

T.C.
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ



**KABLOSUZ ENERJİ AKTARMADA KULLANILAN BİR FAZLI
AA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE GÜÇ FAKTÖRÜNÜN
DÜZELTİLMESİ**

FARHAN AHMAD

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ (Tez Danışmanı)
Dr. Öğr. Üyesi Serhat Berat EFE
Dr. Öğr. Üyesi Erdem İLTEN

BALIKESİR, Haziran - 2022

ETİK BEYAN

Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak tarafımda hazırlanan “**Kablosuz Enerji Aktarmada Kullanılan Bir Fazlı AA/DA Dönüştürücülerde Güç Faktörünün Düzeltilmesi**” başlıklı tezde;

- Tüm bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Kullanılan veriler ve sonuçlarda herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Tüm bilgi ve sonuçları bilimsel araştırma ve etik ilkelere uygun şekilde sunduğumu,
- Yararlandığım eserlere atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,

beyan eder, aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Farhan AHMAD

**Bu tez çalışması Balıkesir Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Birimi tarafından
2022/012 nolu proje ile desteklenmiştir.**

ÖZET

**KABLOSUZ ENERJİ AKTARMADA KULLANILAN BİR FAZLI AA/DA
DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE GÜÇ FAKTÖRÜNÜN DÜZELTİLMESİ
YÜKSEK LİSANS TEZİ
FARHAN AHMAD
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)
BALIKESİR, HAZİRAN – 2022**

Her geçen gün yarı iletken teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak, güç elektroniği cihazlarının kullanımı da artmaktadır. Anahtarlamalı elemanların artmasıyla birlikte şebekeye olumsuz etki oluşturan ve güç kalitesinin bozulmasına neden olan akım harmonikleri de artmaktadır. Akım harmoniklerinin azaltılması ve güç faktörü değerinin uygun değerlerde tutulması, güç kalitesinin iyileştirilmesine yardımcı olmaktadır. Bu nedenle güç faktörünün düzeltilmesi için geliştirilen yöntemler günümüzün güncel konuları arasında yer almaktadır.

Bu tezde, ortalama akım kontrol yöntemi kullanılarak güç faktörünün düzeltilmesi ayrıntılı olarak incelenmiştir. Çalışmada, güç faktörünün düzeltilmesi için yükseltici tip dönüştürücü topolojisi kullanılmıştır. Bu araştırmanın temel amacı güç faktörünü yüksek değerde tutup, çıkıştaki doğru gerilimi istenilen düzeyde kontrol etmektir. Devrenin genel yapısında, alternatif akım sinyali tam dalga doğrultucudan geçirilerek, elde edilen doğru gerilim evirici girişine verilmektedir. Yüksek frekansta elde edilen alternatif gerilim, kablosuz enerji aktarımı yapılarak, çıkışta tekrar doğrultucu ile doğru gerilime dönüştürülmektedir. Güç faktörü bire yakın değerde tutularak, şebekeden yüke aktarılan aktif gücün maksimum seviyede tutulması sağlanmıştır. Yapılan çalışmada, PI denetleyici referans akımı üretmek amacıyla iç döngüde kullanılmış, Kesirli PD denetleyici, PD tipi Kayan Kipli denetleyici ve Bulanık Mantık denetleyici ise dış döngüde çıkış gerilimini kontrol etmek için kullanılmıştır. Denetleyicilerin katsayıları parçacık sürü optimizasyon yöntemi ile optimize edilmiştir. Denetleyicilerin performans karşılaştırmaları çıkış gerilimine göre değerlendirilmiştir. En iyi sonuç PD tipi Kesirli Kayan Kipli kontrolör kullanılarak elde edilmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Güç faktörü, yükseltici dönüştürücü, optimizasyon, kesirli denetleyici

ABSTRACT

POWER FACTOR CORRECTION IN SINGLE PHASE AC/DC CONVERTERS USED FOR WIRELESS ENERGY TRANSFER

MSC THESIS

FARHAN AHMAD

BALIKESİR UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)

BALIKESİR, JUNE - 2022

In parallel with the developments in semiconductor technology, using of power electronic devices is increasing day by day. With the increase of switched elements, harmonic currents, which have negative effect on network and cause deterioration of power quality. In order to improve power quality, the power factor value should keep at appropriate values. For this reason, methods developed for power factor correction are among the current issues.

In this thesis, power factor correction is detailed examined by using the average current control method. In this study, boost type converter topology is used to correct power factor. The main purpose of this research is to control direct voltage at desired output level by keeping power factor near to unity. In general, structure of circuit, alternating current signal is passed through full-wave rectifier and obtained direct voltage is given to inverter input. The alternating voltages are obtained at high frequency and passed from wireless energy transfer system and then rectified. By keeping power factor close to unity, it is ensured that active power transferred from grid to load is kept at maximum level. In the study, PI controller is used in inner loop to produce reference current, Fractional PD controller, PD-Type Sliding Mode controller and Fuzzy Logic controller are used to control reference output voltage at outer loop. The coefficients of controllers are optimized by particle swarm optimization method. Performance comparisons of controllers were evaluated according to output voltage. The best result is obtained by using PD-Type Fractional Order Sliding Mode controller.

KEYWORDS: Power factor, boost converter, optimization, fractional controller

Science Code / Codes : 90522

Page Number : 53

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	iv
TABLO LİSTESİ	v
SEMBOL LİSTESİ	vi
KISALTMA LİSTESİ	vii
ÖNSÖZ	viii
1. GİRİŞ	1
2. GÜÇ FAKTÖRÜ VE HARMONİKLER	3
3. DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	6
3.1 AA-DA Dönüştürücü	6
3.2 DA-AA Dönüştürücü	7
3.3 DA-DA Dönüştürücü	8
4. GÜÇ KATSAYISININ DÜZELTİLMESİ	10
4.1 Yükseltici Dönüştürücü Modeli	10
4.2 Güç Katsayısının Düzeltilmesi için Kontrol Yöntemleri.....	12
4.2.1 Bulanık Mantık	13
4.2.2 Klasik ve Kesirli PI Kontrolör Tasarımı	17
4.2.3 Kesirli Kayan Kipli Kontrol.....	20
4.3 Parçacık Sürü Optimizasyonu	27
4.4 Kontrolör Sonuçları	29
5. KABLOSUZ ENERJİ AKTARMA	31
5.1 Frekans ve Manyetik Kuplaj	32
5.2 Kablosuz Enerji Aktarımı için Bobin ve Nüve Tasarımı.....	32
5.3 Sistemin Simulink Modeli	37
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	47
7. KAYNAKLAR	49
ÖZGEÇMİŞ	53

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 3.1: Tam dalga doğrultucu devresi.....	6
Şekil 3.2: Doğrultucu devresinin çıkış gerilimi.	7
Şekil 3.3: DA-AA dönüştürücü devresi.	8
Şekil 4.1: İdeal DA-DA yükseltici dönüştürücü.	11
Şekil 4.2: Anahtar konumu kapalı ($u = 1$).....	11
Şekil 4.3: Anahtar konumu açık ($u = 0$).....	11
Şekil 4.4: Ortalama akım dalga şekli.	13
Şekil 4.5: Bulanık mantık denetleyicisinin blok şeması.	14
Şekil 4.6: Tasarlanmış üyelik fonksiyonları. (a) Hata üyelik fonksiyonları. (b) Hata değişiminin üyelik fonksiyonları. (c) Durulaştırma üyelik fonksiyonları.	14
Şekil 4.7: Bulanık kural düzenleyici.	15
Şekil 4.8: Genel bulanık mantık tasarımcısı.	16
Şekil 4.9: BMD ile çıkış geriliminin kontrolü.	17
Şekil 4.10: FOPD kontrolörünün kullanıldığı Simulink devre şeması.	20
Şekil 4.11: PD tipi FOKKK'ün kullanıldığı Simulink devre şeması.....	25
Şekil 4.12: Parçacık sürü optimizasyon algoritmasının akış şeması.....	28
Şekil 4.13: Kontrolörlere göre çıkış gerilimleri.	29
Şekil 5.1: SS verici ve alıcı bobinler ile kondansatörler.	33
Şekil 5.2: Kablosuz güç aktarımının temel yapısı.....	33
Şekil 5.3: Kablosuz enerji transferi için bobinlerin ve nüvenin tasarımı.	37
Şekil 5.4: Tasarlanan devre şeması.	42
Şekil 5.5: Doğrultulmuş gerilim.....	43
Şekil 5.6: Girişteki gerilim ve akım.	43
Şekil 5.7: Çıkıştaki akım.....	44
Şekil 5.8: Çıkış gerilimi.	44
Şekil 5.9: Gerilim harmonikleri.	45
Şekil 5.10: Filtresiz akım harmonikleri.....	45
Şekil 5.11: Filtreli akım harmonikleri.....	46

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 2.1: EN 61000-3-2 standardına göre tek harmonik değerleri.....	4
Tablo 2.2: EN 61000-3-2 standardına göre çift harmonik değerleri	4
Tablo 4.1: Bulanık mantık kuralları.	16
Tablo 4.2: Denetleyicilerin optimize edilmiş katsayı değerleri.....	28

SEMBOL LİSTESİ

C	: Çıkış kondansatörü (F)
\dot{I}_L	: Bobinden geçen akım (A)
K	: Kuplaj katsayısı
K_1	: Gerilim hata kazancı
L	: Yükseltici bobin indüktansı (H)
L_1	: Verici bobini öz indüktansı (H)
L_2	: Alıcı bobini öz indüktansı (H)
M	: Karşılıklı indüktans (H)
$r(k)$: Bulanık mantık devresindeki referans gerilimi (V)
R_i	: Yüksek frekansdaki iç direnç (Ω)
V	: Hata gerilimi (V)
V_{in}	: Giriş gerilim (V)
v_0	: Anlık çıkış gerilimi (V)
V_o	: Çıkış gerilimi (V)
V_{ref}	: Referans gerilimi (V)
V_s	: Yüksek frekanslı AA giriş (V)
$y(k)$: Bulanık mantık devredeki çıkış gerilimi (V)
β	: Ağ geri bildirim oranı
Δv	: Hatadaki değişim (V)
\dot{I}_S	: Verici devreden geçen akım (A)
\dot{I}_R	: Alıcı devreden geçen akım (A)
d_1	: Birinci bobinin yarıçapı (m)
d_2	: İkinci bobinin yarıçapı (m)
C_1	: Birinci bobinin kondansatörü (F)
C_2	: İkinci bobinin kondansatörü (F)

KISALTIMA LİSTESİ

AF	: Aktif filtre
AK	: Akım kontrolü
BMD	: Bulanık mantık denetleyici
DA	: Doğru akım
EA	: Elektrikli araç
FOPD	: Kesirli oransal türevsel denetleyici
FOPDKKK	: PD tipi kesirli kayan kipli oransal türevsel denetleyici
GF	: Güç faktörü
GFD	: Güç faktörü düzeltilmesi
KEA	: Kablosuz enerji aktarma
KG	: Kompleks güç
KGI	: Kablosuz güç iletimi
KKO	: Kare kök ortalama
KMT	: Kuplaj mod teorisi
P	: Aktif güç
PA	: Pasif filtre
PD	: Oransal türevsel denetleyici
PF	: Pasif filtre
PI	: Oransal integral denetleyici
PID	: Oransal integral türevsel denetleyici
PSO	: Parçacık sürüsü optimizasyonu
Q	: Reaktif gücü
S	: Görünür güç
THB	: Toplam harmonik bozulma
ÜF	: Üyelik fonksiyonları
VK	: Gerilim kontrolü
T_x	: Verici bobin
R_x	: Alıcı bobin

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, her türlü ilgi ve yardımlarını esirgemeyen danışmanım Sayın Prof. Dr. Metin DEMİTAŞ'a, Arş. Gör. Dr. Haris ÇALGAN'a, kardeşlerime, amcama, anneme, eşime ve tüm sevdiklerime teşekkürü bir borç bilirim.

Balıkesir, 2022

Farhan Ahmad

1. GİRİŞ

Her geçen gün enerjiye olan talep artışı, tüketilen enerjiden maksimum düzeyde faydalanılması için enerjinin uluslararası standartlara uygun tüketilmesini gerektirmektedir. Özellikle elektrik enerjisinin üretimi ve tüketimi diğer enerji türlerine göre daha fazla artmaktadır. Teknolojideki gelişmelere bağlı olarak sanayide kullanılan iş makinelerinde güncel teknolojiler daha fazla kullanılmaya başlamıştır. İş makinelerinde kullanılan elektrikli makinelerin sürücüleri güç elektroniği elemanlarına ve devrelerine olan ilgiyi de beraberinde getirmektedir. Hemen hemen elektrikle çalışan her makinada güç elektroniği devreleri sürücü ya da kontrol kartı olarak kullanılmaktadır. Sürücülerde kullanılan anahtarlamalar nedeniyle akım ya da gerilimlerde harmonikler oluşmakta, güç faktörünün değeri de değişmektedir. Şebekeden çekilen enerjiden maksimum düzeyde istifade edilmesi ya da çekilen gücün tamamına yakınının aktif güç olması için güç faktörünün 0,90 ile 1 arasında ayarlanması gerekmektedir [1]. Literatür’de, standartlara göre gerilim harmonikleri %3 ve akım harmonikleri %5’in altına düşürülmelidir [2]. Eğer harmonikler bu değerlerden fazla olursa, sistemde sinüs gerilim şeklinin çok bozuk ve harmonik kayıpların çok fazla olduğu anlaşılmaktadır. Bu harmonikler güç kalitesinin düşmesine, elektrikle çalışan cihazların olumsuz etkilenmesine, güç kayıplarının oluşmasına, cihazların gereksiz ısınmasına neden olmaktadır.

Bu çalışmanın konusu, çoğunlukla doğru akım (DA) motorları ve DA yüklerinin bulunduğu bir çelik fabrikasında, güç faktörünün düzeltilmesinde ciddi sorunlar yaşanması nedeniyle, soruna çözüm bulmak amacıyla belirlenmiştir. Endüstride AA yüklerin bulunduğu sistemlerde güç faktörü neredeyse bire yakındır ancak DA motorlarının olduğu yerlerde güç faktörü bobinlerin devreye girmesi nedeniyle 0,7 civarına düşmektedir. Bu da devredeki elektrikle çalışan elemanların arızalanmasına, reaktif güç tüketiminin yüksek olması durumunda cezalı faturaların ödenmesine, dolayısıyla ekonomik gelirin azalmasına neden olmaktadır. Bu dezavantajların giderilmesi için güç faktörünün iyileştirilmesi ve istenen değerde sürekli olarak tutulması gerekmektedir. Güç faktörünün düzeltilmesi, oluşacak aktif ve reaktif güç arasındaki farkı aza indirerek firmaları cezai yaptırımlardan kurtaracak, devre elemanlarının yüklenme kapasitesini artıracak, eleman boyutlarını küçülterek devredeki maliyetleri düşürecek ve şebekedeki kayıpları azaltacaktır.

Yapılan çalışmada, güç faktörünün düzeltilmesi için yenilenebilir enerji kaynaklarında da yaygın olarak kullanılan yükseltici tip DA/DA dönüştürücü topolojisi tercih edilmiştir. DA/DA dönüştürücüler anahtarlama güç kaynakları sınıfına girmekte ve çalıştıklarında akım ve gerilimlerde istenmeyen harmonikleri üreterek şebekenin kalitesini bozmaktadır. Anahtarlama nedeniyle devrede kullanılan akım ve gerilimlerde sürekli değişimler oluşmaktadır. Bu nedenle kullanılan devrede çıkış gerilimini ve güç faktörünü istenen değerde tutmak için ortalama akım kontrol yönteminin kullanılması tercih edilmiştir. Elektrik enerjisinin aktarılma işlemleri, gerilimin yükseltip alçaltılmasını sağlayan, güç transformatörleri ile yapılmaktadır. Son günlerde yaygın olarak gündeme gelen elektrikli şarj istasyonlarında kablolu ve kablosuz olmak üzere iki farklı şekilde enerji transferi bulunmaktadır. Kablosuz enerji transferinde, düşük frekanslarda enerji aktarımı minimum düzeyde olduğu için alçak frekans yerine yüksek frekanslar tercih edilmektedir. Bu devrede kullanılan eviricinin frekansı anahtarlama elemanlarının yapısı ve çalışma hızları dikkate alınarak 85 kHz olarak seçilmiştir. Güç faktörünün izlenmesi için Matlab/Simulink programındaki Fourier bloğu kullanılmıştır. Çalışma sonucunda tasarlanan kontrolörlerle güç faktörünün bire yakın kalması sağlanmıştır. Simülasyonlar için Matlab/Simulink kullanılarak modelleme yapılmış, modelden elde edilen sonuçlar ise performans açısından karşılaştırılmıştır. Devre tasarımı 3 kW'lık bir yük için tasarlanmıştır. Güç faktörü mümkün olduğunca 1'e yakın olmalı, şebekedeki harmonikler uluslararası standartların belirlediği seviyelerin altında tutulmalıdır. Bu seviyelere inilmesi için aktif veya pasif filtreler tasarlanmalıdır. Güç faktörünün düzeltilmesi, elektrik enerjisini verimli kullanmanın en önemli yollarından biridir.

Tezinn ikinci bölümünde güç faktörü ve harmoniklerin tanımı ve standartlarından bahsedilmekte, üçüncü bölümünde dönüştürücü tipleri açıklanmakta, güç katsayısının düzeltilmesi için tasarlanan kontrolörlerin yapısı ise dördüncü bölümde verilmiştir. Kablosuz enerji aktarma için bobin tasarımı beşinci bölümde, sonuç ve öneriler ise son bölümde verilmiştir.

2. GÜÇ FAKTÖRÜ VE HARMONİKLER

Elektrik üretilen ve dağıtımı yapılan enerji sistemleri genel olarak güç sistemleri şeklinde tanımlanmaktadır. Dünyada her geçen gün elektrik enerjisine olan talebin artması, ülkeleri elektrik enerjisi üreten santralleri kurmaya zorlamaktadır. Elektrik enerjisinin taşınması, depolanması, mekanik enerjiye dönüşmesi diğer enerji türlerine göre büyük avantaj sağlamaktadır. Gelişen teknolojiler sonucu ortaya çıkan ve elektrikle çalışan teknolojik cihazların çalışabilmesi için elektrik enerjisine ihtiyaç vardır. Ekonomik sorunlar nedeniyle her ülkenin tükettiği enerjiyi uluslararası standartlara uygun ve verimli olarak kullanması gerektiği, bu şekilde enerjiye olan ihtiyacın azalarak doğaya verilecek zararın minimize edileceği belirtilmektedir. Elektrik enerjisinin kalitesini ve verimini etkileyen en önemli parametrelerden birisi güç faktörü değeri, diğeri ise harmoniklerdir [1]. Güç faktörünün (GF) iyileştirilmesi ve giriş akımının harmonik değerlerinin azaltılması IEC 61000-3-2 ve IEEE /ANSI 519 uluslararası standarda göre belirlenmektedir [2]. Güç şebekesine doğrusal veya doğrusal olmayan (Doğrultucu ve DA/DA dönüştürücü gibi) yükler bağlandığında, anahtarlama nedeniyle akım dalga biçiminde harmonikler oluşmaktadır. Harmonikler arttığında ortalama güç de azalmaktadır. Ortalama güç, temel giriş akımı ve giriş geriliminin çarpımıdır. Şebekeye bağlı diğer yüklerin güç kalitesi anahtarlama güç devreleri tarafından üretilen akım harmonikleri ile azaltılmaktadır. Harmonikler şebeke gerilim ve akımının dalga şeklini bozarak, akım dalga şeklini olması gereken sinüs formunun dışına çıkarmaktadır. Harmoniklerin bastırılması, akım ve gerilim dalga şekillerinin tam sinüse yaklaştırılması için farklı yapılarda filtre devreleri kullanılmaktadır. Güç faktörü düzeltme devreleri pasif eleman olan kondansatörle yapılabildiği gibi DA/DA dönüştürücüler kullanılarak da bire yakın yapılabilmektedir [2]. Endüstride, güç faktörü yüksek ve harmonik içeriği düşük cihazlar daha fazla talep edilmektedir [3]. GF, aktif gücün görünen güce oranı olarak tanımlanır. Güç faktörü denklem (2.7)'de verilmiştir.

$$GF = \cos \theta = \frac{P}{S} \quad (2.1)$$

Burada θ yükün empedans açısıdır [4]. Üretilen gerilim ve akım dalga şekilleri ideal sinüs dalgasından farklı olduğunda, sistemde harmoniklerin üretildiği anlaşılmaktadır [5]. Harmonikler sistemin kararlılığını etkileyen temel bir problemdir. Güç sistemindeki, güç elektroniği bileşenleri toplam yükün %50 ila %60'ını oluşturmaktadır. Bundan dolayı, güç elektroniği devreleri, güç sistemlerinin genel işleyişini ve kalitesini etkileyen devrelerdir.

Güç elektroniği devrelerinde bulunan yarı iletkenlerin kontrol edilmesi esnasında gerilim ve akımın sıfır geçişlerinde anahtarlanmaması nedeniyle güç sistemlerinde gerilim ve akımda harmonik bileşenleri oluşmaktadır. Bu harmonikler hatlardaki toplam akımı arttırmaktadır. Fazla çekilen akımlar güç sistemlerinde kayıpların ve sistemde kullanılan elemanlarda ısınmanın artmasına neden olmaktadır [4]. Harmoniklerin güç sistemlerindeki etkisini belirlemek için Toplam Harmonik Bozulma (THB) terimi kullanılır. Uluslararası (IEC 519-1992)'ye göre harmonik bozulma değerleri akım için $I_{THB} < \%5$ ve gerilim için $U_{THD} < \%3$ verilmiştir. Normal şartlarda çalışan bir elektrik şebekesinde, akım toplam harmonik distorsiyonu I_{THD} %5-20 ve gerilim toplam harmonik distorsiyonu U_{THD} %3-5 arasında değişmektedir. Eğer gerilim THB değeri %10 gibi yüksek değerlerde olursa, sistem ekipmanlarında ciddi sorunlar ortaya çıkabilir. Uluslararası standartlara göre tek ve çift harmoniklerin numarası ve bunlardan geçen akım değerleri Tablo 2.1 ve Tablo 2.2'de gösterilmiştir [6].

Tablo 2.1: EN 61000-3-2 standardına göre tek harmonik değerleri [6].

Harmonik numarası n	Kabul edilebilir maksimum harmonik akım A
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$2,25/n$

Tablo 2.2: EN 61000-3-2 standardına göre çift harmonik değerleri [6].

Harmonik numarası n	Kabul edilebilir maksimum harmonik akımı A
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$1,84/n$

Harmoniklerin kontrolü için yaklaşık 2 tip filtre devresi kullanılmaktadır. Birincisi aktif filtre (AF), ikincisi pasif filtredir (PF). AF, filtreleme için kullanılan elektronik bir devre

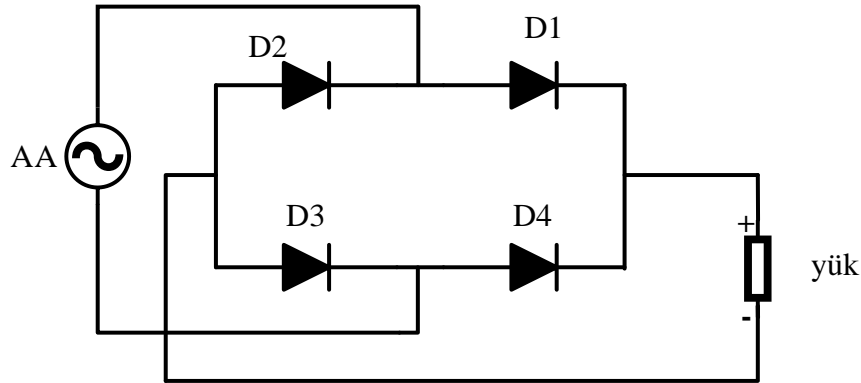
türüdür. AF'de amplifikatör direnç ve kondansatör ile birlikte kullanılır. AF devrelerinde rezonans durumu meydana gelmez. PF direnç, kondansatör ve indüktörlerden meydana gelir ve bastırılacak harmonik değerine göre tasarlanır. Harmoniklerin, GF'nin düzeltilmesinde de şebekeye etkileri bulunmaktadır. Eğer sistemde harmonikler çok fazla olursa, GF'in düzeltilmesi de zorlaşacaktır. Bu nedenle enerjinin daha kaliteli kullanılması ve devrelerin daha uzun ömürlü olması için güç faktörü ile harmoniklerin kontrol edilmesi gerekmektedir [1, 7]. Bir sonraki bölümde güç elektroniği devreleri olarak bilinen dönüştürücüler kısaca açıklanmıştır.

3. DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

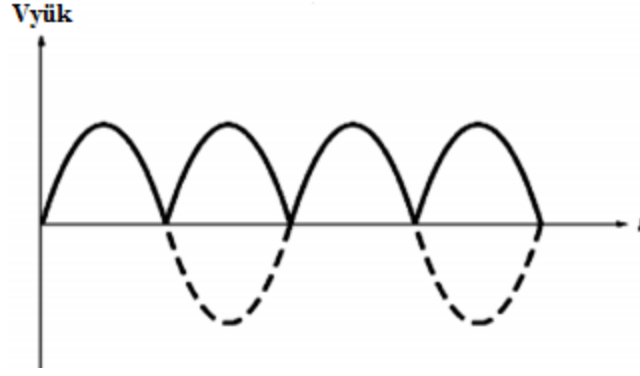
Güç elektroniği devrelerinde dönüştürücüler, girişteki elektrik sinyalini çıkıştaki istenen bir elektrik sinyaline çevirmek için kullanılmaktadır. Alternatif akımı (AA) doğru akıma, doğru akımı alternatif akıma ve doğru akımı farklı seviyelerde doğru akıma çeviren dönüştürücüler endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. DA ve AA motorlarının sürülmesi ve kontrolü için tüketici istekleri dikkate alınarak tasarlanan farklı tip ve yapılar da dönüştürücüler endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Dönüştürücülerle ilgili bilgiler alt bölümlerde detaylı olarak verilmiştir.

3.1 AA-DA Dönüştürücü

AA-DA dönüştürücüler doğru akımın depolanabildiği tüketicileri besleyen güç kaynaklarında çok önemlidir. Düşük güç seviyesindeki telefon ve pil şarjı gibi farklı güç seviyelerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. Ayrıca Güç Faktörü Düzeltme (GFD) devrelerinde de DA-DA dönüştürücülerin farklı uygulamaları bulunmaktadır. Güç sistemlerinde yeni enerji taleplerini düşük maliyetle karşılaştırmak için mevcut kapasitenin standartlarda belirtilen kriterlere uygun olarak kullanılması gerekmektedir. AA sinyalini DA'ya dönüştürmek için bir fazlı ve üç fazlı tam köprü doğrultucu devreleri kullanılmaktadır. Kontrolsüz bir fazlı tam dalga doğrultucu devrelerinde dört adet diyot bulunmaktadır. Alternatif akımın pozitif yarım dalgası D_1 -Yük- D_3 diyodu üzerinden geçerek kaynağa geri dönmektedir. Negatif alternansta ise kaynaktan çekilen akım D_4 -Yük- D_2 üzerinden geçerek devresini tamamlamaktadır. Böylece girişteki AA sinyali DA sinyaline dönüştürülmüş olur. Bir fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucu devresi şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1: Tam dalga doğrultucu devresi.



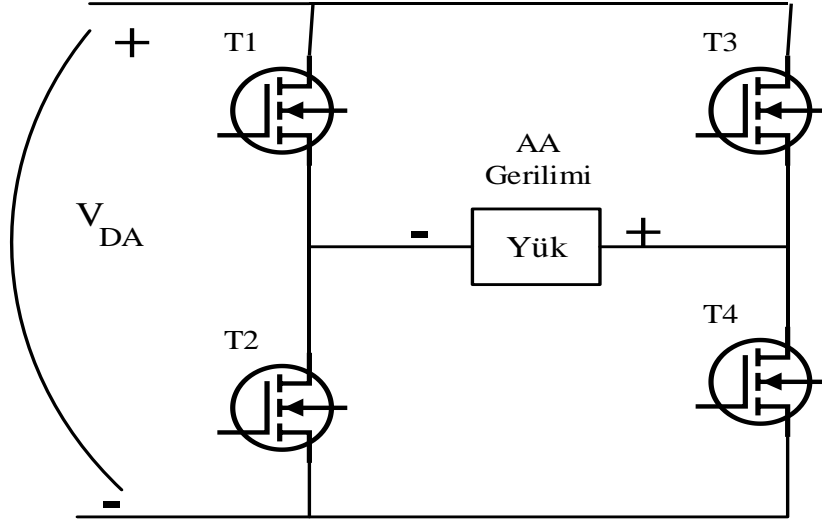
Şekil 3.2: Doğrultucu devresinin çıkış gerilimi.

Bir fazlı tam dalga doğrultucu devresinden elde edilen çıkış gerilimi Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Tam dalga doğrultucuda elde edilen gerilimdeki dalgalanma yarım dalga doğrultucudan elde edilen çıkış gerilimine göre daha azdır ve daha düzgündür ama içerisinde harmonikler bulunmaktadır. Çıkış gerilimini daha düzgün yapmak için çıkışta kondansatör kullanılır. Çıkış gerilimindeki dalgalanmalar kapasite değerine bağlı olarak değişmektedir. GFD devrelerinde AA-DA dönüştürücüler, yoğun uygulama alanı bulmuş ve büyük önem kazanmıştır. Ancak GFD devrelerinde frekans yükseldiğinde anahtarların kayıpları ve elektromanyetik girişimi (EMI) artmaktadır. Bu dezavantajlar devrenin uygulanabilme yeteneğini zayıflamaktadır. Bu sebeple, GFD devrelerinde yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılmaktadır [3].

3.2 DA-AA Dönüştürücü

Güneş paneli ve rüzgâr gülleri ile üretilen elektrik enerjisi dağıtım baralarında DA olarak bulunmaktadır. Bu baralardaki DA enerjisi, eviricilerden geçirilerek, istenen faz sayısı ve frekansa dönüştürülerek şebekeye uyumlu hale getirilmektedir. Bu şekilde DA-AA dönüştürücü ile elde edilen AA enerjisi enterkonnekte sistemin enerji iletim hatlarına bağlanmakta, sanayi ve yerleşim birimlerinin kullanabileceği gerilim seviyelerine dönüştürülmektedir. Endüstriyel cihazların büyük bir kısmı ve ev aletlerinin %98’i AA güç kullanmaktadır [8]. Dönüştürücü devrelerde kullanılan yarı iletken anahtar ile gerilimin hem frekansı hem de genliği değiştirilebilmektedir. Frekans değiştirilmesi motorların hız kontrolünde de yaygın olarak kullanılmaktadır. Çıkıştaki AA gerilimin genliği ve frekansı, girişteki DA büyüklüğüne ve anahtarlama tekniklerine bağlı olarak değişmektedir. DA’daki dalgalanma ya da değişimler çıkıştaki AA gerilimin dalgalanmasına ya da değişimine neden olmaktadır. Kullanılan geri beslemeli kontrol teknikleri ile bu olumsuzluklar giderilebilmektedir. Girişi DA olan ve yüksek frekanslarda AA çıkış sinyali

elde etmek için MOSFET yarı iletkenlerden oluşan tam köprü evirici devresi Şekil 3.3'de gösterilmiştir. Bu devrede MOSFET'ler çok yüksek frekanslarda çalıştırılarak evirici çıkışında kare dalga AA gerilimi elde edilmiştir. Farklı güç ve frekans uygulamaları için kullanılacak malzemelerin gücü ve çalışma frekansları da değişmektedir.



Şekil 3.3: DA-AA dönüştürücü devresi.

Devrenin genel çalışması doğrultucu devrelerde olduğu gibi simetrik yapıdadır. T1-T4 ve T3-T2 transistörlerinin tetikleme sinyalleri kontrol edilerek çıkıştaki gerilimin genliği ve frekansı kontrol edilmektedir. Üst ve alt kollardaki elemanlar birbirlerine göre 180 derece faz farkı ile çalışmalıdır. Üst kol ile alt kol yarı iletken elemanlarının tetiklenmesinde, kullanılan elemanların ölü zaman aralıklarına dikkat edilmesi gerekmektedir. Üst koldaki eleman iletimden çıkmadan alt koldaki elemanın tetiklenmesi durumunda her iki eleman da iletimde olacağından dolayı DA kaynağı kısa devre olur ve zarar görür.

İstenen çıkış geriliminin elde edilmesi için kullanılacak darbe genişliği yüzde 50 olarak tercih edilmektedir [4]. AA çıkış geriliminin simetrik olmaması durumunda içerisinde DA bileşeni oluşmaktadır. DA bileşen ise indüktörlerde kısa devrelere ya da AA motorlarda frenlemelere neden olmaktadır. Çıkış geriliminin genlik, frekans ve harmonik açısından analizinin yapılması için Fourier serileri kullanılmaktadır.

3.3 DA-DA Dönüştürücü

DA-DA dönüştürücüler, herhangi bir devrenin gerilim seviyesini artırmak veya azaltmak için kullanılır. Yenilenebilir kaynaklar ve yeşil enerji üretim teknolojisi, günümüzde

küresel ısınmanın ciddi sorunları nedeniyle daha fazla ilgi görmektedir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının çıkış gerilimi düşük olduğundan DA-DA dönüştürücüler kullanılmaktadır. Bu dönüştürücüler, şebeke ve yenilenebilir enerji kaynaklarının arasında gerilim düzenlemeleri için kullanılmaktadır. Bu dönüştürmenin amacı, yüksek çıkışlı gerilim kazancı elde etmektir. Yüksek gerilim kazançlı DA-DA dönüştürücüler farklı yollarla elde edilebilmektedir. Bunlar şarj pompası devreleri, kuplajlı indüktör yöntemi, gerilim katlama vb. şeklinde sıralanabilir. Yenilenebilir enerji kaynaklarında DA-DA dönüştürücülerin tasarımı, gerilim seviyesi, akım dalgalanması, toplam maliyet, verimlilik ve güç seviyesi dikkate alınarak yapılmaktadır. Düşürücü, Yükseltici, Düşürücü-yükseltici ve Cuk dönüştürücüler yaygın olarak kullanılan DA-DA dönüştürücü tipleridir [9]. Bir sonraki bölümde güç faktörünün düzeltilmesi, Simulink modellerin oluşturulması ve kontrolör tasarımları anlatılmıştır.

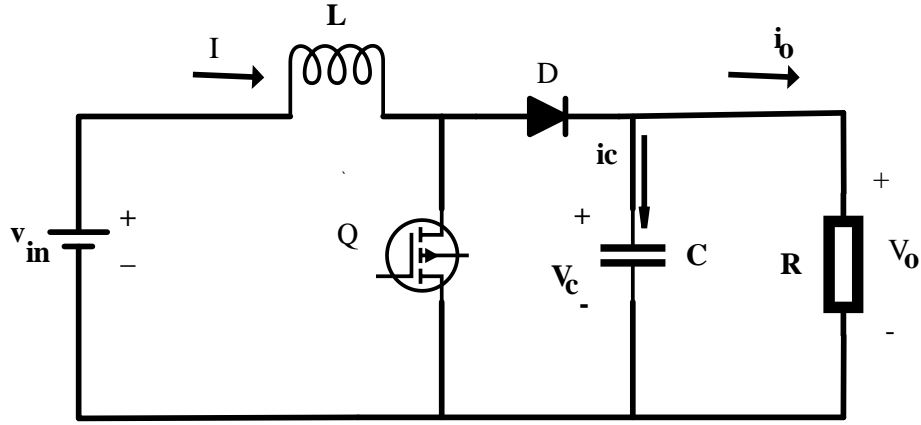
4. GÜÇ KATSAYISININ DÜZELTİLMESİ

Güç faktörünün düzeltilmesi için uygulama tipine bağlı olarak farklı kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemlerin analizi genellikle bir yükseltici dönüştürücü kullanılarak yapılmaktadır. GFD için uygulama tipine bağlı olarak farklı kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Tasarlanan kontrolörler sürekli ve ayrık modda çalışabilmektedir. Kullanılan kontrol yöntemlerinden bazılarını Tepe Akım Kontrolü, Ortalama Akım Kontrolü, Histerezis Kontrol, Limit Akım Kontrolü, Aralıklı Akım Kontrolü şeklinde sıralayabiliriz [3]. Bu tezde GFD için ortalama akım kontrol yöntemi kullanılmıştır.

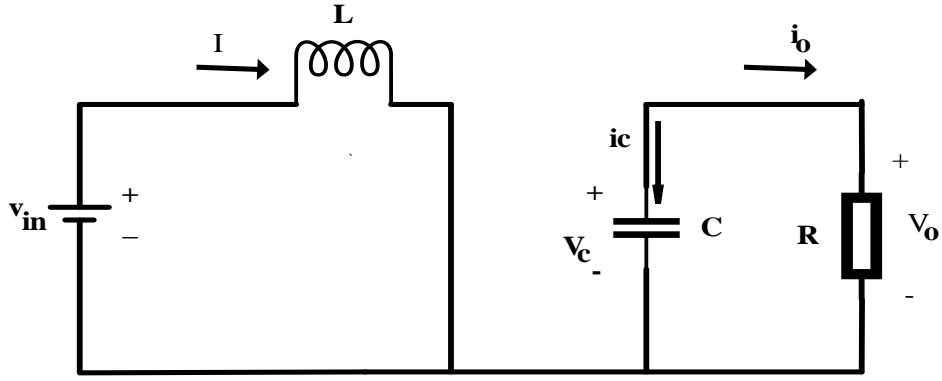
4.1 Yükseltici dönüştürücü modeli

Yükseltici dönüştürücüler, arttırıcı dönüştürücüler olarak da adlandırılır. Yükseltici dönüştürücüler, anahtarlama dönüştürücülerin en basit türlerinden biridir. Bunlar giriş gerilimini yükselterek çıkışa aktarmaktadır. Şekil 4.1 ideal bir yükseltici dönüştürücü devresini göstermektedir. Şekil 4.2'de gösterilen dönüştürücü model hem GFD hem de gerilimi yükseltmek için kullanılmıştır. Bunlar DA güç kaynaklarının çıkışının regülasyonu ve çift yönlü enerji akışı olan DA güç kaynaklarında kullanılmaktadır. Q ile gösterilen anahtar kapalı (iletim) durumdayken, diyot ters kutuplanır. Çıkıştaki yük direnci Şekil 4.2'de gösterildiği gibi kaynaktan izole edilir ve kapasiteden beslenir. Bu durumda enerji kaynaktan L indüktörüne aktarılır. Anahtar açık (kesimde) durumdayken yük ve kapasite indüktörde birikmiş enerjii alır. Bu tür devrelerin çalışması iki farklı durum için analiz yapılmasını gerektirmektedir. Bir periyot içerisinde anahtarın konumuna bağlı olarak iki farklı durum ortaya çıkmaktadır. Kararlı durum analizinde, C kondansatörü sabit bir çıkış gerilimi elde etmek için çok büyük değerde seçilerek, çıkış gerilimdeki dalgalanmalar azaltılabilir. Bu durumda çıkış gerilimi $v_o(t) \cong V_o$ şeklinde sabit bir değer olarak alınabilir.

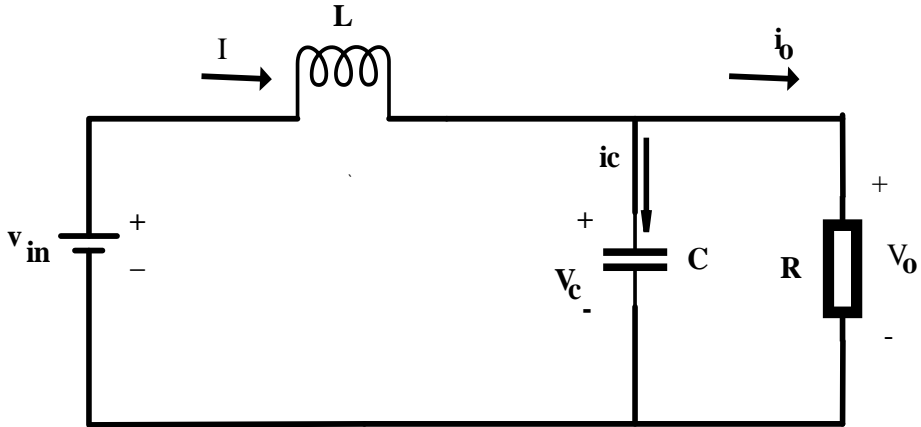
Kirchhoff yasası anahtarın her iki durumu için de uygulanmaktadır. Anahtarın sayısal değeri $1(u=1)$ olduğunda Şekil 4.2'de gösterilen devre elde edilir. İlk devre denklemleri için kaynak geriliminin indüktör gerilimine eşit olduğu, kapasite akımının da yük akımına eşit olduğu söylenebilir.



Şekil 4.1: İdeal DA-DA yükseltici dönüştürücü.



Şekil 4.2: Anahtar konumu kapalı ($u = 1$).



Şekil 4.3: Anahtar konumu açık ($u = 0$).

Anahtarın sayısal değeri 0'a ($u = 0$) eşit olduğunda Şekil 4.3'de gösterilen devre elde edilir [10]. Anahtar konumu 1'e getirildiğinde, yükseltici dönüştürücü denklemleri Kirchhoff akım ve gerilim yasasına göre denklem (4.1) ve (4.2)'deki gibi yazılabilir. Bu devrede

$v_0 = v_c$ ve $i_0 = \frac{v_0}{R}$ dir. Şekil 4.2'ye göre indüktör gerilimi ve kapasitör akımı denklem (4.1) ve (4.2)'deki gibi yazılabilir:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{in} \quad (4.1)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{R} \quad (4.2)$$

Şekil 4.3'te anahtarın konumu açıkken ($u=0$), bobin üzerindeki gerilim ve kondansatörden geçen akım için denklem (4.3) ve (4.4) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{in} - v_o \quad (4.3)$$

$$i_c = C \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (4.4)$$

Yükseltici dönüştürücünün durum uzay denklemleri u 'ya bağlı olarak, denklem (4.5) ve (4.6)'da verilmiştir.

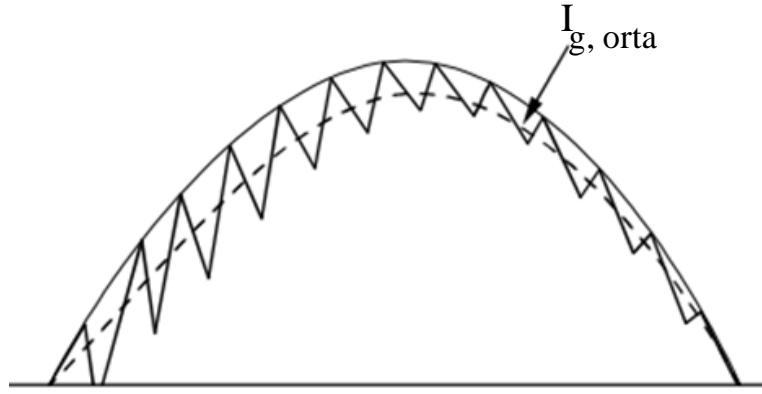
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} - \frac{v_o}{L} + \frac{v_o}{L} u \quad (4.5)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{i_L}{C} u - \frac{v_o}{RC} \quad (4.6)$$

4.2 Güç Katsayısının Düzeltilmesi için Kontrol Yöntemleri

Evsel ve endüstriyel uygulamalarda, yarı iletken elemanların anahtarlama hızlarının artması ve yeni kontrol tekniklerinin geliştirilmesine paralel olarak güç elektroniği kullanıcılarının sayısı her geçen gün artmaktadır [15]. AA-DA dönüştürücüler akü, telefon ve pil şarjı gibi düşük güç seviyesindeki DA ile beslenen tüketicilerde çok önemlidir [11]. Bu dönüştürücüler aynı zamanda GFD devrelerinde de kullanılmaktadır. Güç sistemlerinde, şebekeye doğrusal veya doğrusal olmayan yükler bağlandığında, anahtarlama yüzünden şebekenin akım dalga şeklinde bozulmalar, dolayısıyla harmonikler oluşmaktadır. THB değeri arttığında kayıplar da arttığından, kaynaktan çekilebilecek ortalama güç de azalmaktadır. Ortalama güç, temel giriş akımı ve giriş geriliminin çarpımıdır. GFD ve giriş akımı harmonik değerlerinin düşürülmesi IEC 61000-

3-2 ve IEEE/ANSI 519 uluslararası standartlara göre belirlenmektedir [12]. Güç sistemlerinde, güç faktörü dönüştürücüler kullanılarak GF bire yakın değerlerde tutulmaktadır [2]. Dönüştürücüler genellikle ortalama sinyal ve doğrusallaştırma yöntemlerinden biri kullanılarak modellenir [13]. GFD için dönüştürücülerde kullanılan birçok kontrol tekniği vardır. Bunlardan biri olan ve tezde kullanılan ortalama akım kontrol yöntemi, kaynaktan çekilen akımda daha az dalgalanmaların olmasına neden olmaktadır. Ortalama akım dalga biçimi Şekil 4.4'te verilmiştir. Burada, dış eğri devrenin maksimum akımını, iç tarafı ise devrenin minimum akımını göstermektedir. Ortalama akım kontrol yönteminde, ortalama devre akımı maksimum ve minimum noktalar arasındaki noktalı çizgidir.



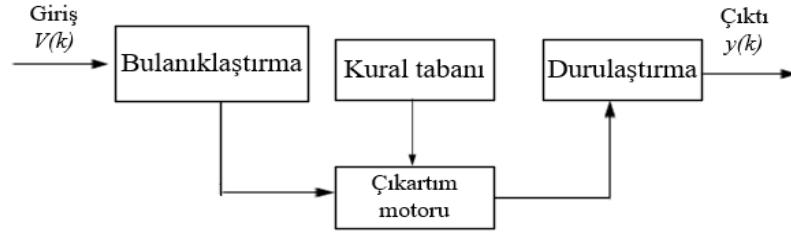
Şekil 4.4: Ortalama akım dalga şekli.

Ortalama akım kontrol yöntemi iki döngüye sahiptir. Biri Gerilim Kontrol (VK) döngüsü, ikincisi ise Akım Kontrol (AK) döngüsüdür [14]. Ayrıca akım kontrolörü iç döngü kontrolörü ve gerilim kontrolü ise dış döngü kontrolörü olarak da adlandırılmaktadır. Dış döngü kontrolörü çıkış gerilimini denetler. Çıkış gerilimi referans gerilim ile karşılaştırılır. Sonra gerilim kontrolörü bir sinyal üretir ve bu sinyal çarpma bloğuna gönderilir. Devrenin doğrultulmuş geriliminin karesinin tersiyle çarpılır [2]. Bundan sonra Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) üretici bloğu, bu sinyali IGBT veya MOSFET anahtarının kapı ucuna tetikleme için gönderir.

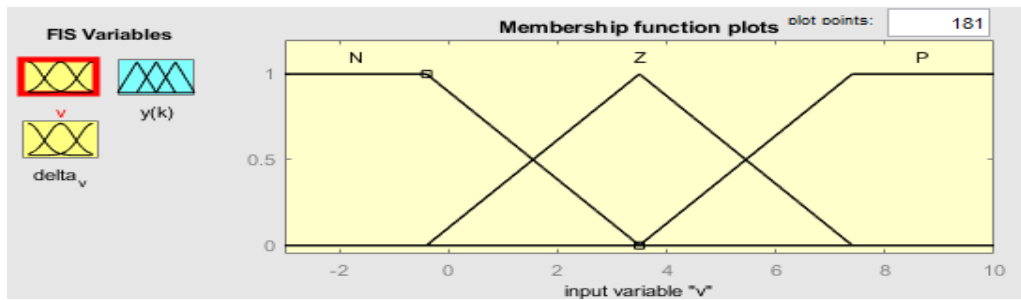
4.2.1 Bulanık Mantık

Bulanık Mantık Denetleyici (BMD), AA ve DA sürücüler, PWM evirici ve DA-DA dönüştürücüler gibi birçok endüstriyel uygulamada kullanılmıştır [2]. BMD, bulanık küme teorisinin bir uygulamasıdır [15]. Bu teori belirsizlikle ilgilidir. Kesin olmayan, kötü tanımlanmış kavramların kullanılmasını sağlar [16]. BMD, doğrusal olmayan

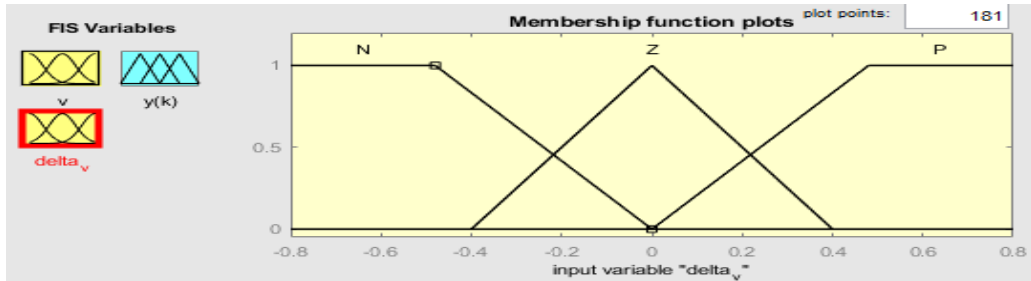
dönüştürücüler için ileri düzeyde bir verimliliğe sahiptir [17]. Birçok araştırmacı BMD'yi akıllı cihazları kontrol etmek için kullanmış ve başarılı sonuçlar elde etmiştir [18].



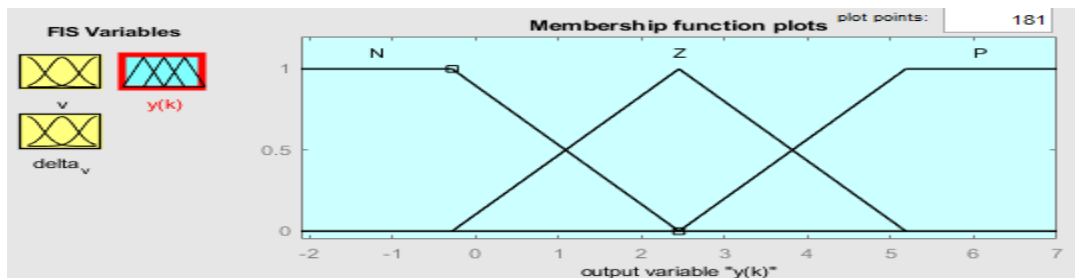
Şekil 4.5: Bulanık mantık denetleyicisinin blok şeması.



(a) Hata üyelik fonksiyonları.



(b) Hata değişiminin üyelik fonksiyonları.



(c) Durulaştırma üyelik fonksiyonları.

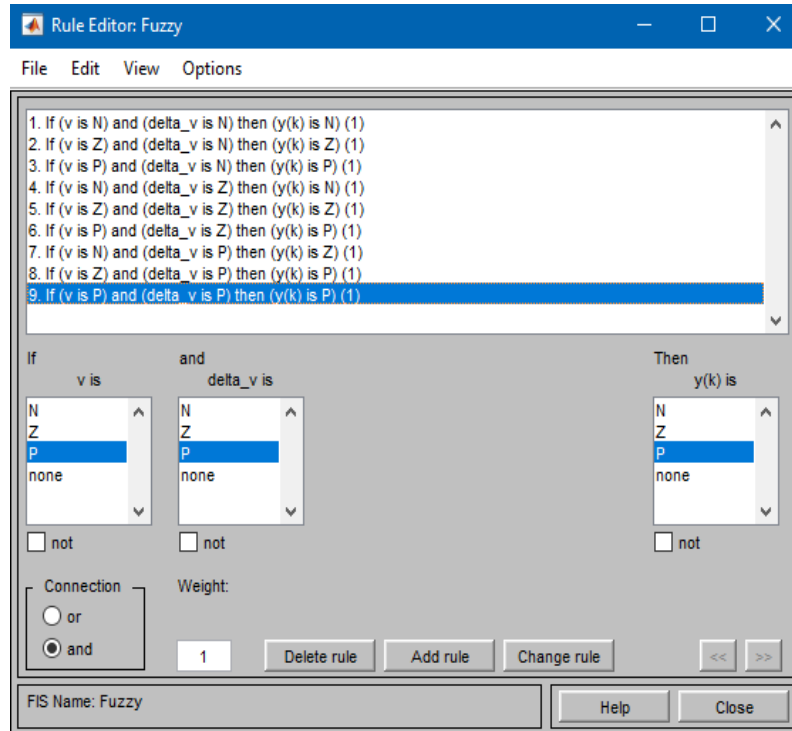
Şekil 4.6: Tasarlanmış üyelik fonksiyonları. (a) Hata üyelik fonksiyonları. (b) Hata değişiminin üyelik fonksiyonları. (c) Durulaştırma üyelik fonksiyonları.

BMD, herhangi bir sistemim matematiksel modelinin doğru olmasına ihtiyaç duymamaktadır. Bu nedenle, devre modelinin bilinmediği veya kötü tanımlandığı bir süreç için başarılı sonuçlar vermektedir. BMD parametre varyasyonları ve yük bozucuları altında sorunsuz çalışmakta ve iyi bir performans sergilemektedir [16]. BMD tamamen dilsel kontrol değişkenlerine dayanmakta, insan düşüncesine benzer yapıda olup sistemle insan arasındaki boşluğu azaltmaktadır. BMD algoritması üç adımdan oluşur. İlk adım bulanıklaştırma, ikinci adım çıkarım ve üçüncü adım durulaştırma [19]. BMD'nin blok şeması Şekil 4.5'te gösterilmiştir. Her aralıkta referans değeri ile çıkış değeri karşılaştırılarak hata (v) ve hatadaki değişim (Δv) hesaplanır. Burada referans gerilim $r(k)$ ve çıkış gerilimi $y(k)$ 'dir. Hata gerilimi Δv , denklem (4.8)'de gösterildiği gibi hesaplanır.

Kurallar Şekil 4.7'de gösterilen bulanık kural düzenleyici kullanılarak oluşturulmuştur. Genel bulanık mantık tasarımcı ise Şekil 4.8'te gösterilmektedir. Giriş ve çıkış arasındaki hata denklem (4.7) ile hesaplanmaktadır.

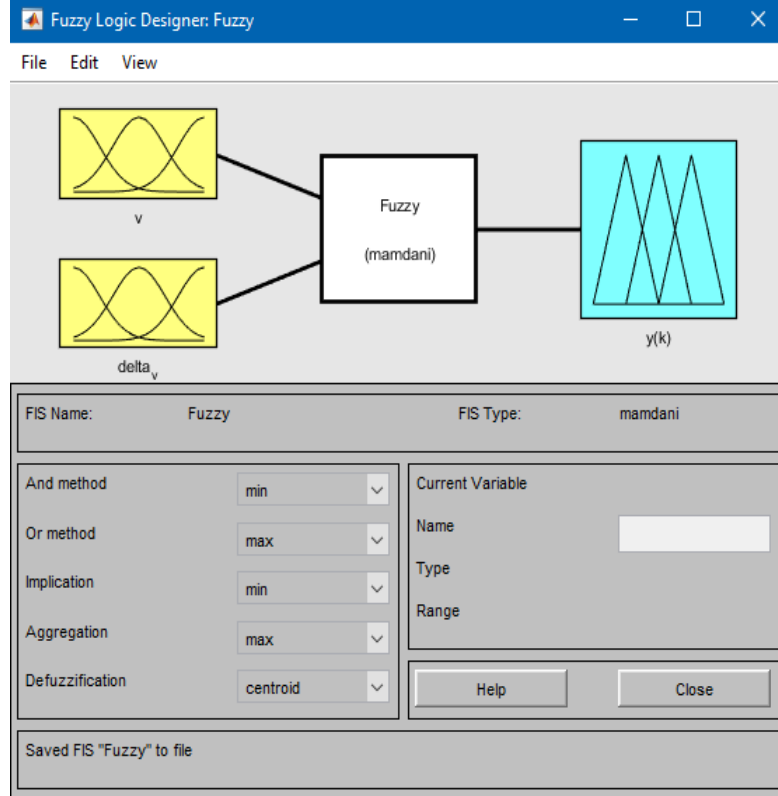
$$v(k) = r(k) - y(k) \quad (4.7)$$

$$\Delta v(k) = e(k) - e(k-1) \quad (4.8)$$



Şekil 4.7: Bulanık kural düzenleyici.

Bunlar bulanıklaştırma için kontrolörün girişine verilir. Bu tip değerler denetleyicinin giriş tarafında kullanılır. Bulanık kümeler, dilsel terimleri ve üyelik fonksiyonlarını (ÜF) kullanır. Seçilen üyelik fonksiyonları Şekil 4.6'da sunulmuştur.

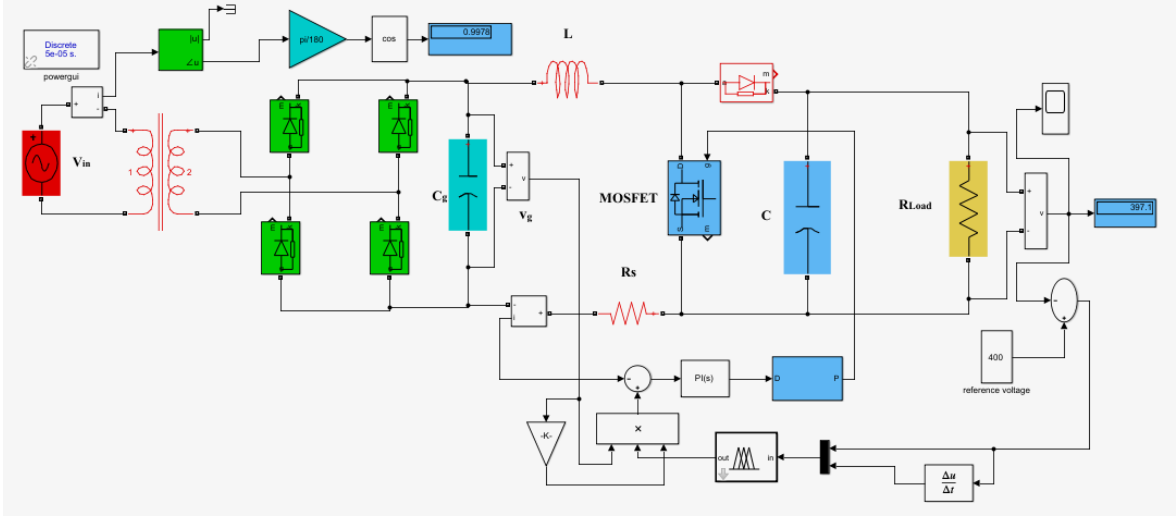


Şekil 4.8: Genel bulanık mantık tasarımcısı.

Hata ve hatanın değişimini içeren bulanık kural sayısı, sistemin basit ve hızlı çalışması için 3 olarak seçilmiştir. Seçilen bulanık kurallar Tablo 4.1’de verilmiştir. Bulanık mantık kural tablosu Matlab/Simulink’te devre modeli kurulmuş olan yükseltici tip dönüştürücünün çıkış gerilimini kontrol etmek için modele eklenmiştir. Şekil 4.9’da model ve kontrolörlerden oluşan simülasyon diyagramı gösterilmiştir.

Tablo 4.1: Bulanık mantık kuralları.

$v / \Delta v$	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	P



Şekil 4.9: BMD ile çıkış geriliminin kontrolü.

Simülasyon modelinde BMD çıkış gerilimini kontrol etmek için dış döngü denetleyicisi olarak, PI kontrolör ise akımı kontrol etmek için iç döngü denetleyicisi olarak kullanılmıştır. Devre çıkış gerilimi, referans gerilim ile karşılaştırılarak gerilimdeki hata değeri bulunur. Burada hata (e) ve hatadaki değişim (Δe) her aralıkta hesaplanır. Hatanın türevi alınarak bulanık mantık denetleyicinin girişleri olan hata ve hatanın türevi elde edilir. Gerilim kontrolörü olarak kullanılan BMD bir sinyal üretir ve bu sinyal çarpma bloğuna iletilir. Bu blok devrede bulunan doğrultucu çıkış gerilimini ve bu çıkış geriliminin tepe değerinin karesinin tersiyle ($1/v_g^2$) ile BMD çıkışını çarparak referans akımı hesaplar. Sonra referans akımı, devreden geçen akım ile karşılaştırır ve elde edilen sinyali akım denetleyicisine gönderir. Kontrolör çıkışındaki DGM'den elde edilen sinyal IGBT veya MOSFET anahtarının kapı ucuna iletilerek, anahtarların iletim ve kesim aralıkları belirlenmiş olur.

4.2.2 Klasik ve Kesirli PD Kontrolör Tasarımı

Klasik Oransal+İntegral+Türevsel (PID) kontrolörler, çıkış gerilimini kontrol etmek ve kullanıcının talebini karşılamak için endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılan en basit denetleyici türleridir. Bu tip kontrolörlerin katsayıları farklı optimizasyon yöntemleriyle ayarlanmaktadır. Bu kontrolörler daha çok yük değişiminin olmadığı durumlarda kullanılır. Yük sık sık değiştirildiğinde geleneksel PID kontrolörünün doğruluğu bozulabilir. Bu nedenle değişken yükler için adaptif kontrol yöntemleri tercih edilmektedir. Farklı kontrolör yapılarının performans açısından karşılaştırılmaları için iç döngüde öncelikli

olarak klasik PI denetleyici kullanılmıştır. Klasik PI denetleyicinin transfer fonksiyonu denklem (4.9)'de verilmiştir.

$$G(s) = k_p + \frac{k_I}{s} \quad (4.9)$$

k_p ve k_I , oransal ve integral kontrolörün kazanç katsayılarıdır. Dış döngüde klasik PD kontrolör kullanılarak simülasyon gerçekleştirilmiştir. Kesirli Oransal+Türevsel (FOPD) denetleyicinin transfer fonksiyonu denklem (4.10)'da gösterilmiştir. Bu kontrolör dış döngüde gerilimi kontrol etmek için kullanılmış olup, denklemdeki k_p ve k_D oransal ve türevsel denetleyicinin kazanç katsayılarıdır.

$$G(s) = k_p + k_D s \quad (4.10)$$

Kesirli hesaplama teorisi Leibnitz ve L' Hospital tarafından 1600'lerin sonunda ortaya atılmıştır. Bu konuya odaklanan diğer bilim adamları, konuya olan ilgiyi artırmış ve bu alanda birçok çalışma yapılmıştır. Bu bilimsel çalışmalar, kesirli hesaplamaların sistem modelleme ve kontrol mühendisliğindeki önemini göstermiştir. Geri beslemeli kontrol sisteminde, kesirli hesaplama fikri 1940 yılında çalışılmaya başlanmıştır. Klasik tamsayı hesaplama, kesirli hesaplamanın bir genellemesidir ve kesirli derecelerin integral-türevsel operatörlerinden oluşur [20]. Son yıllarda gürbüz özelliği bulunan ve sistemdeki parametre değişimlerine karşı dayanıklı olan kayan kipli kontrol yöntemleri de yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Kesirli türev ve integral uygulamaları bu konuda çalışan kişilerin de ilgisini çekmiştir. Bu iki yapının birleştirildiği birçok teorik ve deneysel uygulamalar yapılmıştır. FOPD kontrolörün klasik PI kontrolörden farkı, ayarlanması gereken üç parametresinin olmasıdır. Kontrolör katsayıların optimum değerlerini bulmak için farklı yaklaşımlar bulunmaktadır. Grünwald-Letnikov tarafından tanımlanan kesirli türevlerin matematiksel ifadesi aşağıda verilmiştir [10, 21].

$${}_c D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{\sum_{k=1}^{\lceil \frac{t-c}{h} \rceil} (-1)^k \binom{\alpha}{k} f(t-kh)}{h^\alpha} \quad (4.11)$$

Sürekli kesirli integral türev operatörü denklem (4.12)'deki gibi tanımlanmıştır [22].

$${}_a D_t^r = \begin{cases} \frac{d^r}{dt^r} & : r > 0 \\ 1 & : r = 0 \\ \int_a^t (dt)^r & : r < 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

İntegral dereceli dinamikler, daha küçük ve özel kesirli dereceli sistemleri tanımlar. Kesirli dereceli sistemler, n terimli homojen olmayan kesirli diferansiyel denklem ile tanımlanır ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_1 D^{\alpha_1} y(t) + a_0 D^{\alpha_0} y(t) \\ = b_m D^{\beta_m} u(t) + b_1 D^{\beta_1} u(t) + b_0 D^{\beta_0} u(t) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Burada, $D^\alpha = {}_0 D_t^\alpha$ mertebenin Caputo kesirli türevidir. A_k , $k=1,2,3\dots n$ ve β keyfi sabittir, genelliği kaybetmeden

$$0 = \alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 \dots < \alpha_n, \text{ ve } 0 = \beta_0 < \beta_1 < \beta_2 \dots < \beta_m \quad (4.14)$$

şeklinde ifade edilebilir. Kesirli türev ifadesi; $D^\alpha y(t)$; $0 < \alpha \leq 1$, Podlubny tarafından türetilmiştir.

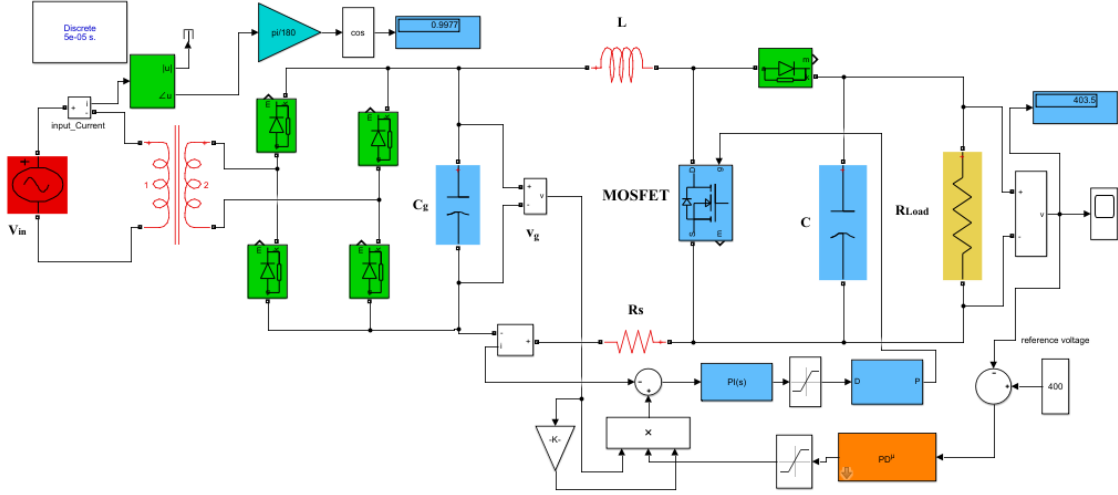
$$\int_0^\infty D^\alpha y(t) e^{-st} dt = s^\alpha Y(s) - \sum_{k=0}^N s^{\alpha-k-1} y^k(0) \quad (4.15)$$

Burada y'nin integrali ${}_0 I_t^{-\alpha} y(t)$ ile gösterilir ve sağ tarafın toplamı ihmal edilir. Bu nedenle kesirli dereceli sistem için transfer fonksiyonu sıfır başlangıç koşulunda denklem (4.16)'daki gibi verilebilir.

$$G_p(S) = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_1 s^{\beta_1} + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_1 s^{\alpha_1} + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (4.16)$$

Bu teknik, FOPD'nin transfer fonksiyonunu hesaplamak için kullanılır. Aşağıdaki gibi tarif edilmektedir [22-24].

$$G_c(S) = k_p + k_d s^\mu \quad (4.17)$$



Şekil 4.10: FOPD kontrolörünün kullanıldığı Simulink devre şeması.

Şekil 4.10'da FOPID'nin kullanıldığı simülasyon devresi gösterilmiştir. Devrede yine iki farklı kontrol döngüsü bulunmaktadır. Akım kontrolörü olarak da bilinen iç kontrolör PI kontrolöre sahiptir. Gerilim kontrolörü olarak da bilinen dış kontrolörde ise FOPD kontrolör kullanılmıştır. Simülasyon çalışmalarının sonucu sonraki bölümlerde tartışılmıştır.

4.2.3 Kesirli Kayan Kipli Kontrol

PID kontrolörler değişken parametre ve yük altında çalıştığında istenen performansı karşılamakta yetersiz kalabilmektedir. Gürbüz ve doğrusal olmayan bir yapıya sahip olan Kayan Kipli Kontrolör (KKK) değişken yükler için daha iyi bir performans vermektedir. Parametre değişimlerine karşı iyi sonuç veren bu yöntem kesirli hesaplama yöntemleriyle daha başarılı hale getirilmektedir. Değişken yükler için parametre katsayılarının güncellenmesi gerektiğinden dolayı bu sistemlere adaptif kontrol yapısının uygulanması birçok araştırmacı tarafından çalışılmış ve başarılı sonuçlar alındığı görülmüştür. Gerilim ve frekans kontrol sistemi için model referanslı adaptif kontrol yöntemleri çalışılmıştır. KKK gerilim ve frekans regülasyonu için uygun bir yöntemdir. KKK'nin başarısı, değişken yüklere karşı iyi bir dinamik tepki verebilmesidir [23]. KKK temelde süreksiz kontrolün bir sonucudur [25]. KKK, matematikçi ve mühendisler tarafından büyük ilgi görmüş olup, araştırma konuları içerisindeki güncelliğini korumaktadır. Birçok araştırmacı, bozulmaların giderilmesi nedeniyle doğrusal olmayan ve çok değişkenli sistemlerin kontrolü için KKK'yi kullanmıştır. Ancak, KKK'nin dezavantajı yüksek frekanslı anahtarlamalardan dolayı çatırtıların olmasıdır. Çatırtıların giderilmesi için doyma (saturasyon) fonksiyonu,

tanjant fonksiyonu, bulanık mantık, alçak geçiren filtre gibi birçok teknik kullanılarak, bu sorun büyük oranda çözülmüştür.

Kontrol sistemlerinde kayan kip ve kesirli türevin avantajlarını birlikte kullanmak için kesirli dereceli oransal+türevsel veya oransal+integral kayan kipli kontrolör (FOKKK) yapıları literatürde yaygın olarak kullanılmaktadır. FOKKK kontrolörlerin performansının klasik PID kontrolörden daha iyi olduğu açıktır [20]. KKK tasarlamak için durum değişkenleri olarak çıkış gerilimi ve bobin akımı kullanılmıştır. Çıkış gerilimini düzeltmek için çıkış gerilimindeki hata kontrolör girişi olarak kullanılmak zorundadır. Kontrolörün, hızlı dinamik cevap vermesi için akım kontrolöründe akım hatası kullanılarak bobinden geçen akımın referans akımı takip etmesi sağlanmaktadır. Referans bobin akımı denklem (13) kullanılarak hesaplanabilir:

$$i_{ref} = k_1(v_{ref} - \beta v_o) \quad (4.18)$$

Burada, v_{ref} çıkış referans gerilimi, v_o anlık çıkış gerilimi, β ağ geri bildirim oranı, k_1 gerilimin hata kazancını temsil eder. v_o ve i_L anlık çıkış gerilimi ve bobin akımıdır. Yükseltici dönüştürücü için kayma yüzeyi aşağıdaki gibi yazılabilir [26].

$$S = k_p x_1 + k_d D^\mu x_1 + k_p x_2 + k_d D^\mu x_2 \quad (4.19)$$

Denklem (4.20), denklem (4.19)'un türevi alınarak elde edilir.

$$\dot{S} = k_p (\dot{x}_1) + k_d D^\mu (\dot{x}_1) + k_p (\dot{x}_2) + k_d D^\mu (\dot{x}_2) \quad (4.20)$$

x_1 , x_2 Sırasıyla akım ve gerilimin durum değişkenleridir. k_p, k_d kayma yüzeyi katsayılarıdır. Durum değişkenleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$x_1 = i_{ref} - i_L \quad (4.21)$$

$$x_2 = v_{ref} - \beta v_o \quad (4.22)$$

Denklem (4.18), (4.21) ve (4.22) kullanılarak denklem (4.19) aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$S = k_p(k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L) + k_d D^\mu(k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L) + k_p(v_{ref} - \beta v_o) + k_d D^\mu(v_{ref} - \beta v_o) \quad (4.23)$$

Tasarlanan devre ayırık fonksiyonda çalışmaktadır. Denklem (4.21)'in zamana göre türevi alındığında, denklem (4.24) elde edilir [27].

$$\dot{x}_1 = \frac{d}{dt}(i_{ref} - i_L) \quad (4.24)$$

Denklem (4.18), denklem (4.21) ile toplanıp, türevi alınarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\dot{x}_1 = \frac{d}{dt}(k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L) \quad (4.25)$$

Denklem (4.4), denklem (4.25)'e eklendiğinde, aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$\dot{x}_1 = \frac{d}{dt} \left[k_1 \left\{ v_{ref} - \frac{\beta}{C} \int i_C \right\} - i_L \right] \quad (4.26)$$

Denklem (4.26) anahtar durumuna (u) bağlı olarak yeniden denklem (4.27)'deki gibi yazılabilir.

$$\dot{x}_1 = -\frac{k_1 \beta}{C} i_C - \frac{v_g - \tilde{u} v_o}{L} \quad (4.27)$$

Burada $\tilde{u} = 1 - u$ 'dur. Gerilimin durum değişkeni aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\dot{x}_2 = \frac{d}{dt}(v_{ref} - \beta v_o) \quad (4.28)$$

Denklem (4.4), denklem (4.28)'de yerine konulduğunda,

$$\dot{x}_2 = -\frac{\beta}{C} i_C \quad (4.29)$$

elde edilir. i_{ref} ve v_{ref} sabit kabul edilirse, denklem (4.21) ve (4.22)'nin türevleri alındığında aşağıdaki denklemler elde edilir [26].

$$\dot{x}_1 = -\dot{i}_L \quad (4.30)$$

$$\dot{x}_2 = -\beta \dot{v}_o \quad (4.31)$$

Denklem (4.27), (4.29), (4.30) ve (4.31) değerleri, denklem (4.20)'de yerine yazıldığında, \dot{S} denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{S}(t) = k_p \left(\frac{-k_1 \beta}{C} i_c - \frac{v_g - \tilde{u} v_o}{L} \right) + k_d D^\mu (-\dot{i}_L) + k_p \left(\frac{-\beta}{C} i_c \right) + k_d D^\mu (-\beta \dot{v}_o) \quad (4.32)$$

$$\dot{S}(t) = \frac{-k_p k_1 \beta i_c}{C} - \frac{(v_g - \tilde{u} v_o) k_p}{L} + k_d D^\mu (-\dot{i}_L) - \frac{k_p \beta}{C} i_c + k_d D^\mu (-\beta \dot{v}_o) \quad (4.33)$$

Kayma yüzeyi S 'in türevi alınıp, sıfıra eşitlenerek eşdeğer kontrol kuralı elde edilir, S 'in türevi sıfıra eşit olduğunda ($\dot{S}(t) = 0$).

$$\frac{(v_g - \tilde{u} v_o) k_p}{L} = \frac{-k_p k_1 \beta i_c}{C} - \frac{k_p \beta i_c}{C} + k_d D^\mu (-\dot{i}_L) + k_d D^\mu (-\beta \dot{v}_o) \quad (4.34)$$

$$\frac{v_g k_p}{L} - \frac{\tilde{u} v_o k_p}{L} = \frac{-k_p k_1 \beta i_c}{C} - \frac{k_p \beta i_c}{C} + k_d D^\mu (-\dot{i}_L) + k_d D^\mu (-\beta \dot{v}_o) \quad (4.35)$$

$$\frac{\tilde{u} v_o k_p}{L} = \frac{v_g k_p}{L} + \frac{k_p \beta i_c}{C} (k_1 + 1) - k_d D^\mu (-\dot{i}_L) - k_d D^\mu (-\beta \dot{v}_o) \quad (4.36)$$

$$\tilde{u} = \frac{L}{v_o k_p} \left[\frac{v_g k_p}{L} + \frac{k_p \beta i_c}{C} (k_1 + 1) - k_d D^\mu (-\dot{i}_L) - k_d D^\mu (-\beta \dot{v}_o) \right] \quad (4.37)$$

$$\tilde{u} = \frac{v_g}{v_o} + \frac{L \beta i_c}{v_o C} (k_1 + 1) - \frac{L}{v_o k_p} k_d D^\mu (-\dot{i}_L) - \frac{L}{v_o k_p} k_d D^\mu (-\beta \dot{v}_o) \quad (4.38)$$

elde edilir. Denklem (4.39) kullanılarak eşdeğer kontrol denklemi (4.40)'daki gibi elde edilir.

$$\tilde{u} = 1 - u_{eq} \quad (4.39)$$

$$u_{eq} = 1 - \frac{v_g}{v_o} - \frac{L\beta i_C}{v_o C} (k_1 + 1) - \frac{Lk_d}{v_o k_p} D^\mu(i_L) - \frac{Lk_d}{v_o k_p} D^\mu(\beta \dot{v}_o) \quad (4.40)$$

v_g anlık doğrultulmuş gerilim, L ve C dönüştürücünün indüktansı ve çıkış kapasitesidir. Burada u , tasarlanan kontrolörün görev süresidir [27]. Kayma yüzeyine erişmek için anahtarlama fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanabilir [28].

$$u_{sw} = \frac{1}{2} k_2 \text{sign}(s) \quad (4.41)$$

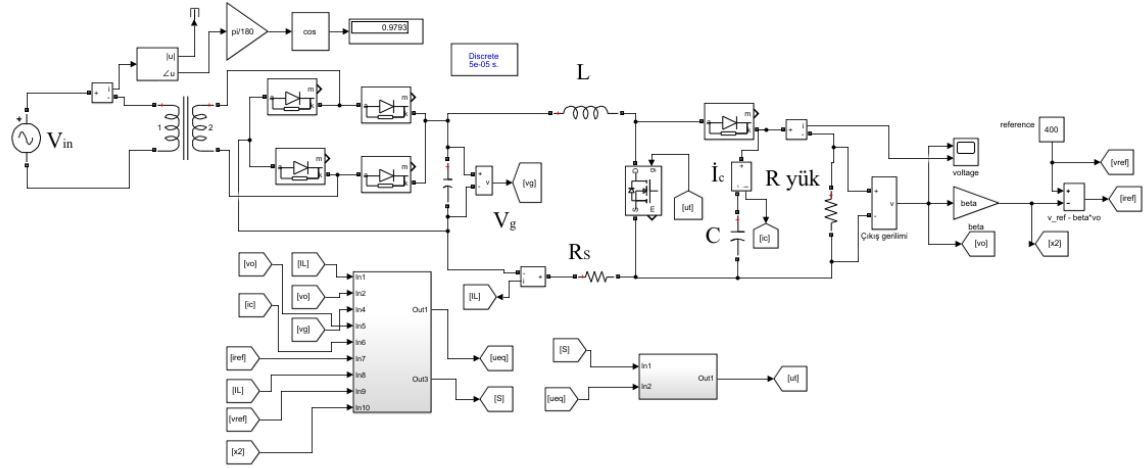
Kontrol fonksiyonu eşdeğer kontrol ve anahtarlama fonksiyonunun toplamından oluşmakta olup, denklem (4.42)'de verildiği gibidir.

$$u = u_{eq} + u_{sw} \quad (4.42)$$

Burada u anahtarlama sinyalidir. $\tilde{u} = 1 - u$, u sinyalinin tersidir. Kesirli dereceli kayan kipli kontrol için denklem (4.23), (4.40) ve denklem (4.41) denklem (4.42)'de yerine konulduğunda, PD tipi kesirli dereceli kayan kipli kontrolörün denklemi elde edilir ve aşağıdaki gibi yazılır.

$$u = \left[1 - \frac{v_g}{v_o} - \frac{L\beta i_C}{v_o C} (k_1 + 1) - \frac{Lk_d}{v_o k_p} D^\mu(i_L) - \frac{Lk_d}{v_o k_p} D^\mu(\beta \dot{v}_o) \right] + \frac{1}{2} k_2 \text{sign} \left[\begin{array}{l} k_p (k_1 (v_{ref} - \beta v_o) - i_L) + k_d D^\mu (k_1 (v_{ref} - \beta v_o) - i_L) \\ + k_p (v_{ref} - \beta v_o) + k_d D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) \end{array} \right] \quad (4.43)$$

Kesirli dereceli PD tipi kayan kip kontrolün uygulandığı Simulink modeli Şekil 4.11'de sunulmuştur. Kayan kip kontrolde, kontrol işaretinin yalnızca signum fonksiyonu (süreksiz mod) olarak seçilmesi sistemlerde çarptırma neden olmakta ve özellikle mekanik sistemlerin bozulmasına yol açmaktadır. Ayrıca sistemlerinin hassas kontrollerinin kaybolmasına neden olmaktadır. Kontrol işaretine eşdeğer kontrol kuralı eklenerek kontrolördeki çarptırma giderilebilir [29].



Şekil 4.11: PD tipi FOKKK'ün kullanıldığı Simulink devre şeması.

Sistemin kararlı olması için seçilen Lyapunov fonksiyonu türevinin negatif olması gereklidir. Lyapunov aday fonksiyonu aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$v(t) = \frac{1}{2} S(t)^2 \quad (4.44)$$

Burası $v(t) > 0$, $v(0) = 0$ olmak üzere $S(t) \neq 0$, $\dot{S}(t) \neq 0$. Denklem (4.44)'ün türevi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\dot{v}(t) = S(t)\dot{S}(t) \quad (4.45)$$

Sistemin kararlı çalışması için $\dot{v}(t) < 0$, $S(t) \neq 0$, $\dot{S}(t) \neq 0$ şartlarının sağlanması gerekir. Denklem (4.19) ve denklem (4.20)'deki değerler denklem (4.45)'de yerine konursa, denklem (4.46) elde edilir.

$$\dot{v}(t) = \left[k_p x_1 + k_d D^\mu x_1 + k_p x_2 + k_d D^\mu x_2 \right] \left[k_p (\dot{x}_1) + k_d D^\mu (\dot{x}_1) + k_p (\dot{x}_2) + k_d D^\mu (\dot{x}_2) \right] \quad (4.46)$$

Denklem (4.47), kayma yüzeyi ile türevinin çarpılmasıyla (s. \dot{s}) elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{v}(t) = & k_p^2 (x_1) (\dot{x}_1) + k_p (x_1) k_d D^\mu (\dot{x}_1) + k_p^2 (x_1) (\dot{x}_2) + k_p (x_1) k_d D^\mu (\dot{x}_2) \\ & + k_d D^\mu (x_1) k_p (\dot{x}_1) + k_d^2 D^\mu (x_1) D^\mu (\dot{x}_1) + k_d D^\mu (x_1) k_p (\dot{x}_2) + k_d^2 D^\mu (x_1) D^\mu (\dot{x}_2) \\ & + k_p^2 (x_2) (\dot{x}_1) + k_p (x_2) k_d D^\mu (\dot{x}_1) + k_p^2 (x_2) (\dot{x}_2) + k_p (x_2) k_d D^\mu (\dot{x}_2) \\ & + k_d D^\mu (x_2) k_p (\dot{x}_1) + k_d^2 D^\mu (x_2) D^\mu (\dot{x}_1) + k_d D^\mu (x_2) k_p (\dot{x}_2) + k_d^2 D^\mu (x_2) (\dot{x}_2) \end{aligned} \quad (4.47)$$

Denklem (4.47) yeniden düzenlenirse denklem (4.48) elde edilir.

$$\begin{aligned}
\dot{v}(t) = & k_p^2 (i_{ref} - i_L) (-\dot{i}_L) + k_p (i_{ref} - i_L) k_d D^\mu (-\dot{i}_L) + k_p^2 (i_{ref} - i_L) (-\beta \dot{v}_o) \\
& + k_p (i_{ref} - i_L) k_d D^\mu (-\beta \dot{v}_o) + k_d D^\mu (i_{ref} - i_L) k_p (-\dot{i}_L) + k_d^2 D^\mu (i_{ref} - i_L) D^\mu (-\dot{i}_L) \\
& + k_d D^\mu (i_{ref} - i_L) k_p (-\beta \dot{v}_o) + k_d^2 D^\mu (i_{ref} - i_L) D^\mu (-\beta \dot{v}_o) + k_p^2 (v_{ref} - \beta v_o) (-\dot{i}_L) \\
& + k_p (v_{ref} - \beta v_o) k_d D^\mu (-\dot{i}_L) + k_p^2 (v_{ref} - \beta v_o) (-\beta \dot{v}_o) + k_p (v_{ref} - \beta v_o) k_d D^\mu (-\beta \dot{v}_o) \\
& + k_d D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) k_p (-\dot{i}_L) + k_d^2 D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) D^\mu (-\dot{i}_L) + k_d D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) k_p (-\beta \dot{v}_o) \\
& + k_d^2 D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) (-\beta \dot{v}_o)
\end{aligned} \tag{4.48}$$

(4.48) nolu denklemdeki akım ve gerilimin önündeki eksiler parantezlerin dışına çıkarılırsa denklem (4.48) yeniden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
\dot{v}(t) = & -k_p^2 (i_{ref} - i_L) (\dot{i}_L) - k_p (i_{ref} - i_L) k_d D^\mu (\dot{i}_L) - k_p^2 (i_{ref} - i_L) (\beta \dot{v}_o) \\
& - k_p (i_{ref} - i_L) k_d D^\mu (\beta \dot{v}_o) - k_d D^\mu (i_{ref} - i_L) k_p (\dot{i}_L) - k_d^2 D^\mu (i_{ref} - i_L) D^\mu (\dot{i}_L) \\
& - k_d D^\mu (i_{ref} - i_L) k_p (\beta \dot{v}_o) - k_d^2 D^\mu (i_{ref} - i_L) D^\mu (\beta \dot{v}_o) - k_p^2 (v_{ref} - \beta v_o) (\dot{i}_L) \\
& - k_p (v_{ref} - \beta v_o) k_d D^\mu (\dot{i}_L) - k_p^2 (v_{ref} - \beta v_o) (\beta \dot{v}_o) - k_p (v_{ref} - \beta v_o) k_d D^\mu (\beta \dot{v}_o) \\
& - k_d D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) k_p (\dot{i}_L) - k_d^2 D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) D^\mu (\dot{i}_L) - k_d D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) k_p (\beta \dot{v}_o) \\
& - k_d^2 D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) (\beta \dot{v}_o)
\end{aligned} \tag{4.49}$$

Lyapunov fonksiyonunun türevi için son denklem (4.50) aşağıda gibi yazılabilir.

$$\dot{v}(t) = - \left[\begin{aligned} & k_p^2 (i_{ref} - i_L) (\dot{i}_L) + k_p (i_{ref} - i_L) k_d D^\mu (\dot{i}_L) + k_p^2 (i_{ref} - i_L) (\beta \dot{v}_o) \\ & + k_p (i_{ref} - i_L) k_d D^\mu (\beta \dot{v}_o) + k_d D^\mu (i_{ref} - i_L) k_p (\dot{i}_L) + k_d^2 D^\mu (i_{ref} - i_L) D^\mu (\dot{i}_L) \\ & + k_d D^\mu (i_{ref} - i_L) k_p (\beta \dot{v}_o) + k_d^2 D^\mu (i_{ref} - i_L) D^\mu (\beta \dot{v}_o) + k_p^2 (v_{ref} - \beta v_o) (\dot{i}_L) \\ & + k_p (v_{ref} - \beta v_o) k_d D^\mu (\dot{i}_L) + k_p^2 (v_{ref} - \beta v_o) (\beta \dot{v}_o) + k_p (v_{ref} - \beta v_o) k_d D^\mu (\beta \dot{v}_o) \\ & + k_d D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) k_p (\dot{i}_L) + k_d^2 D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) D^\mu (\dot{i}_L) + k_d D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) k_p (\beta \dot{v}_o) \\ & + k_d^2 D^\mu (v_{ref} - \beta v_o) (\beta \dot{v}_o) \end{aligned} \right] \tag{4.50}$$

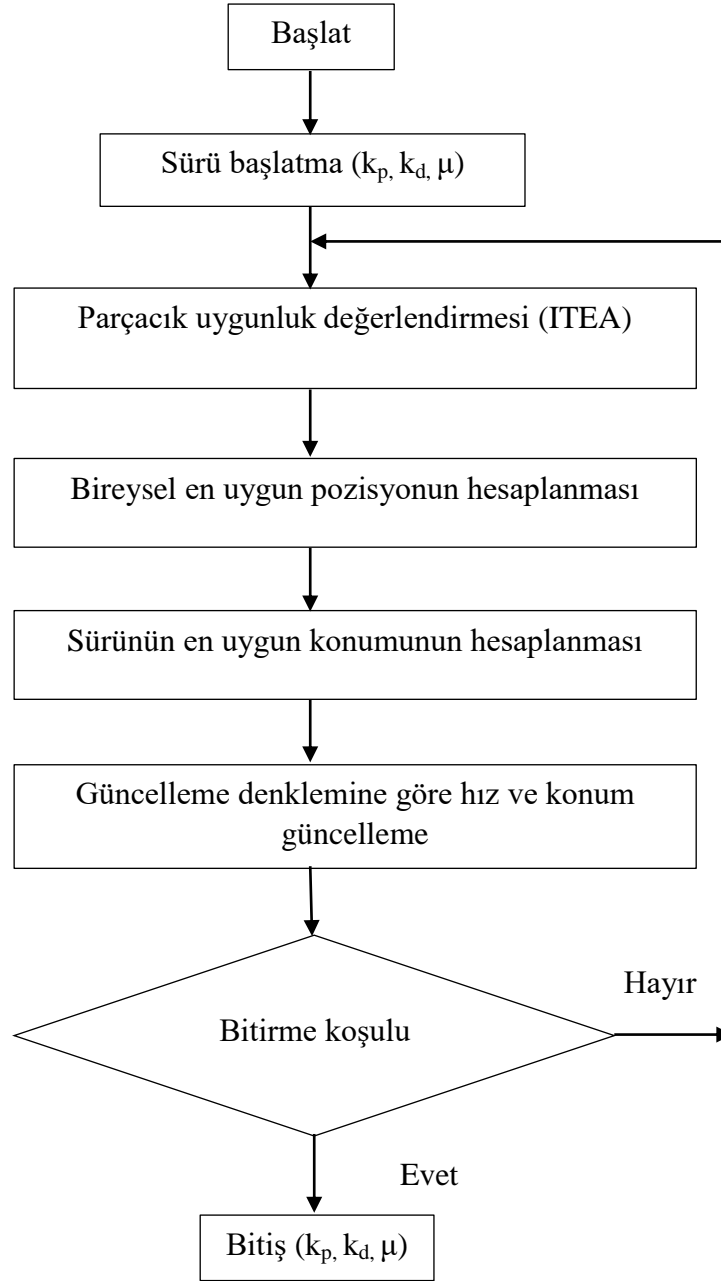
Denklem (4.18)'i, denklem (4.50)'de yerine koyarsak, aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\dot{v}(t) = - \left[\begin{array}{l} k_p^2 (k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L)(\dot{i}_L) + k_p k_d (k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L) D^\mu(\dot{i}_L) \\ + k_p^2 (k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L)(\beta \dot{v}_o) \\ + k_p k_d (k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L) D^\mu(\beta \dot{v}_o) + k_p k_d D^\mu(k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L)(\dot{i}_L) \\ + k_d^2 D^\mu(k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L) D^\mu(\dot{i}_L) + k_p k_d D^\mu(k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L)(\beta \dot{v}_o) \\ + k_d^2 D^\mu(k_1(v_{ref} - \beta v_o) - i_L) D^\mu(\beta \dot{v}_o) + k_p^2 (v_{ref} - \beta v_o)(\dot{i}_L) \\ + k_p k_d (v_{ref} - \beta v_o) D^\mu(\dot{i}_L) + k_p^2 (v_{ref} - \beta v_o)(\beta \dot{v}_o) + k_p k_d (v_{ref} - \beta v_o) \\ D^\mu(\beta \dot{v}_o) + k_p k_d D^\mu(v_{ref} - \beta v_o)(\dot{i}_L) + k_d^2 D^\mu(v_{ref} - \beta v_o) D^\mu(\dot{i}_L) \\ + k_p k_d D^\mu(v_{ref} - \beta v_o)(\beta \dot{v}_o) + k_d^2 D^\mu(v_{ref} - \beta v_o)(\beta \dot{v}_o) \end{array} \right] < 0 \quad (4.51)$$

Bu denklemlerden elde edilen sonuçlara göre $\beta > 0$, $k_p > \frac{1}{k_d}$, $k_d \neq 0$ olması durumunda sistem kararlı olur. Parametrelerin belirlenen aralıklarda seçilmesi Lyapunov fonksiyon türevinin negatif olma şartını sağlamış olur. Yani sistem kararlıdır denir. Simülasyon sonuçları sonraki bölümlerde verilmiştir.

4.3 Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık sürü optimizasyonu literatürde farklı alanlardaki birçok bilim insanı tarafından çalışılmaktadır. Parçacık sürü optimizasyonu (PSO), popülasyon tabanlı bir optimizasyon algoritmasıdır. PSO algoritması, 1995 yılında Kennedy ve Eberhart tarafından önerilen sürü yönetimine dayalı bir yöntemdir. Bu sürüler, yiyecek bulmak için bir yola girer, sürüdeki her üye, kendi ve diğer üyelerin öğrenme deneyimlerine göre arama modelini değiştirmeye devam eder. PSO algoritmasının ana tasarım fikri iki araştırma ile yakından ilişkilidir. Biri evrimsel algoritmadır. PSO optimize edilmiş amaç fonksiyonunun çözüm uzayında eş zamanlı olarak geniş bölgede aranmasını sağlar. İkincisi yapay yaşamdır. Yapay yaşam (YY), yapay sistemlerin yaşamla ilgili özelliklerini inceler. PSO algoritması, sürülere dayalı bir tür arama sürecidir ve sürüdeki her bireye parçacık denir. Her nesilde, parçacık bilgileri, her boyutun hızını ayarlamak için bir araya getirilir ve parçacığın yeni konumunu hesaplamak için kullanılır. Parçacıklar, çok boyutlu arama uzayında dengeye veya optimal duruma ulaşana kadar ya da hesaplama sınırlarının ötesine geçene kadar durumlarını sürekli değiştirir. PSO algoritmasının akış şeması Şekil 4.12'de gösterilmiştir. Optimizasyon işlemi aşağıda belirtilen akış şemasına göre yapılır [30,31]. PSO kullanan denetleyici optimize edilmiş parametreleri tablo 4.2'de gösterilmiştir.



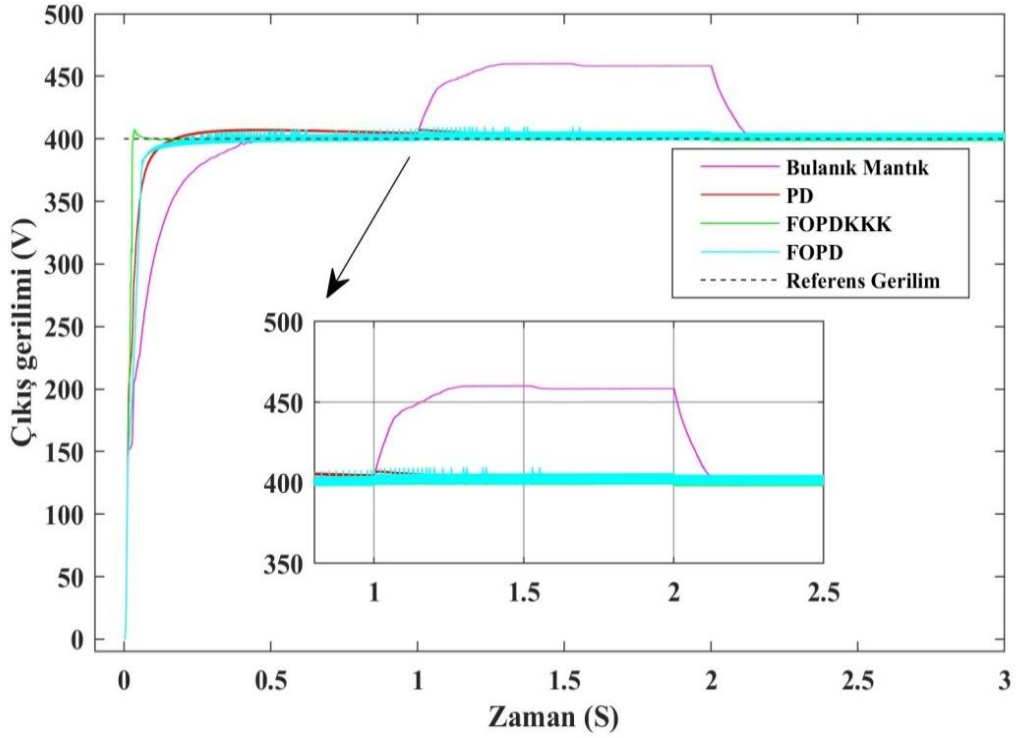
Şekil 4.12: Parçacık sürü optimizasyon algoritmasının akış şeması.

Tablo 4.2: Denetleyicilerin optimize edilmiş katsayı değerleri.

Denetleyici tipi	İç denetleyici	Dış denetleyici
PD	$k_p = 0,009$ $k_i = 0,05$	$k_p = 1$ $k_d = 0,009$
Bulanık mantık	$k_p = 2,5680$ $k_i = 3,9713$	Blunanık üyelik fonksiyonları ve kuralları
FOPD	$k_p = 1$ $k_i = 1$	$k_p = 15, \mu = 0,1$ $k_d = 15,6580$
FOPDKKK	-	$k_p = 2,2870, \mu = 0,0276$ $k_d = -0,9583, k_1 = 1, \beta = 1$

4.4 Kontrolör Sonuçları

Bu çalışmada tamsayı ve kesirli PI, Bulanık Mantık, FOPD, PD tipi FOKKK gibi farklı tip kontrolörler ele alınmış ve sistem üzerindeki performansları karşılaştırılmıştır. Tasarlanan devrede kontrolör iç ve dış olmak üzere iki döngüye sahiptir. İç döngü için PI kontrolör kullanılmıştır. Güç faktörü 1'e yakın tutularak, referans gerilimin 400 V'da sabit kalması amaçlanmıştır. İç döngüde PI kontrolör sabit tutulup, dış döngüde farklı kontrolör yapıları kullanılarak simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.13'te gösterilmiştir.



Şekil 4.13: Kontrolörlere göre çıkış gerilimleri.

400 Volt referans çıkış gerilim için dış döngüde PD, Bulanık Mantık, PD tipi FOKKK, FOPD kontrolörleri kullanılarak elde edilen sonuçlar Şekil 4.13'te gösterilmiştir. Kontrolörler referans gerilime ulaşmak için iyi bir performans sergilemektedir. Kontrolörlerin performansını kontrol etmek için devreye 100 Ω 'luk yük bozucu olarak eklenmiştir. Şekil 4.13'te, devre çalışmaya başladıktan bir saniye sonra, devreye yük eklendiğinde bulanık mantık denetleyicinin istenen gerilimde sabit kalmadığı görülmektedir. Bunun nedeni kural tablosunun basit ve optimize edilmemiş olmasıdır. Tasarlanan tüm kontrolörler, referans gerilimi mükemmel bir şekilde takip etmektedir. Yük devreden ayrıldığında, bulanık kontrolör tekrar referans gerilime ulaşmaktadır, ancak yük bozucularına karşı iyi bir performans gösterememiştir. FOPD denetleyicisi, klasik PD'den

daha hızlı yanıt vermektedir. FOPD kontrolörü, PD'den daha az hata ile referans değerine oturmaktadır. FOPDKKK, FOPD denetleyicisinden daha hızlı yanıt vermektedir. FOPDKKK denetleyicisinin kullanıldığı devrede, sisteme bozucu eklendiğinde, çıkış geriliminde çökme ya da aşımın olmadığı görülmektedir. Bu nedenle FOPDKK'nın bozucuya karşı dayanıklı olduğu söylenebilir. Yani FOPDKKK kullanıldığında, çıkış geriliminin Şekil 4.13'te gösterildiği gibi daha düzgün olduğu görülmektedir. Böylece FOPDKKK'nin performans üstünlüğünün olduğu kanıtlanmış olmaktadır.

5. KABLOSUZ ENERJİ AKTARMA

On dokuzuncu yüzyılın sonunda, Nikola Tesla “kablosuz olarak çalışan bir dünya” hayal etmiş ve dünyanın herhangi bir yerine rezonans fenomenlerini kullanarak kablosuz enerji aktarılması için çalışmıştır. Ne yazık ki, hayali gerçekleşmemiştir. Daha sonra kablosuz güç iletiminin (KGI) öncüsü kabul edilmiştir. 1894'te M. Hutin ve M. LeBlanc, yaklaşık 3 kHz frekanslı bir AA üretici kullanarak, elektrikli bir araca (EA) indüktif olarak güç aktarımı sağlamak için bir cihaz ve yöntem önermiştir [32].

1926'da Japonya'da, H. Yagi ve S. Uda, tarafından ilginç bir kablosuz enerji transfer deneyi yapıldı. Bunlar Yagi-Uda antenini icat ettiler. Kablosuz güç iletmek için 68 MHz kullanarak, bir verici anten ve bir alıcı anten arasına parazit elemanlar yerleştirdiler. Bu cihaza "dalga kanalı" adı verildi. Yapılan çalışma radyo dalgaları yoluyla kablosuz enerji aktarma (KEA) deneyi olarak bilinmektedir. Bu bağlantı KEA olarak kabul edilmiştir. Amerika Birleşik Devletleri'nde, H. V. Noble, 1933'te Chicago Dünya Fuarı III'te, KEA'yı 100 MHz radyo dalgası kullanarak gerçekleştirdi. Bir verici anten ve bir alıcı anten arasındaki mesafe 5-12 m ve KEA yaklaşık 15 kW'tır. 1970'te Zelanda'da D. Otto ve birçok araştırmacılar indüktif düşük frekanslı (EDF) enerji aktarımı üzerine çalışmışlardır. KEA teknolojisine dayalı birçok çalışma ve ticari ürün geliştirilmiştir. Çalışma prensiplerine bakıldığında, bunlar “elektromanyetik kuplajlı KEA” ve “kuplajsız KEA” olarak ikiye ayrılabilir. Elektromanyetik kuplajlı KEA, yakın alan KEA olarak adlandırılır ve yüksek frekanslı manyetik veya elektrik alanları kullanır. Ayrıca yüksek frekanslı manyetik alan kullanılması indüktif kuplajlı KEA olarak da bilinir. İndüktif kuplajlı KEA, Amper ve Faraday yasası ile açıklanmaktadır.

Kuplajsız KEA, uzak mesafe KEA olarak adlandırılır ve radyo dalgaları yoluyla gerçekleşen bir KEA'dır. Radyo dalgaları yoluyla KEA, Maxwell denklemleriyle açıklanır. Son günlerde, rezonans bağlantılı KEA, indüktif kuplajlı KEA olarak revize edilmiş ve geliştirilmiştir. Massachusetts Teknoloji Enstitüsü'nde bir araştırma grubu 2007 yılında bir rezonans bağlantılı KEA sistemi önermiştir. Rezonans kuplajlı KEA, indüktif kuplajlı KEA'ya dayanmaktadır. Verici ve alıcı arasındaki mesafe, geleneksel indüktif kuplajlı KEA'da, rezonans olayının yardımıyla olabileceğinden daha fazla artırılabilir [32]. Bu bölümde kablosuz enerji aktarmalı sistem incelenmiş olup, iç döngü ve dış döngüde yalnızca PI kontrolör kullanılmıştır.

5.1 Frekans ve Manyetik Kuplaj

Güç sistemlerinde kullanılan elektrik enerjisi AA olarak kabul edilmektedir. Güneş enerjisi gibi DA üreten kaynakların çıkışına evirici bağlanarak farklı frekans ve gerilimlerde AA üretilmesi mümkündür. Kablosuz beslenen bobin (Tx), elektrik enerjisini bir elektronik devre vasıtasıyla uzaya gönderir. Ardından alıcı bobin (Rx), alıcı elektrikli cihazdaki elektrik gücünü DA'ya dönüştürür. Temassız elektrik iletiminin önemli bir özelliği, elektromanyetik enerjinin bir elektromanyetik alan veya dalga kullanılarak dağıtılmasıdır. Bu tür iletim, yüksek frekans dönüştürücü veya evirici gerektirir. Bu nedenle, dönüştürücülerin elektriksel güç iletiminin verimliliğinin iyileştirilmesi de önemlidir. KEA sistemleri öncelikle mikrodalga, kaybolan dalga, manyetik rezonans, elektrik rezonans veya elektromanyetik indüksiyon yöntemleri olarak sınıflandırılabilir.

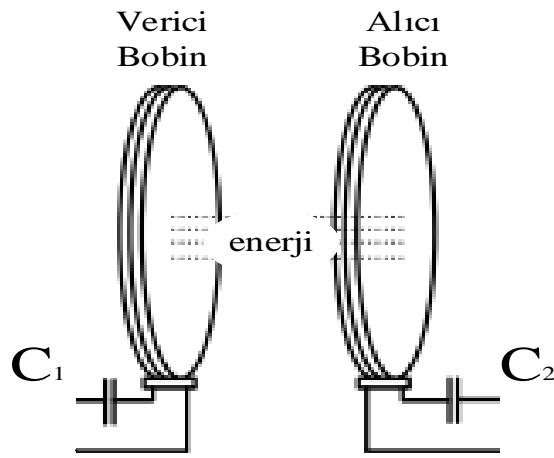
Kablosuz güç aktarımı (KGA) teknolojisinin iki yöntemi vardır. Birisi güç elektroniği ikincisi ise radyo frekansı (RF) teknolojisidir. Güç elektroniği teknolojisinde, KGA mekanizması bir transformatör olarak kabul edilir. Radyo frekansı (RF) teknolojisinde, KGA mekanizması rezonatörlerin bir bağlantısı olarak kabul edilir. Yakın alan bölgesinde kuplajlı rezonans tipi ve manyetik indüksiyon tipi kullanılmaktadır. Bu tipte, Rx tarafının yük empedansı, Tx tarafının durumunu etkiler. Maksimum Enerji aktarmak için Tx ve Rx arasındaki bağlantı güçlü olmalıdır. KGA kuplajı rezonans mekanizmasına sahiptir [32]. Kablosuz enerji aktarımı için en az iki bobin olması gerekiyor. Maksimum enerji aktarılması için devrenin rezonans frekansında çalıştırılması gereklidir. Gücü kablosuz olarak aktarmak için literatürde farklı topolojiler bulunmaktadır [32].

5.2 Kablosuz Enerji Aktarımı için Bobin ve Nüve Tasarımı

Kablosuz güç aktarım sistemlerinin geliştirilmesi konusundaki araştırmalar her geçen gün artmaktadır. Elektrikli araçların kablosuz olarak şarj edilmesi akademik ve endüstriyel araştırmalarda sürekli gündeme gelmekte, bu konuda teorik ve pratik çalışmaların sayısı her geçen gün artarak devam etmektedir. Manyetik Kuplajlı Rezonans (MKR) tekniğine dayalı KGA, temassız güç aktarımı için verimli bir yol olarak kabul edilmektedir [33]. Rezonans kablosuz güç iletimi, yüksek verimlilik ve uzun iletim mesafesi avantajlarına sahiptir. Seri-Seri (SS) iletim sistemi küçük yükler için uygundur. Bu tezde SS tipi devre, eşdeğer devre teorisi kullanılarak analiz edilmiş ve incelenmiştir. İletim verimliliği ve çıkış gücünün matematiksel modelleri türetilmiştir. Kablosuz güç aktarım verimliliğini ve çıkış

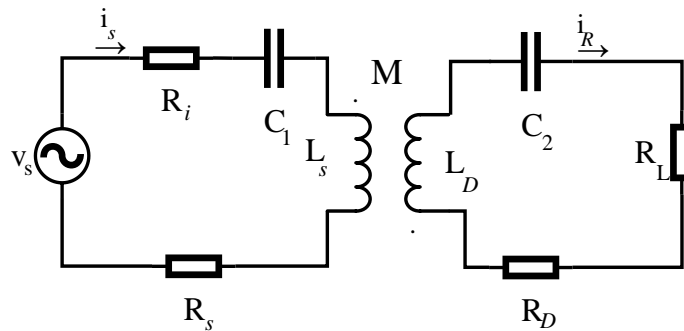
gücünü analiz etmek için esas olarak iki teori kullanılmaktadır. Biri kuplajlı Mod Teorisi (KMT), diğeri ise eşdeğer devre teorisidir (EDT).

Genelde KMT sadece küçük bozulmaların olduğu durumlar için geçerlidir. Bu nedenle, yalnızca rezonans frekansı etrafında analiz edilebilir. Çünkü durumun genel eğilimini yansıtmaz. Dört kablosuz güç iletim sistemi vardır. Bu dört sistemler: Seri-Seri (SS), Seri-Paralel (SP), Paralel-Seri (PS), Paralel-Paralel (PP) devre yapılarıdır. SS yapının kullanıldığı KMT küçük yükler için daha uygundur. Bu tezdeki çalışmalar, SS topolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 5.1: SS verici ve alıcı bobinler ile kondansatörler.

Kablosuz güç aktarımı için SS verici-alıcı bobinlerden ve kondansatörler oluşan bir sistemin temel yapısı Şekil 5.2'de gösterilmiştir. Kablosuz güç iletim sisteminde eşdeğer devre teorisi kullanıldığında, R_i yüksek frekans girişinin iç direncidir. R_L alıcı devrenin yük direncidir. L_S ve L_D sırasıyla verici bobin ve alıcı bobinin eşdeğer indüktansıdır. M ortak indüktanstır. R_S ve R_D emisyon bobini ve alıcı bobinlerin parazit direncidir.



Şekil 5.2: Kablosuz güç aktarımının temel yapısı.

Açısal frekansın ($\omega=2\pi f$) rezonans frekansa (f) bağlı olduğunu varsayarsak, verici devre akımı i_S ve alıcı devre akımı i_R de frekansa bağlı olarak değişecektir. Kirchhoff'un gerilim yasası Şekil 5.2'ye uygulandığında,

$$v_S = (R_i + R_S + j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_1})i_S + j\omega M i_R \quad (5.1)$$

$$0 = (R_L + R_D + j\omega L_D + \frac{1}{j\omega C_2})i_R + j\omega M i_S \quad (5.2)$$

denklemleri elde edilir. Verici devrenin empedansı Z_1 ve alıcı devrenin empedansı Z_2 'dir. Empedans denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Z_1 = R_i + R_S + j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (5.3)$$

$$Z_2 = R_L + R_D + j\omega L_D + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (5.4)$$

Denklem (5.3) ve (5.4) değerleri, denklem (5.1) ve (5.2)'de yerine konulduğunda,

$$v_S = Z_1 i_S + j\omega M i_R \quad (5.5)$$

$$i_S = \frac{Z_2 v_S}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \quad (5.6)$$

$$0 = Z_2 i_R + j\omega M i_S \quad (5.7)$$

$$i_R = -\frac{j\omega M v_S}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \quad (5.8)$$

elde edilir. i_S ve i_R formülü kullanılarak giriş gücü ve çıkış gücü aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$P_S = \frac{Z_2 |v_S|^2}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \quad (5.9)$$

$$P_R = \frac{R_L |v_s|^2 (\omega M)^2}{\left[Z_1 Z_2 + (\omega M)^2 \right]^2} \quad (5.10)$$

Sistemin verimliliği aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\eta = \frac{R_L (\omega M)^2}{Z_2 \left[Z_1 Z_2 + (\omega M)^2 \right]} \times 100\% \quad (5.11)$$

Elde edilen denklemlerden, devrenin veriminin verici ve alıcı bobinlerin empedansına bağlı olduğu sonucuna varılmıştır. Bu durumda bobinden geçen akım miktarı rezonans olmadan daha küçüktür. Bu nedenle, iletim verimliliği ve çıkış gücü yüksek olacaktır. Yüksek verimli çalışma için sistemin verici ve alıcı devresinin rezonans durumunda çalışması gerekmektedir. Verici ve alıcı devre rezonans durumuna geldiğinde, denklem (5.12) ve (5.13) elde edilir.

$$j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_1} = 0 \quad (5.12)$$

$$j\omega L_D + \frac{1}{j\omega C_2} = 0 \quad (5.13)$$

Denklem (5.12), (5.13), (5.6) ve (5.7) kullanılarak sistemin çıkış gücü ve verimliliği denklem (5.14) ve (5.15)'deki gibi yazabilir.

$$P_R = \frac{R_L |v_s|^2 (\omega M)^2}{\left[(R_i + R_S)(R_L + R_D) + (\omega M)^2 \right]^2} \quad (5.14)$$

$$\eta = \frac{R_L (\omega M)^2}{(R_L + R_D) \left[(R_i + R_S)(R_L + R_D) + (\omega M)^2 \right]^2} \times 100\% \quad (5.15)$$

Sistemin verici ve alıcı tarafındaki kapasite değerleri birbirine eşdeğer kabul edilirse, kapasite değeri aşağıdaki formül kullanılarak bulunur.

$$C = C_1 = C_2 = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} \quad (5.16)$$

Sistemde rezonans durumuna ulaşabilmek için uygun rezonans kondansatörü seçmek gerekmektedir. Farklı rezonans durumlar için farklı rezonans kondansatörleri seçilmektedir [34]. KGA'da hem birinci hem de ikinci taraflardaki frekans değerlerini belirlemek için denklem (5.17) ve (5.18) kullanılır.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (5.17)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (5.18)$$

Kablosuz güç transferi için çoğunlukla dairesel bobinler kullanılır. Verici ve alıcı bobinlerin öz indüktansları denklem (5.19) ve (5.20) kullanılarak hesaplanabilir.

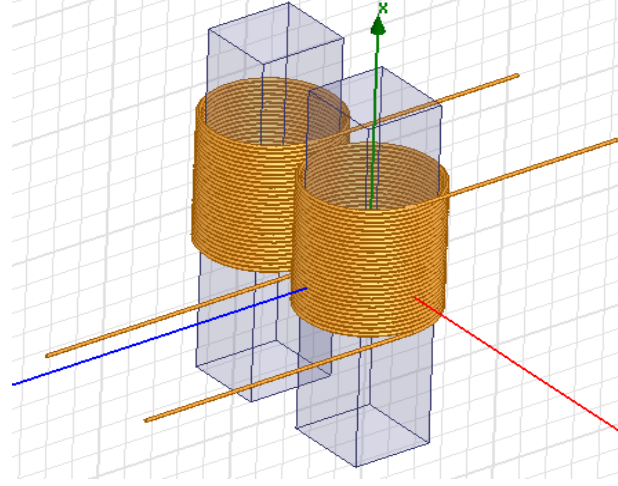
$$L_1 = N_1^2 c_1 \mu_0 \mu_r \left[\ln\left(\frac{8d_1}{r}\right) - 2 \right] \quad (5.19)$$

$$L_2 = N_2^2 c_2 \mu_0 \mu_r \left[\ln\left(\frac{8d_2}{r}\right) - 2 \right] \quad (5.20)$$

Burada, N_1 , N_2 verici ve alıcı bobinlerin siper sayıları, d_1 , d_2 bobinlerin yarıçapı (m), r telin geometrik yarıçapı (m), μ_0 mutlak geçirgenlik ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m), μ_r bağıl geçirgenlik (hava), 1 olarak denklemde temsil edilmektedir. İki bobin arasındaki ortak indüktansının denklemi hesaplanabilir.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (5.21)$$

Burada, M ortak indüktansı, L_1 verici bobinin öz indüktansı, L_2 alıcı bobinin öz indüktansı, k kuplaj faktörünü temsil etmektedir. Küçük kuplajlı bobinler için k değeri sınırı genelde $0 \leq k \leq 0,5$ kabul edilir [33].



Şekil 5.3: Kablosuz enerji transferi için bobinlerin ve nüvenin tasarımı.

Şekil 5.3'te, 3 kW'lık kablosuz enerji transferi için basit bir model sunulmaktadır. Bobinler saf bakırdır. Her iki bobin de simetrikdir. Bobinin tel çapı 1,5 mm'dir. Her iki bobinde 25 sarım vardır. Her bobinin adımı 3,5 mm olarak seçilmiştir. Birincil ve ikincil bobin arasındaki mesafe 10 cm'dir. Bobinlerin arasında herhangi bir elektriksel bağlantı yoktur ancak bobinler manyetik olarak birbirini etkilemektedir.

5.3 Sistemin Simulink Modeli

Bu çalışmada, simülasyonlar 3 kW'lık güç transferi için tasarlanmıştır. Güç faktörünün düzeltilmesi ve kablosuz enerji aktarımı tasarımı için hangi tip elemanların kullanılacağı ve parametrelerin nasıl hesaplanacağı bu bölümde anlatılacaktır. Ülkemizde kullanılan elektrik şebekesinin frekansı 50 Hz'dir. Kablosuz enerji aktarma işleminde, aktarılan gücün yüksek olması için alternatif akım sinyalinin frekansında yüksek olması gerekmektedir. Bu sebeple 50 Hz'lik frekansa sahip AA sinyali tam dalga doğrultucu üzerinden geçirilerek DA'ya çevrilmektedir. Elde edilen DA ise DA-AA dönüştürücü üzerinden istenen genlik ve frekansta AA gerilimine dönüştürülmektedir. Bu dönüşümlerin neticesinde yüksek frekansta kablosuz enerji transferi gerçekleştirilmesi mümkün hale getirilmiştir. Daha sonra elde edilen yüksek frekanslı AA gerilimini, DA'ya dönüştürmek için tekrar AA-DA dönüştürücü gereklidir. AA-DA dönüştürücü çıkışında kullanılmam tam dalga doğrultucu ile AA gerilimini DA gerilimine dönüştürmektedir. Yapılan çalışmada, güç faktörünü düzeltmek ve çıkış gerilimini istenen referans değerinde tutmak için yükseltici tipte dönüştürücü kullanılmıştır. Birinci doğrultucu çıkışındaki kondansatörün değerini hesaplamak için denklem (5.22) kullanılabilir.

$$C_D = \frac{I_{KKO} \times I_r}{v_{KKO} \times v_r \times 2\pi f} \quad (5.22)$$

Burada, v_r ve I_r sırasıyla dalgalanma gerilimi ve akımıdır. Simülasyon devresinde, dalgalanma gerilimi %5, dalgalanma akımı %1, girişteki gerilimin efektif değeri 220 V, frekans 50 Hz ve yük direnci 16,13 Ω olarak alınmıştır. Denklemdeki I_{KKO} 'nin hesaplanması için tepe gerilim ve yük akımının bilinmesi gerekmektedir. Tam dalga köprü doğrultucunun evirici girişindeki tepe gerilimi,

$$v_{D,tepe} = v_{Tepe} - 2 \times v_d = 308,6 \text{ V} \quad (5.23)$$

olarak hesaplanmıştır. Burada v_d bir diyot üzerine düşen gerilimi göstermektedir. Yük akımı ise denklem (5.24)'de gösterildiği gibi hesaplanır.

$$I_{yük} = \frac{v_{D,tepe}}{R} = 19,13 \text{ A} \quad (5.24)$$

Kondansatör değeri,

$$C_D = \frac{19,13 \times \sqrt{2} \times 0,05}{220 \times \sqrt{2} \times 0,01 \times 2\pi \times 50} = 1,384 \times 10^{-3} \text{ F} \quad (5.25)$$

olarak hesaplanmıştır. Gerilimdeki dalgalanmaların azaltılması ve daha düzgün bir DA gerilim elde edilmesi için hesaplanan kondansatör değeri yüzde 25 daha büyük seçilmelidir. Doğrultucu geriliminin dalgalanmasının az olması için kondansatör değeri,

$$C_D = 1,25 \times 1,384 \times 10^{-3} = 1,73 \times 10^{-3} \text{ F} \quad (5.26)$$

olarak hesaplanmıştır. Her iki tarafta kullanılan bobinlerin çapı, uzunluğu ve kablo çapı aynıdır. Her bobinin siper sayısı 25'tir. Bobinin yarıçapı 3,8 cm ve telin yarıçapı 1.5 mm'dir. Bobinler simetriye sahip olduğundan dolayı her iki bobinin indüktansı aynı olacaktır. Bu nedenle bobinlerin indüktansları denklem (5.19) kullanılarak hesaplanır.

$$L_1 = L_2 = 25^2 \times 0,038 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 1 \left[\ln \left(\frac{8 \times 0,038}{0,0015} \right) - 2 \right] \quad (5.27)$$

$$L_1 = L_2 = 9,883 \times 10^{-5} \text{ H} \quad (5.28)$$

olarak elde edilmiştir. Ortak indüktans değerini hesaplamak için denklem (5.21) kullanılabilir. Bobinlerin indüktans değerleri simetrik yapıdan dolayı aynı seçilmiştir. Bobinler arasında 10 cm mesafe için k değeri genelde 0,2 olarak seçilmektedir ve M'nin değeri ise,

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_1}} = \frac{M}{L_1} \quad (5.29)$$

$$M = k \times L_1 \quad (5.30)$$

$$M = 0,2 \times 9,883 \times 10^{-5} \quad (5.31)$$

$$M = 1,9766 \times 10^{-5} \text{ H} \quad (5.32)$$

olarak bulunmuştur. Kondansatör değeri, denklem (5.17) kullanılarak hesaplanır. 85 kHz'de kablosuz enerji aktarılması için kullanılan kondansatör değeri,

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_1} \quad (5.33)$$

$$C_1 = C_2 = 3,547 \times 10^{-8} \text{ F} \quad (5.34)$$

olarak elde edilmiştir. Yüksek frekanslı dönüştürücüde kullanılan bobinin (L) hesabı için önceki görev süresi (D) hesaplanmalıdır. 3 kW çıkış gücü ve 400 V'luk çıkış gerilimi için D değeri denklem (5.35) kullanılarak bulunabilir.

$$D = 1 - \frac{v_{in}}{v_o} \quad (5.35)$$

$$D = 1 - \frac{220 \times \sqrt{2}}{400} = 0,22 \quad (5.36)$$

L değerinin hesaplanması:

$$L = \frac{D(1-D)^2 \times R}{2 \times f} \quad (5.37)$$

$$L = \frac{0,22(1-0,22)^2 \times 53,13}{2 \times 85000} \quad (5.38)$$

$$L = 4,183 \times 10^{-5} \text{ H} \quad (5.39)$$

olarak bulunur. Pratikte iyi bir performans elde etmek için indüktörün değeri %25 yüksek seçilmelidir.

$$L = 1,25 \times 4,183 \times 10^{-5} = 5,23 \times 10^{-5} \text{ H} \quad (5.40)$$

Devrenin çıkış kondansatörünün kapasitesini hesaplamak için denklem (5.41) kullanılır.

$$C \geq \frac{D}{R \left(\frac{\Delta v_o}{v_o} \right) \times f} \quad (5.41)$$

$$C \geq \frac{0,22}{53,13(0,01) \times 85000} \quad (5.42)$$

$$C \geq 4,87 \times 10^{-6} \text{ F} \quad (5.43)$$

Çıkışta kullanılan kondansatör değeri %25 artırıldığında, kullanılması gereken değer denklem (5.43)'ten elde edilebilir.

$$C \geq 6,086 \times 10^{-6} \text{ F} \quad (5.44)$$

Genel olarak, sabit çıkış gerilimi elde etmek için C değeri çok büyük seçilmelidir. İndüktörden geçen akım (i_L) denklem (5.45)'den hesaplanır.

$$i_L = \frac{v_{in}}{R(1-D)^2} \quad (5.45)$$

$$i_L = \frac{220 \times \sqrt{2}}{53,13 \times (1 - 0,22)^2} = 9,62 \text{ A} \quad (5.46)$$

Akımı algılama için kullanılan seri direnç (R_s) kayıpların fazla olmaması için düşük değerde olmalıdır. Direncin gücü 5 W olarak seçilmiştir. Seri direnç değeri denklem (5.47)'deki denklem kullanılarak hesaplanabilir.

$$R_s = \frac{P_s}{I_{KKO}^2} \quad (5.47)$$

Maksimum giriş akımının tepe noktasının hesaplanması için aşağıdaki denklemler kullanılabilir.

$$I_{Tepe} = \frac{\sqrt{2} \times P_{in}}{V_{in}} \quad (5.48)$$

$$I_{Tepe} = \frac{\sqrt{2} \times 3000}{308,6} = 11,14 \text{ A} \quad (5.49)$$

Denklem (5.49)'un sonucu, denklem (5.47)'de yerine yazıldığında, seri direnç değeri

$$R_s = \frac{5}{\left(\frac{11,14}{\sqrt{2}}\right)^2} = 0,08 \text{ } \Omega \quad (5.50)$$

olarak bulunur. MOSFET seçimi için bir güvenlik faktörü olmalıdır. Çıkış gerilimi 400 V olduğundan dolayı MOSFET gerilimi 400 V'dan daha yüksek olmalıdır. Çalışmada MOSFET gerilimi 400 V'dan %50 daha yüksek seçilmiştir. MOSFET'in gerilim ve akımını hesaplama için kullanılan denklemler aşağıda verilmiştir.

$$V_{MOSFET} = 1,5 \times 400 = 600 \text{ V} \quad (5.51)$$

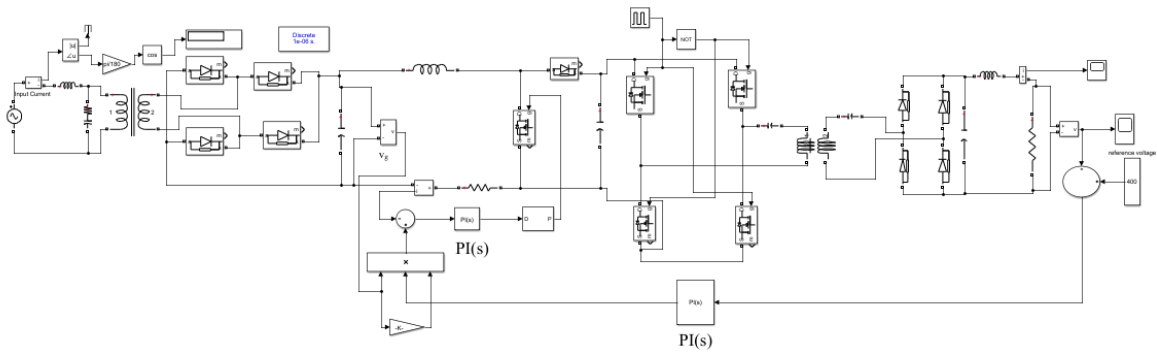
$$I_{MOSFET} = \frac{3000}{400} = 7,5 \text{ A} \quad (5.52)$$

MOSFET'in tepe akım değeri $7,5 \times \sqrt{2} = 10,60$ A. Bu mevcut değeri %50 daha büyük olarak MOSFET akımı (I_d) aşağıdaki denkleme göre seçilmiştir.

$$I_d = 10,60 \times 1,5 = 15,9 \text{ A} \quad (5.53)$$

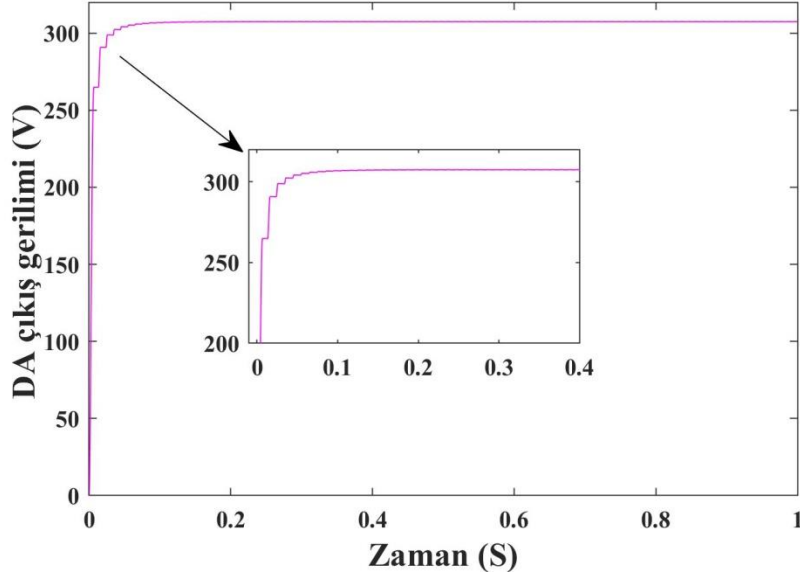
Bu sebeple MOSFET'in gerilimi 600 V, akımı ise 16 A olarak seçilmiştir. Köprü doğrultucu için nominal besleme gerilimi %50 daha büyük olanı seçilmelidir. Besleme gerilimi KKO 220 V olduğundan, doğrultucu çıkış gerilim en az 309 V civarında olmaktadır.

Şekil 5.4'te tasarlanan devrenin Simulink'teki şeması, Şekil 5.5'te ise doğrultulmuş gerilim gösterilmektedir. Bu doğrultulmuş gerilim, AA sinyalinin tam köprü doğrultucudan geçirilmesiyle elde edilmektedir. Çıkış geriliminin kaynak geriliminden daha az olduğu grafikten görülmektedir. Çünkü gerilimin bir kısmı diyotlar üzerinde düşmektedir. Elde edilen DA gerilimi DA-AA dönüştürücü üzerinde yüksek frekanslı AA sinyaline dönüştürülmesi gerekmektedir. DA gerilimini AA'ye dönüştürmek için kullanılan köprü evirici devresi üçüncü bölümde, Şekil 3.3'te verilmişti. Devrede dört MOSFET kullanılmaktadır. MOSFET'in tetiklenmesi için girişine bir darbe üretici bağlanmıştır. Darbelerin frekansı 85 kHz'e göre düzenlenmiştir. Evirici çıkışındaki yüksek frekanslı gerilim, kablosuz enerji transfer devresine aktarılmaktadır. SS topolojisi kullanıldığı için kondansatörler bobinlere seri olarak bağlanmıştır. Bu devrede maksimum enerji, rezonans frekansında karşı tarafa aktarılmaktadır. Yüksek frekansta ikinci tarafa aktarılan bu enerji tekrar doğrultucu devresinden geçirilerek DA gerilimine dönüştürülmektedir.



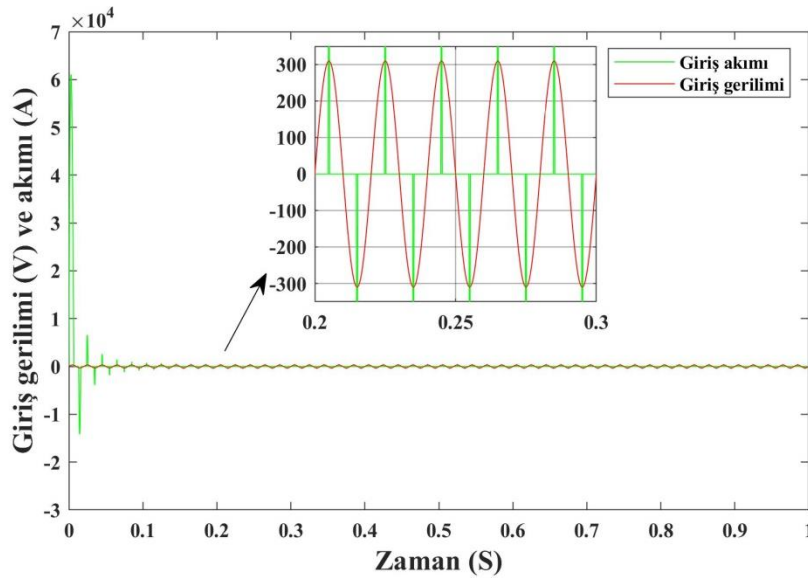
Şekil 5.4: Tasarlanan devre şeması.

Çıkışta elde edilen DA gerilimi, çıkıştaki gerilim seviyesini istenen değerde tutmak için evirici girişine bağlı olan ve aynı zamanda güç faktörünü düzeltmek içinde kullanılan yükseltici tipteki DA/DA dönüştürücüsünün kontrol bölümüne gönderilmektedir.

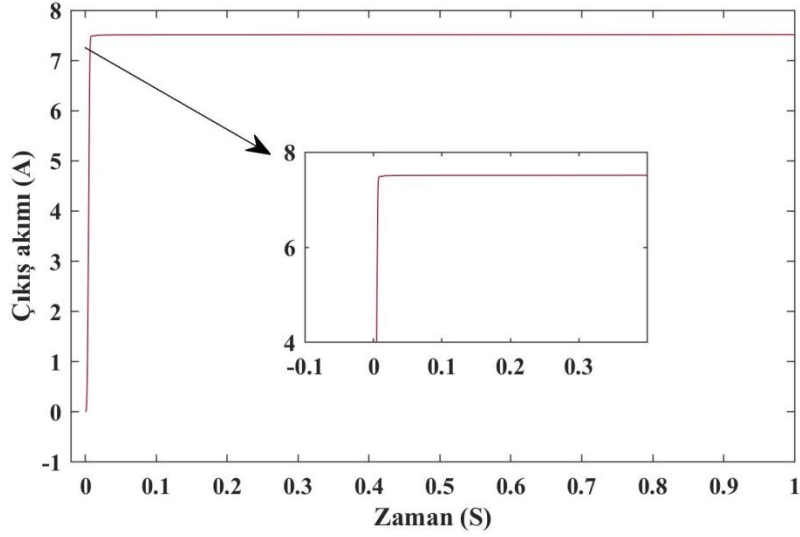


Şekil 5.5: Doğrultulmuş gerilim.

Devreye bağlı yük 53 Ohm'dur. İstenen referans değer 400 V'tur. Giriş gerilimi çıkış gerilimine göre daha düşük seviyede olmasından dolayı devrede yükseltici dönüştürücü kullanılmıştır. Tasarlanan devrenin hem istenilen gerilime ulaşma hem de 3 kW'lık yükün güç faktörünü düzeltme görevini yerine getirdiği görülmüştür.

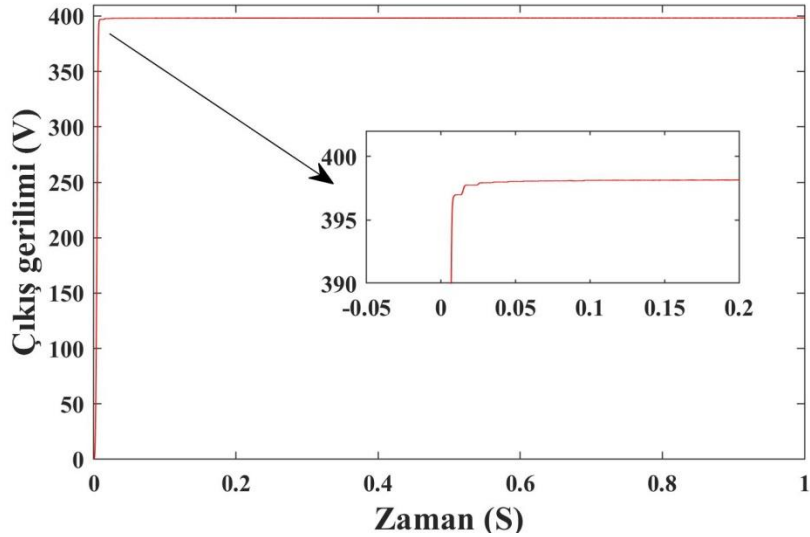


Şekil 5.6: Girişteki gerilim ve akım.



Şekil 5.7: Çıkıştaki akım.

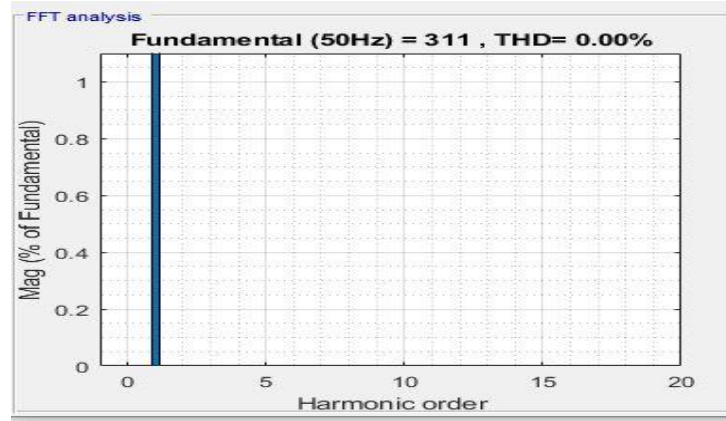
Şekil 5.6'da giriş gerilimi ve giriş akımı, Şekil 5.7'de çıkış akımı, Şekil 5.8'de ise çıkış gerilimi gösterilmiştir. Tasarlanan devre, çıkış gerilimini yaklaşık 0.01 saniye sonra referans gerilim seviyesine ulaştırmaktadır. Çıkış geriliminin referans değere oturması anında küçük dalgalanmalar meydana gelmektedir. PI kontrolör çok kısa sürede dalgalanmayı telafi ederek, çıkışın referans değere oturmasını sağlamaktadır. Elektrik enerji sistemlerinde yaygın olarak kullanılan harmonik terimi basit olarak temel frekansın pozitif tam katları şeklinde olan sinusoidal akım ve gerilimler olarak tanımlanmaktadır. Harmonikler akım ve gerilim dalga şeklinde en büyük bozulmalara neden olmaktadır.



Şekil 5.8: Çıkış gerilimi.

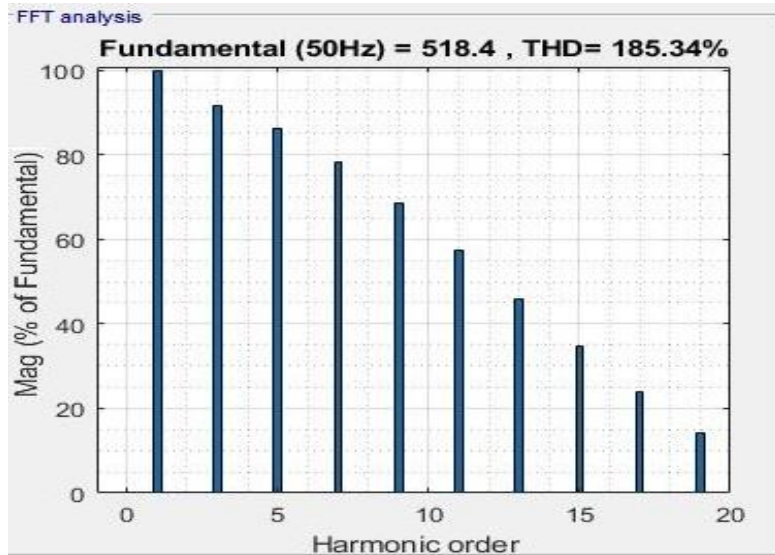
Gerilim ya da akım dalga şeklinin tam sinüs olması ve güç kalitesinin iyileştirilmesi için harmoniklerin giderilmesi ya da çok düşük seviyelere indirilmesi gerekmektedir. Bu

işlevlerin yerine getirilmesi için aktif ve pasif filtre devreleri kullanılmaktadır. Yapılan çalışma her ne kadar istenen çıkış geriliminin elde edilmesi ve güç faktörünün iyileştirilmesine (1'e yakın tutulmasına) yönelik olsa da, anahtarlamalar yüzünden şebeke tarafında harmoniklerin oluşmasına neden olmaktadır. Bu harmoniklerin yok edilmesi için kablosuz enerji aktarmalı devrenin şebeke çıkışına bağlanan pasif filtre ile akımdaki harmonikler kısmen de olsa azaltılmıştır.



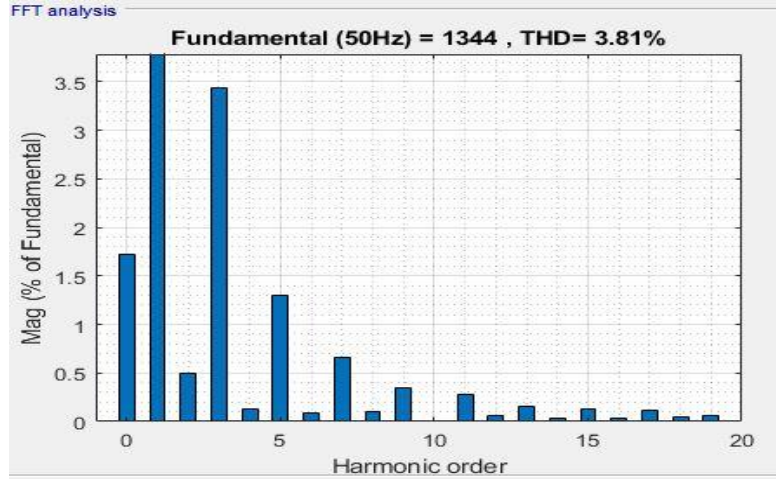
Şekil 5.9: Gerilim harmonikler.

Şekil 5.9'da giriş geriliminde harmoniklerin oluşmadığı, filtreleme işleminin akım harmonikleri için yapılması gerektiğini göstermektedir. Gerilim sadece temel bileşenden oluşmaktadır. Şekil 5.10'da şebeke tarafına yansıyan akımdaki harmonikler gösterilmiştir.



Şekil 5.10: Filtresiz akım harmonikleri.

Devrenin çalışma yapısında simetri özelliği olduğundan dolayı çift sayılı harmoniklerin olmadığı, yalnızca tek katsayılı harmoniklerin olduğu görülmektedir. Yapılacak olan pasif filtre tasarımında tek katsayılı harmoniklerin azaltılması için yapılmıştır.



Şekil 5.11: Filtreli akım harmonikleri.

Akım harmoniklerinin azaltılması için hat reaktörü ($800 \mu\text{H}$) ve pasif filtre devresi ($R=12 \Omega$, $C=79,5 \mu\text{F}$) Şekil 5.4'te gösterilen Simulink devresine eklenerek harmoniklerin etkisi biraz azaltılmıştır. Filtre kullanıldıktan sonra elde edilen akım harmonikleri Şekil 5.11'de gösterilmiştir.

Tasarlanan devre kullanılarak hem değişken yüklerin gerilimi hem de güç faktörünün iyileştirilmesi sağlanmıştır. Aktif filtre kullanılması durumunda ise güç kalitesinde daha ciddi iyileşmelerin olacağı öngörülmektedir. Tasarlanan devre yapısı ve kontrolörler, basit devre ilaveleri ile birlikte, elektrikli araçların akü şarj sistemlerinde de kullanılabilir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Son günlerde elektrikli araçların batarya şarjları için birçok araştırmacı tarafından kablolu ve kablosuz enerji transferi konusunda çalışmalar yapılmaktadır. Fosil yakıtların her geçen gün tükenmesi, çevre kirliliğine neden olması ve dışa bağımlılık göstermesi nedeniyle birçok ülkeyi ve araştırma gruplarını yenilenebilir enerji kaynaklarına yöneltmiştir. Yenilenebilir enerji kaynakları içerisinde güneş enerjisi, rüzgar enerjisi veya hibrit enerji sistemleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sistemlerdeki teknolojik gelişmeler güç elektroniği devrelerine olan ilgi ve talebi hızla artırmaktadır. Elektrik enerjisinin farklı enerji türlerine dönüştürülmesi, depolanması, yükseltip alçaltılması, uzak mesafelere taşınabilmesi ve çok büyük güçlerden çok küçük güçlere kadar tüketicilerde kullanılması gibi avantajlarından dolayı önemi daha da artmaktadır. Son dönemlerde elektrikli araçların çevre dostu olarak ortaya çıkması, yenilenebilir enerji kaynaklarının bu alanda kullanılmasını gündeme getirmiştir. Özellikle elektrikli araçlar için şarj istasyonlarının kurulması, batarya şarjörlerinin tasarımı, şebekeye bağlı sistemlerde güç kalitesinin önemi vurgulanmakta ve bunlara çözüm yolları aranmaktadır. Bu gelişmelere bağlı olarak yarı iletken ve güç elektroniği devrelerinde de büyük gelişmeler yaşanmaktadır.

Yapılan çalışmada 3 kW'lık bir gücün aktarılması hedeflenmiştir. Elektrikli araç veya diğer şebekeye bağlı yenilenebilir enerji kaynaklarından beslenen baraların DA gerilimi farklı seviyelerde olmaktadır. Girişi şebekeye bağlı bir sistem üzerinden kablolu ve kablosuz enerji aktarımı için bir çalışma yapılmıştır. Çıkış gerilimi ise yükseltici dönüştürücü ile istenen referans değerinde ayarlanabilecek şekilde tasarlanmıştır. Çıkışta istenen gerilim değeri, dönüştürücü girişinden daha büyük ve daha küçük değerlerde ayarlanması isteniyorsa, yükseltici dönüştürücü yerine yükseltici/düşürücü tipteki dönüştürücü topolojisine sahip bir devre tercih edilmelidir. Çalışmalarda çıkış gerilimi 400 V olarak düşünülmüştür. Yapılan çalışmada PI, kayan kip ve bulanık mantık kontrolör yapıları kesirli türevle birleştirilerek kullanılmıştır. Performans karşılaştırmaları için uygun sonuç veren ve basit yapıda olan PI kontrol yapısı referans akımı elde etmek için iç döngüde sabit olarak kullanılmıştır. Katsayılar PSO ile optimize edilmiştir. Çıkış gerilimini kontrol etmek için kullanılan ve dış döngü olarak adlandırılan kısımda ise kesirli PD, kesirli kayan kip kontrol ve bulanık mantık yöntemleri kullanılmıştır. Bu kontrolörlerin katsayıları yine PSO algoritması ile hesaplanmıştır. Bulanık mantık dilsel değişkenlere dayalı olduğu için kararlılık analiz yapılamamıştır. Simülasyon devresinde FOPDKKK'da

kullanılan parametrelerin aralık değerleri Lyapunov kriterlerine uygun olarak kullanılmıştır.

Güç sistemlerinde güç faktörü önemli bir parametre olup, şebekeden çekilen gücün tamamının aktif olarak kullanılmasını sağlamaktadır. şebekeden çekilen reaktif güç kullanılan ekipmanların boyutlarının büyümesine ve gereksiz ısınmalara da yol açmaktadır. Güç sistemlerinde güç faktörünün yükseltilmesi için reaktif güç kompanzasyon panoları kullanılmaktadır. Bu çalışmada, çıkış geriliminin kontrol edilmesiyle birlikte şebeke tarafında akımla gerilim arasındaki faz farkı küçültülerek güç faktörünün 1'e yakın olması (0.99) sağlanmıştır. Bu şekilde şebekeden gereksiz yere çekilecek olan reaktif güç azaltılmıştır. Devreye ilave edilen pasif filtre sayesinde akım harmoniklerinin THD değeri %185,3'ten %3,81 değerine düşürülmüştür. Kontrolörler içerisinde kayan kip kontrolün bozuculara karşı gürbüzlük özelliği gösterdiği, referans gerilimi iyi takip ettiği, dinamik cevabının daha hızlı olduğu ancak aşımın biraz yüksek olduğu görülmüştür.

Yapılmış olan çalışmanın özellikle şebekeye bağlı elektrikli şarj istasyonları için büyük avantaj sağlayacağı düşünölmektedir. Aynı devre şebekeden bağımsız sistemler için kullanıldığında, girişteki şebeke bağlantısı kaldırılarak yerine DA girişinin bağlanması yeterli olacaktır. Kablosuz enerji transferinin, bağlantı elemanları kullanılmadan, elektrikli araçların kablosuz şarj edilmesine büyük fayda sağlayacağı görölmektedir. Gelecekteki çalışmalarda, kablosuz enerji sistemlerinde maksimum enerji transferi için bobinlerin arka yüzeyine yüksek geçirgenlikli nüvelerin yerleştirilmesi, bobinler arası optimum mesafelerin hesaplanması ve kayıpların minimize edilmesi için çalışmaların yapılması önerilmektedir. Tezdeki çalışmanın, elektrikli araçların şarj ve güç faktörünün düzeltilmesi konularında çalışacak olan araştırmacılara kaynak teşkil edeceği öngörülmektedir.

7. KAYNAKLAR

- [1] G. Yanık, “Aktif güç faktörü düzeltme devrelerinin incelenmesi ve bir uygulama devresinin gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniv., İstanbul, 2010.
- [2] C. H. K. Jensen, R. B. Lind, J. C. Hertel, A. M. Ammar, A. Knott, and M. A. E. Andersen, “A time-based control scheme for power factor correction boost converter”, *2019 IEEE Nord. Circuits Syst. Conf. Norcas 2019 Norchip Int. Symp. Syst. SoC 2019 - Proc.*, 2019, doi: 10.1109/NORCHIP.2019.8906938.
- [3] T. Mert, “Tek fazlı güç faktörü düzeltme devrelerinin incelenmesi ve bir uygulamanın gerçekleştirilmesi,” Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniv., İstanbul, 2007.
- [4] S. J. Chapman, "*Electric machinery fundamental by chapman*", McGraw-Hill Education, 5. basım, 2011.
- [5] M. Ali Çelik, “Tek-fazlı köprüsüz yükselten güç katsayısı düzelten (gkd) aa/da devre tasarımı ve uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, Yüzüncü Yıl Üniv., Van, 2015.
- [6] M. Lama, “Yükseltici tip güç katsayısı düzelten dönüştürücü tasarımı ve uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniv., Kocaeli, 2018.
- [7] American Bureau of Shipping, *Control of Harmonics in Electrical power systems Guidance Notes*, no. May. 2006. https://ww2.eagle.org/content/dam/eagle/rules-and-guides/current/conventional_ocean_service/150_ctrlofharmonicsinelecpowersystems/electrical-harmonics-gn.pdf. Erişim tarihi: 05.05.2022
- [8] S. Neira, J. Pereda, and F. Rojas, “Three-port full-bridge bidirectional converter for hybrid DC/DC/AC systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 12, pp. 13077–13084, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2990667.
- [9] H. Ye, G. Jin, W. Fei, and N. Ghadimi, “High step-up interleaved dc/dc converter with high efficiency”, *Energy Sources, Part A Recover. Util. Environ. Eff.*, vol. 00, no. 00, pp. 1–20, 2020, doi: 10.1080/15567036.2020.1716111.
- [10] H. S Ramirez, S. Ortigoza, "*Control Design Techniques in Power Electronics Devices*", Springer verlag London Limited 2006.
- [11] A. Kessal and L. Rahmani, “Analysis and design of sliding mode controller gains for boost power factor corrector”, *ISA Trans.*, vol. 52, no. 5, pp. 638–643, 2013, doi: 10.1016/j.isatra.2013.05.002.

- [12] IEEE Std. 519-2014, “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, *IEEE Std. 519-2014*, vol. 2014, 2014, [Online] Erişim adresi: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6826459>
- [13] Z. Botao, W. Qi, and Z. Min, “Analytical solution for output voltage ripple coefficient of Boost converter”, *Electr. Eng.*, 2022, doi: 10.1007/s00202-021-01489-x.
- [14] L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, “Control techniques for power factor correction converters”, *Proc. PEMC'94*, pp. 1–9, 1994, [Online] Erişim adresi: <http://blog.dianyuan.com/blog/u/51/1174286041.pdf%5Cnhttp://ru.scribd.com/doc/92966749/Control-Techniques-for-Power-Factor-Correction>.
- [15] A. Z. A. Firdaus, M. Normahira, K. N. Syahirah, and J. Sakinah, “Design and simulation of Fuzzy Logic Controller for boost converter in renewable energy application”, *Proceedings - 2013 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, ICCSCE 2013*, 2013. <https://ieeexplore.ieee.org/document/6720020>. Erişim tarihi: 18.06.2022.
- [16] B. R. Lin and C. Hua, “Buck/boost converter control with fuzzy logic approach”, *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 1993. <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=339262>. Erişim tarihi: 22.06.2022.
- [17] Z. B. Duranay, H. Guldemir, and S. Tuncer, “Fuzzy sliding mode control of DC-DC boost converter”, *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 8, no. 3, pp. 3054–3059, 2018, doi: 10.48084/etasr.2116.
- [18] N. F. Nik Ismail, I. Musirin, R. Baharom, and D. Johari, “Fuzzy logic controller on DC/DC boost converter”, *PECon2010 - 2010 IEEE Int. Conf. Power Energy*, pp. 661–666, 2010, doi: 10.1109/PECON.2010.5697663.
- [19] S. Saravanan, P. Usha Rani, and M. P. Thakre, “Evaluation and improvement of a transformerless high-efficiency DC–DC converter for renewable energy Applications Employing a Fuzzy Logic Controller”, *Mapan*, no. V, 2022, doi: 10.1007/s12647-021-00530-5.
- [20] H. Arpacı, “Fractional model reference adaptive $PI^{\lambda}D^{\mu}$ control”, *J. New Results Sci.*, vol. 5, no. 11, pp. 102–117, 2016.
- [21] E. Ilten and M. Demirtas, “Fractional order super-twisting sliding mode observer for sensorless control of induction motor”, *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 38, no. 2, pp. 878–892, 2019, doi: 10.1108/COMPEL-08-2018-

0306.

- [22] M. Çelebi and A. B. Aşçi, “Fractional order control of a sinusoidal output inverter”, *Istanbul Univ. - J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 16, no. 2, pp. 3037–3042, 2016.
- [23] H. Calgan and M. Demirtas, “A robust LQR-FOPID μ controller design for output voltage regulation of stand-alone self-excited induction generator”, *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 196, no. March, p. 107175, 2021, doi: 10.1016/j.epsr.2021.107175.
- [24] R. El-Khazali, “Fractional-order PI ^{λ} D ^{μ} controller design”, *Comput. Math. with Appl.*, vol. 66, no. 5, pp. 639–646, Sep. 2013, doi: 10.1016/j.camwa.2013.02.015.
- [25] J.-X. Xu, *Sliding mode control in engineering*, Newyork, USA, Taylor & Francis, CRC Press, 1st Edition, 2002.
- [26] N. Chafekar, U. M. Mate, S. R. Kurode, and V. A. Vyawahare, “Design and implementation of fractional order sliding mode controller for dc-dc buck converter”, 2019 5th Indian Control Conf. ICC 2019 - Proc., no. January, pp. 201–206, 2019, doi: 10.1109/INDIANCC.2019.8715589.
- [27] P. R. Mohanty and A. K. Panda, “Fixed-frequency sliding-mode control scheme based on current control manifold for improved dynamic performance of boost pfc converter”, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 1, pp. 576–586, 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2585587.
- [28] E. Mostafa, A. M. El-Nagar, O. Elshazly, and M. El-Bardini, “Adaptive fractional order sliding mode control for a nonlinear system”, *ICEEM 2021 - 2nd IEEE Int. Conf. Electron. Eng.*, no. July, pp. 3–4, 2021, doi: 10.1109/ICEEM52022.2021.9480657.
- [29] V. Utkin and H. Lee, “Chattering problem in sliding mode control systems”, *IFAC Proc. Vol.*, vol. 39, no. 5, p. 1, Jan. 2006, doi: 10.3182/20060607-3-it-3902.00003.
- [30] D. Wang, D. Tan, and L. Liu, “Particle swarm optimization algorithm: an overview”, *Soft Comput.*, vol. 22, no. 2, pp. 387–408, 2018, doi: 10.1007/s00500-016-2474-6.
- [31] R. Poli, J. Kennedy, and T. Blackwell, “Particle swarm optimization”, *Swarm Intell*, vol. 1, pp. 33–57, 2007, doi: 10.1007/s11721-007-0002-0.
- [32] N. Shinohara, *Wireless power transfer: Theory, technology, and applications*, Institution of engineering and technology press, 2018.
- [33] M. Kavitha, P. B. Bobba, and D. Prasad, “Comprehensive mathematical modelling and experimental analysis of a wireless power transfer system for neighborhood electric vehicles”, *2015 IEEE Int. WIE Conf. Electr. Comput. Eng. WIECON-ECE*

- 2015, pp. 275–279, 2016, doi: 10.1109/WIECON-ECE.2015.7443916.
- [34] Y. Liu, J. Fan, T. Zuo, Y. Zhang, L. Dong, and J. Liu, “Simulation study on series model of wireless power transfer via magnetic resonance coupling”, *Proc. 2017 IEEE 3rd Inf. Technol. Mechatronics Eng. Conf. ITOEC 2017*, vol. 2017-Janua, pp. 191–195, 2017, doi: 10.1109/ITOEC.2017.8122409.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Adı Soyadı : Farhan Ahmad
Doğum tarihi ve yeri : 24-01-1994
e-posta : engrfarhan27@outlook.com

Öğrenim Bilgileri

Derece	Okul/Program	Yıl
Y. Lisans	Balıkesir Üniversitesi/Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2022
Lisans	Gujrat Üniversitesi/ Elektrik Teknoloji	2015
Lise	Higher Secondary School Muridke/ F.Sc(pre-engineering)	2011

Yayın Listesi

[1] F. Ahmad and M. Demirtas, Fractional PI Controller to Correct the Power Factor for Variable Loads, 1st International Conference on Engineering and Applied Natural Sciences, ICEANS 2022, Page 1339-1342, May 10-13, 2022, Konya, Turkey [Tezden türetilmiştir]

[2] F. Ahmad and M. Demirtas, Fractional Order PI Controller for Wireless Power Transfer with High Efficiency, 3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences, ICAENS 2022, July 20-23, 2022, Konya, Turkey [kabul edilmiş ve Tezden türetilmiştir]