olmalıdır. Yani 50 Hz lik bir giriş gerilimine sahipsek tasarımıımızı 100 Hz bir bant genişliğini sağlayacak şekilde yapabiliriz. Bu durum çıkış kapasitörü üzerindeki gerilimin ikinci harmoniğinin elimine edilmesiyle alakalıdır [19]. Gerilim döngüsü kontrolörü olarak oransal-integral kontrolör kullanılmaktadır ve detayı Şekil 4.3' te gösterilmiştir.



Şekil 4.3. Gerilim hata yükselteci detayı

Gerilim hata yükselteci transfer fonksiyonu ise ;

$$G_v(s) = \frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot \frac{(s + w_z)}{s \cdot (s + w_p)} \quad (4.1)$$

Eş. 4.1'e göre hata yükselteç devresi bir integratörden ($1/s$) oluşmaktadır, w_z ' de bir sıfır ve w_p ' de bir kutup vardır. Her ne kadar akım ve gerilim hata yükselteç devreleri aynı tip hata yükseltecini gösterse de, her bir kutup ve sıfır yerleştirmesi gereksinimi tamamen farklıdır. İntegrator normalde kararlı hal hatasını elimine eder.

Güç kısmı filtresinin frekansından önce yerleştirilen sıfır (esasen anahtarlama frekansının yarısından daha az) akım döngüsünün kararlılığını garanti eder. Kutup ise yüksek frekanslı gürültüyü yok eder [20]. Gerilim kontrol döngüsü çıkış gerilimi dalgalanmasına, izin verilebilen giriş akım bozulmasına, çıkış kapasitörü parametrelerine bağlı olarak tasarlanır. Gerilim oransal-integral kontrolörünün oransal sabiti (K_p) ve integral sabiti (K_i) aşağıda gibi hesaplanabilir.

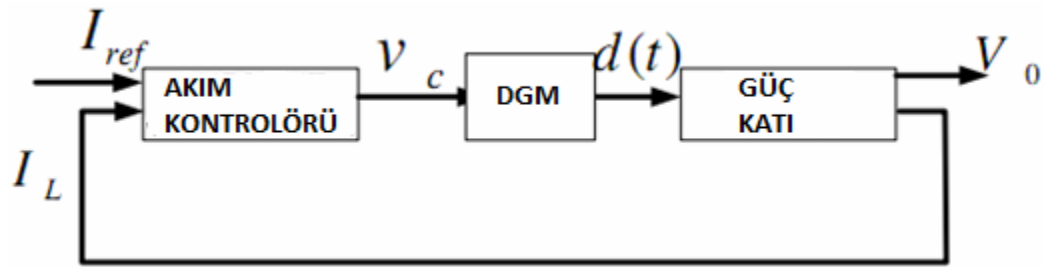
$$K_p \approx \frac{C}{4.K_I.\zeta^2.T_D} \quad (4.2)$$

$$K_i \approx \frac{1}{4.K_I.R.\zeta^2.T_D} \quad (4.3)$$

Burada R çıkış yükünü, C çıkış kondansatörünü, T_D zaman sabitini, ζ sönümleme katsayısını temsil etmektedir [21].

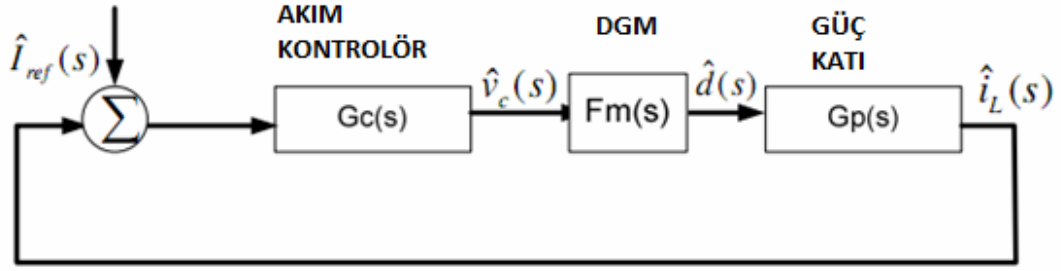
4.1.2. Akım döngüsünün tasarımı

Akım kontrolörü giriş güç faktörünün düzeltilmesi ve daha düşük THB oluşmasını sağlamak amaçlı kullanılmaktadır. Aşağıda akım kontrol döngüsü gösterilmektedir.



Şekil 4.4. Akım kontrol döngüsü

Akım döngüsü bant genişliği yaklaşık olarak anahtarlama frekansının on katı civarındadır. Tasarımın daha kolay gerçekleştirilebilmesi için aşağıda akım döngüsün laplace alanında şekli gösterilmektedir [19].



Şekil 4.5. Akım döngüsünün laplace gösterimi

Akım döngüsünün açık döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde gösterilebilir.

$$T_i(s) = F_m(s) \cdot R_s \cdot G_p(s) \cdot G_c(s) \quad (4.4)$$

Burada $F_m(s)$ güç katsayısı düzeltici kontrolörünün modülatör kazancı, R_s akım ölçme direncinin değeri, $G_p(s)$ güç katı transfer fonksiyonu, $G_c(s)$ akım kompensatörü transfer fonksiyonudur. Modülatör transfer fonksiyonu DGM bloğunda kullanılan harici rampa fonksiyonun genliği olan V_{SE} ' ye bağlıdır ve aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$F_m(s) = \frac{1}{V_{SE}} \quad (4.5)$$

GKD yükseltici dönüştürücünün küçük sinyal modelinden $G_p(s)$ aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$G_p(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (4.6)$$

Akım kompensatörünü dahil etmeden yazılan $G_{id}(s)$ transfer fonksiyonu akım algılama direnci, güç katı ve DGM transfer fonksiyonun bir kombinasyonudur ve aşağıdaki şekilde yazılabilir;

$$G_{id}(s) = F_m(s) \cdot R_s \cdot G_p(s) \quad (4.7)$$

$G_{id}(s)$ transfer fonksiyonu Eş. 4.8' deki hale kolaylıkla getirilebilir.

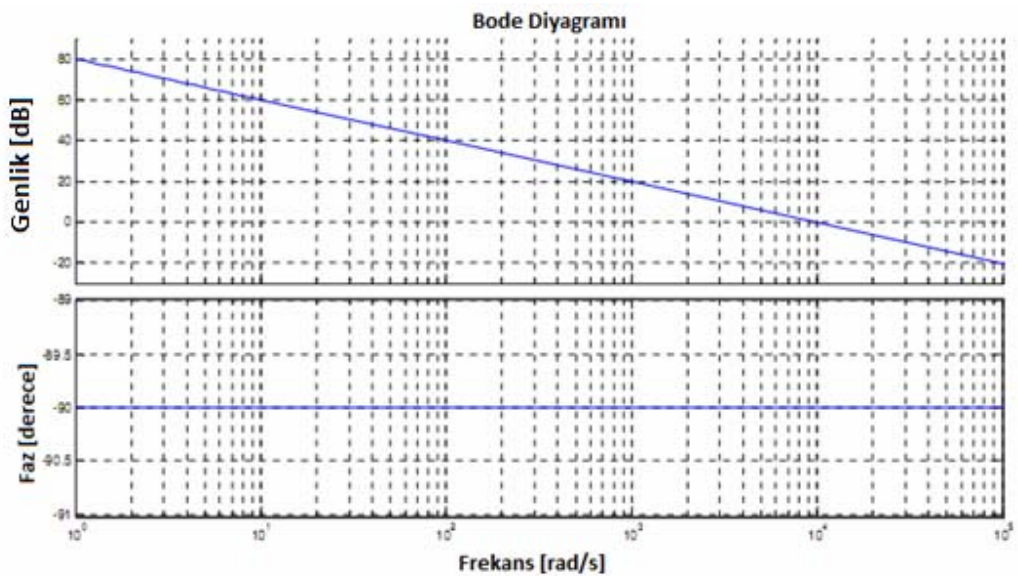
$$G_{id}(s) = \frac{V_o \cdot R_s}{s \cdot L \cdot V_{SE}} \quad (4.8)$$

İçerisinde akım kompensatörünün de bulunduğu genel transfer fonksiyonu $T_i(s)$ aşağıdaki şekilde yazılır.

$$T_i(s) = G_{id}(s) \cdot G_c(s) \quad (4.9)$$

Akım kompensatörü $G_{id}(s)$ transfer fonksiyonun davranışına göre tasarlanır. Akım kompensatörü, tüm akım döngüsünün optimal performansı ve kararlılığına göre tasarlanır. $G_{id}(s)$ transfer fonksiyonun bode diyagramı akım kompensatörü $G_c(s)$ 'in tasarlanması için iyi bir referanstır. Aşağıdaki şekilde $L = 1\text{mH}$, $V_\phi = 400\text{V}$, $V_{SE} = 4\text{V}$ parametrelerine göre çizilmiş bir $G_{id}(s)$ ' in bode diyagramı görülmektedir [19].

Burada "kutup" ifadesi paydayı sayısal olarak sıfır yapan değerleri, "sıfır" ifadesi payı sayısal olarak sıfır yapan değerleri ifade etmektedir.

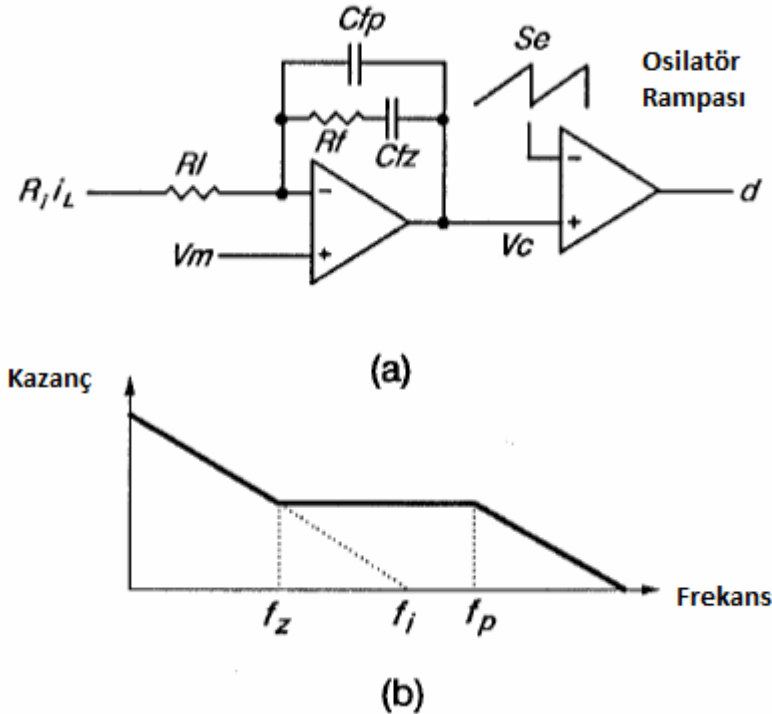


Şekil 4.6. $G_{id}(s)$ transfer fonksiyonun bode diyagramı

Şekil 4.7' de görüldüğü gibi yaygın kullanılan frekans aralıklarında güç katı transfer fonksiyonu tek kutba sahiptir. Bu durum için iki-kutup, tek-sıfır'a sahip olan bir hata yükseltici kullanılabilir. $G_c(s)$ 'de bulunan kutup, yüksek döngü DA kazancı ve sıfır kararlı hal hatası sağlayan bölgede bulunmalıdır. $G_c(s)$ 'de bulunan sıfır ise kararlı durum için arzu edilen faz kazancı bölgesinde yer almalıdır. Diğer kutup ise anahtarlama gürültüsünü filtrelemek için genellikle anahtarlama frekansının yarısında bulunan bölgede yer almalıdır. Aşağıda iki-kutup, tek-sıfıra sahip genel bir akım kompensatörü ifadesi verilmiştir [19].

$$G_c(s) = \frac{w_i}{s} \cdot \left(\frac{1 + s/w_z}{1 + s/w_p} \right) \quad (4.10)$$

Aşağıda iki-kutup, tek-sıfır' ı bulunan bir akım kompensatörünün yapısı ve genel kazanç tepkileri gösterilmiştir.

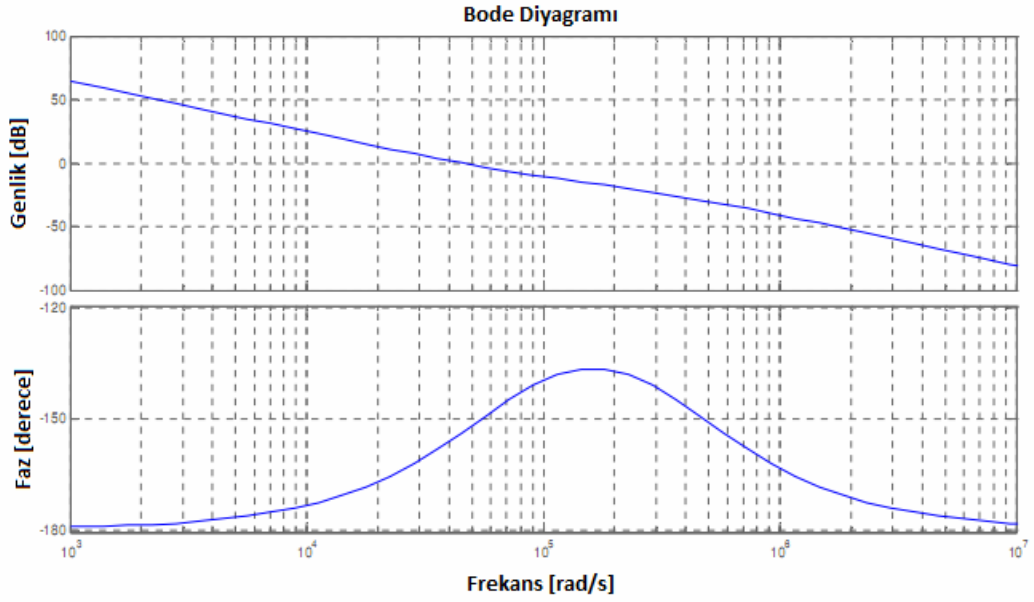


Şekil 4.7. a) Devre diyagramı b) Kazanç tepkisi

Akım döngüsü, giriş akımı bozulmasını en aza indiren köşe frekansında maksimum düşük frekans kazancı ve kabul edilebilir faz kazancı sağlayacak şekilde tasarlanmalıdır. Akım döngüsü transfer fonksiyonu bu durumda aşağıdaki gibi yazılabilir [19].

$$T_i(s) = \frac{V_0 \cdot R_s}{s \cdot L \cdot V_{SE}} \cdot \frac{w_i}{s} \cdot \left(\frac{1 + s / w_z}{1 + s / w_p} \right) \quad (4.11)$$

Kompanze edilmiş akım döngüsü Şekil 4.8'de gösterildiği gibi kazanç ve faz tepkisine sahiptir .



Şekil 4.8. Kompanze edilmiş akım döngüsünün bode diyagramı

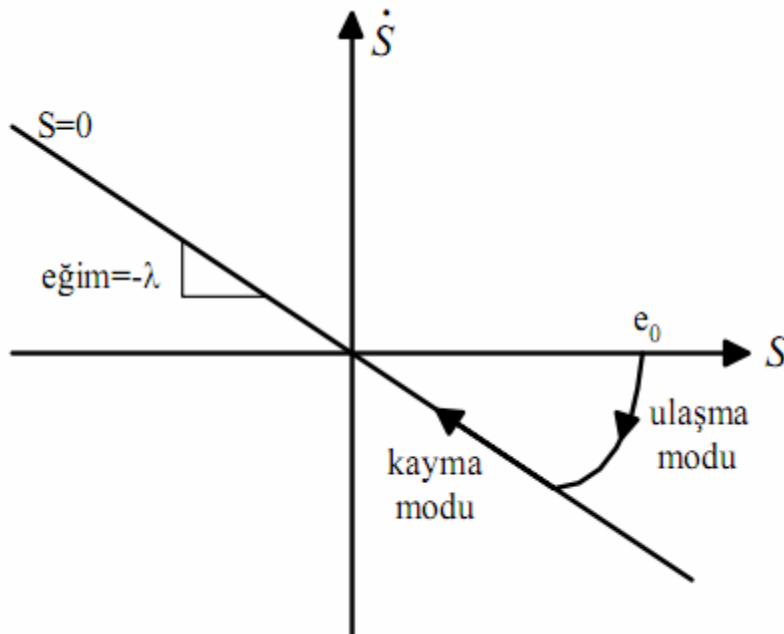
4.2. Ortalama Kayan Kip Metodu

Doğrusal olmayan, parametreleri zamanla değişen ve karmaşık dinamiklere sahip sistemlerin kontrolü klasik denetleyicilerle zor olmaktadır. Bu tür sistemlerin denetiminde ortalama kayma kip kontrol (OKKK) etkili bir kontrol yöntemidir. OKKK' nün kapalı çevrim kontrol sistemlerine uygulanmasında amaç, hatayı kayma yüzeyi veya diğer adıyla anahtarlama yüzeyine doğru itmek ve bu yüzeyde

tutmaktır. Kayma yüzeyi durum değişkenlerinin doğrusal kombinasyonu olan bir fonksiyon olarak tanımlandığı için durum değişkenleri bu yüzey üzerine doğrusal bağımlıdır. Bu durumda, sistemin derecesi bağımsız giriş değişkeni kadar indirgenmiş olur ve sistem indirgenmiş bir kontrol kuralı ile denetlenir [22].

Kayan kipli denetimin en büyük sorunlarından bir tanesi anahtarlama frekansının değişken olmasıdır. Bu da frekansın çok yüksek değerlere çıkmasına neden olmaktadır. Bu soruna çatırdama problemi denmektedir. Anahtarlama frekansını sabitlemek için OKKK yöntemi kullanılabilir.

Denetleme yönteminin tasarımında anahtarlama sıklığını sabitleyebilmek için, aktif dalga biçimlendirici devrenin durum uzay modelleri yerine, Eş. 4.18 ve Eş. 4.19' da verilen ortalama durum uzay vektörleri kullanılmıştır. Böylelikle kesikli denetleyici yerine sürekli bir denetleyici tasarlanmıştır. Şekil 4.9 kayma yüzeyini göstermektedir [21].



Şekil 4.9. Kayma yüzeyi

Kayan kipli denetim aşağıda verilen temel kurala dayanmaktadır.

$$S \cdot \dot{S} < 0 \quad (4.12)$$

Anahtarlama $S=0$ ile verilen yüzey üzerinde gerçekleşmektedir. Akım denetimi gerçekleştirileceğinden S yüzeyi veya çizgisi referans akım ile endüktör akımı arasındaki hata ile bu hatanın değişiminin oluşturduğu hata düzlemi üzerinde yer almaktadır. Buradaki S çizgisi aşağıdaki şekilde belirtilebilir.

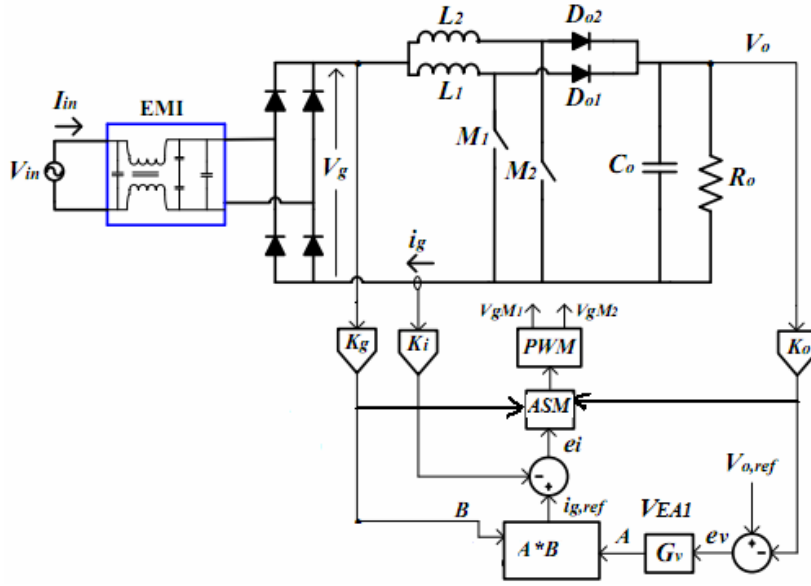
$$S = i_L - i_{ref} \quad (4.13)$$

$$\dot{S} = \dot{i}_L - \dot{i}_{ref} \quad (4.14)$$

Düzlem üzerinde seçilen anahtarlama doğrusu Eş. 4.15' te verilmiştir.

$$\dot{i}_L - \dot{i}_{ref} = -\lambda \cdot (i_L - i_{ref}) \quad (4.15)$$

Bu eşitlikte λ yakınsama katsayısı olarak tanımlanır ve anahtarlama doğrusunun eğimini belirler. Yakınsama katsayısı arttıkça denetleyicinin kazancı da artmaktadır. Kazancın artırılması, sistemin geçici zamanlarının azalmasını ve sistemin kalıcı duruma daha çabuk ulaşmasını, parametre değişimlerine olan hassasiyetsizliğinin artmasını sağlar. Fakat kazanç belli bir değerden sonra daha fazla arttırılırsa bu durumda çatırdama sorunu yeniden meydana çıkmaktadır [21].



Şekil 4.10. OKKK iki hücreli GKD yükselten dönüştürücü

Yukarıdaki dönüştürücünün anahtarın iletimde ve kesimde olduğu durumlara göre tek hücreli durum göz önüne alınarak durum denklemleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \cdot v_g \\ \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{C} \cdot \left(-\frac{v_0}{R}\right) \end{aligned} \right\} \quad \text{M: iletimde} \quad (4.16)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \cdot (v_g - v_0) \\ \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{C} \cdot \left(i_L - \frac{v_0}{R}\right) \end{aligned} \right\} \quad \text{M: kesimde} \quad (4.17)$$

Eş. 4.16 ve Eş. 4.17 denklem çiftleri kullanılarak durum uzay ortalaması uygulanabilir. Anahtar toplam periyodun d (görev oranı) oranında iletimde çalışır. Geriye kalan sürede ise kesimde çalışır. Dolayısıyla durum uzay denklemleri anahtarların açık ve kapalı kalma süreleri ile orantılı olan d ve $(1-d)$ ile çarpılırsa ve elde edilen çarpım toplanırsa elde edilen sonuç uzay durum denklemlerinin ortalamasını verir [21]. Durum uzay yöntemi ile ortalaması alınan yeni durum uzay

denklemleri, d değerine bağlıdır. Görev oranı d , 0 ile 1 arasında değer almaktadır. Yapılan işlem sonucu elde edilen denklemler Eş. 4.18 ve Eş. 4.19' da verilmiştir.

$$\dot{i}_L = \frac{(d-1)}{L} \cdot v_0 + \frac{1}{L} \cdot v_g \quad (4.18)$$

$$\dot{v}_0 = \frac{(1-d)}{C} \cdot i_L - \frac{1}{R \cdot C} \cdot v_0 \quad (4.19)$$

Eş. 4.18, Eş. 4.15' te yerine koyulup d görev oranı ifadesi çekilirse aşağıda denklem oluşur.

$$d = \frac{v_0 - v_g - L \cdot \lambda(i_L - i_{ref}) + L \cdot \frac{di_{ref}}{dt}}{v_0} \quad (4.20)$$

Bu denklemde çıkış geriliminin dinamiğinin anahtarlama sıklığına göre çok yavaş olduğu göz önüne alınırsa, Eş. 4.20' de verilen eşitlik daha da basitleştirilebilir. Yapılan bu kabullenme sonucunda oluşan eşitlik Eş. 4.21' de verilmiştir.

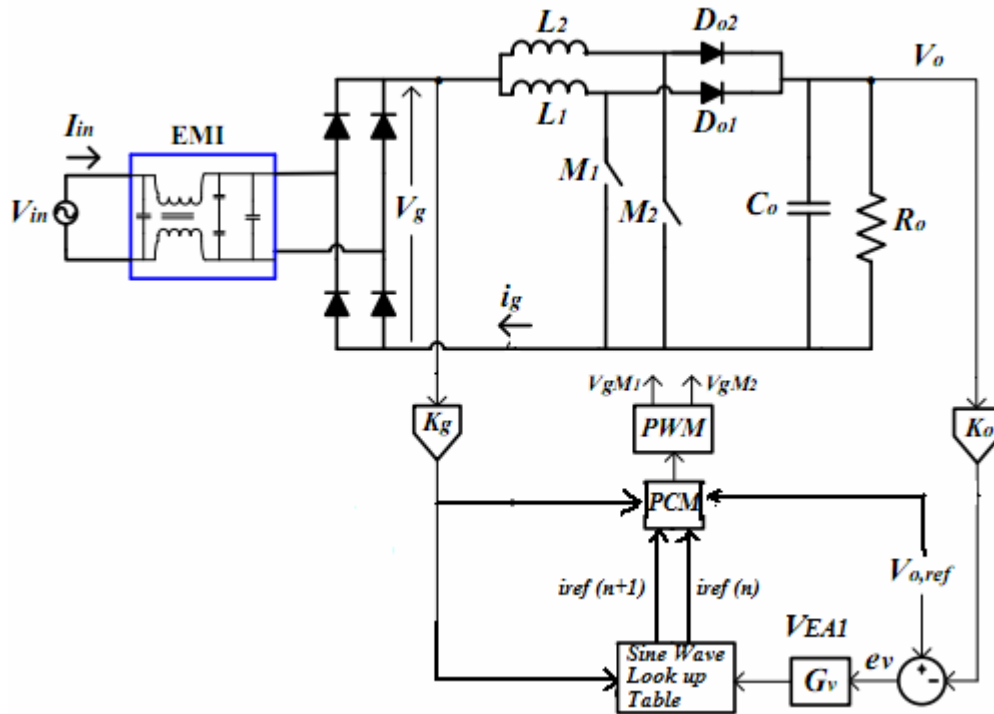
$$d = \frac{v_0 - v_g - L \cdot \lambda(i_L - i_{ref})}{v_0} \quad (4.21)$$

Verilen eşitlik incelendiğinde görev oranı değerinin oluşmasında giriş ve çıkış gerilimi ileri besleme ile değişimini sağlamaktadır. Hata değeri bu değeri etkiler ve uygun d değeri üretilmesini sağlar [21].

4.3. Öngörmeli Akım Kip Metodu

Öngörmeli akım kipi kontrolünün (ÖAKK) temel özelliği güç faktörü düzeltici için olan d görev çarpanını bir örnekleme periyodu sonrasındaki referans akım değeri, $i_{ref}(n+1)$, kullanılarak i_L ölçülmeden hesaplanmasıdır. Önerilen güç katsayısı düzeltme kontrolörü tahmine dayalıdır çünkü $i_{ref}(n+1)$ bulunulan andan sonraki

zamana aittir. Bu işlem sayısal işaret işlemcilerde sinüs çevrim tablosu kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Benzetim devresinde ise hazır bloklar yardımıyla gerçekleştirilebilmektedir. Bu metod kullanıldığı için güç katsayısı düzeltici devre dijital kontrolörün işlemci hızından bağımsız olarak çalışmaktadır. Bundan dolayı güç katsayısı düzeltici sistemi gerçekleştirmek için nisbeten daha düşük maliyetli ve performanslı mikroişlemci kullanmak mümkün olmaktadır. ÖAKK iki hücreli yükselten dönüştürücü Şekil 4.11' de gösterilmiştir.



Şekil 4.11. ÖAKK iki hücreli GKD yükselten dönüştürücü

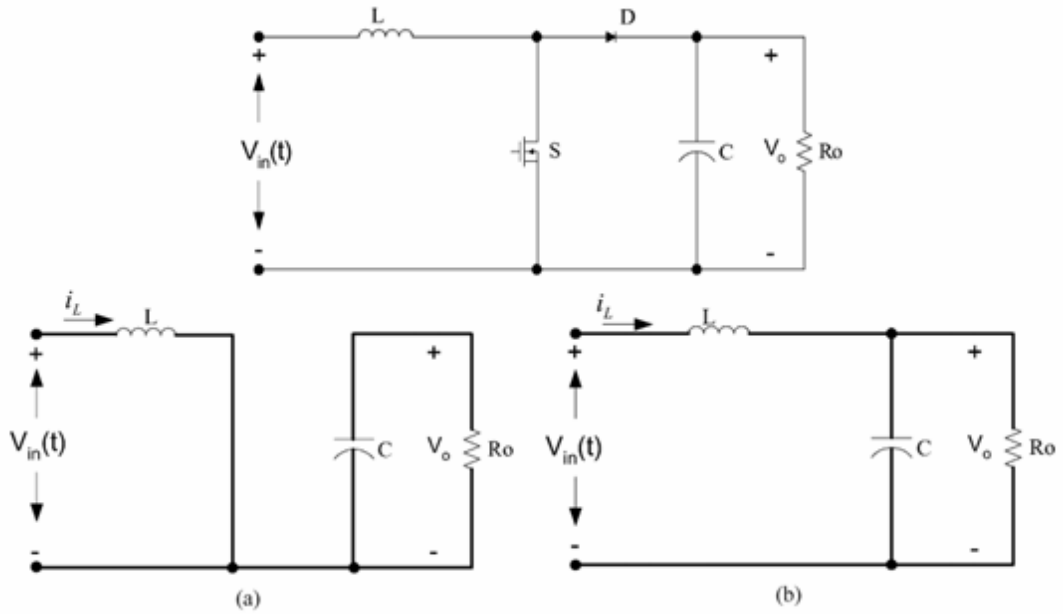
Önerilen güç katsayısı düzeltici sisteminin bazı avantajları;

- Anahtarlama frekansı ile mikroişlemcinin işlem hızı arasında doğrudan bir bağlantı yoktur.
- Daha ekonomik bir mikroişlemci kullanılabilir.
- Güç faktörü düzeltici fonksiyonunun yanında aynı mikroişlemci üzerinde izleme, merkezi kontrol birimiyle haberleşme, DA-DA katının kontrolü işlemleri de eşzamanlı gerçekleştirilebilir [23].

Yükseltici dönüştürücünün anahtarlama durumlarına göre iletim ve kesim durumları Şekil 4.12'de gösterilmiştir. Öngörmeli akım kipi metodu aşağıdaki kabuller yapılarak türetilmiştir [23].

- Yükseltici dönüştürücü sürekli iletim kipinde çalışır.
- Anahtarlama frekansı hat frekansından çok büyüktür dolayısıyla giriş gerilimi V_g bir anahtarlama periyodu boyunca sabit kabul edilebilir.

Bu kabullere dayanarak S anahtarının iletimde ve kesimde olma durumlarına göre endüktör gerilimleri aşağıdaki şekillerde türetilbilir.



Şekil 4.12. Yükseltici dönüştürücünün iletim(a) ve kesim(b) durumları

Anahtar iletimdeyken ($t(n) \leq t_{on} < t(n)+d(n).T_s$) endüktör akımı aşağıdaki şekilde türetilbilir.

$$\left. \begin{aligned} t_{on} + t_{off} &= T_s \\ t_{on} &= d.T_s \\ t_{off} &= (1-d).T_s \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt_{on}} = V_{in}(t) \quad (4.23)$$

Anahtar kesimdeyken ($t(n)+d(n).T_s \leq t_{off} < t(n+1)$) endüktör akımı aşağıdaki şekilde türetilir.

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt_{off}} = V_{in}(t) - V_o(t) \quad (4.24)$$

Burada $V_g(t)$ giriş gerilimi, $V_{\check{c}}(t)$ çıkış gerilim, $t(n)$ ve $t(n+1)$ n. ve (n+1). anahtarlama periyotlarındaki zamanlar, $d(n)$ görev oranı, T_s anahtarlama periyodudur.

Anahtarlama frekansı, hat frekansından çok büyük olduğundan Eş. 4.23 ve Eş. 4.24 diferansiyel eşitlikleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [23].

$$L \cdot \frac{i_L[t(n) + d(n).T_s] - i_L[t(n)]}{d(n).T_s} = V_{in}[t(n)] \quad (4.25)$$

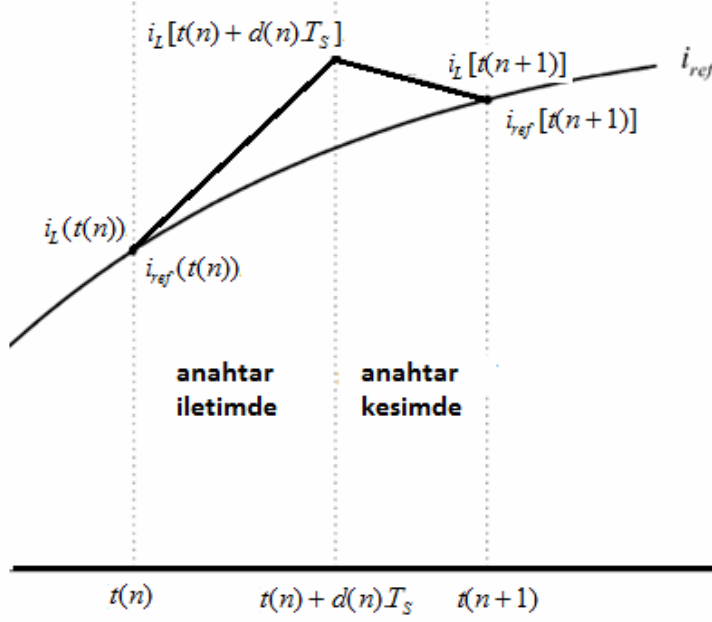
$$L \cdot \frac{i_L[t(n+1)] - i_L[t(n) + d(n).T_s]}{[1-d(n)].T_s} = V_{in}[t(n)] - V_o[t(n)] \quad (4.26)$$

Burada $i_L[t(n)]$ ve $i_L[t(n+1)]$ sırasıyla) n. ve (n+1). anahtarlama periyotlarındaki endüktör akımlarını göstermektedir. Şekil 4.13 bu durumu göstermektedir.

Eş. 4.25 ve Eş. 4.26' dan sırasıyla aşağıdaki ifadeler türetilir.

$$i_L[t(n) + d(n).T_s] = i_L[t(n)] + \frac{1}{L} \cdot V_{in}[t(n)] \cdot d(n).T_s \quad (4.27)$$

$$i_L[t(n+1)] = i_L[t(n) + d(n).T_s] + \frac{1}{L} \cdot \{V_{in}[t(n)] - V_o[t(n)]\} \cdot [1-d(n)].T_s \quad (4.28)$$



Şekil 4.13. Gerçek akım ve referans akımının değişimi

Eş. 4.27, Eş. 4.28' de yerine yazılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$i_L[t(n+1)] = i_L[t(n)] + \frac{1}{L} \cdot V_{in}[t(n)] \cdot d(n) \cdot T_s + \frac{1}{L} \cdot [V_{in}(t(n)) - V_o(t(n))] \cdot [1-d(n)] \cdot T_s \quad (4.29)$$

Eş. 4.29'u aşağıdaki şekilde ifade edebiliriz;

$$i_L(n+1) = i_L(n) + \frac{V_{in}(n) \cdot T_s}{L} - \frac{V_o(n) \cdot [1-d(n)] \cdot T_s}{L} \quad (4.30)$$

Buradan d(n) ifadesini yalnız bırakırsak aşağıdaki ifadeye ulaşırız.

$$d(n) = \frac{L}{T_s} \cdot \frac{[i_L(n+1) - i_L(n)]}{V_o} + \frac{V_o - V_{in}(n)}{V_o} \quad (4.31)$$

Güç katsayısı düzeltme işlemi gerçekleştiğinde Şekil 4.12'den aşağıdaki ifadelere ulaşabiliriz. Yani bu durumda çıkış gerilimi, referans gerilimini; bobin akımı ise referans akımını takip etmelidir [23].

$$\left. \begin{aligned} V_o &= V_{ref} \\ i_L(n+1) &= i_{ref}(n+1) \\ i_L(n) &= i_{ref}(n) \end{aligned} \right\} \quad (4.32)$$

$$d(n) = \frac{L}{T_s} \cdot \frac{[i_{ref}(n+1) - i_{ref}(n)]}{V_{ref}} + \frac{V_{ref} - V_{in}(n)}{V_{ref}} \quad (4.33)$$

$i_L(n)$ akımı $i_{ref}(n)$ akımını takip etmesi gerektiğinden Eş. 4.33 aşağıdaki şekilde de ifade edilebilir [24].

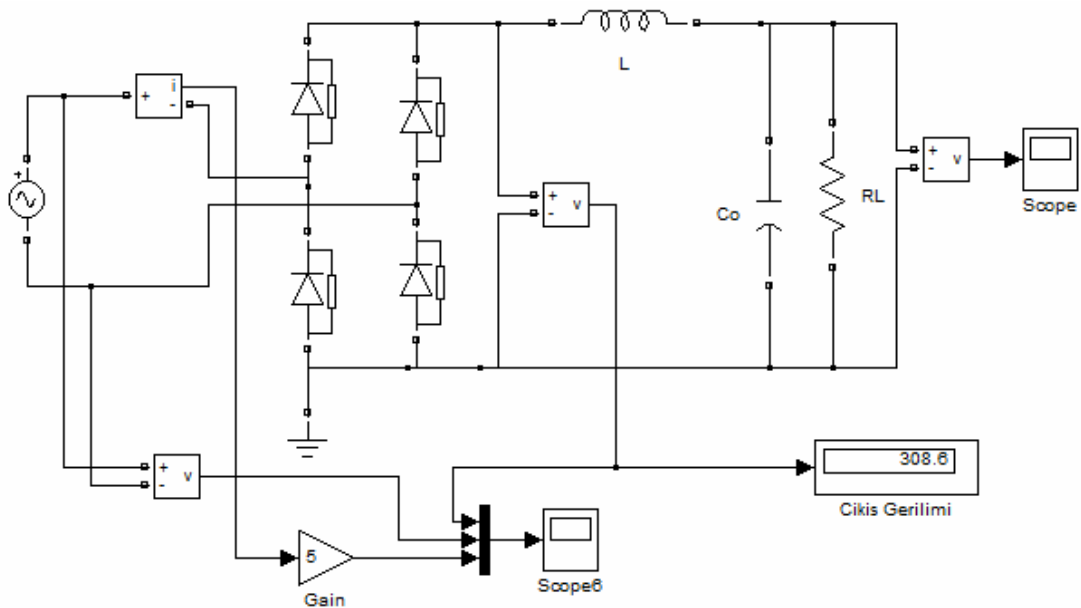
$$d(n) = \frac{L}{T_s} \cdot \frac{[i_{ref}(n+1) - i_L(n)]}{V_{ref}} + \frac{V_{ref} - V_{in}(n)}{V_{ref}} \quad (4.34)$$

5. BENZETİM SONUÇLARI

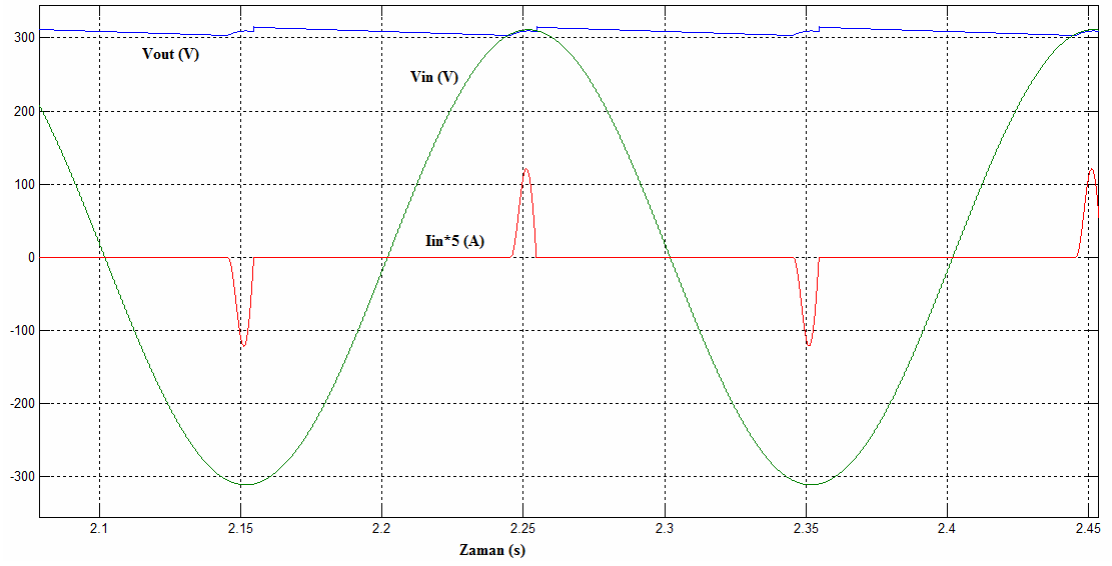
Benzetim devrelerinde en basit yapıdan en karmaşık yapıya doğru bir yol izlenmiştir. Yani klasik DA-DA yükseltici dönüştürücü benzetiminden başlanarak iki hücreli yükseltici tip güç katsayısı düzeltici benzetimine kadar bir yol izlenmiştir. Benzetim devrelerinde MATLAB/SIMULINK bilgisayar yazılımı kullanılmıştır. Güç katsayısı düzeltici devrelerin benzetimleri sayısal olarak gerçekleştirilmiştir. İki hücreli faz farklı paralel yükselten devreye uygulanan kontrol tekniklerinin her birinin giriş gerilimi, bobin değeri, çıkış kondansatörü ve çıkış yükü gibi temel güç devresi parametrelerinin değişimlerine verdikleri tepkiler incelenmiştir. Sonuçlar grafiklerle gösterildiği gibi aynı zamanda tablolar ile detaylandırılmıştır.

5.1. Kontrolsüz Doğrultucu Benzetim Sonuçları

Klasik doğrultucu benzetim devresi Şekil 5.1'de, giriş akımı, giriş ve çıkış gerilimi değişimleri Şekil 5.2'de verilmiştir. Benzetim parametreleri $L=50\mu\text{H}$, $C_0=1\text{mF}$, $V_g=220\text{Vrms}$, $R_L=250\Omega$, $V_{\phi}=311\text{Vrms}$ ' dir.



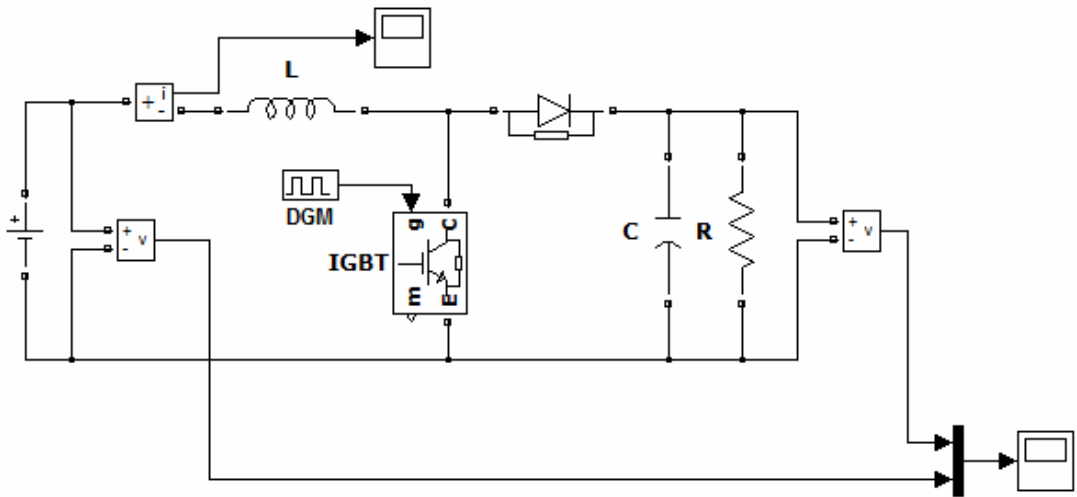
Şekil 5.1. Kontrolsüz doğrultucu benzetim modeli



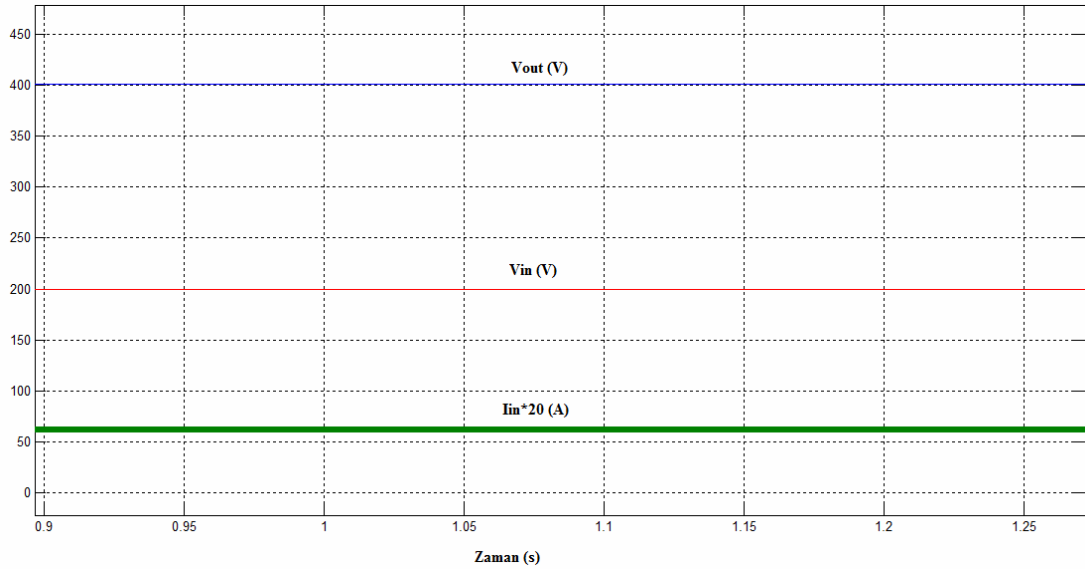
Şekil 5.2. Kontrolsüz doğrultucu giriş, çıkış gerilimlerinin ve giriş akımı değişimi

5.2. Yükselten Çevirici Benzetim Sonuçları

Yükselten DA-DA dönüştürücü benzetim devresi Şekil 5.3'de, 20*endüktör akımı, giriş ve çıkış gerilimi değişimleri Şekil 5.4'de verilmiştir. Benzetim parametreleri $f_s=50\text{kHz}$, $L=1,5\text{mH}$, $C=500\mu\text{F}$, $V_g=200\text{Vrms}$, $R=320\Omega$, $V_{\phi}=400\text{Vrms}$ ' dir.



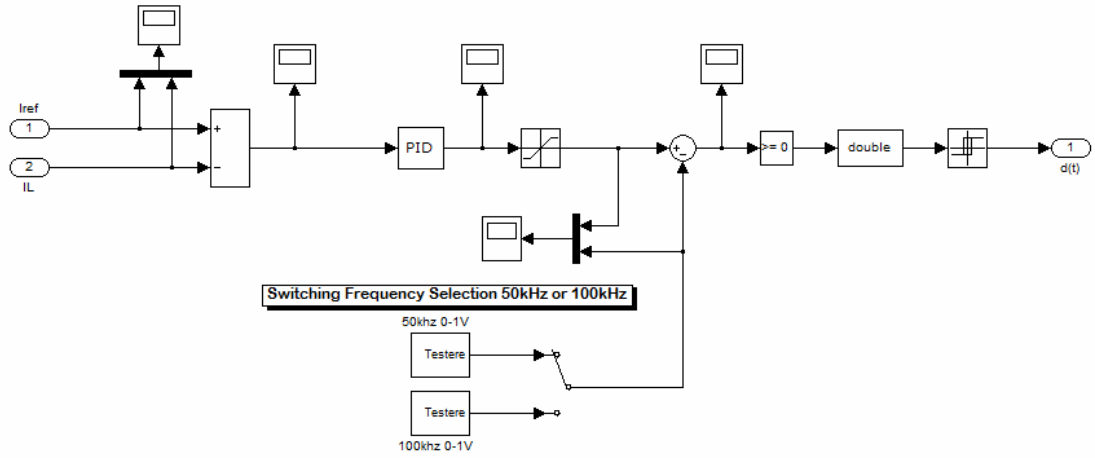
Şekil 5.3. Yükselten DA-DA dönüştürücü benzetim modeli



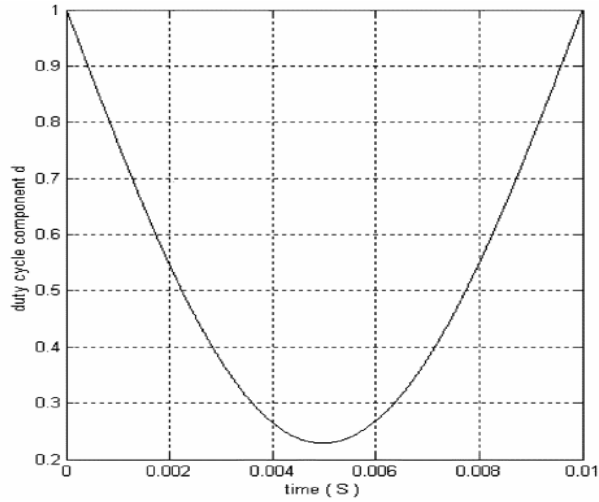
Şekil 5.4. Yükselten DA-DA dönüştürücü giriş, çıkış gerilimleri ve 20*endüktör akımının değişimi

5.3. Tek Hücreli Yükselten GKD Çevirici Benzetim Sonuçları

Tek hücreli yükselten DA-DA dönüştürücü tip güç katsayısı düzeltici benzetim devresi Şekil 5.5'de, giriş-çıkış gerilimi ve 20*giriş akımı Şekil 5.6'da verilmiştir. Benzetim parametreleri $L_1=1,5\text{mH}$, $C=500\mu\text{F}$, $V_g=220\text{Vrms}$, $R=160\Omega$ (1kW), anahtarlama frekansı, $f_s=50\text{kHz}$, örnekleme periyodu, $T_s=20\mu\text{s}$, $V_c=400\text{Vrms}$ 'dir. THB=%7.0 ve şebeke akımı sinusoidal elde edilmiş olup güç faktörü 0,99'dur. Gerilim kontrolöründe kullanılan $K_p=0,1$, $K_i=1$ ve akım kontrolöründe kullanılan $K_p=0,125$, $K_i=1000$ ' dir.



Şekil 5.7. Oransal-integral kontrolör ve görev çarpanı üretim bloğu

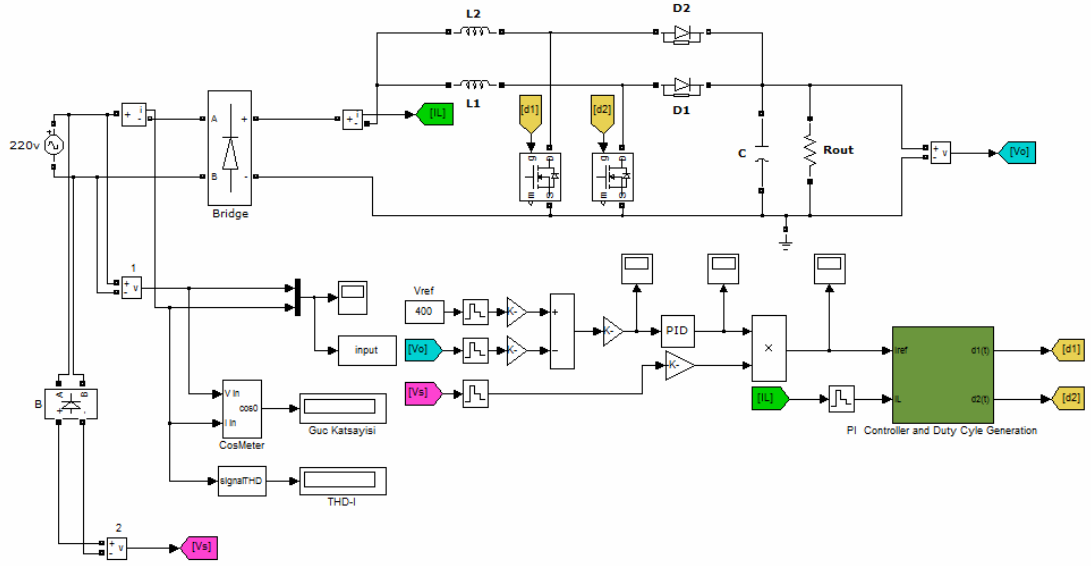


Şekil 5.8. Görev çarpanının zamana göre değişimi

5.4. İki Hücreli Yükselten GKD Çevirici Benzetim Sonuçları

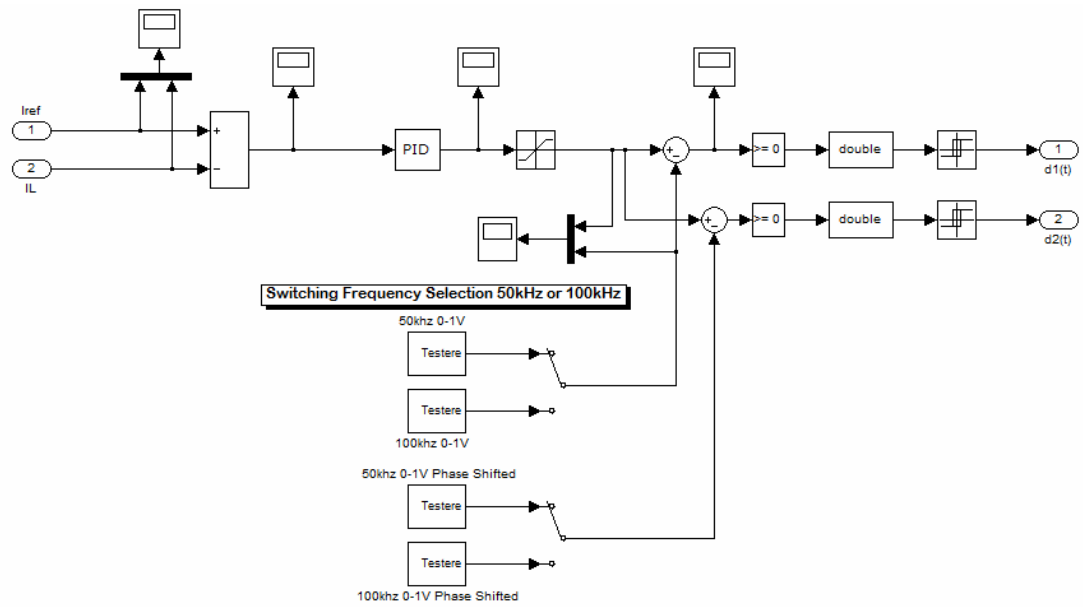
5.4.1. Oransal-integral kontrol metodu benzetim sonuçları

İki hücreli yükselten DA-DA dönüştürücü tip güç katsayısı düzeltici benzetim devresi (oransal-integral kontrol) Şekil 5.9'da gösterilmiştir.



Şekil 5.9. İki hücreli GKD oransal-integral kontrol benzetim modeli

Aşağıdaki benzetim modeli ise akım kontrolörünü ve görev çarpanının nasıl üretildiğini göstermektedir.

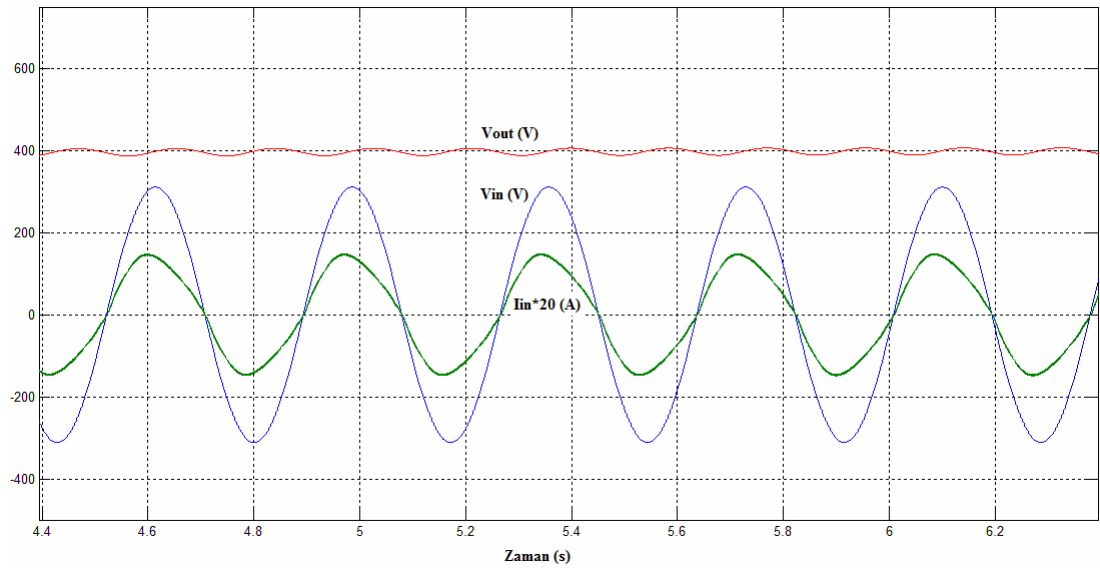


Şekil 5.10. Oransal-integral kontrolör bloğu

Benzetim parametreleri Çizelge 5.1' de verilmiştir. Giriş akımı ve giriş-çıkış gerilimi değişimi Şekil 5.11'de gösterilmiştir.

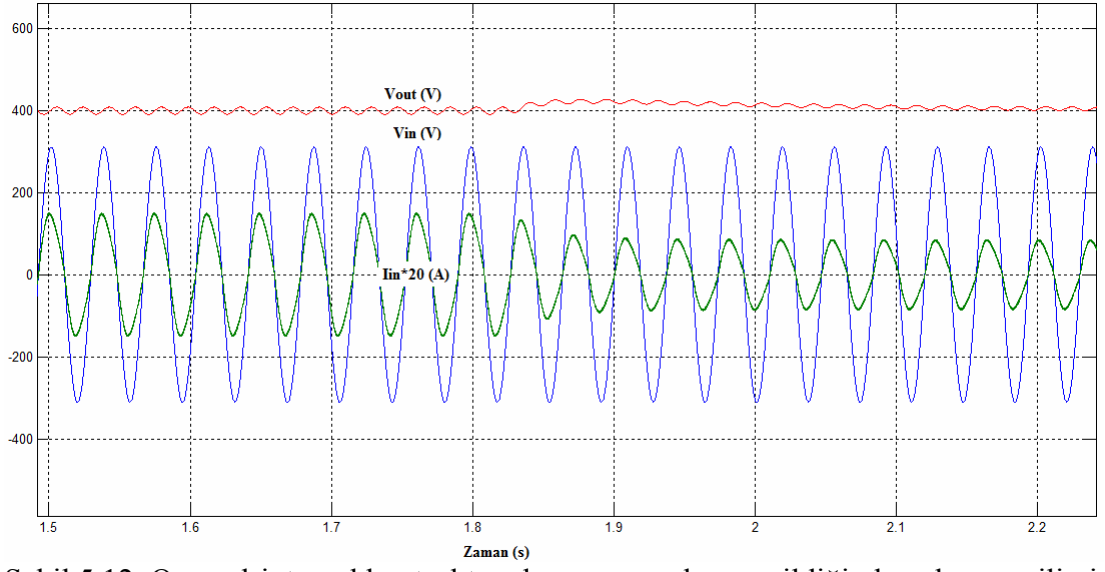
Çizelge 5.1. Oransal-integral kontrol benzetim parametreleri

<i>Benzetim parametre adı</i>	<i>Parametre değeri</i>
T_s	20 μ s
f_s	50 kHz
C	500 μ F
$L_1=L_2$	6,8 mH
R	160 Ω (1kW)
V_g	220Vrms
V_{ϕ}	400Vrms
K_{p-v}	0,1
K_{i-v}	1
K_{p-i}	0,125
K_{i-i}	1000

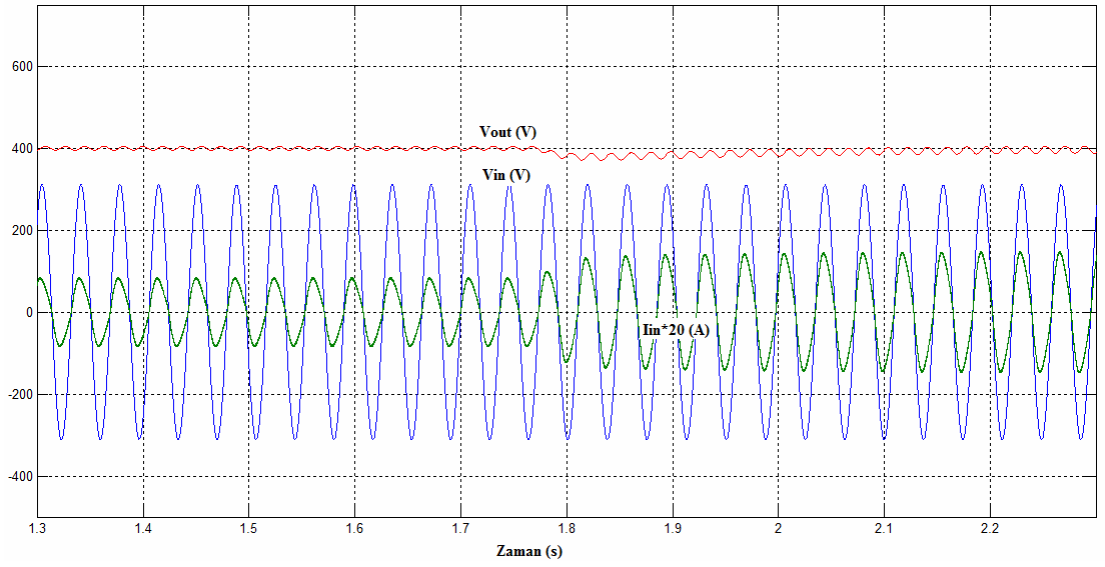


Şekil 5.11. Oransal-integral kontrol giriş,çıkış gerilimi ve 20*giriş akımı değişimi

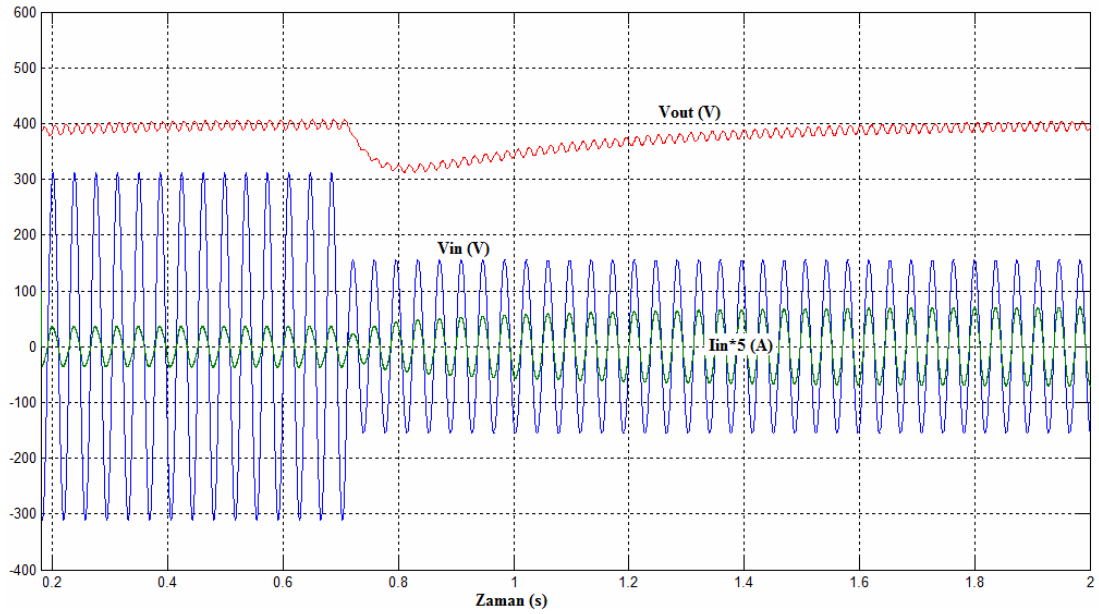
Sistemin hafif yüke geçtiğindeki tepkisi Şekil 5.12’de, tam yüke geçtiğinde tepkisi Şekil 5.13’te ve giriş gerilimi 110V’a inerken tepkisi Şekil 5.14’te gösterilmiştir. Detaylı benzetim sonuçları Çizelge 5.2’de sunulmuştur.



Şekil 5.12. Oransal-integral kontrol tamdan yarım yüke geçildiğinde çıkış gerilimi tepkisi



Şekil 5.13. Oransal-integral kontrol yarımdan tam yüke geçildiğinde çıkış gerilimi tepkisi



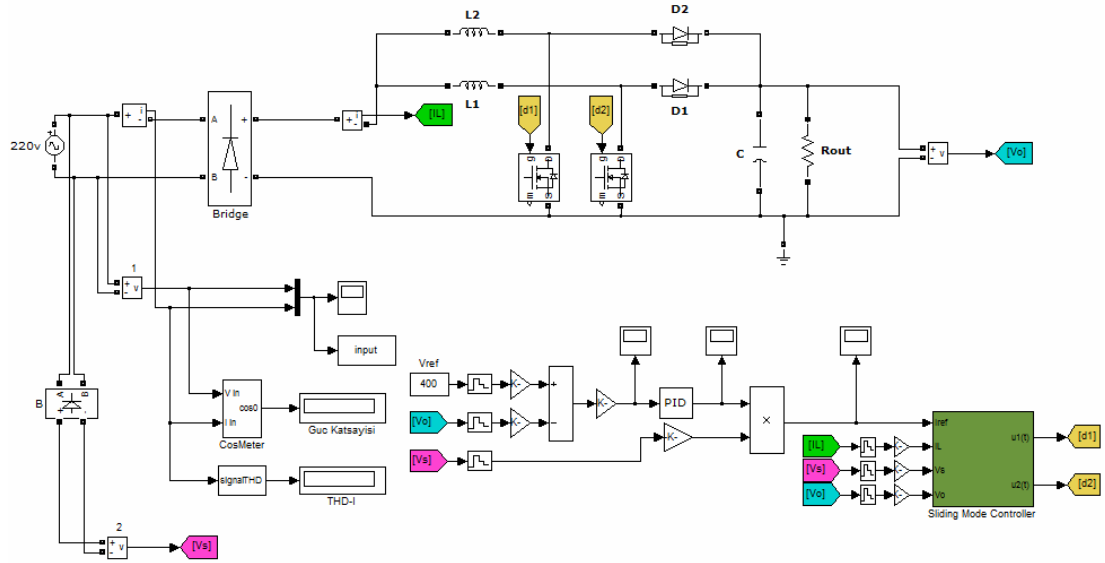
Şekil 5.14. Oransal-integral kontrol 110V giriş geriliminde 5*giriş akımı ve çıkış gerilimi tepkisi

Çizelge 5.2. Oransal-integral kontrol detaylı benzetim sonuçları tablosu

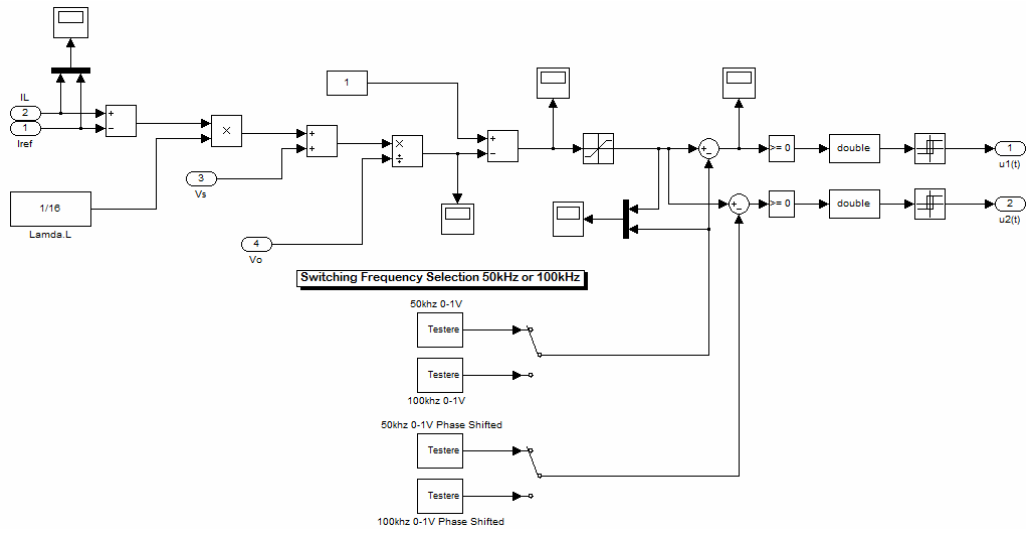
Benz. No	1	2	3	4	5	6	7
Yük(kW)	1	1	1	1	0.5	1	1
fs(kHz)	50	50	50	50	50	50	50
$L_1=L_2$ (mH)	6.8	6.8	6.8	5.0	6.8	0.8	6.8
C(μ F)	500	500	500	500	500	500	250
Vg(Vrms)	220	110	250	220	220	220	220
Güç Faktörü	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99
THB(%)	7.1	2.7	9.1	7.3	8.3	35	13.3
Vç(Vrms)	400	400	400	400	400	400	400
Vç-dalg.(%)	3.9	3.9	4.0	3.9	2.5	3.9	9.1

5.4.2. Ortalama kayan kip kontrol metodu benzetim sonuçları

İki hücreli yükselten DA-DA dönüştürücü tip güç katsayısı düzeltici benzetim devresi (ortalama kayan kip kontrol) Şekil 5.15'te gösterilmiştir. Benzetim parametreleri ise Çizelge 5.3' de sunulmuştur. Şekil 5.16 ise akım kontrolörünü ve görev çarpanının nasıl üretildiğini göstermektedir. Giriş akımı ve giriş-çıkış gerilimi değişimi Şekil 5.17'de gösterilmiştir.



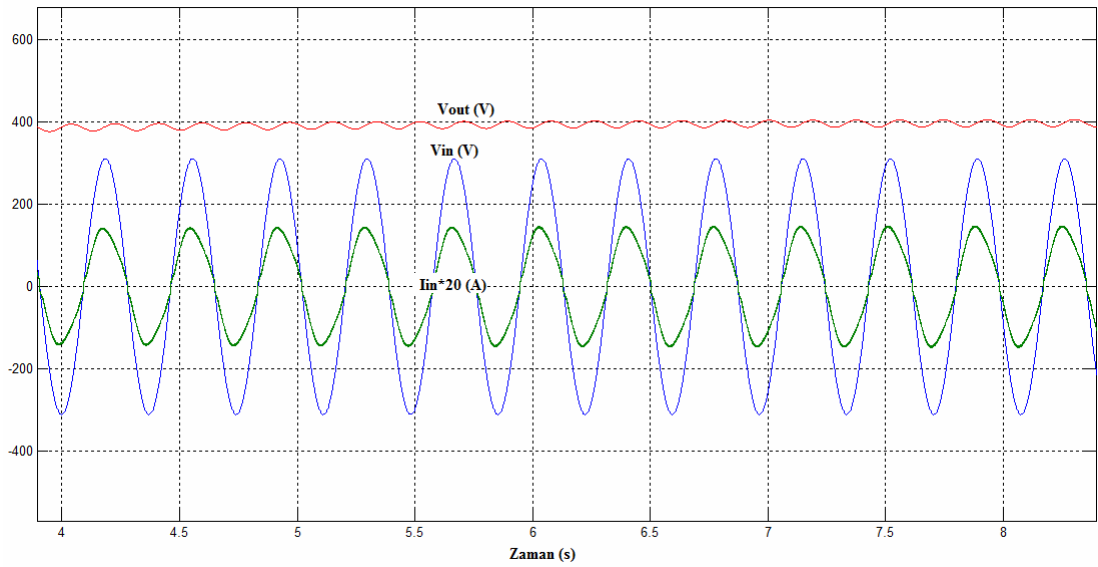
Şekil 5.15. İki hücreli ortalama kayan kip kontrol benzetim modeli



Şekil 5.16. Ortalama kayan kip kontrolör bloğu

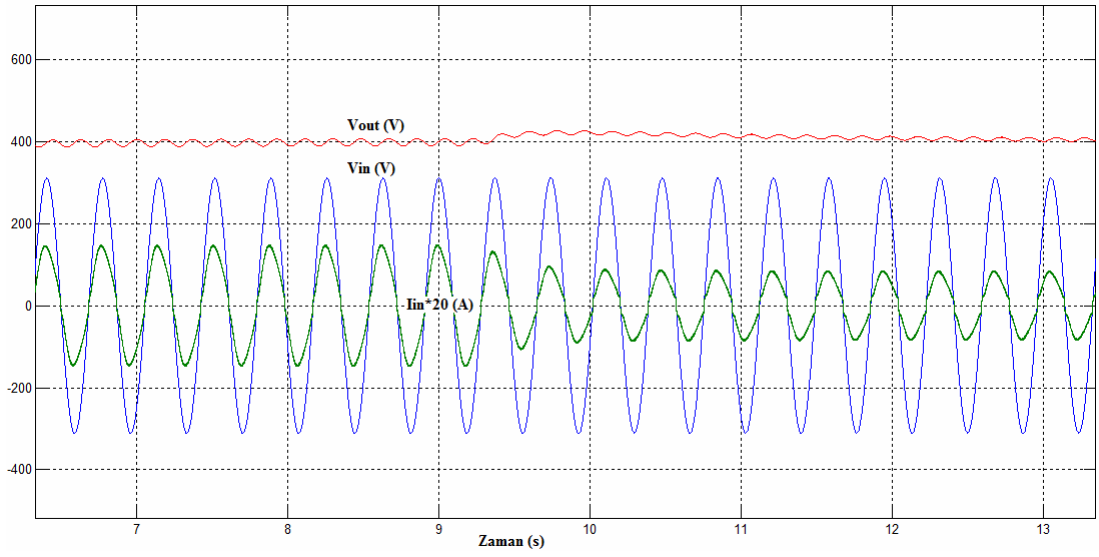
Çizelge 5.3. Ortalama kayan kip kontrol benzetim parametreleri

Benzetim parametre adı	Parametre değeri
T_s	20 μ s
f_s	50 kHz
C	500 μ F
$L_1=L_2$	6,8 mH
R	160 Ω (1kW)
V_g	220V rms
$V_{\check{c}}$	400V rms
K_p	0,1
K_i	1
$\lambda.L$	0,0625

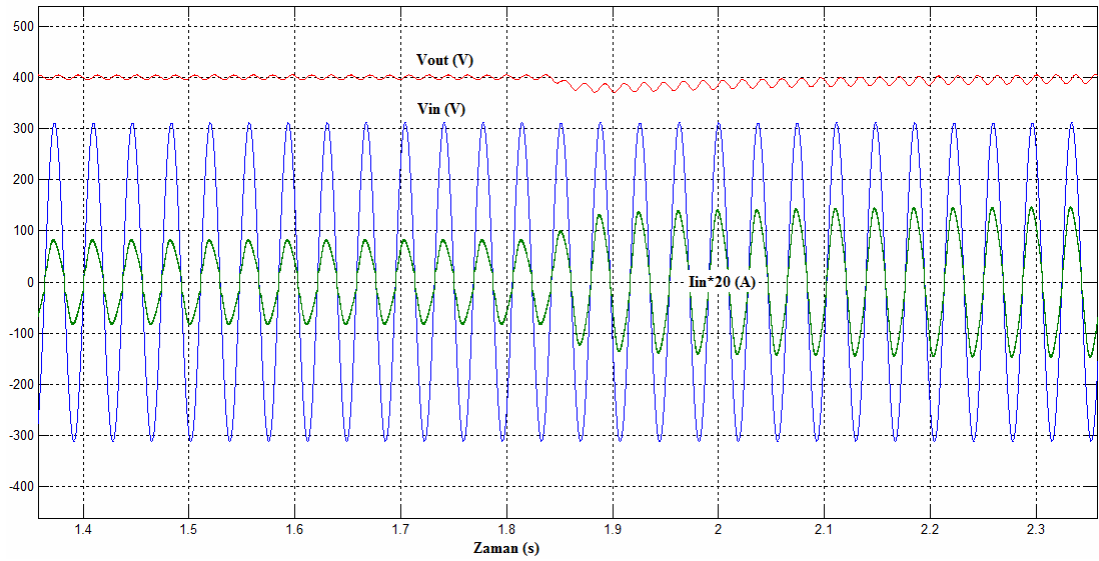


Şekil 5.17. Ortalama kayan kip kontrol giriş,çıkış gerilimi ve 20*giriş akımı değişimi

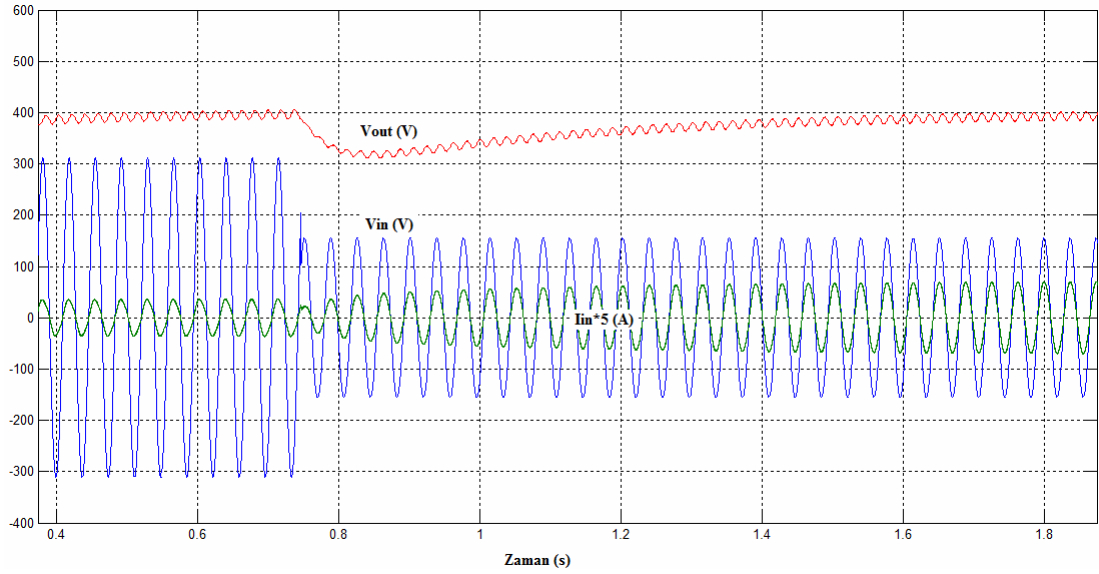
Sistemin hafif yüke geçtiğindeki tepkisi Şekil 5.18’de, tam yüke geçtiğinde tepkisi Şekil 5.19’da ve giriş gerilimi 110V’a inerken tepkisi Şekil 5.20’de gösterilmiştir. Detaylı benzetim sonuçları Çizelge 5.4’te sunulmuştur.



Şekil 5.18. Ortalama kayan kip kontrol tamdan yarım yüke geçildiğinde çıkış gerilimi tepkisi



Şekil 5.19. Ortalama kayan kip kontrol yarımdan tam yüke geçildiğinde çıkış gerilimi tepkisi



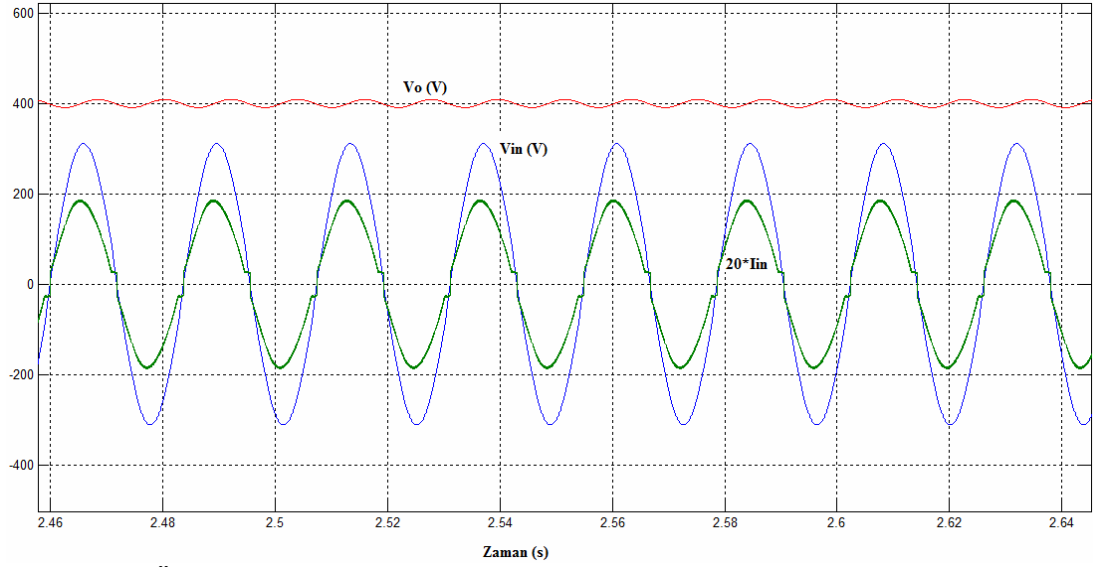
Şekil 5.20. Ortalama kayan kip kontrol 110V giriş geriliminde 5*giriş akımı ve çıkış gerilimi tepkisi

Çizelge 5.4. Ortalama kayan kip kontrol detaylı benzetim sonuçları tablosu

Benz. No	1	2	3	4	5	6	7
Yük(kW)	1	1	1	1	0.5	1	1
fs(kHz)	50	50	50	50	50	50	50
$L_1=L_2$ (mH)	6.8	6.8	6.8	5.0	6.8	0.8	6.8
C(μ F)	500	500	500	500	500	500	250
Vg(Vrms)	220	110	250	220	220	220	220
Güç Faktörü	0,99	1	0,99	0,99	0,99	0,99	0,99
THB(%)	6,0	1,7	8,6	6,5	6,2	10	13.1
Vç(Vrms)	400	400	400	400	400	400	400
Vç-dalg.(%)	3.9	3.9	4.0	3.9	2.5	4.0	9.0

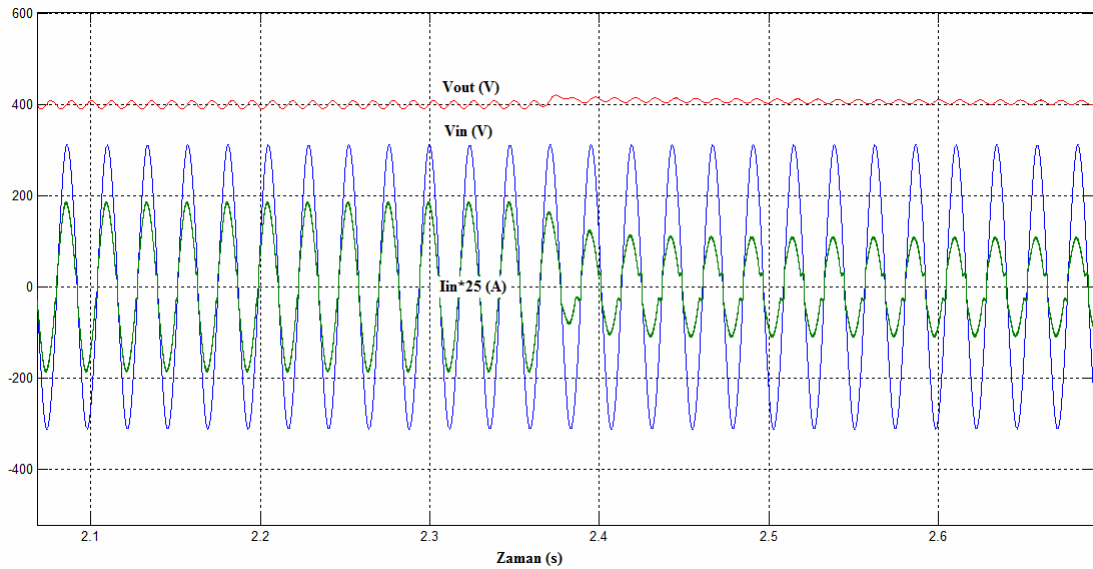
5.4.3. Öngörmeli akım kip kontrol metodu benzetim sonuçları

İki hücreli yükselten DA-DA dönüştürücü tip güç katsayısı düzeltici benzetim devresi (öngörmeli akım kip kontrol) Şekil 5.21’ de gösterilmiştir. Benzetim parametreleri ise Çizelge 5.5’ de sunulmuştur. Şekil 5.22 ise akım kontrolörünü ve görev çarpanının nasıl üretildiğini göstermektedir. Şekil 5.23 anma değerleri benzetim sonuçlarını göstermektedir.

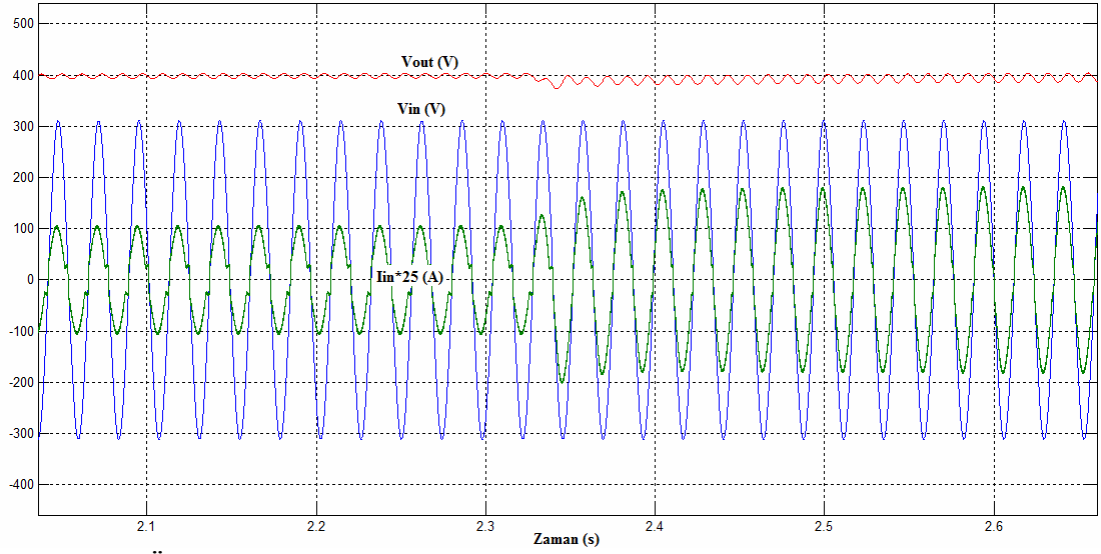


Şekil 5.23. Öngörmeli akım kip kontrol giriş, çıkış gerilimi ve $20 \cdot I_{in}$ akımı değişimi

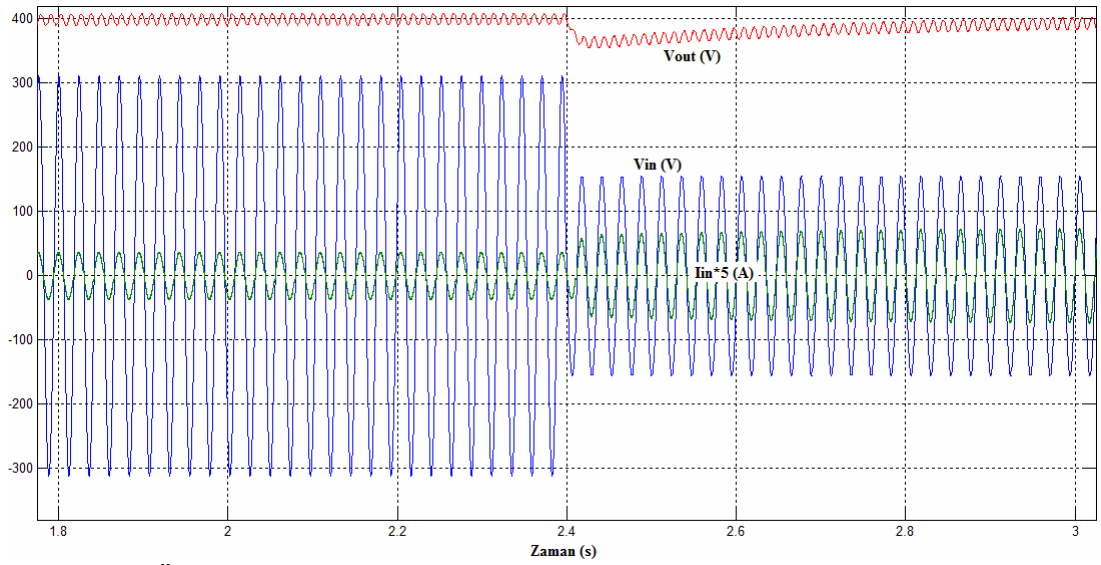
Sistemin hafif yüke geçtiğindeki tepkisi Şekil 5.24'te, tam yüke geçtiğinde tepkisi Şekil 5.25'te ve giriş gerilimi 110V'a inerken tepkisi Şekil 5.26'da gösterilmiştir.



Şekil 5.24. Öngörmeli akım kip kontrol tamdan yarım yüke geçildiğinde çıkış tepkisi



Şekil 5.25. Öngörmeli akım kip kontrol yarımdan tam yüke geçildiğinde çıkış tepkisi



Şekil 5.26. Öngörmeli akım kip kontrol 110V giriş geriliminde 5*giriş akımı ve çıkış gerilimi tepkisi

Detaylı benzetim sonuçları Çizelge 5.6'da ve karşılaştırmalı benzetim sonuçları Çizelge 5.7'de sunulmuştur. "1" nolu sütun anma değerlerindeki, diğer sütunlar ise değişen parametrelere göre (V_g , L , C , $Yük$) benzetim sonuçlarını göstermektedir.

Çizelge 5.6. Öngörmeli akım kip kontrol detaylı benzetim sonuçları tablosu

<i>Benz. No</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>
Yük(kW)	1	1	1	1	0.5	1	1
fs(kHz)	50	50	50	50	50	50	50
$L_1=L_2$ (mH)	6.8	6.8	6.8	5.0	6.8	0.8	6.8
C(μ F)	500	500	500	500	500	500	250
Vg(Vrms)	220	110	250	220	220	220	220
Güç Faktörü	0,99	1	0,99	0,99	0,99	0,93	0,99
THB(%)	6,2	8,9	6,8	15	15,8	43	10,0
Vç(Vrms)	400	400	400	400	400	400	400
Vç-dalg.(%)	3.9	3.9	4.0	4.0	2.5	24	9.0

Çizelge 5.7. Karşılaştırmalı benzetim sonuçları tablosu

<i>Benz. No</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>
Yük(kW)	1	1	1	1	0.5	1	1
fs(kHz)	50	50	50	50	50	50	50
Ts(μ s)	20	20	20	20	20	20	20
$L_1=L_2$ (mH)	6.8	6.8	6.8	5.0	6.8	0.8	6.8
C(μ F)	500	500	500	500	500	500	250
Vg(Vrms)	220	110	250	220	220	220	220
Oransal-integral kontrol benzetim sonuçları							
Güç Faktörü	0,99	0,99	0,99	0,99	0,99	0,99	0,99
THB(%)	7.1	2.7	9.1	7.3	8.3	35	13.3
Vç(Vrms)	400	400	400	400	400	400	400
Vç-dalg.(%)	3.9	3.9	4.0	3.9	2.5	3.9	9.1
Ortalama kayan kip kontrol metodu benzetim sonuçları							
Güç Faktörü	0,99	1	0,99	0,99	0,99	0,99	0,99
THB(%)	6,0	1,7	8,6	6,5	6,2	10	13.1
Vç(Vrms)	400	400	400	400	400	400	400
Vç-dalg.(%)	3.9	3.9	4.0	3.9	2.5	4.0	9.0
Öngörmeli akım kip kontrol metodu benzetim sonuçları							
Güç Faktörü	0,99	1	0,99	0,99	0,99	0,93	0,99
THB(%)	6,2	8,9	6,8	15	15,8	43	10,0
Vç(Vrms)	400	400	400	400	400	400	400
Vç-dalg.(%)	3.9	3.9	4.0	4.0	2.5	24	9.0

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, şebekeye bağlanan elektrikli sistemlerin giriş enerjisi verimliliklerini ifade eden güç katsayısı ve güç katsayısının aktif yöntemlerle düzeltilmesi üzerinde durulmuş, aktif güç katsayısı düzeltme sistemleri incelenmiştir. Öncelikle klasik yükselten dönüştürücü ve kontrolsüz tek fazlı tam dalga doğrultucunun benzetimi gerçekleştirilerek incelenecek kontrol yöntemlerine bir temel oluşturulmuştur. Daha sonra klasik oransal-integral kontrol, ortalama kayan kip kontrol ve öngörmeli akım kip kontrol metodları yükselten tip güç katsayısı düzeltici devrelere uygulanıp Matlab/Simulink programında benzetimleri gerçekleştirilmiştir ve elde edilen sonuçlar sunulmuş olup detaylı analizler yapılmıştır. Kullanılan tüm kontrol tekniklerinde sabit anahtarlama frekansı kullanılarak pratik çalışmalar için bir temel teşkil edilmiştir.

Benzetimler bir parametre değiştirilerek diğer parametreler aynı kalmak suretiyle gerçekleştirilmiştir. Değiştirilen temel parametreler giriş gerilimi, bobin değeri, çıkış kondansatörü ve çıkış yüküdür. Tüm kontrol tekniklerine göre dönüştürücüler 220Vrms/400Vrms, $f_s=50\text{kHz}$, 1kW şartlarında tasarlanıp performansları test edilmiştir.

Öngörmeli akım kip kontrol tekniğinde işlemlerin bobin akımı ölçülmeden yapılması diğer iki kontrol tekniğine göre daha avantajlı olduğu göstermiştir. Bunun için öngörmeli akım kip kontrol metodunda gerilim kontrolcüsü aynı zamanda endüktör akımını da kontrol etmektedir.

Her üç teknikte de çıkış kondansatör değerinin değiştirilmesinin en fazla çıkış dalgalanmasına etki ettiği ve anma değerlerinde çıkış gerilimi dalgalanmasının kabul edilebilir sınırlar içinde olduğu gözlemlenmiştir.

Tasarlanan 1kW'lık benzetim devresinde oransal-integral kontrol ve öngörmeli akım kip kontrol tekniğinin ortalama kayan kip kontrol tekniğine göre endüktör değişimlerine daha hassas olduğu gözlemlenmiştir. Endüktör değeri azaltıldığında iki

teknikte kontrolcü katsayı ayarlamalarının tekrar yapılması gerektiği ortalama kayan kip yönteminin ise performansını koruduğu gözlemlenmiştir.

Anma değerlerinde öngörmeli akım kip kontrol metodunun %6,2' lik, ortalama kayan kip kontrol metodunun %6.0' lik ve oransal-integral kontrol metodunun %7,1' luk bir giriş akımı THB' sı oluşturduğu görülmüştür. Ayrıca uygulanan tüm kontrol tekniklerinde 0,99 değerinde yüksek güç katsayısı elde edilmiştir ve standartlar karşılanmıştır. İncelenen kontrol yöntemlerinde yük ve giriş gerilimi değişimlerinde giriş hat akımının sinüsoidal şeklinden uzaklaşmadığı görülmüştür.

Tasarlanan tüm kontrol tekniklerinin giriş gerilimi ve çıkış yükü değişimlerine karşı dayanıklı bir yapı sergilediği gözlemlenmiştir. Her üç kontrol tekniğinde de giriş gerilim yarıya düşürüldüğünde dönüştürücülerin performanslarının arttığı, yükseltildiğinde ise azaldığı gözlemlenmiştir. Dönüştürücülerin çıkış güç seviyesi arttırıldığında ise performanslarının arttığı gözlemlenmiştir.

Ortalama kayan kip kontrol ve öngörmeli akım kip kontrol yöntemlerinde oransal-integral kontrol yöntemine göre görev oranı cebirsel olarak hesaplandığından DSP ve FPGA gibi sayısal işaret işlemciler üzerinde bu yöntemler daha kolay uygulanabilir.

Bundan sonra bu çalışmanın devamı olarak öngörülen kontrol teknikleri pratik çalışmalara uyarlanarak sonuçları analiz edilebilir. Benzetimler sayısal olarak gerçekleştirildiğinden dolayı gelişmiş mikroişlemci devreleriyle uygulamalar gerçekleştirilebilir. İlgili referanslarda sıkça belirtilen oransal-integral kontrol tekniğinin diğer iki kontrol tekniğine göre sayısal işlemci üzerinde uygulanmasının neden daha zor olduğu böylelikle pekiştirilebilir. Son yıllarda üretilen sayısal işaret işlemciler bu işlemleri gerçekleştirmeye çok uygundur. Ayrıca tasarlanan sabit anahtarlama frekansı blokları çatırdama sorununu engelleyeceğinden uygulamada büyük bir kolaylık sağlayacaktır.

KAYNAKLAR

1. Basu, S., Bollen, M.H.J., "A Novel Common Power Factor Correction Scheme for Homes And Offices", **IEEE Transactions On Power Delivery**, 20(3): 2257-2263 (2005).
2. Mohammad, S., Rafiei, R., Toliyat, H.A., Ghazi, R., Gopalarathnam, T., "An Optimal and Flexible Control Strategy for Active Filtering and Power Factor Correction Under Non-Sinusoidal Line Voltages", **IEEE Transactions On Power Delivery**, 16(2): 297-305 (2001).
3. Singh, B., Singh, B.N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A., Kothari, D.P., "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, 50(5): 962-981 (2003).
4. Bhat, A.K.S., "DC to DC Conversion", The Electronics Handbook, **CRC Press**, ABD, 991-992 (1996).
5. Wuidart, L., "Understanding Power Factor", **STMicroelectronics**, Italy, 1-5 (1999)
6. TS EN 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase), (EN Harmonik akım standardı), (2010).
7. IEEE Std 519-1992, Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems, (IEEE Harmonik akım standardı), (1992).
8. ON, Semiconductor, "PFC Handbook", HBD853/D 2, **SCILLC**, 5-7 (2004).
9. Bing, Z., Chent, M., Miller, S. K.T., Nishida, Y., and Sun, J., "Recent developments in single-phase power factor correction", **IEEE Power Conversion Conf.**, Nagoya, 1520-1526 (2007).
10. Qiao, C., and Smedley, K. M., "A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper", **IEEE Trans. on Power Electronics**, 16(3): 360-368 (2001).
11. Wei, H., Batarseh, I., "Comparison of Basic Converter Topologies For Power Factor Correction", **IEEE Southeastcon'98 Proceedings**, Southeastcon, 348-353 (1998).
12. Yang, Z., Sen, P.C., "Recent Developments in High Power Factor Switch-mode Converters", **Elec. and Comp. Eng. IEEE Canadian Cnf.**, Canadian, 477-480 (1998).

13. Pandey, A., Kothari, D. P., Mukerjee, A. K., and Singh, B., "Modelling and simulation of power factor corrected AC-DC converters", *Int. Journal of Electrical Engineering Education*, 41(3): 244-264 (2004).
14. Genç, N., "Yüksek Giriş Güç Katsayılı ve Sıfır-Gerilim-Geçişli Yeni Bir Paralel Yükselten AA/DA Devre Tasarımı ve Uygulaması", Doktora Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 26-40 (2010).
15. Elmore, M. S., "Input current ripple cancellation in synchronized, parallel connected critically continuous boost converters", *IEEE APEC'96 Cnf.*, San Jose, CA, 152-158 (1996).
16. Lee, P. W., Lee, Y. S., Cheng, D. K. W., and Liu, X. C., "Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors", *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 47(4): 787-795 (2000).
17. Braga, H. A. C. and Barbi, I., "A 3-kW unity-power-factor rectifier based on a two-cell boost converter using a new parallel-connection technique", *IEEE Trans. on Power Electronics*, 14(1): 209-217 (1999).
18. Rossetto, L., Spiazzi, G., Tenti, P., "Control techniques for power factor correction converters", *Power Electronics, Motion Control, PMEC Conf. Proc.*, USA, 1310-1318 (1994).
19. Kaya, M.C., "Yüksek Verimlilikte Çalışan Yüksek Giriş Güç Çarpanlı, İki Katlı, İzolasyonlu AA/DA Güç Kaynağının Tasarım, Denetim ve İmalatı", Yüksek Lisans Tezi, *ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 14-22 (2008).
20. Sevindirici, E., "Ortalama Akım Yöntemiyle Denetlenen Da/Da Yükseltici Dönüştürücü ile Güç Katsayısının Düzeltilmesi", Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 35-36 (2008).
21. Çiftçi, E., "Güç Katsayısı Düzeltici Devrenin Kayan Kip Yöntemi ile Denetimi", Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 13-14 (2005).
22. Kayışlı, K., Tuncer, S., Poyraz, M., "Kayma Mod Denetleyici Kullanılarak Aktif Güç Faktörü Düzeltimi", *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 14(3): 253-260 (2008)
23. Zhang, W., Feng, G., Liu, Y., "A New Predictive Control Strategy for Power Factor Correction", *Proc of the IEEE*, 403-409 (2003).
24. Lenine, D., Sai, B.C., Kumari, S.C., "An Improvement of Predictive Control for Single Phase Voltage Fed Power Factor Correction Converters", *International Journal of Recent Trends in Engineering*, 2(5):116-120 (2009).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : KARİK, Fatih
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 26.01.1984 Ankara
Medeni hali : Bekar
Telefon : 0 535 828 12 78
e-mail : fatih_karik@hotmail.com

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Selçuk Üniversitesi/ Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2007
Lise	Kocatepe Mimar Kemal Lisesi	2002

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2008-2010	T.C. Adalet Bakanlığı	Mühendis
2010-halen	Türk Standartları Enstitüsü	Mühendis

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Kitap okumak, spor yapmak, bilgisayar teknolojileri