

T.C.
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI



**PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİ İÇİN BULANIK UYARLAMALI
KESİRLİ PI KONTROLÖR TASARIMI**

HAKAN GÜNDÜZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ (Tez Danışmanı)**
 Doç. Dr. Ahmet MERT
 Dr. Öğr. Üyesi Bayram ESEN

BALIKESİR, ARALIK - 2020

ETİK BEYAN

Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak tarafımda hazırlanan “**Paralel Aktif Güç Filtresi İçin Bulanık Uyarlamalı Kesirli PI Kontrolör Tasarımı**” 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.

Hakan GUNDUZ

ÖZET

**PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİ İÇİN BULANIK UYARLAMALI KESİRLİ PI
KONTROLÖR TASARIMI
YÜKSEK LİSANS TEZİ
HAKAN GÜNDÜZ
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)
BALIKESİR, ARALIK - 2020**

Doğrusal olmayan yükleri besleyen şebekelerden istenmeyen harmonikli akımlar çekilmektedir. Gerilim ve akımın ideal sinüs dalga şeklinden uzaklaşması olarak bilinen bu harmonikler enerji kalitesini önemli ölçüde düşürmektedir. Harmonikler elektrik güç sistemleri üzerinde ek kayıplara, cihazlarda aşırı ısınmalara, gerilim düşümlerine, ölçme ve kontrol sistemlerinin hatalı çalışmasına neden olabilmektedir. Bu harmonikler elektrik şebekesinden beslenen doğrusal veya doğrusal olmayan tüm yüklerde zararlara yol açabilmektedir. Bu nedenle şebekenin istenmeyen bu harmoniklerden arındırılması gerekmektedir. Şebekeden çekilen harmoniklerin azaltılması için farklı yapılarda pasif ve aktif güç filtreleri kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında, doğrusal olmayan yük tarafından şebekeden çekilen akım harmoniklerinin azaltılması için Paralel Aktif Güç Filtresi (PAGF) kullanılmıştır. Sistemde doğrusal olmayan yük olarak üç fazlı doğrultucu kullanılmıştır. Kullanılan PAGF'nin çıkışındaki DC link kapasitörü üzerine düşen geriliminin istenen seviyede tutulmasıyla filtre performansı iyileştirilmiş ve toplam harmonik distorsiyonu (THD) değerinin azaltılması sağlanmıştır. DC link geriliminin referans değerinde tutulması için bulanık uyarlamalı kesirli PI denetleyici kullanılmıştır. Ayrıca, farklı zaman aralıklarında doğrusal olmayan yükün tetikleme açıları değiştirilerek, denetleyici performansının incelenmesi için akım harmoniklerinin farklı değerlerde üretilmesi gerçekleştirilmiştir. Bu şekilde elde edilen veriler kullanılarak, önerilen denetleyicinin performansı farklı zaman aralıklarında farklı harmonik değerleri için incelenmiştir. Matlab/Simulink ortamında oluşturulan benzetim çalışmalarıyla, DC link geriliminin denetlenmesinde, önerilen bulanık uyarlamalı kesirli PI denetleyicinin, klasik PI denetleyiciye göre THD değerini daha çok azalttığı ve bu nedenle performansının daha iyi olduğu görülmüştür.

ANAHTAR KELİMELER: Paralel aktif güç filtresi, anlık güç teoremi, kesirli PI kontrolör, bulanık mantık.

ABSTRACT

FUZZY ADAPTIVE FRACTIONAL ORDER PI CONTROLLER DESIGN FOR PARALLEL ACTIVE POWER FILTER

MSC THESIS

HAKAN GÜNDÜZ

BALIKESİR UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)

BALIKESİR, DECEMBER - 2020

Unwanted harmonic currents are drawn from grid that feed non-linear loads. These harmonics, known as the distinction of voltage and current from the ideal sine wave shape, significantly reduce the energy quality. Harmonics can cause additional losses on electrical power systems, overheating in devices, voltage drops, and malfunctioning of measurement and control systems. These harmonics can cause damages in all linear or non-linear loads fed from the electrical grid. Therefore, the grid should be free of these unwanted harmonics. Passive and active power filters of different structures are used to reduce these harmonics drawn from the grid. In this thesis, Parallel Active Power Filter (PAPF) is used to reduce the current harmonics drawn from the grid by a nonlinear load. A three phase rectifier is considered as the nonlinear load in this system. The filter performance is improved and the total harmonic distortion (THD) value is reduced by keeping the voltage on the DC link capacitor at the output of the used PAGF. Fuzzy adaptive fractional order PI controller is used to keep the DC link voltage at reference value. In addition, by changing the triggering angles of the nonlinear load at different time intervals, current harmonics are generated at different values to analyze the controller performance. Using the data obtained in this way, the performance of the proposed controller was evaluated for different harmonic values at different time intervals. With the simulation studies created in Matlab/Simulink environment, it has been observed that in controlling DC link voltage, the proposed fuzzy adaptive fractional order PI controller decreases THD value more than the classical PI controller and therefore its performance is better.

KEYWORDS: Parallel active power filter, instantaneous power theory, fractional order PI controller, fuzzy logic.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ŞEKİL LİSTESİ	iv
TABLO LİSTESİ.....	v
SEMBOL LİSTESİ	vi
KISALTMALAR LİSTESİ	vii
ÖNSÖZ	viii
1. GİRİŞ.....	1
2. HARMONİKLER.....	6
2.1 Harmoniklerin Etkileri	11
2.2 Harmoniklerin Rezonansa Etkisi	12
3. HARMONİK FİLTRELERİ.....	14
3.1 Pasif Filtre	14
3.2 Aktif Filtre	16
3.3 Hibrit Filtre	18
4. BULANIK UYARLAMALI KESİRLİ PI DENETLEYİCİ TASARIMI.....	20
4.1 PAGF Endüktansının ve DC Link Geriliminin Belirlenmesi	21
4.2 Anlık Güç Teoremi (P-Q Teorisi).....	24
4.3 Bulanık Mantık Yöntemi	27
4.4 Kesirli PI Kontrolör	29
4.5 Histerisiz Yöntemi	34
5. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI.....	38
5.1 Değişken Doğrusal Olmayan Yük Tasarımı	39
5.2 Klasik PI Kontrolörlü PAGF	42
5.3 Bulanık Mantık Uyarlamalı Kesirli PI Kontrolörlü PAGF	44
6. SONUÇ.....	51
7. KAYNAKLAR	53
ÖZGEÇMİŞ	58

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: Doğrusal olmayan akım dalgası ile harmonik bileşenleri.....	6
Şekil 2.2: Seri RLC devresi.....	12
Şekil 2.3: Paralel RLC devresi.	13
Şekil 3.1: Seri pasif filtre.	15
Şekil 3.2: Paralel pasif filtre.....	15
Şekil 3.3: Paralel aktif filtrenin prensip şeması.	16
Şekil 3.4: Seri aktif filtrenin prensip şeması.	17
Şekil 3.5: Tristör doğrultuculu harmonik akım kaynağı.	18
Şekil 3.6: Diyot doğrultuculu harmonik gerilim kaynağı [31].....	18
Şekil 3.7: Hibrit filtre yapısı.....	19
Şekil 4.1: Önerilen sistemin blok diyagramı.....	21
Şekil 4.2: V_{DC} geriliminin kontrol şeması.....	23
Şekil 4.3: Gerilim kaynaklı evirici yapısı.	23
Şekil 4.4: a - b - c koordinatlarında p - q teorisinin güç bileşenleri.....	25
Şekil 4.5: p-q kontrol sistemi şematik diyagramı.....	26
Şekil 4.6: Bulanık mantık kontrol temel yapısı.....	28
Şekil 4.7: Üçgen üyelik işlevi ve sınırları	29
Şekil 4.8: Kontrolörlerin karşılaştırılması [43].	31
Şekil 4.9: Histerisiz yönteminin prensip şeması.	35
Şekil 4.10: Histerisiz akım denetleyicisi ve çalışma prensibi.	36
Şekil 5.1: PAGF'in blok diyagramı.	38
Şekil 5.2: PAGF ve doğrusal olmayan yükün yapıları.....	38
Şekil 5.3: Doğrusal olmayan yükün şebekeden çektiği harmonikli akım.	40
Şekil 5.4: Şebekeden çekilen akımın THD değeri.	40
Şekil 5.5: Filtresiz şebeke akımının FFT analizi.....	41
Şekil 5.6: DC link kapasitörü üzerine düşen gerilim.	43
Şekil 5.7: PI kontrolörlü PAGF'nin şebekeden çektiği akımın FFT analizi.	43
Şekil 5.8: DC link kapasitörü üzerine düşen gerilimi.	45
Şekil 5.9: Bulanık mantık yöntemiyle katsayıların uyarlanması.	45
Şekil 5.10: Bulanık uyarlamalı kesirli PI kontrolörlü PAGF'nin şebekeden çektiği akımın FFT analizi.....	46
Şekil 5.11: Şebekeden çekilen tek faz akım grafiği.	47
Şekil 5.12: THD değişimi.	48
Şekil 5.13: Şebekeden çekilen aktif güç.	48
Şekil 5.14: Şebekeden çekilen reaktif güç	49
Şekil 5.15: PAGF'in sisteme verdiği filtre akımı.	50

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 2.1: Harmonik sırası ve sınır değerleri.	10
Tablo 2.2: IEEE 519 temel frekanstaki akıma göre (% I_L) harmonik akım distorsiyon limitleri.	10
Tablo 4.1: Kural tablosu	28
Tablo 5.1: Devre parametreleri.....	39
Tablo 5.2: Doğrusal olmayan yükün tetikleme açıları.....	39
Tablo 5.3: Kontrolörlerin karşılaştırılması.	50

SEMBOL LİSTESİ

A_0	: Sabit terim (Doğru bileşen)
C_{DC}	: Filtre DC link kapasitörü (F)
E_k	: Sinüzoidal bir kaynak (V)
$e(t)$	: Verilen giriş değeri ile çıkış arasındaki fark
F	: Besleme frekansı (Hz)
f_r	: Rezonans frekansı (Hz)
f_s	: Anahtarlama frekansı (Hz)
$\dot{I}_s$	: Kaynak akımı (A)
$\dot{I}_L$	: Endüktans akımı (A)
$\dot{I}_C$	: Kapasite akımı (A)
I_{mn}	: Harmonik Akımın Tepe Değeri (A)
I_{filtre}	: Filtre referans akımı (A)
I_{ppmax}	: Maksimum faz akımı (A)
I_{rms}	: Akımın efektif değeri (A)
I_{sc}	: Maksimum kısa devre akımı (A)
I_{max}	: Akımın maksimum değeri (A)
I_{ppmax}	: Maksimum faz akımı (A)
I_{dc}	: DC link kondansatörü üzerinden akan akım (A)
K_p	: Oransal kazanç
K_i	: İntegral katsayısı
K_d	: Türev katsayısı
L_f	: Filtre endüktansı (H)
L_s, R_s	: Kaynak empedansının endüktansı (H) ve direnci (Ohm)
$L_{yük}$	: Doğrusal olmayan yükte kullanılan endüktans (H)
P	: Ortalama güç (W)
$R_{yük}$	: Doğrusal olmayan yükte kullanılan direnç (Ohm)
S	: Görünür Güç (VA)
s	: İnvertörün anahtarlama bağlı kaynak gerilimi (V)
t	: Zaman (s)
U_n	: Şebeke nominal gerilimi (V)
u^*	: İnvertör referans terminal gerilimi (V)
V_{AF}	: Aktif filtre gerilimi (V)
V_{DC}	: Doğru akım gerilimi (V)
$V_{dc}(ref)$	: Referans DC gerilim (V)
V_{mn}	: Harmonik Gerilimin Tepe Değeri (V)
V_s	: Besleme gerilimi (V)
Q	: Reaktif Güç (VAr)
X_c	: Kapasitif reaktans (Ohm)
X_L	: Endüktif reaktans (Ohm)
δ_n	: n. harmonik gerilimin faz açısı (Derece)
γ_n	: n. harmonik akımının faz açısı (Derece)
w	: Açısal hız (rad/s)
λ	: İntegralin kesirli katsayısı
μ	: Türevin kesirli katsayısı

KISALTMALAR LİSTESİ

AF	: Aktif filtre
AGF	: Aktif güç filtresi
AA	: Alternatif akım
BJT	: Bipolar transistor
DC	: Doğru akım
FFT	: Hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier transform)
GTO	: Kapıdan kesmeli tristör (Gate turn-off)
IEEE	: Elektrik ve elektronik mühendisleri enstitüsü (Institute of electrical and electronics engineers)
IEC	: Uluslararası elektroteknik komisyonu (International electro-technical commission)
IGBT	: İzole kapılı bipolar transistör (Insulated gate bipolar transistor)
PLL	: Faz kilitlemeli döngü (Phase locked loop)
PID	: Oransal-integral-türevsel denetleyici (Proportional-integral-derivative)
PAGF- PAPF	: Paralel aktif güç filtresi
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu (Pulse width modulation)
TSE	: Türk standartları enstitüsü
THD	: Toplam harmonik bozulma (Total harmonic distortion)
YSA	: Yapay sinir ağları

ÖNSÖZ

Tez çalışmamın tamamlanma sürecine kadar destekleriyle yanımda olan, emek ve bilgilerini benden esirgemeyen danışmanım Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ'a, zorlu tez sürecinde benden desteğini bir an için bile esirgemeyen değerli arkadaşım Haris ÇALGAN'a, manevi olarak yanımda olan eşim Betül GÜNDÜZ'e desteklerinden dolayı sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Balıkesir, 2020

Hakan GÜNDÜZ



1. GİRİŞ

Günümüzde modern hayatın her alanında kullanılan elektrik enerjisinin birçok alanında kullanılan mikro elektronik teknolojiler ve güç elektroniği elemanları, her geçen gün güç sistemlerinde de yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu elemanlar enerji kontrol ekipmanlarının endüstri ve evsel alana getirilmesine olanak sağlayarak yaşam kalitesinin iyileştirilmesine imkân vermiştir. Hız ayarlı motor sürücüler, bilgisayar ve çevre birimleri, elektronik cihazlar ve elektrikli beyaz eşya ürünleri bunlardan birkaçıdır. Güç elektroniği devrelerinin yanında ark fırınları, indüksiyon ısıtma sistemleri, kaynak makineleri gibi ekipmanlar doğrusal olmayan yükler olarak tanımlanırlar ve bu yükler saf sinüs eğrisini bozacak davranış gösterirler. Güç kalitesini olumsuz etkileyen bu yükler şebekeye bağlandıklarında, bağlantı noktalarında gerilimi bozup şebekede sorunlar yaratırlar [1].

Son yıllarda karşımıza çıkan iklim değişimleri, küresel ısınma ve bununla birlikte elektrik ihtiyacının her geçen gün artması, araştırmacıları sahip olduğumuz sınırlı enerji kaynaklarını verimli ve kaliteli kullanmak için yenilikçi çalışmalar yapmaya itmiştir. Elektrik enerji sisteminin ve bu sisteme bağlanan yüklerin arızasız ve güvenli bir şekilde çalışabilmesi için o sistemdeki dalga şeklinin sinüzoidal ve ülkemiz için frekansının 50 Hz olması istenir. Bu konu elektrik şebekesinin güç kalitesi konusunda önemli yer tutmakta ve elektrik mühendisliğinde güç kalitesi olarak da anılmaktadır. Kaliteli enerji için ayrıca faz gerilimlerinin dengeli olması, enerjinin sürekliliği, güç faktörünün bire yakınlığı ve gerilimin toplam harmonik bozulma (THD) değerinin belirli sınırlar içinde kalması gibi kısıtların sağlanması gereklidir [2]. IEEE 519 harmonik standardı, uluslararası bir standart olup, harmonik seviyesinde birtakım sınırlamalar getirmektedir [3]. Harmonikler gerilim bozulmasına ek olarak, hatlarda kayıpların ve ısınmanın artmasına, dönen makinelerde moment salınımlarına ve mekanik titreşimlere, transformatör gibi cihazların aşırı ısınmasına neden olabilmektedir [4].

Elektrik enerji sistemleri üzerindeki olumsuz etkileri görülen sinüs dalga şeklini bozan harmoniklerin yok edilmesi veya zararsız hale getirilmesi gerekmektedir. Ana frekanstan farklı olan bu harmonik frekanslarını süzen veya yok eden devrelere filtre denmektedir. Harmonik distorsiyon probleminin azaltılması için aktif veya pasif güç filtreleri geliştirilmektedir. Pasif filtreler düşük kurulum maliyetlerine sahip olması ve yüksek

verimliliğinden dolayı çokça tercih edilmektedir. Ancak pasif filtreler şu dezavantajlara sahiptir [5]:

- Kaynak empedansının filtreleme özelliği üzerinde büyük bir etkisi vardır.
- Kaynak ve filtre arasındaki paralel rezonans akım harmoniğinin yükselmesine sebep olmaktadır.
- Pasif filtreler kaynak ile seri rezonansa girebilir. Bu durumda gerilim bozulması pasif filtreye akacak şekilde aşırı harmonik akımları üretir.

Son yıllarda mikro elektronik sanayisinin gelişimiyle, gerilim veya akım kaynaklı kontrollü darbe genişlik modülasyonu (PWM) yapısında çalışan konvertörlerin güç filtrelerinde kullanımı oldukça yaygınlaşmıştır. Yukarıda belirtilen sorunların aşılması ve harmonik bozulmasının azaltılması için PWM kontrollü konvertörlerden oluşan Aktif Güç Filtresi (AGF) kullanılmaya başlanmıştır. Bu filtre yapısı literatürde genel olarak gerilim kaynaklı evirici ve DC link kapasitörünün birleşiminden oluşmaktadır. AGF kullanılan sistemlerde diğer bir önemli husus ise DC link kapasitörünün üzerine düşen gerilimin kontrolüdür. Filtreyi oluşturan konvertörlerin anahtarlanmasıyla kapasitör üzerine düşen gerilim azalmakta ve enerji kaybı yaşanmaktadır [6]. Ayrıca yükteki değişimler de DC link geriliminin değişimine sebep olmaktadır. Bu gerilim, filtre performansını düşürmemek ve yarı iletkenlerin dayanma gerilimini aşmamak için sabit tutulmalıdır. DC link kapasitörünün üzerinde sabit bir gerilim sağlamak için kontrolör kullanılması gerekmektedir [7]. Bu yüzden son zamanlarda araştırmacılar gerilim ve akım harmoniklerini azaltmak için aktif güç filtrelerini kullanmaya başlamışlardır. Böylelikle, yüksek verimlilikte çalışan filtre sistemleri tasarlanarak, şebekedeki harmonikler yok edilmekte veya azaltılmaktadır.

Doğrusal olmayan yükler sebebiyle oluşan harmoniklerin azaltılması için aktif filtrenin kullanıldığı birçok çalışma mevcuttur. Aktif filtrenin performansı, kullanılan eviricinin karakteristik özelliklerine, uygulanan kontrol yöntemine ve referans sinyali üreten birimin doğruluğuna büyük oranda bağlıdır [8]. Bu alandaki araştırmacıların çoğu yenilikçi yöntemlerle aktif filtrelerin kontrol kısmını tasarlamışlardır. Bu bağlamda literatür taraması yapılarak aktif filtrelerin tasarımı, kontrolü ve uygun referans sinyalinin üretimi konusunda yapılan çalışmalar incelenmiştir.

Han (2005) ve diğerleri referans sinyal üreticisinin AGF'nin performansında en önemli etken olduğunu belirterek geliştirilmiş bir adaptif kestirimci filtre tanımlamışlardır. Önerilen referans sinyali, belirlenen bir sızıntı faktörüyle ağırlık kayması (weight-drift) olayının elimine edilmesi sonucu elde edilmektedir. Adaptif kestirimci filtrenin çıkış sinyalinin aynı sızıntı faktörüyle yeniden ölçeklendirilmesiyle ana bileşenin büyüklüğü kompanze edilmiştir. Simülasyon çalışmaları ve uygulama sonuçlarıyla referans sinyal üreticisinin başarılı bir şekilde uygulanabildiğini göstermişlerdir [8].

Lascu (2007) ve diğerleri PAGF'nin harmonik eliminasyonu için yeni bir akım kontrol yöntemi önermişlerdir. Bu yöntemde ana bileşen ve her harmonik için ayrı ayrı rezonans akım kontrolörü kullanılmıştır. Kutup-sıfır iptal (pole-zero cancellation) yöntemine dayanan bu yöntemle her bir harmonik frekansının yük transfer fonksiyonu dikkate alınmıştır. Genel akım kontrolörü tasarlanan tekil harmonik kontrolörlerin süper pozisyonuna göre belirlenmiştir. Kontrol sisteminin kapalı çevrim frekansı cevabı filtreleme amaçları dikkate alınarak optimize ve test edilmiştir. Tasarlanan sistemin kararlı ve başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür [9].

Singh ve Solanki (2009) reaktif güç ve harmonik akımlarının kompanzasyonu için PAGF'nin donanımsal olarak uygulamasını yapmışlardır. Adaptif doğrusal tabanlı akım kestirimcisi ile sinüs sinyalinin ve güç faktörünün düzeltilmesi amaçlanmıştır. Voltaj kaynaklı konvertörün DC bara geriliminin PID kontrolör kullanılarak sabit bir gerilimde tutulmasıyla PAGF kontrolü sağlanmaktadır. Bu konvertörün anahtarlaması histerisiz tabanlı PWM ile sağlanmıştır. Pratik çalışmalar sonucu kullanılan yöntemin performansının iyi sonuçlar verdiği görülmüştür [10].

Rahmani (2010) ve diğerleri üç fazlı PAGF için doğrusal olmayan bir kontrol yöntemi göstermişlerdir. Bu yöntem ile reaktif, dengesiz ve harmonik yük akım bileşenlerinin kompanzasyonunun sağlanacağını öne sürmüşlerdir. Doğrusal olmayan PAGF'nin doğrusallaştırılmasıyla elde edilen model üzerinden PI kontrolör tasarlanarak, DC kapasitör geriliminin denetimi amaçlanmıştır. PAGF'nin referans akımı için ise senkron referans düzlemine dönüşüm yöntemini kullanmışlardır. Deneysel çalışmalar ile tasarlanan yöntemin harmoniklerin azaltılmasında ve güç faktörünün düzeltilmesine yüksek performans gösterdiğini kanıtlamışlardır [11].

Karuppanan ve Mehapatra (2010) yeni bir paralel aktif güç düzenleyicisi kullanarak dengesiz yükler altında akım harmoniklerinin ve reaktif gücün kompanzasyonunu amaçlamışlardır. DC link kapasitörünün gerilimini ve referans akımı PI, PID ve Bulanık Mantık Kontrolör ile kontrol etmişlerdir. Histerisiz kontrolör ile eviricinin anahtarlanması sağlanmıştır. Yapılan simülasyon çalışmalarıyla bu üç farklı kontrolörün farklı doğrusal olmayan ve dengesiz yüklerde performansı test edilmiş ve sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir [12].

Riberio (2011) harmonik kompanzasyonu, güç faktörü düzeltilmesi ve doğrusal olmayan yüklerin dengelenmesi için PAGF'nin gürbüz adaptif kontrolünü göstermiştir. Bu yöntem ile yük harmonik tespitinin yapılmadığını vurgulamıştır. Bu çalışmada filtrenin referans akımları, aktif güç denge sistemine bağlı olarak DC link gerilim kontrolörüyle sağlanmıştır. Adaptif kutup-yerleştirme (pole-placement) stratejisiyle akım kontrolü gerçekleştirilerek kalıcı durum hatasının sıfırlanması amaçlanmıştır. Deneysel çalışmalar ile önerilen yöntemin performansının etkinliği kanıtlanmıştır [13].

Tey (2005) ve diğerleri akım harmoniklerinin, güç kalitesine olan etkilerini belirtmiş olup PAGF ile bu harmoniklerin azaltılmasını amaçlamışlardır. Filtrenin kontrolü için yapay sinir ağları (YSA) kullanılarak yeni bir tasarım sunmuşlardır. Önerilen adaptif PAGF'nin, akım harmoniklerini azaltarak güç kalitesinin artırılmasında etkin rol alacağı öne sürülmüştür. PI kontrolör kullanılarak, DC link kapasitör geriliminin istenen düzeyde tutulması sağlanmıştır. Önerilen adaptif PAGF'nin performansı simülasyon çalışmalarıyla test edilmiştir [14].

Literatürde doğrusal olmayan yükler içeren sistemlerin harmoniklerinin azaltılması amacıyla birçok çalışmada AGF kullanıldığı görülmektedir. Seri veya paralel olarak kullanılan AGF için birçok kontrol yöntemi tasarlanmış ve uygulaması yapılmıştır. Karuppanan ve Mahapatra PAGF kullanarak harmonik, reaktif güç kompanzasyonu ve dolayısıyla güç kalitesinin artırılmasını amaçlamışlardır. DC link kapasitörünün üzerine düşen gerilimi kontrol etmek için PI ve bulanık mantık kontrolör kullanmışlardır. Ayrıca yeni bir histerisiz kontrolör kullanarak tetikleme açılarını belirlemişlerdir [15]. Chaoui ve arkadaşları PAGF tabanlı harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu için DC link geriliminin kontrolünde kullanılmak üzere bir PI kontrolör tasarlamışlardır. Simülasyon ve deneysel çalışmaların sonucunda THD değerlerini IEEE-519 standardı olan %5'in altına

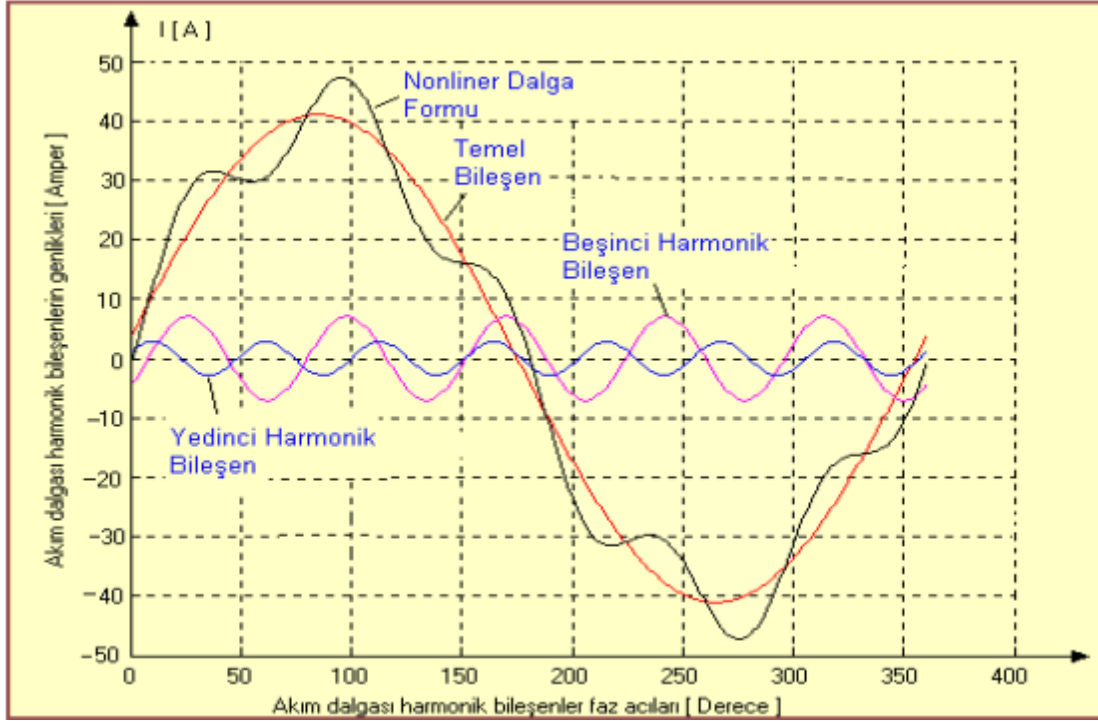
düşürmüşlerdir [16]. Birçok çalışmada ise araştırmacılar klasik kontrolörlerin yanında akıllı sistemlere yönelmiştir. Elmitwally ve arkadaşları üç fazlı PAGF'nin kontrolü için adaptif doğrusal YSA yöntemini kullanmıştır. İleri beslemeli ağ kullanılarak filtre akımı kontrol edilmiştir. Böylelikle filtrenin uygun açılarla tetiklenmesiyle THD'nin düşürülmesi amaçlanmıştır. Simülasyon çalışmalarıyla güç kalitesinin arttığı ve şebeke akımının şeklinin düzeldiği gösterilmiştir [17]. Kashani ve arkadaşları PAGF'nin kontrolü için klasik PI kontrolöre göre daha iyi performansa sahip olan kesirli PI kontrolör önermiştir. THD değerinin performans kriteri olarak belirlendiği bu çalışmada kontrolör katsayıları genetik algoritma kullanılarak tespit edilmiştir. Önerdikleri kesirli PI kontrolörün daha iyi sonuçlar verdiğini simülasyon çalışmalarıyla göstermişlerdir [18]. Fei ve Cao ise güç kalitesini arttırmak için adaptif bir kesirli kayan kip kontrolör tasarlamışlardır. DC link geriliminin kontrolü için kullanılan bu yöntemde kayan kip kontrolörün çatırtı problemini gidermek için bulanık YSA kullanmışlardır. Simülasyon çalışmalarında THD değerinin %2'nin altına düştüğünü ve güç kalitesinin artırıldığını belirtmişlerdir [19].

Filtre tasarımında ihtiyaç duyulan referans akım değerleri şebekeden çekilen güç değerlerine göre hesaplanabilir. Anlık güç teoremi (p-q) olarak tanımlanan bu yöntem ile üç fazlı şebeke gerilimi ve yük akımları kullanılarak referans filtre akımları hesaplanabilmektedir. Bu yöntem ile yük tarafından çekilen aktif ve reaktif güç belirlenir ve alçak geçiren filtre kullanılarak yüksek frekanslı bileşenlerinden arındırılır [20]. Ancak bu yöntemde şebeke gerilimi ideal kaynak olarak ele alınır. Dolayısıyla, kaynak gerilimi ve akımlarının dengesiz veya harmonikli olması durumunda, anlık güç teoremi tek başına iyi bir performans göstermemektedir [21]. Anlık güç teoreminin yanında DC link kapasitörünün üzerine düşen gerilimi kontrol edecek kontrolör de kullanılmalıdır.

Bu tez çalışmasında, doğrusal olmayan yükü besleyen şebekeden çekilen harmonikli akımın PAGF kullanarak THD değerinin azaltılması amaçlanmıştır. DC link kapasitörünün üzerindeki gerilimin kontrolü için bulanık uyarlamalı Kesirli PI kontrolör kullanılmıştır. Kapasitör üzerindeki enerji depolaması ayarlanarak güç dalgalanmalarından kaynaklanacak harmoniklerin azaltılması hedeflenmiştir. Bu konuda, kesir dereceli sistemlerin kullanıldığı sınırlı sayıda çalışma yayınlanmış olmakla beraber, kontrolör katsayılarının çevrimiçi bir şekilde bulanık mantık yöntemiyle ayarlanması bu çalışmanın özgünlüğünü oluşturmaktadır. PAGF'nin referans akımlarının hesaplanması için p-q teorisi kullanılmıştır. Filtrenin tetikleme açıları ise histerisiz kontrolörlerle belirlenmiştir.

2. HARMONİKLER

Periyodik olan ve sinüzoidal olmayan dalgalar; genlik ve frekansları farklı sinüs dalgaların toplamından oluşmaktadır. Temel frekans haricinde olan bu dalgalara harmonik adı verilir. Doğrusal olmayan akım dalgası ile harmonik bileşenleri örneği şekil 2.1’de gösterilmiştir.



Şekil 2.1: Doğrusal olmayan akım dalgası ile harmonik bileşenleri.

Şekil 2.1’de verilen ve sinüzoidal olmayan alternatif bir sinyal temel bileşen ve harmonik bileşenlerden oluşmaktadır. Harmonik bileşen adı alan bu dalgalar temel frekans dışındaki dalgalar. Bir sinyalin harmonik analizi Fourier serileri ile hesaplanır. Güç sistemindeki sinüzoidal dalganın zaman eksenine göre simetrisinden dolayı 3., 5., 7., 11., gibi tek harmonik bileşenleri bulunur. Çift harmonikli bileşenler ise bulunmaz. Yıldız bağlı elektrik motorlarında ise 3 ve 3’ün katı harmonikler de bulunmaz.

Sistemdeki bozulmaların değeri THD ile belirlenmektedir. Bu değer, sistemdeki akım ve gerilim değerinin sinüs şeklinden ne kadar uzaklaştığını göstermektedir.

Gerilimdeki THD değeri

$$\%THD_V = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} * 100 \quad (2.1)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Akımdaki THD değeri ise;

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} * 100 \quad (2.2)$$

ifadesiyle hesaplanır [22]. Harmonikler Fourier serisi ile kolayca analiz edilebilmektedir. Fourier serisinin elde edilme işlemi dalga analizi veya harmonik analizi olarak da tanımlanır. Periyodik fonksiyonlar Fourier serisine açıldıklarında birinci terimi bir sabit, diğer terimleri ise bir değişkenin katlarını sinüs ve kosinüslerinden oluşan bir seri halinde yazılabilir. Bu tanımdan hareketle T periyot boyunca sinüsten farklı bir biçimde değişen f(t) dalgası Fourier'e göre [23] denklem (2.3)'teki gibi hesaplanır.

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos nt + B_n \sin nt) \quad (2.3)$$

Bu denklemlerde; t bağımsız değişkeni (elektrik enerji sistemlerinde $t = \omega t$ olmaktadır), A_0 (sabit) fonksiyonun ortalama değerini göstermektedir. Bu denklemde $n=1$ alındığında temel bileşen elde edilir. Temel bileşen aynı zamanda tam sinüzoidal dalgaya karşılık düşen dalgayı belirler. “2, 3, 4, ..., n” indisi ile gösterilen bileşenlere ise harmonik adı verilmektedir. Fourier katsayıları (A_0 , A_n , B_n) ise analitik yöntemle aşağıdaki denklemlerle bulunabilir [24];

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) dt \quad (2.4)$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos nt dt \quad (2.5)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin n t dt \quad (2.6)$$

Harmonik bileşenleri içeren akım ve gerilimin ani değerleri ise denklem (2.7) ve (2.8)'deki gibi bulunur [25].

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{mn} \sin(n\omega t + \gamma_n) \quad (2.7)$$

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn} \sin(n\omega t + \delta_n) \quad (2.8)$$

Denklemden bulunan γ_n ve δ_n değerleri faz açıları olup, I_0 ve V_0 sabit değerlerdir. Harmonik akım ve gerilim dalga şekilleri de sinüzoidal bir fonksiyon olduğu için, akımın n. harmonik değeri, etkin değerlerini bulmak için kullanılan formül ile denklem (2.9)'daki gibi bulunur.

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \quad (2.9)$$

Gerilimin n. harmonik değeri, yine gerilimin etkin değerlerini bulmak için kullanılan denklem ile bulunur.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad (2.10)$$

Akım ve gerilimin etkin değerleri denklem (2.11) ve (2.12) formülü ile hesaplanmaktadır [26].

$$I = \sqrt{(I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2)} \quad (2.11)$$

$$V = \sqrt{(V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2)} \quad (2.12)$$

Formülde gösterilen n değeri harmonik mertebesini, I_0 ve V_0 akım ve gerilimin doğru bileşeni, I_{mn} ve V_{mn} , n. harmonik akım ve gerilimin tepe değerini vermektedir. δ_n , n. harmonik gerilimin faz açısını; γ_n , n. harmonik akımının faz açısını ifade etmektedir. Bu büyüklüklere bağlı aktif (P) ve reaktif güç (Q) formülleri denklem (2.13) ve (2.14)'te verilmiştir.

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^N V_{mn} I_{mn} \cos(\delta_n - \gamma_n) \quad (2.13)$$

$$Q = \sum_{n=1}^N V_{mn} I_{mn} \sin(\delta_n - \gamma_n) \quad (2.14)$$

Görünür güç denklem (2.15)'deki formül ile bulunmaktadır.

$$S = V \cdot I = \sqrt{\sum_{n=0}^N V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=0}^N I_n^2} \quad (2.15)$$

Harmonikli güç sistemlerinde tanımlanan diğer büyüklük bozulma gücüdür (D) ve denklem (2.16)'daki gibi ifade edilmektedir [27].

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.16)$$

EN 50160 standardı esas alınarak TSE tarafından hazırlanan standart; frekans, genlik, dalga şekli ve fazlar arası simetrisini dikkate alarak kaynak geriliminin nasıl olması gerektiğini tanımlamaktadır. Elektrik dağıtım şebekelerinde IEEE standartlarına göre belirlenen harmonik sırası ve sınır değerleri Tablo 2.1'de verilmiştir. Ayrıca ölçme yöntemleri TS EN 61000-4-30 standardında açıklanmıştır. Bu standartlara göre besleme geriliminin THD'si (40. dereceye kadar olan bütün harmonikler dâhil) %8'e eşit veya daha az olmalıdır [28]. Tablo 2.2'de güç sisteminin büyüklüğüne göre belirlenmiş harmonik

akım limitleri verilmiştir. Tabloda maksimum kısa devre akımı I_{sc} olarak belirtilmiştir. IEEE 519 standardı için; alçak gerilim seviyelerinde çalışan hastaneler ve havaalanları gibi özel müşteriler için THD gerilim limitleri %5'ten daha düşük değerlere sahip olmalıdır [3].

Tablo 2.1: Harmonik sırası ve sınır değerleri.

Tek Harmonikler				Çift Harmonikler	
3'ün Katları Olmayanlar		3'ün Katları			
Harmonik	Sınır Değer	Harmonik	Sınır	Harmonik	Sınır Değer
Sırası (n)	(%)	Sırası (n)	Değer (%)	Sırası (n)	(%)
5	%6	3	%5	2	%2
7	%5	9	%1.5	4	%1
11	%3.5	15	%0.5	6.....24	%0.5
13	%3	21	%0.5		
17	%2				
19	%1.5				
23	%1.5				
25	%1.5				

Tablo 2.2: IEEE 519 temel frekanstaki akıma göre (% I_L) ve maksimum kısa devre akımına göre harmonik akım distorsiyon limitleri [3].

$V_n \leq 69\text{kV}$						
I_{SC}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
$69\text{kV} < V_n \leq 161\text{kV}$						
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50-100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100-1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
$V_n > 161\text{kV}$						
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.0	1.50	1.15	0.45	0.22	3.75

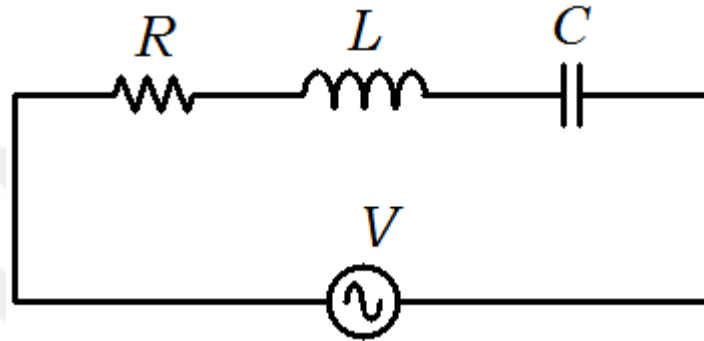
2.1 Harmoniklerin Etkileri

Harmonikler güç sistemlerindeki tüm elemanları etkilerler. Dolayısı ile güç sistemleri harmoniklerden olumsuz yönde etkilenir. Harmonikler gerilim ve akımın dalga şeklini bozmaları sonucu enerji sistemlerinde meydana getirdikleri etkileri genel olarak şöyle sıralanabilir.

- Enerji sistemindeki elemanlarda kayıpların artması
- Transformatörlerin, kondansatörlerin, baraların ve kabloların aşırı ısınması
- Dönen makinelerde moment salınımlarının, aşırı ısınmaların oluşumu ve mekanik titreşimler
- Gerilim düşümlerinin artması
- Temel frekans için tasarlanmış kompanzasyon sistemlerinde bulunan kondansatörlerin harmonik frekanslarında düşük kapasitif reaktans göstermeleri sebebiyle aşırı yüklenmeleri ve yalıtım zorlanması nedeniyle hasar görmeleri
- Diskli sayaçlarda hataların oluşması
- Generatör ve şebeke gerilimi dalga şeklinin bozulması
- Kesintisiz güç kaynaklarında yaşanan verim kayıpları
- Kompanzasyon tesislerinin aşırı reaktif yüklenmesi
- Şebekede rezonans olayları, rezonansın neden olduğu aşırı gerilim ve akımlar
- Kontrol devrelerinde çalışma bozuklukları ortaya çıkar. Özellikle ateşleme zamanlamaları gerilimin sıfır değerine göre çalışan kontrolörler ve anahtarlama elemanları gerilim değerinin sıfırdan ikiden daha fazla geçmesinden dolayı hatalı olarak anahtarlama yapmasına neden olurlar.
- Aşırı yüklü bir durum olmasa da sigortalar atabilir, koruma cihazları hatalı olarak devreye girebilir.
- Ölçme cihazlarının hatalı ölçmesi
- Röle sinyallerinin bozulması ve anormal çalışması
- Dielektrik malzemesinin delinmesi
- Mikroişlemcilerin hatalı çalışması
- Sesli ve görüntülü iletişim araçlarında parazit ve anormal çalışma
- Güç faktörü değişimi [29].

2.2 Harmoniklerin Rezonansa Etkisi

Endüktif reaktans, kapasitif reaktansa eşit olduğunda devrede rezonans durumu ortaya çıkmaktadır. Rezonansa giren bir elektrik devresinde, aşırı akım veya aşırı gerilim oluşarak büyük tehlikeye sebep olur. Bu problem elektrik sistemlerinin verimi ve kalitesi açısından önlem alınması gereken bir problemdir. Devrelerde seri veya paralel olmak üzere iki türlü rezonans durumu vardır. Seri rezonans devreye düşük gerilim uygulansa dahi devre empedansı düşük olacağı için yüksek genlikli rezonans akımları akacaktır.



Şekil 2.2: Seri RLC devresi.

Şekil 2.2’de verilen seri RLC devresinde empedans ifadesi şu şekildedir:

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j(X_L - X_C) \quad (2.17)$$

Rezonans durumu olduğunda denklem (2.18)’daki eşitlik sağlanır.

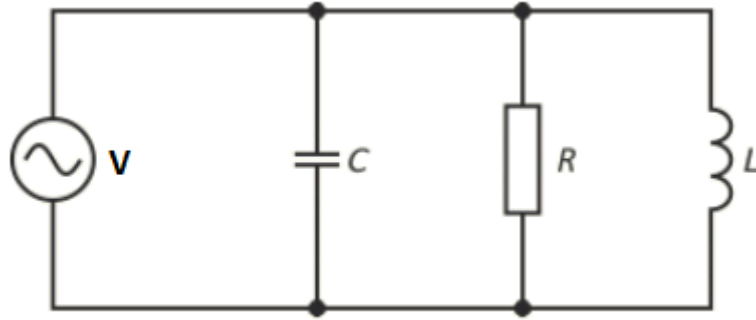
$$X_L = X_C \quad (2.18)$$

Bu durumda rezonans frekansı denklem (2.20)’deki gibi hesaplanabilir.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.19)$$

Rezonans durumunda endüktans gerilimi ile kondansatör gerilimleri eşitlenir ve birbirlerine zıt yönlü olduklarından toplam değeri sıfır olur. Çok küçük direnç değeriyle karşılaşan akım maksimum değere gider. Seri RLC devresi rezonansına gerilim rezonansı

da denir. Paralel rezonans devrede düşük genlikli akım geçse dahi empedans maksimum olacağı için yüksek genlikli rezonans gerilimleri oluşacaktır.



Şekil 2.3: Paralel RLC devresi.

Şekil 2.3'te verilen paralel RLC devresinde empedans ifadesi şu şekildedir:

$$Z = \frac{-j \cdot R \cdot X_L \cdot X_C}{R(X_L - X_C) - j \cdot X_L \cdot X_C} \quad (2.20)$$

Rezonans durumunda $X_L = X_C$ eşitliği olduğundan dolayı $Z = R$ olur. Denklem (2.21)'de belirtilen rezonans frekansı elde edilir [24].

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.21)$$

Paralel RLC devresi rezonansına akım rezonansı da denir. Bu durumda akım değerleri büyük değerler alır.

3. HARMONİK FİLTRELERİ

Harmonik içeren devreye bağlanan ve bu harmoniklerin giderilmesini sağlayan devrelere harmonik filtresi denir. Doğrusal olmayan yüklerin neden olduğu harmonik akımları azaltmak ve böylece enerji kalitesini artırmak için öncelikle filtrenin tasarım aşamasında devreye bağlanan elemanların doğru seçilmesi gerekmektedir. Harmonikli yükler ve bunların hangi harmonikleri hangi seviyede barındırdıklarının tespit edilmesi, bu veriler doğrultusunda uygun filtre elemanlarının seçilerek sistemdeki harmoniklerin yok edilmesi gerekmektedir. Harmonik filtreler pasif filtreler, aktif filtreler ve hibrit filtreler olmak üzere üç ana başlıkta incelenebilir.

3.1 Pasif Filtre

Pasif filtre elemanları, güç sistemindeki sadece belirli bir harmonik derecesindeki akım ve/veya gerilimi filtrelemek için seçilebilmektedirler. Her bir harmonik bileşeni için onu rezonansa getirecek ayrı bir süzgeç kolu konulması gereklidir. Her bir harmonik katmanına ayrı ayrı sabit akım değerinde, o şebekeye özel endüktans (L) ve kapasite (C) değerlerinin hesaplanıp istenilen katmana kadar filtre kolu koyulup istenmeyen harmonikler filtrelenir. Bazı durumlarda omik direnç (R) de ilave edilebilir. Pasif filtreler seri pasif filtre ve paralel pasif filtre şeklinde kullanılırlar. Pasif harmonik filtrelerin çok yer kaplamaları, sabit bir kompanzasyon imkânı sunmaları, filtre karakteristiğinin kaynak empedansından çok fazla etkilenmesi, temel frekansta ürettiği reaktif gücün baradaki güç faktörünü istenilen değer dışına çıkarması ve en önemlisi şebeke ve/veya yük ile rezonans devreleri oluşturmaları en belirgin dezavantajlarıdır. Pasif filtre elemanlarını hesaplamada kullanılan denklemler sırasıyla aşağıda verilmiştir. Denklem (3.1) ve (3.2)'de kapasitans değerinin hesapları gösterilmiştir.

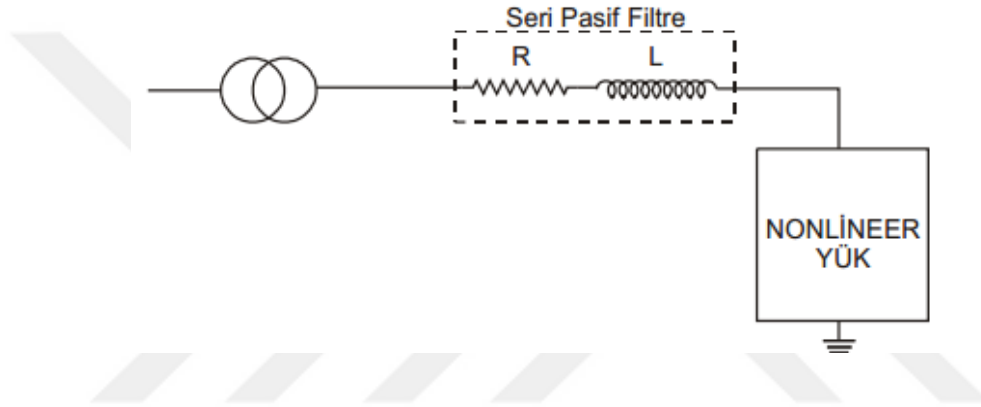
$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \quad (3.1)$$

$$X_c = \frac{V^2}{Q} \quad (3.2)$$

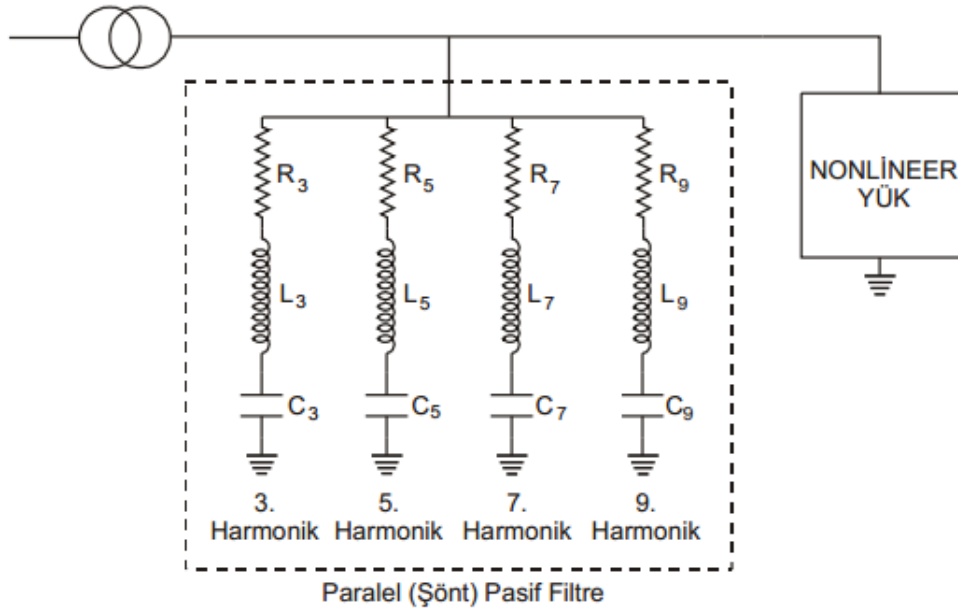
Seri pasif filtredeki empedans değeri ise denklem (3.3)'teki gibi hesaplanır.

$$Z = R + j(\omega L - 1/\omega C) \quad (3.3)$$

Şekil 3.1’de seri pasif filtrenin, Şekil 3.2’de ise paralel pasif filtrenin yapıları verilmiştir. Paralel pasif filtrede gösterilen $R_{3,5,7,9}$, kapasite ve endüktans elemanının iç direncinin rezonansa getirilen 3,5,7 ve 9. harmonik mertebesindeki değeri (Ω); $X_{C_{3,5,7,9}}$, kapasitansın rezonansa getirilen 3,5,7 ve 9. harmonik mertebesindeki değeri (Ω); $X_{L_{3,5,7,9}}$ ise endüktansın rezonansa getirilen 3, 5, 7 ve 9. harmonik mertebesindeki değeri (Ω) belirtmektedir.



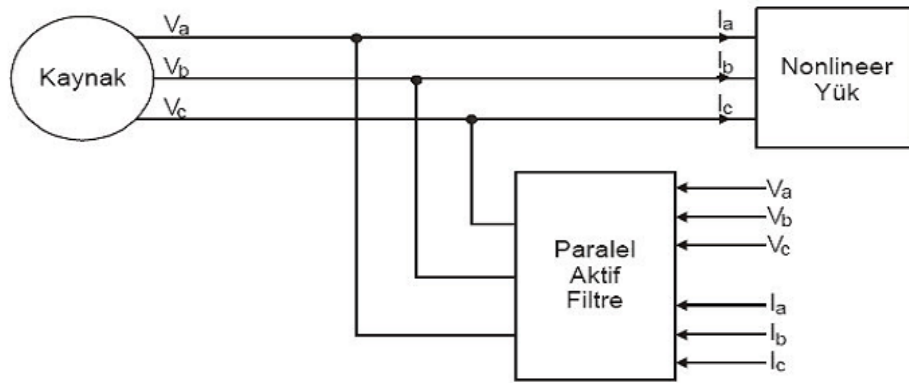
Şekil 3.1: Seri pasif filtre.



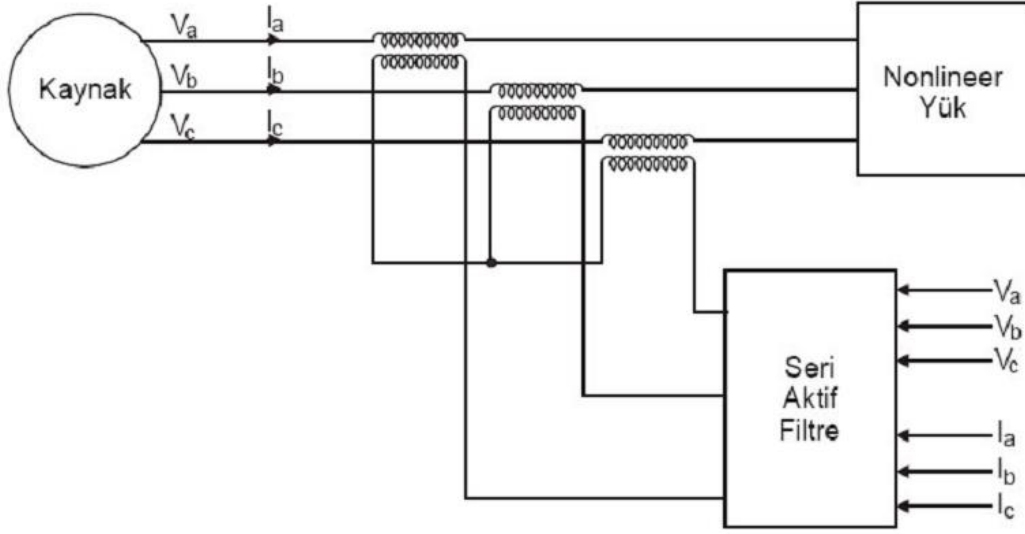
Şekil 3.2: Paralel pasif filtre.

3.2 Aktif Filtre

Denetim teknikleri ve yarıiletken teknolojisinin gelişmesiyle beraber aktif güç filtrelerinin tepki hızı ve performansı da hızla artmıştır. Yüksek frekanslı harmoniklerin bastırılması kolaylaşmıştır. Aktif filtrelerin en büyük avantajı şebekedeki yük dalgalanmalarına otomatik olarak uyum sağlamasıdır. Aktif filtreler üç fazlı bir evirici ile sürülen doğru akım depolama birimi olan kondansatörden oluşur. Doğrusal olmayan yükün ürettiği akım harmoniklerinin devreye etkilerini azaltabilmekte olan aktif filtreler, reaktif güç çekebilmekte veya üretebilmektedir. Akım kontrol yöntemi anahtarlama elemanlarını sürecektir sinyal işaretlerini belirler ve sistemi kompanze edecek akımlar oluşturularak sisteme basılır. Düzgün bir kompanzasyon için referans akımlarının üretilmesi gecikmesiz ve hatasız olmalıdır. Aktif filtreler sisteme bağlantı şekli olarak iki farklı yapıda olabilir. Şekil (3.3)'te paralel ve Şekil (3.4)'te ise seri aktif filtrenin yapısı gösterilmiştir.



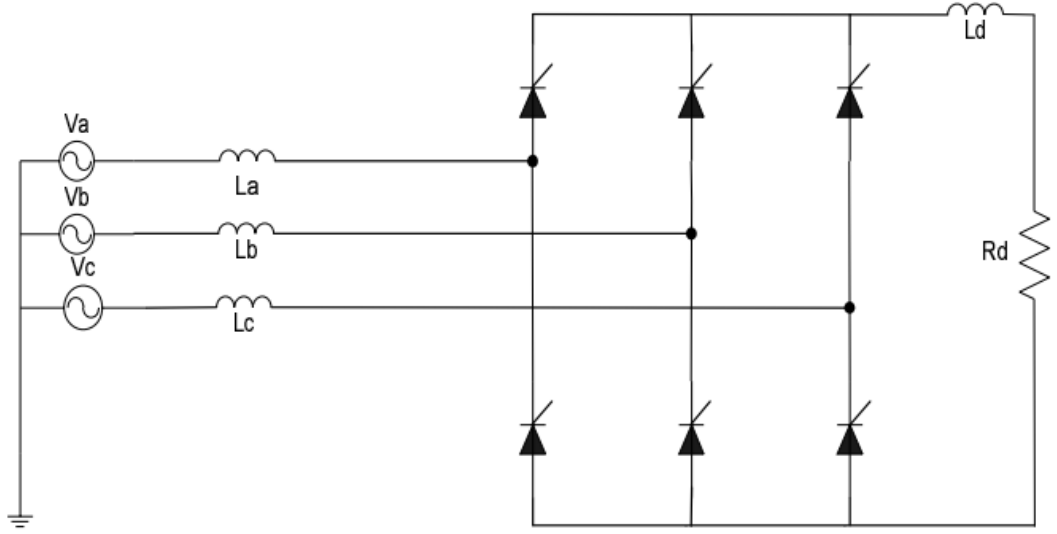
Şekil 3.3: Paralel aktif filtrenin prensip şeması.



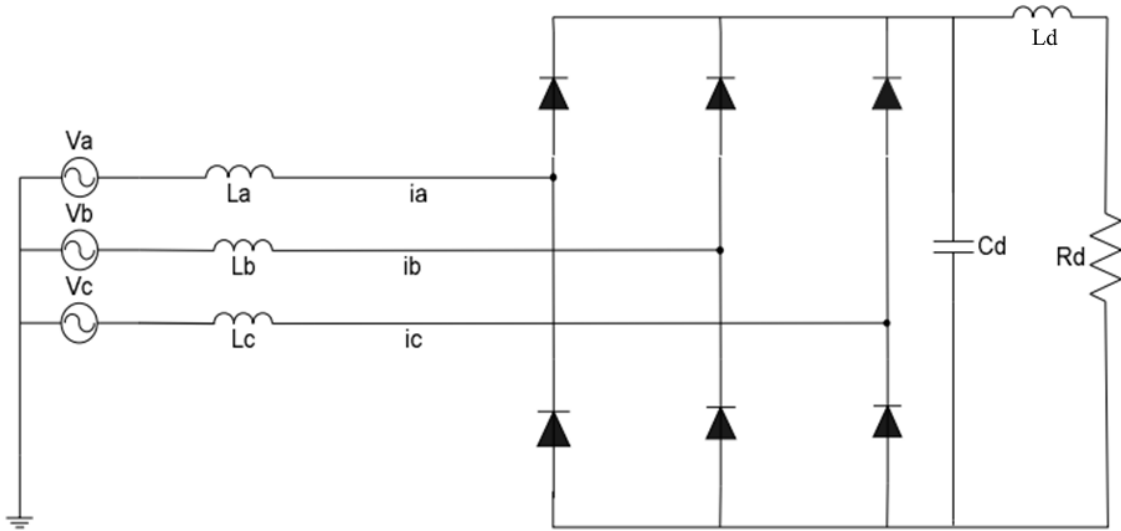
Şekil 3.4: Seri aktif filtrenin prensip şeması.

Paralel aktif filtre (Şekil 3.3) adından da anlaşıldığı üzere şebekeye paralel bağlanarak kullanılmaktadır. Sisteme aynı genlikte ters fazda akımlar basarak yük akım harmoniklerini yok etme ve reaktif güç kompanzasyonu yapma özelliğine sahiptir. Bu sayede şebekeden çekilen akımların şekli düzeltilerek sinüzoidal hale gelir. Paralel aktif filtre, akım kaynağı gibi davranan doğrusal olmayan yükler için etkilidir. Daha çok harmonikli gerilim kaynağı gibi davranan kaynaklar için etkili olan seri aktif filtreler (Şekil 3.4), transformatör ile birlikte sisteme seri bağlanmalıdır. Gerilim çökmesi, yükselmesi, dengesizlik, gerilim regülasyonu ve gerilime bağlı kompanzasyonu seri aktif filtreler gerçekleştirirler [30].

Şekil 3.5'te akım sinüs dalga şeklini bozan tristörlü doğrultucu devresi gösterilmiştir. Harmonik akım kaynağı olarak bilinmektedirler. Şekil 3.6'da ise harmonik gerilim kaynağı olarak bilinen diyot doğrultuculu devre gösterilmiştir. Tristör ve triyak gibi anahtarlama elemanlarının doğası gereği şebeke geriliminin sinüzoidal değişimini bozmaktadır.



Şekil 3.5: Tristör doğrultuculu harmonik akım kaynağı.

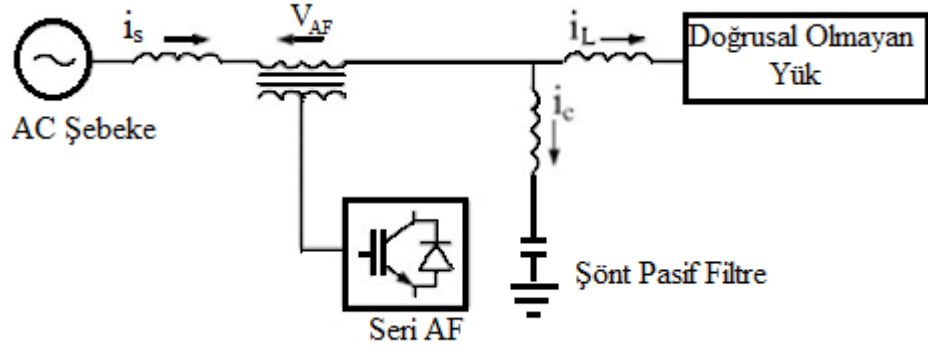


Şekil 3.6: Diyot doğrultuculu harmonik gerilim kaynağı [31].

3.3 Hibrit Filtre

Aktif filtre ve pasif filtrenin beraber kullanılmasıyla hibrit filtreler ortaya çıkar. İki filtrenin beraber kullanılmasıdaki amaç aktif güç filtresinin akım ve gerilim değerlerini azaltarak filtre kurulum maliyetlerini minimuma indirme düşüncesidir. Yani şebekede var olan pasif filtre sistemine aktif filtre eklenerek Şekil 3.7’de yapısı görünen düşük maliyetli yeni bir hibrit filtre sistemi elde edilir. Bu yapıda iki filtrenin de avantajından faydalanılmaya

alışılmaktadır. Pasif filtrenin görevi temel harmonikleri süzüp reaktif kompanzasyonu yaparken, aktif filtre arta kalan ve yüksek frekanslı harmonikleri yok etme görevini üstlenir.



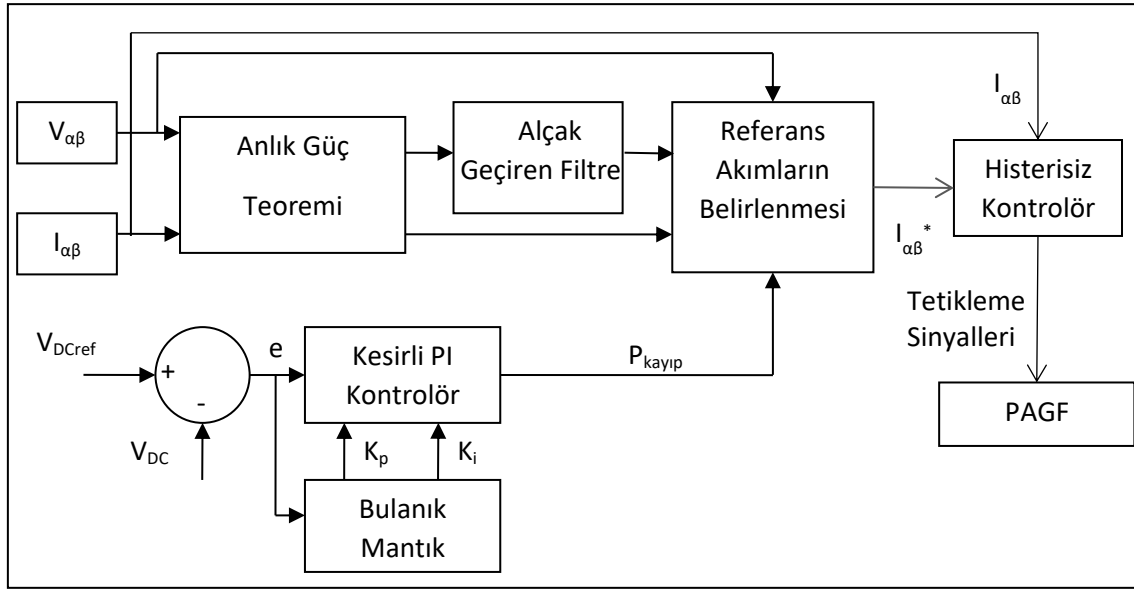
Şekil 3.7: Hibrit filtre yapısı

4. BULANIK UYARLAMALI KESİRLİ PI DENETLEYİCİ TASARIMI

Aktif filtre, harmonik akımlarına ters işaretli sinyaller üretirken, kullandığı DC kapasitör gerilimini referans DC gerilimine en kısa sürede ulaştırması gerekmektedir. Aktif güç filtresini kontrol etmek için kullanılan geleneksel PID kontrolörün tasarlanması için doğrusal matematiksel modellere ihtiyaç duyulmaktadır ve değişken yük altında tatmin edici sonuç vermemektedir. PID kontrol sistemi hiç şüphe yok ki en çok kullanılan yöntemlerden biridir. Bu kontrolörün tasarımı ve katsayılarının ayarlanması birçok çalışmada incelenmiştir ve hala geniş bir araştırma alanıdır. Bu katsayıların ayarlarını yapmak için birçok teknik uygulanmıştır [23].

Standart PID kontrolörlü sistemlerde kullanılan parametreler deneme yanılma yöntemiyle tespit edilip, kontrolör kartlarına sabit değerler olarak girilir ve sistemin mevcut durumuna göre sistemi denetler. Fakat değişken yüklerde en iyi sonuç elde edilememektedir. Bu tez çalışmasında kesirli PI denetleyicisi kullanılmıştır. Değişken koşullarda en iyi sonuçların alınması için kontrolör katsayıları bulanık mantık yöntemi ile sürekli olarak ayarlanmaktadır.

Önerilen sistemin blok diyagramı Şekil 4.1’de verilmiştir. Bu sistemde filtre tasarımında gerekli olan referans akım değerleri anlık güç teoremiyle belirlenmektedir. Böylelikle üç fazlı şebeke gerilimi ve yük akımları dq bileşenlerine dönüştürülerek referans filtre akımları hesaplanabilmektedir. Anlık güç teoremiyle yük tarafından çekilen aktif ve reaktif güçler filtrelenerek yüksek frekanslı bileşenlerinden ayrılmaktadır. Bunun yanında DC link kapasitörü üzerine düşen gerilim bulanık uyarlamalı kesirli PI kullanılarak kontrol edilmektedir. Ayrıca, histerisiz kontrolör sayesinde filtre akımlarının referans akımlarını doğru şekilde takip etmesi amaçlanmaktadır.



Şekil 4.1: Önerilen sistemin blok diyagramı.

4.1 PAGF Endüktansının ve DC Link Geriliminin Belirlenmesi

PAGF yapısında bulunan DC kapasitörün iki görevi bulunmaktadır. Bunlar, DC gerilimin küçük salınımlarla sabitlenmesini ve yük ile kaynak arasındaki aktif güç farkını kapatmak için gerekli olan enerji depolamasını sağlamaktır [32]. Sürekli durumda kaynak tarafından sağlanan aktif güç değeri, yükün ihtiyacı olan aktif güç ve filtre kayıp güçlerinin toplamına eşit olmalıdır. Bu yüzden DC kapasitörün üzerindeki gerilim belirlenen bir referans değerinde tutulmalıdır. Ayrıca DC kapasitenin değeri belirlenirken aşağıdaki kriterleri göz önünde bulundurmak gereklidir.

- Sisteme basılan akımların yüksek frekans bileşenleri sınırlandırılmalıdır.
- Aktif güç filtresi tarafından oluşturulan anlık di/dt , yükün harmonik bileşeninin di/dt değerinden büyük olmalıdır, böylece uygun harmonik azaltma işlemi gerçekleştirilebilir.

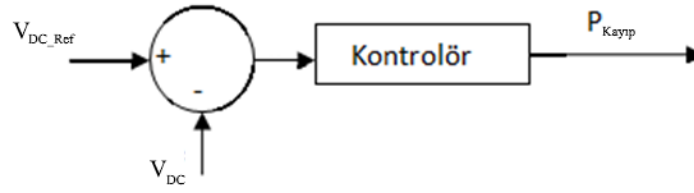
Verilen kriterler dikkate alındığında güç filtresinin tasarlanmasında yükün karakteristiğinin önemli olduğu görülmektedir. PAGF'nin güç devresinin analizi sonucunda ve yukarıdaki kriterler dikkate alındığında denklem (4.1) ortaya çıkmaktadır [33]:

$$V_s \sqrt{2} + 2L_f \left[\frac{di}{dt} \right]_{yük} \leq V_{DC} \quad (4.1)$$

Denklem (4.1)'de belirtilen V_s kaynak faz gerilimini, L_f arabirim reaktörünün endüktansını, di/dt yük akımının harmonik bileşeninin türevini, V_{DC} ise filtrenin DC tarafındaki kondansatörün üzerine düşen gerilimi ifade etmektedir. Bu denklemde bulunan L_f ve V_{DC} , tasarımcı tarafından belirlenmesi gereken bilinmeyen terimlerdir. Denklemden anlaşılağı üzere V_{DC} değerinin kaynağın faz geriliminin tepe değerinden yüksek olması gerekmektedir. Ayrıca L_f değerin de iyi bir analiz sonucu seçilmesi gerekmektedir. Şebekedeki harmonikleri en iyi şekilde yok edebilmek için, büyük di/dt üretilmeli bu da küçük değerli endüktans sayesinde mümkün olabilmektedir. Fakat endüktansı azaltmak, akımdaki dalgalanmayı arttırır ve kaynak tarafında yüksek bozulmalı bir akıma sebebiyet verir. Aynı etki DC gerilim için de geçerlidir. Harmoniğin tamamıyla yok edilmesi için verilen aktif gücün değışken kısmı olan $\tilde{p}$ değerin kompanze edilmesi gerekmektedir. Çünkü bu değer DC kapasite tarafından soğurulmaktadır. Dolayısıyla kapasitör değerin belirlenmesi $\tilde{p}$ değışimine bağıdır. Yapılan çalışmalarda DC link kapasite değeri (C_{DC}) denklem (4.2)'deki gibi benzetim çalışmalarıyla belirlenebileceğı gösterilmiştir [33].

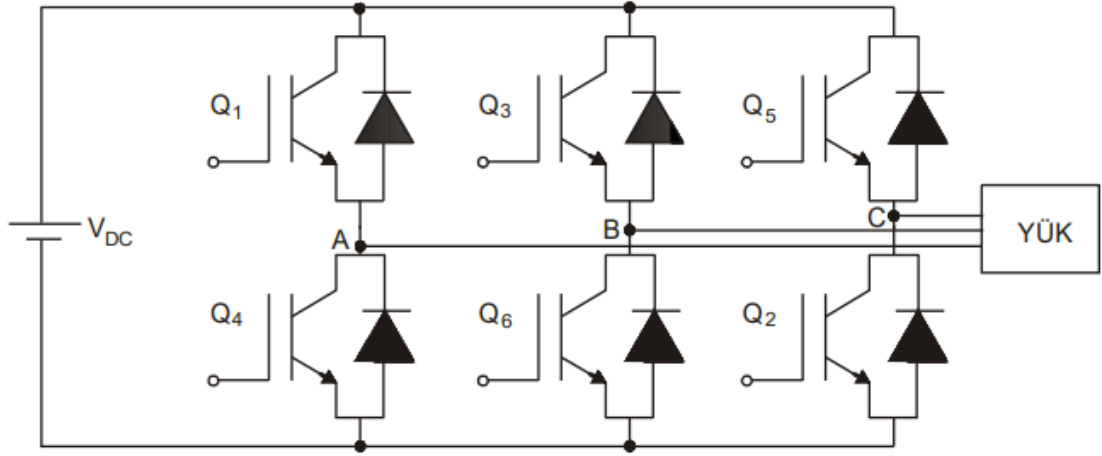
$$C_{DC} = \frac{P}{wV_{DC}\Delta V_{DC}} \quad (4.2)$$

Buradaki w açısal frekansı, ΔV_{DC} değeri ise kapasitör üzerindeki gerilim değışimini göstermektedir. Çalışma esnasında yük koşullarının değışmesi durumunda aktif güç dengesi de değışecektir. Bu durumda DC link gerilimi referans değerinden uzaklaşacaktır. Aktif filtrenin doğru şekilde çalışmasını devam ettirebilmek için V_{DC} 'nin istenen seviyeye tekrar getirilmesi gerekmektedir. Böylelikle kaynak tarafından verilen aktif güç yük tarafından çekilen güce tekrar eşitlenecektir. Bu işlem Şekil 4.2'de gösterildiğı gibi bir denetleyici vasıtasıyla gerçekleştirilir. Şekilde görülen hata sinyali $e(t) = V_{DCref} - V_{DC}$ formülüyle bulunur ve kapasitör üzerine düşen referans gerilim ile anlık gerilim arasındaki farkı gösterir.



Şekil 4.2: V_{DC} geriliminin kontrol şeması.

PAGF yapısında bulunan C_{DC} kondansatörünün sürülmesi için kullanılan evirici devresi gerilim kaynaklı paralel bağlı üç fazlı evirici devresidir. Şekil 4.3'te görüldüğü gibi 6 adet IGBT yarı iletken anahtarlama elemanından oluşmaktadır.



Şekil 4.3: Gerilim kaynaklı evirici yapısı.

Gerilim kaynaklı eviricilerin kontrol yapısı akım beslemeli eviricilere göre daha karmaşıktır. Fakat bu yapı daha ucuz olması, daha az yer kaplaması, paralel bağlanarak norm değerleri arttırabilmesi, yüksek frekansta anahtarlama yapabilmesi sebebiyle akım beslemeli eviricilere göre uygulamalarda daha fazla tercih edilen dönüştürücü çeşidi olmaktadır. Şekil 4.3'te yapılan numaralandırma IGBT'lerin devreye giriş sırasına göre sırayla numaralandırılmıştır. Q1 tetiklendiğinde A noktası kaynağın pozitif ucuna, Q4 tetiklendiğinde A noktası kaynağın negatif ucuna bağlanır [24].

Filtrede bulunan evirici bloğunu akım kaynağına dönüştürmek için filtre endüktansı (L_f) kullanılmaktadır. Gerilim dalga şeklinin akım işaretlerine çevirir. L_f elemanının büyüklüğü filtre kabiliyetini doğrudan etkiler. L_f büyüdükçe filtrenin kabiliyeti yükselir bunun yanında aşırı büyük bir endüktans filtrelemek için kullanılan referans akımların

izlenebilirliğini düşürür, sistemde gecikmeye sebebiyet verir. Bu endüktansın seçiminde aşağıdaki formül kullanılmaktadır.

$$L_f = \frac{V_{DC}}{6 \cdot f_s \cdot I_{ppmax}} \quad (4.3)$$

Denklem 4.1’de hesaplanan V_{DC} değeri denklem (4.3)’te kullanılarak endüktans değeri bulunmaktadır. Buradaki f_s anahtarlama frekansı, I_{ppmax} ise maksimum faz akımıdır. L_f endüktansı belirlenirken $I_{ppmax} = 0.1 \cdot I_{dc}$ kriteri göz önüne alınmaktadır. Böylece konvertörlerin %90 verimle çalışması amaçlanarak, referans akımlarının izlenebilirliğini fazlaca etkilemeden, filtrenin performansı artırılır.

4.2 Anlık Güç Teoremi (P-Q Teorisi)

Anlık güç teoremi bir diğer adıyla p-q teorisi olarak bilinen yöntem Akagi tarafından 1983 yılında bulunmuştur [34]. Bu teorinin uygulama alanı sadece 3 fazlı sistemlerdir. Üç fazlı akım ve gerilim a-b-c koordinatlarından $\alpha - \beta$ koordinatlarına dönüştürülür ve sonrasında anlık güç bileşenleri elde edilir. Bu üç fazlı yapıdan iki fazlı yapıya geçiş Clarke dönüşümü olarak adlandırılır. Denklem (4.4) ve (4.5)’te verilen dönüşüm sonucu akım ve gerilim bileşenleri hesaplanır [35].

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

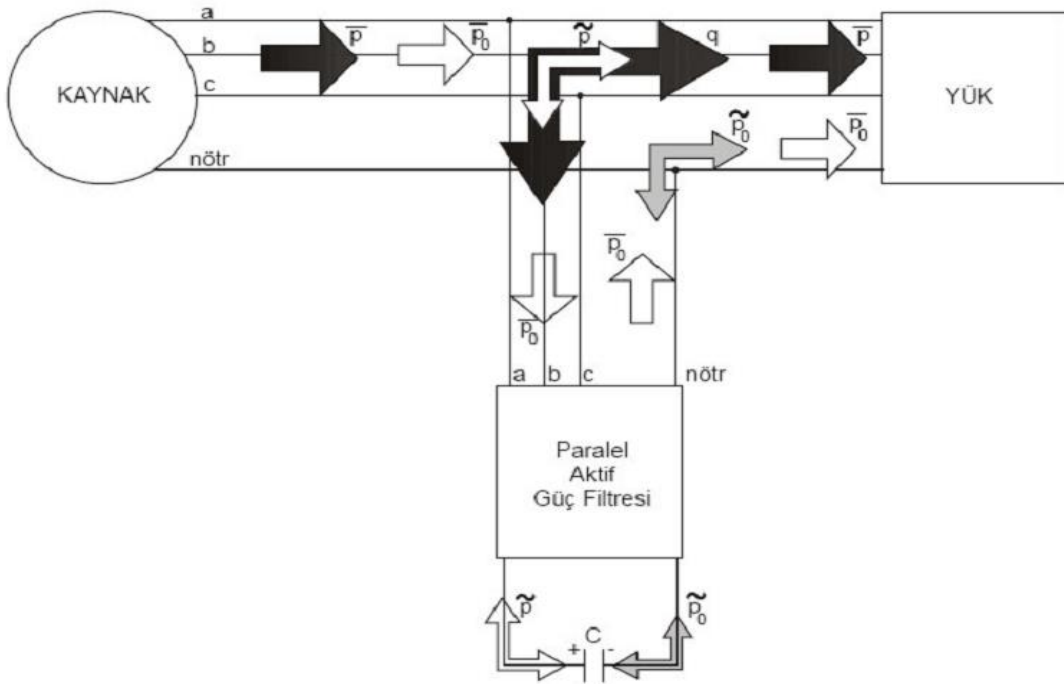
Ani aktif ve reaktif güç ise denklem (4.6)’ya göre elde edilir.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & 0 \\ -V_\beta & V_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & V_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Burada yükün şebekeden çektiği anlık aktif ve reaktif güç bileşenleri ‘p’ ve ‘q’ ifadeleri ile tanımlanmıştır. Ancak bu güçler denklem (4.7)’de gösterildiği gibi alternatif akım ve doğru akım bileşenlerini içermektedir. Denklem (4.7)’deki $\bar{p}$ DC bileşeni, $\tilde{p}$ ise harmonik bileşeni ifade etmektedir.

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (4.7)$$

Şekil 4.4’de ise PAGF içeren sistemin güç akış yönleri belirtilmiştir. Şekildeki $\bar{p}_0$ anlık sıfır bileşen gücünün ortalama değerini göstermektedir. Gerilim ve akımın sıfır bileşen aracılığıyla güç kaynağından yüke aktarılan birim zaman başına enerjiye karşılık gelir. $\tilde{p}_0$ anlık sıfır bileşen gücünün alternatif değerini göstermektedir. Sıfır bileşen aracılığıyla güç kaynağından yüke aktarılan birim zaman başına düşen enerji miktarı anlamına gelir. Sıfır bileşen gücü yalnızca nötr telli üç fazlı sistemlerde mevcuttur ve dengesiz yüklenme koşullarında gerçekleşir [35].



Şekil 4.4: a - b - c koordinatlarında p - q teorisinin güç bileşenleri

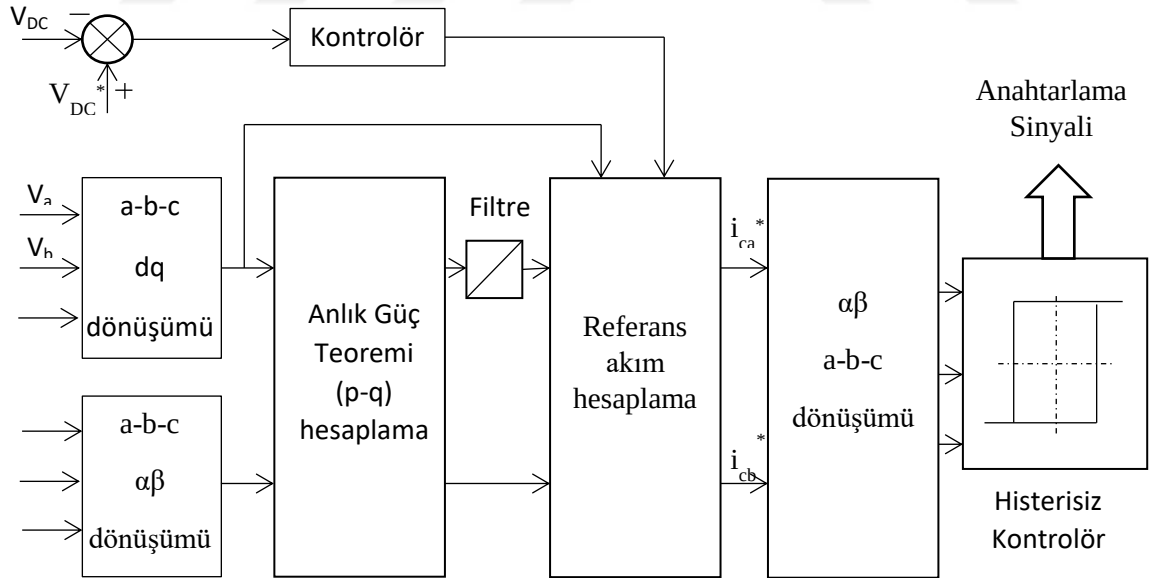
Filtrenin referans akımları ise ani güç teoremine göre denklem (4.8)’deki gibi hesaplanır. Denklemlerdeki yıldızlı ifadeler referans akımları göstermektedir.

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/\sqrt{2} & -\sqrt{3}/2 \\ -1/\sqrt{2} & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Ani güç (p-q) teorisinin filtrenin kontrolünde kullanılmasının önemli sebepleri olarak aşağıdaki maddeler sıralanabilir.

- Akagi tarafından bulunan bu sistem doğası gereği üç fazlı sistemler için idealdir.
- Mükemmel dinamik cevap sağlayan anlık değerlere dayanır,
- Standart işlemciler tarafından, cebirsel tanımlar ile kolaylıkla ve hızlıca uygulanabilecek basitliktedir.

Hem harmonikleri hem de yükün çektiği reaktif gücü kompanze etmek istersek, sadece $\bar{p}$, p - q teorisinin istenen güç bileşeni olacaktır. Diğer büyüklükler paralel aktif güç filtresi ile kompanze edilebilir. Sadece harmonikleri elimine etmek istiyorsak filtre ile $\tilde{p}$ ve $\tilde{q}$ güçlerini sağlamamız gerekir. Nötr iletkeni üzerindeki güç $\bar{P}_0$, paralel aktif güç filtresindeki kaynaktan herhangi bir güç çekmeden kompanze edilebilir [35], [36]. Verilen bilgiler doğrultusunda ani güç teoreminin blok diyagramı Şekil 4.5’de verilmiştir.



Şekil 4.5: p-q kontrol sistemi şematik diyagramı.

4.3 Bulanık Mantık Yöntemi

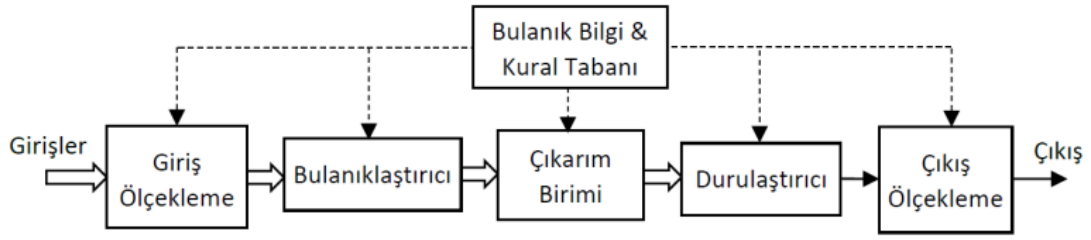
Klasik kontrol sistemlerinde kullanılan modellemeler matematik modeller üzerine kurulmuştur. Fakat sistemin matematiksel modeli tam olarak bilinmediği durumlarda, klasik mantık ya çözüm üretememekte ya da performansı düşük seviyede olmaktadır. Bulanık mantık yöntemiyle bu soruna çözüm bulunabilmektedir. Bulanık mantığın temel amacına baktığımızda tam net olmayan durumlarda, kesin olmayan bilgiler üzerinden doğru ve tutarlı karar verilmesini sağlayan düşünme ve karar verme sistemlerinin model haline getirilmesidir. Bulanık mantık, YSA, olasılık, yapay zekâ gibi alanlar ile ilişkili bir konudur. Denklem (4.9)'da genel yapısı verilen bulanık mantık sistemi olayların oluşma olasılığından çok oluşum derecesiyle ilgilenir.

$$A = \{(x, \mu_a(x)) \mid x \in X\} \quad (4.9)$$

Bulanık küme A olmak üzere “x” A kümesi elemanı, $\mu_a(x)$ üyelik fonksiyonu, A kümesinin tanımladığı evreni gösteren ifade ise X'tir. Bahsi geçen üyelik fonksiyonu kümedeki elemanların o kümeye hangi üyelik derecesinde sahip olduğunu gösterir. Bu değer [0,1] arasında bir değer alabilir [37]. Genellikle bulanık kurallar IF (EĞER)- THEN (O HALDE) şart cümlelerinden meydana gelir.

$$R^i: IF \ u_m = A_m^n \text{ and } u_{m-1} = A_{m-1}^n \text{ THEN } v=B_i \quad (4.10)$$

Denklem (4.10)'da gösterilen u_m ifadesi m. giriş değişkenini, A_m^n ifadesi n. üyelik fonksiyonu son olarak B_i ise i. kuralı ($i=1,2,3...$) gösteren çıkış fonksiyonunu ifade eder [38]. Şekil 4.6'da gösterildiği gibi beş ana bileşenden oluşan bulanık mantık kontrol sistemi bileşenleri giriş ölçekleme ile başlar. Bulanıklaştırıcı bloğuyla devam eden sistem, bulanık bilgi ve kural tabanı, çıkarım birimi ve durulaştırıcı birimi ve çıkış ile son bulur. Çıkışı elde etmek için kullanılan bulanık mantık denetim işlemi, giriş bilgilerinin 0 ile 1 değerleri aralığına dönüştürülüp bulanık kümeye alınmasıyla başlar.



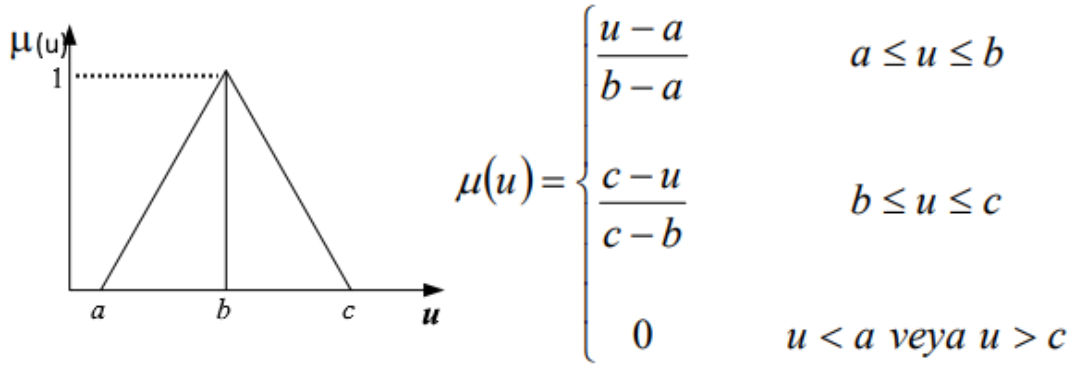
Şekil 4.6: Bulanık mantık kontrol temel yapısı

Bulanıklaştırma bölümünde, bilgiler dilsel niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemi yapılır. Dilsel terimler *eğer-o halde* kuralı şeklinde tanımlanırlar. Bulanık mantıkta kullanılabilecek üyelik fonksiyonları; üçgen, yamuk ve çan eğrisi şeklindedir. Şekil 4.7’de üçgen üyelik işlevi ve sınırları verilmiştir. Referans ve çıkış sinyali arasındaki hata adlandırmaları NB (Negatif Büyük), NO (Negatif Orta), NK (Negatif Küçük), S (Sıfır), PK (Pozitif Küçük), PO (Pozitif Orta), PB (Pozitif Büyük) olarak, 7 farklı sözel değişkenle tanımlanmaktadır. Bu çalışmada kullanılan kural tablosu Tablo 4.1’de verilmiştir. Sistemi kontrol etmek için kullanılan bulanık ayar kurallarının hesaplamaları Tablo 4.1’e göre yapılmaktadır.

Tablo 4.1: Kural tablosu

de e	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	NB	NO	NO	NK	NK	NK	S
NO	NO	NO	NK	NK	NK	S	PK
NK	NO	NK	NK	NK	S	PK	PK
S	NO	NK	NK	S	PK	PK	PK
PK	NK	NK	S	PK	PK	PK	PO
PO	NK	S	PK	PK	PK	PO	PO
PB	S	PK	PK	PK	PO	PO	PB

Üçgen üyelik işlevinde herhangi bir giriş veya çıkış değerinin (u) bulanık kümeye ne kadar üye olduğu $\mu(u)$ ile ifade edilir. Üyelik fonksiyonunun minimum ve maksimum olan sınır değerleri denklem (4.11)’deki fonksiyonlarla hesaplanır.



Şekil 4.7: Üçgen üyelik işlevi ve sınırları

Ve : $\mu A \cup B = \min[\mu A(X), \mu B(x)]$

Veya : $\mu A \cup B = \max[\mu A(X), \mu B(x)]$ (4.11)

Değil : $\mu A = 1 - \mu A(X)$

Bu çıkarımlardan sonra oluşan sonuç bulanık bir kümedir. Bu sonuçların sistemde kullanılabilmesi için sayısal değerlere dönüştürülmesi gerekmektedir. Durulaştırıcı olarak gösterilen birimde bu dönüşüm işlemi yapılır ve buna durulama adı verilir [39].

4.4 Kesirli PI Kontrolör

PID kontrolör oransal (P), integral (I) ve türevsel (D) işlevleri ifade eden denetleyicilerin tek bir kontrolör içerisinde kullanılmasıyla oluşturulan bir kontrolör çeşididir. PID kontrolörler, geri besleme devresi ile hata değerine göre sürekli olarak anlık değişimlere göre bir kontrol işareti üretmektedir. Endüstride çok geniş kullanım alanı bulmuş ve standart kontrolörler arasında yerini almıştır [40]. PID kontrolörün genel ifadesi denklem (4.12)'de verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.12)$$

Denklemden, K_p oransal, K_i integral, K_d ise türev katsayısını göstermektedir. $e(t)$ verilen giriş değeri ile çıkış değeri arasındaki hatayı ifade etmektedir [23]. Geleneksel PID kontrolör düşük maliyet ve uygulama kolaylığı açısından iyi bir çözüm olarak bilinir fakat

bu kontrolör yük değişimlerine, iç ve dış bozuculara karşı tatmin edici sonuçlar vermeyen doğrusal matematiksel modeller gerektirir. Ayrıca PID kontrolörler doğrusal olmayan sistemlerde istenilen başarıyı elde edememektedir [23].

Kesirli mertebeden hesaplama yöntemi, tamsayı olmayan üstel türevler ve integraller ile ilgilenen bir matematik alanıdır [41]. Daha genel bir ifade ile anlatmak gerekirse, geleneksel analizin, benzer kavramlar ve araçlarla, çok daha geniş bir uygulanabilirliğe sahip olması için yapılan genelleştirilmeleri içermektedir. Son yıllarda bilim adamları ve mühendisler bu hesaplama yönteminin uygulanabileceği alanları araştırmakta ve genişletmektedirler. Kesirli dereceye sahip integral ve diferansiyeli elde etmek için kullanılan etkili yöntemler sayesinde, kesirli kontrolörlerin başarısı artmıştır. Prensip olarak, kesirli PID kontrolör, standart PID denetleyicilere göre daha fazla esnekliğe sahiptirler. Çünkü kesirli kontrolörler 3 yerine 5 parametreye sahiptirler. Bu parametrelerin optimizasyonu standart PID'ye göre daha kompleks bir yapıdadır. Kesirli kontrolör katsayıları için farklı ayarlama kuralları geliştirilmektedir. Literatürde, türev ve integral katsayılarının tamsayı olmayan etkilerini incelemek için araştırma faaliyetleri artarak devam etmektedir [23]. $PI^\lambda D^\mu$ fonksiyonunun zaman düzleminde ifadesi denklem (4.13)'teki gibi yazılabilmektedir.

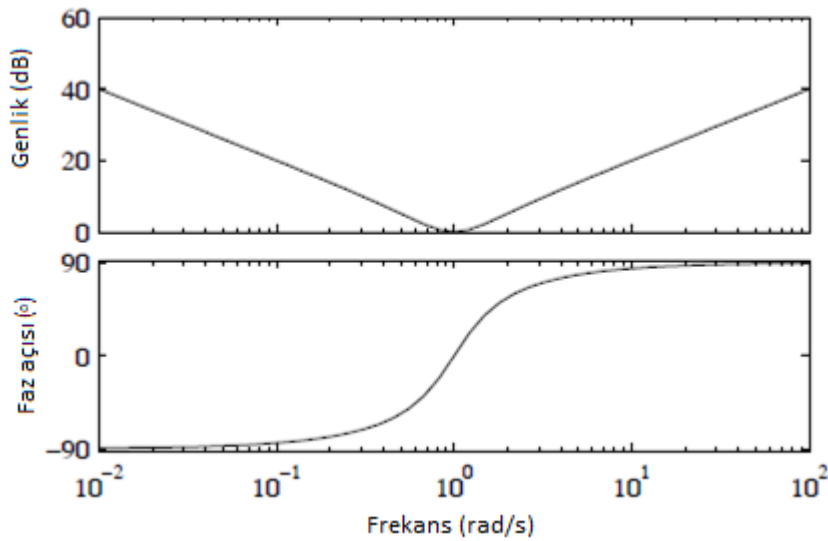
$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\mu e(t) \quad (4.13)$$

Denklemden bulunan $e(t)$ (hata sinyali) ile $u(t)$ (kesirli PID kontrolörün çıkışı) arasındaki transfer fonksiyonunun Laplace düzlemindeki (başlangıç koşulu sıfır kabul edilerek) transfer fonksiyonu denklem (4.14)'deki gibi yazılabilir [42].

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (4.14)$$

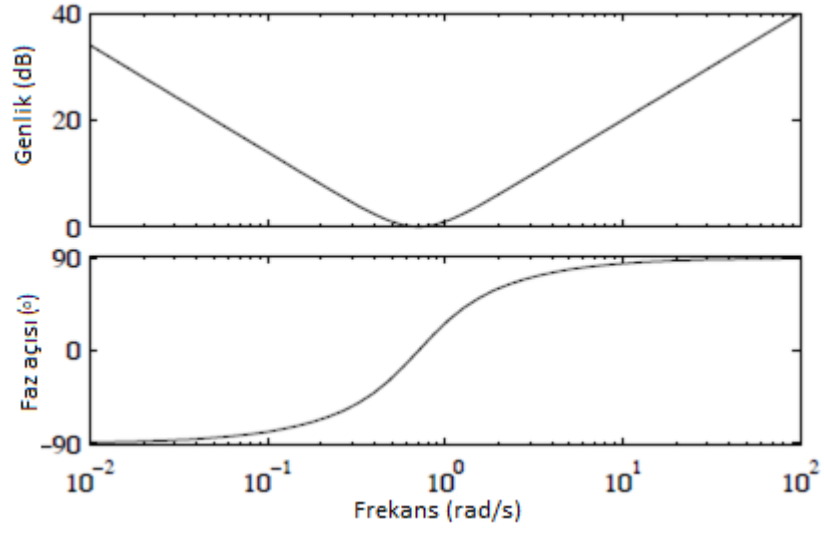
Bu tür kontrolörün yapısında bulunan λ ve μ , integral ve türevin kesirli katsayılarını göstermektedir. Kesirli PID kontrolörde ayarlanması gereken ve sistemin kararlılığını etkileyen parametreler λ , μ , K_p , K_i ve K_d 'dir. Klasik PID kontrolörlerde λ , μ katsayıları 1'e eşittir. PID kontrolör ile kesirli PID'nin frekans bölgesi özelliklerini karşılaştırmak için kesirli PID'deki λ ve μ değerleri 0.5, K_p , K_i ve K_d değerleri 1 olarak alınmıştır. Elde edilen kazanç ve faz açılarını gösteren eğriler Şekil 4.8'de sunulmuştur.

Kontrolörün frekans cevabına bakıldığında, kontrolör katsayılarının seçimi büyüklük eğrisinin pozisyonunun, düzgünlüğünün ve minimum değerinin seçimine eşdeğerdir. Diğer taraftan bu minimumdaki frekans anında kontrolörün faz eğrisinin eğiminin seçimi de katsayı seçimiyle bağlantılıdır [44]. Ancak, yüksek ve düşük frekanslarda, büyüklük eğrisindeki eğimlerin değerleri ve fazdaki katkıların değerleri sabittir. Şekil 4.8a ve 4.8b’de verilen iki frekans cevabı karşılaştırıldığında minimum büyüklüğün hem değeri hem de konumu ve ayrıca faz grafiğinin bükülme noktası, K_i değeri ile değiştirilirken, büyüklük eğrilerinin eğimleri ve faz grafiklerinin asimptotik değerleri aynı kalmaktadır. Kesirli dereceden kontrolörler düşük ve yüksek frekanslarda büyüklük eğrisinin eğimini ve faz katkılarının seçilmesini sağlar. Şekil 4.8c’de kesirli PID kontrolörün frekans cevabı verilmiştir. Grafiksel olarak bakıldığında Şekil 4.8d’nin ilk kısmında klasik PID’nin dört farklı kontrol noktasında olduğu görülmektedir. İntegral ve türev katsayılarının 0-1 arasında seçilmesiyle, kesirli PID kontrolör mavi ile boyanmış alan üzerinde herhangi bir noktadan seçilebilmektedir.

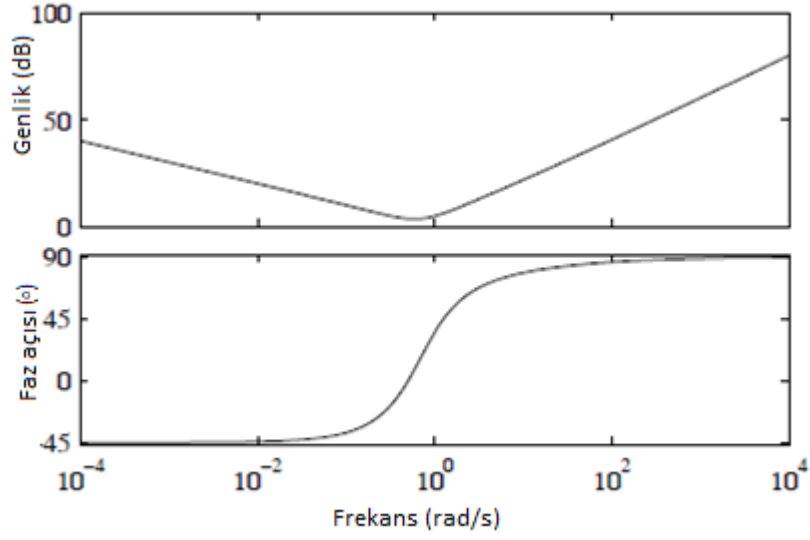


a. Klasik PID kontrolörün frekans cevabı ($K_p=K_i=K_d=1$)

Şekil 4.8: Kontrolörlerin karşılaştırılması [43].

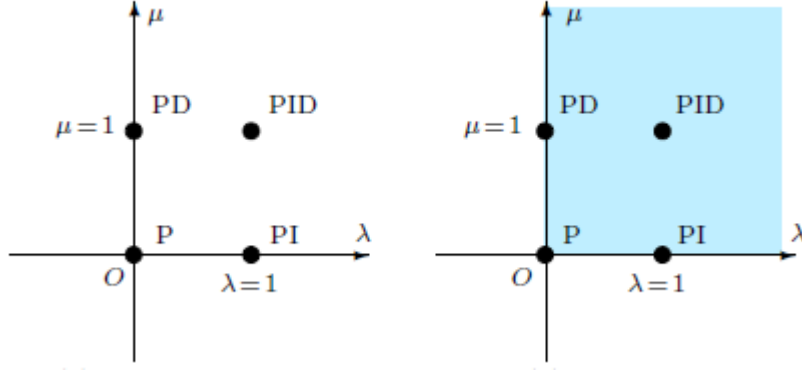


b. Klasik PID kontrolörün frekans cevabı ($K_p=1$, $K_i=0.5$, $K_d=1$)



c. Kesirli PID kontrolörün frekans cevabı ($K_p=K_i=K_d=1$, $\lambda = \mu = 0.5$)

Şekil 4.8 (devam)



d. Kesirli PID ile klasik PID'nin dereceleri yönünden karşılaştırılması

Şekil 4.8 (devam)

D operatörünün α katsayısına göre integral veya türev operatöründen hangisi olması gerektiği denklem (4.15)'te verilmiştir.

$${}_0D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & \Re(a) > 0, \\ 1 & \Re(a) = 0, \\ \int_a^t (d\tau)^{-a} & \Re(a) < 0, \end{cases} \quad (4.15)$$

Denklem (4.15)'deki ${}_0D_t^\alpha$ operatörü, türevin genelleştirilmiş halini göstermektedir. Burada $\alpha \in \mathbb{R}$ tam sayı değildir. Problemin yapısına göre kesirli dereceden türev ve integral yapılarının farklı tanımlamaları kullanılabilir. Kesirli PI yapısında popüler çözümlerden birkaçı aşağıda gösterilmektedir. Bu çözümlerden ilki Riemann-Liouville tanımı olarak isimlendirilmiş ve denklem (4.16)'da verilmiştir [45].

$${}_0D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \left(\frac{d}{dt}\right)^m \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \quad (4.16)$$

Bu denklemde $m-1 < \alpha < m$, $m \in \mathbb{N}$, $\alpha \in \mathbb{R}^+$ ve $\Gamma(\cdot)$ Euler gama fonksiyonunu göstermektedir. Diğer taraftan Caputo tanımı, denklem (4.17)'de verilmiştir [46].

$${}_0D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_0^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \quad (4.17)$$

Denklemdeki $m-1 < \alpha < m$, $m \in \mathbb{N}$ şeklinde belirlenmiştir. Grünwald-Letnikov tanımı denklem (4.18) ve (4.19)'da verilmiştir. Bu çalışmada, kontrolör Grünwald-Letnikov yapısı kullanılarak tasarlanmıştır [47].

$${}_0D_t^\alpha x(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{k=1}^{[t/h]} (-1)^k \binom{\alpha}{k} x(t - kh) \quad (4.18)$$

$$\binom{\alpha}{k} = \frac{\Gamma(\alpha + 1)}{\Gamma(k + 1)\Gamma(\alpha - k + 1)} \quad (4.19)$$

Denklem (4.18)'deki 'x' zamana bağılı bir fonksiyon, denklem (4.19)'daki α sembolü türevin derecesini ($n - 1 \leq \alpha < n$, $n \in \mathbb{N}^+$), h katsayısı zaman düzlemindeki artışı ve $\Gamma(k + 1)$ Euler'in gama fonksiyonunu vermektedir. Eşitlikteki α katsayısının yerine $-\lambda$ koyularak, kesirli integral elde edilir. Grünwald–Letnikov yapısının kullanılmasıyla ayrık zamanlı çalışan bir kontrolör tasarımı yapılabilmektedir.

Denklem (4.18)'deki limit operatörünün ihmal edilmesiyle Grünwald–Letnikov kesirli türevi nümerik bir yönteme dönüşür. Bu yaklaşımla Γ^λ zaman katsayısı bir periyot içinde $[0, T]$ N adet eşit parçaya bölünür. Her parçanın boyutu ise $h = T/N$ şeklinde hesaplanır. Böylelikle kesirli integralin hesabı denklem (4.20)'deki gibi yapılabilmektedir.

$${}_0I_t^\lambda x(t) = {}_0D_T^{-\lambda} X(hM) = \frac{1}{h^{-\lambda}} \sum_{j=0}^M \omega_j^{-\lambda} x(hM - jh) \quad (4.20)$$

Buradaki ω katsayısının hesaplanma şekilleri denklem (4.21)'de verilmiştir.

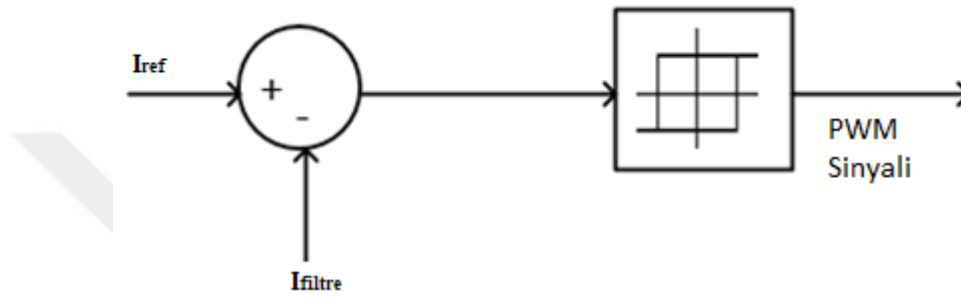
$$\omega_0^{(a)} = 1, \quad \omega_j^{(a)} = \left(1 - \frac{a + 1}{j}\right) \omega_{j-1}^{(a)}, \quad j = 1, 2, \dots, N. \quad (4.21)$$

4.5 Histerisiz Yöntemi

Paralel aktif filtreler için birkaç gerçek zamanlı akım kontrol stratejisi mevcuttur. Histerisiz akım kontrol yöntemi gerçek zamanlı uygulamalarda en kolay uygulanabilen yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Aktif filtrenin çıkış akımı ile hesaplanan referans akımı karşılaştırılır. Akım hatasının histerisiz bandında belirli bir aralık içinde tutulması için, anahtarlama elemanlarına gerekli olan aç-kapa sinyalleri için gerekli darbeler üretilir. Hata belirlenen sınırların dışına çıkarsa tetikleme yapılarak akımın bant aralığına döndürülmesi

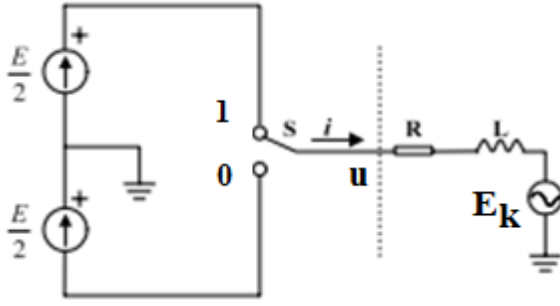
sağlanır. Akım hatasının doğrudan değerlendirme mantığı ile çalışan bu sistem aç-kapa yöntemleri içinde en hızlı yöntemdir.

PAGF içerisinde bulunan evirici anahtarlarının tetiklenmesi için PWM sinyalleri kullanılmaktadır. Bu sinyaller histerisiz akım kontrol yöntemi kullanılarak yapılmaktadır. Şekil 4.9’da gösterilen yapıda, denklem (4.8) ile üretilen referans akımlar ile filtre akımı karşılaştırılarak, filtre için tetikleme sinyalleri üretilmektedir.

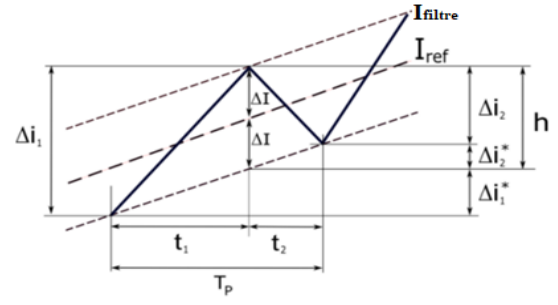


Şekil 4.9: Histerisiz yönteminin prensip şeması.

Şekil 4.9’da görüldüğü gibi referans akım ile filtre akımı arasındaki fark alınarak hata sinyali elde edilmektedir. Bu hata sinyali histerisiz bandının maksimum değerini aştığında eviricinin üst kolu kesime gider, minimum değerinin altında kaldığında ise alt kol kesime gider. Böylelikle filtre akımının istenilen referansı takip etmesi sağlanır. Histerisiz bandın aralığı belirlenen bir değer için sabit iken, anahtarlama frekansı geniş bir aralıkta değişebilmektedir. Anahtarlama frekansı şebekenin ve DC link kapasitörünün gerilimlerine ve kullanılan filtrenin endüktans değerlerine göre belirlenir. Şekil 4.10’da PWM tabanlı histerisiz akım denetleyicinin yapısı ve çalışma mantığı görülmektedir.



a. Tek fazlı evirici için histerisiz akım denetleyici



b. Çalışma mantığı

Şekil 4.10: Histerisiz akım denetleyicisi ve çalışma prensibi.

Şekil 4.10a’da sinüzoidal bir kaynağa (E_k), R-L bileşenleriyle bağlı tek fazlı evirici yapısı verilmiştir. Bu sistemin terminal gerilimi şekilde ‘u’ olarak gösterilmiştir. Buradaki amaç PAGF’nin çıkış akımının (I_{filtre}) referans akımı takip etmesini sağlamaktır. Şekil 4.10b’deki akım ve gerilimlerin anlık değerleri denklem (4.22)’deki gibi elde edilir. I_{filtre} değeri referansa eşit olduğu noktada ise denklem (4.23)’teki eşitlik elde edilir.

$$L \frac{dI_{filtre}}{dt} + RI_{filtre} = u - E_k \quad (4.22)$$

$$L \frac{dI_{ref}}{dt} + RI_{ref} = u^* - E_k \quad (4.23)$$

Denklem (4.23)’teki u^* değeri eviricinin referans akımına karşılık gelen referans terminal gerilimini göstermektedir. PAGF akımının hata sinyali $\Delta i = I_{filtre} - I_{ref}$ olarak gösterilirse, $R=0$ olduğu durumda denklem (4.24) elde edilir. Buradaki eviricinin anahtarlama (s) bağlı kaynak gerilimi ise denklem (4.25)’te gösterildiği şekilde bulunur.

$$L \frac{di}{dt} = u - u^* \quad (4.24)$$

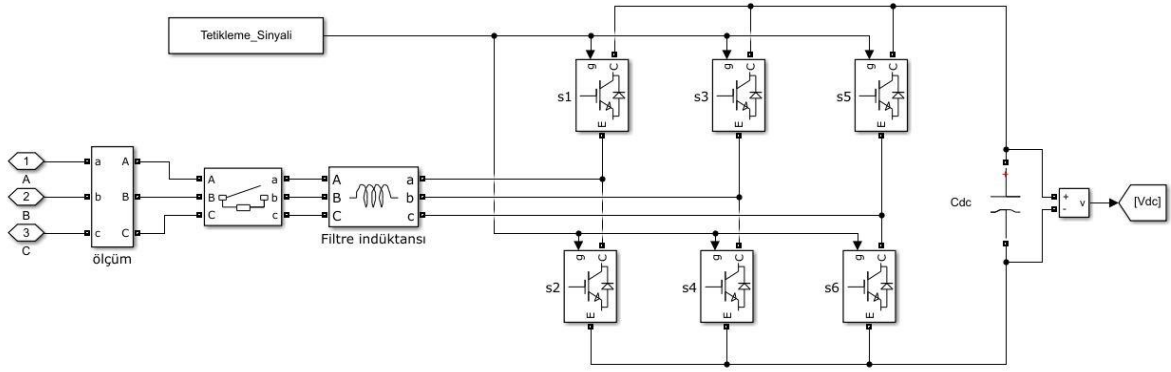
$$u = \begin{cases} E/2 & (s=1) \\ -E/2 & (s=0) \end{cases} \quad (4.25)$$

Denklem (4.25)'teki E değeri evirici DC gerilimini ve s anahtarın konumunu göstermektedir. Şekil 4.10b'de histerisiz akım denetleyicinin çalışma mantığı gösterilmiştir. Buradaki T_p değeri sabit frekansta anahtarlama periyodudur ve $T_p = t_1 + t_2$ olarak hesaplanır. Δi değeri 0'dan büyük ve üst sınırın dışındaysa anahtar kapalı ($s=0$), Δi değeri 0'dan küçük ve alt sınırın dışındaysa anahtar açık ($s=1$) konuma getirilir [48]. t_1 süresince akım değeri artmaktadır ve bu akımın eğimi $m_1 t_1 = h + m_{ref} t_1$ olarak bulunur. Benzer olarak t_2 aralığında akım değeri azalmaktadır ve bu akımın eğimi $h = m_2 t_2 + m_{ref} t_2$ olarak bulunur. m_{ref} referans filtre akımının eğimini göstermektedir. Bu ifadelerden, sabit periyot için histerisiz bandı denklem (4.26)'daki gibi hesaplanabilir ve histerisiz sabit akım bandı $h/2$ olarak hesaplanır [49].

$$h = \frac{h}{m_1 - m_{ref}} + \frac{h}{m_2 - m_{ref}} \quad (4.26)$$

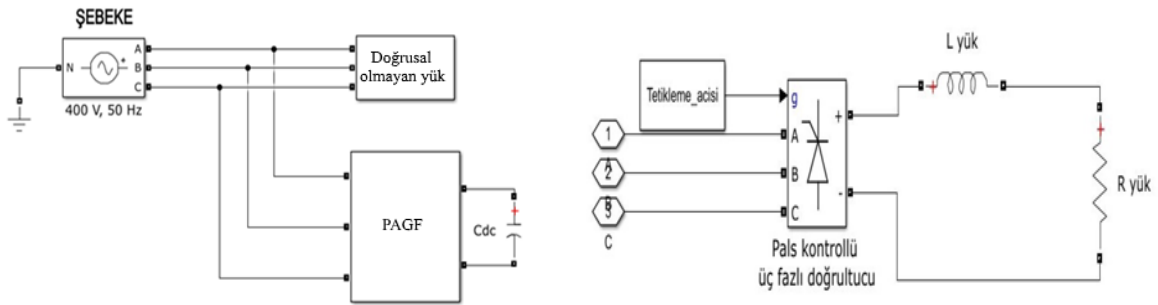
5. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Bu tez çalışmasında, Matlab/Simulink ortamında oluşturulan paralel aktif filtrenin önerilen kontrolörler ile çalıştırılarak performanslarının karşılaştırılması yapılmıştır. Paralel aktif filtrenin amacı şebekeye bağlı üç fazlı tristör kontrollü R-L yükün şebekeden çektiği harmonikli akımı filtreleyerek, enerji kalitesini yükseltmektir. Simulink'te bulunan Power System Blockset'in kullanımıyla bu sistem kolaylıkla kurulabilmektedir. Tristörlerin tetikleme açıları değiştirilerek, farklı zaman aralıklarında, doğrusal olmayan yüklerin devreye alınması gerçekleştirilmektedir. Paralel aktif güç filtresinin blok diyagramı Şekil 5.1'de gösterilmiştir.



Şekil 5.1: PAGF'in blok diyagramı.

Şekil 5.2a'da doğrusal olmayan yükü besleyen PAGF'nin Simulink ortamında çizimi, Şekil 5.2b'de ise doğrusal olmayan yükün içyapısı gösterilmiştir.



a. PAGF içeren sistemin genel yapısı

b. Doğrusal olmayan yükün içyapısı

Şekil 5.2: PAGF ve doğrusal olmayan yükün yapıları.

Simülasyonda kullanılan şebekenin, yükün ve filtrenin bir önceki bölümde verilen eşitliklere göre hesaplanan devre parametreleri Tablo 5.1’de verilmiştir.

Tablo 5.1: Devre parametreleri.

Parametre	Gösterim	Değer
Besleme gerilimi	V_s	400 V
Besleme frekansı	f	50 Hz
Kaynak empedansı	(R_s, L_s)	0.05 Ω , 0.1mH
Filtre endüktansı	L_f	2 mH
DC kapasite	C_{dc}	2 mF
Referans DC gerilim	$V_{dc}(\text{ref})$	720 V
Yük endüktansı	$L_{yük}$	0.1 mH
Yük direnci	$R_{yük}$	25 Ω

5.1 Değişken Doğrusal Olmayan Yük Tasarımı

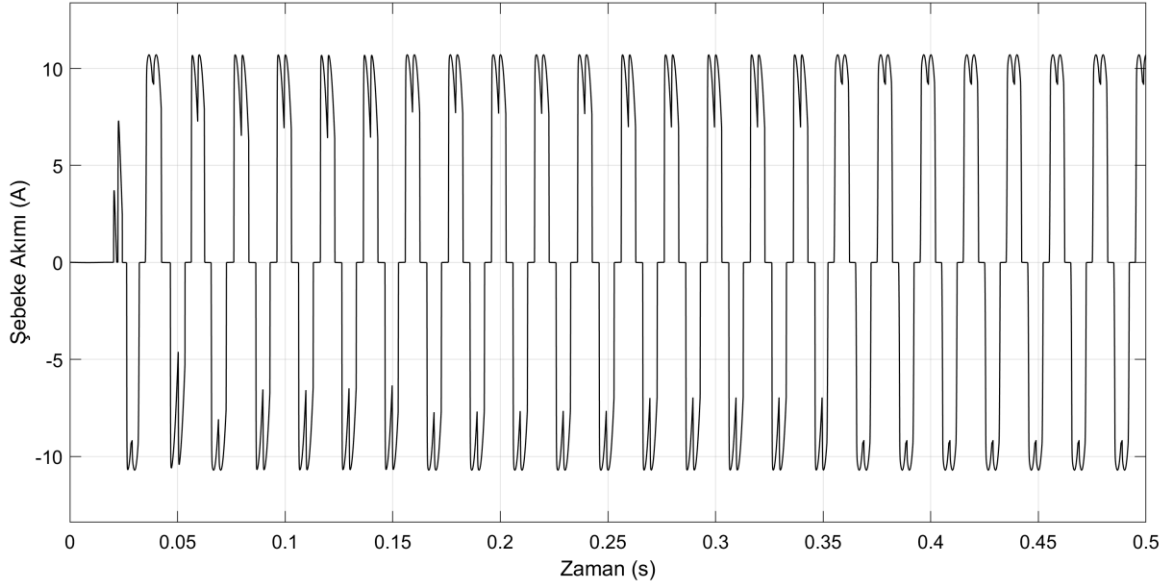
Bu çalışmada temel amaçlardan biri de önerilen kontrolörün değişken doğrusal olmayan yüklere göre sistemin dinamiklerine en iyi tepki verebilmesini sağlamaktadır. Bu bağlamda, Tablo 5.2’de tetikleme açılarının değişimi verilmiştir.

Tablo 5.2: Doğrusal olmayan yükün tetikleme açıları.

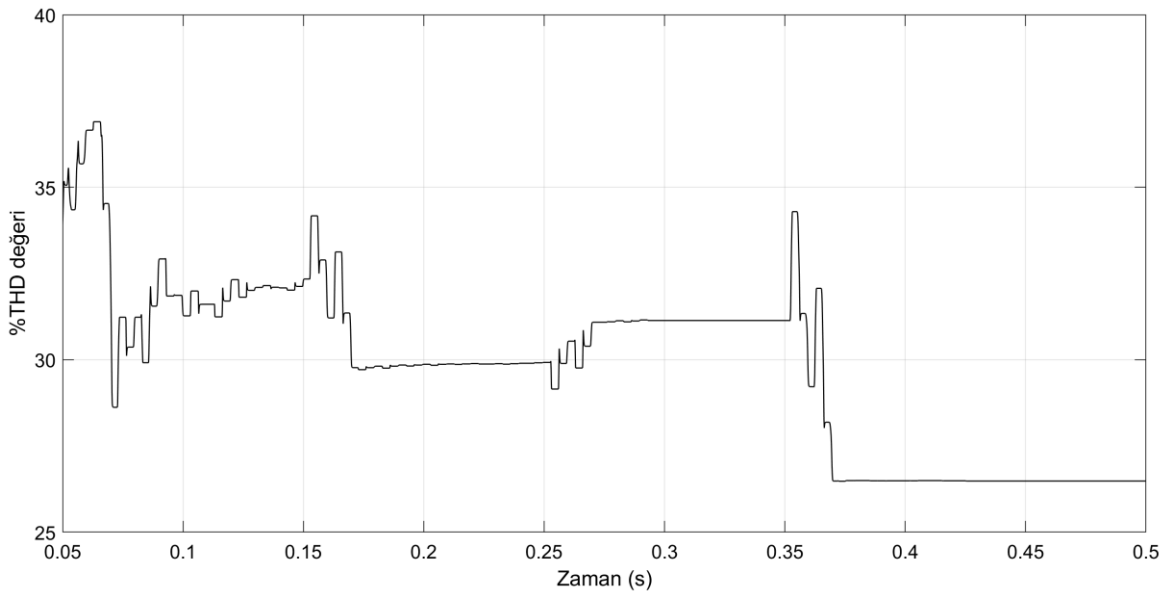
Zaman aralıkları (sn)	Doğrusal olmayan yükün tetikleme açıları ($^{\circ}$)
0- 0.15	25
0.15-0.25	15
0.25-0.35	20
0.35-0.50	0

Değişken doğrusal olmayan yük sisteminin Simülink ortamında oluşturulan modeli Şekil 5.2b’de verilmişti. Bu devrede $R=25 \Omega$ ve $L=1 \text{ mH}$ olarak belirlenmiştir. Simülasyon çalışması 0 ile 0.5 saniye aralığı içinde gerçekleştirilmiştir. PAGF’lı bütün simülasyon çalışmalarında filtre 0.05’nci saniyede devreye alınmıştır. Sistemin filtre kullanılmadan çalıştırılmasıyla doğrusal olmayan yükün şebekeden çektiği harmonik bozulmaya sahip

olan bir sinüzoidal dalga şekli olduğu Şekil 5.3'te görülmektedir. Şekil 5.4'te ise bu akımın THD değerleri gösterilmiştir. Her iki şekilden de anlaşılacağı üzere filtresiz çalıştırılan sistemin şebekeden çektiği akımın dalga şeklindeki en yüksek bozulma 0 ile 0.15 saniyeleri arasında yükün 25 derecelik açıyla tetiklenmesiyle gerçekleşmiştir. En düşük bozulmaya sahip kısım ise tristörlerin diyot olarak davrandığı, 0 derece açı ile tetiklenmesiyle elde edilmiştir.



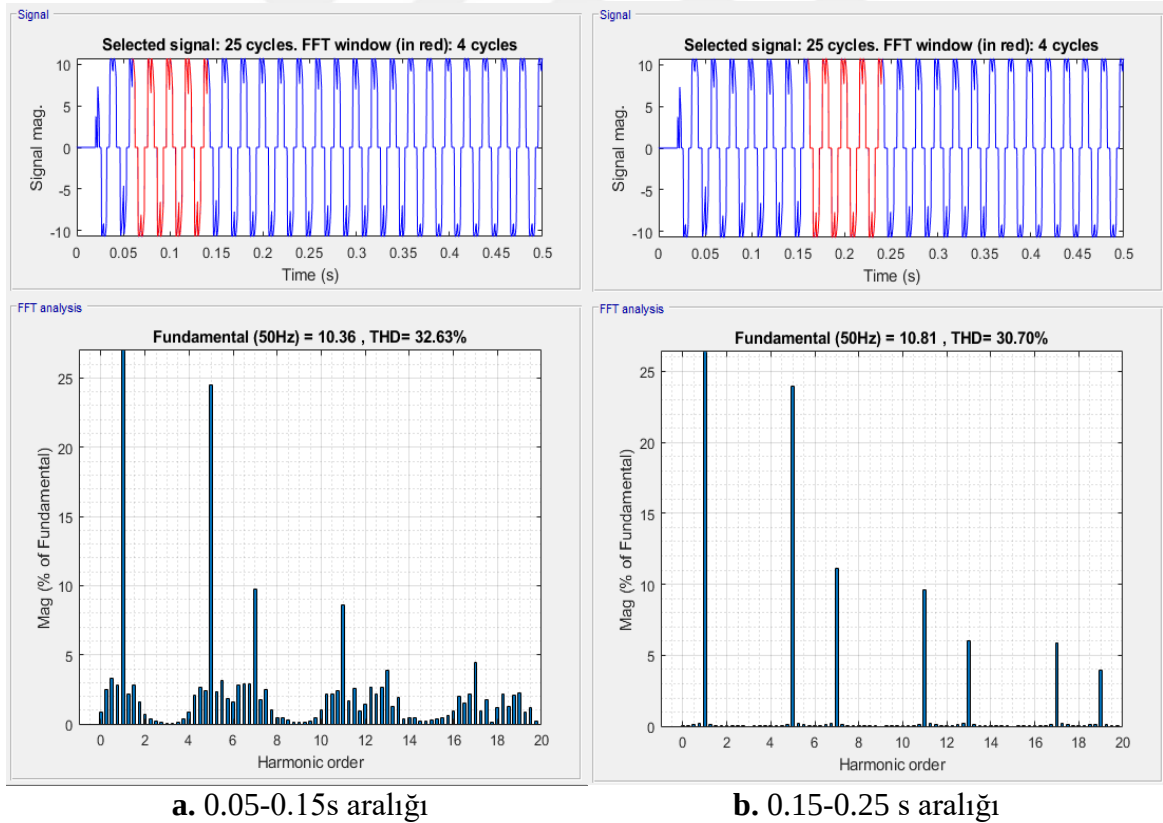
Şekil 5.3: Doğrusal olmayan yükün şebekeden çektiği harmonikli akım.



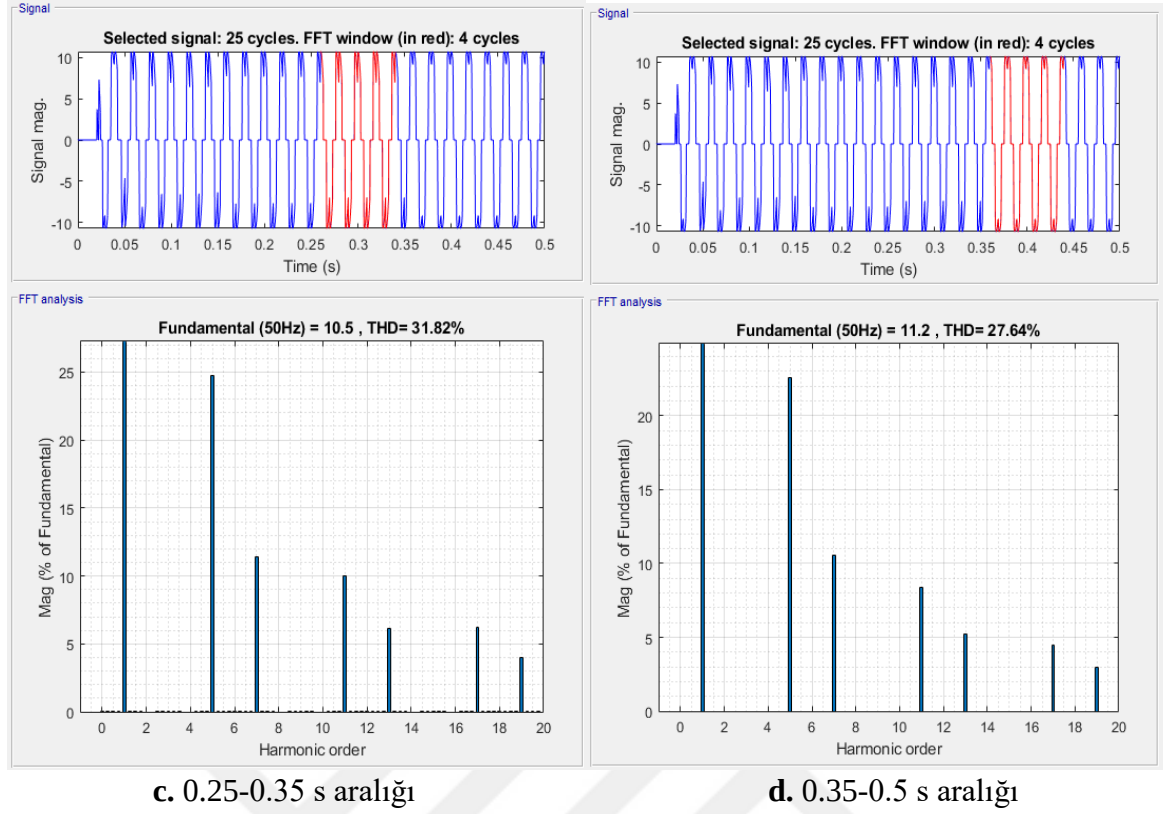
Şekil 5.4: Şebekeden çekilen akımın THD değeri.

Bu şekillere ilaveten, doğrusal olmayan yükün her bir tetikleme aralığı için şebekeden çekilen akımın analizi Matlab'ın FFT analizi araç kiti kullanılarak yapılabilmektedir. Bu araç kiti kullanılarak elde edilen FFT analizleri sonucu Şekil 5.5'te verilmiştir. Ayrıca, dalga şeklinin şebekede herhangi bir filtre kullanılmadığı durumda en yüksek THD'nin %32.63, en düşük THD'nin %27,64 olduğu görülmektedir.

FFT analizlerinden de görüleceği üzere yüksek düzeyde olan THD oranları standart değerlerin çok üzerinde olup, enerjinin kalitesiz olduğunu göstermektedir. Bu THD değerlerinin düşük seviyelere çekilmesi için PAGF kullanımının gerekli olduğu düşünülmektedir. Bu çalışmada THD değerini düşürerek enerji kalitesini arttırmak için bulanık mantık uyarlamalı kesirli PI kontrolör önerilmiş olup, performansının değerlendirilmesi için Simülink ortamında uygulaması yapılmıştır. Sonuçlar sabit katsayılar sahip bir PI kontrolör ile karşılaştırılmıştır. Bir sonraki bölümde, sabit katsayılı PI kontrolörlü filtre sistemi çalıştırılarak, elde edilen sonuçlar analiz edilmiştir.



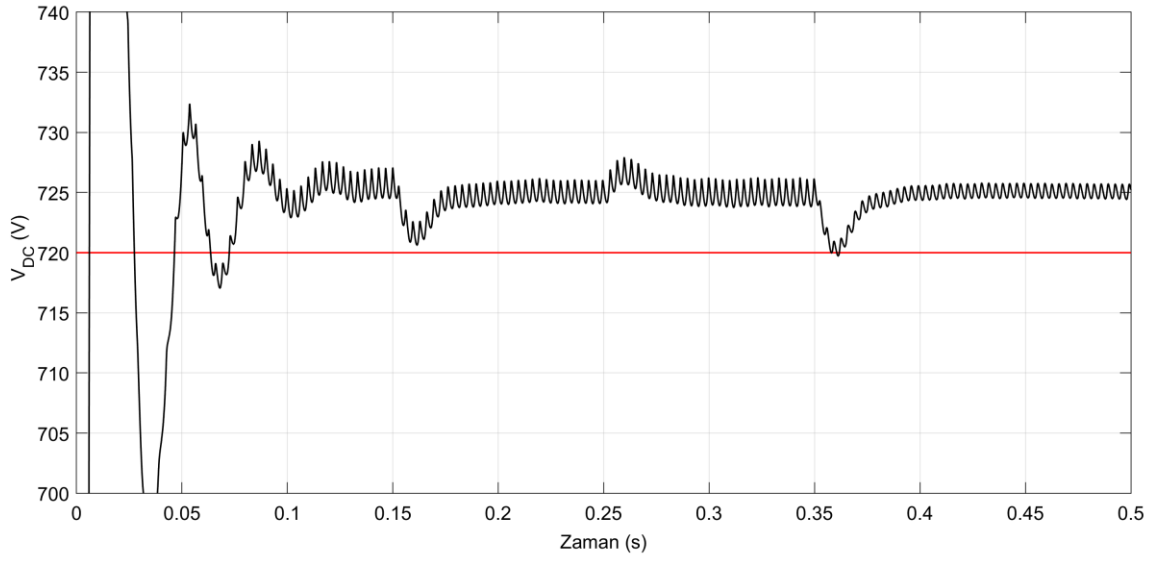
Şekil 5.5: Filtresiz şebeke akımının FFT analizi.



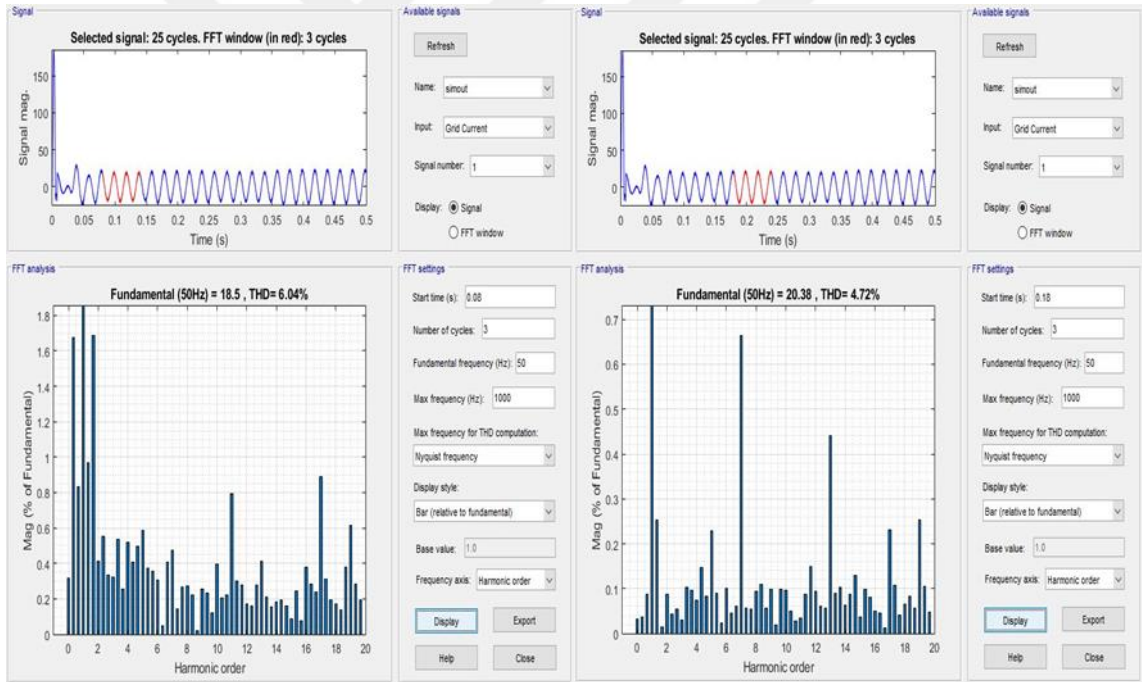
Şekil 5.5 (devam)

5.2 Klasik PI Kontrolörlü PAGF

Doğrusal olmayan yükü besleyen üç fazlı şebekeye anlık güç teoremine göre çalışan PI kontrolörlü PAGF bağlanmıştır. Kontrollü doğrultucu yine aynı şekilde farklı açılarda tetiklenmiştir. Klasik kontrolörün K_p ve K_i katsayıları sabit olarak sırasıyla 79.9 ve 1.46 olarak seçilmiştir. Bu değerler, Simülink ortamında deneme yanılma yöntemiyle sabit tetikleme açısı olan 0° 'ye göre minimum THD değeri elde edilecek şekilde hesaplanmıştır. Belirlenen katsayılar ile çalıştırılan sistemde kontrol edilen V_{DC} değerinin çıkış grafiği Şekil 5.6'da verilmiştir. Bu grafiğe göre PI kontrolörün çıkış gerilimi sabitlediği ancak sürekli durum hatalarının olduğu görülmektedir. Bu da kullanılan kontrolörün performansının uyarlamalı katsayılar kullanılarak daha iyi olabileceği sonucunu vermektedir.



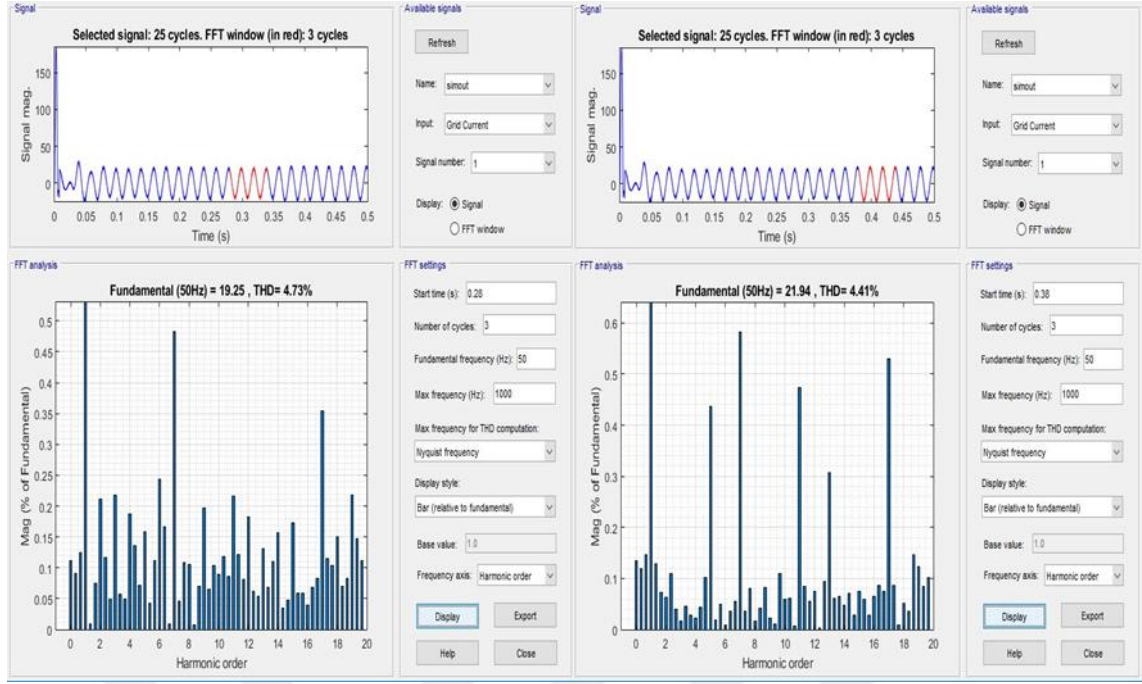
Şekil 5.6: DC link kapasitörü üzerine düşen gerilim.



a. 0.05-0.15s aralığı

b. 0.15-0.25 s aralığı

Şekil 5.7: PI kontrolörlü PAGF'nin şebekeden çektiği akımın FFT analizi.



c. 0.25-0.35 s aralığı

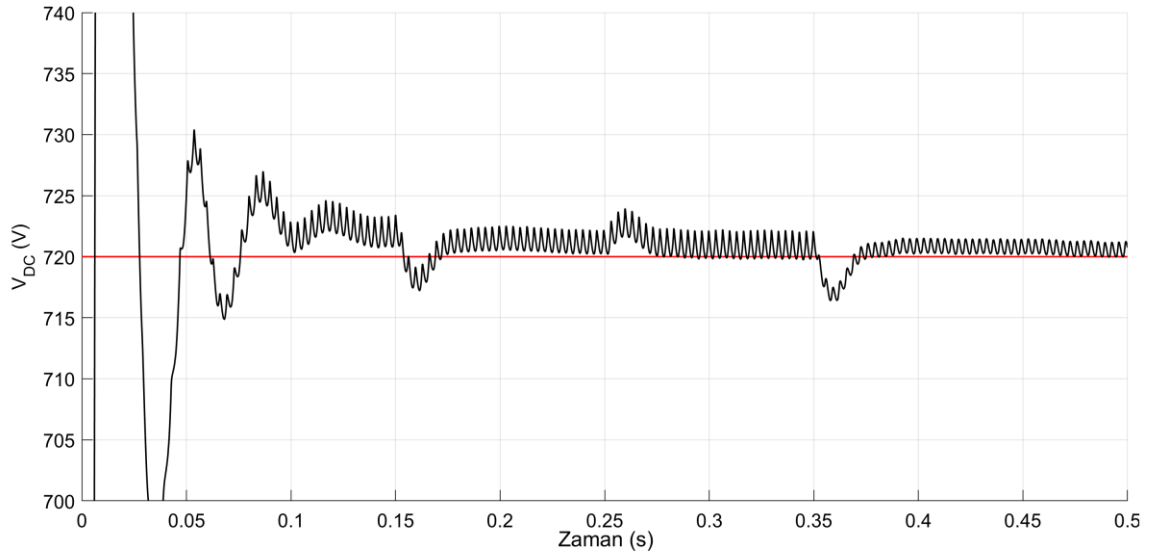
d. 0.35-0.5 s aralığı

Şekil 5.7 (devam)

Doğrusal olmayan yükün her bir tetikleme aralığı için şebekeden çekilen akımın analizi Matlab'ın FFT analizi araç kiti kullanılarak yapılabilmektedir. Yapılan simülasyon çalışmaları sonucu bu araç kiti kullanılarak elde edilen FFT analizleri sonucu Şekil 5.7'de verilmiştir. PI kontrolörlü PAGF kullanılarak akım harmoniklerinin oranları sırasıyla %6.04, %4.72, %4.73, %4.41 olarak hesaplanmaktadır. Herhangi bir filtre kullanılmadığı durumda standartlara göre çok yüksek çıkan THD değerleri sabit katsayılı bir PI kontrolörlü PAGF kullanılarak düşük seviyelere çekilmiştir.

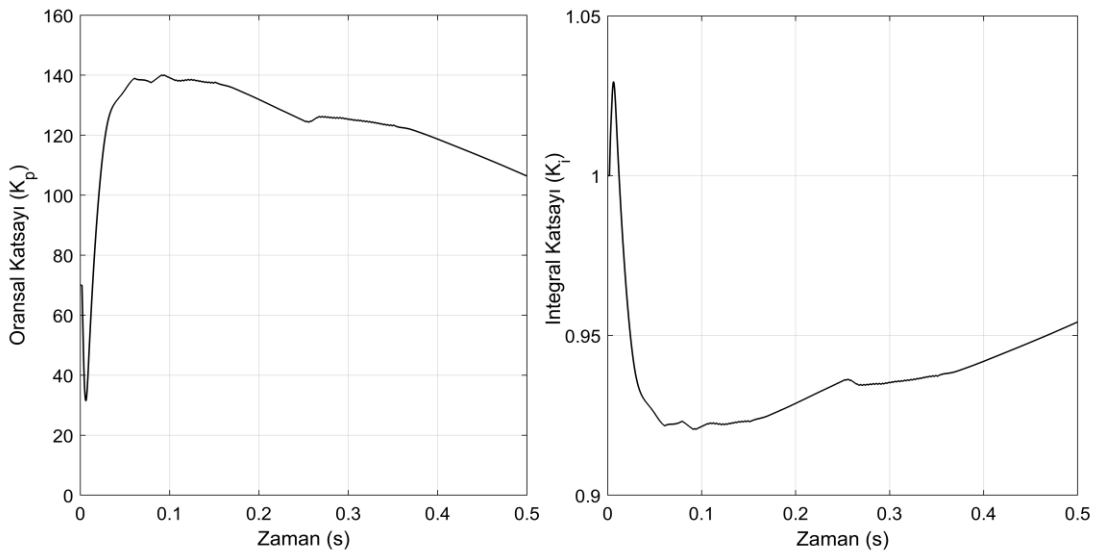
5.3 Bulanık Mantık Uyarlamalı Kesirli PI Kontrolörlü PAGF

Bu çalışmada PI kontrolör yerine kesirli PI kontrolör kullanılmıştır. Kesirli integral derecesi simülasyon üzerinde deneme yanılma yöntemiyle 0.75 olarak seçilmiştir. Kontrolör katsayıları olan K_p ve K_i değerleri, anlık hata ve hatanın türevinin bulanık mantık yöntemiyle uyarlanmaktadır. Böylelikle V_{DC} değerinin istenen referans değeri olan 720 V'a düşük aşma ve sürekli durum hatası olmadan hızlı bir şekilde oturması amaçlanmıştır. Ayrıca yükün tetikleme açısı değiştiğinde V_{DC} değerinin ve THD değerinin değişeceği öngörülmektedir. Bu durumda da bulanık uyarlamalı kesirli PI kontrolörün sistem çıkışını çok çabuk toparlaması beklenmektedir. Simülasyon çalışmalarında önerilen kontrolörün kullanılması sonucu DC link kapasitörünün üzerine düşen gerilimin grafiği Şekil 5.8'de verilmiştir



Şekil 5.8: DC link kapasitörü üzerine düşen gerilimi.

Kullanılan bulanık uyarlamalı PI kontrolör ile DC link geriliminin belirlenen referans değerine oturduğu görülmektedir. Ayrıca anlık yükün değişimlerine de küçük aşmalarla tepki vermiş ve çıkış gerilimini kısa sürede tekrar toparlamıştır. Yalnızca yükün tetikleme açısının 0° olduğu durumda çok düşük miktar olan % 0.75 seviyesinde sürekli hal hatasının olduğu görülmektedir. Şekil 5.9’da ise bulanık mantık yöntemiyle K_p ve K_i katsayılarının uyarlaması grafiksel olarak gösterilmiştir.

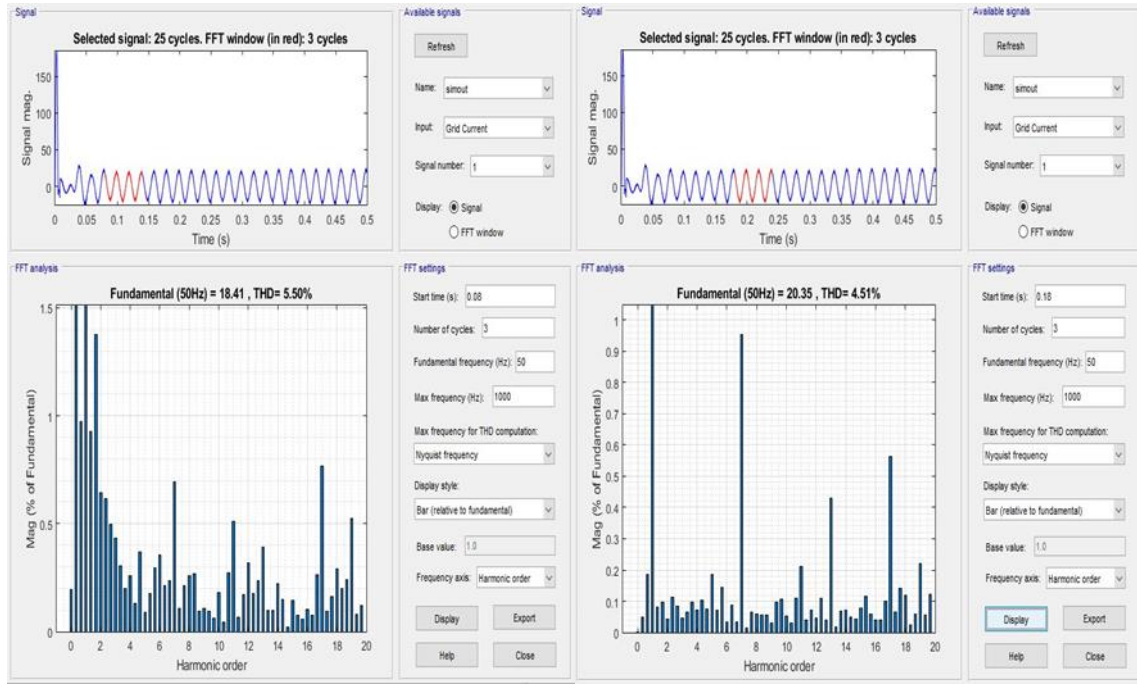


a. Oransal katsayı

b. İntegral katsayı

Şekil 5.9: Bulanık mantık yöntemiyle katsayıların uyarlanması.

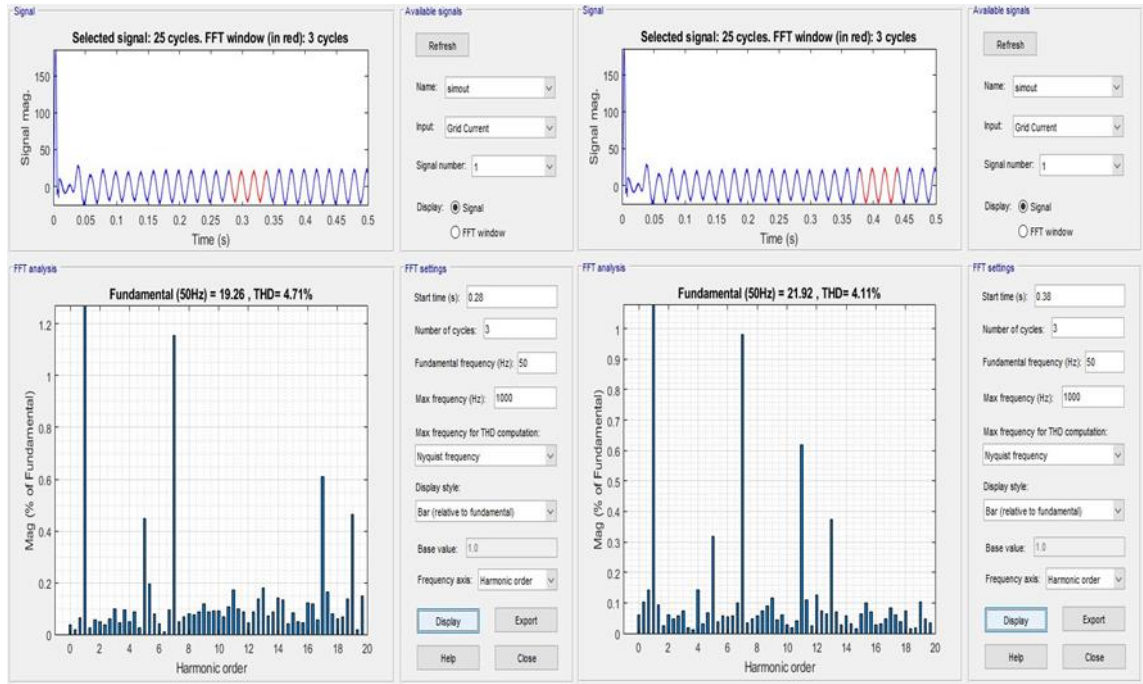
Tasarlanan bulanık uyarlamalı Kesirli PI kontrolörün uygulanarak yapılan simülasyon çalışmaları sonucu Matlab araç kiti kullanılarak elde edilen FFT analizleri Şekil 5.10'da verilmiştir. Şebekeden çekilen akım harmoniklerinin oranları sırasıyla %5.50, %4.51, %4.71, %4.11 olarak hesaplanmaktadır. Bu durumda PAGF bulunduran sistemin tek faz akım grafikleri de Şekil 5.11'da gösterilmiştir. Şebekeden çekilen akımın THD'nin yüksek olduğu anlarda bozunuma uğradığı açıkça görülmektedir. Doğrusal olmayan yükün çektiği akım da farklı tetikleme açılarında değişkenlik göstermektedir.



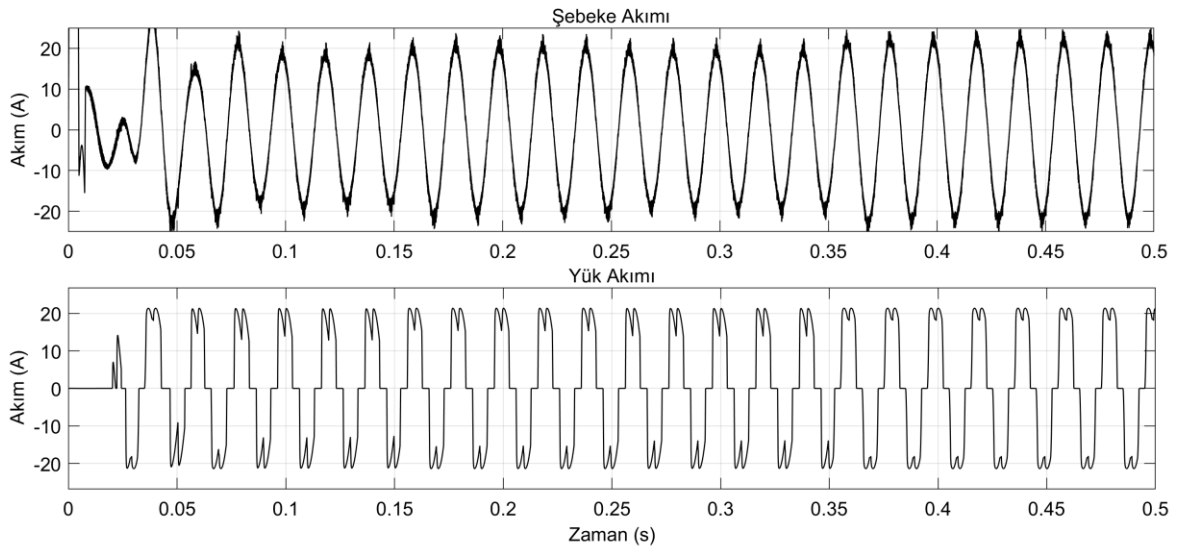
a. 0.05-0.15s aralığı

b. 0.15-0.25 s aralığı

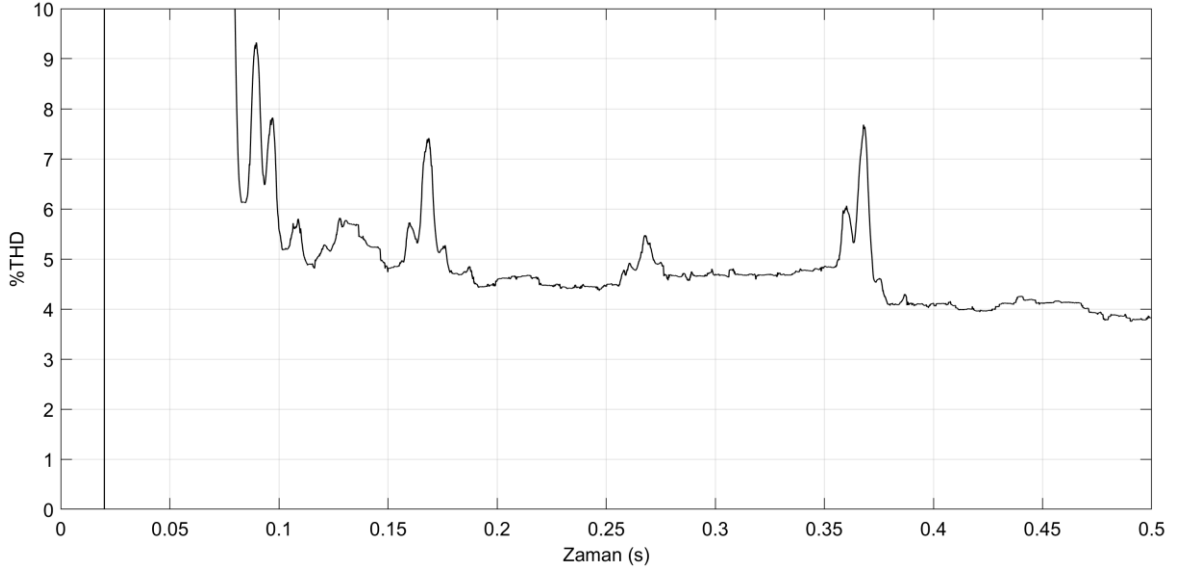
Şekil 5.10: Bulanık uyarlamalı kesirli PI kontrolörlü PAGF'nin şebekeden çektiği akımın FFT analizi.



Şekil 5.10 (devam)

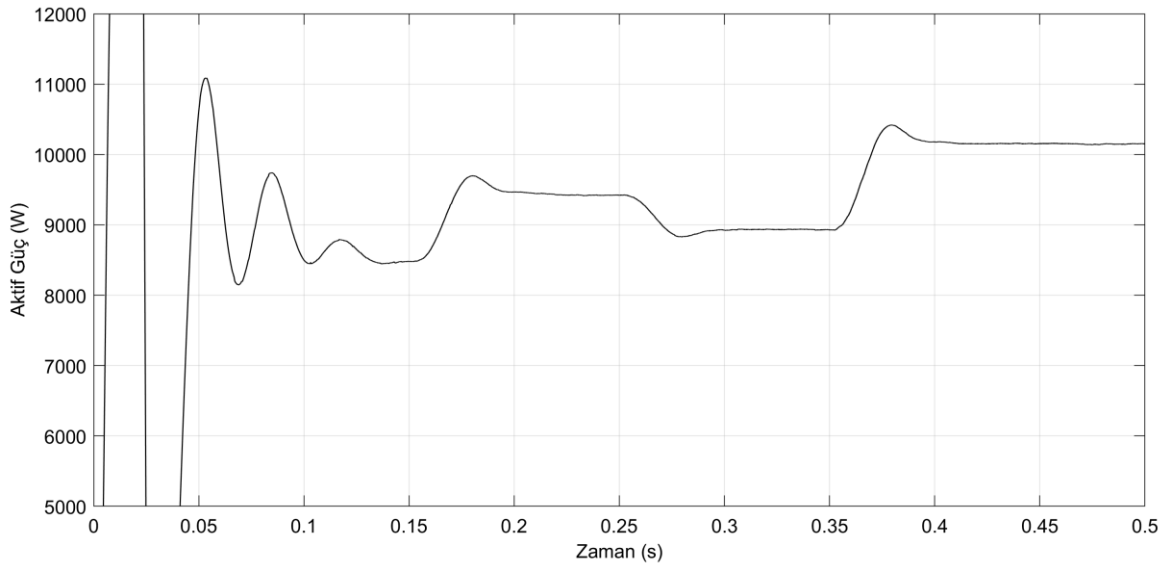


Şekil 5.11: Şebekeden çekilen tek faz akım grafiği.



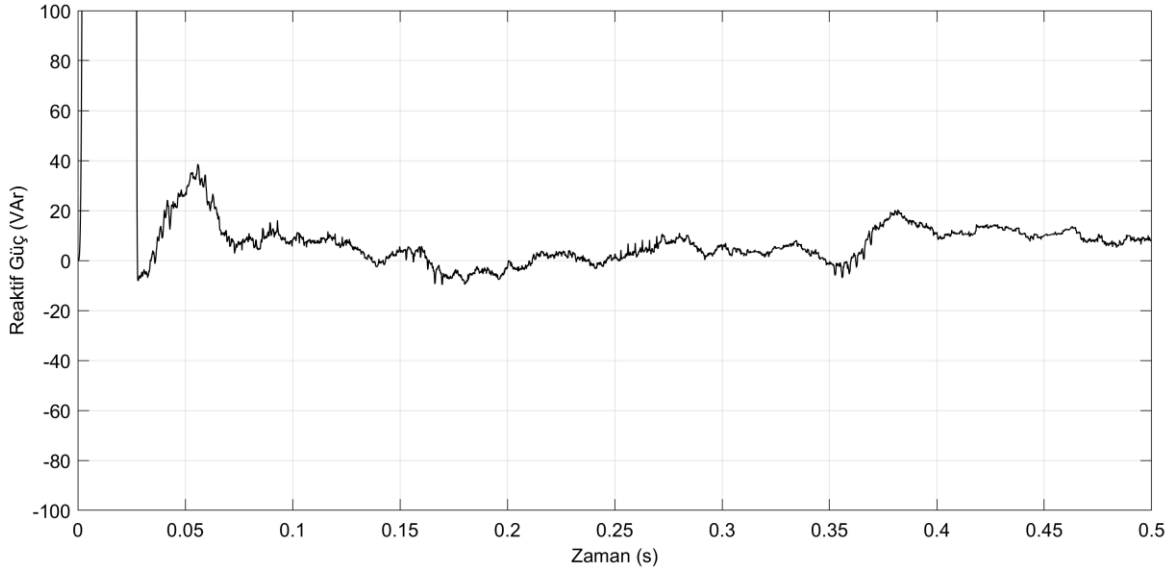
Şekil 5.12: THD değişimi.

Şekil 5.12’de 0.5 saniyelik süreç boyunca anlık olarak ölçülen toplam THD değeri verilmiştir. İlk 0.05 s aralığında PAGF devrede değilken THD değerinin %30’ların üzerine çıktığı görülmektedir. Bulanık mantık uyarlamalı kesirli PI kontrolörlü PAGF devreye girdiği anda THD değeri %5.5 seviyelerine düşmektedir. Ancak doğrusal olmayan yükün farklı açılarla tetiklenmesiyle THD değerlerinde yine değişimler olduğu gözlemlenmektedir. Bu durumlarda bulanık mantık, kesirli PI katsayılarını ayarlayarak kontrolörün yeni koşullara ayak uydurmasını sağlamıştır.



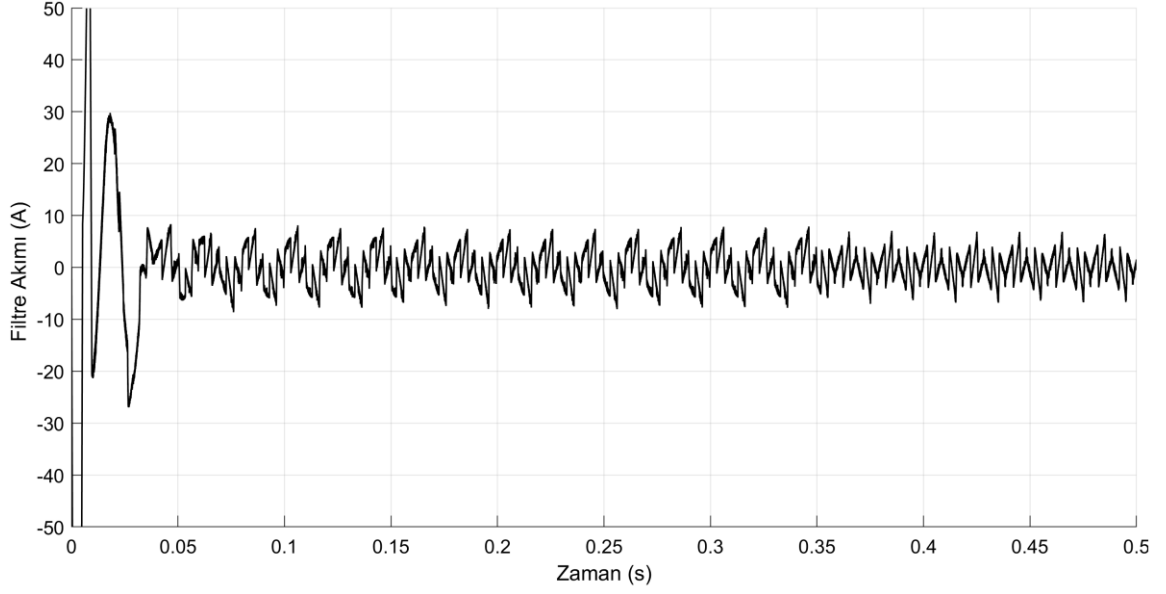
Şekil 5.13: Şebekeden çekilen aktif güç.

Şekil 5.13'te sistemin şebekeden çektiği aktif güç değeri verilmiştir. Bu şekilden de yükün tetikleme açıları değiştiğinde güç dengesinin değiştiği görülmektedir. 0.05, 0.15, 0.25 ve 0.35 saniyelerinde R-L birimleri içeren doğrusal olmayan yükün tetiklemesi değiştirilerek rezistif karakteristiği değiştirilmiştir. Böylelikle yükün şebekeden çektiği güçte değişimler olmuştur.



Şekil 5.14: Şebekeden çekilen reaktif güç

Şekil 5.14'de şebekeden çekilen reaktif güç değeri grafiği verilmiştir. PAGF aktif hale geldikten sonra şebekeye kondansatör üzerinden filtre akımı basılmaktadır. Böylelikle doğrusal yükte mevcut olan reaktif bileşenin ihtiyacı olan reaktif güç ihtiyacı karşılanmakta ve bir nevi kompanzasyon sağlanmaktadır. Sonuç olarak şekilde görüldüğü gibi şebekeden çekilen reaktif güç değerleri sıfıra yaklaşmaktadır. Şekil 5.15'te filtrenin sisteme bastığı akım ve değişimi görülmektedir.



Şekil 5.15: PAGF’ın sisteme verdiği filtre akımı.

Farklı açılarla tetiklenen doğrusal olmayan yükün şebekeden çektiği akıma ve FFT analizlerine bakıldığında, filtresiz çalıştırma durumunda sinüs sinyalinin büyük ölçüde bozulduğu görülmektedir. Ancak anlık güç teoremi ve PI kontrolör kullanılarak DC link kapasitörün üzerine düşen gerilim kontrol edildiğinde THD değerleri aşağılara çekilmektedir. Yine de V_{DC} değerinin istenen performansta kontrol edilemediği görülmektedir. Bulanık uyarlamalı Kesirli PI kontrolör kullanılarak V_{DC} geriliminde oluşan sürekli hal hatası giderilmiş ve kontrolör katsayılarının güncellenmesi sağlanmıştır. Tasarlanan kontrolör ile sürülen PAGF’ın akım harmoniklerinin azaltılmasında PI kontrolöre göre daha etkin rol oynadığı görülmektedir. Filtresiz, PI kontrolörlü ve bulanık uyarlamalı Kesirli PI kontrolörlü yöntemlerin THD’nin değişimine olan etkileri Tablo 5.1’de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tablo 5.3: Kontrolörlerin karşılaştırılması.

Doğrusal olmayan yükün tetikleme açıları	25°	15°	20°	0°
	%THD değerleri			
Filtresiz	31.91	29.88	31.14	26.49
PI kontrolör	6.04	4.72	4.73	4.41
Bulanık uyarlamalı Kesirli PI kontrolör	5.50	4.51	4.71	4.11

6. SONUÇ

Günümüzde şebekeye bağlanan güç elektroniği devreleri veya kaynak makinaları gibi ekipmanlar doğrusal olmayan yük olarak tanımlanmaktadır. Bu tip yükler şebekeden saf sinüs davranışını bozan akımlar çekmektedirler. Elektrik enerji sisteminin ve sisteme bağlanan diğer birimlerin güvenliği için doğrusal olmayan yükler tarafından saf sinüs davranışı bozulan şebeke akımı veya geriliminin dalga şeklinin tekrar düzeltilmesi sağlanmaktadır. Aksi takdirde güç kalitesi bozulmaktadır. Bu tez çalışmasında sinüs dalga şeklini bozan bu harmoniklerin zararsız hale getirilmesi için bulanık uyarlamalı kesirli PI kontrolörlü PAGF yapısı kullanılmıştır.

Tez çalışmasında ele alınan sistemde doğrusal olmayan yük olarak direnç ve bobinden oluşan darbe kontrollü üç fazlı doğrultucu kullanılmıştır. Doğrusal olmayan bu yükler üç fazlı şebekeden harmonikli akım çekerek istenmeyen problemlere yol açmaktadırlar. Şebekeden çekilen akım harmoniklerinin ve dolayısıyla THD değerinin azaltılması için PAGF kullanılmıştır. Anlık güç teoremiyle beraber bulanık uyarlamalı kesirli PI denetleyici kullanılarak DC link geriliminin istenen referans değerinde tutulması ve THD değerinin azaltılması sağlanmıştır. Doğrusal olmayan yükün, farklı zaman aralıklarında, farklı açılarla tetiklenerek akım harmoniklerinin değişkenliği sağlanmıştır. Bulanık mantık yöntemiyle denetleyici katsayıları olan K_p ve K_i katsayıları sistemin dinamiklerine göre ayarlanmaktadır. Tasarlanan bulanık uyarlamalı PI denetleyici ile klasik PI denetleyicinin karşılaştırılması Matlab/Simulink ortamında oluşturulan modeller üzerinden yapılmıştır.

Yapılan simülasyon çalışmalarında doğrusal olmayan yük için farklı zaman aralıklarında farklı açılarla tetiklenen üç fazlı darbe kontrollü doğrultucu kullanılmıştır. Böylelikle, doğrusal olmayan yükün şebekeden farklı zaman aralıklarında farklı harmonik bozulmaya sahip sinüzoidal akım çekmesi sağlanmıştır. İlk olarak filtresiz olarak çalıştırılan sistemde en yüksek THD değeri yükün 25 derecelik açıyla tetiklendiği 0-0.15 s aralığında olduğu görülmüştür. En düşük bozulma ise yükün 0 derecelik açıyla tetiklendiği zaman aralığında gerçekleşmiştir. FFT analizleri sonucu THD değerleri en yüksek %32.63, en düşük %27.64 olarak bulunmuştur. Elde edilen sonuçlara bakıldığında, THD değerinin çok yüksek olduğu durumlarda güç kalitesinin de kötü olduğu söylenebilir.

PAGF eklenen sistemde öncelikle kontrolör olarak klasik PI kullanılmıştır. Kontrolör katsayıları K_p ve K_i sırasıyla 79.9 ve 1.46 olarak seçilerek sistem çalıştırılmış ve filtre 0.05nci saniyede devreye alınmıştır. Elde edilen sonuçlara bakıldığında DC link kapasitörü üzerine düşen gerilimin referans değeri olan 720V'u sürekli durum hatasıyla takip ettiği görülmektedir. FFT analizlerine bakıldığında THD değerinin maksimum %6.04 olarak 0.05-0.15 s aralığında ölçüldüğü görülmektedir. Filtre kullanılan sistemin THD değerlerinin büyük oranda düştüğü görülmüştür. Ancak yine de yükün tetikleme açıları değiştiğinde klasik PI kontrolör kararlı bir şekilde davranamamış ve sürekli durum hatası olmaya devam etmiştir.

Önerilen kesirli PI kontrolör, klasik PI kontrolöre göre daha fazla katsayıya sahiptir. Kesirli PI kontrolördeki integralin derecesi, kontrolörün sistem üzerinde daha fazla etkili olmasını sağlamaktadır. 0.75 değerinde sabit olarak ayarlanan integral derecesinin yanında değişken K_p ve K_i katsayıları kullanılmıştır. Kontrolörün sistem dinamiklerine daha iyi cevap vermesi için katsayıların uyarlama işlemi bulanık mantık yöntemiyle yapılmıştır. Hata ve hatanın türevinin anlık değerlerine göre oluşturulan bulanık mantık algoritmasıyla K_p ve K_i değerleri sürekli uyarlanmıştır. Yapılan simülasyon çalışmalarının sonuçlarına bakıldığında bulanık uyarlamalı kesirli PI kullanılan sistemin referans DC link gerilimini daha az aşım ve sürekli durum hatası olmadan izlediği görülmüştür. İlk çalıştırmada ve yükün tetikleme açısının 0° olduğu durumda, sürekli hal hatasının % 0.75 olduğu görülmüştür. Farklı açılarla tetiklenen yükün şebekeden çektiği akımda değişiklikler olsa bile bulanık mantık ile katsayıları uyarlanan kesirli PI kontrolör, DC link gerilimini çok iyi bir şekilde kontrol ederek istenen referansta tutulmasını sağlamıştır. Bu durum THD değerinin düşük seviyelere çekilmesine sebep olmuştur. Böylelikle Matlab/Simülink ortamında oluşturulan simülasyon çalışmalarıyla DC link geriliminin kontrolünde, tasarlanan bulanık uyarlamalı PI kontrolörün, klasik PI kontrolöre göre akım harmoniklerini ve THD değerini daha çok azalttığı gözlenmiştir.

Bulanık mantık yerine YSA veya destek vektör makinesi gibi diğer yapay zeka yöntemleri uyarlama kısmına alternatif olarak kullanılabilir.

7. KAYNAKLAR

- [1] H. Özkaya, “Parallel active filter design, control, and implementation,” Yüksek lisans tezi, Orta Doğu Teknik Üniv., Ankara, 2007.
- [2] H. Gündüz, M. Demirtaş, E. İlten, and H. Çalgan, “Paralel aktif güç filtresi için bulanık uyarlamalı kesirli PI denetleyici tasarımı,” *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknol. Derg.*, cilt 8, no 3, 1975–1994, Tem. 2020.
- [3] C. K. Duffey and R. P. Stratford, “Update of harmonic standard IEEE-519: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, no. 6, pp. 1025–1034, 1989.
- [4] H. Akagi, S. Ogasawara, and H. Kim, “The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems and its applications,” *Electr. Eng. Japan*, vol. 135, no. 3, pp. 74–86, 2001.
- [5] H. Fujita and H. Akagi, “A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1020–1025, 1991.
- [6] M. T. Benchouia, I. Ghadbane, A. Golea, K. Srairi, and M. E. H. Benbouzid, “Implementation of adaptive fuzzy logic and PI controllers to regulate the DC bus voltage of shunt active power filter,” *Appl. Soft Comput.*, vol. 28, pp. 125–131, 2015.
- [7] Ş. Özdemir ve Ş. Kuşdoğan, “Doğrusal olmayan yüklerde aktif güç filtresi ile harmoniklerin filtrelenmesi ve reaktif güç kompanzasyonu,” *Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Derg.*, cilt 20, no 2, 2005.
- [8] B.-M. Han, B.-Y. Bae, and S. J. Ovaska, “Reference signal generator for active power filters using improved adaptive predictive filter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 2, pp. 576–584, 2005.
- [9] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1826–1835, 2007.
- [10] B. Singh and J. Solanki, “An implementation of an adaptive control algorithm for a three-phase shunt active filter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 2811–2820, 2009.
- [11] S. Rahmani, N. Mendalek, and K. Al-Haddad, “Experimental design of a nonlinear

- control technique for three-phase shunt active power filter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 10, pp. 3364–3375, 2010.
- [12] P. Karuppanan and K. Mahapatra, “PLL with PI, PID and fuzzy logic controllers based shunt active power line conditioners,” in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*, 2010, pp. 1–6.
 - [13] R. L. de Araujo Ribeiro, C. C. de Azevedo, and R. M. de Sousa, “A robust adaptive control strategy of active power filters for power-factor correction, harmonic compensation, and balancing of nonlinear loads,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 718–730, 2011.
 - [14] L. H. Tey, P. L. So, and Y. C. Chu, “Improvement of power quality using adaptive shunt active filter,” *IEEE Trans. power Deliv.*, vol. 20, no. 2, pp. 1558–1568, 2005.
 - [15] P. Karuppanan and K. K. Mahapatra, “PI and fuzzy logic controllers for shunt active power filter—A report,” *ISA Trans.*, vol. 51, no. 1, pp. 163–169, 2012.
 - [16] A. Chaoui, J. P. Gaubert, F. Krim, and G. Champenois, “PI controlled three-phase shunt active power filter for power quality improvement,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 35, no. 12, pp. 1331–1344, 2007.
 - [17] A. Elmitwally, S. Abdelkader, and M. El-Kateb, “Neural network controlled three-phase four-wire shunt active power filter,” *IEE Proceedings-Generation, Transm. Distrib.*, vol. 147, no. 2, pp. 87–92, 2000.
 - [18] H. N. Kashani and S. M. R. Rafiei, “Optimal control of active power filters using fractional order controllers based on NSGA-II optimization method,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 63, pp. 1008–1014, 2014.
 - [19] J. Fei and D. Cao, “Adaptive fractional terminal sliding mode controller for active power filter using fuzzy-neural-network,” in *2018 10th International Conference on Knowledge and Systems Engineering (KSE)*, 2018, pp. 118–122.
 - [20] K. Arya and K. R. M. V. Chandrakala, “Fuzzy logic controller based instantaneous pq theory for power quality improvement,” in *2017 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy)*, 2017, pp. 1–4.
 - [21] R. Belaidi, A. Haddouche, and H. Guendouz, “Fuzzy logic controller based three-phase shunt active power filter for compensating harmonics and reactive power under unbalanced mains voltages,” *Energy Procedia*, vol. 18, pp. 560–570, 2012.
 - [22] A. Kakilli, K. Tunçalp, and M. Sucu, “Harmoniklerin Reaktif Güç Kompanzasyon Sistemlerine Etkilerinin incelenmesi ve Simülasyonu,” *Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil.*

Derg., vol. 20, no. 1, pp. 109–115, 2008.

- [23] M. M. Ismail and M. A. M. Hassan, “Control of shunt active power filter based on fractional order PID controller,” in *17th International Middle East Power Systems Conference*, 2015.
- [24] M. Sucu, “Elektrik enerji sistemlerinde oluşan harmoniklerin filtrelenmesinin bilgisayar destekli modellenmesi ve simülasyonu”, Yüksek lisans tezi, Marmara Üniv, İstanbul, 2003.
- [25] A. Kırıcı, “Harmonikli sistemlerde güç faktörü düzeltilmesinin bilgisayar destekli analizi”, Yüksek lisans tezi, Yıldız Teknik Üniv, İstanbul, 2007.
- [26] F. Kürker ve R. Taşaltın, “Elektrik tesislerinde harmoniklerin meydana getirdiği kayıpların analizi,” *Adıyaman Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Derg.*, cilt 3, no 5, 21–38, 2016.
- [27] W. D. Shepherd and P. Zand, “Energy flow and power factor in nonsinusoidal circuits,” 1979.
- [28] B. Unlusoy, “Enerji kalitesi, TS EN 50160 standardı ve ülkemizdeki uygulamaları, III,” *Elektr. Tesisat Ulus. Kongre ve Sergisi*, s. 21-24, 2013.
- [29] M. ŞAHİN, “Güç sistemlerinde enerji kalitesini etkileyen harmoniklerin incelenmesi,” *Erzincan Üniversitesi Fen Bilim. Enstitüsü Derg.*, cilt 7, no 2, s. 199-218, 2014.
- [30] M. Uçar, “3-fazlı 4-telli sistemlerde güç kalitesi düzeltimi için birleşik seri-paralel aktif filtre tasarımı denetimi ve gerçekleştirilmesi”, Doktora tezi, Kocaeli Üniv., Kocaeli, 2010.
- [31] B. Siğergök, “Uzay vektör darbe genişlik modülasyon denetimli aktif filtre devrelerinin modellenmesi ve benzetimi”, Yüksek lisans tezi, Fırat Üniv. Elazığ, 2009.
- [32] S. K. Jain, P. Agrawal, and H. O. Gupta, “Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement,” *IEEE Proceedings-Electric Power Appl.*, vol. 149, no. 5, pp. 317–328, 2002.
- [33] K. Ç. Bayindir and M. Ermiş, “Understanding the modelling and analysis of a shunt active power filter using MATLAB/Simulink,” *Int. J. Electr. Eng. Educ.*, vol. 43, no. 3, pp. 185–205, 2006.
- [34] H. Akagi, Y. Kanazawa, K. Fujita, and A. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power and its application,” *Trans. Inst. Electr. Eng. Japan. B*, vol. 103, no. 7, pp. 483–490, 1983.

- [35] J. L. Afonso, C. Couto, and J. S. Martins, “Active filters with control based on the pq theory,” *IEEE Industrial Electronics Society newsletter*, vol. 47, no. 3, pp. 5-10, 2000.
- [36] C. Gezegin ve M. Özdemir, “Paralel pasif/paralel aktif hibrit güç süzgeçleri,” *Bursa Elektr. Elektron. ve Bilgi. Mühendisliği Sempozyumu ve Fuarı*, “ELECO, 2006.
- [37] Ç. Ergüven, “Bulanık mantık kontrolör ile klasik PID kontrolör algoritmalarının karşılaştırılması”, Yüksek lisans tezi, İstanbul Teknik Üniv., İstanbul, 1999.
- [38] N. Altın, “Bulanık adaptif PI denetimli şebeke etkileşimli eviricinin benzetimi,” *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilim. Derg.*, cit 15, no 3, s. 325–335, 2009.
- [39] U. Güvenç, Y. Sönmez, ve S. Biroğul, “Bulanık mantık denetimli DA-DA çeviricileri için geliştirilen bir eğitim seti,” *Politek. Derg.*, cilt 10, no 4, s. 339-346, 2007.
- [40] K. J. Åström, “Control system design lecture notes for me 155a,” *Dep. Mech. Environ. Eng. Univ. Calif. St. Barbar.*, vol. 333, 2002.
- [41] I. Podlubny, *Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications*. Elsevier, 1998.
- [42] M. Korkmaz, “Kesirli dereceden PI D denetleyicilerin, tasarımı, uygulaması ve karşılaştırılması”, Yüksek lisans tezi, Selçuk Üniv., Konya, 2013.
- [43] C. A. Monje, Y. Chen, B. M. Vinagre, D. Xue, and V. Feliu-Batlle, *Fractional-order systems and controls: fundamentals and applications*. Springer Science & Business Media, 2010.
- [44] A. Tepljakov, “Fractional-order calculus based identification and control of linear dynamic systems,” *Tallinn Univ. Technol.*, 2011.
- [45] H. Bouyedda, S. Ladaci, M. Sedraoui, and M. Lashab, “Identification and control design for a class of non-minimum phase dead-time systems based on fractional-order Smith predictor and genetic algorithm technique,” *Int. J. Dyn. Control*, vol. 7, no. 3, pp. 914–925, 2019.
- [46] D. Avcı, M. Yavuz, and N. Özdemir, “Fundamental solutions to the Cauchy and Dirichlet problems for a heat conduction equation equipped with the Caputo-Fabrizio differentiation,” *Heat Conduct. Methods, Appl. Res.*, pp. 95–107, 2019.
- [47] M. Demirtas, E. Ilten, and H. Calgan, “Pareto-based multi-objective optimization for fractional Order PI^λ speed control of induction motor by using Elman neural network,” *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 44, no. 3, pp 2165-2175, 2019.

- [48] J. Zeng *et al.*, “A novel hysteresis current control for active power filter with constant frequency,” *Electr. power Syst. Res.*, vol. 68, no. 1, pp. 75–82, 2004.
- [49] A. T. Dudak ve A. F. Bakan, “Güç elektroniğı dönüştürücüleri için adaptif histerezis akım kontrol yönteminin geliştirilmesi,” *EMO Bilim. Dergi*, cilt 8, no 1, s. 51–60, 2018.



