

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DEĞİŞKEN YÜK DURUMUNDA PARALEL AKTİF GÜÇ
FİLTRESİNİN UYARLAMALI YAPAY SİNİR AĞLARI
İLE DENETİMİ**

DOKTORA TEZİ

Elektrik Müh. Baran HEKİMOĞLU

Anabilim Dalı: Elektrik Mühendisliği

Danışman: Prof.Dr. Nurettin ABUT

KOCAELİ, 2010

DEĞİŞKEN YÜK DURUMUNDA PARALEL AKTİF GÜÇ
FİLTRESİNİN UYARLAMALI YAPAY SİNİR AĞLARI
İLE DENETİMİ

DOKTORA TEZİ

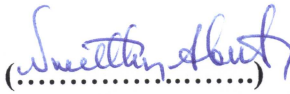
Elektrik müh. Baran HEKİMOĞLU

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 03 Mayıs 2010

Tezin Savunulduğu Tarih: 23 Haziran 2010

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Nurettin ABUT


(.....)

Üye

Prof. Dr. Hacı BODUR


(.....)

Üye

Prof. Dr. Hadi SARUL


(.....)

Üye

Prof. Dr. Bekir ÇAKIR


(.....)

Üye

Doç. Dr. Zafer BİNGÜL


(.....)

KOCAELİ, 2010

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

"Değişken Yük Durumunda Paralel Aktif Güç Filtresinin Uyarlamalı Yapay Sinir Ağları ile Denetimi" adlı bu çalışma, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda doktora tezi olarak hazırlanmıştır.

Kocaeli Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından 'Hızlı Destek Programı' kapsamında desteklenen bu araştırmanın yürütülmesi süresince değerli bilgi ve görüşlerini esirgemeyen danışmanım ve değerli hocam Sayın Prof.Dr. Nurettin ABUT'a ve tez izleme komitesindeki değerli hocalarım Sayın Prof.Dr. Bekir ÇAKIR ve Sayın Doç.Dr. Zafer BİNGÜL'e, uygulama aşamasında maddi ve manevi desteği ile çalışmalarına katkıda bulunan sevgili arkadaşım Yrd.Doç.Dr. Mustafa ÇAKIR'a teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca, burada adı zikredilmeyen ancak koşulsuz destekleri ile beni daima yüreklendiren değerli dostlarıma teşekkür ederim.

Maddi ve manevi desteklerini evlatlarından esirgemeyen ve bugün aziz hatıraları benimle olan sevgili annem Kudret HEKİMOĞLU ve değerli babam Nuri HEKİMOĞLU'nu saygı ve sevgi ile anıyorum.

Çalışmamı, gösterdiği fedakârlıklara teşekkürün yetmeyeceği, yoluma ışık tutan ağabeyim Hişam HEKİMOĞLU'na ithaf ediyorum.

Baran HEKİMOĞLU
Kocaeli, Haziran 2010

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ	vii
SEMBOLLER	viii
ÖZET.....	x
İNGİLİZCE ÖZET	xi
1. GİRİŞ	1
1.1. Tez Konusu ile İlgili Çalışmalar	3
1.2. Tezin Amacı ve İzlenen Yöntem	10
1.3. Tez Özeti	11
2. YAPAY SİNİR AĞLARI (YSA).....	13
2.1. Sinir Hücresi Modelleri ve Ağ Mimarileri.....	13
2.1.1. Tek girişli sinir hücresi	13
2.1.2. Transfer fonksiyonları.....	14
2.1.3. Çok girişli sinir hücreleri	15
2.1.4. YSA yapı mimarileri	16
2.1.5. YSA öğrenme kuralları (eğitim algoritmaları).....	24
2.2. Widrow-Hoff Öğrenme Kuralı.....	25
2.2.1. Tek sinir hücreli adaline.....	26
2.2.2. Ortalama karesel hata.....	28
2.2.3. LMS algoritması	31
2.2.4. Yakınsama analizi	34
2.2.5. Uyarlamalı gürültü giderici.....	36
3. AKTİF GÜÇ FİLTRELERİNDE SINIFLANDIRMA	44
3.1. Anma Gücüne ve Kompanze Edilen Sistem için Gerekli Cevap Verme Hızına Göre Sınıflandırma.....	44
3.1.1. Düşük güçlü uygulamalar	44
3.1.2. Orta güçlü uygulamalar.....	46
3.1.3. Yüksek güçlü uygulamalar.....	46
3.2. Güç Devresi Yapısına ve Bağlantısına Göre Sınıflandırma.....	47
3.2.1. Paralel aktif güç filtreleri (PAGF).....	48
3.2.2. Seri aktif güç filtreleri (SAGF)	54
3.1.3. Diğer AGF yapıları	54
3.3. Kompanze Edilecek Sistem Parametrelerine Göre Sınıflandırma	57
3.3.1. Reaktif güç kompanzasyonu (VAR kompanzasyonu)	57
3.3.2. Harmonik kompanzasyonu	58
3.3.3. Üç fazlı sistemlerin dengelenmesi	59
3.3.4. Birden çok parametrenin birlikte kompanzasyonu	59
3.4. Denetim Tekniklerine Göre Sınıflandırma.....	60
3.4.1. Açık çevrim denetim sistemleri	61
3.4.2. Kapalı çevrim denetim sistemleri	61
3.5. Referans Akım/Gerilim Çıkartım Yöntemine Göre Sınıflandırma.....	63

3.5.1. Akım/gerilim referans sentezi (sürekli zaman-domeninde denetim).....	64
3.5.2. Akım/gerilim referans hesaplama (ayrık zaman ya da frekans-domenlerinde denetim).....	65
4. ADALINE YSA TABANLI PAGF DENETİM SİSTEMİ.....	69
4.1. Önerilen PAGF Sisteminin Çalışma Prensibi	70
4.2. Önerilen PAGF Sisteminin Yapısı	71
4.2.1. PAGF güç devresi	72
4.2.2. Arayüz bobini.....	74
4.2.3. DA barası kondansatörü.....	74
4.3. Önerilen PAGF Denetim Sistemi.....	75
4.3.1. Adaline YSA tabanlı referans akım çıkartımı.....	80
4.3.2. DA barası gerilim denetimi.....	81
5. ÖNERİLEN PAGF DENETİM SİSTEMİNİN BENZETİMİ	83
5.1. Dağıtım Şebekesi Benzetim Modeli.....	83
5.2. Doğrusal Olmayan Yük Benzetim Modeli.....	85
5.3. PAGF Benzetim Modeli.....	85
5.4. Denetim Sistemi Benzetim Modeli	87
5.4.1. Adaline YSA benzetim modeli	88
5.4.2. Doğru gerilim PI denetleyici benzetim modeli	89
5.4.3. Akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici benzetim modeli.....	90
6. ÖNERİLEN PAGF DENETİM SİSTEMİNİN DENEYSEL UYGULAMASI	92
6.1. Dağıtım Şebekesi Deneysel Kurulumu	93
6.2. Doğrusal Olmayan Yük Deneysel Kurulumu	94
6.3. PAGF ve Sürücü Devresi Deneysel Kurulumu.....	95
6.4. Denetim Devresi Deneysel Kurulumu	99
7. BENZETİM VE DENEYSEL UYGULAMA SONUÇLARI	104
7.1. Kompanzasyondan Önce Dağıtım Şebekesi	104
7.2. Kompanzasyondan Sonra Dağıtım Şebekesi	108
7.3. PAGF Dinamik Performansı	118
8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	123
KAYNAKLAR	125
EKLER.....	129
ÖZGEÇMİŞ	145

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1: Tek girişli sinir hücresi	14
Şekil 2.2: Çok girişli sinir hücresi	15
Şekil 2.3: Çok girişli bir sinir hücresi, kısaltmalı notasyon	16
Şekil 2.4: S adet sinir hücreli tek katman ağ	17
Şekil 2.5: S adet sinir hücreli tek katmanlı ağ, kısaltmalı notasyon	18
Şekil 2.6: Üç katmanlı ağ yapısı	19
Şekil 2.7: Üç katmanlı ağ yapısı, kısaltmalı notasyon	20
Şekil 2.8: Gecikme bloğu	21
Şekil 2.9: Entegral alıcı blok	21
Şekil 2.10: Yinelemeli ağ yapısı	22
Şekil 2.11: Yarışmacı ağ (Hamming ağı)	23
Şekil 2.12: Adaline ağı	26
Şekil 2.13: İki girişli bir adaline sinir hücresi	27
Şekil 2.14: İki girişli adaline hücresi için karar sınır çizgisi	27
Şekil 2.15: Uyarlamalı gürültü giderici adaline ağı	36
Şekil 2.16: Uyarlamalı gürültü giderici sistem	37
Şekil 2.17: Uyarlamalı gürültü giderici filtre	38
Şekil 2.18: LMS algoritmasının öğrenme katsayısı $\mu=0,1$ için yörüngesi	42
Şekil 3.1: AGF'lerin anma gücüne ve kompanze edilen sistem için gerekli cevap verme süresine göre sınıflandırılması	45
Şekil 3.2: AGF'lerin güç devresi yapısına ve bağlantısına göre sınıflandırılmaları ..	47
Şekil 3.3: PAGF genel yapısı	48
Şekil 3.4: Evirici tabanlı aktif güç filtreleri a) akım ara devreli evirici b) gerilim ara devreli evirici	49
Şekil 3.5: Anahtarlama kondansatörlü PAGF türleri	50
Şekil 3.6: Kafes yapılı PAGF türleri	51
Şekil 3.7: Gerilim düzenleyicili PAGF	52
Şekil 3.8: SAGF genel yapısı	54
Şekil 3.9: PAGF + SAGF kombinasyonlu BGKD yapısı	55
Şekil 3.10: SAGF + pasif paralel filtre yapısı	55
Şekil 3.11: PAGF + paralel pasif filtre yapısı	56
Şekil 3.12: Paralel pasif filtreye seri bağlı AGF yapısı	56
Şekil 3.13: AGF'lerin kompanze edilecek sistem parametrelerine göre sınıflandırılmaları	57
Şekil 3.14: AGF'lerin denetim tekniklerine göre sınıflandırılmaları	60
Şekil 3.15: AGF'lerin akım/gerilim çıkartım yöntemine göre sınıflandırılması	64
Şekil 4.1: Önerilen PAGF sisteminin çalışma prensibi.....	70
Şekil 4.2: Önerilen PAGF sisteminin yapısı	71
Şekil 4.3: PAGF güç devresi	73
Şekil 4.4: Aktif filtre dalgalanma akımı.....	74
Şekil 4.5: Geleneksel PAGF denetim uygulamalarında görülen akım denetim safhası	76
Şekil 4.6: Önerilen PAGF denetim sistemi	77

Şekil 4.7: Mikrodenetleyici tabanlı PAGF denetim sistemi.....	78
Şekil 4.8: Önerilen adaline YSA tabanlı referans akım çıkartımı prensip şeması.....	80
Şekil 4.9: DA barası kondansatör gerilimi PI denetleyicisi.....	82
Şekil 5.1: Önerilen PAGF denetim sisteminin PSIM® benzetim modeli.....	84
Şekil 5.2: Doğrusal olmayan yük bloğu.....	85
Şekil 5.3: PAGF bloğu.....	86
Şekil 5.4: Denetim sistemi bloğu.....	87
Şekil 5.5: Adaline YSA ile referans akım çıkartım bloğu.....	88
Şekil 5.6: Doğru gerilim PI denetleyici bloğu.....	89
Şekil 5.7: Akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici bloğu.....	91
Şekil 6.1: Deneysel düzenek kurulum şeması.....	92
Şekil 6.2: Dağıtım şebekesi deneysel kurulumu.....	93
Şekil 6.3: Doğrusal olmayan yük deneysel kurulumu.....	94
Şekil 6.4: PAGF ve sürücü devresi deneysel kurulumu.....	96
Şekil 6.5: PAGF sürücü devresi IGBT kapı işareti kuvvetlendirme katı şematığı	97
Şekil 6.6: PAGF ve sürücü devresi şematığı.....	98
Şekil 6.7: Denetim devresi deneysel kurulumu.....	99
Şekil 6.8: Denetim devresi sensor, analog ön filtre ve sıfır geçiş katı şematığı	101
Şekil 6.9: Denetim devresi güç kaynağı katı şematığı.....	102
Şekil 6.10: Denetim devresi dsPIC30F4011 mikrodenetleyici katı şematığı	103
Şekil 7.1: Kompanzasyondan önce şebeke gerilimleri ve akımları benzetim sonuçları (10V/div, 1A/div, 5ms/div).....	105
Şekil 7.2: Kompanzasyondan önce şebeke a-fazı akımı harmonik spektrumu benzetim sonuçları.....	106
Şekil 7.3: Kompanzasyondan önce şebeke gerilimleri ve akımları deneysel sonuçları (10V/div, 1A/div, 20ms/div).....	107
Şekil 7.4: Kompanzasyondan önce şebeke a-fazı akımı harmonik spektrumu deneysel sonuçları.....	108
Şekil 7.5: Kompanzasyondan sonra şebeke gerilimleri ve akımları benzetim sonuçları (10V/div, 1A/div, 5ms/div).....	109
Şekil 7.6: Kompanzasyondan sonra şebeke a-fazı harmonik spektrumu benzetim sonuçları a) 0-3,2kHz arası harmonik bileşenler b) 0-40kHz arası harmonik bileşenler.....	110
Şekil 7.7: Şebeke arayüz bobini kullanıldığında (1.75mH) şebeke gerilimleri ve akımları benzetim sonuçları (10V/div, 1A/div, 5ms/div).....	112
Şekil 7.8: Şebeke arayüz bobini kullanıldığında (1.75mH) şebeke a-fazı harmonik spektrumu benzetim sonuçları a) 0-3,2kHz arası harmonik bileşenler b) 0- 40kHz arası harmonik bileşenler	113
Şekil 7.9: Kompanzasyondan sonra şebeke gerilimleri ve akımları deneysel sonuçları (10V/div, 1A/div, 20ms/div).....	115
Şekil 7.10: Kompanzasyondan sonra şebeke a-fazı harmonik spektrumu deneysel sonuçları.....	116
Şekil 7.11: Şebeke arayüz bobini kullanıldığında (1.75mH) şebeke gerilimleri ve akımları deneysel sonuçları (10V/div, 1A/div, 20ms/div).....	117
Şekil 7.12: Şebeke arayüz bobini kullanıldığında (1.75mH) şebeke a-fazı harmonik spektrumu deneysel sonuçları.....	118
Şekil 7.13: Değişken yük durumunda PAGF dinamik cevabı benzetim sonuçları (20V/div, 2A/div, 500ms/div).....	119

Şekil 7.14: Değişken yük durumunda PAGF dinamik cevabı deneysel sonuçları (20V/div, 2A/div, 500ms/div).....	120
Şekil 7.15: Değişken yük durumunda PAGF dinamik cevabı benzetim sonuçları yakından görünümü (20V/div, 2A/div, 100ms/div).....	121
Şekil 7.16: Değişken yük durumunda PAGF dinamik cevabı deneysel sonuçları yakından görünümü (20V/div, 2A/div, 100ms/div).....	122

TABLolar DİZİNİ

Tablo 2.1: YSA transfer fonksiyonları	15
Tablo 3.1: Farklı PAGF yapılarının karşılaştırılması	53
Tablo 5.1: Doğrusal olmayan yük parametreleri.....	85
Tablo 5.2: PAGF parametreleri.....	86
Tablo 5.3: Adaline YSA parametreleri	89
Tablo 5.4: Doğru gerilim PI denetleyici parametreleri	90
Tablo 5.5: Akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici parametreleri.....	91
Tablo 6.1: Deneysel düzenek parametreleri.....	100

SEMBOLLER

a	: Yapay sinir hücresi (YSH) çıkışı
\vec{a}	: Yapay sinir ağı (YSA) çıkış vektörü
A	: 2. dereceden fonksiyonun 2. dereceli teriminin katsayı (Hesyan) matrisi
b	: YSH sapma değeri
\vec{b}	: YSA sapma vektörü
c	: YSA hedef çıkış değerlerinin karesel ortalaması
C_{da}	: PAGF DA barası kondansatörü
C_y	: Yük kondansatörü
\vec{d}	: 2. dereceden fonksiyonun 1. dereceli teriminin katsayı vektörü
$dq0$: Normal-dik-sıfır domeni
e	: YSH hedef çıkış değeri ile gerçek çıkış değeri arasındaki fark; hata
e_i	: Referans ve gerçek akımlar arasındaki fark; akım hatası
f	: YSH transfer fonksiyonu
f_{anh}	: Aktif filtre anahtarlama frekansı
f_{anhmak}	: Aktif filtre maksimum anahtarlama frekansı
f_z	: Gecikme blokları örnekleme frekansı
$f_{ön}$: Analog ön-filtre kesim frekansı
\vec{h}	: YSA giriş vektörü ve ilgili hedef arasındaki çapraz-korelasyon
i_{anh}	: Aktif filtre dalgalanma akımı (ripple)
i_F	: Aktif filtre akımı gerçek (ölçülen) değeri
i_F^*	: Aktif filtre akımı referans değeri
i_L	: Yük akımı gerçek (ölçülen) değeri
i_L^*	: Yük akımı referans değeri
i_S	: Şebeke akımı gerçek (ölçülen) değeri
i_S^*	: Şebeke akımı referans değeri
ΔI_{tt}	: Aktif filtre dalgalanma akımının (ripple) tepeden tepeye değeri
I_f	: Aktif filtre akımı nominal etkin değeri (ya da sabit bileşen etkin değeri)
k	: İterasyon indisi
L_f	: Filtre arayüz bobini
L_{fmin}	: Filtre arayüz bobini en küçük değeri
L_y	: Yük bobini
n	: YSH toplayıcı çıkışı (hücre net girişi)
\vec{n}	: YSA toplayıcıları çıkış vektörü (YSA net giriş vektörü)
p	: YSH girişi
\vec{p}	: YSA giriş vektörü
R_{y1}, R_{y2}	: Yük dirençleri
R	: YSA giriş korelasyon matrisi
t	: YSH hedef çıkış değeri
\vec{t}	: YSH hedef çıkış vektörü
T	: Şebeke geriliminin periyodu
v	: Gürültü kaynağı (işareti)
\vec{v}	: Hesyan ya da korelasyon matrisinin özvektörü
v_{anh}	: Aktif filtre arayüz bobini üzerindeki sürücü gerilim (anahtarlama gerilimi)
v_{da}	: PAGF DA barası anlık gerilimi
V_f	: Filtre arayüz bobininin iç-direnci üzerindeki gerilim düşümü

V_{\min}	: PAGF DA bara geriliminin en küçük etkin değeri
V_{ref}	: PAGF DA barası referans gerilimi etkin değeri
v_s	: Şebeke gerilimi anlık değeri
V_s	: Şebeke gerilimi etkin değeri
w	: YSH ağırlık değeri
$w_{1,2}$: Birinci sinir hücresi ile ikinci giriş arasındaki bağı temsil eden ağırlık değeri
${}_1\vec{w}$: YSA 1. sinir hücresine ait ağırlık vektörü
\vec{x}	: Sapma değerleri de dahil edilmiş YSA ağırlık vektörü
\vec{x}^*	: 2. dereceden fonksiyonun 1. türevinin sıfır olduğu durağan nokta vektörü
\vec{z}	: Sapma değerlerine ait girişlerin de dahil edildiği YSA giriş vektörü
W	: YSA ağırlık matrisi
λ	: Hesyan ya da korelasyon matrisinin özdeğeri
μ	: Adaline YSA öğrenme katsayısı
∇	: Gradyan (1. türev) operatörü
®	: Tescilli marka

Alt indisler

a, b, c	: Dağıtım şebekesi fazları
$1, 2, \dots$: Bir değişkenin bileşenleri
i	: Bir vektörün i . elemanı ya da bir matrisin i . satır elemanları
Q	: YSA'yı eğitmek için kullanılan örnekleme çifti sayısı
R	: YSH giriş sayısı
ss	: Kararlı hal
S	: YSH sayısı

Üst indisler

$1, 2, \dots$: YSA katman değeri
T	: Transpoze Matris
\wedge	: Bir değişkenin tahmini değeri

Kısaltmalar

AA	: Alternatif Akım
ADALINE	: Uyarlamalı Doğrusal YSA (Adaptive Linear Network)
AGF	: Aktif Güç Filtresi
BGKD	: Birleşik Güç Kalitesi Düzenleyicisi
DA	: Doğru Akım
DGA	: Darbe Genişlik Ayarı
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümleri (Fast Fourier Transformations)
IGBT	: Kapısı Yalıtımlı İki-kutuplu Transistör
LMS	: En Küçük Karesel Ortalama (Least Mean Square)
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör
PAGF	: Paralel Aktif Güç Filtresi
PLL	: Faz Kilitlemeli Çevrim (Phase Locked Loop)
PSIM	: Powersim Tech Firmasına ait Güç Elektronik Yazılım Programı
SAGF	: Seri Aktif Güç Filtresi
THB	: Toplam Harmonik Bozulum
YSA	: Yapay Sinir Ağ(lar)ı
YSH	: Yapay Sinir Hücresi

DEĞİŞKEN YÜK DURUMUNDA PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN UYARLAMALI YAPAY SİNİR AĞLARI İLE DENETİMİ

Baran HEKİMOĞLU

Anahtar Kelimeler: Paralel aktif güç filtresi, harmonik kompanzasyon, reaktif güç kompanzasyonu, adaline yapay sinir ağı, uyarlamalı gürültü giderici.

Özet: Bu tezde, güç kalitesi ile ilgili problemleri gidermek için harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu yapabilen 3-fazlı paralel aktif güç filtresi önerilmiştir. Denetim için, uyarlamalı yapay sinir ağı tabanlı referans akım çıkartımı ile PI gerilim düzenleyici birlikte kullanılmaktadır. Şebekeden çekilen harmonik akım ve reaktif güç bileşenleri paralel aktif güç filtresi tarafından kompanze edilmektedir. Akım sensörü sayısı azaltılarak gerçekleştirilen referans akım çıkartımı ve gerilim denetim çevrimi detaylı bir şekilde açıklanmaktadır. Hem benzetim hem de deneysel çalışma sonuçları sunularak önerilen denetim sisteminin etkinliği gösterilmiştir. THB analizi sonuçlarına göre benzetim ve deneysel çalışmalarda sırasıyla %4,83 ve %4,74 değerleri ile genelde kabul gören %5'lik THB sınır değerinden daha düşük sonuçlar alınarak, PAGF'nin harmonik akımları ve reaktif gücü başarıyla kompanze ettiği doğrulanmıştır.

ADALINE NEURAL NETWORKS BASED SHUNT ACTIVE POWER FILTER CONTROL UNDER VARYING LOAD CONDITION

Baran HEKİMOĞLU

Keywords: Shunt active power filter, harmonic compensation, reactive power compensation, adaline neural networks, adaptive noise cancellation.

Abstract: A low cost three-phase shunt active power filter with harmonic and reactive power compensation capability for solving power quality problem is proposed. Adaline neural networks based reference current extraction with PI voltage regulation is presented for the control of the shunt active power filter. Harmonic currents reductions and reactive power compensation will both be carried out by the proposed filter. The design of the current extraction with reduced number of sensors and the voltage control loop are explained. Both simulation and experimental results are included to demonstrate the effectiveness of the proposed design scheme. According to total harmonic distortion (THD) analysis, simulation and experimental results are 4,83% and 4,74% respectively, which are lower than the generally accepted THD limit value of 5%. These results verified that shunt active power filter compensated harmonic currents and reactive power successfully.

1. GİRİŞ

Elektrik güç dağıtım sistemlerinde harmonik kirliliğinin artması, araştırmacıları ve uygulama mühendislerini güç kalitesi problemleri için esnek ve dinamik çözümler üretmeye yöneltmiştir. Aktif güç filtreleri (AGF) bu çözümlerden birisidir ve aktif güç hat düzenleyicileri, anlık reaktif güç kompanzatorleri, aktif güç kalite düzenleyicileri olarak da adlandırılmaktadır [1]. AGF'ler geliştirilmeden önce harmonikleri kompanze etmek için LC filtreler, alternatif akım (AA) yüklerin güç katsayısını arttırmak için de kondansatörlerden yararlanılmaktaydı. Halen kullanılan bu çözümler 'pasif güç filtreleri' olarak adlandırılmaktadırlar. Ancak pasif güç filtreleri, boyutlarının büyüklüğü, sadece ayarlandıkları frekanstaki harmonikleri yok etmeleri ve şebeke empedansı ile rezonansa girme tehlikeleri gibi dezavantajlarından dolayı günümüz güç dağıtım sistemleri kompanzasyon ihtiyaçlarını etkin olarak karşılamakta yetersiz kalmaktadırlar.

AGF'ler temel olarak paralel AGF ve seri AGF olarak ikiye ayrılırlar. Paralel aktif güç filtreleri (PAGF) yaygın olarak yükten kaynaklanıp şebeke üzerinde (yükten-şebekeye) oluşan harmonik akımlar, reaktif güç, akım dengesizlikleri ve gerilim oynamaları gibi problemleri kompanze etmek için kullanılırlar. Seri aktif güç filtreleri (SAGF) ise yükten şebekeye oluşan problemlerin yanı sıra daha çok şebekeden kaynaklanıp yük üzerinde (şebekeden-yüke) oluşan; gerilim çökmeleri ve yükselmeleri, gerilim dengesizlikleri, gerilim bozulumu, gerilim kesintisi, gerilim oynamaları ve ani gerilim düşümleri (çentik) gibi problemleri kompanze edebilirler. Böylece hem gerilim harmoniklerini yok ederler hem de hat veya yük uçlarındaki gerilimleri dengeler ve düzenlerler. SAGF'ler yükten önce ve yük ile şebeke arasında bir kuplaj transformatörü üzerinden seri bağlanırlar.

Paralel ve seri AGF'ler sadece belirli güç kalitesi problemlerini çözmek için kullanılabilirler. Bu yüzden güç kalitesinin iyileştirilmesinde hangi tip AGF'nin kullanılacağı yukarıda belirtilen problem kaynağı türüne (yükten-şebekeye veya şebekeden-yüke) bağlıdır [2].

Günümüzde en yaygın AGF türü PAGF'dir. Genel olarak PAGF performansı 3 tasarım kriterine dayanır: i) Evirici tasarımı, ii) Kullanılan akım denetleyici türü, iii) Referans akım çıkartım yöntemi. Referans akım çıkartımı için birçok denetim tekniği kullanılmıştır. Anlık reaktif güç teorisi, alçak geçiren filtre ya da yüksek geçiren filtre, akı tabanlı denetleyiciler, güç dengesi teorisi ve kayan modlu denetleyiciler gibi denetim teknikleri AGF'lerin performansını geliştirmek için kullanılmışlardır. Ancak bu denetim tekniklerinin çoğu bir dizi matematiksel dönüşüm gerektirmektedir ve uygulanmaları zordur [3].

Yapay sinir ağları (YSA) tekniği yakın zamanda, AGF denetiminde başarıyla uygulanmaya başlanmış ve bu alanda gayet ümit verici sonuçlar ortaya çıkmıştır. YSA'ların öğrenme kabiliyeti kendisini, örneğin bir elektrik şebekesinin doğrusal olmayan ve zamanla değişen yükler gibi sürekli değişen her bir parametresine, gerçek zamanlı uyarlamasını mümkün kılmaktadır [4]. Böylece, yukarıda bahsedilen klasik denetim yöntemleri ile aşılması zor olan bu güçlükler aşılabilmektedir.

Bu tezde değişken yük durumunda doğrusal olmayan yükün ürettiği akım harmoniklerinin ve reaktif gücün kompanzasyonu için uyarlamalı YSA tabanlı yeni bir PAGF denetim yönteminin benzetimi ve deneysel uygulaması yapılmıştır.

PAGF yapısı, 3-fazlı darbe genişlik ayarlı (DGA) gerilim ara devreli evirici ile bir denetim devresinden oluşmaktadır. Denetim devresinde ise mikrodenetleyici kullanılmaktadır. Amaç, hesaplama yükü az ve uygulaması kolay bir yöntem sunmaktır. Dahası, bu yöntem hem 1-fazlı hem de 3-fazlı sistemlere uygulanabilir bir yöntemdir.

Bu tezde önerilen denetim yönteminin literatürde görülen klasik YSA tabanlı denetim yöntemlerinden farkı, referans akım çıkartımının akım sensörü sayısı azaltılarak gerçekleştirilebilmesidir. Klasik referans akım çıkartım algoritmaları, referans akımı belirlerken yük akımı ve filtre çıkış akımı ölçümlerini kullanırken, bu tezde önerilen yöntemle sadece şebekeden çekilen akımın ölçülmesi yeterli olmaktadır. Böylece ölçülecek akım sayısı, dolayısıyla akım sensörü sayısı, azaltılarak daha maliyet-etkin bir sistem tasarımı mümkün kılınmaktadır.

1.1. Tez Konusu ile İlgili Çalışmalar

Tez konusuyla ilgili incelenen ulusal ve uluslararası yayınlar aşağıda özetlenmiştir.

Abdeslam vd. [5], genliği ve frekansı sabit ya da zamanla değişen bir sinüsoidal işaretin frekansını gerçek zamanlı tahmin etmek için Widrow-Hoff öğrenme kuralını kullanan adaline YSA tabanlı bir yöntem önermişlerdir. Önerilen yöntemde güç sistemi şebeke geriliminin anlık ve geçmiş ölçüm değerleri kullanılmaktadır. Bu YSA'lı frekans tahmin yönteminin, faz kilitlemeli çevrim (PLL) yöntemi gibi klasik tahmin yöntemlerine göre daha etkin sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Bir güç sisteminde olabilecek frekans değişimleri de dikkate alınarak YSA'lı tahmin edicinin etkinliği hem benzetim hem de deneysel çalışma sonuçları ile gösterilmiştir.

Abdeslam vd. [6], harmoniklerin belirlenmesi ve kompanze edilmesi için "iki-faz akım yöntemi" adı altında adaline YSA tabanlı yeni bir yöntem önermişlerdir. Bu yeni YSA yönteminin mimarisi (adaline) ve öğrenme kuralı (Widrow-Hoff), harmonikli yük akımının yeni bir çözümleme yöntemine dayanmaktadır. Bu yöntemin, anlık aktif ve reaktif güç teorisinin aksine güç-domeninde değil de akım-domeninde çözümleme yapmasından dolayı diğer klasik ve YSA kullanan yöntemlere göre daha az hesaplama daha doğru sonuçlar verdiği ve daha dayanıklı olduğu gösterilmiştir. Yük akımı önce alfa-beta ya da normal-dik (DQ) domenlerine dönüştürülerek her bir harmonik bileşenin çıkartımı doğrusal bir ifadeyle gerçekleştirilmektedir. Önerilen iki-faz akım yönteminin performansını doğrulamak için değişken yük durumunda benzetimi yapılmıştır. Deneysel çalışma sonuçları da önerilen YSA yönteminin pratik uygulama performansını göstermek amacıyla sunulmuştur. Diğer yöntemler ile karşılaştırmalı benzetim ve deneysel sonuçları ile özellikle sistem belirsizliklerinin ve bozucu gürültünün olduğu durumlarda önerilen yöntemin etkinliği gösterilmiştir.

Abdeslam vd. [4], YSA ile şebekeden çekilen harmonik bozulumlu akımları tahmin edip kompanze eden verimli ve güvenilir bir AGF önermişlerdir. Önerilen filtre tamamen adaline YSA tabanlıdır. Adaline YSA tabanlı yöntemlerle; önce yükü besleyen dengesiz 3-fazlı şebeke gerilimleri pozitif, negatif ve sıfır bileşenlerine

ayrıştırılarak dengeli ve eşit bir gerilim kaynağı haline getirilmekte, daha sonra yükün çektiği akımlardaki harmonik bileşenler üç farklı yöntemle filtrelenmektedir. Bileşenlerin ayrıştırılması için kullanılan yöntemlerden biri anlık güç teorisine diğer ikisi de Fourier serilerine dayanmaktadır. Son olarak, hesaplanan referans akımı sisteme enjekte edecek eviricinin denetimi için standart geriye yayılım öğrenme algoritmasını kullanan YSA tabanlı üç farklı denetleyici kullanılmıştır. Algoritmaların etkinliği, güç sistemlerinde harmonik kompanzasyonu uygulamasıyla gösterilmiştir.

Akagi [7], elektrik ark fırınları ve endüstriyel dağıtım besleyicileri gibi güç sistemi iyileştirilmesinde kullanılan pasif filtre içermeyen saf AGF'ler ile 3-fazlı doğrultucularda harmonik kompanzasyonu için kullanılan bazı pasif filtre içeren hibrid AGF'ler hakkında genel inceleme çalışması yapmıştır. Bunların pratik uygulamalarına örnekler vererek saf ve hibrid AGF'lerin performanslarını karşılaştırmıştır.

Cirincione vd. [8], bir fazlı akım denetimli PAGF ile harmonik akım kompanzasyonu yapabilmek için YSA tabanlı bir referans akım çıkartımı önermişlerdir. Referans akım çıkartımı şebeke frekansı için tasarlanmış geri beslemeli bir çentik filtre ile yapılmaktadır ve adaline YSA tabanlıdır. Filtre parametreleri şebeke frekansındaki değişimlere kendini uyarlayabilen hale getirilmiştir. Faz kilitlemeli bir çevrim (PLL) ile ortak bağlantı noktasındaki gerilimin temel bileşeni çıkartılmakta ve şebeke frekansı tahmin edilmektedir. Tahmin edilen şebeke frekansı uyarlamalı YSA tabanlı çentik filtreye aktararak filtrenin frekans değişimlerinde dahi düzgün çalışması sağlanmaktadır. Önerilen sistemin kararlılığı analiz ile gösterilmiştir. Önerilen yöntemin etkinliği anlık aktif ve reaktif güç teorisi kullanılan yöntemle karşılaştırılarak benzetim ve deneysel çalışma sonuçları ile gösterilmiştir.

El-Habrouk vd. [9], hem AGF alanında çalışma yapan araştırmacılara hem de güç kalitesi ile ilgili problemlerle uğraşan üretici ve tedarikçi firmalar ile müşterilerine referans kaynak olması amacıyla AGF'ler ile ilgili var olan yaklaşımları sınıflandırıp değerlendirmesini yapan bir genel inceleme çalışması yapmışlardır. Ana

sınıflandırmalar 5 ana başlık altında incelenmiştir. Bunlar; (a) anma gücüne ve cevap verme hızına göre, (b) güç devresi yapısına ve bağlantı şekillerine göre, (c) kompanze edilecek sistem parametresine göre, (d) denetim tekniklerine göre ve (e) referans akım/gerilim çıkartım yöntemlerine göre sınıflandırmalardır.

El-Kholy vd. [3], reaktif güç ve istenmeyen harmonik akım kompanzasyonu için akım denetimli gerilim ara devreli evirici tabanlı 3-fazlı PAGF önermişlerdir. Referans kompanzasyon akımları, biri oransal-entegral (PI) denetleyici (klasik) diğeri YSA (önerilen) olmak üzere iki farklı çıkartım tekniği ile yapılmakta ve sonuçları karşılaştırılmaktadır. PI denetleyicinin çıkışı şebeke gerilimi ile çarpılarak önce şebeke gerilimi ile orantılı akım sonra da yük akımından çıkarılarak referans akım elde edilmektedir. Bu yöntemin uygulanması basit olsa da şebeke gerilimlerinin dengesiz olduğu durumlarda tatmin edici sonuç vermemesinden dolayı PAGF'nin istenilen performansı vermesi için adaline YSA kullanan referans akım çıkartım yöntemini önermişlerdir. YSA öğrenme algoritması olarak Widrow-Hoff algoritması kullanılmaktadır. Evirici anahtarlama işaretleri üretimi için hızlı cevabından dolayı histerezis akım denetleyici kullanılmaktadır. Her iki yöntemin benzetim sonuçları verilmiş ve YSA kullanan sistemin mikroişlemci ile uygulaması gerçekleştirilmiştir.

El-Shatshat vd. [10], akım ara devreli PAGF kullanan bir güç sistemi için şebeke geriliminin temel frekansındaki değişiklikleri de takip ederek doğrusal olmayan yükün çektiği akımdaki harmonik bileşenlerini belirlemede adaline YSA tabanlı yöntemi önermişlerdir. Önerilen yöntemin birçok açıdan Kalman filtrelerini kullanan referans akım çıkartım yöntemiyle karşılaştırması verilmiş ve performansı, benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır. Çıkartım yöntemlerinin karşılaştırılmalarına göre aşağıdaki sonuçlar gözlemlenmiştir: 1) Eğer analiz edilen işaret gürültü ve zamanla azalan doğru akım (DA) bileşenine sahip değilse hem adaline YSA hem de Kalman filtresi benzer performans sergilemekte ve istenen çözüme ulaşmaları temel frekansın 1 periyodunda gerçekleşmektedir. 2) Eğer analiz edilen işaret gürültülü ve zamanla azalan DA bileşenine sahip ise adaline YSA, Kalman filtresine göre daha hızlı çözüme yakınsamakta ve gürültüyü reddedebilmektedir. 3) Doğru bileşenle bozulan bir dalga şeklinin örnekleme sayısı arttıkça harmonik ve gürültü bileşenleri büyür. Ayrıca zamanla azalan DA bileşeninin değeri büyüdükçe Kalman filtresi performansı

kötülebilir. Adaline YSA bu durumlarda da Kalman filtresine göre daha iyi sonuçlar vermektedir. 4) FFT gibi analiz yöntemlerinin en önemli dezavantajı temel frekanstaki sapmalar yüzünden frekans spektrumundaki kaçak etkisi (yanlış harmonik bileşen ölçümü) en yaygın problemidir. Literatürde frekanstaki 0.4Hz'lik bir sapmanın 5. harmonik genliğinin %10'luk bir hatayla ölçülmesine neden olduğu ve problemi gidermek için sıfır geçişlerini algılama tekniği gibi basit ve güvenilir sayısal algoritmalar geliştirildiği ancak bu tekniğin performans açısından maliyetinin uzun ölçüm süresi olduğu (temel periyodun 3 katı kadar) belirtilmektedir. Önerilen geliştirilmiş adaline YSA tabanlı çıkartım yöntemine frekans sapmalarını takip edebilme yeteneği kazandırıldığı için bir temel periyot içinde hem bu frekans sapmalarını hem de harmonik bileşenlerini doğru biçimde ölçebildiği gösterilmiştir. Önerilen yöntemin tüm bu avantajlı yanlarının AGF sistemine uygulandıktan sonraki getirdiği faydalar ise aşağıdaki gibi özetlenmiştir: a) düşük iletim ve anahtarlama kayıplarından dolayı yüksek verim, b) evirici DA barasındaki akımın kendisini harmonik bileşenlerinin genliklerindeki değişime uyarlamasıyla daha optimum DA barası akım değerine ulaşılması ve en küçük evirici kayıplarına neden olması, c) her bir harmonik bileşenin çıkartılabilmesi ile seçici harmonik kompanzasyonun yapılabilmesidir.

Gao ve Sun [11], referans akım çıkartımı adaline YSA tabanlı bir PAGF önermişlerdir. Önerilen PAGF dengesiz yüklenmede dahi harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu yapabilmektedir. Önerilen sistemin aşağıdaki özelliklere sahip olduğu belirtilmiştir: i) Analog devreler kullanıldığından ayarlanması basit ve uygundur, ii) yük akımlarına kendini uyarlayabilmektedir iii) elektronik filtrelerde olduğu gibi zaman gecikmesi yoktur dolayısıyla faz kayması oluşmaz iv) yöntem harmonik bileşenlerin, reaktif güç bileşeninin, temel frekans negatif ve sıfır akım bileşenlerinin aynı anda çıkartımı için kullanılabilir. Hem benzetim hem de deneysel çalışma sonuçları verilerek önerilen çıkartım yönteminin doğruluğu ve PAGF'lerde uygulanabilirliği gösterilmiştir.

Grady vd. [12], aktif güç hat iyileştiricileri hakkında yazılmış anahtar nitelikte 37 makaleyi gözden geçirmiş ve sonuçlarını sunmuşlardır. Var olan ve önerilen güç

iyileştirici topolojileri karşılaştırılmış ve her birinin avantaj ve dezavantajları özet bir tablo halinde sunulmuştur.

Moran ve Dixon [2], Muhammed H. Rashid editörlüğünde Academic Press tarafından basılan “Power Electronics Handbook” adlı kitabın 33 nolu aktif güç filtreleri ile ilgili “Active Filters” bölümünü yazmışlardır. AGF'lerin paralel ve seri yapı tipleri ile ilgili devre topolojileri, denetim mantıkları, işletme prensipleri ve devre tasarımları hakkında genel inceleme çalışması yapmışlardır.

Nascimento vd. [13], 1-fazlı bir şebekeye bağlı doğrusal olmayan yüklerin çektiği akımlardaki harmonik bileşenlerin çıkartımı ve kompanzasyonu için YSA ile denetlenen 1-fazlı PAGF önermişlerdir. Referans akım çıkartımı Fourier analizine dayanmaktadır. Bu sayede kompanze edilecek harmonik bileşenler seçilebilmektedir. YSA öğrenme yöntemi olarak ise standart geriye yayılım algoritması kullanmışlardır. Matlab/Simulink ile benzetim yapılırken yük akımı için sadece yarı periyotta örnekleme yapıldığını ve sonuç olarak toplam harmonik bozulununun (THB) %29.61'den %9.43'e düşürüldüğü belirtilmiştir.

Nguyen vd. [14], 3-fazlı bir sistemde simetrik bileşenlerin çıkartımı ile şebekeye senkron faz açılarının belirlenmesi için adaline YSA tabanlı bir yöntem önermişlerdir. Önce, YSA tabanlı simetrik bileşenler çıkartım yöntemi iki adaline hücresi ile pozitif ve negatif simetrik gerilim bileşenlerini tahmin etmektedir. Bu gerilimler daha sonra frekansın doğru tahmini için faz çıkartım tekniği tarafından kullanılmaktadır. Deneysel çalışma sonuçları ile önerilen yöntemin harmoniklerle bozulmuş, gürültülü ve gerilim çökmelerine sahip zamanla değişen 3-fazlı güç sistemlerinde bile şebeke gerilimlerini ve fazını doğru şekilde belirleyebildiğini göstermişlerdir. Önerilen yöntemin AGF uygulamalarında gerçek zamanlı harmonik akım kompanzasyonu için uygun bir yöntem olduğunu belirtmişlerdir.

Nishida vd. [15], referans akım çıkartım yöntemi olarak adaline YSA kullanan 3-fazlı bir PAGF önerilmiştir. Önerilen yöntemin klasik Fourier dönüşümleri ile akım çıkartım yöntemine göre daha hızlı cevap verdiği benzetim ve deneysel çalışmalar ile gösterilmiştir. Önerilen referans akım çıkartım yönteminin etkinliği mikroişlemci

tabanlı bir denetim sistemi ile deneysel olarak gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre ise adaline YSA ile tatmin edici referans akım çıkartımı için, harmonik analizinde kullanılan entegrasyon katsayısı K 'nın optimal değerde seçilmesi gerektiği bu değerin tüm yük türleri için geçerli olacağı belirtilmiştir. Referans akımın, harmonik bileşenler toplanarak değil, temel bileşenin yük akımından çıkartılarak elde edilmesi, dolayısıyla temel harmonik bileşenin yüksek doğrulukla hesaplanması için en az yedinci harmoniğe kadar olan bileşenlerin analize dâhil edilmesi gerektiği belirtilmiştir.

Özdemir [1], harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu için gelişmiş statik Var kompanzatörün PI denetimi ve bulanık mantık denetimi ile analiz ve benzetimleri yapılmış ve karşılaştırılmıştır. Önerilen bulanık mantık yöntemi ile denetimin geleneksel PI denetleyiciye göre dinamik cevabının, hem kararlı halde hem de değişken yük durumunda daha iyi olduğu gösterilmiştir.

Özdemir [16], çevresel değişimlere duyarsız ve hesap yoğunluğu bakımından basit uyarlamalı bir sayısal bant durduran filtre önermiştir. Önce literatürde adı geçen diğer uyarlamalı sayısal ve analog filtre yöntemlerinin kabiliyetleri karşılaştırılmış, sonra da önerilen uyarlamalı sayısal bant durduran filtrenin diğer filtrelere göre avantajı belirtilmiştir ve transfer fonksiyonu çıkarılarak performansı benzetim çalışmasıyla doğrulanmıştır. Son olarak da filtrenin zaman-domeninde fizibilitesi gösterilmiştir. Sonuç olarak, önerilen filtreleme (bant durduran filtre) yönteminin basitliğinin sayısal işaret işlemcilerin kullanıldığı gerçek zamanlı uygulamalar (örneğin AGF) için uygun olduğu belirtilmiştir.

Radzi ve Rahim [17], güç katsayısını iyileştirmek ve şebekedeki akım harmoniklerini azaltmak için anahtarlamalı kondansatörlü bir AGF için YSA ve bandsız histerezis akım denetleyici birleşiminden oluşan bir denetim yöntemi önermişlerdir. Önerilen aktif güç denetleyicisi, şebeke akımını şebeke gerilimiyle aynı fazda ve düşük harmonikli olmaya zorlayarak çalışmaktadır. Benzetim ve mikroişlemci tabanlı deneysel çalışma sonuçları sunularak önerilen denetleyicinin performansı doğrulanmıştır.

Rahimi vd. [18], PAGF'ler için uyarlamalı gürültü giderici tabanlı YSA ile bir harmonik akım çıkartım yöntemi önermişlerdir. Önerilen sistemin hem analog devrelerden oluşan bir deneysel çalışması, hem de PSIM® yazılımı ile benzetim çalışması yapılmış elde edilen sonuçlar sunulmuştur. Benzetim ve deneysel çalışma sonuçları sunularak önerilen yöntemin performansı ve uygulanabilirliği doğrulanmıştır.

Singh vd. [19], aktif filtre yapıları, denetim stratejileri, elemanlarının seçimi, ilgili diğer ekonomik/teknik faktörler ve belirli uygulamalar için seçilmeleri gibi konularda kapsamlı bir inceleme çalışması yapmışlardır. Makalenin sonuna, aktif güç filtreleri ile ilgili yukarıda bahsedilen konu başlıkları altında çalışılmış 223 adet makale araştırmacılar ve uygulama mühendisleri için kaynak oluşturursun diye listelenmiştir.

Tey vd. [20], düşük gerilimli bir AA sisteminde harmonik kompanzasyonu için YSA ile denetlenen birleşik güç kalitesi düzenleyicisinin (BGKD) tasarımı sunulmuştur. Yük akımında ve şebeke geriliminde var olan harmoniklerin çıkartımı için basit zaman-domeni çıkartım tekniği (Chebyshev bant durduran filtre) kullanılmıştır. BGKD topolojisi iki adet 3-fazlı DGA'lı gerilim ara devreli eviriciden oluşmaktadır. Eviricilerin denetimi ise Levenberg-Marquardt geriye yayılım algoritmalı YSA ile yapılmıştır. Benzetim sonuçları ile YSA denetimli BGKD'nin harmonik bozulmaları önemli ölçüde azalttığı gösterilmiştir.

Tey vd. [21], geleneksel PAGF'yi uyarlamalı yapmak için YSA kullanımı önerilmiştir. Önerilen uyarlamalı PAGF; harmonik akımları, güç katsayısını ve doğrusal olmayan yük dengesizliklerini kompanze edebilmektedir. Bir PI denetleyici ile de kondansatörün istenilen seviyede kendiliğinden şarj olması sağlanmaktadır. Referans akım çıkartım yöntemi olarak Widrow-Hoff öğrenme kurallı adaline YSA kullanılmaktadır. Elde edilen referans akım daha sonra histerezis akım denetleyici ile evirici anahtarlarının tetikleme işaretlerine dönüştürülmektedir. Sonuç olarak adaline YSA tabanlı PAGF'nin dengesiz yüklenme durumlarında dahi hızlı ve güvenilir bir şekilde harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu yapabildiği benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır.

Yang vd. [22], wavelet ile YSA birleşiminden oluşan wavelet YSA tabanlı bir harmonik çıkartım yöntemi önermişlerdir. Wavelet fonksiyonları ileri beslemeli YSA hücrelerinin aktivasyon fonksiyonları olarak kullanılmıştır. Matlab yazılımı kullanılarak yapılan benzetim çalışması ile önerilen yöntemin güç sistemi harmoniklerini gerçek zamanlı ve doğru biçimde çıkartabildiği gösterilmiştir.

Ying ve Qingsheng [23], güç sistemindeki harmonikleri gerçek zamanlı ve gecikmesiz çıkartabilen geriye yayılım algoritmasına dayalı yeni bir 3-katmanlı, ileri beslemeli YSA önermişlerdir. Matlab yazılımı kullanılarak yapılan benzetim çalışması sonuçlarına göre YSA tabanlı harmonik çıkartım yönteminin doğrusal olmayan yüklerin harmoniklerini belirlemede uygulanabileceği belirtilmiştir.

1.2. Tezin Amacı ve İzlenen Yöntem

Bu tez çalışmasında, uyarlamalı bir YSA türü olan adaline YSA ile PAGF denetimi gerçekleştirilmektedir. Bu tekniği kullanmanın en temel amacı değişken yük durumunda dahi sistemin bu değişikliklere karşı kendisini uyarlayarak istenilen referans akımını verebilmesidir.

Son yıllarda, YSA teknikleri AGF denetimlerinde başarı ile uygulanmış ve bu alanda gayet umut vermişlerdir. Aslında YSA'ların öğrenme imkân ve kabiliyetleri, elektrik şebekesinin değişen parametrelerine, örneğin doğrusal olmayan ve zamanla değişen yüklere, anında uyarlanmaya imkân vermektedir. Denetimi zorlaştıran bu gibi kısıtlamalar, klasik denetim yöntemleri için hala sorun teşkil etmektedir [4].

Bu yüzden bu tez çalışması, PAGF denetimi için umut verici bir yaklaşım olan uyarlamalı YSA tekniğinin, klasik denetim teknikleri ile denetlenen PAGF'lere göre daha az hesaplama yükü ile uygulanmasının daha kolay yapılabileceğini ve harmonik akım ile reaktif güç kompanzasyonunu başarıyla gerçekleştirebileceğini göstermeyi amaçlamaktadır.

Önerilen denetim sistemi ile klasik denetim sistemleri arasındaki en önemli fark ise dağıtım şebekesinin her fazı için iki akım sensörü yerine bir akım sensörü kullanarak

referans akımların hesaplanmasıdır. Böylece, tasarım maliyetlerinin de azaltılması amaçlanmaktadır.

PAGF yapısı, 3-fazlı DGA'lı gerilim ara devreli evirici ile bir denetim devresinden oluşmaktadır ve denetim devresinde mikrodenetleyici kullanılmaktadır.

Uyarlamalı YSA ile denetlenen PAGF'nin hem benzetim hem de deneysel uygulama sonuçları verilerek önerilen denetim yönteminin etkinliğinin doğrulanması amaçlanmaktadır.

1.3. Tez Özeti

Birinci bölümde, AGF ve YSA ile ilgili geniş bir literatür taraması yapılarak, özellikle YSA'nın bir denetim yöntemi olarak kullanıldığı bazı uygulamalar özetlenmektedir. Tezin amacı ve izlenen yöntem açıklanmaktadır.

İkinci bölümde, Hagan ve arkadaşlarının kaleme aldığı "Neural Network Design" isimli kitaptan [24] Türkçe'ye çevrilen YSA ile ilgili temel bilgiler verilmektedir. Sinir hücresinin en basit modeli olan tek girişli sinir hücresinden başlayarak çok girişli birden çok sinir hücreli modellere kadar değişik model tipleri gösterilmektedir. Bu modellerden yararlanılarak çok katmanlı ileri beslemeli ve/veya geri beslemeli (yinelemeli) ağ yapılarının nasıl oluşturulduğu anlatılmaktadır. YSA eğitiminde kullanılan öğrenme kuralları (eğitim algoritmaları) türleri verilmektedir. öğrenme kurallarından en yaygın olanı ve bu tezde de kullanılan Widrow-Hoff öğrenme kuralı anlatılmaktadır. Bu öğrenme kuralının temelini oluşturan en küçük karesel ortalama (LMS) algoritmasından ve kararlılığı için kullanılan yakınsama analizinden bahsedilmektedir. Son olarak adalene YSA'nın uygulamalarda uyarlamalı bir gürültü giderici olarak nasıl kullanıldığı, örnek verilerek anlatılmaktadır.

Üçüncü bölümde, AGF'ler El-Habrouk ve arkadaşlarının belirttiği 5 ölçüte göre sınıflandırılmaktadır [9]. Bunlar; (i) anma gücüne ve cevap verme hızına göre, (ii) güç devresi yapılarına ve bağlantı şekillerine göre, (iii) kompanze edilecek sistem parametresine göre, (iv) denetim tekniklerine göre ve (v) referans akım/gerilim

çıkartım yöntemlerine göre sınıflandırmalardır. Böylece, özel uygulamalar için AGF ve denetleme tekniği seçim ölçütleri hakkında genel bilgiler verilmektedir.

Dördüncü bölümde, bu tezde önerilen adaline YSA tabanlı PAGF denetim sisteminden bahsedilmektedir. PAGF çalışma prensibi, yapısı, güç devresi ve elemanları anlatıldıktan sonra önerilen denetim sistemi, adaline YSA tabanlı referans akım çıkartımı ve DA barası gerilim denetimi alt başlıkları ile anlatılmaktadır.

Beşinci bölümde, önerilen PAGF denetim sisteminin PSIM[®] benzetim modeli ve modeli oluşturan birimler detaylı bir şekilde anlatılmaktadır.

Altıncı bölümde, önerilen PAGF denetim sisteminin deneysel uygulamasının nasıl yapılacağı anlatılmaktadır.

Yedinci bölümde, önerilen PAGF denetim sisteminin hem benzetim hem de deneysel uygulama sonuçları verilerek önerilen yöntemin etkinliği doğrulanmaktadır.

Sekizinci bölümde, tez sonuçları özetlenip ileriye dönük öneriler verilmektedir.

2. YAPAY SİNİR AĞLARI (YSA)

Biyolojik sinir ağlarının çalışma prensibi, bilim adamlarınca üzerinde çalışılan yeni sayılabilecek bir konudur. Genelde, tüm biyolojik sinir ağları işlemlerinin, hafıza da dâhil, sinir hücrelerinin içinde ve aralarındaki bağlantılarda saklı olduğu düşünülmektedir. Öğrenme ise, sinir hücreleri arasında yeni bağlantıların oluşturulması ya da var olan bağlantıların değiştirilmesi olarak görülmektedir. Yapay sinir ağları, yapay sinir hücrelerinden küçük bir küme oluşturarak ve onları eğiterek yararlı bir işlevi gerçekleştirmelerini sağlamak için insan beyninin biyolojik yapısının yapay bir benzerinin oluşturulması çabalarıyla ortaya çıkmıştır [24].

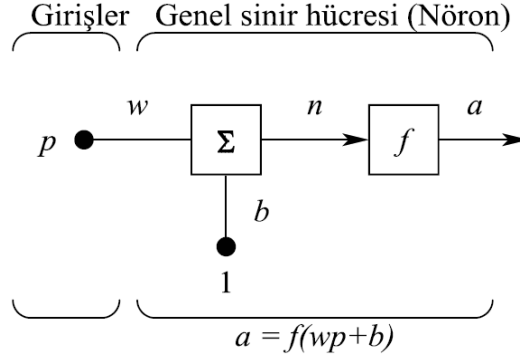
YSA'lar problem çözmeye iyi olduklarından sadece mühendislik, fizik ve matematik alanlarında değil, aynı zamanda tıp, yönetim ve finans alanlarında da kullanılmaktadır. Birçok alanda çok geniş yelpazede probleme uygulanmaları bu alanı hayli çekici kılmaktadır [24]. Aynı zamanda, çok hızlı bilgisayarların ve hızlı algoritmaların varlığı, YSA'ların karmaşık endüstriyel problemlerin çözümünde kullanımını mümkün kılmıştır. Günümüzde çoğu YSA, geleneksel bilgisayarlar üzerinde uygulansa da paralel yapıları, bu ağları VLSI (çok büyük ölçekte bütünleştirme – transistör tabanlı on binlerce devrenin tek bir yonga üzerine yerleştirme işlemi), optik cihazlar ve paralel işlemciler kullanan uygulamalar için çok uygun hale getirmektedir [24].

2.1. Sinir Hücresi Modelleri ve Ağ Mimarileri

Bu bölümde sinir hücresinin basitleştirilmiş bir modelinin tanıtımı yapılmaktadır. Ayrıca yapay sinir hücrelerinin birçok ağ mimarisi oluşturabilmelerini mümkün kılan bağlantı prensipleri bu başlık altında açıklanmaktadır.

2.1.1. Tek girişli sinir hücresi

Şekil 2.1'de tek girişli sinir hücresi görülmektedir.



Şekil 2.1: Tek girişli sinir hücresi [24]

Skaler giriş p , skaler ağırlık w ile çarpılıp toplayıcıya gönderilen wp terimini oluşturur. Diğer giriş 1 ise sapma b ile çarpılıp sonra toplayıcıya gönderilir. Toplayıcı çıkışı n (çoğu zaman net giriş olarak adlandırılır), bir f transfer fonksiyonundan geçer. Bu fonksiyon skaler sinir hücresi çıkışı a 'yı üretir.

Bu basit model, biyolojik sinir hücresi ile karşılaştırılacak olursa; w ağırlığı sinapsın (bir hücrenin iletim kanalı olan akson ile diğer bir hücrenin sinir lifi olan dendritin birleştiği nokta) kuvvetini; toplayıcı ve transfer fonksiyonu hücre gövdesini; sinir hücresi çıkışı ise akson denem iletim kanalları üzerindeki işareti temsil eder. Sinir hücresi çıkışı, aşağıdaki ifadeyle hesaplanır:










$$a = f(wp + b) \quad (2.1)$$

Gerçek çıkış değeri, seçilen transfer fonksiyonuna bağlıdır. Burada w ve b değerleri sinir hücresinin ayarlanabilir parametreleridir. Tipik olarak transfer fonksiyonu tasarımcı tarafından seçilir ve bu parametreler sinir hücresi giriş-çıkış ilişkisinin gerçekleştireceği amaca bağlı olarak bazı öğrenme kurallarına göre ayarlanır. Bölüm 2.1.2'de farklı amaçlar için farklı transfer fonksiyonları tanımlanmaktadır.

2.1.2. Transfer fonksiyonları

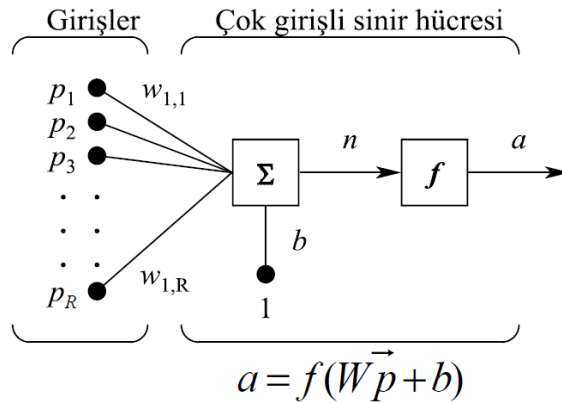
Şekil 2.1'de gösterilen transfer fonksiyonu net giriş n 'in doğrusal ya da doğrusal olmayan bir fonksiyonu olabilir. Belirli bir transfer fonksiyonu, sinir hücresinin çözmeye çalıştığı problemin belirli şartlarını sağlayabilmek için seçilir. Tablo 2.1'de YSA'larda kullanılan çeşitli transfer fonksiyonları gösterilmektedir.

Tablo 2.1: YSA transfer fonksiyonları [24]

Adı	Giriş-Çıkış İlişkisi	Sembolü	MATLAB Fonksiyonu
Basamak Fonksiyonu	$a = 0 \quad n < 0$ $a = 1 \quad n \geq 0$		hardlim
Simetrik Basamak Fonksiyonu	$a = -1 \quad n < 0$ $a = +1 \quad n \geq 0$		hardlims
Doğrusal	$a = n$		purelin
Doymalı Doğrusal	$a = 0 \quad n < 0$ $a = n \quad 0 \leq n \leq 1$ $a = 1 \quad n > 1$		satlin
Simetrik Doymalı Doğrusal	$a = -1 \quad n < -1$ $a = n \quad -1 \leq n \leq 1$ $a = 1 \quad n > 1$		satlins
Log-Sigmoid	$a = \frac{1}{1 + e^{-n}}$		logsig
Hiperbolik Tanjant Sigmoid	$a = \frac{e^n - e^{-n}}{e^n + e^{-n}}$		tansig
Pozitif Doğrusal	$a = 0 \quad n < 0$ $a = n \quad 0 \leq n$		poslin
Yarışmacı	$a = 1$ max n e sahip sinir hücreleri $a = 0$ diğer tüm sinir hücreleri		compet

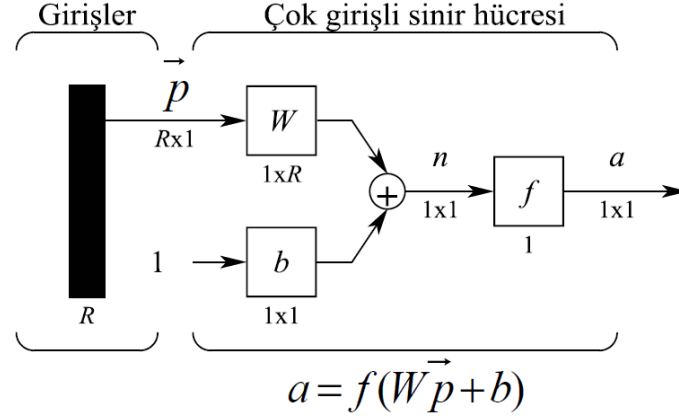
2.1.3. Çok girişli sinir hücreleri

Tipik olarak bir sinir hücresi birden çok girişe sahiptir. Şekil 2.2'de R sayıda çok girişli bir sinir hücresi gösterilmiştir. p_1, p_2, \dots, p_R girişlerinin her biri, W ağırlık matrisindeki ilgili ağırlıklarla ($w_{1,1}, w_{1,2}, \dots, w_{1,R}$) çarpılarak ağırlıklı hale getirilir.



Şekil 2.2: Çok girişli sinir hücresi [25]

Ağırlık matrisinin elemanlarına indis ataması yaparken belirli bir notasyon kullanılmaktadır. İlk indis ağırlığın hedef sinir hücrelerini, ikincisi ise sinir hücrelerini besleyen işaret kaynağını belirtmektedir. Yani, $w_{1,2}$ ifadesindeki indisler bu ağırlığın ikinci işaret kaynağı ile birinci sinir hücresi arasındaki bağı temsil ettiğini gösterir. Bu gösterim birden fazla sinir hücresi olduğunda daha faydalı olacaktır. Şekil 2.3'te ise çok girişli bir sinir hücresinin kısaltmalı notasyonu gösterilmiştir.



Şekil 2.3: Çok girişli bir sinir hücresi, kısaltmalı notasyon [25]

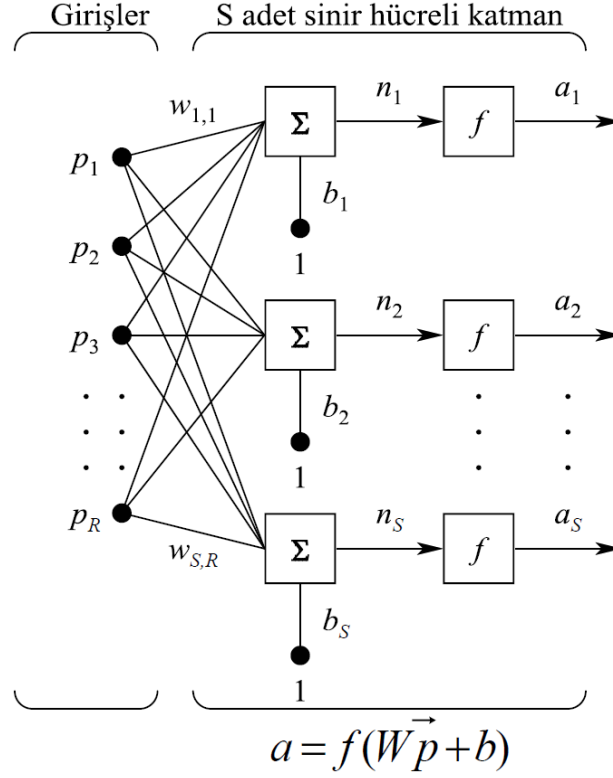
Bu notasyon sonraki bölümlerde birden fazla sinir hücresinden ve hatta birden fazla katmandan oluşan ağların gösterimini kolaylaştıracaktır. Şekil 2.3'te de görüldüğü gibi \vec{p} giriş vektörü solda kalın bir dikey çubukla gösterilmiştir. \vec{p} vektörünün boyutu hemen altında $R \times 1$ olarak verilmiştir. Bu ifade değişkenin R elemandan oluşan tek bir vektör olduğunu göstermektedir. Bu girişler, R adet sütundan ve sadece bir satırdan (tek sinir hücreli) oluşan W ağırlık matrisine gitmektedir. Sabit 1 sayısı, b sapma değeri ile çarpılıp sinir hücresine girmektedir. Burada tek bir sinir hücresi olduğundan sinir hücresinin çıkışı a bir skalerdir ve net giriş n 'nin bir fonksiyonudur. Birden fazla sinir hücresinin olduğu durumlarda ise ağ çıkışı bir vektör olur. Bir ağın giriş sayısı çözülen probleme bağlıdır. Örneğin bir uçurtmanın uçuş şartlarını tahmin edecek bir YSA tasarımında, girişler hava sıcaklığı, rüzgâr hızı ve nem olacağından ağın da üç adet girişi olmalıdır [24].

2.1.4. YSA yapı mimarileri

Genellikle birden çok girişe sahip olsa da tek sinir hücresi her zaman yeterli olmayabilir. Bu gibi durumlarda birden çok sinir hücresinin paralel çalıştığı ve katman olarak adlandırılan yapıya ihtiyaç duyulur.

2.1.4.1. Tek katmanlı sinir hücreleri

Şekil 2.4'te S adet sinir hücresinden oluşan tek katmanlı bir ağ gösterilmektedir. R sayıda girişin her biri, her bir sinir hücresine girmektedir. O yüzden ağırlık matrisi bu kez S sayıda satırdan oluşmaktadır.



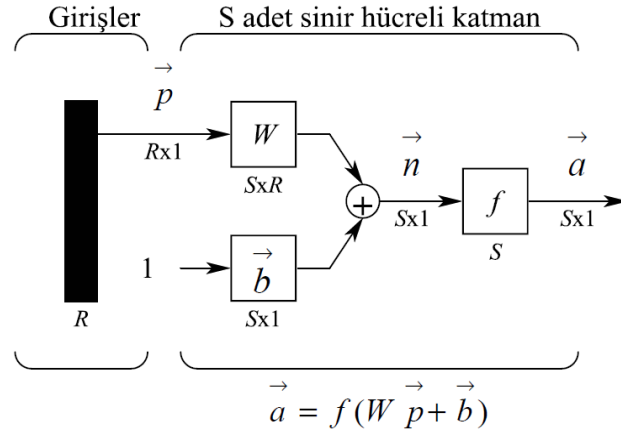
Şekil 2.4: S adet sinir hücresel tek katman ağ [25]

Katman; ağırlık matrisi, toplayıcılar, sapma vektörü (\vec{b}), transfer fonksiyonu sembolleri ve çıkış vektöründen (\vec{a}) oluşmaktadır. Bazı araştırmacılar girişleri de bir katman olarak kabul ediyor olsalar da bu çalışmada uygulanmamaktadır.

Genelde giriş sayısı R ile sinir hücreleri sayısı S birbirine eşit değildir. Ayrıca transfer fonksiyonları da aynı türden olmak zorunda değildir. Ağırlık matrisi W ise aşağıda gösterilmektedir:

$$W = \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} & \cdots & w_{1,R} \\ w_{2,1} & w_{2,2} & \cdots & w_{2,R} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ w_{S,1} & w_{S,2} & \cdots & w_{S,R} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

S sinir hücreli, R girişli, tek katmanlı bir ağ, Şekil 2.5'teki gibi kısaltmalı notasyonla da gösterilebilir.

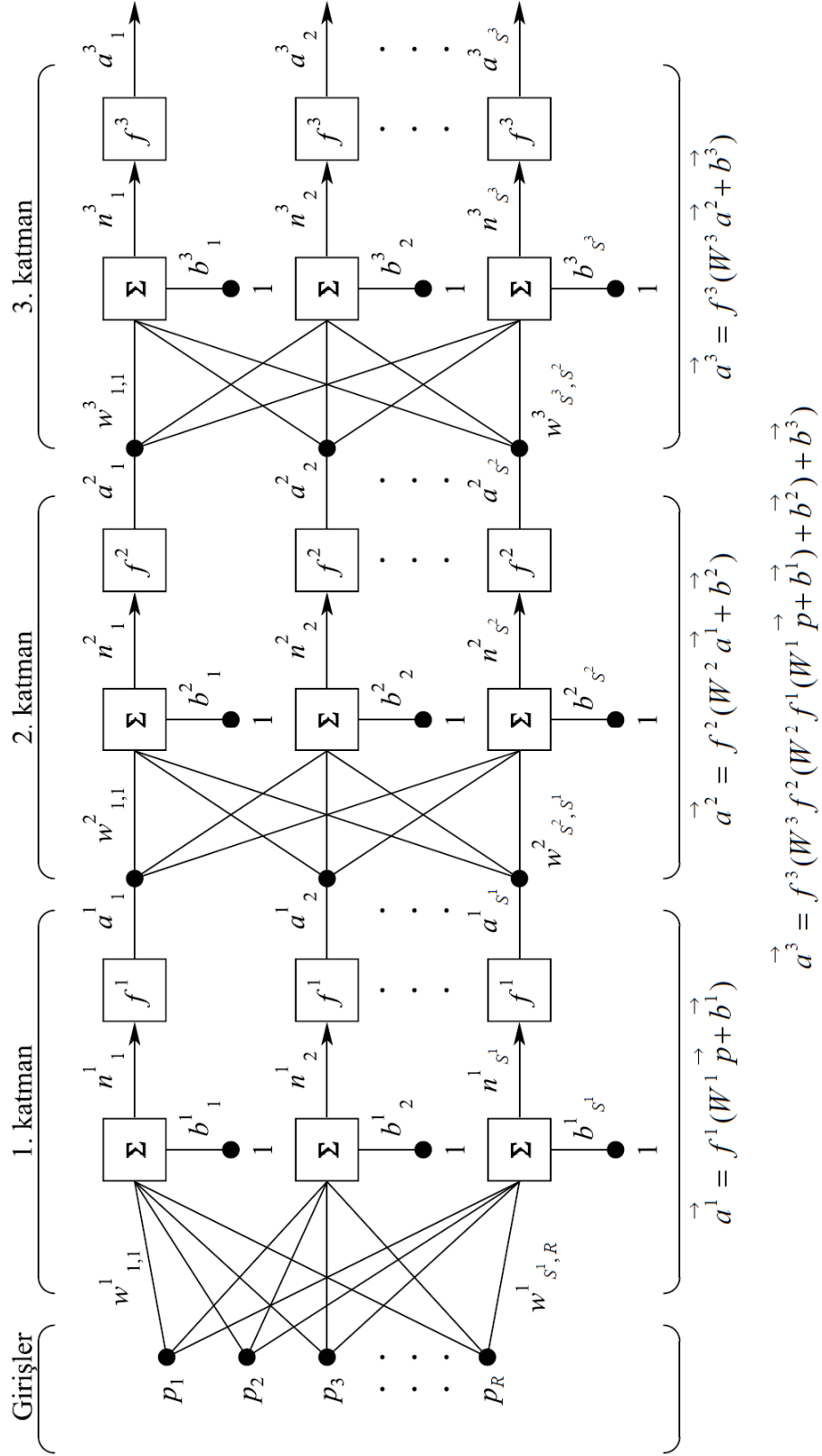


Şekil 2.5: S adet sinir hücreli tek katmanlı ağ, kısaltmalı notasyon [25]

Değişkenlerin altındaki ifadeler, bu katman için, \vec{p} 'nin R uzunluğunda bir vektör, W 'nin $S \times R$ boyutunda bir matris, \vec{a} ve \vec{b} 'nin S uzunluğunda birer vektör olduğunu göstermektedir.

2.1.4.2. Çok katmanlı sinir hücreleri

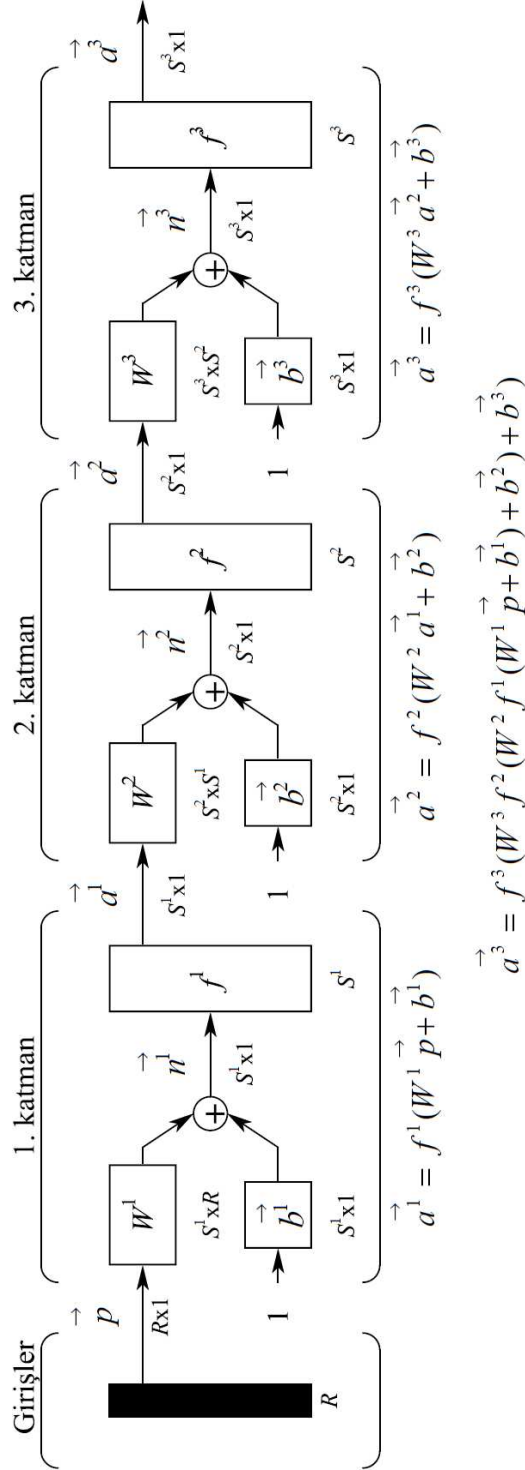
Şekil 2.6'da 3 katmanlı bir ağ yapısı gösterilmektedir. Her katmanın kendisine ait W ağırlık matrisi, \vec{b} sapma vektörü, \vec{n} net giriş vektörü, ve \vec{a} çıkış vektörü, bulunmaktadır. Ancak, birden fazla katmanlı bir ağ yapısında her katmandaki benzer değişkenleri ayırt edebilmek için ilave notasyona ihtiyaç duyulmaktadır. Şekilde de görüldüğü gibi katmanların tanımlanmasında üs indisinden yararlanılacaktır. Yani birinci katmana ait ağırlık matrisi W^1 ile ikinci katmana ait ağırlık matrisi ise W^2 ile gösterilecektir. Şekilde giriş vektörü uzunluğunun R , birinci katmanın sinir hücresi sayısının S^1 , ikinci katmanın sinir hücresi sayısının S^2 olduğu görülmektedir. Daha önce de belirtildiği gibi farklı katmanlar farklı sayıda sinir hücrelerine sahip olabilirler. Her bir katmanın çıkışı sonraki katmanın girişidir. Çıkışı ağ yapısının da çıkışı olan katmana 'çıkış katmanı' diğer katmanlara ise 'gizli katman' denir.



Şekil 2.6: Üç katmanlı ağ yapısı [24]

Şekil 2.6'da gösterilen üç katmanlı ağ yapısı Şekil 2.7'deki gibi kısaltmalı notasyonla da gösterilebilir.

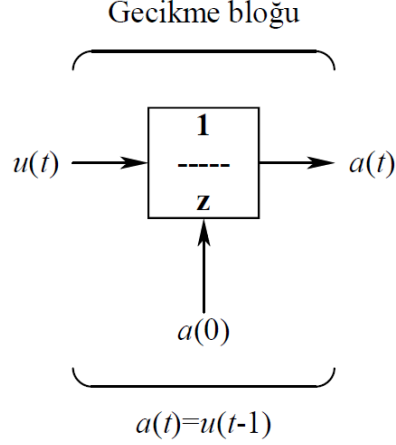
Çok katmanlı ağlar tek katmanlı ağlara göre daha güçlüdür. Örneğin ilk katmanında sigmoid transfer fonksiyonu, ikinci katmanında ise doğrusal transfer fonksiyonu olan iki katmanlı bir ağ, rastgele seçilmiş birçok fonksiyonun yaklaşımını vermek için eğitilebilir. Ancak tek katmanlı ağlar bunu gerçekleştiremezler [24].



Şekil 2.7: Üç katmanlı ağ yapısı, kısaltmalı notasyon [24]

2.1.4.3. Yinelemeli (geri beslemeli) ağlar

Yinelemeli ağları tanıtmadan önce bazı basit ağ yapı bloklarının tanımlanması gerekmektedir. Birinci yapı bloğu gecikme bloğudur ve Şekil 2.8’de gösterilmektedir.



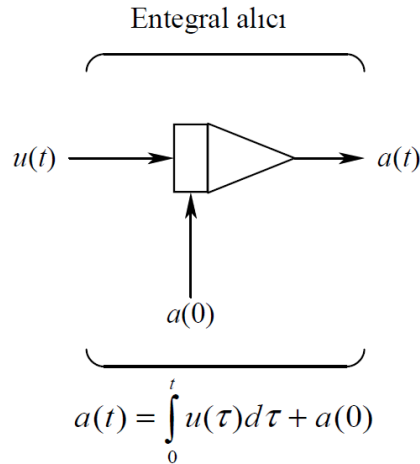
Şekil 2.8: Gecikme bloğu [24]

Gecikme bloğu çıkışı $a(t)$, girişi $u(t)$ ’den, aşağıdaki ifadeye göre hesaplanır:

$$a(t) = u(t - 1) \quad (2.3)$$

Yani, çıkış girişin belirli bir zaman adımı kadar geciktirilmiş halidir. Yukarıdaki eşitlik bir başlangıç koşulunu tanımlamayı gerektirir. Bu tanımlama şekilde bloğun altındaki $a(0)$ ile gösterilmektedir.

İkinci yapı bloğu ise sürekli zamanlı yinelemeli ağlarda kullanılan entegral alıcı bloktur ve Şekil 2.9’da gösterilmektedir.

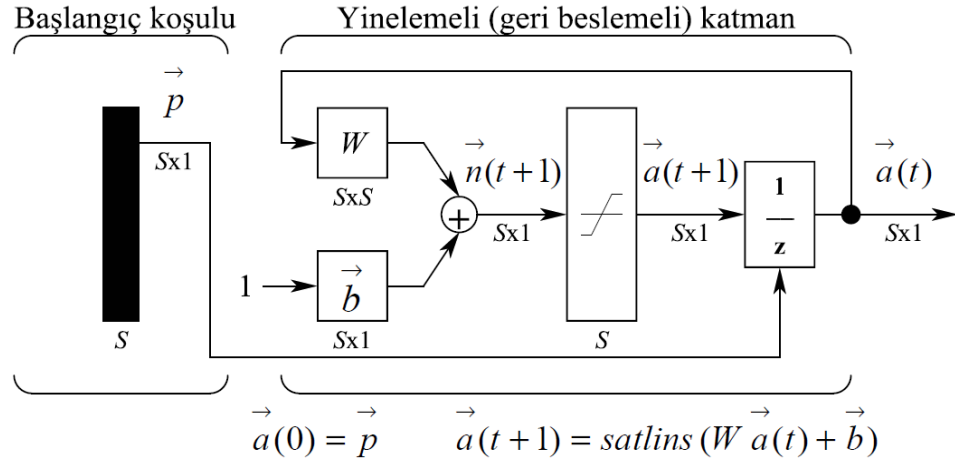


Şekil 2.9: Entegral alıcı blok [24]

Entegral alıcı blok çıkışı $a(t)$, girişi $u(t)$ 'den, aşağıdaki ifadeye göre hesaplanır. Yine başlangıç koşulu şeklinde bloğun altındaki $a(0)$ ile gösterilmektedir.

$$a(t) = \int_0^t u(\tau) d\tau + a(0) \quad (2.4)$$

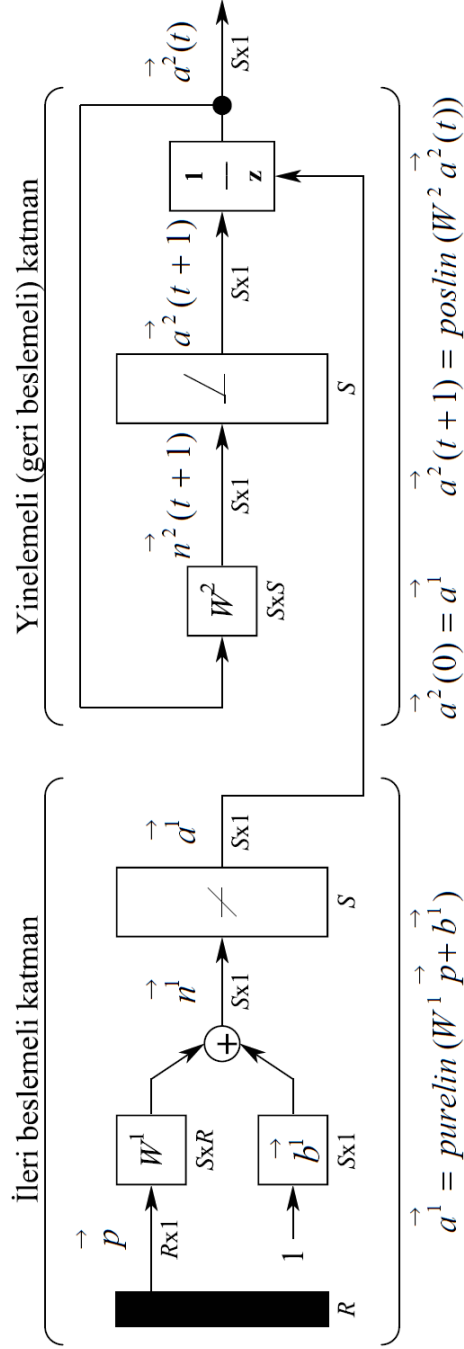
Belirtilen basit ağ yapı bloklarının tanımlanmasının ardından yinelemeli ağlar şu şekilde tanımlanabilir: Yinelemeli ağlar geri beslemeli ağlardır, yani bazı çıkışları girişine bağlanmış ağlardır. Bu yapı şu ana kadar tanımlanan ileri beslemeli ağ yapılarından oldukça farklıdır. Şekil 2.10'da ayrık zamanlı yinelemeli ağ yapısının bir çeşidi gösterilmektedir. Bu şekildeki örnekte giriş vektörü \vec{p} , aynı zamanda $\vec{a}(0)$ başlangıç koşulunu da sağlamaktadır. Bu tip ağlar potansiyel olarak ileri beslemeli ağlara göre daha güçlüdürler ve geçici davranışlar sergileyebilirler.



Şekil 2.10: Yinelemeli ağ yapısı [24]

2.1.4.4. Yarışmacı YSA

Bu ağ türü hem ileri beslemeli katmana hem de geri beslemeli katmana sahiptir. Lippmann tarafından önerilen 'Hamming ağı' bu ağ türüne en güzel örnektir [24]. Şekil 2.11'de yarışmacı ağ olan Hamming ağı gösterilmektedir. Bu ağın amacı uygulanan giriş vektörünün hangi prototip vektöre daha yakın (benzer) olduğuna karar vermektir. Bu karar ise geri beslemeli katmanın çıkışı ile gösterilir. Her iki katmandaki sinir hücresi sayısı eşittir. İleri beslemeli katman, giriş ile prototip örnekler arasındaki ilişkiyi (korelasyon) hesapladığından 'korelasyon katmanı' olarak anılır. Bunu yapabilmek için prototip örnekler, ileri katmandaki W^1 ağırlık matrisine atanır.



Şekil 2.11: Yarışmacı ağ (Hamming ağı) [24]

Geri beslemeli katman ise ‘yarışmacı katman’ olarak anılır. Geri beslemeli katmanda her bir prototip için bir sinir hücresi bulunur ve bunlar kazanan prototipi belirlemek için birbirleriyle yarışır. Bu katman sonuç verdiğiğinde sadece bir sinir hücresinin çıkışı sıfırdan farklı olur. Bu sinir hücresi de uygulanan giriş vektörüne en yakın prototip örneğini gösterir.

2.1.5. YSA öğrenme kuralları (eğitim algoritmaları)

'Öğrenme kuralı' terimi ile bir YSA'nın ağırlık ve sapma değerlerinin değiştirilmesi için kullanılan bir prosedür anlaşılmaktadır. Bu prosedür eğitim algoritması olarak da anılabilir. Öğrenme kuralının amacı; ağı, belirli bir görevi yerine getirmesi için eğitmektir. Birçok YSA öğrenme kuralı mevcuttur. Bunların tümü, üç genel kategoride sınıflandırılabilir: i) Danışmalı öğrenme, ii) Danışmasız öğrenme iii) Destekli (ya da dereceli) öğrenme.

2.1.5.1. Danışmalı öğrenme

Danışmalı öğrenmede, uygun ağ davranışını gerçekleştirmek için öğrenme kuralına 'eğitim seti' denilen bir dizi örnek sağlanır:

$$\{\vec{p}_1, \vec{t}_1\}, \{\vec{p}_2, \vec{t}_2\}, \dots, \{\vec{p}_Q, \vec{t}_Q\} \quad (2.5)$$

Burada \vec{p}_Q vektörü ağın girişi, \vec{t}_Q vektörü ise ilgili doğru (hedef) çıkıştır. Girişler ağa uygulandıkça, ağ çıkışları hedef çıkışlarla karşılaştırılır. Daha sonra öğrenme kuralı ile ağın çıkışlarını hedefe yaklaştırmak için ağırlıklar ve sapma değerleri ayarlanır. Bu gruba giren bazı öğrenme kuralları şunlardır: Perceptron, Widrow-Hoff, Geriye Yayılım, Levenberg-Marquardt Geriye Yayılım, Danışmalı Hebbian.

2.1.5.2. Danışmasız öğrenme

Danışmasız öğrenmede, ağırlıklar ve sapma değerleri, sadece ağın girişlerine göre değiştirilirler. Bu ağ türünde ağın girişine göre kullanılacak herhangi bir doğru (hedef) çıkış yoktur. Ağın ne yapacağını bilmemesi ağın eğitilmesini zorlaştırmaktadır. Bu tür algoritmalar bir tür kümelendirme (ya da gruplandırma) işlemi gerçekleştirirler ve giriş örneklerini sonlu sayıda sınıflar altında gruplandırır. Bu, öğrenme kuralı türü özellikle işaret işleme uygulamalarında kullanılan vektör niceleme (vector quantization) tekniğinde yararlıdır [24]. Bu gruba giren bazı öğrenme kuralları şunlardır: Kohonen, Yarışmacı, Çağrışimli, Danışmasız Hebbian.

2.1.5.3. Destekli (dereceli) öğrenme

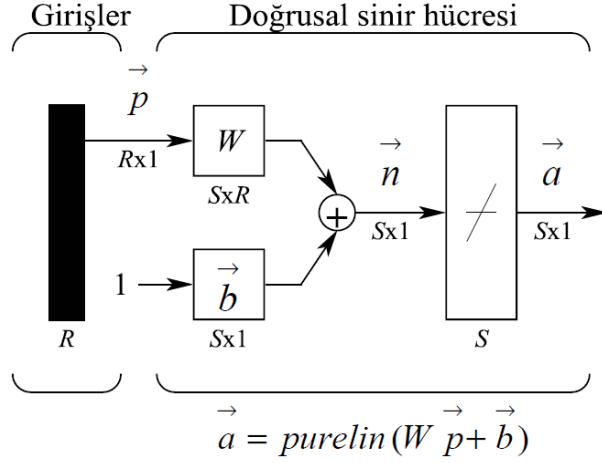
Destekli öğrenme, danışmalı öğrenmeye benzer ancak, ağın her girişi için doğru (hedef) çıkışın sağlanması yerine, öğrenme kuralına sadece bir derece verilir. Bu derece, sırayla ağa uygulanan bir dizi girişten sonra ağın performans ölçütüdür. Bu tür öğrenme danışmanlı öğrenmeye nazaran daha az yaygındır ve günümüzde denetim sistemleri uygulamalarına daha uygundur [24].

2.2. Widrow-Hoff Öğrenme Kuralı

Bernard Widrow ve öğrencisi Marcian Hoff, adaline (adaptive linear network) olarak adlandırdıkları uyarlamalı doğrusal ağ yapısını ve en küçük karesel ortalama (LMS) algoritması adını verdikleri öğrenme kuralını 1960 yılında tanıtmışlardır.

Adaline ağı, perceptron ağına çok benzer. Aradaki fark aktivasyon fonksiyonunun, basamak fonksiyonu yerine doğrusal fonksiyon olmasıdır. Hem adaline hem perceptron ağı aynı yapısal sınırlamaya sahiptirler. Her iki ağ türü de sadece doğrusal olarak ayrılabilen problemlerin çözümünde kullanılabilirler. Ancak LMS algoritması perceptron öğrenme kuralına göre daha güçlü bir öğrenme kuralıdır. Perceptron öğrenme kuralı eğitim örneklerini sınıflandırmada doğru bir sonuca yakınsamayı garanti etse de sınıflandırılan örnekler genelde karar sınır çizgisine yakın olduklarından ağ yapısı gürültülere karşı hassastır.

LMS algoritması ise ortalama karesel hatayı en aza indirmeye çalıştığından, eğitim örneklerini karar sınır çizgisinden mümkün olduğunca uzaklaştırarak sınıflandırır [24]. LMS algoritması, perceptron öğrenme kuralına göre daha çok pratik kullanım alanına sahiptir. Özellikle işaret işleme uygulamalarında bu durum daha belirgin olarak ortaya çıkmaktadır. Örneğin uzak mesafeli telefon hatlarının çoğunda sesin yankılanmasını gidermek için adaline ağları kullanılır. Şekil 2.12'de adaline ağ yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.12: Adaline ağı [24]

Şekil 2.12'deki ağın çıkışı aşağıdaki gibidir:

$$\vec{a} = \text{purelin}(W \vec{p} + \vec{b}) = W \vec{p} + \vec{b} \quad (2.6)$$

Ağ çıkış vektörünün i . elemanı aşağıdaki gibi yazılabilir:

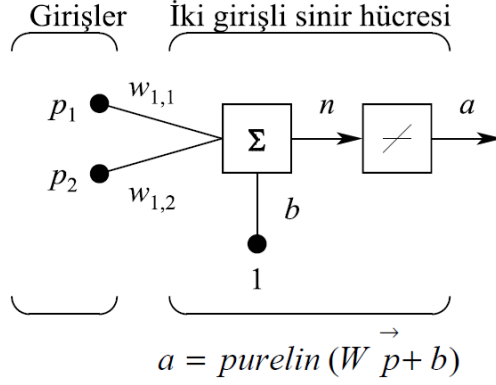
$$a_i = \text{purelin}(n_i) = \text{purelin}({}_i w \vec{p} + b_i) = {}_i w \vec{p} + b_i \quad (2.7)$$

${}_i w$ burada W ağırlık matrisinin i . satırındaki elemanlardan oluşur.

$${}_i w = \begin{bmatrix} w_{i,1} \\ w_{i,2} \\ \vdots \\ w_{i,R} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.2.1. Tek sinir hücreli adaline

Ağın çalışma prensibi basit olarak Şekil 2.13'te gösterilmektedir. Burada tek bir adaline hücresinden oluşan iki girişli ağ örnek olarak ele alınmıştır.

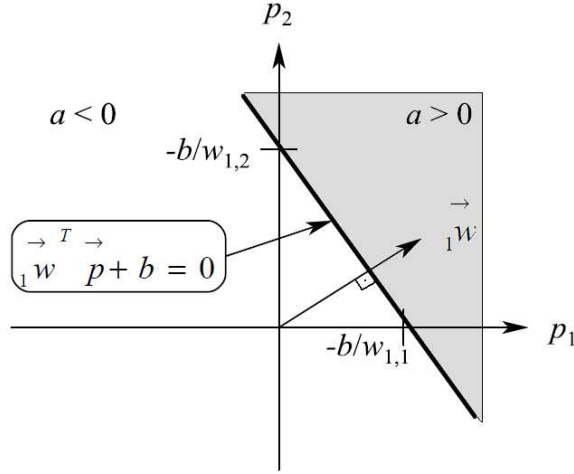


Şekil 2.13: İki girişli bir adaline sinir hücresi [24]

Ağ çıkışı aşağıdaki gibidir:

$$a = \text{purelin}(n) = \text{purelin}(\vec{w}_1^T \vec{p} + b) = \vec{w}_1^T \vec{p} + b = w_{1,1}p_1 + w_{1,2}p_2 + b \quad (2.9)$$

Şekil 2.14'te ağ çıkışını sıfır yapan ve giriş vektörleri tarafından belirlenen karar sınır çizgisi gösterilmektedir:



Şekil 2.14: İki girişli adaline hücresi için karar sınır çizgisi [24]

Koyu renkli bölgede ağ çıkışı sıfırdan büyük iken diğer bölgede sıfırdan küçüktür. Bu şekil bize adaline hücresini kullanarak nesnelere iki sınıfa ayırabileceğimizi göstermektedir. Ancak bu sınıflandırma, nesnelere doğrusal bir şekilde birbirlerinden ayrılabilmesi şartı ile yapılabilir. Bu anlamda adaline ağları perceptron ağları ile aynı sınırlamaya sahiptirler.

2.2.2. Ortalama karesel hata

Perceptron ağı gibi adaline ağı da danışmalı öğrenme grubuna giren bir ağ türüdür. Yani öğrenme kuralı, uygun ağ davranışlarına karşılık gelen bir dizi örnekleme ile ağı eğitir. Adaline ağlarını eğitmek için en küçük karesel ortalama (LMS) algoritması kullanılır. Aşağıda ağı eğitmek için kullanılan örnekleme çiftleri gösterilmektedir:

$$\{\vec{p}_1, \vec{t}_1\}, \{\vec{p}_2, \vec{t}_2\}, \dots, \{\vec{p}_Q, \vec{t}_Q\} \quad (2.10)$$

Burada \vec{p}_Q vektörü ağ girişini, \vec{t}_Q vektörü ise bu girişe ait hedef çıkışı temsil etmektedir. Ağa her bir giriş uygulandıkça ağın gerçek çıkışı hedef çıkış ile karşılaştırılır. Hedef çıkış ile gerçek çıkış arasındaki fark hata değeridir. LMS algoritması ortalama karesel hatayı en aza indirecek şekilde adaline ağının ağırlıklarını ve sapma değerini günceller. Burada ortalama karesel hata, ağın performans göstergesidir.

Tek sinir hücreli bir adaline ağı için giriş vektörü ile ağın ayarlanan parametreleri aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$\vec{z} = \begin{bmatrix} \vec{p} \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \vec{x} = \begin{bmatrix} \vec{w} \\ b \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

\vec{z} giriş vektöründeki 1 değeri, \vec{x} ağırlık vektöründeki b sapma değerine ait giriş olarak vektöre dahil edilmiştir. Ağ çıkışına ait (2.9) eşitliği aşağıdaki biçimde yeniden yazılabilir:

$$a = \vec{x}^T \vec{z} \quad (2.12)$$

Bu ifade biçimi ile adaline ağı için ‘ortalama karesel hata’ aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$F(\vec{x}) = E[e^2] = E[(t - a)^2] = E[(t - \vec{x}^T \vec{z})^2] \quad (2.13)$$

Burada $E[\]$ operatörü olasılık teorisinden bildiğimiz ortalama olasılık ya da beklenen değer operatörüdür. Burada beklenen değerın genel tanımından yani rasgele olmayan (olasılıklı) işaretlerin zamana göre ortalama değerinden bahsedilmektedir. (2.13) eşitliği ağı uygulanan bütün giriş-çıkış çiftleri sonunda hatanın karesinin ortalama olasılık değeri ya da beklenen değeridir. (2.13) eşitliği genişletilerek aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\begin{aligned} F(\vec{x}) &= E[t^2 - 2\vec{x}^T \vec{z} + \vec{x}^T \vec{z} \vec{z}^T \vec{x}] \\ &= E[t^2] - 2\vec{x}^T E[t \vec{z}] + \vec{x}^T E[\vec{z} \vec{z}^T] \vec{x} \end{aligned} \quad (2.14)$$

(2.14) eşitliği $c = E[t^2]$, $\vec{h} = E[t \vec{z}]$, $R = E[\vec{z} \vec{z}^T]$ olmak üzere aşağıdaki gibi daha sade bir şekilde yazılabilir:

$$F(\vec{x}) = c - 2\vec{x}^T \vec{h} + \vec{x}^T R \vec{x} \quad (2.15)$$

Buradaki \vec{h} vektörü giriş vektörüyle, ilgili hedef arasındaki çapraz-korelasyonu (çapraz-kovaryans) temsil etmektedir. Çapraz-korelasyon skaler çarpım olarak da bilinir ve işaret işlemede iki işaretin birbirlerine ne kadar benzediğinin bir ölçüsü olarak -genellikle bilinen bir işaret yardımıyla bilinmeyen diğer bir işaretin özelliklerini bulmada- kullanılır [42]. R matrisi ise giriş korelasyon matrisidir ve bu matrisin köşegen elemanları giriş vektörü elemanlarının karesel ortalamalarına eşittir. (2.15) eşitliği aşağıda verilen ikinci dereceden bir fonksiyonun genel ifadesiyle benzer biçimdedir:

$$F(\vec{x}) = c - \vec{d}^T \vec{x} + \frac{1}{2} \vec{x}^T A \vec{x} \quad (2.16)$$

Görüldüğü gibi adaline ağının performans göstergesi -ortalama karesel hata- aslında $\vec{d} = -2\vec{h}$ ve $A = 2R$ olmak üzere ikinci dereceden bir fonksiyondur. Bu sonuç ikinci dereceden bir fonksiyonun karakteristiğinin esasen A Hesyen matrisine bağlı olduğunu göstermesi açısından önemlidir. Örnek verilecek olursa, Hesyen matrisinin

özdeğerlerinin tümü pozitif ise o zaman fonksiyonun tek bir mutlak minimumu var demektir.

Adaline ağı için, ikinci dereceden genel fonksiyonun Hesyan matrisi A , korelasyon matrisi R 'nin iki katı büyüklüğünde olacaktır. (2.15) eşitliğindeki korelasyon matrislerinin tümünün ya pozitif tanımlı ya da pozitif yarı-tanımlı oldukları yani özvektörlerinin hiçbir zaman negatif olmayacağı gösterilebilir. Bu durumda geriye iki olası durum kalmaktadır. Birinci olası durum korelasyon matrisinin sadece pozitif özdeğerlere sahip olduğu durumlarda performans göstergesinin bir tek mutlak minimuma sahip olmasıdır. İkinci olası durum ise korelasyon matrisinin bazı özdeğerlerinin sıfır olması halinde, $\vec{d} = -2\vec{h}$ vektörüne bağlı olarak performans göstergesinin ya zayıf bir minimuma sahip olması ya da hiç minimumunun olmamasıdır. Performans göstergesinin birinci türevinin (gradyanının) sıfır olduğu durağan nokta aşağıdaki gradyan ifadesi kullanılarak bulunabilir:

$$\nabla F(\vec{x}) = \nabla(c - \vec{d}^T \vec{x} + \frac{1}{2} \vec{x}^T A \vec{x}) = \vec{d} + A \vec{x} = -2\vec{h} + 2R \vec{x} = 0 \quad (2.17)$$

$F(\vec{x})$ fonksiyonun durağan noktası (2.17) gradyan ifadesi sıfıra eşitlenerek bulunur:

$$-2\vec{h} + 2R \vec{x} = 0 \quad (2.18)$$

Eğer korelasyon matrisi pozitif tanımlı -özvektörlerin tümü pozitif- ise fonksiyonun tek bir durağan noktası olacaktır ve bu nokta güçlü bir minimum noktasıdır:

$$\vec{x}^* = R^{-1} \vec{h} \quad (2.19)$$

Burada belirtilmesi gereken önemli bir husus tek bir çözümün varlığının tamamen R korelasyon matrisine bağlı olduğudur. Giriş vektörlerinin karakteristikleri, bir çözümün olup olmadığını belirlemektedirler [24].

2.2.3. LMS algoritması

Performans göstergesinin analizini minimum noktasının nerede olduğunu belirleyecek algoritma izlemektedir. \vec{h} ve R istatistiksel verilerinin hesaplanabildiği durumda minimum noktası (2.19) denklemi ile doğrudan bulunabilir.

R matrisinin tersinin hesaplanmasının istenmediği durumlarda ise gradyan azalma algoritması, (2.17) denklemiyle hesaplanan gradyan ile birlikte kullanılarak çözüm bulunabilir. Ancak, genellikle \vec{h} ve R matrislerinin hesaplanması istenmez ya da elverişli olmaz. Bu nedenle gradyanı tahmin ederek çözüme ulaşmak gerekmektedir. Bu yönteme ‘yaklaşık gradyan azalma yöntemi’ denir ve Widrow ile Hoff’un ortalama karesel hatanın, performans göstergesinde beklenen değer (ortalama olasılık) yerine her iterasyonda hatanın karesinin hesaplanmasıyla bulunabileceği önsezilerine dayanır. Buna göre $F(\vec{x})$ ortalama karesel hatanın tahmini değeri aşağıdaki gibidir:

$$\hat{F}(\vec{x}) = (t(k) - a(k))^2 = e^2(k) \quad (2.20)$$

Burada k iterasyon indisidir. Burada daha önce hatanın karesine uygulanan beklenen değer operatörü yerine her iterasyonda hatanın karesinin alındığı görülmektedir. Bu durumda, her iterasyon için aşağıdaki gibi bir gradyan tahmini elde edilecektir:

$$\nabla \hat{F}(\vec{x}) = \nabla e^2(k) \quad (2.21)$$

Aşağıdaki ifadelerde, $\nabla e^2(k)$ gradyanının ilk R elemanı, ağ ağırlıklarına göre alınan türevleri; $(R+1)$ ’inci elemanı ise sapma değerine göre alınan türevi temsil etmektedir (R bu ifade de korelasyon matrisi değil, ağ girişinin eleman sayısıdır):

$$[\nabla e^2(k)]_j = \frac{\partial e^2(k)}{\partial w_{1,j}} = 2e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial w_{1,j}}, \quad j = 1, 2, \dots, R \quad (2.22)$$

$$[\nabla e^2(k)]_{R+1} = \frac{\partial e^2(k)}{\partial b} = 2e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial b} \quad (2.23)$$

Bu eşitliklerin sonlarındaki kısmi türev ifadeleri ele alırsanız;

$$\begin{aligned}\frac{\partial e(k)}{\partial w_{1,j}} &= \frac{\partial(t(k) - a(k))}{\partial w_{1,j}} = \frac{\partial}{\partial w_{1,j}} \left[t(k) - \left(\overset{\rightarrow T}{\underset{1}{w}} \vec{p}(k) + b \right) \right] \\ &= \frac{\partial}{\partial w_{1,j}} \left[t(k) - \left(\sum_{i=1}^R w_{1,i} p_i(k) + b \right) \right]\end{aligned}\quad (2.24)$$

Burada, $p_i(k)$ giriş vektörünün k . iterasyondaki i . elemanıdır. Bu eşitlik aşağıdaki gibi sadeleşir:

$$\frac{\partial e(k)}{\partial w_{1,j}} = -p_j(k) \quad (2.25)$$

Benzer şekilde gradyanın son elemanı da aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\frac{\partial e(k)}{\partial b} = -1 \quad (2.26)$$

$p_j(k)$ ve 1, aslında \vec{z} giriş vektörünün elemanları olduğundan karesel hatanın k . iterasyondaki gradyanı aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\nabla \hat{F}(\vec{x}) = \nabla e^2(k) = -2e(k) \vec{z}(k) \quad (2.27)$$

Bu noktada, her iterasyonda bir hata değeri kullanılarak ortalama karesel hatanın yaklaşımının tahmin edilmesindeki incelik görülebilir. Yaklaşık gradyanı bulmak için sadece hatayı girişle çarpmak yetmektedir.

$\nabla F(\vec{x})$ gradyanının (2.27) ile bulunan yaklaşık değeri, gradyan azalma algoritmasında kullanılarak çözüme ulaşılabilir. μ sabit öğrenme katsayılı gradyan azalma algoritmasına göre iterasyon denklemi aşağıdaki gibidir [24] :

$$\vec{x}_{k+1} = \vec{x}_k - \mu \nabla F(\vec{x}) \Big|_{\vec{x}=\vec{x}_k} \quad (2.28)$$

(2.27) eşitliğindeki $\nabla \hat{F}(\vec{x})$ tahmini gradyanı, (2.28) eşitliğindeki $\nabla F(\vec{x})$ gradyanı yerine kullanıldığında aşağıdaki ifade elde edilmektedir:

$$\vec{x}_{k+1} = \vec{x}_k + 2\mu e(k) \vec{z}(k) \quad (2.29)$$

Ya da;

$$\vec{w}(k+1) = \vec{w}(k) + 2\mu e(k) \vec{p}(k) \quad (2.30)$$

$$b(k+1) = b(k) + 2\mu e(k) \quad (2.31)$$

Son iki eşitlik LMS algoritmasını oluşturur. Bu algoritmaya ‘Widrow-Hoff öğrenme kuralı’ ya da ‘delta kuralı’ da denir. Elde edilen bu sonuçlar birden çok çıkışlı dolayısıyla çok sinir hücresine sahip ağ yapılarında da geçerli olacak şekilde değiştirilebilir. Ağırlık matrisinin i . satırını güncellemek için aşağıdaki ifade kullanılır:

$$\vec{w}_i(k+1) = \vec{w}_i(k) + 2\mu e_i(k) \vec{p}(k) \quad (2.32)$$

Burada, $e_i(k)$ hatanın k . iterasyondaki i . elemanıdır. Benzer şekilde sapma değerinin i . elemanını güncellemek için aşağıdaki ifade kullanılır:

$$b_i(k+1) = b_i(k) + 2\mu e_i(k) \quad (2.33)$$

LMS algoritması matris biçiminde yazılacak olursa yukarıdaki iki eşitlik aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu \vec{e}(k) \vec{p}^T(k) \quad (2.34)$$

$$\vec{b}(k+1) = \vec{b}(k) + 2\mu \vec{e}(k) \quad (2.35)$$

Görüldüğü gibi hata ve sapma artık birer vektördür.

2.2.4. Yakınsama analizi

Yakınsama analizinden önce belirtilmesi gereken bir husus, LMS algoritmasında (2.29) eşitliğindeki \vec{x}_k 'nin sadece girişin önceki iterasyonlardaki değerlerinin $[\vec{z}(k-1), \vec{z}(k-2), \dots, \vec{z}(0)]$ bir fonksiyonu olduğudur.

Eğer ağın ardışık giriş vektörlerinin istatistiksel olarak bağımsız oldukları kabul edilirse, o zaman \vec{x}_k ifadesi \vec{z}_k ifadesinden bağımsız olur. Bu koşulu sağlayan sabit girişli süreçler için ağırlık vektörünün beklenen değerinin aşağıdaki ifadeye yakınsayacağı şu şekilde gösterilebilir:

$$\vec{x}^* = R^{-1} \vec{h} \quad (2.36)$$

Bu eşitlik ortalama karesel hatanın $\{E[e_k^2]\}$ en küçük olduğu ve daha önce (2.19) ile ifade edilen minimum çözüm noktasıdır. (2.29) eşitliği yeniden yazılırsa;

$$\vec{x}_{k+1} = \vec{x}_k + 2\mu e(k) \vec{z}(k) \quad (2.37)$$

Eşitliğin her iki tarafının beklenen değer operatörü ile ortalama olasılıkları alınarak;

$$E[\vec{x}_{k+1}] = E[\vec{x}_k] + 2\mu E[e(k) \vec{z}(k)] \quad (2.38)$$

Hata yerine $t(k) - \vec{x}_k^T \vec{z}(k)$ ifadesi yazılarak;

$$E[\vec{x}_{k+1}] = E[\vec{x}_k] + 2\mu \{E[t(k) \vec{z}(k)] - E[(\vec{x}_k^T \vec{z}(k)) \vec{z}(k)]\} \quad (2.39)$$

Son olarak $\vec{x}_k^T \vec{z}(k)$ ifadesini $\vec{z}(k)^T \vec{x}_k$ ile yer değiştirip eşitliği, yeniden düzenlenerek;

$$E[\vec{x}_{k+1}] = E[\vec{x}_k] + 2\mu \{E[t(k) \vec{z}(k)] - E[\vec{z}(k) \vec{z}(k)^T \vec{x}_k]\} \quad (2.40)$$

$\vec{x}_k, \vec{z}(k)$ 'dan bağımsız olduğundan (2.40) eşitliği aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$E[\vec{x}_{k+1}] = E[\vec{x}_k] + 2\mu\{h - RE[\vec{x}_k]\} \quad (2.41)$$

Bu eşitliği yeniden düzenleyerek;

$$E[\vec{x}_{k+1}] = [I - 2\mu R]E[\vec{x}_k] + 2\mu h \quad (2.42)$$

Bu dinamik sistem, $[I - 2\mu R]$ matrisinin özdeğerlerinin hepsi birim çember içinde olması halinde kararlı olacaktır [24].

R matrisinin özdeğerleri λ_i olsun. O halde $[I - 2\mu R]$ matrisinin özdeğerleri $1 - 2\mu\lambda_i$ olur. Bu yüzden sistem aşağıdaki koşulu sağlarsa kararlı olacaktır:

$$-1 < 1 - 2\mu\lambda_i < 1 \quad (2.43)$$

$\lambda_i > 0$ olduğundan, $1 - 2\mu\lambda_i$ her zaman 1'den küçük olur. Bu durumda kararlılık koşulu sadece aşağıdaki eşitsizliğe indirgenmiş olur:

$$1 - 2\mu\lambda_i > -1 \quad (2.44)$$

Sonuç olarak kararlılık koşulu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$0 < \mu < 1/\lambda_i, \quad \text{tüm } i \text{ değerleri için} \quad (2.45)$$

Ya da;

$$0 < \mu < 1/\lambda_{max} \quad (2.46)$$

Kararlılık koşulu sağlandığında, sistemin kararlı hal çözümü aşağıdaki gibi olacaktır:

$$E[\vec{x}_{ss}] = [I - 2\mu R]E[\vec{x}_{ss}] + 2\mu h \quad (2.47)$$

Ya da:

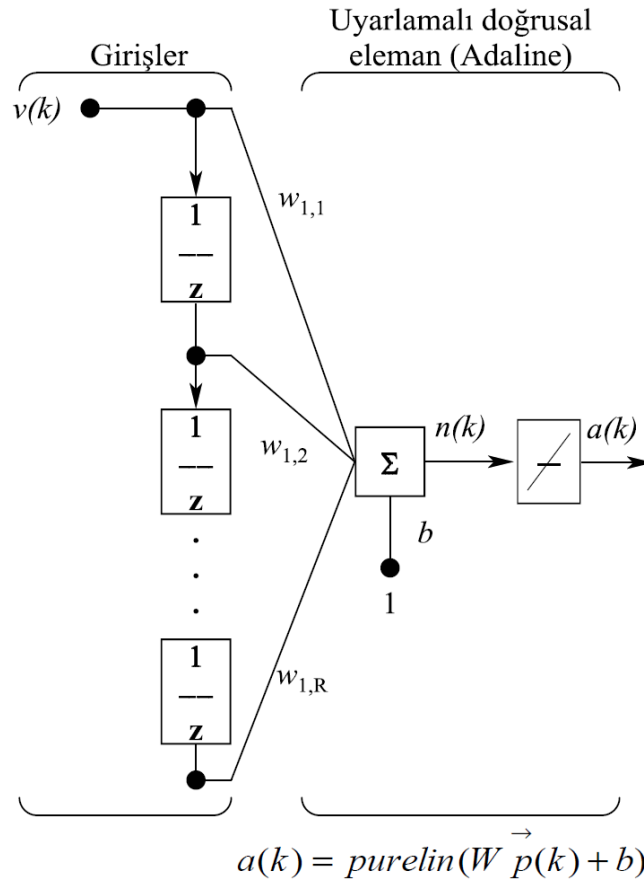
$$E[\vec{x}_{ss}] = R^{-1} h = \vec{x}^* \quad (2.48)$$

Böylece (2.19) eşitliğindeki ortalama karesel hata çözümü ile aynı olan LMS çözümü, giriş vektörlerinin ağı birer birer uygulanması ile elde edilmiş olur.

2.2.5. Uyarlamalı gürültü giderici

Adaline ağları pratik olarak en çok kullanılan yapay sinir ağı türüdür [24]. Bu ağın en yaygın kullanıldığı alan ise günümüzde de kullanılan uyarlamalı gürültü giderme uygulamalarıdır. Adaline ağının uyarlamalı gürültü giderici olarak kullanıldığı yapı Şekil 2.15'te gösterilmektedir.

Şekilde adaline ağının girişlerine 1/z gecikme blokları eklenerek uyarlamalı gürültü giderici ağ yapısı oluşturulduğu görülmektedir. Giriş işaretinin şimdiki değeri ile birden $R-1$ zaman adımı kadar önceki değerleri, adaline ağının giriş vektörünü oluşturmaktadır.

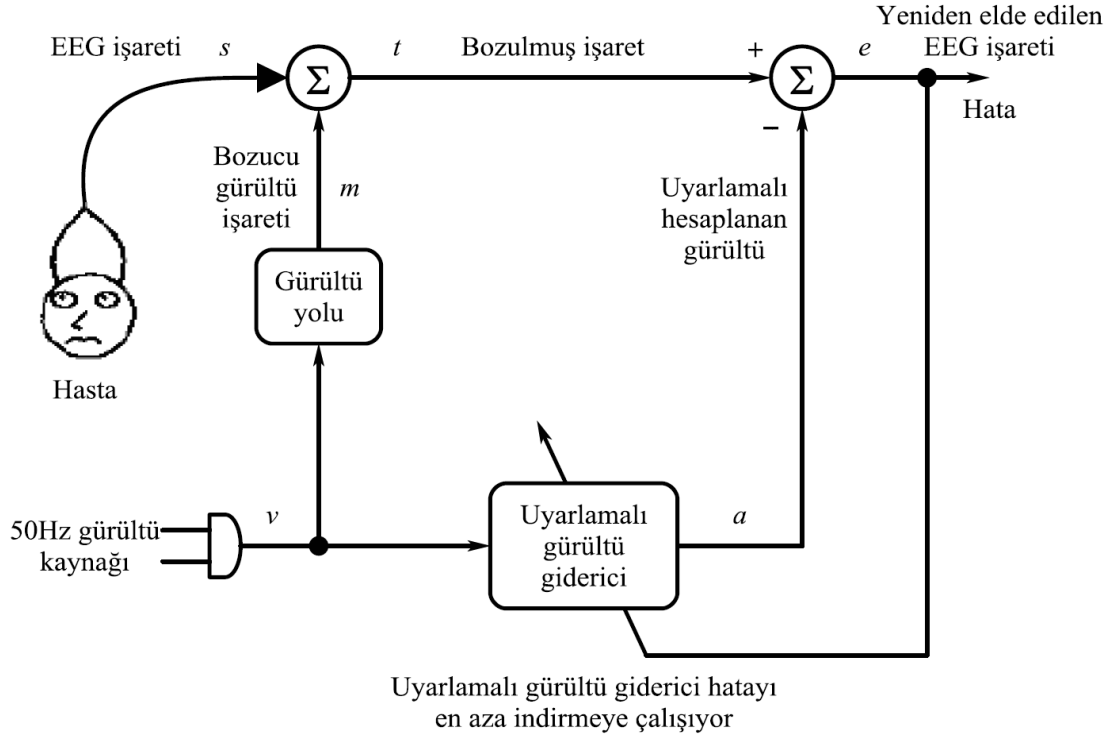


Şekil 2.15: Uyarlamalı gürültü giderici adaline ağı [24]

Ağ çıkışı aşağıdaki gibidir:

$$a(k) = \text{purelin}(W \vec{p}(k) + b) = \sum_{i=1}^R w_{1,i} v(k - i + 1) + b \quad (2.49)$$

Uyarlamalı gürültü giderici, birçok amaç için farklı biçimlerde kullanılabilir. Örneğin bir doktorun hastasına ait EEG işaretlerini (elektroensefalogram: beyindeki elektriksel aktivitelerin kaydı) doğru okuyabilmesi için gürültü işaretleriyle bozulmuş bu işaretlerin gürültüden arındırılması gerekir. Bozucu gürültü işaretlerini EEG işaretlerinden ayırmak için kullanılan uyarlamalı gürültü giderici sisteminin şeması Şekil 2.16'da gösterilmektedir.

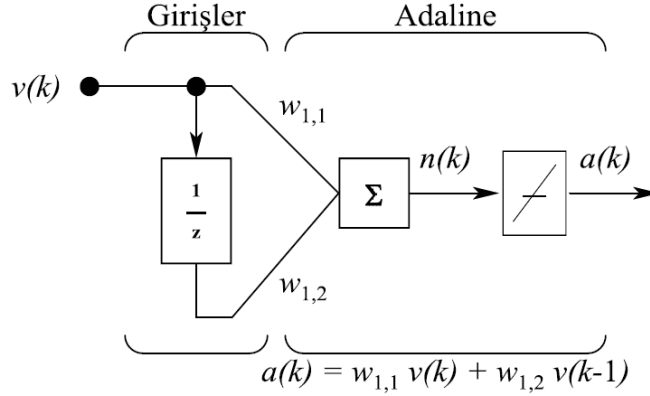


Şekil 2.16: Uyarlamalı gürültü giderici sistem [24]

Görüldüğü gibi bozucu 50 Hz'lik işaret örnekleri, sistem çıkışını yani hatayı en aza indirmek için uyarlamalı gürültü giderici -adaleme ağı- girişine uygulanmıştır. Uyarlamalı gürültü gidericinin çıkışı a gürültü işaretidir ancak gürültü giderici sadece v gürültü kaynağı işaretleri hakkında bilgi sahibidir. Bu da gürültü gidericinin sadece v ile doğrusal korelasyonlu m işaretini üretebileceği anlamına gelir. Bir anlamda, gürültü giderici EEG işaretini bozan işaret yolunu taklit etmiş olur. Böylece a gürültü giderici çıkışı, m bozucu işaretine yakınsarken, e sistem hatası da, s bozulmamış EEG işaretlerine yakınsar.

Bir sonraki örnekte de görüldüğü gibi, gürültü kaynağı girişi bir tek sinüs dalgası olan, iki ağırlıklı ve sapmasız bir sinir hücresinden oluşan ağ yapısı, gürültü giderici filtre olarak kullanılmaya yetmektedir. Filtre girişi, gürültü kaynağının şimdiki ve bir

önceki değerlerinden oluşmaktadır. Şekil 2.17’de uyarlamalı gürültü giderici filtre gösterilmektedir. Böyle iki-girişli bir filtre, v gibi bir gürültü işaretinin genliğini ve fazını istenilen şekilde ayarlayabilir [24].



Şekil 2.17: Uyarlamalı gürültü giderici filtre [24]

Bu sistemin analizi önceki bölümde geliştirilen matematiksel ilişkilerin uygulanması ile mümkündür. Bunun için önce aşağıda ifadeleri verilen giriş korelasyon matrisi R , ve girişle çıkış arasındaki çapraz korelasyon vektörü \vec{h} , bulunmalıdır:

$$R = E[\vec{z} \vec{z}^T] \text{ ve } \vec{h} = E[t \vec{z}] \quad (2.50)$$

Bu örnekte giriş vektörü, gürültü kaynağının şimdiki ve bir önceki değeridir:

$$\vec{z}(k) = \begin{bmatrix} v(k) \\ v(k-1) \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Hedef $t(k)$, EEG işareti $s(k)$ ile bozucu gürültü işareti $m(k)$ 'nin toplamıdır. Bozucu gürültü işareti ise gürültü kaynağı $v(k)$ 'nin filtrelenmiş (fazı ve genliği değişmiş) bir halidir:

$$t(k) = s(k) + m(k) \quad (2.52)$$

R ve \vec{h} ifadeleri (2.53) ve (2.54) eşitliklerindeki gibi açılabilir:

$$R = \begin{bmatrix} E[v^2(k)] & E[v(k)v(k-1)] \\ E[v(k-1)v(k)] & E[v^2(k-1)] \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$\vec{h} = \begin{bmatrix} E[(s(k) + m(k))v(k)] \\ E[(s(k) + m(k))v(k-1)] \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Bu iki ifade için belirgin değerler elde etmek için v , s , ve m ifadeleri tanımlanmalıdır. Örnekte görülen EEG işaretinin -0,2 ile +0,2 değerleri arasında tek düze dağıtılmış rasgele (bir adımdan diğerine korelasyonsuz olan) işaret olduğunu; gürültü kaynağının 50Hz frekansında ve 150Hz ile örneklendiğini; EEG işaretini kirlüten filtrelenmiş gürültü işaretinin ise gürültü işaretinin onda biri kadar zayıflamış genlikte ve $\pi/2$ kadar farklı fazda bir işaret olduğu varsayıldığında gürültü kaynağı ve filtrelenmiş gürültü işaretleri aşağıdaki gibi verildiğinde:

$$v(k) = 1,2 \sin\left(\frac{2\pi k}{3}\right) \quad (2.55)$$

$$m(k) = 0,12 \sin\left(\frac{2\pi k}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.56)$$

R giriş korelasyon matrisinin elemanları şu şekilde hesaplanabilir:

$$E[v^2(k)] = (1,2)^2 \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \left(\sin\left(\frac{2\pi k}{3}\right) \right)^2 = (1,2)^2 0,5 = 0,72 \quad (2.57)$$

$$E[v^2(k-1)] = E[v^2(k)] = 0,72 \quad (2.58)$$

$$\begin{aligned} E[v(k)v(k-1)] &= \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \left(1,2 \sin\left(\frac{2\pi k}{3}\right) \right) \left(1,2 \sin\left(\frac{2\pi(k-1)}{3}\right) \right) \\ &= (1,2)^2 0,5 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -0,36 \end{aligned} \quad (2.59)$$

Öyleyse, R matrisi aşağıdaki gibidir:

$$R = \begin{bmatrix} 0,72 & -0,36 \\ -0,36 & 0,72 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

\vec{h} vektörünün elemanları da benzer yolla bulunur. İlk aşamada bu vektörün ilk elemanı ele alınırsa:

$$E[(s(k) + m(k))v(k)] = E[s(k)v(k)] + E[m(k)v(k)] \quad (2.61)$$

Burada eşitliğin sağındaki ilk terim sıfıra eşittir, çünkü $s(k)$ ile $v(k)$ birbirinden bağımsız ve sıfır ortalamaya sahip ifadelerdir. İkinci terim de aşağıda gösterildiği gibi sıfır çıkmaktadır:

$$E[m(k)v(k)] = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \left(0,12 \sin\left(\frac{2\pi k}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \right) \left(1,2 \sin\left(\frac{2\pi k}{3}\right) \right) = 0 \quad (2.62)$$

Yani, \vec{h} vektörünün ilk elemanı sıfırdır. İkinci eleman ise aşağıda verilmiştir:

$$E[(s(k) + m(k))v(k-1)] = E[s(k)v(k-1)] + E[m(k)v(k-1)] \quad (2.63)$$

\vec{h} vektörünün ilk elemanında olduğu gibi, eşitliğin sağındaki ilk terim sıfırdır, çünkü $s(k)$ ve $v(k-1)$ birbirinden bağımsız ve sıfır ortalamaya sahip ifadelerdir. İkinci terim de aşağıda gösterildiği gibi çıkmaktadır:

$$E[m(k)v(k-1)] = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \left(0,12 \sin\left(\frac{2\pi k}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \right) \left(1,2 \sin\left(\frac{2\pi(k-1)}{3}\right) \right) = -0,0624 \quad (2.64)$$

Öyleyse, \vec{h} vektörü aşağıdaki gibidir:

$$\vec{h} = \begin{bmatrix} 0 \\ -0,0624 \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Bu durumda, (2.36) ve (2.48) ifadeleri ile verilen YSA ağırlıkları için en küçük ortalama karesel hata çözümü, aşağıdaki gibi bulunur:

$$\vec{x}^* = R^{-1} \vec{h} = \begin{bmatrix} 0,72 & -0,36 \\ -0,36 & 0,72 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ -0,0624 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,578 \\ -0,1156 \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Bu minimum çözüm noktasındaki hata değeri (2.15) ifadesi kullanılarak bulunabilir:

$$F(\vec{x}) = c - 2 \vec{x}^T \vec{h} + \vec{x}^T R \vec{x} \quad (2.67)$$

Eşitliğin \vec{x}^* , \vec{h} ve R ifadeleri bulunmuş olduğundan şimdi sadece c ifadesi bulunmalıdır:

$$c = E[t^2(k)] = E[(s(k) - m(k))^2] = E[s^2(k)] + E[s(k)m(k)] + E[m^2(k)] \quad (2.68)$$

En sağdaki eşitliğin orta terimi sıfırdır, çünkü $s(k)$ ile $m(k)$ birbirinden bağımsız ve sıfır ortalamaya sahip ifadelerdir. Eşitliğin ilk terimi, rastgele işaretin beklenen değeridir ve aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$E[s^2(k)] = \frac{1}{0,4} \int_{-0,2}^{0,2} s^2 ds = \frac{1}{3(0,4)} s^3 \Big|_{-0,2}^{0,2} = 0,0133 \quad (2.69)$$

Filtrelenmiş gürültü işaretinin karesel ortalama değeri ise aşağıdaki gibidir:

$$E[m^2(k)] = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \left(0,12 \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \right)^2 = 0,0072 \quad (2.70)$$

Öyleyse, c aşağıdaki gibidir:

$$c = 0,0133 + 0,0072 = 0,0205 \quad (2.71)$$

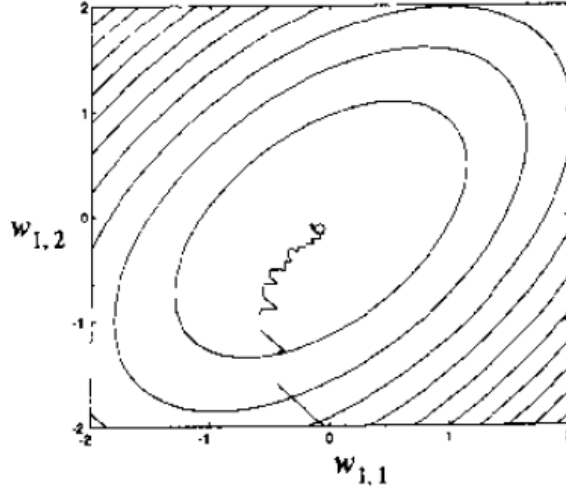
Bulunan \vec{x}^* , \vec{h} , R ve c ifadelerinin (2.67)'de yerlerine konulması ile en küçük ortalama karesel hata aşağıdaki gibi bulunur:

$$F(\vec{x}^*) = 0,0205 - 2(0,0072) + 0,0072 = 0,0133 \quad (2.72)$$

Bu en küçük ortalama karesel hata, EEG işaretinin karesel ortalama değeriyle aynıdır. Bu beklenen bir sonuçtur çünkü bu örnekteki uyarlamalı gürültü gidericinin 'hata' değeri aslında yeniden oluşturulmaya çalışılan EEG işaretidir.

Şekil 2.18'de öğrenme katsayısı $\mu=0,1$ için LMS algoritmasının ağırlık uzayında izlediği yol gösterilmektedir. Sistem ağırlıklarının $w_{1,1}$ ve $w_{1,2}$, bu benzetimdeki başlangıç değerleri sırasıyla 0 ve -2'dir ve gelişigüzel seçilmişlerdir. Şekilde görülen LMS algoritmasının yörüngesi, en dik azalma algoritması kullanıldığında görülecek yörüngenin gürültülü bir versiyonu gibidir.

LMS algoritması daha önce de belirtildiği gibi bir ‘yaklaşık’ en dik azalma algoritması olduğundan hata hiçbir zaman sıfıra ulaşmayacaktır. Çünkü LMS algoritması gradyanın gerçek değerini değil tahmini (yaklaşık) değerini kullanarak YSA ağırlıklarını eğitir. Tahmini gradyan, gerçek gradyanın gürültülü bir versiyonudur. Bu da ortalama karesel hata minimum noktasında bile olsa YSA ağırlıklarının küçük değerli de olsa sürekli değişmesine neden olur [24].



Şekil 2.18: LMS algoritmasının öğrenme katsayısı $\mu=0,1$ için yörüngesi [24]

Şekilde görülen eş yükselti eğrileri Hesyen matrisinin ($A = 2R$) aşağıda verilen özdeğer ve özvektörlerini yansıtmaktadır:

$$\lambda_1 = 2,16 \quad , \quad \vec{v}_1 = \begin{bmatrix} -0,7071 \\ 0,7071 \end{bmatrix} \quad ; \quad \lambda_2 = 0,72 \quad , \quad \vec{v}_2 = \begin{bmatrix} -0,7071 \\ -0,7071 \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Bu değerlerin hesaplanması aşağıdaki gibidir:

(2.67)’deki ortalama karesel hata fonksiyonunun Hesyen matrisi (2.60) ile verilen giriş korelasyon matrisi kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilir:

$$A = 2R = \begin{bmatrix} 1,44 & -0,72 \\ -0,72 & 1,44 \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

Bu matrisin özdeğerleri aşağıdaki gibi bulunur:

$$|A - \lambda I| = \begin{vmatrix} 1,44 - \lambda & -0,72 \\ -0,72 & 1,44 - \lambda \end{vmatrix} = \lambda^2 - 2,88\lambda + 1,5552 = (\lambda - 2,16)(\lambda - 0,72) = 0 \quad (2.75)$$

Öyleyse, özdeğerler aşağıdaki gibidir:

$$\lambda_1 = 2,16 \text{ ve } \lambda_2 = 0,72 \quad (2.76)$$

Özvektörleri ise aşağıdaki ifade kullanılarak bulunabilir:

$$[A - \lambda I] \vec{v} = 0 \quad (2.77)$$

$\lambda_1 = 2,16$ için;

$$\begin{bmatrix} -0,72 & -0,72 \\ -0,72 & -0,72 \end{bmatrix} \vec{v}_1 = 0 \quad , \quad \vec{v}_1 = \begin{bmatrix} -0,7071 \\ 0,7071 \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

$\lambda_2 = 0,72$ için;

$$\begin{bmatrix} 0,72 & -0,72 \\ -0,72 & 0,72 \end{bmatrix} \vec{v}_2 = 0 \quad , \quad \vec{v}_2 = \begin{bmatrix} -0,7071 \\ -0,7071 \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

Eğer öğrenme katsayısı azaltılırsa, LMS yörüngesi Şekil 2.18’de görüldenden daha az zikzaklı olmakla birlikte öğrenme daha yavaş gerçekleşecektir. Eğer öğrenme katsayısı arttırılırsa, LMS yörüngesi daha çok zikzaklı ve titreşimli olacaktır. Ancak daha önce yakınsama analizinde (Bölüm 2.2.4) belirtildiği gibi öğrenme katsayısı en büyük kararlı öğrenme katsayısından daha büyük yapılırsa sistem hiç yakınsayamaz.

R korelasyon matrisinin özdeğerleri, A Hesyan matrisinin özdeğerlerinin yarısı kadar olduğundan öğrenme katsayısının üst sınırı (2.46) ifadesi kullanılarak aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$\lambda < 2 / 2,16 = 0,926 \quad (2.80)$$

3. AKTİF GÜÇ FİLTRELERİNDE SINIFLANDIRMA

AGF'ler temelde bağlantı şekillerine göre paralel ve seri AGF'ler olarak sınıflandırılırlar. Ancak, AGF'leri bu sınıflandırma da dâhil birçok ana başlık altında sınıflandırmak mümkündür. Literatürde AGF'ler hakkında araştırmacılara, uygulama mühendislerine ve elektrik güç kalitesi problemleri ve çözümleri ile ilgili olan üretici firmalara ve müşterilerine, başvuru kaynağı olacak birçok genel inceleme makalesi [2, 7, 9, 12, 19, 26–33] yazılmıştır.

El-Habrouk vd. [9], AGF'ler hakkında yazılmış kaynaklara dayanarak AGF'leri 5 ölçüte göre sınıflandırmışlardır. Bunlar; (i) anma gücüne ve cevap verme hızına göre, (ii) güç devresi yapılarına ve bağlantı şekillerine göre, (iii) kompanze edilecek sistem parametresine göre, (iv) denetim tekniklerine göre ve (v) referans akım/gerilim çıkartım yöntemlerine göre sınıflandırmalardır. Bu bölümde, bu inceleme makalesinden yararlanılarak edinilen AGF sınıflandırma ölçütleri sunulmaktadır.

3.1. Anma Gücüne ve Kompanze Edilen Sistem için Gerekli Cevap Verme

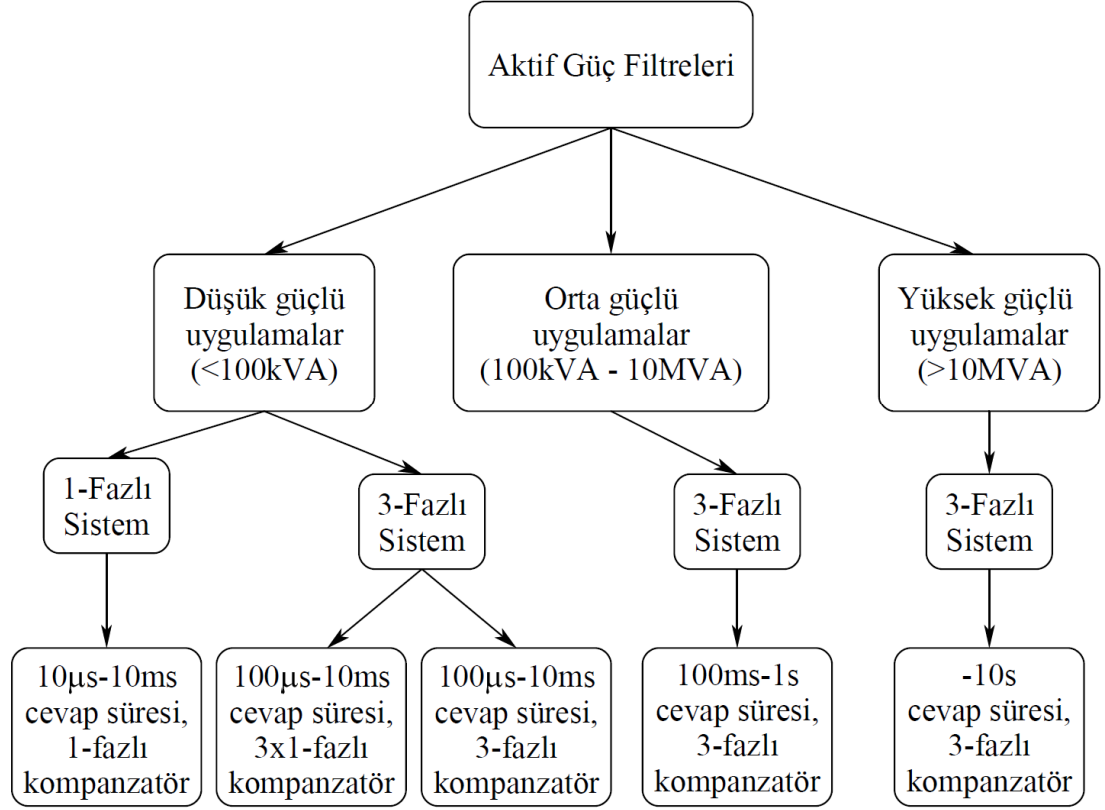
Hızına Göre Sınıflandırma

Kompanze edilen sistemin anma gücü ile gerek duyduğu cevap verme hızı (süresi) kullanılacak güç filtresinin denetim yönteminin belirlenmesinde büyük rol oynar. Bu iki etken birbiriyle ters ilişkilidir. Yani anma gücü yükseldikçe, gerekli cevap verme hızı düşer. Genel olarak belirli bir sistemin maliyeti gerekli cevap verme hızı ile doğru orantılıdır. Şekil 3.1'de AGF'lerin anma gücüne ve kompanze edilen sistem için gerekli cevap verme süresine göre sınıflandırılmaları şema olarak gösterilmektedir.

3.1.1. Düşük güçlü uygulamalar

Konutlar, ticari binalar, hastaneler ve düşük güçlünden orta güçlüye kadar fabrika yükleri ile motor sürücü sistemlerinde kullanılabilirler. Bu güç aralığındaki aktif filtreler daha dinamikler ve özellikle yüksek frekanslı DGA'lı gerilim ya da akım

ara devreli evirici gibi ileri teknikleri kullanırlar. Cevap verme hızları diğer tekniklere göre daha hızlıdır.



Şekil 3.1: AGF'lerin anma gücüne ve kompanze edilen sistem için gerekli cevap verme süresine göre sınıflandırılması [9]

3.1.1.1. Bir fazlı sistemler

Genelde yükü bilgisayarlardan oluşan ticari binalar ya da okullarda ve küçük fabrikalarda, akım harmoniklerinin ortak bağlantı noktasında giderildiği iyileştirme uygulamalarında kullanıma uygundurlar.

3.1.1.2. Üç fazlı sistemler

Güç filtresinin ve yapısının seçimi 3-fazlı yükün dengeli olup olmadığına bağlıdır. Dengeli yükte bir tek 3-fazlı evirici kullanılır. Dolayısıyla yük dengeleme gereksinimi olmayan sadece harmonik kompanzasyonu amaçlanan yerlerde kullanılabilir. Dengesiz yükte ya da simetrik olmayan şebeke gerilimi durumlarında – özellikle 3-fazlı ve nötr hatlı dağıtım sistemlerinde – ya 3 adet 1-fazlı evirici ya da değişik yapılarda 1 adet 3-fazlı evirici kullanılır.

3.1.2. Orta güçlü uygulamalar

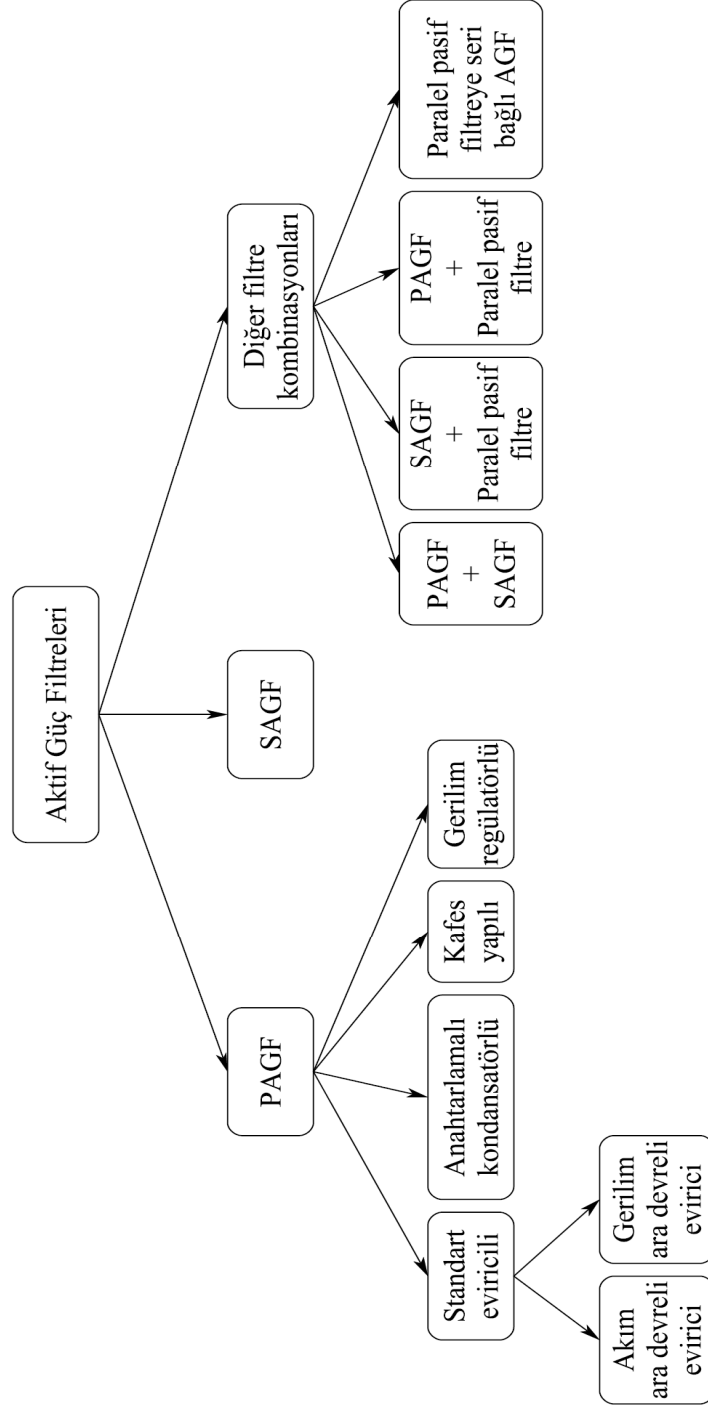
Faz dengesizlikleri etkilerinin az çok ihmal edilebildiği uygulamalar bu gruba girer. Örneğin orta güçlü dağıtım sistemleri ve yüksek güçlü sürücü sistemleri bu uygulamalardandır. Burada asıl amaç akım harmoniklerini yok etmektir. Ekonomik nedenlerden dolayı yüksek gerilimli dağıtım sistemlerinde yüksek gerilimden kaynaklanan yalıtım sorunu ve anahtarların seri/paralel bağlanması gibi problemlerden dolayı reaktif güç kompanzasyonu için aktif filtre kullanımı genellikle geçerli bir yol olarak kabul edilmemektedir. Gerilim düşürücü transformatör bile kullanılsa bunun sonucunda ortaya çıkan yüksek akımla uğraşmak zordur. Kapasitif ve endüktif statik kompanzasyonlar da dahil olmak üzere röle denetimli LC filtreler, ayarlı harmonik filtreler, hat komutasyonlu tristörlü çeviriciler, senkron kondansatörler ve kaskad bağlı çok düzeyli eviricili VAR kompanzasyonları gibi alternatif çözümler daha kullanışlı kabul edilmektedir.

3.1.3. Yüksek güçlü uygulamalar

Bu güçte aktif filtrelerin kullanımı aşırı derecede pahalıdır ve yüksek frekanslı anahtarlama elemanları eksikliği en büyük sınırlı kullanım sebebidir. Bu güçlerdeki uygulamalarda en gelişmiş yarı iletken elemanlar bile ancak gerilim ve akım değerleri bakımından yetersiz kalmaktadır. Bu elemanların seri paralel bağlanması mümkündür ancak bunlar uygulamayı hem zorlaştıracak hem de pahalılaştıracaktır. Güç iletim sistemleri, çok yüksek güçlü DA sürücüleri ve DA iletim sistemleri bu güçteki uygulamalara örnektir. 10MVA'dan büyük güçlü uygulamalarda harmonik kirlenme, düşük güçlü uygulamalarda olduğu kadar ana problem değildir. Çünkü harmoniklerin etkileri düşük güçlü tarafta ya kendiliğinden doğal olarak ya da birkaç orta güçlü ve düşük güçlü aktif filtre kullanımları ile azaltılabilir. Asıl sorun reaktif güç kompanzasyonudur ve genellikle geleneksel pasif filtreler, paralel bağlı bir dizi senkronize kondansatörler veya kaskad bağlı çok düzeyli eviricili VAR kompanzasyonları kullanılarak sağlanır. Gerekli cevap süresi onlarca saniye olduğundan bu kadar süre içinde kontaktörlerin ve devre kesicilerin kullanılması yeterlidir. Bu güçteki çok az sayıda AGF kullanan uygulamalardan biri, birçok paralel bağlı aktif filtre bileşiminden oluşan Japonya'daki Sinkansen hızlı tren uygulamasıdır. Ancak bu filtrelerin denetim ve koordinasyon ihtiyaçları çok karmaşıktır.

3.2. Güç Devresi Yapısına ve Bağlantısına Göre Sınıflandırma

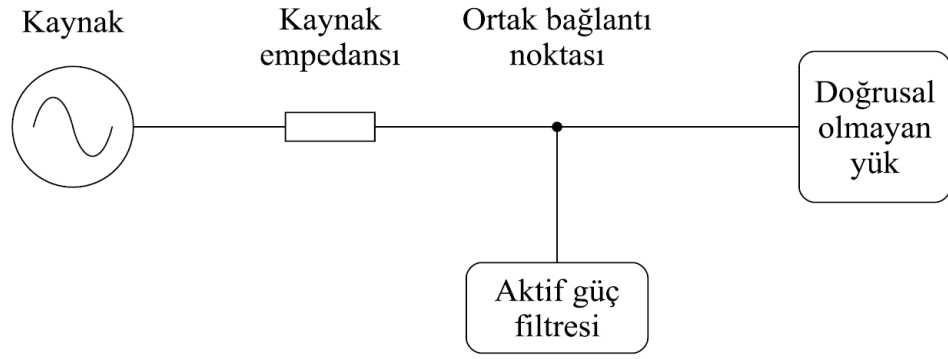
Güç devresi yapısı uygulama seçiminde önemi rol oynar, çünkü bazı yapılar denetim ve anma gücü açısından sadece belirli uygulamalara uygundur. Şekil 3.2'de AGF'lerin güç devresi yapısına ve bağlantısına göre sınıflandırılmaları şema olarak gösterilmektedir.



Şekil 3.2: AGF'lerin güç devresi yapısına ve bağlantısına göre sınıflandırılmaları [9]

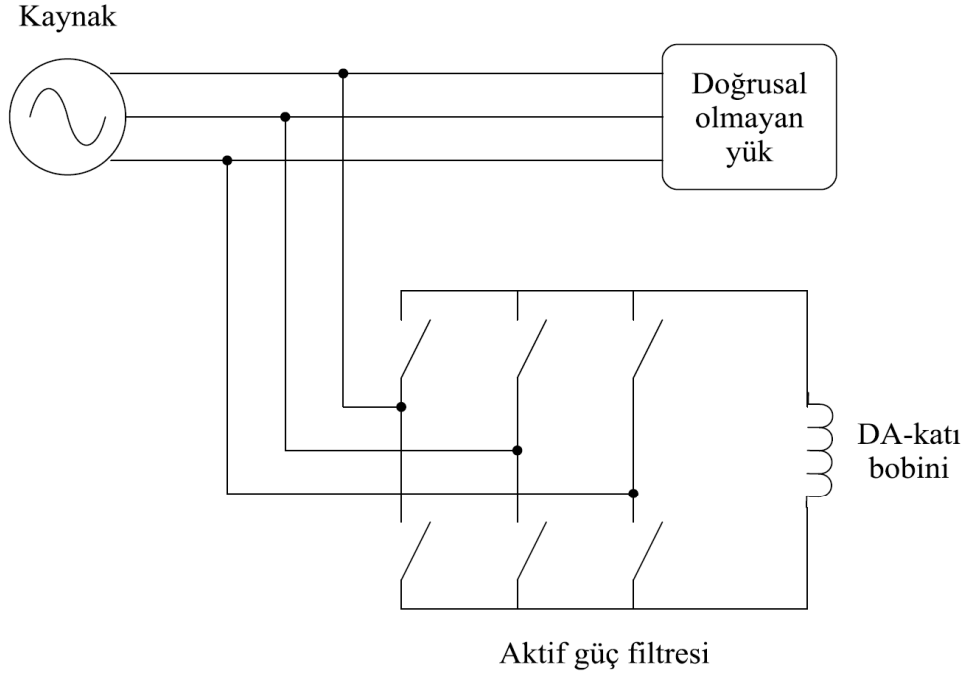
3.2.1. Paralel aktif güç filtreleri (PAGF)

En önemli ve endüstride en çok kullanılan yapı tipidir. Kullanım amacı, yük akımı harmoniklerinin şebekeye geçmesini önlemektir. Reaktif güç kompanzasyonu ve 3-fazlı akım dengesizliklerini dengelemek için de kullanılırlar. PAGF'ler sadece kompanzasyon akımı ile sistem kayıplarına karşılık gelen temel frekansta düşük bir aktif akımı taşırlar. Bu da düşük güçlü boyutlandırılma avantajı sağlar. Daha büyük akım kapasiteleri için paralel bağlanmaları mümkün olduğundan büyük güçlü uygulamalarda da kullanılmaya uygun bir bağlantı çeşididir. Şekil 3.3'te PAGF genel yapısı gösterilmektedir. Bu yapı 4 farklı kategoriye sahiptir ve bunlarla ilgili bilgiler Tablo 3.1'de özetlenmektedir.

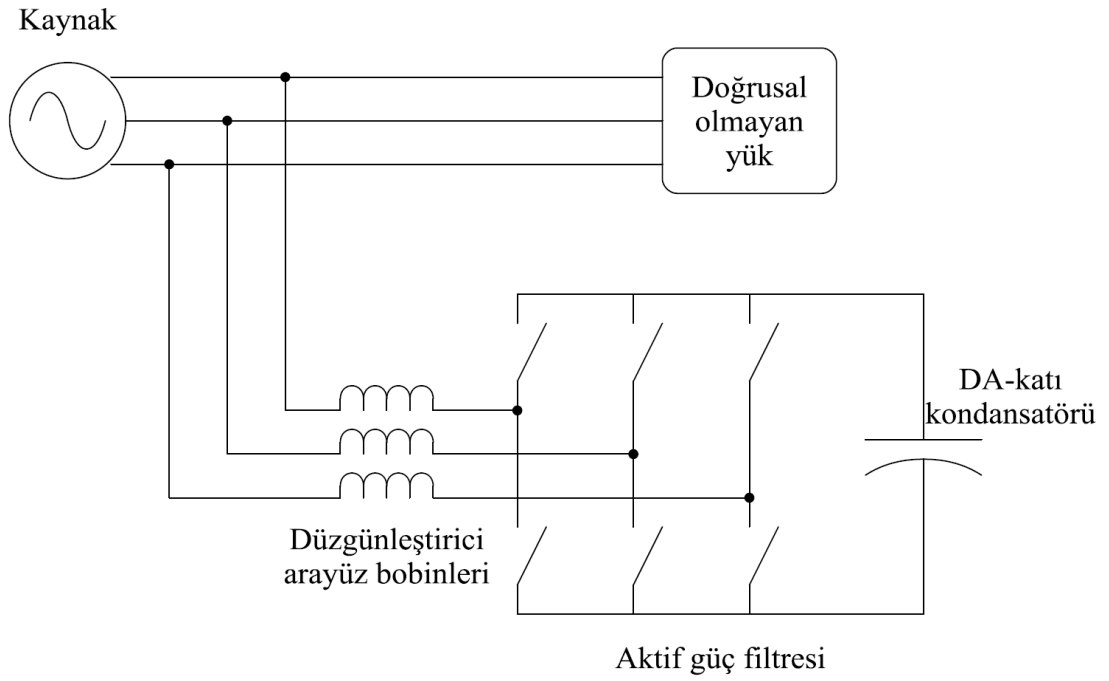


Şekil 3.3: PAGF genel yapısı [9]

Şekil 3.4'te evirici tabanlı PAGF'ler, Şekil 3.5'te anahtarlamalı kondansatörlü PAGF'ler, Şekil 3.6'da kafes yapılı PAGF'ler ve Şekil 3.7'de gerilim düzenleyicili PAGF gösterilmektedir.

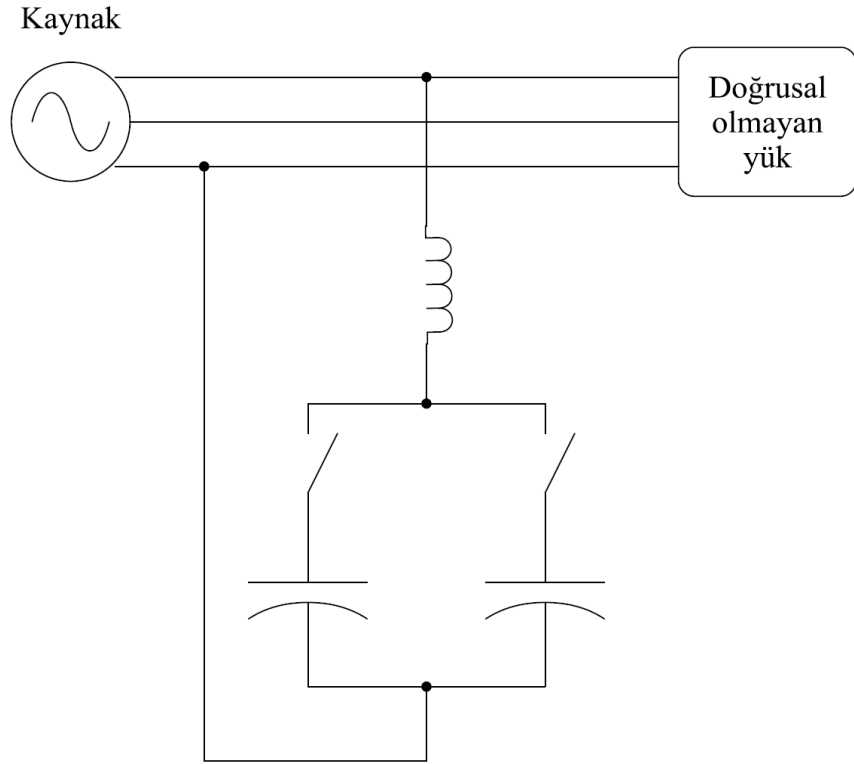
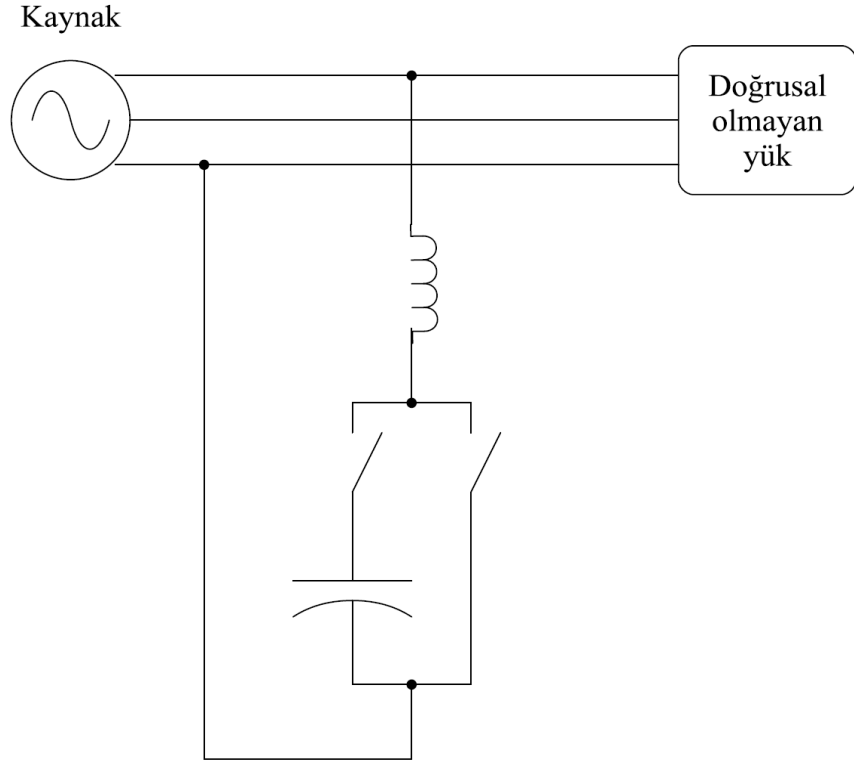


(a)

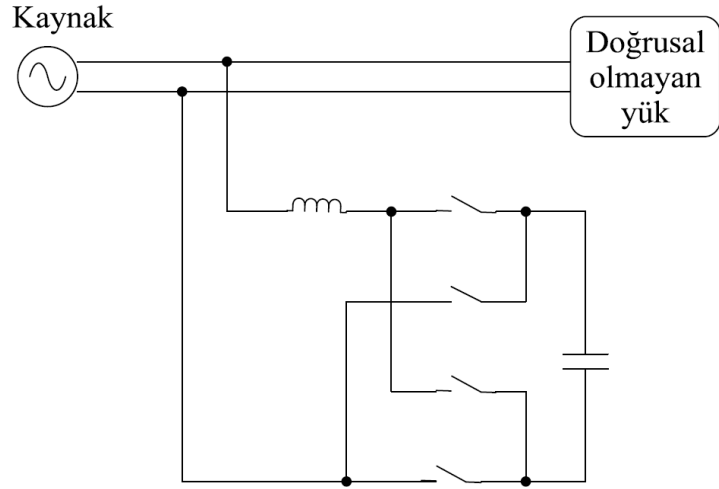
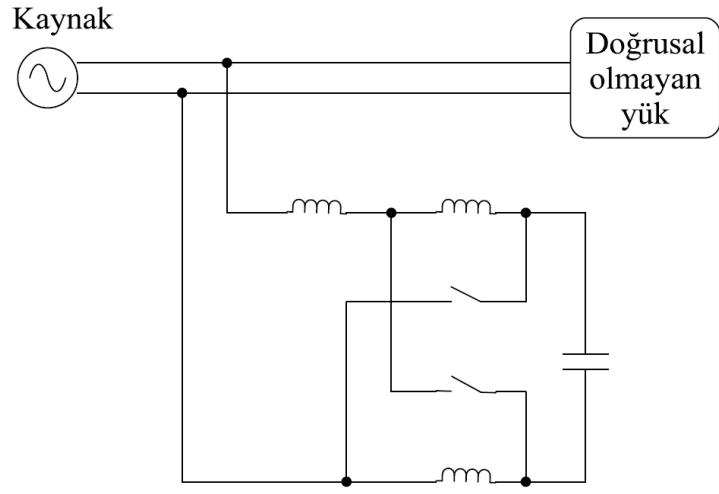
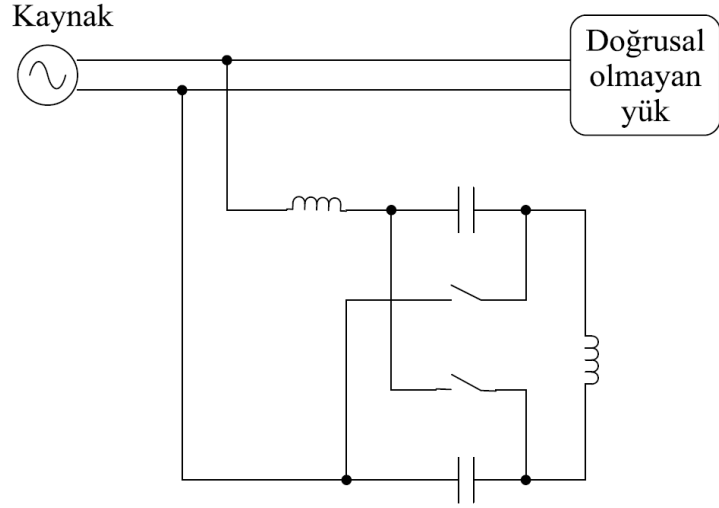


(b)

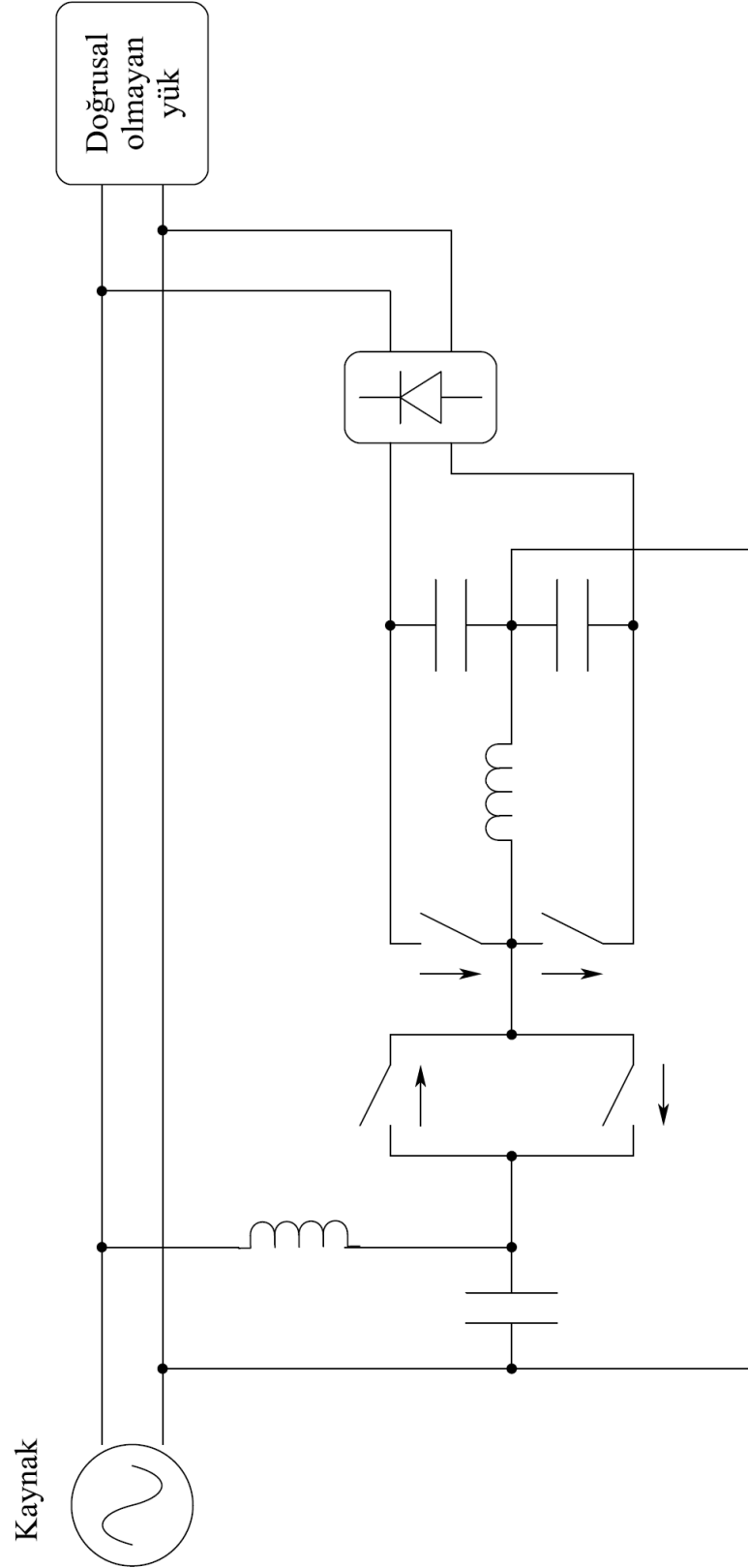
Şekil 3.4: Evirici tabanlı aktif güç filtreleri a) akım ara devreli evirici b) gerilim ara devreli evirici [9]



Şekil 3.5: Anahtarlamalı kondansatörlü PAGF türleri [9]



Şekil 3.6: Kafes yapılı PAGF türleri [9]



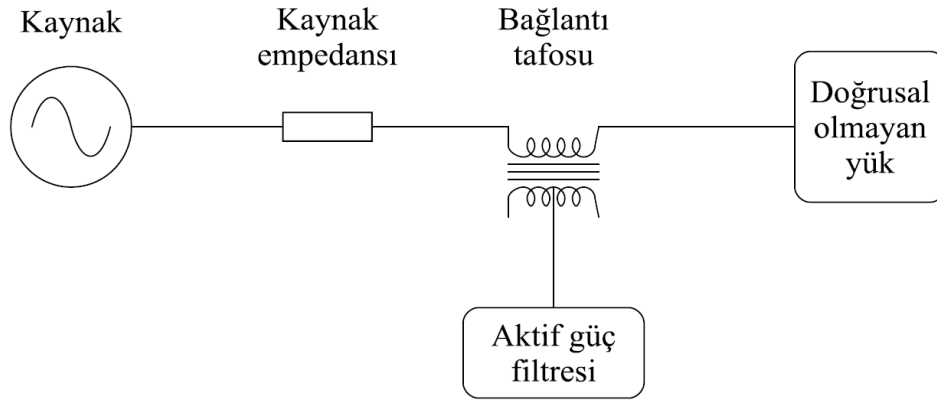
Şekil 3.7: Gerilim düzenleyicili PAGF [9]

Tablo 3.1: Farklı PAGF yapılarının karşılaştırılması [9]

Karşılaştırma kriteri	Evirici / çevirici yapısı		Anahtarlamalı-kondansatör filtreleri	Kafes yapıli filtreler	Gerilim - düzenleyici aktif filtreler
	Akım ara devreli evirici	Gerilim ara devreli evirici			
Faz sayısı	Normalde 3-fazlı	1-fazlı ve 3-fazlı	1-fazlı	1-fazlı	1-fazlı
İşlevi	Bağlantı noktasında akım harmoniklerini enjekte ederek giderir.	Sisteme eklenmiş bir akım-denetim çevrimiyle birlikte hareket ederek istenen dalga şeklini üretir.	Filtre gerilimini sürekli denetleyerek akımı dolaylı denetler	Filtre akım / gerilimini doğrudan denetler	Filtre gerilimini sürekli denetleyerek akımı dolaylı denetler
Anma gücü	Orta güçlü uygulamalar	Düşük ve orta güçlü uygulamalar	Düşük ve orta güçlü uygulamalar	Düşük güçlü uygulamalar	Düşük ve orta güçlü uygulamalar
Denetim zorluğu	Zor (bobin akımı sabit tutulur)	Kolay (kondansatör gerilimi sabit tutulur)	Zor (en iyileştirme tekniği)	Zor (en iyileştirme tekniği)	Kolay (referans kondansatör gerilimini takip eder)
Cevap verme hızı	~1 ms (orta hızlı)	~0,1 ms (hızlı)	~100 ms (yavaş)	~100 ms (yavaş)	~0,1 ms (hızlı)
Aktif eleman sayısı	6 anahtar, 6 diyot	1-fazlı --> 4 anahtar, 4 diyot, 3-fazlı --> 6 anahtar, 6 diyot	1-fazlı --> 2 adet çift yönlü anahtar	1-fazlı--> 4 çift yönlü anahtar	1-fazlı --> 4 anahtar ve 4 diyot
Anahtarlama frekansı	~2-5 kHz	~20-30 kHz	~2-4 kHz	~2-4 kHz	~4-6 kHz
DA enerji depolama	Büyük DA bobini (~100mH)	Büyük DA kondansatörü (~4700 - 9000 uF)	Yok	Yok	2 küçük DA kondansatör (200 uF)
DA barası gerilim/akımı	Anma şebeke akımının (1,3-1,5) katı kadar	Anma şebeke geriliminin (1,3-1,5) katı kadar	Yok	Yok	Anma şebeke gerilimi
AA elemanlar	Yok	Yok	1 ya da 2 AA kondansatör (40-80uF)	1 ya da 2 AA kondansatör (80 uF) ve 1 ya da 2 bobin (1-3 mH)	1 AA kondansatör (40-100 uF) 1 küçük bobin (< 1 mH)
AA anma gerilimler	Yok	Yok	Kondansatör gerilimi anma gerilimin (1,5) katı	Kondansatör gerilimi anma gerilimin (1,5) katı	Kondansatör gerilimi anma gerilimin (1,2-1,5) katı
Denetim yöntemi	DGA ile DA bara akımının ayarı	Akım denetimli DGA ile DA bara geriliminin ayarı	En iyileştirilmiş DGA'lı gerilim	En iyileştirilmiş DGA'lı gerilim	Sürekli darbe genlik ayarlı gerilim
Gerilim ya da akım süreksizlikleri	Yüksek oranda akım ve değişimi	Yüksek oranda gerilim ve değişimi	Düzensiz (sakin) gerilim değişikliği	Düzensiz (sakin) gerilim değişikliği	Düzensiz (sakin) gerilim değişikliği

3.2.2. Seri aktif güç filtreleri (SAGF)

Bu yapıda AGF, yük üzerindeki gerilim dalga şeklini saf sinüsoidal tutmak için DGA ile gerilim dalgası üreterek anlık olarak şebeke gerilimine ekleyip/çıkarır. Bu yapıda kullanılan evirici akım-denetim çevrimi kullanmayan bir gerilim ara devreli eviricidir. SAGF'ler seri devrelerin en önemli dezavantajı olan yüksek yük akımları karşılama zorunluluğu sebebiyle PAGF'lere göre endüstride daha az kullanılan güç filtreleridir. Anma akımları PAGF'lere göre önemli ölçüde yüksektir. Bu da özellikle kuplaj transformatörünün ikincil tarafındaki bakır (joule) kayıplarını dolayısıyla güç filtresi boyutlarını artırır. SAGF'lerin PAGF'lere göre en önemli avantajı, şebeke gerilim harmoniklerini kompanze etmesi ve yük üzerindeki 3-fazlı gerilimi dengeleyebilmesidir. Bu anlamda SAGF'ler yükün yararı için kullanılır. Yani güç sistemi koruma cihazları gibi gerilim değişimine duyarlı yüklerin saf sinüsoidal ve dengeli 3-fazlı gerilim almalarını sağlarlar. PAGF'ler için kullanılan devre yapılarının çoğu SAGF'ler için de kullanılabilmesine rağmen literatürde sadece evirici yapıları SAGF'ler ele alınmıştır. Şekil 3.8'de SAGF genel yapısı gösterilmektedir.



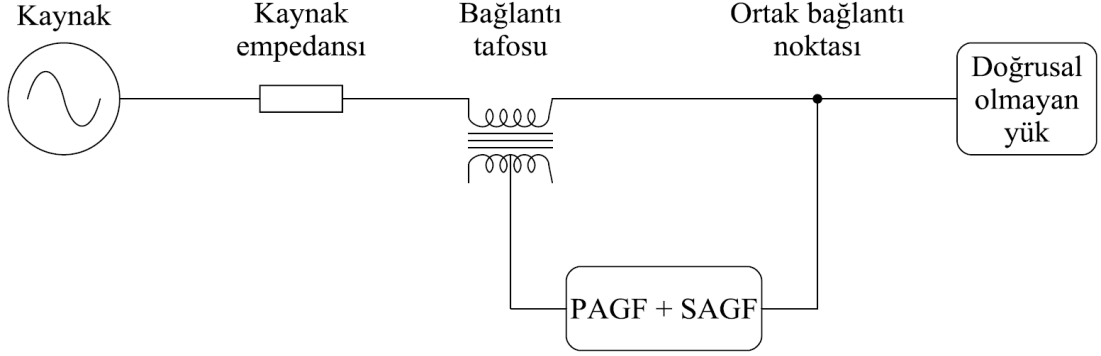
Şekil 3.8: SAGF genel yapısı [9]

3.1.3. Diğer AGF yapıları

3.2.3.1. PAGF + SAGF - birleşik güç kalitesi düzenleyicileri (BGKD)

Hem paralel hem de seri evirici yapıları AGF'lerin avantajlarına sahip olmak için her iki yapı birlikte kullanılır. Yüksek fiyat ve denetim zorluğu nedeniyle birleşik aktif filtreler olan talep sınırlıdır. Denetim zorluğu hem paralel hem de seri devrelerin anahtarlama düzenlerine bağlı olmasından kaynaklanmaktadır. Sonuç olarak bu yapı diğer yapılara göre daha az dikkat çekmektedir. Ancak Esnek AA İletim

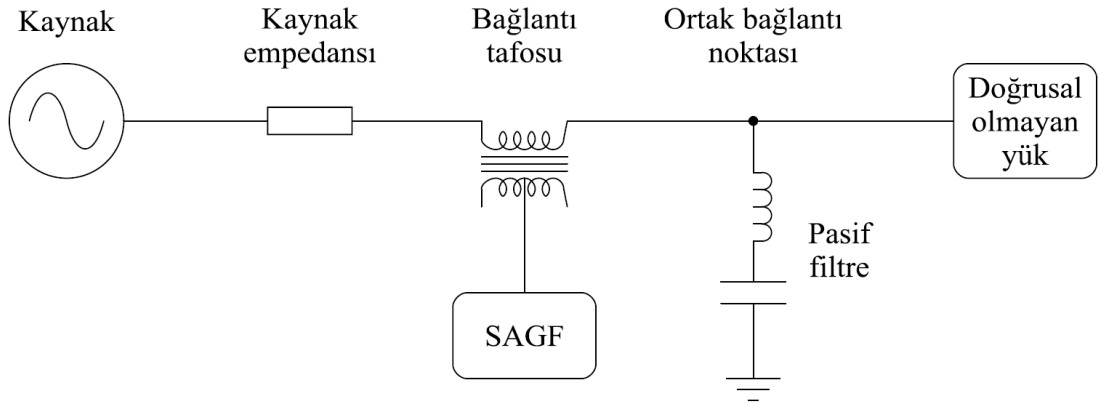
Sistemlerinde (Flexible AC Transmission Systems - FACTS) bu yapı sıkça kullanım alanı bulmaktadır. Şekil 3.9’da paralel ve seri AGF kombinasyonundan oluşan bir BGKD yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.9: PAGF + SAGF kombinasyonlu BGKD yapısı [9]

3.2.3.2. SAGF + paralel pasif filtre

BGKD yapısının zorluğunu azaltmak için yüksek frekanslı harmoniklere yüksek empedans gösteren evirici tipli SAGF ile yük akımı harmoniklerini absorbe edecek paralel bağlı pasif filtre birleşiminden oluşur. Bu birleşim SAGF'nin imkân ve kabiliyetlerini, akım harmoniklerini azaltmayı ve gerilim harmoniklerini yok etmeyi de ekleyerek, genişletir. Ancak SAGF'lere olan ilginin azlığından dolayı henüz bu yapı üzerinde etraflıca çalışılmamıştır. Şekil 3.10’da SAGF ve paralel pasif filtre birleşiminden oluşan sistem yapısı gösterilmektedir.

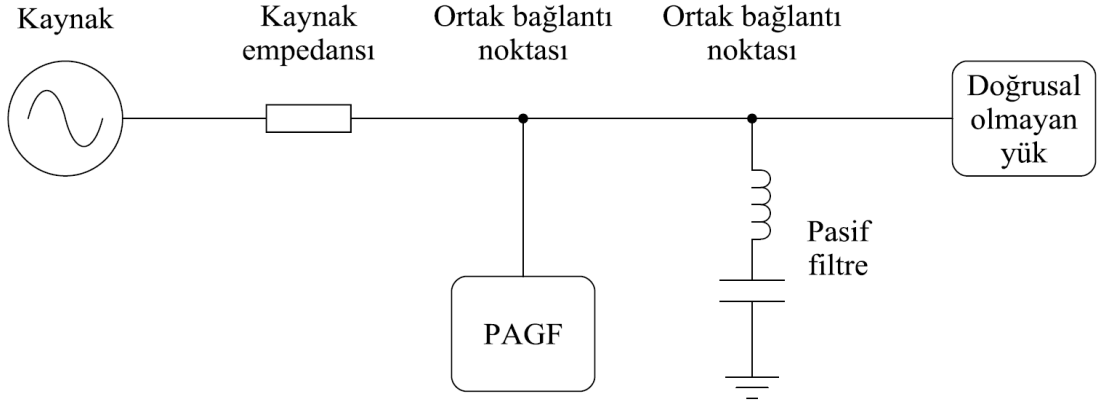


Şekil 3.10: SAGF + pasif paralel filtre yapısı [9]

3.2.3.3. PAGF + paralel pasif filtre

Bu birleşim çok önemli bir karışımı temsil eder. Aktif filtre akım harmoniklerinin sadece küçük bir kısmını kompanse ederken, pasif filtre ise büyük bir kısmını kompanse etmek için tasarlanır. Bu birleşim tipinde sistem aşırı yüksek güçlü

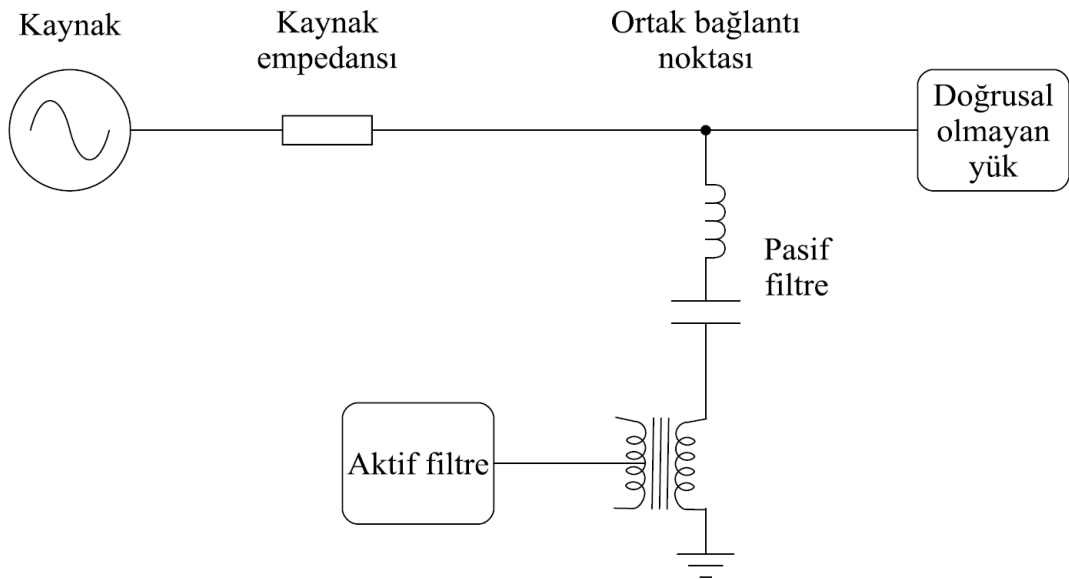
anahtarlama elemanlarına ihtiyaç duymadan daha yüksek anma güçleri için tasarlanabilir. En önemli dezavantaj ise, özellikle pasif filtre için, çok sayıda güç elemanı içermesidir. Pasif filtreler sistemde sürekli kaldıklarından bu yaklaşım sadece tek bir yük ve yükün önceden belirlenmiş harmonik kaynağı için uygundur. Şekil 3.11’de PAGF ve paralel pasif filtre birleşiminden oluşan sistem yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.11: PAGF + paralel pasif filtre yapısı [9]

3.2.3.4. Paralel pasif filtreye seri bağlı AGF

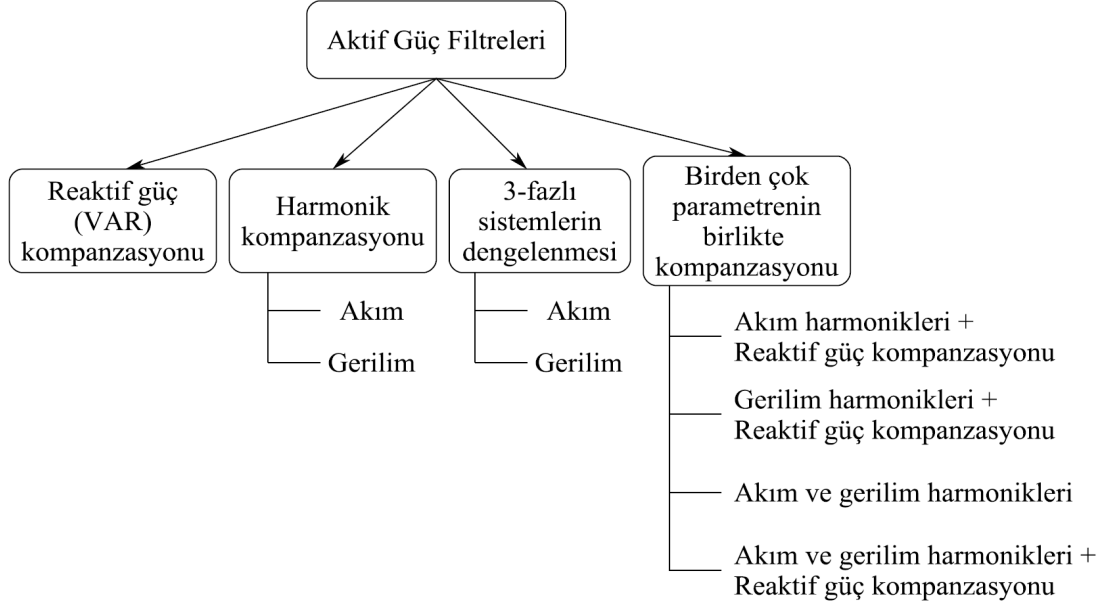
Bu yapı özellikle orta ve yüksek güçlü uygulamalarda pasif filtrenin anahtarlama elemanları üzerindeki gerilim stresini azaltmasından dolayı gelecek vaat etmektedir. Ancak hala bu yapının etkinliğini değerlendirecek araştırmalara ihtiyaç duyulmaktadır. Şekil 3.12’de paralel pasif filtreye seri bağlı AGF yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.12: Paralel pasif filtreye seri bağlı AGF yapısı [9]

3.3. Kompanze Edilecek Sistem Parametrelerine Göre Sınıflandırma

Şekil 3.13'te AGF'lerin kompanze edilecek sistem parametrelerine göre sınıflandırılmaları şema olarak gösterilmektedir.



Şekil 3.13: AGF'lerin kompanze edilecek sistem parametrelerine göre sınıflandırılmaları [9]

3.3.1. Reaktif güç kompanzasyonu (VAR kompanzasyonu)

Birçok araştırmada normalde bu kompanzasyon için AGF gerekli görülmemektedir. Ancak güç katsayısı kompanzasyonunun akım harmonikleri ile ele alınması hayli popüler bir konudur ve birçok yayına konu olmuştur. Diğer taraftan AGF'ler nadiren bu kompanzasyon türünü yalnız başına ele alırlar. Çünkü zaten sadece bu kompanzasyon için dinamik gibi çalışan, ucuz ve cevap verme hızı yavaş kompanzatorler piyasada mevcuttur. Eğer AGF bu kompanzasyon için kullanılırsa düşük güçlü uygulamalarda kullanılması uygun olacaktır çünkü VAR kompanzasyonu için gerekli akımların büyüklüğü anma yük akımına yakın değerlerdedir. Özellikle gereksinimi harmonik üretmeden en doğru kompanzasyonu sağlamak olan tek fazlı sistemlerde tristör denetimli reaktörler ve kondansatörler gibi diğer güç katsayısı düzeltme sistemlerini kullanmadan problemi AGF'ler ile çözmeye çalışmak karmaşık cihaz israfı olacaktır.

3.3.2. Harmonik kompanzasyonu

Güç sistemleri içinde kompanzasyon gerektiren en önemli parametredir. Gerilim kompanzasyonu ve akım kompanzasyonu olarak ikiye ayrılır.

3.3.2.1. Gerilim harmonikleri kompanzasyonu

Bu konu şebeke empedansının genelde düşük olmasından dolayı fazlaca ilgi konusu olmamıştır. Ortak bağlantı noktasındaki kullanıcı terminal noktası gerilimi, normalde standart gerilim düşmesi ve harmonik bozulumu limitleri içinde tutulduğundan yüklenmeyle değişmez. Ancak bu problem gerilim harmoniklerine duyarlı güç sistemi koruma cihazları için önemlidir.

Gerilim ve akım harmoniklerinin birbiriyle ilintili olduğu unutulmamalıdır. Ortak bağlantı noktasında gerilim harmoniklerinin azaltılması özellikle harmonik frekanslarda rezonansa giren doğrusal olmayan yükler için akım harmoniklerini azaltmada büyük yarar sağlar ancak gene de doğrusal olmayan yükün akım harmoniklerinin tamamen kompanze edilme gereksinimini gidermez.

3.3.2.2. Akım harmonikleri kompanzasyonu

Akım harmoniklerinin kompanzasyonu düşük ve orta güçlü uygulamalarda çok önemlidir ve birçok yayında bu konuya değinilmiştir. Bir önceki kompanzasyonda da değinildiği gibi akım harmoniklerinin ortak bağlantı noktasında kompanze edilmesi ile bu noktadaki gerilim harmonikleri de büyük ölçüde düzeltilmiş olur. Uygulamalarda kablo ve besleme kayıplarını azaltmak amacıyla toplam akımın etkin değeri mümkün olduğu kadar küçültülmek istenir. Buradan da akım harmoniklerinin azaltılması gerektiği sonucu ortaya çıkmaktadır. Çünkü doğrusal olmayan yük akımının toplam etkin değeri tüm harmoniklerin her birinin karelerinin toplamının karekökü kadardır. Yakında harmonik standartlarının ortaya konması ile fabrikalar ve kuruluşlar güç sistemine enjekte ettikleri harmonik akımları denetim altında tutmak zorunda kalacaklardır.

3.3.3. Üç fazlı sistemlerin dengelenmesi

Bu problem daha çok düşük ve orta güçlü dağıtım sistemlerinde akımların dolayısıyla gerilimlerin 3-fazlı sistemde dengeli ve 120 derece faz farklı olmamalarından kaynaklanır.

3.3.3.1. Gerilim dengelenmesi

Sistem dengesizliğinin boyutu akım dengesizliğine ve şebeke empedansının büyüklüğüne bağlıdır. Bu durum 3-fazlı gerilimlerin genliklerinin eşit olmamasına ve eşit olmayan faz (zaman) aralıklarına neden olabilir. Bu problemi çözmek için her faza gerektiği kadar anlık gerilim miktarı eklenip çıkarılarak referans sinüsoidal gerilim dalga şeklini izlemesi sağlanır. Orta ve büyük güçlerde şebeke empedansının sistem performansına önemli bir etkisi olmadığından bu kompanzasyon düşük güçlü sistemlerde önem kazanır.

3.3.3.2. Akım dengelenmesi

Gerilim dengelenmesinde olduğu gibi düşük güçlerde gereksinim duyulan kompanzasyondur. Normalde bu sistemin güç devresi, aynı enerji depolama elemanına sahip 3 adet 1-fazlı H-köprü eviriciden oluşur. Kompanzator bazen anma akım değeri kadar akımı kompanze etmeye zorlanabildiğinden bu durum kompanzatorün verebileceği kompanzasyon gücü imkân ve kabiliyetlerini sınırlar.

3.3.4. Birden çok parametrenin birlikte kompanzasyonu

3.3.4.1. Akım harmonikleri + reaktif güç kompanzasyonu

En yaygın ve popüler kompanzasyon şeklidir. Diğer tekniklere göre en önemli avantajı tek bir filtre ile bu kompanzasyonların yapılabilmesidir. Ancak güç anahtarlarının sınırlı anma değerleri yüzünden bu kompanzasyon sadece düşük güçlü uygulamalar için kullanılabilir.

3.3.4.2. Gerilim harmonikleri + reaktif güç kompanzasyonu

Bu nadir birleşim, belirli gerilim harmoniği denetim yapılarında kullanılır ve uygun geri besleme kullanılarak dolaylı olarak reaktif güç kompanzasyonunu sağlar. Düşük güçlü uygulamalar için uygundur.

3.3.4.3. Akım ve gerilim harmonikleri

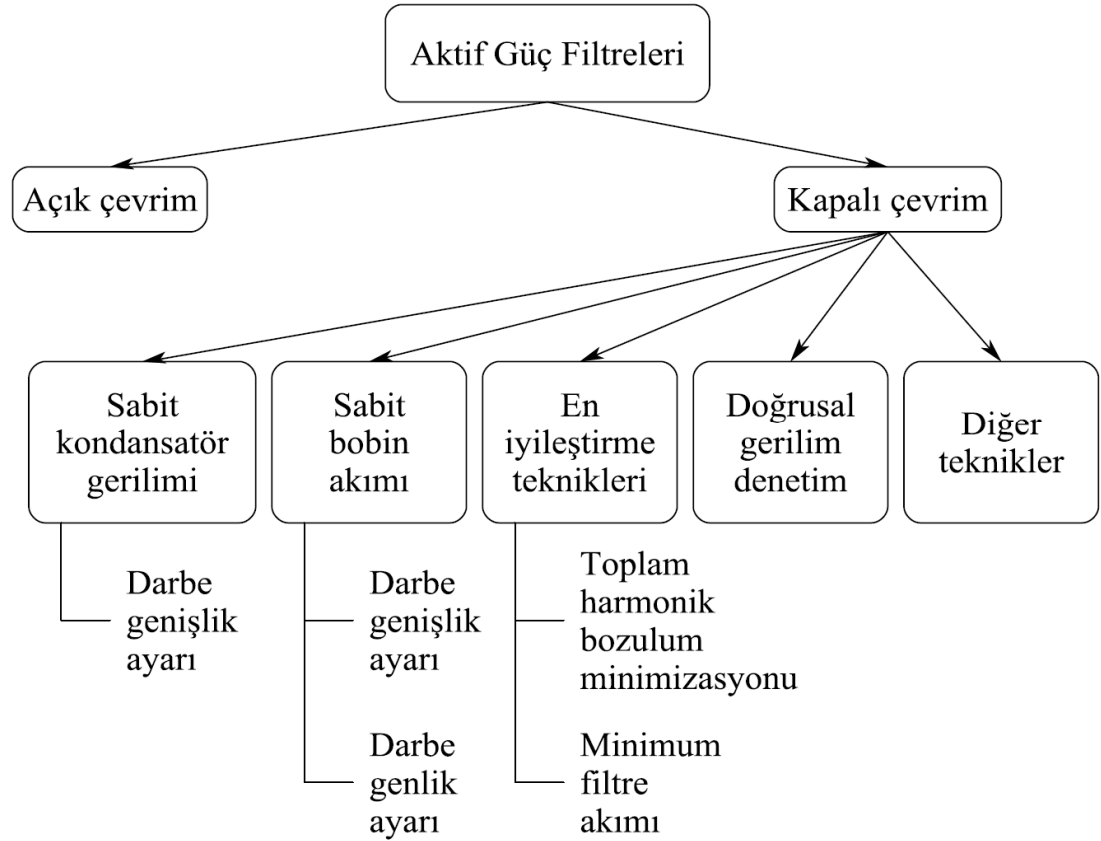
Bu kompanzasyon sadece PAGF + SAGF birlikte kullanımı ile mümkündür ve hem şebekeyi hem de yükü harmoniklerin etkilerinden korumak için faydalı bir yöntemdir. Ancak denetim zorluğu yüzünden güç sistemi koruma cihazları gibi hassas cihazlar için kullanılırlar.

3.3.4.4. Akım ve gerilim harmonikleri + reaktif güç kompanzasyonu

Bu sistem en karmaşık sistemdir. Yine PAGF+SAGF kullanımı gerektirir. Çok fazla kullanılmazlar çünkü denetimleri daha zordur ve literatürde bu konu üzerine yapılmış çalışmalar ise sayıca sınırlıdır.

3.4. Denetim Tekniklerine Göre Sınıflandırma

Şekil 3.14'te AGF'lerin denetim tekniklerine göre sınıflandırılmaları şema olarak gösterilmektedir.



Şekil 3.14: AGF'lerin denetim tekniklerine göre sınıflandırılmaları [9]

3.4.1. Açık çevrim denetim sistemleri

Açık çevrim sistemler yük akımını ve içerdiği harmonikleri algılayıp sabit değerde bir akımı (genelde reaktif) sisteme enjekte ederler. Bu akım, mevcut harmoniklerin ve/veya reaktif gücün çoğunu kompanze edebilir. Bu sistemler kompanzasyonun ne kadar başarılı olduğunu denetlemezler. Bu denetim sistemi geleneksel filtreleme yöntemlerinde kullanılan bir sistemdir. Bu denetimi kullanan yöntemlere örnek olarak; 3. harmoniği enjekte ederek yok etme ve sabit yük harmoniği olan bildik sistemlerin kompanzasyonu verilebilir.

3.4.2. Kapalı çevrim denetim sistemleri

Açık çevrimin tersine kapalı çevrim denetim sistemleri kompanzasyon için gerekli değişkenleri algılayan bir geri besleme çevrimi kullanırlar.

Bu sistemler kompanzasyon başarısı bakımından daha doğru sonuçlar verir. Hemen her yeni teknik bu tiptendir. Bu denetleyiciler genelde mikroişlemci kullanırlar. Bu bölümde anlatılan denetim çevrimleri, artık birçok akım denetimli gerilim ara devreli eviricilerde neredeyse standart blok olarak sıkça kullanılan, histerezis denetim çevriminden farklıdır.

3.4.2.1. Sabit kondansatör gerilimi tekniği

DA barasında kondansatör bulunan, 1- ya da 3-fazlı evirici yapılarına uygun bir tekniktir. Kondansatör gerilimini gerilim kaynağı gibi kullanarak akım düzeltici bobin üzerinden şebekeye bağlanan kondansatörün akım dalga şeklini denetler. Nihai akım sıradan DGA teknikleri kullanılarak denetlenir.

DA barası kondansatöründe enerji depolanıp boşaltıldığından, uçlarındaki gerilim sürekli değişir. Bu gerilimi sınırlar içinde tutabilmek için referans bir gerilim değeri seçilir. Gerçek ve referans gerilim değerleri arasındaki hata farkı, filtredeki kayıpları karşılamak için gerekli aktif güç bileşenini belirler. Bu hata farkı, akım denetleyicisi hata işaretine eklenerek tüm sistemin hata farkı belirlenir ve işleme sokulur. Bu teknik yaygın kullanılan bir tekniktir.

3.4.2.2. Sabit bobin (endüktör) akımı tekniği

DA barasında bobin olan evirici yapıları için uygundur. Sistemin çalışması DA barası kondansatörlü olan evirici ile aynıdır. Ancak kondansatör gerilimi yerine bobin akımı söz konusu parametredir. Bu tekniği uygulamanın 2 yöntemi vardır;

(i) Akım darbe genişlik ayarı

Sabit kondansatör geriliminde olduğu gibi belirli zaman aralıkları içinde akımın ortalama değerini temsil eden uygun anahtarlama darbelerini sağlamak için DGA denetimi kullanılır.

(ii) Akım darbe genlik ayarı

Bu yeni denetim yöntemi aktif filtreler gerekliliği akım dalga şeklini, genliklerini değiştirerek oluşturmada temel oluşturmaktadır. Her ne kadar kavramı çok iyi oluşturulmuş olsa da bu yöntemi günümüz güç elektroniği elemanları ile uygulamak mümkün değildir.

3.4.2.3. En iyileştirme teknikleri

Anahtarlama kondansatör ve kafes yapıları filtrelerde kullanılan en iyileştirme tekniği aynıdır. Akımın yükselme hızı ve genliği en başta kondansatör boyutuna ve üzerindeki başlangıç gerilimine bağlıdır. Bu faktörler anahtarlama deseninin bir fonksiyonudur ve filtre tarafından çekilen akımın dalga şeklini biçimlendirmede önemli ölçüde esneklik sağlarlar. Bu filtre yapılarını denetlemenin kilit noktası, anahtarlar için en uygun anahtarlama desenlerini belirlemektir.

Sistem denetleyicisinin ana görevi önceden belirlenmiş sayıda yük akımı harmoniklerini azaltmak ve buna ek olarak ya toplam harmonik bozulumu ya da filtre akımının temel bileşenini azaltmaktır. Ancak bu işlem anlık gerçekleştirilmez. Akım harmoniği değişiminin algılanması ile en iyileştirme tekniği sonucunda elde edilen bir dizi anahtarlama açılarının uygulanması arasında bir zaman gecikmesi bulunur. Bu sistem sabit ya da yavaş değişen yükler için uygundur.

3.4.2.4. Doğrusal gerilim denetimi tekniği

Bu yöntem sadece gerilim düzenleyici yapıları aktif filtre tipine uygundur. Bu yapıdaki güç filtresinin çıkış kondansatörü üzerindeki gerilim, sürekli şarj ve deşarj ile

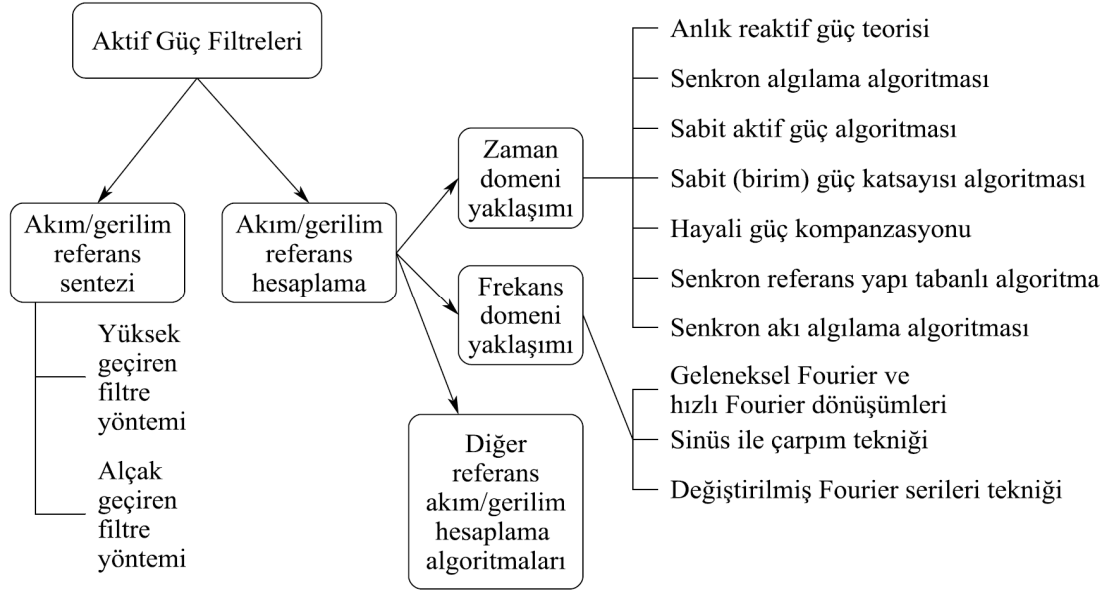
doğrusal olarak denetlenir. Referans kondansatör gerilimi harmonik referansından hesap edilir ve yük akımı harmoniklerinin değişim hızını içerir. Evirici-gerilimi dalga şekillerindeki ani değişimlerin aksine kondansatör gerilimindeki bu düzgün değişim şebeke/filtre çevrimindeki akım değişimlerinin denetimlerini garanti eder ve anahtarlama frekansını daha da düşürür.

3.4.2.5. Diğer denetim teknikleri

Yukarıda bahsedilen denetim teknikleri dışında teknikler de vardır. Bunlar daha önce bahsedilen tekniklere çok az değişiklik getirmiş, sadece belirli yenilikler ya da daha iyi performans katmıştır. Bu tekniklere örnek olarak, uyarlamalı, tahmin edicili ve kayan modlu (pencere) denetleyicileri saymak mümkündür. Bunlar sayısal işaret işlemcisi kullanımı olmadan uygulanması güç yöntemlerdir. Bu denetim teknikleri hem zaman-domeninde hem de frekans-domeninde uygulanabilir.

3.5. Referans Akım/Gerilim Çıkartım Yöntemine Göre Sınıflandırma

Denetim çevrimleri tarafından işlenecek referans akımın/gerilimin çıkartımı aktif filtreler için çok önemli bir ölçüttür. Çıkartım teknikleri denetim çevrimi sınıflandırmasına ait değildir çünkü bağımsız bir görevi icra ederek referans parametrenin sonradan daha başka işlemlere tabi tutulmasını sağlarlar. Literatürde bazı kaynaklar referans parametre çıkartım kaynağını belirtmezken bu yöntemler referans sentezi ve referans hesabı olarak iki ana başlık altında incelenebilir. Şekil 3.15'te AGF'lerin referans akım/gerilim çıkartım yöntemine göre sınıflandırılmaları şema olarak gösterilmektedir.



Şekil 3.15: AGF'lerin akım/gerilim çıkartım yöntemine göre sınıflandırılması [9]

3.5.1. Akım/gerilim referans sentezi (sürekli zaman-domeninde denetim)

Bu teknik şebeke gerilimindeki harmonikleri belirlemek için analog işaret filtresi kullanır. Bu tekniğin kullanım nedeni zaman-domeninde analog cihazlar/devreler kullanılarak uygulanmasının basitliğidir. Ancak bu tekniğin çok ciddi bir sorunu vardır, bu da kullanılan aktif işaret filtresi tarafından önemli ölçüde faz ve genlik hatalarının ortaya çıkmasıdır. Tekniğin iki ana kategorisi vardır:

3.5.1.1. Yüksek geçiren filtre yöntemi

Yük akımına ait düşük frekanslardaki işaretleri ayırır. Çıkış olarak elde edilen yüksek frekanslı bileşenler ise arzu edilen referans olacaktır. Bu teknik türevleme ile denk görülür, gürültülere karşı savunmasız bir yöntemdir.

3.5.1.2. Alçak geçiren filtre yöntemi

Dolaylı da olsa türevlemenin filtrelenmiş çıkış bileşenindeki etkisini azalttığından yüksek geçiren filtre yöntemine tercih edilir. Yük akımının temel bileşenin filtrelenip sonra toplamdan çıkarılması arzu edilen referansı verecektir. Daha önce de belirtildiği gibi bu yöntemlerde ciddi büyüklükte faz ve genlik hataları oluşur.

3.5.2. Akım/gerilim referans hesaplama (ayrık zaman ya da frekans-domenlerinde denetim)

Hesaplama yöntemi genellikle önceki bölümde anlatılan sentezleme yönteminin getirdiği ciddi faz ve genlik hatalarından dolayı tercih edilir. En geleneksel hesaplama yöntemleri zaman-domeni ve frekans-domeni olarak ikiye ayrılabilir.

3.5.2.1. Zaman-domeni yaklaşımı

Yedi adet zaman-domeni hesaplama yöntemi bulunmaktadır. Bu yöntemlerden yalnızca hayali güç kompanzasyonu yöntemi 1-fazlı ya da 3-fazlı sistemler için tercih edilebilir. Bu yöntemin dışındaki yöntemler daha çok 3-fazlı sistemler için tercih edilmiştir.

(i) Anlık reaktif güç teorisi

Sadece 3-fazlı sistemlere uygun olan bu teknikte, yükün anlık gücü hesaplanır. Anlık güç sabit ve salınım yapan bileşenlerden oluşur. Salınlı bileşen belirli bir zaman (birkaç periyot süresi kadar) sonra ayrıştırılır. Referans işaret daha sonra toplam akımın her üç faza eşit olarak paylaştırılması ile hesaplanır. Bu işlemler 3-fazlı sistemin dengeli ve saf sinüsoidal dalga şekilli olduğu varsayımı altında yapılır. Eğer bu yöntem dengesiz ve bozulumlu şebekeli bir sistemde kullanılırsa filtre performansının zayıfladığı kanıtlanmıştır.

(ii) Senkron algılama algoritması

Öncekine çok benzeyen bu yöntem 3-fazlı akımların dengeli olmasına dayanır. Ortalama güç hesaplanır ve her üç faza eşit olarak bölünür. Referans işaret daha sonra şebeke geriliminin her fazı ile senkronize edilir. Bu yöntemin uygulanması kolay olsa da başarısı büyük ölçüde gerilim işaretindeki harmoniklere bağlı olarak düşer.

(iii) Sabit aktif güç algoritması

Bu yöntemde yükün anlık ve ortalama güç değerleri hesaplanır. Sistemin sanal güç bileşeni sıfırda tutulurken aktif güç bileşeni denetlenerek anlık gerçek güç sabit tutulur. Normal koşullar altında bu yöntem iyi sonuçlar verse de şebeke dengesiz ve bozulumlu olduğunda performansı düşer.

(iv) Sabit (birim) güç katsayısı algoritması

Bu yöntem bir öncekine çok benzer. Bu yöntemin farkı, yöntemin anlık akım işaretini referans gerilim dalga şeklini takibe zorlamasıdır. Bu demektir ki güç katsayısı birim değere sabitlenecektir ve yöntem sadece harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonlarının birlikte yapıldığı sistemlere uygun olacaktır.

(v) Hayali güç kompanzasyonu

Enslin ve arkadaşları tarafından 1989, 1990, 1993 yıllarında üzerinde çalışılan hayali güç kompanzasyonu prensibine dayanmaktadır. Bu teoriye karşıt fikirlere rağmen prensibin tatmin edici bir şekilde çalıştığı kanıtlanmıştır. Sistem denetleyicisi gücün istenmeyen bileşenlerini en aza indirebilmek için tasarlanır. Bu bakımdan anlık reaktif güç teorisine benzer fakat farklı bir güç tanımını kullanır. Diğer yöntemlerden farklı olarak hem 1-fazlı hem de 3-fazlı sistemlere uygulanabilir.

(vi) Senkron referans yapı tabanlı algoritma

Bu algoritma durağan referans yapıdaki 3-fazlı sistemi şebekeyle senkron dönen dq0 bileşenlerine çeviren Park dönüşümlerine güvenir. Bu bileşenler (dq0), temel frekans bileşeni sabit (doğru akım) büyüklüklere dönüştürüldüğünden, kolaylıkla analiz edilebilirler. Sistemin aktif ve reaktif bileşenleri sırasıyla doğru (normal) bileşen (d) ve kare (dik) bileşen (q) ile temsil edilir. Yüksek frekanslı harmonikler halen işaret üzerinde kalırlar ancak farklı frekanslarda değiştirilirler (modüle edilirler). Bunlar, sistemden çıkarılması gereken istenmeyen işaretlerdir ve referans harmonik akımları temsil ederler. Bu yöntemi kullanan sistemler çok kararlıdır çünkü denetleyici daha çok sabit büyüklüklerle uğraşmaktadır. Hesaplamalar anlıktır ancak sabit bileşenlerin çıkartımı zaman gecikmesi yaratmaktadır. Bu yöntem sadece 3-fazlı sistemlere uygulanabilir.

(vii) Senkron akı algılama algoritması

Bu yöntem Park dönüşümleri ile sistemi senkron hızda dönen dq0 bileşenli yapıya dönüştürmede bir önceki algoritmaya benzer. Ancak dönüşümü, filtre bobininin toplam akı bağıntısı üzerinde gerçekleştirir. Bu akı, daha sonra çıkış gerilimlerine ve akımlarına ait ayrı entegral çevrimler kullanılarak denetlenir. Entegral çevrimlerin varlığı ileri-besleme ve geri-besleme entegratörlerinin frekans cevabına bağlı olarak zaman gecikmesi yaratır.

3.5.2.2. Frekans-domeni yaklaşımı

Hem 1-fazlı hem 3-fazlı sistemler için uygun bir hesaplama yaklaşımıdır. Geleneksel Fourier analizinden türetilmiş yaklaşımlardır.

(i) Geleneksel fourier ve hızlı fourier dönüşümleri (FFT) algoritması

Harmonik akımların FFT dönüşümü ile akım işaretinin temel bileşeni yok edilerek ve sonra da ters dönüşümler ile zaman-domenindeki karşılıkları yeniden oluşturulabilir. Böyle bir sistemin en önemli dezavantajı oluşan zaman gecikmesidir. Çünkü bu yöntem Fourier katsayılarını oluşturmak için bir şebeke periyodunda ya da birkaç katı kadar sürede örnekleme işareti alma ihtiyacı duyar. Bu yüzden yavaş değişen yük durumları için uygundur.

(ii) Sinüs ile çarpım tekniği

Bu yöntem akım işaretini temel frekansta bir sinüs dalgası ile çarpıp sonucun entegralini alma işlemine dayanır. Bu ise basit bir alçak geçiren filtre kullanarak bütün yüksek frekanslı harmoniklerin kaybolmasını sağlar. Performansı hala yavaş olan bu yöntem yukarıda bahsedilen yönteme benzer ancak uygulaması farklıdır.

(iii) Değiştirilmiş fourier serileri tekniği

Bu tekniklerden biri El-Habrouk (1998) tarafından geliştirilmiştir. Bu tekniğin arkasındaki prensip örneklenen akımın sadece temel bileşeninin hesaplanıp toplamdan çıkarılarak harmonik işaretlerin toplamının bulunmasıdır. Bu tekniğin pratik uygulaması ise kayan pencere yöntemi ile bir yinelemeli formülün oluşturulması için Fourier serisi denklemlerinin değiştirilmesine dayanır.

Bu teknik her alt çevrimde hesaplanan sinüs ve kosinüs katsayılarının bileşenlerini saklamak için iki farklı dairesel dizi (array) kullanımını benimsemiştir. Yeni hesaplanan katsayı değerleri eskilerinin yerini alır ve tüm sinüs ve kosinüs katsayılarının toplamı sürekli olarak güncelleştirilir. Hesaplama süresi 1-fazlı uygulamalar için kullanılan diğer tekniklerden çok daha kısadır. Bu hesaplama yönteminin kullanımı hem 1-fazlı hem de 3-fazlı sistemler için eşit derecede uygundur.

Bir diğerk değiştirilmiş Fourier serisi tekniği ise Blajszczak (1992) tarafından geliştirilmiştir. 3-fazlı işaretlerin senkron dönen dq eksenlerine ayrıştırılması prensibine dayanmaktadır. Bu teknik yük akımı işaretinin tüm aktif olmayan bileşenlerini kompanze etmek için kullanılır. dq referans yapısında aktif olmayan akım tanımını kullanarak istenilen şebeke akımları üretilir. Bir nceki tekniğe benzer kayan pencere hesaplama tekniği filtre akımının referans değerini hesaplamak için kullanılır. Bu teknik sadece 3-fazlı sistemler için uygundur.

3.5.2.3. Diğer referans akım/gerilim hesaplama algoritmaları

ıkartım veya tahmin yöntemleri ile ilgili her araç bu görev için kullanılabilir ancak bazı yeni yöntemler dikkatleri üzerine çekmektedir. YSA ve kalman filtreleri gibi yeterince doğru ve sistem ihtiyaçlarına daha iyi cevap veren uyarlamalı çıkartım/tahmin yöntemleri bunların en önemlileridir.

Bundan sonraki bölümde, bu tez çalışmasında önerilen ve bir uyarlamalı YSA türü olan adaline YSA tabanlı yeni bir PAGF denetim sistemi anlatılacaktır.

4. ADALINE YSA TABANLI PAGF DENETİM SİSTEMİ

Elektrik güç kalitesi ile ilgili sorunların en dikkat çekenini şebekeden çekilen akımdaki harmonik bozulumlardır. PAGF ise bu sorunun giderilmesi için etkin bir çözümdür. Adından anlaşıldığı gibi doğrusal olmayan yüke paralel bir şekilde şebekeye bağlanırlar ve gerekli kompanzasyon akımını sisteme enjekte ederek şebekeden sadece temel frekanstaki akım bileşeninin çekilmesini sağlayan bir akım kaynağı gibi davranırlar. Bu tip AGF'ler harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu yanında aynı anda dengesiz ve doğrusal olmayan yüklerle yüklenmiş sistemi de dengeleyebilirler [11].

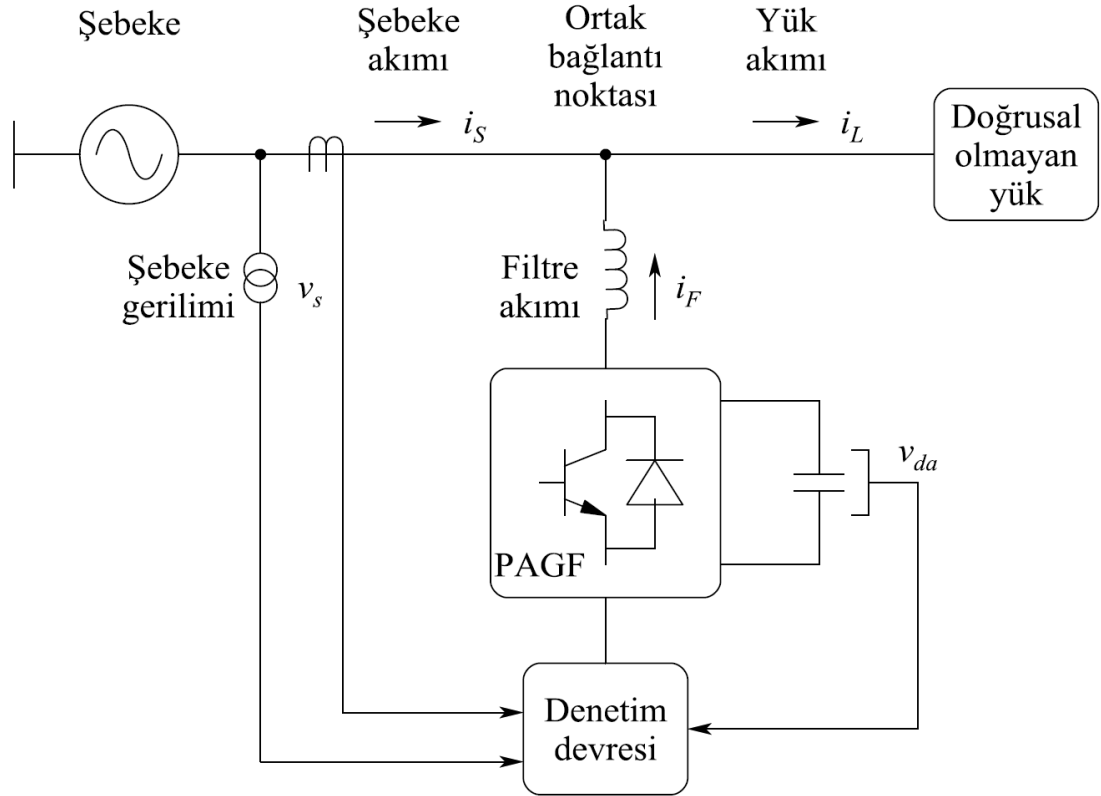
AGF denetiminde kullanılan referans akım çıkartım yöntemi performansı belirleyen en temel ölçütlerden biridir. AGF'ler için birçok referans akım çıkartım yöntemi mevcuttur. YSA tabanlı akım çıkartım yöntemi de bunlardan biridir. Doğrusal olmayan ve belirsiz sistemleri öğrenme becerileri sayesinde de artan bir ilgiyle dikkatleri üzerine çekmektedir. Son yıllarda YSA tabanlı farklı harmonik belirleme ve filtreleme teknikleri, özellikle adaline tabanlı ağlar, güç sistemlerinde kullanılmaya başlamıştır. Adaline YSA, zamanla değişen işaretlerin doğrusal birleşiminden yararlanan basit, dinamik öğrenme sistemleridir. Eğitim olarak adlandırılan ağırlıkların güncellenmesi, öğrenme kuralı denilen en küçük karesel ortalama gibi etkin algoritmalar kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Bu doğrusal olmayan regresyon yöntemi hem hızlı hem de doğru sonuçlar veren bir yöntemdir [6]. Ağ yapısının basitliği ise uygulamalarda yazılım ve donanım açısından kolaylıklar getirmektedir.

Bu tezde önerilen referans akım çıkartım yöntemi de adaline YSA tabanlıdır. Bu yöntemin literatürdeki benzer yöntemlerden farkı; referans akım hesaplanırken yük akımı ve filtre akımı ölçümleri yerine sadece şebeke akımının ölçülmesi, dolayısıyla kullanılan akım sensörü sayısını azaltarak daha maliyet-etkin bir uygulama imkanı vermesidir.

Önerilen yöntemin literatürde önerilen klasik yöntemlerden diğer bir farkı ise gerçekleşmesinde mikroişlemci yerine mikrodenetleyici kullanılmasıdır. Kullanılan mikrodenetleyici, zengin çevresel birimlere sahip yüksek performanslı, sayısal işlem kabiliyetine sahip bir mikrodenetleyicidir. Önerilen sistem bundan sonraki kısımda; çalışma prensibi, sistem yapısı ve denetim sistemi ana başlıkları altında anlatılacaktır.

4.1. Önerilen PAGF Sisteminin Çalışma Prensibi

Önerilen PAGF sisteminin çalışma prensibi Şekil 4.1’de gösterilmektedir. PAGF, bir akım kaynağı gibi davranan DGA işaretleri ile denetlenen gerilim ara devreli bir eviricidir ve doğrusal olmayan yüklerle paralel olarak şebekeye bağlanmaktadır.



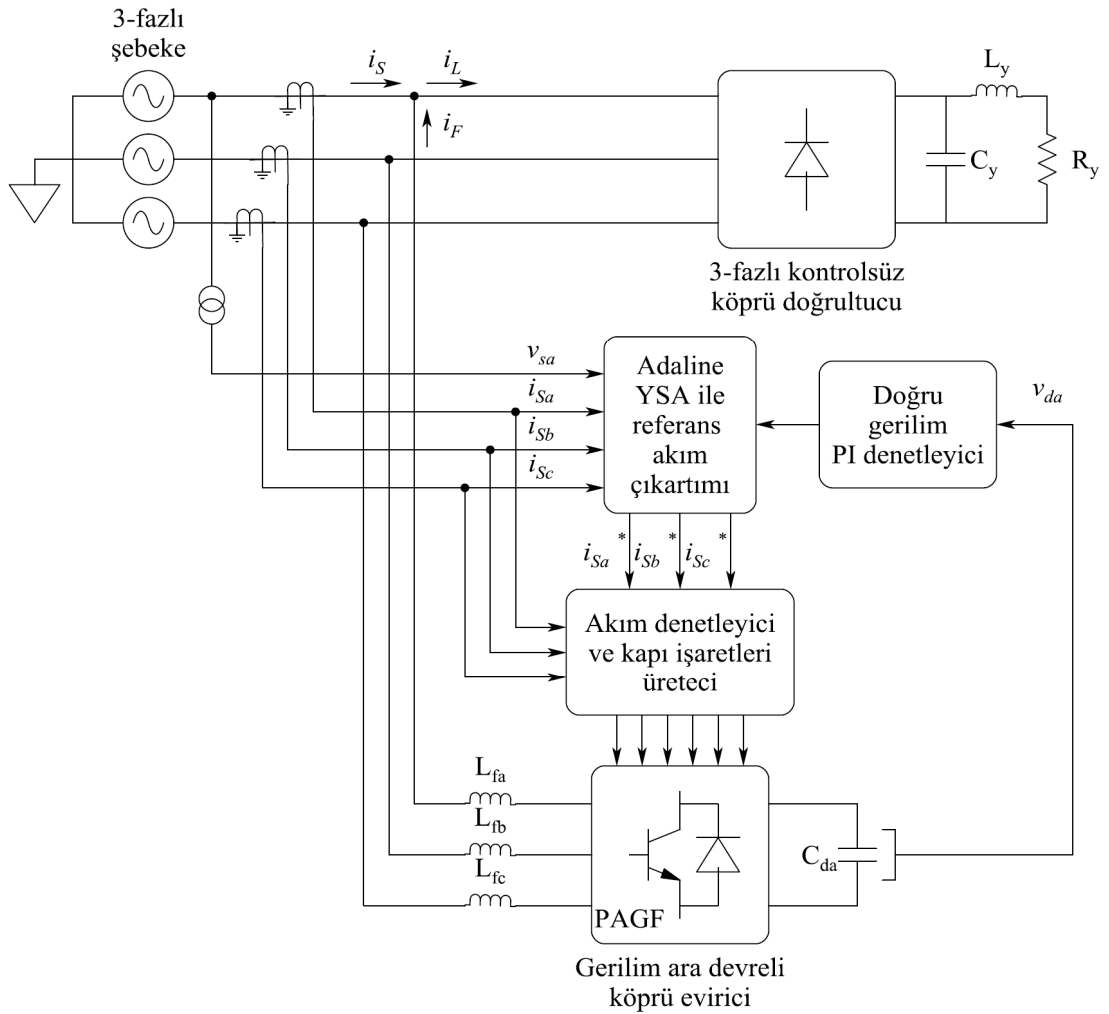
Şekil 4.1: Önerilen PAGF sisteminin çalışma prensibi

Harmonik akım kompanzasyonu, ortak bağlantı noktasında harmonik akım bileşenlerine eşit ancak ters işaretli akımlar şebekeye enjekte edilerek yapılır ve güç sisteminin kalitesi artırılmış olur. Birçok durumda yük reaktif güce de ihtiyaç duyar, bu ihtiyaç da aynı akım kaynağı tarafından giderilebilir. Yani PAGF ile aynı anda hem harmonik akım hem de reaktif güç kompanzasyonu yapılabilir.

3-fazlı dengesiz yük durumlarında gücün paylaşılması ile sistemin dengeli tutulması da mümkündür. Sistemdeki denetim devresi referans akım(lar)ı belirleyip bu akım(lar)ı takip edecek şekilde gerilim ara devreli, DGA'lı eviriciyi denetler. Bu yüzden, daha önce de belirtildiği gibi, uygulanacak referans akım çıkartım yöntemi AGF performansını belirleyen en temel ölçütlerden biridir.

4.2. Önerilen PAGF Sisteminin Yapısı

Bu tezde önerilen yöntemin denetleyeceği PAGF yapısı Şekil 4.2'de gösterilmektedir.



Şekil 4.2: Önerilen PAGF sisteminin yapısı

PAGF, doğru akım (DA) katına kondansatör bağlanmış gerilim ara devreli bir eviricidir. Adaline YSA ile referans akımlar elde edilmektedir. Gerilim ara devreli evirici, DA barasına bağlı kondansatörü kaynak olarak kullanmaktadır. Doğru gerilim PI denetleyici de, bu kondansatörün gerilimini sabit ve şebeke geriliminin

tepe değerinden daha büyük bir değerde tutmaktadır. Akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici ise şebeke akımı geręek değerinin, şebeke akımı referans değerini takip etmesini sağlayacak yüksek frekanslı evirici anahtarlama işaretlerini üretmektedir.

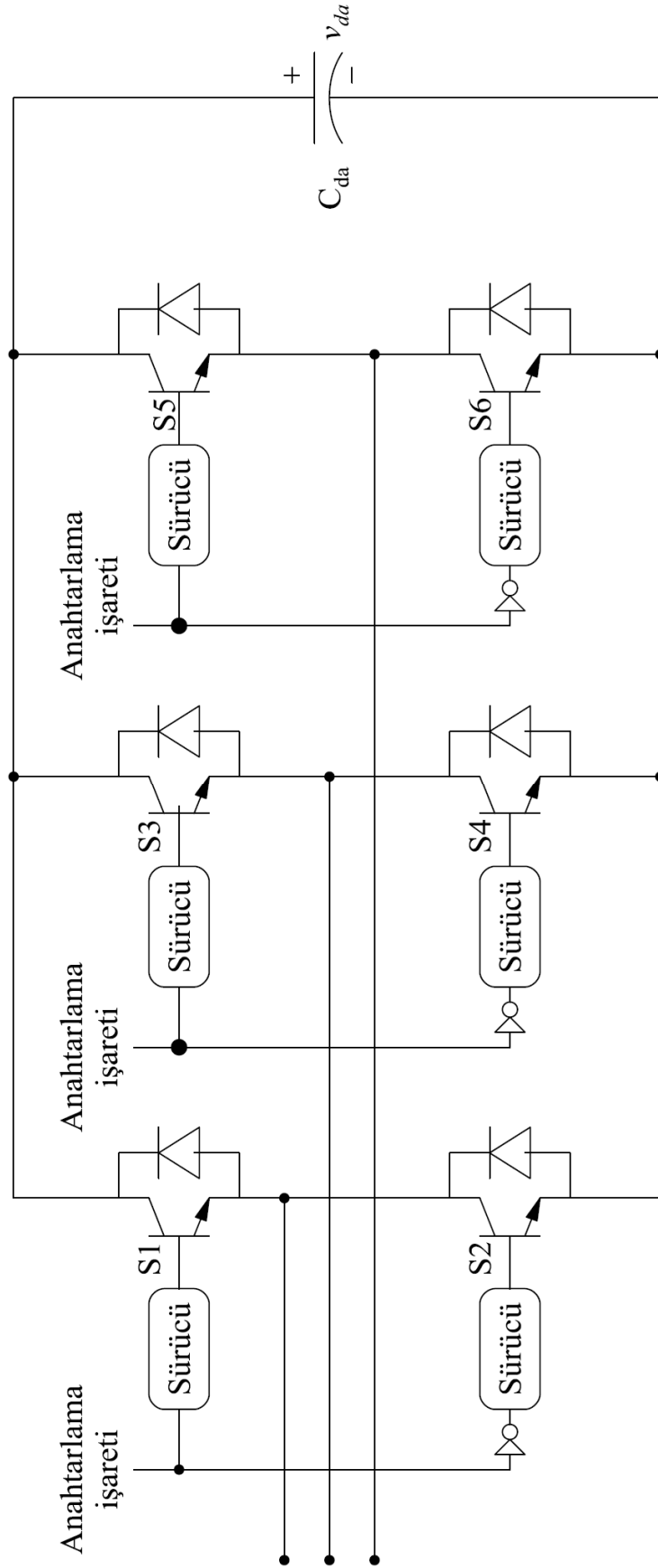
Bu yapıda, PAGF ortak bağlantı noktasına arayüz bobinleri üzerinden bağlanmaktadır. Bu bobinlerin değerinin büyük olması istenir çünkü evirici tarafından şebeke tarafına geçen yüksek frekanslı anahtarlama dalgacıklarının daha düşük genliklerde olmasını sağlar ancak bu bobinin büyük seçilmesi kompanzasyon akımının dinamik cevabının sınırlanmasına neden olur. Bu nedenle arayüz bobini boyutlandırılırken yukarıdaki hususlara dikkat edilmelidir.

4.2.1. PAGF güç devresi

Önerilen denetim sistemi için PAGF güç devresi DGA'lı anahtarlama işaretleri ile denetlenen gerilim ara devreli bir eviricidir ve Şekil 4.3'te gösterilmektedir. Evirici 6 transistörden ve her birine ters paralel bağlı diyotlardan oluşmaktadır. Transistörler, kapısı yalıtımlı iki-kutuplu transistör (IGBT) ya da metal oksit yarıiletken alan etkili transistör (MOSFET) seçilebilir ancak bu çalışmada düşük iletim direnci ve gerilim düşümü, yüksek hızlı anahtarlama ve yüksek güçte çalışabilme özelliklerinden dolayı IGBT seçilmiştir.

Kapı sürücüleri mikrodenetleyiciden gelen anahtarlama işaretlerini transistörler için uygun kapı gerilimine dönüştürmek için kullanılmaktadır. Şekilde görülen lojik eviriciler ise aynı kol üzerindeki transistörlerin tamlayan modda çalıştıklarını göstermek içindir. Yani aynı koldaki transistörlerden biri iletimde iken diğeri kesimdedir. Aynı koldaki transistörlerin aynı anda iletime girmesi DA barasındaki kondansatörü kısa devre edeceğinden bunu önlemek için bu transistörler ölü zaman olarak adlandırılan belirli bir süre kadar aynı anda kesimde tutulduktan sonra transistörlerden biri iletime geçirilir.

Önerilen denetim sistemde kullanılacak olan Microchip dsPIC30F4011 mikrodenetleyicisinde ilgili yazmaçlara gerekli değerler girilerek ölü zaman donanımsal olarak denetlenebilmektedir.



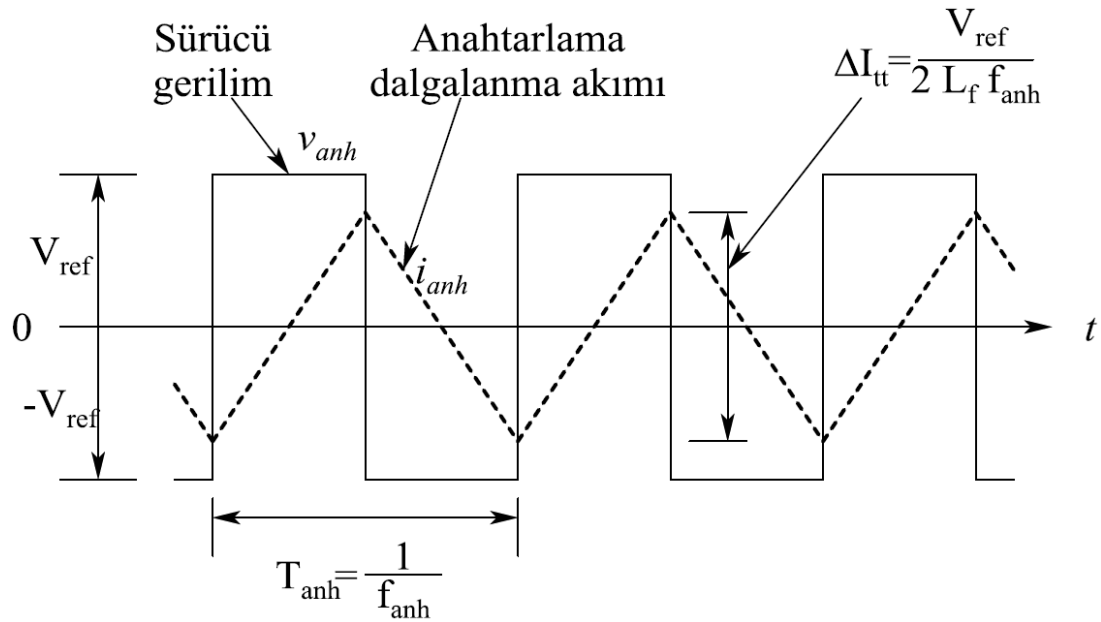
Şekil 4.3: PAGF güç devresi

4.2.2. Arayüz bobini

Kompanzasyon sisteminde gerekli kompanzasyon (aktif filtre) akımı, gerilim ara devreli eviricideki transistörlerin anahtarlanması ile elde edilir. Filtre akımında anahtarlama akımından kaynaklanan dalgalanma akımı (i_{anh}); arayüz bobini üzerindeki sürücü gerilimi, arayüz bobininin boyutu ve anahtarlama frekansı tarafından belirlenir. Bobin üzerindeki sürücü gerilim v_{anh} , evirici DA barası referans gerilimi V_{ref} 'dir. Şekil 4.4'te görüldüğü üzere, iki kutuplu gerilimle anahtarlama arayüz bobini üzerindeki sürücü gerilim, dalgalanma akımının tepeden tepeye değerini (ΔI_{tt}) belirler [34]. Arayüz bobinin en küçük değeri L_{fmin} aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$L_{fmin} = \frac{V_{ref}}{2\Delta I_{tt} f_{anhmaks}} \quad (4.1)$$

Burada $f_{anhmaks}$ maksimum anahtarlama frekansını, ΔI_{tt} filtre dalgalanma akımının tepeden tepeye değerini temsil etmektedir. (4.1) denkleminin çıkartımı [34] Ek-A'da detaylı bir şekilde anlatılmaktadır.



Şekil 4.4: Aktif filtre dalgalanma akımı

4.2.3. DA barası kondansatörü

Şekil 4.3'te gösterilen DA barası kondansatörü C_{da} , PAGF'nin enerji depolama elemanı olarak kullanılmaktadır. Kararlı halde, şebeke geriliminin bir periyodu boyunca reaktif ve harmonik yük akımları DA barası kondansatörünü doldurup

boşaltacaktır. Kompanze edilecek toplam reaktif ve harmonik yük akımları, DA barası kondansatör geriliminin dalgalanmasının temel nedenidir. Daha iyi bir kompanzasyon performansı için bu kondansatör üzerinde ciddi gerilim dalgalanmalarından kaçınılmalıdır. Bu da DA barası kondansatörünün uygun bir değerde boyutlandırılması ile mümkündür. DA barası kondansatörünün boyutlandırılması [35] nolu kaynakta belirtilen enerji dengesi prensibine dayanmaktadır. Bu prensibe göre aşağıdaki eşitlik elde edilmiştir:

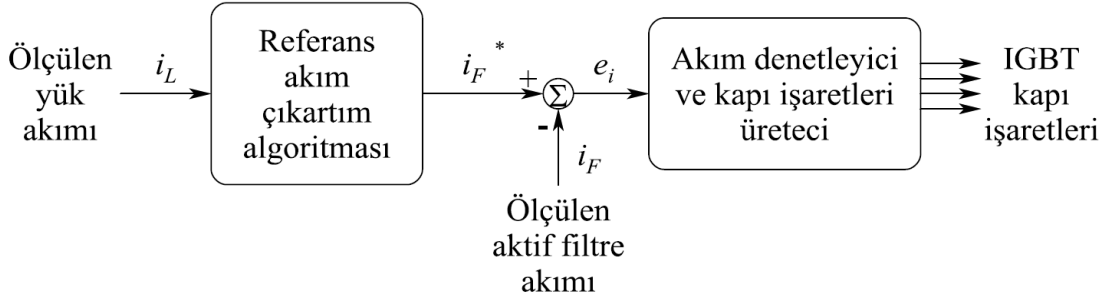
$$\frac{1}{2} C_{da} |(V_{ref})^2 - (V_{min})^2| = \frac{3}{2} V_s I_f T \quad (4.2)$$

Burada V_{min} DA barası geriliminin en küçük değerini, V_{ref} DA barası referans gerilimini, V_s şebeke gerilimi etkin değerini, I_f yük akımı reaktif ve harmonik akım bileşenlerinin maksimum etkin değerine karşılık gelen aktif filtre nominal akım değerini ve T şebeke geriliminin periyodunu temsil etmektedir. DA barası kondansatörünün değeri aşağıdaki eşitlik ile hesaplanacaktır:

$$C_{da} \geq \frac{3V_s I_f T}{|(V_{ref})^2 - (V_{min})^2|} \quad (4.3)$$

4.3. Önerilen PAGF Denetim Sistemi

Bu tezde önerilen PAGF denetim sisteminin amacı şebeke gerilimleri ile aynı fazda şebeke akımlarını elde etmektir. Böylece hem güç faktörü birim değere yaklaştırılacak, hem de doğrusal olmayan yükten kaynaklanan harmonikler kompanze edilecektir. Ancak bunu gerçekleştirebilmek için her PAGF uygulamasında olduğu gibi önce referans akımların belirlenmesi sonra da bu akımların gerçek (ölçülen) akımlarla karşılaştırılması gerekmektedir. Şekil 4.5'te geleneksel PAGF denetim uygulamalarında görülen akım denetim safhası gösterilmektedir. Referans ve gerçek akımlar arasındaki fark e_i , akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici biriminin girişini oluşturmaktadır. Referans akımın belirlenmesi için kullanılan algoritma ve kapı işaretlerini üretmek için kullanılan akım denetleyici ne olursa olsun, geleneksel denetim sistemi, biri yük akımı diğeri de aktif filtre akımı olmak üzere, her faz için en az iki akım sensörüne ihtiyaç duymaktadır.



Şekil 4.5: Geleneksel PAGF denetim uygulamalarında görülen akım denetim safhası

Bu tezde önerilen PAGF denetim sisteminde ise her faz için sadece bir akım sensörü (şebeke akımı ölçümü), aynı amaç için yeterli olmaktadır. Aşağıda bu yöntemin uygulanabilirliği gösterilecektir. Şekil 4.5'teki görülen akım denetleyici girişi e_i , aşağıdaki gibidir:

$$i_F^* - i_F = e_i \quad (4.4)$$

Burada, i_F^* ve i_F , sırasıyla aktif filtre referans ve gerçek (ölçülen) akım değerlerini temsil etmektedir.

Şekil 4.1'de ortak bağlantı noktasında gösterilen akım yönlerine göre (4.4) ifadesi aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$i_L^* - i_S^* - i_F = e_i \quad (4.5)$$

Geleneksel tasarımlarda [1-4,6-13,15-23,35-37], aktif filtre akımı referans değeri i_F^* , yük akımı gerçek (ölçülen) değeri i_L , kullanılarak hesaplanır. Bu da demektir ki:

$$i_L^* = i_L \quad (4.6)$$

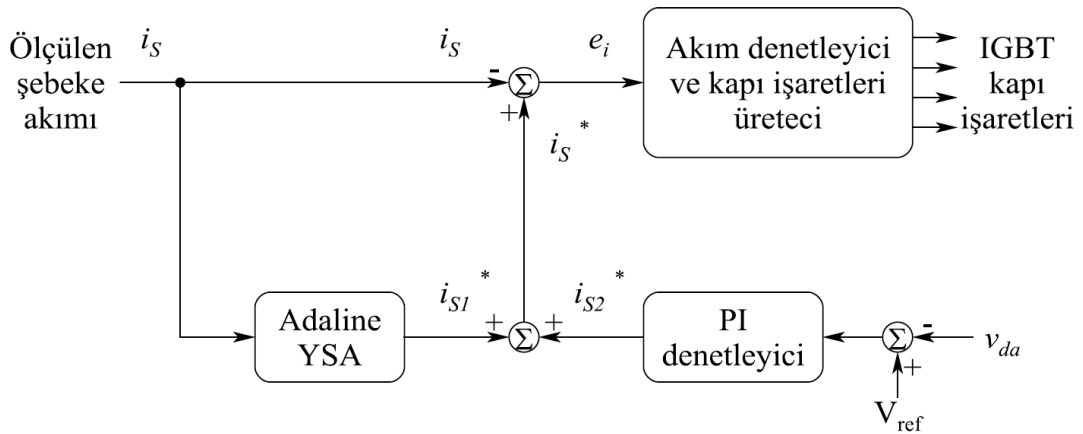
(4.6) ifadesi (4.5) ifadesinde yerine yazılıp düzenlenirse aşağıdaki ifade elde edilir:

$$(i_L - i_F) - i_S^* = e_i \quad (4.7)$$

(4.7) ifadesinde parantez içinde verilen yük akımı gerçek değeri i_L ile aktif filtre akımı gerçek değeri i_F arasındaki fark aslında şebeke akımı gerçek değeri i_S 'dir. Bu değer bir akım sensörü ile ölçülebilir ve şebeke akımı referans değeri i_S^* bir şekilde elde edilebilirse gerekli denetim işaretini e_i , elde etmek için kullanılabilir. (4.7) yeniden düzenlenirse aşağıdaki sonuca ulaşılabilir:

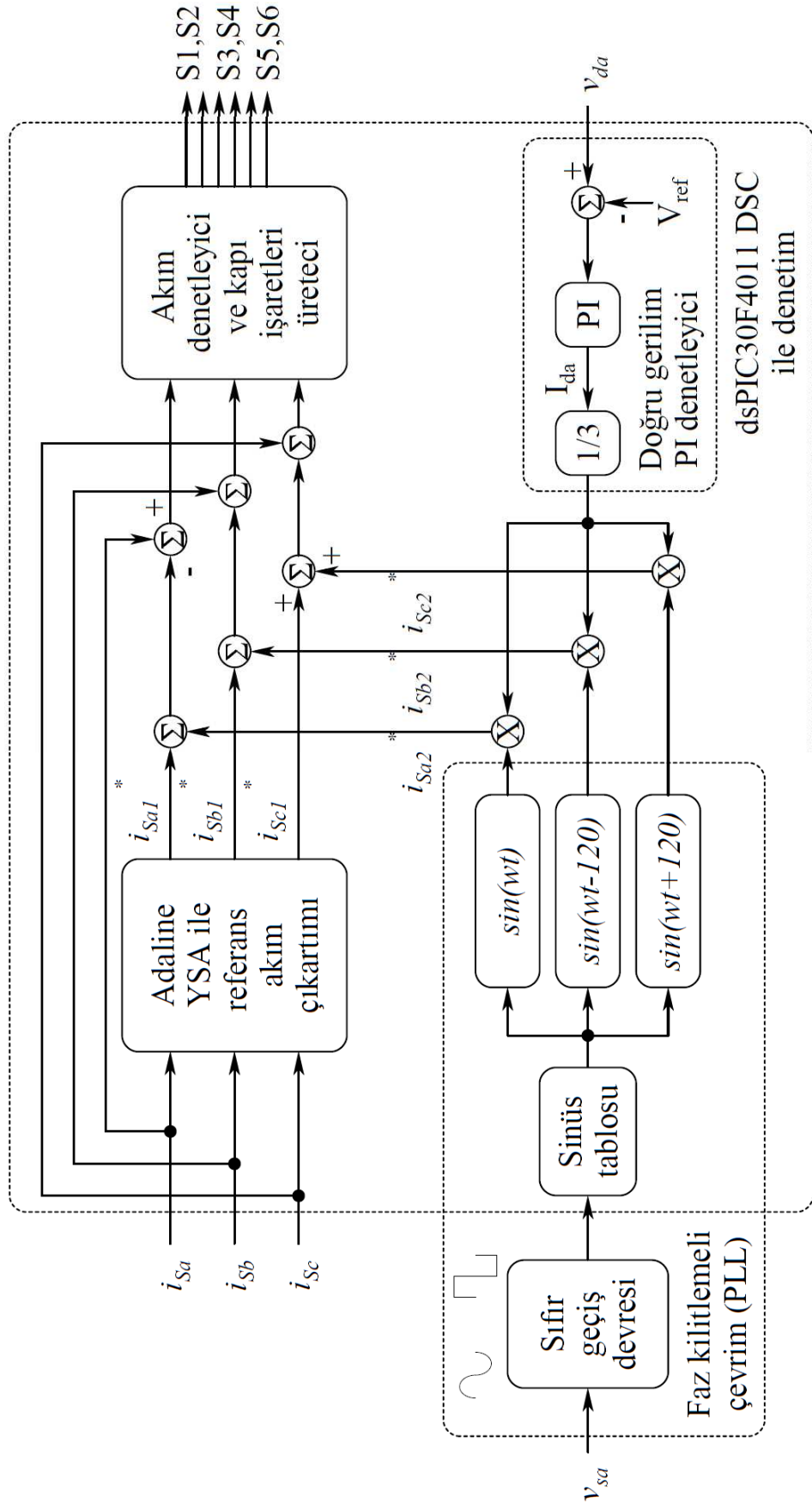
$$i_s^* - i_s = -e_i \quad (4.8)$$

Öyleyse, denetim işaretini elde etmek için iki akım sensörü yerine bir akım sensörü yeterli olmaktadır. Ancak, dikkat edilirse yeni durumda denetim işareti öncekinin ters işaretlisi olmuştur, bu demektir ki IGBT transistörlerinin kapı işaretleri de değişecektir. Şekil 4.6'da bu tezde önerilen PAGF denetim sistemi gösterilmektedir. Görüldüğü gibi her faz için ayrı ayrı hesaplanacak olan şebeke akımı referans değeri iki bileşenden oluşmaktadır. Şebeke akımı referans değerinin birinci bileşeni, adaline YSA bloğu çıkışıdır ve yük akımının şebeke gerilimi ile aynı fazdaki temel frekans akım bileşenine karşılık gelmektedir; ikinci bileşeni ise DA barası kondansatörü gerilimini düzenleyen PI denetleyicinin çıkışıdır ve PAGF güç kayıplarına karşılık gelmektedir. Referans akım bileşenlerinin hesaplanmasında kullanılan bu iki birim bir sonraki alt bölümlerde detaylı bir şekilde anlatılacaktır.



Şekil 4.6: Önerilen PAGF denetim sistemi

Şekil 4.7'de PAGF denetimi için önerilen mikrodenetleyici tabanlı denetim sistemi gösterilmektedir. Denetim sisteminin görevi evirici transistörlerinin anahtarlanması için uygun kapı işaretlerini üretmektir. Denetim sistemi, 3-fazlı sistemin her fazına ait şebeke akımları referans değerlerini hesaplayan adaline YSA tabanlı referans akım çıkartım birimi, doğru gerilim PI denetleyicisi, faz kilitlemeli çevrim (PLL) ile akım denetleyicisi ve kapı işaretleri üreticiden oluşmaktadır. Şekilden de görüldüğü gibi önerilen PAGF denetim sisteminin girişleri 3-fazlı şebeke akımları, şebeke a-fazı gerilimi ve DA barası kondansatör geriliminden; sistemin çıkışları ise evirici transistörlerinin kapı işaretlerinden oluşmaktadır.



Şekil 4.7: Mikrodenetleyici tabanlı PAGF denetim sistemi

Uygulamada akım ve gerilimlerin ölçümü Hall-etkili sensörler kullanılarak gerçekleştirilmektedir. PLL ise sayısal tabanlıdır ve analog sıfır geçiş devresinden gelen işaretlere göre belirli aralıklarla mikrodenetleyici belleğine yazılı tablodan sinüs değerlerini okuyup şebeke ile senkron 3-fazlı referans sinüs dalgalarının elde edilmesinden sorumludur.

Adaline YSA tabanlı referans akım çıkartım birimi, şebeke akımları ile PLL çıkışındaki şebeke gerilimleri ile senkron sinüs işaretlerini alıp bu işaretler arasındaki korelasyondan yararlanarak şebeke akımının, sinüs işareti ile aynı fazda olan temel frekans bileşenini harmonik ve reaktif bileşenlerden ayırmaktadır. Bu yöntem, kendini şebeke akımındaki değişikliklere uyarlayabildiğinden literatürde uyarlamalı gürültü giderici olarak adlandırılmaktadır.

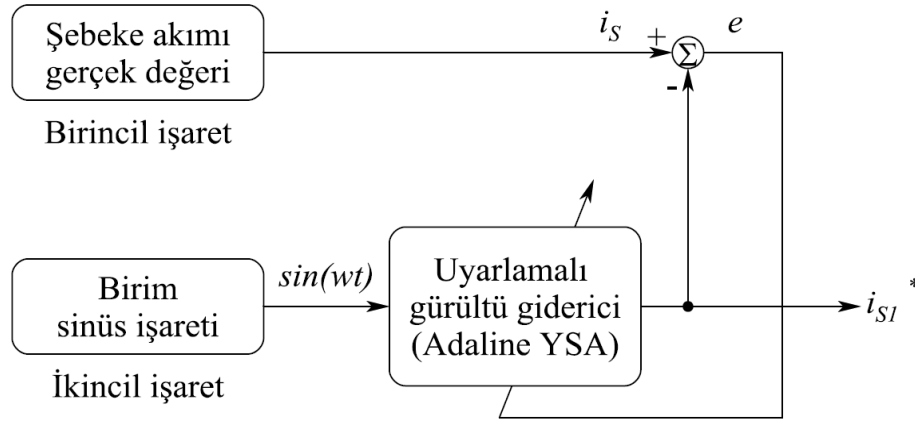
Doğru gerilim PI denetleyici birimi, DA barası kondansatörünün üzerindeki gerilimi, dağıtım şebekesindeki değişimlere karşı ortalama bir gerilim değerinde sabit tutmaya çalışır. Kayıpsız bir durumda PAGF'nin şebekeden herhangi bir aktif güç çekme ihtiyacı yoktur ancak arayüz bobininin direnci, kondansatör kaçak akımı ve evirici anahtarları üzerinde harcanan güç gibi nedenlerle kayıplar oluşmaktadır. Eğer bu kayıp güç karşılanmazsa DA bara gerilimi zamanla düşmeye başlayacaktır. Bu yüzden DA bara geriliminin denetimi, şebeke ile aynı fazda sinüsoidal şarj akımlarının şebekeden çekilmesini gerektirmektedir. Bunun için önce DA barası kondansatörü üzerindeki gerilim v_{da} algılanıp referans değeri V_{ref} ile karşılaştırılır. Aradaki fark PI denetleyici tarafından işlenerek DA barası kondansatör şarj akımının istenilen genliği I_{da} elde edilir. PI çıkışındaki bu şarj akımı genliği 3'e bölünerek her faza ait şarj akımı genlikleri elde edilir. Bu genlikler 3-fazlı şebekeden dengeli şarj akımları çekebilmek için referans sinüs işaretleri ile çarpılarak, şebeke ile senkron kondansatör şarj akımları i_{Sa2}^* , i_{Sb2}^* , i_{Sc2}^* elde edilir.

PAGF'nin hesaplanan referans filtre akımlarını takip edebilmesi için, üçgen dalga karşılaştırmalı akım denetleyici yöntemi benimsenmiştir. Şebeke akımları referans değerleri i_{Sa}^* , i_{Sb}^* , i_{Sc}^* ile ölçülen şebeke akımları gerçek değerleri i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} arasındaki hata değerleri akım denetleyiciye girerek denetleyici çıkışında evirici transistörleri için gerekli kapı işaretleri üretilir.

Bundan sonraki alt bölümlerde adaline YSA tabanlı referans akım çıkartımı ve DA barası gerilim denetimi detaylı bir şekilde anlatılacaktır.

4.3.1. Adaline YSA tabanlı referans akım çıkartımı

Önerilen yönteme ait prensip şema Şekil 4.8’de gösterilmektedir. Adaline YSA, gürültü filtresi gibi çalışan iki girişli ve uyarlamalı bir geri beslemeli sistemdir. Girişleri oluşturan işaretlerin arasındaki korelasyondan faydalanarak birincil işaret içindeki gürültü işareti (ikincil işaretle aynı fazda olan işaret) giderilir. Ağın eğitilmesi için de performans göstergesi olarak hatanın karesel ortalamasını kullanan ve bir yaklaşık gradyan azalma algoritması olan Widrow-Hoff öğrenme kuralı kullanılır [24].



Şekil 4.8: Önerilen adaline YSA tabanlı referans akım çıkartımı prensip şeması

Sistemin hatasına ait genel ifade aşağıdaki gibidir:

$$e(t) = i_s(t) - i_{S1}^*(t) \quad (4.9)$$

$$e(t) = i_s(t) - W \cdot \sin(wt)$$

(4.9) eşitliği doğrusal bir ifade olduğundan adaline YSA tarafından kolaylıkla öğrenilebilir. Burada W , YSA öğrenme algoritmasının bulduğu ağırlık değeridir ve sabittir, $\sin(wt)$ giderilmek istenen gürültüdür ve değeri dağıtım şebekesinin ilgili fazına senkron sinüsoidal işarettir, $i_{S1}^*(t)$ ağın çıkışıdır ve şebeke akımı referans değeri birinci bileşenidir, $e(t)$ ise sistemin hatasıdır.

(4.9) eşitliğinin her iki tarafının karesi alınırsa ağın performans göstergesi olarak aşağıdaki ifade elde edilir. Ağın amacı bu ifadeyi minimize etmektir:

$$e^2 = (i_s - i_{s1}^*)^2 \quad (4.10)$$

(4.10) eşitliğinin her iki tarafının ortalama olasılıkları alındığında ise aşağıdaki ifade elde edilir:

$$E[e^2] = E[(i_s - i_{s1}^*)^2] \quad (4.11)$$

Bu eşitliğin solundaki ifade en küçük değerine YSA çıkışı i_{s1}^* , i_s 'nin en küçük karesel ortalama tahmini olursa ulaşabilir. Bu tahmine ulaşınca hatanın karesinin ortalama olasılık değeri sıfıra eşit olur:

$$E[e^2] = 0 \quad (4.12)$$

YSA bu değere ulaşabilirse, referans akım çıkartımı başarılı bir şekilde gerçekleşmiş olur. Bu nedenle YSA ağırlıklarının öğrenilmesi ve ağırlık eğitilmesi için en küçük karesel ortalama algoritması olan Widrow-Hoff öğrenme kuralı benimsenmiştir. Bu öğrenme kuralına göre ağırlıkların güncellenmesi ve ağırlık eğitilmesi aşağıdaki ifadelerde belirtildiği gibidir:

$$\begin{aligned} W(k) &= W(k-1) + \mu \cdot e(k-1) \cdot \sin w(k-1) + \mu \cdot e(k) \cdot \sin w(k) \\ e(k) &= i_s(k) - W(k) \cdot \sin w(k) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Burada, k zaman indisini, $W(k-1)$ ağırlığın bir önceki değerini, $W(k)$ ise şimdiki değerini göstermektedir. Ağırlığın ve girişlerin başlangıç değeri ise sıfırdır. Ayrıca μ öğrenme katsayısı, yakınsama hızı ve kararlılık açısından 0.001 seçilmiştir. Yakınsama analizi, ikinci dereceden bir fonksiyon için öğrenme katsayısının $0 < \mu < 1/\lambda_{\max}$ aralığında seçilmesi durumunda kararlı çözüme ulaşılacağını göstermektedir. λ_{\max} , giriş korelasyon matrisinin en büyük özdeğeridir [24]. Yakınsama analizi Bölüm 2.2.4'te detaylı bir şekilde anlatılmaktadır.

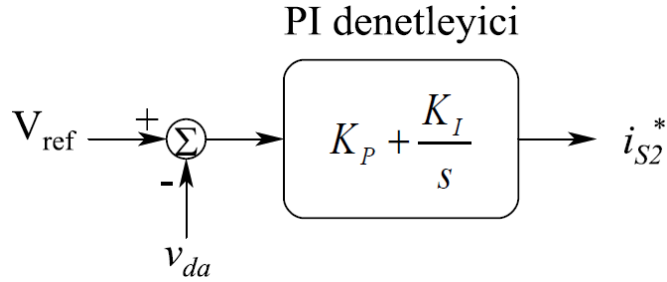
4.3.2. DA barası gerilim denetimi

Kayıpsız bir durumda PAGF, yükün çektiği reaktif ve harmonik akımları karşılamak için şebekeden herhangi bir aktif güç çekmeye ihtiyacı yoktur. Bu akımlar reaktif güç olarak görülür ve evirici DA barası kondansatörü tarafından karşılanabilir. Reaktif güç DA barası kondansatörü tarafından karşılanırken ve bu reaktif enerji yük ile DA

barası kondansatörü arasında transfer edilirken (kondansatörün dolup boşalması), ortalama kondansatör gerilimi belirli bir değerde tutulabilir. Ancak, arayüz bobininin direnci, kondansatör kaçak akımı ve evirici anahtarları üzerinde harcanan güç kayıpları nedeniyle dağıtım şebekesi DA barası gerilimini sabit bir değerde tutmak için sadece yükün ihtiyaç duyduğu aktif gücü değil, kayıp güce karşılık gelen aktif gücü de karşılamalıdır. Kayıp güç şebeke tarafından karşılanmazsa DA bara gerilimi zamanla düşmeye başlayacaktır. Şekil 4.9'daki gibi bir PI denetleyici DA barası gerilimini denetlemek için kullanılabilir. PI denetleyicisinin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (4.14)$$

Burada K_P oransal sabittir ve DA barası gerilim denetiminin dinamik cevabını belirler. K_I ise entegrasyon sabitidir ve oturma zamanını belirler. i_{S2}^* ise kayıp güce karşılık gelen ve şebekeden çekilen şebeke akımı referans değeri ikinci bileşenidir.



Şekil 4.9: DA barası kondansatör gerilimi PI denetleyicisi

K_P oransal katsayısının hesabı [35] nolu kaynakta belirtilen enerji dengesi prensibine dayanmaktadır. Bu prensibe göre aşağıdaki eşitlik elde edilmiştir:

$$K_P = \frac{\sqrt{2}C_{da}V_{ref}}{3TV_s} \quad (4.15)$$

Burada, C_{da} DA barası kondansatörünün değerini, V_{ref} DA barası referans gerilimini, V_s şebeke gerilimi etkin değerini ve T şebeke geriliminin periyodunu temsil etmektedir. K_P hesaplandıktan sonra da K_I ampirik olarak bulunabilir. Ek-B'de K_P katsayısının nasıl hesaplandığı detaylı bir şekilde anlatılmaktadır.

5. ÖNERİLEN PAGF DENETİM SİSTEMİNİN BENZETİMİ

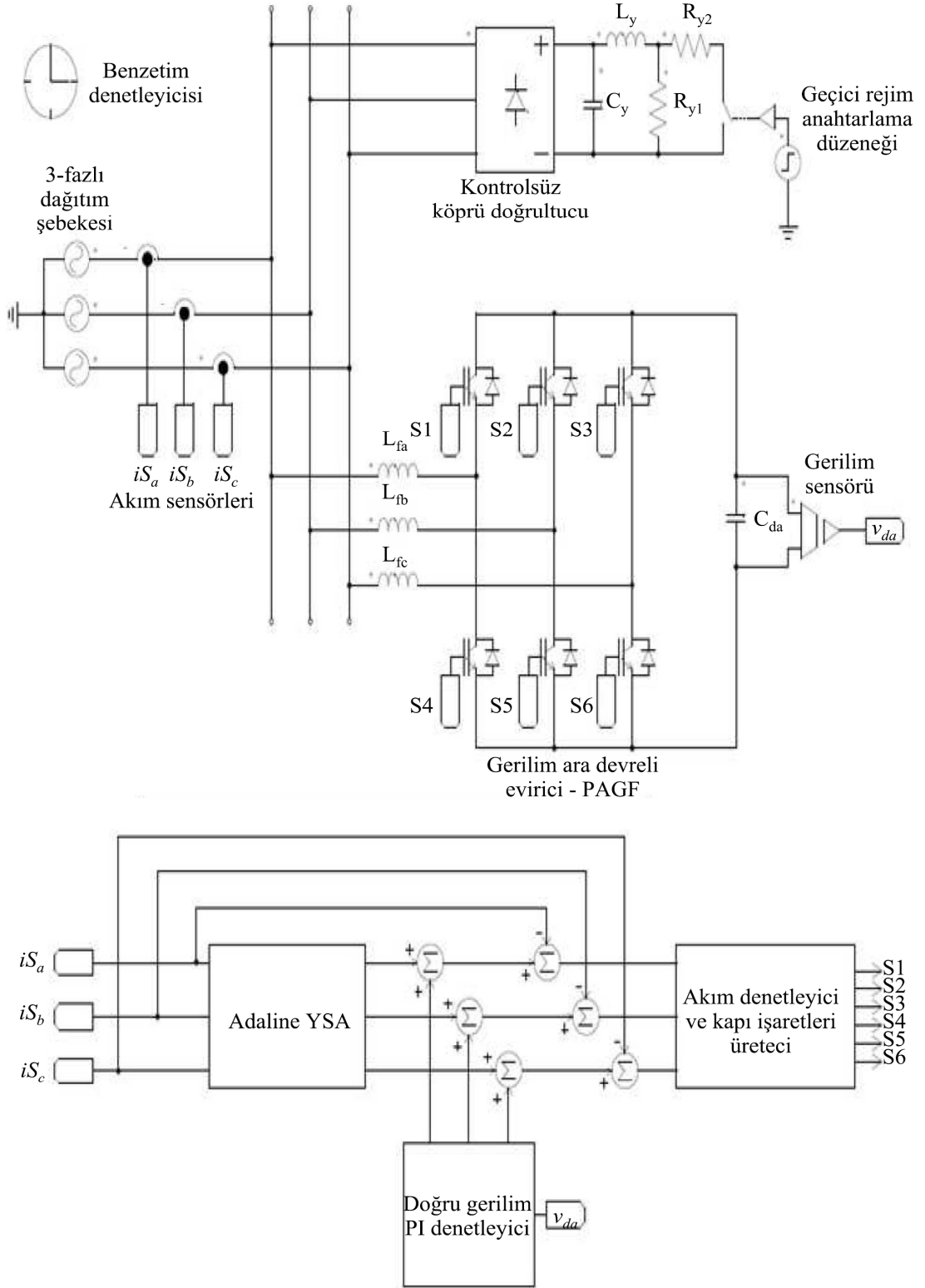
Günümüzde modern güç elektroniği sistemlerinin bilgisayarla benzetimi, elektrik devreleri analizinin elle hesaplanmasının karmaşıklığından ya da zorluğundan dolayı zorunlu hale gelmiştir. Bu bölümde, önerilen PAGF denetim sisteminin işlevini yerine getirdiğini doğrulamak için PSIM[®] programıyla yapılan benzetimi anlatılmaktadır. PSIM[®], Powersim Tech firması tarafından özellikle güç elektroniği, motor denetim ve dinamik sistem benzetimleri için tasarlanmış hızlı bir programdır [38].

Benzetim daha çok önerilen sistemin zaman-domenindeki cevabına odaklanmaktadır. Dağıtım şebekesi, doğrusal olmayan yük, PAGF ve denetim sistemi kısımlarının benzetim modelleri izah edilerek tüm sistemin benzetimi anlatılmaktadır.

Önerilen PAGF denetim sisteminin PSIM[®] benzetim modeli Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Tüm sistem; dağıtım şebekesi, doğrusal olmayan yük, PAGF ve denetim sisteminden oluşmaktadır. Benzetim zaman adımı 1µs seçilmiştir. Genelde, daha küçük zaman adımı benzetim süresinin uzamasına neden olsa da daha doğru sonuçlar vermektedir.

5.1. Dağıtım Şebekesi Benzetim Modeli

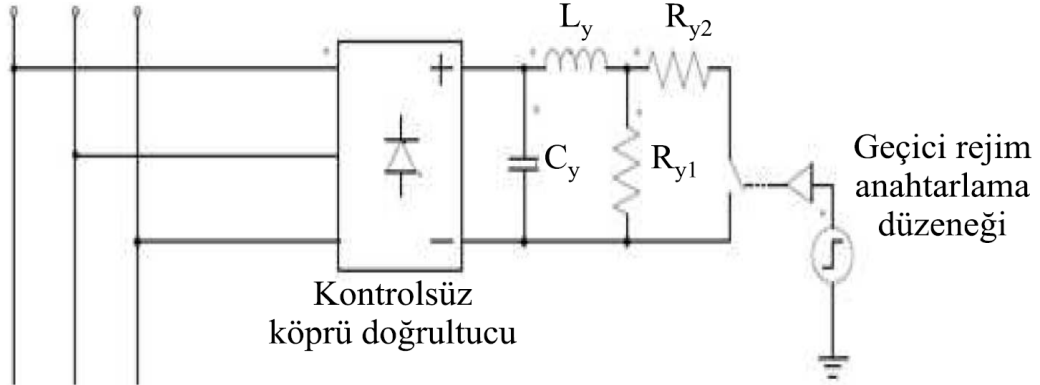
Benzetimde dağıtım şebekesi olarak faz-nötr gerilimi 26V, 50Hz olan 3-fazlı alternatif akım (AA) şebekesi düşünülmüştür. Bunun nedeni deneysel çalışmanın laboratuvar ortamında daha düşük güçlerde yapılmasıdır. Bu sistem deneysel çalışmaların anlatılacağı bölümde detaylı olarak ele alınacaktır.



Şekil 5.1: Önerilen PAGF denetim sisteminin PSIM[®] benzetim modeli

5.2. Doğrusal Olmayan Yük Benzetim Modeli

Şekil 5.2’de doğrusal olmayan yük bloğu gösterilmektedir. Blok, 3-fazlı kontrolsüz köprü doğrultucu, R_{y1} , R_{y2} yük dirençleri, L_y yük bobini, C_y gerilim düzeltici kondansatörü ve R_{esr} eşdeğer iç direnci ile geçici rejim anahtarlama düzeneğinden oluşmaktadır. Pasif elemanların ve benzetim parametrelerinin değerleri Tablo 5.1’de verilmiştir.



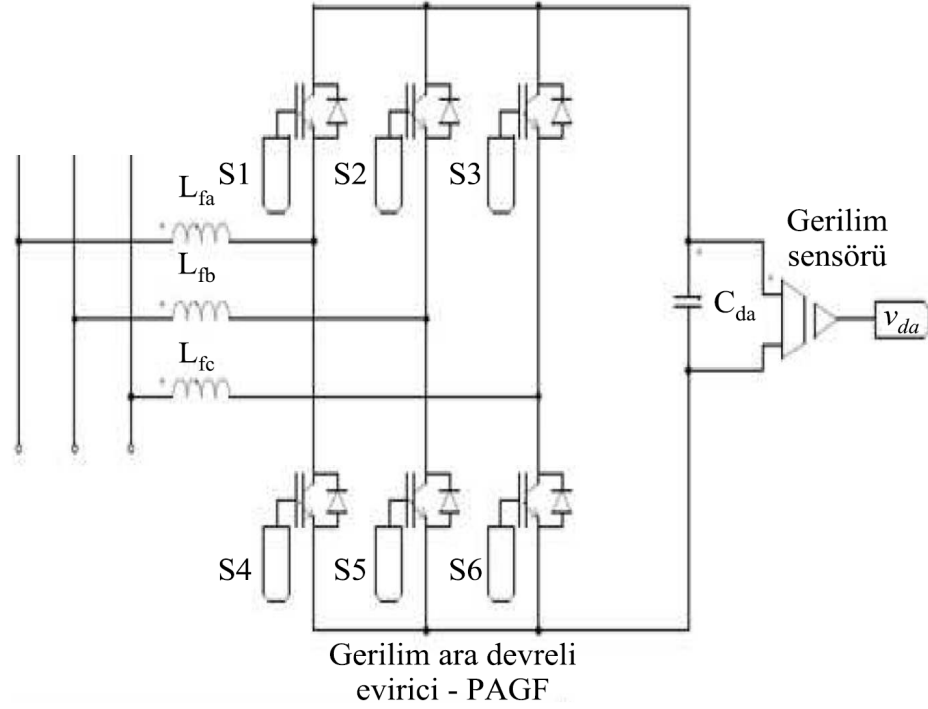
Şekil 5.2: Doğrusal olmayan yük bloğu

Tablo 5.1: Doğrusal olmayan yük parametreleri

Parametre Adı	Değeri
C_y - Doğrultucu çıkış gerilimi düzeltici kondansatörü	3000 μ F
R_{esr} - Düzeltici kondansatörün eşdeğer iç direnci	35m Ω
R_{y1} , R_{y2} - Yük dirençleri	30 Ω , 40 Ω
L_y - Yük bobini	1mH

5.3. PAGF Benzetim Modeli

Şekil 5.3’te PAGF bloğu gösterilmektedir. Bu blok L_{fa} , L_{fb} , L_{fc} arayüz bobinleri, gerilim ara devreli bir evirici, C_{da} DA barası kondansatörü ve gerilim sensöründen oluşmaktadır. Sensörün çıkışı doğru gerilim PI denetleyici bloğunun girişidir. Evirici, ters-paralel diyot bağlı IGBT transistörleri ile oluşturulmuştur. Transistör kapı tetikleme işaretleri S1-S6 ise akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici bloğundan gelmektedir. PAGF parametreleri ve değerleri Tablo 5.2’de verilmektedir.



Şekil 5.3: PAGF bloğu

Tablo 5.2: PAGF parametreleri

Parametre Adı	Değeri
L_{fa}, L_{fb}, L_{fc} - Arayüz bobinleri	0,4mH
C_{da} - PAGF DA barası kondansatörü	3300 μ F
ΔI_{tt} - Tepeden tepeye maksimum filtre dalgalanma akımı	1A
f_{anh} - Aktif filtre anahtarlama frekansı	10kHz
$f_{anhmaks}$ - Aktif filtre maksimum anahtarlama frekansı	20kHz
V_s - Dağıtım şebekesi faz-nötr gerilimi etkin değeri	26V,50Hz
I_f - Aktif filtre nominal akım değeri	5A
T - Şebeke geriliminin periyodu	20ms
V_{ref} - DA barası referans gerilimi	100V
V_{min} - PAGF DA barası geriliminin en küçük değeri	85V

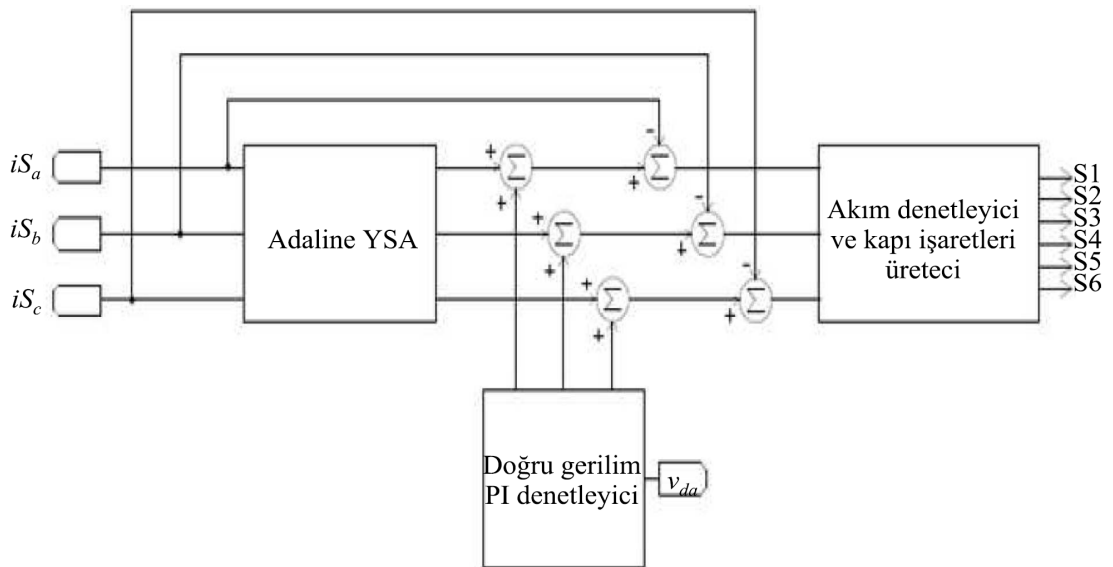
Arayüz bobinlerinin en küçük değerinin nasıl hesaplanacağı 4. bölümde (4.2.2) bahsedilmişti. Benzetimde, DA barası referans gerilim değeri V_{ref} , 100V'tur. Bu değer dağıtım şebekesinin faz arası geriliminin tepe değerinden ($\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_s = 64V$) yeterince büyüktür (yaklaşık 1,5 katı kadar). (4.1) denklemi kullanılarak arayüz bobinlerinin en küçük değeri 2,5mH olarak bulunur.

Ancak, burada değinilmesi gereken bir husus, doğrusal olmayan yükün şebekeden çektiği akımların karakteristiğine göre (örneğin yük akımı yüksek değişim hızına (di/dt) sahip ise) kompanzasyon performansının iyileştirilebilmesi için hesaplanan bu değerden daha düşük değerde arayüz bobinlerinin kullanılmasının gerekebileceğidir. Bu durumda filtre arayüz bobinleri normalden düşük değerde seçtikleri için akımlardaki dalgalanma miktarı artacaktır. Bunu önlemek için filtre arayüz bobinleri ile birlikte, şebeke arayüz bobinleri kullanılabilir. Bu tezde, PAGF performansını iyileştirmek için filtre arayüz bobinleri 0,4mH, şebeke arayüz bobinleri de 1,75mH değerinde seçileceklerdir.

DA barası kondansatörünün nasıl boyutlandırılacağı da 4. bölümde (4.2.3) bahsedilmiştir. DA barası kondansatör boyutlandırma parametreleri ve değerleri Tablo 5.2.'de verilmektedir. Bu değerler (4.3) eşitliğinde yerlerine konulursa DA barası kondansatör boyutu 2811 μ F olarak bulunur. DA barası kondansatörü teoride bu değerden büyük seçilmelidir. Kondansatör değeri 3300 μ F seçilecektir.

5.4. Denetim Sistemi Benzetim Modeli

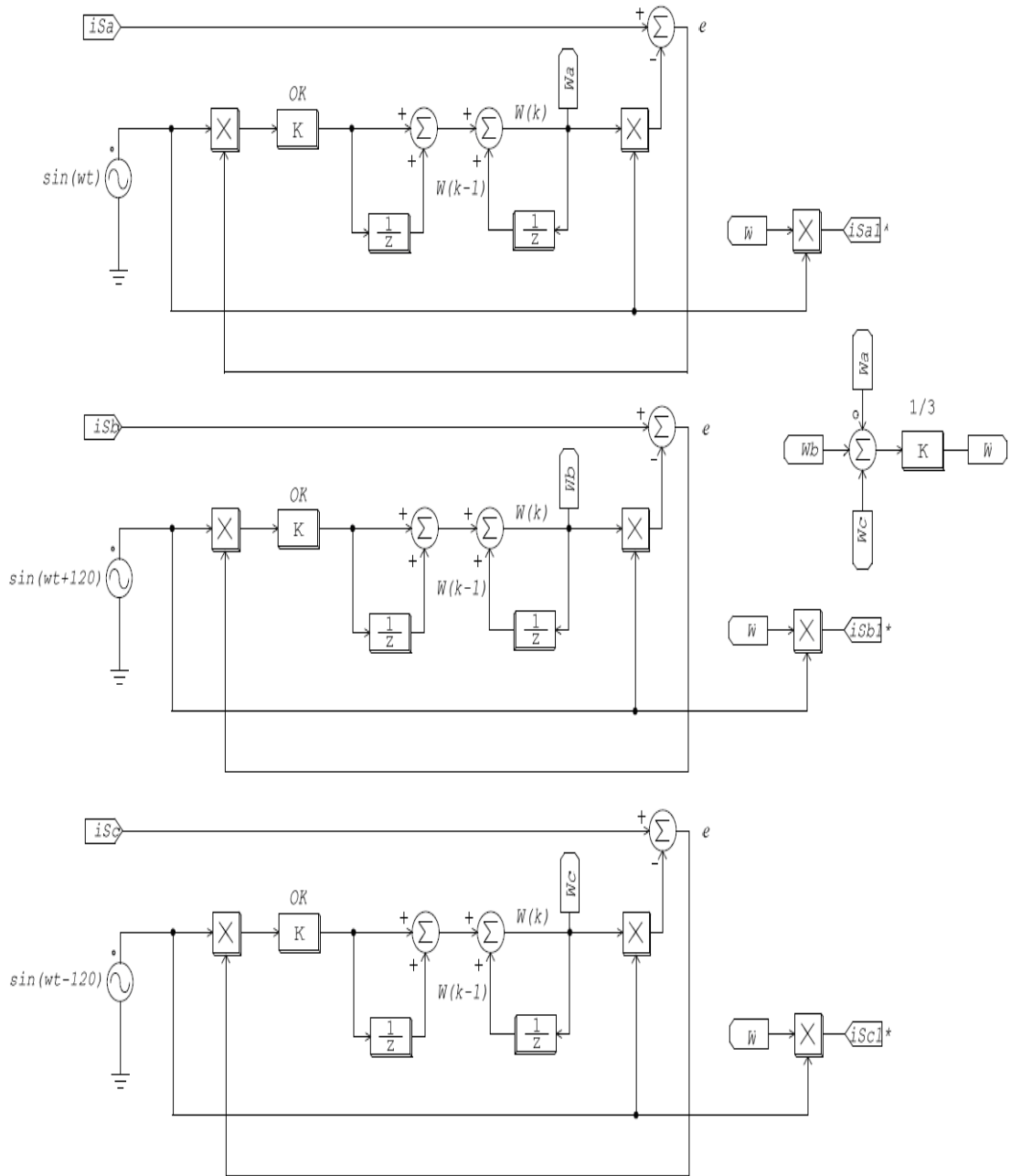
Şekil 5.4'te denetim sistemi bloğu gösterilmektedir. Denetim sisteminin görevi IGBT anahtarlama transistörleri için uygun kapı işaretlerini üretmektir. Sistem 3 ana alt bloktan oluşmaktadır. Bunlar sırasıyla; adaline YSA, doğru gerilim PI denetleyici, akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici bloklarıdır.



Şekil 5.4: Denetim sistemi bloğu

5.4.1. Adaline YSA benzetim modeli

Adaline YSA tabanlı referans akım çıkartımı 4. bölümde (4.3.1) detaylı bir şekilde anlatılmıştır. Şekil 5.5'te adaline YSA bloğunun içeriği gösterilmektedir. Görüldüğü gibi, 3-fazlı şebeke akımı referans değeri birinci bileşeni (i_{SI}^*) her faz için ayrı ayrı hesaplanmaktadır. Doğrusal olmayan yükün 3-fazlı dağıtım şebekesini dengesiz yüklemesine karşı bir önlem olarak, adaline YSA alt blokları tarafından hesaplanan ağırlık değerleri toplam 3'e bölünerek referans değeri birinci bileşenlerinin bu yeni ortalama ağırlık değeriyle çıkartımı, şebekenin dengeli yüklenmesini sağlamaktadır.



Şekil 5.5: Adaline YSA ile referans akım çıkartım bloğu

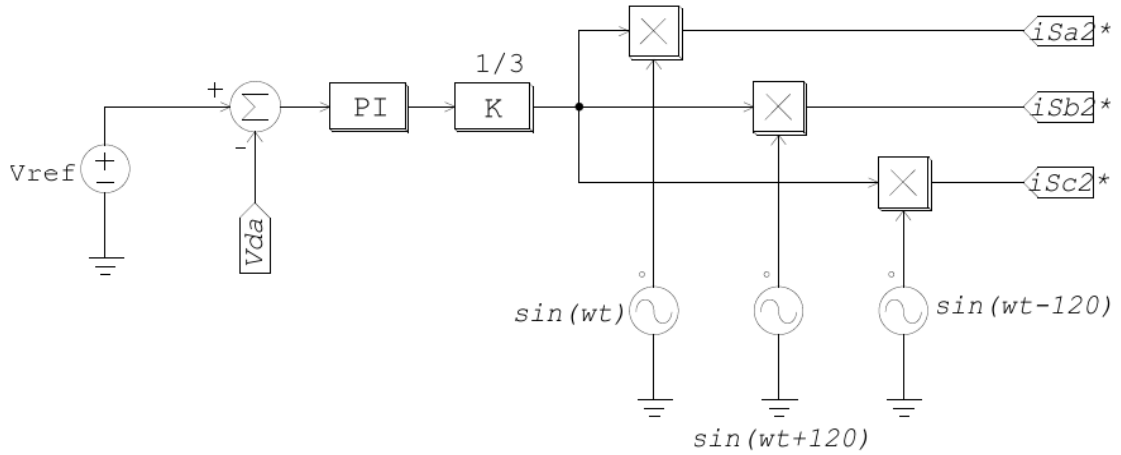
Adaline YSA bloğuna ait parametreler ve değerleri Tablo 5.3'te verilmektedir. Birim gecikme bloklarının örnekleme frekansı f_z , 12,8kHz'dir. Şekildeki OK kazancı adaline YSA öğrenme katsayısını μ , temsil etmektedir ve 0,001 seçilmiştir.

Tablo 5.3: Adaline YSA parametreleri

Parametre Adı	Değeri
f_z - Gecikme blokları örnekleme frekansı	12,8kHz
μ - Adaline YSA öğrenme katsayısı	0,001

5.4.2. Doğru gerilim PI denetleyici benzetim modeli

Şekil 5.6'da doğru gerilim PI denetleyici bloğunun içeriği gösterilmektedir. PI denetleyicinin görevi DA barası kondansatörünün gerilimini sabit tutmaktır. Bunun için DA barası referans gerilimi ile ölçülen gerçek gerilim değeri arasındaki fark PI denetleyiciden geçirilir ve çıkışta kayıp güce karşılık gelen şebeke akımı referans değerinin ikinci bileşeninin (i_{s2}^*) genliği bulunur. Bu değer her üç faza eşit bölünerek şebekeyle senkron 3-fazlı akımları elde etmek için birim sinüs işaretleri ile çarpılırlar.



Şekil 5.6: Doğru gerilim PI denetleyici bloğu

DA barası gerilim denetimi 4. bölümde (4.3.2) detaylı bir şekilde anlatılmıştı. Benzetimde kullanılan PI denetleyici transfer fonksiyonu ise aşağıdaki gibidir:

$$G(s) = \frac{K \cdot (1 + sT_{PI})}{sT_{PI}} = K + \frac{K}{sT_{PI}} = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (5.1)$$

Doğru gerilim PI denetleyici parametreleri ve değerleri Tablo 5.4'te verilmektedir. Bu değerler (4.15) eşitliğinde yerine konulursa K_P oransal katsayının değeri 0,3 olarak bulunur.

Tablo 5.4: Doğru gerilim PI denetleyici parametreleri

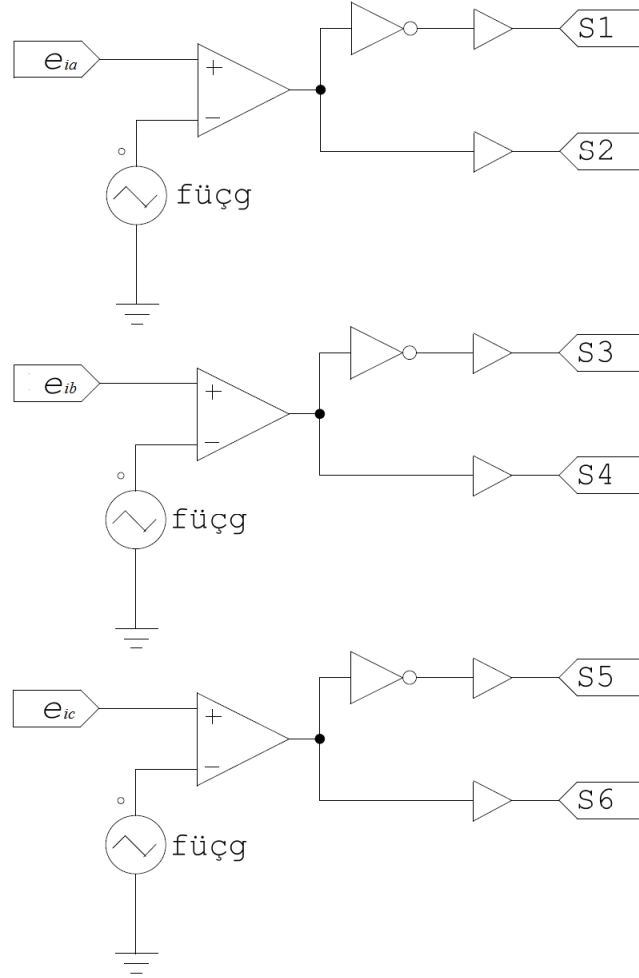
Parametre Adı	Değeri
C_{da} - PAGF DA barası kondansatörü	3300 μ F
V_{ref} - PAGF DA barası referans gerilimi	100V
V_s - Dağıtım şebekesi gerilimi	26V
T - Şebeke geriliminin periyodu	20ms
T_{PI} - PI denetleyici zaman sabiti	0,1s
K_P - Oransal katsayı	0,3
K_I - Entegrasyon katsayısı	3

T_{PI} PI denetleyicinin zaman sabitidir ve denetleyicinin dinamik cevap süresini belirler. Benzetimde PI denetleyici entegral zaman sabiti 0.1s olarak seçilmiştir. Bu da her 0.1 saniyede bir toplama işlemi yapılacak demektir. Buna göre entegrasyon sabiti aşağıdaki ifade ile 3 olarak bulunur:

$$K_I = \frac{K_P}{T_{PI}} \quad (5.2)$$

5.4.3. Akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici benzetim modeli

Şekil 5.7'de akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici bloğu gösterilmektedir. Görüldüğü gibi 3-fazlı bir sistemde her faz için birbirinin aynı bloklar oluşturulmuştur. Akım denetleyicinin görevi şebeke akımı gerçek değerlerinin (i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc}), şebeke akımı referans değerlerini (i_{Sa}^* , i_{Sb}^* , i_{Sc}^*) takip etmesini sağlayacak IGBT kapı işaretlerini üretmektir. Bu değerler arasındaki hata akımları (e_{ia} , e_{ib} , e_{ic}) üçgen dalga değeri ile karşılaştırılır, karşılaştırıcı çıkışına göre de kapı işaretleri elde edilir. Bu bloğa ait parametreler ve değerleri Tablo 5.5'te gösterilmektedir.



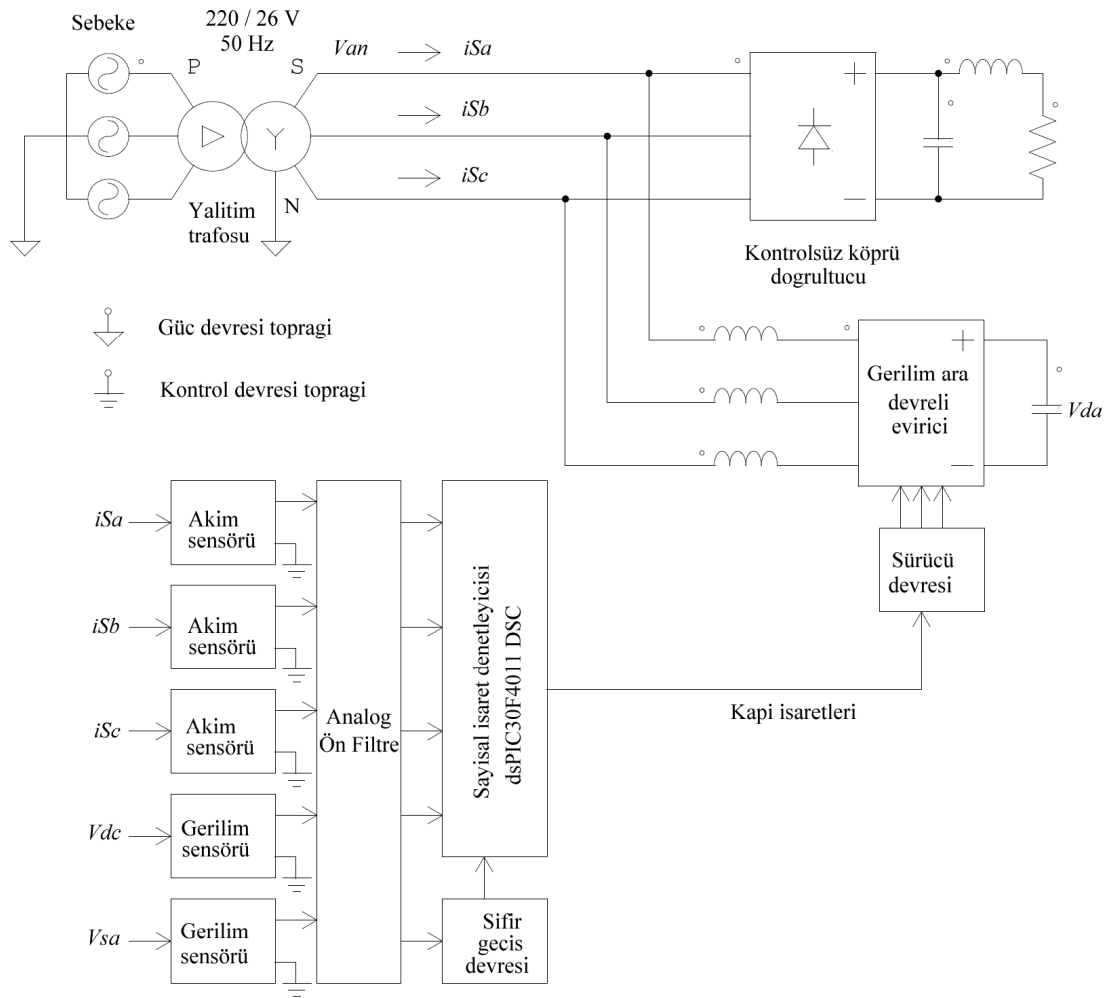
Şekil 5.7: Akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici bloğu

Tablo 5.5: Akım denetleyici ve kapı işaretleri üretici parametreleri

Parametre Adı	Değeri
V_{tt} - Üçgen dalga gerilimi tepeden tepeye değeri	1V
V_{offset} - Üçgen dalga gerilimi ofset değeri	-0,5V
$f_{üçg}$ - Üçgen dalga gerilimi frekansı	10kHz
D - Üçgen dalga gerilimi doluluk boşluk oranı	0,5

6. ÖNERİLEN PAGF DENETİM SİSTEMİNİN DENEYSEL UYGULAMASI

Bu bölümde önerilen PAGF denetim sisteminin deneysel uygulaması anlatılmaktadır. Deneysel düzenek parametreleri benzetimde kullanılan parametreler ile aynıdır. Deneysel düzeneğin kurulum şeması ise Şekil 6.1’de gösterilmektedir. Bundan sonraki bölümlerde bu düzeneği oluşturan birimlerin kurulumları anlatılmaktadır.

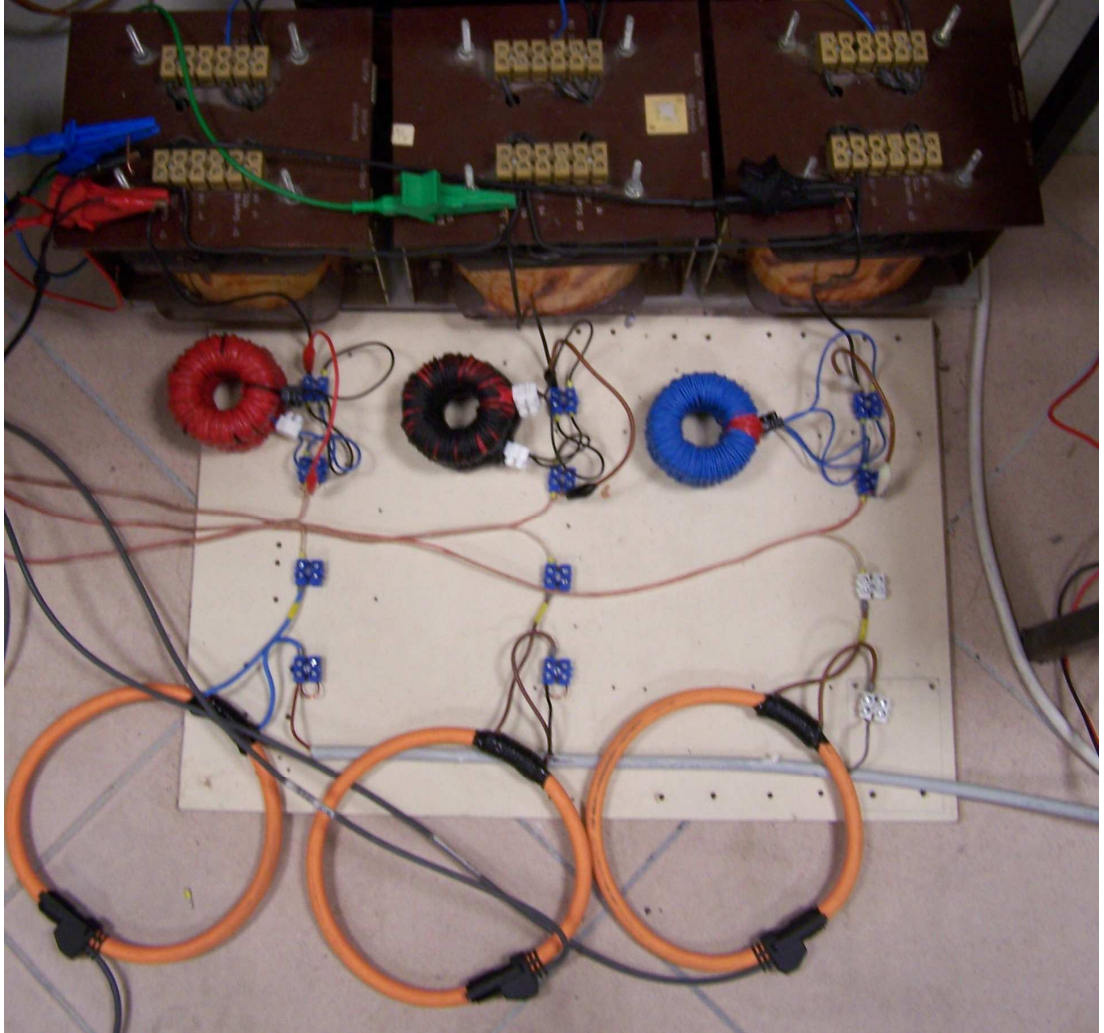


Şekil 6.1: Deneysel düzenek kurulum şeması

6.1. Dağıtım Şebekesi Deneysel Kurulumu

Deneysel düzenek, dağıtım şebekesinden üçgen-yıldız bağlı 3-fazlı bir yalıtım trafosu üzerinden beslenmektedir. Yalıtım trafosu, 3 adet 1-fazlı alçaltıcı trafo ile oluşturulmuştur. Böylece, şebeke faz-nötr gerilimi 220V'tan 26V'a düşürülmektedir. Bunun amacı tüm düzeneğin daha düşük bir gerilim değerinde boyutlandırılarak prototip tasarımın daha emniyetli ve daha az maliyetli hale getirilmesidir.

Şekil 6.2'de deneysel uygulamada kullanılan ve dağıtım şebekesini oluşturan her biri 1kVA gücünde 3 adet 1-fazlı trafolar, şebeke arayüz bobinleri ve HT-Italia Vega76 güç analizörünün HTFLEX33 esnek akım sensörleri gösterilmektedir.



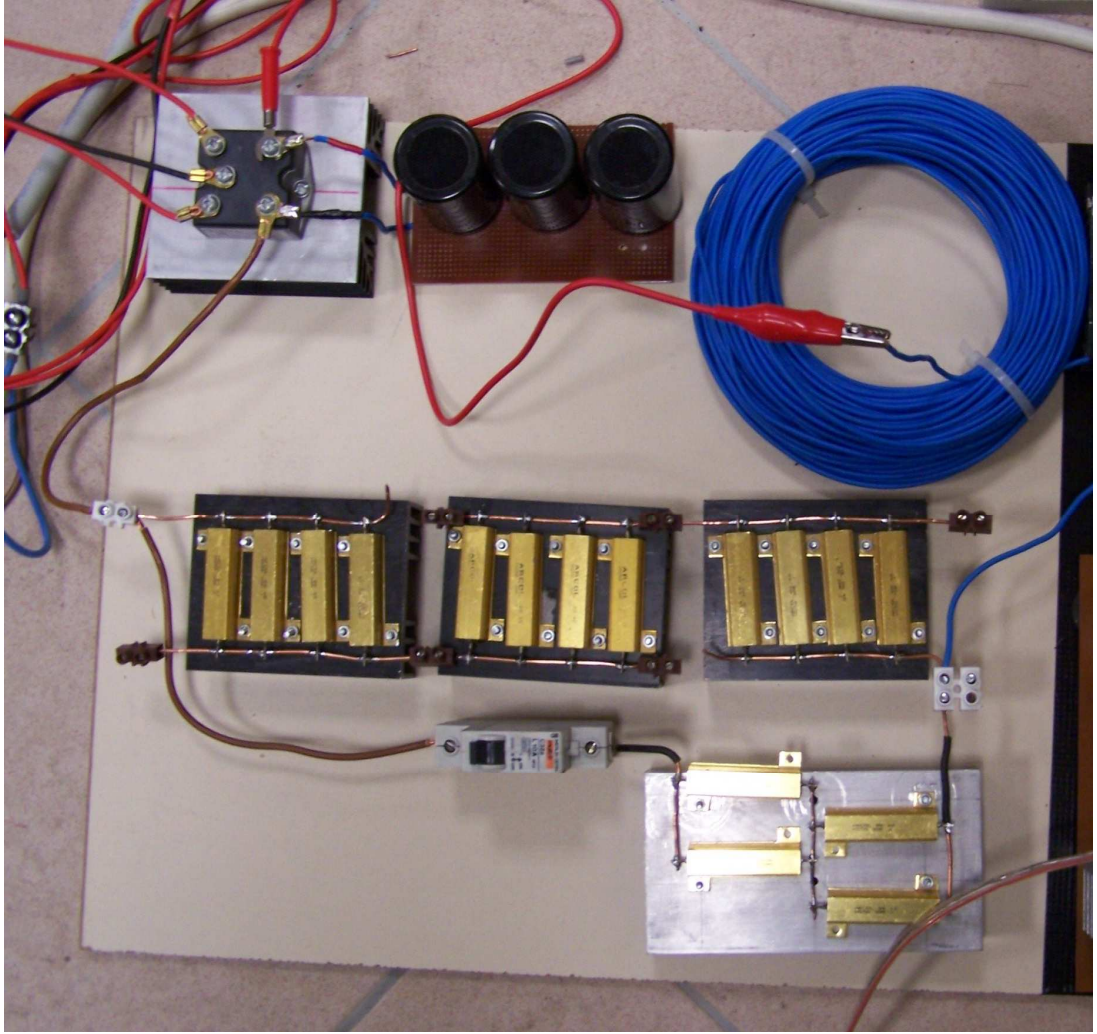
Şekil 6.2: Dağıtım şebekesi deneysel kurulumu

Şebeke arayüz bobinleri şebekeden çekilen akımların daha düzgünleştirilmesi içindir. Esnek akım sensörleri ise güç analizörü 5A'den küçük akım değerlerini

ölçemediğinden akım değeri 10 kat kuvvetlendirilerek ölçülmektedir. Bu işlem esnek akım sensörü üzerine 10 tur kablo sarılarak gerçekleştirilmektedir.

6.2. Doğrusal Olmayan Yük Deneysel Kurulumu

Doğrusal olmayan yük deneysel kurulumu; 3-fazlı kontrolsüz köprü doğrultucu ile çıkış gerilimini düzelteren bir kondansatör ve RL yükünden oluşmaktadır. Doğrusal olmayan yükün dağıtım şebekesinden çektiği akımlar PAGF tarafından kompanse edilecektir. Şekil 6.3'te doğrusal olmayan yük deneysel kurulumu gösterilmektedir.



Şekil 6.3: Doğrusal olmayan yük deneysel kurulumu

3-fazlı kontrolsüz köprü doğrultucu tek bir paket içinde 6 diyet barındıran bir modüldür. Bu modül IXYS tarafından üretilen 38A, 1400V, VUO35-14NO7 köprü doğrultucu modülüdür. Doğrultucu çıkış gerilimini düzelteren kondansatör olarak Kendeil firması tarafından üretilen 3 adet 1000 μ F, 400V, K05400102-PM0FH

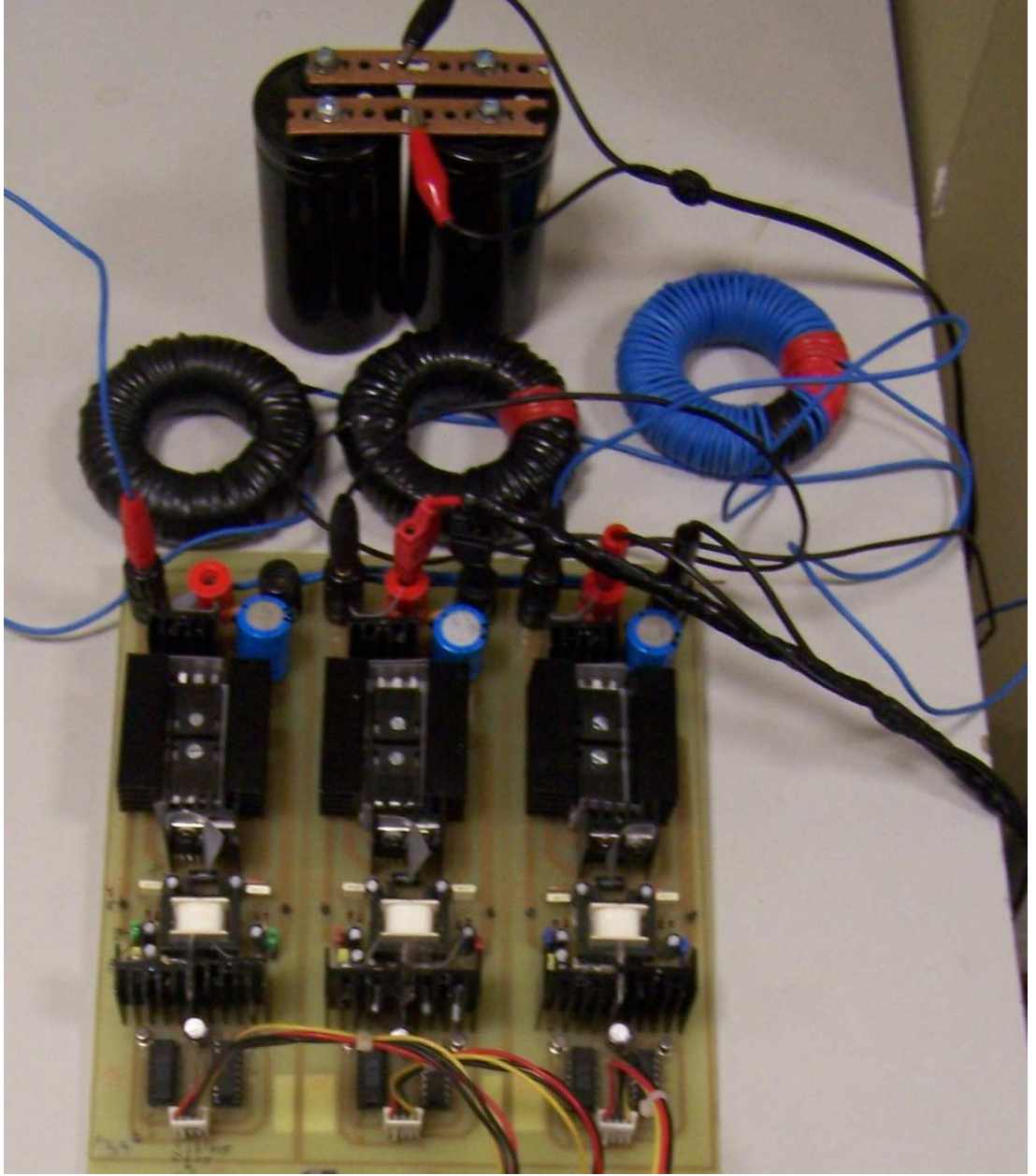
elektrolitik kondansatörleri kullanılmaktadır. Doğrultucu çıkış tarafındaki yük dirençleri herbiri 39Ω , 50W değerinde bir dizi güç dirençleri ile oluşturulmuştur. Yük bobini olarak ise 2.5mm^2 kesitli, tek damarlı, plastik yalıtımlı ve rulo şeklinde sarılmış bakır kablo kullanılmaktadır. Şekilde görülen anahtar ise yükün direnç değerinin değiştirilmesi içindir.

6.3. PAGF ve Sürücü Devresi Deneysel Kurulumu

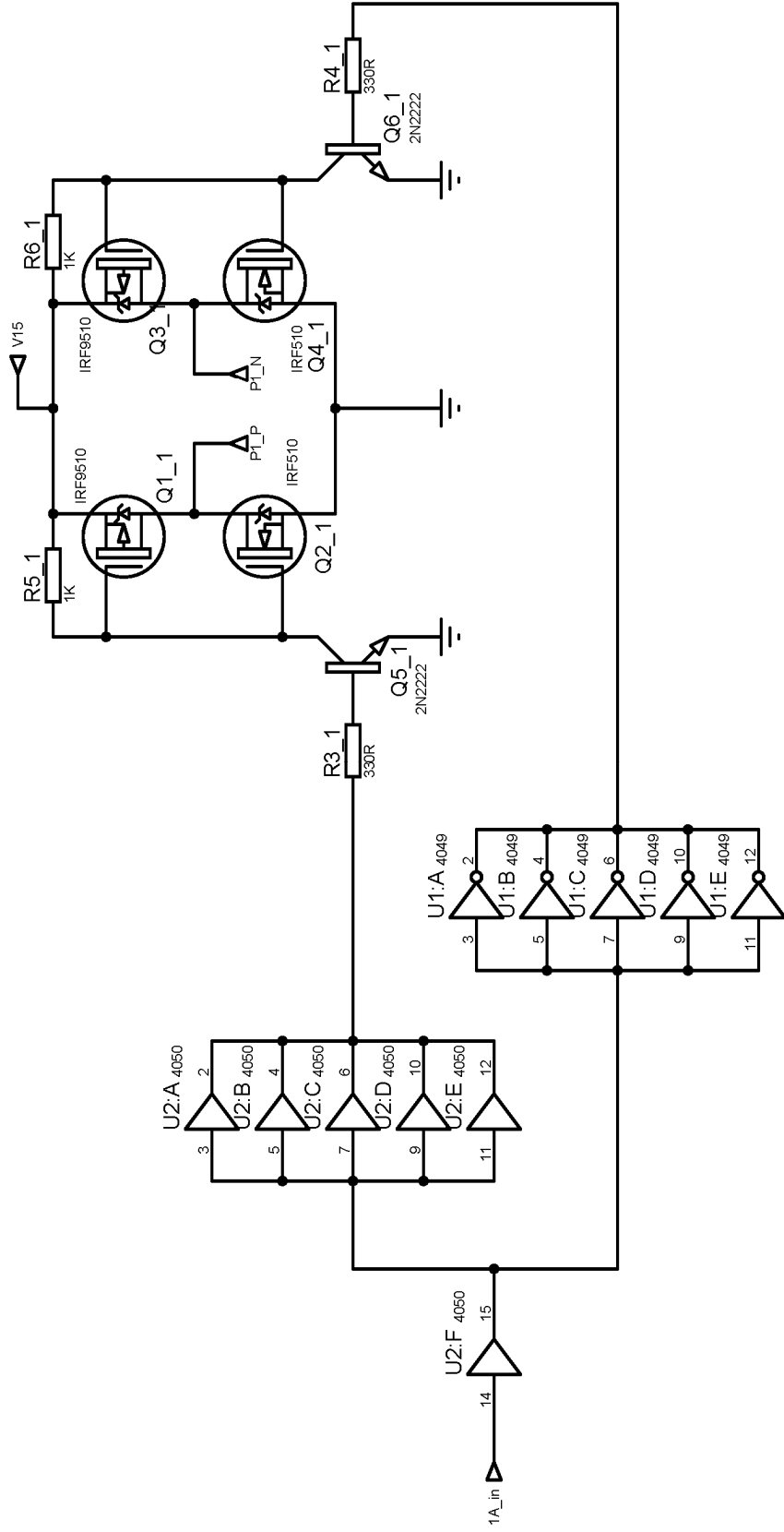
PAGF deneysel kurulumu, gerilim ara devreli 3-fazlı köprü evirici, filtre arayüz bobinleri, DA barası kondansatörü ve IGBT kapı sürücü devresinden oluşmaktadır. DA barası kondansatör gerilimi, mikrodenetleyici tabanlı denetim devresi tarafından 100V değerinde sabit tutulmaktadır. Şekil 6.4'te PAGF ve sürücü devresini birlikte barındıran elektronik kart gösterilmektedir.

Gerilim ara devreli 3-fazlı köprü evirici IXYS tarafından üretilen 6 adet 30A, 600V, IXGH30N60C2 hızlı IGBT transistörleri ile yine IXYS tarafından üretilen ve IGBT transistörlerine ters-paralel bağlı 6 adet 17A, 1200V, DSEI30-12A hızlı ters toparlanmalı diyotlardan oluşmaktadır. Filtre arayüz bobinleri, Magnetics firması tarafından üretilen 0077908A7 ferrit toroidler üzerine 1.5mm^2 kesitli, çok damarlı ve yalıtımlı bakır kablo sarılarak oluşturulmuştur. DA barası kondansatörü olarak Kendeil firmasına ait 2 adet $1500\mu\text{F}$, 450V, K01450152-MOGL elektrolitik kondansatörleri ile evirici devre kartında bulunan 3 adet $100\mu\text{F}$, 250V, elektrolitik kondansatörleri kullanılmaktadır. Küçük değerli kondansatörler evirici devre kartına bu devre ile düşük güçlerde deneysel çalışmalar yapılabilsin diye karta eklenmiştir.

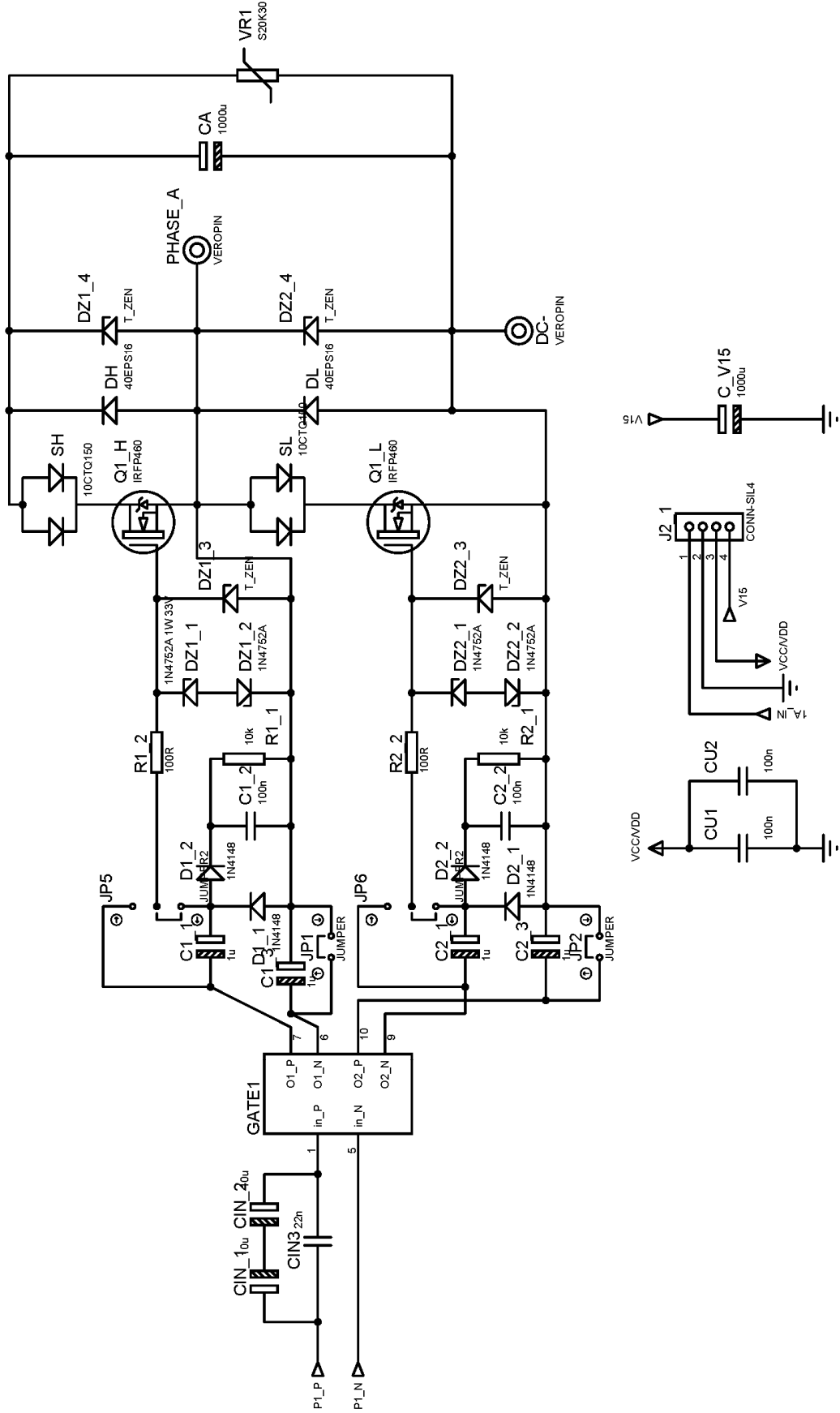
Sürücü devresi ise denetim kartındaki mikrodenetleyiciden gelen 5V seviyesindeki kapı işaretlerini IGBT transistörleri için uygun 15V seviyesine çıkarmak için kullanılmaktadır. PAGF ve sürücü devresi şematiği Şekil 6.5 ve Şekil 6.6'da gösterilmiştir.



Şekil 6.4: PAGF ve sürücü devresi deneysel kurulumu



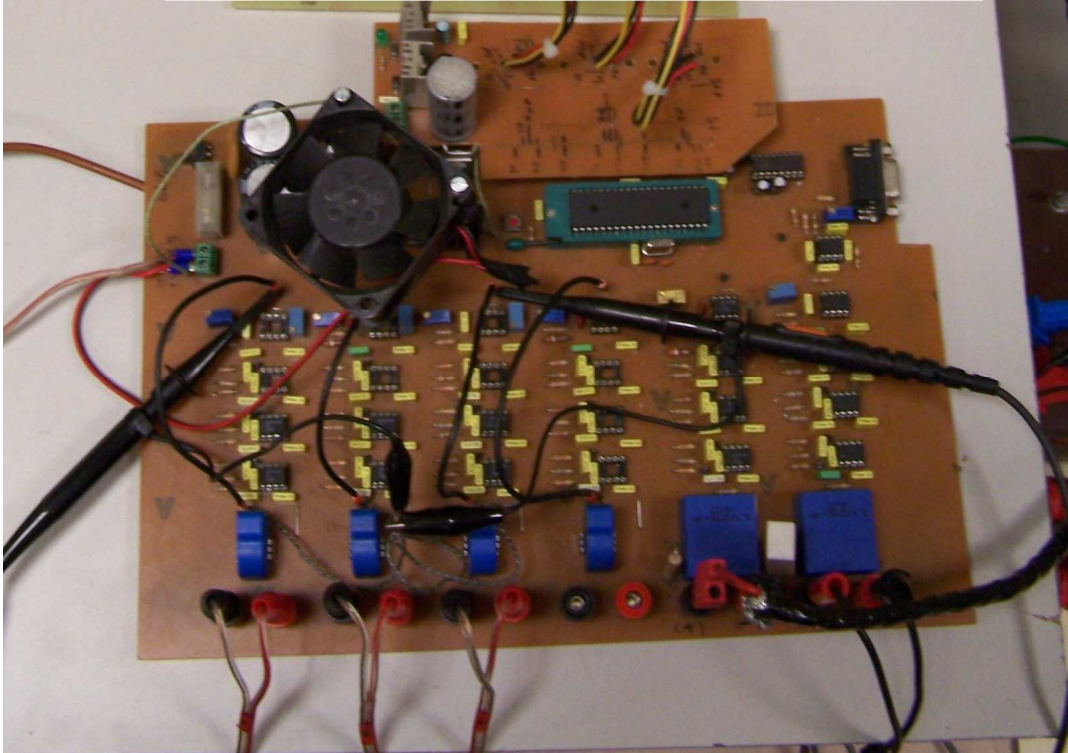
Şekil 6.5: PAGF sürücü devresi IGBT kapı işareti kuvvetlendirme katı şematiği



Şekil 6.6: PAGF ve sürücü devresi şematiği

6.4. Denetim Devresi Deneysel Kurulumu

Denetim devresi deneysel kurulumu; akım ve gerilim sensörleri, analog ön-filtreler, sıfır geçiş devresi ve sayısal işlem denetleyicisinden oluşmaktadır. Hall-etkili sensörlerle ölçülen işaretler denetleyici girişine uygulanmadan önce analog ön-filtrelerden geçirilerek yüksek frekanslı gürültülerden arındırılmaktadır. Analog işaretlerin sayısal işaretlere dönüştürülmesi ise mikrodenetleyici bünyesindeki analog-sayısal dönüştürücüler ile gerçekleştirilmektedir. Sıfır geçiş devresi, denetim algoritması için gerekli şebeke ile senkron birim sinüs değerlerinin elde edilebilmesi için kullanılmaktadır. Denetleme devresinin en önemli kısmı ve tüm sistemin beyni, Microchip tarafından üretilen dsPIC30F4011 mikrodenetleyicidir. Sayısal işlem kabiliyetine sahip [39] bu mikrodenetleyici, programlanarak referans akım çıkartımı ile evirici denetimini gerçekleştirmektedir. Şekil 6.7’de denetim devresi elektronik kartı gösterilmektedir.



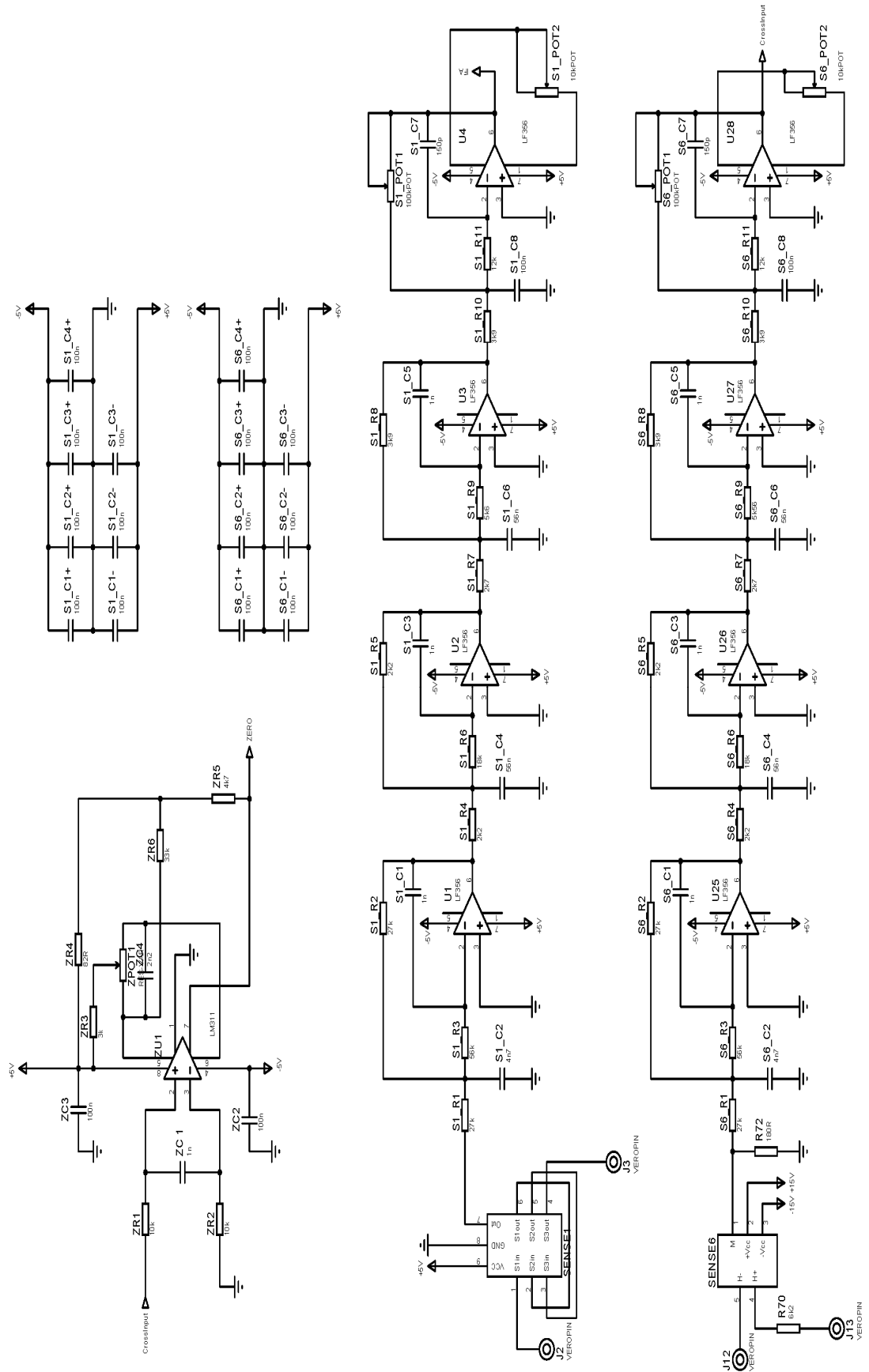
Şekil 6.7: Denetim devresi deneysel kurulumu

Denetim devresinde akım sensörü olarak LEM tarafından üretilen Hall-etkili ve galvanik izolasyonlu LTS25-NP, gerilim sensörü olarak ise yine LEM tarafından üretilen Hall-etkili ve galvanik izolasyonlu LV25-P kullanılmaktadır. Galvanik izolasyonlu sensörler kullanarak güç devresi toprağı ile denetim devresi toprağı

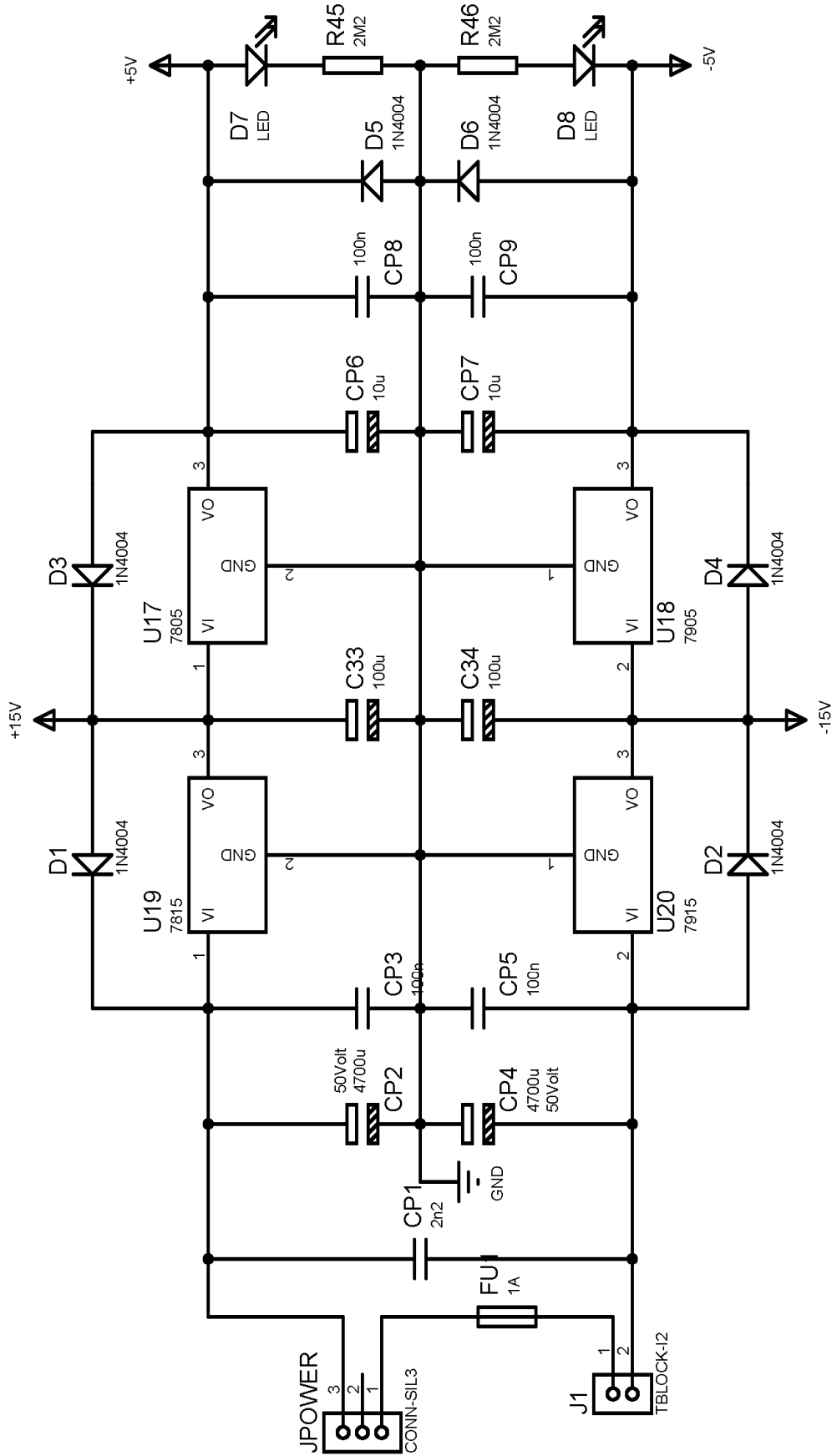
fiziksel olarak birbirinden yalıtılacağından, denetim devresi üzerinde güç devresinden kaynaklanabilecek gürültüler azaltılmış olacaktır. Sensör çıkışları analog ön-filtrelerden de geçirilecektir. Analog ön-filtreler alçak geçiren tiptedir ve kesim frekansı 5kHz'dir. Yine de özellikle PAGF transistörlerinin anahtarlanmaları nedeniyle oluşabilecek gürültüleri gidermek için şebeke tarafına 1.75mH değerinde şebeke arayüz bobinleri bağlanarak bu yüksek frekanslı gürültüler giderilmeye çalışılmıştır. Denetim devresindeki sıfır geçiş devresi dağıtım şebekesi a-fazı geriliminin her bir periyottaki sıfır geçişlerini algılayıp bu bilgiyi mikrodenetleyiciye aktarır. Mikrodenetleyici de a-fazı geriliminin sıfır geçişlerini referans olarak ve belleğine önceden yazılmış sinüs tablosunu okuyarak 3-fazlı şebeke gerilimlerine senkron, birim sinüs işaretlerini oluşturur. Son olarak mikrodenetleyici analog ve sayısal girişlerine gelen bilgileri kullanıp gerekli hesaplamaları yaptıktan sonra evirici transistörleri kapılarına uygulanacak işaretleri üretir. Kapı işaretleri de sürücü devresi girişine aktarılır. Bu bölümde anlatılan deneysel düzenek parametreleri ve değerleri Tablo 6.1'de gösterilmektedir. Bu parametreler ve değerleri benzetimde kullanılanlar ile aynıdır. Denetim devresini oluşturan alt devrelere ait şematikler Şekil 6.8, Şekil 6.9 ve Şekil 6.10'de gösterilmiştir.

Tablo 6.1: Deneysel düzenek parametreleri

Parametre Adı	Değeri
V_s - Dağıtım şebekesi gerilimi	26/45V, 50Hz
L_{sa}, L_{sb}, L_{sc} - Şebeke arayüz bobinleri	1,75mH
C_y - Doğrultucu çıkış gerilimi düzeltici kondansatörü	3000 μ F
L_y - Yük bobini	1mH
R_{y1}, R_{y2} - Yük dirençleri	30 Ω , 40 Ω
L_{fa}, L_{fb}, L_{fc} - PAGF arayüz bobinleri	0,4mH
V_{ref} - PAGF DA barası referans gerilimi	100V
f_{anh} - Aktif filtre anahtarlama frekansı	10kHz
C_{da} - PAGF DA barası kondansatörü	3300 μ F
T_{PI} - PI denetleyici zaman sabiti	0,1s
K_P - PI denetleyici oransal katsayısı	0,3
K_I - PI denetleyici entegrasyon katsayısı	3
$f_{ön}$ - Analog ön-filtre kesim frekansı	5kHz



Şekil 6.8: Denetim devresi sensor, analog ön filtre ve sıfır geçiş katı şematığı



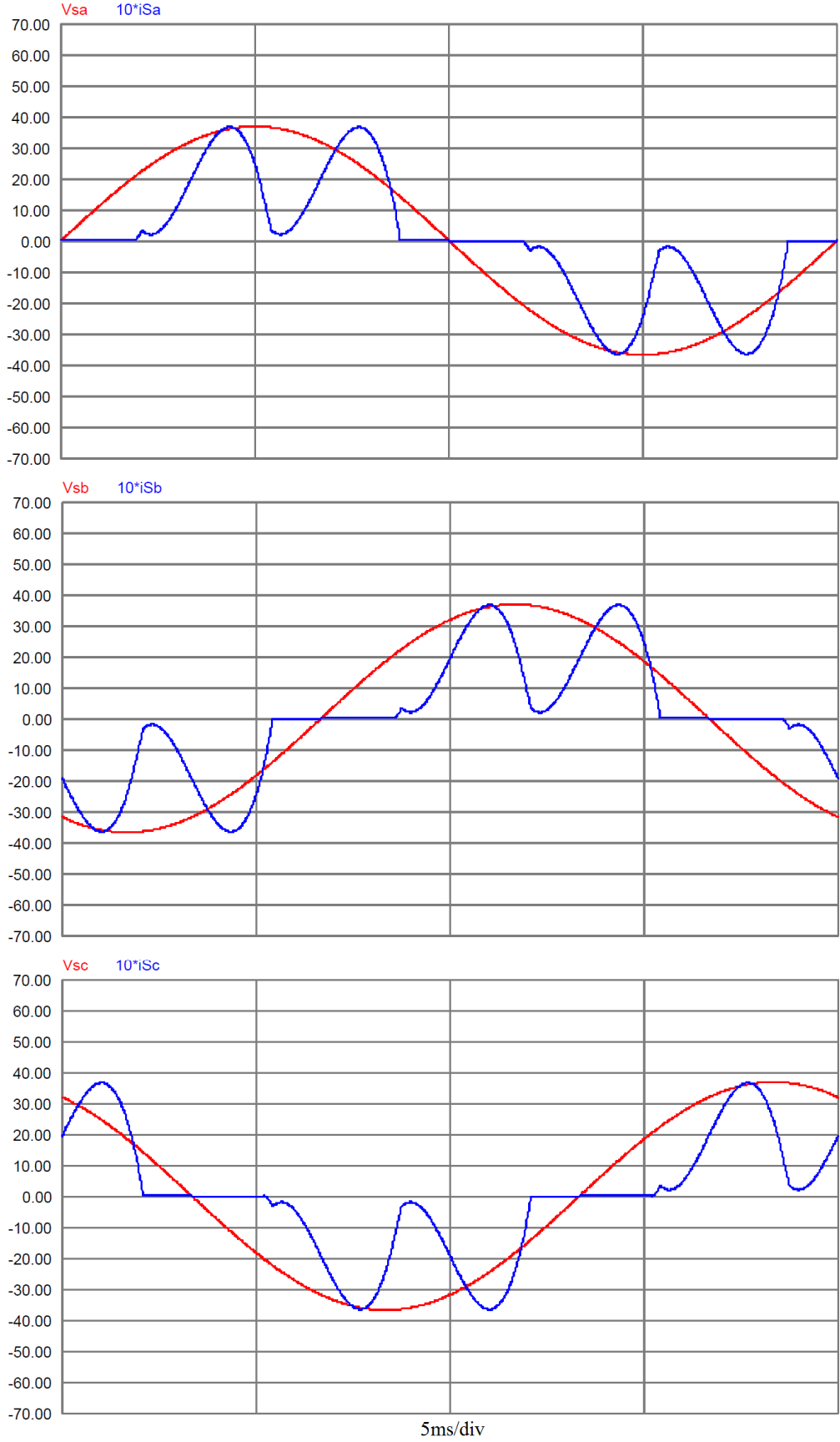
Şekil 6.9: Denetim devresi güç kaynağı katı şematiği

7. BENZETİM VE DENEYSEL UYGULAMA SONUÇLARI

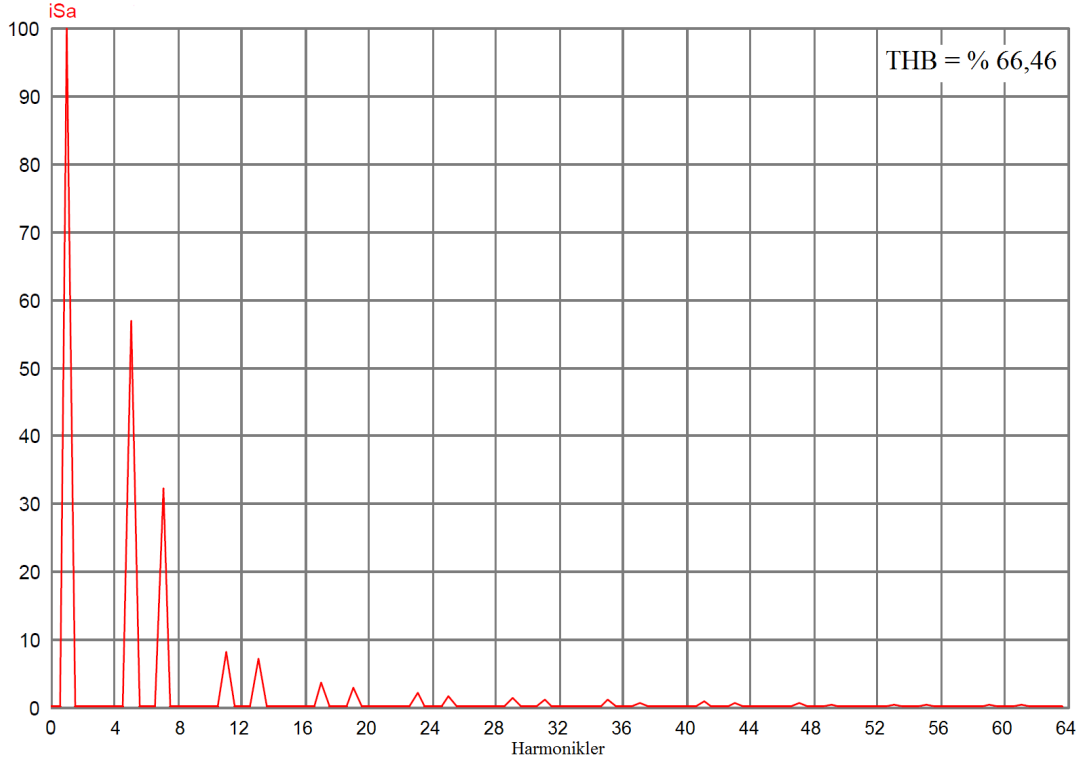
Bölüm 5'te, önerilen PAGF denetim yönteminin PSIM® programı ile benzetiminden ve ardından Bölüm 6'da deneysel kurulumun nasıl gerçekleştirildiğinden bahsedilmişti. Bu bölümde deneysel sonuçlar, benzetim sonuçları ile birlikte karşılaştırmalı olarak verilmektedir.

7.1. Kompanzasyondan Önce Dağıtım Şebekesi

RLC yüklü 3-fazlı bir kontrolsüz köprü doğrultucu, 3-fazlı dağıtım şebekesine bağlanarak şebekeden harmonik bozulumlu akımların çekilmesi sağlanmaktadır. Bu yük tipinin seçilmesinin nedeni farklı yük tipleri arasında şebekeden en çok toplam harmonik bozulumlu (THB) akım çeken ve hızlı akım değişim karakteristiğine sahip yüklerden biri olmasıdır [40]. Eğer önerilen PAGF bu yük için başarılı bir kompanzasyon performansı sergileyebilirse, diğer yük tipleri için de benzer bir performansı sergileyeceği kabul edilebilir. Literatürde, genelde kabul gören performans ölçütleri, AGF şartnamelerinde istenen THB'de %85'in üzerinde azalma sağlanması ve IEEE 519-1992 standardının [41] elektrik güç sistemleri harmonik denetimi için tavsiye ettiği %5'lik THB sınırıdır ve burada da aynı ölçütler göz önünde bulundurulacaktır. Deneysel çalışma sonuçları HT-Italia Vega76 güç kalitesi analizörü kullanılarak alınmıştır. Bu analizörün HTFLEX33 esnek akım sensörleri 5A'den küçük akım değerlerini okumadığından akım değerleri 10 kat kuvvetlendirilerek ölçülmüştür. Böylece harmonik bileşenlerin daha doğru ölçülmesi amaçlanmaktadır. Bu nedenle benzetim çalışma sonuçları da karşılaştırmanın daha kolay yapılabilmesi için aynı derecede kuvvetlendirilerek gösterilecektir. Şekil 7.1'de kompanzasyondan önce şebeke gerilimleri ile akımlarının benzetim sonuçları gösterilmektedir. Görüldüğü gibi doğrusal olmayan yükün şebekeden çektiği akımlar oldukça bozulumludur. Şekil 7.2'de şebeke a-fazı akımına ait harmonik spektrumu benzetim sonuçları gösterilmektedir. Benzetim sonuçları için kompanzasyondan önceki şebeke akımları THB değeri %66,46'dır. Şekilden de görüldüğü gibi yük akımları, temel bileşenin yanında önemli büyüklükte 5., 7., 11., ve 13. harmonik bileşenlere sahiptir.

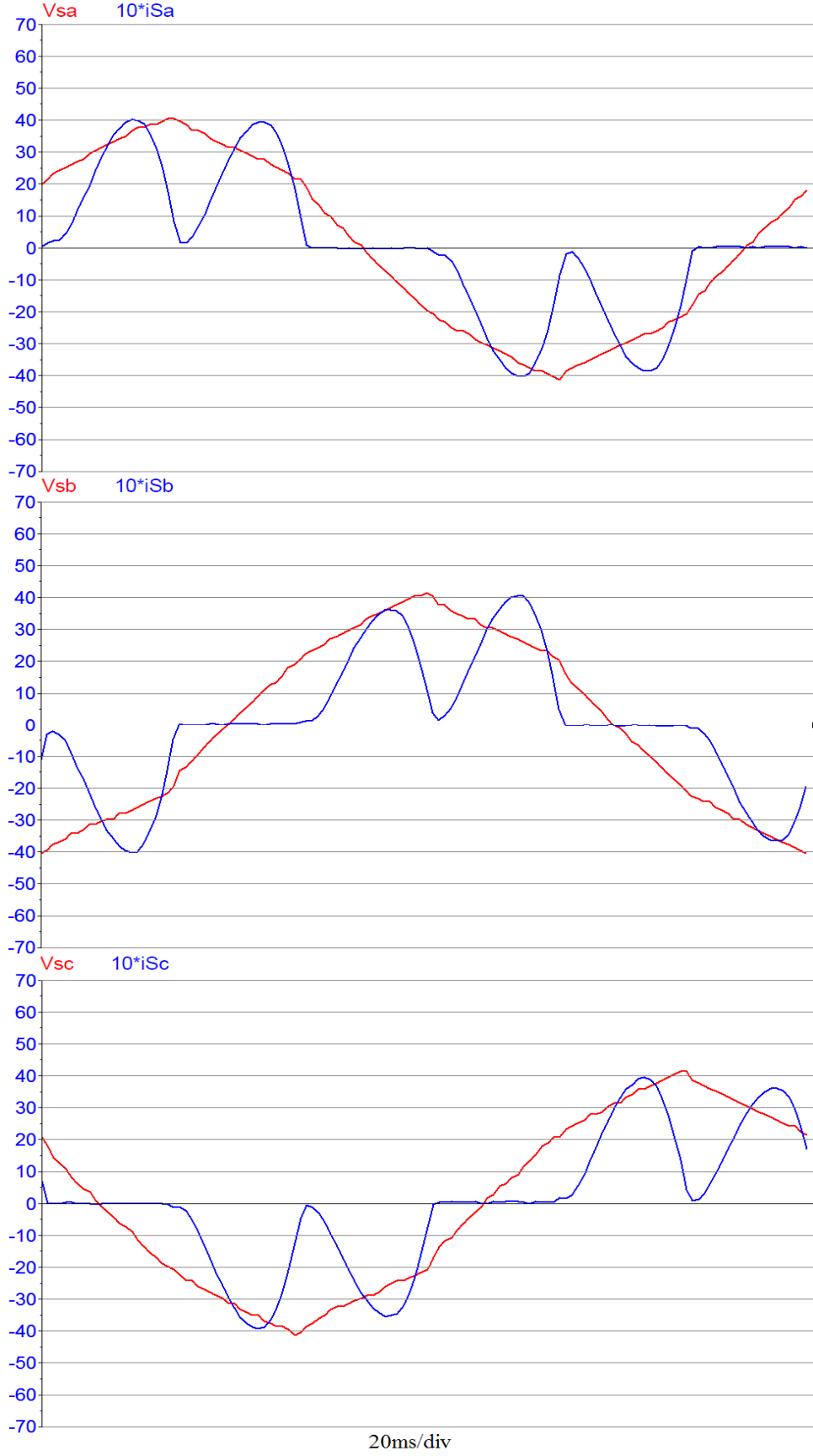


Şekil 7.1: Kompanzasyondan önce şebeke gerilimleri ve akımları benzetim sonuçları (10V/div, 1A/div, 5ms/div)

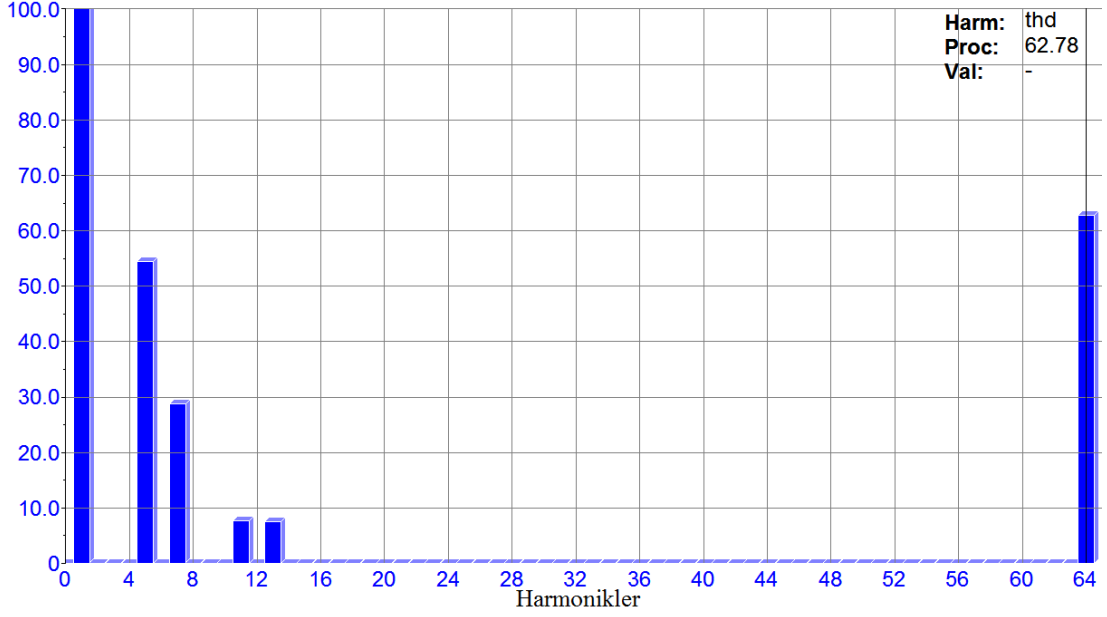


Şekil 7.2: Kompanzasyondan önce şebeke a-fazı akımı harmonik spektrumu benzetim sonuçları

Şekil 7.3'te ise benzer çalışma koşulları altında şebeke gerilimleri ile akımlarının kompanzasyondan önceki deneysel sonuçları gösterilmektedir. Aynı parametrelere rağmen deneysel sonuçlar ile benzetim sonuçları arasındaki farklılığın nedeni benzetim çalışmasının ideal koşullar altında, ideal elemanlarla ve kayıpsız yapılmasından kaynaklanmaktadır. Şekil 7.4'te şebeke a-fazı akımına ait harmonik spektrumu deneysel sonuçları gösterilmektedir. Deneysel sonuçlar için THB %62,78'dir. Benzetimde olduğu gibi deneysel çalışmada da yük akımları, temel bileşenin yanında önemli büyüklükte 5., 7., 11., ve 13. harmonik bileşenlere sahiptir.



Şekil 7.3: Kompanzasyondan önce şebeke gerilimleri ve akımları deneysel sonuçları (10V/div, 1A/div, 20ms/div)

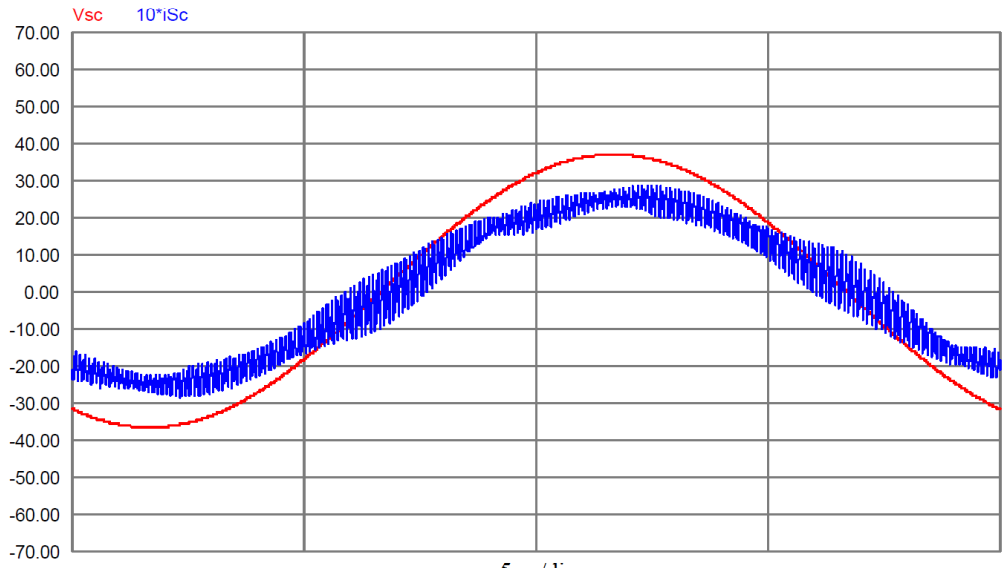
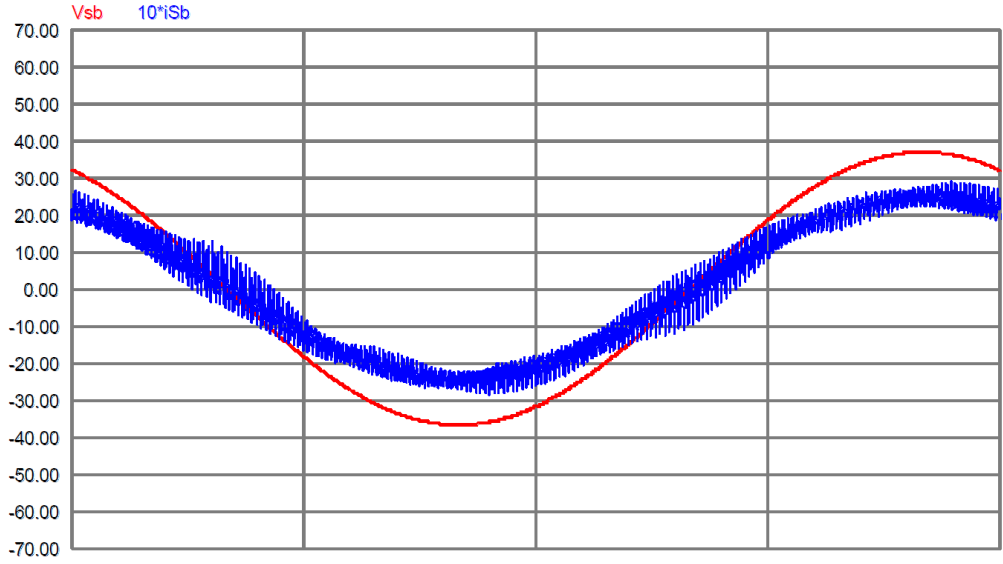
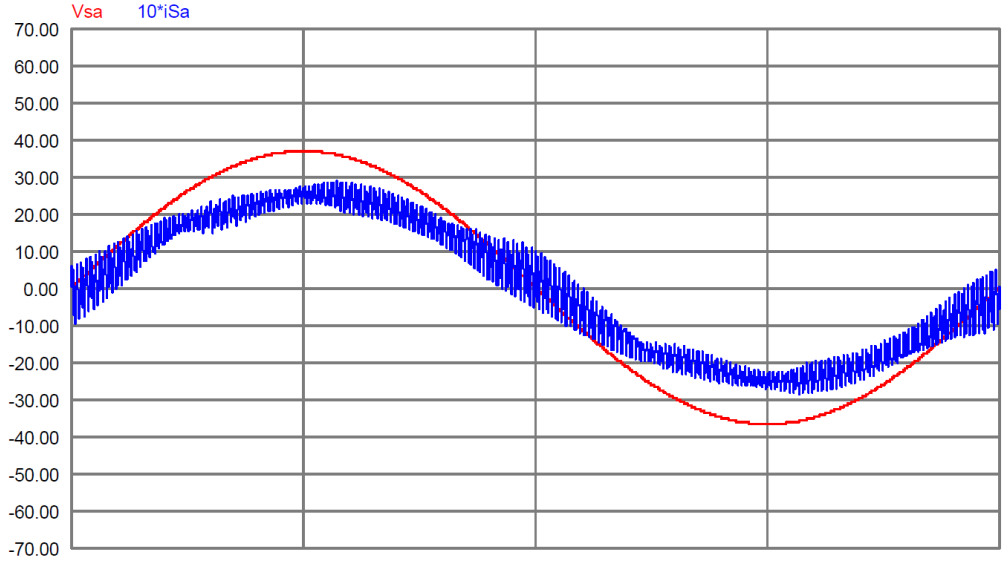


Şekil 7.4: Kompanzasyondan önce şebeke a-fazı akımı harmonik spektrumu deneysel sonuçları

7.2. Kompanzasyondan Sonra Dağıtım Şebekesi

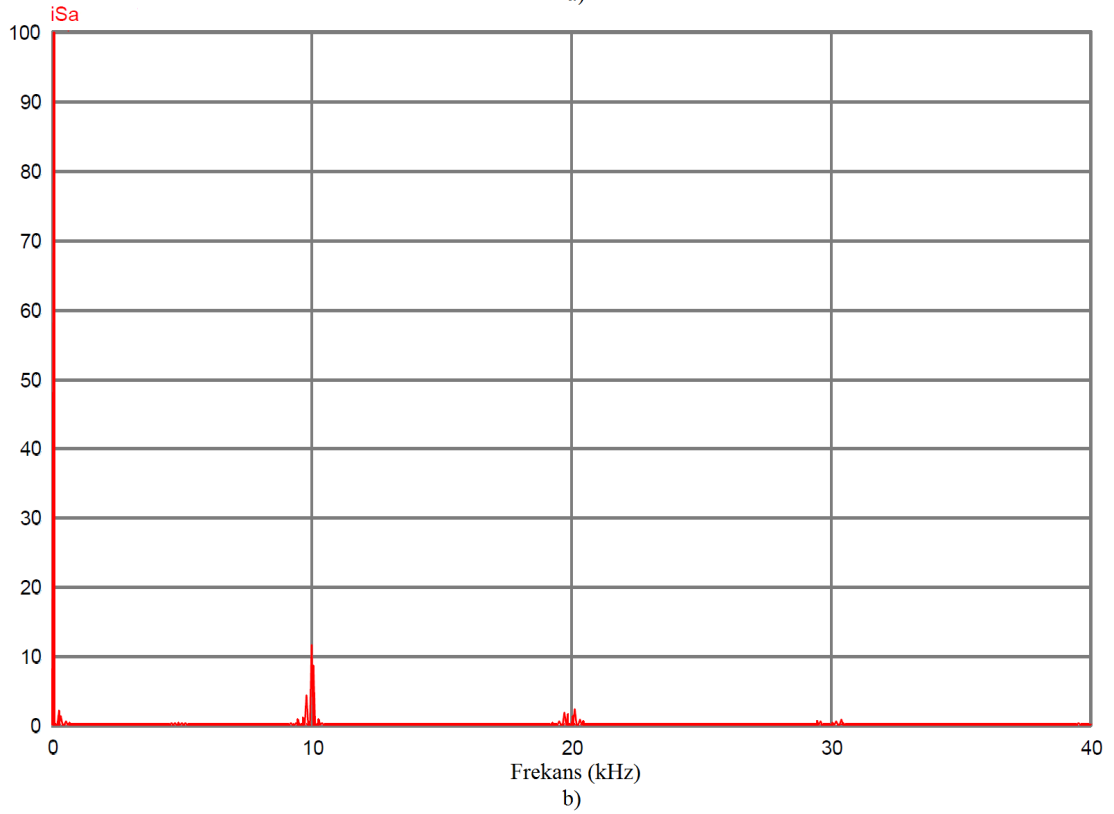
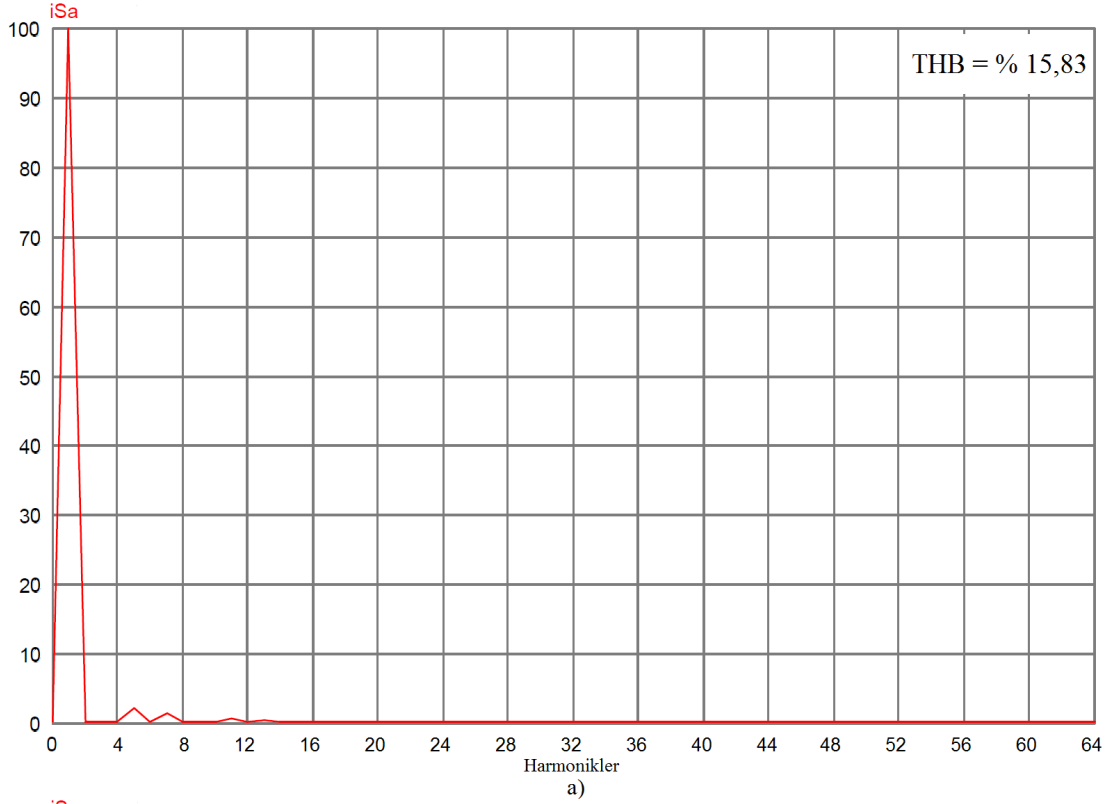
Bu bölümde önerilen PAGF denetim yönteminin etkinliğini göstermek için alınan sonuçlar gösterilmektedir.

Şekil 7.5'te PAGF kompanzasyon için devreye alındıktan sonra şebeke gerilim ve akımlarının benzetim sonuçları gösterilmektedir. PAGF devreye alındıktan sonra şebekeden çekilen akımlar, gerilimler ile aynı fazda ve titreşimli de olsa sinüs dalga biçimindedirler. Şekil 7.6a'da şebeke a-fazı akımına ait harmonik spektrumu benzetim sonuçları gösterilmektedir. Bu benzetim sonuçlarına göre THB %66,46'dan %15,83'e düşmektedir. Harmonik spektrumundan da görüldüğü gibi şebeke akımının kompanzasyondan önceki harmonik bileşenleri büyük ölçüde kompanze edilirken bunların yerini Şekil 7.6b'deki gibi PAGF anahtarlama frekansında ve katlarında yeni harmonikler almıştır. Eğer şebeke akımındaki bu titreşimler daha iyi süzülme istenirse, o zaman şebekeye seri bağlı arayüz bobinleri kullanılarak bu yüksek frekanslı bileşenler giderilebilmektedir.



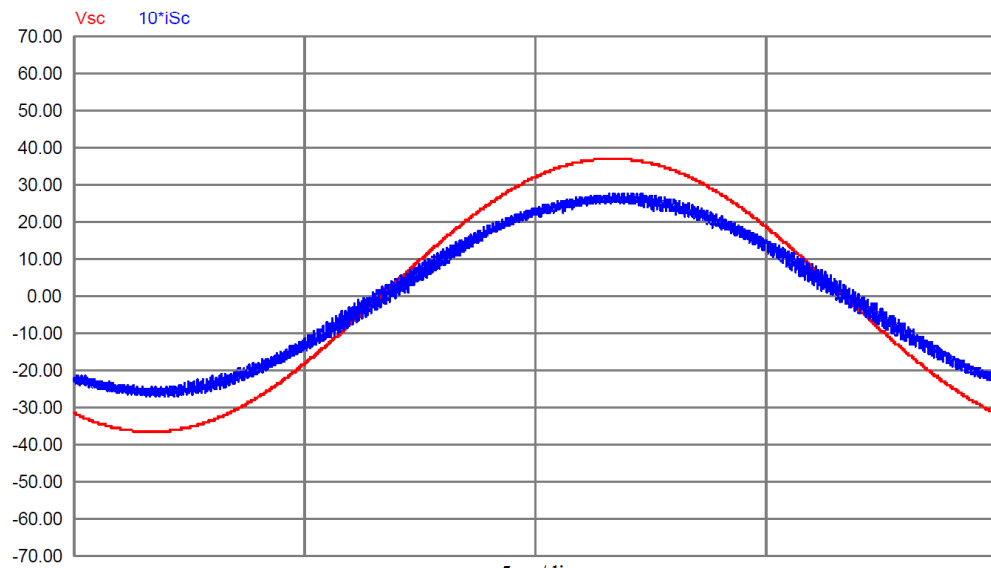
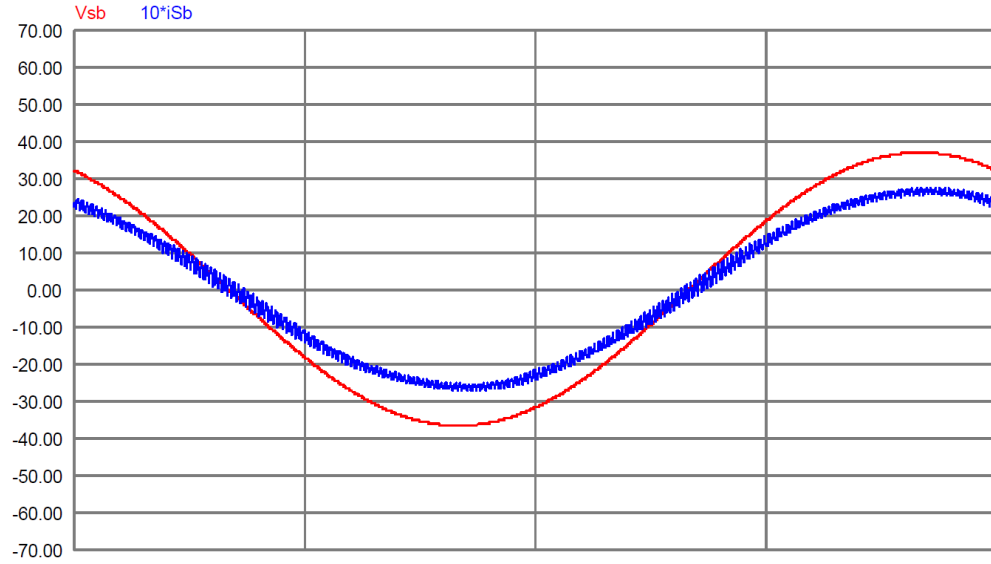
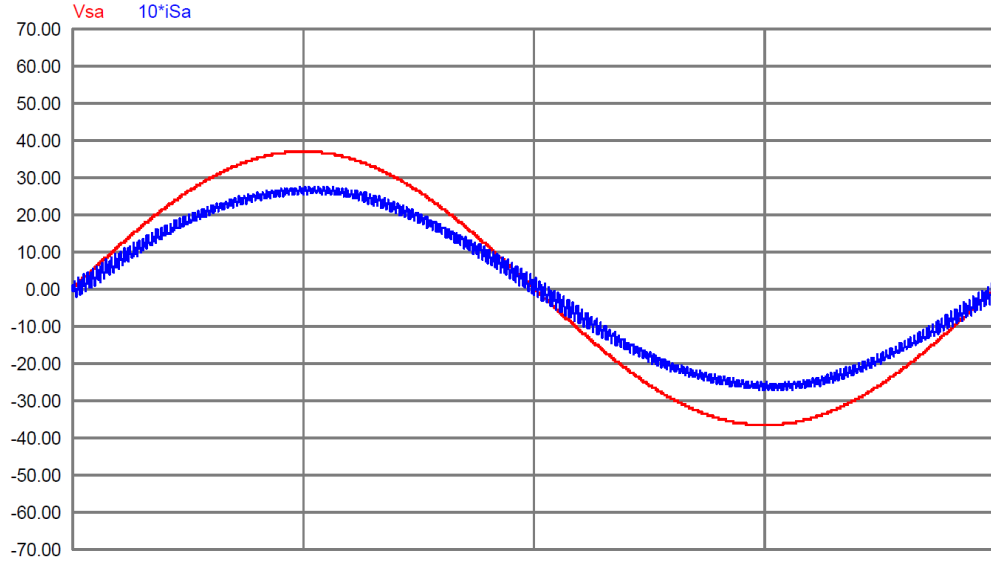
5ms/div

Şekil 7.5: Kompanzasyondan sonra şebeke gerilimleri ve akımları benzetim sonuçları (10V/div, 1A/div, 5ms/div)



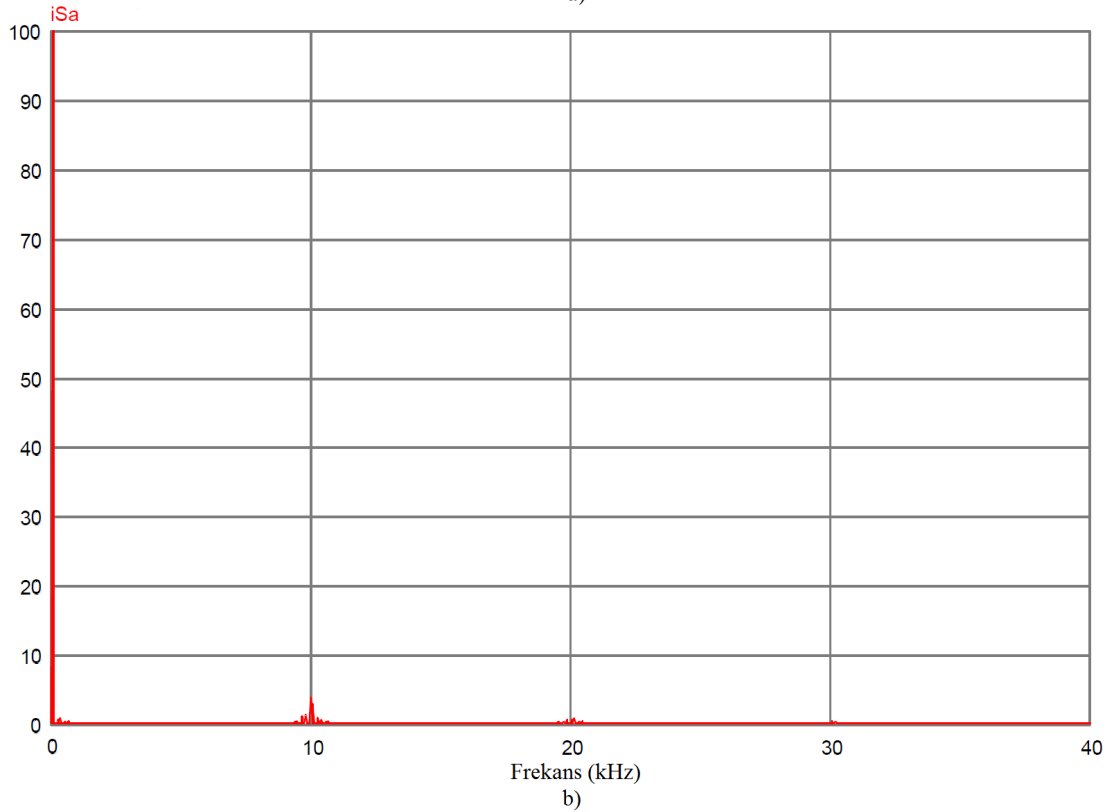
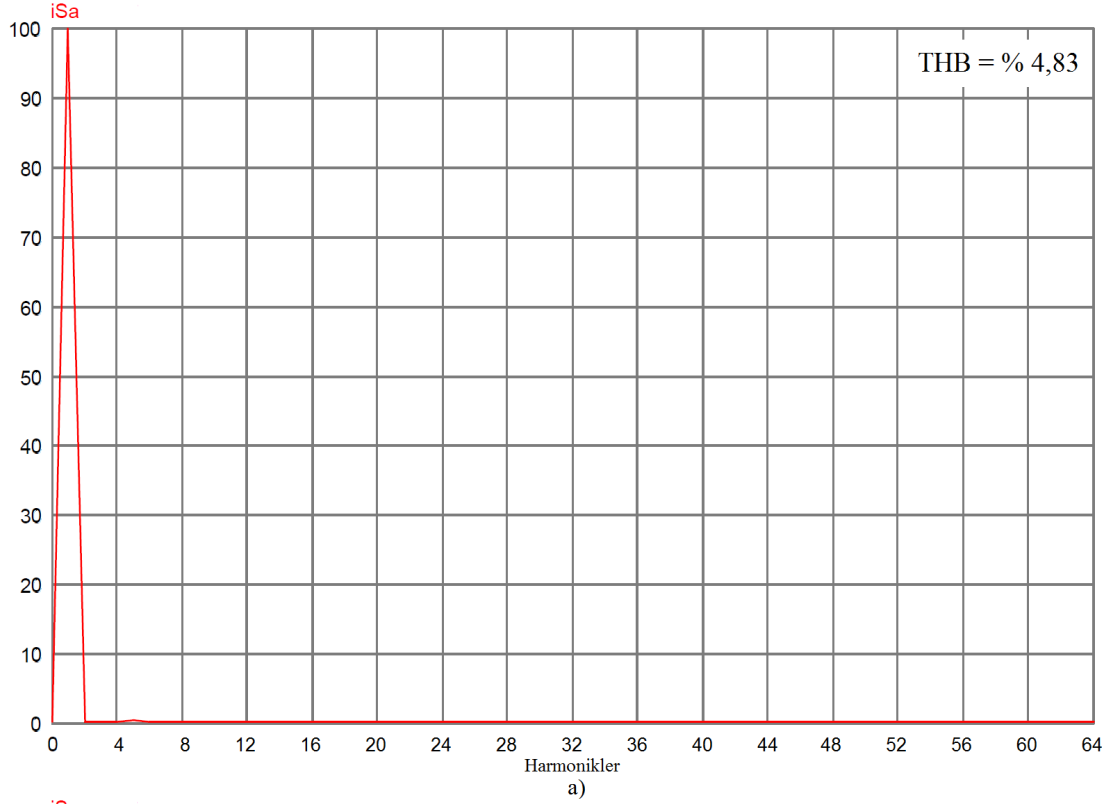
Şekil 7.6: Kompanzasyondan sonra şebeke a-fazı harmonik spektrumu benzetim sonuçları a) 0-3,2kHz arası harmonik bileşenler b) 0-40kHz arası harmonik bileşenler

Şekil 7.7 ve Şekil 7.8’de 1.75mH değerinde şebeke arayüz bobinleri kullanıldığında elde edilen benzetim sonuçları gösterilmektedir. Şekil 7.7’de şebeke arayüz bobini kullanıldığında şebeke gerilimleri ve akımları benzetim sonuçları gösterilirken, Şekil 7.8a’da ise aynı bobinin kullanımında şebeke a-fazı harmonik spektrumu benzetim sonuçları gösterilmektedir. Şekil 7.8b’den de görüldüğü gibi şebeke akımlarındaki anahtarlama kaynaklı yüksek frekanslı harmonik bileşenler şebeke arayüz bobinleri ile süzülerek THB %4,83’e kadar düşürülebilmektedir. Bu da THB’de %92,7’lik bir azalma demektir. Bu değer, aynı yük tipi için yapılan benzer bir benzetim çalışmasında [40] rapor edilen yaklaşık %88,9’luk THB’de azalma değerinden (THB değerinin %45’den %5’e düşürüldüğü belirtilmiştir) daha iyi bir sonuçtur. Ayrıca, THB değeri IEEE 5129-1992 standardında [41] önerilen %5’lik değerden de küçüktür.



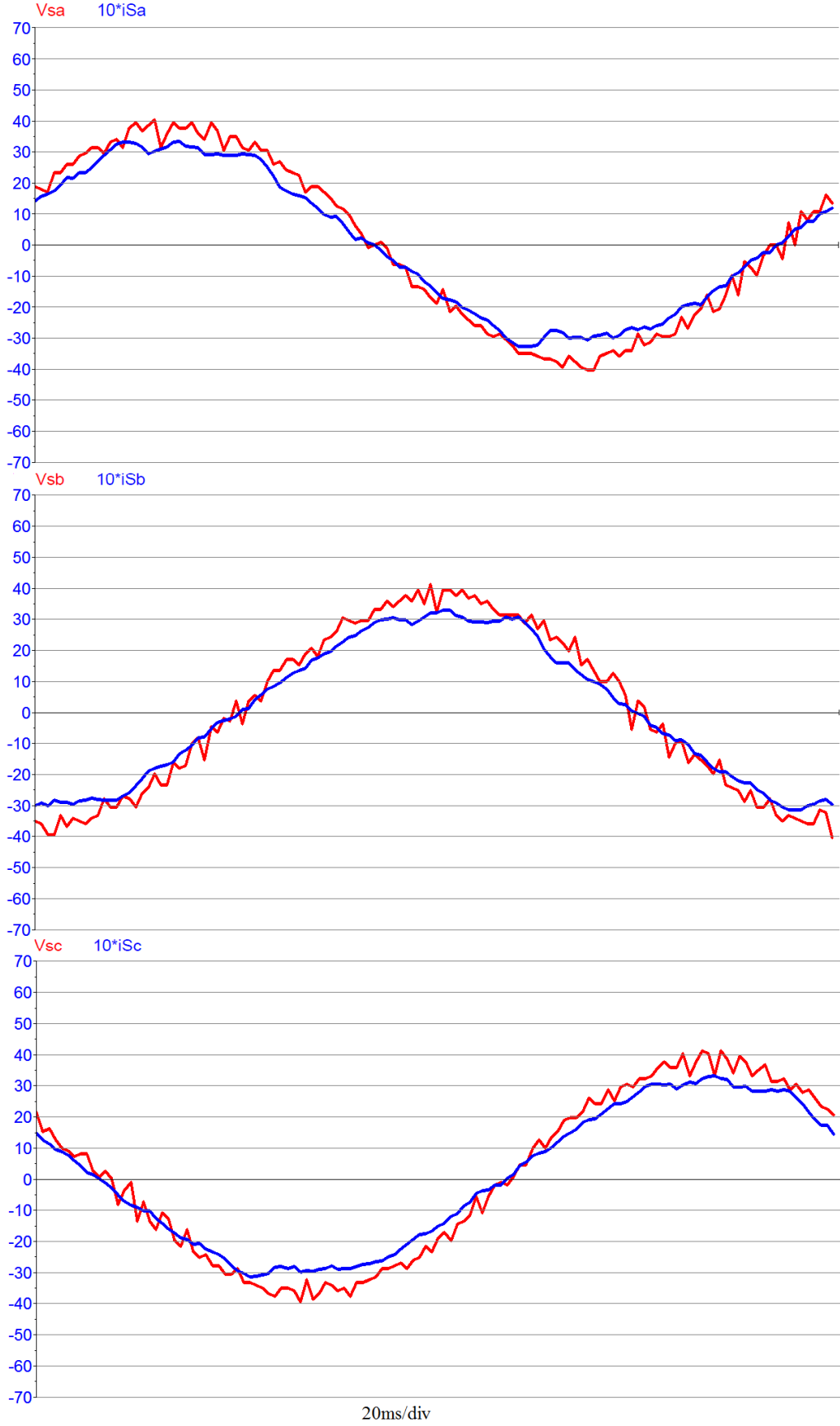
5ms/div

Şekil 7.7: Şebeke arayüz bobini kullanıldığında (1.75mH) şebeke gerilimleri ve akımları benzetim sonuçları (10V/div, 1A/div, 5ms/div)

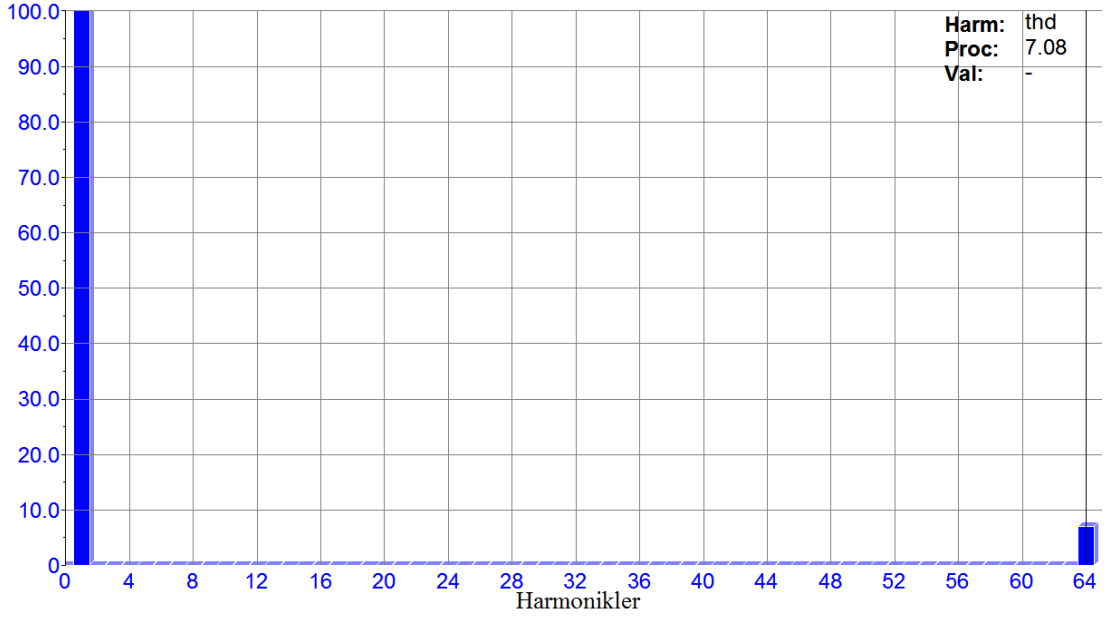


Şekil 7.8: Şebeke arayüz bobini kullanıldığında (1.75mH) şebeke a-fazı harmonik spektrumu benzetim sonuçları a) 0-3,2kHz arası harmonik bileşenler b) 0-40kHz arası harmonik bileşenler

Şekil 7.9 ve Şekil 7.10'da benzer çalışma koşulları altında şebeke gerilim ve akımlarının kompanzasyondan sonraki deneysel sonuçları gösterilmektedir. Şekil 7.9'da PAGF kompanzasyon için devreye alındıktan sonra şebeke gerilim ve akımlarının deneysel sonuçları gösterilirken, Şekil 7.10'da kompanzasyondan sonraki şebeke a-fazı harmonik spektrumu deneysel sonuçları gösterilmektedir. Benzetim çalışmasında olduğu gibi deneysel çalışmada da, PAGF devreye alındıktan sonra şebekeden çekilen akımlar, gerilimler ile aynı fazda olmakta ve dalga şekli daha düzgün sinüs şekline dönüşmektedir. Bu deneysel çalışma sonuçlarına göre THB, %62,78'den %7,08'e düşmektedir.



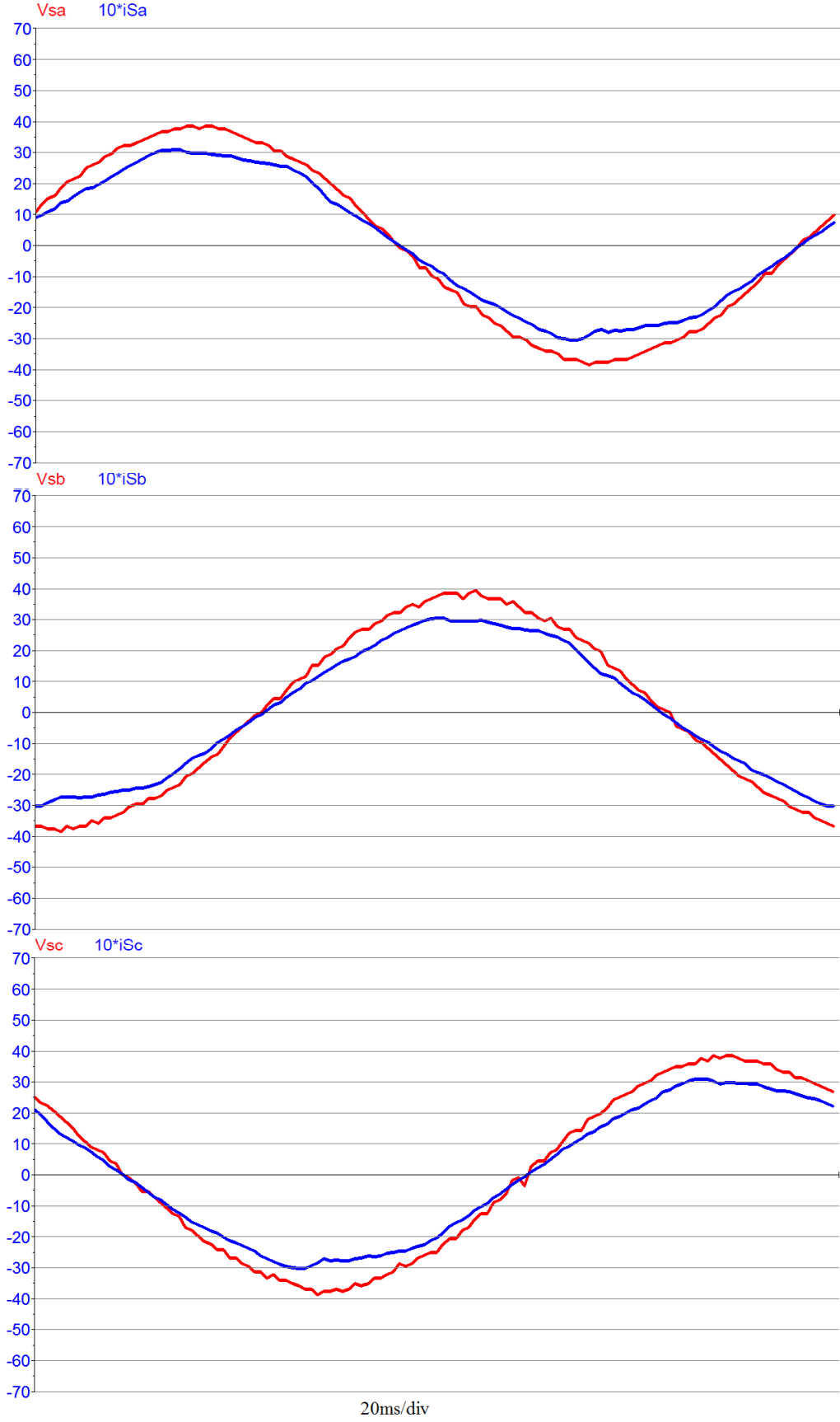
Şekil 7.9: Kompanzasyondan sonra şebeke gerilimleri ve akımları deneysel sonuçları (10V/div, 1A/div, 20ms/div)



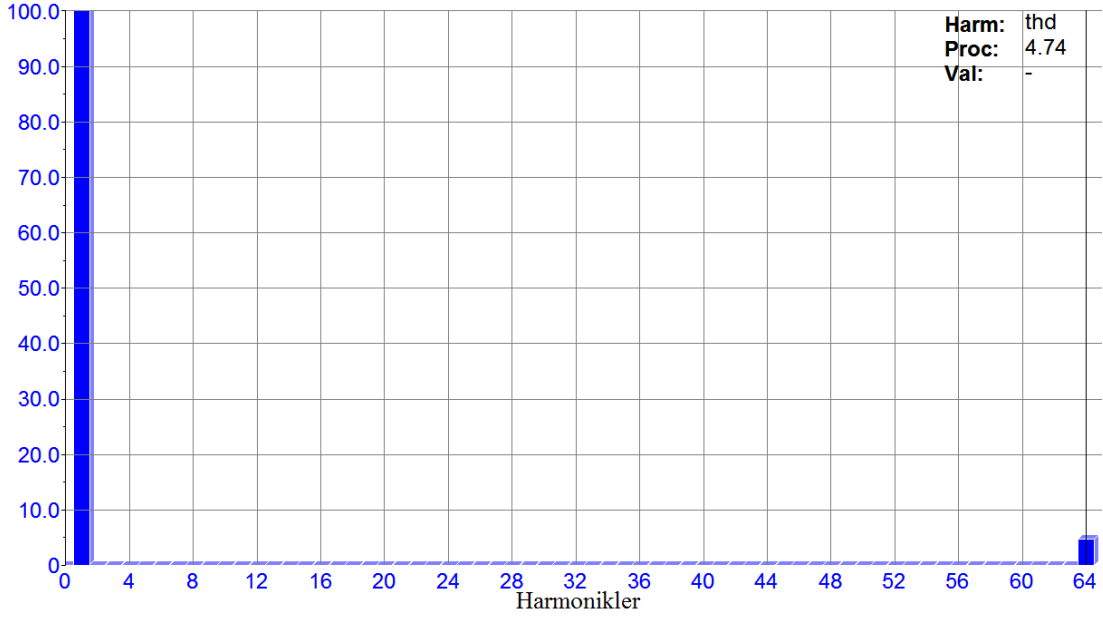
Şekil 7.10: Kompanzasyondan sonra şebeke a-fazı harmonik spektrumu deneysel sonuçları

Benzetimde yapıldığı gibi deneysel çalışmada da anahtarlardan kaynaklanan yüksek frekanslı bileşenler giderilerek şebeke akımı dalga şekli daha da iyileştirilebilir. Yine aynı değerde (1.75mH) şebeke arayüz bobinleri kullanılarak elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 7.11 ve Şekil 7.12’de gösterilmektedir. Bu durumda THB %4,74’e kadar düşmekte, şebeke gerilim ve akım dalga şekilleri daha düzgün sinüs biçimine dönüşmektedirler. Burada ise THB’de %92,4’lük bir azalma gerçekleşmiştir.

Deneysel çalışma sonuçlarında akım düzeyi benzetimdeki düzeye göre artış göstermiştir. Bunun sebebi daha önce de belirtildiği gibi benzetim çalışmasının ideal koşullarda, ideal elemanlarla ve kayıpsız bir durumda yapılmasından kaynaklanmaktadır. Dolayısıyla, örneğin PAGF’deki güç kayıpları şebekeden daha fazla akım çekilmesine neden olmaktadır.



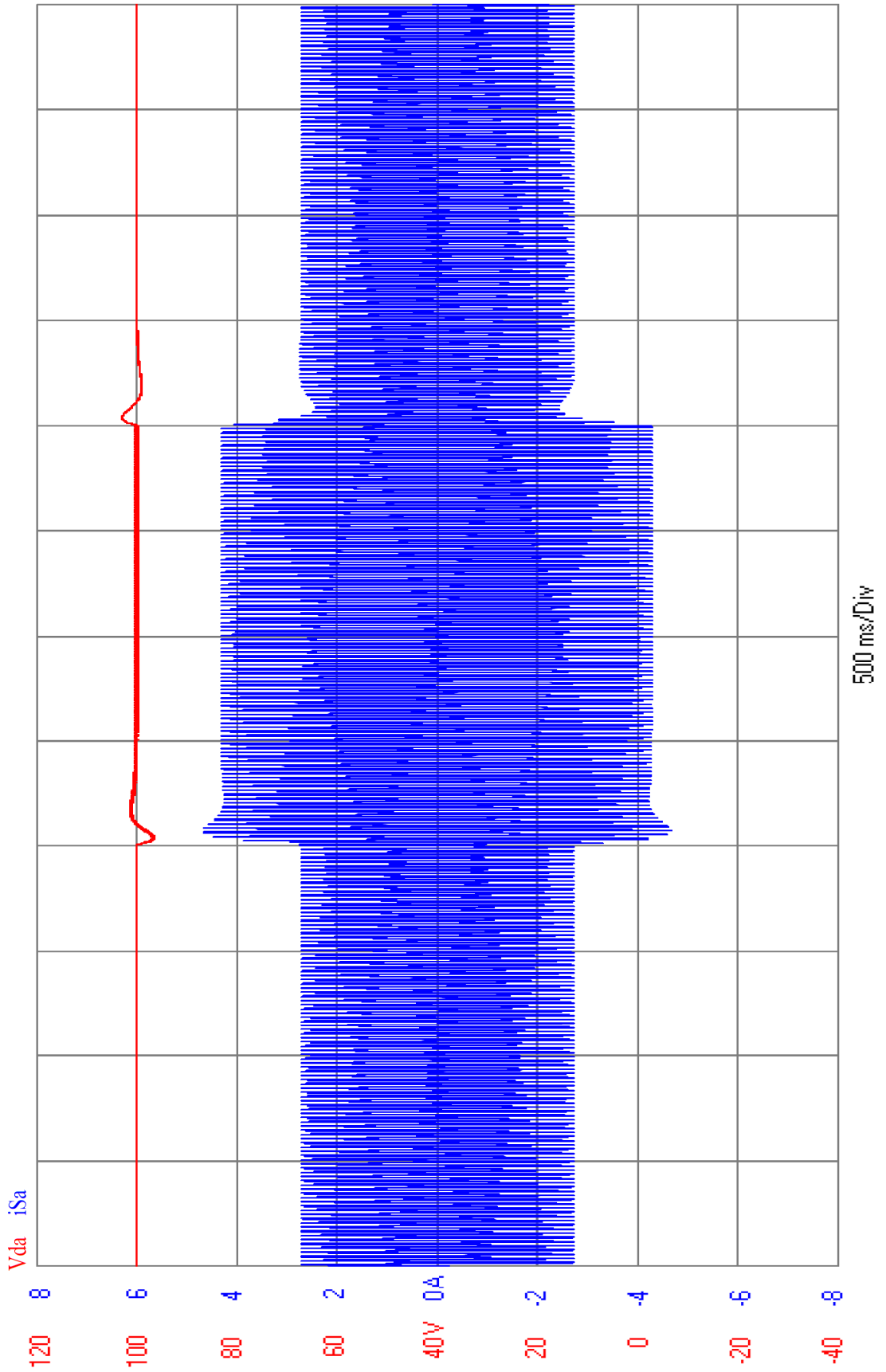
Şekil 7.11: Şebeke arayüz bobini kullanıldığında (1.75mH) şebeke gerilimleri ve akımları deneysel sonuçları (10V/div, 1A/div, 20ms/div)



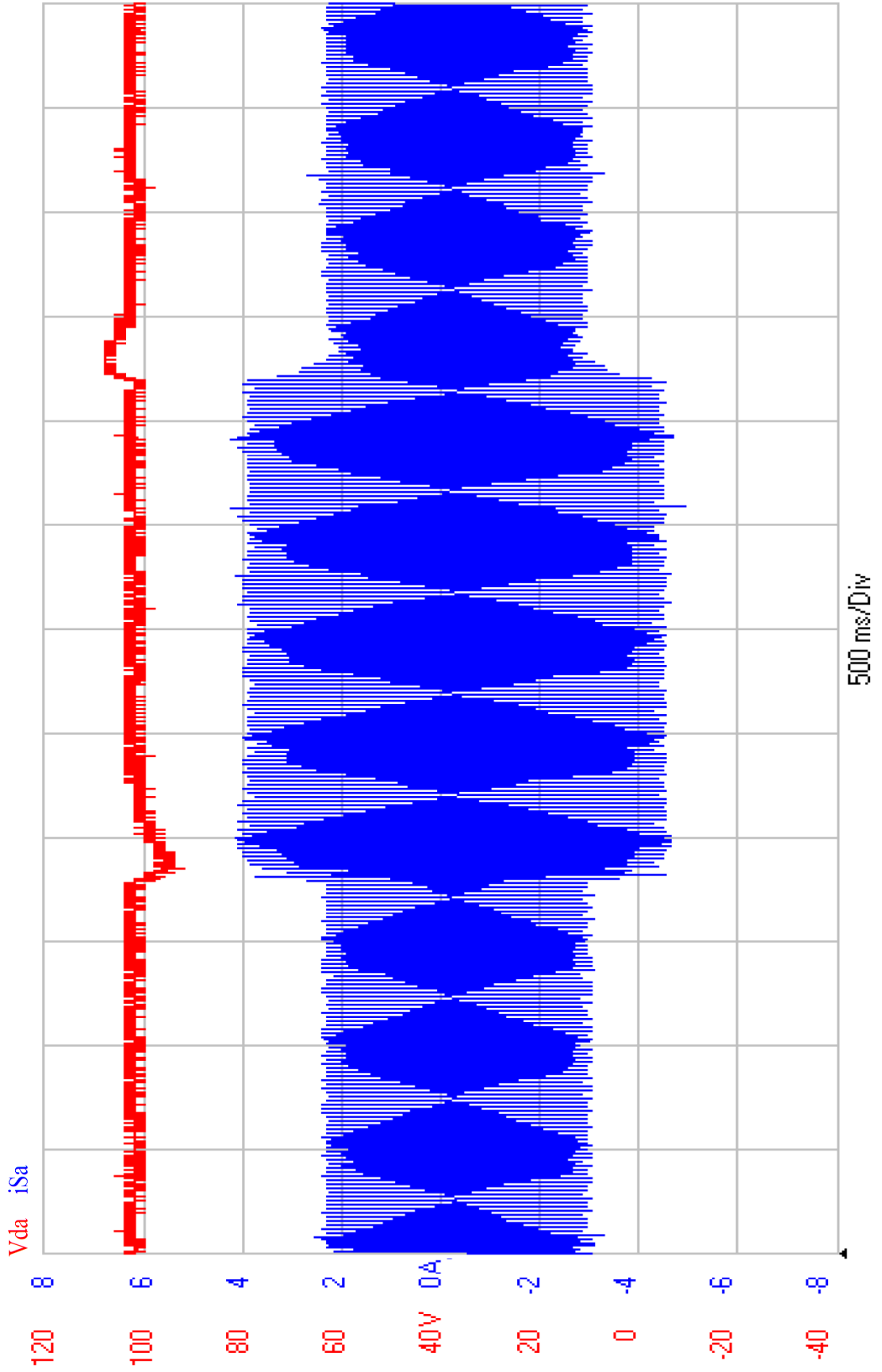
Şekil 7.12: Şebeke arayüz bobini kullanıldığında (1.75mH) şebeke a-fazı harmonik spektrumu deneysel sonuçları

7.3. PAGF Dinamik Performansı

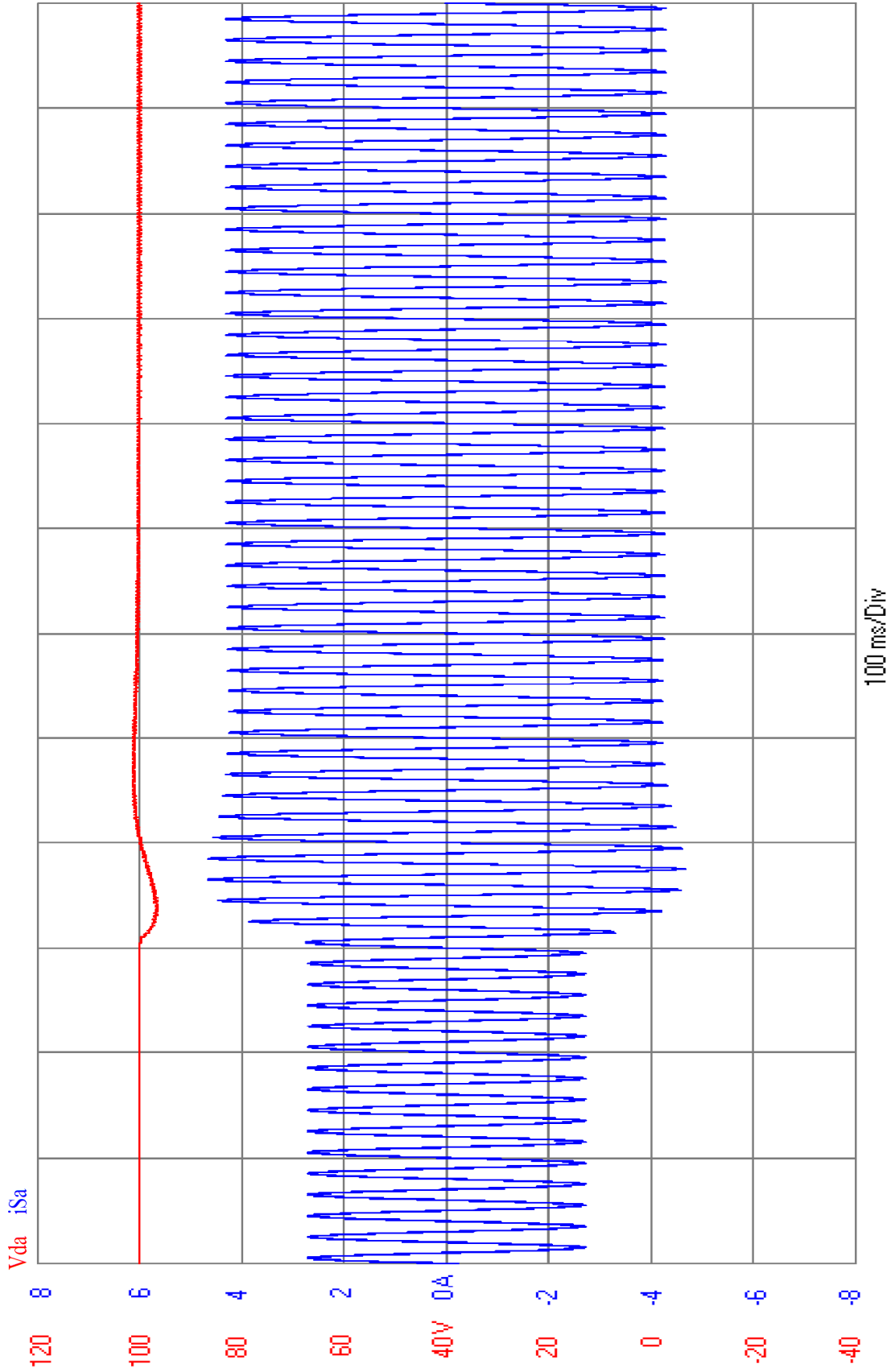
PAGF dinamik performansını göstermek için kontrolsüz doğrultucunun yük direnci önce azaltılıp sonra da artırılarak geçici rejim oluşturulmuştur. PAGF'nin bu değişken yük durumunda dinamik cevabı benzetim sonuçları Şekil 7.13'te gösterilirken deneysel sonuçları Şekil 7.14'te gösterilmektedir. Şekil 7.15 ve Şekil 7.16'da ise yük talebinin arttığı anın yakından görünümüleri hem benzetim sonuçları hem de deneysel sonuçlar için gösterilmektedir. Tüm şekillerde birinci ölçüm kanalında DA barası gerilimi, ikinci ölçüm kanalında şebeke a-fazı akımı gösterilmektedir. Şekillerden de görüldüğü gibi PAGF yükün değiştiği anlardan sonra DA barası gerilimini referans değerine oturtmayı başarmaktadır ve bu süre yaklaşık 300ms kadar sürse de geçiş süresi boyunca şebeke akımının şekli sinüs biçimde olmaktadır. Şebeke akımı genliğinin kararlı değerine yavaş oturmasının sebebi gerilim denetim çevrimin cevap verme hızının yavaş olmasıdır.



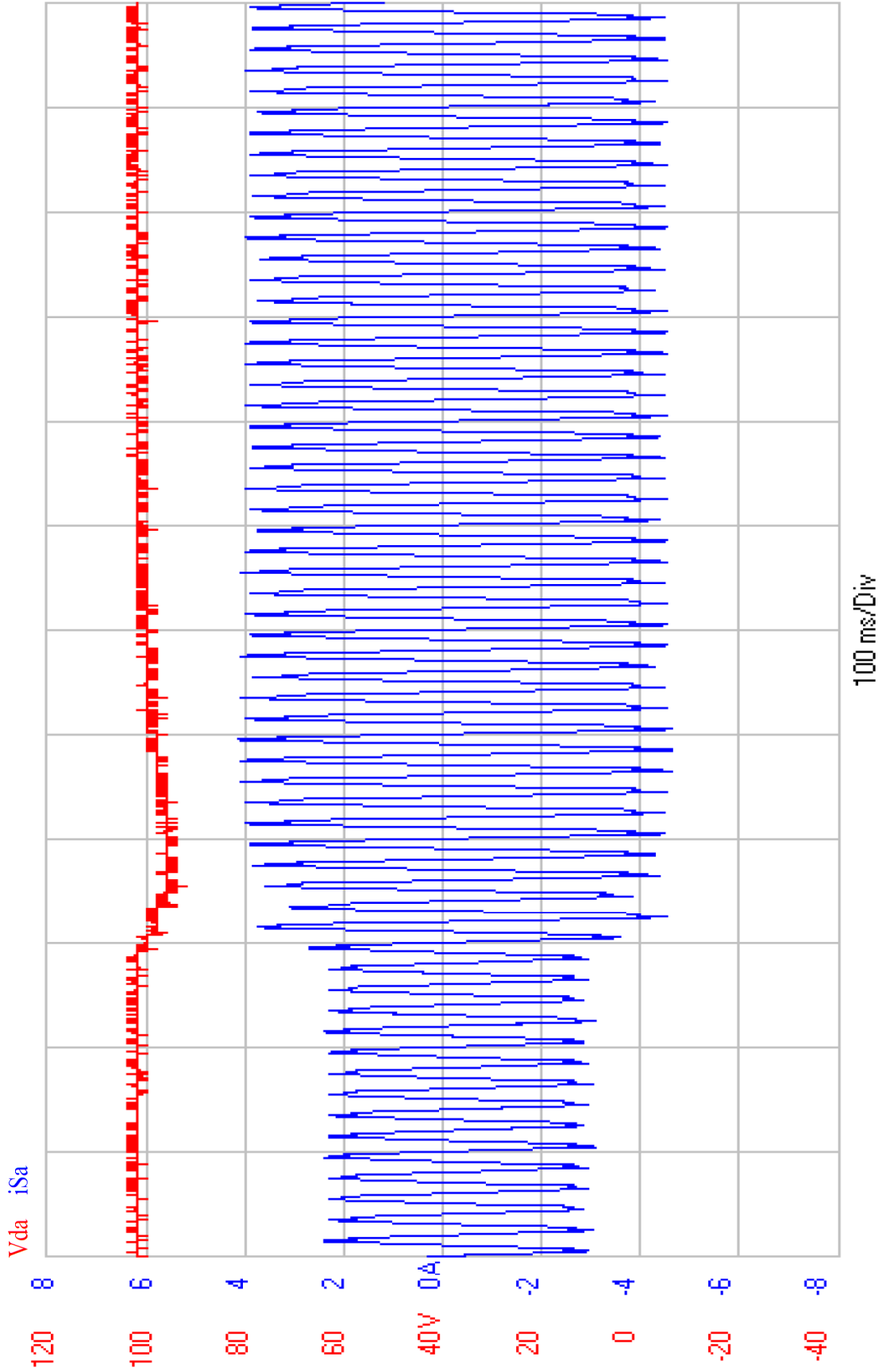
Şekil 7.13: Değişken yük durumunda PAGF dinamik cevabı benzetim sonuçları (20V/div, 2A/div, 500ms/div)



Şekil 7.14: Değişken yük durumunda PAGF dinamik cevabı deneysel sonuçları (20V/div, 2A/div, 500ms/div)



Şekil 7.15: Değişken yük durumunda PAGF dinamik cevabı benzetim sonuçları yakından görünümü (20V/div, 2A/div, 100ms/div)



Şekil 7.16: Değişken yük durumunda PAGF dinamik cevabı deneysel sonuçları yakından görünümü (20V/div, 2A/div, 100ms/div)

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez, daha az sayıda akım sensörü ve hesaplama yükünü azaltan uyarlamalı YSA tekniğini kullanarak PAGF denetiminin mikrodenetleyicilerle gerçekleştirilebileceğini doğrulamaktadır. Denetim için gerekli referans akım çıkartımı adaline YSA tabanlıdır ve denetim, PAGF DA barası geriliminin düzenlenmesi ile sağlanmaktadır.

İlk olarak, literatürde ilgili makaleler ve çalışmalar gözden geçirilerek hem aktif güç filtreleri hem de yapay sinir ağları alanlarındaki araştırma konuları ile ilgili bilgi birikimi sağlanmıştır. Bunu, önerilen PAGF denetim sisteminin adaline YSA tabanlı referans akım çıkartım yöntemi ile tasarımının detaylı açıklaması izlemiştir.

PSIM[®] yazılımı ile benzetim çalışması, laboratuvar ortamında da deneysel prototip tasarımı gerçekleştirilerek hem benzetim hem deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. THB analizi sonuçlarına göre benzetim ve deneysel çalışmalarda THB değeri, sırasıyla %66,46'dan %4,83'e ve %62,78'den %4,74'e düşürülmüştür. Her iki durumda da THB değerinde %92'nin üzerinde bir azalma değeri ile genelde AGF şartnamelerinde istenilen %85'lik azalma değerinden daha yüksek bir değere ulaşılmıştır. Ayrıca, tavsiye niteliğinde verilen ancak genelde kabul gören IEEE 519-1992 standardının [41] önerdiği %5'lik THB sınır değerinden daha düşük THB değerlerine ulaşılmıştır. Bu sonuçlara göre PAGF'nin harmonik ve reaktif güç kompanzasyonunu başarıyla gerçekleştirdiği doğrulanmıştır.

Bu çalışmanın iki önemli katkısı:

- PAGF uygulamalarında kullanılan akım sensörü sayısının azaltılarak aynı işlevsellikte, daha maliyet-etkin tasarımların gerçekleştirilebileceği ile
- Referans akım çıkartımı için uyarlamalı yapay sinir ağları kullanımı ile hesaplama yükünün en aza indirilerek uygulamaların daha ucuz mikrodenetleyiciler ile gerçekleştirilebileceğidir.

AGF uygulamaları için; yüksek doğrulukta çalışan, basit, esnek, hızlı, güvenilir, kolay ve maliyet-etkin sistem tasarlayabilmek bu alandaki araştırmacıların ana motivasyon kaynağı olmuştur ve günümüzde de AGF'ler üzerine araştırma çalışmaları hızla devam etmektedir.

Aktif güç filtresi uygulamalarının yenilenebilir enerji kaynakları ile birlikte anılması ve dolayısıyla AGF'lerin sadece kompanzasyon birimi olarak değil, güç kaynağı olarak da kullanılması ilgi bekleyen bir araştırma alanı olarak gözükmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Özdemir Ş., “Reaktif Güç Kompanzasyonu ve Harmonik Azaltımında Kullanılan Kompanzatorün Bulanık Mantık Denetimiyle Analizi ve Simülasyonu”, Doktora Tezi, *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kocaeli, (2003).
- [2] Moran L., Dixon J., “Active Filters”, in M.H. Rashid (Ed.), *Power Electronics Handbook*, *Academic Press*, Canada, pp. 829-851, (2001).
- [3] El-Kholy E.E., El-Sabbe A., El-Hefnawy A., Mharous H.M., “Three-Phase Active Power Filter Based on Current Controlled Voltage Source Inverter”, *Electrical Power and Energy Systems*, 28, pp. 537–547, (2006).
- [4] Abdeslam D.O., Wira P., Merckle J., Flieller D., Chapuis Y.A., “A Unified Artificial Neural Network Architecture for Active Power Filters”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 1, February 2007, pp. 61-76, (2007).
- [5] Abdeslam D.O., Wira P., Merckle J., Flieller D., “A Neural Learning Approach for Time-Varying Frequency Estimation of Distorted Harmonic Signals in Power Systems”, *1st International ICSC Symposium on Industrial Application of Soft Computing (IASC 2005)*, Istanbul, Turkey, Dec. 15-17, (2005c).
- [6] Abdeslam D.O., Wira P., Flieller D., Merckle J., “Power Harmonic Identification and Compensation with an Artificial Neural Network Method”, *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2006)*, Montreal, Canada, (2006).
- [7] Akagi H., “Active Harmonic Filters”, Invited Paper, *Proceedings of The IEEE*, Vol. 93, No. 12, December 2005, pp. 2128-2141, (2005).
- [8] Cirrincione M., Pucci M., Vitale G., Miraoui A., “Current Harmonic Compensation by a Single-Phase Shunt Active Power Filter Controlled by Adaptive Neural Filtering”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, NO. 8, August 2009, pp. 3128-3143, (2009).
- [9] El-Habrouk M., Darwish M.K., Mehta P., “Active Power Filters: A Review”, *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, Vol. 147, No. 5, September 2000, pp. 403-411, (2000).
- [10] El-Shatshat R., Kazerani M., Salama M.M.A., “On-Line Tracking and Mitigation of Power System Harmonics Using Adaline-Based Active Power Filter System”, *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Vol. 4, 2-5 May 2004, pp. 2119 -2124, (2004).

- [11] Gao D., Sun X., “A Shunt Active Power Filter with Control Method Based on Neural Network”, *Proceedings of International Conference on Power System Technology*, PowerCon 2000, Vol. 3, 4-7 Dec. 2000, pp. 1619 -1624, (2000).
- [12] Grady W.M., Samotyj M.J., Noyola A.H., “Survey of Active Power Line Conditioning Methodologies”, *IEEE Transactions On Power Delivery*, Vol. 5, No. 3, July 1990, pp. 1536-1542, (1990).
- [13] Nascimento C.F., Oliveira Jr. A.A., Goedtel A., Silva I.N., “Compensation Current of Active Power Filter Generated by Artificial Neural Network Approach”, *IEEE Industrial Electronics Conference, IECON*, Nov. 2006, pp. 4392- 4397, (2006).
- [14] Nguyen N.K., Flieller D., Wira P., Abdeslam D.O., “Neural Networks for Phase and Symmetrical Components Estimation in Power Systems”, *IEEE Industrial Electronics Conference, IECON*, 3-5 Nov. 2006, pp. 3252-3257, (2009).
- [15] Nishida K., Rukonuzzaman M., Nakaoka M., “Digital Control Three-Phase Shunt Active Power Filter with a New Harmonic-Current-Extraction Process”, *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 152, Issue 4, 8 July 2005, pp. 529- 538, (2005).
- [16] Özdemir A., “A Digital Adaptive Filter for Detecting Harmonic Active and Reactive Currents”, *Institute of Physics Publishing, Measurement Science and Technology*, Vol 15, pp. 1316-1322, (2004).
- [17] Radzi M.A.M., Rahim N.A., “Neural Network and Bandless Hysteresis Approach to Control Switched Capacitor Active Power Filter for Reduction of Harmonics”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 5, May 2009, pp. 1477-1484, (2009).
- [18] Rahimi K., Pakdel M., Yousefi M.R., “Neuron Adaptive Control of A Shunt Active Power Filter and Its Realization of Analog Circuit”, *IEEE Proceedings of the Eurocon 2009*, 18-23 May 2009, pp. 272-277, (2009).
- [19] Singh B., Al-Haddad K., Chandra A., “A Review of Active Filters for Power Quality Improvement”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 5 October 1999, pp. 960-971, (1999).
- [20] Tey L.H., So P.L., Chu Y.C., “Neural Network Controlled Unified Power Quality Conditioner for System Harmonics Compensation”, *Proceedings of IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition, Asia Pacific*, Vol. 2, October 2002, pp. 1038-1043, (2002).
- [21] Tey L.H., So P.L., Chu Y.C., “Improvement of Power Quality Using Adaptive Shunt Active Filter”, *IEEE Transactions On Power Delivery*, Vol. 20, No. 2, April 2005, pp. 1558-1568, (2005).

- [22] Yang J., Yang G., Gao J.H., “A Power Harmonic Detection Method Based on Wavelet Neural Network”, *IEEE Proceedings of the Eight International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, 12-15 July 2009, pp. 3645-3649, (2009).
- [23] Ying C., Qingsheng L., “New Research on Harmonic Detection Based on Neural Network for Power System”, *IEEE Proceedings of the Third International Symposium on Intelligent Information Technology Application*, pp. 113-116, (2009).
- [24] Hagan M.T., Demuth B.H., Beale M., “Neural Network Design”, *PWS Publishing*, Boston, (1996).
- [25] Hagan M.T., Demuth B.H., De Jesus O., “An Introduction to the Use of Neural Networks in Control Systems”, (2001).
- [26] Akagi H., “New Trends in Active Filters for Power Conditioning”, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 32, No. 6, pp. 1312–1322, (1996).
- [27] Peng F.Z., “Application Issues of Active Power Filters”, *IEEE Industrial Applications Magazine*, Vol. 4, No. 5, pp. 21–30, (1998).
- [28] Peng F.Z., “Harmonic Sources and Filtering Approaches”, *IEEE Industrial Applications Magazine*, Vol. 7, No. 4, pp. 18–25, (2001).
- [29] Senini S.T., Wolfs P.J., “Systematic Identification and Review of Hybrid Active Filter Topologies”, *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference*, Cairns, Australia, pp. 394–399, (2002).
- [30] Asiminoaei L., Blaabjerg F., Hansen S., “Evaluation of Harmonic Detection Methods for Active Power Filter Applications”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005*, Vol. 1, 6-10 March 2005, pp. 635-641, (2005).
- [31] Green T.C., Marks J.H., “Control Techniques for Active Power Filters”, *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, Vol. 152, No. 2, March 2005, pp. 369-381, (2005).
- [32] Salam Z., Cheng T.P., Jusoh A., “Harmonics Mitigation Using Active Power Filter: A Technological Review”, *Elektrika*, Vol. 8, No. 2, pp. 17-26, (2006).
- [33] Rezaeipour R., Kazemi A., “Review of Novel Control Strategies for UPQC”, *International Journal of Electric and Power Engineering*, Vol. 2, No. 4, pp. 241-247, (2008).
- [34] Mohan N., Undeland T., Robbins W., “Power Electronics – Converters, Applications, and Design”, 2nd Edition, *John Wiley & Sons Inc.*, Canada, (1995).

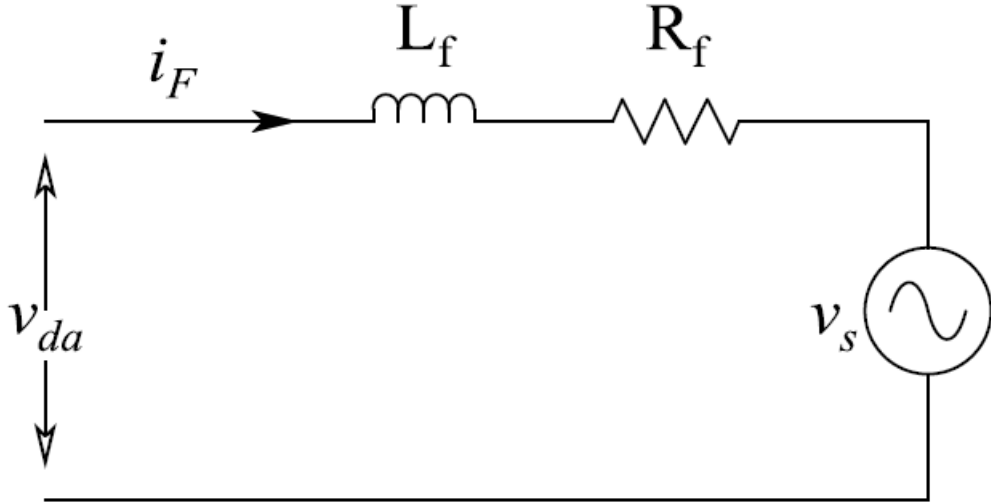
- [35] Hsu C.Y., Wu H.Y., “ A New Single-Phase Active Power Filter with Reduced Energy-Storage Capacity”, *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, Vol. 142 No. 1, January 1996, pp.25-30, (1996).
- [36] Chen F., Wang L., Liu W., Mander T., Cheung R., “Adaptive Active Power Line Harmonic Filter for Industrial and Commercial Power Distribution Systems”, *Large Engineering Systems Conference on Power Engineering*, pp. 28-32, 26-28 July 2006.
- [37] Luo S., Hou Z., “An Adaptive Detecting Method for Harmonic and Reactive Currents”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, pp. 85-89, February 1995.
- [38] Powersim Inc., <http://www.powersimtech.com/index.php?name=psim> (**Ziyaret tarihi 10-09-2009**).
- [39] Microchip brochure, “dsPIC® Digital Signal Controllers - The Best of Both Worlds”, October 2005.
- [40] McGranahan M., “Active Filter Design and Specification for Control of Harmonics in Industrial and Commercial Facilities”, Electro Concepts Inc.
- [41] “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”, IEEE Std 519-1992.
- [42] Wikipedia The Free Encyclopedia, <http://en.wikipedia.org/wiki/Cross-correlation> (**Ziyaret tarihi: 5-12-2008**).

EKLER

Ek-A. Filtre Arayüz Bobininin Boyutlandırılması

Kompanzasyon sisteminde gerekli kompanzasyon (aktif filtre) akımı, gerilim ara devreli eviricideki transistörlerin anahtarlanması ile elde edilir. Filtre akımında anahtarlama kaynağından kaynaklanan dalgalanma akımı (i_{anh}); arayüz bobini üzerindeki sürücü gerilimi, arayüz bobininin boyutu (L_f), ve anahtarlama frekansı (f_{anh}) tarafından belirlenir. Bobin üzerindeki sürücü gerilim v_{anh} , evirici DA barası referans gerilimi V_{ref} 'dir. İki kutuplu gerilimle anahtarlama arayüz bobini üzerindeki sürücü gerilim, dalgalanma akımının tepeden tepeye değerini (ΔI_{tt}) belirler [34]. Aşağıda, filtre arayüz bobininin boyutlandırılması anlatılmaktadır.

Denetlenebilir bir gerilim kaynağının (v_{da}) bir arayüz bobini (L_f) üzerinden şebekeye (v_s) bağlandığı durumda oluşan filtre akımı (i_f) Şekil A.1'de gösterilmektedir.



Şekil A.1: PAGF eşdeğer devresi

Burada R_f arayüz bobininin iç-direncidir. Şekilden de görüldüğü gibi filtre akımının değeri; gerilim kaynağına, şebeke gerilimine, arayüz bobini endüktansına ve arayüz bobini iç-direncine bağlıdır. Bu ilişki aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$v_{da} = v_s + R_f \cdot i_f + L_f \frac{\partial i_f}{\partial t} \quad (A.1)$$

Gerilim kaynağı ve filtre akımı sabit ve değişken bileşenleri türünden ifade edilebilir:

$$v_{da}(t) = V_f + v_{anh}(t) \quad (A.2)$$

$$i_F(t) = I_f + i_{anh}(t) \quad (A.3)$$

Burada $v_{anh}(t)$ ve $i_{anh}(t)$, sırasıyla v_{da} ve i_F akımlarının dalgalanma (ripple) bileşenleridir. (A.2) ve (A.3), (A.1)'de yerine yazıldığında aşağıdaki ifade elde edilir:

$$V_f + v_{anh}(t) = v_s + R_f [I_f + i_{anh}(t)] + L_f \frac{\partial i_{anh}(t)}{\partial t} \quad (A.4)$$

Burada V_f ve v_{anh} ifadeleri aşağıdaki gibidir:

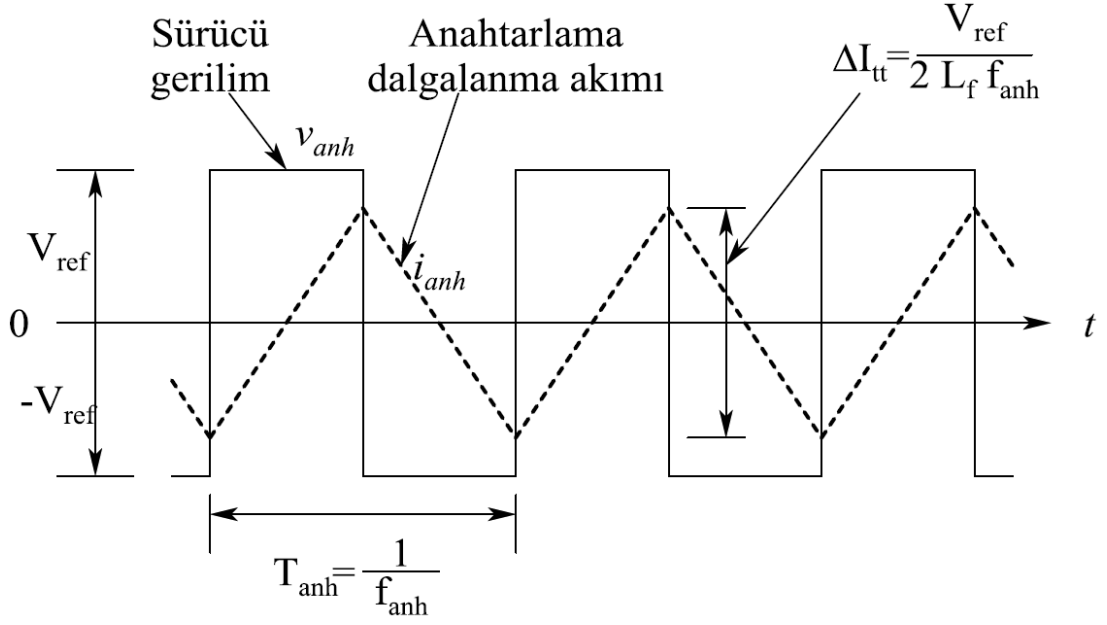
$$V_f = R_f \cdot I_f \quad (A.5)$$

$$v_{anh}(t) = v_s + R_f \cdot i_{anh}(t) + L_f \frac{\partial i_{anh}(t)}{\partial t} \quad (A.6)$$

Filtre dalgalanma akımının (ripple) yüksek frekanslı bir bileşen olduğunu ve öncelikle arayüz bobini endüktansı tarafından belirlendiği bilinmektedir. Bu nedenle şebeke gerilimi (v_s) ile bobin iç-direncinin (R_f) etkileri ihmal edilebilir. Bu durumda (A.6) ifadesi aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$v_{anh}(t) \cong L_f \frac{\partial i_{anh}(t)}{\partial t} \quad (A.7)$$

Şekil A.2'de, (A.7) ifadesindeki dalgalanma gerilimi ($v_{anh}(t)$) ile bu gerilimin sonucu olan filtre dalgalanma akımı ($i_{anh}(t)$) gösterilmektedir. Dalgalanma gerilimi, sürücü gerilim olarak da adlandırılabilir ve çift-kutuplu DA barası referans gerilimi ($\pm V_{ref}$) ile (DA barası geriliminin, denetim sistemi tarafından bu değerde sabit tutulduğu varsayılarak) temsil edilir.



Şekil A.2: Aktif filtre dalgalanma akımı

Bu dalga şekillerinden, filtre dalgalanma akımının tepeden tepeye değeri ΔI_{tt} , aşağıdaki ifadelerle bulunabilir:

$$\frac{\partial i_{anh}(t)}{\partial t} = \frac{v_{anh}(t)}{L_f} \quad (\text{A.8})$$

$$\Delta I_{tt} = \frac{1}{L_f} \int_0^{T_{anh}/2} v_{anh}(t) dt \quad (\text{A.9})$$

$$\Delta I_{tt} = \frac{V_{ref} T_{anh}}{2L_f} \quad (\text{A.10})$$

$$\Delta I_{tt} = \frac{V_{ref}}{2L_f f_{anh}} \quad (\text{A.11})$$

(A.11) ifadesinden filtre arayüz bobininin en küçük değeri L_{fmin} hesaplanabilir:

$$L_{fmin} = \frac{V_{ref}}{2\Delta I_{tt} f_{anhmaks}} \quad (\text{A.12})$$

Burada $f_{anhmaks}$ maksimum anahtarlama frekansını temsil etmektedir.

Ek-B. Enerji Dengesi Prensibine göre PI Oransal Katsayısı (K_P) Hesabı

PI denetleyici K_P oransal katsayısının hesabı [35] nolu kaynakta belirtilen enerji dengesi prensibine dayanmaktadır. Bu tezde de bu prensibe göre hesaplama yapıldığından aşağıda bu hesabın nasıl yapıldığı anlatılmaktadır. K_P hesaplandıktan sonra da K_I ampirik olarak bulunabilir.

PAGF DA barası kondansatörünün C_{da} , referans gerilimi V_{ref} ise bu kondansatör üzerindeki referans enerji E_{ref} , aşağıdaki ifadeyle hesaplanır:

$$E_{ref} = \frac{1}{2} C_{da} V_{ref}^2 \quad (B.1)$$

Kondansatörün anlık enerjisi $E_{da}(t)$, ise aşağıdaki gibidir:

$$E_{da}(t) = \frac{1}{2} C_{da} v_{da}^2(t) \quad (B.2)$$

Burada $v_{da}(t)$ DA barası kondansatörünün anlık gerilim değeridir. Öyleyse, bir periyot boyunca kondansatördeki enerji kaybı $\Delta E_{da}(t)$ aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} \Delta E_{da}(t) &= E_{ref} - E_{da}(t) \\ &= \frac{1}{2} C_{da} [V_{ref}^2 - v_{da}^2(t)] \\ &= \frac{1}{2} C_{da} (V_{ref} + v_{da}(t))(V_{ref} - v_{da}(t)) \end{aligned} \quad (B.3)$$

Bir periyot boyunca DA barası gerilimindeki değişimin makul düzeyde (V_{ref} kadar) olduğu varsayılırsa, yukarıda en son eşitlikteki $(V_{ref} + v_{da}(t))$ terimi aşağıdaki gibi yaklaşık bir değerle ifade edilebilir:

$$V_{ref} + v_{da}(t) \cong 2V_{ref} \quad (B.4)$$

Bu durumda, (B.3) kayıp enerji eşitliği aşağıdaki hali alır:

$$\Delta E_{da}(t) = C_{da} V_{ref} (V_{ref} - v_{da}(t)) \quad (B.5)$$

Enerji kaybı 3-fazlı dağıtım şebekesi tarafından karşılanacağından, DA barası kondansatörünün şarj akımının tepe değeri I_{fmaks} (aynı zamanda aktif filtre bir faz akımının tepe değeridir) aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\int_0^T 3\sqrt{2}V_s \sin(\omega t) I_{fmaks} \sin(\omega t) dt = \Delta E_{da}(t) \quad (B.6)$$

$$I_{fmaks} = \frac{2}{3\sqrt{2}V_s T} \Delta E_{da}(t) \quad (B.7)$$

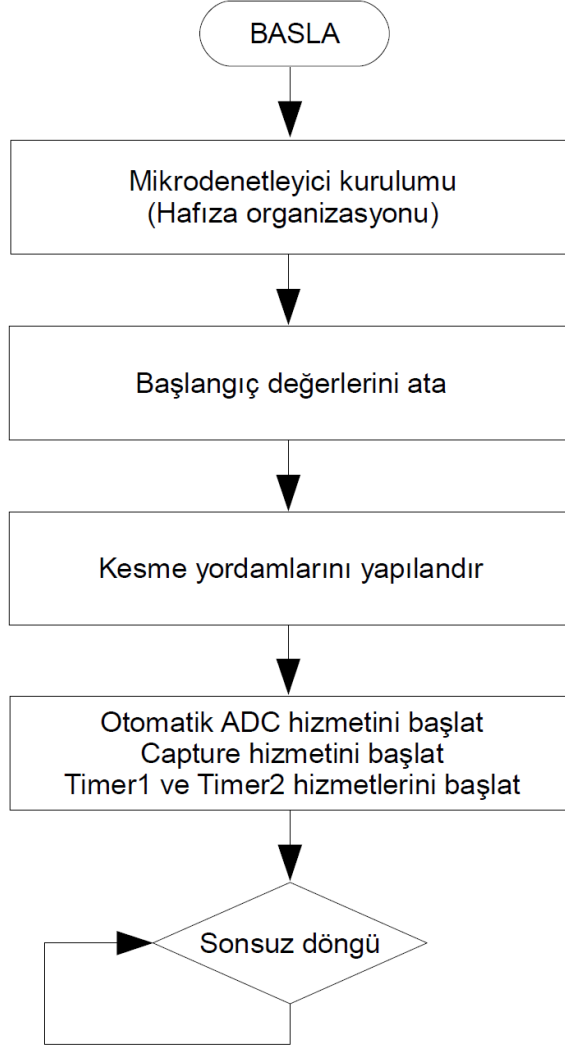
Burada V_s 3-fazlı dağıtım şebekesi bir fazına ait gerilimin etkin değerini, T şebeke geriliminin periyodunu temsil etmektedir. (B.5) ifadesi (B.7)'de yerine konulursa aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$I_{fmaks} = \frac{2C_{da}V_{ref}}{3\sqrt{2}V_s T} (V_{ref} - v_{da}(t)) \quad (B.8)$$

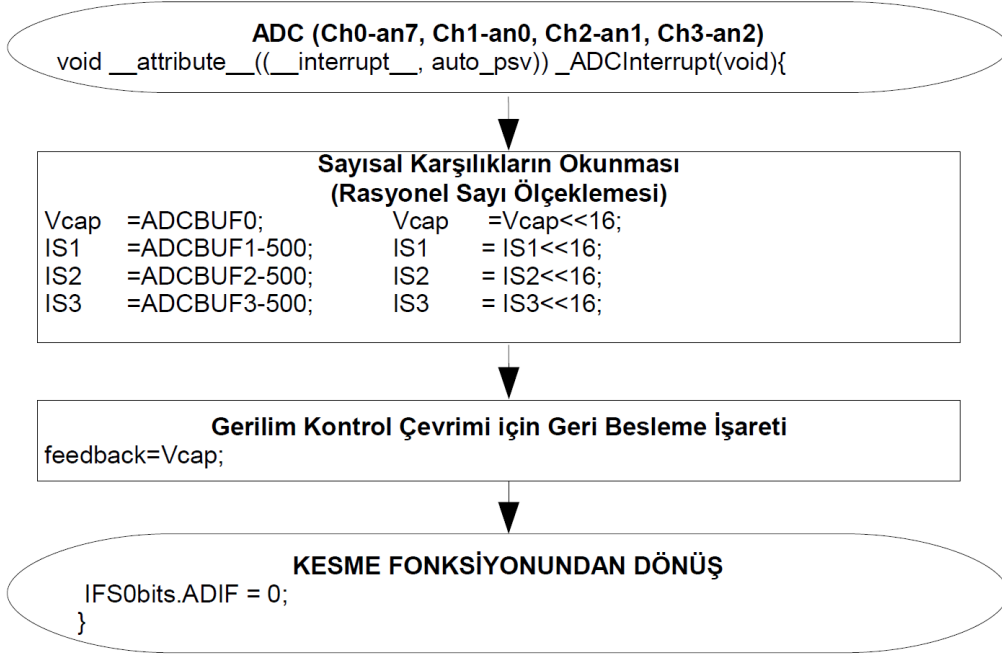
(B.8) eşitliğinde, parantez içinde gösterilen $(V_{ref} - v_{da}(t))$ fark terimi aslında PI denetleyicinin girişi olduğuna göre, bu terimle çarpım halindeki terimler PI denetleyicinin oransal katsayısı kabul edilebilir. Öyleyse bu katsayı yeniden düzenlendiğinde oransal katsayı K_P 'nin aşağıdaki hali aldığı görülmektedir:

$$K_P = \frac{\sqrt{2}C_{da}V_{ref}}{3TV_s} \quad (B.9)$$

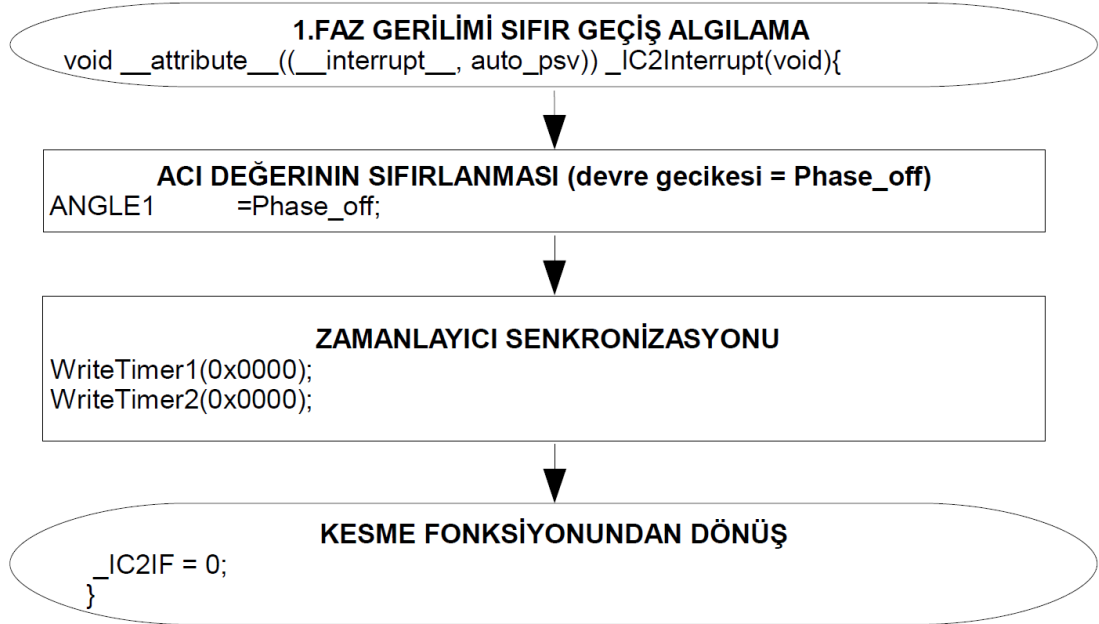
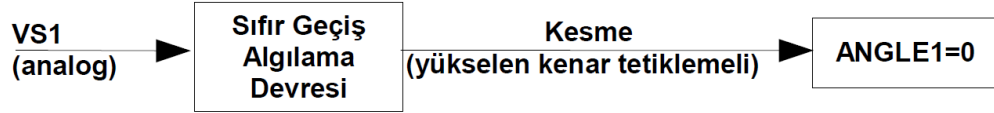
Ek-C. Mikrodenetleyici Programı Akış Diyagramları ve Kaynak Kodları



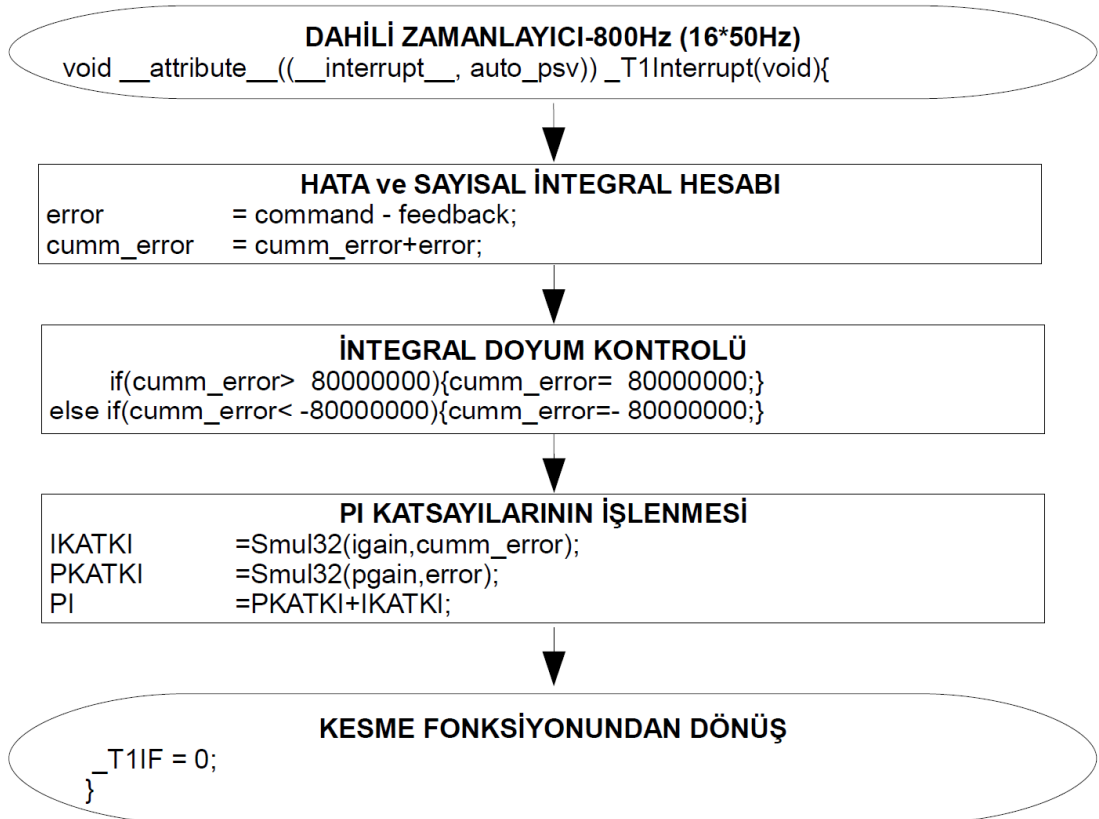
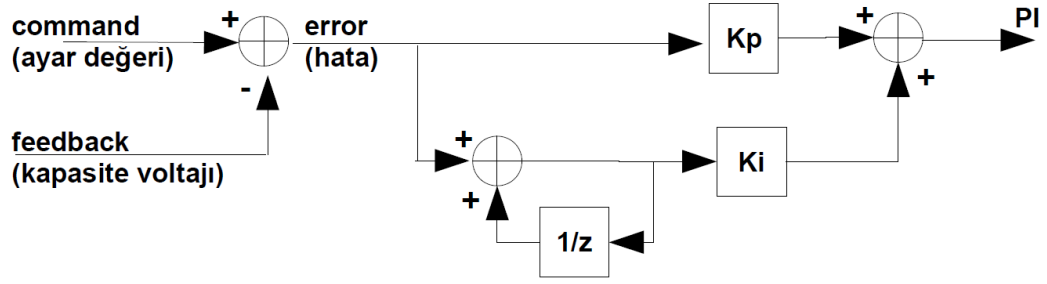
Şekil C.1: dsPIC30F4011 mikrodenetleyici programı akış diyagramı



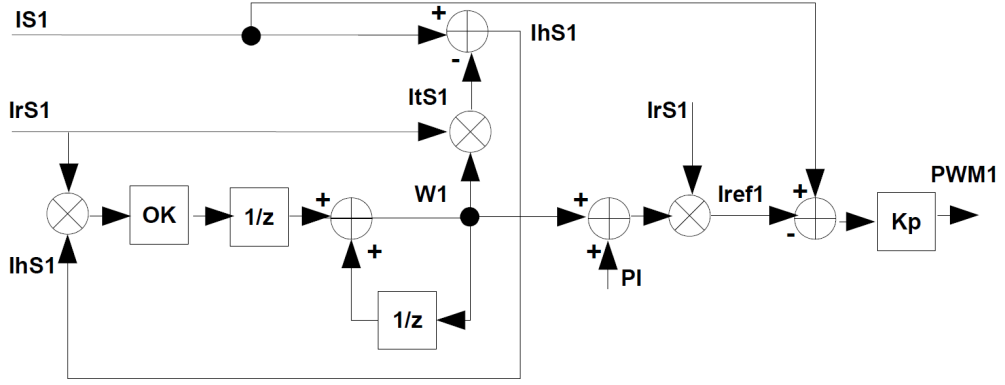
Şekil C.2: Analog dijital çevirici (ADC) kesme yordamı



Şekil C.3: Capture kesme yordamı



Şekil C.4: Timer1 kesme yordamı



```

DAHİLİ ZAMANLAYICI - 25.6KHz (512*50Hz)
void __attribute__((__interrupt__, auto_psv)) _T2Interrupt(void){

REFERANS KAYNAK AKIMLARININ ELDE EDİLMESİ
while(ANGLE1>=512){ANGLE1-=512;} IrS1=sintab[ANGLE1];
ANGLE2=ANGLE1+170;
while(ANGLE2>=512){ANGLE2-=512;} IrS2=sintab[ANGLE2];
ANGLE3=ANGLE2+171;
while(ANGLE3>=512){ANGLE3-=512;} IrS3=sintab[ANGLE3];
ANGLE1++;

YSA İLE TEMEL BİLEŞENİN BULUNMASI
W1 =W1+Smul32(Smul32(IhS1,e_IrS1),OK);
ItS1 =Smul32 (W1,IrS1);
IhS1 =IS1-ItS1;
e_IrS1 =IrS1;

W2 =W2+Smul32(Smul32(IhS2,e_IrS2),OK);
ItS2 =Smul32 (W2,IrS2);
IhS2 =IS2-ItS2;
e_IrS2 =IrS2;

W3 =W3+Smul32(Smul32(IhS3,e_IrS3),OK);
ItS3 =Smul32 (W3,IrS3);
IhS3 =IS3-ItS3;
e_IrS3 =IrS3;

AKIM KONTROL ÇEVİRİMİ ( HATA ve P KONTROL HESAPLAMA)
IRef1 =Smul32(IrS1,PI+W1); Err1=((IS1-IRef1)>>11)+PWM_NULL;
IRef2 =Smul32(IrS2,PI+W2); Err2=((IS2-IRef2)>>11)+PWM_NULL;
IRef3 =Smul32(IrS3,PI+W3); Err3=((IS3-IRef3)>>11)+PWM_NULL;

AKIM KONTROL ÇEVİRİMİ (DOYUM SINIRLAMA ve PWM ORANI)
if(Err1>PWM_UST){Err1=PWM_UST;} else if(Err1<PWM_ALT){Err1=PWM_ALT;}
if(Err2>PWM_UST){Err2=PWM_UST;} else if(Err2<PWM_ALT){Err2=PWM_ALT;}
if(Err3>PWM_UST){Err3=PWM_UST;} else if(Err3<PWM_ALT){Err3=PWM_ALT;}
PDC1=Err1;
PDC2=Err2;
PDC3=Err3;

KESME FONKSİYONUNDAN DÖNÜŞ
}
T2IF = 0;
}

```

Şekil C.5: Timer2 kesme yordamı

Global.h

```
/*
*****
*/
/* Tcy = 1/(Fcy) = ~33.908 nanoseconds */
#define XTFREQ          7372800          /* Kristal frekansı */
#define PLLMODE         16              /* PLL çarpanı */
#define FCY             XTFREQ*PLLMODE/4 /* Fcy = 7372800*16/4 = ~29.491 MIPS (29491200) */
#define T1_LAST        0x1200          /* Voltaj çevrimi */
#define T2_LAST        0x0090          /* Akım çevrimi */
#define SAMPLE_FREQ1   FCY/(8*T1_LAST) /* 800 Hz decimal 144 50Hz içinde 16 defa çalışacak */
#define SAMPLE_FREQ2   FCY/(8*T2_LAST) /* 25600 Hz decimal 144 50Hz içinde 512 defa çalışacak */
#define Fpwm           40000           /* PWM frekansı=Fpwm/2 */
#define PWM_TIME_BASE  (FCY/(Fpwm))-1
#define PWM_NULL       PWM_TIME_BASE+1
#define PWM_MAX        (PWM_NULL)*2
#define PWM_ALT        8
#define PWM_UST        PWM_MAX-8
/*
*****
*/
long   command;          /* Voltaj ayar değeri */
long   feedback;        /* Kapasite voltajı */
long   error;           /* Hata */
long   cumm_error;      /* Entegral */
long   PI;              /* PI kontrolör çıkışı */
long   PKATKI;
long   IKATKI;
long   pgain;           /* PI kontrolör P kazancı */
long   igain;          /* PI kontrolör I kazancı */
int    Phase_off;      /* Sıfır geçiş devresi gecikmesi */
long   ANGLE1,ANGLE2,ANGLE3; /* sinüs tablosu işaretçileri */
long   W1,W2,W3;      /* YSA ağırlıkları */
long   IS1 ,IS2 ,IS3; /* ADC tarafından okunan kaynak akımları */
long   IrS1 ,IrS2 ,IrS3; /* kaynak akımı ile eşfazlı referans sinüs */
long   e_IrS1,e_IrS2,e_IrS3; /* referans sinüs eski değerleri */
long   ItS1 ,ItS2 ,ItS3; /* YSA tarafından hesaplanan temel kaynak akımı bileşeni */
long   IhS1 ,IhS2 ,IhS3; /* Kaynak akımı harmonikleri */
long   IRef1 ,IRef2 ,IRef3; /* Gerilim çevrimi ve YSA ile belirlenen akım ayar değerleri */
/*
*/
long   Err1 ,Err2 ,Err3; /* Akım çevrimi hataları */
long   Vcap;           /* ADC tarafından okunan kapasite gerilimi */
long   OK;            /* YSA öğrenme katsayısı */
/*
*****
*/
const long sintab[]={ /* Referans sinüs tablosu 512 girişli */
0, 804, 1608, 2412, 3216, 4019, 4821, 5623, 6424, 7224, 8022, 8820, 9616, 10411,11204,11996,
12785, 13573, 14359, 15143, 15924, 16703, 17479, 18253, 19024, 19792, 20557, 21320, 22078, 22834,23586, 24335,
25080, 25821, 26558, 27291, 28020, 28745, 29466, 30182, 30893, 31600, 32303, 33000, 33692, 34380,35062, 35738,
36410, 37076, 37736, 38391, 39040, 39683, 40320, 40951, 41576, 42194, 42806, 43412, 44011, 44604,45190, 45769,
46341, 46906, 47464, 48015, 48559, 49095, 49624, 50146, 50660, 51166, 51665, 52156, 52639, 53114,53581, 54040,
54491, 54934, 55368, 55794, 56212, 56621, 57022, 57414, 57798, 58172, 58538, 58896, 59244, 59583,59914, 60235,
60547, 60851, 61145, 61429, 61705, 61971, 62228, 62476, 62714, 62943, 63162, 63372, 63572, 63763,63944, 64115,
64277, 64429, 64571, 64704, 64827, 64940, 65043, 65137, 65220, 65294, 65358, 65413, 65457, 65492,65516, 65531,
65536, 65531, 65516, 65492, 65457, 65413, 65358, 65294, 65220, 65137, 65043, 64940, 64827, 64704,64571, 64429,
64277, 64115, 63944, 63763, 63572, 63372, 63162, 62943, 62714, 62476, 62228, 61971, 61705, 61429,61145, 60851,
60547, 60235, 59914, 59583, 59244, 58896, 58538, 58172, 57798, 57414, 57022, 56621, 56212, 55794,55368, 54934,
54491, 54040, 53581, 53114, 52639, 52156, 51665, 51166, 50660, 50146, 49624, 49095, 48559, 48015,47464, 46906,
46341, 45769, 45190, 44604, 44011, 43412, 42806, 42194, 41576, 40951, 40320, 39683, 39040, 38391,37736, 37076,
36410, 35738, 35062, 34380, 33692, 33000, 32303, 31600, 30893, 30182, 29466, 28745, 28020, 27291,26558, 25821,
25080, 24335, 23586, 22834, 22078, 21320, 20557, 19792, 19024, 18253, 17479, 16703, 15924, 15143, 14359, 13573,
12785, 11996, 11204, 10411, 9616, 8820, 8022, 7224, 6424, 5623, 4821, 4019, 3216, 2412, 1608, 804,
0, -804, -1608, -2412, -3216, -4019, -4821, -5623, -6424, -7224, -8022, -8820, -9616, -10411,-11204,-11996,
-12785,-13573,-14359,-15143,-15924,-16703,-17479,-18253,-19024,-19792,-20557,-21320,-22078,-22834,-23586,-24335,
-25080,-25821,-26558,-27291,-28020,-28745,-29466,-30182,-30893,-31600,-32303,-33000,-33692,-34380,-35062,-35738,
-36410,-37076,-37736,-38391,-39040,-39683,-40320,-40951,-41576,-42194,-42806,-43412,-44011,-44604,-45190,-45769,
-46341,-46906,-47464,-48015,-48559,-49095,-49624,-50146,-50660,-51166,-51665,-52156,-52639,-53114,-53581,-54040,
-54491,-54934,-55368,-55794,-56212,-56621,-57022,-57414,-57798,-58172,-58538,-58896,-59244,-59583,-59914,-60235,
-60547,-60851,-61145,-61429,-61705,-61971,-62228,-62476,-62714,-62943,-63162,-63372,-63572,-63763,-63944,-64115,
-64277,-64429,-64571,-64704,-64827,-64940,-65043,-65137,-65220,-65294,-65358,-65413,-65457,-65492,-65516,-65531,
-65536,-65531,-65516,-65492,-65457,-65413,-65358,-65294,-65220,-65137,-65043,-64940,-64827,-64704,-64571,-64429,
-64277,-64115,-63944,-63763,-63572,-63372,-63162,-62943,-62714,-62476,-62228,-61971,-61705,-61429,-61145,-60851,
-60547,-60235,-59914,-59583,-59244,-58896,-58538,-58172,-57798,-57414,-57022,-56621,-56212,-55794,-55368,-54934,
-54491,-54040,-53581,-53114,-52639,-52156,-51665,-51166,-50660,-50146,-49624,-49095,-48559,-48015,-47464,-46906,
-46341,-45769,-45190,-44604,-44011,-43412,-42806,-42194,-41576,-40951,-40320,-39683,-39040,-38391,-37736,-37076,
-36410,-35738,-35062,-34380,-33692,-33000,-32303,-31600,-30893,-30182,-29466,-28745,-28020,-27291,-26558,-25821,
-25080,-24335,-23586,-22834,-22078,-21320,-20557,-19792,-19024,-18253,-17479,-16703,-15924,-15143,-14359,-13573,

```



```

-12785,-11996,-11204,-10411, -9616, -8820, -8022, -7224, -6424, -5623, -4821,- 4019, -3216, -2412,- 1608, -804};
/*****
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16)
_FWDT(WDT_OFF) /* Watch-Dog devre dışı */
_FBORPOR(MCLR_EN & PWRT_OFF) /* MCLR etkin */
_FGS(CODE_PROT_OFF) /* Kod koruma devre dışı */
/*****
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _OscillatorFail (void){INTCON1bits.OSCFAIL= 0;}
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _AddressError (void){INTCON1bits.ADDRERR = 0;}
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _StackError (void){INTCON1bits.STKERR = 0;}
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _MathError (void){INTCON1bits.MATHERR = 0;}
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _AltOscillatorFail (void){INTCON1bits.OSCFAIL= 0;}
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _AltAddressError (void){INTCON1bits.ADDRERR = 0;}
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _AltStackError (void){INTCON1bits.STKERR = 0;}
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _AltMathError (void){INTCON1bits.MATHERR = 0;}
/*****

```

Kesmeler.h

```

/*****
void __attribute__((__interrupt__, auto_psv)) _ADCInterrupt(void){ /* Otomatik Analog Çev. Ch0-an7,Ch1-an0,Ch2-
an1,Ch3-an2 */
    Vcap=ADCBUF0;          Vcap =Vcap<<16; /*Sayısal Karşılıkların Okunması (Rasyonel Sayı
Ölçeklemesi)*/
    IS1 =ADCBUF1-500;      IS1 = IS1<<16;
    IS2 =ADCBUF2-500;      IS2 = IS2<<16;
    IS3=ADCBUF3-500;      IS3 = IS3<<16;
    feedback=Vcap;        /* Gerilim Kontrol Çevrimi için Geri Besleme İşareti */
    IFS0bits.ADIF = 0;
}
/*****
void __attribute__((__interrupt__, auto_psv)) _T2Interrupt(void){ /* DAHİLİ ZAMANLAYICI-25.6KHz (512*50Hz) */
/* REFERANS KAYNAK AKIMLARININ ELDE EDİLMESİ */
    while(ANGLE1>=512){ ANGLE1-=512;} IrS1=sintab[ANGLE1];
    ANGLE3=ANGLE1+170;
    while(ANGLE3>=512){ ANGLE3-=512;} IrS3=sintab[ANGLE3];
    ANGLE2=ANGLE3+171;
    while(ANGLE2>=512){ ANGLE2-=512;} IrS2=sintab[ANGLE2];
    ANGLE1++;
/* YSA ile TEMEL BİLEŞENİN BULUNMASI */
    W1 =W1+Smul32(Smul32(IhS1,e_IrS1),OK);
    ItS1 =Smul32 (W1,IrS1);
    IhS1 =IS1-ItS1;
    e_IrS1 =IrS1;

    W2 =W2+Smul32(Smul32(IhS2,e_IrS2),OK);
    ItS2 =Smul32 (W2,IrS2);
    IhS2 =IS2-ItS2;
    e_IrS2 =IrS2;

    W3 =W3+Smul32(Smul32(IhS1,e_IrS3),OK);
    ItS3 =Smul32 (W3,IrS3);
    IhS3 =IS3-ItS3;
    e_IrS3 =IrS3;
/* AKIM KONTROL ÇEVİRİMİ ( HATA ve P KONTROL HESAPLAMA) */
    IRef1 =Smul32(IrS1,PI+W1); Err1=((IS1-IRef1)>>11)+PWM_NULL;
    IRef2 =Smul32(IrS2,PI+W2); Err2=((IS2-IRef2)>>11)+PWM_NULL;
    IRef3 =Smul32(IrS3,PI+W3); Err3=((IS3-IRef3)>>11)+PWM_NULL;
/* AKIM KONTROL ÇEVİRİMİ (DOYUM SINIRLAMA ve PWM ORANI) */
    if(Err1>PWM_UST){Err1=PWM_UST;} else if(Err1<PWM_ALT){Err1=PWM_ALT;}
    if(Err2>PWM_UST){Err2=PWM_UST;} else if(Err2<PWM_ALT){Err2=PWM_ALT;}
    if(Err3>PWM_UST){Err3=PWM_UST;} else if(Err3<PWM_ALT){Err3=PWM_ALT;}
    PDC1=Err1;
    PDC2=Err2;
    PDC3=Err3;
    _T2IF = 0; /* KESME FONKSİYONUNDAN DÖNÜŞ */
}
/*****
void __attribute__((__interrupt__, auto_psv)) _T1Interrupt(void){/* DAHİLİ ZAMANLAYICI-800Hz (16*50Hz) */
    error = command - feedback; /* SAYISAL TÜREV ve ENTEGRAL HESABI */
    cumm_error = cumm_error+error; /* ENTEGRAL DOYUM KONTROLÜ */
    if(cumm_error> 8000000){cumm_error= 8000000;}
}

```

```

else if(cumm_error< -8000000){cumm_error=- 8000000;}
IKATKI      =Smul32(igain,cumm_error);
PKATKI      =Smul32(pgain,error);
PI=PKATKI+IKATKI;
_T1IF = 0;                                     /* KESME FONKSİYONUNDAN DÖNÜŞ */
}
/*****
void __attribute__((__interrupt__, auto_psv)) _IC2Interrupt(void){/* 1.FAZ GERİLİMİ SIFIR GEÇİŞ ALGILAMA */
    ANGLE1 =Phase_off;                          /* ACI DEĞERİNİN SIFIRLANMASI (devre gecikesi =
Phase_off) */
    WriteTimer1(0x0000);                        /* ZAMANLAYICI SENKRONİZASYONU */
    WriteTimer2(0x0000);
    _IC2IF = 0;                                /* KESME FONKSİYONUNDAN DÖNÜŞ */
}
*****/

```

Main.c

```

/*****
#include <p30fxxx.h>
#include <pwm.h>
#include <adc10.h>
#include <timer.h>
#include <incap.h>
#include <ports.h>
extern void Delay5ms(int Count);
extern signed long Smul32( signed long S1, signed long S2);
#include "GLOBAL.h"
#include "KESMELER.h"
*****/
void init_PWM(){
    SEVTCMPbits.SEVTCMP=0;                      /* special compare value */
    SEVTCMPbits.SEVTDIR=0;                     /* special event direction up */

    PWMCON1bits.PMOD1 =0;                      /* 1-independent 0-complementary çalışma */
    PWMCON1bits.PMOD2 =0;                      /* 1-independent 0-complementary çalışma */
    PWMCON1bits.PMOD3 =0;                      /* 1-independent 0-complementary çalışma */
    PWMCON1bits.PEN1H =1;                      /* 1-pin enabled for pwm 0-I/O Port*/
    PWMCON1bits.PEN2H =1;                      /* 1-pin enabled for pwm 0-I/O Port*/
    PWMCON1bits.PEN3H =1;                      /* 1-pin enabled for pwm 0-I/O Port*/
    PWMCON1bits.PEN1L =1;                      /* 1-pin enabled for pwm 0-I/O Port*/
    PWMCON1bits.PEN2L =1;                      /* 1-pin enabled for pwm 0-I/O Port*/
    PWMCON1bits.PEN3L =1;                      /* 1-pin enabled for pwm 0-I/O Port*/

    PWMCON2bits.SEVOPS =0;                     /* special event post scale 1:1 */
    PWMCON2bits.IUE =1;                        /* 1-update pdc immedaiately 0-time base senkronize*/
    PWMCON2bits.OSYNC =0;                      /* output synchronize with tcy*/
    PWMCON2bits.UDIS =0;                       /* 0-pwm update enable*/

    DTCON1bits.DTA =1;                         /* 6 bit dead time value dead time=3*8*Tcy=813nsec*/
    DTCON1bits.DTAPS=0;                        /* 2 bit dead time clock periyot=8TCY tek fazda 0x0003 yaz;*/

    FLTACONbits.FAEN1 =0;                      /* fault disabled*/
    FLTACONbits.FAEN2 =0;                      /* fault disabled*/
    FLTACONbits.FAEN3 =0;                      /* fault disabled*/
    FLTACONbits.FLTAM =1;                      /* cycle by cycle mode*/
    FLTACONbits.FAOV1L =0;                     /* hata durumunda çıkış 0*/
    FLTACONbits.FAOV1H =0;                     /* hata durumunda çıkış 0*/
    FLTACONbits.FAOV2L =0;                     /* hata durumunda çıkış 0*/
    FLTACONbits.FAOV2H =0;                     /* hata durumunda çıkış 0*/
    FLTACONbits.FAOV3L =0;                     /* hata durumunda çıkış 0*/
    FLTACONbits.FAOV3H =0;                     /* hata durumunda çıkış 0*/

    OVDCONbits.POUT1L =0;                      /* inactive when bit cleared*/
    OVDCONbits.POUT1H =0;                      /* inactive when bit cleared*/
    OVDCONbits.POUT2L =0;                      /* inactive when bit cleared*/
    OVDCONbits.POUT2H =0;                      /* inactive when bit cleared*/
    OVDCONbits.POUT3L =0;                      /* inactive when bit cleared*/
    OVDCONbits.POUT3H =0;                      /* inactive when bit cleared*/
    OVDCONbits.POVD1L =1;                      /* 0-Pout kontrolünde*/
    OVDCONbits.POVD1H =1;                      /* pwm kontrolünde*/
}

```

```

OVDCONbits.POV2L    =1;    /*0-Pout kontrolünde*/
OVDCONbits.POV2H    =1;    /*pwm kontrolünde*/
OVDCONbits.POV3L    =1;    /*0-Pout kontrolünde*/
OVDCONbits.POV3H    =1;    /*pwm kontrolünde*/

PTCONbits.PTEN      =1;    /* time base ON*/
PTCONbits.PTSIDL    =1;    /* halts in idle*/
PTCONbits.PTOPS     =0;    /* 1:1 output post scale */
PTCONbits.PTCKPS    =0;    /* time base 1:1 tcy */
PTCONbits.PTMOD     =3;    /* 0-free running mode (edge aligned) 3-center aligned count up/down
double update*/
PTMRbits.PTDIR      =0;    /* count up */
PTMRbits.PTMR       =0;    /* sayıcının durumu*/
PTPERbits.PTPER     =PWM_TIME_BASE;
IEC2bits.PWMIE=0;
IPC9bits.PWMIP=0;
}
/*****/
void ADC_Init(void){
    ADPCFG          = 0;    // tüm pinler analog giriş

    ADCHS           = 0x0000;
    ADCHSbits.CH123NA = 0;    // Ch1,2,3 neg input GND
    ADCHSbits.CH123SA = 0;    // Ch1-an0, Ch2-an1, Ch3-an2
    ADCHSbits.CH0NA   = 0;    // Ch0 neg input GND
    ADCHSbits.CH0SA   = 7;    // Ch0-an7

    ADCSSL          = 0x0087; // AN0,AN1,AN2,AN7 1000 0111

    ADCON3bits.ADCS  = 7;    // conversion clock (7+1)Tcy/2
    ADCON3bits.ADRC  = 0;    // use system clock
    ADCON3bits.SAMC  = 4;    // Örnekleme süresi 4 TAD

    ADCON2bits.ALTS  = 0;    // Her zaman muxA
    ADCON2bits.BUFG  = 0;    // 16 word
    ADCON2bits.SMPI  = 0;    // 0+1 çevrimde bir kesme
    ADCON2bits.CHPS  = 2;    // 0-kanal0 1-kanal0,1 2-dört kanal
    ADCON2bits.CSCNA = 0;    // 0-Dont scan
    ADCON2bits.VCFG  = 0;    // 0-AVdd,AVss

    ADCON1bits.ASAM  = 1;    // 1-auto sampling
    ADCON1bits.SIMSAM = 1;    // 1-aynı anda örnekleme 0-sıralı örnekleme
    ADCON1bits.SSRC  = 7;    // 7-auto convert
    ADCON1bits.FORM  = 0;    // 0-integer 1-signed integer 2-fractional 3-signed fractional
    ADCON1bits.ADSIDL = 1;    // 1-stop 0-continue in IDLE
    ADCON1bits.ADON  = 1;    // 1-operating 0-converter off

    IPC2bits.ADIP    = 5;
    IFS0bits.ADIF    = 0;
    IEC0bits.ADIE    = 1;
}
/*****/
void Timer1Init(void){
    ConfigIntTimer1(T2_INT_PRIOR_6 & T1_INT_OFF);
    OpenTimer2(T1_ON & T1_IDLE_STOP & T1_GATE_OFF & T1_PS_1_8 & T1_SOURCE_INT, T1_LAST);
}
/*****/
void Timer2Init(void){
    ConfigIntTimer2(T2_INT_PRIOR_5 & T2_INT_OFF);
    OpenTimer2(T2_ON & T2_IDLE_STOP & T2_GATE_OFF & T2_PS_1_8 & T2_SOURCE_INT, T2_LAST);
}
/*****/
void Capture2Init(void){
    unsigned int IC2_CON_VALUE;
    IC2_CON_VALUE=(          IC_IDLE_STOP & IC_TIMER3_SRC & IC_INT_1CAPTURE &
    IC_EVERY_RISE_EDGE);
    ConfigIntCapture2(IC_INT_ON & IC_INT_PRIOR_7);
    OpenCapture2(IC2_CON_VALUE);
}
/*****/
void IO_Init(void){
    _ACCSAT          = 1;    /* Akümülatör ayarları */
    _IF              = 1;
    _SATA            = 1;
}

```

```

    _SATB = 1;
    _SATDW = 1;

    _TRISE0 = _LATE0 = _RE0 = 0;          /* E portunu çıkış olarak ayarla */
    _TRISE1 = _LATE1 = _RE1 = 0;
    _TRISE2 = _LATE2 = _RE2 = 0;
    _TRISE3 = _LATE3 = _RE3 = 0;
    _TRISE4 = _LATE4 = _RE4 = 0;
    _TRISE5 = _LATE5 = _RE5 = 0;
}
/*****/
void init_pid(void){
    long Timeconst = 0x0000051E;        // 1/50
    long Coeffset = 100L<<16;          // 100 iken Vset değeri 118VDC
    long Coeff1 = 0x00037500;          // 1.3653 (65536 ile çarp hex al) 407BB
    long Icoeff = 0x00150000;         // Ki=20 (3 idi)
    pgain = 0x0000CCCC;              // Kp=0.8(0.3 idi)
    igain = Smul32(Icoeff,Timeconst);
    command = Smul32(Coeffset,Coeff1);
    feedback = 0;
    error = 0;
    cumm_error = 0;
    PKATKI = 0;
    IKATKI = 0;
    PI = 0;
}
/*****/
void InitDATA (void){
    ANGLE1=IS1=0;
    ANGLE2=IS2=0;
    ANGLE3=IS3=0;
    Vcap =0;
    Phase_off =56;
    init_pid();
}
/*****/
void Startup (void){
    IO_Init ();
    Timer1Init();
    Timer2Init();
    Capture2Init();
    ADC_Init ();
    init_PWM ();

    _T1IF = 0;    EnableIntT1;
    _T2IF = 0;    EnableIntT2;
    _IC2IF = 0;   EnableIntIC2;
    _ADIF = 0;    EnableIntADC;
}
/*****/
int main (void){
    Delay5ms(500);
    InitDATA();
    Startup();
    while (1){Nop();}
    return 0;
}
/*****/

```

Asm.s

```

-----
.equ    MILLISEC,      29492;
.global _Delay5ms
.global _Smul32

.section .text
_Delay5ms:
    push    w1
    mov     #MILLISEC, w1
    dec    w1, w1
    bra    nz, $-2

```

```

    dec    w0, w0
    bra    nz, $-8
    pop    w1
    return
;-----
_Smul32:                                     /* 32 bit rasyonel çarpım */
    push.d w8
    push.d w10
    clr    w10;

    btss   w1,#15
    bra    Loop1
    btg    w10,#0
    clr    A
    mov    w0,ACCAL
    mov    w1,ACCAH
    neg    A
    mov    ACCAL,w0
    mov    ACCAH,w1

Loop1:
    btss   w3,#15
    bra    Loop2
    btg    w10,#0
    clr    A
    mov    w2,ACCAL
    mov    w3,ACCAH
    neg    A
    mov    ACCAL,w2
    mov    ACCAH,w3

Loop2:
    mul.uu w0,w2,w4
    mul.uu w1,w2,w6
    add    w5,w6,w5
    addc   w7,#0,w6

    mul.uu w0,w3,w8
    add    w5,w8,w5
    addc   w6,w9,w6

    mul.uu w1,w3,w8
    addc   w9,#0,w9
    add    w6,w8,w6
    addc   w9,#0,w7

    btss   w10,#0
    bra    Loop3
    clr    A
    mov    w5,ACCAL
    mov    w6,ACCAH
    neg    A
    mov    ACCAL,w5
    mov    ACCAH,w6

Loop3:
    mov    w6,w1
    mov    w5,w0
    dec    w5,w5
    pop.d  w10
    pop.d  w8

    return
;-----
.end                                         ;End of File

```

ÖZGEÇMİŞ

1974 yılında Diyarbakır'ın Silvan ilçesinde doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Diyarbakır'da tamamladı. 1997 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden Elektrik Mühendisi olarak mezun oldu. 1999 yılında kazandığı Milli Eğitim Bakanlığı Yurtdışı Lisansüstü Eğitim Bursu ile Amerika Birleşik Devletleri'ne gitti. Yüksek Lisans öğrenimini Florida Eyalet Üniversitesi, Eğitim Fakültesi, Matematik Eğitimi Bölümü'nde 2001 yılında tamamladı. Aynı yıl, Florida'nın Brooksville şehrindeki Hernando Lisesi'nde matematik öğretmeni olarak görev yaptı. 2002 yılında Türkiye'ye döndü. 2003 yılı Mayıs ayından itibaren Kocaeli Üniversitesi, Sivil Havacılık Yüksekokulu, Uçak Elektrik-Elektronik Bakım Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.