

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AKIM BİLEŞENLERİNİN
OPTİMAL ADAPTİF ÖLÇÜMÜ

DOKTORA TEZİ

M. Server FIRAT


104652


Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.


Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK


Tez Danışmanı : Doç. Dr. M. Ali YALÇIN

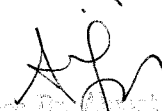
Bu tez 04/02/2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği/Oyçokluğu ile kabul edilmiştir.


Doç. Dr. M. Ali YALÇIN
Jüri Üyesi


Prof. Dr. Osman GEÇERİCİ
Jüri Başkanı


Yrd. Doç. Dr. Ayhan ÖZDEMİR
Jüri Üyesi


Doç. Dr. A. Cenk SAMANCI
Jüri Üyesi


Yrd. Doç. Dr. Mustafa ÖZALP
Jüri Üyesi

TEŞEKKÜR

Tez çalıőmamın baőlangıcından itibaren, bütün aőamalarında maddi ve manevi desteğini sabırla sürdüren değerli danıőman hocam Sayın Doç.Dr. M. Ali YALÇIN'a ve bu çalışmada konunun çözümlemesindeki yardımlarından dolayı, ortak danıőman hocam Sayın Yrd. Doç Dr. Ayhan ÖZDEMİR'e teőekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR -----	ii
İÇİNDEKİLER-----	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR -----	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ-----	viii
TABLolar LİSTESİ -----	xi
ÖZET-----	xiv
SUMMARY -----	xv
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ -----	1
BÖLÜM 2.	
ÖLÇME SİSTEMLERİ -----	12
2.1 Akım ve Güç bileşenleri -----	12
2.2 Reaktif ve Sinüsoidal Olmayan Bileşenler-----	15
2.3 Akım ve Güç Bileşenleri İçin Kullanılan Yöntemler -----	21
BÖLÜM 3.	
SAYISAL SİSTEMLER -----	29
3.1 Sayısal İşaretler-----	29
3.1.1 Dizinin Ötelenmesi-----	30
3.1.2 Periyodik Diziler -----	30
3.1.3 Ayrık Zamanlı ve Örneklenmiş Veri Sistemleri -----	31
3.1.4 Ayrık Zamanlı Sistemlerin (AZS)Özellikleri -----	33
3.1.4.1 AZS nin Doğrusallık Özelliği -----	34
3.1.4.2 Zamanla Ötelenme -----	34
3.1.4.3 Nedensellik -----	34

3.2 Sayısal Filtreler-----	35
3.2.1 Sayısal Filtrenin Anatomisi-----	36
3.2.2 Bir Sayısal Filtrede Ayrık Zaman İntegrasyonu-----	38
3.3 Analog ve Sayısal Filtre İlişkileri -----	42
BÖLÜM 4.	
ADAPTİF FİLTRE YAPILARI-----	44
4.1 Transversal Filtre-----	44
4.2 Kafes Filtre -----	45
4.3 Sistolik Dizi-----	47
BÖLÜM 5.	
ADAPTİF FİLTRE ÇÖZÜMLERİ -----	51
5.1 En Küçük Karesel Ortalama Yöntemi (LMS) -----	53
5.2 Performans Fonksiyonu -----	56
5.3 Adaptif Filtre Uygulamaları -----	58
BÖLÜM 6.	
OPTİMUM DOĞRUSAL FİLTRELEME -----	61
6.1 Ortogonalite Yöntemi-----	62
6.2 Minimum Ortalama Karesel Hata -----	67
BÖLÜM 7.	
ADAPTİF GÜRÜLTÜ ÖNLEME -----	70
7.1 Elektrokardiyografi(ECG) İşaretlerindeki Gürültünün Önlenmesi -----	73
7.2 Konuşmadaki Akustik Gürültünün Azaltılması -----	75
7.3 Adaptif Ses Güçlendirme-----	75
7.4 Adaptif Akım Ölçme Uygulaması -----	77
BÖLÜM 8.	
SAYISAL OPTİMAL ADAPTİF ÖLÇME ALGORİTMASI-----	80
8.1 OPAD Ölçme Yönteminin Yapısı-----	81
8.2 Eğitim Fazı -----	83

8.3 Adaptif Filtre Katsayıları-----	86
8.4 Optimal Adaptif Filtre Katsayıları -----	88
8.5 Ölçme Fazı-----	91
8.6 OPAD Frekans Cevabının İncelenmesi-----	93

BÖLÜM 9.

UYGULAMA VE SİMULASYON -----	99
9.1 Eğitim Fazının Çalışması ve Optimal Katsayılar -----	99
9.2 Ölçme Fazının Çalışması ve Akım Bileşenleri -----	100

BÖLÜM 10.

SONUÇLAR -----	132
----------------	-----

BÖLÜM 11.

TARTIŞMA VE ÖNERİLER -----	134
----------------------------	-----

KAYNAKLAR-----	136
----------------	-----

ÖZGEÇMİŞ -----	143
----------------	-----

SİMGELER LİSTESİ

$v(t)$: Gerilimin Ani Değeri.
$i(t)$: Akımın Ani Değeri
$p(t)$: Gücün Ani Değeri
V	: Gerilimin Etkin Değeri
I	: Akımın Etkin Değeri
f	: Frekans
ω	: Açısal Frekans
P_{dc}	: Gücün Ortalama (DC) Değeri
$P_{2\omega}$: Gücün 2ω Frekanslı Bileşeni
I_a	: Akımın Aktif Bileşeni
I_r	: Akımın Reaktif Bileşeni
I_h	: Akımın Harmonik Bileşeni
ϕ	: Yükün Güç Açısı
t	: Zaman
n	: Harmonik Bileşen Sayısı
P	: Aktif Güç Bileşeni
Q	: Reaktif Güç Bileşeni
S	: Görünür Güç
$x(k), y(k)$: Bir işaretin k . anındaki örnekleme değerleri
$x(k+1), x(k-1)$: Bir işaretin k . anından itibaren ileri ve geri ötelenmiş değerleri
$y(k)$: Filtre Çıkış İşaretinin Ayrık Değeri
T_s	: Örnekleme Periyodu
$i(k)$: Akım İşaretinin Örneklenmiş Ani Değeri
$v(k)$: Gerilim İşaretinin Örneklenmiş Ani Değeri
$i_a(k)$: Akımın Aktif Bileşeninin Örneklenmiş Ani Değeri
$i_r(k)$: Akımın Reaktif Bileşeninin Örneklenmiş Ani Değeri
$i_h(k)$: Akımın Harmonik Bileşeninin Örneklenmiş Ani Değeri

$e(k)$: Adaptif Filtrede Hatanın Ayrık Değeri
$i_{ref}(k)$: Adaptif Filtrede Referans Akımının Ayrık Değeri
i_{ga}	: Aktif Akım Bileşeninin Referans Değeri
i_{gr}	: Reaktif Akım Bileşeninin Referans Değeri
i_{gh}	: Harmonik Akım Bileşeninin Referans Değeri
$d(k)$: Adaptif Filtrede İstenen Çıkış İşareti
$w(k)$: Adaptif Filtrede Ağırlık Katsayısı
$E(k)$: Adaptif Filtrede Seçilen Performans İndeksi
s	: Gürültü Bileşenli Herhangi Bir İşaret
n_0	: İşaretin Gürültü Bileşeni
n_1	: Bağımsız Gürültü İşareti
K_I	: İntegral Katsayısı
β	: Sayısal Filtre Güncelleme Katsayısı
J	: Performans Fonksiyonu
J_{min}	: Minimum Ortalama Kareler Hata
AZS	: Ayrık Zamanlı Sistemler
SVC	: Statik Var Kompanzator
STATCOM	: Gelişmiş Statik Var Kompanzator
AGF	: Adaptif Güç Filtresi
TCR	: Tristör Kontrollü Reaktör
TSFC	: Tristör Anahtarlama Sabit Kapasitör
LP	: Kafes Filtre
SD	: Sistolik Dizi
FIR	: Sonlu Birim Basamak Cevaplı Filtre
IIR	: Sonsuz Birim Basamak Cevaplı Filtre
LMS	: Ortalama En Küçük Kareler Algoritması
RLS	: Rekorsif En Küçük Kareler Algoritması
QRD-RLS	: QRD Ayrıştırılabilir Rekorsif En Küçük Kareler Algoritması
FTF	: Hızlı Transversal Filtre
OPAD	: Optimal-Adaptif (Ölçme Yönteminin Özel İsmi)

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1 Bir Güç Şebekesinde Tristör Kontrollü Reaktör (TCR) ile Reaktif Güç Kompanzasyonu ve Ölçme Devresi -----	2
Şekil 1.2 Ölçme Devresinin Tristör Anahtarlama Sabit Kapasitörlü (TSFC) Bir Kompanzasyon Devresinde Kullanılışı -----	2
Şekil 1.3 Bir Güç Şebekesinde Aktif Güç Filtresinin Bağlantı Şeması -----	3
Şekil 1.4 Aktif Güç Filtresinin Bağlı Olduğu Herhangi Bir Şebekedeki Gerilim ve Yük Akımının Bileşenleri (U_{ϕ} , i , i_1 , i_h) -----	3
Şekil 2.1 Yük Akımı, Gerilimi ve Gücünün Ani Değerlerinin Ölçülmesi-----	12
Şekil 2.2 Güç Fazörü ve Bileşenleri -----	16
Şekil 2.3 Akım Fazörü ve Bileşenleri -----	16
Şekil 2.4 a) Sabit Elektromekanik Röle Anahtarlama Kompanzasyon. b) Statik-Var Kompanzasyon, (SVC) -----	18
Şekil 2.5 Akımın Aktif, Reaktif ve Harmonik Bileşenlerinin Ani Değer Değişimleri -----	20
Şekil 2.6 a-b-c Koordinat sisteminin, α - β Koordinat Sistemine Dönüşümü-----	23
Şekil 2.7 SVC İçin, Ölçme Devresinde “p-q teorisinin” Kullanımı-----	25
Şekil 2.8 P.Filipski'nin Geliştirdiği Reaktif Akım Ölçme Blok Şeması -----	26
Şekil 2.9 P.Filipski'nin Geliştirdiği Reaktif Güç Ölçme Devresi-----	27
Şekil 2.10 Hilbert Dönüşümü ile Akım Bileşenlerinin Elde Edilmesi -----	27
Şekil 2.11 Üç Fazlı Şebekede Güç Parametrelerini(GF, S, P,Q) Ölçmek İçin Kurulan Mikroişlemci Tabanlı Ölçme Devresinin Prensipteki Şeması -----	28
Şekil.3.1 Analog Bir İşaretin Sayısal Biçimde Örneklenmiş Durumu -----	29
Şekil 3.2 Bir Ayırık- Zamanlı Sistemin Blok Şeması -----	31
Şekil 3.3 Örneklenmiş Veri Sisteminin Blok Diyagramı ve İşaretleri -----	32
Şekil 3.4 Geri Besleme Kolunda Bir Sayısal Bilgisayarlı Kapalı-Çevrim Sistem-----	32
Şekil 3.5 İleri Besleme Yolunda Sayısal Bilgisayarlı Kapalı-Çevrim Sistem-----	33
Şekil 3.6 Kapalı çevrim ayırık-zamanlı bir sistem şeması -----	33

Şekil 3.7 Giriş ve Çıkış İşaretleri ile Bir Sayısal Filtre Bloğu-----	35
Şekil 3.8 Analog İşaretden Bir Boyutlu Ayrık Zaman Bileşenlerinin Üretilmesi.	
a) Sürekli-Zaman Sinyali (ani değişim) Değerleri	
b) Aynı İşaretin Ayrık-Zaman Bileşenleri -----	36
Şekil 3.9 Bir Sayısal Filtrenin Yapısını Oluşturan Temel Elemanların Gösterimi.	
a) Toplayıcı, b) Çarpıcı, c) Pozitif geciktirici, d) Negatif geciktirici -----	37
Şekil 3.10 Ayrık-Zamanlı İşaret İçin Kullanılan Dikdörtgen İntegrasyon	
Yöntemi ve Blok şeması-----	38
Şekil 3.11 Ayrık-Zamanlı İşaret İçin Kullanılan Basamak İntegrasyon Yöntemi	
ve Blok Şeması -----	40
Şekil 3.12 (a) t-Düzleminde ve (b) s- Düzleminde Sürekli- Zamanlı,	
(c) z-Düzleminde Tanımlanmış Ayrık-Zamanlı İntegral Alıcılar -----	41
Şekil 3.13 RC Karakterli Analog Filtre ile Giriş ve Çıkış İşaretleri-----	42
Şekil 3.14 (ADC) ve (DAC) Kullanılarak Gerçeklenen Bir “Sayısal Filtre” Yapısı	
ile Giriş ve Çıkış İşaretleri -----	43
Şekil 4.1 “Transversal Filtre” nin Prensi Şeması -----	44
Şekil 4.2 “Kafes Kestirici-(LP)” Filtrenin Yapısı -----	46
Şekil 4.3 Sistolik Dizi (SD) Hücre Elemanları.	
a) Sınır hücresi, b) Dahili hücre -----	47
Şekil 4.4 Dikdörtgen Yapıda Bir “Sistolik Dizi” Şeması-----	48
Şekil 4.5 Üçgen SD’ nin Yapısal Şeması -----	49
Şekil 4.6 IIR Filtrenin Yapısal Şeması -----	50
Şekil 5.1 Bir Sistemin Adaptif Yapıda Tanımlanması. -----	53
Şekil 5.2 Adaptif Transversal Filtrede “Kontrol Algoritmasının” Yapısal Şeması-----	55
Şekil 5.3 Adaptif Filtrenin Farklı Uygulama Modelleri.	
a.) Tanımlama, b.) Ters modelleme, c.) Kestirim, d.) Gürültü Önleme -----	59
Şekil.6.1 Filtre Probleminin İstatistiksel Olarak Tanımlayan Blok Diyagramı -----	61
Şekil 6.2 Lineer Kestirimde Filtre Cevapları: (a) Birim Basamak Cevabı,	
(b) Filtre Girişi, (c) Filtre Girişinin Zamanca Ötelenmiş Versiyonu,	
(d) $k=3$ anında Filtre Çıkışının Hesaplanması -----	63
Şekil 7.1 Adaptif Gürültü Önleme Şeması-----	70
Şekil 7.2 Adaptif Gürültü Önleyicinin (ECG)’ de Kullanılması-----	74
Şekil 7.3 Ses Kalitesi İçin Kullanılan Adaptif Gürültü Önleme Şeması-----	76

Şekil 7.4 Analog Tip Adaptif Akım Ölçme Yönteminin Şeması -----	77
Şekil 7.5 İdeal Bir Çentik Filtrenin Frekans Cevabı -----	78
Şekil 8.1 OPAD Ölçme Yönteminin Çalışma Prensibi -----	81
Şekil 8.2 Eğitim Fazının Blok Şeması -----	84
Şekil 8.3 OPAD Ölçme Fazının Çalışma Şeması -----	91
Şekil 8.4 Ölçme Sisteminin Transfer Fonksiyonu İçin Kullanılan Blok Şeması -----	94
Şekil 8.5 OPAD Ölçme Algoritmasının Elde Edilen Frekans Cevabı Eğrileri -----	97
Şekil 9.1 Eğitim Fazında i Giriş, i_d Çıkış ve i_{ref} Referans Akımlarının Değişimleri ---	100
Şekil 9.2 Eğitim Fazında Elde Edilen “hatanın karesel ortalaması”nın Değişim Eğrisi -----	100
Şekil 9.3 Giriş Akımı (i), Harmonik Bileşeni (i_{gh}) ve Ölçme Devresi Çıkışında Elde Edilen (i_h) Değerlerinin Değişim Eğrileri: a) 0-0.25s. aralığı, b) 0.15-0.2s ölçekli -----	102
Şekil 9.4 (i) Giriş Akımının Aktif Bileşeni (i_{ga}), ve Ölçülen Çıkış Değeri (i_a)’nın Ani Değerlerinin Değişim Eğrileri: a) 0-0.25s. aralığı, b) 0.15s.-0.2s. ölçekli -----	103
Şekil 9.5 (i) Giriş Akımının Reaktif Bileşeni (i_{gr}), ve Ölçülen Çıkış Değeri (i_r)’nin Ani Değerlerinin Değişim Eğrileri: a) 0-0.25s. aralığı, b) 0.15s.-0.2s. ölçekli -----	104
Şekil 9.6 (i) Giriş Akımının Ölçülen Aktif Bileşeni (i_a), Reaktif Bileşeni (i_r) ve Harmonik Bileşeni (i_h) nın, OPAD Çıkışında Elde Edilen, Ani Değerlerinin Değişim Eğrileri: a) 0-0.25s. aralığı, b) 0.15s.-0.2s. ölçekli -----	105
Şekil 9.7 $\varphi_1=0^R$ ve Harmoniksiz Akımın Ölçülen Bileşenleri; (i_a) aktif, (i_r) reaktif ve (i_h) harmonik akımlarının ani değerlerinin değişimleri; a) 0-0.35s. b) 0-0.2s. aralığı -----	107
Şekil 9.8 $\varphi_1=-0.82^R$ ve Harmoniksiz Akımın OPAD Çıkışında Ölçülen (i_a) Aktif, (i_r) Reaktif ve (i_h) Harmonik Bileşenlerinin Ani Değerlerinin Değişimleri; a) 0-0.35s., b)0-0.3s. ölçekli-----	108
Şekil 9.9 $\varphi_1=-0.82^R$ ve $I_3=\%43$ 3.Harmonik($\varphi_3=0.49^R$)’ li Akımın Giriş (i_{ga}) ve Ölçülen (i_a) Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. aralıklarında -----	109
Şekil 9.10 $\varphi_1=-0.82^R$ ve $I_3=\%43$ 3.Harmonik($\varphi_3=0.49^R$)’ li Akımın Giriş (i_{gr}) ve Ölçülen (i_r) Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s.ölçekli -----	110

- Şekil 9.11 $\varphi_1=-0.82^R$ ve $I_3=\%43$, 3.Harmonik($\varphi_3=0.49^R$)' li Akımın Giriş Harmonik (igh) ve Ölçülen Harmonik (ih) Bileşenleri;
a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 111
- Şekil 9.12 $\varphi_1=-\pi/2^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. Ölçekli ----- 112
- Şekil 9.13 $\varphi_1=-\pi/2^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 113
- Şekil 9.14 $\varphi_1=-\pi/2^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih) Harmonik Bileşenleri;
a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 114
- Şekil 9.15 $\varphi_1=+\pi/2^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli----- 115
- Şekil 9.16 $\varphi_1=+\pi/2^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 116
- Şekil 9.17 $\varphi_1=+\pi/2^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih) Harmonik Bileşenleri;
a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 117
- Şekil 9.18 $\varphi_1=+0.82^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli----- 118
- Şekil 9.19 $\varphi_1=+0.82^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Bileşenleri;
a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 119
- Şekil 9.20 $\varphi_1=+0.82^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih) Harmonik Bileşenleri;
a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 120
- Şekil 9.21 $\varphi_1=-\pi/2^R$ Yük Açılı, $I_5=\%42$, $\varphi_5=+0.57^R$ Beşinci ve $I_7=\%30$, $\varphi_7=-0.59^R$ Yedinci Harmoniklere Sahip Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Akım Bileşenleri (Tablo 9.3); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 121
- Şekil 9.22 $\varphi_1=-\pi/2^R$ Yük Açılı, $I_5=\%42$, $\varphi_5=+0.57^R$ Beşinci ve $I_7=\%30$, $\varphi_7=-0.59^R$ Yedinci Harmoniklere Sahip Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Akım Bileşenleri (Tablo 9.3); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 122

- Şekil 9.23 $\varphi_1=-\pi/2^R$ Yük Açılı, $I_5=\%42$, $\varphi_5=+0.57^R$ Beşinci ve $I_7=\%30$, $\varphi_7=-0.59^R$
Yedinci Harmoniklere Sahip Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih) Harmonik
Akım Bileşenleri (Tablo 9.3); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli----- 123
- Şekil 9.24 $\varphi_1=-\pi/2^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek
Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif
Bileşenleri (Tablo 9.4); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 124
- Şekil 9.25 $\varphi_1=-\pi/2^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek
Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif
Bileşenleri (Tablo 9.4); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 125
- Şekil 9.26 $\varphi_1=-\pi/2^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek
Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih)
Reaktif Bileşenleri (Tablo 9.4); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 126
- Şekil 9.27 $\varphi_1=-0.82^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek
Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif
Bileşenleri (Tablo 9.4); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli----- 127
- Şekil 9.28 $\varphi_1=-0.82^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek
Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir)
Reaktif Bileşenleri (Tablo 9.4); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli ----- 128
- Şekil 9.29 $\varphi_1=-0.82^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek
Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih)
Harmonik Bileşenleri (Tablo 9.4); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli----- 129
- Şekil 9.30 “Simulink” ile Gerçekleştirilen OPAD Ölçme Devresi Uygulaması----- 131

TABLULAR LİSTESİ

Tablo 8.1 OPAD Frekans Cevabı İçin Kullanılan Parametre Değerleri -----	97
Tablo 9.1 Eğitim Fazına Uygulanan $i^*(k)$ İşaretinin Harmonik Bileşen Değerleri -----	99
Tablo 9.2 Ölçme Fazına Uygulanan $i(t)$ Akım İşaretine Ait Değerler -----	101
Tablo 9.3 1.,5.,7. Harmonik Bileşenli Akımın Genlik ve Faz Değerleri-----	130
Tablo 9.4 Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek Harmonikleri İçeren ve Ölçme Fazına Uygulan Akımın Harmonik Bileşen Değerleri -----	130

ÖZET

“AKIM BİLEŞENLERİNİN OPTİMAL ADAPTİF ÖLÇÜMÜ”

Anahtar Kelimeler: Güç sistemleri, Güç ölçümü, Akım ölçme, Adaptif filtreler, Optimal filtre Adaptif işaret işleme,

Bu tezde, enerji sistemlerinde kullanılmak üzere, akım bileşenlerini ayrıştırmak için geliştirilen yeni bir sayısal karakterli optimal adaptif ölçme yöntemi sunulmaktadır. Bu çalışmada önerilen optimal adaptif ölçme yönteminde, ölçülen akımın değişen karakteristiklerini sürekli izleyebilecek hızlı cevap özelliklerine sahip, kararlı bir sayısal ölçme algoritması geliştirilmiştir.

Bilindiği gibi, sabit filtrelerde istenen genlik ve frekans cevaplarının elde edilmesi, filtre katsayılarının tasarım aşamasında, bilinen uygun yöntemlerden biri kullanılarak hesaplanması ile mümkündür. Sabit filtrenin tasarımında, üzerinde filtre işlemi gerçekleştirilecek işaretin zamanla farklı karakteristikler göstermeyeceği kabul edildiğinden, dinamik yapıdaki bir işaretin filtre edilmesinde sabit filtrelerin yetersiz kaldıkları bilinmektedir. Sabit filtrelerdeki bu eksiklik adaptif filtreler ile çözülmüştür.

Geliştirilen ölçme algoritmasının tasarımında, ölçülmek istenen akımın reaktif ve harmonik bileşenlerinin sürekli değiştiği öngörüldüğünden, ölçme algoritmasının yapısı bir adaptif filtre biçiminde tasarlanmıştır.

Gerçekleştirilen adaptif filtrede, akımın bastırılmak istenen bileşeni gürültü işareti olarak seçildiğinden, ölçme yöntemi aynı zamanda bir “adaptif gürültü önleyici filtre” uygulamasıdır. Adaptif filtre olarak tasarlanan ölçme yönteminde filtre katsayılarının optimal değerlerini elde etmek amacıyla eğitim algoritması kullanılmıştır. Eğitim algoritması ile hata değerinin minimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Sistem çıkışındaki hata değeri “en küçük kareler yöntemi” kullanılarak minimize edilmiş ve minimum hatayı veren optimal adaptif filtre katsayıları hesaplanmıştır.

Optimal adaptif yapıdaki, sunulan ölçme yönteminin, düzlemindeki transfer fonksiyonu ifadeleri elde edilmiş ve ölçme algoritmasının frekans cevabının değişiminden, geliştirilen ölçme yönteminin “adaptif çentik filtre” olarak çalıştığı görülmüştür.

Bu çalışmanın son bölümünde, geliştirilen “sayısal adaptif ölçme algoritması”, MATLAB programı kullanılarak çalıştırılmıştır. Yöntemin simülasyonu, farklı harmonik ve reaktif bileşenlerine sahip akımların ölçülmesi ile gerçekleştirilmiş ve elde edilen aktif, reaktif ve harmonik akım bileşenleri referans değerleri ile karşılaştırılarak doğrulanmıştır.

SUMMARY

OPTIMAL ADAPTIVE DETECTING OF CURRENT COMPONENTS

Keywords: Power Systems, Current Measurement, Adaptive Filters, Optimal Filter Design, Adaptive Notch Filter

In this thesis, digital adaptive measurement algorithm is proposed to decompose the current components in power systems. Evaluating of a stable digital algorithm which have fast response properties continuously following component of changing current is designed. In addition, since the base of evaluated digital measurement is happened by a digital adaptive filter. The most important subject of this thesis is the basis of adaptive filter design.

Attaining the desired amplitude and frequency response in fixed filters, at the grade design of filter coefficients, it is possible to calculate the using one of the known methods at the design of fixed filter.

Because the signal realized filter process is assumed not to show the different characteristic with time at the filtered of a dynamic signal, it is known to lack of fixed filter. This infirmity of fixed filters are solved to adaptive filters.

At the design of evaluated measurement algorithm, since being instable of current wanting to measure is forseen, the configuration of measurement algorithm is designed as an adaptive filter in the obtaining adaptive filter, since damped component of current is choosen as noisy signal, needed filter coefficients are acquiered to minimize obtained error value due to compared with referance signal of filter. Calculating of optimal values of obtained filter coefficient is realised using least mean squared algorithm.

At the last chapter of this, improved "digital adaptive measurement filter" is worked by using MATLAB software programme.

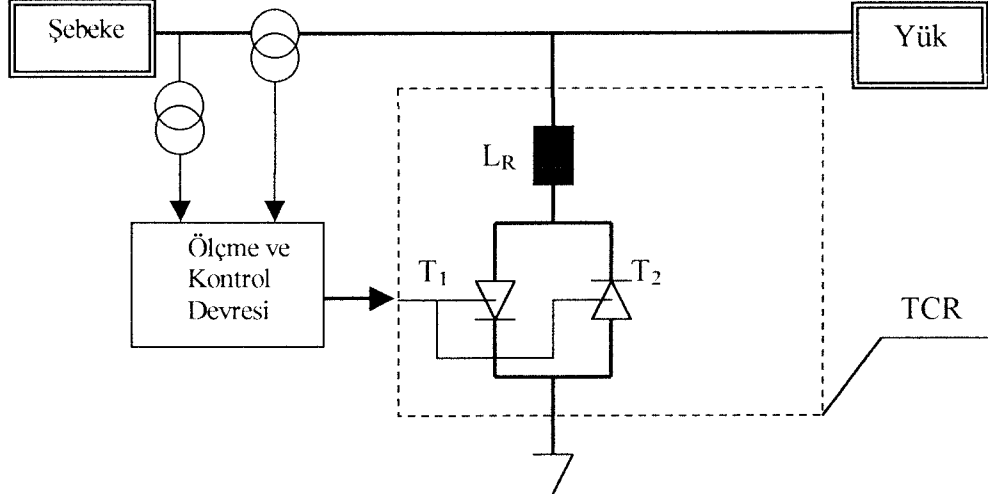
Since this algorithm is designed as "digital filter" this computer software application can be also assumed equal to as hardware application

BÖLÜM 1. GİRİŞ

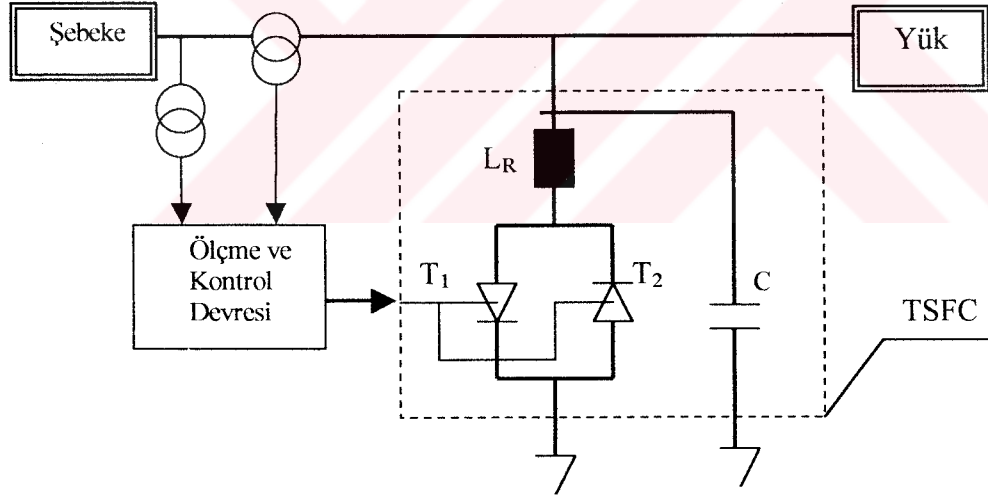
Güç sistemlerinde elektriksel büyüklüklerin ölçülmesi yıllardır araştırmacıların en başta gelen konuları arasında yer almıştır. Özellikle kontrol teorisi ve sayısal işaret işleme konularındaki gelişmeler, tasarımcıları klasik ölçme yöntemlerindeki hataların azaltılması düşüncesine yöneltmiştir. Endüstriyel kullanımı gittikçe yaygınlaşan güç elektroniği uygulamaları, ark ocakları ve doyumlu ferromanyetik çekirdekli yüklerin ürettikleri harmonik ve reaktif akım bileşenleri, bilindiği gibi, şebekeden çekilen toplam ani akımın şeklini önemli ölçüde bozmaktadır. Kıyıcı kontrollü statik Var kompanzatörlerde kullanılan yarı iletken anahtarlama elemanlarının anahtarlama işlemlerinde, akımın her periyodunda yalnızca bir kez iletim ve kesim işlemi yapabilmeleri akım işaretinin sinüsoidal formunun önemli ölçüde bozulmasına yol açmaktadır. Gücün reaktif bileşeninin kompanze edilmesi için kullanılan statik Var kompanzatörler (SVC), bu kez karşımıza bir harmonik üreticisi olarak çıkar. SVC deki, şebeke açısından, istenmeyen bu durumu önlemek için pasif filtreler kullanılmaktadır. Kıyıcı kontrollü SVC lerdeki çalışma prensibinden kaynaklanan bu olumsuzlukları gidermek için geliştirilen “Gelişmiş Statik Var kompanzatör (STATCOM)” olarak bilinen darbe genişlik modülasyonu tabanlı kompanzasyon işleminde ise, STATCOM kendisi tarafından üretilen harmoniklerin istenmeyen kısmını uygun sayıda darbe üreterek filtre edebilmektedir. Reaktif güç kompanzasyonu işleminde STATCOM, şebeke için istenmeyen harmoniklerin filtre edilmesi bakımından SVC ye göre daha üstün olarak kabul edilmesine rağmen, her iki kompanzasyon yönteminde de ani reaktif güç yerine gücün temel bileşeni kompanze edilmektedir.

Şebeke voltajında da önemli ölçüde distorsiyona sebep olan bu olumsuzlukların giderilmesi amacıyla yönelik devam eden son yıllardaki çalışmalar ise, aktif güç filtreleri (AGF) nin geliştirilmesi üzerinde yoğunlaşmıştır. Şebekedeki reaktif ve

harmonik bileşenlerden oluşan distorsiyon akımının ani değeri, aktif güç filtresi AGF tarafından kompanze edilmektedir.



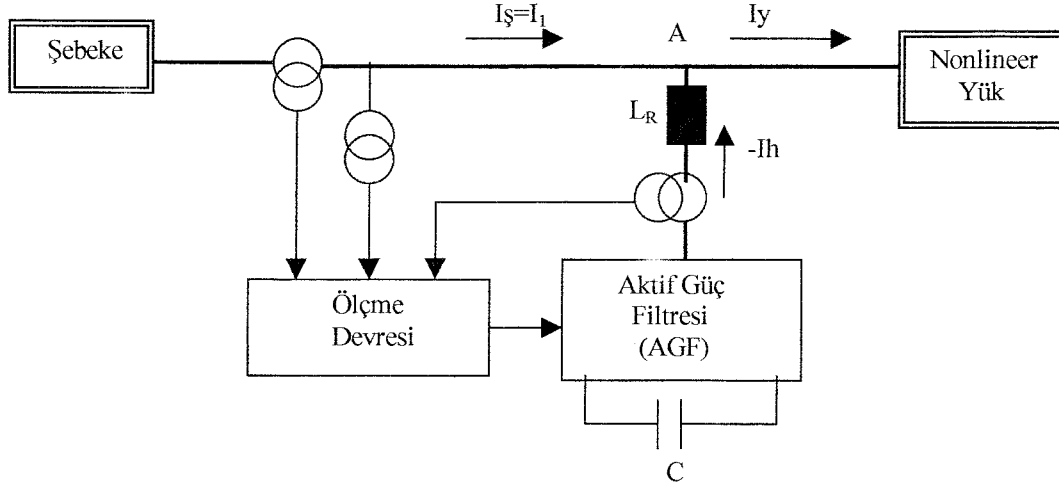
Şekil 1.1 Bir Güç Şebekesinde Tristör Kontrollü Reaktör (TCR) ile Reaktif Güç Kompanzasyonu ve Ölçme Devresi



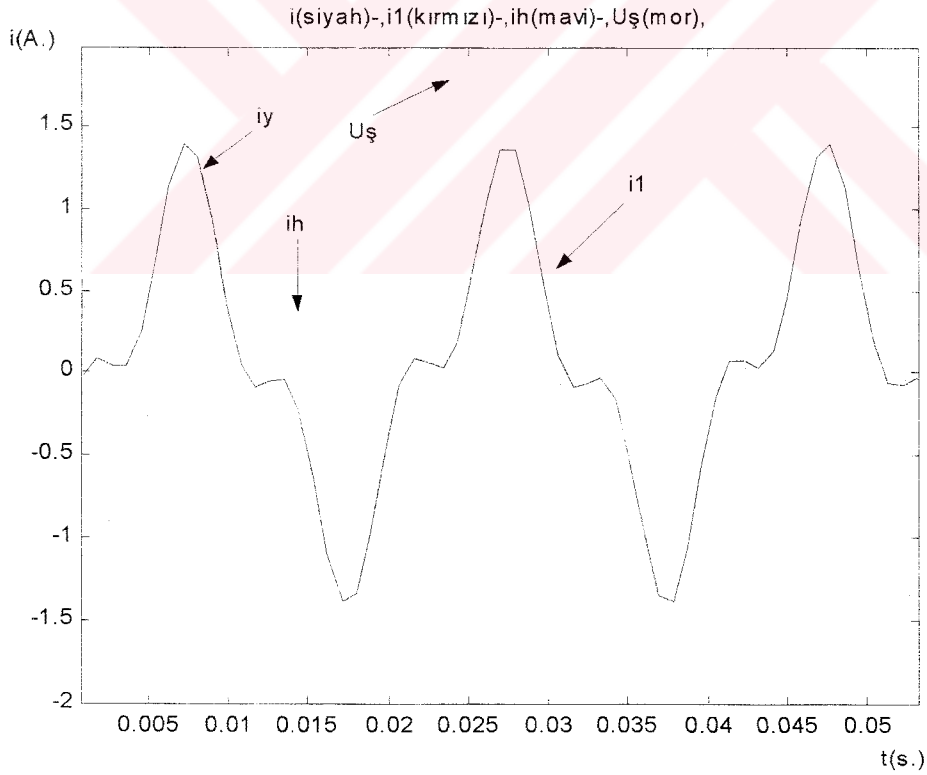
Şekil 1.2 Ölçme Devresinin Tristör Anahtarlama Sabit Kapasitörlü (TSFC) Bir Kompanzasyon Devresinde Kullanılışı

SVC ve STATCOM yöntemlerinde, şebekeden çekilen gücün kompanzasyonu için akımın etkin değeri kullanılırken, AGF de, şebekeden çekilen akımın ani değerinin ölçülmesi gerekmektedir. Dolayısıyla SVC ve STATCOM gibi yöntemlerle doğrusal olmayan yüklerin şebekeden çektikleri akımın yalnızca reaktif bileşeni kompanze edildiğinden, bir periyot boyunca bir değer ölçülmesi yeterli olmaktadır.

Buna karşılık, AGF'lerin akımın reaktif ve harmonik bileşenlerini kompanse edilebilmesi için, şebekeden çekilen akımın seçilen örnekleme zaman aralıklarında, ani değerlerinin ölçülmesi gerekmektedir



Şekil 1.3 Bir Güç Şebekesinde Aktif Güç Filtresinin Bağlantı Şeması



Şekil 1.4 Aktif Güç Filtresinin Bağlı Olduğu Herhangi Bir Şebekedeki Gerilim ve Yük Akımının Bileşenleri ($U_{\text{ş}}$, i , i_1 , i_h)

AGF' nin şebekeden çekilen gücün SVC' de olduğu gibi, yalnızca reaktif bileşenini değil, aynı zamanda reaktif güç ile birlikte gücün harmonik bileşenini de önlemesi tercih edilmesinin en önemli nedenidir. Fakat akımın reaktif ve harmonik bileşenlerinin ani değerleri üzerinde işlem yapması, AGF nin yük akımı hakkında çok daha sık aralıklarla ölçüm bilgisi almasını gerektirir. Dolayısıyla AGF lerin kullanıldığı bir şebekede, şebeke akımının ani değerlerini yeterli hız ve doğrulukta ölçebilecek bir ölçme sistemine de ihtiyaç duyulmaktadır.

Sinüsoidal ve sinüsoidal olmayan yük bileşenleri hakkında ilk olarak Steinmetz tarafından 1908'de bahsedildiği bilinmektedir. Daha sonra sırasıyla Budeanu ve Fryze şu anda bile kullanılan temel güç ifadelerini elde etmişlerdir. Güç sistemlerinde reaktif ve aktif akımların yoğun biçimde araştırılması 1960 sonrası dönemde başlamıştır.[1-4]

1980 sonrası dönemde yoğunlaşan reaktif ve harmonik akımların ölçülmesi konusunda ise, değişik metodlar üzerinde çalışılmıştır. Zaman domeninde çözümü esas alan metodlar kaynak olarak Fryze, Kursters ve Moore, Page, Akagi ve Nabae' nin çalışmalarından faydalanmaktadırlar. Zaman domeni analiz metodunda yük akımı aktif ve reaktif olmak üzere iki dik bileşene ayrıştırılmaktadır. Kaynak voltajı ile aynı fazda bulunan aktif akım bileşenine dik, diğer bileşen ise reaktif ve harmonik bileşenleri tanımlar. Bu metodun pratikteki en büyük zaafı akım genliğini elde etmek için sinyalin yalnızca bir saykılının integrasyonunu kullanmasıdır. Bu teori son olarak Ferreri, Superti Furga ve Willems tarafından geniş bir şekilde analiz edilerek tekrar yorumlanmıştır.[5-8]

Güç bileşenlerinin ölçülmesi konusunda frekans domenindeki çözümü esas alan çalışmaların en eskisinin ise, Budeanu tarafından, akımın frekans domeninde bileşenlerine doğru ve anlamlı biçimde ayrıştırılması ise Czarnecki tarafından gerçekleştirilmiştir. [9],[10]

Gerek zaman, gerekse frekans domenindeki söz konusu teorilerin en önemli ortak özelliği, ani reaktif güç teorisi üzerine kurulu olmalarıdır. Ayrıca üç fazlı sistemlerde distorsiyonlu akımın gerçek zaman ölçümü için analog devre kullanıldığından

devrede ardışıl birkaç çarpıcı elemana ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle devre yapıları karmaşık ayarlanması zor, performansları zayıftır. Bu yöntemlerin ölçme sistemleri, kullanılan elektronik elemanların parametreleri ve çalışma şartlarındaki değişimlere karşı oldukça duyarlıdır.[11]

Güç bileşenlerinin ayrıştırılmasında kullanılan “band geçiren filtre (BGF)” ler gürültü sinyalinin belirli bir frekans aralığını, “çentik filtre (ÇF)” ler ise gürültü sinyalinin belirli bir frekans değerini bastırarak suretiyle güç sinyallerinin elde edilmesini sağladıklarından sabit filtre etkileri, giriş sinyalinin frekansındaki kararsızlık durumlarında kötüleşmektedir. Çünkü bu tip filtrelerin merkez frekansı, kullanılan elemanların parametre değişimlerine duyarlıdır. BGF’ lerin performansındaki bu olumsuzluk nedeniyle, bu yöntemler ancak kararlı frekansa sahip sinyallerin ölçülmesinde kullanılır.

Hızlı fourier dönüşümü (FFT) ve ayrık fourier dönüşümü (DFT) olarak bilinen sayısal çözüm yöntemleri ile iyi filtreleme ve doğru ölçme yapılmasına rağmen, örnekleme yönteminden kaynaklanan ölçme hızlarının yavaşlığı ve adaptif çalışmaya elverişsiz oluşları en büyük eksiklikleridir. [12]

Kontrol altındaki sistem parametreleri bilinmediğinde performansını istenen seviyede tutmak için, kontrolör parametreleri otomatik olarak ayarlanabilen adaptif kontrol sistemleri kontrol devrelerinde kullanıldığı gibi, “adaptif filtreleme algoritmaları” da sayısal filtrelerin tasarımında 1950’lerin ikinci yarısından itibaren gürültü önlemek amacıyla kullanılmaya başlamıştır.[13]

İlk adaptif filtre uygulaması 1957-1960 yılları arasında General Elektrik şirketinde Howells ve Applobeum tarafından yuvarlak-kenarlı antenler üzerinde yapılan çalışmalar sırasında gerçekleştirildi. [14]

1959’ da Stanford Üniversitesinde Widrow ve Hoff en küçük- karesel ortalama (LMS) adaptif algoritması ve “Adaline” olarak bilinen sayısal devreler için, adaptif lineer tutucu ve şekil uyum şemasını kuruyordu.[15]

Rosenblatt, Cornell Aeronautical laboratuvarında , Aizermann ve çalışma arkadaşları Moskova' da Otomatik ve Telemeknik Enstitüsü'nde otomatik gradiyent araştırma makinesinin montajını , D. Gabor ve asistanları ise adaptif filtreleri birbirlerinden bağımsız ve eşzamanlı olarak gerçekleştiriyorlardı. [16]

1960' lı yılların başlarından itibaren literatürdeki çalışmaların daha çok adaptasyon, adaptif kontrol, adaptif filtreleme ve adaptif işaret işleme üzerine yoğunlaştığı görülmüş ve bu dönemde, sayısal haberleşme konusunda adaptif filtrelerin önemli bir ticari uygulaması, Bell laboratuvarlarında Lucky' nin çalışmaları sonucu gerçekleştirilmiştir.[17]

1965' de Stanford Üniversitesi'nde kurulan adaptif gürültü önleme sisteminde, elektrokardiyografi yükseltici ve kaydedicinin çıkışındaki 60 Hz frekanslı işaretin bastırılması amaçlanmıştır.[18]

1965' den bu yana adaptif gürültü önleme üzerine yapılan çalışmaların ağırlığı, genelde, periyodik işaretlerin bastırılması, elektrokardiyografi işaretlerinin görüntülenmesi, seslendirme sistemlerinde yankı sorunu, uzun mesafeli telefon iletim hatlarındaki gürültülerin giderilmesi, radar sinyalleri ve sonar sistemler konularında gerçekleşmiştir.[19],[20]

1974'de Godard tarafından, adaptif filtre probleminin çözümünde, Kalman Filtre teorisi kullanıldı. Bu tarihe kadar birkaç araştırmacı adaptif filtre problemini çözmek için Kalman Filtre teorisini uygulamasına rağmen, Godard' ın yaklaşımı çok başarılı bulunarak yaygın bir şekilde kabul gördü ve Kalman Algoritması veya "Godard Algoritması" olarak literatürde referans gösterildi.[21],[22]

1981' de Gentleman ve Kung tarafından iki aşamalı açık çevrim proses kullanmak suretiyle lineer- en küçük kareler problemi (LSA) çözümü için "Recursive-en küçük kareler (RLS) algoritması" olarak isimlendirilen bir çözüm yöntemi geliştirdi.[23]

1983 de Mc Whirter, bu algoritmanın en küçük kareler ağırlık vektörünün uygun hesaplanmasını düzeltilmiş halde tekrar tanımladı.[24]

1986 Ling ve Manolakis tarafından en küçük kareler problem çözümü için benzer bir üçgen yapı geliştirildi. [25]

1988 ile 1989 yılları arasında Cioffi, ve 1989 da Proudler, QR ayrıştırma esaslı (RLS) algoritmasının hızlı çözümünü gerçekleştirdiler. Yine 1989 da Ling tarafından, düzeltilmiş Gram-Schmidt ortogonalizasyon yöntemi kullanılarak hızlı filtre çözümleri gerçekleştirildi. [26][27]

Adaptif filtre kullanılarak gürültülerin önlenmesi konusunda, 1960'daki ilk çalışmada en küçük karesel ortalama (LMS) algoritmasını M. E. Hoff ile birlikte açıklayan Widrow, B., 1975'de kompleks LMS algoritmasını 1976'da adaptif filtrede LMS' nin statik ve dinamik öğrenme karakteristiklerini yayınladı [28],[29].

1977'de J.R.Glover ve 1992 ile 1995 yılları arasında S. Luo ve Z. Hou, analog yapıda bir adaptif gürültü önleyici filtrenin pratik uygulamasını akımın harmonik bileşenini ölçmek üzere gerçekleştirmişlerdir [30],[31].

1998'de ise W. Qun ve arkadaşları tarafından, aktif güç filtrelerinde yük akımının harmonik bileşenini ölçmek üzere, geliştirilen adaptif ölçme algoritmasındaki filtre parametreleri "Yapay Sinir Ağı (YSA)" kullanılarak elde edilmiştir.[46]

Bu çalışmada ise, yeni bir sayısal tabanlı adaptif ölçme yöntemi geliştirilmiştir. Geliştirilen adaptif ölçme devresi ile, bir güç devresinde ölçülmek istenen harmonik bileşenli herhangi bir akımın aktif, reaktif ve harmonik akım bileşenleri elde edilmektedir. Sayısal adaptif filtre olarak gerçekleştirilen ölçme yönteminin , akımın örneklenen her iki ani değeri arasında hesaplama yapabilecek şekilde geliştirilmesi hızlı ölçme yapmasını sağlamıştır. Yöntemin sayısal filtre olarak gerçekleştirilmesi, ayrıca analog tip elektronik devre elemanlarına ve devre elemanlarındaki karakteristiklere bağımlılığının azalması, dolayısıyla sistemin donanım güvenliği bakımından da istenen bir gelişmedir. Analog filtrede, filtre parametrelerinin değiştirilmek istenmesi durumunda, devre elemanının değiştirilme zorunluluğu ve istenen değeri karşılayacak elemanın temin edilemeyişi gibi zorluklar, filtre performansını olumsuz etkileyen faktörlerdendir. Filtre parametrelerinin

değiştirilmesi gerektiğinde, sayısal filtrede donanımda herhangi bir değişiklik yapılmadan, yalnızca bilgisayar editörü üzerinden yazılımda yapılacak değişiklik yeterli olmaktadır.

“Sayısal adaptif çentik filtre” olarak tasarlayıp gerçekleştirdiğimiz bu ölçme yöntemi, aynı zamanda, yeni bir “adaptif gürültü önleme uygulaması”dır. Sayısal Adaptif Filtre olarak gerçekleştirdiğimiz ölçme yönteminde, başlangıçta filtre parametreleri bilinmediğinden, ilk aşamada yöntemin bir parçası olan eğitime fazında optimum filtre katsayıları elde edilmektedir. Bu nedenle geliştirdiğimiz ölçme yöntemi için, optimal-adaptif (OPAD) ölçme yöntemi, ismi kullanılmıştır.

Güç sistemlerinde akım ölçme amacıyla kullanılan FFT ve DFT gibi sayısal filtre yöntemlerine göre, geliştirdiğimiz OPAD ölçme yöntemi, işlem basitliğine sahip olmakla birlikte, örnekleme süresi bakımından da, daha hızlı ölçme yapabilmektedir.

OPAD girişinden harmonik bileşenli akım, referans girişinden ise şebeke geriliminin temel bileşeni uygulanmaktadır. Ölçme yöntemi adaptif filtre olarak tasarlandığından, referans işareti filtre kesim frekansıdır. Bu nedenle ölçme işlemi sırasında sistemin şebeke geriliminin frekansını izlemesi sağlanmıştır.

Bu tez de sunulan optimal-adaptif ölçme yönteminde, referans sinyali çıkış akımı ile karşılaştırılmak suretiyle $e(k)$ hata işareti elde edilmektedir. Ölçme sisteminin kendi kendisini eğitebilmesini sağlayan eğitime algoritmasında, hata işareti $e(k)$ minimize edilmek suretiyle, adaptif filtrenin optimal parametreleri elde edilmektedir. Adaptif filtre katsayılarının optimizasyonu için, $e(k)$ hata değerinin karelerinin toplamını verecek şekilde, seçilen uygun bir performans ile, “en küçük kareler yöntemi” kullanılmıştır. Bu amaçla OPAD ölçme algoritması, eğitime fazı ve ölçme fazı olmak üzere iki aşamada gerçekleştirilmektedir.

Sistemin eğitime fazında, optimal filtre katsayılarının elde edilmesi için optimizasyon probleminin çözümü gerçekleştirilmekte, ölçme fazında ise, eğitime fazında geliştirilen algoritma yardımıyla, hesaplanan optimal katsayılar adaptif filtrede kullanılarak yük akımı, aktif, reaktif ve harmonik bileşenlerine ayrıştırılmaktadır.

Optimal-Adaptif yapıdaki OPAD ölçme yöntemi, daha önceki araştırmacıların geliştirdikleri analog yapıdaki ölçme devrelerinden farklı olarak, sayısal işaret işleme algoritması biçiminde düşünüldüğünden aynı zamanda bir “sayısal adaptif işaret işleme” uygulamasıdır.

Bu tezde, geliştirilen OPAD ölçme yöntemi sayısal olarak uygulanmıştır. Bilinen bir akım işareti uygulanarak OPAD ölçme sisteminin kendi kendisini eğitmesi sağlanmış, daha sonra eğitilen ölçme sistemi girişine verilen değişik yük açıları ve farklı harmonik değerlerindeki akımların bileşenleri ölçülerek elde edilmiştir. Ölçme aşamasında elde edilen akım bileşenlerinin ani değer değişimleri ile olması gereken referans işaretlerin ani değerlerin değişimleri karşılaştırılmıştır.

OPAD ölçme yönteminde sistem kendini eğitebilecek kabiliyete sahip olduğu için bugüne kadar geliştirilen adaptif ölçme algoritmalarından daha gelişmiş yapıda ve hızlı performansa sahiptir.

Bu tezin ikinci bölümünde enerji sistemlerinde akım ve güç büyüklüklerinin temel bağıntıları kullanılarak akım bileşenleri verilmekte, ayrıca güç ve akım bileşenlerinin ölçülmesi konusunda bugüne kadar yapılan çalışmalar özetlenmektedir.

Bölüm 3.’ de sayısal ve analog işaretler arasındaki ilişkiler, sayısal işaretlerin ve sayısal filtrelerin bilinen özellikleri ve temel bağıntıları verilmiştir.

Bölüm 4’ de Adaptif filtre yapıları özet olarak verilmekte FIR ve IIR filtre yapıları, Sistolik dizi ve Üçgen yapı şeklindeki adaptif filtrelerin anatomileri anlatılmıştır.

Bölüm 5’ de Adaptif filtrelerin çözümünde kullanılan çeşitli çözüm yöntemleri, formülasyonu ve şematik yapıları da verilerek anlatılmaktadır.

Bölüm 6’ da Adaptif filtrelerde kullanılan optimizasyon yöntemi üzerinde durulmakta, lineer optimizasyon hakkında bilgi verilmekte ve “en küçük kareler yöntemi” nin filtre optimizasyonunun gerçekleştirilmesinde kullanılışı açıklanmıştır.

Bölüm 7’ de, “adaptif gürültü önleme” konusunda, bugüne kadar gerçekleştirilmiş pratik uygulamalar ile adaptif akım ölçme konusundaki günümüze kadar yapılmış çalışmalar anlatılmaktadır. Adaptif filtre olarak tasarlanan çentik filtre tipindeki gürültü önleme şemalarının çalışma prensipleri de bu bölümde açıklanmıştır.

Bölüm 8’ de, geliştirdiğimiz Optimal Adaptif Ölçme Yöntemi (OPAD) tanıtılmaktadır. Bu bölümün giriş kısmında, tasarlanan ölçme yönteminin algoritması blok devre şeması olarak tüm detayları ile birlikte çizilerek sistemin çalışması kısaca özetlenmiştir. Ölçme yöntemi, bu bölümde, eğitime fazı ve ölçme fazı olmak üzere iki alt başlık altında açıklanmıştır. Eğitime fazını oluşturan sayısal algoritmanın işlemcisi blok şema olarak verilmiş, eğitime fazı algoritmasının sayısal işlemini gerçekleştiren formüllerin elde edilişi anlatılmıştır. Sistemin eğitime fazında, ölçme işlemini gerçekleştirecek olan adaptif yapıdaki sistemin, eğitilerek, adaptif filtreye ait optimum katsayılarını verecek bağıntılar, ve sistemin çıkışındaki hata değeri ile adaptif filtre parametreleri arasındaki ilişkiyi tanımlayan ifadeler elde edilmiştir.

Bölüm 8’ deki ikinci alt başlık altında, ölçme fazına ait sayısal algoritmanın çalışma şeması verilmiş, eğitime fazında elde edilen optimum adaptif filtre katsayıları kullanılarak gerçekleştirilecek ölçme işlemi için gereken ve aktif, reaktif ve harmonik akım bileşenlerini veren, bağıntılar verilmiştir.

Bölüm 8’ deki son kısımda ise, ölçme devresinin frekans düzleminde transfer fonksiyonunu veren bağıntılar çıkarılmıştır. Bu bölümde elde edilen sistemin transfer fonksiyonu bağıntısı kullanılarak, OPAD ölçme yönteminin çalışması sırasındaki frekans cevabı test edilmiştir. OPAD ölçme yönteminin transfer fonksiyonunun frekans cevabını veren çıkış eğrinin elde edilmesi ile, sistemin “adaptif çentik filtre” olarak çalıştığı doğrulanmıştır.

Bölüm 9’ da, OPAD ölçme yönteminin MATLAB 6.0 matematik işlemcisi kullanılarak gerçekleştirilen sayısal uygulamasında, elde edilen sonuçlar, Tablo ve grafikler halinde verilmiştir. Bu bölümdeki uygulama sonucunda elde edilen değerler, iki başlık halinde sunulmaktadır. Bu bölümün ilk alt başlığında, ölçme yönteminin ilk aşaması olan, eğitime fazının çalıştırılması sonucu algoritma çıkışında

elde edilen ve bu aşamayı açıklayan grafikler verilmiştir. Eğitim fazında hesaplanan giriş akımının referans değeri ile eğitim fazı çıkışında elde edilen akımın distorsiyonlu bileşeninin birbirini izlemesi gözlenmiştir.

Bölüm 9' da uygulamanın ikinci kısmında ise, ölçme fazının çalışması sonucu ölçme devresi girişine uygulanmış değişik yük açıları ve harmonik bileşenlerine sahip farklı akımlar uygulanarak, OPAD ölçme yöntemi çıkışında elde edilen akım bileşenlerinin ani değerlerinin değişimleri (ia, ir ve ih), referans değerleri (iga,igr ve igh) ile birlikte aynı grafik ortamında çizdirilerek sunulmuştur.

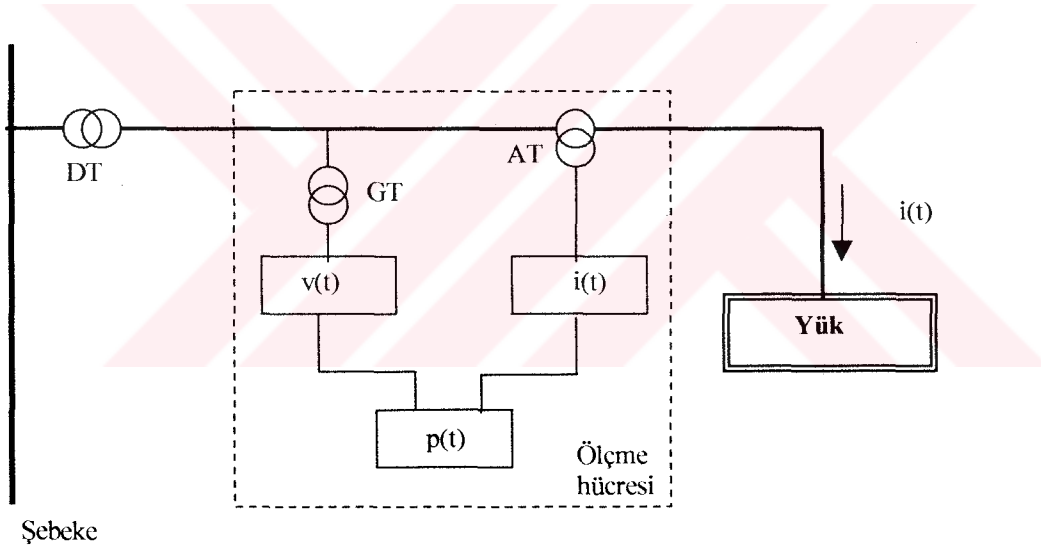
Bölüm 10' da, geliştirilen yöntem üzerinde yapılan çalışma ve elde edilen değerler ile, bu çalışmanın sonuçları özetlenmektedir.

Bölüm 11' deki "Tartışma ve Öneriler" kısmında ise, daha önce Adaptif Ölçme konusunda yapılmış çalışmalar ile geliştirilen adaptif ölçme yöntemi karşılaştırılmış, elde edilen sonuçlar göz önüne alınarak değerlendirme yapılmıştır. Bu bölümde, ayrıca, yeni yöntemin üstünlükleri ve elektrik tesislerinde uygulanabilirliği tartışılmakta ve bu konunun ne gibi yeni çalışmalarla geliştirilebileceği konusu üzerinde durulmaktadır.

BÖLÜM 2. ÖLÇME SİSTEMLERİ

2.1 Akım ve Güç Bileşenleri

Güç sistemlerinde akım ve gücün ölçülmesini farklı düşünmek, bir başka ifadeyle, güç ölçümünü akım ölçümünden, hatta gerilim ölçümünden ayrı düşünmek gücün tanımı gereği mümkün değildir. Şebekeye bağlı herhangi bir yük barasındaki gücün ölçülmesi için kullanılan en bilinen yöntem, akım ve gerilimlerin ani değerlerinin ölçülmesidir (Şekil 2.1).



Şekil 2.1 Yük Akımı, Gerilimi ve Gücünün Ani Değerlerinin Ölçülmesi

Şekil 2.1' deki gibi tek fazlı, $(\omega=2\pi / T)$ frekanslı, sinüsoidal biçimli gerilim ile beslenen devrede yük uçlarındaki gerilimin ani değer ifadesi,

$$v(t) = \sqrt{2} * V * \sin \omega * t \quad (2.1)$$

olduğunda, omik-indüktif karakterli yükün çektiği akım,

$$i(t) = \sqrt{2} * I * \sin(\omega * t - \varphi) \quad (2.2)$$

ile tanımlanır.

Bu durumda şebekeden çekilen gücün ani değeri $p(t)$.

$$p(t) = v(t) * i(t) \quad (2.3)$$

olarak ifade edilir. (2.1) ve (2.2)'deki gerilim ve akımın ani değer ifadeleri (2.3)'deki bağıntıda yerlerine yazılıp, gerekli trigonometrik dönüşümler yapıldıktan sonra tekrar düzenlendiğinde,

$$p(t) = V * I * \cos \varphi - V * I * \cos(2 * \omega * t - \varphi) \quad (2.4)$$

biçiminde iki terimli yeni güç bağıntısı elde edilir. Burada, V ve I sırasıyla gerilim ve akımın etkin değerleri, φ , yük uçlarındaki gerilim ile şebekeden çekilen akım arasındaki güç açısıdır [33].

(2.4)'deki ani güç bağıntısının ilk terimi, zamandan ve dolayısıyla frekansdan bağımsız olduğundan, gücün doğru akım bileşeni veya gücün ortalama değeri olarak tanımlanmaktadır. Söz konusu ani güç bağıntısının ikinci terimi ise, negatif bileşenleri karşılayan, gücün 2ω frekanslı bileşeni olarak bilinmektedir [34].

$$p(t) = P_{dc} + P_{2\omega} \quad (2.5)$$

(2.5) bağıntısından da görüldüğü gibi P_{dc} , zamandan bağımsız olduğundan değeri sabittir. $P_{2\omega}$ ise, gerilim ve akım sinyallerinin frekansı ω nın iki katıdır.

Eğer yük saf indüktif ise, $\varphi = -\pi/2$ olacağından, akımın ani değeri,

$$i(t) = \sqrt{2} * I * \sin(\omega * t - \pi/2) \quad (2.6)$$

bağıntısıyla elde edilir.

Bu durumda ani güç,

$$p(t) = -V * I * \sin 2 * \omega * t \quad (2.7)$$

biçiminde yalnızca sinüslü ifadeden ibarettir.

Eğer, yük saf omik karakterli ise, $\phi = 0$ olacağından, akımın ani değeri,

$$i_r(t) = I * \sin \omega * t \quad (2.8)$$

dir.

Bu durumda gücün ani değer ifadesi

$$p(t) = V * I * (1 - \cos 2 * \omega * t) \quad (2.9)$$

eşitliğiyle iki terimli olarak elde edilir.

Günümüzde bile, akım ve güç ilişkilerinin açıklanmasında referans kabul edilen 1908 de basılmış Steinmetz'in alternatif akım teorisindeki temel bağıntılarını açıklayan kitabı ve daha sonra günümüze kadar yapılmış çalışmaların bir çoğu, yukarıda da elde edilen şekilde, ani değer yöntemini kullanmışlardır[35].

Ani değerleri ölçülmüş “akım” ve “güç” büyüklüklerinin ortalama değerleri I_{or} , P_{or} akım veya gücün bir periyot boyunca n sayıdaki ani değerinin ortalaması alınarak,

$$I_{or} = (i_1 + i_2 + \dots + i_n) / n \quad (2.10)$$

$$P_{or} = (p_1 + p_2 + \dots + p_n) / n \quad (2.11)$$

ifadeleri ile elde edilebildiği gibi, (2.10) ve (2.11)'deki ortalama akım ve güç bağıntısı, aslında bir integrasyon işlemi olduğundan, sırasıyla akım ve gücün ani değerlerinin bir periyot boyunca integrali alınarak,

$$I_{or} = 1/T \int i(t) d(\omega t) \quad (2.12)$$

$$P_{or} = 1/T \int p(t) d(\omega t) \quad (2.13)$$

bağıntıları ile de hesaplanır.

Sırasıyla (2.4), (2.7) ve (2.9) daki ani güç ifadelerinin (2.12) formülü ile ayrı ayrı integralleri alındığında ,yükün üç değişik hali için ortalama güç değerleri, omik-indüktif yük durumunda $P_{or} = VI \cos \varphi$, saf-indüktif yük durumunda $P_{or} = 0$, ve saf-omik yük durumunda $P_{or} = VI$, değerleri elde edilir.

Gücün ani değer ifadesindeki birinci terim üzerinde, literatürde bugüne kadar yayınlanan makalelerde, herhangi bir tartışma veya farklı bir yoruma rastlanılmamakla birlikte, aksine, ani güç ifadesindeki osilasyonlu ikinci teriminin fiziksel yorumu ve açıklanması üzerine değişik yöntemler kullanılmaya devam edilmektedir.

2.2 Reaktif ve Sinüsoidal Olmayan Bileşenler

Aktif, reaktif ve görünür güç olarak tanımlanan ve pratik uygulamalarda en çok kullanılan bu üç bileşen, bilimsel çalışmalarda da gücün tanımlanmasında referans kabul edilmektedir [36].

Görünür güç gerilim ve akımın etkin değerleri cinsinden kompleks düzlemde,

$$S = V * I * (\cos \varphi \pm j \sin \varphi) = S * e^{\pm j \varphi} \quad (2.14)$$

biçiminde tanımlanır. Burada sırasıyla birinci terim aktif güç, ikinci terim ise reaktif güç olarak,

$$P = V * I * \cos \varphi \quad (2.15)$$

$$Q = \pm j V * I * \sin \varphi \quad (2.16)$$

eşitlikleri ile hesaplanmaktadır. Burada, φ güç açısı, $\cos \varphi$ ise güç katsayısıdır. 1920 yılında toplanan AIEE komitesinde kabul edilen bu güç kavramında, güç bileşenlerinin büyüklükleri akım ve gerilimin etkin değerleri ile belirlendiğine göre, (2.14)'deki görünür güç fazörünün büyüklüğü,

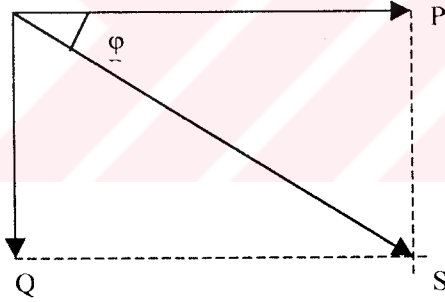
$$S = V * I, (VA) \quad (2.17)$$

ifadesi ile tanımlanır.

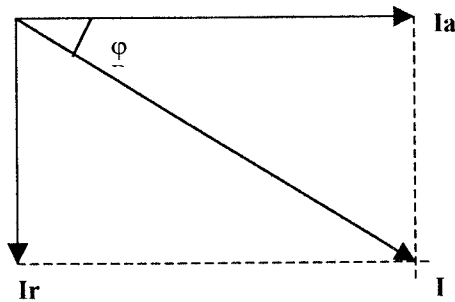
Yük uçlarındaki gerilim fazörü referans kabul edildiğinde, (2.14)'deki güç ilişkisine benzer şekilde akım fazörü de,

$$I = I * (\cos \varphi \pm j \sin \varphi) = I * e^{\pm j \varphi} \quad (2.18)$$

eşitliği ile tanımlanır.



Şekil 2.2 Güç Fazörü ve Bileşenleri



Şekil 2.3 Akım Fazörü ve Bileşenleri.

Şekil 2.3'te de görüldüğü gibi, (2.18) bağıntısından, akım fazörünün aktif ve reaktif bileşenleri, sırasıyla,

$$\mathbf{I}_a = I \cdot \cos\varphi \quad (2.19)$$

$$\mathbf{I}_r = \pm j \cdot I \cdot \sin\varphi \quad (2.20)$$

ifadeleriyle elde edilir.

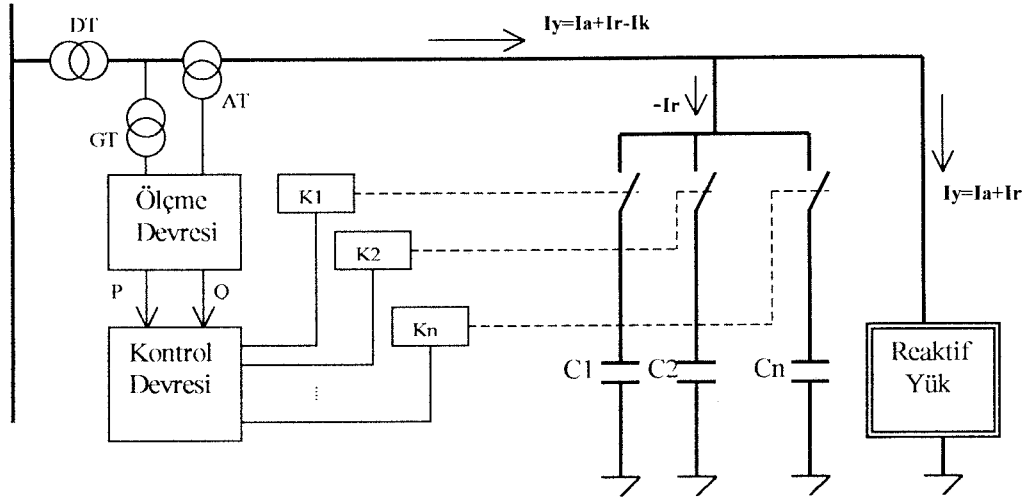
Bu durumda akım fazörü bileşenleri ile birlikte,

$$\mathbf{I} = \mathbf{I}_a + \mathbf{I}_r \quad (2.21)$$

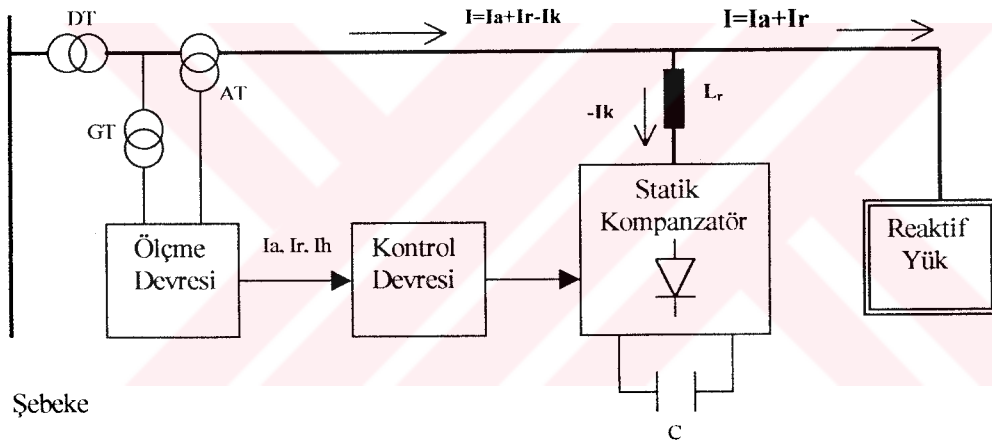
Literatürde, (2.19), (2.20) ve (2.21) bağıntılarında da tanımlanan akım bileşenleri, yük uçlarındaki gerilim ve akım dalga şekillerinin sinüsoidal olması halinde, doğru kabul edilir[1-5]. Endüstride kullanılan indüktif karakterli yüklerin neden oldukları güç ve akımın reaktif bileşenlerinin aktif bileşenlere oranla büyümesi, güç açısını arttırıp güç katsayısını düşüreceğinden güç verimi açısından istenmeyen bir durumdur.

Reaktif gücün aktif güce oranındaki yükselmenin önlenmesi olarak tanımlanabilecek “Reaktif güç (Var) kompanzasyonu” işleminde amaç, ideal olarak, güç açısını $\varphi = 0$, güç katsayısını ise, $\cos\varphi = 1$ yapmaktır. Bu konu, literatürdeki çalışmalarda detaylı olarak anlatıldığından, reaktif güç kompanzasyonundan burada sadece güç ve akımın reaktif bileşenlerinin varlığı ve ölçülmesine duyulan gereksinim açısından vurgu yapılmaktadır. Ancak, uygulamada, yük barasına bağlı reaktif güçlerin dinamik bir seyir izlemesi, başka bir ifadeyle, hızlı değişimler göstermesi sabit ve elektromekanik röle anahtarlama kompanzasyon tesisleri yerine, yarı iletken anahtarlama statik Var kompanzasyon (SVC) sistemini gündeme getirmiştir.[37]

Şekil 2.4' de elektromekanik röle anahtarlama ve SVC kompanzasyon devrelerinin prensip şemaları görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 2.4 a) Sabit Elektromekanik Röle Anahtarlama Kompanzasyon.

b) Statik-Var Kompanzasyon, (SVC)

Hızlı değişen reaktif yüklerin kompanzasyonunda gereken anahtarlama hızını, yüksek anahtarlama hızına sahip GTO, IGBT gibi, güç transistörleri ile sağlayan Statik Var kompanzatorların (SVC) değişik konfigürasyonları vardır. Ancak SVC 'lerin hepsinin ortak yönü çalışma prensiplerinin gereği, şebekeden çektikleri kompanzasyon akımı I_k 'nın sinüs dalga şeklini bozmalarıdır.[38]

Şebekeden çekilen bara akımındaki harmoniklerin nedeni, sadece baraya bağlı güç elektroniği ekipmanları değil, aynı zamanda, bu olayda önemli paya sahip olan doyumlu-reaktif bobinler ve hızlı değişen reaktif yüklerdir. Ark fırınları, ark kaynak makineleri, haddelme tesisleri gibi, endüstride önemli oranda güç çeken harmonik üreticisi yüklerin bu nedenle şebekeye harmonik uyguladıkları düşünüldüğünde, akım ve güçlerin harmonik bileşenlerinin önemi daha iyi anlaşılmaktadır.[39]

Bozuk-sinüs dalga şekline sahip akımı, farklı harmonik bileşenleri içereceğinden, yeni bileşenlerle birlikte yeniden tanımlamak gerekecektir. Yükün çalışma karakteristiğine bağlı olarak, çekilen akımın şeklinin düzgün sinüsoidal olmaması durumunda akımın yeni tanım ifadesi,

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} * I_n * \sin(n * \omega * t \mp \varphi_n) \quad (2.22)$$

biçimindedir.[40]

Burada, n : harmonik bileşen derecesini,

I_n : n. harmoniğin efektif akım değerini,

φ_n : n. harmoniğin faz açısını gösterir.

(2.22)'deki akımın ani değer ifadesi harmonik bileşenler içerdiğinden, akımın temel bileşeni ve harmonik bileşenleri toplamı iki ayrı terim olarak,

$$i(t) = \sqrt{2} * I_1 * \sin(\omega * t \mp \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} * I_n * \sin(n * \omega * t \mp \varphi_n) \quad (2.23)$$

eşitliği ile ifade edilir.

(2.23) denkleminde birinci terim akımın temel bileşenini, ikinci terim ise harmonik bileşenleri toplamının ani değerlerini tanımladığından akım ifadesini, ani değerler toplamı olarak, kısaca,

$$i(t) = i_1(t) + i_h(t) \quad (2.24)$$

biçiminde tanımlamak da mümkündür.

Açık ifadesi (2.23) denkleminde verilen $i_1(t)$ temel bileşenin trigonometrik açılımı yazıldığında,

$$i_1(t) = \sqrt{2} * I_1 * \sin \omega * t * \cos \varphi_1 - \sqrt{2} * I_1 * \cos \omega * t * \sin \varphi_1 \quad (2.25)$$

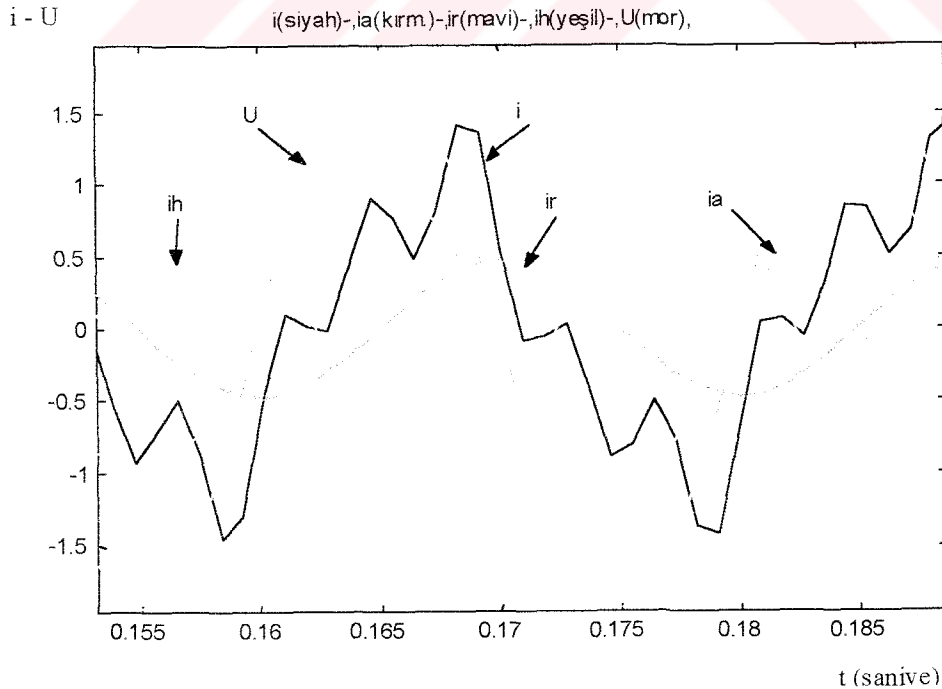
$$i_1(t) = i_a(t) + i_r(t)$$

eşitliği ile aktif ve reaktif bileşenler toplamı olarak ifade edilir.

(2.25) eşitliği (2.24) denkleminde $i_1(t)$ olarak yerine yazıldığında, $i_a(t)$ aktif, $i_r(t)$ reaktif ve toplam $i_h(t)$ harmonik bileşenleri ile birlikte akımın yeni ifadesi,

$$i_1(t) = i_a(t) + i_r(t) + i_h(t) \quad (2.26)$$

dır.



Şekil 2.5 Akımın Aktif, Reaktif ve Harmonik Bileşenlerinin Ani Değer Değişimleri

2.3 Akım ve Güç Bileşenleri İçin Kullanılan Yöntemler

Alternatif akım teorisinde, akım ve güç bileşenlerinin elde edilmesi konusundaki çalışmalar, bu yüzyılın ilk çeyreğinde akım ve gerilimin sinüsoidal durumları için büyük oranda kesinleşmiştir.[1] [2] Gücün reaktif bileşeni o yıllarda açık bir şekilde formüle edilerek tanımlanmış olmasına rağmen, pratik anlamı, endüstrileşmenin yoğunluk kazandığı 1945 sonrası yıllarda anlaşılmaya başlamış, hatta üretilen elektrik enerjisinin kullanımındaki verimlilik bilinci ile eşzamanlı olarak daha fazla analiz edilmiştir.[41]

Reaktif güç kompanzasyonunun endüstrideki kullanım alanının yaygınlaşması, beraberinde harmonik etkilerinin kompanzasyon sistemleri üzerindeki sorunlarını da gündeme getirmiştir. İkinci Dünya savaşı sonrası yarı iletken teknolojisindeki atak, güç elektroniği ve kontrol sistemleri ile birlikte sayısal bilgisayarların gelişimine basamak oluşturmuştur. Ancak yarı-iletken güç transistörlerinin güç sistemlerinde kullanımı ile, hızlı açma kapama gibi üstün anahtarlama avantajları yanında akım ve gerilimin dalga şeklinin bozulmasına neden olması, ilave harmonik problemini daha da arttırmıştır. Geride bıraktığımız yüzyılın son yirmi yılında mikroişlemcilerdeki gelişmeye paralel olarak, yarı-iletken güç anahtarları kullanılarak tasarlanan aktif güç filtreleri ile harmonik eliminasyonu çalışmaları da hız kazanmıştır.[23]

Güç sistemlerindeki bütün bu dinamik faktörler, akım ve gücün sinüsoidal olmayan şartlarda analizini zorunlu hale getirmiştir. Gerçi 1927'de Budeanu sinüsoidal olmayan şartlarda güç bileşenlerini tanımlamıştır [2]. Ancak sayısal bilgisayarların yaygınlaşması ve sayısal çözüm yöntemlerinin güç sistemlerinin analizinde kullanılmaya başlaması ile, akım ve güç bileşenlerinin sinüsoidal olmayan şartlarda analizi ve ölçülmesi üzerine yapılan çalışmalar da artmıştır. Üç fazlı güç sistemleri üzerinde yapılan çalışmalarda, üç fazlı dengeli ve dengesiz yük durumlarının yanı sıra, şebekenin simetrik olup olmaması gibi farklı durumlar da göz önünde bulundurulmaktadır.[43]

Dengesiz ve distorsiyonlu üç fazlı sistemlerin sürekli hal analizi, C. L. Fortescue tarafından 1918 de geliştirilen “simetrik bileşenler” yöntemi ile analiz edildi. Bu yöntem sayesinde, üç fazlı sistemdeki faz akımları ve gerilimlerinin, pozitif bileşen, negatif bileşen ve sıfır bileşen koordinatlarındaki izdüşümlerini veren vektörler elde edilir.[44]

Sinüsoidal olmayan durumlarda güç sistemlerinin analizi hakkında, bugüne kadar yapılmış birçok araştırmanın yanında, en detaylı çalışmalar birkaç grupta değerlendirilebilir;

Üç fazlı sistemlerin sinüsoidal olmayan durumlarda akım ve güç bileşenlerinin ayrıştırılmasını, simetrik bileşenler yöntemini kullanarak gerçekleştirmiştir. Fryze, bilinen görünür güç ifadesinin akım ve gerilim çarpanlarını harmonik bileşenleri (U_h ve I_h) ile birlikte,

$$U^2 = \sum U_h^2 \quad (2.28)$$

$$I^2 = \sum I_h^2 \quad (2.29)$$

Olarak tanımlanmış, ($S^2 = P^2 + Q^2$) görünür güç ifadesindeki reaktif gücü ise, Budeanu,

$$Q^2 = Q_1^2 + D_h^2 \quad (2.30)$$

Biçiminde temel bileşenin reaktif gücü Q_1^2 , ve toplam harmonik distorsiyonu D_h^2 olmak üzere iki bileşen halinde tanımlar.[2],[3] Bu tanımdan hareketle A.E. Emanuel ve Willems J.L. görünür gücü harmonik bileşenlerini de içerecek şekilde,

$$S^2 = S_1^2 + S_h^2 \quad (2.31)$$

elde etmişlerdir.

Burada, temel bileşenin görünür gücü $S_1 = P_1^2 + Q_1^2$, gücün S_h harmonik bileşeni ise,

$$S_h^2 = P_h^2 + Q_h^2 \quad (2.32)$$

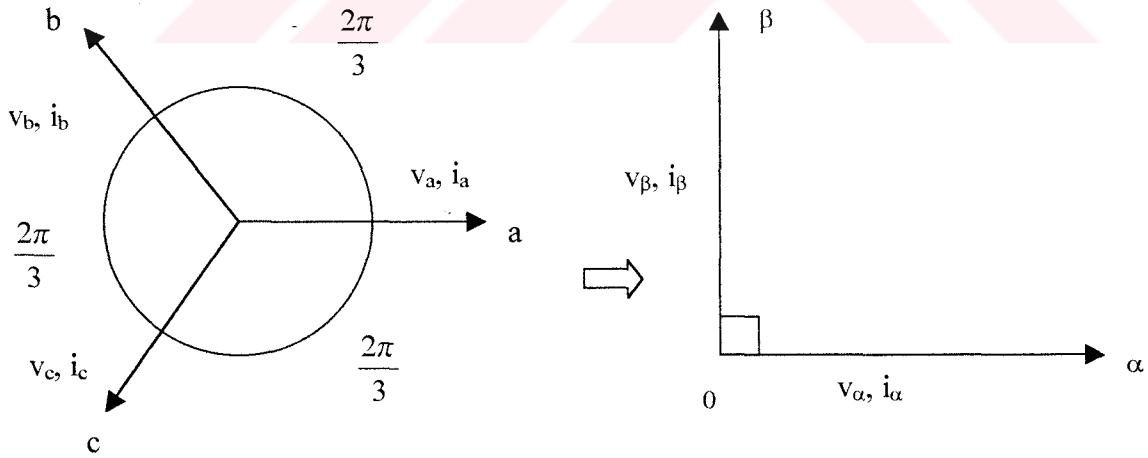
Ve harmonik bileşenlerin aktif güçlerinin toplamı ise,

$$P_h = \sum U_h I_h \quad (2.33)$$

ifadesi ile tanımlanmaktadır [36],[43].

H. Akagi, A. Nabae, üç fazlı sistemde akım ve güç bileşenlerini, "p-q teorisi" olarak açıkladıkları, bir çeşit uzay vektörleri olarak bilinen, yöntemi kullanarak elde etmektedirler. Yöntemin esası fazlara ait akım ve gerilim ani değerlerinin koordinat dönüşümü gerçekleştirilerek iki faza dönüştürülmesi olarak tanımlanabilir.[45]

"p-q teorisi" ne göre, üç fazlı sistemde, gerilim ve akımın her bir faza ait ani değerleri sırasıyla, e_a, e_b, e_c , ve i_a, i_b, i_c olarak tanımlandığında, $2\pi/3$ radyanlık açı ile saat ibresinin tersi yönünde hareket eden **a-b-c** koordinat sisteminden, α - β koordinat sistemine dönüştürülmektedir.(Şekil 2.6)



Şekil 2.6 **a-b-c** Koordinat Sisteminin, α - β Koordinat Sistemine Dönüşümü

Bu yöntemde kullanılan dönüşüm matrisi, akım ve gerilim vektörleri ile ayrı ayrı çarpılarak akım ve gerilim vektörlerinin, α - β koordinat sistemindeki izdüşümleri elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

(2.34) de verilen koordinat dönüşümlerinden, üç fazlı devrenin ani güç ifadesinin eşdeğeri bu kez, α - β dik koordinat sisteminde,

$$p = v_\alpha * i_\alpha + v_\beta * i_\beta + v_c * i_c = v_\alpha * i_\alpha + v_\beta * i_\beta \quad (2.35)$$

olarak tanımlanırken, ani reaktif güç ise,

$$q = v_\alpha \times i_\beta + v_\beta \times i_\alpha \quad (2.36)$$

eşitliği ile kartezyen çarpımları biçiminde verilmektedir.

Bu teoriyi kullanarak ani güç teorisine cebirsel yaklaşımlar geliştiren A. Ferrero, S. Furga ve arkadaşları farklı ikinci bir makalede de, akım ve güç bileşenlerini zaman ve frekans domeninde analiz etmişlerdir.[46][47]

Ref [8]'deki p-q dönüşümünü kullanarak M.Matsui ve T.Fukao ani güç bileşenlerinin ölçümünü, sabit alçak geçiren ikinci derece bir butterworth filtre (AGF) devresi yardımıyla, gerçekleştirerek bu ölçme devresini bir SVC devresinde kullanmaktadır.

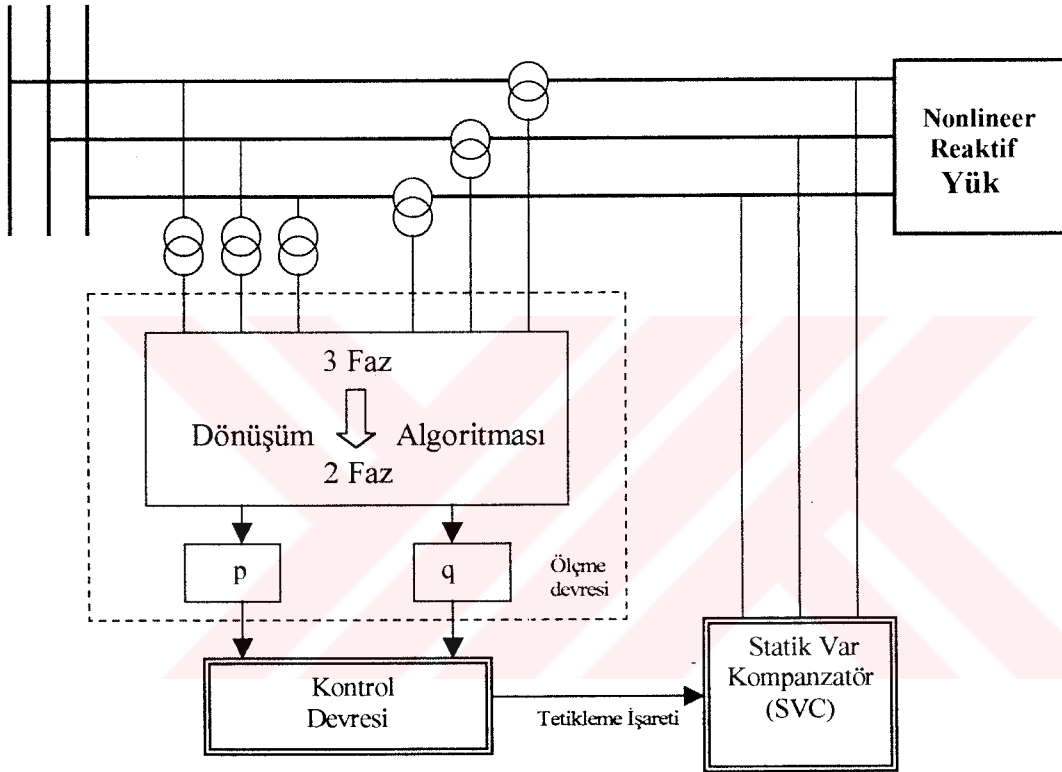
Bu çalışmada Akagi ve Nabae'den farklı olarak, dik kooordinatlarda aktif güç P ve reaktif güç Q dan ayrı S_d ve S_q negatif bileşen terimleri (2.37) deki matris çarpımı olarak tanımlanan bağıntıda verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} P \\ q \\ S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \\ v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

matris ifadesi ile elde edilmektedir [48].

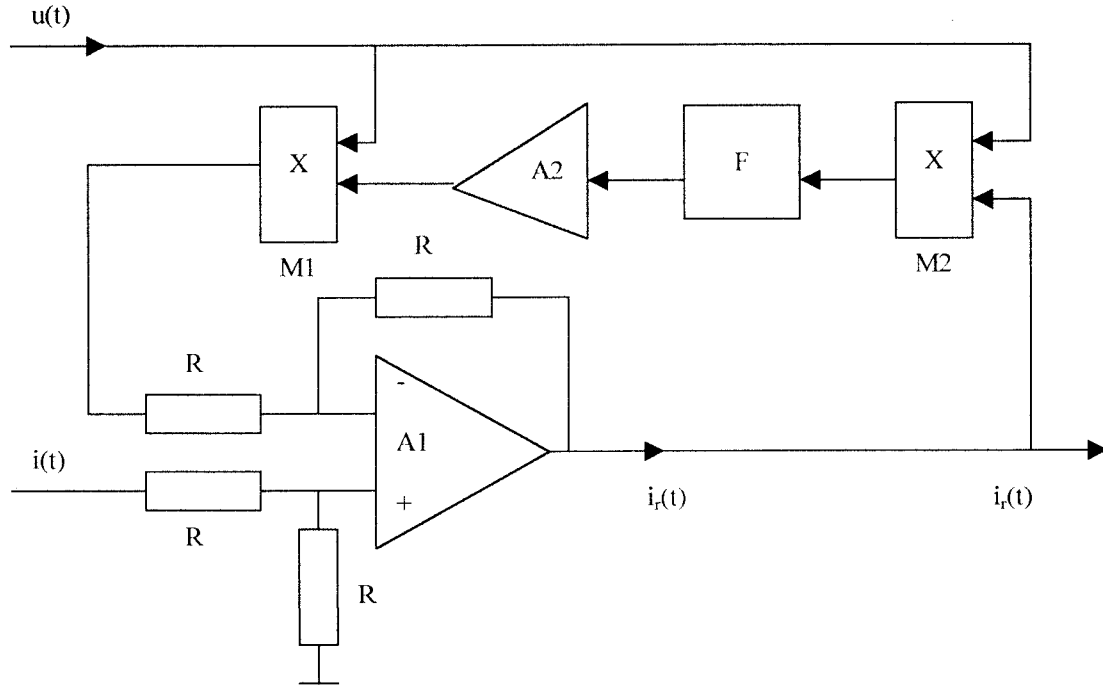
Aynı yöntemden faydalanılarak yapılan, Şekil 2.10'da da görülen benzer bir çalışmada D. A. Marshall ve J. D. Van Wyk, SVC devresinin kontrolünde ölçme devresi çıkışındaki güç bileşenlerini kullanmışlardır.[49]

R S T



Şekil 2.7 SVC için Ölçme Devresinde "p-q Teorisinin" Kullanımı

P. Filipski reaktif akım ölçümü için, analog bir reaktif akım konvertörü geliştirmiştir. Şekil 2.8'de devre şeması verilen konvertörde, A_1 fark yükseltici girişine ölçülmek istenen devre akımı $i(t)$ ile akımın aktif bileşeni $i_a(t)$ verilerek çıkışta $i_r(t) = i(t) - i_a(t)$ olarak reaktif akım elde edilmektedir.[50] Bu devrede F devre elemanı bir alçak geçiren filtre, M_1 ve M_2 ise çarpma işlemcileri, A_2 yükselticisi ise akımın dc bileşenini yükseltmek amacıyla kullanılmıştır. P. Filipski, aynı akım dönüştürücüyü de kullanarak bu kez Şekil 2.8 de blok şeması verilen güç ölçme devresini kurmuştur.[51]



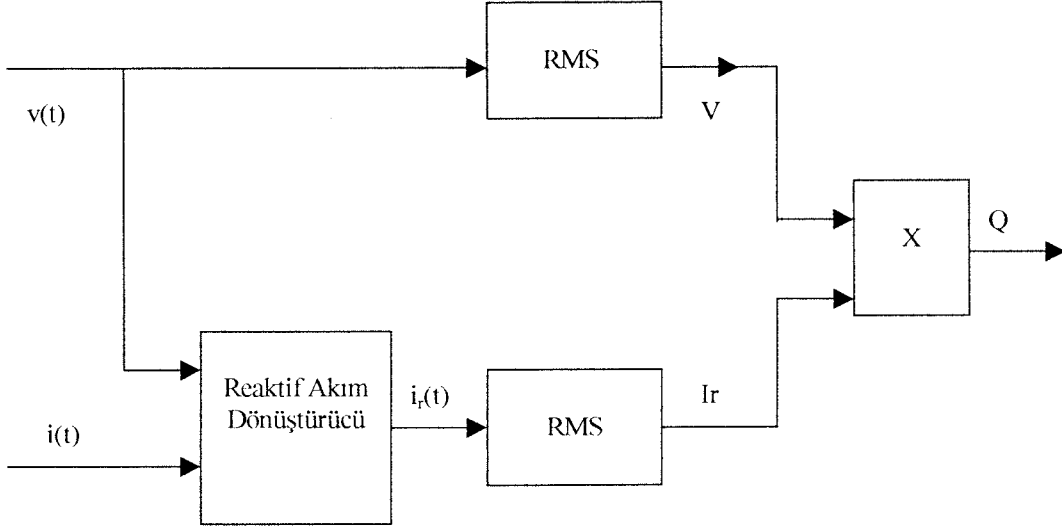
Şekil 2.8 P.Filipski'nin Geliştirdiği Reaktif Akım Ölçme Blok Şeması

P. Philipski, diğer bir çalışmasında ise distorsiyon akım ve güçlerin ölçümü için zaman domeninde "hilbert dönüşümü" nü kullanmıştır. Hilbert dönüştürücü yardımıyla Şekil 2.10'daki şemayı uygulayarak, akımın aktif i_a , reaktif i_q ve distorsiyonlu i_d bileşenlerini elde etmiştir.[52]

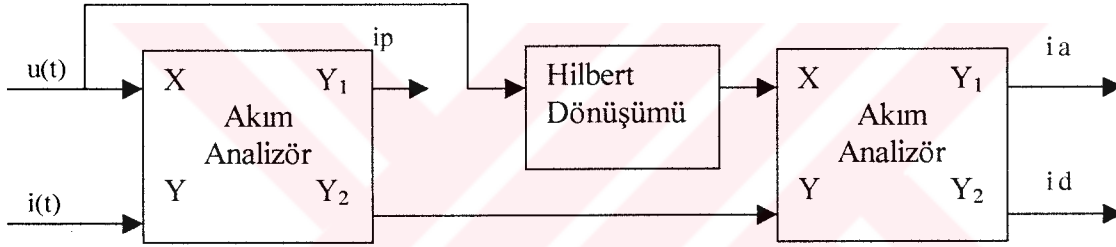
W.J.Bonwick ve P.J. Hession yalnızca analog toplama ve çarpma elemanları ile üç fazlı devrelerde, ani gücün çift frekanslı bileşenini elde etmek için, değişik devre kombinasyonları geliştirmiştir.[53]

G. Andria ve arkadaşları üç fazlı sistemlerde akım ve gücün reel ve kompleks bileşenlerini p-q teorisi yardımıyla analizini gerçekleştirerek dengeli ve dengesiz yük durumları için "hızlı fourier dönüşümü (FFT)" yöntemi ile gerilim harmoniklerinin pozitif ve negatif simetrik bileşenlerini elde etmişlerdir.[26]

M. Bertocco, C. Offelli ve D. Petri, güç ölçümleri için kullanılan değişik sayısal hesaplama yöntemlerini toplu olarak tanıtarak aralarındaki farklılıkları incelemişlerdir.[55]



Şekil 2.9 P.Filipski'nin Geliştirdiği Reaktif Güç Ölçme Devresi

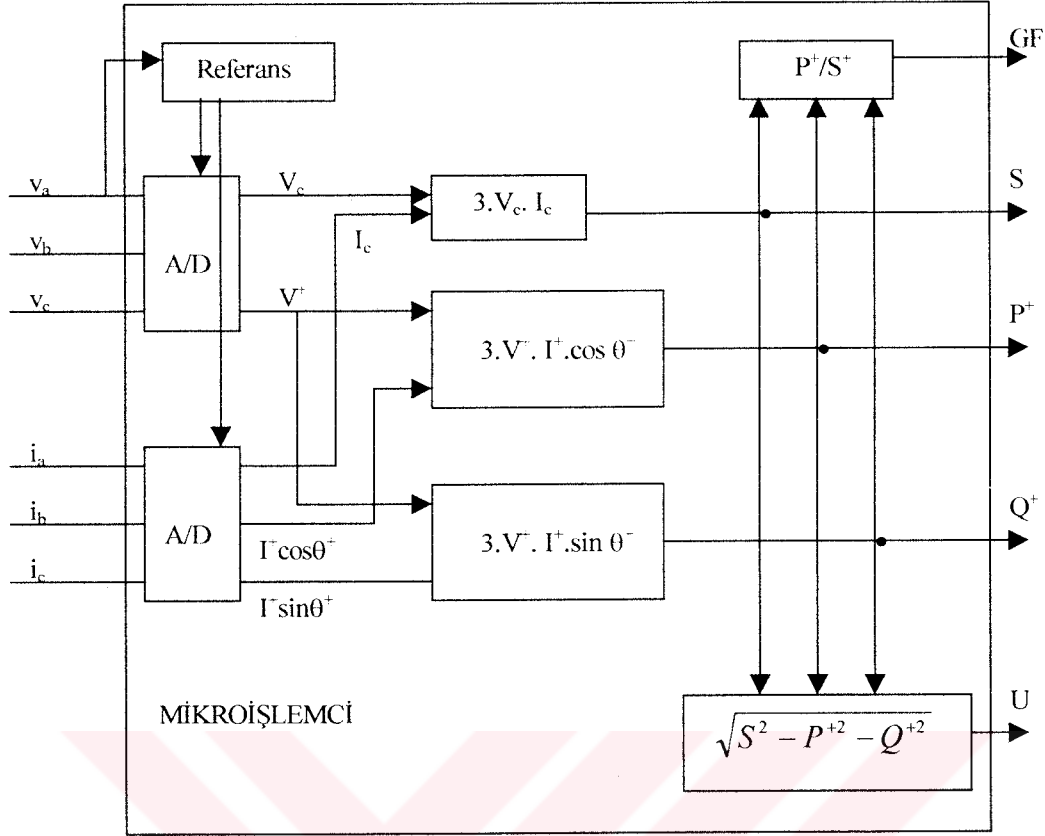


Şekil 2.10 Hilbert Dönüşümü ile Akım Bileşenlerinin Elde Edilmesi

A.E. Emanuel tarafından geliştirilen bir diğer ölçme algoritmasında ise, üç fazlı sistemin güç faktörü (GF), görünür(S), aktif (P) ve reaktif(Q) güçleri ile gerilimi(U), akım ve gerilimin simetrik bileşenleri mikroişlemci tabanlı olarak hesaplanarak ölçülmektedir (Şekil 2.15). [36]

Akım bileşenlerinin ölçülmesinde sabit filtrelerin yeterli duyarlılıkta olmayışları nedeniyle, Bölüm.7' de çalışması açıklanacak olan, akım bileşenlerinin ölçülmesi konusunda Luo ve Hou tarafından önerilen analog yapıdaki adaptif filtre kullanılarak yük akımının harmonik ve reaktif bileşenlerinin ölçümü gerçekleştirilmiştir.[31]

Adaptif filtre kullanılarak harmonik akım ölçmenin gerçekleştirildiği bir diğer çalışmada ise, Wang ve arkadaşları tarafından, filtre parametreleri yapay sinir ağı kullanılarak elde edilmektedir.[32]



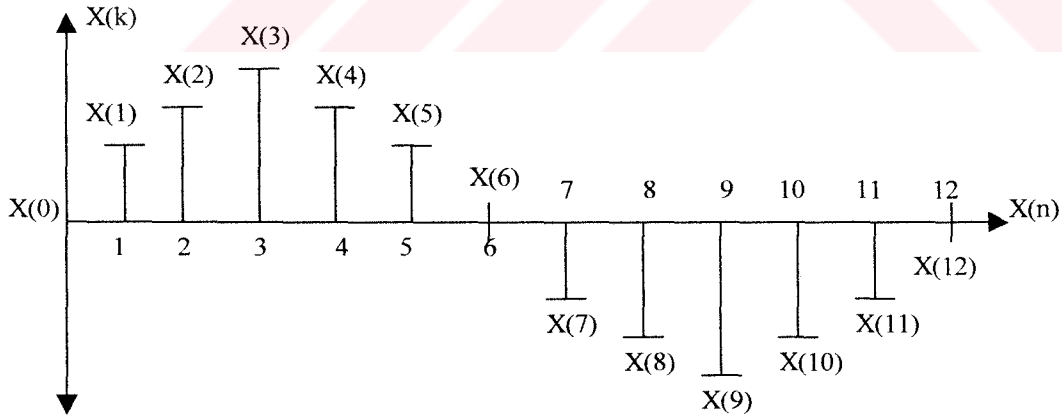
Şekil 2.11 Üç Fazlı Şebekede Güç Parametrelerini(GF, S, P,Q) Ölçmek İçin Kurulan Mikroişlemci Tabanlı Ölçme Devresinin Prensiş Şeması

Adaptif filtre kullanılarak harmonik akım ölçmenin gerçekleştirildiği bir diğer çalışmada ise, Wang ve arkadaşları tarafından, filtre parametreleri yapay sinir ağı kullanılarak elde edilmektedir.[32]

BÖLÜM 3. SAYISAL SİSTEMLER

3.1 Sayısal İşaretler

Analog işaret olarak bilinen, zamana ve genliğe göre sürekli işaretler klasik devreler teorisinde karşılaşılan akım ve gerilim türünden sinyallerdir. Yani, sürekli zamanlı analog bir işaret, sürekli bir aralık içinde herhangi bir değer alabilir. Sayısal işaret ise genliği yalnızca ayırık değerler alabilen ayırık zamanlı işaret olarak bilinmektedir. Telgraf mesajları, alfabe karakterleri, sayılar, nokta ve virgül gibi sembollerden oluşan bir sayısal işaretin yapısı pratikte, çizgiler ve noktalardan veya eşdeğer olarak bir(1) ve sıfır(0)' gibi büyüklüklerden meydana gelmiştir. Sayısal işaretin pratikteki en yaygın örneği olan sayısal bilgisayarlarda, kullanılan bilgisayarın kelime uzunluğuna bağlı olarak işaret değeri sınırlanmaktadır. Bit sayısı C olan bir bilgisayarda 2^C ayırık işaret gösterilebilir.



Şekil.3.1 Analog Bir İşaretin Sayısal Biçimde Örneklenmiş Durumu

Bu tanıma, 8 bitlik bir bilgisayarda 256 farklı sayısal işaretin bulunması durumu iyi bir örnek olarak verilebilir. Şekil 3.1.'deki sayısal işareti $x(kT)$ ile gösterilebilir. Burada k , örnekleme sayısı 0,1,2,3,...gibi, sabit T ise, örnekleme periyodu veya

örnekleme aralığı olarak adlandırılır. Sayısal işaretin alabileceği değer basamakları kuvantalama seviyesi olarak ifade edilir.

İşaretler zaman ve genlik bakımından sınıflandırıldıkları gibi deterministik ve rasgele işaret olarak da iki gruba ayrılmaktadır. Eğer işaretin herhangi bir anda alacağı değer, işaretin zamanla değişimi sinüs veya cosinüs fonksiyonu gibi belirli olup da, önceden biliniyorsa, bu tip işaretler “deterministik işaretler” olarak adlandırılır.

Rasgele işaretler de ise, herhangi bir anda işaretin alacağı değer kesin olarak bilinmemekle beraber, herhangi iki değer arasında kalma olasılığı kestirilebilmektedir.

3.1.1 Dizinin Ötelenmesi

Diziler üzerindeki en önemli işlem, $x(k)$ dizisinin ötelenme operasyonudur. Ki, ötelenmeye uğramış bir $x(k)$ dizisinin oluşturduğu yeni dizi,

$$y(k) = x(k - k_0) \quad (3.1)$$

biçiminde tanımlanabilir.

Öteleme k_0 'ın pozitif olması durumunda gecikme, negatif olması durumunda ise ilerleme olarak adlandırılır. Herhangi bir ayrık zamanlı işaret, çarpılmış ve ötelenmiş birim örnek dizilerinin toplamı biçiminde yazılabilir.

$$x(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \delta(k-n) \quad (3.2)$$

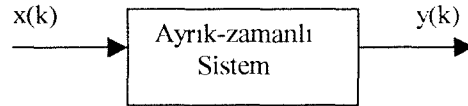
3.1.2 Periyodik Diziler

Bir $x(k)$ işareti tüm k değerleri için ve sabit bir N sayısı için,

$$x(k) = x(k+N) \quad (3.3)$$

koşulunu sağlıyorsa periyodiktir. (3.3) ifadesinin geçerli olduğu en küçük N değeri $x(k)$ ' in periyodudur. Periyodik bir sürekli-zamanlı işaretin periyodik olma şartı T örnekleme aralığı olduğuna göre, NT sürekli-zamanlı işaretin periyodunun katları şeklinde ifade edilir. $x(k) = e^{j\omega_0 k}$ gibi bir işaretin $2\pi/\omega_0$ sürekli zaman periyodu tam sayı olduğunda, $N=2\pi/\omega_0$ işaretin gerçek periyodu değildir. Gerçek periyot daha büyüktür. Başka bir ifade ile, $N=(2\pi/\omega_0)m$ durumu için, eğer $(2\pi/\omega_0)$ rasyonel değilse $x(k)$ periyodik değildir.[56]

3.1.3 Ayrık – Zamanlı ve Örneklenmiş –Veri Sistemleri



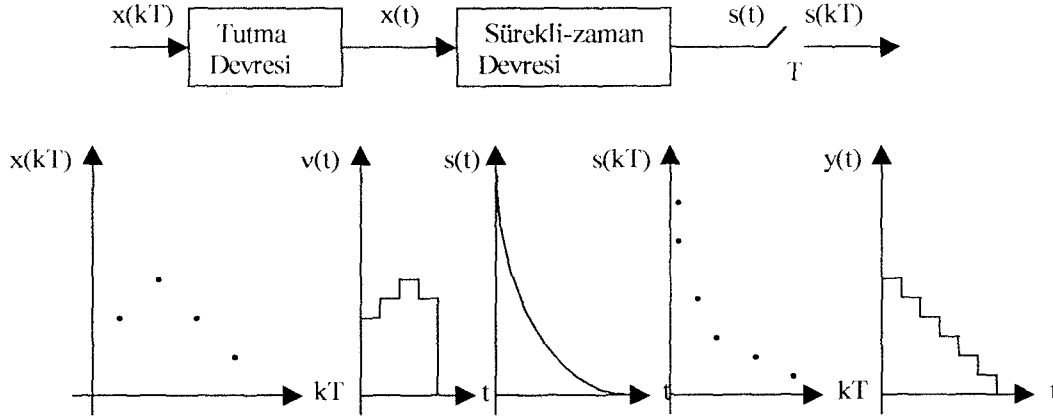
Şekil 3.2 Bir Ayrık- Zamanlı Sistemin Blok Şeması

“Ayrık-zamanlı sistemler” ifadesi direkt olarak ayrık-zaman işaretleri ile çalışan sistemleri kapsar. Bu durumda ayrık- zamanlı bir sistemin girişi de çıkışındaki gibi ayrık- zamanlı işaret olacaktır. Girişi $x(k)$ ve çıkışı $y(k)$ olan bir ayrık-zamanlı sistemin blok diyagramı Şekil 3.2’de verilmiştir. “Örneklenmiş veri sistemleri” ifadesi ise, girişi $x(t)$, çıkışı $y(t)$ olan alışılmış sürekli-zamanlı(analog) sistemleri tanımlamak için kullanılır.

Bu işaretlerin her iki ardışık örnekleme noktası arasındaki aralıkları sabit olup, sabit $x(t)$ işareti Şekil 3.3’ deki gibi bir tutma devresi kullanılarak ayrık-zaman işareti $x(kT)$ ’ den elde edilir. Bu sistemin çıkışı $s(t)$, bir sürekli-zaman fonksiyonudur. Bu durumda, $y(t)$ örnekleme noktalarında $y(t)=s(t)$ ile parça genişliği sabit forma sahip bir sistemin çıkışı olduğunda, girişi $x(t)$, çıkışı $y(t)$ olan bir veri sistemidir. Ve böyle bir veri sistemi fark denklemleri ile gösterilebilir. Bunun anlamı, “örneklenmiş-veri sistemleri” inde ayrık-zamanlı-sistemler’ e benzer şekilde çalışılır ve tanımlanabilir.

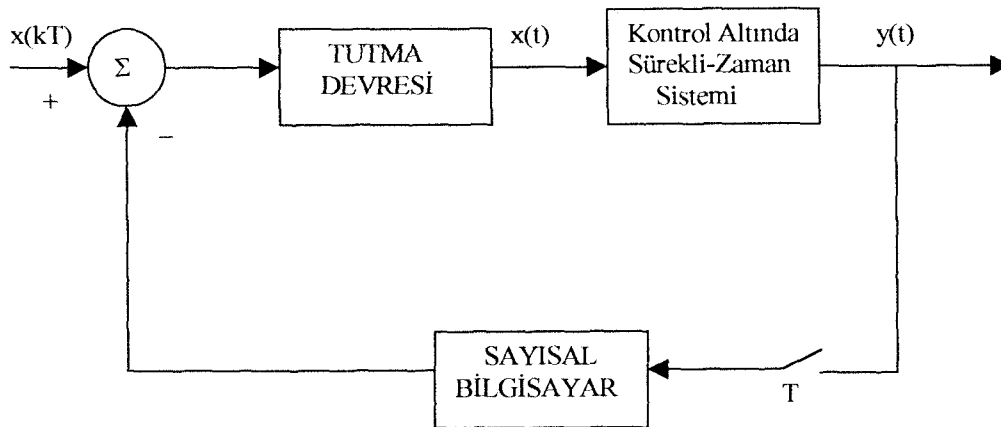
Sürekli-zaman sistemi(analog işaret) ile ayrık-zaman sistemden ibaret “örneklenmiş-veri sistemi”, literatürde “ayrık-zamanlı sistemler” olarak da tanımlanmakta birlikte bir ayrık-zamanlı sistemde, sürekli-zamanlı alt sistemler ve ayrık-zamanlı sistemlerin

değişik kombinasyonları görülebilir. Kapalı-çevrim bir ayrık-zamanlı sistemde genellikle üç değişik durumla karşılaşılır.[57]



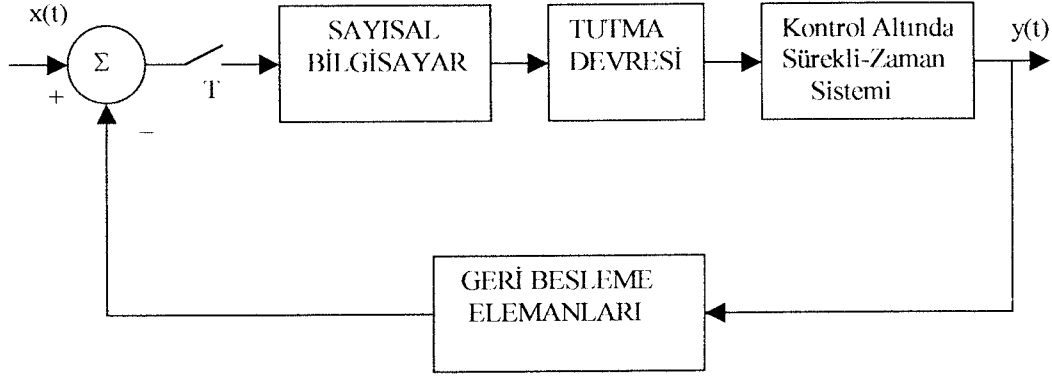
Şekil 3.3 Örneklenmiş Veri Sisteminin Blok Diyagramı ve İşaretleri

1. Şekil 3.4' deki şemada ayrık-zamanlı alt sistemi, bir geri besleme çevriminde yer almaktadır. Bu durumda bilgisayar, diğer sistemleri birlikte kontrol etmek için kullanılabilir.
2. Şekil 3.5' deki blok diyagramda, sayısal bilgisayar kapalı-çevrim bir sistemin kontrolörü olarak çalışmak üzere tasarlanmıştır.

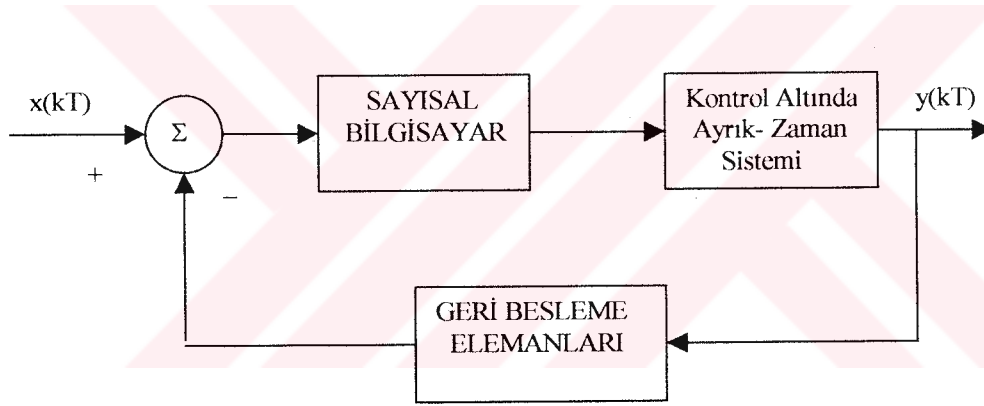


Şekil 3.4 Geri Besleme Kolunda Bir Sayısal Bilgisayarlı Kapalı-Çevrim Sistem

3. Şekil 3.6' da verilen şemada ise, kapalı-çevrim bir sistemde bütün işaretler ayrık yapıda olduğu için bütün alt sistemler de ayrık-zamanlı yapıda çalışır.



Şekil 3.5 İleri Besleme Yolunda Sayısal Bilgisayarlı Kapalı-Çevrim Sistem Şeması



Şekil 3.6 Kapalı çevrim ayrık-zamanlı bir sistem şeması

3.1.4 Ayrık-Zamanlı Sistemlerin (AZS) Özellikleri

Matematiksel olarak, bir AZS'nin tanımı, giriş işaretini veren $x(k)$ ile çıkış işaretini veren $y(k)$ arasındaki işaret ayrıklaştırma işlemi veren ilişkinin elde edilmesidir. Şekil 3.2'deki giriş ve çıkış bileşenleri $x(k)$ ve $y(k)$ yı bağlayan özel bağlantı kuralı AZS nin matematik modelini verir. Bu ilişki için,

$$y(k) = Q [x(k)] \quad (3.4)$$

eşitliği yazılabilir.

Burada Q , bir ayrık işlemcisidir.

AZS ler, aşağıda verilen özel ve ilginç bazı sayı özelliklerine sahiptir.

3.1.4.1 (AZS) nin Doğrusallık Özelliği

(AZS), $c_1, c_2, x_1(k)$ ve $x_2(k)$ için, (3.5) ifadesindeki, eşitlik sağlandığında, doğrusaldır.

$$Q[c_1 * x_1(k) + c_2 * x_2(k)] = c_1 * Q[x_1(k)] + c_2 * Q[x_2(k)] = c_1 * y_1(k) + c_2 * y_2(k) \quad (3.5)$$

Burada, c_1, c_2 , sabit ve $y_1(k), x_1(k)$ girişli sistemin, $y_2(k)$ ise $x_2(k)$ girişli sistemin çıkışıdır.

3.1.4.2 Zamanla Ötelenme

Bir AZS, her bir k_0 değeri için,

$$Q[x(k - k_0)] = y(k - k_0) \quad (3.6)$$

eşitliğini sağlıyorsa zaman ötelemelidir.

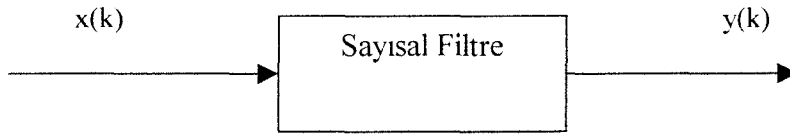
Denklem (4.6) sistem girişindeki işaretin k_0 birimi ile kaydırıldığını gösterir ki; bu durum, sistem çıkışının da k_0 kadar kaydırılmış olduğu anlamını taşır.

3.1.4.3 Nedensellik

Bir AZS girişi $k < k_0$ için, $x(k)=0$ olduğunda, eğer çıkış $k < k_0$ için $y(k) = 0$ ise, sistem nedensel olarak tanımlanır. Bundan dolayı bir ayrık- zamanlı işareti $k < k_0$ için eğer sıfır değerine sahip ise bu işarete nedensel denir. Sonuç olarak her bir nedensel ikazdan, nedensel bir cevap elde ediliyorsa sistemin nedensel olduğu söylenir.

3.2 Sayısal Filtreler

En geniş anlamıyla sayısal filtre, nümerik bir işlem veya küçük gürültülü işaretlerin ikinci bileşenlerini veren dönüşüm algoritması olarak tanımlanır. Şekil 3.7' de görüldüğü gibi, $x(k)$ giriş işaretli bir sayısal filtrede $y(k)$ çıkış çıkış işareti, (k) ise eksi sonsuzdan artı sonsuza kadar değerler alabilen ardışık sayılar setidir.



Şekil 3.7 Giriş ve Çıkış İşaretleri ile Bir Sayısal Filtre Bloğu

Sayısal filtre, çıkışında en az gürültü veya distorsiyona sahip olacak şekilde, girişindeki distorsiyonlu işareti doğal biçiminde elde etmek için kullanılır. Eğer bir sayısal filtrenin giriş bileşeni mikrofona gibi alıcı bir sensör tarafından üretilirse, sayısal filtre en az gürültü veya parazit ile çıkışındaki işareti elde etmeyi amaçlar.

Örneğin, radar uygulamalarında sayısal filtreler uçakların denetlenmesini değerlendirmek için kullanılırken, jeofizik alanında farklı yer katmanlarının sonar sinyalleri ile analizinde, tıp elektroniklerinde kalp sinyallerinin görüntülenmesinde ve bir kelime işlemcide ise, kelime sinyalindeki bozulmaları azaltmak ve en verimli biçimde iletilmesini sağlamak amacı ile kullanılmaktadır.

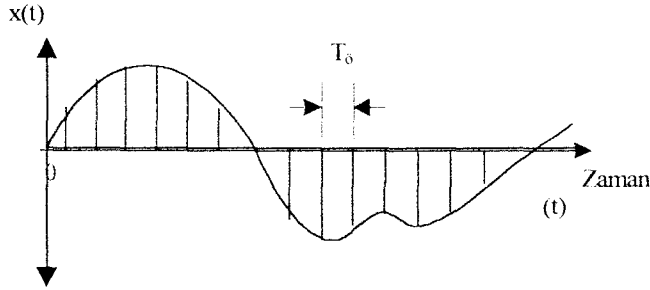
Sayısal filtrenin giriş işaretine ait bileşenler, bu bölümün girişinde de anlatıldığı gibi, birkaç yol ile üretilebilir. En yaygın kullanılan yöntem Şekil.3.8 de verilen sürekli-zaman sinyalinin eşit zaman aralıklarında örnekleme işlemidir. Eğer sürekli zaman sinyali $x(t)$ olarak tanımlanırsa, ayrık-zaman işaretinin değeri,

$$x(kT) = x(t) \Big|_{t=kT} \quad (3.7)$$

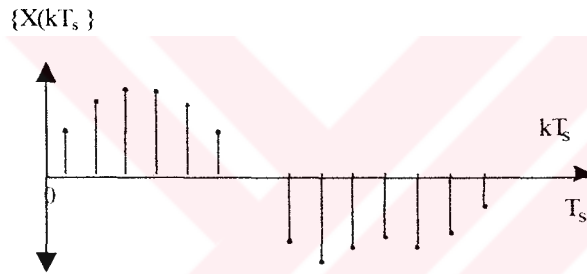
ifadesi biçiminde elde edilir.

Burada (T) örnekleme periyodudur.

Sayısal filtrelerin yaygın bir kullanım alanı da fiziksel sistemlerin simule edilmesidir. Fiziksel sistemlerin simülasyonunda giriş işaretinin bileşenleri genellikle bilgisayar tarafından üretilen sayıların bileşenleri ve uyarma sinyali $\{e(k)\}$ dir. Bu durumda $\{e(k)\}$, sistemdeki voltaj, moment, sıcaklık, gibi bazı fiziksel parametrelerin ani değerlerini gösterir.



(a)



(b)

Şekil 3.8 Analog İşaretden Bir Boyutlu Ayrık Zaman Bileşenlerinin Üretilmesi.

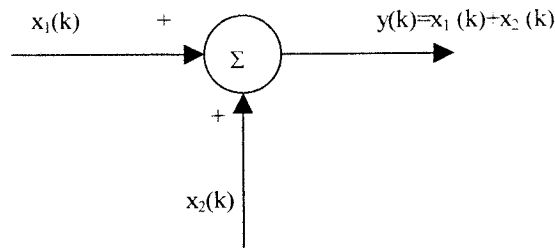
- a) Sürekli-Zaman Sinyali (ani değişim) Değerleri
- b) Aynı İşaretin Ayrık-Zaman Bileşenleri

Eğitim, araştırma ve tasarım çalışmalarında, bir sayısal filtre genel amaçlı bir bilgisayar üzerinde program olarak gerçekleştirilmesine rağmen, uygulamada donanım olarak üretimi ise, kullanıcının teknolojik imkanlarıyla sınırlıdır.

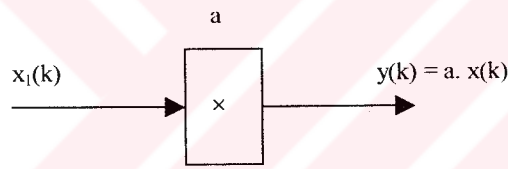
3.2.1 Sayısal Filtrenin Anatomisi

Bir sayısal filtrenin yapısı, birlikte çalışan toplayıcı, çarpıcı ve geciktirici olmak üzere üç temel elemandan oluşur. Şekil 4.3' de de görüldüğü gibi toplayıcı ve çarpıcı bir bilgisayarın aritmetik-lojik ünitesinde hazır olarak gerçekleştirilebilen basit kavramsal elemanlardır. Geciktirici ise, her adımdaki ardışık örnekleme değerleri

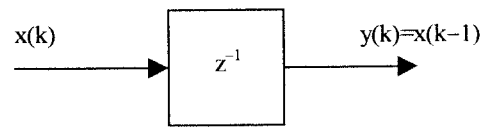
arasındaki geçiş işlemini sağlayan sayısal filtre elemanıdır. Geciktiriciler, pozitif ve negatif olmak üzere iki şekilde çalışır. Pozitif gecikme, bir örnekleme aralığı için, bir işaretin sürekli değerini saklayan bellek kaydedicisi (memory register) tarafından gerçekleştirilir. Bundan dolayı bir sonraki hesaplamalar için kullanılır. Negatif gecikme ise, işaretin son değerini göstermek için kullanılır. Pozitif gecikme (z^{-1}), negatif gecikme ise (z) ile tanımlanmış birer kutu ile gösterilmektedir.



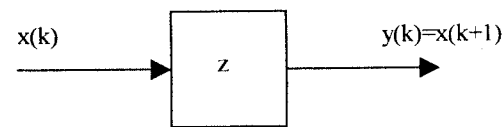
(a)



(d)



(c)



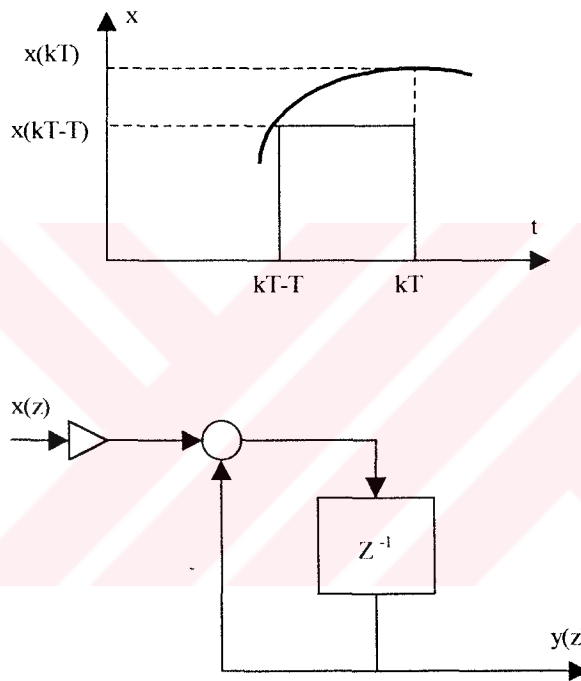
(d)

Şekil 3.9 Bir Sayısal Filtrenin Yapısını Oluşturan Temel Elemanların Gösterimi.

- a.) Toplayıcı
- b.) Çarpıcı
- c.) Pozitif geciktirici
- d.) Negatif geciktirici

3.2.2 Bir Sayısal Filtrede Ayrık-Zaman İntegrasyonu

Bir sürekli-zaman işleminde, ayrık-zaman yaklaşımının özel bir örneği olarak ayrık-zaman integratörünü incelediğimizde, sayısal filtrenin temel elemanlarından zaman-geciktiricinin analog filtredeki integral alma işlemcisinin eşdeğer-karşılığı olduğu görülür. Sayısal filtrede her bir örnekleme aralığındaki işaretin integrasyonu için, sırasıyla Şekil 3.10 ve Şekil 3.11 de görüldüğü gibi, "dikdörtgen integrasyon" ve "basamak integrasyon" olmak üzere iki yöntem kullanılmaktadır.



Şekil 3.10 Ayrık-Zamanlı İşaret İçin Kullanılan Dikdörtgen İntegrasyon Yöntemi ve Blok şeması

Bir ayrık-zaman integratörü,

$$y(kT) = y(kT-T) + \Delta y(kT-T, kT) \quad (3.8)$$

ile tanımlanır.

Burada $\Delta y(kT-T, kT)$, zaman artışı $(kT-T, kT)$ ise, integrale ilave edilmiş değerdir. Şekil 3.10 da görülen dikdörtgen integrasyon yönteminin algoritması ,

($\Delta y (kT - T, kT)$) nin değerinde),

$$\Delta y (kT - T, kT) = T x (kT - T) \quad (3.9)$$

olarak yazılır ve fark denklemindeki sonuçlarla, integratör çıkış ifadesi,

$$y(kT) = y(kT - T) + T x (kT - T) \quad (3.10)$$

biçiminde elde edilir. Darbe transfer fonksiyonu (5.4) ün Z dönüşümü yapıldığında,

$$y(z) = z^{-1} y(z) + z^{-1} T x(z) \quad (3.11)$$

bulunur. Transfer fonksiyonunun $y(z)/x(z)$ biçimindeki oranı ise,

$$H(z) = \frac{z^{-1} T}{1 - z^{-1}} \quad (3.12)$$

eşitliği ile tanımlanır.

Ayrık-zaman işaretinin “basamak integrasyon” yöntemi ile hesaplanmasına ilişkin yapı ise, Şekil 4.5 de görüldüğü gibi $(x-t)$ grafiğindeki yamuğun alanından,

$$\Delta(kT) = y(kT - T) + T x(kT - T) + (1/2) T [x(kT)] - x(kT - T) \quad (3.13)$$

fark denklemini veren,

$$\Delta y (kT - T, kT) = T x (kT - T) + (1/2) T [x(kT) - x(kT - T)] \quad (3.14)$$

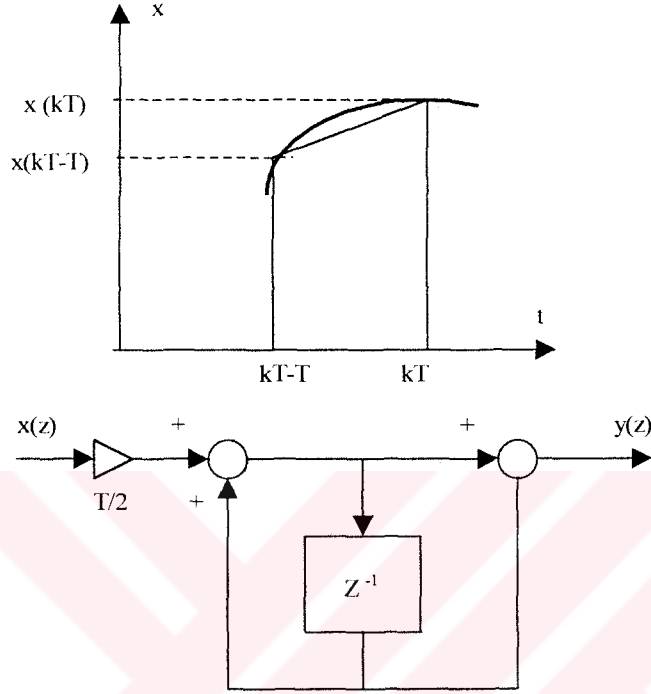
eşitliği yazıldığında, fark denkleminin Z dönüşümü,

$$y(z) = z^{-1} y(z) + (T/2) x(z) + (T/2) z^{-1} x(z) \quad (3.15)$$

ifadesi ile tanımlanır. (4.9) dan basamak integrasyon yöntemi ile integratörün transfer fonksiyonu,

$$H(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{T}{2} * \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (3.16)$$

olarak elde edilir.



Şekil 3.11 Ayırık-Zamanlı İşaret İçin Kullanılan Basamak İntegrasyon Yöntemi ve Blok Şeması

Şekil 3.10 ve Şekil 3.11 deki sürekli-zamanlı $x = f(t)$ eğrisinin integralinin, $(0-t)$ aralığı için ,

$$y = \int_0^t x(t) dt \quad (3.17)$$

ifadesi ile tanımlandığı bilindiğine göre, ayırık eşdeğeri $(t-t_0)$ aralığında T örnekleme değeri seçilecek şekilde, yamuk alanından,

$$y(k) = T \frac{[x(k) + x(k-1)]}{2} + y(k-1) \quad (3.18)$$

denklemleri elde edilir. İntegral sabitleri, (K_I) integral katsayısı olarak gösterildiğinde, (3.18) eşitliğinin (Z) dönüşümü ile $y(z)$ integratör çıkışı,

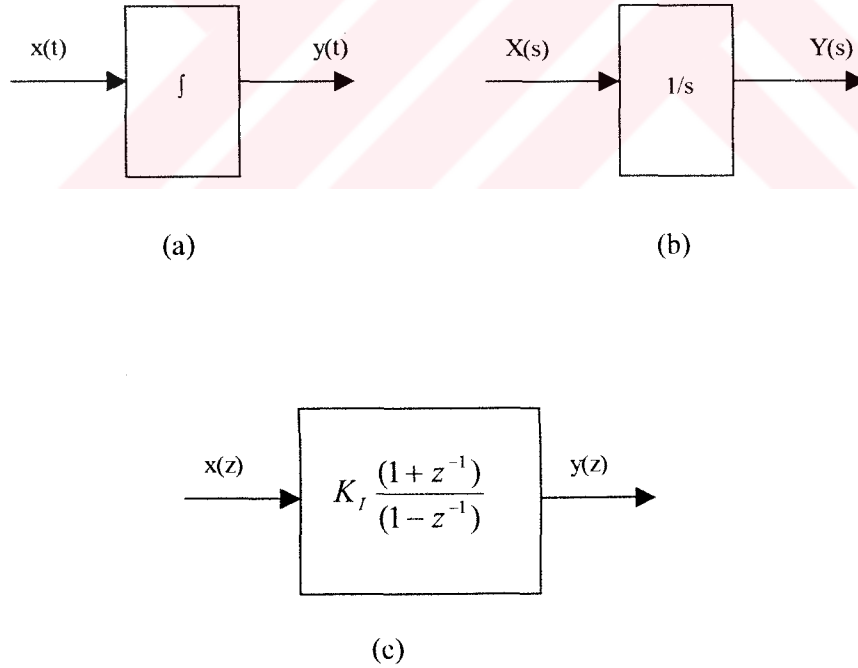
$$y(z) = K_I \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} x(z) \quad (3.19)$$

ifadesi ile, veya,

$$y(z) = K_I \frac{z + 1}{z - 1} x(z) \quad (3.20)$$

biçiminde de tanımlamak mümkündür.

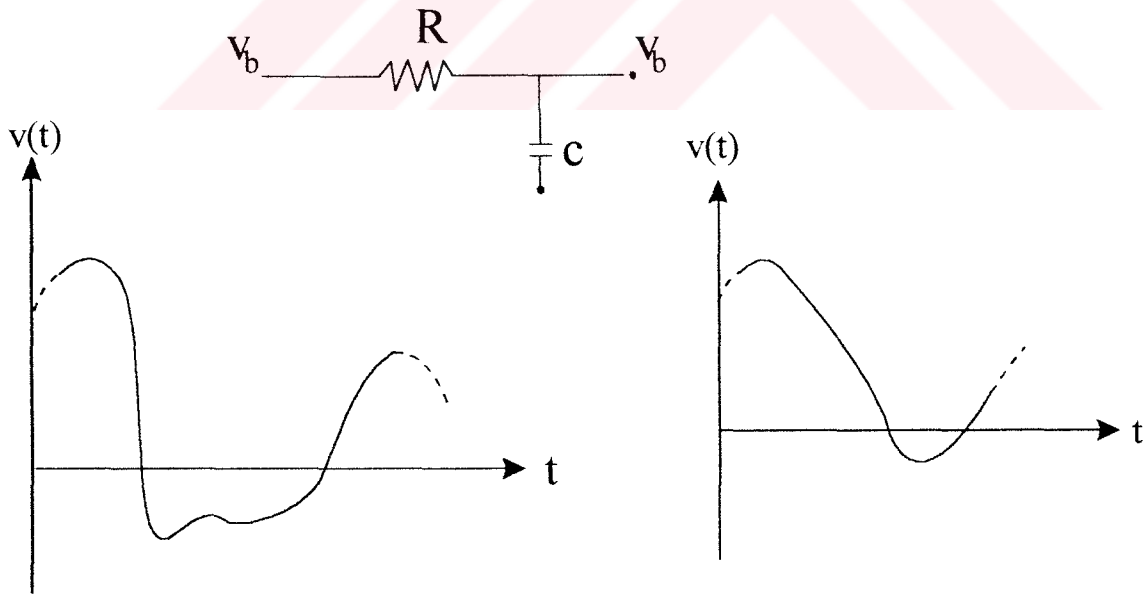
Şekil 3.12 de sürekli (analog) ve ayrık zamanlı integratörlerin blok şeması ile tanımı özet olarak verilmiştir.



Şekil 3.12 (a) t-Düzleminde ve (b) s- Düzleminde Sürekli- Zamanlı,
(c) z-Düzleminde Tanımlanmış Ayrık-Zamanlı İntegral Alıcılar

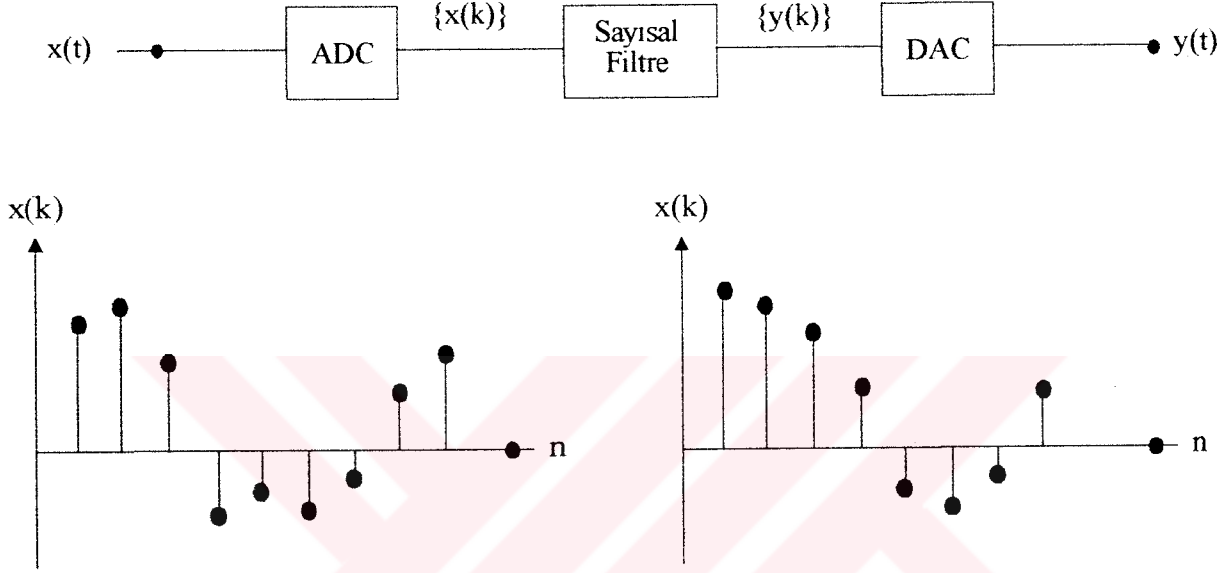
3.3 Analog ve Sayısal Filtre İlişkileri

Sayısal filtrelerin ilk uygulamaları, direnç (R), kapasitör (C) ve indüktör (L) gibi pasif devre elmanlarından oluşan analog filtrelerin yerine kullanılmak üzere gerçekleştirilmiştir. Analog filtre komponentlerinin genellikle, sıcaklık gibi çevresel şartlardan etkilenmesi ve fiziksel büyüklük gibi olumsuzluklarından kurtulma düşüncesi tasarımcıları sayısal filtreler ile çalışmaya yöneltmiştir. Sayısal filtrenin, donanım olarak mikroişlemci ve bellekler gibi, analog filtreye göre çok daha az yer kaplayan entegre komponentler (IC) kullanılarak gerçekleştirilmesinin yanında, bilgisayar editörü kullanılarak yazılım şeklinde elde edilmesi de en büyük avantajıdır. Analog filtrede, filtre parametrelerinin değiştirilmek istenmesi durumunda, komponent değiştirilme zorunluluğu ve istenen değeri karşılayacak komponentin temin edilemeyişi gibi zorluklar filtre performansını olumsuz etkileyen faktörlerdendir. Filtre parametrelerinin değiştirilmesi gerektiğinde, sayısal filtrede donanımda herhangi bir değişiklik yapılmadan, yalnızca bilgisayar editörü üzerinden yazılımda yapılacak değişiklik yeterli olmaktadır.



Şekil 3.13 RC Karakterli Analog Filtre ile Giriş ve Çıkış İşaretleri

Pratikte filtre tarafından işlenecek fiziksel sistemdeki işaretlerin, çoğu kez, sürekli-zamanlı (analog) yapıda olması analog işaretlerin sayısal işaretlere dönüştürülmesini gerektirmiştir. Veya, Şekil 3.13 deki gibi basit bir RC karakterli alçak-geçiren analog filtre, Şekil 3.14 de verilen analog-sayısal çevirici (ADC) ve sayısal-analog çevirici (DAC) ile birlikte oluşturulmuş, sayısal filtreye dönüştürülebilmektedir.



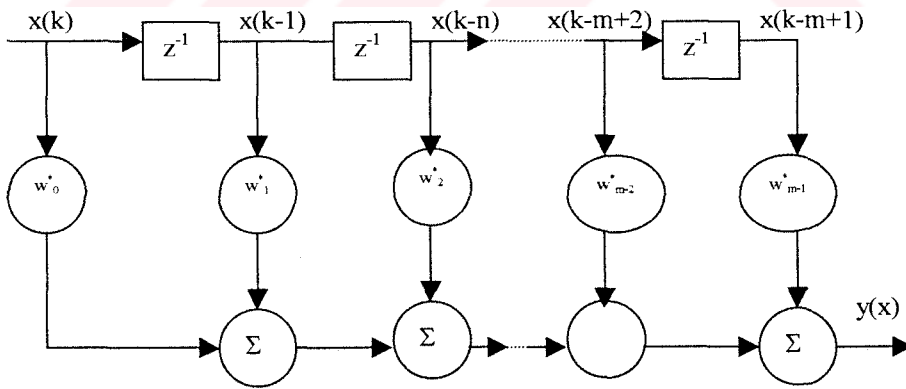
Şekil 3.14 (ADC) ve (DAC) Kullanılarak Gerçeklenen Bir "Sayısal Filtre" Yapısı ile Giriş ve Çıkış İşaretleri

BÖLÜM 4. ADAPTİF FİLTRE YAPILARI

Adaptif filtreler (ADF), giriş bilgisinin bir cevabı olmak üzere bir çıkış üretmek için tasarlanan filtre işlemi ile filtre aşamasında kullanılan, ayarlanabilen bir parametre setinden oluşan ve adaptif kontrol algoritması adı verilen iki temel işlemi içerir. Bu iki işlem karşılıklı birlikte çalıştığından, doğal olarak filtreleme için uygun bir yapının seçimi, algoritmanın performansı üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Sonlu bellekli veya eşdeğer olarak sonlu impuls cevaplı bir adaptif filtre konusunda farklı filtre yapıları vardır.

4.1 Transversal Filtre

Adaptif filtre (ADF) konusunda, esas olarak, üç farklı filtre yapısı vardır. Şekil 5.1'de görülen "transversal filtre", birim gecikme elemanı, çarpıcı, ve toplayıcı olmak üzere üç temel elemandan oluşan ardışık yapıda gecikmeli filtre olarak da bilinir.



Şekil 4.1 "Transversal Filtre" nin Prensi Şeması

Filtrede kullanılan gecikme elemanlarının sayısı, impuls cevabının boyunu belirler. (M-1) olarak gösterilen gecikme elemanlarının sayısı, genellikle filtrenin derecesi

olarak ifade edilir. Bu şekildeki gecikme elemanlarının her biri birim gecikme operatörü z^{-1} , gecikme operatörü ise, girişi $x(k)$ olduğunda, çıkışı $x(k-1)$ dir. Filtredeki her bir çarpma elemanının görevi, band ağırlığı olarak bilinen filtre katsayısı ile band girişini çarpmaktır. Bu nedenle, n inci bant girişi $x(k-n)$ e bağlı bir çarpma elemanı $[w_n^* x(k-n)]$ iç çarpımını üretir. Bu çarpımda, w_n , n inci bandın ağırlığı ve $n=0,1,\dots,M-1$ dir. (*) ise kompleks bileşenlerin varlığını belirtir. Filtrede kullanılan toplayıcıların görevi ise, tek tek çarpıcı çıkışlarını toplayarak toplam filtre çıkışını üretmektir. Bu durumda Şekil 4.1’de verilen transversal filtre çıkışı,

$$y(k) = \sum_{n=0}^{\infty} w_n^* x(k-n) \quad (4.1)$$

ile ifade edilir.

4.2 Kafes Filtre

Literatürde “lattice-predictor, (LP)” olarak bilinen kafes tip filtre ise, her biri kafes görünümündeki bağımsız katmanlardan oluşan modüler bir yapıya sahiptir (Şekil 4.2).

Şekil 4.2’deki gibi çok katmanlı bir LP tipi bir filtrede, (m) inci katmanın giriş çıkış ilişkileri için,

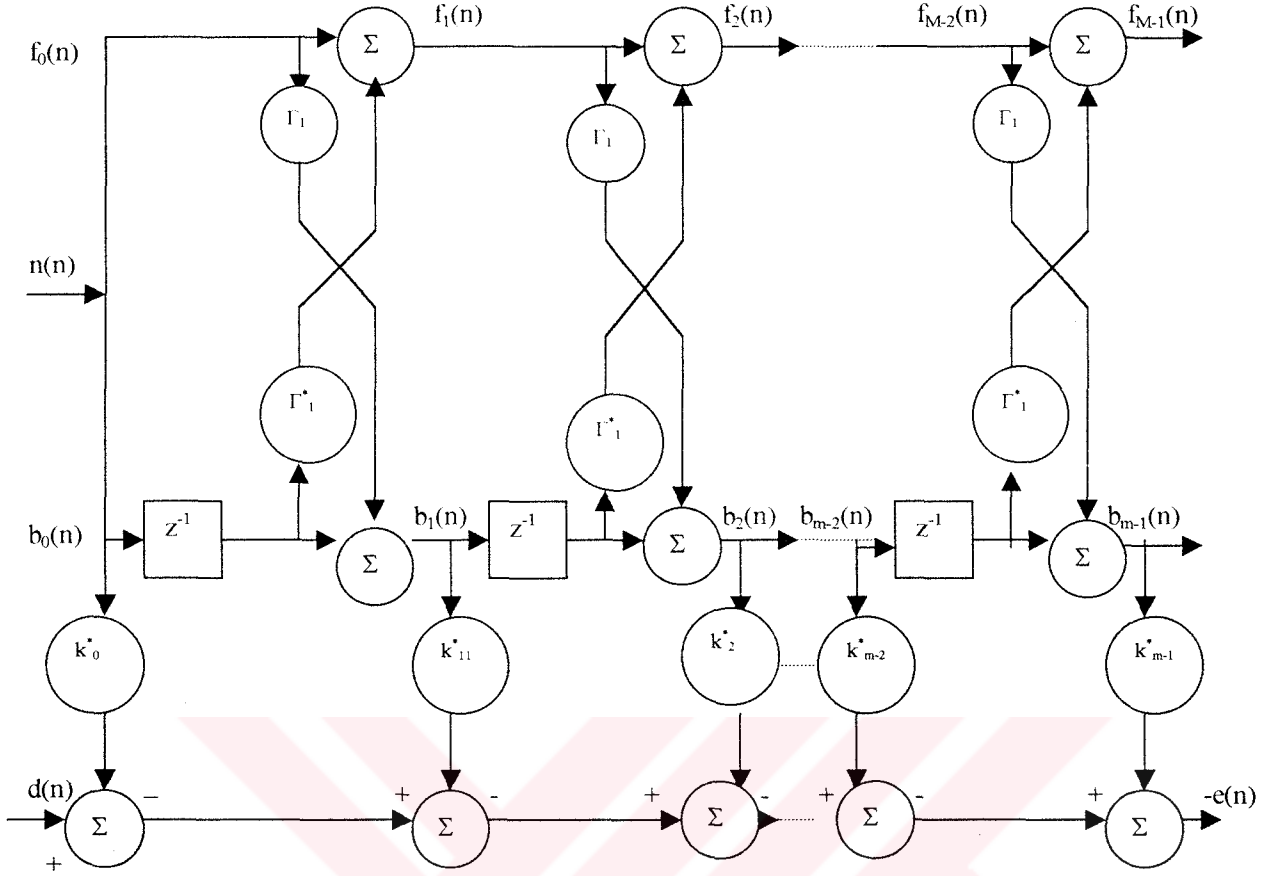
$$f_m(k) = f_{m-1}(k) + \Gamma_m^* b_{m-1}(k-1) \quad (4.2)$$

$$b_m(k) = b_{m-1}(k) + \Gamma_m f_{m-1}(k) \quad (4.3)$$

bağıntıları yazılır.

Burada, $m=1,2,\dots,M-1$ ve $(M-1)$ ise sonuç kestirim derecesidir.

(4.2) ifadesinde $f_m(k)$ değişkeni, m . inci ileri yön kestirim hatası ve (4.3) bağıntısında tanımlanan $b_m(k)$, m inci geri kestirim hatasıdır.



Şekil 4.2 “Kafes Kestirici-(I.P)” Filtrenin Yapısı

(4.2) ve (4.3) bağıntılarında Γ_m , LP filtrenin m inci yansıma katsayısı olarak tanımlanırken, ileri kestirim hatası $f_m(k)$, giriş işareti $x(k)$ ve girişin bir adım sonraki kestirilmiş değeri arasındaki fark olarak verilir. Bir sonraki değer, bir önceki giriş değeri $x(k-1), \dots, x(k-m)$ serisi şeklinde oluşturulur. Benzer şekilde, geri kestirim hatası $b_m(k)$ 'da, giriş $x(k-m)$ ve girişin geri yönlü kestirilmiş bir sonraki değeri $x(k), \dots, x(k-m+1)$ girişi üzerine kurulu m seti arasındaki farkı olarak tanımlanır. Dolayısıyla, Şekil 4.2'deki birinci katmanın girişindeki şartlar göz önüne alındığında,

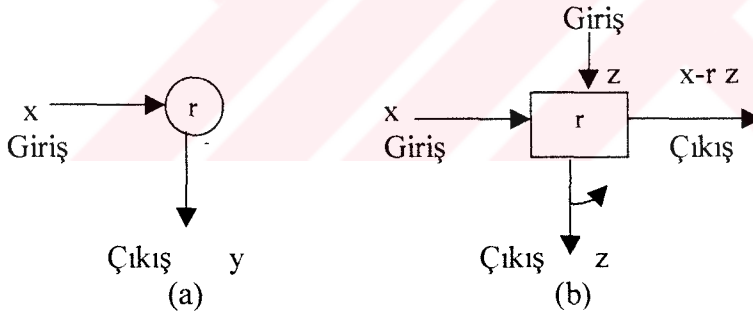
$$f_0(k) = b_0(k) = x(k) \quad (4.4)$$

eşitlikleri yazılır.

(5.4) eşitliğinde $x(k)$, k örnekleme zamanına sahip LP girişi olarak alındığında, verilen yansıma katsayıları $(\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_{m-1})$ setinin ilk şartları ile başlanarak, kafes kestiricide katmanlar sırasıyla ilerlenerek katman çıkışlarında $f_{m-1}(k)$ ve $b_{m-1}(k)$ çiftleri hesaplanabilir. Dolayısıyla, geri kestirim hataları $[b_0(k), b_1(k), \dots, b_{m-1}(k)]$ 'nin bir lineer kombinasyonu, Şekil 4.2'deki kafes yapının alt yarı satırındaki gibi, istenen bir $d(k)$ filtre cevabının belirlenmesini sağlamak için kullanılabilir. Bu durumda, LP filtrede, istenen cevap $d(k)$ ve kestirim değerleri arasındaki aritmetik fark kestirim hatası $e(k)$ 'yi verecektir.

4.3 Sistolik Dizi

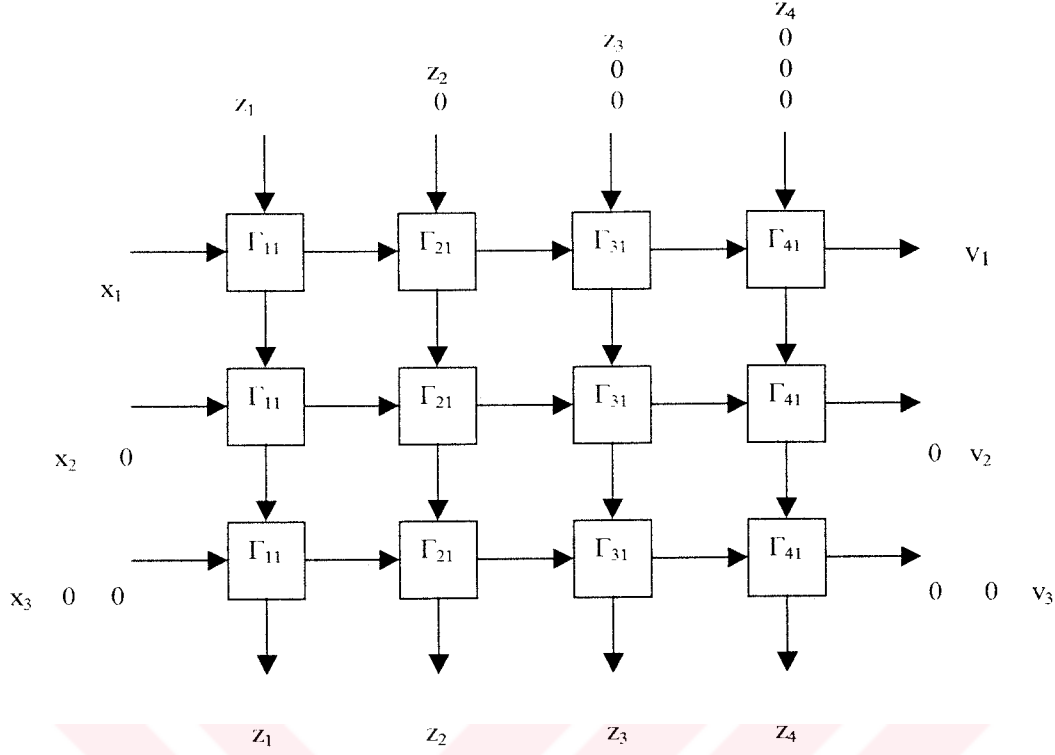
Matris çarpımı, üçgenleştirme ve geri yerine koyma gibi önemli lineer cebir hesaplamalarının sayısını haritalamak için yapılandırılan bir başka filtre ise, "sistolik dizi (SD)" dir. Paralel bir ağ olarak yapılandırılan SD'de sınır hücre elemanı ve dahili hücre elemanı olmak üzere iki tip temel işlem elemanı görülmektedir. Bu hücrelerin fonksiyonları, (r) parametresini hücre içerisinde saklamaktır. (Şekil 4.3)



Şekil 4.3 Sistolik Dizi (SD) Hücre Elemanları

a) Sınır hücresi, b) Dahili hücre

SD hücre elemanlarından sınır hücresi içerisinde sakladığı (r) sayısı ile (x) girişine eşit bir çıkış üretirken, dahili hücre, belleğinde kayıtlı (r) sayısı ile (z) girişini çoğullamak için, ikinci girişden (rz) çarpımını çıkararak sağ tarafındaki çıkışından $(x-rz)$ farkını üretir. Dahili hücrenin ikinci görevi ise, birinci girişi (z) 'yi değiştirmeden alt kenarından çıkış olarak iletmektir.



Şekil 4.4 Dikdörtgen Yapıda Bir "Sistolik Dizi" Şeması

Şekil 4.4' de verilen 3 satır, 4 sütunlu bir SD'de, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3]^T$ vektörü dizinin sol tarafından diziye uygulanan giriş tanımlarken, $\mathbf{z} = [z_1, z_2, z_3, z_4]^T$ vektörü dizinin üst tarafından diziye uygulanan giriş elemanlarından oluşmaktadır. Dizinin sağ tarafında üretilen çıkış vektörü $\mathbf{v} = [v_1, v_2, v_3]$ ise,

$$\mathbf{v} = \mathbf{x} - \mathbf{R}^T * \mathbf{z} \quad (4.5)$$

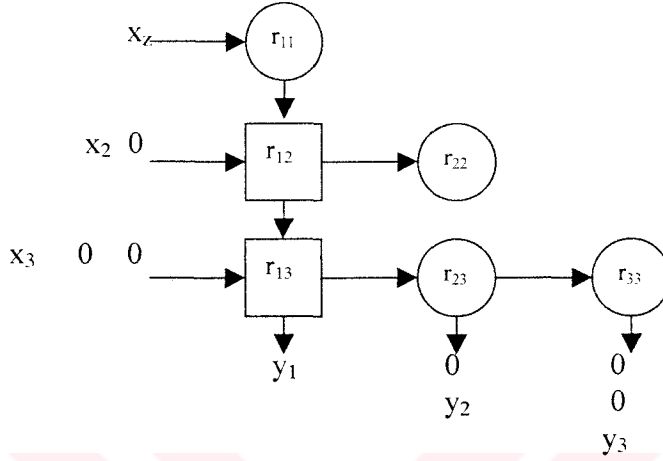
bağıntısı ile hesaplanır.

Burada \mathbf{R}^T transpoze matrisin elemanları, yani satır sayısı (i), sütun sayısı (j) ile tanımlanmış dikdörtgen SD'nin dahili hücrelerinde kayıtlı r_{ij} sayılarıdır.

Şekil 4.5' de görülen üç satırlı, üç sütunlu bir üçgen SD de \mathbf{R}^T matrisinin elemanları dahili hücrelerin belleğinde saklı sayılardır. Dizinin girişine ilave edilen sıfırlar, denklem (4.6) da tanımlanan hesaplama için gereken gecikmeyi sağlarlar. Bu durumda üçgen yapıdaki SD'nin çıkışı,

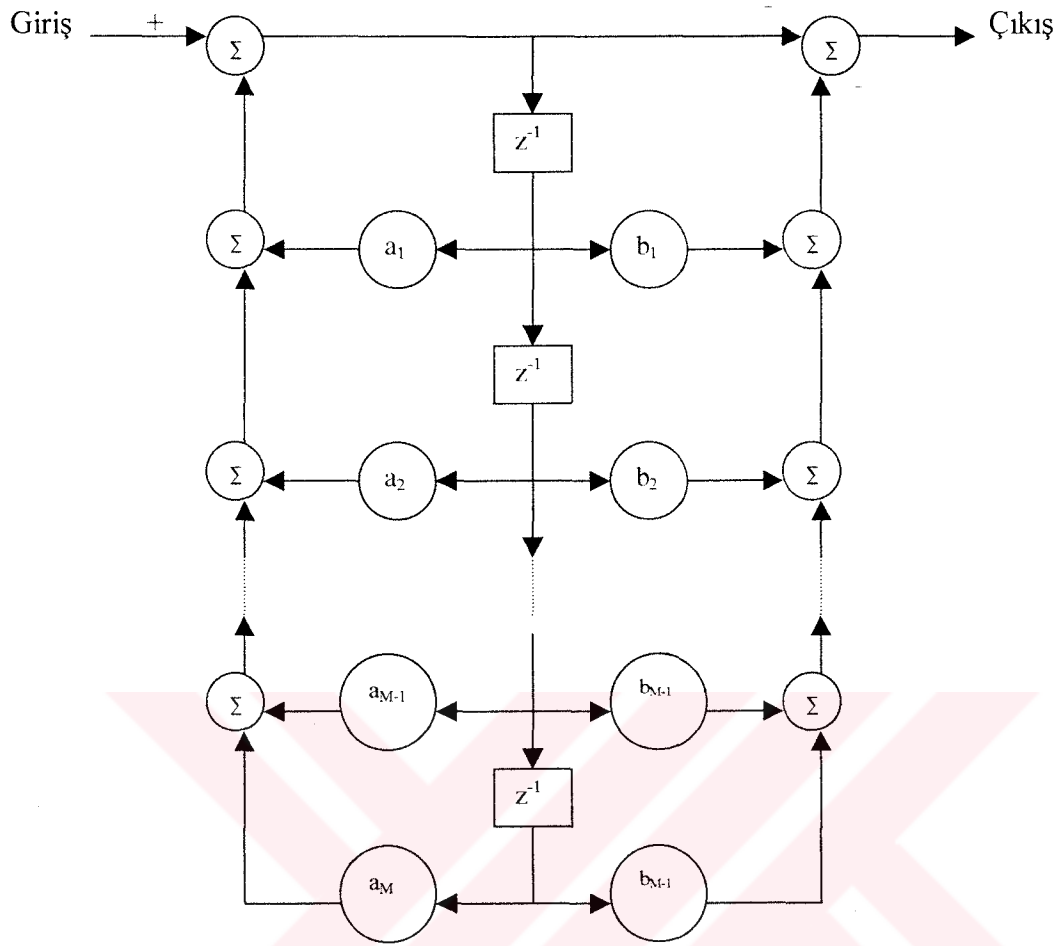
$$y = \mathbf{R}^T * z \quad (4.6)$$

eşitliği ile elde edilir.



Şekil 4.5 Üçgen SD' nin Yapısal Şeması

Şekil 4.1' deki "transversal filtre" ye dikkat edildiğinde, "kafes kestirim" esaslı Şekil 4.2' deki filtre ile ortak kestirim işlemine sahip oldukları ve Şekil 4.5' deki üçgen sistolik dizi ile birlikte her üçünün de sonlu birim basamak cevabı ile karakterize edildikleri görülmektedir. Başka bir ifadeyle, söz konusu filtreler sonlu birim basamak cevaplı filtre olarak bilinen FIR filtreye birer örnek oluşturmaktadır. Diğer taraftan Şekil 4.6' daki filtre yapısı sonsuz birim basamak cevaplı (IIR) filtreye bir örnek olarak verilebilir. (FIR) filtreden (IIR) filtreyi ayıran özellik, geri besleme yolları içermesidir. Sonsuz uzunluktaki bir (IIR) filtrenin birim basamak cevabını meydana getiren filtredeki geri beslemenin varlığıdır. Geri beslemenin varlığı aynı zamanda, IIR filtrede, FIR filtreden farklı olarak, kararlılık problemini de ortaya çıkarmaktadır. Özellikle geri besleme katsayılarının seçiminde alınan birtakım önlemler, IIR filtrenin kararsız çalışmasını önlemektedir. FIR filtrenin IIR filtreye göre bu yapısal üstünlüğü, kullanımdaki tercihinin nedenini de açıklamaktadır. Şekil 4.6 daki sonsuz cevaplı filtrenin prensip şeması her iki filtre arasındaki bu farkı daha iyi tanımlar [58].



Şekil 4.6 IIR Filtrenin Yapısal Şeması

BÖLÜM 5. ADAPTİF FİLTRE ÇÖZÜMLERİ

Adaptif filtre içerisinde tek bir çözüm yoktur. Adaptif filtre kullanıcıyı ürküten noktalardan bir tanesi, değişik filtre algoritmalarının üstün ve eksik yönlerini anlamak, ikincisi ise, uygulama için, uygun algoritmanın seçiminde belirlenen algoritmayı kullanmaktır. Adaptif filtrenin çalışması için, uygun algoritmaların seçiminde kullanılan yöntemler; 1. “Wiener filtre teorisi” esaslı, 2. “Kalman filtre teorisi” esaslı, 3. “En küçük kareler yöntemi(LMS)” esaslı olmak üzere üç çeşittir.

Wiener filtre esaslı adaptif filtre algoritmasında, yapısı bölüm 5.’de tanımlanan transversal tip filtre kullanılır. Filtre katsayılarının optimizasyonu için cost fonksiyonu yardımıyla Wiener-Hopf denklemleri sisteme uyarlanmaktadır. Filtre girişleri ve istenen çıkış cevabı arasındaki karşılıklı ilişkiyi tanımlayan korelasyon matrisi, bu iki parametreye bağımlı olan gradyen vektörünün kullanımını gerektirmektedir. Gradyen vektöründe kullanılmak üzere sistem hata kestirim değerini elde etmek için, bu korelasyonların ani değerleri kullanılır. Adaptif filtre çözümünün bu son kısmı “en küçük karesel-ortalama yöntemi(LMS)” olarak adlandırılmaktadır.

Kalman filtre teorisi kullanılarak gerçekleştirilen adaptif filtre çözümlerinde ise, matematik formülasyon durum-uzay denklemleri ile elde edilmektedir. Lineer dinamik bir sistem için “Kalman filtreleme problemi” iki temel denklem ile tanımlanır. Birincisi “durum-vektörü” nün terimlerinde sistem dinamiğini tanımlayan proses denklemi, ikincisi ise, sistemde meydana gelen ölçme hatalarını veren ölçme denklemdir. Kalman filtresi kullanılarak gerçekleştirilecek çözümde filtrenin ağırlık vektörü, durum vektörü olarak tanımlanabilir. Durağan olmayan, değişken şartlarda ise, gürültü durum modeli kullanılmaktadır. Kalman filtresi kullanımı ile gerçekleştirilen adaptif filtre algoritmaları LMS algoritmalarına göre çok daha hızlı sonuca ulaşabilir. Ancak LMS algoritmalarının kullanılmaları kolaydır.

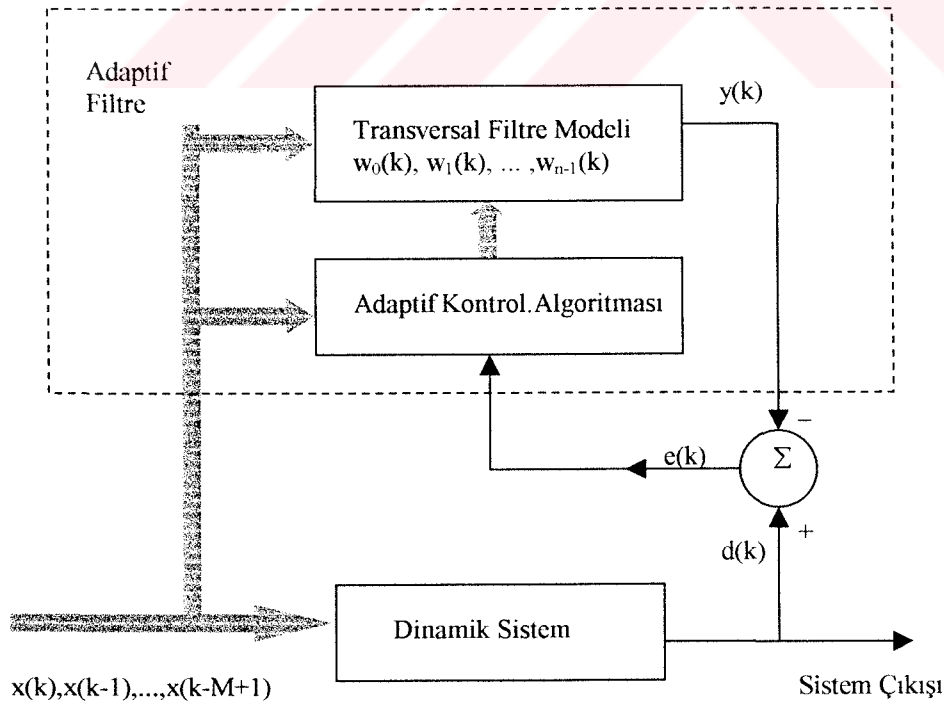
En küçük-kareler yöntemi olarak bilinen, sayısal analiz metodu üzerine kurulu olan adaptif çözüm algoritmasının en önemli özelliği, gerek Wiener filtresi, gerekse Kalman filtresindekinden farklı olarak, zamanın ortalamasını kullanmasıdır. Wiener ve Kalman filtrelerinin ortak yönleri ise, istatistiksel düşünce üzerine kurulu olmalarıdır. En küçük kareler yöntemine göre; ağırlıklı hatanın karelerinin toplamından ibaret bir “performans indeksi” tanımlanır. Filtre katsayılarının elde edebilmek için “performans indeksi” minimize edilmektedir. Burada hata, adaptif filtrelerin ortak parametresi olan, istenen cevap ve gerçek filtre çıkışı arasındaki fark olarak tanımlanmaktadır. En küçük kareler yöntemi blok kestirimi veya rekorsif kestirim düşüncesiyle formulüze edilebilir. En küçük kareler yöntemi üzerine kurulu adaptif filtre algoritmaları, temel olarak üç farklı sınıfta tanımlanmaktadır;

- 1.) Rekorsif en-küçük kareler algoritması (RLS), Wiener ve Kalman filtrelerinden elde edilen adaptif filtreleme algoritmalarında olduğu gibi, adaptif filtrenin yapısal temeli olarak transversal filtreyi kullanır. RLS algoritması, adaptif transversal filtreler için, Kalman algoritmasının özel durumudur. O kadar ki, üstünlükleri ve eksik yönleri bakımından Kalman algoritmaları ile eşdeğer özellikler taşımaktadır.
- 2.) QR-ayırıştırma esaslı rekorsif en-küçük kareler (QRD-RLS) algoritması yöntemi, filtre veri matrisinin QR ayrıştırılması üzerine kuruludur. Ayrıştırma işlemi için, sayısal analizde iyi bilinen “Householder” ve “Given” dönüşümleri kullanılmaktadır. Başlangıçta veri matrisinin dikey üçgenleştirilmesini içeren veri-adaptif dönüşümlere sahip olduğu için, QRD-RLS algoritması, sayısal çözüm bakımından da kararlı ve güçlü bir yöntem olarak bilinmektedir.
- 3.) En küçük-kareler yönteminin hızlı algoritmaları, standard RLS algoritması ve RLS algoritmasının, sistolik diziyi kullanan QR ayrıştırma esaslı benzeri, (M) in karesi ile artan hesaplama karşılığına sahiptir. (M), algortmada ayarlanabilir ağırlıkların sayısıdır. Bu tip hızlı RLS algoritmaları, çalışma tekniği veya filtre yapısına göre tanımlanmaktadır.

- “Hızlı transversal filtre (FTF) algoritması”, herbirinin görevi belirlenmiş dört transversal filtrenin paralel kombinasyonundan oluşur.
- “Rekorsif en-küçük kareler kafes (RSL) algoritması”, kafes yapılı filtreyi kullanan hızlı RLS algoritmasıdır.
- “QR-ayırıştırma esaslı en küçük kareler kafes (QRD-LSL) algoritması”, lineer en-küçük kareler kestiriminin hesaplama güçlüklerini azaltmak amacıyla kullanılır.

RLS algoritmasından gereksiz kısımların çıkarılması, algoritmayı sonlu kestirim etkilerine uyumlu duruma getirebilir. Özellikle bu düşünce, FTF algoritmasına ve LSL algoritması formuna uygulanmaktadır. LSL algoritmasının diğer iki şekli ise, filtre katsayılarının hesaplanmasında hata geri beslemesini çalıştırmak suretiyle sonlu-kestirim etkilerine karşı güçlülüklerini sürdürürler. QRD-SLS algoritması, QR ayrıştırma yönteminin son derece iyi hesaplama özellikleriyle desteklendiği için sayısal analiz bakımından kararlıdır.

5.1 En Küçük Karesel Ortalama (LMS) Yöntemi



Şekil 5.1 Bir Sistemin Adaptif Yapıda Tanımlanması

Sabit giriş durumu için ortalama-karesel hata, tam olarak transversal filtredeki, ağırlık katsayılarının ikinci dereceden bir fonksiyonudur. Transversal filtredeki bilinmeyen ağırlık katsayılarını belirlemek için, adaptif yapıdaki filtrede istenen cevap ve filtre arasındaki farkın karelerinin ortalama değeri olarak tanımlanan, hatanın karesel ortalamasının minimum şartlarını oluşturacak algoritmalar elde edilir. Elde edilecek filtre ağırlık katsayıları, ortalama karesel hatanın minimum değerlerini veren optimum çözüm kümesini tanımlar. LMS algoritmasının çalışması, aynı zamanda, geri besleme kontrol sisteminin tanımıdır. Çalışma prensibi temel olarak iki işlem ile gerçekleşir. Birincisi, filtre ağırlık katsayılarının otomatik ayarlanması (adaptif işlem), ikincisi ise; istenen cevabın kestirim değerini üretmek için adaptif işlemde elde edilen filtre giriş setinin ve ağırlık katsayılarının iç çarpımının düzenlenerek, istenen cevabın gerçek değeri ile bu kestirim değerini karşılaştırmak suretiyle yeni bir kestirim değeri üretilmesi işlemleridir. Bu kestirim hatası, geri besleme çevrimini kapatmak suretiyle, adaptif işlemi harekete geçirmek için kullanıma yeteneğine sahiptir. Ayrıca, LMS algoritmasının bünyesinde, birincisi filtre işleminin çalışmasını sağlamak için kullanılan ve LMS algoritması ile yapılan, transversal filtre, ikincisi ise, transversal filtrenin ağırlık katsayılarının adaptif işlemini gerçekleştirmek için kullanılan ve bu nedenle “adaptif kontrol algoritması” olarak bilinen iki bileşen bulunmaktadır.(Şekil 5.2)

Filtreleme işlemi boyunca istenen cevap $d(k)$ yı elde etmek için, giriş vektörü $\mathbf{x}(k)$ sürekli uygulanır. Filtreye uygulanan bu giriş, istenen cevabın kestirimi olarak kullanılan çıkış $d(k|\mathbf{X}_k)$ yı üretir. Bu durumda filtre çıkışı ve istenen cevap arasındaki fark,

$$\begin{aligned} e(k) &= d(k) - d(k|\mathbf{X}_k) \\ &= d(k) - \mathbf{w}^h(k) \mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (5.1)$$

olarak tanımlanır.

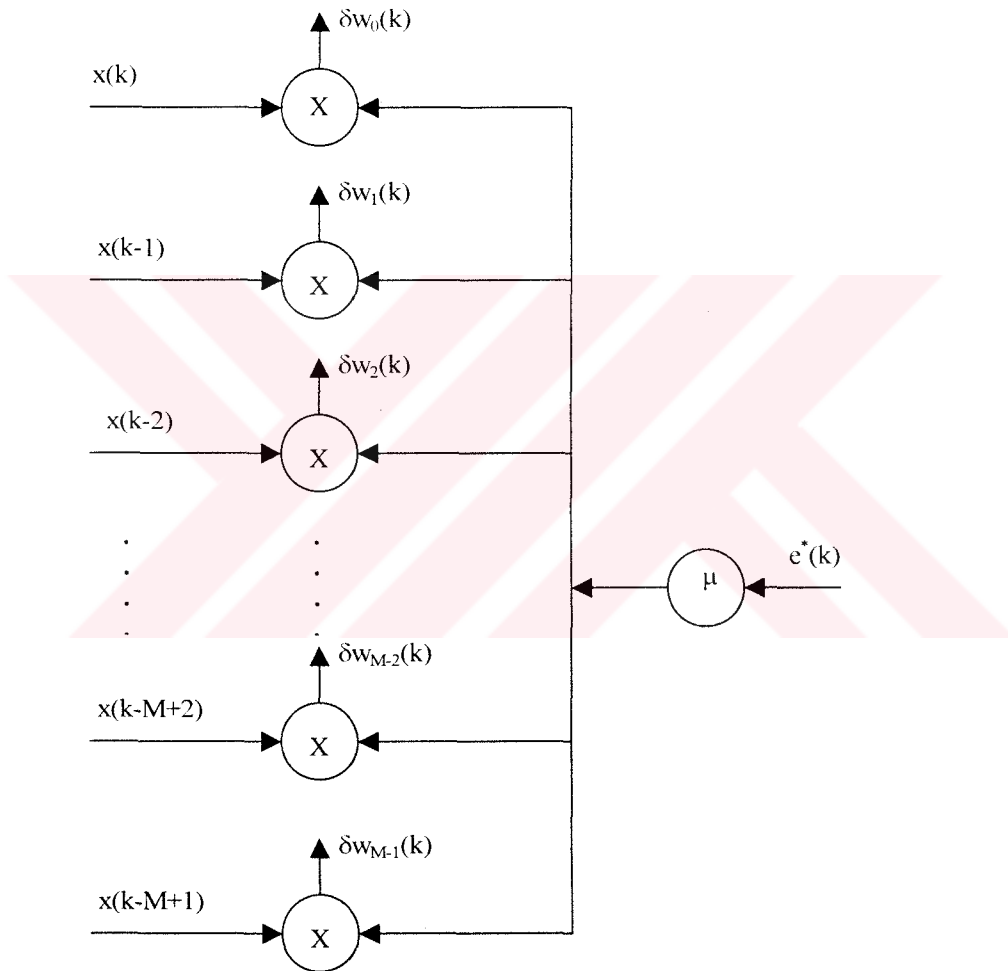
Burada $\mathbf{w}^h(k)$ $\mathbf{x}(k)$, ağırlık vektörü $\mathbf{w}^h(k)$, ve giriş vektörü $\mathbf{x}(k)$ nin matris çarpımlarıdır. Ağırlık vektörü,

$$\mathbf{w}^h(k) = [w_0(k), w_1(k), \dots, w_{M-1}(k)]^T \quad (5.2)$$

ifadesi ile, Giriş vektörü ise,

$$\mathbf{x}(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-M+1)]^T \quad (5.3)$$

eşitliğiyle yazılır.



Şekil 5.2 Adaptif Transversal Filtrede “Kontrol Algoritmasının” Yapısal Şeması

Kestirim hatası $e(k)$ ve giriş vektörü $\mathbf{x}(k)$, kontrol algoritmasına uygulanarak ağırlık katsayıları $w(k)$ çevresindeki geri besleme çevrimi tamamlanmaktadır. Adaptif ağırlık kontrol algoritması, kestirim hatası $e(k)$ ve giriş $\mathbf{x}(k-n)$ arasındaki iç çarpımlar, $n=0,1,2,\dots,M-2, M-1$ için hesaplanır. Şekil 5.2 de görülen $\delta w_n(k)$, $k+1$

anında ağırlık katsayıları $w_n(k)$ na uygulanan düzeltme faktörü, μ ise adaptasyon sabitidir. LMS algoritması, optimizasyon yöntemi olarak bilinen ve “dik iniş” metodunu karakterize eden gradyen vektörü $\nabla(\mathbf{J}(\mathbf{k}))$ daki n inci elemanın kestirimi için, matris iç çarpımı $[x(k-n) e^*(n)]$ yi kullanır. $\nabla(\mathbf{J}(\mathbf{k}))$ gradyen vektörünün ve $\mathbf{w}(\mathbf{k})$ ağırlık vektörünün k anındaki değerleridir. Bu şartlar altında LMS algoritmasında sırasıyla filtre çıkışı,

$$\mathbf{y}(\mathbf{k}) = \mathbf{w}^h(\mathbf{k}) \mathbf{x}(\mathbf{k}) \quad (5.4)$$

ve filtre katsayılarını tanımlayan ağırlık vektörü,

$$\mathbf{w}(\mathbf{k}+1) = \mathbf{w}(\mathbf{k}) + \mu \mathbf{x}(\mathbf{k}) e^*(\mathbf{k}) \quad (5.5)$$

bağıntılarıyla verilmektedir.

5.2 Performans Fonksiyonu

“Performans fonksiyonu” kavramı, filtrelerin optimizasyonunda kullanılmaktadır. Bir ayrık-zaman filtresi, transversal filtredeki gibi ağırlık vektöründen veya çok katlı bir kafes filtredeki gibi yansıma katsayılarını tanımlayan bir katsayı vektörü tarafından karakterize edilir. Performans fonksiyonu, katsayı vektörünün elemanlarından oluşan bir vektör uzayından reel skaler bir uzaya dönüşümü tanımlar. Doğal olarak, “Performans fonksiyonu” nun tek bir tanımı olmamasına rağmen, yaygın olarak kullanılan ilginç bir uygulama ve yaklaşıma bağımlı olarak kullanılan performans fonksiyonu tanımlanabilmektedir. Filtre tasarımında iyi bilinen, “ortalama-karesel hata kriteri” dir. Adaptif filtrede olası hata değeri,

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (5.6)$$

ile tanımlanır.

Daha öncede söz konusu edildiği gibi, bu bağıntıdaki hata tanımı, $y(k)$ filtre çıkışı ile istenen $d(k)$ arasındaki fark olarak ifade edilmektedir. Örneğin ağırlık vektörü ile

karakterize edilmiş bir transversal filtrede, filtre çıkışı, giriş işaret vektörü $\mathbf{x}(\mathbf{k})$ ve ağırlık vektörü \mathbf{w} nın iç çarpımı olarak verilir. Eğer her iki vektöründe kompleks olduğu kabul edilirse, çıkış için,

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(\mathbf{k}) \quad (5.7)$$

eşitliği yazılır.

Burada (H) hermitian dönüşümünü gösterir. Hermitian dönüşümünün kullanımında optimum filtrelerin karakteristik yapısını tanımlayan denklemlerin olağan şekli tercih edilir. Bu durumda transversal filtrenin optimum tasarımı için,

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(\mathbf{w}) &= E[|e(k)|^2] \\ \mathbf{J}(\mathbf{w}) &= E[|d(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(\mathbf{k})|^2] \end{aligned} \quad (5.8)$$

biçiminde bir performans fonksiyonu tanımlanır.

Burada, $E[|e(k)|^2]$ adaptif filtrenin “performans indeksi” olarak da adlandırılmaktadır. Ve (5.8) bağıntısı ile tanımlanan “performans fonksiyonu”, (E) operatörü ile ifade edilmiş grup ortalamasını içeren bir olasılık formülüdür. Son tanımlanan bağıntıdaki gibi, zamanın ortalaması düşüncesinden hareketle, alternatif bir performans fonksiyonu tanımlanabilir. $i = 1, 2, \dots, n$ zaman indeksli bir filtrede giriş vektörü $\mathbf{x}(\mathbf{i})$ ile ifade edilen bir örnekleniş işaret seti verildiğinde, transversal filtrenin ağırlık vektörü \mathbf{w} kabul edilerek, giriş örnekleme aralıkları sabit iken olası hata,

$$e(i) = d(i) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(\mathbf{i}) \quad (5.9)$$

olarak yazılır. Bu durumda “performans fonksiyonu”,

$$\xi(\mathbf{w}, k) = \sum |e(i)|^2 \quad (5.10)$$

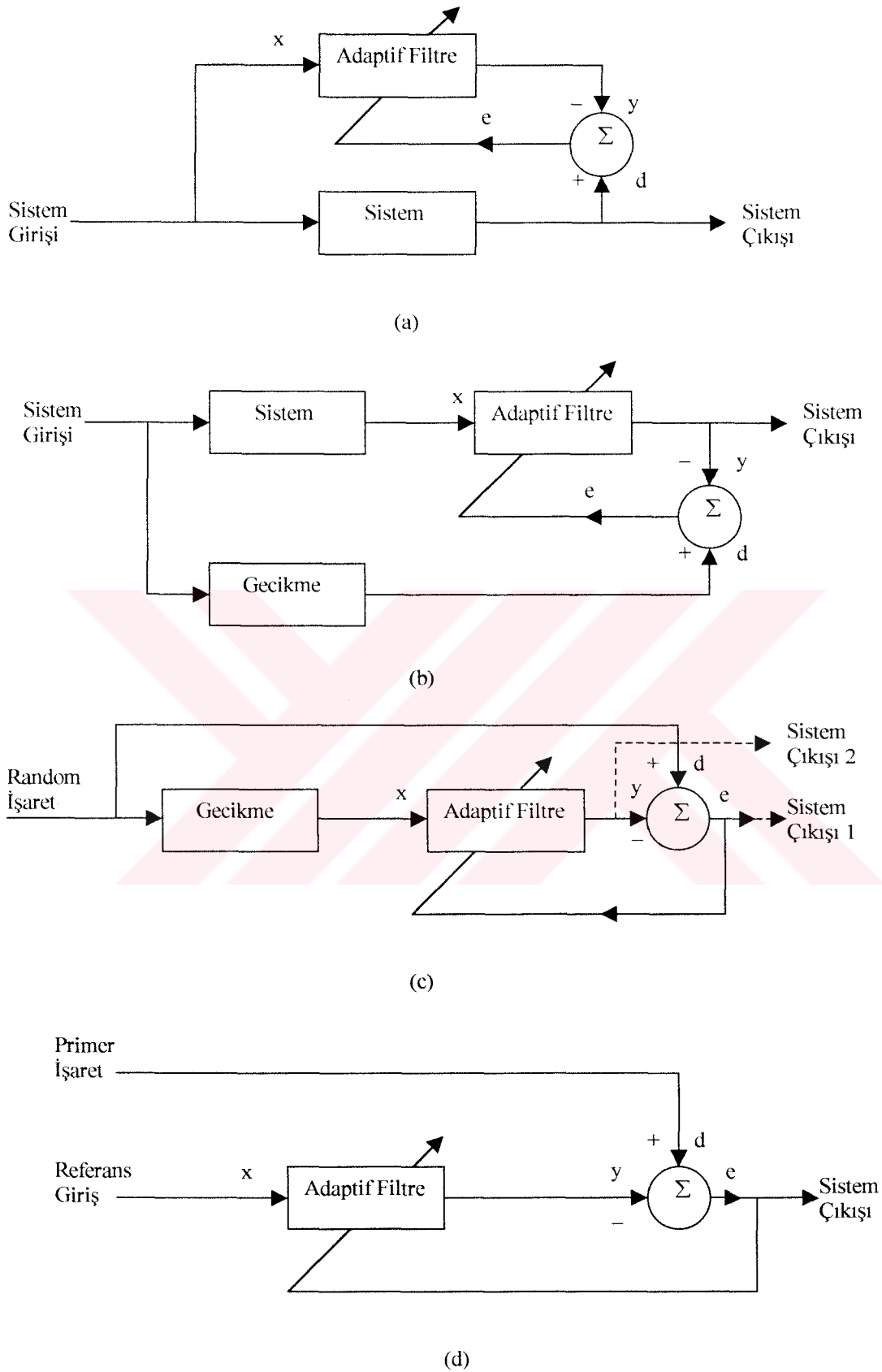
biçiminde elde edilir.

(5.8) bağıntısındaki grup ortalaması alınmış performans fonksiyonu $\mathbf{J}(\mathbf{w})$, yalnızca ağırlık vektörüne bağımlı iken, zaman ortalaması alınmış performans fonksiyonu ξ , (\mathbf{w}) ve örnekleme aralığı (k) ya bağımlıdır. Dolayısıyla $\mathbf{J}(\mathbf{w})$ ile, $\xi(\mathbf{w},k)$ nın minimizasyonu, örnekleme aralığı ile değişen ağırlık vektörü için bir çözüm verir. Bu ikinci yaklaşım “en küçük kareler” yönteminin temelini oluşturur. Performans fonksiyonları $\mathbf{J}(\mathbf{w})$ ve $\xi(\mathbf{w},k)$, bir tek minimum noktada çakışık olduğundan her ikisinin kullanımı, transversal filtrenin ağırlık vektörü için bir tek ortak çözüm vermektedir.[59]

5.3 Adaptif Filtre Uygulamaları

Bir adaptif filtrenin çok iyi bilinmeyen çevresel şartlarda, giriş işaretinin zamanla değişen seyrini izleyebilmesi, işaret işleme ve kontrol uygulamaları için güçlülüğünün göstergesidir. Gerçektende adaptif filtreleme, haberleşme, radar, sonar, sismoloji ve biyomedikal gibi farklı alanlarda başarılı uygulamalara sahiptir. Bu uygulamalar, doğalarındaki farklılıklara rağmen, yine de temelde ortak bir özelliğe sahiptir. Bütün adaptif filtre kullanılan sistemlerin ortak özelliği, bir giriş vektörü ile istenen cevap, ayarlanabilen filtre katsayılarını kontrol edebilen bir hata değerini hesaplamak için kullanılır. Ayarlanabilen katsayılar, çalıştırılan filtrenin yapısına bağlı olarak, ağırlıkları yansıma katsayıları veya dönüşüm parametreleri şeklinde tanımlanabilir. Bununla birlikte adaptif filtrelemenin değişik uygulamaları arasındaki fark, elde edilen cevap işaretinin davranışındadır. Bu amaçla değişik sistemlerde kullanılan adaptif filtrenin farklı uygulamaları Şekil 5.3’ de görülmektedir.[60]

Tanımlama, bilim ve mühendislikde teorilerin açıklanması için ilk basamak olarak ifade edilir. Özellikle sistemlerle uğraşan uygulamalı bilimlerden sistem tanımlama önemlidir. Adaptif filtre, şartları bilinmeyen bir sisteme en uygun lineer bir modeli sağlamak için kullanılır. Modeli bilinmeyen bir sistem ve adaptif filtre aynı giriş ile sürülür. Eğer sistemin doğasında dinamiklik varsa, sistemdeki adaptiflik özelliğini korumak için modelin zamanla değiştirilmesi zorunlu hale gelecektir. (Şekil 5.3a)



Şekil 5.3 Adaptif Filtrenin Farklı Uygulama Modelleri.

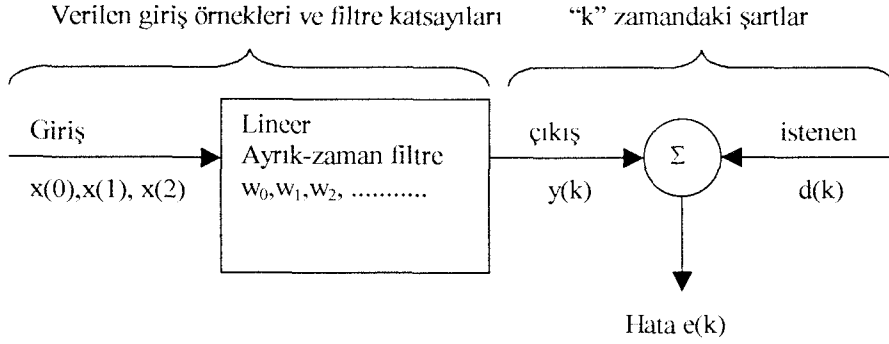
a.) Tanımlama, b.) Ters modelleme, c.) Kestirim, d.) Gürültü Önleme.

Ters modellemede adaptif filtrenin fonksiyonu, bilinmeyen bir gürültüye sahip sistemi en uygun tanımlayan bir ters model elde etmektir. İdeal olarak, ters model sistemin transfer fonksiyonunun tersine eşit bir transfer fonksiyonuna sahiptir. Sistem girişinin geciktirilmiş bir versiyonu, adaptif filtre için istenen cevabı oluşturur. Bazı uygulamalarda sistem girişi, istenen cevap olarak gecikmesiz kullanılmaktadır. (Şekil 5.3b)

Kestirim amaçlı kullanımda adaptif filtrenin fonksiyonu, rasgele bir işaretin değerini ve şeklini en iyi şekilde tahmin etmektedir. Bu uygulamada giriş işareti adaptif filtre için istenen cevap olarak da kullanılmaktadır. İşaretin bir önceki değerleri adaptif filtre girişini besler. Başka ilginç bir uygulamada ise adaptif filtre, çıkışı veya kestirim hatası sistem çıkışı gibi görev yaptığından, hata tahmin filtresi olarak çalışır.(Şekil 5.3c)

Gürültüyü önlemek için, adaptif filtre ile, giriş işaretinin içindeki karakteristikleri bilinmeyen gürültünün önlenmesi amaçlanmaktadır. Bu tip uygulamada, adaptif filtre girişindeki primer işaret gürültü içeren işaret, ikinci kanaldan filtreye uygulanan referans işareti ise, istenen işarettir. (Şekil 5.3d)

BÖLÜM 6. OPTİMUM DOĞRUSAL FİLTRELEME



Şekil.6.1 Filtre Problemini Parametrik Olarak Tanımlayan Blok Diyagramı

Şekil 6.1'in blok diyagramındaki yapıyı lineer-ayrık zamanlı filtre olarak kabul edelim. $x(0), x(1), x(2), \dots$ zaman serisinden ibaret filtre girişi ve katsayılar w_0, w_1, w_2 birim basamak cevabı ile karakterize edilmiştir. Bir ayrık zamanlı sistemde, filtre $y(k)$ ile gösterilen bir çıkış işareti üretir. Bu çıkış işareti, $d(k)$ ile gösterilen istenen filtre cevabını kestirimini sağlamak için kullanılır.

Literatürde önemli ve ciddi birkaç optimizasyon kriteri vardır. Özellikle, bir performans fonksiyonunun minimize edilmesi ile filtre tasarımının optimizasyonu veya performans fonksiyonu göz önüne alındığında, aşağıdaki söz konusu edilen alternatif çözüm yöntemlerinden seçim yapılabilir:

1. Kestirim notasının karesel ortalama değeri,
2. Kestirim hatasının mutlak değerinin hesaplanması,
3. Kestirim hatasının mutlak değerinin üçüncü veya daha yüksek derecedeki elde edilen sonucu,

Yukarıdaki alternatif durumlardan birincisi, diğer ikisine göre, matematiksel olarak sistemleştirilmeye yatkın olduğu için daha üstündür. Özellikle, ortalama karesel hata

kriterinin seçimi, filtrenin impals cevabında bilinmeyen katsayılar üzerinde performans fonksiyonu için bir ikinci derece bağımlılık ile sonuçlanır. Ayrıca performans fonksiyonu, filtrenin optimum istatistiki tasarımını tamamlayan farklı bir minimumluğa sahiptir. Filtre optimizasyon problemi için; çıkışı $y(k)$ olan bir ayrık zamanlı lineer filtre tasarımı ile istenen cevabın kestirimi sağlanır. Kestirim hatası $e(k)$ 'nın karesel ortalama değeri gibi giriş örnekleri seti $x(0), x(1), x(2), \dots$, verilir ve minimize edilen gerçek çıkış $y(k)$ ve istenen cevap $d(k)$ arasındaki fark olarak tanımlanır.

Tamamlayıcı olarak, tamamen iki farklı yaklaşımın anlaşılması ile optimizasyon problemine matematik çözüm geliştirilebilir. Bu yaklaşımlardan ilki, ortogonalite prensibi olarak yaygın bir şekilde bilinen önemli problemin geliştirilmesi üzerine kuruludur. İkinci yaklaşım ise, filtre katsayıları üzerine "performans fonksiyonu"nun ikinci derece bağımlılığın tanımlayan "hata performansı yüzeyi" yöntemi ile dikkati çeker

6.1. Ortogonalite Yöntemi

Şekil 6.1.'de tamamlanan istatistiki filtre problemini tekrar ele aldığımızda, filtre girişi, $x(0), x(1), x(2), \dots$ ile tanımlanır ve filtrenin impals cevabı, kompleks değerler ve sonsuz zamanlı olduğu kabul edilmesi halinde, w_0, w_1, w_2, \dots , ile belirtilir. Ayrık zamanla da filtre çıkışı $y(k)$ lineer konvolüsyon toplamı ile tanımlanır.

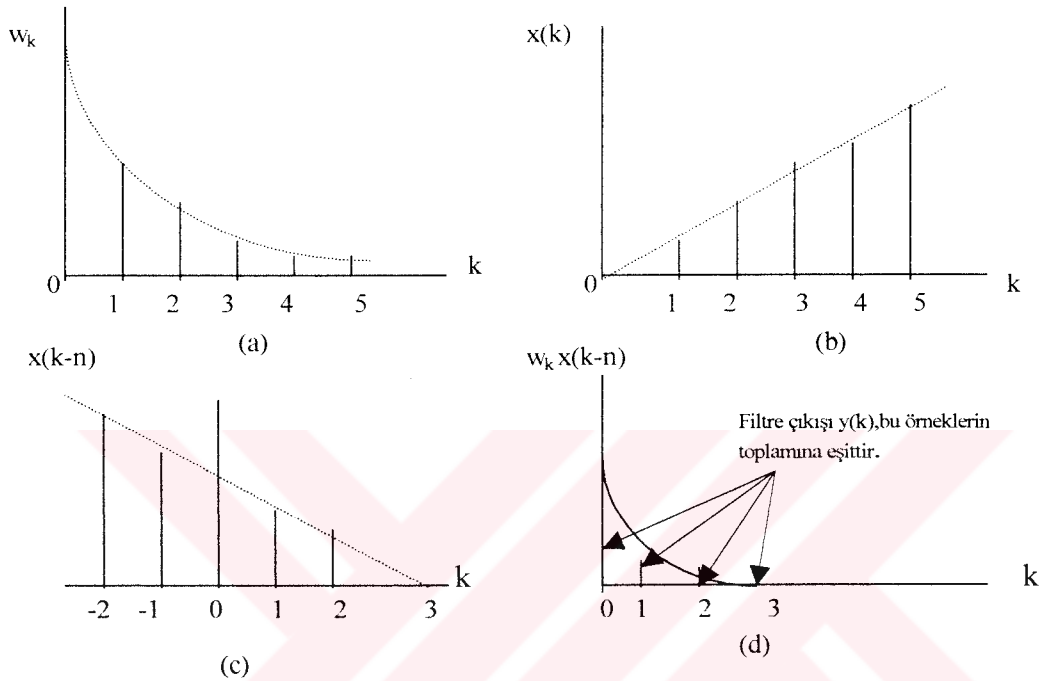
$$y(k) = \sum_{n=0}^{\infty} w_n^* x(k-n), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6.1.)$$

Denklem (6.1)'de (*) kompleks bileşenlerin varlığını gösterir. $w_n^* x(k-n)$ ifadesi filtre girişi $x(k-n)$ ve filtre katsayısı w_k 'in çarpımını tanımlar. Şekil 6.2 ise Şekil 6.1'de tanımlanan konvolüsyonun lineer ayrık zaman yapısını gösterir.

Filtre girişi ve istenen cevapla birlikte sıfır değerli, ortak olarak geniş-duyarlılık durağan stokastik işlemleri gerçekleştirir. Bunun için, $d(k)$ 'nın kestirimi, hata $e(k)$ ile elde edildiğinden,

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (6.2)$$

bağıntısı yazılır.



Şekil 6.2 Lineer Kestirimde Filtre Cevapları: (a) Birim Basamak Cevabı, (b) Filtre Girişi, (c) Filtre Girişinin Zamanca Ötelenmiş Versiyonu, (d) $k=3$ anında filtre çıkışının hesaplanması

Kestirim hatası $e(k)$, bir rasgele değişkenin örneğidir. Filtre tasarımını optimize etmek için, kestirim hatası $e(k)$ 'nın minimize karesel ortalama değeri seçilir. Hatanın ortalama karesel hata değeri olarak,

$$\begin{aligned} J &= E [e(k) e^*(k)] \\ &= E [e(k)^2] \end{aligned} \quad (6.3)$$

ifadesi elde edilir. Burada E notasyonu, istatistiki işlemciyi tanımlamaktadır. Problemin amacı minimum değerine ulaşılan J 'nin çalışma şartlarını belirlemektir. Kompleks giriş işareti için filtre katsayıları da genelde kompleksdir. n ' inci filtre katsayısı w_n ,

$$w_n = a_n + jb_n \quad n=0,1,2, \dots \quad (6.4)$$

Olarak reel ve sanal bileşenlerden meydana gelir. Benzer şekilde, n 'inci filtre katsayısı için gradyen operatörü birinci derece kısmı türevlerin terimleri ile yazıldığında,

$$\nabla_n = \frac{\partial}{\partial a_n} + j \frac{\partial}{\partial b_n} \quad n=0,1,2, \dots \quad (6.5)$$

bağıntısı tanımlanır.

Gradyen işlemcisi ∇ , performans fonksiyonu J 'ye uygulandığında çok boyutlu kompleks gradyen vektörü $\nabla(j)$, n' inci eleman için,

$$\nabla_n(j) = \frac{\partial j}{\partial a_n} + j \frac{\partial j}{\partial b_n} \quad n=0,1,2, \dots \quad (6.6)$$

biçiminde elde edilir.

Denklem (6.6) daki reel terim, sıfıra eşitlenen gradyen $\nabla_n(j)$ in sanal ve reel parçalarının her ikisinin birden kurulması ile elde edilir.

Performans fonksiyonu j 'nin minimum değerine ulaşmak için gradyen vektörü $\nabla(j)$ 'nin bütün elemanları eş zamanlı olarak denklem (6.7)'de gösterildiği gibi sıfıra eşitlenmelidir.

$$\nabla_n(j) = 0, \quad n=0,1,2, \dots \quad (6.7)$$

Bu şartların oluşturulması halinde, filtrenin, ortalama karesel hata duyarlığında, optimum olacağı söylenir.[61]

Denklem (6.3)'e göre performans fonksiyonun J , zamana bağımlı bir skaler büyüklüktür. Bu nedenle denklem (6.3)'ün birinci satırı denklem (6.6)'da yerine yazılarak

$$\nabla_n(j) = E \left[e^*(k) \frac{\partial e(k)}{\partial a_n} + e(k) \frac{\partial e^*(k)}{\partial a_n} + je^*(k) \frac{\partial e(k)}{\partial b_n} + je(k) \frac{\partial e(k)}{\partial b_n} \right] \quad (6.8)$$

bağıntısı elde edilir.

(6.2) ve (6.4) denklemleri kullanılarak, aşağıdaki kısmi türev ifadesi,

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial e(k)}{\partial a_n} &= -(k-n) \\ \frac{\partial e(k)}{\partial b_n} &= jX(k-n) \\ \frac{\partial e(k)}{\partial a_n} &= -X^*(k-n) \\ \frac{\partial e^*(k)}{\partial b_n} &= -jX^*(k-n) \end{aligned} \right\} \quad (6.9)$$

biçiminde tanımlanır.

(6.9) 'daki bu kısmi türev ifadeleri (6.9) denkleminde yerine konulup, ortak terimler çıkarıldığında, gradyen vektörünün yeni ifadesi

$$\nabla_n(j) = -2 * E[X(k-n) * e^*(k)] \quad (6.10)$$

eşitliği ile ifade edilir.

Bu durumda performans fonksiyonu J 'nin minimizasyonu için, gereken çalışma şartları açıklanacak olursa; filtre optimum şartlar altında çalıştığıında, sonuçların kestirim hatalarını özel bir e_0 değeri olarak atayalım bu durumda denklem (6.7)'de tanımlanan şartlar elde edilir ki; açık olarak ifade edildiğinde,

$$E[X(k-n) * e_0^*(k)] = 0, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (6.11)$$

olarak yazılır.

(6.11) bağıntısını söz ile ifade etmek gerekirse; Performans fonksiyonunun minimum değerine ulaşmasının gerek ve yeter şartı, k zamanında istenen cevabın kestirimine giren her bir giriş örnek değerine, kestirim hatası $e_0(k)$ 'nin uygun değerinin ortogonal olmasıdır.

Ortogonallığın en iyi şekilde tanımlayan yukarıdaki sözlü ifadeyle, optimum filtreleme konusundaki özetleme de yapılmış olmaktadır. Filtre çıkışı $y(k)$ ve kestirim hatası $e(k)$ arasındaki karşılıklı ilişkinin sınanması ile, ortogonallık prensibinin varlığı görülmektedir. Denklem (6.1)'in kullanılması ile, bu korelasyon,

$$\begin{aligned} E[y(k) * e^*(k)] &= E \left[\sum_{n=0}^{\infty} w_n^* * X(k-n) * e(k)^* \right] \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} w_n^* [X(k-n) * e(k)^*] \end{aligned} \quad (6.12)$$

biçiminde ifade edilir.

Karesel hata duyarlılığında optimize edilen filtre tarafından üretilen çıkış y_0 , kestirim hatası e_0 ile gösterildiğinde, (6.11)'den k' örnekleme zamanları ile tanımlanan ortogonallık prensibi kullanılarak,

$$E[y_0(k) * e_0^*(k)] = 0 \quad (6.13)$$

sonuç ifadesi elde edilir.

Eğer bu durumda, ortogonallık prensibini sözlü olarak açıklamak gerekirse; filtre optimum şartlarda çalıştığında, filtre çıkışı $y_0(k)$ 'da üretilen istenilen cevap kestirimi ve uygun kestirim hatası $e_0(k)$ ler biri diğerine ortogonaldır denir.

Ortalama karesel hata duyarlılığında optimize edilen istenen cevabın kestirimi $\hat{d}(k|x_k)$ ile ve zamanında giriş bilgisi olarak X_k aralığında tanımlandığında,

$$\hat{d}(k|x_k) = y_o(k) \quad (6.14)$$

eşitliği yazılır.

(6.14) ifadesinde dikkat edildiğinde bant girişinin ortalaması sıfır kabul edildiği için kestirim $\hat{d}(k|x_k)$, sıfır değerine sahiptir.

6.2. Minimum Ortalama – Karesel Hata

Şekil 6.1'deki lineer ayrık – zamanlı bir filtre optimum şartlarda çalışırken, Denklem (6.2) 'nin özel bir şekli denklem (6.14) 'de kullanılarak

$$\begin{aligned} e_o(k) &= d(k) - y_o(k) \\ &= d(k) - \hat{d}(k|x_k) \end{aligned} \quad (6.15)$$

eşitliği ile elde edilir.

(6.15) denklemindeki terimler tekrar düzenlendiğinde istenen filtre cevabı

$$\hat{d}(k) = \hat{d}(k|x_k) + e_o(k) \quad (6.16)$$

biçiminde tanımlanır.

Minimum ortalama karesel hata J_{\min} ile gösterildiğinde,

$$J_{\min} = E[|e_o(k)|^2] \quad (6.17)$$

olarak elde edilir.

Denklem (6.16)'daki eşitliğin her iki tarafının ortalama – karesel değerlerinin hesaplanması ve denklem (6.13) ile tanımlanan ortogonallık prensibine ilişkileri uygulanması halinde,

$$\sigma_d^2 = \sigma_d^2 + J_{\min} \quad (6.18)$$

bağıntısı yazılır.

Burada σ_d^2 istenen cevabın değişimi, ve σ_d^2 kestirim değeri $\hat{d}(k|x_k)$ 'nin değişimi olup, bu parametrelerin her ikisinin de ortalaması sıfır olarak kabul edilir.

Minimum ortalama – karesel hata için denklem (6.18)'in çözülmesi halinde,

$$J_{\min} = \sigma_d^2 - \sigma_d^2 \hat{d} \quad (6.19)$$

eşitliği elde edilir.

(6.19)'daki ilişki, optimum filtre için, minimum ortalama-karesel-hata ile filtre istenen cevabın değişimi ve üretilen filtre çıkışının kestirimindeki değişim arasındaki farkın eşit olduğunu gösterir.

Her zaman sıfır ve bir arasında değerler alan ortalama-karesel hatanın minimum değerini denklem (6.19)'daki ifadesi ile normalize etmek uygundur. (6.19) 'daki eşitliğin her iki yanını σ_d^2 ile bölündüğünde,

$$\frac{J_{\min}}{\sigma_d^2} = 1 - \frac{\sigma_d^2 \hat{d}}{\sigma_d^2} \quad (6.20)$$

ifadesi bulunur.

(6.20) ifadesi ile de görüldüğü gibi, σ_d^2 hiçbir zaman sıfır değerini almayacağı için bütün k değerlerinde istenen cevap $d(k)$ nin önemsiz hale geleceğini beklemek

mümkündür. Dolayısıyla (6.20) 'deki eşitliğin sağ tarafındaki ikinci terimin sıfır olması ile,

$$\varepsilon = \frac{J_{\min}}{\sigma_d^2} \quad (6.21)$$

bağıntısı tanımlanır.

Normalize edilmiş ortalama – karesel hata olarak isimlendirilen ε değeri σ_d^2/σ_d^2 oranlarının her zaman pozitif olduğu görüleceğinden,

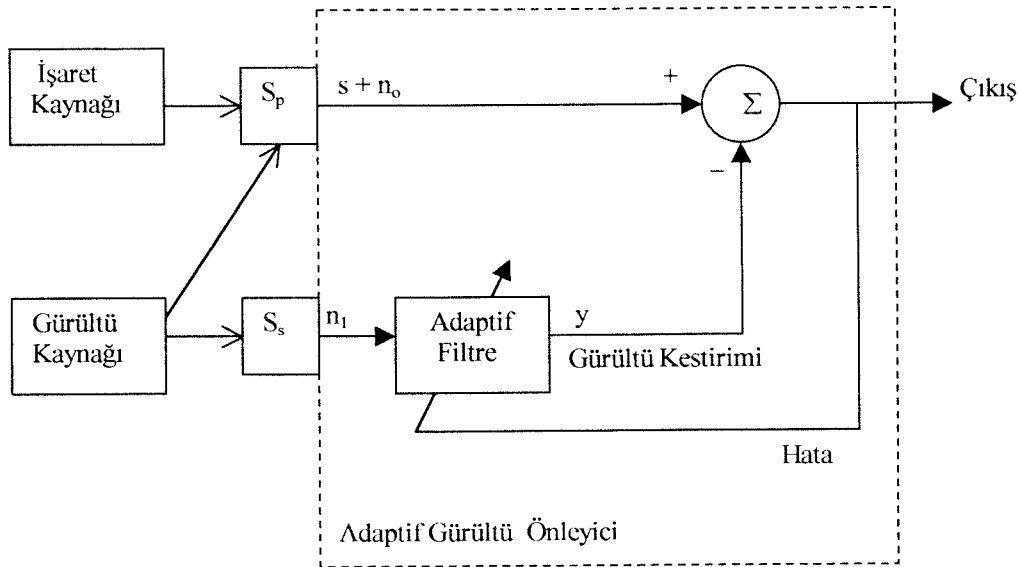
$$0 \leq \varepsilon \leq 1 \quad (6.23)$$

ilişkisi yazılır.[62]

Sonuç olarak, eğer $\varepsilon=0$ ise, optimum filtre, filtre çıkışındaki kestirim $\hat{d}(k|x_k)$ ve istenen cevap $d(k)$ arasındaki uyumun tam olması durumunda mükemmel bir şekilde çalışır. Diğer yandan eğer $\varepsilon=1$ ise, “her iki büyüklüğün arasındaki uyum mümkün olan en kötü durumdadır” denir.

BÖLÜM 7. ADAPTİF GÜRÜLTÜ ÖNLEME

İlave gürültüye sahip, orijinal şekli bozulmuş bir bilgi taşıyıcı işaretin elde edilmesi, gürültünün bastırılması için kullanılacak uygun bir filtre ile sağlanır. Gürültü önleme amaçlı filtrelerin tasarımı, Wiener'in öncülüğünde bulunan ve Kalman ile Bucy'nin çalışmalarının bir sonucu olan, optimal filtreleme ilkeleri yardımıyla gerçekleştirilmektedir. Söz konusu filtreleme işlemi, sabit filtre veya adaptif filtreler ile gerçekleştirilebilir. Sabit filtrelerin tasarımında ilke, işaret ve gürültünün her ikisinde ilk bilgilerinin, filtre katsayılarının tesbitinde kullanılmasıdır. Fakat adaptif filtreler, kendi parametrelerini otomatik olarak ayarlayabilmelerinin yanısıra, gürültü karakteristiklerine ait hiçbir bilgiye sahip olmadan veya çok küçük bilgi ile çalışırlar. Adaptif gürültü önleyici filtrede, ölçülemeyecek kadar zayıf işaretler, bir veya daha fazla sensör üzerinden giriş ve referans bilgisi olarak elde edilerek kullanılmaktadır.[63] Adaptif gürültü önleme şemalarında, referans giriş işareti filtrenin istenen çıkış cevabını belirler.



Şekil 7.1 Adaptif Gürültü Önleme Şeması.

Gürültü önleyicinin X_1 giriş kanalını kullanan n_0 gürültülü bilgi işareti ise, X_2 ikinci giriş kanalını kullanan referans gürültü işareti n_1 ile korole edilmiştir. 1975'de Widrow ve arkadaşları tarafından açıklanan Şekil 7.1'deki gürültü önleme şemasında, X_2 girişindeki n_1 işareti X_1 girişindeki $s+n_0$ tarafından korole edilmediğinden algoritmanın başlangıcında n_1 , n_0 gürültü işaretini tanımamaktadır. Bu şemadaki sistem çıkışı, aynı zamanda

$$e = s + n_0 - y \quad (7.1)$$

eşitliği ile tanımlanan hata işaretini verir.

Eğer gürültü önleyicide X_1 ve X_2 giriş kanallarına uygulanan n_0 ve n_1 gürültülerinin karakteristikleri biliniyorsa, n_1 işaretini y_0 yapacak sabit filtre tasarlanabilir. Filtre çıkışı, daha sonra primer giriş (S_p) den çıkarılmak suretiyle, sistem çıkışında (s) işareti n_0 gürültüsü bastırılmış olarak elde edilir. Ancak çoğu kez, iletim yollarının karakteristikleri bilinmediği veya yalnızca yaklaşık olarak bilindiğinden, sabit filtrelerin kullanımı uygun değildir. Ayrıca sabit bir filtre uygulanabilir olsa bile, karakteristiklerini istenen doğruluk ve kesinlikte elde etmek zor olacağından, çıkışta küçük değerlikli de olsa hata ile karşılaşılır. Kaldı ki, karakteristikleri sürekli değişen işaret ve gürültü girişine sahip bir gürültü önleyicide sabit filtre kullanılması amaç dışı olacaktır.

Şekil 7.1' deki gürültü önleme şemasında, sekonder sensörden girilen referans giriş, filtrenin çıkışında LMS algoritmasındaki gibi, hata işaretine bağımlı en küçük kareler algoritması ile birim basamak cevabını otomatik olarak ayarlayabilen bir adaptif filtre işleme girer. Başka bir ifadeyle, gürültü önleyici sistemlerin pratikteki amacı, sistem çıkışında en uygun $(s+n_0-y)$ ifadesini üretmektir. Bu ifade adaptif filtreye geri besleme şeklinde uygulanarak ve sistem çıkışındaki hatanın minimizasyonuna çalışılır. Bu amaçla (8.1) deki bağıntının karesi alındığında,

$$e^2 = s^2 + (n-y)^2 + 2*s*(n_0-y) \quad (7.2)$$

eşitliği elde edilir.

(7.2) deki ikinci derece denklemin her iki tarafının karesel ortalaması alınarak ve (s) işaretinin (n_0) ve (y_0) ile ilişkisinin olmadığı kabul edilerek,

$$\begin{aligned} E[e^2] &= E[s^2] + E[(n_0 - y)^2] + 2 * E[s(n_0 - y)] \\ E[e^2] &= E[s^2] + E[(n_0 - y)^2] \end{aligned} \quad (7.3)$$

ifadesi yazılır.

(s) işaretinin gücü $E[s^2]$, hatanın karesel ortalaması $E[e^2]$ yi minimize etmek için ayarlanan filtreden etkilenmemiş olacaktır. Bu durumda minimum çıkış gücü,

$$E_{\min}[e^2] = E[s^2] + E_{\min}[(n_0 - y)^2] \quad (7.4)$$

eşitliği ile tanımlanır [60].

Filtre, minimize edilen $E[e^2]$ ye ayarlandığında, $E[(n_0 - y)^2]$ de minimize edilir. Filtre çıkışı (y), X_1 kanalındaki n_0 gürültüsünün en küçük kareler kestirimidir. Üstelik, $E[(n_0 - y)^2]$ minimize edildiğinde, $E[(n_0 - s)^2]$ de, (7.1) bağıntısına göre minimize edilmiş olacaktır. Toplam çıkış gücünü minimize etmek için, filtrenin adaptif hale getirilmesi veya ayarlanması gerekmektedir. Bu sistemdeki adaptif filtrenin ayarlanabilirliği, verilen referans giriş için, (s) işaretinin en küçük kareler çözümünü sağlayacak şekilde (e) çıkışına eşit olmalıdır. Sistem çıkışı (e), genellikle işaret ve gürültü terimlerinden meydana gelir. (7.1) bağıntısından sistem çıkışındaki gürültü ($n_0 - y$) olarak verildiğinden $E[e^2]$ nin minimizasyonu çıkış işareti ile gürültü arasındaki (e/n_0) oranını maksimize eder. Bu durumun anlamı, mümkün olan en küçük çıkış gücünün, $E_{\min}[e^2] = E[s^2]$ eşitliğinde gerçekleşeceği (7.3) bağıntısından da görülür. Bu başarıldığında, $E_{\min}[(n_0 - y)^2] = 0$ olduğundan, şeması verilen gürültü önleyicideki adaptif filtreleme işlemi ile ($y = n_0$) ve ($e = s$) eşitlikleri sağlanmaktadır.

Şekil 5.3d'deki gibi bir adaptif gürültü önleyicideki çıkış gücünün minimizasyonu, çıkış işaretinin gürültüsüz olmasına neden olur. Başka bir ifadeyle, referans giriş n_1 , primer giriş $s+n_0$ ile tamamen korule edilmediğinde, filtre kilitlenecek ve çıkış gürültüsü artmayacaktır. Sistem çıkış işaretinin gürültüsüz olması durumunda,

adaptif filtre çıkışı y , primer giriş X_1 ile korale edilmemiş olacağından çıkış gücü için,

$$E[e^2] = E[(s+n_0)^2] + 2*E[-y*(s+n_0)] + E[y^2]$$

$$E[e^2] = E[(s+n_0)^2] + E[y^2] \quad (7.5)$$

denklemini yazılır.

Gürültü önleme uygulamalarında, sabit filtrenin kullanımı uygun değildir. Ayrıca sabit bir filtre uygulanabilir olsa bile, karakteristiklerini istenen doğruluk ve kesinlikte elde etmek zor olacağından, çıkışta küçük değerlikli de olsa, hata ile karşılaşılır. Kaldı ki, karakteristikleri sürekli değişen işaret ve gürültü girişine sahip bir gürültü önleyicide sabit filtre kullanılması amaç dışı olacaktır.

Adaptif gürültü önleyicinin etkin kullanımı için referans sensörün, primer sensörün bulunduğu ortama yerleştirilmesi gerekir ki, bunun iki nedeni vardır; Birincisi primer sensör çıkışındaki bilgi taşıyıcı işaretin bileşeni, referans sensör çıkışında ölçülemez. İkincisi ise, referans sensör çıkışı, primer sensör çıkışındaki gürültü bileşeni ile yüksek derecede ilişkilidir. Daha da ötesinde ayarlanabilir filtre katsayılarının adaptasyonu yaklaşık optimum olmalıdır.

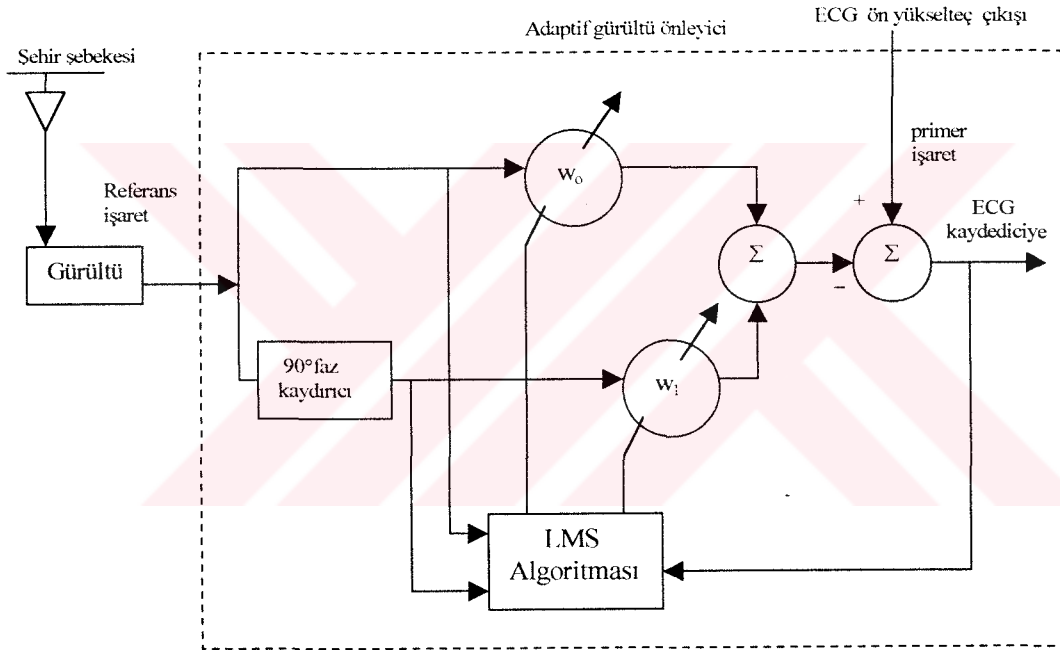
Aşağıda adaptif gürültü önleme işleminin üç kullanışlı uygulamasını örnek olarak tanımlayacağız.

7.1 Elektrokardiyografi (ECG) İşaretlerindeki Gürültünün Önlenmesi

Elektrokardiyografide (ECG), yaygın olarak kalp atışlarını görüntülemek için kullanılan bir elektrik deşarjı olup, insan dokusu üzerinden yayılır ve çıkışı bir elektrot vasıtasıyla alınır. Elektrot genellikle insan vücudu üzerinde en yoğunlaşmış enerjiyi alabilen yere yerleştirilir. Tipik olarak bununla birlikte, elektriksel deşarjı çok düşük potansiyel gerektirir. Buna karşılık alınan enerji çok küçüktür. Bu nedenle, harici girişim nedeniyle zayıflayan işaretin minimize edilmesi gerekmektedir. Ayrıca girişimin en kuvvetli şekilde elde edilmesi, elektrik

ekipmanlarının yakınından alıcı elektrot (50~60 Hz periyodik dalga şeklinin) çekilmesi ile mümkün olmaktadır.

Bu girişim, elektrokardiyogram olarak bilinen kalp grafik cihazları net olarak elde edilmesinde istenmeyen etkilere sahiptir. Widrow ve arkadaşları, 1975’de, kalp grafiklerini olumsuz etkileyen gürültünün azaltılmasını. LMS algoritmalı bir yöntem olarak, adaptif gürültü önleyici filtre kullanımı ile sağladılar. Bu yöntemde primer işaret, ECG ön yükselticisinden ve referans işaret, uygun koruma ve işaret zayıflatıcı ile, şehir şebekesinden bir priz çıkışından alınır [64].



Şekil 7.2 Adaptif Gürültü Önleyicinin Elektrokardiyogramda (ECG) Kullanılması

Şekil 7.2 Widrow ve arkadaşları tarafından kullanılan adaptif gürültü önleyicinin blok şemasını gösterir.[64] Adaptif filtre iki ayarlanabilir w_0 ve w_1 ağırlıklarına sahiptir. Birinci ağırlık w_0 , referans noktasından direkt olarak uygulanır. İkinci ağırlık w_1 , referans girişin 90° faz kaydırılmış versiyonundan beslenir. Referans işaretinin iki ağırlıklı versiyonlarının toplamı hata işaretini üretmek için ECG çıkışından çıkarılır. Bu uygulamada, adaptif gürültü önleyici bir değişken “notch filtre” olarak çalışır. ECG çıkışındaki sinüsoidal girişimin frekansı, sinüsoidal referans işareti ile tahmini olarak aynıdır. Bununla birlikte, ECG çıkışındaki

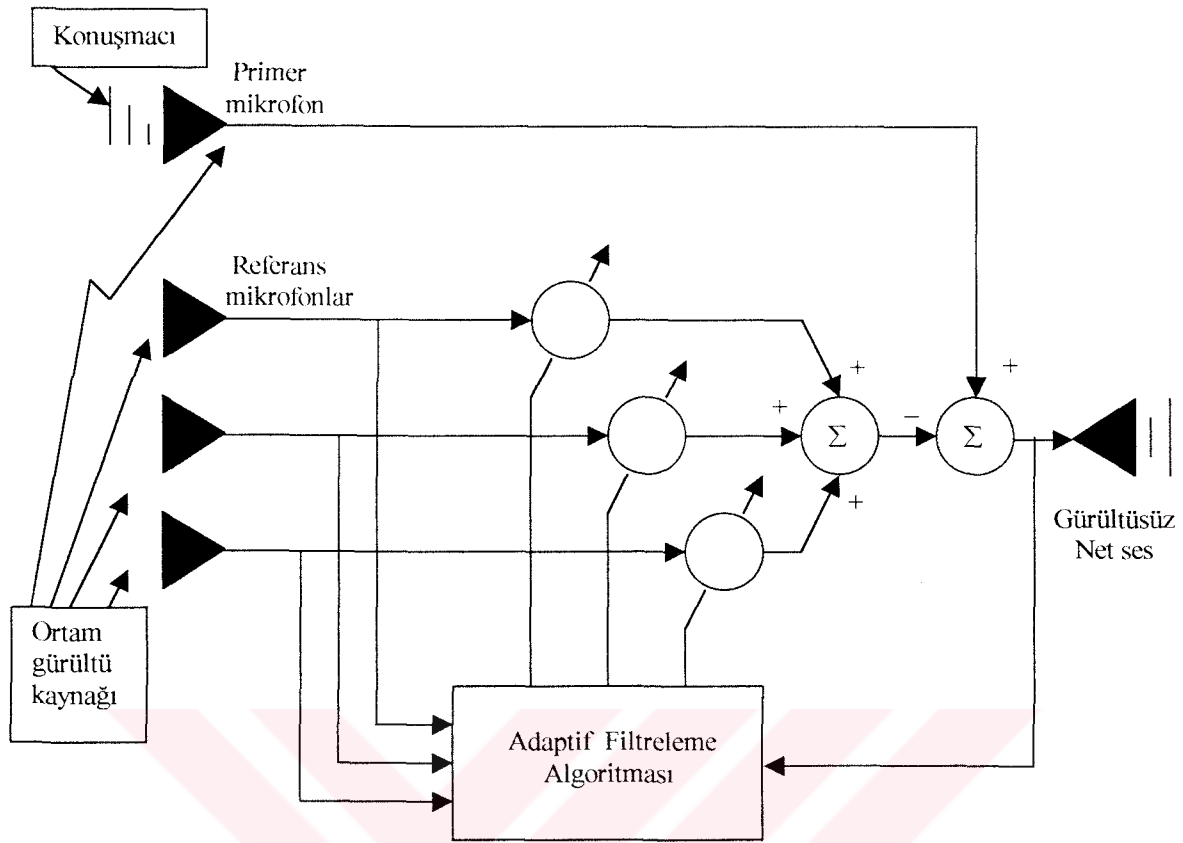
sinusoidal girişimin faz ve genliği bilinmez. Bu iki ağırlık katsayısı $w_0(n)$ ve $w_1(n)$, ECG çıkışında varolan 50~60 Hz girişimi önlemek amacıyla sinusoidal referans işaretinin faz ve genliğini kontrol etmek için gereken iki filtre parametresidir.

7.2. Konuşmadaki Akustik Gürültünün Azaltılması

Pilot kabini gibi, bir gürültü bölgesinde ses haberleşmesi, akustik gürültünün varlığından etkilenir. Bu etki özellikle LPC (lineer predictive coding) düşük bit değerlerinde ses işaretlerinin sayısal kodlandığında sesin kalitesinde ciddi olarak sorun oluşturur. Özel olarak, yüksek frekanslı akustik gürültü, alçak ve yüksek frekans bölgelerinin her ikisinde de kestirilen LPC spektrumunu şiddetli bir şekilde etkiler. Bu nedenle, LPC kullanan sayısallaştırılmış sesin netliği, sık sık minimum kabul edilebilir seviyenin altına düşer. Kang ve Fransen 1987' de bir adaptif gürültü önleyicinin, konuşmadaki akustik gürültüyü azaltmak için, LMS algoritması esaslı kullanımını tanımlar. Gürültü ile bozulmuş konuşma(ses), gürültü önleyicide, primer işaret olarak kullanılır. Referans işaret sağlamak için, (yalnızca gürültü), bir referans mikrofonu ses kaynağında yeterli izolasyonun var olduğu bir yere yerleştirilir (konuşmacının ağzının bilinen yeri). Kang ve Fransen tarafından tanımlanan adaptif gürültü önleyici yöntemi kullanılarak gerçekleştirilen deneylerde, akustik gürültünün bulunduğu ortamda, ses kalitesi düşürülmeksizin, gürültü seviyesinde 10 ile 15 dB lik azalma başarılmıştır.[65]

7.3. Adaptif Ses Güçlendirme

Şekil 7.3 de özetlenen durumu göz önüne alındığında, fon gürültüsünün varlığında istenen konuşmacının sesini dinlemek içindir. Ki bu durum, adaptif gürültü önleyicinin kullanılmasıyla başarılabilir. Özellikle çıkışları yalnızca gürültü olan referans mikrofonları, , dinlenmek istenen konuşmacıdan yeteri kadar uzaklıkta bir yere ilave edilir. Şekil 7.3 de belirtildiği gibi, yardımcı mikrofon çıkışlarının ağırlıklı toplamı, istenen sesi içeren mikrofon çıkışından çıkarılır. Adaptif filtreleme algoritması, ortalama çıkış gücünü minimize etmek amacıyla ağırlıkları ayarlamak için kullanılır. Chazan ve arkadaşları tarafından "kokteyl parti etkisi" nedeniyle bozulan işitilme seviyesinin artırılması amaçlanmaktadır [66].

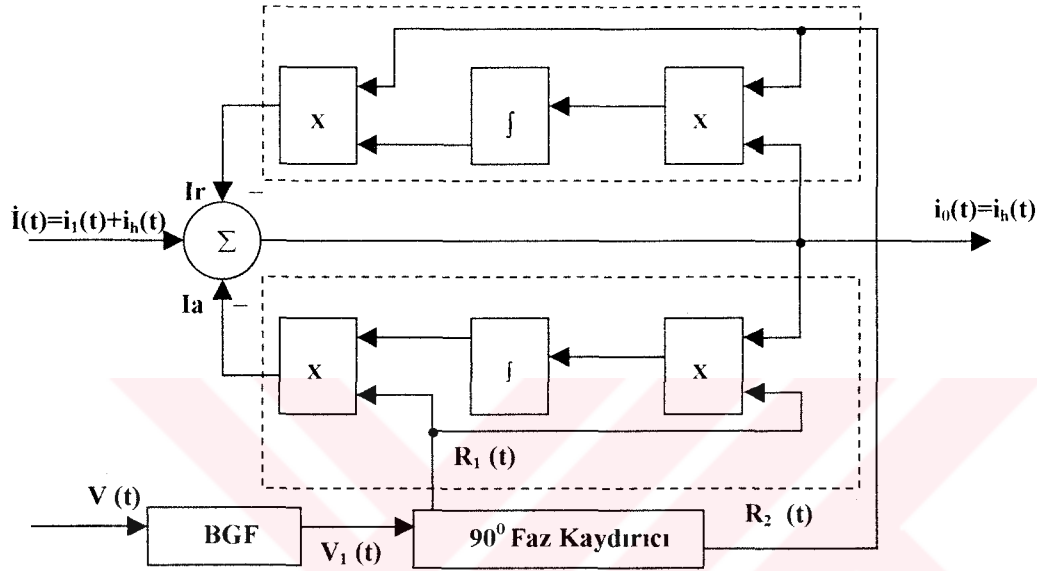


Şekil 7.3 Ses Kalitesi İçin Kullanılan Adaptif Gürültü Önleme Şeması

“Kokteyl parti etkisi”, kalabalık bir odada uzak bir yerdeki sohbe odaklanmak için normal işitme ile bir kişinin kabiliyetinden bahseder. Bu kabiliyet, fon gürültülerinin varlığına son derece duyarlı olduğu için işitme cihazı desteği ile duyabilen bir kişideki bir eksikliklerdir. Doğal halini kaybeden kulağın işitme yapısındaki bu duyarlılığa neden olan iki faktör vardır. a.) Yönlü işaretlerin kaybolması, b.) dinamik aralık ve frekans cevabının her ikisine neden olan kulağın sınırlı kanal kapasitesi. Chazan ve arkadaşları bu problemin üstesinden gelinmesi için adaptif gürültü önleme tekniğini kullanmışlardır [66]. Bu teknik, kalabalık bir odada istenen işaret ve gürültü arasındaki uzaysal karakteristiklerdeki farkı olağanüstüleştirilen mikrofonlar dizisinin kullanılmasını gerektirir. Chazan ve arkadaşlarının yaklaşımı, bir odadaki konuşmalarda birbirine karışmış bireysel konuşmacılar tarafından üretilen işaretlerin toplamı olarak görülebilen her bir mikrofon çıkışının etkisi üzerine kuruludur. Belirli bir mikrofon çıkışındaki her bir işaret desteği esasen, oda filtresi içerisinde geçirilmiş bir konuşmacının ses işaretinin sonucudur. Başka bir ifadeyle, sesi dinlenilmek istenen konuşmacı, odanın duvarlarındaki yansımaları ve ses

sinyallerinin doğrudan iletiminin toplamından ibaret olan mikrofon çıkışındaki işareti üretir. Adaptif gürültü önleyici ile sağlanan, sesin odadaki yansımalarını içeren, dış gürültü kaynağı tarafından bastırılan konuşmacı işaretini tekrar yapılandırır.

7.4 Adaptif Akım Ölçme Uygulaması



Şekil 7.4 Analog Tip Adaptif Akım Ölçme Yönteminin Şeması

Şekil 7.4 de görülen adaptif ölçme yöntemi şeması Huo ve Luo tarafından analog devre elemanları ile güç devresindeki akımın harmonik bileşenini elde etmek amacıyla gerçekleştirilmiştir [31]. Bu ölçme şemasındaki devre girişine temel bileşen $i_1(t)$ ve harmonik bileşen $i_h(t)$ toplamından oluşan $i(t)$ akım işareti ile güç devresindeki şebeke gerilimi işareti $v(t)$ uygulanmaktadır. Sistem adaptif gürültü önleyici çentik filtre olarak tasarlandığından $v(t)$ referans işaretinin frekansı ω_r , filtre kesim frekansıdır.

Akımın aktif bileşeni $i_a(t)$ ve reaktif bileşeni $i_r(t)$, sırasıyla F_1 ve F_2 geri besleme kolları çıkışlarında elde edilmekte, her iki geri besleme kolunun referans işaretleri ise F_1 kolu için, $R_1 = D \cdot \cos \omega_r t$ ve F_2 kolu için ise 90° faz kaydırıcı ile $R_2 = D \cdot \sin \omega_r t$ uygulanmaktadır. $i(t)$ akımının harmonik bileşeni, $i_h(t) = i(t) - i_a(t) - i_r(t)$ eşitliği ile elde edilir.

Adaptif filtrenin toplam geri besleme işareti, $f(t) = f_1(t) + f_2(t)$ olduğuna göre, gerekli laplas dönüşüm işlemleri sonunda,

$$L\{f(t)\} = F(s) = F_1(s) + F_2(s) = \frac{D^2 * Gs}{s^2 + jw_r^2} * I_0(s) \quad (7.6)$$

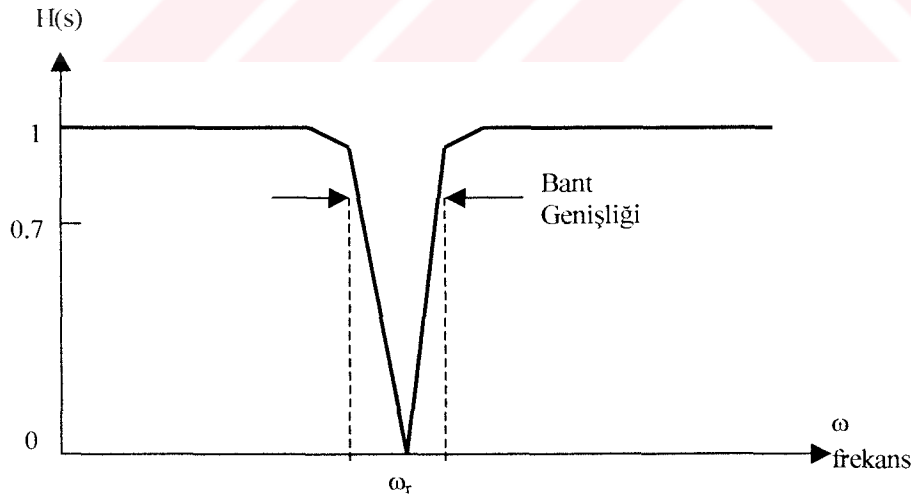
ifadesi ile tanımlanır.

Bütün sistemin geri besleme katsayısı ve transfer fonksiyonu sırasıyla.

$$B(s) = \frac{F(s)}{I_0(s)} = \frac{D^2 * Gs}{s^2 + w_r^2} \quad (7.7)$$

$$H(s) = \frac{I_0(s)}{I(s)} = \frac{1}{1 + B(s)} = \frac{s^2 + w_r^2}{s^2 + D^2 * Gs + w_r^2} \quad (7.8)$$

bağıntılarıyla elde edilmektedir.



Şekil 7.5 İdeal Bir Çentik Filtrenin Frekans Cevabı.

Adaptif akım ölçme yöntemindeki (7.8) ifadesinde verilen transfer fonksiyonunun frekans cevabı, çentik filtre frekans cevabı olarak elde edilmektedir.

Şekil 7.5' de ise ideal bir çentik filtrenin frekans cevabı verilmiştir. İdeal çentik filtrenin frekans cevabında da görüldüğü gibi, filtrede kesim frekansı gürültü işaretinin frekansı olarak seçilmesi halinde, gürültü önleme işlemi için, çentik filtrenin istenen filtre tipi olacaktır.

Gürültüyü önlemenin, bilinen klasik bir yöntemi de, çentik filtre kullanmaktır. Adaptif gürültü önleyici olarak kullanılan bir çentik filtrede bir primer giriş, ilave istenmeyen bir sinüsoidal gürültü ile uygun bileşeninden ibarettir. Çentik filtre kesim frekansı değerinde keskin derinliğin yanında, gürültünün frekans ve fazını adaptif olarak izleme kabiliyeti sağlaması da önemli bir özelliğidir.



BÖLÜM 8. SAYISAL OPTİMAL ADAPTİF ÖLÇME ALGORİTMASI

Bu çalışmada tasarlanan ölçme algoritması ile güç devrelerindeki akım işaretinin bozulmasına neden olan harmonik bileşen akımı ile aktif ve reaktif akımlarının zamana göre ani değişimlerinin elde edilmesi amaçlanmıştır.

Geliştirilen optimal-adaptif ölçme yöntemi (OPAD) ile herhangi bir güç devresindeki nonlineer bir yükün çektiği akımın aktif, reaktif ve harmonik bileşenleri ayrıştırılmaktadır. Tasarlanan ölçme devresi, aslında adaptif bir gürültü önleyici veya genel bir ifade ile adaptif filtre teorisi esas alınarak tasarlanmıştır.

Akımı ölçülecek yükün doğrusal olmayan çalışma karakteri ile gerek yük açısı ve gerekse harmonik bileşenlerinin sürekli değişim göstermesi, ölçme devresinin akımdaki bu değişime hızlı cevap vererek yeterli doğrulukta ölçme yapabilecek şekilde çalışması istenir. Başka bir ifadeyle, yük akımının bileşenlerindeki hızlı değişimin, tasarlanan ölçme devresi ani değerlerinin yeterli hız ve doğrulukta izlenmesi gerekmektedir.

Bu amaçla geliştirilen, OPAD ölçme algoritması için en uygun filtre modeli olarak Bölüm.7’ de çalışma prensibi anlatılan “adaptif gürültü önleme şeması” seçilmiştir. Ölçülmek istenen akımın şebeke gerilimi ile aynı frekansa sahip aktif ve reaktif bileşenlerden oluşan temel bileşeninin yanısıra, farklı frekanslara sahip harmonik bileşenlerinin toplamının meydana getirdiği toplam harmonik bileşeni olmak üzere üç esas bileşeni vardır. Enerji kalitesi bakımından, elektrik tesislerinde, özellikle önemsenen bu üç bileşenin ölçümü için tasarlanan OPAD ölçme yönteminde devre girişinde iki işaret kullanılmaktadır. Birincisi, ölçülmek istenen akım ve ikincisi, referans işareti olarak ölçülen şebeke gerilimidir. Referans işaretinin giriş bilgisi olarak kullanılması, yöntemin adaptifliğinin bir gereğidir.

Çalışması Şekil 8.1 de blok şema olarak çizilen OPAD ölçme yönteminde, devre girişine, ölçülecek $i(t)$ yük akımı ile $v(t)$ şebeke gerilimi analog işaret olarak uygulanarak eşzamanlı çalışan T_0 örnekleyicisi yardımıyla $i(k)$ ve $v(k)$ ayrık işaretlerine dönüştürülmektedir. Sistem, eğitime fazı ve ölçme fazı olmak üzere iki aşamada çalıştığı için ölçme algoritmasındaki bu iki faz, eşzamanlı çalışan, A seçici anahtarları ile aktif hale getirilmektedir. OPAD, A anahtarlarının sıfır(0) konumunda eğitime fazında, A anahtarlarının bir(1) konumunda ise ölçme fazında çalıştırılmaktadır. Akım giriş kanalından, eğitime fazında kullanılmak üzere, bilinen bir $i^*(k)$ akım işareti uygulamak amacıyla işaret üretici yerleştirilmiştir.

Şekil 8.1 de blok şeması verilen OPAD ölçme algoritması sayısal filtre olarak tasarlandığından ölçülecek akım $i(t)$ ve referans olarak kullanılacak gerilim $v(t)$ işaretleri, sistem girişindeki $1/T_0$ örnekleme frekansı ile eş zamanlı örneklenmektedir.

OPAD girişine uygulanan analog işaretler $i(t)$ ve $v(t)$, T_0 anahtarı ile $1/T_0$ frekansında kT anlarında örneklenerek sırasıyla ayrık biçimde,

$$v(k) = \sqrt{2} * V * \sin(\omega_0 * k * T_0) \quad (8.1)$$

$$i(k) = \sum_{n=1}^{h_n} \sqrt{2} * I_n * \sin(n * \omega_0 * k * T_0 - \varphi_n) \quad (8.2)$$

eşitlikleri ile ifade edilirler.

Eğer ayrık akımın ani değerini, bileşenleri ile birlikte tanımlayacak olursak,

$$i(k) = i_a(k) + i_r(k) + i_h(k) \quad (8.3)$$

ifadesi elde edilir.

Şekil 8.1'de blok şeması verilen ölçme devresinde, adaptif filtrenin geri besleme kolu üzerindeki $B_a(k)$ ve $B_r(k)$ işlemci bloklarının çıkışlarında elde edilen akımın

aktif $i_a(k)$ ve reaktif $i_r(k)$ bileşenleri giriş işareti $i(k)$ dan çıkarıldığında, sistem çıkışındaki akımın toplam harmonik bileşeninin ani değeri,

$$i_h(k) = i(k) - i_d(k) - i_r(k) \quad (8.4)$$

olarak bulunur.

OPAD ölçme sisteminin akım girişi, temel bileşen ile birlikte akımın orijinal şeklinde bozulmaya neden olan harmonik bileşenlerini de içerdiğinden temel bileşen, adaptif gürültü önleyici filtre olarak çalışan sistemin gürültüsü olarak belirlenmiştir. Sistemde referans giriş olarak kullanılan, ve frekansı akımın temel bileşeni ile aynı frekansdaki, $v(k)$ şebeke gerilimi gürültü işareti olarak seçilmek suretiyle adaptiflik sağlanmaktadır. Optimal adaptif filtre olarak çalışan OPAD ölçme yönteminde, gürültü işaretlerinin filtre edildiği, geri besleme kolları üzerine yerleştirilen $B_a(k)$ ve $B_r(k)$ işlemci blokları ile her bir adımda, sistem çıkışındaki $i_h(k)$ ayrık işaret değeri, bir sonraki değer için hesaplanması için kullanılmaktadır. Her devam eden adımda ise, eğitime fazında elde edilen optimal parametreler kullanılmak suretiyle, giriş işaretinin gürültüsü en iyi şekilde filtre edilerek sistem çıkışında istenen ve gerçek harmonik işareti görülür.

OPAD ölçme yönteminde optimal filtre parametreleri sistem içerisinde üretilmektedir. Sistemin çalışmasının birinci aşamasında, eğitime fazı kullanılarak optimal filtre parametreleri elde edilmekte, ikinci aşamasında ise eğitime fazında elde edilen optimal parametreler ölçme fazında kullanılmaktadır.

8.2 Eğitime Fazı

Prensip şeması Şekil 8.1 de görülen, (OPAD) ölçme yönteminde eğitime fazının çalışması, devredeki A seçici anahtarları sıfır(0) konumuna alınarak başlatılır. İşaret üreticinden, bileşenleri ölçülecek akımın oluşabilecek harmonik bileşenleri ve yük açısını modelleyen, bilinen bir $i^*(k)$ akımı eğitime fazını beslemektedir. Eğitime fazında, adaptif filtre katsayılarının optimal değerlerinin elde edilmesi amaçlandığı için, sistem referans işareti ile çıkış işaretleri karşılaştırılarak hata işareti

bağıntısı ile tanımlanır.

Referans akım işareti $i_{ref}(k)$ ise, bastırılacak gürültü işareti olarak seçilen, giriş akımının temel bileşeni işareti, $i_{norm}(k) = i_a^*(k)$ olarak üretilerek, giriş akımı $i^*(k)$ dan çıkarılmak suretiyle,

$$i_{ref}(k) = i^*(k) - i_{norm}(k) \quad (8.7)$$

eşitliği ile ifade edilir.

(8.7) ifadesi (8.6) bağıntısında yerine yazıldığında, eğitime fazında ölçme sisteminin $i^*(k)$ giriş ve $i_d^*(k)$ çıkış işaretleri arasındaki ilişki için,

$$e(k) = i^*(k) - i_{norm}(k) - i_d^*(k) \quad (8.8)$$

bağıntısı yazılır.

Eğer (8.8) bağıntısı tekrar düzenlenip sistem çıkış işareti, giriş işareti cinsinden tanımlandığında,

$$i_d^*(k) = i^*(k) - i_{norm}(k) - e(k) \quad (8.9)$$

ifadesi elde edilir.

(8.9) ifadesindeki çıkış ve giriş işaretleri arasındaki bağıntı, eğitime fazında çıkış işaretinin giriş işaretini minimum hata ile izleyebilmesi için $e(k)$ 'nin minimize edilmesi gerekmektedir.

Eğitime fazında çıkış akım işareti ile referans akım işareti karşılaştırılarak, elde edilen hata işareti $e(k)$ en önemli ilk bulgudur. İkinci istenen önemli bulgu ise,

$i_d^*(k) = i_{ref}(k)$ eşitliğinin sağlanması veya başka bir ifadeyle, sistem çıkışındaki hatayı minimize edecek optimal adaptif filtre katsayılarının elde edilmesidir.

8.3 Adaptif Filtre Katsayıları

Eğitime fazının çalışmasında, sistem çıkışındaki hata değeri elde edildikten sonraki, en önemli adım eğitime algoritmasında gerçekleştirilmektedir. Eğitime algoritmasında eğitime işlemi sırasında kullanılan bilgiler, adaptif ölçme devresi çıkışındaki hata ile birlikte filtre katsayılarıdır.

OPAD ölçme yönteminin, ölçme işlemi sırasındaki, omurgasını oluşturan filtre işlemi ile bastırılmak istenen gürültü işareti hesaplanarak elimine edildiğinden, eğitime algoritmasında, sistemin, söz konusu bu aşamalarının modellenerek adaptif ölçme işleminde kullanılacak optimum filtre parametrelerinin bulunması amaçlanmaktadır.

Şekil 8.1 ve Şekil 8.2 de görüldüğü gibi eğitime fazında, akımın aktif bileşenini hesaplamak için kullanılan, $B_a(k)$ geri besleme sayısal işlemci bloğu girişine sistem çıkış işareti $i_d^*(k)$ ve referans işareti olarak seçilen şebeke gerilimi $v(k)$ uygulanmaktadır. \mathcal{C}_1 ve \mathcal{C}_2 olmak üzere iki adet çarpma ve I integral alıcı sayısal işlemcisi ile $B_a(k)$ çıkışında akımın aktif bileşeni elde edilmektedir. Referans işaret çıkışı $V * \cos \omega k T_s = V * V_z(k)$ eşitliği ile tanımlandığında \mathcal{C}_1 çıkışında,

$$a(k) = i_d^*(k) * V * V_z(k) \quad (8.10)$$

ifadesi elde edilir.

Bu durumda I integral alıcı çıkışındaki işaretin, sayısal integrasyon işlemi sonunda, bilgisayar modelinin elde edilebilmesi için pay ve paydası, $X * z^{-1}$ ile çarpılarak, (z) düzleminde,

$$\frac{b(z)}{a(z)} = \frac{K_1 * (z+1) X(z) * z^{-1}}{z-1 X(z) * z^{-1}} = \frac{K_1 * X(z) + K_1 * X(z) * z^{-1}}{X(z) - X(z) * z^{-1}} \quad (8.11)$$

ifadesi ile tanımlanır.

(8.11) bağıntısı $z \rightarrow k$ ve $(z^{-1}) \rightarrow (k-1)$ dönüşümleri yapılarak tekrar yazıldığında,

$$\frac{b(k)}{a(k)} = \frac{K_1 * X(k) + K_1 * X(k-1)}{X(k) - X(k-1)} \quad (8.12)$$

eşitliği elde edilir.

Burada K_1 , integral katsayısıdır. $X(k)$ değişkeni ise (8.12) bağıntısından,

$$X(k) = a(k) + X(k-1) \quad (8.13)$$

olarak elde edilir.

Denklem (8.12) deki bağıntıdan integral alıcı çıkışındaki sayısal işaret,

$$b(k) = K_1 * X(k) + K_1 * X(k-1) \quad (8.14)$$

dir.

\mathcal{C}_2 işlemcisi çıkışında elde edilen akımın aktif bileşeni $i_a^*(k)$ ise referans işareti ile integral alıcı çıkış işareti çarpılarak,

$$i_a^*(k) = b(k) * V * V_z(k) \quad (8.15)$$

eşitliği ile tanımlanır.

Elde edilen filtre değerleri (8.5) eşitliğinde yerine yazıldığında, eğitime fazı çıkışındaki akımın, harmonik ve reaktif bileşenlerinin toplamını veren, distorsiyon bileşeni,

$$i_d^*(k) = \left[\frac{i^*(k) - 2 * K_I * X(k-1) * V * V_z(k)}{(1 + K_I * V^2 * V_z(k)^2)} \right] \quad (8.16)$$

bağıntısı ile ifade edilir.

Eğitime fazının çalışması için (8.16) bağıntısında elde edilen ve adaptif filtre büyüklüklerini içeren distorsiyon akımı ifadesinde frekansa bağımlı olmayan, V referans geriliminin genliği ve K_I integral kazancı olmak üzere, iki parametre vardır.

8.4 Optimal Adaptif Filtre Katsayıları

Eğitime algoritmasında kullanılan hatanın yeni ifadesi, (8.16) bağıntısında filtre parametreleri cinsinden elde edilen $i_d^*(k)$ çıkış akımı bağıntısı, (8.6) eşitliğindeki yerine yazıldığında filtre parametreleri cinsinden,

$$e(k) = i_{ref}(k) - \left[\frac{i^*(k) - 2 * K_I * V * V_z(k) * X(k-1)}{1 + K_I * V^2 * V_z^2(k)} \right] \quad (8.17)$$

eşitliği ile tanımlanır.

Bu yöntemde, adaptif filtre katsayıları integral kazancı (K_I), ve gerilimin genliği (V) nin optimal değerlerini elde etmek için eğitime algoritmasında hata değerinin minimizasyonunu gerçekleştirmek amacıyla “en küçük kareler sayısal yöntemi” kullanılmaktadır.

Belirlenen adaptif filtre katsayıları K_I ve V nin, filtre çıkışında minimum hata işaretini verecek, optimal değerlerini “en küçük kareler yöntemi” ile belirlemek için kullandığımız performans indeksi,

$$E = \frac{1}{2} * e(k)^2 \quad (8.18)$$

olarak seçilmiştir.

En küçük kareler yönteminde, sistem çıkış hata değerlerinin karelerinin toplamından ibaret olan ve,

$$E(K_I, V) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N e(k)^2 \quad (8.19)$$

ifadesi ile tanımlanan E performans fonksiyonu minimize edilmektedir.

En küçük kareler yönteminde K_I ve V parametrelerine sahip adaptif filtremizde hatanın minimizasyonu için gerekli şartlar sırasıyla,

$$\frac{\partial E}{\partial K_I} = 0, \quad (8.20)$$

ve,

$$\frac{\partial E}{\partial V} = 0, \quad (8.21)$$

eşitlikleri ile tanımlanır.

(8.20) ve (8.21) denklemlerinde de tanımlandığı gibi seçilen performans indeksinin, filtre katsayılarına göre ayrı ayrı türevlerini sıfır yapan değerleri hatanın minimizasyonunu sağlayacağından, OPAD eğitime fazında kullanılan eğitime

algoritması bağıntıları, optimizasyon şartlarını gerçekleştirecek şekilde elde edilmiştir.

Eğitime algoritmasının devam eden her adımında E performans indeksinin karelerinin toplamı elde edildiğinden, iterasyon, türevin öngörülen değerinin altına ulaşıldığında sona ermektedir.

$$\frac{dE}{dK_I} = e(k) * \frac{i^*(k) * V^2 * V_z(k)^2 + 2 * V * V_z(k) * X(k-1)}{[1 + K_I * V^2 * V_z(k)^2 * X(k-1)]^2} \quad (8.22)$$

$$\frac{dE}{dV} = e(k) * \frac{2 * V * K_I * V_z(k)^2 * i(k) + 2 * K_I * V_z(k) * X(k-1) \dots}{[1 + K_I * V^2 * V_z(k)^2]^2} \dots \quad (8.23)$$

OPAD adaptif ölçme devresi K_I ve V parametrelerinin eğitime algoritmasında sırasıyla,

$$K_I(k) = K_I(k-1) - \beta * \frac{dE}{dK_I} \quad (8.24)$$

$$V(k) = V(k-1) - \beta * \frac{dE}{dV} \quad (8.25)$$

bağıntıları ile güncelleştirilir..

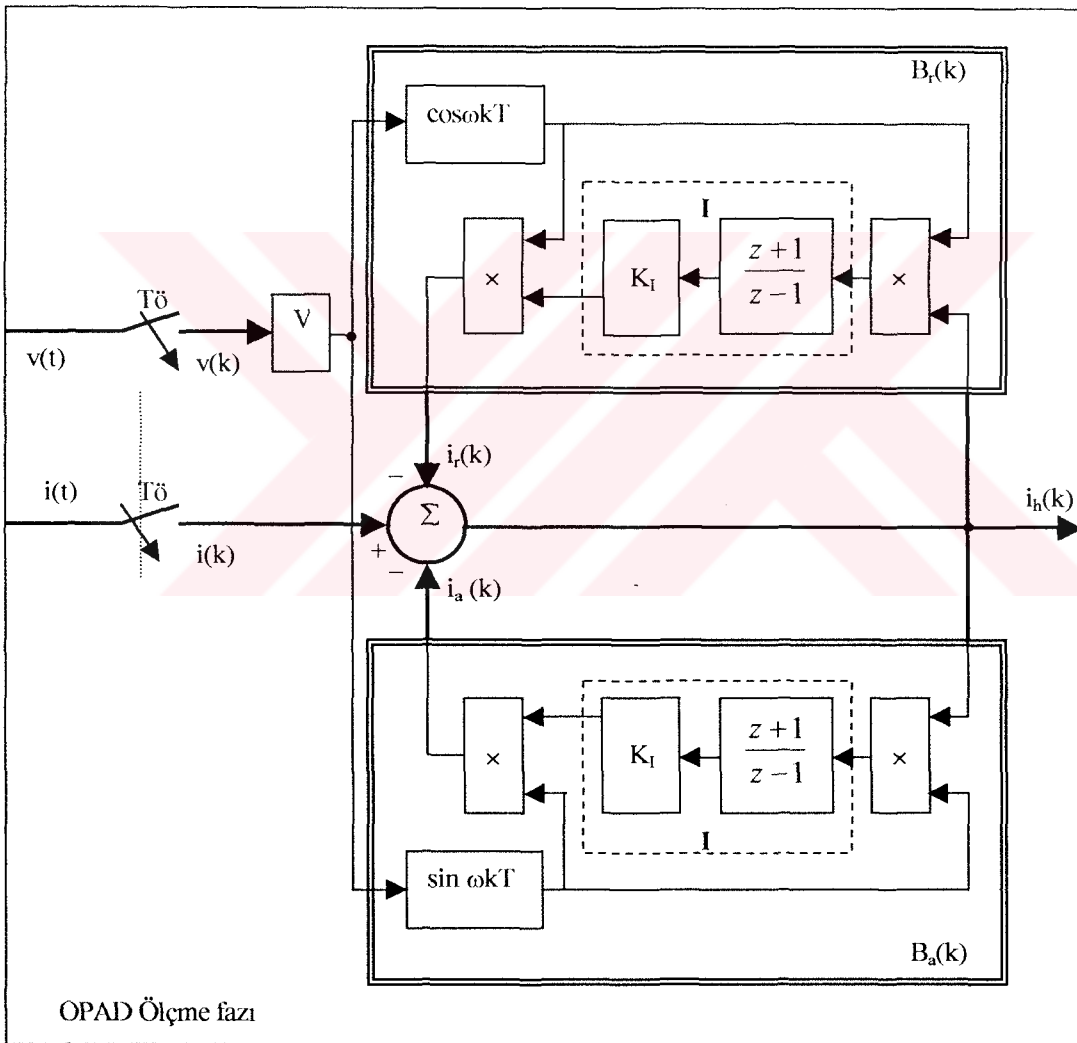
Burada β , $0 < \beta < 1$ arası değerler alan düzeltme faktörüdür.

Giriş akımının, sayısal değerleri Bölüm 9.1 de verilen, eğitime fazının girişine,

$$i^*(t) = \sqrt{2} * I * \sin(\omega t - \varphi) + \sum_{n=1}^{21} \sqrt{2} * I_n * \sin(n * \omega t \pm \varphi_n) \quad (8.26)$$

ifadesi ile tanımlanan ve tek harmoniklerden oluşan birim büyüklükte bir sinüs işareti uygulandığında, optimal filtre parametrelerini elde etmek için hesaplanan $e(k)$ hata değerinin E performans indeksi ile değişiminin yanısıra, aynı çalışma sırasında $i_{ref}(k)$ referans işareti ve $i_d^*(k)$ çıkış işaretlerinin değişimleri Bölüm 9.1’deki uygulama sonucu elde edilen eğrilerde verilmiştir.

8.5 Ölçme Fazı



Şekil.8.3 OPAD Ölçme Fazının Çalışma Şeması

OPAD ölçme yönteminin çalışmasındaki ikinci aşama ölçme fazıdır. Şekil 8.3’de çalışma şeması verilen ölçme fazında, eğitime fazında elde edilen optimal adaptif

filtre parametreleri K_1 ve V kullanılmaktadır. OPAD ölçme yönteminin ana şeması olarak bu bölümün başında verilen Şekil 8.1 deki A seçici anahtarlarının 0 konumundan 1 konumuna alınmasıyla ölçme fazı çalışmaya başlamaktadır.

Ölçme devresinde ölçme fazının çalışmaya başlamasıyla, filtre edilmek istenen, güç devresindeki $i(t)$ akım işareti ile birlikte referans işareti olarak kullanılan $v(t)$ şebeke gerilimi uygulanmaktadır. Her iki giriş işareti örnekleme frekansında örneklenerek $\omega = 2\pi / T_o$ ayırık frekansında örneklenerek ayırık işaret olarak (8.1) ve (8.2) denklemlerinde tanımlanan $i(k)$ ve $v(k)$ ifadeleri elde edilir. Adaptif filtrenin kesim frekansı olarak şebeke geriliminin frekansı seçildiğinden, ölçme sisteminde şebeke geriliminin frekansı, aynı zamanda, gürültü işaretinin de frekansdır. Dolayısıyla filtrenin adaptif olarak çalışması, başka bir ifadeyle giriş işaretini izleyebilmesi sağlanmaktadır. Adaptif filtrede referans işaret olarak, akımın aktif bileşeninin hesaplandığı $B_a(k)$ geri besleme bloğunda, şebeke geriliminin

$$V * V_{za}(k) = V * \cos \omega k T_o \quad (8.27)$$

ifadesi ile tanımlanan aktif bileşeni ve $B_r(k)$ geri besleme bloğunda ise,

$$V * V_{zr}(k) = V * \sin \omega k T_o \quad (8.28)$$

ifadesi ile tanımlanan reaktif bileşeni üretilmektedir.

Temel bileşen ile birlikte harmonik bileşene de sahip ölçme devresinde ölçülmek istenen $i(k)$ giriş akımının temel bileşeninin iki terimi, $i_a(k)$ aktif ve $i_r(k)$ reaktif bileşenleri, sırasıyla $B_a(k)$ ve $B_r(k)$ geri besleme bloklarında hesaplanmaktadır. Akımın aktif ve reaktif bileşenleri temel bileşenin iki terimi oldukları için temel bileşen frekansına, başka bir ifadeyle şebeke geriliminin temel frekansındaki işaretlerdir. Bu nedenle adaptif sistemde $i(k)$ akımının gürültü bileşeni olarak temel bileşen terimleri, $i_a(k)$ ve $i_r(k)$ belirlenmiştir. OPAD ölçme fazı şemasında her iki gürültü bileşeninin hesaplandığı blok çıkışlarındaki akımın aktif ve reaktif bileşen

işaretleri toplayıcı üzerinde çıkarma işlemi ile $i(k)$ akımından çıkarılarak akımın harmonik bileşenleri toplamı $i_h(k)$ elde edilir.

OPAD ölçme fazı çalışmaya başladığında, bileşenleri ölçülmek istenen $i(t)$ analog akım işareti, ölçme devresinin akım giriş ucundan uygulanıp ayrık işaret olarak örneklenecek ani değerlerinin hesaplanması her bir ayrık değeri için devam etmektedir. Bu işlem sırasında adaptif filtre katsayıları ve değişkenleri cinsinden akımın aktif bileşeni,

$$i_a(k) = K_I * V * V_{za}(k) * [X(k) + X(k-1)] \quad (8.29)$$

bağıntısı ile, akımın reaktif bileşeni ise,

$$i_r(k) = K_I * V * V_{zr}(k) * [X(k) + X(k-1)] \quad (8.30)$$

eşitliği ile akımın harmonik bileşenleri toplamı,

$$i_h(k) = i(k) - i_a(k) - i_r(k) \quad (8.31)$$

ifadesi ile hesaplanır.

8. 6 OPAD Frekans Cevabının İncelenmesi

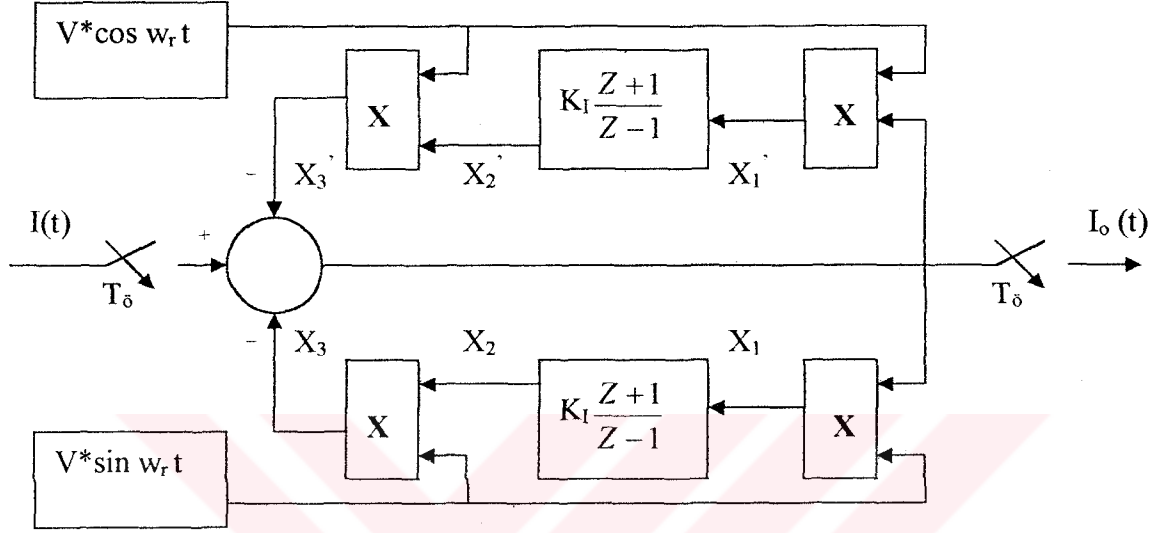
Adaptif filtre olarak tasarlanan ölçme devresinin frekans cevabının incelenmesi için transfer fonksiyonunu elde edilmesi gerekmektedir. Bu amaç için Şekil 8.4 deki OPAD ölçme devresinin blok şeması kullanılmıştır. Sistemde, w_r frekansı ve V genliğine sahip referans giriş işareti, $V * \sin w_r t$ ve faz kaydırılmış bileşeni $V * \cos w_r t$ frekans düzleminde sırasıyla,

$$V * \sin w_r t = \frac{e^{jw_r t} - e^{-jw_r t}}{2j} * V \quad (8.32)$$

ve,

$$V * \cos w_r t = \frac{e^{jw_r t} + e^{-jw_r t}}{2} * V \quad (8.33)$$

ifadeleri euler açılımı ile tanımlanır.



Şekil 8.4 Ölçme Sisteminin Transfer Fonksiyonu İçin Kullanılan Blok Şeması

Şekil 8.4' deki sistemin transfer fonksiyonu frekans düzleminde,

$$H(e^{jwT}) = \frac{I_o(e^{jwT})}{I(e^{jwT})} = \frac{1}{1 + B(e^{jwT})} \quad (8.34)$$

ifadesiyle yazılır. Bu ifadede,

$$B(e^{jwT}) = B_1(e^{jwT}) + B_2(e^{jwT}) \quad (8.35)$$

$$B_1(e^{jwT}) = \frac{x_3(e^{jwT})}{I_o(e^{jwT})} \quad (8.36)$$

$$B_2(e^{jwT}) = \frac{x_3'(e^{jwT})}{I_o(e^{jwT})} \quad (8.37)$$

dır. Burada w giriş akımının açılmal frekansı, $T = T_0$ örnekleme frekansdır. Tanım olarak $Z=e^{sT_0}$ ve $S=jw$ olduğundan, elde edilecek transfer fonksiyonunda $Z=e^{jwT_0}$ ifadesi kullanılarak, sistemin frekans cevabı incelenir.

$B_1(e^{jwT})$ transfer fonksiyonunun elde edilebilmesi için Şekil 8.4 deki x_1, x_2, x_3 sırasıyla,

$$x_1(e^{jwT}) = \frac{I_o(z * e^{-jw_r T}) - I_o(z * e^{jw_r T})}{2j} * V \quad (8.38)$$

$$x_2(e^{jwT}) = \frac{I_o(z * e^{-jw_r T}) - I_o(z * e^{jw_r T})}{2j} * V * K_I * \frac{z+1}{z-1} \quad (8.39)$$

$$x_3(e^{jwT}) = \frac{I_o(z * e^{-2jw_r T}) - I_o(z) - I_o(z) + I_o(z * e^{2jw_r T})}{-4} * V^2 * K_I * \dots * \left\{ \frac{z * e^{-jw_r T} + 1}{z * e^{-jw_r T} - 1} - \frac{z * e^{jw_r T} + 1}{z * e^{jw_r T} - 1} \right\} \quad (8.40)$$

ifadeleri ile tanımlanır. $B_2(e^{jwT})$ transfer fonksiyonunun elde edilmesi için,

$$x_1'(e^{jwT}) = \frac{I_o(z * e^{-jw_r T}) + I_o(z * e^{jw_r T})}{2} * V \quad (8.41)$$

$$x_2'(e^{jwT}) = \frac{I_o(z * e^{-jw_r T}) + I_o(z * e^{jw_r T})}{2} * V * K_I * \frac{z+1}{z-1} \quad (8.42)$$

$$x_3'(e^{jwT}) = \frac{I_o(z * e^{-2jw_r T}) + I_o(z) + I_o(z) + I_o(z * e^{2jw_r T})}{4} * V^2 * K_I * \dots * \left\{ \frac{z * e^{-jw_r T} + 1}{z * e^{-jw_r T} - 1} - \frac{z * e^{jw_r T} + 1}{z * e^{jw_r T} - 1} \right\} \quad (8.43)$$

bağıntıları yazılır.

(8.40) ve (8.43) bağıntılarındaki alt ve üst geri besleme çıkışlarının elde edilen $x_3(e^{j\omega T})$ ve $x_3'(e^{j\omega T})$ bağıntılarının toplamı, toplam geri besleme çıkışı,

$$x(e^{j\omega T}) = x_3(e^{j\omega T}) + x_3'(e^{j\omega T}) = I_o(z) * K_I * V^2 * 2 * \frac{z * e^{-j\omega_r T} + 1}{z * e^{-j\omega_r T} - 1} \quad (8.44)$$

$$B(e^{j\omega T}) = \frac{x(e^{j\omega T})}{I_o(e^{j\omega T})} \quad (8.45)$$

ifadeleriyle tanımlanır.

(8.44) ve (8.45)'deki geri besleme çıkışı ifadeleri, (8.34) denklemindeki transfer fonksiyonunun tanım bağıntısında yerine yazıldığında, transfer fonksiyonu z düzleminde,

$$H(z) = \frac{I_o(z)}{I(z)} = \frac{1}{1 + \frac{x(e^{-j\omega T})}{I_o(z)}} = \frac{1}{1 + 2 * K_I * V^2 \frac{z * e^{-j\omega_r T} + 1}{z * e^{-j\omega_r T} - 1}} \quad (8.46)$$

eşitliği ile elde edilir.

Denklem (8.46) daki bağıntı düzenlenerek $z = e^{j\omega T}$ dönüşümü ile frekans düzleminde yazıldığında adaptif ölçme devresinin transfer fonksiyonu,

$$H(e^{j\omega T}) = \frac{\cos[(\omega - \omega_r)T] + j \sin[(\omega - \omega_r)T]}{[1 + 2K_I * V^2] * \{\cos[(\omega - \omega_r)T] + j \sin[(\omega - \omega_r)T]\} + \{2K_I * V^2 - 1\}} \quad (8.47)$$

ifadesi ile tanımlanır.

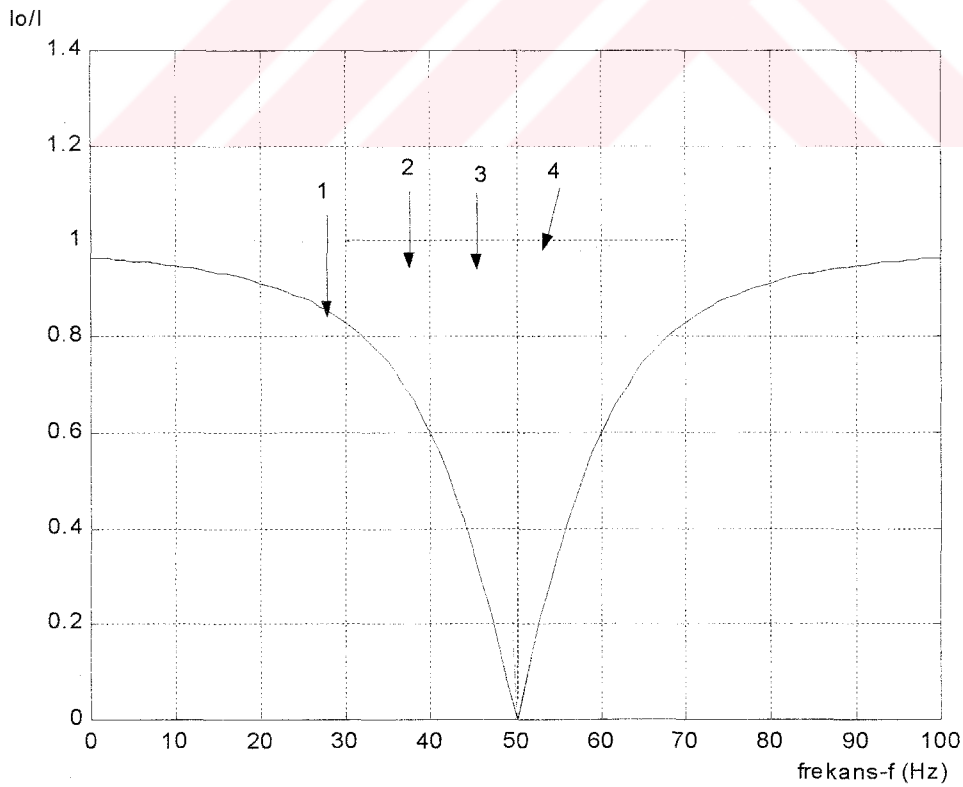
(8.47)'de elde edilen OPAD ölçme devresinin transfer fonksiyonunu veren ifade de, akımın frekansı ω , ölçme devresine uygulanan ve referans işareti olarak tanımlanan şebeke geriliminin ω_r frekansına eşit değer aldığı anda, çıkış akımı $I_o(e^{j\omega_r T}) = 0$

değerine ulaşır. Referans frekansında çıkış akımının sıfır olması durumunda, OPAD ölçme devresi, gürültü bileşeni olarak seçilen akımın temel bileşenini bastırmakta, buna karşılık, ölçme devresi çıkışında akımın toplam harmonik bileşeni elde edilmektedir. Bu durum aynı zamanda, OPAD ölçme yönteminin bir adaptif çentik filtre olarak çalıştığını göstermektedir.

Teorik olarak, (8.47) deki transfer fonksiyonunun frekans düzlemindeki bağıntısı ile açıklanan OPAD ölçme yönteminin “adaptif çentik filtre” özelliği, sayısal olarak uygulanarak test edilmiş ve Şekil 8.5’de görülen frekans cevabı elde edilmiştir.

Tablo 8.1 OPAD Frekans Cevabı İçin Kullanılan Parametre Değerleri

Filtre Parametreleri	1. Frekans Cevabı Eğrisi	2. Frekans Cevabı Eğrisi	3. Frekans Cevabı Eğrisi	4. Frekans Cevabı Eğrisi
K ₁	0.1559	0.0051	0.0015	0.0015
V	0.2598	0.643	0.400	0.225



Şekil 8.5 OPAD Ölçme Algoritmasının Elde Edilen Frekans Cevabı Eğrileri

Geliştirdiğimiz OPAD ölçme yönteminin Şekil 8.5' deki frekans cevabından, 50 Hz frekans değerindeki işaretleri geçirmediği ve bu nedenle akımın temel bileşeninin bastırılarak akımın toplam harmonik bileşeninin elde edilmekte olduğu anlaşılmaktadır

OPAD ölçme algoritmasının (8.46) ifadesinde elde edilen transfer fonksiyonunda ve bu transfer fonksiyonundan yararlanarak hesaplanan frekans cevabının Şekil 8.5' deki değişiminde de görüldüğü gibi adaptif filtrenin bant genişliği $K_f * V^2$ dir. Filtre bant genişliğini görebilmek için, adaptif filtrenin K_f integral katsayısı veya V şebeke geriliminin genliğinin değiştirilmesi, sistemin filtre cevabında farklı büyüklükte bant genişlikleri oluşması için yeterli olmaktadır. Şekil 8.5' de, Tablo 8.1 de verilen, farklı değerlerdeki filtre parametrelerinin bant genişlikleri için adaptif filtrenin farklı frekans cevapları elde edilmiştir.

BÖLÜM 9. UYGULAMA VE SİMULASYON

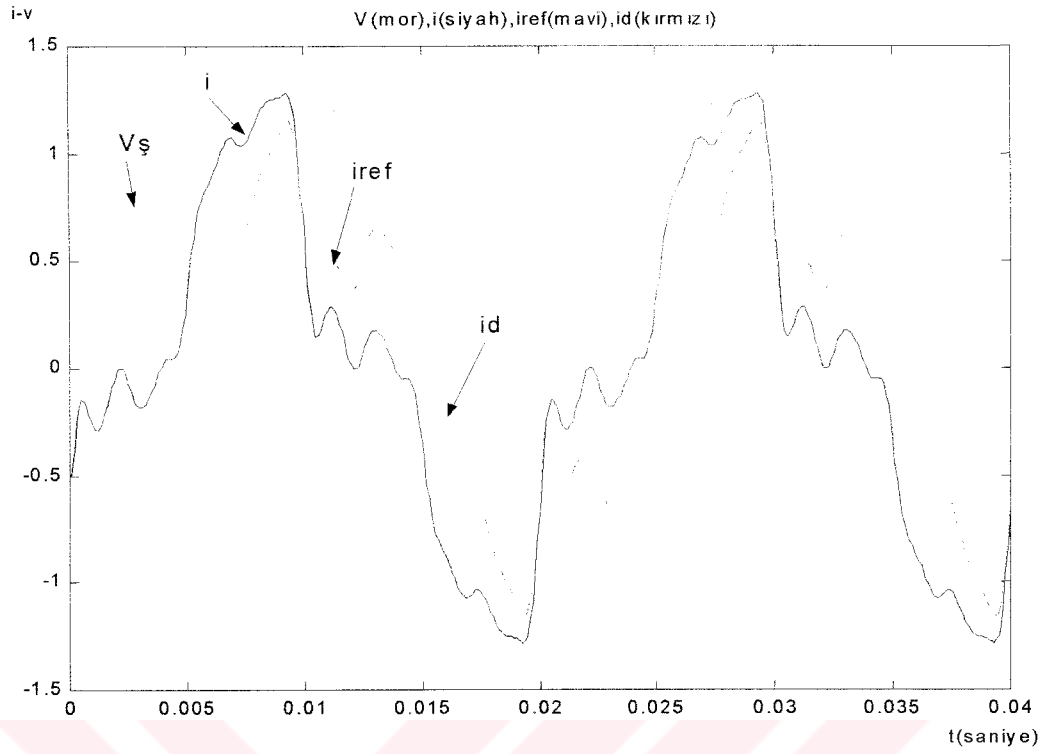
Geliştirilen OPAD ölçme algoritmasının uygulaması bilgisayar ortamında MATLAB 6.0 işlemci programı destekli olarak gerçekleştirilmiştir. Eğitim fazı ve ölçme fazı olmak üzere iki aşamada gerçekleştirilen çalışmanın eğitim fazı, harmonik bileşenli ve reaktif karakterli bilinen bir sinüsoidal işaret uygulanarak ölçme sisteminin eğitilmesi şeklinde çalıştırılmaktadır. OPAD ölçme yönteminin ikinci aşamasını oluşturan ölçme fazında ise, eğitim fazında elde edilen optimal V ve K_1 adaptif filtre parametreleri ölçme algoritmasına atanarak ölçme devresi girişine uygulanan herhangi bir $i(t)$ akım işaretinin bileşenleri, OPAD ölçme algoritması çıkışında, ani değerlerinin değişimleri şeklinde elde edilmektedir.

9.1 Eğitim Fazının Çalışması ve Optimal Katsayılar

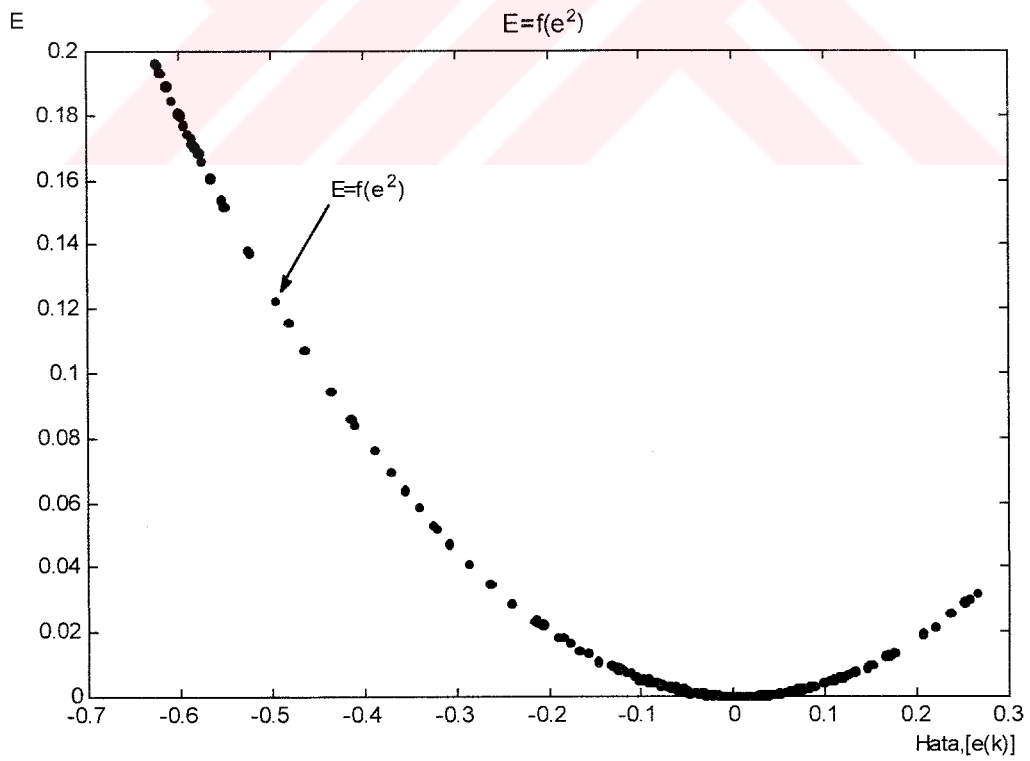
OPAD ölçme algoritmasının, eğitim fazı sırasında, eğitilmesi amacıyla adaptif ölçme devresi girişine maksimum değeri 1 birim büyüklüğünde, temel bileşeninin yük açısı $\varphi_1 = -0.82rad$ olan ve 21. harmoniğe kadar, detay değerleri Tablo 9.1'de verilen tek harmonik bileşenlerini içeren bir $i^*(k)$ akım işareti uygulandığında, elde edilen $i_d(k)$ ve $i_{ref}(k)$ işaretlerinin değişimleri Şekil 9.1 deki gibi elde edilmiştir.

Tablo 9.1 Eğitim Fazına Uygulanan $i^*(k)$ İşaretinin Harmonik Bileşen Değerleri

1.harm	3.harm.	5.harm.	7.harm.	9.harm.	11.harm
$I_1=1$ $\varphi = -0.9^R$	$I_3=0.3$ $\varphi_3=0.49^R$	$I_5=0.14$ $\varphi_5=-0.57^R$	$I_7=0.1$ $\varphi_7=0.59^R$	$I_9=0.05$ $\varphi_9=-0.65^R$	$I_{11}=0.08$ $\varphi_{11}=0.45^R$
13.harm	15.harm.	17.harm.	19.harm.	21.harm.	23.harm
$I_{13}=0.06$ $\varphi_{13}=-0.61^R$	$I_{15}=0.03$ $\varphi_{15}=0.41^R$	$I_{17}=0.01$ $\varphi_{17}=-0.65^R$	$I_{19}=0.0095$ $\varphi_{19}=0.5^R$	$I_{21}=0.008$ $\varphi_{21}=-0.35^R$	$I_{23}=0.0$ $\varphi_{23}=0.0^R$



Şekil 9.1 Eğitim Fazında i Giriş, i_d Çıkış ve i_{ref} Referans Akımlarının Değişimleri



Şekil 9.2 Eğitim Fazında Elde Edilen “hatanın karesel ortalaması”nın Değişim Eğrisi

9.2 Ölçme Fazının Çalışması ve Akım Bileşenleri

Eğitme fazında elde edilen optimum adaptif filtre parametrelerini kullanarak, ölçme fazı girişindeki akım işaretinin bileşenlerini OPAD algoritmasının çıkışında elde etmek için, MATLAB ortamında yazılımı gerçekleştirilen sayısal uygulamada, bileşenleri ölçülmek istenen farklı harmonik değerleri ve güç açılarına sahip değişik değerlerde akım işaretleri seçilerek ölçme işlemi tekrarlanmıştır.

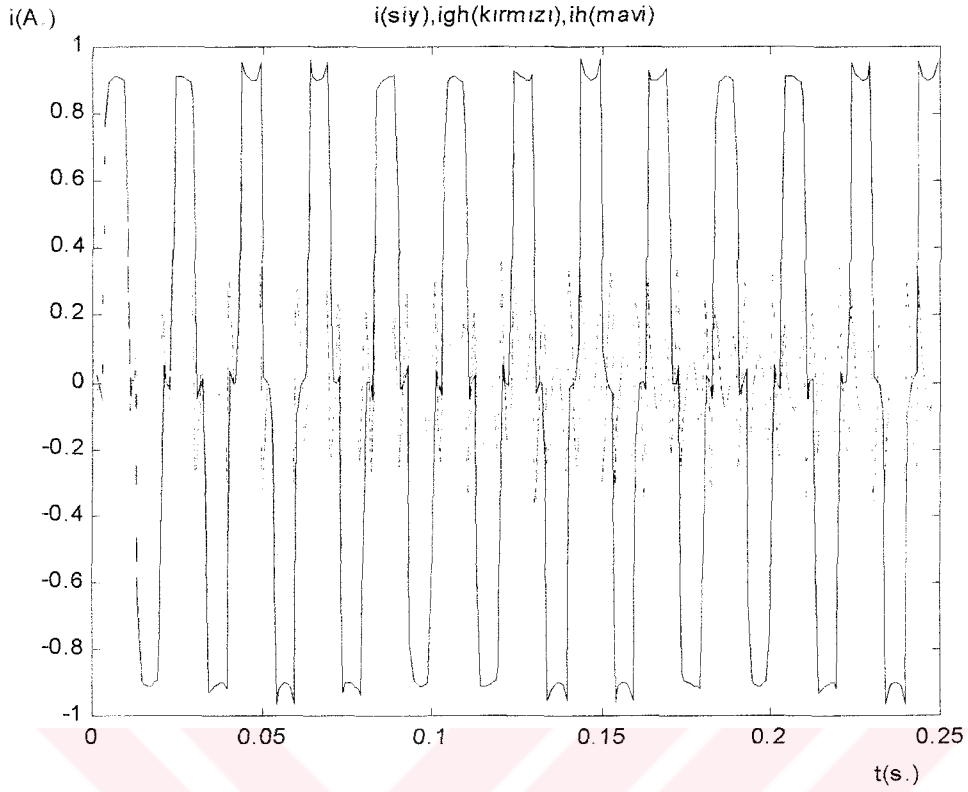
Tablo 9.2 Ölçme Fazına Uygulanan $i(t)$ Akım İşaretine Ait Değerler

$I_1=1, \varphi_1=-0.53^R$	$I_3=0, \varphi_3=0$	$I_5=20, \varphi_5=0.49^R$	$I_7=14, \varphi_7=-0.57^R$	$I_9=0, \varphi_9=0$
$I_{11}=8, \varphi_{11}=0.45^R$	$I_{13}=6, \varphi_{13}=-0.61^R$	$I_{15}=0, \varphi_{15}=0$	$I_{17}=3, \varphi_{17}=0.41^R$	$I_{19}=1, \varphi_{19}=-0.65^R$
Optimal-Adaptif Filtre Parametreleri ; $V=0.0210$ $K_I=0.9743$				

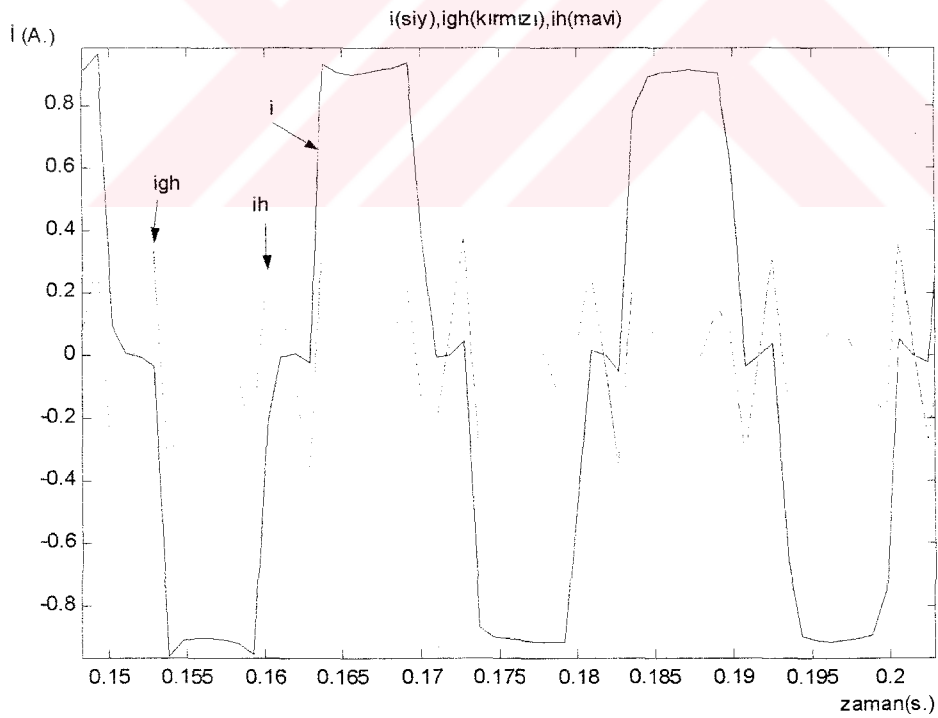
Tablo 9.2 deki genlik ve faz açıları verilen harmonik bileşenlerine sahip “kare dalga” şeklindeki $i(t)$ yük akımı, OPAD ölçme algoritmasına uygulandığında, ölçme fazı çıkışında elde edilen (ia) aktif, (ir) reaktif ve (ih) harmonik bileşenleri Şekil 9.3, Şekil 9.4, Şekil 9.5 ve Şekil 9.6 da, giriş referans değerleri giriş akımının aktif bileşeni (iga), reaktif bileşeni (igr) ve harmonik bileşeni (igh) ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

OPAD algoritmasıyla gerçekleştirilen sayısal ölçme uygulamasında, devreye uygulanan akım işaretleri, güç sistemlerinde sık karşılaşılan durumları örnekleyecek şekilde, örneğin; yük açısının sıfır radyan ($\varphi=0^R$) olduğu omik yük modeli, yük açısının $\varphi=-\pi/2$ radyan olduğu saf reaktif yük modeli veya yük açısının $\varphi=+\pi/2$ radyan olduğu saf kapasitif yük modelleri ile yük uçlarındaki harmoniklerin pratikte karşılaşılabilecek kadar çok olabildiği en bozuk sinüs dalga şeklini örnekleyen kare dalga gibi değerlerde seçilmiştir. Burada amacımız, geliştirdiğimiz OPAD ölçme yönteminin güç sistemlerinde karşılaşılabilecek en kötü ve en iyi yük akımı durumlarındaki ölçme yeteneklerini gözlemektir.

Sayısal ölçme işleminde şebeke geriliminin genliği, $U=1$ volt ve giriş akımlarının genlikleri $I=1$ amper olarak uygulanmaktadır.

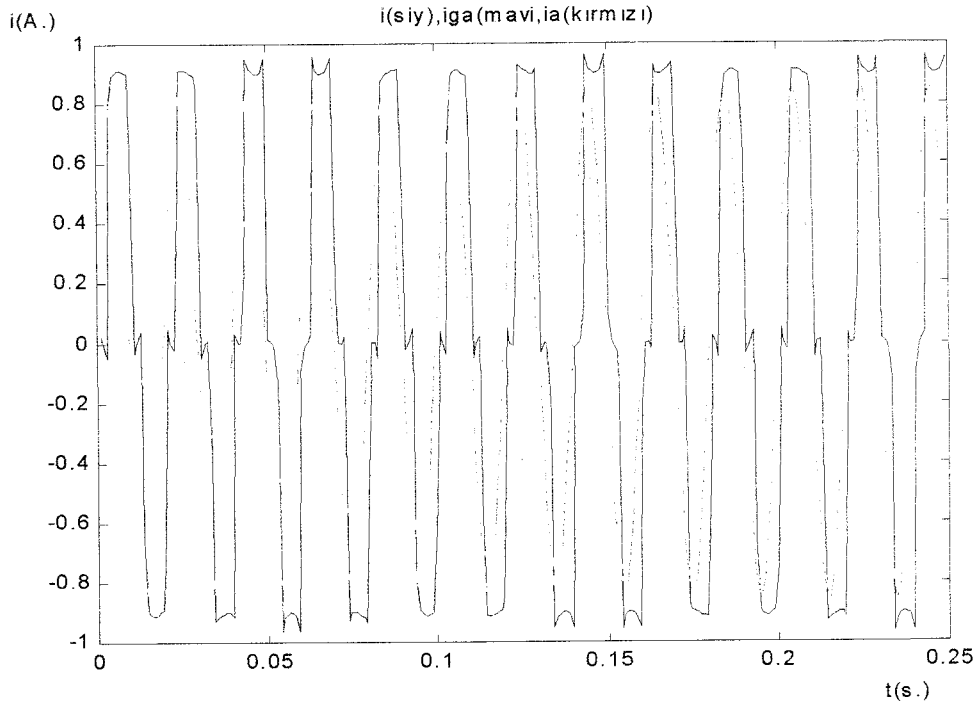


(a)

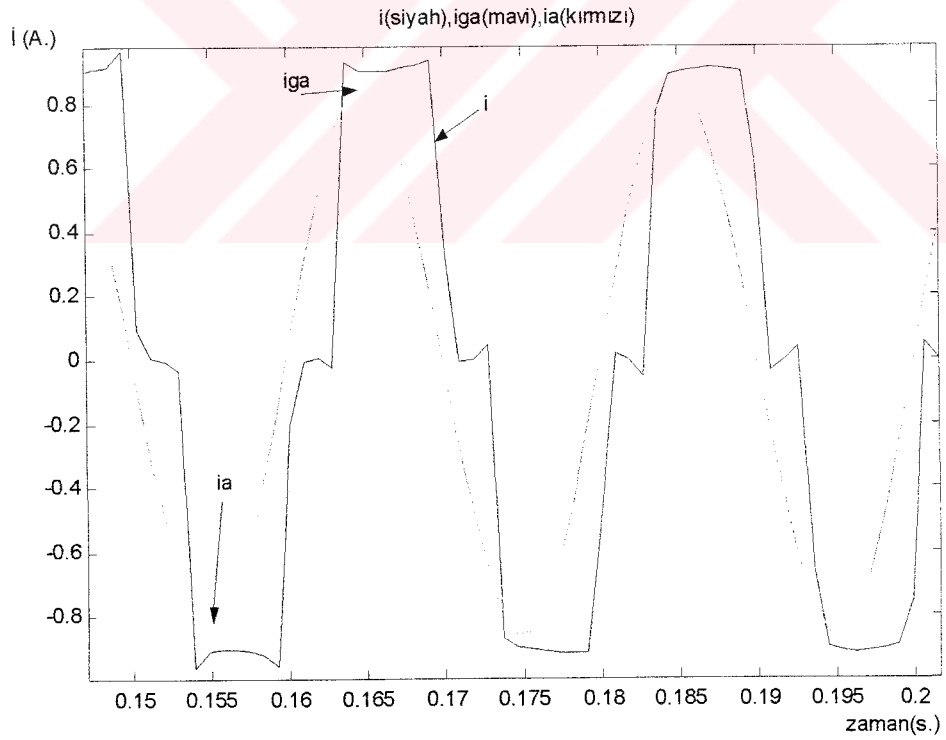


(b)

Şekil 9.3 Giriş Akımı (i), Harmonik Bileşeni (igh) ve Ölçme Devresi Çıkışında Elde Edilen (ih) Değerlerinin Değişim Eğrileri: a) 0-0.25s. aralığı, b) 0.15-0.2s ölçekli

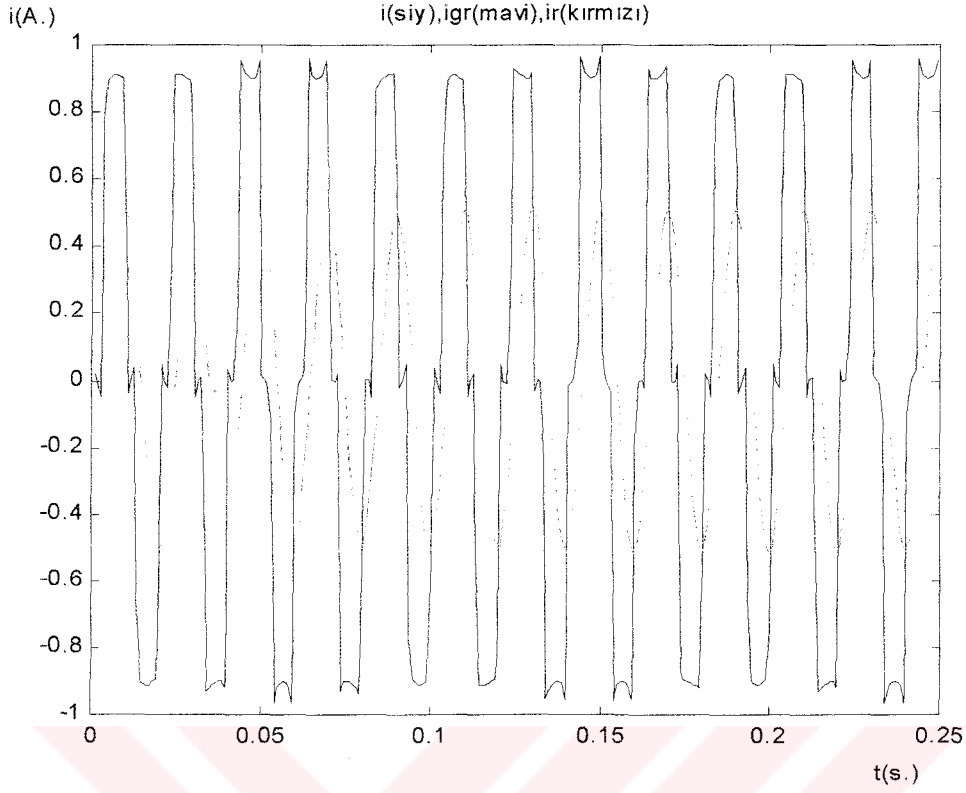


(a)

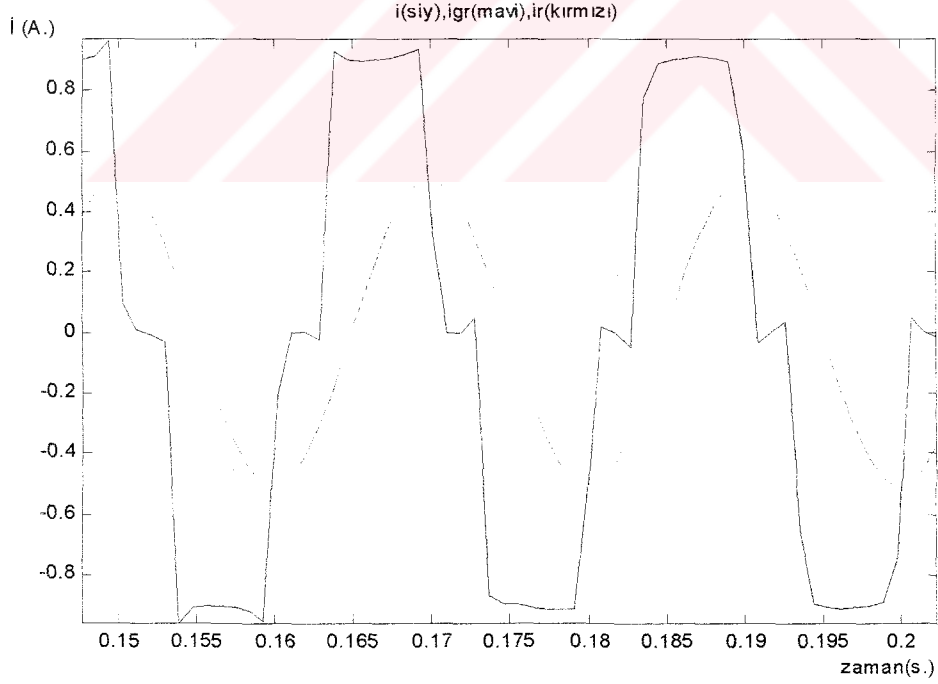


(b)

Şekil 9.4 (i) Giriş Akımının Aktif Bileşeni (i_{ga}), ve Ölçülen Çıkış Değeri (i_a)'nın Ani Değerlerinin Değişim Eğrileri: a) 0-0.25s. aralığı, b) 0.15s.-0.2s. ölçekli

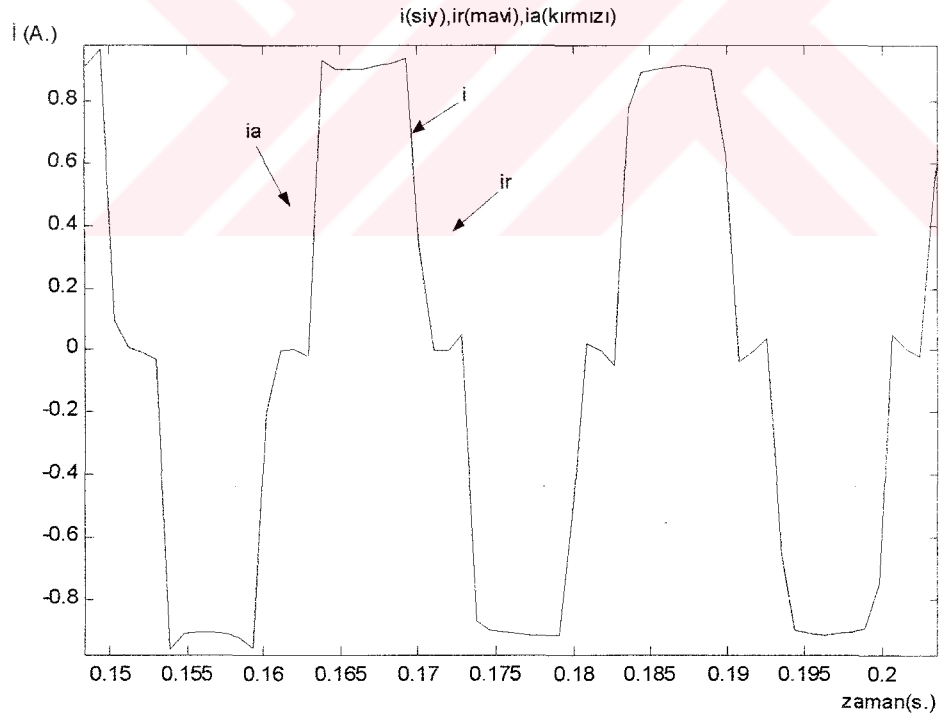
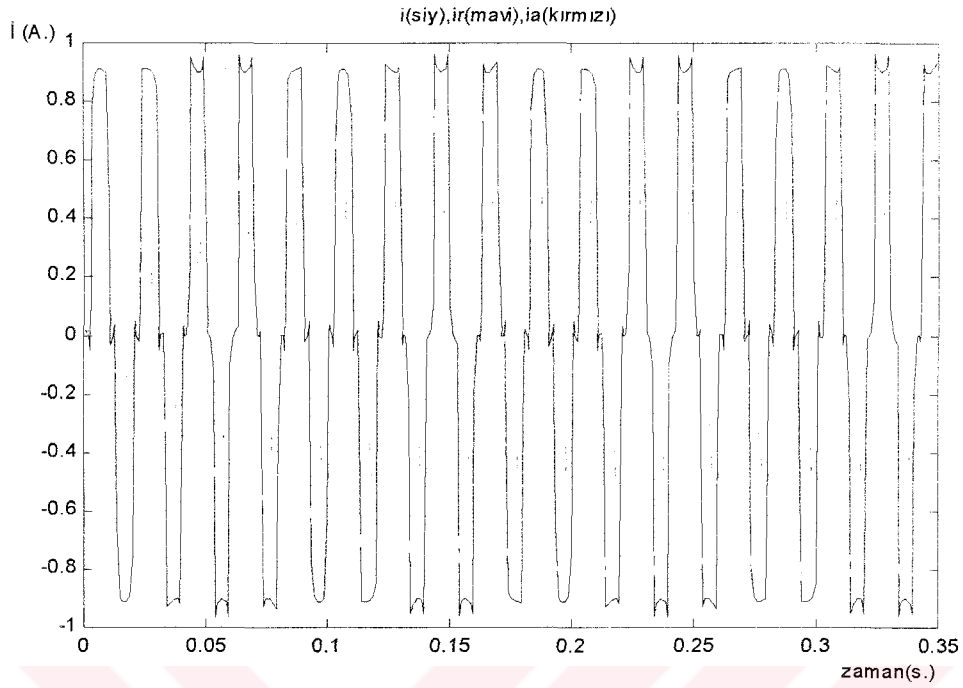


(a)



(b)

Şekil 9.5 (i) Giriş Akımının Reaktif Bileşeni (igr), ve Ölçülen Çıkış Değeri (ir)'nin Ani Değerlerinin Değişim Eğrileri: a) 0-0.25s. aralığı, b) 0.15s.-0.2s. ölçekli



Şekil 9.6 (i) Giriş Akımının Ölçülen Aktif Bileşeni (ia), Reaktif Bileşeni (ir) ve Harmonik Bileşeni (ih) mm, OPAD Çıkışında Elde Edilen, Ani Değerlerinin Değişim Eğrileri: a) 0-0.25s. aralığı, b) 0.15s.-0.2s. ölçekli

Optimal adaptif ölçme algoritması girişine farklı faz ve genlikteki harmoniklere sahip akım işaretleri uygulayarak yapılan sayısal ölçme deneyleri akım ve gerilimin $I=1A.$, ve $U=1V.$, birim genlik değerleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tablo 9.1 de verilen değerlere sahip değeri bilinen giriş akımı ile, OPAD ölçme algoritmasının eğitime fazı çalıştırılarak elde edilen $K_f=0.0210$ ve $V=0.9743$ optimal değerleri, adaptif ölçme devresi parametreleri olarak ölçme fazında kullanılmaktadır.

Şekil 9.7 da yük açısı sıfır olan bir akımın, Şekil 9.8 de ise, $\varphi = -0.82$ radyan yük açısına sahip iki ayrı harmonik bileşensiz akımın OPAD ölçme fazında ölçümü sonunda elde edilen aktif reaktif ve harmonik bileşenleri,

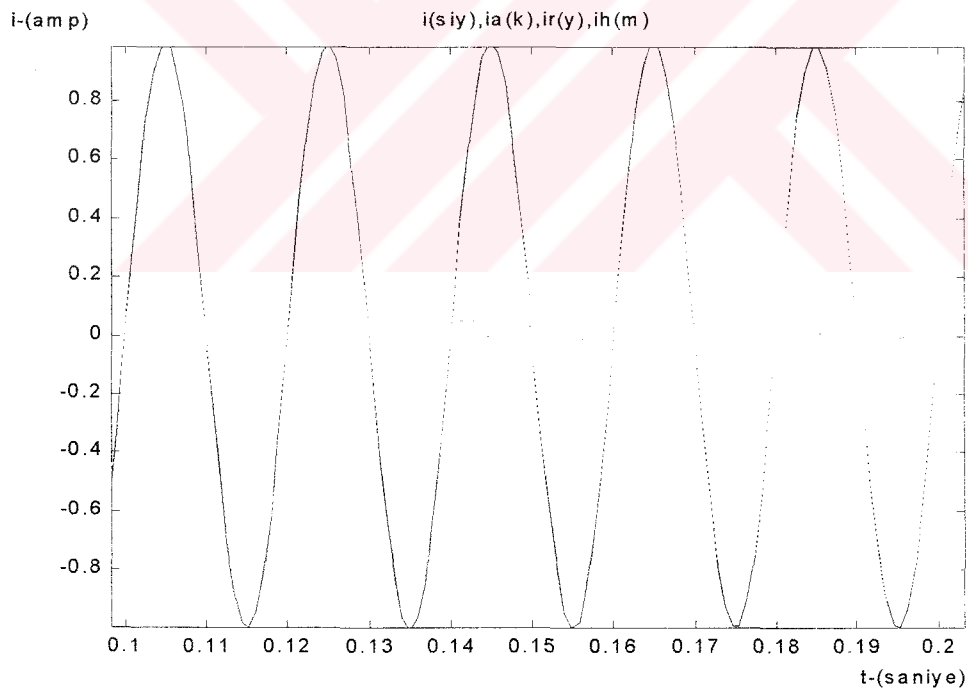
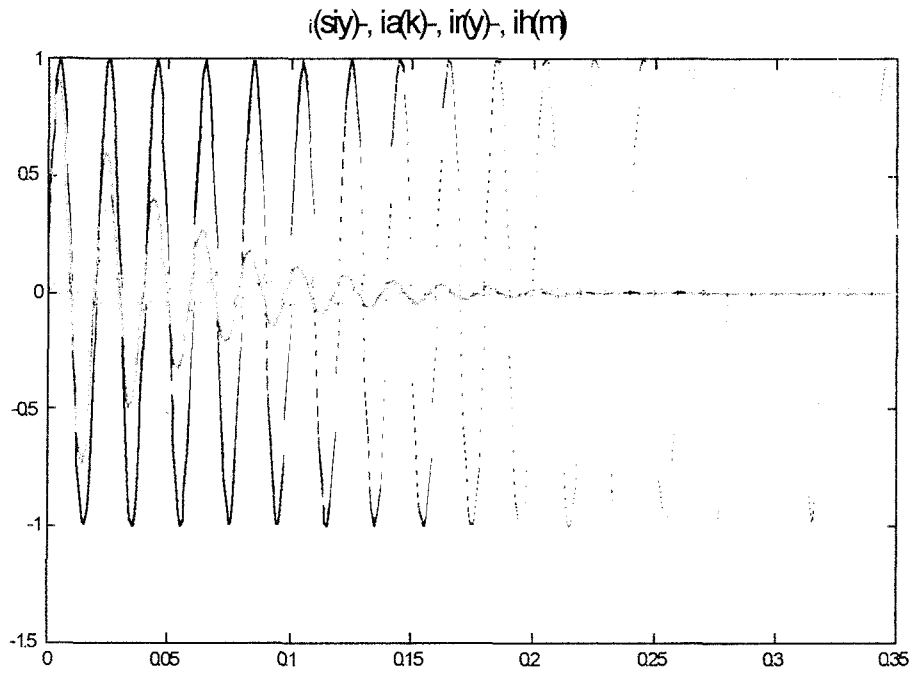
Şekil 9.9, Şekil 9.10 ve Şekil 9.11 de, $\varphi = -0.82$ radyan yük açısı ve Şekil 9.12, Şekil 9.13 ve Şekil 9.14 de $-\pi/2$ radyan yük açısına sahip her ikisi de 3.harmonikli iki farklı akımın ölçülen bileşenleri,

Şekil 9.15, Şekil 9.16 ve Şekil 9.17' de $\varphi = +\pi/2$ radyan, Şekil 9.18, Şekil 9.19 ve Şekil 9.20 de ise $\varphi = +0.82$ radyan yük açılı yalnızca üçüncü harmonik bileşenli iki ayrı akımın optimal-adaptif (OPAD) ölçme algoritmasında ölçülen bileşenleri,

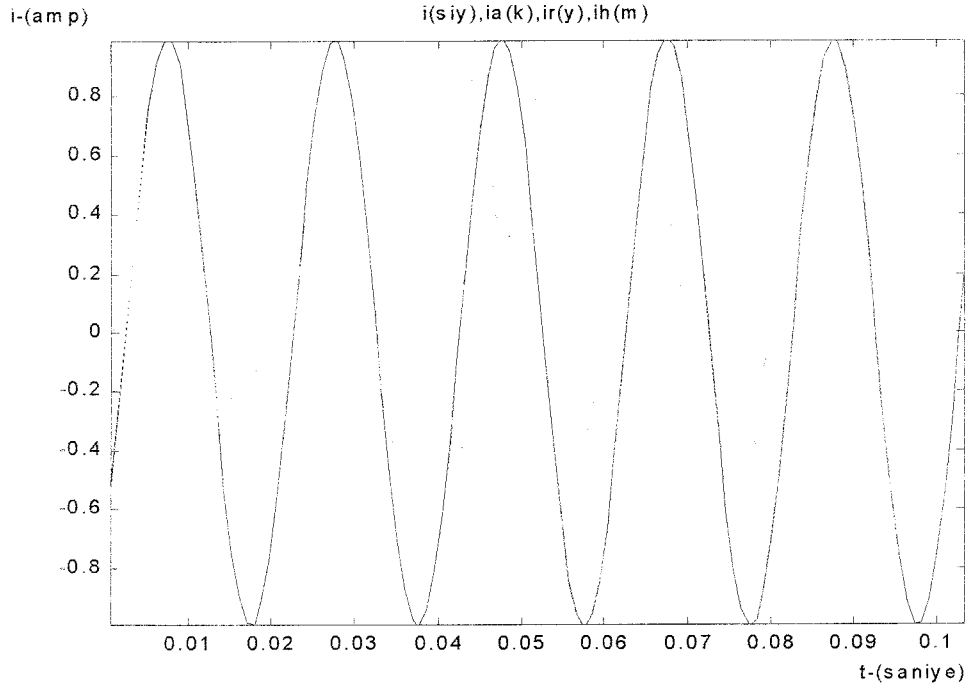
Şekil 9.21, Şekil 9.22 ve Şekil 9.23 de $\varphi = -\pi/2$ radyan yük açılı ve yalnızca beş(5) ile yedinci(7.) harmonik bileşenli, Şekil 9.24, Şekil 9.25 ve Şekil 9.26 da $\varphi = -\pi/2$ radyan yük açılı ve sırayla onbirinci(11.) harmoniğe kadar bütün tek harmonik bileşenlerine sahip iki ayrı akımın bileşenleri,

Şekil 9.27, Şekil 9.28 ve Şekil 9.29 da, $\varphi = -\pi/2$ radyan yük açılı ve onbirinci (11.) harmoniğe kadar sırasıyla harmonikleri içeren, akımın OPAD ölçme fazında ölçülen (ia) aktif, (ir) reaktif ve (ih) harmonik bileşenleri, referans değerleri (iga), (igr) ve (igh) ile karşılaştırılarak çizdirilmiştir.

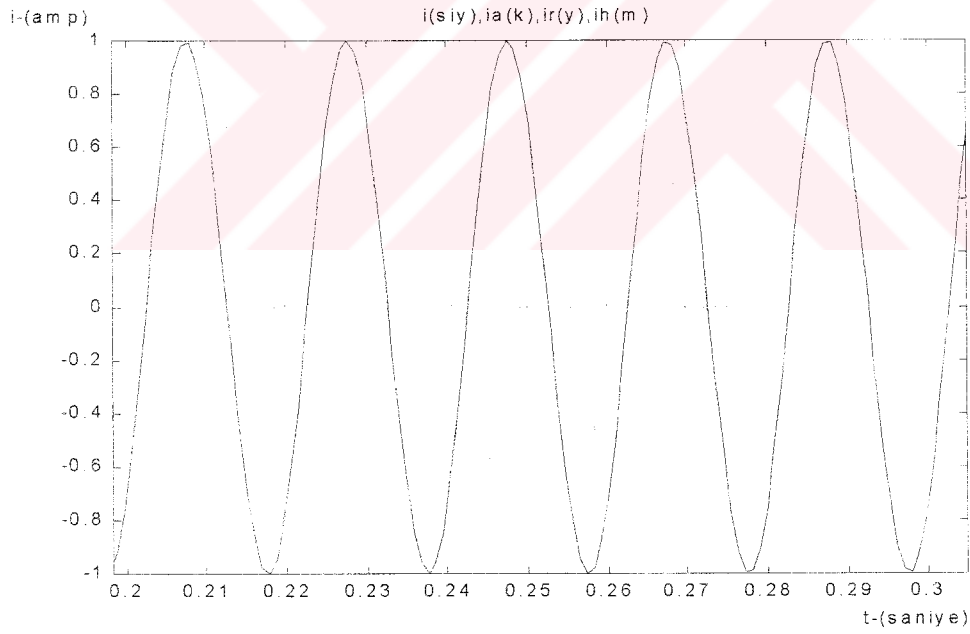
Ölçme fazında algoritma, 0-0.25 saniye aralığında çalıştırılarak bu zaman aralığındaki çıkış eğrileri çizdirilmiştir. Ancak, bu zaman aralığındaki değişimler ile birlikte, grafiklerin daha anlamlı olarak görülebilmesi için, 0.15 – 0.20 saniye aralığındaki görüntüleri de verilmiştir.



Şekil 9.7 $\varphi_1=0^R$ ve Harmoniksiz Akımın Ölçülen Bileşenleri; (ia) aktif, (ir) reaktif ve (ih) harmonik akımlarının ani değerlerinin değişimleri, a) 0-0.35s. b) 0-0.2s. aralığı

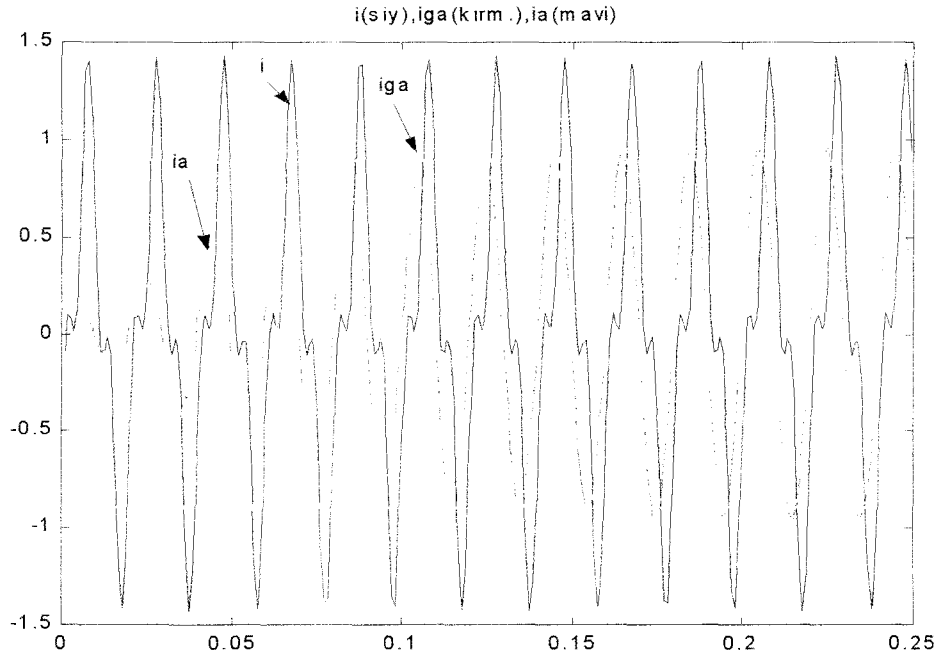


(a)

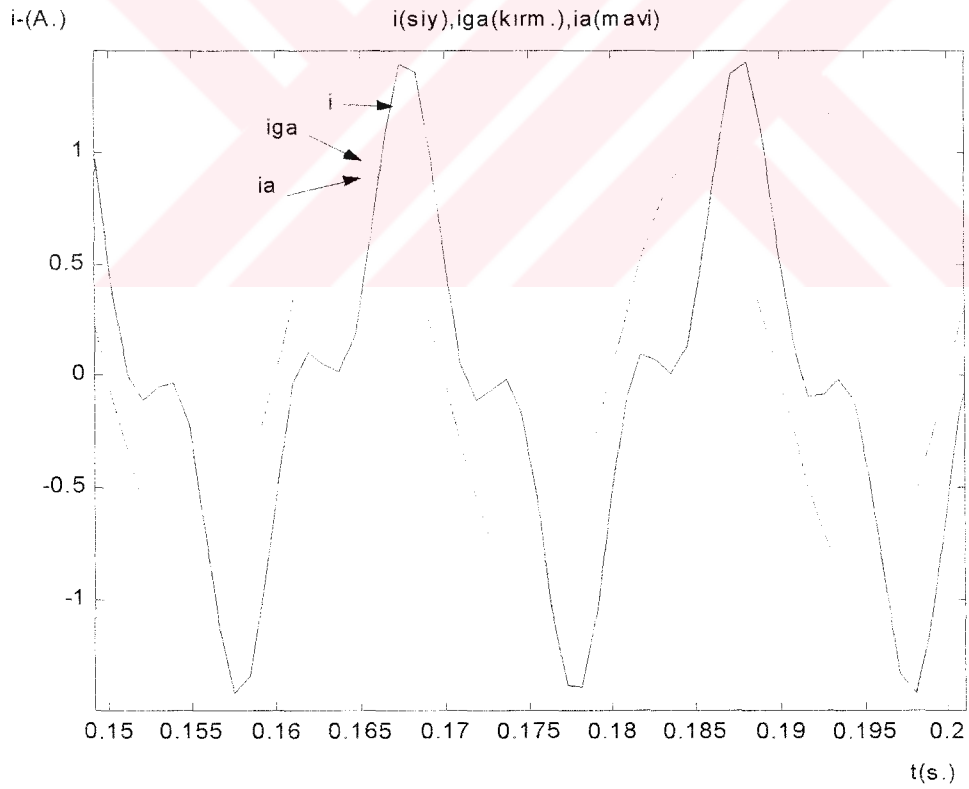


(b)

Şekil 9.8 $\varphi_1 = -0.82^R$ ve Harmoniksiz Akımın OPAD Çıkışında Ölçülen (ia) Aktif, (ir) Reaktif ve (ih) Harmonik Bileşenlerinin Ani Değerlerinin Değişimleri; a) $0-0.35$ s., b) $0-0.3$ s. ölçekli

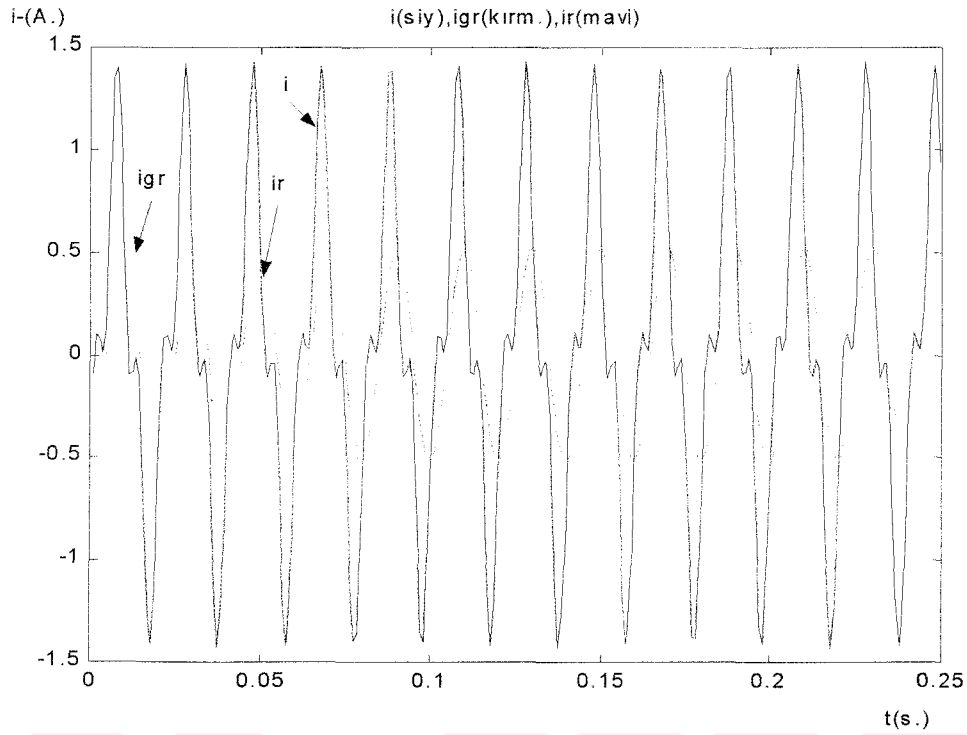


(a)

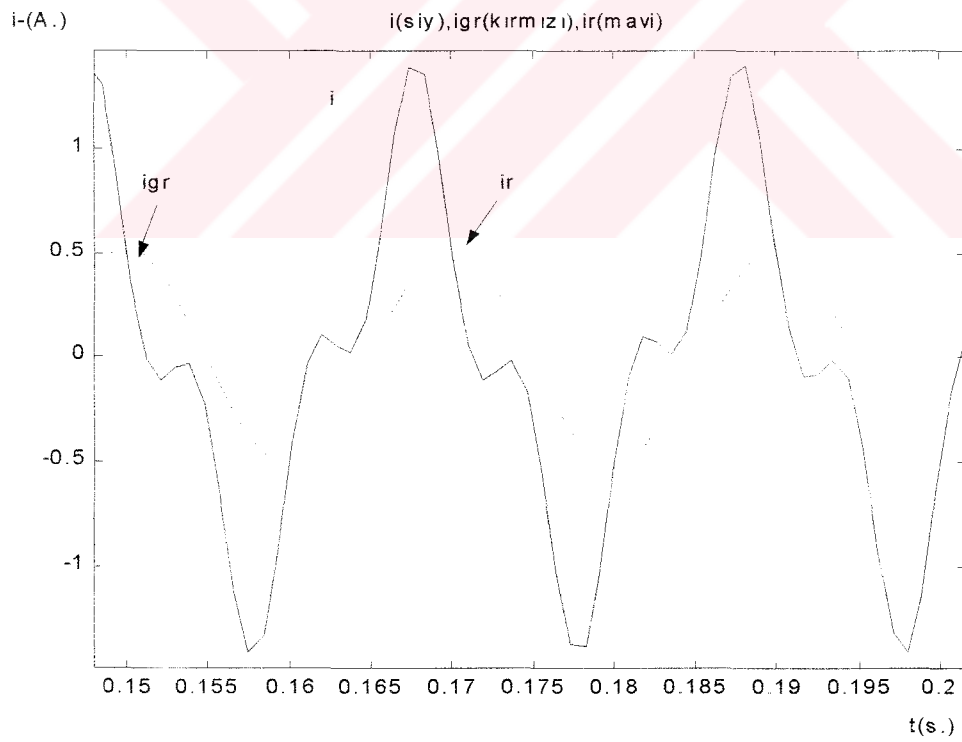


(b)

Şekil 9.9 $\varphi_1 = -0.82^R$ ve $I_3 = 43\%$ 3. Harmonik ($\varphi_3 = 0.49^R$)' li Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. aralıklarında

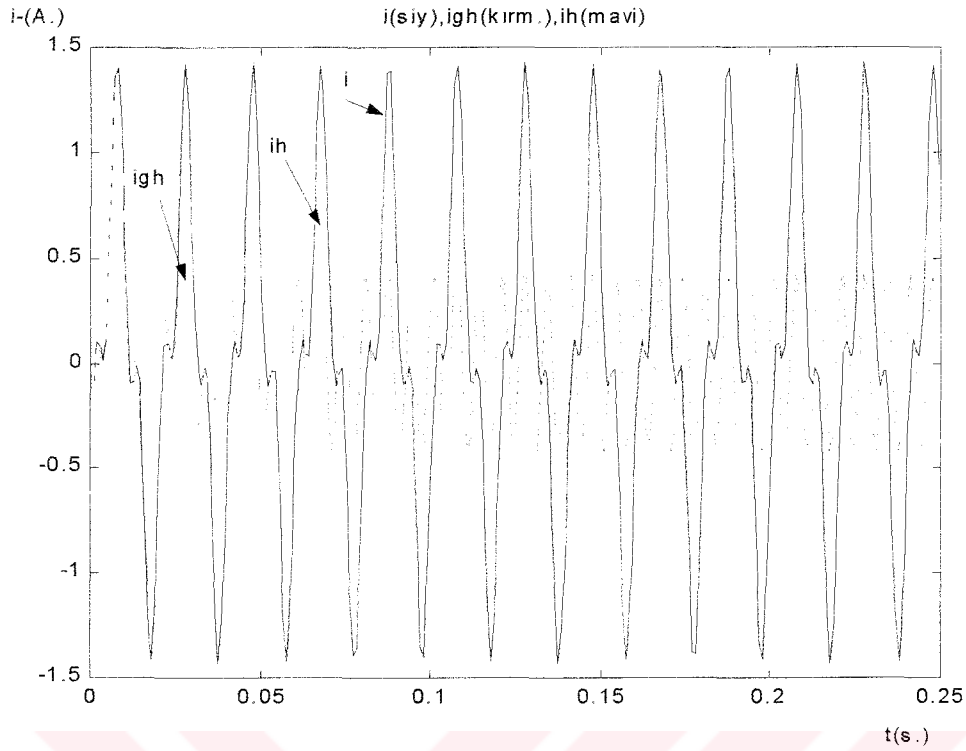


(a)

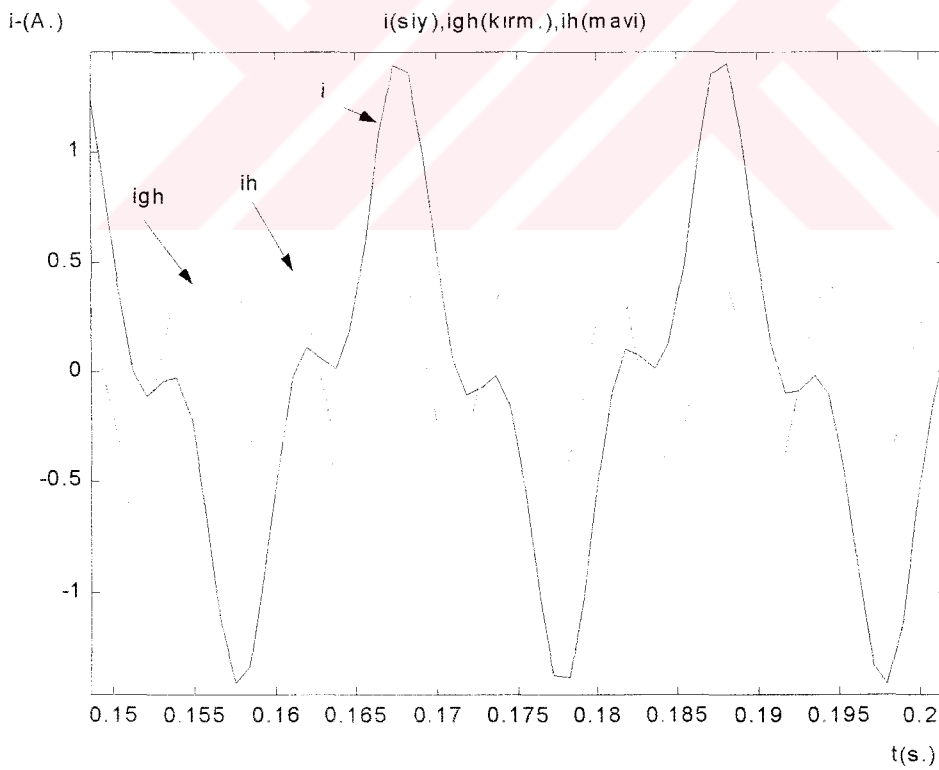


(b)

Şekil 9.10 $\phi_1=0.82^R$ ve $I_3=43\%$ 3.Harmonik($\phi_3=0.49^R$)' li Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s.ölçekli

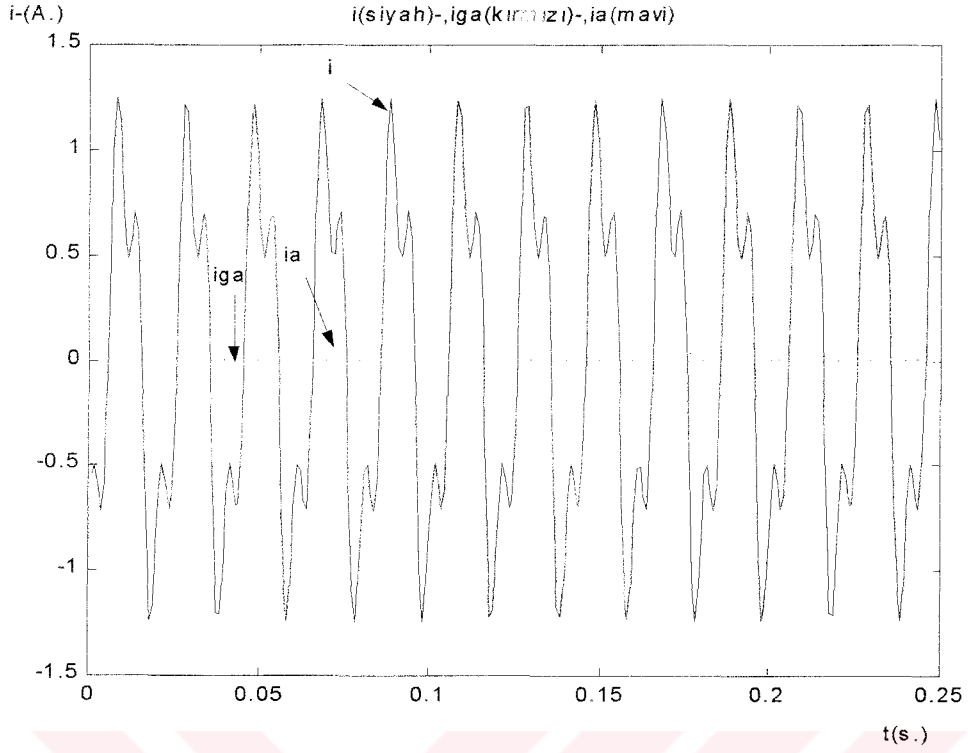


(a)

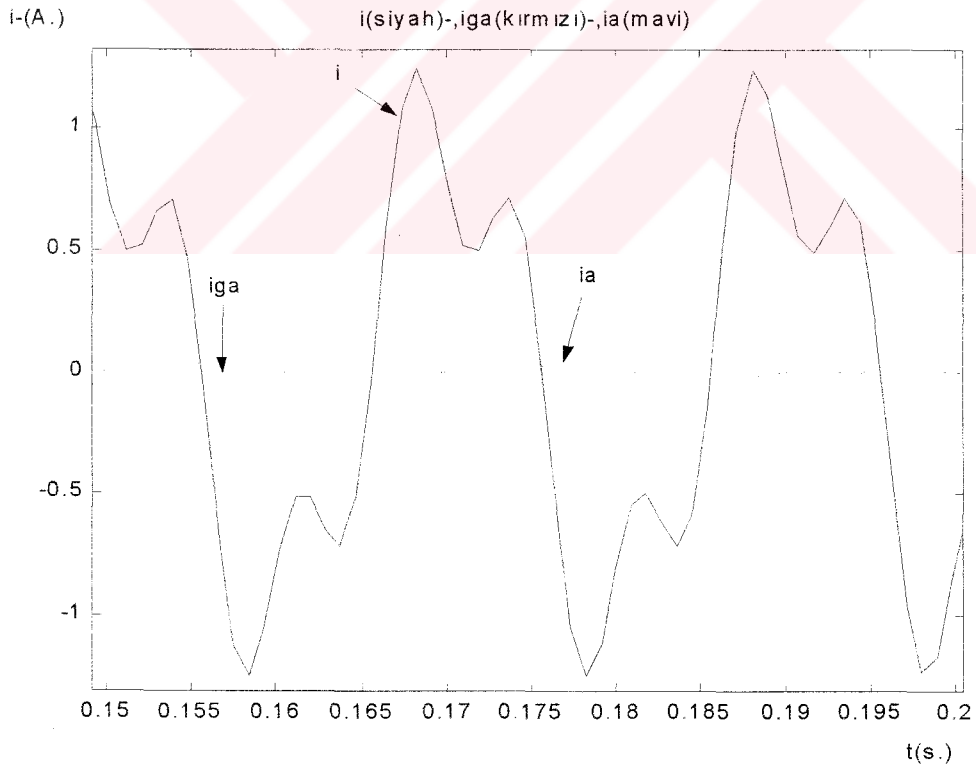


(b)

Şekil 9.11 $\varphi_1 = -0.82^R$ ve $I_3 = \%43$, 3. Harmonik ($\varphi_3 = 0.49^R$)' li Akımın Giriş Harmonik (igh) ve Ölçülen Harmonik (ih) Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

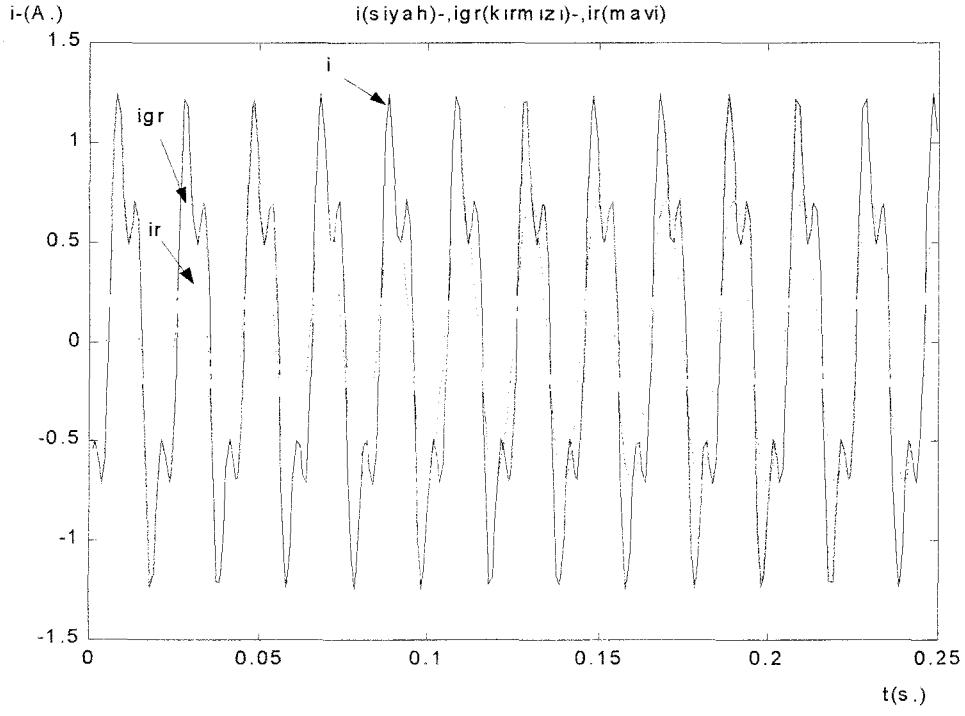


(a)

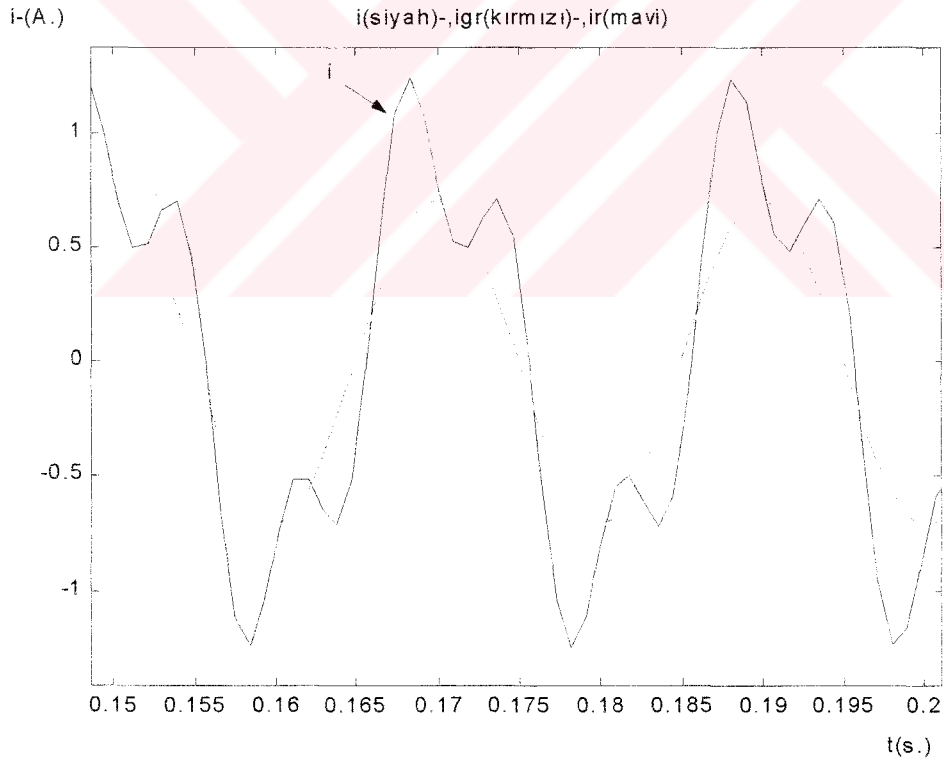


(b)

Şekil 9.12 $\varphi_1 = -\pi/2^R$ ve $I_3 = \%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3 = 0.49^R$) Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

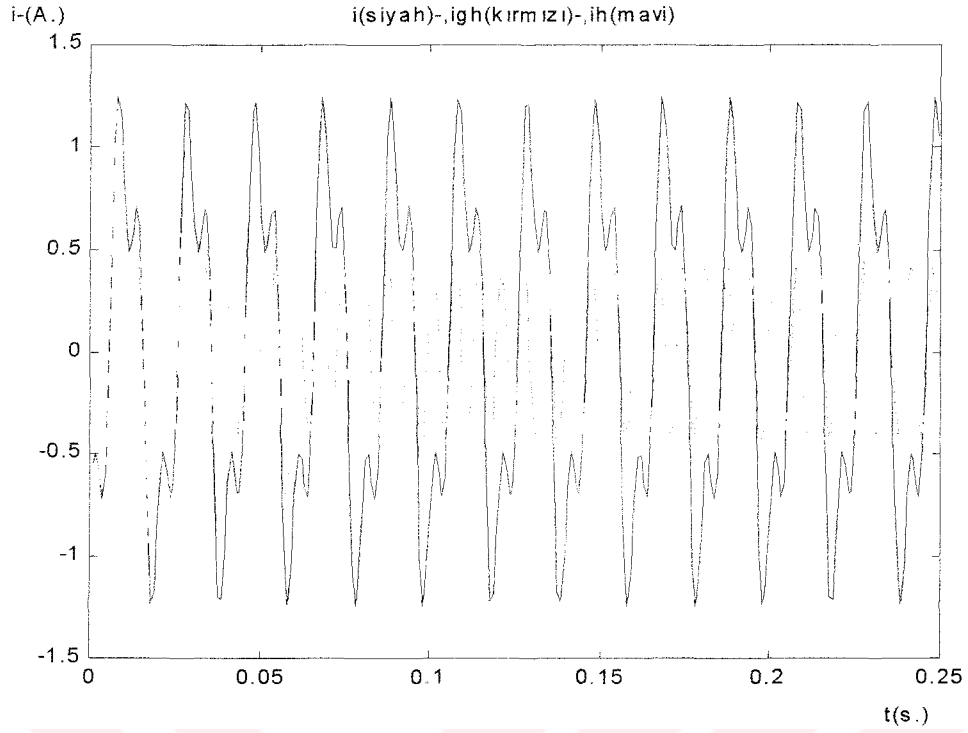


(a)

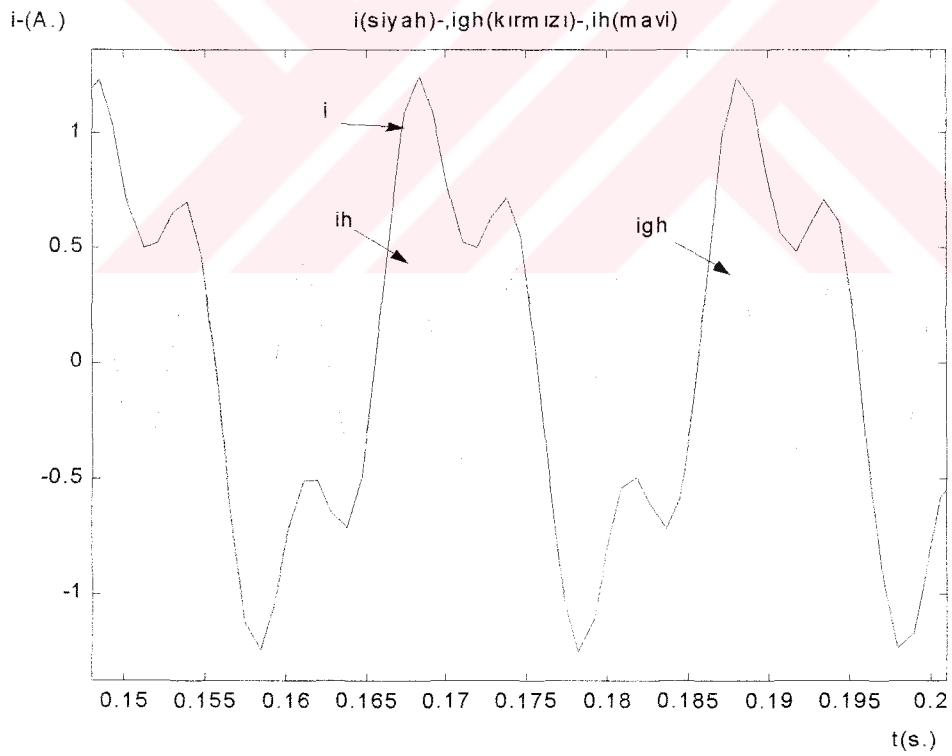


(b)

Şekil 9.13 $\varphi_1 = -\pi/2^R$ ve $I_3 = \%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3 = 0.49^R$) Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

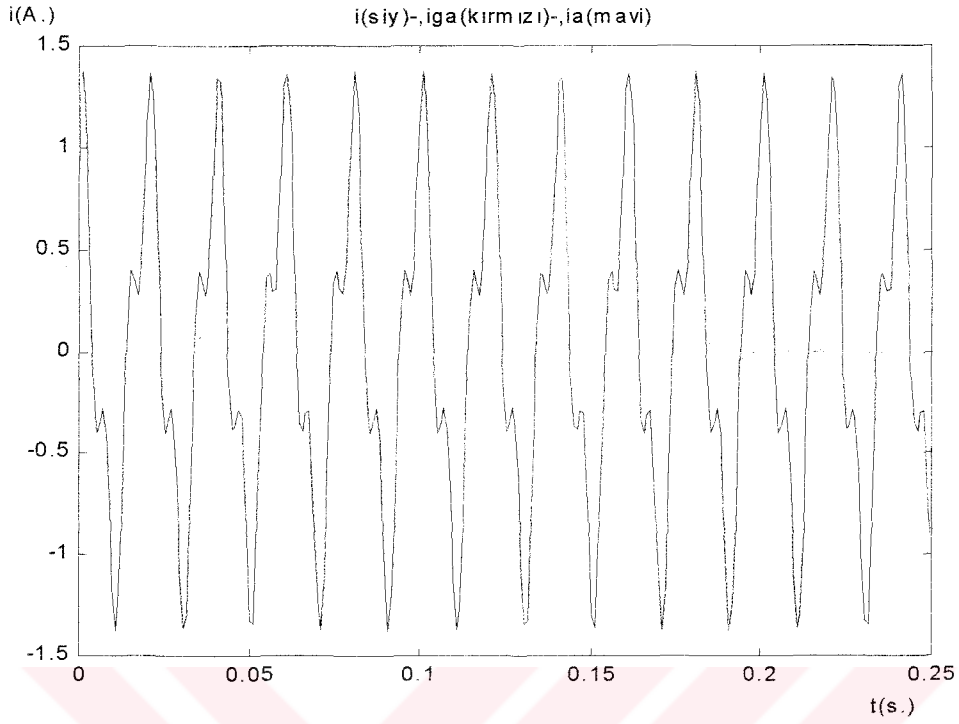


(a)

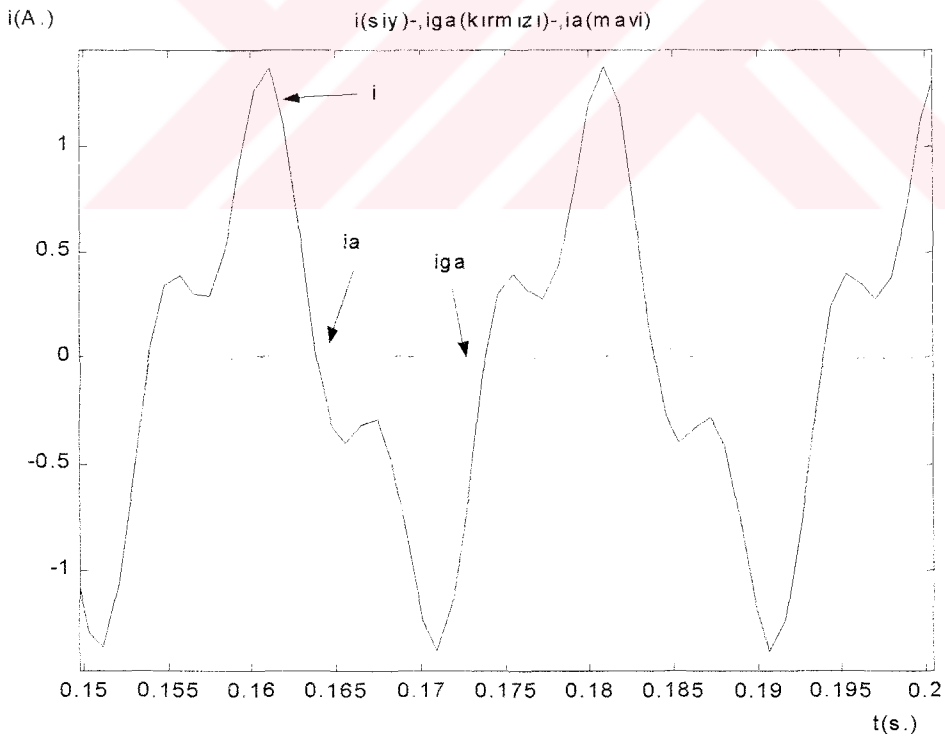


(b)

Şekil 9.14 $\varphi_1 = -\pi/2^R$ ve $I_3 = \%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3 = 0.49^R$) Akımın Giriş (i_{gh}) ve Ölçülen (i_h) Harmonik Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli.

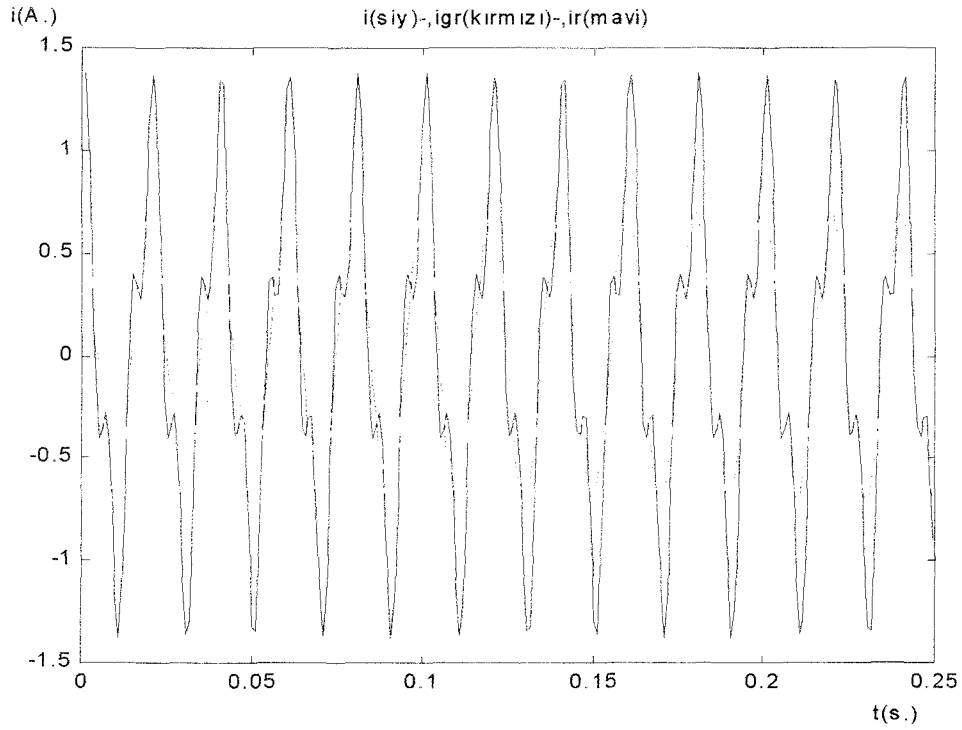


(a)

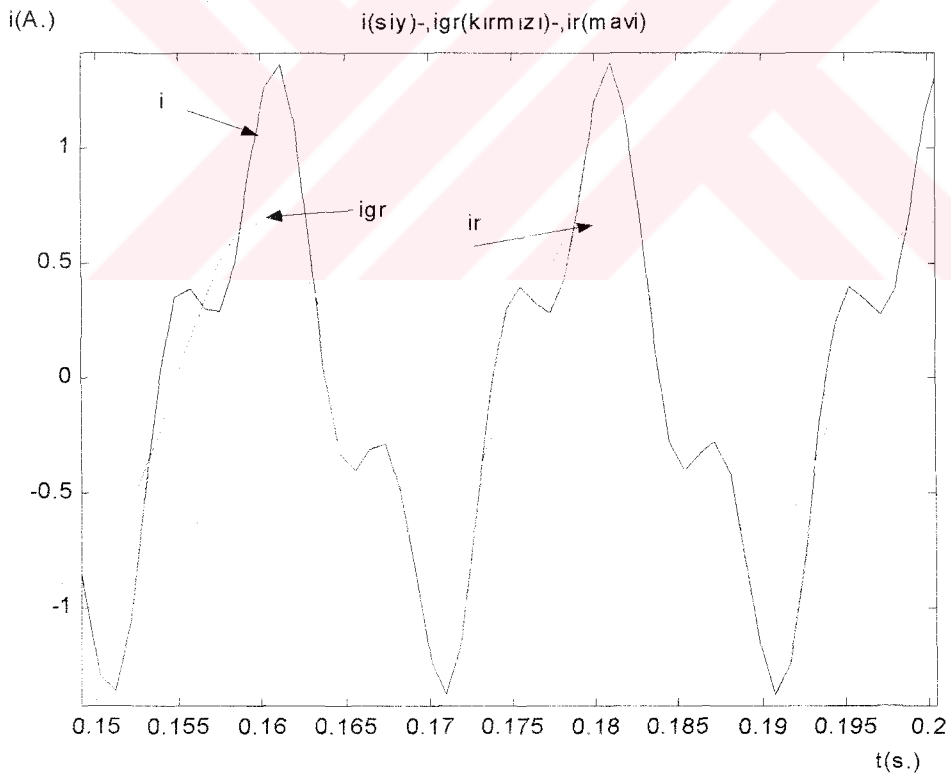


(b)

Şekil 9.15 $\varphi_1 = +\pi/2^R$ ve $I_3 = \%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3 = 0.49^R$) Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli.

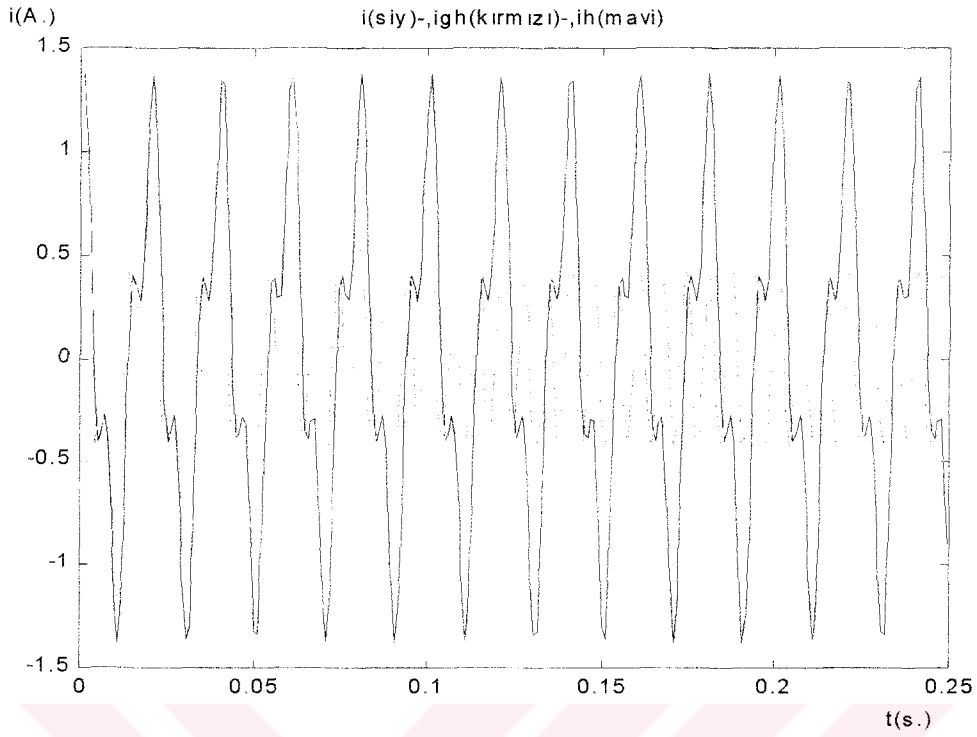


a)

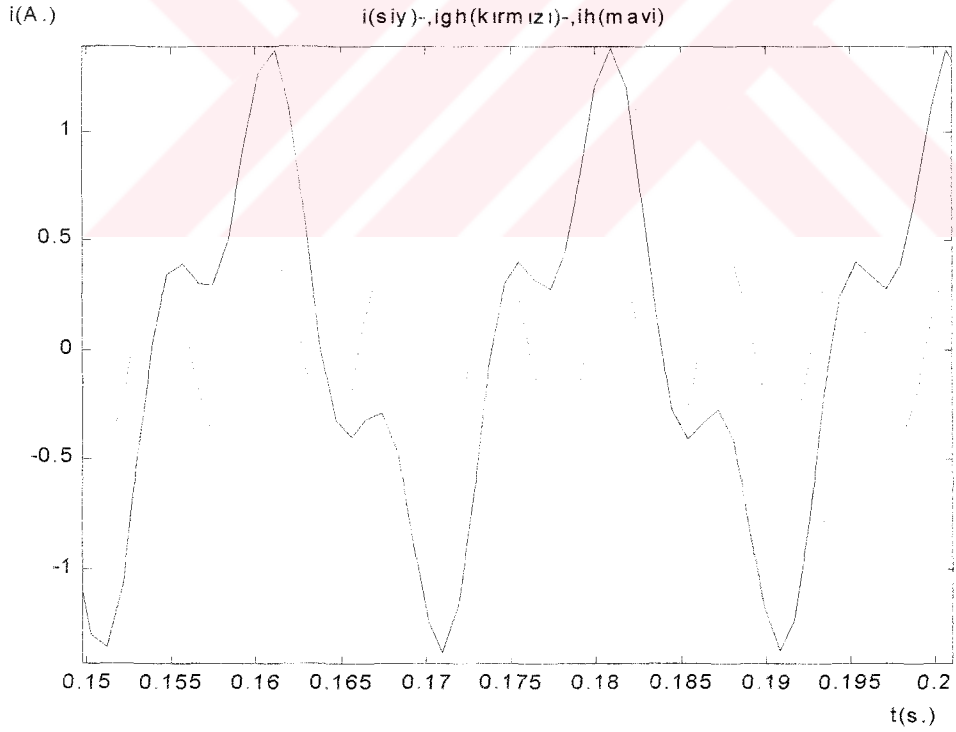


(b)

Şekil 9.16 $\varphi_1 = +\pi/2^R$ ve $I_3 = \%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3 = 0.49^R$) Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

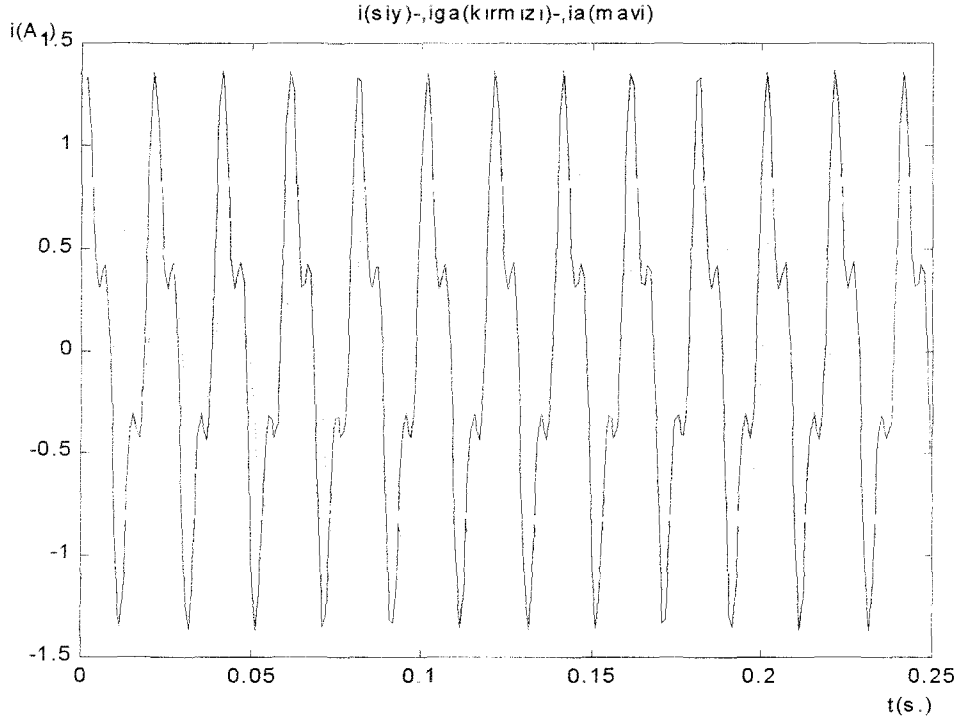


(a)

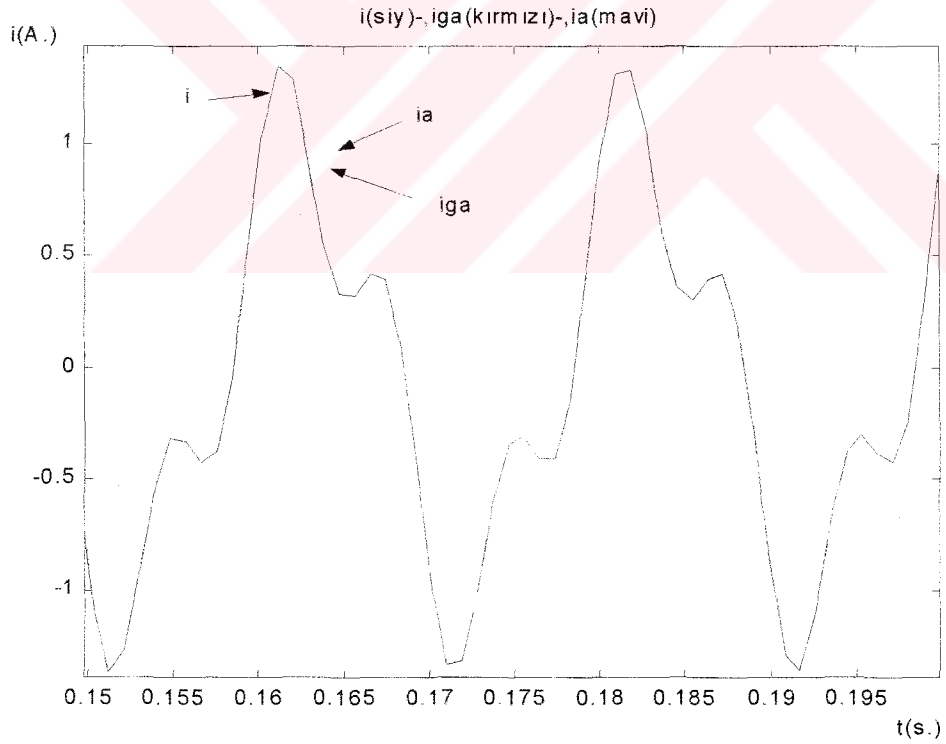


(b)

Şekil 9.17 $\varphi_1 = +\pi/2^R$ ve $I_3 = \%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3 = 0.49^R$) Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih) Harmonik Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

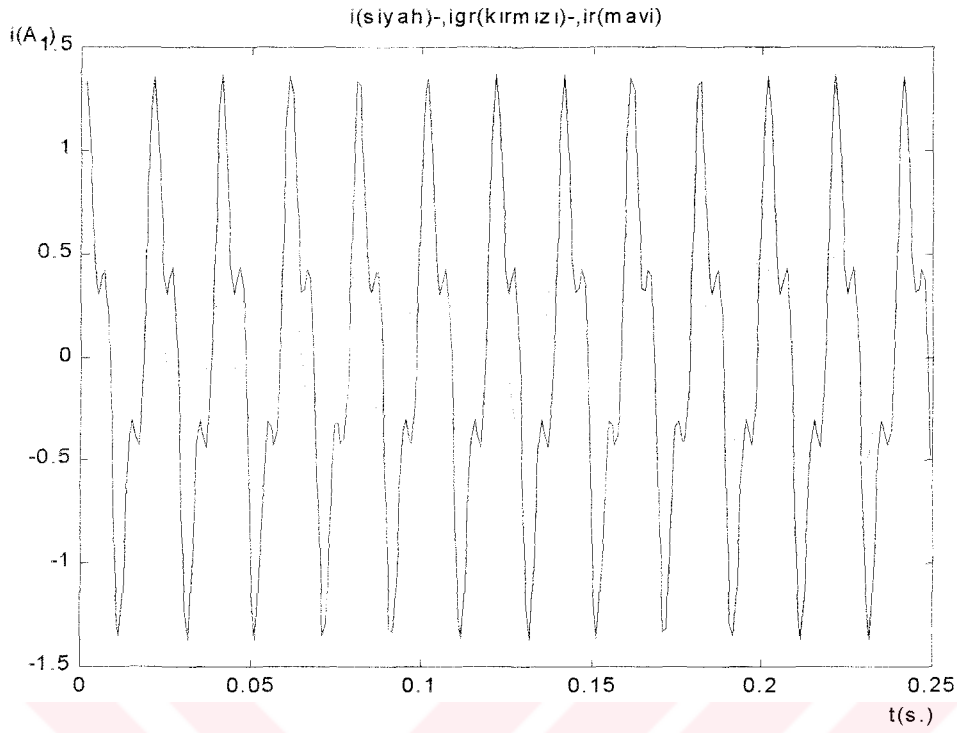


(a)

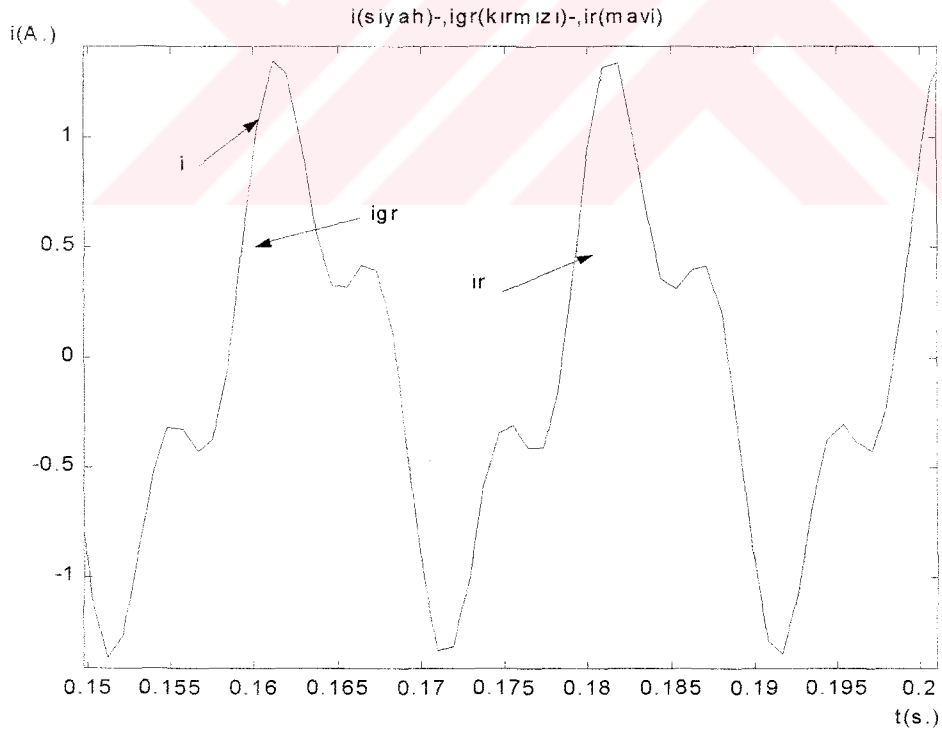


(b)

Şekil 9.18 $\varphi_1=+0.82^R$ ve $I_3=43\%$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

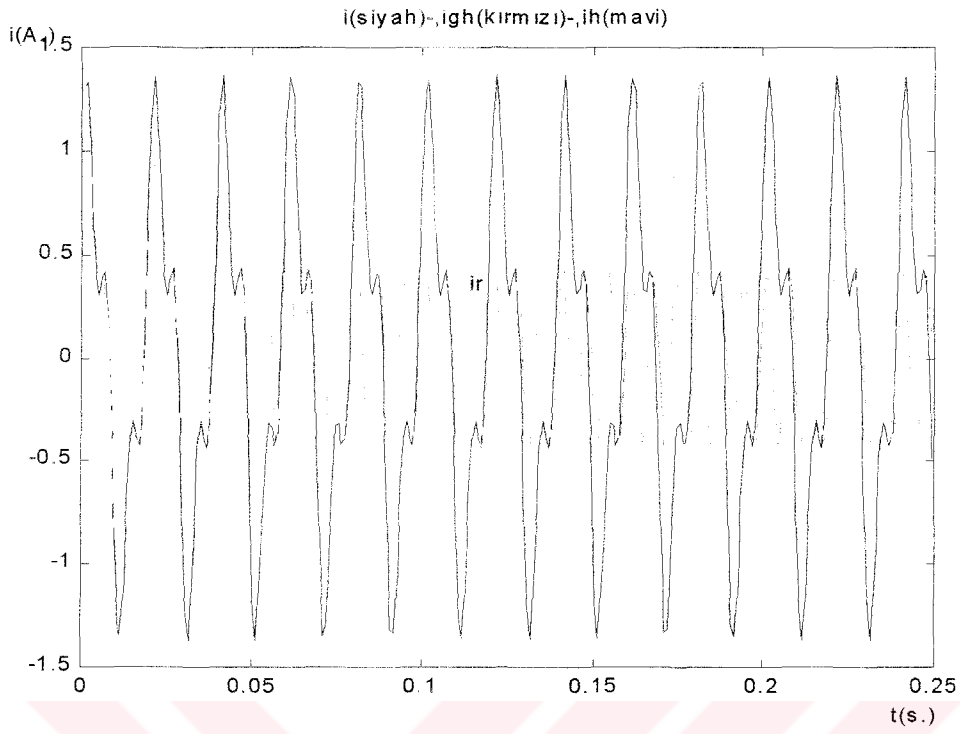


(a)

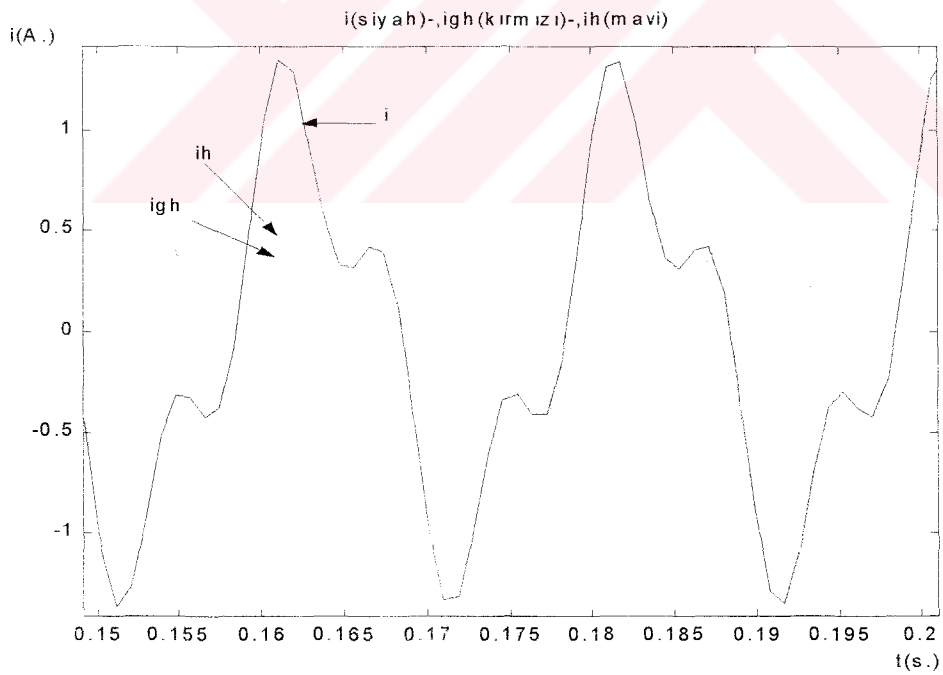


(b)

Şekil 9.19 $\varphi_1=+0.82^R$ ve $I_3=\%43$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

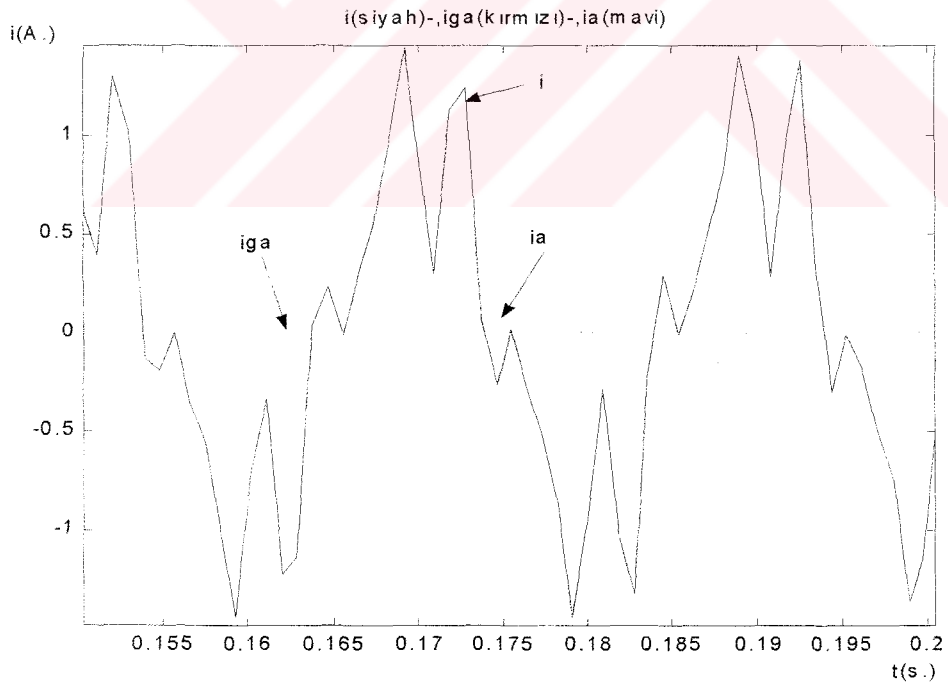
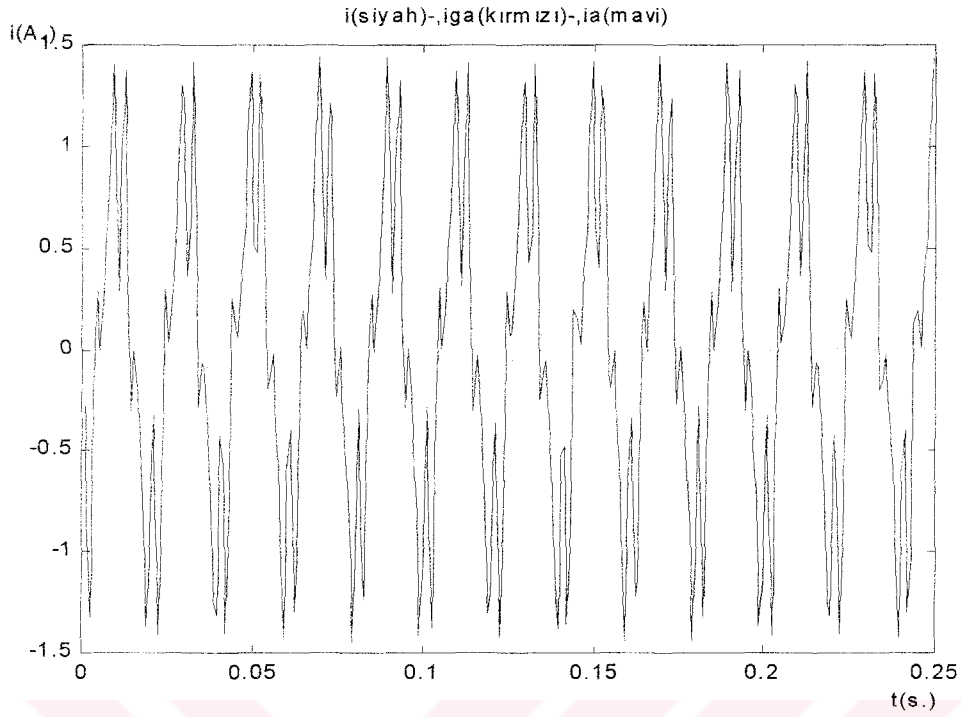


(a)

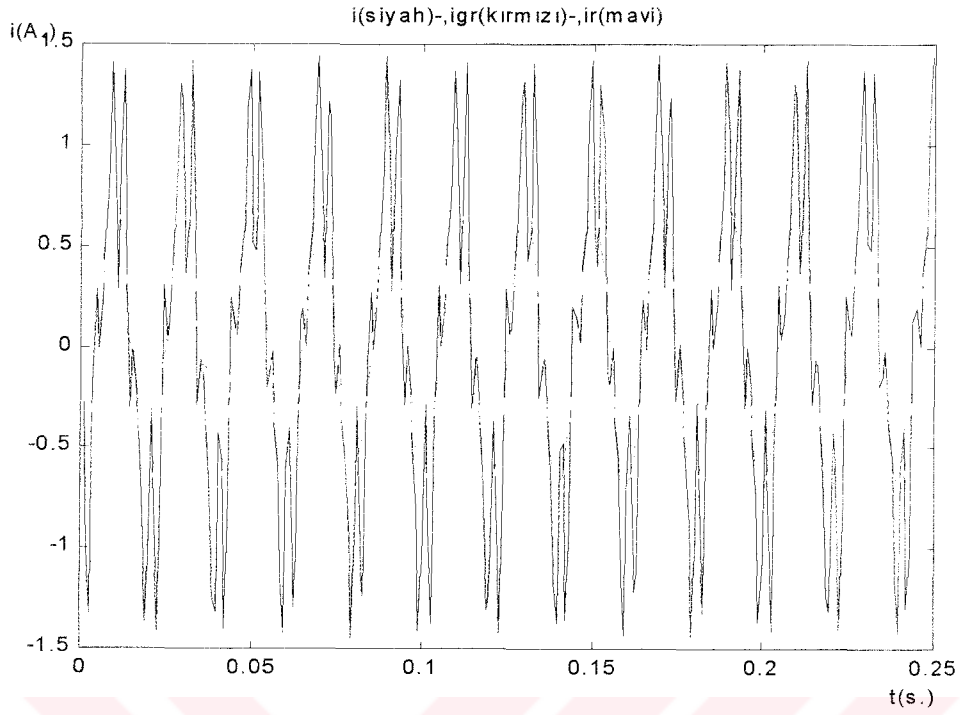


(b)

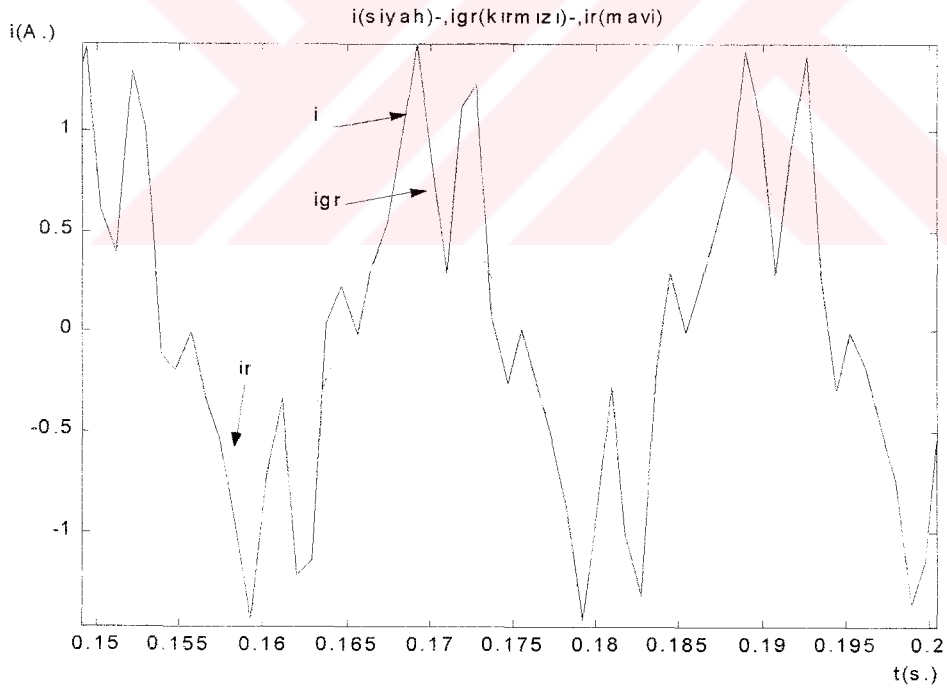
Şekil 9.20 $\varphi_1=+0.82^R$ ve $I_3=43\%$ Üçüncü Harmonikli ($\varphi_3=0.49^R$) Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih) Harmonik Bileşenleri; a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli



Şekil 9.21 $\varphi_1 = -\pi/2^R$ Yük Açılı, $I_5 = \%42$, $\varphi_5 = +0.57^R$ Beşinci ve $I_7 = \%30$, $\varphi_7 = -0.59^R$ Yedinci Harmoniklere Sahip Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Akım Bileşenleri (Tablo 9.3);
a)) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli



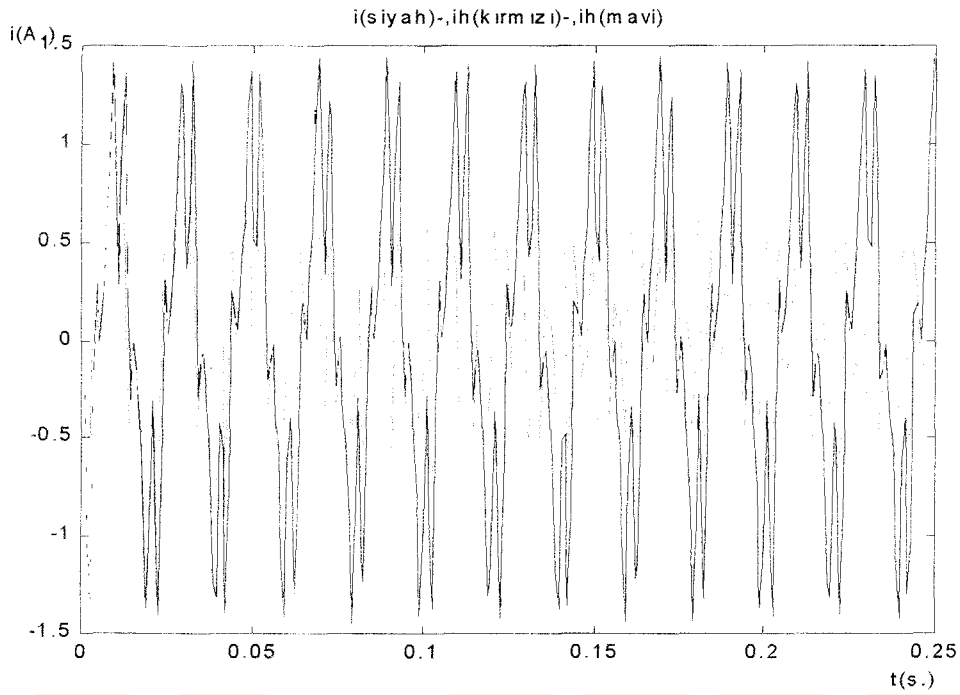
(a)



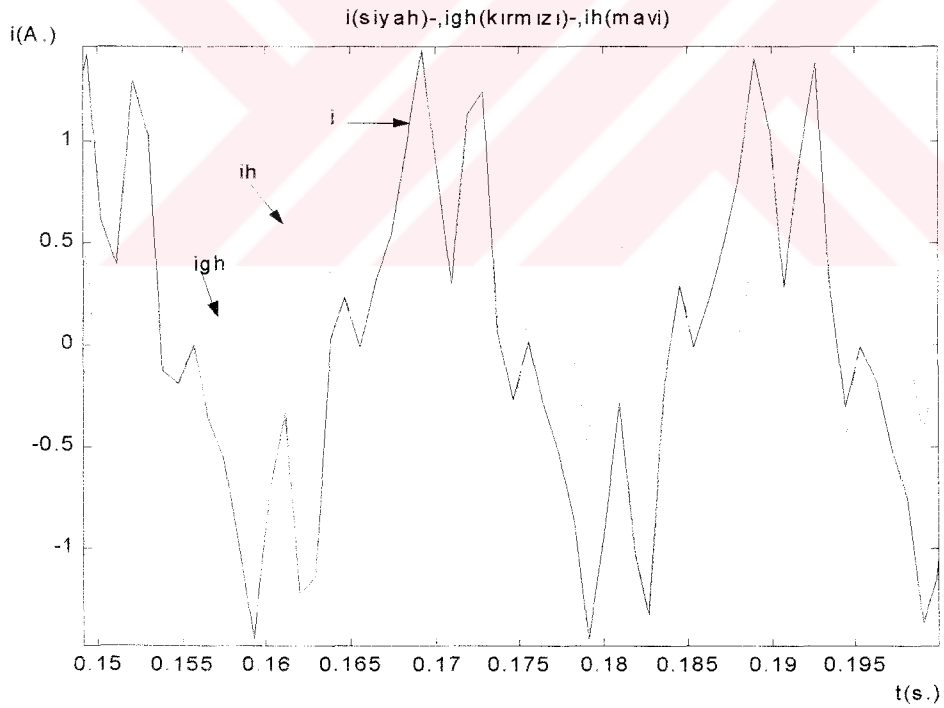
(b)

Şekil 9.22 $\varphi_1 = -\pi/2^R$ Yük Açılı, $I_5 = \%42$, $\varphi_5 = +0.57^R$ Beşinci ve $I_7 = \%30$, $\varphi_7 = -0.59^R$

Yedinci Harmoniklere Sahip Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Akım Bileşenleri (Tablo 9.3); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli



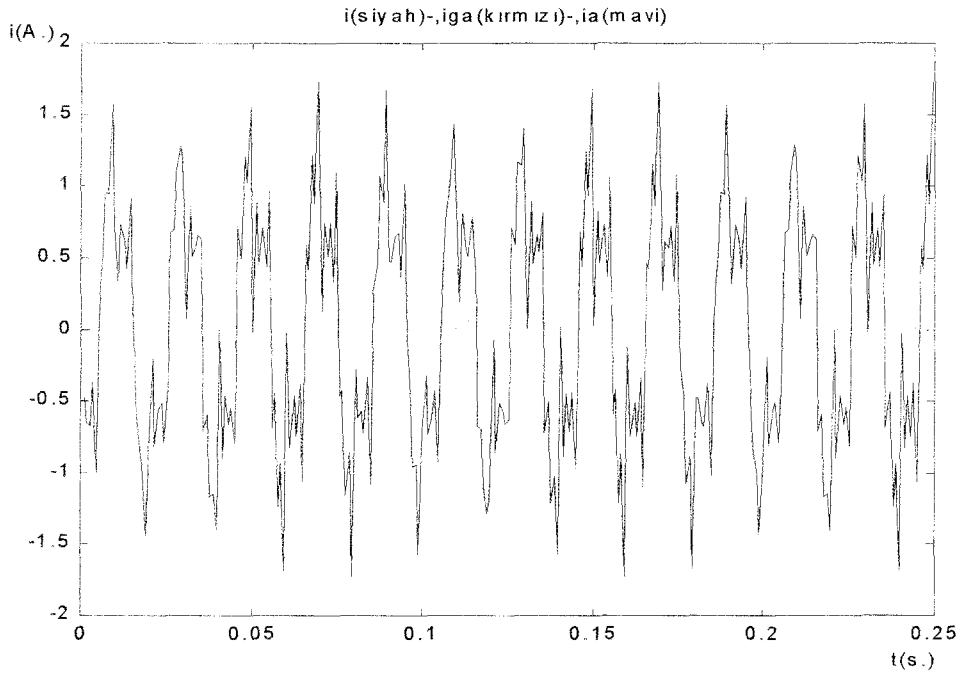
(a)



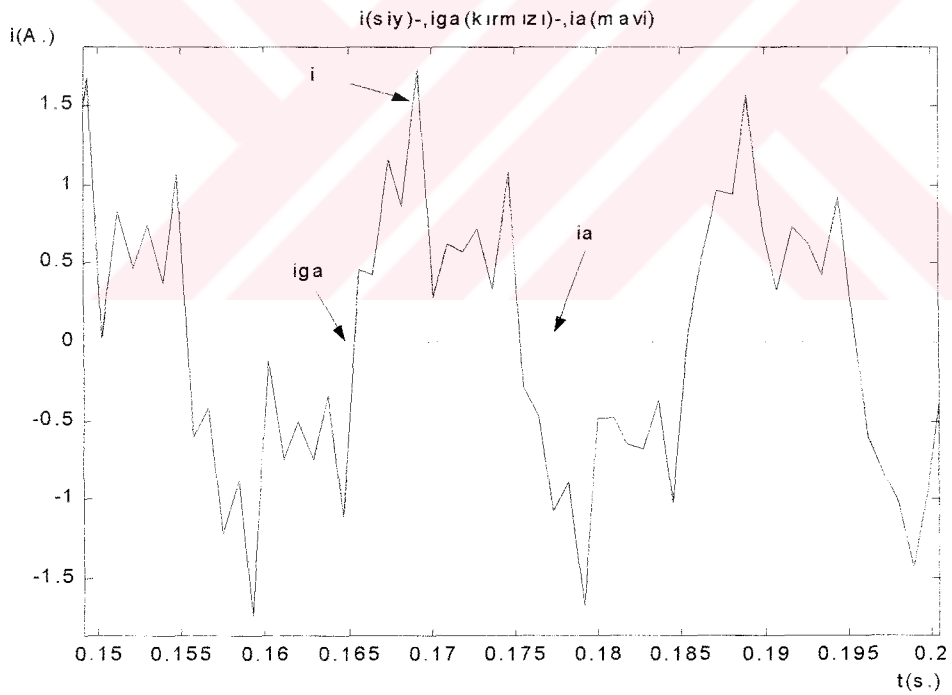
(b)

Şekil 9.23 $\varphi_1 = -\pi/2^R$ Yük Açılı, $I_5 = \%42$, $\varphi_5 = +0.57^R$ Beşinci ve $I_7 = \%30$, $\varphi_7 = -0.59^R$

Yedinci Harmoniklere Sahip Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih) Harmonik Akım Bileşenleri (Tablo 9.3); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

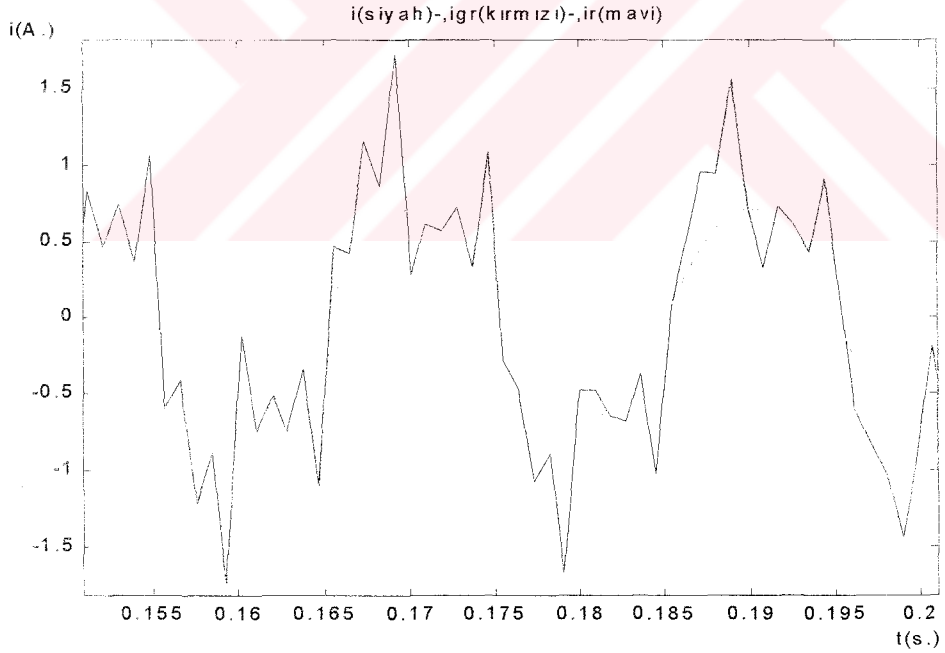
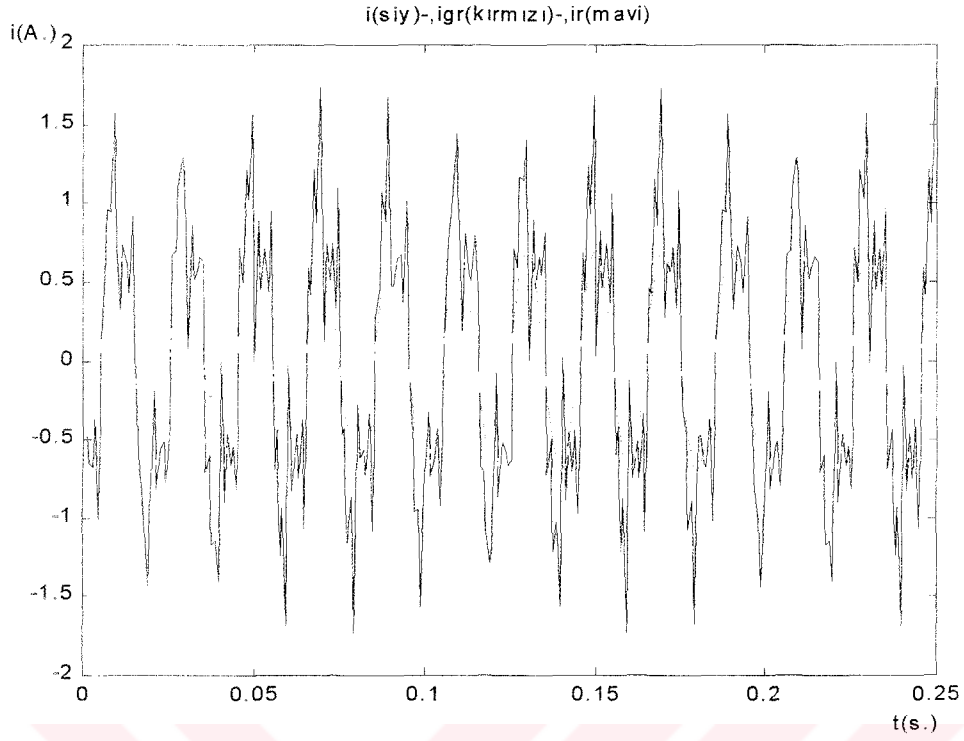


(a)

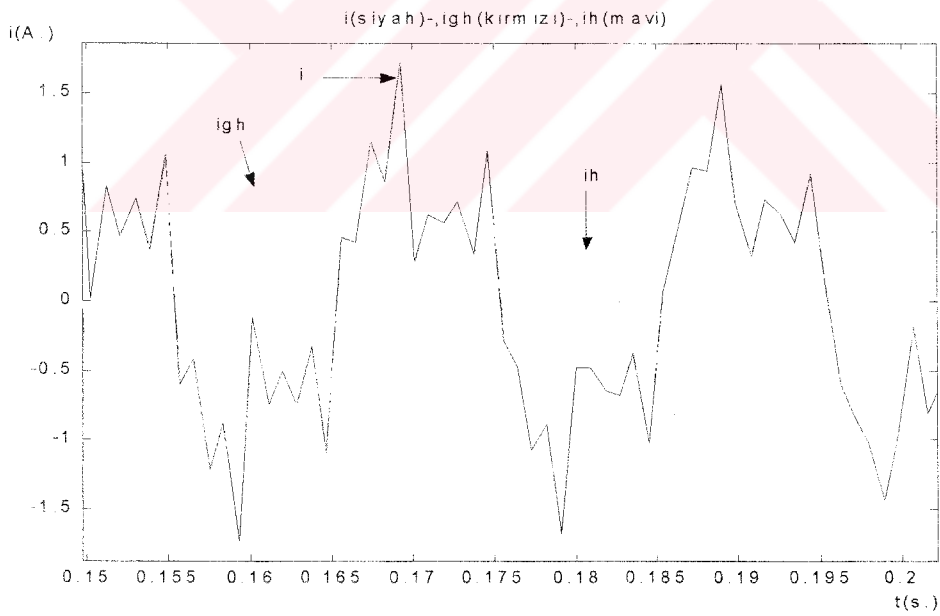
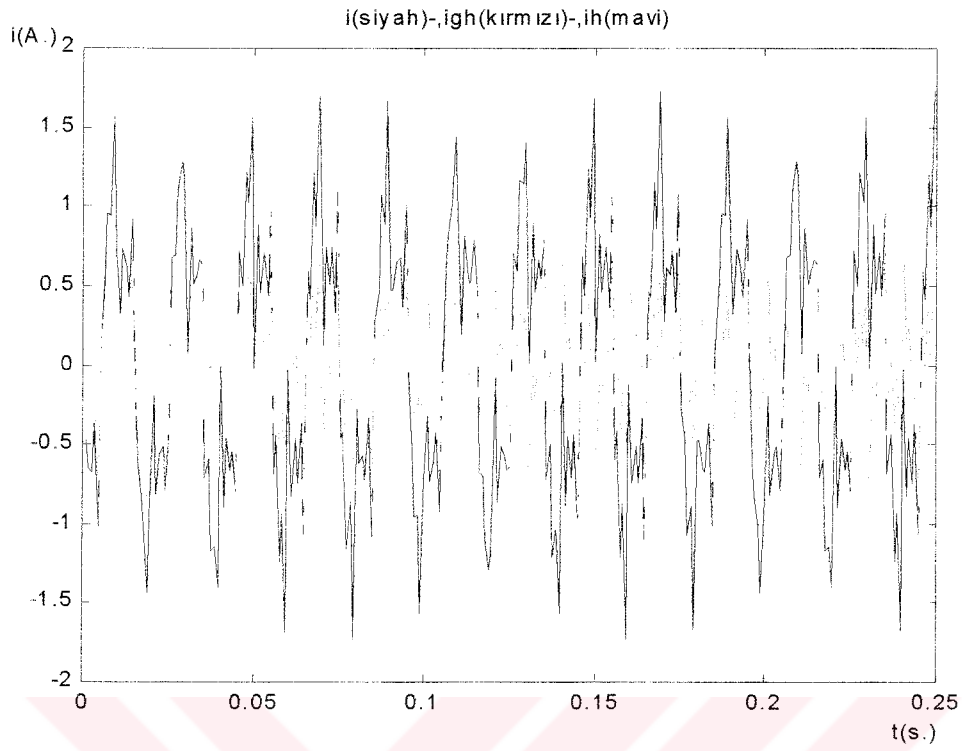


(b)

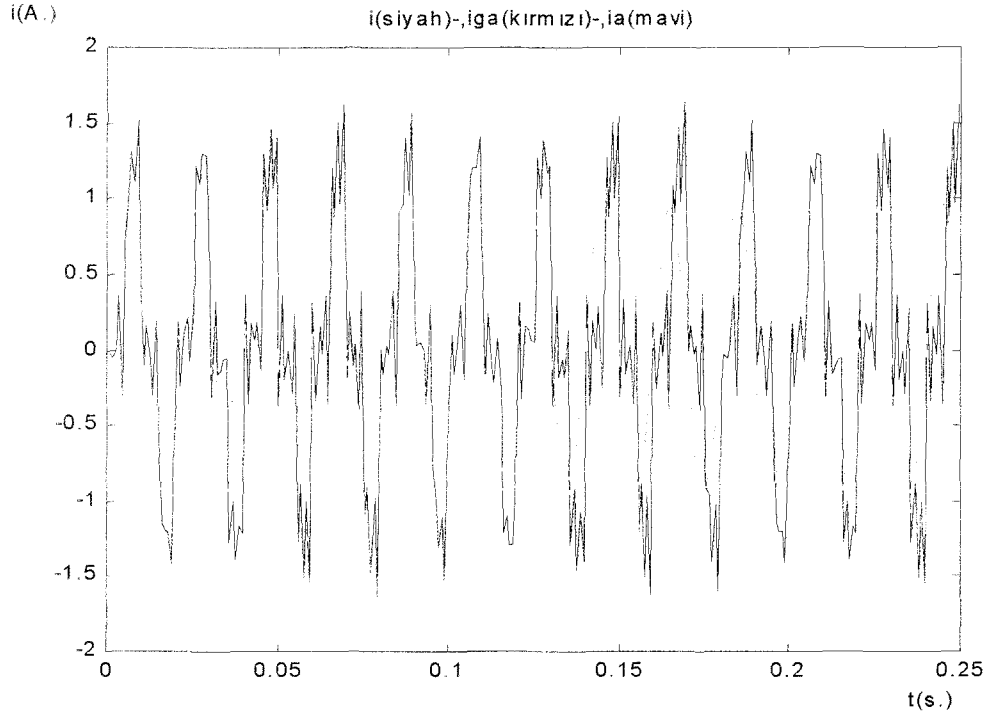
Şekil 9.24 $\phi_1 = -\pi/2^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Bileşenleri (Tablo 9.4); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli.



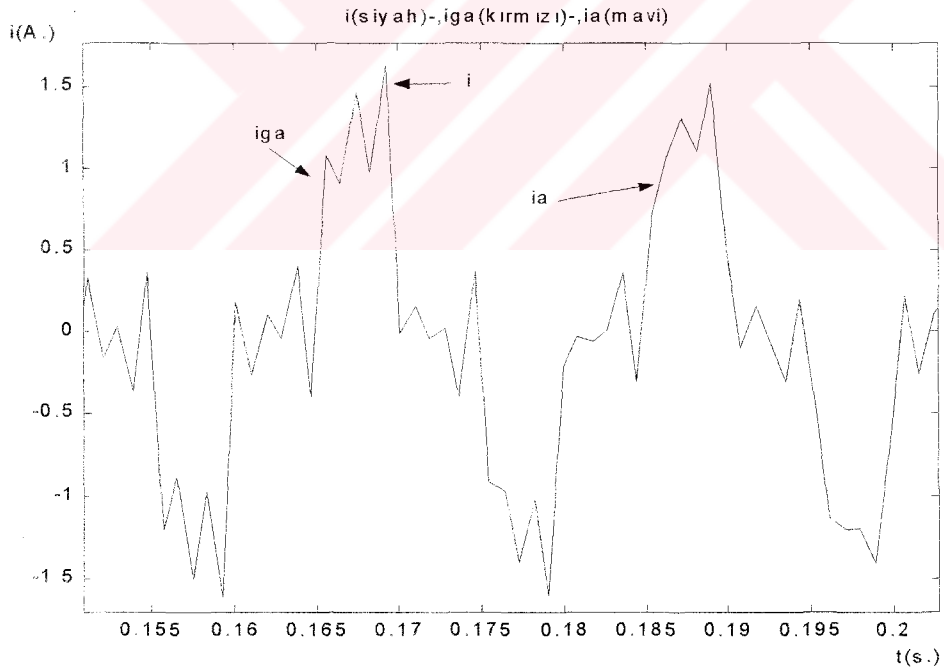
Şekil 9.25 $\varphi_1 = -\pi/2^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Bileşenleri (Tablo 9.4);
a)) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli



Şekil 9.26 $\varphi_1 = -\pi/2^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih) Reaktif Bileşenleri (Tablo 9.4); a)) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

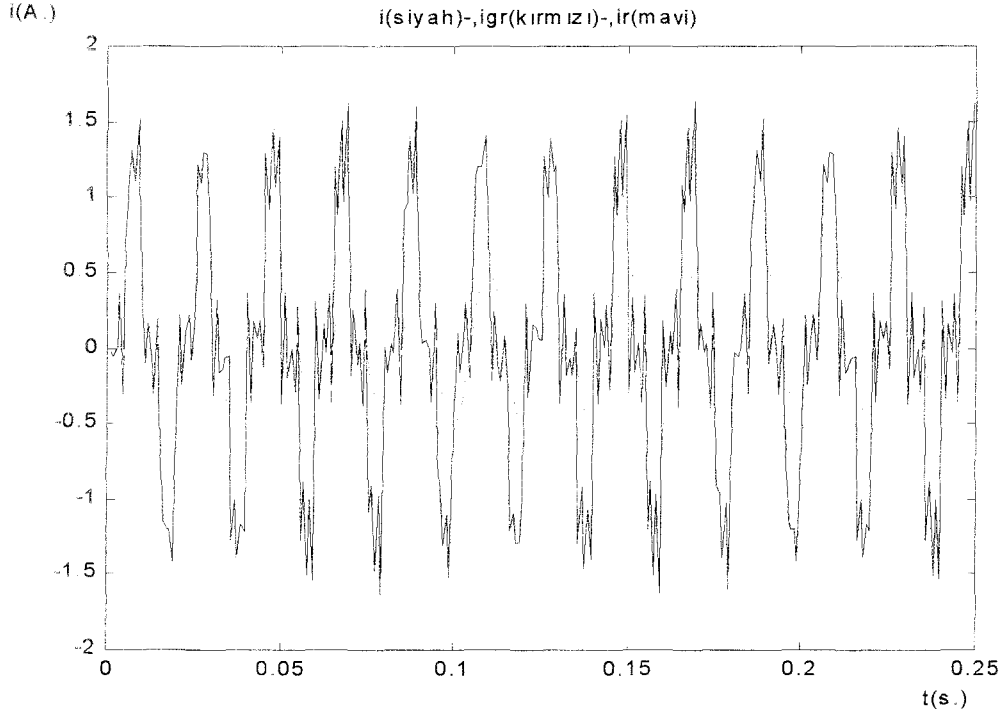


(a)

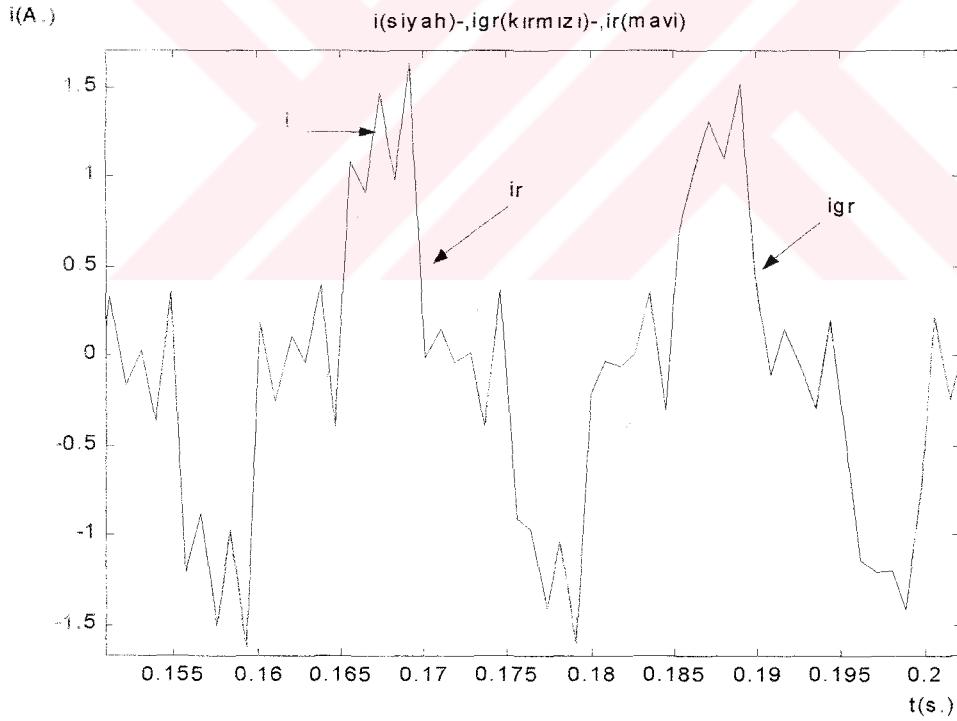


(b)

Şekil 9.27 $\varphi_1 = -0.82^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (iga) ve Ölçülen (ia) Aktif Bileşenleri (Tablo 9.4); a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli

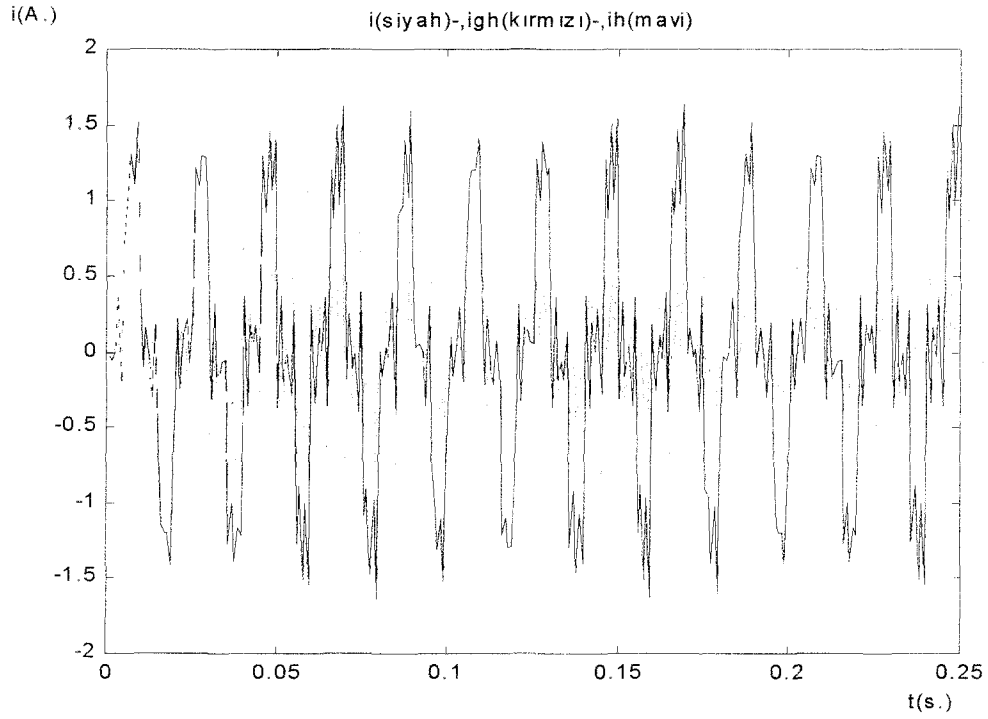


(a)

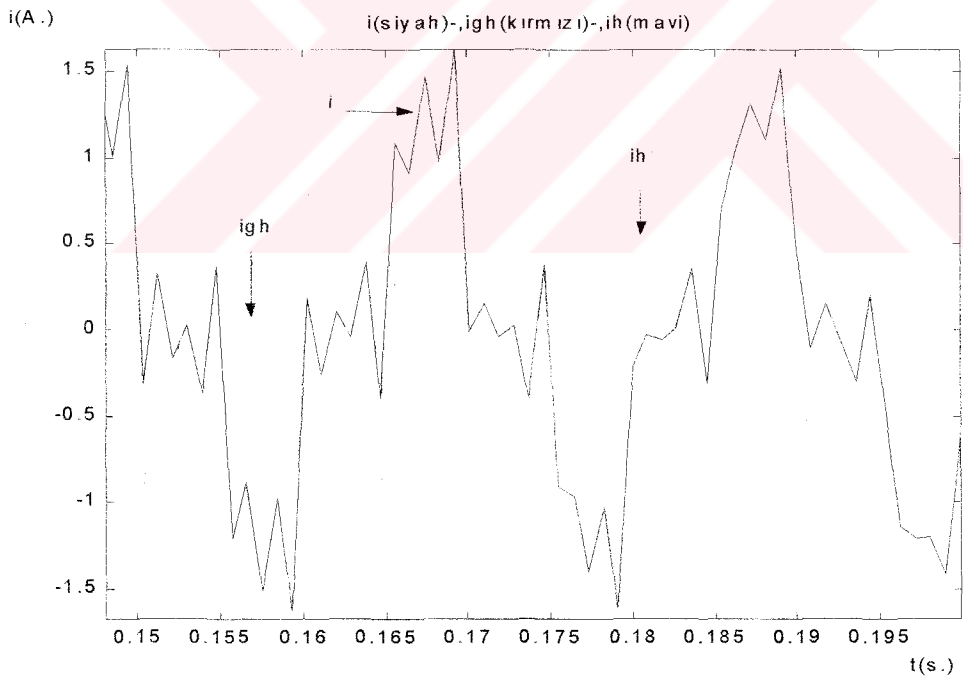


(b)

Şekil 9.28 $\varphi_1 = -0.82^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (igr) ve Ölçülen (ir) Reaktif Bileşenleri (Tablo 9.4); a)) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli



(a)



(b)

Şekil 9.29 $\varphi_1 = -0.82^R$ Yük Açılı ve Sırasıyla Onbirinci Harmoniğe Kadar Tek Harmoniklerin Tamamını İçeren Akımın Giriş (igh) ve Ölçülen (ih) Harmonik Bileşenleri (Tablo 9.4);
a) 0-0.25s., b) 0.15-0.2s. ölçekli.

Tablo 9.3 1.,5.,7. Harmonik Bileşenli Akımın Genlik ve Faz Değerleri

1.harm	3.harm.	5.harm.	7.harm.	9.harm.	11.harm
$I=1$ $\varphi_1 = -\pi/2^R$ (Şekil 9.21) (Şekil 9.22) (Şekil 9.23)	$I_3=0.0$ $\varphi_3=0.0^R$	$I_5=0.42$ $\varphi_5=+0.57^R$	$I_7=0.30$ $\varphi_7=-0.59^R$	$I_9=0.0$ $\varphi_9=-0.0^R$	$I_{11}=0.0$ $\varphi_{11}=0.0^R$

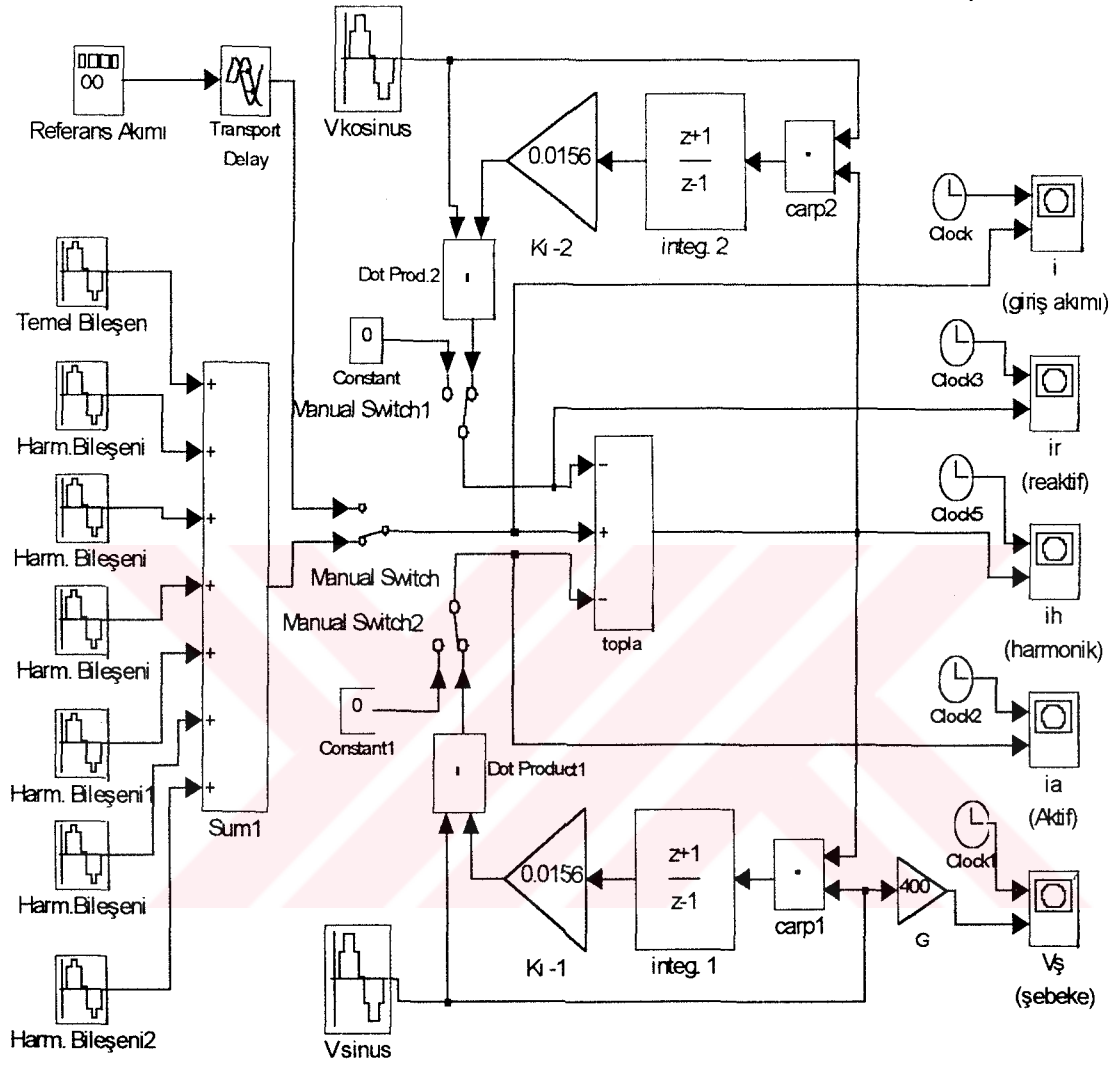
Tablo 9.4 Onbirinci harmoniğe kadar tek harmonikleri içeren ve ölçme fazına uygulan akımın harmonik bileşen değerleri

1.harm	3.harm.	5.harm.	7.harm.	9.harm.	11.harm
$I=1$ $\varphi_1 = -0.82^R$ (Şekil 9.24) (Şekil 9.25) (Şekil 9.26) $\varphi_1 = -\pi/2^R$ (Şekil 9.27) (Şekil 9.28) (Şekil 9.29)	$I_3=0.43$ $\varphi_3=+0.49^R$	$I_5=0.04$ $\varphi_5=-0.57^R$	$I_7=0.30$ $\varphi_7=+0.59^R$	$I_9=0.08$ $\varphi_9=-0.45^R$	$I_{11}=0.36$ $\varphi_{11}=+0.61^R$

OPAD ölçme algoritması ile farklı harmonik bileşenlerine sahip akımlar ve yük açıları için gerçekleştirilen sayısal uygulamada, yukarıda sonuçları verilen çıkış eğrileri elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, ölçme yönteminin güç devrelerinde girişine uygulanacak reaktif ve harmonik bileşenlere sahip yük akımının bileşenlerini istenen hız ve doğrulukta ölçeceğini göstermektedir.

OPAD ölçme yönteminin simülasyonu için Şekil 9.30 da verilen ve yine Matlab matematik işlemcisine ait “simulink” alt programında geliştirdiğimiz ölçme devresi ile de yazılım sonuçları doğrulanmıştır. Şekil 9.30 daki ölçme devresi geliştirdiğimiz “sayısal optimal adaptif ölçme yöntemi” nin ölçme fazının simülasyon devresi ile gerçekleştirilmiş bir uygulamasıdır. OPAD Ölçme yönteminin eğitim aşaması sonunda elde edilen optimum filtre parametreleri kullanılarak devre girişine uygulanan reaktif ve harmonik bileşenli akımların ani değerlerinin değişimleri Şekil 9.30 daki devre çıkışında referans akım değerleri ile karşılaştırılarak elde edilmiştir.

tarih:31 mayıs 2001



Şekil 9.30 "Simulink" ile Gerçekleştirilen OPAD Ölçme Devresi Uygulaması

BÖLÜM 10. SONUÇLAR

“Akım Bileşenlerinin Optimal Adaptif Ölçümü” isimli bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir:

- Optimal Adaptif (OPAD) ölçme yöntemi, güç sistemlerindeki aktif, reaktif ve harmonik akım bileşenlerinin elde edilmesi işleminde ani değer ölçümünü istenen hız ve doğrulukta başarıyla gerçekleştirdiği, elde edilen transfer fonksiyonundan ve Bölüm 9’ daki simülasyon sonuçlarından görülmektedir.
- Bölüm 8.’deki (8.43) ifadesinde elde edilen OPAD ölçme algoritmasının $H(e^{j\omega T})$ transfer fonksiyonu ve bu ifadenin sayısal hesaplaması sonucu çizdirilen Şekil 8.5’deki frekans cevabında da görüldüğü gibi, geliştirilen “Optimal Adaptif Ölçme (OPAD)” yöntemi, gürültü işareti olarak seçilen, akımın temel bileşenini başarıyla filtre etmektedir. Referans giriş işareti olarak şebeke gerilimini kullanan sistem, şebeke geriliminin frekansını izleyebildiği için adaptiftir. Bu özellikleri ile OPAD, aynı zamanda iyi bir “adaptif çentik filtre” olarak çalışmaktadır.
- Gerçekleştirilen OPAD ölçme yöntemi, sayısal işaret uygulaması olup, adaptif filtre olarak uygulandığından, sabit filtre ve analog filtrelerdeki eksiklikler ortadan kalkmıştır. Bu nedenle sistemin bant genişliği, devre elemanlarının parametre değişimlerinden bağımsızdır.
- Bu çalışmada sunulan sayısal ölçme yönteminde, akımın reaktif ve toplam harmonik bileşenlerinin zamana göre ani değişimlerinin elde edilmesinde yeni bir yaklaşım kullanılmıştır. Bundan önceki çalışmalarda filtre parametreleri analitik çözüm yöntemleri veya ağır matematiksel işlemler gerektiren yapay sinir ağı ile

çözümüştür. Bu çalışmada, basit sayısal filtre yapısı ve kullanılan “en küçük kareler” optimizasyon yöntemi ile ölçmede yeni bir yaklaşım sunulmuştur.

- OPAD ölçme yöntemi, adaptif yapıda bir sistem olmakla birlikte, eğitime fazı ve ölçme fazı olarak geliştirilen iki aşamalı yapısıyla, kendi kendisini eğitebilen yetenekte bir ölçme sistemidir. Ölçme yönteminde sistem kendini eğiterek optimum filtre parametrelerini elde ettikten sonra kilitlenmekte ve ölçülecek akım işaretinin harmonik bileşenleri veya yük açısından meydana gelecek değişimlerde de kararlı çalışmaya devam etmektedir. Temel frekans değişse bile, sistemin merkez frekansı, otomatik olarak filtreleme etkisi garanti olan değişimi izlemektedir.
- Şekil 9.1 ve Şekil 9.2’ de elde edilen eğitime algoritması sonuçlarından da görüldüğü gibi, optimum adaptif filtre parametreleri, sistemin eğitime fazında çok kısa sürede eğitilmek suretiyle belirlenmektedir.
- Eğitime algoritması olarak, sistem çıkışındaki $e(k)$ hata değerini minimize etmek için “en küçük kareler yöntemi” kullanılmış, referans işaretinin genliği V , ile integral kazancı K_I olarak belirlenen filtre parametrelerinin optimal değerleri için; sistem çıkış hata değerlerinin karelerinin toplamından ibaret olan, ve (8.19)’ da $E(K_I, V)$ ifadesi ile tanımlanan performans indeksi ile, (8.20) ve (8.21) denklemlerindeki şartları sağlayacak şekilde minimize edilmektedir.
- Yukarıdaki analizden de anlaşılacağı gibi, OPAD ölçme yöntemi, sürekli regüleli kapalı çevrim bir sistem olarak çalışmakta ve çalışma karakteristikleri, devre elemanlarının parametre değişikliklerinden bağımsızdır. Sonuç olarak, geliştirilen sayısal adaptif filtre tabanlı bu ölçme yöntemi, klasik ölçme metodlarındaki eksiklikleri bünyesinde barındırmayan ve özellikle, gerçek zaman adaptif ölçme uygulamaları için kullanışlı bir yapıya sahiptir.

BÖLÜM 11. TARTIŞMA VE ÖNERİLER

Güç sistemlerinde akımın bileşenlerini ölçmek amacıyla geliştirilen, OPAD ölçme yönteminde algoritmayı oluşturan ve Bölüm 8’ de anlatılan yapı ile birlikte çıkarılan denklemler, Bölüm 9’ ta uygulanmış ve elde edilen sonuçlar, yine aynı bölümdeki referans değerlerle karşılaştırılarak çizdirildiğinde sistemin doğru ve hızlı ölçme yaptığı gözlenmiştir. Adaptif filtre olarak çalışan sistemin, optimal filtre katsayılarını kendi içerisinde eğitmesi, OPAD yönteminin önemli bir özelliği olarak vurgulanabilir. Sabit filtrelerdeki parametrelerin şebekedeki frekans değişimlerine karşı duyarlılık sorunu, şebeke frekanslı adaptif filtre yapısıyla duyarsız hale getirilmiştir. Optimal Adaptif ölçme yöntemi OPAD, ölçme fazının çalışması sırasında, sisteme uygulanan farklı yük açısı ve harmoniklere sahip akımların uygulanması ile denendiğinde istenen amacı başarıyla gerçekleştirdiği görülmüştür.

Teorik ve simulasyon çalışmaları sunulan yöntemin gerçek zamanda uygulanabilirliği gösterilmiştir. Adaptif filtre yapısının basitliği uygulamada hesap yükünü azaltması kullanılacak sayısal işlemcinin performansını arttıracaktır. Geliştirilen ölçme yönteminin bir ve üç fazlı sistemlere uygulanabilmesidir.

Adaptif filtre bugüne kadar ses, görüntü, iletişim, işaret işleme gibi birçok alanda uygulanmasına rağmen akım ölçme konusundaki çalışmalar çok daha yenidir. Bu konuda S. LUO ve Z. HOU tarafından, analog yapıda adaptif ölçme yöntemi üzerinde yapılmış bir çalışma bulunmaktadır [31]. Ayrıca W. QUN ve arkadaşları tarafından yayınlanan “adaptif ölçme” konusundaki çalışmada ise, sayısal adaptif filtre katsayıları, “Yapay Sinir Ağı” kullanılarak eğitilmiştir [32].

Yöntemin gerçek zaman uygulanmasında sayısal işaret işleyici (DSP), mikrokontrolör (μc), gibi sayısal tabanlı işlemciler kullanılabilir. Ancak çok daha hızlı ölçme istenen durumlarda, FPGA kullanılarak donanımsal çözümle ölçme gerçekleştirilebilir.

OPAD ölçme yöntemi, bundan sonra yapılacak çalışmalarla, elektrik şebekelerinde akım bileşenlerinin ölçülmesinde, özellikle aktif güç filtreleri (AGF) gibi uygulamalarda, önemli bir ihtiyacı karşılayacaktır.

Optimal adaptif ölçme yöntemi bir enerji sistemi için düşünüldüğünde, yük akımının bileşenlerini ölçmek üzere denenmiş olmasına rağmen, güç bileşenlerini ölçmek üzere “adaptif güç ölçme algoritması” olarak da geliştirilebilir.



KAYNAKLAR

- [1] STEINMETZ, P., "Theoretical Elements of Engineering 4th Edit, McGraw Hill, 1915.
- [2] BUDEANU, C. I., "Puissances Reactives et Fictive", Inst. Romain de L'Energie, Bucharest/Romania, 1927.
- [3] FRYZE, S., "Wirk- Blind und Scheinleistung in Electriscen Stromkreisen mit Nichtsinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung." Electrotech. Z.53(1932) no.25, pp.596-599(P.I); no.26, pp.625-627(P. II); no.29, pp.700-702(P.III).
- [4] FRYZE, S., "Wybrane Zogadnienie Electrotechnik, Worsow, Poland: PWN, 1966(in Polish).
- [5] PAGE, C. H., "Reactive Power on Nonsinusoidal Situations", ", IEEE Trans. Instr. A Measur. IM-29, pp.420-423, 1980.
- [6] AKAGI, H., et. al., "Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power and Its Application", Electrical Engin. in Japanese, April 1988.
- [7] CRISTALDI, L., FERRERO, A., FURGA, G. S., "Power and Current Decompositions into Time- and Frequency-Domain Component: Analysis and Comparision", ETEP vol.4, no.5., pp.359-368, Sept./Oct.1994.
- [8] WILLEMS, J. L., "A New Interpretation of the Akagi-Nabae Power Components of Nonsinusoidal Three-Phase Situations", ", IEEE Trans. Instr. A Measur. Vol.41, no.4, pp.523-527, 1992.
- [9] BUDEANU, G., "Reactive and Fictitious Powers", Publ. No.2, of the Rumanian National Institute, Bucharest, 1927.
- [10] CZARNECKI, L. S., "Orthogonal Decomposition of The Currents in A 3-Phase Nonlinear Asymetrical Circuit with a Nonsinusoidal Voltage Source", IEEE Trans. Instr. A Measur. IM-37, no.1, pp.30-34, 1987.

- [11] FILIPSKI, P. S., "A New Approach to Reactive Current and Reactive Power Measurement in Nonsinusoidal Systems", IEEE Transactions on Instrument and Measure., vol.29, no.4, pp.423-426, Dec.1980.
- [12] NAKAJIMA, A., et al., "Development of active filter with series resonant circuit", IEEE-PESC, Annu. Meeting 1988, pp.1168-1173.
- [13] KALMAN, R., "On The General Theory of Control", in Proc. First IFAC Congress., London, Butterworth, 1960.
- [14] HOWELLS, P., "Intermediate Frequency Side-Lobe Canceller", U.S. Patent 3,202,990, Aug. 24, 1965.
- [15] WIDROW, B.,and HOFF, Jr. M., "Adaptive Switching Circuits", IRE WESCON Conv. Rec., pt. 4, pp. 96-104, 1960.
- [16] ROSENBLATT, F., "The Perceptron: A Perceiving and Recognizing Automation, Project PARA", Cornell Aeronaut. Lab., Rep. 85-460-1, Jan. 1957.
- [17] LUCKY, R., "Automatic Equalization for Digital Communication", Bell Syst. Tech. J., Vol. 55, pp. 547-588, Apr. 1965.
- [18] KAUNITZ, J. "Adaptive Filtering of Broadband Signals as Applied to Noise Cancelling", Stanford Electronic Lab., Stanford Univ., Stanford Calif., Rep. SU-EL-702-038, Aug. 1972.
- [19] SONDHI, M., "An Adaptive Echo Canceller", Bell Syst. Tech. J., Vol. 46, pp. 497-551, March 1967.
- [20] ROSSENBERG, J., THOMAS, E., "Performance of An Adaptive Echo Canceller Operating in A Noisy, Linear, Time- Invariant Environment", Bell Syst. Tech. J., Vol. 50, pp. 785-813, March 1971.
- [21] KALMAN, R., and BUCY, R., "New Results in Linear Filtering and Prediction Theory", Trans. ASME, Ser. D. J. Basic Eng., Vol. 83, pp.95-107, Dec.1961.
- [22] KAILATH, T., "A View of Three Decades of Linear Filtering Theory", IEEE Trans. Inf. Theory, Vol. IT-20, pp. 145-181, March 1974.

- [23] GENTLEMAN, W. M., and KUNG, H. T., "Matrix Triangularization by Systolic Arrays", Proc. SPIE, Vol. 298, Real Time Signal Process.IV, pp.298-303.
- [24] Mc WHIRTER, J. G., "Recursive Least-Squares Minimization Using A Systolic Array", Proc. SPIE, Vol. 431, Real- Time Signal Process. VI, pp. 104-112, 1983.
- [25] LING, F., MONALIKS, and J. G. PROAKIS, "Numerically Robust Least-Squares Lattice-Ladder Algorithm with Direct Updating of The Reflection Coefficients", IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., Vol. ASSP-34, 1986.
- [26] CIOFFI, J. M., "High Speed Systolic Implementation of Fast QR Adaptive Filters", IEEE Internat. Conf. On Acoustic Speech and Signal Processing, ICASSP88, New York, pp.1584-1588, 1988.
- [27] PROUDLER, I. K., McWHIRTER, and SHEPHERD, T. J., "QRD-Based Lattice Filter Algorithms, SPIE, San Diego, Calif., 1989.
- [28] WIDROW, B., and HOFF, Jr. M. E., "Adaptive Switching Circuits", IRE WESCON Conv. Rec. Pt.4, pp. 96-104, 1960
- [29] WIDROW, B., and Mc COOL, J., and BALL, M., "The Complex LMS Algorithm", Proc. IEEE, Vol.63, pp.719-720, 1975.
- [30] GLOVER, J. R., " Adaptive Noise Cancelling Applied to Sinusoidal Interferences", IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, Vol. ASSP-25, pp.484-491, 1977.
- [31] LUO, S., and HOU, Z., "An Adaptive Detecting Method for Harmonic and Reactive Currents", IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.42, No.1, pp.85-89, Feb.1995.
- [32] WANG, Q., WU, N., JIANG, Z., "An Adaptive Detecting Approach of Harmonic Currents for Active Power Filter", Intern. Confer. On Power System Technology Proceed., Vol. 3, pp.1528-1532, 1998.
- [33] EMANUEL, A., "Actual Measurements of Apparent Power and its Components at Low- and Medium- Voltage Buses", ETEP, vol.4, no.5, pp.371-380, Sept./Oct. 1994.

[34] ANDRIA, G., SALVATORE, L., SAVINO, M., TROTTA, A., "Measurements of Power and Current Components in Unbalanced and Distorted Three-Phase Systems", ETEP, vol.3, no.1, pp.75-83, Jan./Feb.1993.

[35] PENG, F. Z. and LAI, J. S., "Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Power Systems", IEEE Trans. Instr. A Measur. Vol.45, no.1, pp.293-297, 1996.

[36] MAKRAM, E. B., HAINES, R. B., GIRGIS, A. A., "Effect of Harmonic Distortion in Reactive Power Measurements", IEEE Trans. on Industry Applic., vol.28, no.4, pp.782-787, July/Aug. 1992.

[37] ÖZDEMİR, A., "Reaktif Gücün Hızlı Değişen Olaylarda Yapay Sinir Ağı ile Kontrolü", Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul-1977.

[38] GÖNEN, T., "Electric Power Transmission Systems", John Willey& Sons-Sacramento, California-1987.

[39] TARKAN, N., GÜNEY, İ., "Transformatörlerin Sinüsoidal Olmayan Büyüklüklere Göre Modellenmesi", İTÜ. Dergisi, Cilt.47, Sayı.2, İstanbul-1989.

[40] FIRAT, M. S., "Orta Gerilim Transformatörlerinin Yüksek Frekanslardaki Empedans Değişimleri", Yüksek Lisans Tezi (Ms.T), Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul-1993.

[41] MERGEN, F., "Effects of Supply Voltage Wave Forms upon Iron Losses in An Induction Motor", Bulletin of The Technical University of İstanbul, vol.43, no.1, İstanbul-1990.

[42] PENG, F. Z., OTT, Jr, G. W., ADAMS, D. J., "Harmonic and Reactive Power Compensation based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three- Phase Four- Wire Systems", IEEE Trans. On Power Electronics, vol.13, no.6, pp.1174-1181, Nov. 1998.

[43] EMANUEL, A. E., "On The Definition of Power Factor and Apparent Power in Unbalanced Polyphase Circuits with Sinusoidal Voltage and Currents", IEEE Trans. on Power Delivery, vol.8, no.3, pp.841-847, July-1993.

[44] FORTESCUE, C. L., "Method of Symmetrical Co-ordinates Applied to Solution of Polyphase Networks", AIEE Trans. 37(1918), pp.1027-1115.

[45] AKAGI, H., NABAE, A., "The p-q Theory in Three- Phase Systems under Non-Sinusoidal conditions", ETEP, vol.3, no.1, pp.27-31, 1993.

[46] FERRERO, A., MORENDO, A. P., OTTOBONI, R., FURGA, G. S., "On The Meaning of The Park Power Components in Three- Phase Systems under Non-sinusoidal Conditions", ETEP, vol.3, no.1, pp.33-43, Jan./Feb. 1993.

[47] FERRERO, A., FURGA, G. S., "A New Approach to The Definition of Power Components in Three- Phase Systems under Non-Sinusoidal Conditions", IEEE Trans. on Instr. and Measur. IM-40, pp.568-577, 1991.

[48] MATSUI, M., FUKAO, T., "A Detecting Method for Active- Reactive Negative- Sequence Powers and Its Application", IEEE Trans. on Industry Applications, vol.26, no.1, pp.99-106, Jan./Feb. -1990.

[49] MARSHALL, D. A., VENTER, F. P., VAN WYK, J. D., "An Evaluation of The Instantaneous Calculation of Load Current Components", ETEP, vol.3, no.1, pp.53-59, Jan./Feb. 1993.

[50] FILIPSKI, P. S., "The Measurement of Distortion Current and Distortion Power", IEEE Transactions on Instrument and Measure., vol.IM-33, no.1, pp.36-39, March 1984.

[51] FILIPSKI, P. S., "A New Approach to Reactive Current and Reactive Power Measurement in Nonsinusoidal Systems", IEEE Transactions on Instrument and Measure., vol.29, no.4, pp.423-426, Dec.1980.

[52] FILIPSKI, P. S., "Apparent Power a- Misleading Quantity in the Nonsinusoidal Power Theory: Are All Nonsinusoidal Power Theories Doomed to Fail ?", ETEP, vol.3, no.1, pp.21-26, Jan./Feb. 1993.

[53] BONWICK, W. J., HESSION, P. J., "Fast Measurement of Real and Reactive Power in Three- Phase Circuits", IEE Proceedings-A Science, Measurement, Tech., vol.139, no.2, pp.51-56, March-1992.

[54] ANDRIA, G., SALVATORE, L., SAVINO, M., TROTTA, A., "Measurements of Power and Current Components in Unbalanced and Distorted Three-Phase Systems", ETEP, vol.3, no.1, pp.75-83, Jan./Feb.1993.

[55] BERTOCCO, M., OFFELLI, C., PETRI, D., "Numerical Algorithms for Power Measurements", ETEP, vol.3, no.1, pp. 91-101, Jan./Feb. 1993.

[56] CHEN, C. T., "System and Signal Analysis", Second Edit., Oxford University Press., Inc., New-York, 1994.

[57] LELAND, B. J., "Digital Filters and Signal Processing", Third Edition, Kluwer Academic Publishers, Norwell-USA, 1996.

[58] KOMEN, E. W., HECK, B. S., "Fundamentals of Signals and Systems", Prentice-Hall Inc., New Jersey-1997.

[59] WIDROW, B., "Adaptive Filters 1: Fundamentals," Stanford Electronics Lab., Stanford Univ., Stanford, Calif., Rep. SU-SEL-66-126, Dec. 1966.

[60] HAYKIN, S., "Adaptive Filter Theory", Prentice-Hall Intern. Edit., 1991.

[61] MONZINGO, R. A., MILLER, T. W., "Introduction to Adaptive Arrays, Wiley-Interscience, New York 1980.

[62] BECERİKLİ, Y., "Nöro-Optimal Kontrol", Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya-1998.

[63] GLOVER, J. R., "Adaptive Noise Cancelling Applied to Sinusoidal Interferences", IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., Vol.ASSP-25, p.484, Dec.1977.

[64] WIDROW, B., Et. Al., "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications", Proc. IEEE, Vol.63, pp.1692-1716, 1975.

[65] KANG, G. S., and FRANSEN, L. J., "Experimentation with An Adaptive Noise Cancellation Filter", IEEE Trans. Circuit Syst., Vol.CAS-34, pp.753-758, 1987.

[66] CHAZAN, D., MEDAN, Y., and SHVADRON, U., "Noise Cancellation for Hearing Aids", IEEE Trans. Acoustics Speech Signal Process., Vol. ASSP-36, pp.1697-1705, 1988.



ÖZGEÇMİŞ

M. Server FIRAT, 1962 yılında Diyarbakır'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Balıkesir'de tamamladı. 1983 yılında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik –Elektronik Eğitimi Bölümü'nü kazanıp 1987 yılında iyi dereceyle mezun oldu. Aynı yıl M.E. Bakanlığı bünyesinde Bakırköy Teknik Lisesi' nde öğretmen olarak göreve başladı. 1988 yılı sonunda İ.T.Ü. Sakarya Mühendislik Fakültesi Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü' nde Uzman kadrosu ile göreve başladı. 1990-1993 yılları arasında M.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü' nde Yüksek Lisans çalışmasını tamamladı. 1996 yılında Sakarya Üniversitesi Hendek M.Y.O.' na Öğretim Görevlisi olarak atandı. 1997-2002 yılları arasında Geyve M.Y.O.' da görev yaptı. Halen bu görevini Sakarya M.Y.O.' da sürdürmekte olup, evli ve üç çocuk babasıdır.