



**T.C.
KAYSERİ ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GİYİLEBİLİR İŞİTME CİHAZLARI İÇİN ÇEVİRİM İÇİ
SANSÜRLEMeye DAYALI YENİ AKUSTİK GERİ
BESLEME GİDERİCİLERİN TASARIMI**

**Hazırlayan
Yusuf EREN**

**Danışman
Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ**

Yüksek Lisans Tezi

Temmuz 2023, KAYSERİ

**T.C.
KAYSERİ ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GİYİLEBİLİR İŞİTME CİHAZLARI İÇİN ÇEVİRİM İÇİ
SANSÜRLEMeye DAYALI YENİ AKUSTİK GERİ
BESLEME GİDERİCİLERİN TASARIMI
(Yüksek Lisans Tezi)**

**Hazırlayan
Yusuf EREN**

**Danışman
Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ**

Bu çalışma, Kayseri Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FBA-2022-1094 kodlu proje ve Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 121E324 kodlu proje ile desteklenmiştir.

Temmuz 2023, KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu tezin kendi çalışmam olduğunu, planlanmasından yazımına kadar hiçbir aşamasında etik dışı davranışımın olmadığını, tezdeki bütün bilgileri akademik ve etik kurallar içinde elde ettiğimi, tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara kaynak gösterdiğimi ve bu kaynakları kaynaklar listesine aldığımı, tez çalışması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını beyan ederim.

Yusuf EREN



T.C.

KAYSERİ ÜNİVERSİTESİ

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Anabilim Dalı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Program Adı : Yüksek Lisans

Tez Başlığı : Giyilebilir İşitme Cihazları İçin Çevrim İçi Sansürlemeye Dayalı Yeni Akustik Geri Besleme Gidericilerin Tasarımı

Yukarıda bilgileri verilen tez çalışmasının a) Giriş, b) Ana bölümler ve c) Sonuç kısımlarından oluşan (Kapak, Önsöz, Özet, İçindekiler ve Kaynakça hariç) toplam 96 sayfalık kısmına ilişkin 24/07/2023 tarihinde **Turnitin** intihal programından aşağıda belirtilen filtreleme uygulanarak alınmış olan özgünlük raporuna göre tezin benzerlik oranı: % 12'dir.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Giriş dahil
- 2- Ana Bölümler dahil
- 3- Sonuç dahil
- 4- Alıntılar dahil
- 5- Kapak hariç
- 6- Önsöz ve Teşekkür hariç
- 7- İçindekiler hariç
- 8- Kaynakça hariç
- 9- Özet hariç
- 10- Yedi (7) kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Kayseri Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Tez Önerisi Hazırlama, Tez Yazma ve Teslim Yönergesini inceledim ve bu yönergede belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini, aksinin tespit edileceği muhtemel durumlarda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini bilgilerinize arz ederim. 24/07/2023

Danışman

Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ

Öğrenci

Yusuf EREN

YÖNERGEYE UYGUNLUK

“Giyilebilir İşitme Cihazları İçin Çevrim İçi Sansürlemeye Dayalı Yeni Akustik Geri Besleme Gidericilerin Tasarımı” adlı Yüksek Lisans Tezi, Kayseri Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Hazırlayan

Yusuf EREN

Danışman

Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ

KABUL VE ONAY TUTANAĞI

Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ danışmanlığında **Yusuf EREN** tarafından hazırlanan **“Giyilebilir İşitme Cihazları İçin Çevrim İçi Sansürlemeye Dayalı Yeni Akustik Geri Besleme Gidericilerin Tasarımı”** adlı bu çalışma jürimiz tarafından Kayseri Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalında **Yüksek Lisans** tezi olarak kabul edilmiştir.

17 / 07 / 2023

JÜRİ:

Danışman : Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ

Üye : Prof. Dr. Aytekin BAĞIŞ

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Rıdvan DEMİR

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun tarih vesayılı kararı ile onaylanmıştır.

..... / /

Doç. Dr. Ahmet TERZİ

Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının ana fikrini ortaya koyan ve bu noktaya gelmesinde büyük pay sahibi olan, yüksek lisans eğitimim boyunca bilgi ve tecrübesini hiçbir zaman esirgemeyen ve her durum ve şartta desteğini eksiksiz hissettiren danışmanım sayın Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ’e teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca, tez çalışmasının nihai halini alması noktasındaki tavsiyeleri için jüri üyeleri sayın Prof. Dr. Aytekin BAĞIŞ’a ve sayın Dr. Öğr. Üyesi Rıdvan DEMİR’e teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek lisans eğitimim ve tez çalışmam boyunca eşsiz yol göstericiliğiyle ufkumu açan, kıymetli destekleriyle bu süreci verimli kılan ve aynı ekibin parçası olmaktan kıvanç duyduğum sayın Arş. Gör. Buket ÇOLAK GÜVENÇ’e teşekkürlerimi sunarım. Öte yandan, araştırmalarım için çalışma ortamı sunan ve beni destekleyen Kayseri Üniversitesi Mühendislik, Mimarlık ve Tasarım Fakültesinin idari ve akademik personellerine ve değerli bilgilerinden faydalandığım, özel ilgi ve alakalarını yakından hissettiğim Kayseri Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünün kıymetli öğretim üyelerine teşekkür ederim.

Ayrıca, araştırmacısı olduğum FBA-2022-1094 kodlu Kayseri Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenen “Giyilebilir İşitme Cihazları İçin Çevrim İçi Sansürlemeye Dayalı Yeni Akustik Geri Besleme Gidericilerin Tasarımı” isimli normal araştırma projesine ve bursiyeri olduğum 121E324 kodlu TÜBİTAK 3501 Kariyer Geliştirme Programı kapsamındaki “Büyük Veri Akışları İçin Çevrimiçi Sansürleme Stratejisi Tabanlı Yeni Kompleks-Değerli Adaptif Sinyal İşleme Tekniklerinin Geliştirilmesi” isimli projeye sağladıkları desteklerden ötürü teşekkür ederim.

Son olarak girdiğim bu yolda bir an bile beni yalnız bırakmayan, sevgi ve desteklerini her daim hissettiğim sevgili aileme bu tezi ithaf etmekle birlikte sonsuz sevgi ve teşekkürlerimi sunarım.

Yusuf EREN, Kayseri, 2023.

GIYİLEBİLİR İŞİTME CİHAZLARI İÇİN ÇEVİRİM İÇİ SANSÜRLEMeye DAYALI YENİ AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİLERİN TASARIMI

Yusuf EREN

Kayseri Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Yüksek Lisans Tezi, Temmuz 2023
Danışman: Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ

ÖZET

Bu tez çalışması, giyilebilir işitme cihazlarında sık rastlanan akustik geri besleme (acoustic feedback, AF) problemine uygun maliyetli çözümler sunan çevrim içi sansürleme (online censoring, OC) stratejisi tabanlı AF gidericilerin (OC based-AF canceller, OC-AFC) tasarımına odaklanmaktadır. Bu doğrultuda ilk olarak, OC stratejisi klasik AFC sistemine entegre edilerek, yeni bir OC-AFC sistemi önerilmiştir. Önerilen OC-AFC sistemi klasik AFC'nin başarımını ya koruyarak ya da artırarak hesap yükünü azaltmıştır. Ardından, AFC'lerin başarımını olumsuz etkileyen, yanlılık sorununun üstesinden gelmek için, prob gürültü (probe noise, PN) enjeksiyonu ve tahmin hatası yöntemi (prediction error method, PEM) yaklaşımlarını ayrı ayrı kullanan yeni PN-OC-AFC, OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 sistemleri geliştirilmiştir. Son olarak ise AF yolunun seyrek doğasının neden olduğu düşük yakınsama sorununa uygun maliyetli bir çözüm sunan yeni bir l_0 -OC-AFC sistemi önerilmiştir. Önerilen sistemlerin başarımları, kulak arkası tipi bir işitme cihazından ölçülmüş literatürde sıklıkla kullanılan gerçek-dünya AF yolları üzerinde, ortalama kare hata (mean square deviation, MSD), yanlış ayarlama (misalignment, MIS), eklenen sabit kazanç (added stable gain, ASG), konuşma kalitesinin algısal değerlendirilmesi (perceptual evaluation of speech quality, PESQ) ve çalışma süresi açısından mevcut yöntemlerle karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları, önerilen sistemlerin, tatmin edici başarımlar sağlayarak hesap yükünün azaltılmasına önemli katkılar sağladığını ve bu sayede giyilebilir işitme cihazlarında etkin bir şekilde kullanılabileceğini göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: Giyilebilir işitme cihazları, Akustik geri besleme giderici, Çevrim içi sansürleme, Adaptif filtreleme.

DESIGN OF NOVEL ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLERS BASED ON ONLINE CENSORING FOR WEARABLE HEARING AIDS

Yusuf EREN

Kayseri University, Institute of Graduate Education
Master Thesis, July 2023
Supervisor: Assoc. Prof. Engin Cemal MENGÜÇ

ABSTRACT

This thesis focuses on the design of online censoring (OC) strategy-based acoustic feedback (AF) cancellers (OC-AFC) that provide cost-effective solutions to the common AF problem in wearable hearing aids. For this purpose, a novel OC-AFC system is firstly proposed by integrating the OC strategy into the classical AFC system. The proposed OC-AFC system reduces computational complexity either maintaining or increasing the performance of the classical AFC. Then, the novel PN-OC-AFC, OC-PEMAFC-1 and OC-PEMAFC-2 systems separately using probe noise (PN) injection and prediction error method (PEM) approaches are developed to overcome the bias problem that negatively affects the performance of AFCs. Finally, a novel l_0 -OC-AFC system is proposed, which offers a cost-effective solution to the low convergence problem caused by the sparse nature of the AF path. The performances of the proposed systems are compared with existing methods in terms of mean square deviation (MSD), misalignment (MIS), added stable gain (ASG), perceptual evaluation of speech quality (PESQ), and runtime on real-world AF paths frequently used in the literature, measured from a behind-the-ear hearing aid. The simulation results show that the proposed systems provide satisfactory performance and contribute significantly to reducing the computational complexity, and thus can be used effectively in wearable hearing aids.

Keywords: Wearable hearing aids, Acoustic feedback canceller, Online censoring, Adaptive filtering.

İÇİNDEKİLER

GIYİLEBİLİR İŞİTME CİHAZLARI İÇİN ÇEVİRİM İÇİ SANSÜRLEMeye DAYALI YENİ AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİLERİN TASARIMI

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK.....	i
TEZ İNTİHAL RAPORU TESLİM FORMU.....	ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK.....	iii
KABUL VE ONAY TUTANAĞI.....	iv
TEŞEKKÜR	v
ÖZET.....	vi
ABSTRACT	vii
İÇİNDEKİLER	viii
SİMGELER ve KISALTMALAR	xi
TABLolar LİSTESİ.....	xiv
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xv
GİRİŞ	1

BİRİNCİ BÖLÜM

GIYİLEBİLİR İŞİTME CİHAZLARI İÇİN ÇEVİRİM İÇİ SANSÜRLEME TABANLI AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİ

1.1. Materyal ve Metot.....	15
1.1.1. LMS Algoritması	15
1.1.2. OC Stratejisi.....	17
1.2. Önerilen OC-AFC Sistemi	20
1.3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma	24
1.4. Sonuç.....	30

İKİNCİ BÖLÜM

PROB GÜRÜLTÜSÜ VE BİLGİLENDİRİCİ VERİ KULLANAN AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİ

2.1. Materyal ve Metot	32
2.2. Önerilen PN-OC-AFC Sistemi.....	35
2.3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma	39
2.3.1. Çalışma 1	39
2.3.2. Çalışma 2	44
2.4. Sonuç.....	48

ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

TAHMİN HATASI YÖNTEMİNE DAYALI UYGUN MALİYETLİ AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİLER

3.1. Materyal ve Metot	50
3.2. Önerilen AFC Sistemleri.....	55
3.2.1. Önerilen OC-PEMAFC-1 Sisteminin Tasarımı.....	56
3.2.2. Önerilen OC-PEMAFC-2 Sisteminin Tasarımı.....	60
3.3. Temel Yakınsama Analizleri	62
3.3.1. OC-RLS'nin Yakınsama Analizi	62
3.3.2. OC-DLMS'nin Yakınsama Analizi	63
3.4. Benzetim Sonuçları ve Tartışma	64
3.5. Sonuç.....	72

DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

UYGUN MALİYETLİ VE SEYREKLİĞE DUYARLI AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİ

4.1. Materyal ve Metot	75
4.2. Önerilen l_0 -OC-AFC Sistemi	78
4.3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma	81

4.4. Sonuç.....	93
SONUÇ.....	95
KAYNAKÇA	97
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER.....	103
ÖZGEÇMİŞ.....	104



SİMGELER VE KISALTMALAR

μ	: Adım Büyüklüğü
M	: Filtre Derecesi
J	: Maliyet Fonksiyonu
$J^{(r)}$	: Kesilmiş Maliyet Fonksiyonu
l_p	: P'inci Dereceden Norm
l_0	: Sıfırıncı Dereceden Norm
l_1	: Birinci Dereceden Norm
σ	: Standart Sapma
σ^2	: Varyans
A/D	: Analogdan Dijitale Dönüştürücü (Analog-To-Digital Converter)
AF	: Akustik Geri Besleme (Acoustic Feedback)
AFC	: Akustik Geri Besleme Giderici (Acoustic Feedback Canceller)
ASG	: Eklenen Sabit Kazanç (Added Stable Gain)
BLPC	: Bant Sınırlı Doğrusal Tahmine Dayalı Kodlama (Band Limited Prediction based Coding)
BTE	: Kulak Arkası (Behind-The-Ear)
D/A	: Dijitalden Analoga Dönüştürücü (Digital-to-Analog Converter)
DLMS	: İlintisizleştirilmiş En Küçük Ortalama Kare (Decorrelated Least Mean Square)
ITC	: Kanal İçi (In-The-Canal)
ITE	: Kulak İçi (In-The-Ear)
l_0 - LMS	: l_0 -En Küçük Ortalama Kare (l_0 -Least Mean Square)
LMS	: En Küçük Ortalama Kare (Least Mean Square)
MIS	: Yanlış Ayarlama (Misalignment)
MSD	: Ortalama Kare Sapma (Mean Square Deviation)
MSE	: Ortalama Kare Hata (Mean Square Error)
NLMS	: Normalize Edilmiş En Küçük Ortalama Kare (Normalized Least Mean Square)
l_0 - AFC	: l_0 -Norm Tabanlı Akustik Geri Besleme Giderici (l_0 -Norm based

	Acoustic Feedback Cancellor)
l_0 -OC-AFC	: l_0 -Norm-Çevrim İçi Sansürleme Tabanlı Akustik Geri Besleme Giderici (l_0 -Norm-Online Censoring based Acoustic Feedback Cancellor)
OC	: Çevrim İçi Sansürleme (Online Censoring)
OC-AFC	: Çevrim İçi Sansürleme Tabanlı Akustik Geri Besleme Giderici (Online Censoring based Acoustic Feedback Cancellor)
OC-DLMS	: Çevrim İçi Sansürleme-İlintisizleştirilmiş En Küçük Ortalama Kare (Online Censoring-Decorrelated Least Mean Square)
OC-LMS	: Çevrim İçi Sansürleme-En Küçük Ortalama Kare (Online Censoring-Least Mean Square)
OC-PEMAFC-1	: Çevrim İçi Sansürleme-Tahmin Hatası Yöntemi Tabanlı Akustik Geri Besleme Giderici-1 (Online Censoring-Prediction Error Method based Acoustic Feedback Cancellor-1)
OC-PEMAFC-2	: Çevrim İçi Sansürleme-Tahmin Hatası Yöntemi Tabanlı Akustik Geri Besleme Giderici-2 (Online Censoring-Prediction Error Method based Acoustic Feedback Cancellor-2)
OC-RLS	: Çevrim İçi Sansürleme-Özyinelemeli En Küçük Kare (Online Censoring-Recursive Least Square)
PA	: Halka Açık Yerler (Public Address)
PEM	: Tahmin Hatası Yöntemi (Prediction Error Method)
PEMAFC	: Tahmin Hatası Yöntemi Tabanlı Akustik Geri Besleme Giderici (Prediction Error Method based Acoustic Feedback Cancellor)
PESQ	: Konuşma Kalitesinin Algısal Değerlendirmesi (Perceptual Evaluation of Speech Quality)
PN-AFC	: Prob Gürültü Tabanlı Akustik Geri Besleme Giderici (Probe Noise based Acoustic Feedback Cancellor)
PN-LMS	: Prob Gürültü-En Küçük Ortalama Kare (Probe Noise-Least Mean Square)
PN-OC-AFC	: Prob Gürültü-Çevrim İçi Sansürleme tabanlı Akustik Geri Besleme Giderici (Probe Noise-Online Censoring based Acoustic Feedback Cancellor)

PN-OC-LMS	: Prob Gürültü-Çevrim İçi Sansürleme-En Küçük Ortalama Kare (Probe Noise-Online Censoring-Least Mean Square)
RLS	: Özyinelemeli En Küçük Kare (Recursive Least Square)
RZA	: Yeniden Ağırlıklandırılmış Sıfır Çekme (Reweighted Zero Attracting)
SGD	: Stokastik gradyan iniş (Stochastic Gradien Descent)
SNR	: Sinyal Gürültü Oranı (Signal-to-Noise Ratio)
ZA	: Sıfır Çekme (Zero Attracting)
ZA-LMS	: Sıfır Çekme-En Küçük Ortalama Kare (Zero Attracting Least Mean Square)

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 1.1. <i>LMS Algoritmasının Sözde Kodu.</i>	15
Tablo 1.2. <i>OC-LMS Algoritmasının Sözde Kodu.</i>	22
Tablo 1.3. <i>OC-AFC Sisteminin Sözde Kodu.</i>	22
Tablo 1.4. <i>Kararlı-Durum MSD Değerleri.</i>	25
Tablo 2.1. <i>PN-OC-AFC Sisteminin Sözde Kodu.</i>	37
Tablo 2.2. <i>Çalışma 1 İçin Kestirilmiş Sansürleme Oranı, Ortalama MIS, Ortalama ASG ve Kararlı-Durum MSD Değerleri.</i>	41
Tablo 2.3. <i>Çalışma 2 İçin Kestirilmiş Sansürleme Oranı, Ortalama MIS, Ortalama ASG, Kararlı-Durum MSD ve Ağırlık Vektörü Güncelleme Süresi Değerleri.</i>	45
Tablo 3.1. <i>Konuşma Sinyali İçin Sistemlerin PESQ Puanları.</i>	72
Tablo 3.2. <i>Kestirilmiş Sansürleme Oranı, Ortalama MIS, ASG ve Çalışma Süresi Değerleri.</i>	73
Tablo 4.1. <i>l_0-LMS Algoritmasının Sözde Kodu.</i>	78
Tablo 4.2. <i>l_0-OC-AFC Sisteminin Sözde Kodu.</i>	81
Tablo 4.3. <i>Kestirilmiş Sansürleme Oranları, Ortalama MIS ve ASG Değerleri.</i>	94

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil G.1. Temel Bir İşitme Cihazının Blok Diyagramı.	2
Şekil G.2. PA Sistemlerde Akustik Geri Besleme.	3
Şekil G.3. AFC Birimine Sahip Bir İşitme Cihazının Blok Diyagramı.	3
Şekil G.4. Seyrek AF Yolu Dürtü Cevapları.	7
Şekil G.5. Tasarım Kurgusu.	12
Şekil G.6. Başarım Değerlendirme Ölçütleri.	13
Şekil 1.1. OC-AFC Sisteminin Bileşenleri.	14
Şekil 1.2. LMS Algoritmasının Özeti.	16
Şekil 1.3. OC Stratejisinin Özeti.	19
Şekil 1.4. Önerilen OC-AFC Sisteminin Blok Diyagramı.	21
Şekil 1.5. OC-AFC Sisteminin Tasarım Özeti.	23
Şekil 1.6. AF Yolu (a) Genlik Cevabı, (b) Faz Cevabı.	26
Şekil 1.7. Ham Kaynak Ses Sinyalleri. (a) Konuşma Sinyali, (b) Müzik Sinyali.	27
Şekil 1.8. Konuşma Sinyali İçin Sistemlerin Başarımları (a) MIS, (b) ASG.	28
Şekil 1.9. Müzik Sinyali İçin Sistemlerin Başarımları (a) MIS, (b) ASG.	29
Şekil 2.1. PN-OC-AFC Sisteminin Bileşenleri.	32
Şekil 2.2. Klasik AFC Sisteminin Blok Diyagramı.	33
Şekil 2.3. PN-OC-AFC Sisteminin Blok Diyagramı.	36
Şekil 2.4. PN-OC-AFC Sisteminin Tasarım Özeti.	38
Şekil 2.5. Gürültü Seviyesinin PN-OC-AFC Sisteminin Başarımına Etkisi. (a) Konuşma Sinyali İçin MIS, (b) Konuşma Sinyali İçin ASG, (c) Müzik Sinyali İçin MIS, (d) Müzik Sinyali İçin ASG.	42

Şekil 2.6. Ortalama Sansürleme Oranının PN-OC-AFC Sisteminin Başarımı Üzerindeki Etkisi. (a) Konuşma Sinyali İçin MIS, (b) Konuşma Sinyali İçin ASG, (c) Müzik Sinyali İçin MIS, (d) Müzik Sinyali İçin ASG.....	46
Şekil 3.1. Önerilen Sistemlerin Temel Bileşenleri.	49
Şekil 3.2. PEMAFc Sisteminin Temel Şeması.	51
Şekil 3.3. PEM Tabanlı AFC Sisteminin Özeti.	54
Şekil 3.4. Önerilen OC-PEMAFC-1 Sisteminin Blok Diyagramı.	55
Şekil 3.5. Önerilen OC-PEMAFC-2 Sisteminin Blok Diyagramı.	56
Şekil 3.6. OC-PEMAFC-1 Sistemi Tasarım Özeti.	59
Şekil 3.7. OC-PEMAFC-2 Sisteminin Tasarım Özeti.	61
Şekil 3.8. AF Yollarının (a) Genlik Cevapları, (b) Faz Cevapları.	65
Şekil 3.9. Konuşma Sinyali İçin Sistemlerin MIS Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.	68
Şekil 3.10. Konuşma Sinyali İçin Sistemlerin ASG Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.	69
Şekil 3.11. Müzik Sinyali İçin Sistemlerin MIS Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.	70
Şekil 3.12. Müzik Sinyali İçin Sistemlerin ASG Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.	71
Şekil 4.1. l_0 -OC-AFC Sisteminin Temel Bileşenleri.	74
Şekil 4.2. l_0 -LMS Algoritmasının Özeti.	77
Şekil 4.3. l_0 -OC-AFC Sisteminin Blok Diyagramı.	79
Şekil 4.4. l_0 -OC-AFC Sisteminin Tasarım Özeti.	80
Şekil 4.5. AF Yollarının (a) Genlik Cevabı, (b) Faz Cevabı.	84

- Şekil 4.6.** *Konuşma Sinyali Altında $F_1(\omega)$ İçin Sistemlerin MIS Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.....85*
- Şekil 4.7.** *Konuşma Sinyali Altında $F_1(\omega)$ İçin Sistemlerin ASG Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.....86*
- Şekil 4.8.** *Müzik Sinyali Altında $F_1(\omega)$ İçin Sistemlerin MIS Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.....87*
- Şekil 4.9.** *Müzik Sinyali Altında $F_1(\omega)$ İçin Sistemlerin ASG Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.....88*
- Şekil 4.10.** *Konuşma Sinyali Altında $F_2(\omega)$ İçin Sistemlerin MIS Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.....89*
- Şekil 4.11.** *Konuşma Sinyali Altında $F_2(\omega)$ İçin Sistemlerin ASG Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.....90*
- Şekil 4.12.** *Müzik Sinyali Altında $F_2(\omega)$ İçin Sistemlerin MIS Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.....91*
- Şekil 4.13.** *Müzik Sinyali Altında $F_2(\omega)$ İçin Sistemlerin ASG Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.....92*

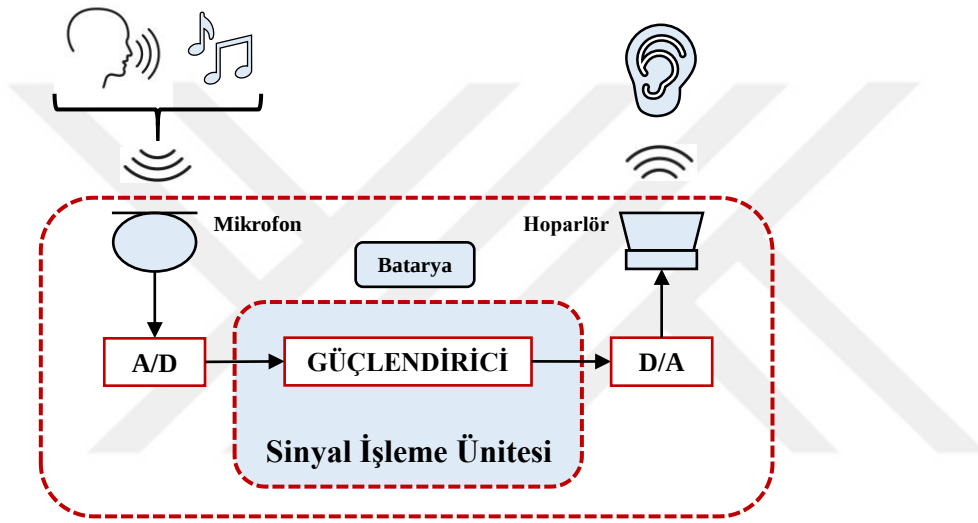
GİRİŞ

İşitme kaybı ve bozuklukları, günümüzün yaygın duyuşal rahatsızlıklarından birisidir. Nitekim 2021 yılında Dünya Sağlık Örgütü, dünya çapında 1.5 milyardan fazla insanın en az bir seviye işitme kaybına sahip olduğunu ve bu gruptaki yaklaşık 430 milyon insanın orta ila ciddi düzeyde işitme kaybına sahip olduğunu raporlamıştır [1]. Tıbbi muayeneler neticesinde, hastanın işitme yetisinin düzeltilmesi açısından giyilebilir işitme cihazlarına başvurulması muhtemel bir senaryodur. Böylesi bir durumda hekimler tarafından reçete edilen işitme cihazları; kullanıcının işitme yeteneğini geliştirmeyi amaçlayan, bünyesinde tek veya birden fazla mikrofon ve hoparlör bulunan tıbbi cihazlardır. İşitme cihazları genellikle kulak içi (in-the-ear, ITE), kulak arkası (behind-the-ear, BTE) ve kulak kanalı içi (in-the-canal, ITC) olmak üzere üç ana sınıfa ayrılabilir [2]. Bunlardan BTE işitme cihazlarının kullanımı daha düşük maliyetleri nedeniyle en yaygın olanıdır [3]. İşitme cihazı temel olarak; mikrofon, hoparlör, güçlendirici ve bataryadan oluşur [2]. Bu tür cihazlar, mikrofon tarafından dış çevreden algılanan sinyallerin güçlendirici tarafından güçlendirilip hoparlör aracılığıyla cihaz kullanıcısına iletilmesi prensibine dayanır. Temel bir işitme cihazının blok diyagramı Şekil G.1’de yer almaktadır. Şekil G.1’de yer alan analogdan dijitale (analog-to-digital, A/D) ve dijitalden analoğa (digital-to-analog, D/A) dönüştürücü yapıları, sırasıyla sinyallerin ayrık-zamana ve sürekli-zamana çevrilmesi için kullanılırlar. Öte yandan burada, duyma yeteneğinin iyileştirilmesi dahil birçok cihaz işlevi sinyal işleme ünitesi içerisinde gerçekleştirilir.

İşitme cihazı kullanıcılarının karşılaştığı önemli sorunlardan biri akustik geri besleme (acoustic feedback, AF) sorunudur. AF, işitme cihazlarında güçlendirilmiş sinyalin istenmeyen bir şekilde yeniden mikrofon tarafından yakalanmasıdır. Burada, güçlendirilmiş sinyal AF yolu üzerinden mikrofonu geri döner. İşitme cihazlarının yapısı gereği mikrofon ve hoparlör yapılarının birbirine oldukça yakın olmasından dolayı AF olasılığı oldukça yüksektir. İşitme cihazlarına ek olarak AF probleminden muzdarip olan sistemlerden biri de bünyesinde çok sayıda mikrofon ve hoparlör barındıran halka açık

yerlerdeki (public address, PA) (hava alanı, alışveriş merkezleri, metro istasyonları vb.) hoparlör sistemleridir [4]. Şekil G.2’de PA sistemlerde meydana gelen AF görsel olarak özetlenmiştir. Şekil G.2’de yer alan m_k ve h_k sırasıyla mikrofon ve hoparlörü temsil ederken $k = 1, 2, \dots, N$ ’dir. Öte yandan AF, sistemi kararsızlığa sürükleyerek maksimum erişilebilir kazancı (maximum achievable gain) düşürür ve aynı zamanda kulakta uğultuya sebep olarak kullanıcıyı rahatsız eder [5], [6].

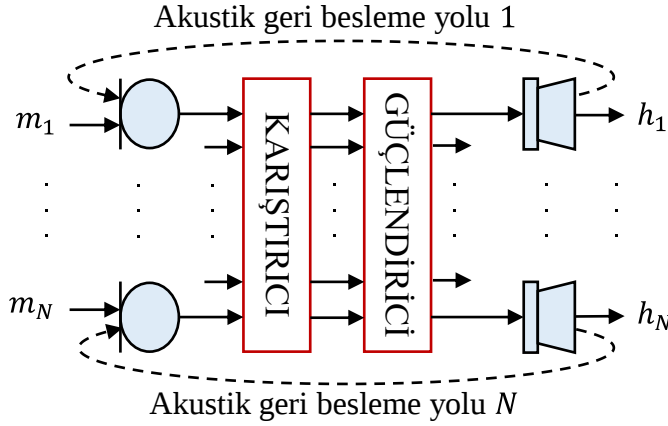
Şekil G.1. Temel Bir İşitme Cihazının Blok Diyagramı.



Adaptif filtreleme, AF sorunun üstesinden gelmek için literatürde yoğun şekilde tercih edilen bir yöntemdir [7]. Adaptif filtrelemenin ana amacı, AF yolunu çevrim içi bir şekilde kestirmek ve ardından AF etkisinin giderildiği sinyale ulaşmak için mikrofon girişinden kestirilen AF sinyalini çıkarmaktır [7].

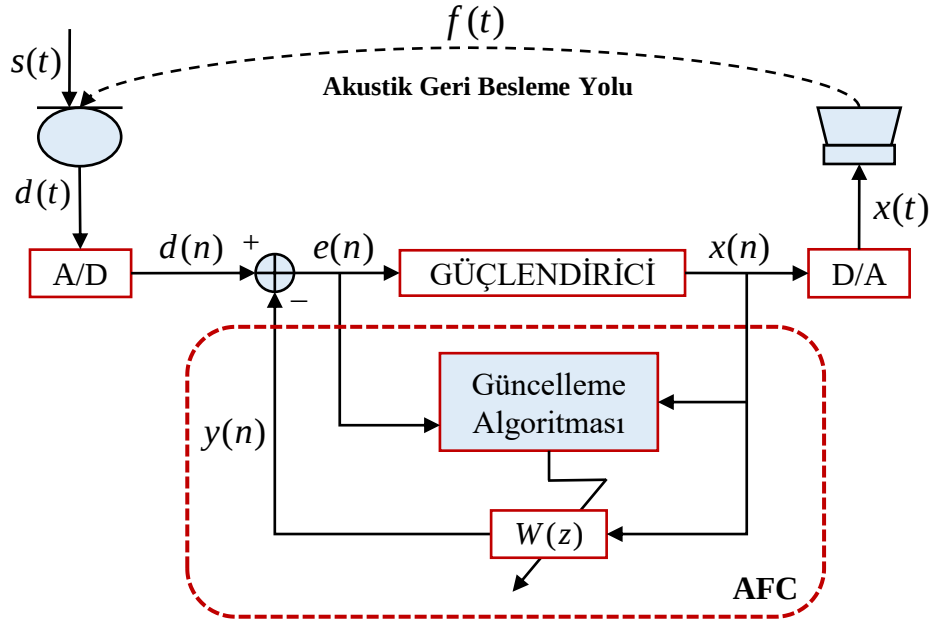
AF giderici (AF canceller, AFC) birimine sahip bir işitme cihazının blok diyagramı Şekil G.3’te verilmiştir. Burada; $s(t)$ çevre ortamındaki konuşma, müzik vb. gibi kaynak sinyalini, $f(t)$ AF sinyalini, $d(t)$ mikrofon çıkış sinyalini, $d(n)$ ayrık-zamanlı mikrofon çıkış sinyalini, $y(n)$ adaptif filtre çıkışını ve kestirilmiş AF sinyalini, $e(n) = d(n) - y(n)$ hata sinyalini, $x(n)$ adaptif filtre giriş sinyalini, $x(t)$ hoparlör giriş sinyalini ve $W(z)$ adaptif sonlu dürtü cevaplı (finite impulse response, FIR) filtrenin transfer fonksiyonunu ifade eder.

Şekil G.2. PA Sistemlerde Akustik Geri Besleme.



AF yolu genellikle FIR filtre ile modellenir ve filtrenin ağırlık katsayıları basit hesaplama karmaşıklığı ve birçok uygulamada gürbüzlüğü nedeniyle çoğunlukla en küçük ortalama kare (least mean square, LMS) algoritması ile gerçekleştirilir [3]–[14]. LMS algoritmasına ek olarak filtre ağırlık katsayılarını güncellemek için, normalize edilmiş LMS (normalized LMS, NLMS) ve özyinelemeli en küçük kare (recursive least square, RLS) algoritmalarının kullanımı da yaygındır [3]–[14].

Şekil G.3. AFC Birimine Sahip Bir İşitme Cihazının Blok Diyagramı.



AFC sistemlerinde sıklıkla karşılaşılan sorunlardan biri, işitme cihazlarının kapalı döngü yapısından dolayı, kaynak sinyali ile hoparlör sinyali arasında oluşan yüksek

ilintidir/korelasyondur [3], [4], [6], [14]–[19]. Bu problem sadece AFC işleminin başarısız olmasına neden olmakla kalmaz, aynı zamanda AF yolunun kestiriminde yanlılığa neden olabilir [3], [4], [6], [14]–[19]. Literatürde yüksek korelasyonun neden olduğu yanlılık etkisini ortadan kaldırmak için birçok yöntem önerilmiştir. Bu yaklaşımlar başlıca; prob gürültü enjeksiyonu [8], PEM tabanlı ilintisizleştirme/dekorelasyon filtresi [12], faz modülasyonu [20], frekans kaydırma [21] ve çoklu mikrofon kullanımı [22] olarak sıralanabilir. Bunlara ek olarak [6]’da yer alan çalışmada, AF yolu kestiriminde yanlılığı önlemek için ileri/güçlendirici ve giderici yollarına belirli bir gecikme ekleyen sistemler kararlı-durum başarımı açısından incelenmiş ve gecikme eklemenin yanlılık etkisini azalttığı gösterilmiştir. Farklı bir çalışmada [9], kaynak sinyalinin spektral özellikleri bilinip veriler filtrelendiğinde yanlılık etkisinin azaltılabileceği gösterilmiştir. Öte yandan, AFC sistemlerine kolayca uygulanabilmeleri ve yanlılık problemine net çözümler üretmelerinden dolayı, prob gürültü enjeksiyonu ve PEM sık tercih edilen yaklaşımların başında gelmektedir.

Prob gürültüsü, aslında bir nevi ilintisizleştirme/dekorelasyon filtresi görevi gören bir gürültü dizisidir. Bu, kaynak sinyali ile hoparlör sinyali arasındaki korelasyonu azaltmak için hoparlöre enjekte edilir [3], [8], [12], [14]–[20]. Giriş sinyaliyle ilişkisiz olan prob gürültüsü, yanlılık etkisini önemli ölçüde azaltır [14]. Nitekim [4]’teki bir çalışmada, giriş sinyalinden bağımsız olarak prob gürültüsü içeren bir işlemde sonra AF yolunun yansız bir kestirimi elde edilmiştir. Ayrıca [14]’te hoparlöre enjekte edilen prob gürültüsünün yanlılık etkisini ortadan kaldırarak sistemin başarımını arttırdığı belirtilmiştir. Yanlılık etkisini azaltarak sistem başarımını artırmak ve AF yolunu kestirmek için gereken süreyi sisteme vermek amacıyla, dekorelasyon filtresi çalışma mantığıyla hareket eden bir prob gürültüsü, AFC sistemlerine eklenmiştir [8]. Yüksek frekanslı yanlılık etkisini ortadan kaldıran bant sınırlı doğrusal tahmine dayalı kodlama (band limited predictive coding, BLPC) temelli ses kodlayıcı tabanlı AFC sistemine prob gürültüsü eklenerek, AF yolunun kestirimindeki düşük frekanslı yanlılık etkisi azaltılmıştır [14]. Enjekte edilen prob gürültüsü genellikle sıfır ortalımalı beyaz gürültü olarak kullanılır [3], [14]–[18]. Prob gürültüsü dışında, AF yolunun kestiriminde yansız bir etki elde etmek için yeterli bir gecikme vermek gerekir [17]. Ayrıca, literatürde prob gürültüsünün hem hoparlöre enjekte edildiği hem de adaptif filtre girişi olarak kullanıldığı çeşitli çalışmalar da mevcuttur [16]–[19]. Ek olarak, bazı uygulamalarda hoparlöre prob gürültüsü enjekte

etmek için, AF'yi algılayarak anahtarlama mekanizmasını tetikleyen ve AF giderim sürecini başlatan bir AF sensör/algılayıcı yapısı kullanılmıştır [8], [15].

Literatürde prob gürültü enjeksiyonunun birçok umut verici deneyimi bulunmasına karşın bu yaklaşım bünyesinde bazı problemleri de barındırmaktadır. Nitekim [18]'de, bir AFC sistemine prob gürültüsü uygulanmasının, algılanan ses sinyal kalitesini azaltacağı belirtilmiştir. Bu nedenle, prob gürültü sinyallerinin bir şekillendirme (shaping) filtresi yardımıyla şekillendirilmesi yani gürültünün bozucu etkisinin giderilmesi gereklidir, ancak bu işlemin sistem başarımını olumsuz etkilediği belirtilmiştir [18]. Bu problemi çözmek için [18]'de şekillendirilmemiş bir prob gürültüsü, şekillendirici filtrenin ters filtresi ile birleştirilmiştir. Teorik olarak, AFC sistemi için prob gürültüsü eklemek başarılı bir süreç olsa da pratikte bu gürültü oldukça yüksek olmalıdır, bu da kullanıcıyı rahatsız edebilecek bir gürültü seviyesi anlamına gelir. Bu nedenle [16]'da çoklu mikrofona tek hoparlörlü işleme cihazları özelinde, düşük genlikli ve rahatsız edici olmayan gürültüler oluşturmak amacıyla, prob gürültüsünü ve hata sinyalini giriş olarak alan adaptif filtre tabanlı bir yaklaşımda bulunulmuş ve bu şekilde yakınsama başarımı artırılmıştır. Dolayısıyla teoride yüksek başarımlı gösteren yüksek genlikli gürültü, pratikte oluşturduğu problemler nedeniyle prob gürültü yaklaşımının kullanışlılığını düşürmektedir. Bu nedenle prob gürültü enjeksiyonunun yerine, yanlılık problemine daha kullanışlı ve garantici çözümler sunan PEM yaklaşımının hem teoride hem pratikte tercih edilebilirliği yüksektir.

PEM yaklaşımı, genel olarak kaynak sinyali ile hoparlör sinyali arasındaki ilişkiyi en aza indirmeyi amaçlayan bir ilintisizleştirme/dekorelasyon filtresidir. AFC uygulamalarında süreç sonunda kaliteli ses elde etme deneyiminin güçlendirilmesi ve süreç üzerinde yanlılık etkisinin giderilmesi noktasında başarılı sonuçlar üretmesi açısından kullanımı oldukça yaygındır. Örneğin, uzun AF yollarının yer aldığı bir çalışmada [10], konuşma bölümlerindeki yüksek ilintiyi azaltan, renklenmeyi ve periyodikliği yani yanlılığı gideren PEM tabanlı bir yaklaşımda bulunulmuştur. Burada PEM, AF yolunun kestiriminin yanı sıra durağan olmayan konuşma kaynağı modelini de tanımlamıştır [10]. Öte yandan, [11]'de sunulan başka bir çalışmada yazarlar, PEM yapısındaki tüm-kutuplu-yakın-uç modelini iki yakın-uç modeliyle değiştirmişlerdir. Bu değişikliğin amacı, ses tabanlı uygulamalarda yanlılık etkisini azaltmaktır [11]. Ayrıca [12]'de, yüksek ilinti nedeniyle oluşan yanlılığı ortadan kaldırmak için, yumuşak kesim (soft

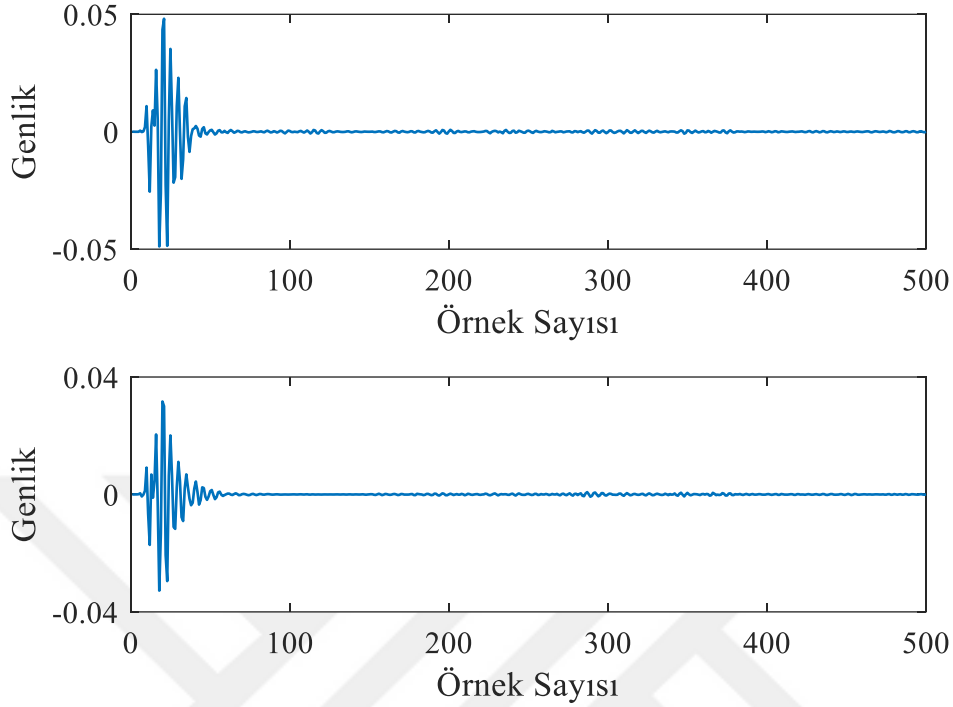
clipping) temelli kararlılık algılayıcısından esinlenilmiş yeni bir güncelleme kuralı kullanan PEM tabanlı AFC (PEM based AFC, PEMAFc) sistemi önerilmiştir. [13]'te yine aynı amaçla, tek mikrofonlu-tek hoparlörlü cihazlar için kullanılan başka bir PEMAFc yöntemi, iki mikrofonlu-tek hoparlörlü cihazlar için de AFC sürecinde etkili bir şekilde kullanılmak üzere geliştirilmiştir. PEMAFc yöntemleri, işitme cihazı uygulamalarında AF yolunu kestirmek ve yanlılığı azaltmak için etkili araçlar olsalar da doğal olarak bazı önemli konuları içermektedirler. Bu konular maddeler halinde şu şekilde özetlenebilir:

- Öz yinelemeli RLS algoritması, konuşma ve müzik gibi durağan olmayan sinyallerin işlenmesinde PEM filtresinin takip başarımını artırmak için yaygın bir şekilde kullanılır [3]. Ancak, bu PEMAFc için yönetilemez hesaplama karmaşıklığına neden olur.
- Öte yandan, bir güncelleme algoritması olarak LMS, basit yapısından dolayı genellikle AF yolunu kestirmek için tercih edilmesine rağmen düşük kararlı-durum başarımından muzdariptir.

Sonuç olarak, yukarıdaki gereksinimler aslında batarya ile çalışan işitme cihazları gibi gerçek-zamanlı giyilebilir cihazlarda istenmeyen durumlardır.

Yukarıda bahsedilen problemlere ek olarak, AF yolu doğası gereği seyreklik yani AF yolu ağırlıkları da çoğunlukla sıfır veya sıfıra yakın değerlerden oluşmaktadır [3], [7]. Seyrekliğin görsel olarak daha net anlaşılması için, [23]'te sunulan iki adet seyrek AF yolunun dürtü cevapları Şekil G.4'te verilmiştir. Seyreklik, yakınsama hızını ve başarımı olumsuz etkileyen önemli bir sorundur [24]. Klasik LMS tabanlı algoritmalar bu durum ile başa çıkamazlar ve süreç sonunda düşük yakınsama hızı elde edilmesi kaçınılmazdır [24]. Bu nedenle başarılı bir süreç ancak seyrekliğe duyarlı algoritmaların kullanımı ile mümkündür [24]. Bu kapsamda, algoritmaların yakınsama hızını iyileştirip başarımı artırmak için maliyet fonksiyonlarının yeniden düzenlenmesine ihtiyaç duyulur. Bu işlem, maliyet fonksiyonuna, algoritmanın seyrekliği dikkate almasını sağlayan ceza normu/fonksiyonu (penalty norm/function) olarak adlandırılan bir terimin eklenmesiyle gerçekleştirilir [24]. Bu uygulama, sıfır çekme (zero attracting, ZA) yani sıfıra yakın olan katsayıların sıfır değerine getirilmesi/çekilmesi olarak adlandırılır [3], [7], [24].

Şekil G.4. *Seyrek AF Yolu Dürtü Cevapları.*



Seyrek sistem tanımlama uygulamalarında, kolay uygulanabilirlik açısından LMS algoritması, seyrekliği teşvik eden prosedürler ile birlikte sıklıkla tercih edilir [24], [25]. Özetle en çok tercih edilen LMS tabanlı seyreklik prosedürleri; l_0 norm tabanlı LMS (l_0 -LMS) [25], l_1 norm tabanlı ZA-LMS [24], l_1 norm tabanlı yeniden ağırlıklandırılmış ZA (reweighted ZA, RZA) [24] şeklinde sıralanabilir. Öte yandan seyrekliğe duyarlı AFC sistemlerinin, yakınsama başarımını artırmasının yanı sıra kullanıcının algıladığı ses kalitesini de belirli ölçüde iyileştirdiği rapor edilmiştir [7]. Ayrıca, literatürde seyrekliği teşvik ederek AFC başarımını artırmak için, orantılı (proportional) öğrenme tabanlı algoritmalar da önerilmiştir [3], [7], [26]. Fakat bu tip orantılı yaklaşımların yüksek hesaplama karmaşıklığı nedeniyle kullanışlılığı düşüktür [7]. Bu nedenle orantılı tip algoritmalara göre daha düşük hesaplama maliyetine sahip ve daha iyi kararlı-durum başarımı gösteren ZA tabanlı yöntemler ilgi görmüştür [7]. Bu doğrultuda son zamanlarda [3]'te yer alan çalışmada, l_1 normu kullanan iki ayrı ZA ve RZA tabanlı NLMS algoritmaları, adaptif bir PEM filtresi ve prob gürültüsü kullanan bir AFC sistemine entegre edilmiş ve seyrekliğe duyarlı hale getirilen AFC sisteminin başarımı artırılmıştır [3]. AF yolu ağırlıklarının sıfır veya sıfıra yakın değerlerden oluşmasını temel alan bir

başka çalışmada [7], l_0 norm tabanlı NLMS algoritmasının yanı sıra polinomal ve Versoria yaklaşımlarıyla entegre iki ayrı ZA tabanlı NLMS algoritması önerilmiş ve bu yöntemlerin hesaplama yükünü hafifletmek amaçlı iyileştirmeler yapılmıştır. Öte yandan [27]'de AF yolunun seyrek olması durumunda, l_p normunu kullanan LMS tabanlı bir AFC sistemi tasarlanmıştır. Yakınsama hızını artıran bu sistemin, diğer orantılı LMS algoritmalarına ve NLMS algoritmasına göre daha iyi başarımla sergilediği belirtilmiştir [27]. Farklı bir çalışma olarak değişken adım boyutlu bir AFC yapısının yer aldığı [28]'de araştırmacılar, sistem seyrekliğe duyarlı hale getirildiğinde AF giderim başarımının arttığını belirtmiştir.

AFC sistemleri; söz konusu problemlere ek olarak, yüksek filtre dereceleri ve konuşma/müzik gibi büyük-ölçekli kaynak sinyalleri göz önüne alındığında, hesaplama yükünden de muzdariptir. Bu nedenle herhangi bir çip üzerindeki gerçek-zamanlı uygulamaları giyilebilir işitme cihazları açısından genellikle zordur. Bu açıdan birçok gerçek-zamanlı uygulamanın talep ettiği depolama ihtiyacı ve işlem maliyetinin azaltılması noktalarında önemli katkılar sunan çevrim içi sansürleme (online censoring, OC) stratejisi [29] son zamanlarda araştırmacıların dikkatini üzerine çekmiştir [29]–[33]. Temel olarak OC stratejisi, büyük veri akışlarının artıklık özelliğinden yararlanan ve daha az bilgilendirici verilerin belirli bir istatistiksel sansürleme kuralına göre sansürlenmesini esas alan bir yaklaşımdır. Adaptif bir algoritmaya entegre edilen OC stratejisi, bu sansürleme kuralına göre yenilikçi olmayan verileri (bilgilendirici olmayan veya gereksiz veriler olarak da adlandırılır) çevrim içi olarak sansürlemeyi sağlar [29]. Aslında OC stratejisiyle, bir bilgi kaynağından gelen anlık veri akışı çevrim içi olarak bilgilendirici veya bilgilendirici olmayan veriler olarak kategorize edilir. Veriler bilgilendiriciyse, adaptif algoritmanın ağırlık vektörünü güncellemek için kullanılır, aksi takdirde herhangi bir ağırlık vektörü güncellemesi yapılmadan sansürlenir. Bu sayede, adaptif filtreleme başarımını etkilemeden veri işleme maliyeti önemli ölçüde azaltılır. Bu işlem, çoğu mühendislik uygulamasında arzu edilen bir özelliktir. Bu doğrultuda [29]'de, OC stratejisi büyük-ölçekli regresyon problemleri için geliştirilmiştir. Burada, OC stratejisi aslında LMS ve RLS algoritmaları gibi klasik adaptif sinyal işleme algoritmalarına entegre edilmiştir. Ayrıca, OC stratejisinin kullanıldığı bazı çalışmalar şu şekildedir:

- AF giderimi [33].
- Büyük-ölçekli dinamik süreçleri izleme uygulamaları [29], [32], [34], [35].

- Dağıtılmış tahminler için enerji tasarrufu sağlamak amacıyla enerji kaynaklarının sınırlı olduğu bazı önemli senaryolar [36].
- İletişim hızını azaltmak için merkezi olmayan bir algılama sistemleri [37].
- Patolojik el titremelerinin çevrim içi çıkarılması ve modellemesi [30], [38].
- Gerçek-dünya rüzgar sinyali tahminleri [31].
- Karmaşık-değerli sinyallerin adaptif işlenmesi [39], [40].
- Kuaterniyon/dördey-değerli sinyallerin adaptif işlenmesi [41].

Bu tez çalışmasında, bahsedilen problemlerin üstesinden gelebilmek için OC stratejisinin sağlamış olduğu avantajlardan faydalanarak uygun maliyetli yeni AFC sistemleri önerilmiştir. Bu kapsamda bu tez çalışmasının katkıları aşağıda belirtilmiştir:

- İlk olarak, AFC sistemlerinde büyük-ölçekli kaynak sinyallerinin neden olduğu yüksek hesap yükü problemine odaklanılmıştır. Bu problemi çözmek için, LMS tabanlı klasik AFC sistemine OC stratejisi entegre edilerek OC-LMS tabanlı AFC sistemi (OC-AFC) önerilmiştir. Burada önerilen OC-AFC sisteminin başarımı, kendisinin tüm veriyi kullanan versiyonu olan LMS tabanlı AFC sistemi (klasik AFC) ile karşılaştırılmıştır. Yalnızca bilgilendirici verileri kullanma yeteneğine sahip önerilen OC-AFC sistemi, hesap yükünü %70 oranında azaltmıştır ve klasik AFC sistemine göre başarımı da büyük ölçüde artırmıştır. Bu yeni OC-AFC sistemi, yüksek başarılı ve uzun-vadeli çalışabilen bataryaya sahip giyilebilir işitme cihazlarının geliştirilmesine öncülük edecektir.
- OC stratejisinin AFC sistemine etkin ve başarılı entegrasyonunun ardından, AFC sistemlerinin başarımını olumsuz etkileyen ve literatürde yoğun olarak çalışılan yanlılık problemi ele alınmıştır. Bu probleme uygun maliyetli bir çözüm sunmak için öncelikle, prob gürültüsü ve bilgilendirici veri kullanan prob gürültü enjeksiyonu tabanlı yeni bir prob gürültü-OC-LMS (probe noise-OC-LMS, PN-OC-LMS) tabanlı AFC sistemi (PN-OC-AFC) önerilmiştir. Önerilen PN-OC-AFC sistemi, kendisinin tüm veriyi kullanan versiyonu PN-LMS tabanlı AFC sistemi (PN-AFC) ve OC-AFC sistemi ile karşılaştırılmıştır. Aynı zamanda, prob gürültü genliğinin ve sansürleme oranının önerilen PN-OC-AFC sisteminin başarımı üzerine etkileri incelenmiştir. Benzetim çalışmaları, önerilen PN-OC-AFC sisteminin, prob gürültüsü ve yalnızca bilgilendirici veri kullanma

becerisi sayesinde, daha düşük hesap yüküyle PN-AFC ve OC-AFC sistemlerinden daha iyi başarımlar sergilediğini göstermiştir. Buna ek olarak önerilen PN-OC-AFC sisteminin, prob gürültü genliği ve sansürleme oranı ile doğru orantılı olarak başarımlarını artırdığı gözlemlenmiştir. Ancak tam olarak etkin bir başarımlar için, uygulanacak yüksek genlikli prob gürültüsünün neden olacağı problemlere karşın çözüm senaryolarının üretilmesinin de oldukça önemli bir konu olduğu anlaşılmıştır. Sonuç olarak gerekli eklemelerle, önerilen PN-OC-AFC sisteminin yapısı dahilinde hem OC stratejisinin hem de prob gürültü enjeksiyonu yaklaşımının bilgece kullanımı, düşük veri işleme maliyeti sağlayan, AF yolunu doğru bir şekilde kestiren ve uzun-vadeli çalışan bir giyilebilir işitme cihazı tasarımına olanak tanıyacaktır.

- Yanlılık problemine uygun maliyetli yeni bir çözüm sunmak amacıyla, PEM yaklaşımının ve OC stratejisinin öncülük ettiği iki yeni OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 sistemleri önerilmiştir. Önerilen OC-PEMAFC-1 sistemi, PEM filtresinin ağırlık vektörünü güncellemek için OC-RLS algoritmasını kullanırken, önerilen OC-PEMAFC-2 sistemi, yalnızca bilgilendirici veri akışlarını kullanan OC-ilintisizleştirilmiş/dekorele edilmiş LMS (OC-decorrelated LMS, OC-DLMS) algoritmasını AF yolunu kestirmek için kullanmıştır. Önerilen sistemlerin başarımlarını, AF yollarının aniden değişmesi senaryosu üzerine kurgulanmış bir benzetim çalışması yardımıyla tüm veri akışıyla çalışan PEMAFRC ve klasik AFC sistemleri ile karşılaştırılmıştır. Önerilen OC-PEMAFC-1 sistemi, yapısında barındırdığı OC-RLS algoritması sayesinde RLS'nin matris tersi alma işleminden kaynaklanan PEMAFRC'nin genel hesaplama yükünü önemli ölçüde azaltarak karşılaştırılabilir bir başarımlar sergilemiştir. Öte yandan önerilen OC-PEMAFC-2 sistemi ise OC-DLMS algoritmasının katkıları ile PEMAFRC'nin kararlı-durum başarımlarını önemli ölçüde arttırmış ve genel hesaplama yükünü kısmen azaltmıştır. Önerilen sistemlerin katkıları iki başlık altında toplanabilir: İlk olarak, önerilen OC-PEMAFC-1 sistemi, tatmin edici başarımlar sağlayarak PEMAFRC sisteminin hesaplama maliyetinin azaltılmasının öncelikli olduğu uygulamalarda daha güçlü ve kullanışlıdır. Bu özellik, işitme cihazının pil ömrünün uzatılmasına katkıda bulunabilir. İkinci olarak, OC-PEMAFC-2, hesaplama maliyetini kısmen azaltarak PEMAFRC'nin başarımlarının öncelikli olduğu uygulamalarda daha güçlü

ve kullanışlıdır. Sonuç olarak, önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 sistemleri, OC mekanizmaları aracılığıyla pil ömrünü uzatma, ikna edici AF giderimi sağlama ve çeşitli PEMAFc yapılarına kolayca entegre edilebilme yetenekleri sayesinde uygun maliyetli yeni AFC sistemlerine öncülük edecektir.

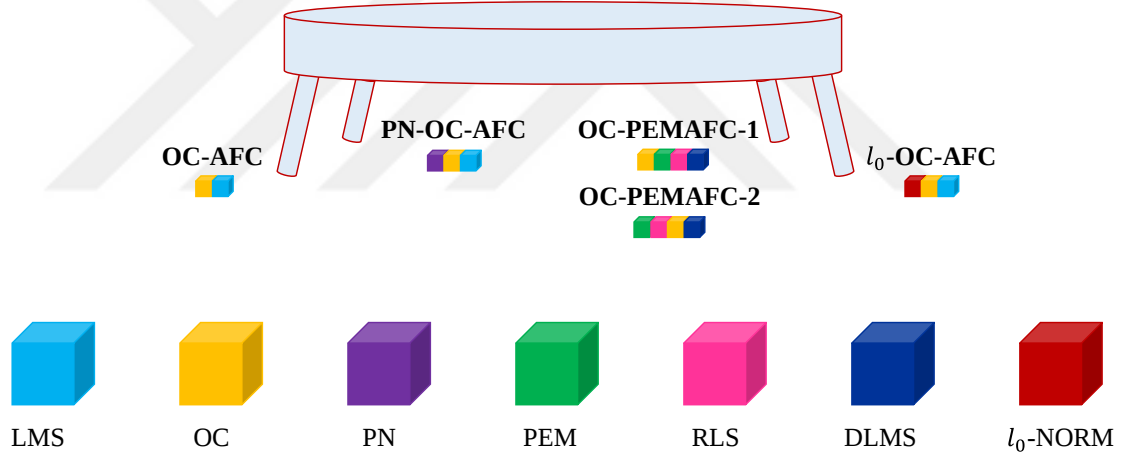
- Son olarak bu tez kapsamında, AF yolunun seyrek doğasının neden olduğu düşük yakınsama başarımı sorunu üzerine çalışılmıştır. Bu probleme uygun maliyetli yeni bir çözüm üretmek amacıyla, seyrek doğalı sistemler için literatürde yaygın olarak kullanılan l_0 -Norm tekniği ile OC stratejisi bir araya getirilerek l_0 -Norm-OC-LMS (l_0 -OC-LMS) tabanlı AFC sistemi (l_0 -OC-AFC) önerilmiştir. Maliyet fonksiyonunda l_0 ceza normunu kullanan l_0 -OC-AFC sistemi bu sayede AF yolunun seyrekliğini dikkate almaktadır ve OC stratejisinin katkısıyla uygun maliyetli bir çözüm sunmaktadır. Önerilen l_0 -OC-AFC sisteminin başarımı, OC-AFC sistemi ve kendisinin tüm veriyi kullanan versiyonu l_0 -LMS tabanlı AFC sistemi (l_0 -AFC) ile karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçlarının ardından, önerilen l_0 -OC-AFC sisteminin, seyrekliğe duyarlılığı ile yakınsama başarımını iyileştirdiği ve yalnızca bilgilendirici verileri işleme yeteneği sayesinde hesaplama yükünü azalttığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, önerilen sistemin sansürleme oranı artışıyla doğru orantılı olarak başarımını arttırdığı belirlenmiştir. Dolayısıyla l_0 -OC-AFC sistemi, OC stratejisi ile farklı seyrekliğe duyarlı tabanlı algoritmalar ve ceza normlarının uyum içerisinde çalışabileceğini kanıtlayarak, seyrekliğe duyarlı uygun maliyetli yeni AFC sistemlerinin tasarımının yolunu açacaktır.

Yukarıda verilen bilgiler ışığında, tez çalışmasına ait tasarım kurgusu ve bileşenleri Şekil G.5'teki gibi özetlenmiştir. Burada farklı renklerdeki küp şeklinde verilen tasarım bileşenler, tez kapsamında önerilen sistemi Şekil G.5'te görüldüğü üzere, tez çalışması 4 ana ayak üzerine kurgulanmıştır ve bunlar sırasıyla OC-AFC, PN-OC-AFC, OC-PEMAFC-1, OC-PEMAFC-2 ve l_0 -OC-AFC sistemleridir. Ayrıca Şekil G.5'te yer alan ve farklı renklerdeki küpler ile temsil edilen tasarım bileşenleri, önerilen sistemin amacına göre bir araya getirilmektedir. Örneğin, OC-AFC sistemi için, uygun maliyet hedefine OC ile LMS'nin birleştirilmesiyle ulaşılmaktadır. PN-OC-AFC sistemi, yanlılık

problemine PN enjeksiyonu ile çözüm sunarken uygun maliyet hedefine OC ve LMS'nin kombinasyonu ile ulaşmaktadır. Burada ayrıca, yanlışlık problemini çözmek için PEM kullanan OC-PEMAFC sistemleri PEM yapısı içinde RLS kullanırken, başarımı korumak adına FIR filtre DLMS'yi kullanmaktadır. OC-PEMAFC-1, hesap yükünü büyük ölçüde düşürerek tatmin edici başarımlar sağlamak için PEM yapısına OC'yi dahil etmektedir. OC-PEMAFC-2 ise başarımı büyük ölçüde artırarak kısmen işlem maliyeti tasarrufu sağlamak için FIR filtrenin içerisine OC'yi entegre etmektedir. Öte yandan l_0 -OC-AFC sistemi, seyreklik açısından l_0 -Norm kullanırken uygun maliyet hedefine OC ile ulaşmaktadır.

Şekil G.5. Tasarım Kurgusu.

GIYİLEBİLİR İŞİTME CİHAZLARI İÇİN ÇEVİRİM İÇİ SANSÜRLEMeye DAYALI YENİ AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİLERİN TASARIMI

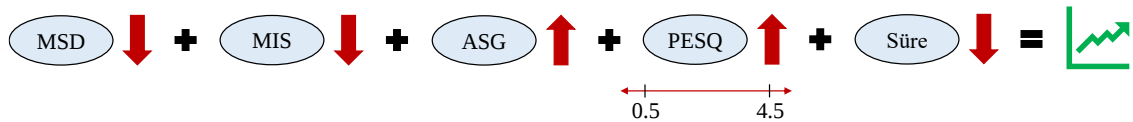


Tez çalışması kapsamında önerilen sistemlerin tasarımı esnasında izlenen işlem akışı aşağıda belirtildiği gibidir:

1. Odaklanılan AFC probleminin belirlenmesi.
2. Problemi çözmek için kullanılacak bileşenlerin seçilmesi.
3. Klasik maliyet fonksiyonunun tanımlanması.
4. Klasik maliyet fonksiyonuna OC stratejisinin entegre edilerek kesilmiş maliyet fonksiyonunun tanımlanması.
5. Kesilmiş maliyet fonksiyonunun ağırlık vektörüne göre minimize edilmesi ve ilgili sistemin güncelleme kuralının elde edilmesi.
6. AFC prosedürünün işletilmesi.

Tez kapsamında önerilen sistemlerin başarımları; kararlı-durum ortalama kare hata (mean square deviation, MSD), yanlış ayarlama (misalignment, MIS), eklenen sabit kazanç (added stable gain, ASG), konuşma kalitesinin algısal değerlendirilmesi (perceptual evaluation of speech quality, PESQ) ve çalışma süresi açısından test edilmektedir. Kararlı-durum MSD, AF giderimi gibi sistem tanımlama problemlerinde, kararlı-durum anında kestirilen parametrelerin gerçek değerlerinden ne kadar saptığını göstermektedir ve ne kadar küçük değer alırsa sistem o derece iyi modellenmiştir. MIS ifadesi, frekans düzleminde, kestirilmiş AF yolunun gerçek AF yolundan sapma ölçüsünü belirtmektedir. ASG ifadesi ise süreç sonunda AF'nin neden olduğu kararsızlık ve ilave güç kaybının önüne geçilerek kullanıcıya ne kadar ek kazanç sağlandığının ölçüsüdür. AFC uygulamalarında, MIS değeri ne kadar küçükse AF yolu kestiriminin o denli başarılı olduğu, ASG değeri ne kadar büyükse kararlı çalışma aralığı ve sistem başarımının o ölçüde iyi olduğu belirtilir [3], [33]. Öte yandan, bir diğer ölçüt olarak, PESQ puanı konuşma sinyalinin kalitesini ölçmek için kullanılır [42]. PESQ puanı 0.5 ile 4.5 arasında değişir ve daha yüksek bir PESQ değeri daha iyi konuşma kalitesini gösterir [42]. Çalışma süresi ise önerilen sistemlerin, hesap yükünü azaltarak mevcut sistemlere göre zamandan ne kadar tasarruf ettiğini göstermektedir ve bu nedenle çalışma süresinin daha düşük olması etkili bir sonuç elde edildiği anlamına gelmektedir. Yukarıda değerlendirme metrikleri için bahsedilen bilgiler Şekil G.6'da görsel olarak özetlenmiştir. Öte yandan, tez çalışması kapsamındaki benzetim çalışmaları, Kayseri Üniversitesi'nin sağlamış olduğu MATLAB 2023a (akademik kullanım) [43] ortamında 11'inci nesil Gen Intel (R) Core (TM) i7-11800H 2.30 GHz işlemci, 16 GB RAM ve Windows 11 Pro işletim sistemine sahip bir bilgisayar ile gerçekleştirilmiştir.

Şekil G.6. Başarım Değerlendirme Ölçütleri.

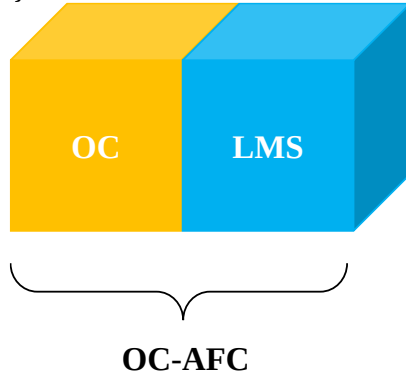


BİRİNCİ BÖLÜM

GIYİLEBİLİR İŞİTME CİHAZLARI İÇİN ÇEVİRİM İÇİ SANSÜRLEME TABANLI AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİ

Bu bölümde, işitme cihazlarını kararsızlığa sürükleyen istenmeyen AF'nin giderilmesi için OC-LMS tabanlı AFC sistemi (OC-AFC) tanıtılmaktadır. Burada OC-AFC sistemi, BTE tipi işitme cihazından ölçülmüş bir gerçek-dünya AF yolu üzerinde test edilmiştir. Önerilen sistem, tüm verileri kullanan kendisinin klasik LMS tabanlı versiyonu (AFC) ile ortalama kare sapma (mean square deviation, MSD), yanlış ayarlama (misalignment, MIS) ve eklenen sabit kazanç (added stable gain, ASG) bakımından karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları, OC-AFC sisteminin, OC stratejisi sayesinde yalnızca bilgilendirici verilerden oluşan daha az veri ile klasik AFC sisteminden yüksek başarımlı çalışabildiğini ortaya koymuştur. Bu yeni OC-AFC sistemi, yüksek başarımlı ve uzun-vadeli çalışabilen bataryaya sahip giyilebilir işitme cihazlarının geliştirilmesine öncülük edecektir. Öte yandan, önerilen OC-AFC sistemini oluşturan bileşenler Şekil 1.1'deki gibi görselleştirilmiştir.

Şekil 1.1. OC-AFC Sisteminin Bileşenleri.



Bu bölümün kalan kısmı ise şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 1.1'de, ilk olarak OC-AFC sisteminin temel yapıtaşları hakkında bilgiler verilmiştir. Ardından Bölüm 1.2'de,

OC-AFC sistemi detaylı olarak sunulmuştur. Bölüm 1.3'te, tasarlanan OC-AFC sisteminin etkinliğini göstermek için benzetim çalışmaları verilmiştir. Son olarak ise Bölüm 1.4'te, son değerlendirmeler yapılarak bu bölüm sonlandırılmıştır.

1.1. Materyal ve Metot

1.1.1. LMS Algoritması

Widrow ve Hopf tarafından önerilen LMS algoritması [44], basit hesap karmaşıklığı ve birçok çalışmada gürbüzlüğü nedeniyle geniş bir kullanım alanına sahip stokastik gradyan tabanlı bir algoritmadır [45]. LMS algoritmasının güncelleme kuralına, anlık maliyet fonksiyonu $J(n) = \frac{1}{2}|e(n)|^2$ 'nin ağırlık vektörü $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T$ 'ye göre minimizasyonu ile ulaşılır [45]. Bu kural aşağıda verilmiştir:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e(n) \quad (1.1)$$

burada $e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$ ve $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T$ sırasıyla hata sinyali ve giriş vektörü olarak tanımlanır. Ayrıca; μ , M ve $(\cdot)^T$ sırasıyla adım boyutunu, adaptif FIR filtrenin uzunluğunu ve transpoz işlemi ifade eder. Öte yandan LMS algoritmasının sözde kodu Tablo 1.1'de ve özeti Şekil 1.2'de sunulmuştur.

Tablo 1.1. LMS Algoritmasının Sözde Kodu.

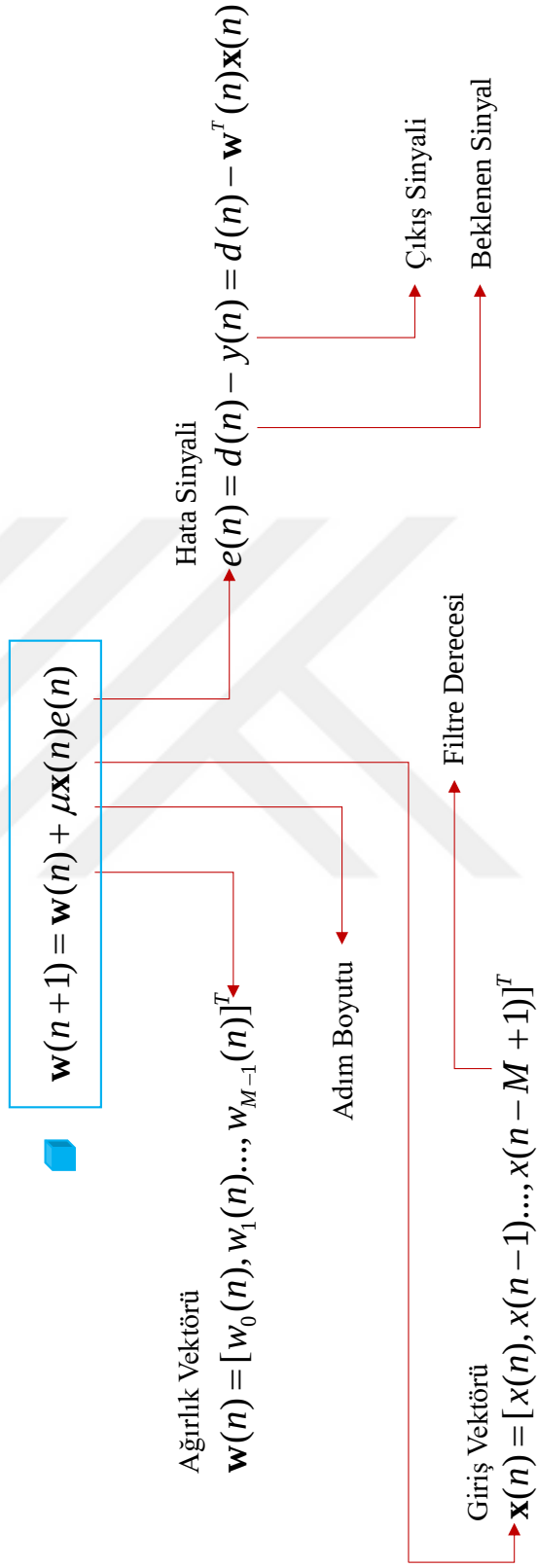
<u>Parametreler:</u> μ ve M
<u>Başlangıç Koşulları:</u> $\mathbf{w} = \mathbf{0}$
<u>Veri:</u> $\{x(n), d(n)\}_{n=1}^L$
<u>Döngü:</u> $n = 1, 2, \dots, L$
$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$
$e(n) = d(n) - y(n)$
$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e(n)$
<u>bitiş</u>

Şekil 1.2. LMS Algoritmasının Özeti.

LMS algoritmasının anlık maliyet fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$J(n) = \frac{1}{2} |e(n)|^2.$$

Ardından anlık maliyet fonksiyonu ağırlık vektörüne göre minimize edilerek LMS algoritmasının güncelleme kuralı aşağıdaki gibi elde edilir:



1.1.2. OC Stratejisi

Reel-değerli bir veri akışına karşılık gelen $d(n)$ sinyalinin aşağıdaki gibi olduğu varsayalım [29], [30]:

$$d(n) = \mathbf{w}_{opt}^T \mathbf{x}(n) + v(n) \quad (1.2)$$

burada $\mathbf{w}_{opt}$ ve $v(n)$ sırasıyla optimum ağırlık vektörü ve standart sapması σ_v olan sıfır-ortalamalı Gauss ölçüm gürültüsüdür. Buradaki ana hedef, en az kaynak gereksinimi ile $\mathbf{w}_{opt}$ 'u çevrim içi olarak kestirmektir [46]. Bu doğrultuda, genel bir sansürleme kuralı (1.3)'teki gibi tanımlanabilir [29], [30]:

$$z(n) := \begin{cases} *, & \text{eğer } d(n) \in S(n) \\ d(n), & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (1.3)$$

burada $S(n)$ sansürlenmiş veri topluluğunu, $*$ ifadesi herhangi n anında ilgilenilen verinin $S(n)$ veri setinde olması halinde bilinmeyen bir sonucu temsil eder. Böylelikle OC stratejisi, adaptif sinyal işleme uygulamaları için aşağıdaki forma dönüştürülebilir [29], [30]:

$$(z(n), c(n)) := \begin{cases} (d(n), 0), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau \sigma_v \\ (*, 1), & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (1.4)$$

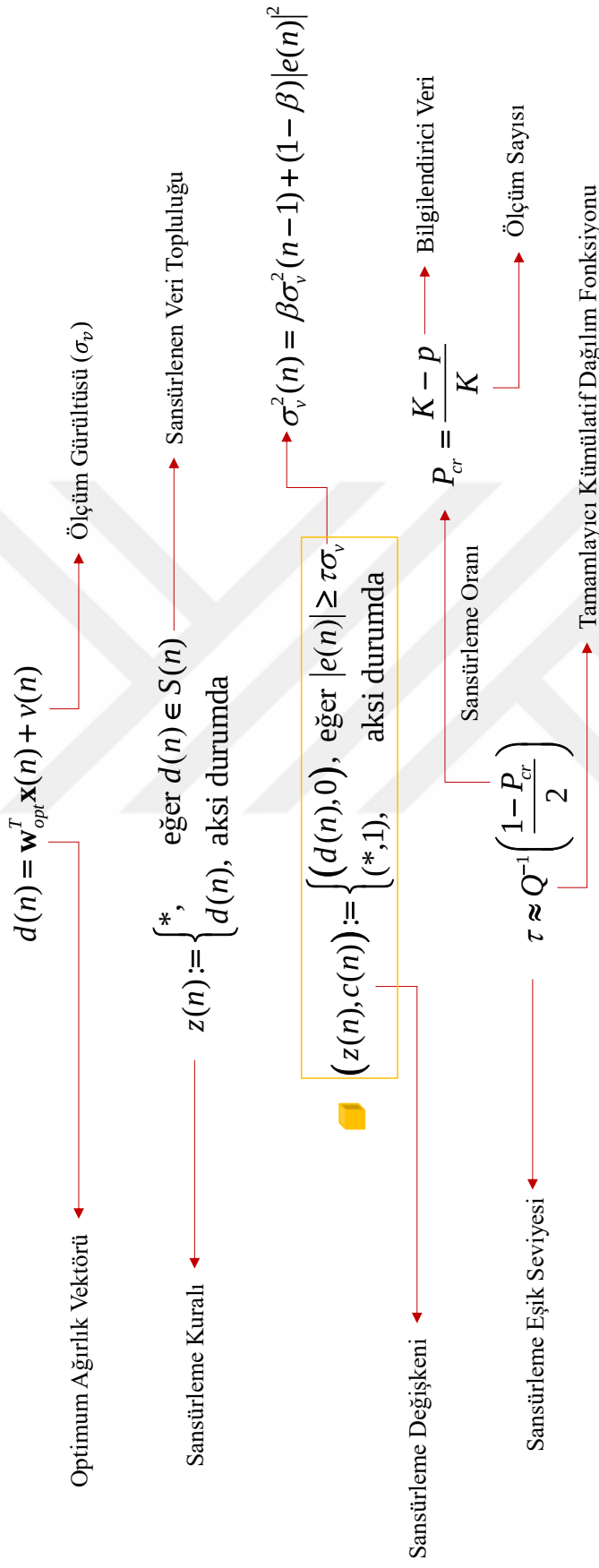
burada $c(n)$ ikili (binary) sansürleme değişkenidir, yani yalnızca 0 ve 1 değerleri alır. Ayrıca burada, τ filtreleme işleminden önce atanan sansürleme eşik seviyesini temsil etmektedir. Denklem (1.4)'te, eğer $c(n) = 1$ değerini alırsa $d(n)$ daha az bilgilendirici veri olarak işaretlenir ve ardından ilave bir işlem yapılmaksızın sansürlenir. Eğer $c(n) = 0$ olursa bu kez $d(n)$ bilgilendirici veri olarak işaretlenir ve güncelleme işlemleri için tutulur. Sansürleme stratejisinin etkin bir çalışma tesis etmesi için, sansürleme eşik seviyesi τ 'nın işlem öncesi algoritma yapısında kullanılması önemlidir. Literatürde τ 'yu belirlemek için aşağıdaki formül yaygın olarak kullanılır [29], [30]:

$$\tau \approx Q^{-1} \left(\frac{1 - P_{cr}}{2} \right) \quad (1.5)$$

burada $P_{cr} = \frac{K-p}{K}$ ortalama sansürleme oranıdır ve K ölçüm sayısını, p bilgilendirici veri sayısını, Q^{-1} tamamlayıcı kümülatif dağılım fonksiyonunun tersini temsil etmektedir. Son olarak, OC stratejisine dair yukarıda bahsedilen bilgiler Şekil 1.3'te özetlenmiştir.



Şekil 1.3. OC Stratejisinin Özeti.



Eğer $c(n) = 0$ olursa $d(n)$ bilgilendirici veri olarak etiketlenir ve bu veri güncelleme işlemleri için tutulur.
Eğer $c(n) = 1$ olursa $d(n)$ daha az bilgilendirici veri olarak işaretlenir ve ardından ilave bir işlem yapılmaksızın sansürlenir.

1.2. Önerilen OC-AFC Sistemi

Bu bölümde, OC-AFC sisteminin tasarımı hakkında bilgi verilmektedir. OC-LMS algoritmasını kullanan OC-AFC sisteminin blok diyagramı Şekil 1.4'te sunulmuştur. Burada; $s(n)$, $f(n)$, $d(n)$, $y(n)$ ve $e(n)$ sırasıyla kaynak sinyali, AF sinyali, kaynak sinyali ile AF sinyalinin toplamını, adaptif FIR filtre çıkışı ve hata sinyali temsil etmektedir. Bunlara ek olarak; $x(n)$ filtre giriş sinyalidir ve hata sinyali $e(n)$ 'nin bir miktar geciktirilmiş ve kuvvetlendirilmiş halidir. Ayrıca burada, $W_f(z)$ ve $G(z)$ sırasıyla AF yolunun ve güçlendiricinin transfer fonksiyonudur.

OC stratejisi dikkate alınarak, OC-AFC sisteminin temelini oluşturan OC-LMS algoritmasına ait güncelleme kuralını türetmek için öncelikle kesilmiş (truncated) bir maliyet fonksiyonunun aşağıdaki gibi tanımlanması gerekir [30]:

$$J(n)^{(r)} := \begin{cases} \frac{1}{2} (e^2(n) - \tau^2 \sigma_v^2), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau \sigma_v \\ 0, & \text{eğer } |e(n)| < \tau \sigma_v \end{cases} \quad (1.6)$$

burada

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y(n) \\ &= s(n) + f(n) - y(n) \\ &= s(n) + f(n) - \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n) \\ &= s(n) + \mathbf{w}_f^T(n) \mathbf{x}(n) - \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n). \end{aligned} \quad (1.7)$$

Denklem (1.7)'de $\mathbf{w}_f(n) = [w_{f_0}(n), w_{f_1}(n), \dots, w_{f_{N_f-1}}(n)]^T$ ifadesi AF yolunun optimum ağırlık vektörüdür ve burada N_f vektörün uzunluğudur. Ayrıca (1.7)'de daha önce belirtildiği üzere, filtre girişi $x(n) = e(n)G(z)$, hata sinyali $e(n)$ 'nin bir miktar geciktirilip kuvvetlendirilmesi ile elde edilir ve $G(z) = Gz^{-\Delta}$ 'dir ve burada G ve Δ sırasıyla güçlendirme ve geciktirme nicelikleridir. Bu işlemlerin ardından, [29] ve [30]'da yer alan çalışmalar referans alınarak (1.6)'da yer alan maliyet fonksiyonu ağırlık vektörü $\mathbf{w}(n)$ 'ye göre minimize edilir. Böylece OC-AFC sisteminin güncelleme denklemi aşağıdaki gibi türetilir:

$$\mathbf{w}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) e(n), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau \sigma_v \\ \mathbf{w}(n), & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (1.8)$$

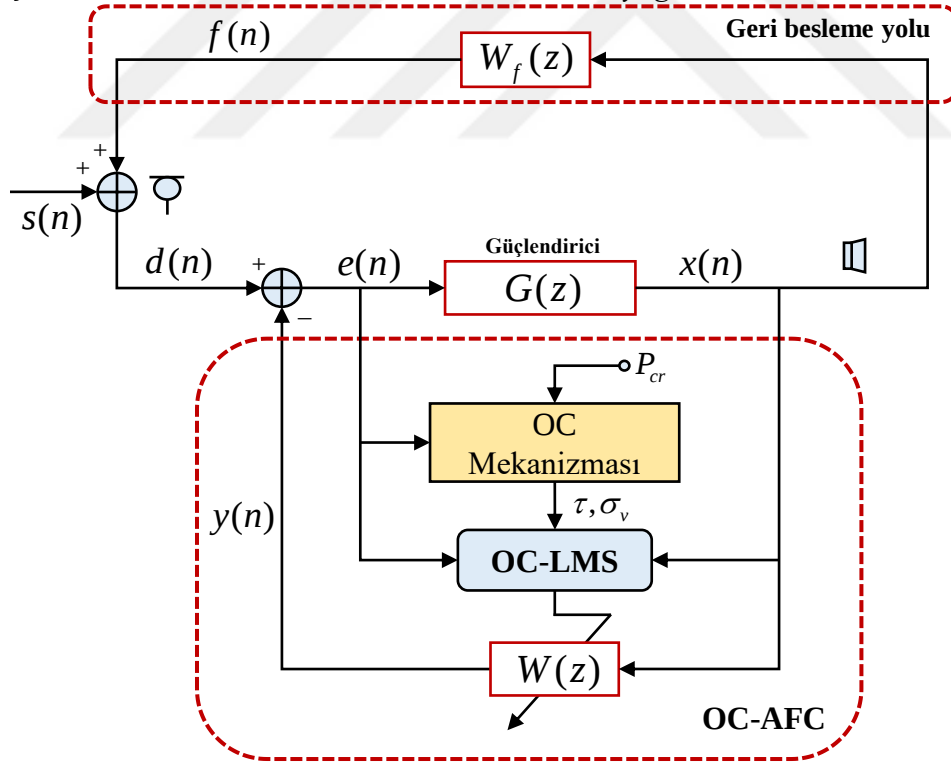
burada τ ifadesi (1.5) ile hesaplanırken σ_v ifadesi kendisinin varyansından özyinelemeli olarak aşağıdaki kural ile hesaplanır [30]:

$$\sigma_v^2(n) = \beta \sigma_v^2(n-1) + (1-\beta)|e(n)|^2 \quad (1.9)$$

burada $\beta \in (0,1)$ unutma faktörüdür.

Sonuç olarak; (1.8)'de yer alan OC-AFC sistemi, sansürleme eşik seviyesi τ 'ya göre daha az bilgilendirici verileri sansürleyerek AFC işlemini gerçekleştirmez. Böylece başarımı büyük ölçüde artırarak, AFC sisteminin hesaplama karmaşıklığı önemli ölçüde düşürülür. Öte yandan, OC-AFC sisteminin çalışma mantığını daha iyi göstermek amacıyla, tasarlanan sistemin esas aldığı OC-LMS algoritmasının ve OC-AFC sisteminin sözde kodları sırasıyla Tablo 1.2 ve Tablo 1.3'te sunulmuştur. Son olarak OC-AFC sisteminin tasarımı Şekil 1.5'te özetlenmiştir.

Şekil 1.4. Önerilen OC-AFC Sisteminin Blok Diyagramı.



Tablo 1.2. OC-LMS Algoritmasının Sözde Kodu.

Parametreler: μ , M ve $0 < \beta < 1$

Başlangıç Koşulları: $\mathbf{w} = \mathbf{0}$, $\tau = Q^{-1} \left(\frac{1 - P_{cr}}{2} \right)$, $P_{cr} = \frac{K - p}{K}$ ve $\sigma_v(0) = 0$

Veri: $\{x(n), d(n)\}_{n=1}^L$

Döngü: $n = 1, 2, \dots, L$

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n)$$

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

$$\sigma_v^2(n) = \beta \sigma_v^2(n-1) + (1 - \beta) |e(n)|^2$$

$$\mathbf{w}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) e(n), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau \sigma_v \\ \mathbf{w}(n), & \text{aksi durum} \end{cases}$$

bitiş

Tablo 1.3. OC-AFC Sisteminin Sözde Kodu.

Parametreler: μ , M , G , Δ ve $0 < \beta < 1$

Başlangıç Koşulları: $\mathbf{w} = \mathbf{0}$, $\tau = Q^{-1} \left(\frac{1 - P_{cr}}{2} \right)$, $P_{cr} = \frac{K - p}{K}$ ve $\sigma_v(0) = 0$

Veri: $\{x(n), d(n)\}_{n=1}^L$

Döngü: $n = 1, 2, \dots, L$

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n)$$

$$f(n) = \mathbf{w}_f^T(n) \mathbf{x}(n)$$

$$d(n) = s(n) + f(n)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) = s(n) + \mathbf{w}_f^T(n) \mathbf{x}(n) - \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n)$$

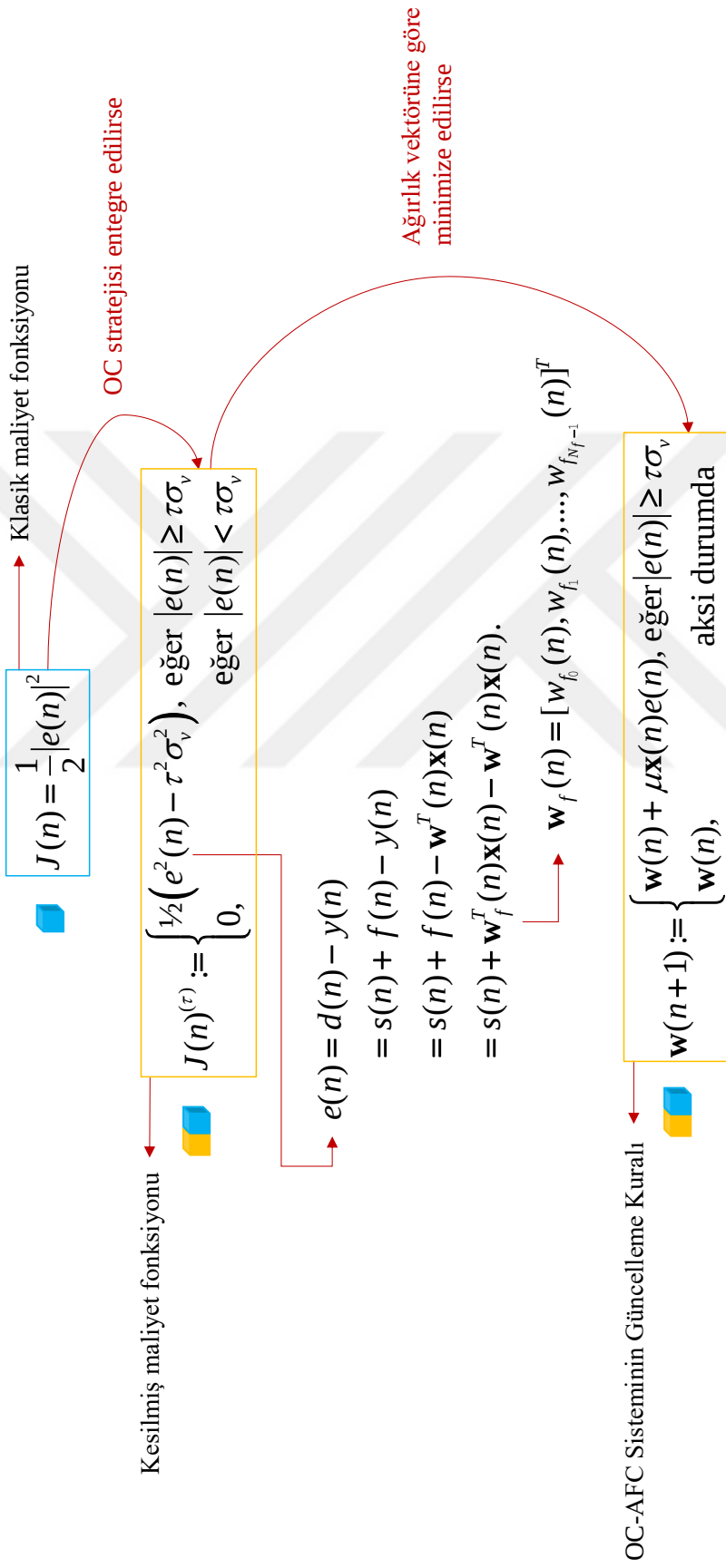
$$x(n) = G(z)e(n) = Ge(n - \Delta)$$

$$\sigma_v^2(n) = \beta \sigma_v^2(n-1) + (1 - \beta) |e(n)|^2$$

$$\mathbf{w}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) e(n), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau \sigma_v \\ \mathbf{w}(n), & \text{aksi durum} \end{cases}$$

bitiş

Şekil 1.5. OC-AFC Sisteminin Tasarım Özeti.



1.3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

Bu bölümde tasarlanan OC-AFC sisteminin başarımı, LMS tabanlı klasik AFC ile karşılaştırılmıştır. Benzetim çalışması prosedürü, BTE tipi bir cihazdan ölçülmüş, gerçek-dünya AF yolu üzerinde iki farklı kaynak sinyali ile yürütülmüştür. Ayrıca değerlendirme sürecinde kullanılan MSD, MIS ve ASG metrikleri aşağıda yer alan denklemler yardımıyla hesaplanmıştır [3], [7], [33]:

$$\text{MSD} = \|\mathbf{w}(n) - \mathbf{w}_f(n)\|^2 \quad (1.10)$$

$$\text{MIS (dB)} = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{i=0}^{M_f} |W_f(e^{j\omega_i}) - W(e^{j\omega_i})|^2}{\sum_{i=0}^{M_f} |W_f(e^{j\omega_i})|^2} \right] \quad (1.11)$$

$$\text{ASG (dB)} = 20 \log_{10} \left[\min_{\omega} \frac{1}{|W_f(e^{j\omega_i}) - W(e^{j\omega_i})|} \right] - 20 \log_{10} \left[\min_{\omega} \frac{1}{|W_f(e^{j\omega_i})|} \right] \quad (1.12)$$

burada ω ve M_f sırasıyla açısal frekansı ve gözlemlenen frekans örneği sayısını temsil etmektedir.

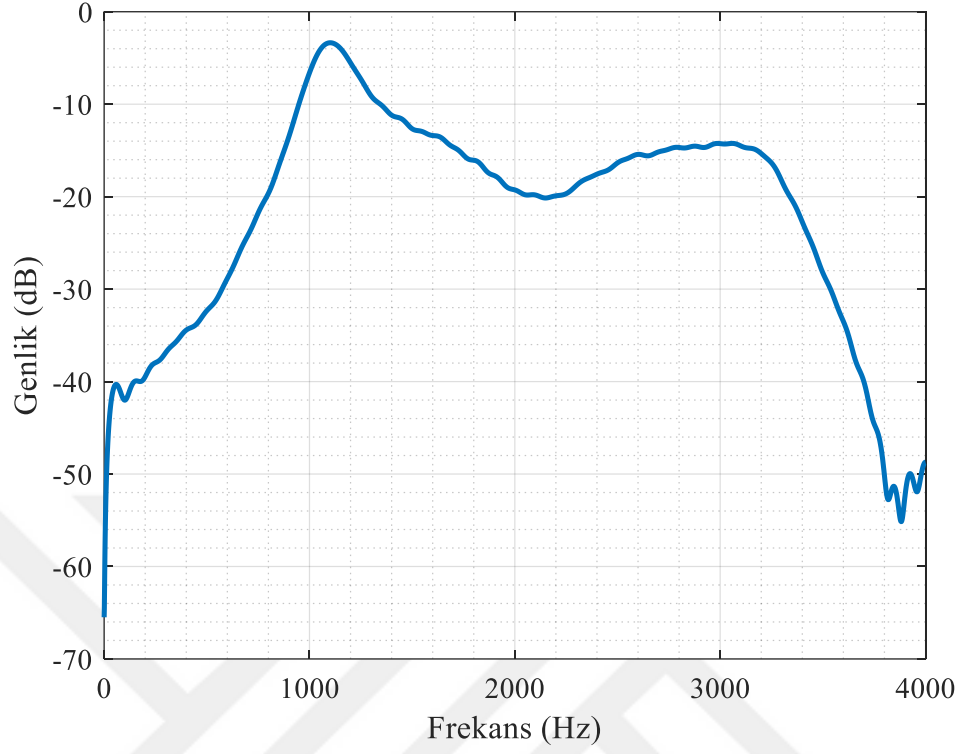
Bu çalışmada, BTE tipi işitme cihazından ölçülmüş, $N_f = 100$ ağırlık katsayısına sahip ve 8 kHz’de örneklenmiş bir gerçek-dünya AF yolu kullanılmıştır [12], [23]. AF yoluna ait genlik ve faz cevapları Şekil 1.6’da verilmiştir. Kaynak sinyali olarak, mevcut yöntemlerle doğru bir karşılaştırma yapılabilmesi için, literatürde yer alan çalışmalarda kullanılan, [12]’de yer alan müzik sinyali ve NOIZEUS veri tabanına ait bir konuşma sinyali [42] tercih edilmiştir. Söz konusu konuşma ve müzik sinyalleri sırasıyla Şekil 1.7a ve 1.7b’de verilmiştir. Başlangıçta 16 kHz örnekleme frekansına sahip bu sinyaller, AF yolu ile uyumlu olması için 8 kHz’de örneklenmişlerdir. Güçlendirici transfer fonksiyonu, aynı veri setini kullanan [12] numaralı çalışmada yer aldığı üzere $G(z) = 10z^{-96}$ olarak seçilmiştir. Ayrıca benzetim çalışması kapsamında kullanılan parametreler en iyi sonucun alınacağı şekilde deneysel olarak $\mu = 0.000005$, $\beta = 0.98$ ve $P_{cr} = \%70$ değerlerine ayarlanmıştır. Öte yandan sistemleri kararlı-durum MSD açısından karşılaştırmak için, $\mathbf{w}(n)$ ile $\mathbf{w}_f(n)$ ’nin vektör boyutları aynı olacak şekilde

$M = 100$ olarak seçilmiştir. Her iki sistem için, benzetim çalışmalarının ardından elde edilen MIS ve ASG değişimleri; kaynak sinyalin konuşma ve müzik olması durumunda sırasıyla Şekil 1.8 ve Şekil 1.9’da yer almaktadır. OC-AFC sisteminin sansürleme mekanizması, her iki kaynak sinyali için de kestirilmiş sansürleme oranı $\hat{P}_{cr}$ ’yi yaklaşık %68 olarak üretmiştir. Bu değer, gerçek sansürleme oranı $P_{cr} = \%70$ ’e bir hayli yakındır ve bu durum yüksek doğrulukta bir sansürleme sürecinin gerçekleştiğini ortaya koymuştur. Konuşma ve müzik sinyalleri için Şekil 1.8 ve Şekil 1.9’dan açıkça gözlemleneceği üzere, verileri %68’e varan oranda sansürleyen, bir başka deyişle yalnızca verilerin %32’sini işleyen OC-AFC sistemi, verilerin tamamını dikkate alan klasik AFC sistemine kıyasla daha düşük MIS (dB) ve daha yüksek ASG (dB) değerleri üretmiştir. Dolayısıyla önerilen OC-AFC sistemi, klasik AFC sisteminden MIS (dB) ve ASG (dB) bakımından çok daha üstün başarımlar göstermiştir. Ayrıca önerilen OC-AFC sisteminin üstün başarımını vurgulamak açısından, farklı kaynak sinyalleri için her iki sistemin ürettiği kararlı-durum MSD değerleri Tablo 1.4’te verilmiştir. Tablo 1.4’te koyu renkte yazılan değerlere bakıldığında, OC-AFC sisteminin, klasik AFC sisteminden daha düşük MSD değerleri üreterek daha başarılı bir çalışma gerçekleştirdiği bir kez daha dikkat çekmiştir.

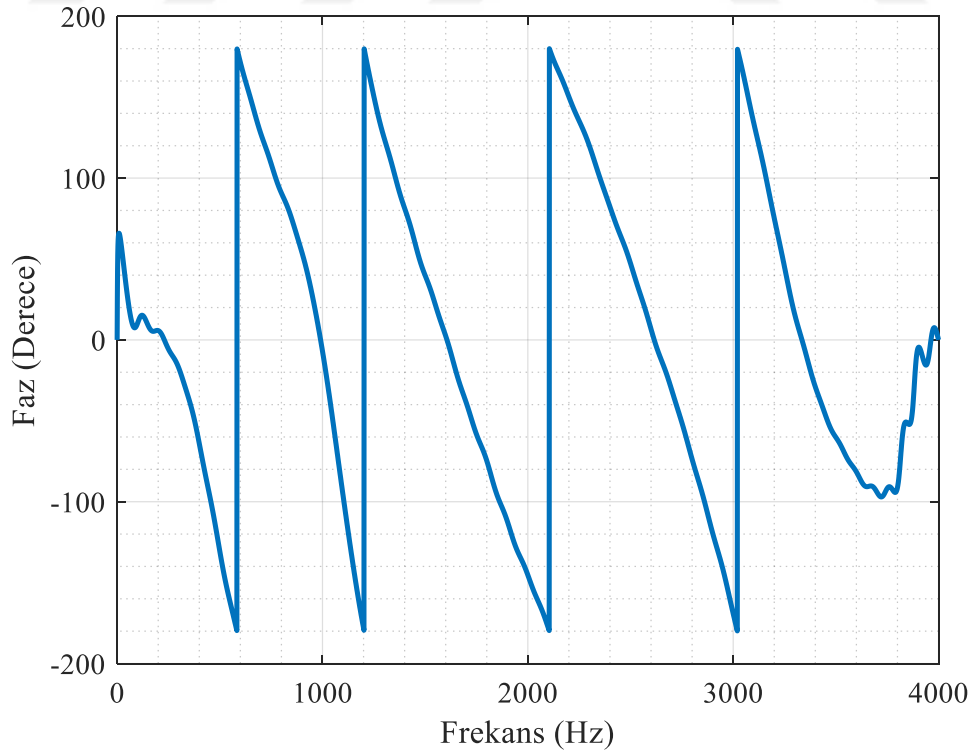
Tablo 1.4. *Kararlı-Durum MSD Değerleri.*

Sistemler	Kaynak Sinyal	Kararlı-Durum MSD Değeri
Klasik AFC	Konuşma	0.0015
	Müzik	0.0025
OC-AFC ($P_{cr} = \%70$)	Konuşma	0.0012
	Müzik	0.0021

Şekil 1.6. *AF Yolu (a) Genlik Cevabı, (b) Faz Cevabı.*

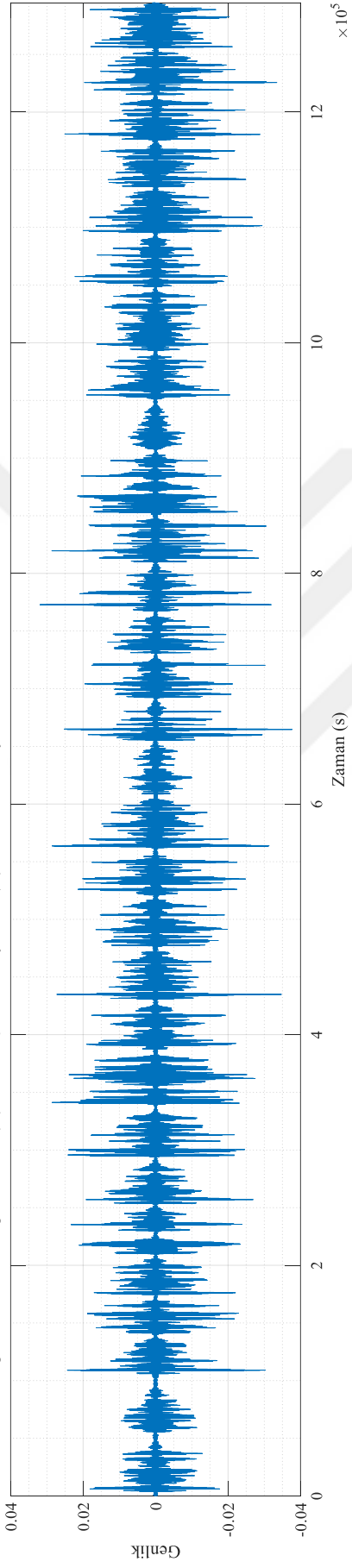


(a)

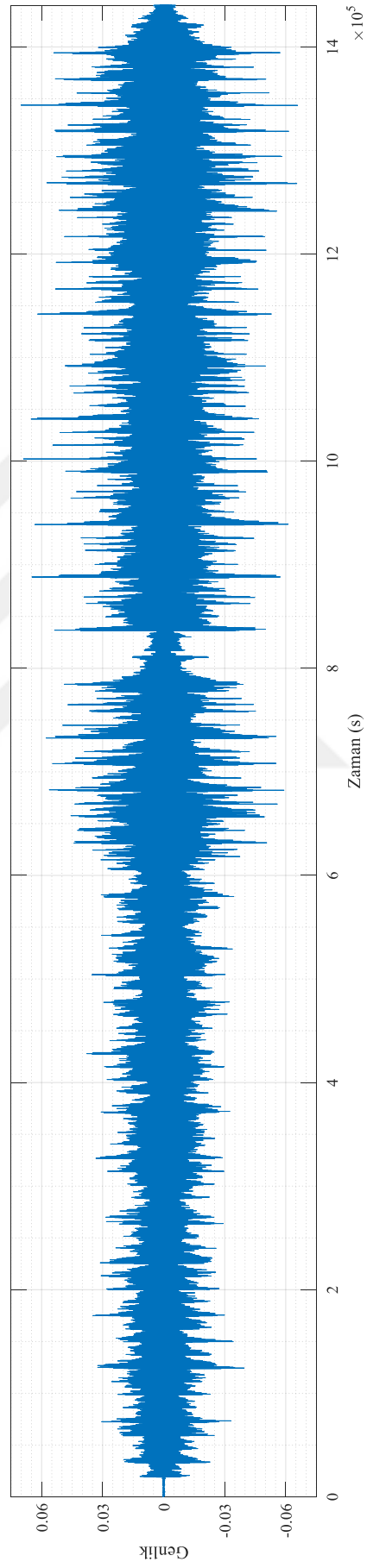


(b)

Şekil 1.7. *Ham Kaynak Ses Sinyalleri. (a) Konuşma Sinyali, (b) Müzik Sinyali.*

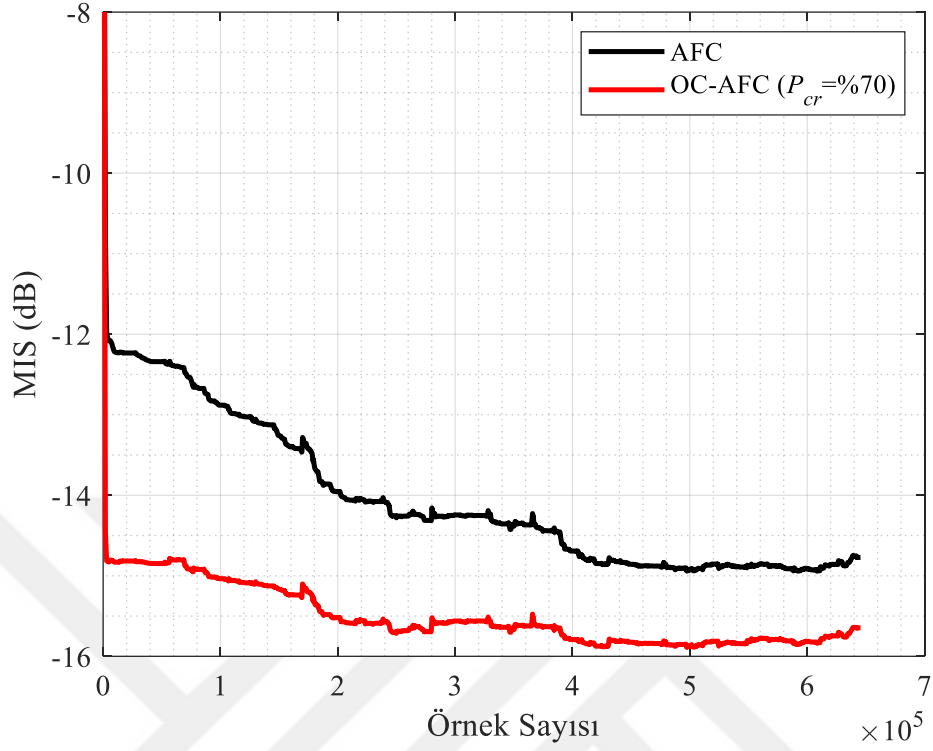


(a)

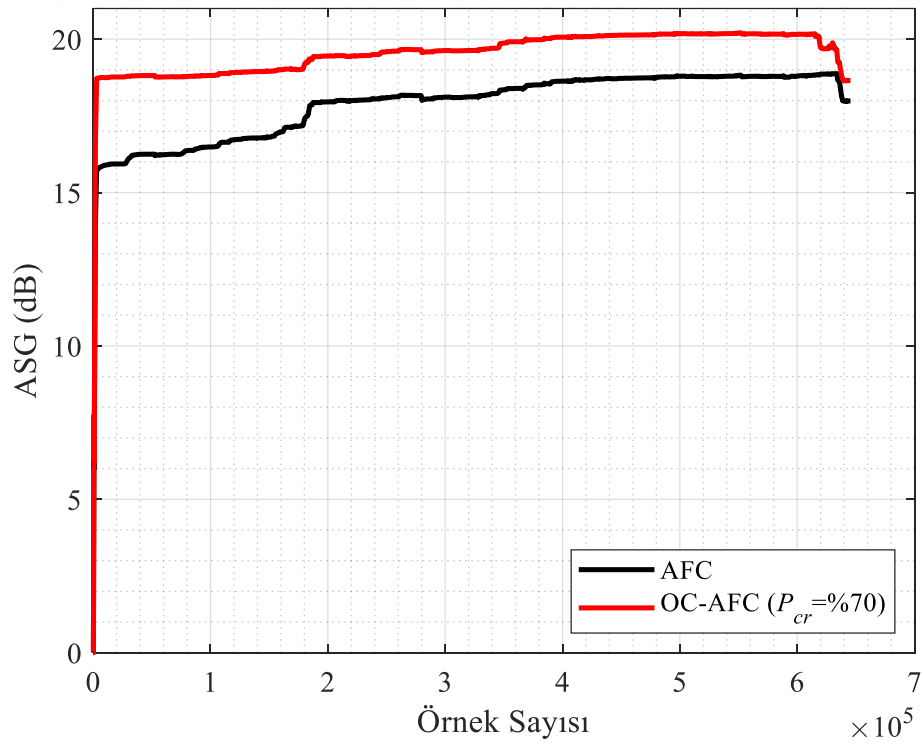


(b)

Şekil 1.8. Konuşma Sinyali İçin Sistemlerin Başarımları (a) MIS, (b) ASG.

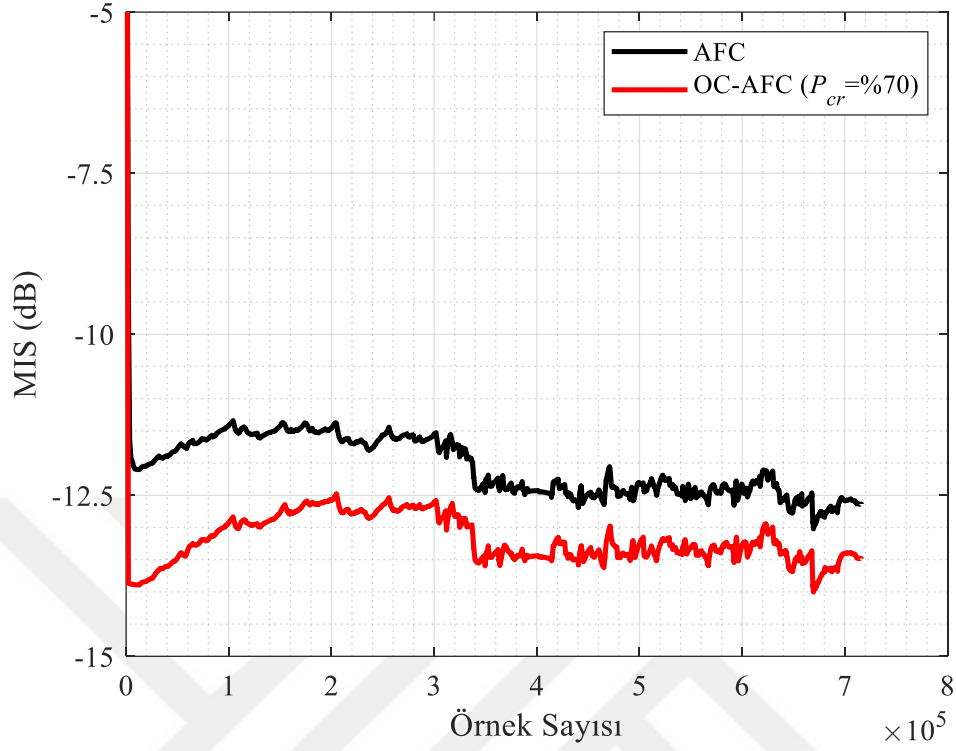


(a)

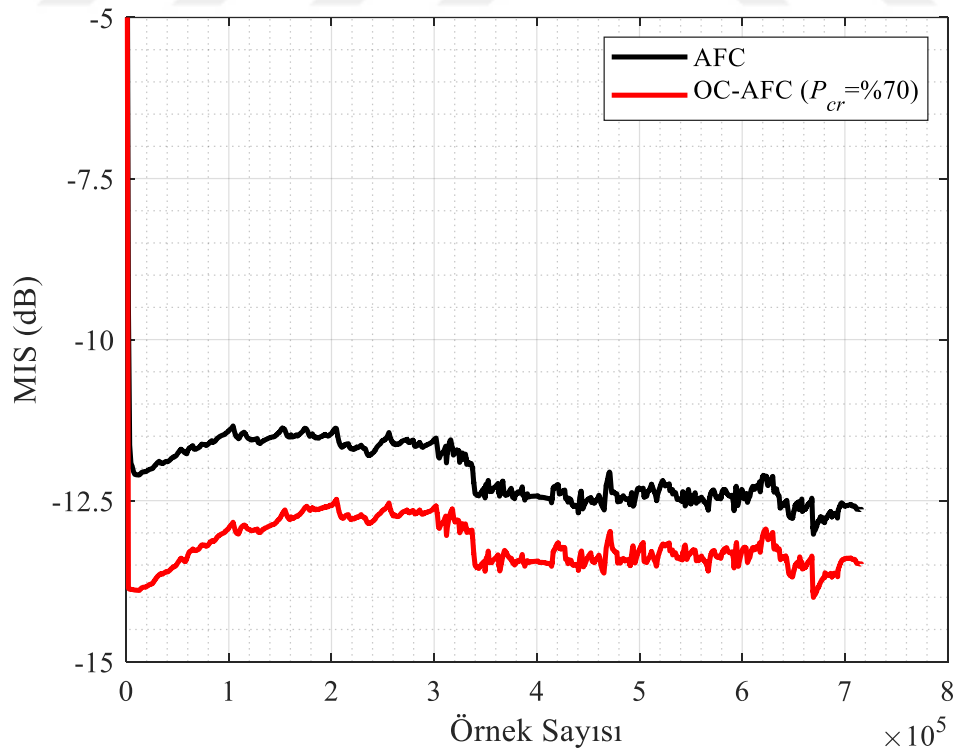


(b)

Şekil 1.9. Müzik Sinyali İçin Sistemlerin Başarımları (a) MIS, (b) ASG.



(a)



(b)

1.4. Sonuç

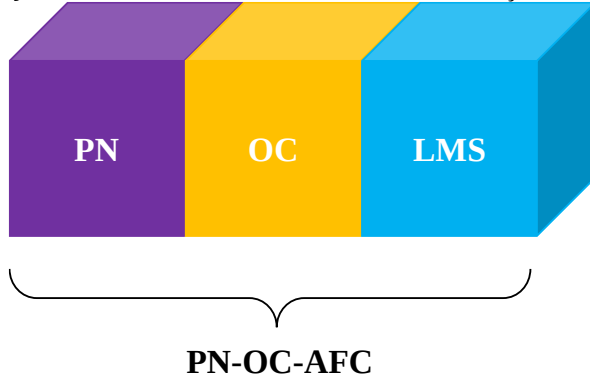
Bu bölümde, işitme cihazlarını kararsızlığa sürükleyen, arzu edilmeyen AF'nin giderilmesi için yeni bir OC-AFC sistemi tasarlanmıştır. Tasarlanan sistemin başarımı; BTE tipi işitme cihazından ölçülmüş gerçek-dünya AF yolu üzerinde test edilmiş ve LMS tabanlı klasik AFC ile MSD, MIS ve ASG açısından karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları; OC-AFC sisteminin verilerin yalnızca %32'sini kullanarak klasik AFC sisteminden daha üstün başarımlar ortaya koyduğunu göstermiştir. Sonuç olarak, OC stratejisinin AFC yapısına entegre edilmesi, düşük hesap yükü ile yüksek başarımda çalışabilen yeni bir AFC sisteminin pekiştirilmesi sağlanmıştır. Bu yeni OC-AFC sistemi, yüksek başarımlı ve uzun-vadeli çalışabilen bataryaya sahip giyilebilir işitme cihazlarının geliştirilmesine öncülük edecektir.

İKİNCİ BÖLÜM

PROB GÜRÜLTÜSÜ VE BİLGİLENDİRİCİ VERİ KULLANAN AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİ

Literatürde, giriş sinyali ile hoparlör sinyali arasındaki ilintiyi azaltmak, yani AF yolunun kestiriminde meydana gelen yanlılığı ortadan kaldırmak için prob gürültüsünü hoparlöre enjekte etmek yaygın bir çözümdür. Bu yaklaşım, yanlılık sorununu gidermesinin yanında AFC sistemlerinin başarımını da önemli ölçüde artırır. Bununla birlikte, yüksek filtre dereceleri ve büyük-ölçekli kaynak sinyalleri göz önüne alındığında, prob gürültüsü enjeksiyonu ile tasarlanan bu tür sistemler, veri işleme maliyetinden kaynaklanan zorluklarla karşılaşır ve dolayısıyla bir çip üzerindeki gerçek-zamanlı uygulamaları genellikle zorlayıcı hale gelir. Bu bölümde, prob gürültüsünü ve bilgilendirici verileri birlikte kullanan, PN-OC-LMS tabanlı AFC sistemi (PN-OC-AFC) önerilmektedir. Hem OC mekanizması hem de prob gürültü enjeksiyonu yaklaşımı sayesinde, önerilen PN-OC-AFC sistemi, yalnızca veri işleme maliyetini önemli ölçüde azaltmakla kalmaz, aynı zamanda AF yolundaki yanlılık etkisini de etkili bir şekilde ortadan kaldırır. Önerilen AFC sisteminin söz konusu etkinliği, BTE tipi bir işitme cihazından ölçülen gerçek-dünya AF yolu üzerinde iki farklı deneyle; MSD, ASG, MIS, kestirilmiş sansürleme oranı $\hat{P}_{cr}$ ve ağırlık güncelleme süresi açısından desteklenmektedir. Benzetim sonuçları; hem OC mekanizması hem de prob gürültüsü enjeksiyon yaklaşımı sayesinde, önerilen AFC sisteminin sadece veri işleme maliyetini azaltmakla kalmayıp, aynı zamanda AF yolu üzerindeki yanlılık etkisini etkili bir şekilde ortadan kaldırdığını göstermektedir. Ancak tam olarak etkin bir başarımlar için, uygulanacak yüksek genlikli prob gürültüsünün neden olacağı problemlere karşı çözüm senaryolarının üretilmesinin de oldukça önemli bir konu olduğu anlaşılmıştır. Önerilen PN-OC-AFC sistemini oluşturan temel bileşenler Şekil 2.1’de görsel olarak sunulmuştur.

Şekil 2.1. PN-OC-AFC Sisteminin Bileşenleri.

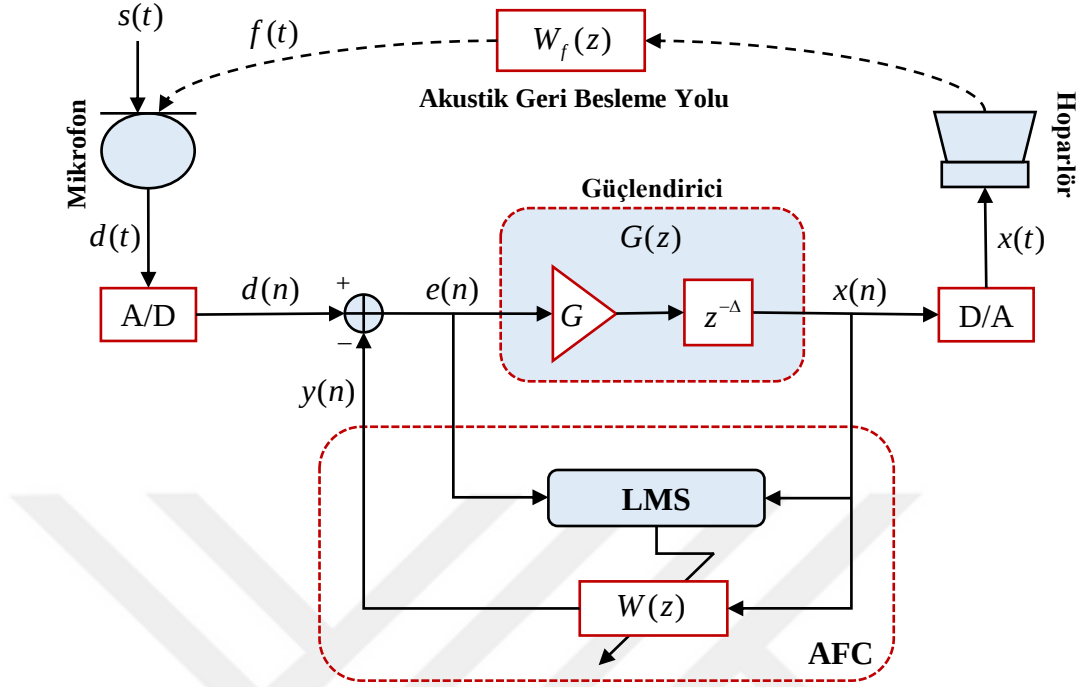


Bu bölümün kalan kısmı şu şekilde düzenlenmiştir: Öncelikle Bölüm 2.1’de, ilgilenilen yanlılık probleminin tanımı yapılmıştır. Ardından Bölüm 2.2’de, önerilen PN-OC-AFC sistemi detaylı olarak sunulmuştur. Devamında Bölüm 2.3’te, önerilen PN-OC-AFC sisteminin başarımını kapsamlı bir şekilde değerlendirmek için benzetim çalışmaları verilmiştir. Son olarak Bölüm 2.4’te son değerlendirmeler yapılarak bu bölüm noktalandırılmıştır.

2.1. Materyal ve Metot

Bu bölümde öncelikle klasik AFC sistemini yeniden hatırlayacağız, ardından AFC uygulamalarında yanlılık problemini detaylı olarak tanımlayacağız. Öncelikle klasik AFC sistemini hatırlamak amacıyla Şekil 2.2’de verilen blok diyagramı dikkate alalım. Şekilde $s(t)$, $f(t)$, $d(t)$ ve $x(t)$ sırasıyla kullanıcı tarafından duyulan kaynak ses sinyali, AF sinyali, mikrofon çıkış sinyali ve hoparlör sinyalidir. Ek olarak, $y(n)$, $e(n)$ ve $x(n)$ sırasıyla adaptif filtre çıkışını/kestirilmiş AF sinyalini, hata sinyalini ve adaptif filtre girişini temsil etmektedir. Ayrıca, sırasıyla $d(n)$ ve $x(n)$, A/D’den geçen $d(t)$ ve $x(t)$ ’nin ayrık-zamanlı formlarıdır. Burada ayrık-zaman gösterimi n ile gösterilir. Ayrıca Şekil 2.2’de $W_f(z)$, $W(z)$ ve $G(z)$ sırasıyla AF yolunun, adaptif FIR filtrenin ve güçlendirici birimin transfer fonksiyonlarını temsil etmektedir. Ayrıca, $\mathbf{w}_f(n) = [w_{f_0}, w_{f_1}, \dots, w_{f_{N_f-1}}]^T$, AF yolunun gerçek ağırlık vektörüdür ve N_f vektör uzunluğudur, $\mathbf{w}(n) = [w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]^T$, adaptif FIR filtrenin ağırlık vektörüdür ve M filtre derecesidir.

Şekil 2.2. Klasik AFC Sisteminin Blok Diyagramı.



Şekil 2.2’den görüleceği üzere, AF oluştuğunda, mikrofon çıkış sinyali $d(n)$ ilk olarak şu şekilde tanımlanabilir:

$$d(n) = f(n) + s(n) \quad (2.1)$$

burada $s(n)$ ve $f(n)$, sırasıyla kaynak ses sinyalinin ve AF sinyalinin ayrık-zamanlı formlarıdır. Daha sonra, doğrusal filtreleme problemi göz önüne alındığında, AF sinyali $f(n)$ aşağıdaki doğrusal formda ifade edilir:

$$f(n) = \mathbf{w}_f^T(n) \mathbf{x}(n). \quad (2.2)$$

Kullanıcının duymasını iyileştirmek için, (2.2)’deki giriş sinyali $x(n)$, hata sinyali $e(n)$ ’nin bir miktar gecikmeli ve güçlendirilmiş şekli olarak aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$x(n) = G(z)e(n) \quad (2.3)$$

burada $G(z) = Gz^{-\Delta}$ ’dir, G ve Δ sırasıyla ileri yol kazancını ve gecikmesini temsil eder. Ardından, AF yolunu kestirmek için adaptif FIR filtrenin çıkışı $y(n)$ şu şekilde tanımlanır:

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n). \quad (2.4)$$

AF etkisinin ortadan kaldırıldığı sinyali elde etmek için, AF yolu önce anlık olarak kestirilir ve ardından kestirilen AF sinyali $y(n)$, mikrofon çıkış sinyali $d(n)$ 'den çıkarılarak hata sinyali $e(n)$ aşağıdaki gibi elde edilir:

$$e(n) = d(n) - y(n). \quad (2.5)$$

Denklem (2.5)'in tanımlanmasının ardından, AFC sistemlerinde yanlılığın etkisini teorik olarak görebilmek adına, AFC sistemlerinin maliyet fonksiyonu $J(n)$ üzerinde şu şekilde analiz edilmesi gerekir [14]:

$$\begin{aligned} J(n) &= E\{e^2(n)\} \\ &= E\{(d(n) - y(n))^2\} \\ &= E\{d^2(n)\} - 2E\{d(n)y(n)\} + E\{y^2(n)\} \end{aligned} \quad (2.6)$$

burada $J(n)$ ortalama kare hata (mean square error, MSE) tabanlı maliyet fonksiyonunu $E\{\cdot\}$ ise beklenen değeri temsil etmektedir. Ardından (2.1) ve (2.4), (2.6)'da yerlerine koyulduğunda, maliyet fonksiyonu $J(n)$ aşağıdaki gibi elde edilir [14]:

$$\begin{aligned} J(n) &= \sigma_d^2 - 2E\{d(n)\mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)\} + E\{\mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n)\} \\ &= \sigma_d^2 - 2\mathbf{w}^T(n)E\{d(n)\mathbf{x}(n)\} + \mathbf{w}^T(n)E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\}\mathbf{w}(n) \\ &= \sigma_d^2 - 2\mathbf{w}^T(n)\mathbf{p}_{xd}(n) + \mathbf{w}^T(n)\mathbf{R}_{xx}(n)\mathbf{w}(n) \end{aligned} \quad (2.7)$$

burada σ_d^2 , $\mathbf{p}_{xd}(n) = E\{\mathbf{x}(n)d(n)\}$ ve $\mathbf{R}_{xx}(n) = E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\}$ sırasıyla mikrofon çıkış sinyali $d(n)$ 'nin ortalama gücü, hoparlör sinyalinin ve kaynak sinyalinin çapraz korelasyon matrisi ve hoparlör sinyalinin oto-korelasyon matrisidir. AF yolunu kestirmek için, (2.7)'deki maliyet fonksiyonu, $\mathbf{w}(n)$ 'ye göre minimize edildiğinde aşağıda yer alan denklemi elde ederiz [14]:

$$\nabla_{\mathbf{w}(n)} J(n) = -2\mathbf{p}_{xd}(n) + 2\mathbf{R}_{xx}(n)\mathbf{w}(n). \quad (2.8)$$

Denklem (2.8) sıfıra eşitlenerek optimum çözüm aşağıdaki gibi elde edilir [14]:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{opt} &= \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n)\mathbf{p}_{xd}(n) \\ &= E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\}^{-1} E\{\mathbf{x}(n)(\mathbf{w}_f^T(n)\mathbf{x}(n) + s(n))\} \\ &= \mathbf{w}_f + \underbrace{E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\}^{-1} E\{\mathbf{x}(n)s(n)\}}_{\text{Yanlılık}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

burada $\mathbf{w}_{opt}$ optimum ağırlık vektörünü temsil eder.

Açıklama 2.1: AFC başarılı bir şekilde çalıştığında, AF yolu kestiriminin yaklaşık olarak gerçek AF yoluna eşit olması beklenir, yani $\mathbf{w}(n) \cong \mathbf{w}_f(n)$ olmalıdır [12]. Ancak (2.9)'da yer alan optimum çözüm, $\mathbf{w}_f$ ifadesine ek olarak $\mathbf{R}_{xx}(n)$ ve $\mathbf{p}_{xd}(n)$ ifadelerini içerir. Dolayısıyla, hoparlör sinyali $x(n)$ ile kaynak sinyali $s(n)$ arasındaki korelasyonun AF yolunun kestiriminde bir yanlılık oluşturduğu görülmektedir. Bu korelasyonun azaltılması, AF yolunun yansız bir kestirimini elde etmek, yani başarılı bir AFC sistemi tasarlamak için önemlidir.

2.2. Önerilen PN-OC-AFC Sistemi

Bu bölümde önerilen PN-OC-AFC sistemi tasarlanmaktadır. Önerilen PN-OC-AFC sisteminin tasarımından önce, prob gürültü enjeksiyon yaklaşımının Şekil 2.2'de verilen klasik AFC sistemine entegre edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla, öncelikle hoparlöre sıfır-ortalımalı beyaz Gauss gürültüsü $q(n)$ sisteme aşağıdaki gibi enjekte edilir:

$$x(n) = G(z)e(n) + q(n). \quad (2.10)$$

Daha sonra, klasik maliyet fonksiyonu $J(n) = \frac{1}{2}e^2(n)$ yerine OC stratejisi dikkate alınarak kesilmiş maliyet fonksiyonu $J^{(\tau)}(n)$ aşağıdaki gibi tanımlanır [30]:

$$J^{(\tau)}(n) := \begin{cases} \frac{1}{2}(e^2(n) - \tau^2\sigma_s^2), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau\sigma_s \\ 0, & \text{aksi durumda.} \end{cases} \quad (2.11)$$

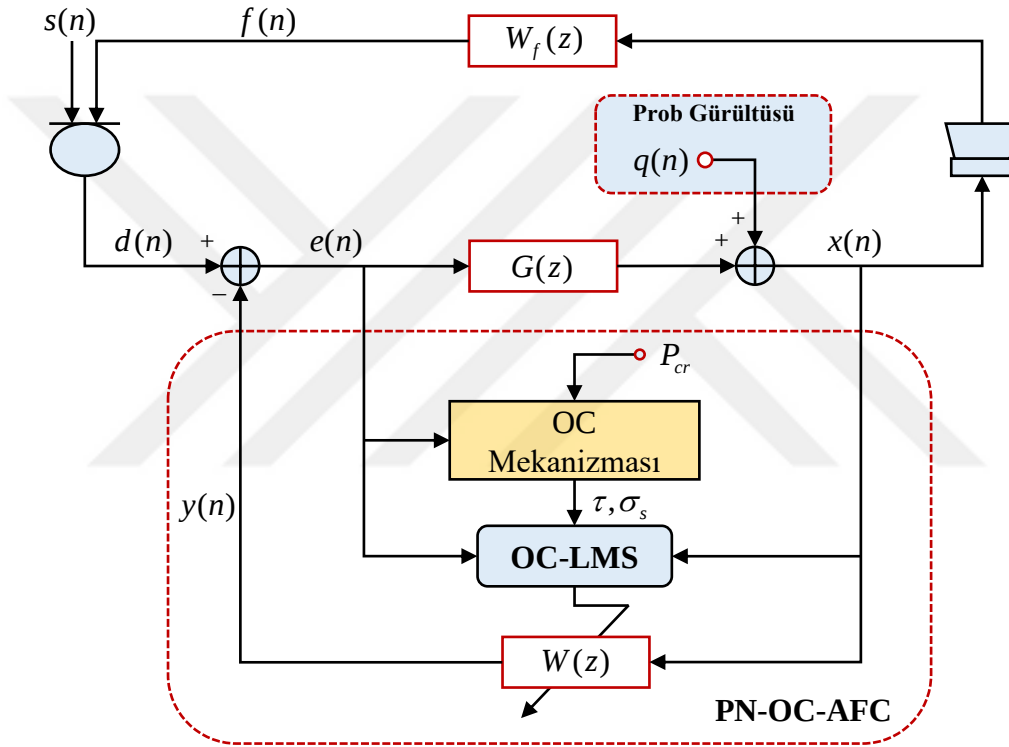
[29] ve [30]'daki çalışmalara benzer şekilde, (2.11)'i ağırlık vektörü $\mathbf{w}(n)$ 'ye göre minimize ederek, önerilen PN-OC-AFC sisteminin ağırlık güncelleme kuralını şu şekilde elde edilir:

$$\mathbf{w}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e(n), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau\sigma_s \\ \mathbf{w}(n), & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (2.12)$$

burada σ_s , $s(n)$ 'nin standart sapmasıdır ve gerçek-zamanlı ses uygulamaları için (1.9)'da yer alan kural yardımıyla hesaplanır. Öte yandan (2.12)'de yer alan sansürleme eşik seviyesi τ (1.5)'deki gibi hesaplanır.

Açıklama 2.2: Denklem (2.12)’den gözlemlendiği gibi hem OC mekanizması hem de prob gürültü enjeksiyonu yaklaşımı sayesinde, önerilen PN-OC-AFC sistemi, yalnızca veri işleme maliyetini önemli ölçüde azaltmakla kalmaz, aynı zamanda AFC prosedüründeki yanlılık etkisini de ortadan kaldırır. Öte yandan, önerilen PN-OC-AFC sisteminin blok diyagramı ve sözde kodu sırasıyla Şekil 2.3 ve Tablo 2.1 sunulurken tasarım süreci Şekil 2.4’teki gibi özetlenmiştir.

Şekil 2.3. PN-OC-AFC Sisteminin Blok Diyagramı.



Tablo 2.1. *PN-OC-AFC Sisteminin Sözde Kodu.*

Parametreler: μ, M, G, Δ ve $0 < \beta < 1$

Başlangıç Koşulları: $\mathbf{w} = \mathbf{0}, \tau = Q^{-1}\left(\frac{1-P_{cr}}{2}\right), P_{cr} = \frac{K-p}{K}, \sigma_s(0) = 0$

Veri: $\{s(n), q(n)\}_{n=1}^L$

Döngü: $n=1, 2, \dots, L$

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

$$f(n) = \mathbf{w}_f^T(n)\mathbf{x}(n)$$

$$d(n) = s(n) + f(n)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) = s(n) + \mathbf{w}_f^T(n)\mathbf{x}(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

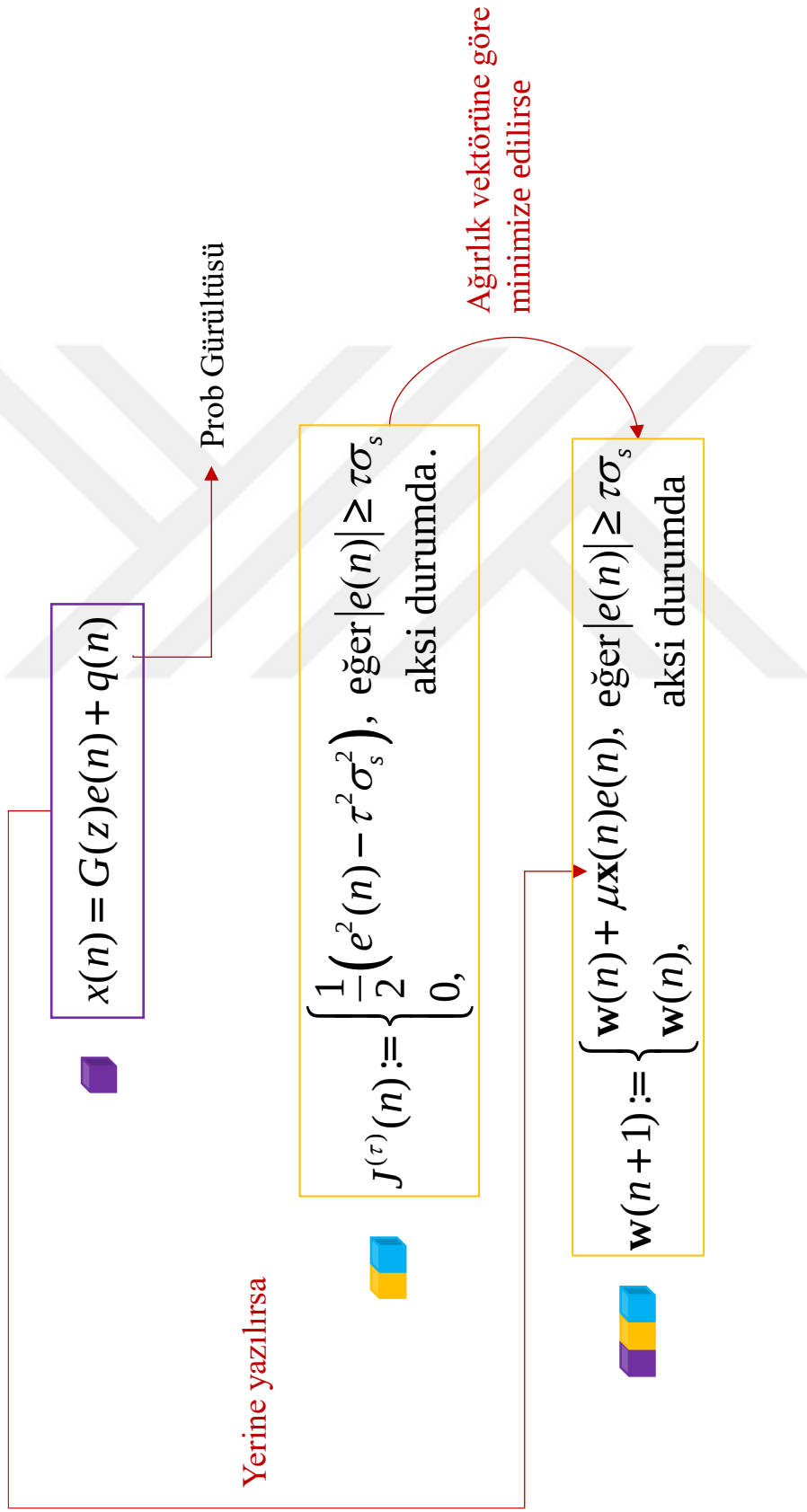
$$x(n) = G(z)e(n) + q(n) = Ge(n - \Delta) + q(n)$$

$$\sigma_s^2(n) = \beta\sigma_s^2(n-1) + (1-\beta)|e(n)|^2$$

$$\mathbf{w}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e(n), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau\sigma_s \\ \mathbf{w}(n), & \text{aksi durumda} \end{cases}$$

bitiş

Şekil 2.4. PN-OC-AFC Sisteminin Tasarım Özeti.



2.3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

Bu bölümde, önerilen PN-OC-LMS tabanlı AFC sisteminin başarımı, farklı σ_q^2 varyanslarına sahip prob gürültüleri ve farklı sansürleme oranı P_{cr} 'ler için kararlı-durum MSD, ASG (dB) ve MIS (dB) başarımları açısından ayrıntılı olarak değerlendirilmiştir. Ele alınan başarımlar ölçütleri, birinci bölümde (1.10), (1.11) ve (1.12)'de verilen formüller üzerinden hesaplanır.

Tüm benzetim çalışmaları, BTE tipi bir işitme cihazından ölçülmüş literatürde yaygın olarak kullanılan bir AF yolu [12], [23] üzerinde gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, AF yolu 8 kHz örnekleme frekansına ve 100 ağırlık katsayısına sahiptir. Ele alınan AF yolunun genlik ve faz yanıtları, önceki bölümde Şekil 1.6a ve 1.6b'de yer almaktadır. Ayrıca mevcut çalışmalar göz önüne alınarak, birinci bölümde sırasıyla Şekil 1.7a ve 1.7b'de verilen NOIZEUS veri tabanından konuşma sinyali [42] ve müzik sinyali [12] kaynak sinyalleri olarak kullanılmıştır. Güçlendirici yapısının transfer fonksiyonu, veri setinin alındığı çalışma [12]'ye benzer şekilde $G(z)=10z^{-96}$ olarak tercih edilmiştir. Kaynak sinyaller başlangıçta 16 kHz örnekleme frekansına sahiptir ve AF yolu ile uyumlu olmaları için 8 kHz'de örneklenmiştir. Bunlara ek olarak benzetim çalışmaları kapsamındaki parametre değerleri $M=100$, $\mu=0.000005$ ve $\beta=0.98$ olarak seçilmiştir. Son olarak, prob gürültüsünün rastgeleliğinden dolayı benzetim sonuçları bağımsız 30 çalışmanın ortalamasından elde edilmiştir.

2.3.1. Çalışma 1

Burada $\sigma_q^2 = 0, 0.01, 0.1$ ve 1 varyanslı dört farklı beyaz prob gürültüsü kullanılarak, PN-OC-AFC sisteminin performansı $P_{cr} = \%70$ için değerlendirilmiştir. $\sigma_q^2 = 0$ için önerilen AFC sisteminin, birinci bölümde sunulan OC-LMS tabanlı AFC sistemine (OC-AFC) eşit olduğuna dikkat edilmelidir.

Konuşma ve müzik sinyalleri için MIS ve ASG başarımları Şekil 2.5'te sunulmaktadır. Şekil 2.5'te, konuşma ve müzik sinyalleri için, prob gürültüsünün varyansı $\sigma_q^2 = 1$ gibi büyük bir değer olarak ayarlanması durumunda, önerilen PN-OC-AFC sisteminin MIS (dB) ve ASG (dB) açısından başarımları daha da geliştirdiği gözlemlenmektedir. Önerilen PN-OC-AFC sisteminin $\sigma_q^2 = 1$ ile, $\sigma_q^2 = 0$ 'lı versiyondan yani OC-AFC sisteminden

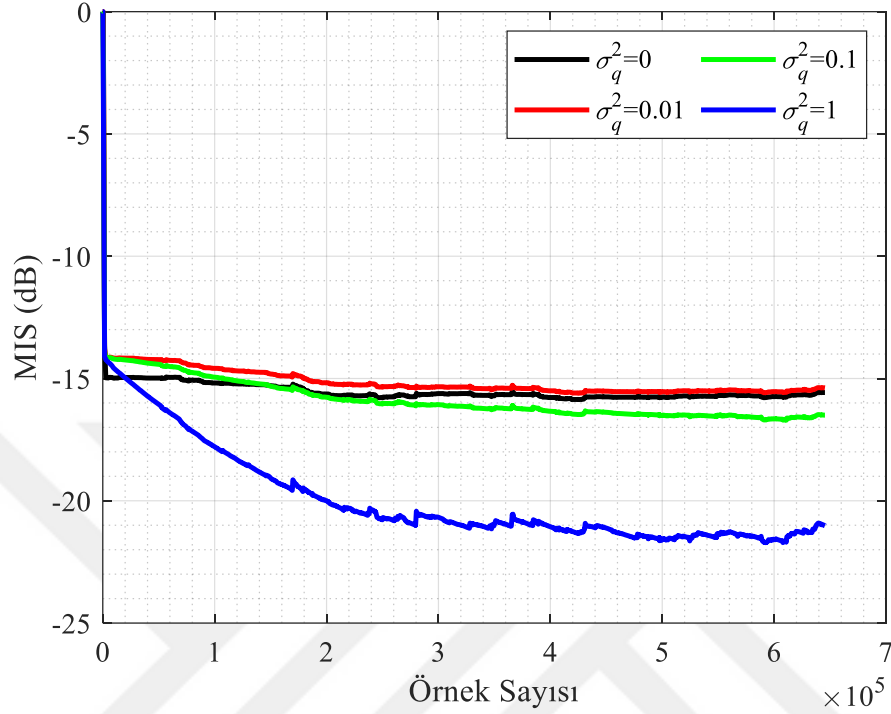
daha iyi başarımları sergilemesi dikkat çekmektedir. Bu sonuç aynı zamanda $\sigma_q^2 = 1$ için önerilen PN-OC-AFC sisteminin AF yolundaki yanlılık etkisini önemli ölçüde ortadan kaldırdığını göstermektedir.

Tablo 2.2’de $\sigma_q^2 = 0, 0.01, 0.1$ ve 1 için önerilen PN-OC-AFC sistemi tarafından üretilen kestirilmiş sansürleme oranı $\hat{P}_{cr}$, ortalama MIS (dB), ortalama ASG (dB) ve kararlı-durum MSD değerleri verilmiştir. Tablo 2.2’den, ilk önce önerilen AFC sisteminin konuşma ve müzik sinyalleri için gerçek $P_{cr} = \%70$ ’e yakın $\hat{P}_{cr}$ değerleri ürettiği gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar, önerilen AFC sisteminin sansürleme mekanizmasının doğru çalıştığını göstermektedir. Başka bir deyişle, önerilen AFC sistemi, bilgilendirici veri olarak verilerin sadece yaklaşık $\%30$ ’unu kullanırken, geri kalan verileri başarılı bir şekilde sansürlemektedir. Öte yandan koyu renk değerlere dikkat edildiğinde Tablo 2.2’den çıkarılacak bir diğer sonuç; konuşma ve müzik sinyalleri için, prob gürültü varyansı $\sigma_q^2 = 1$ olan PN-OC-AFC sisteminin daha düşük ortalama MIS (dB) ve MSD değerleri vermiş ve aynı zamanda daha yüksek ASG (dB) değerleri üretmiş olmasıdır. Bu durum, önerilen sistemin en iyi başarımı $\sigma_q^2 = 1$ varyanslı yani birim varyanslı prob gürültüsü ile elde ettiği anlamına gelmektedir. Öte yandan birim varyanstan daha büyük varyansa sahip gürültüler ile haricen yapılan benzetimlerde önerilen sistemin kararsız olması nedeniyle önerilen sistemin en iyi başarımını $\sigma_q^2 = 1$ ile gerçekleştirdiği netleşmiştir.

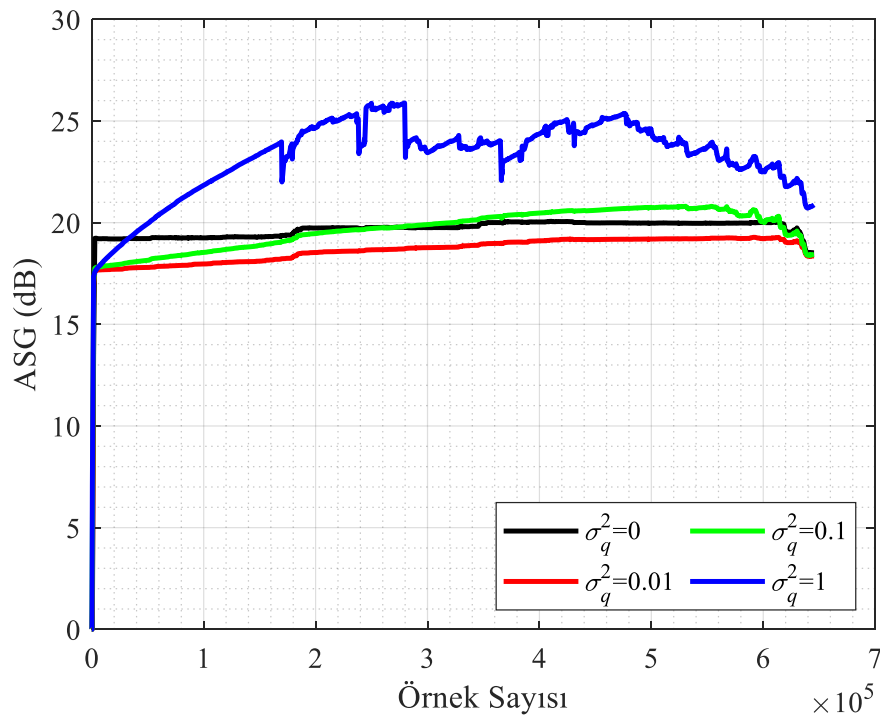
Tablo 2.2. Çalışma 1 İçin Kestirilmiş Sansürleme Oranı, Ortalama MIS, Ortalama ASG ve Kararlı-Durum MSD Değerleri.

Sistem		PN-OC-AFC (veya OC-AFC) ($\sigma_q^2 = 0$)	PN-OC-AFC ($\sigma_q^2 = 0.01$)	PN-OC-AFC ($\sigma_q^2 = 0.1$)	PN-OC-AFC ($\sigma_q^2 = 1$)
$\hat{P}_{cr}$ (%)	Konuşma	68.5781	69.4975	69.9604	69.9474
	Müzik	68.1127	68.1029	68.2193	68.3833
MIS (dB)	Konuşma	-15.5175	-15.1456	-15.8589	-19.9591
	Müzik	-13.2006	-13.2010	-13.9992	-17.4882
ASG (dB)	Konuşma	19.6625	18.6565	19.6703	23.2285
	Müzik	16.4168	16.2565	16.2522	17.3192
MSD	Konuşma	0.0012	0.0015	0.0012	0.0011
	Müzik	0.0021	0.0020	0.0015	0.0008

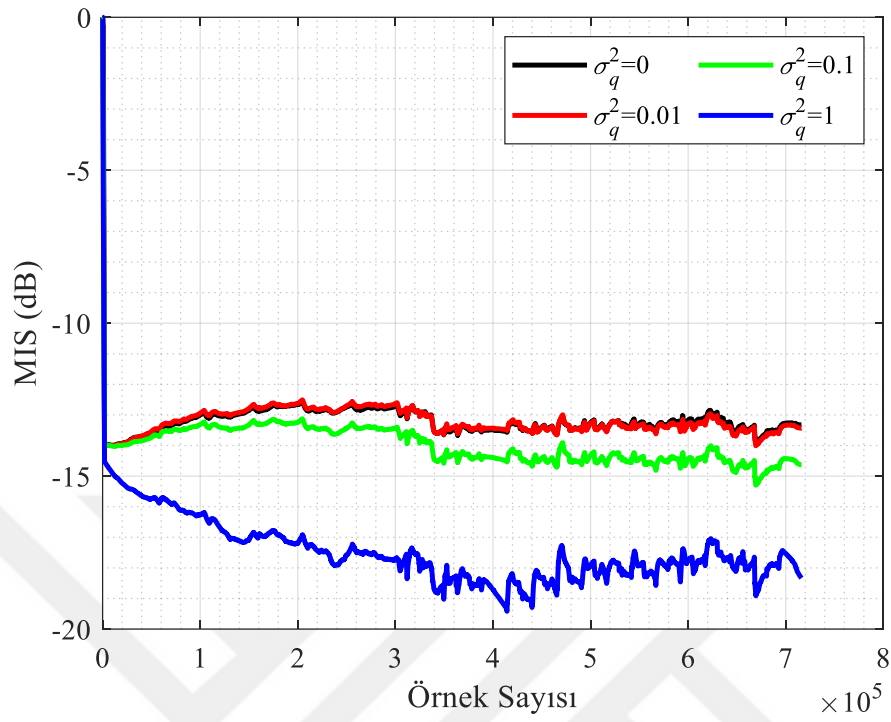
Şekil 2.5. Gürültü Seviyesinin PN-OC-AFC Sisteminin Başarımına Etkisi. (a) Konuşma Sinyali İçin MIS, (b) Konuşma Sinyali İçin ASG, (c) Müzik Sinyali İçin MIS, (d) Müzik Sinyali İçin ASG.



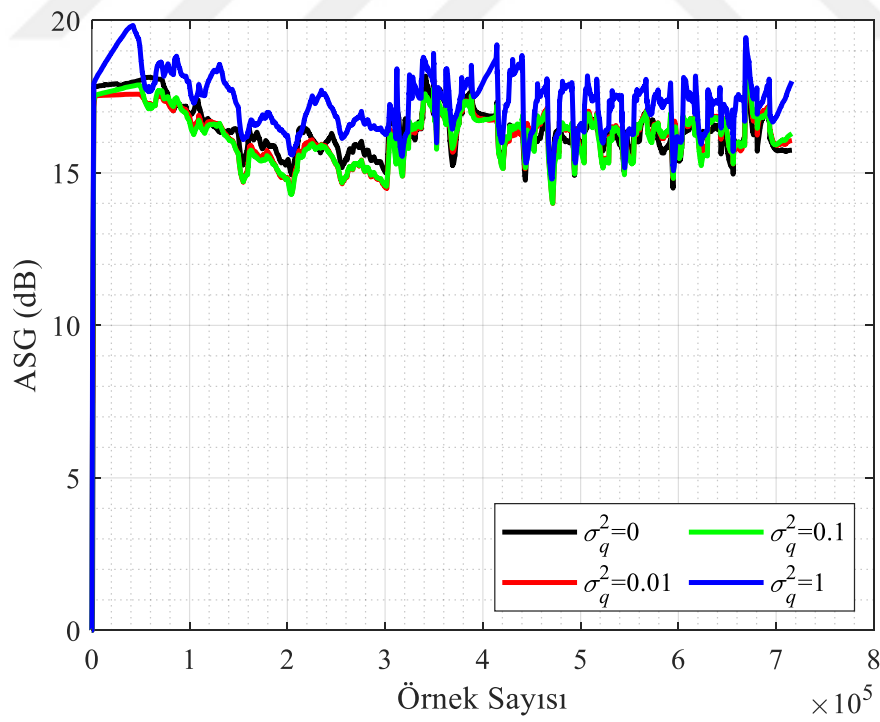
(a)



(b)



(c)



(d)

2.3.2. Çalışma 2

Burada $P_{cr} = \%0$, $\%30$, $\%50$ ve $\%70$ gibi farklı sansürleme oranları için önerilen PN-OC-AFC sisteminin başarımı değerlendirilmektedir. Bir önceki çalışmaya göre, $\sigma_q^2 = 1$ 'e sahip prob gürültüsünün enjekte edilmesi, önerilen PN-OC-AFC sisteminin üstün başarımında çalışmasını sağladığından, buradaki karşılaştırmalarda $\sigma_q^2 = 1$ olarak ayarlanmıştır. Ayrıca burada, $P_{cr} = \%0$ için önerilen AFC sisteminin, tüm verileri kullanan prob gürültüsü-LMS (prob noise-LMS, PN-LMS) tabanlı AFC sistemine (PN-AFC) eşdeğer olduğunu belirtmekte fayda vardır.

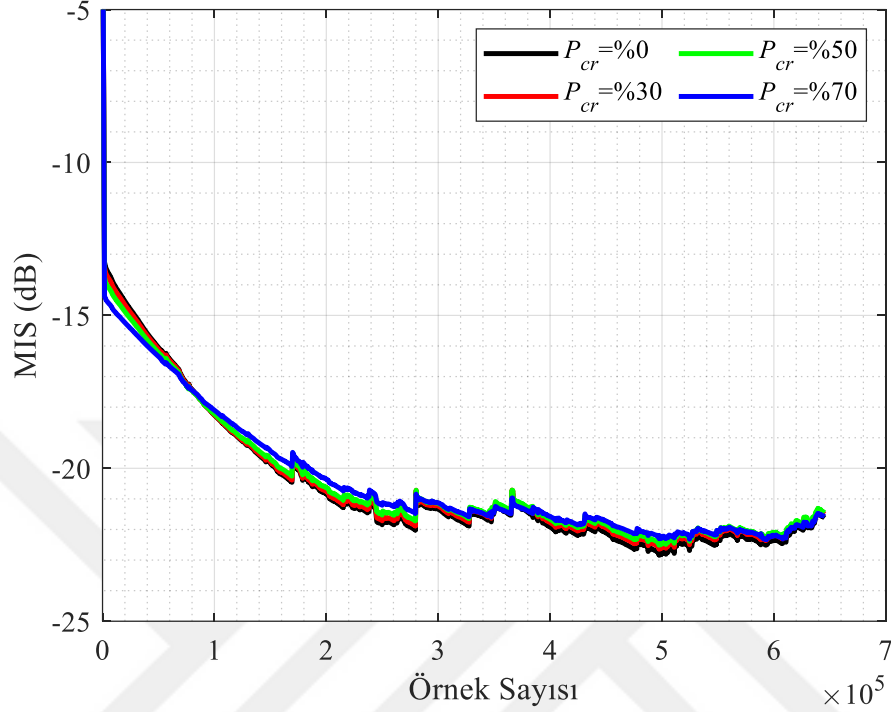
Şekil 2.6'da $P_{cr} = \%0$, $\%30$, $\%50$ ve $\%70$ için önerilen PN-OC-AFC sisteminin konuşma ve müzik sinyalleri altında MIS (dB) ve ASG (dB) başarımları gösterilmektedir. Şekil 2.6'dan da görülebileceği üzere $P_{cr} = \%0$, $\%30$, $\%50$ ve $\%70$ 'li önerilen PN-OC-AFC sistemi, $P_{cr} = \%0$ 'lı versiyonuyla, yani tüm verileri kullanan PN-AFC ile neredeyse benzer MIS (dB) ve ASG (dB) değerleri elde etmektedir. Dolayısıyla, önerilen sistem verileri hangi oranda sansürlerse sansürlesin, hesap yükünü azaltırken başarımdan ödün vermemektedir. Bu anlamda verilen sansürleme oranları $P_{cr} = \%0$, $\%30$, $\%50$ ve $\%70$ için önerilen PN-OC-AFC sisteminin başarımını daha net gözlemlemek adına; $\hat{P}_{cr}$, ortalama MIS (dB), ortalama ASG (dB), kararlı-durum MSD ve ağırlık vektörü güncelleme süresi değerleri Tablo 2.3'te sunulmuştur. Burada verilen $\hat{P}_{cr}$ değerleri göz önüne alındığında, önerilen sistemin tüm versiyonlarında gerçek P_{cr} değerlerine yakın $\hat{P}_{cr}$ değerleri ürettiği ve bu nedenle OC mekanizmasının yüksek doğrulukta çalıştığı görülmektedir. Ayrıca Tablo 2.3'te koyu renkle yazılan değerlere bakıldığında, verilerin yaklaşık $\%70$ 'ini sansürleyen PN-OC-AFC sisteminin, diğer versiyonlarına göre daha düşük ortalama MIS (dB) ve kararlı-durum MSD ile daha yüksek ortalama ASG (dB) sonuçları elde ettiği gözlemlenmiştir. Dolayısıyla, Şekil 2.6'da net bir şekilde belli olmamasına rağmen $P_{cr} = \%70$ sahip PN-OC-AFC sisteminin çalışma genelinde daha iyi başarımlar sergilediği Tablo 2.3'te anlaşılmaktadır. Öte yandan, her iki kaynak sinyali altında her bir P_{cr} için MIS (dB), ASG (dB) ve MSD sonuçlarına bakıldığında, Tablo 2.3'ten çıkarılacak sonuç, önerilen PN-OC-AFC sisteminin P_{cr} değerinin artışıyla doğru

orantılı olarak başarımını artırmasıdır. Son olarak, Tablo 2.3'te yer alan süreler göz önünde bulundurulduğunda elde edilen en belirgin sonuç, önerilen PN-OC-AFC sisteminin, MIS (dB), ASG (dB) ve MSD başarımlarından ödün vermeden belirlenen P_{cr} değerine göre ağırlık güncelleme süresini önemli ölçüde azaltmasıdır. Örneğin, verilerin tamamını kullanan PN-AFC sistemi, ağırlık güncellemesi esnasında konuşma ve müzik sinyalleri için sırasıyla ortalama 0.7524 sn ve 0.6350 sn harcarken önerilen PN-OC-AFC ($P_{cr} = \%70$) sistemi Tablo 2.3'te koyu renkte verildiği üzere sırasıyla 2304 sn ve 2076 sn harcamıştır. Yani önerilen PN-OC-AFC ($P_{cr} = \%70$) sistemi konuşma sinyali için yaklaşık %69 oranında zaman tasarrufu sağlarken müzik sinyali için bu oran yaklaşık %67 olmaktadır. Sonuç olarak, önerilen AFC sistemi ile hem verilerin akıllıca kullanılması hem de prob gürültü enjeksiyonu, düşük veri işleme maliyeti sağlayan ve aynı zamanda AF yolunu da doğru tahmin eden uzun-vadeli çalışan giyilebilir bir işitme cihazının tasarlanmasını sağlayacaktır.

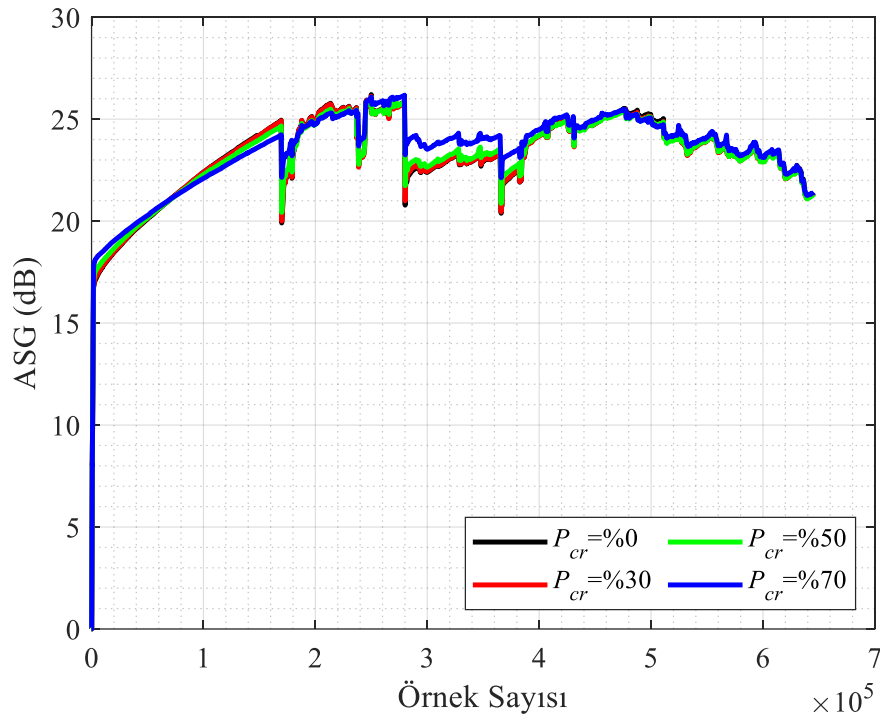
Tablo 2.3. Çalışma 2 İçin Kestirilmiş Sansürleme Oranı, Ortalama MIS, Ortalama ASG, Kararlı-Durum MSD ve Ağırlık Vektörü Güncelleme Süresi Değerleri.

Sistem		PN-OC-AFC (veya PN-AFC) ($P_{cr} = \%0$)	PN-OC-AFC ($P_{cr} = \%30$)	PN-OC-AFC ($P_{cr} = \%50$)	PN-OC-AFC ($P_{cr} = \%70$)
$\hat{P}_{cr}$ (%)	Konuşma	-	29.5213	49.5130	69.9358
	Müzik	-	28.2757	47.7884	68.3848
MIS (dB)	Konuşma	-21.6975	-21.7574	-21.9610	-22.4272
	Müzik	-17.5965	-17.4639	-17.8594	-17.9414
ASG (dB)	Konuşma	23.5714	23.6596	23.8132	24.1263
	Müzik	17.3880	17.3787	17.4629	17.5346
MSD	Konuşma	0.00021	0.00020	0.00019	0.00016
	Müzik	0.00094	0.00100	0.00081	0.00060
Süre (sn)	Konuşma	0.7524	0.5346	0.3787	0.2304
	Müzik	0.6350	0.4634	0.3394	0.2076

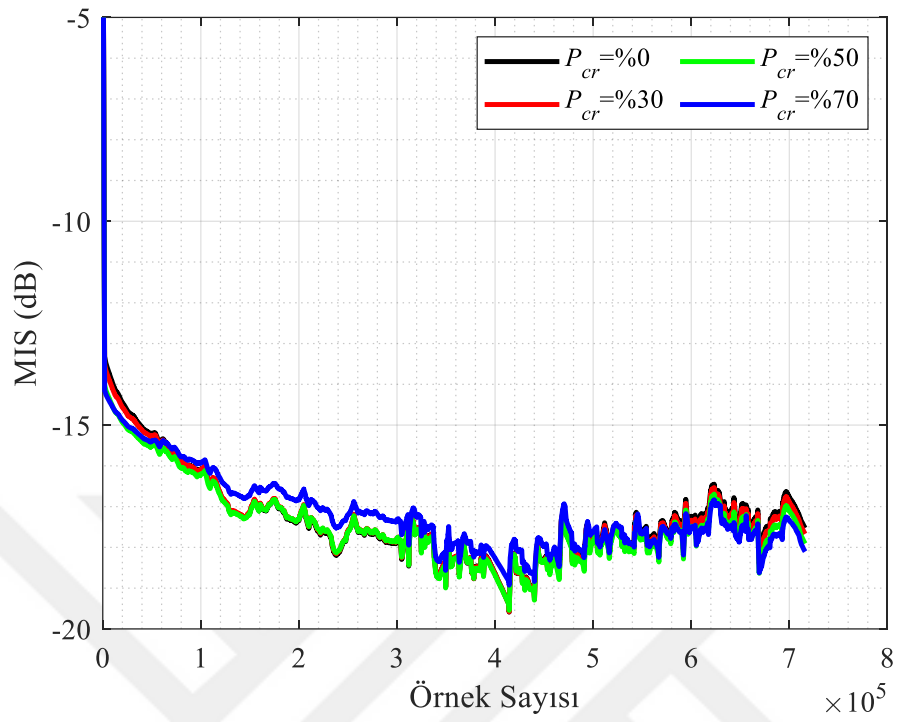
Şekil 2.6. Ortalama Sansürleme Oranının PN-OC-AFC Sisteminin Başarımı Üzerindeki Etkisi. (a) Konuşma Sinyali İçin MIS, (b) Konuşma Sinyali İçin ASG, (c) Müzik Sinyali İçin MIS, (d) Müzik Sinyali İçin ASG.



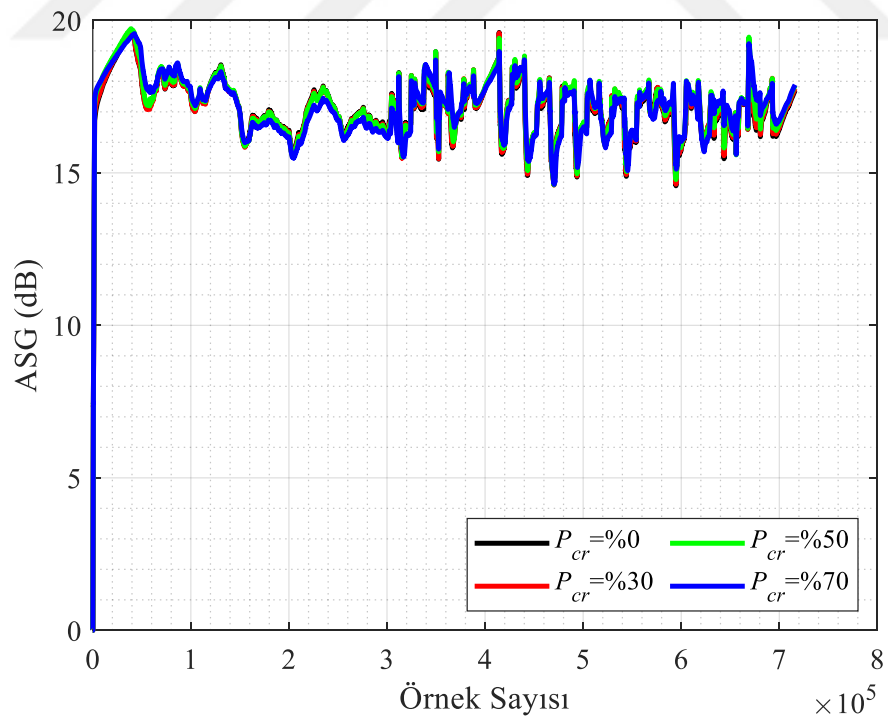
(a)



(b)



(c)



(d)

2.4. Sonuç

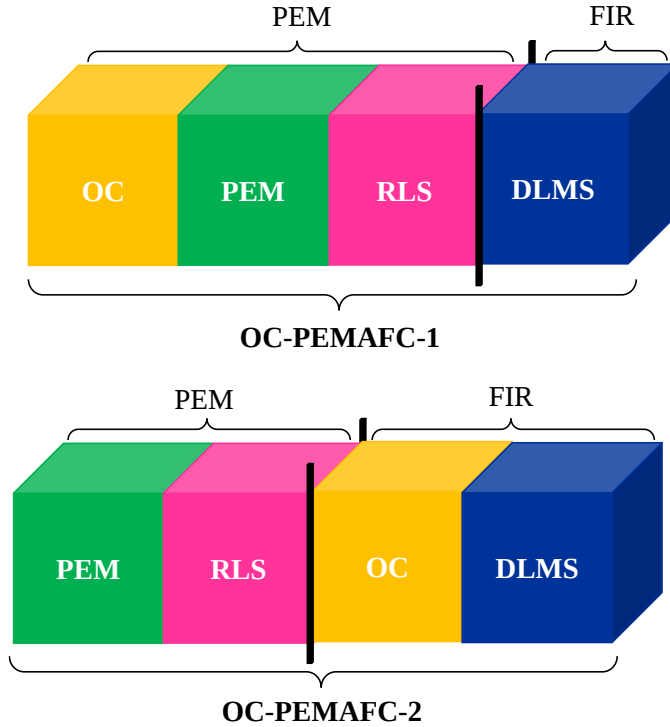
Bu bölümde, veri işleme maliyetinden tasarruf ederek AF yolunun kestirimindeki yanlılık etkisini önemli ölçüde ortadan kaldırmak için prob gürültüsünü ve bilgilendirici verileri birlikte kullanan PN-OC-AFC adı verilen bir AFC sistemi önerilmiştir. Önerilen PN-OC-AFC sisteminin başarımı, BTE işitme cihazından ölçülen gerçek-dünya AF yoluna dayalı iki farklı çalışma yapılarak MSD, ASG, MIS, $\hat{P}_{cr}$ ve ağırlık güncelleme süresi açısından değerlendirilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen AFC sisteminin hem OC mekanizmasının hem de prob gürültü enjeksiyonu yaklaşımının yardımıyla, veri işleme maliyetini önemli ölçüde azalttığını ve AF yolundaki yanlılık etkisini önemli ölçüde ortadan kaldırdığını göstermiştir. Ancak tam olarak etkin bir başarımlı için, uygulanacak yüksek genlikli prob gürültüsünün neden olacağı problemlere karşın çözüm senaryolarının üretilmesinin de oldukça önemli bir konu olduğu anlaşılmıştır. Sonuç olarak gerekli eklemelerle önerilen PN-OC-AFC sisteminin yapısı dahilinde hem OC stratejisinin hem de prob gürültü enjeksiyonu yaklaşımının bilgece kullanımı, düşük veri işleme maliyeti sağlayan, AF yolunu doğru bir şekilde tahmin eden ve uzun-vadeli çalışan bir giyilebilir işitme cihazı tasarımına olanak tanıyacaktır.

ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

TAHMİN HATASI YÖNTEMİNE DAYALI UYGUN MALİYETLİ AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİLER

Bu bölümde, AFC sistemlerindeki yanlılık probleminin üstesinden gelmek için hem OC stratejisinin hem de PEM yapısının sunmuş olduğu avantajlardan ilham alınarak, OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 olarak adlandırılan iki farklı PEM AFC sistemi önerilmiştir. Önerilen her iki sistemi oluşturan temel bileşenler Şekil 3.1’de görsel olarak verilmiştir. Burada görüldüğü üzere önerilen sistemler PEM yapısı içerisinde RLS’yi adaptif FIR filtre içerisinde DLMS’yi kullanmaktadır.

Şekil 3.1. Önerilen Sistemlerin Temel Bileşenleri.



Şekil 3.1.'deki görsel yapı dikkate alınarak, bu başlık altında yapılan çalışmalar kısaca şu şekilde özetlenmektedir:

- Önerilen OC-PEMAFC-1, PEM filtresinin ağırlık vektörünü güncellemek için OC-RLS algoritmasını kullanır ve RLS'nin matris tersi alma işleminden kaynaklanan PEM AFC'nin genel hesaplama yükünü önemli ölçüde azaltarak karşılaştırılabilir bir başarımlar sunmaktadır.
- Öte yandan, önerilen OC-PEMAFC-2, yalnızca bilgilendirici veri akışlarını kullanan OC-DLMS algoritmasını yapısında barındırır, böylece PEM AFC'nin kararlı-durum başarımlarını önemli ölçüde arttırmakta ve genel hesaplama yükünü kısmen azaltmaktadır.
- Ayrıca, önerilen PEM AFC sistemlerinde kullanılan OC-RLS ve OC-DLMS algoritmalarının kararlılık analizleri, OC stratejisi dikkate alınarak bu bölümde sunulmuştur.
- Gerçek-dünya AF yollarındaki benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar, OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2'nin yukarıda bahsedilen üstünlüklerini doğrulamaktadır.
- Önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2'nin işitme cihazlarının pil ömrünü uzatabileceği, üstün AF giderimi sağlayabileceği ve farklı PEM AFC stratejilerine [3], [7], [10]–[13], [47]–[50] kolayca entegre edilebileceği öngörülmektedir.

Bu bölümün geri kalanı şu şekilde planlanmıştır: Bölüm 3.1'de, ilgilenilen problem tanımlanmaktadır. Problem tanımının sonrasında Bölüm 3.2'de, önerilen AFC sistemleri detaylı olarak sunulmaktadır. Ardından Bölüm 3.3'te, OC-RLS ve OC-DLMS'nin yakınsama analizleri verilmektedir. Bölüm 3.4'te, benzetimler ve tartışmalar kapsamlı bir şekilde sunulmaktadır. Son olarak Bölüm 3.5'te, son değerlendirmeler sunulur ve bu bölüm sonlandırılmaktadır.

3.1. Materyal ve Metot

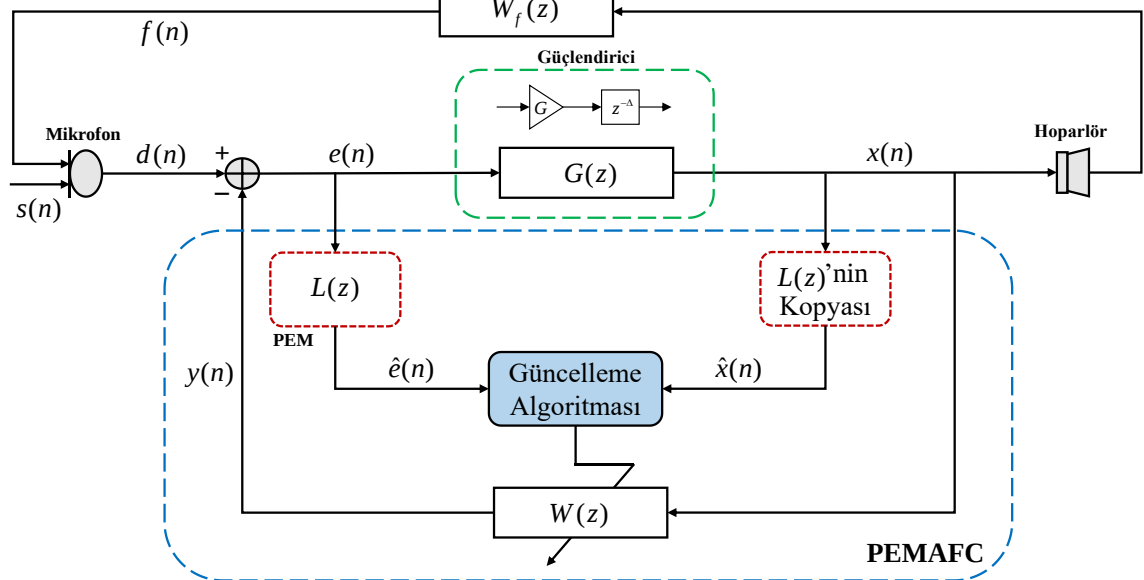
Bir PEM AFC sisteminin temel şeması Şekil 3.2'de gösterilmiştir. Şekil 3.2'den görüldüğü gibi, $s(n)$ ve $f(n)$ sırasıyla kullanıcının çevresinden işittiği kaynak (konuşma/müzik) sinyali ve AF sinyalıdır. Bu sinyaller işitme cihazının mikrofonu tarafından toplanarak mikrofon sinyali $d(n)$ elde edilir. Burada, adaptif FIR filtrenin çıkışı $y(n)$ 'dir ve AF sinyali $f(n)$ 'nin bir kestirimidir. Ardından $d(n)$ 'den

$y(n)$ çıkarılarak hata sinyali $e(n)$ elde edilir ve $e(n)$ ileri yol transfer fonksiyonu $G(z) = Gz^{-\Delta}$ 'dan geçirilerek hoparlör sinyali elde edilmiş olur. $W_f(z)$ gerçek AF yolunun transfer fonksiyonunu temsil ederken, $W(z)$ ise $W_f(z)$ 'nin bir kestirimidir ve ayrıca katsayıları adaptif olarak bir algoritma yardımıyla kestirilen adaptif FIR filtrenin transfer fonksiyonudur. Şekil 3.2'de gösterilen PEMAFc sistemi için hata sinyali $e(n)$ şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y(n) \\ &= s(n) + f(n) - y(n) \\ &= s(n) + \mathbf{w}_f^T \mathbf{x}(n) - \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (3.1)$$

burada $\mathbf{w}_f = [w_0, w_1, \dots, w_{N_f-1}]^T$ gerçek AF'nin ağırlık vektörüdür, $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n)]^T$ adaptif FIR filtrenin ağırlık vektörüdür ve $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T$ AFC'nin giriş vektörüdür. Ayrıca, N_f ve N sırasıyla gerçek AF yolunun ve adaptif FIR filtrenin derecelerini temsil etmektedir.

Şekil 3.2. PEMAFc Sisteminin Temel Şeması.



Çalışma [3]'e göre, işitme cihazı tarafından algılanan sinyaller genellikle konuşma veya müzik olduğundan, işitme cihazının kaynak ve hoparlör sinyalleri arasında yüksek bir korelasyon oluşur. Bu korelasyon, geri bildirim yolunun yanlış bir şekilde tahmin

edilmesinden kaynaklanan düşük AF giderim başarımına neden olur [7]. Bu sorunu çözmek için AFC sistemi içine genellikle bir PEM filtresi (dekorelasyon/ilintisizleştirme filtresi olarak adlandırılır) dahil edilir. Bu işlem, kaynak sinyallerini beyazlatarak (whitening) AF yolu kestirimindeki yanlılığı azaltmak, yani çıkış konuşma/ses kalitesini olumsuz etkilemeden başarımı önemli ölçüde artırmak için yapılır [7]. Öte yandan Şekil 3.2’de $L(z)=1-z^{-1}Q(z)$, ağırlık vektörü $\mathbf{q}(n)=[q_0(n), q_1(n), \dots, q_M(n)]^T$ olan PEM filtresini temsil ederken, M adaptif PEM filtresi derecesini ifade etmektedir. Bu filtre aslında $e(n)$ ve $x(n)$ ’yi $\hat{e}(n)$ ve $\hat{x}(n)$ olarak beyazlatma görevini yerine getirir, bu da $e(n)$ ve $x(n)$ ’nin bir-adım-ileri (one-step-ahead) tahminini ifade etmektedir. Bu durumda adaptif PEM filtresi tarafından dekorele edilmiş/ilintisizleştirilmiş hata sinyali $\hat{e}(n)$ ’yi aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz:

$$\hat{e}(n) = e(n) - \mathbf{q}^T(n)\mathbf{u}(n) \quad (3.2)$$

burada $\mathbf{u}(n)=[e(n-1), e(n-2), \dots, e(n-M)]^T$ PEM’in giriş vektörüdür.

Denklem (3.2)’de yer alan ağırlık vektörü $\mathbf{q}(n)$ ’yi güncellemek için genellikle RLS algoritması literatürde yaygın olarak kullanılır çünkü bu algoritma, konuşma ve müzik gibi durağan olmayan sinyallerin işlenmesinde, bir-adım-ileri tahmin edicinin takip başarımını önemli ölçüde artırmaktadır [3]. Dolayısıyla, adaptif PEM filtresinin maliyet fonksiyonu $J_1(n)$ şu şekilde tanımlanır:

$$J_1(n) = \frac{1}{2} \hat{e}^2(n). \quad (3.3)$$

Denklem (3.3) için ikinci-dereceden stokastik gradyan iniş (stochastic gradient descent, SGD) kullanıldığında, RLS algoritması için güncelleme kuralı önce aşağıdaki gibi yazılır [29]:

$$\mathbf{q}(n+1) = \mathbf{q}(n) - \left(E \left\{ \nabla_{\mathbf{q}}^2 J_1(n) \right\} \right)^{-1} \nabla_{\mathbf{q}} J_1(n) \quad (3.4)$$

Ardından, ağırlık vektörü $\mathbf{q}(n)$ ’ye göre yukarıdaki gradyanları hesaplandığında, RLS algoritması aşağıdaki formda elde edilir [45], [51]:

$$\mathbf{q}(n+1) = \mathbf{q}(n) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)\hat{e}(n) \quad (3.5)$$

burada $\mathbf{P}(n)$, $M \times M$ boyutlu ters korelasyon matrisidir ve aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\mathbf{P}(n) = \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{P}(n-1) - \frac{\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^T(n)\mathbf{P}(n-1)}{\lambda + \mathbf{u}^T(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)} \right) \quad (3.6)$$

burada $\mathbf{P}(n)$ 'nin başlangıç değeri $\mathbf{P}_0 = \delta^{-1}\mathbf{I}$ olarak ifade edilirken, $\lambda \in (0,1]$ unutma faktörüdür. Burada δ 'nın yüksek/düşük sinyal-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) için küçük/büyük bir pozitif sabit olduğuna dikkat edilmesi gerekir. Ayrıca, (3.5) ile elde edilen $\mathbf{q}(n)$ ağırlık vektörünü kopyalanarak ilintisiz giriş sinyali $\hat{x}(n)$ 'de eş zamanlı olarak aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\hat{x}(n) = x(n) - \mathbf{q}^T(n)\mathbf{x}(n-1) \quad (3.7)$$

burada $\mathbf{x}(n-1) = [x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-M)]^T$ 'dir. Sonraki adımda, dekorele edilmiş hata $\hat{e}(n)$ ve giriş $\hat{x}(n)$ sinyalleri kullanılarak, PEMAFc sistemi için genel maliyet fonksiyonu $J_2(n)$ aşağıdaki gibi yazılır:

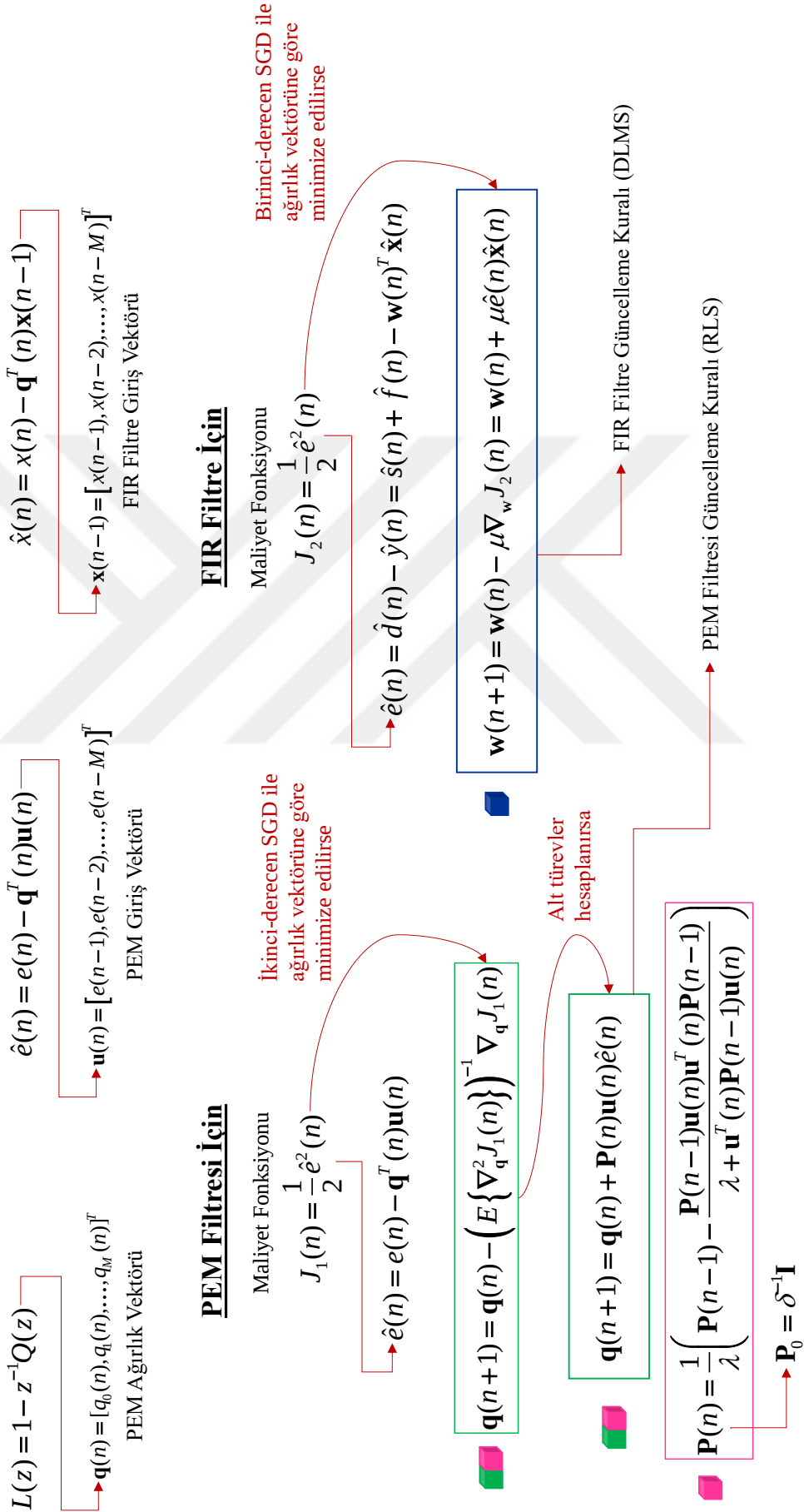
$$J_2(n) = \frac{1}{2} \hat{e}^2(n) \quad (3.8)$$

burada $\hat{e}(n) = \hat{d}(n) - \hat{y}(n) = \hat{s}(n) + \hat{f}(n) - \mathbf{w}(n)^T \hat{\mathbf{x}}(n)$ 'dir. Birinci-dereceden SGD kuralının yardımıyla, (3.8) ifadesi $\mathbf{w}(n)$ 'ye göre minimize edilerek aşağıdaki güncelleme denklemi elde edilir [45], [51]:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla_{\mathbf{w}} J_2(n) = \mathbf{w}(n) + \mu \hat{e}(n) \hat{\mathbf{x}}(n). \quad (3.9)$$

Denklem (3.9) DLMS algoritması olarak adlandırılır [3]. Son olarak bu kısma kadar yapılan işlemler Şekil 3.3'te özetlenmiştir.

Şekil 3.3. PEM Tabanlı AFC Sisteminin Özeti.



Denklem (3.4)'teki ikinci-dereceden SGD, (3.10)'u minimize etmek için şu şekilde yeniden yazılır:

$$\mathbf{q}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{q}(n) - (E\{\nabla_q^2 J_1^{(\tau)}(n)\})^{-1} \nabla_q J_1^{(\tau)}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| \geq \tau\sigma \\ \mathbf{q}(n), & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (3.11)$$

burada kesilmiş maliyet fonksiyonu $J_1^{(\tau)}(n)$, iki dışbükey fonksiyonun noktasal maksimumundan oluşan bir dışbükey fonksiyondur, ancak her yerde türevlenebilir değildir [29]. Bu nedenle, alt-türev hesaplamasının standart kurallarını [29], [34] kullanarak, $\nabla_q J_1^{(\tau)}(n)$ ve $(E\{\nabla_q^2 J_1^{(\tau)}(n)\})^{-1}$ 'in alt-türevleri sırasıyla aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\nabla_q J_1^{(\tau)}(n) := \begin{cases} -\hat{\mathbf{u}}(n)\hat{e}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| > \tau\sigma \\ \mathbf{0}, & \text{eğer } |\hat{e}(n)| < \tau\sigma \\ -\varphi\hat{\mathbf{u}}(n)\hat{e}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| = \tau\sigma \end{cases} \quad (3.12)$$

ve

$$(E\{\nabla_q^2 J_1^{(\tau)}(n)\})^{-1} := \begin{cases} \mathbf{P}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| > \tau\sigma \\ \mathbf{0}_{M \times M}, & \text{eğer } |\hat{e}(n)| < \tau\sigma \\ -\varphi\mathbf{P}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| = \tau\sigma \end{cases} \quad (3.13)$$

burada $0 \leq \varphi \leq 1$ ölçekleme parametresidir.

Denklem (3.12) ve (3.13), (3.11)'de yerine yazıldığında, OC-RLS algoritması aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\mathbf{q}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{q}(n) + \mathbf{P}(n)\hat{\mathbf{u}}(n)\hat{e}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| \geq \tau\sigma \\ \mathbf{q}(n), & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (3.14)$$

burada yer alan $\mathbf{P}(n)$ şu şekilde ifade edilir:

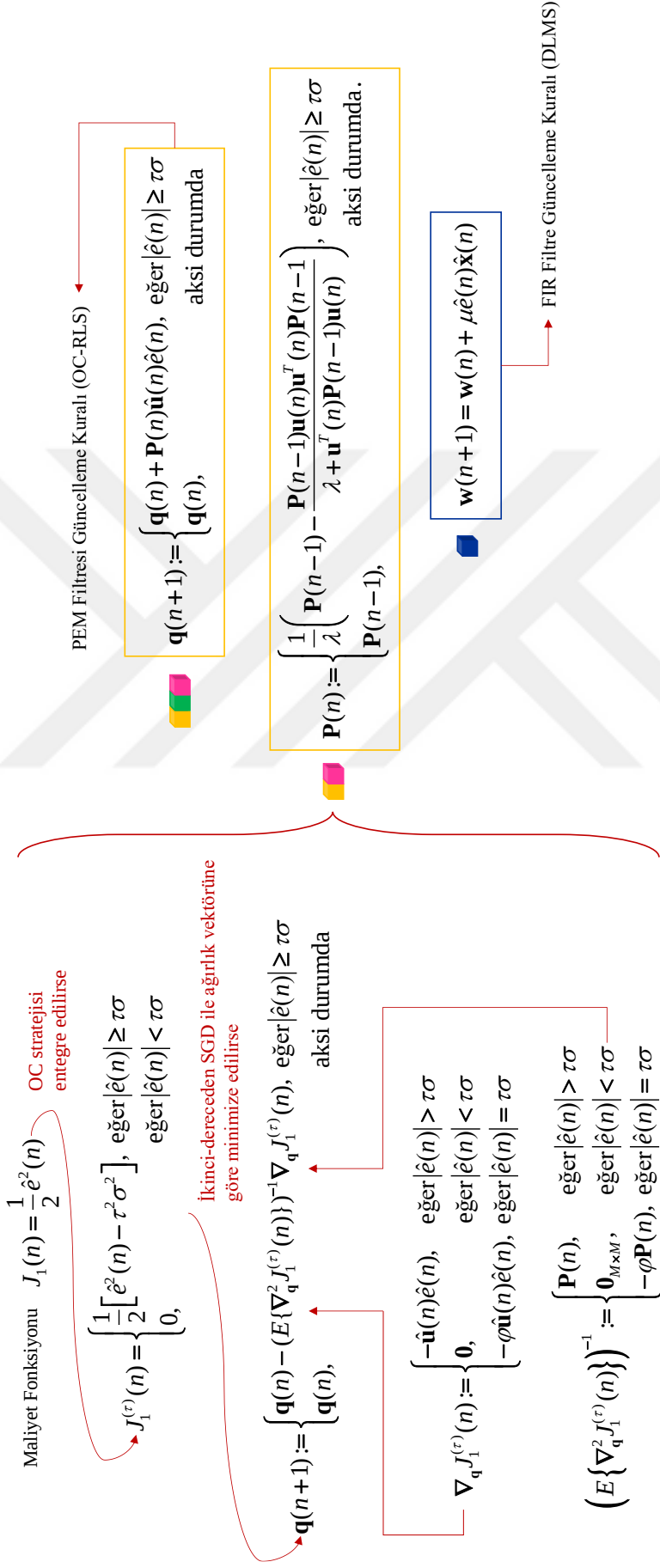
$$\mathbf{P}(n) := \begin{cases} \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{P}(n-1) - \frac{\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^T(n)\mathbf{P}(n-1)}{\lambda + \mathbf{u}^T(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)} \right), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| \geq \tau\sigma \\ \mathbf{P}(n-1), & \text{aksi durumda.} \end{cases} \quad (3.15)$$

Son olarak, önerilen OC-PEMAFC-1 sistemine ait ağırlık vektörü $\mathbf{w}(n)$, (3.9)'da verilen klasik DLMS algoritması tarafından güncellenmektedir.

Açıklama 3.1: Denklem (3.14) ve (3.15)'te yer alan τ ve σ ifadeleri sırasıyla (1.5) ve (1.9) yardımıyla hesaplanır.

Açıklama 3.2: Önerilen OC-PEMAFC-1'de kullanılan OC-RLS algoritması, (3.5) ve (3.6)'da sunulan klasik RLS algoritmasından farklı olarak, $|\hat{e}(n)| < \tau\sigma$ olması durumunda ağırlık vektörü $\mathbf{q}(n)$ 'nin güncellemesini atlamakla kalmaz, aynı zamanda ters korelasyon matrisi $\mathbf{P}(n)$ 'nin güncellemesini de önler. Bu, RLS algoritmasının kullanımından kaynaklanan PEMAFc sisteminin yüksek hesap maliyetinin, karşılaştırılabilir bir genel başarımı garanti ederek önemli ölçüde azaltıldığı anlamına gelir. Bu sayede, işitme cihazlarının pil ömrü artırılmış olur. Hesaplama maliyeti açısından bakıldığında; OC-PEMAFC-1 içindeki OC-RLS algoritması, p kadar sansürlenmemiş veri için $\mathcal{O}(pM^2)$ işlem gerektirir ve $p < K$ olduğundan dolayı, klasik RLS'nin karmaşıklığını $\mathcal{O}(KM^2)$ 'den $\mathcal{O}(pM^2)$ 'ye düşürür. Son olarak, önerilen OC-PEMAFC-1 sisteminin tasarımı Şekil 3.6'da özetlenmektedir.

Şekil 3.6. OC-PEMAFC-1 Sistemi Tasarım Özeti.



3.2.2. Önerilen OC-PEMAFC-2 Sisteminin Tasarımı

Önerilen OC-PEMAFC-2’de, PEM filtresinin ağırlık vektörü $\mathbf{q}(n)$ klasik RLS algoritmasıyla güncellenmektedir. Bu nedenle, öncelikle $J_2(n)$ yerine aşağıdaki kesilmiş maliyet fonksiyonu $J_2^{(\tau)}(n)$ aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır [29]:

$$J_2^{(\tau)}(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} [\hat{e}^2(n) - \tau^2 \sigma^2], & \text{eğer } |\hat{e}(n)| \geq \tau\sigma \\ 0, & \text{eğer } |\hat{e}(n)| < \tau\sigma. \end{cases} \quad (3.16)$$

Ardından, (3.9)’da verilen birinci-dereceden SGD kuralı aşağıdaki gibi yazılır:

$$\mathbf{w}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{w}(n) - \nabla_{\mathbf{w}} J_2^{(\tau)}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| \geq \tau\sigma \\ \mathbf{w}(n) & \text{aksi durumda.} \end{cases} \quad (3.17)$$

Denklem (3.12) ile benzer şekilde, $\nabla_{\mathbf{w}} J_2(n)^{(\tau)}$ alt türevleri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\nabla_{\mathbf{w}} J_2^{(\tau)}(n) := \begin{cases} -\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{e}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| > \tau\sigma \\ \mathbf{0}, & \text{eğer } |\hat{e}(n)| < \tau\sigma \\ -\phi\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{e}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| = \tau\sigma. \end{cases} \quad (3.18)$$

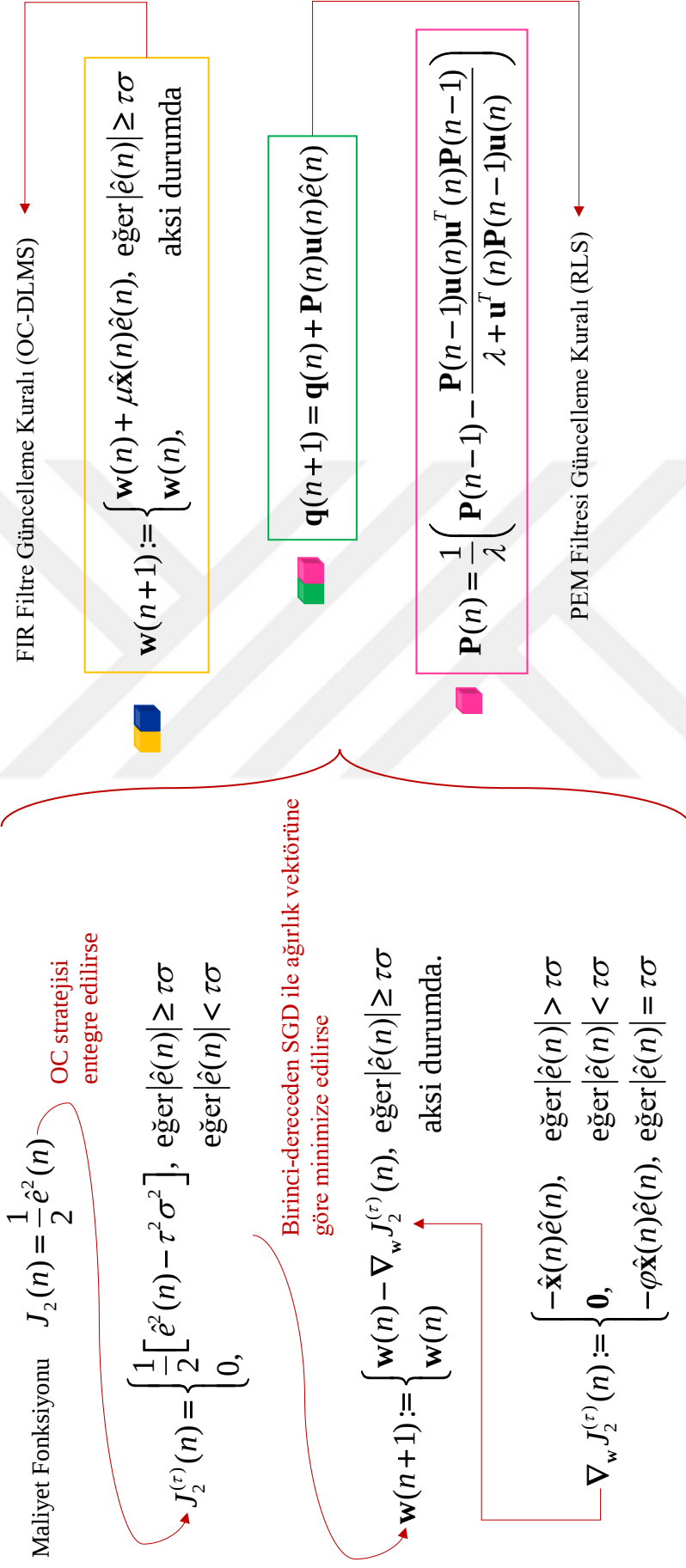
Denklem (3.18), (3.17)’nin içine yerleştirilerek, OC-DLMS algoritması aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\mathbf{w}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{w}(n) + \mu\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{e}(n), & \text{eğer } |\hat{e}(n)| \geq \tau\sigma \\ \mathbf{w}(n), & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (3.19)$$

burada τ ve σ sırasıyla (1.5) ve (1.9) ile hesaplanır.

Açıklama 3.3: Denklem (3.9)’da yer alan klasik DLMS algoritmasından farklı olarak, OC-DLMS algoritması ağırlık vektörü $\hat{\mathbf{w}}(n)$ ’yi yalnızca bilgilendirici veri çifti $\{\hat{d}(n), \hat{\mathbf{x}}(n)\}$ ile güncellenmektedir. Bu, OC-DLMS algoritmasının genel başarımı artırmasına ve hesaplama yükü probleminin üstesinden gelmesine olanak tanımaktadır. Örneğin, OC-PEMAFC-2 içindeki OC-DLMS algoritması, hesaplama karmaşıklığı açısından p sansürlenmemiş veri için $\mathcal{O}(pN)$ kadar işlem gerektirir. Bu algoritma, klasik DLMS’nin karmaşıklığını $\mathcal{O}(KN)$ ’den $\mathcal{O}(pN)$ ’ye düşürür. Son olarak, önerilen OC-PEMAFC-2 sisteminin tasarımı Şekil 3.7’de özetlenmektedir.

Şekil 3.7. OC-PEMAFC-2 Sisteminin Tasarım Özeti.



3.3. Temel Yakınsama Analizleri

Bu bölümde, sırasıyla önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 sistemlerinde kullanılan OC-RLS ve OC-DLMS algoritmalarının ortalama yakınsama analizlerini kapsamlı bir şekilde sunulmaktadır.

3.3.1. OC-RLS'nin Yakınsama Analizi

OC mekanizması nedeniyle OC-RLS algoritması tarafından ağırlık vektörü $\hat{\mathbf{q}}(n)$ her zaman güncellenmediği için, ortalama analizinde yakınsamanın çok zor olduğu bir gerçektir [52]–[54]. Bu sorunu aşmak için, [52]–[54]'te sunulan önceki analizlere benzer şekilde, (3.14) güncelleme oranı P_{up} ile birleştirilerek aşağıdaki gibi değiştirilmektedir:

$$\mathbf{q}(n+1) = \mathbf{q}(n) + P_{up} \mathbf{P}(n) \mathbf{u}(n) \hat{e}(n) \quad (3.20)$$

burada $P_{up} = 1 - P_{cr}$ 'dir. Ağırlık hata vektörünü $\tilde{\mathbf{q}}(n) = \mathbf{q}(n) - \mathbf{q}_o$ ve hata sinyalini $\hat{e}(n) = v(n) - \tilde{\mathbf{q}}^T(n) \mathbf{u}(n)$ olarak tanımlandığında, (3.20) şu şekilde yeniden yazılabilir:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{q}}(n+1) &= \left[\mathbf{I} - P_{up} \mathbf{P}(n) \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^T(n) \right] \tilde{\mathbf{q}}(n) + P_{up} \mathbf{P}(n) \mathbf{u}(n) v(n) \\ &= \left[\mathbf{I} - P_{up} \Phi^{-1}(n) \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^T(n) \right] \tilde{\mathbf{q}}(n) + P_{up} \Phi^{-1}(n) \mathbf{u}(n) v(n) \end{aligned} \quad (3.21)$$

burada $\mathbf{P}(n) = \Phi^{-1}(n)$ 'dir, $v(n)$ sıfır-ortalamalı beyaz Gauss ölçüm hatası olarak kabul edilir ve $\mathbf{q}_o$ PEM filtresinin optimum ağırlık vektörüdür. Daha fazla ilerlemeden önce, analizi matematiksel olarak izlenilebilir hale getiren $\Phi^{-1}(n)$ 'nin yaklaşımının bulunması gerekmektedir. RLS'nin yakınsama analizinde yaygın olarak kullanılan benzer adımları takip ederek, $\Phi^{-1}(n)$ ifadesi $\Phi^{-1}(n) = (1 - \lambda) \mathbf{R}_{uu}^{-1}$ olarak bulunur, burada $\mathbf{R}_{uu} = E \{ \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^T(n) \}$ giriş vektörü $\mathbf{u}(n)$ 'nin korelasyon matrisidir. Bu tanımlamanın ardından (3.21) aşağıdaki gibi yeniden yazılır:

$$\tilde{\mathbf{q}}(n+1) = \left[\mathbf{I} - P_{up} (1 - \lambda) \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^T(n) \right] \tilde{\mathbf{q}}(n) + P_{up} \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{u}(n) v(n). \quad (3.22)$$

Bağımsızlık varsayımları [45] dikkate alınarak, (3.22)'nin her iki tarafının beklenen değerleri adım adım aşağıdaki gibi alınır:

$$\begin{aligned}
E\{\tilde{\mathbf{q}}(n+1)\} &= \left[\mathbf{I} - P_{up}(1-\lambda)\mathbf{R}_{uu}^{-1}E\{\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^T(n)\} \right] E\{\tilde{\mathbf{q}}(n)\} + P_{up}\mathbf{R}_{uu}^{-1}E\{\mathbf{u}(n)v(n)\} \\
&= \left[\mathbf{I} - P_{up}(1-\lambda)\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{R}_{uu} \right] E\{\tilde{\mathbf{q}}(n)\} \\
&= \left[1 - P_{up}(1-\lambda) \right] E\{\tilde{\mathbf{q}}(n)\}.
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Önerilen OC-PEMAFC-1'deki OC-RLS algoritması için $P_{up} = 1 - P_{cr}$ 'nin $P_{up} \in [0,1]$ olarak seçildiği bilinmektedir. Bu nedenle, (3.23)'te, $\lambda < 1$ olduğunda köşeli parantez içerisinde yer alan ifade her zaman 1'den küçüktür. Bu, OC-RLS'deki ağırlık vektörünün ortalamasının asimptotik olarak sifıra yakınsadığını ortaya koymaktadır.

3.3.2. OC-DLMS'nin Yakınsama Analizi

Denklem (3.20) ile benzer şekilde, (3.19)'da verilen OC-DLMS'nin ağırlık güncelleme kuralı $\mathbf{w}(n)$ ilk olarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + P_{up}\mu\hat{e}(n)\hat{\mathbf{x}}(n). \tag{3.24}$$

Ardından, dekorele edilmiş/ilintisizleştirilmiş hata sinyali $\hat{e}(n)$, ağırlık hata vektörü $\tilde{\mathbf{w}}(n) = \mathbf{w}(n) - \mathbf{w}_f$ tanımlanarak şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}
\hat{e}(n) &= \hat{s}(n) + \hat{f}(n) - \hat{y}(n) \\
&= \hat{s}(n) + \mathbf{w}_f^T \hat{\mathbf{x}}(n) - \mathbf{w}^T(n)\hat{\mathbf{x}}(n) \\
&= \hat{s}(n) - \tilde{\mathbf{w}}^T(n)\hat{\mathbf{x}}(n).
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Denklem (3.24) ve (3.25) kullanılarak, ağırlık hata vektörü $\tilde{\mathbf{w}}(n+1)$ ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\tilde{\mathbf{w}}(n+1) = \tilde{\mathbf{w}}(n) + P_{up}\mu\left(\hat{s}(n) - \tilde{\mathbf{w}}^T(n)\hat{\mathbf{x}}(n)\right)\hat{\mathbf{x}}(n). \tag{3.26}$$

Denklem (3.26)'nın her iki tarafının beklenen değerini alınarak aşağıdaki sonuca ulaşılır:

$$E\{\tilde{\mathbf{w}}(n+1)\} = E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\} + P_{up}\mu E\{\hat{s}(n)\hat{\mathbf{x}}(n)\} - P_{up}\mu E\{\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{\mathbf{x}}^T(n)\} E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\}. \tag{3.27}$$

Ardından bağımsızlık varsayımları [45] kullanılarak (3.27) aşağıdaki gibi elde edilir:

$$E\{\tilde{\mathbf{w}}(n+1)\} = \left[\mathbf{I} - P_{up}\mu\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}\hat{\mathbf{x}}} \right] E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\} + P_{up}\mu\mathbf{r}_{\hat{\mathbf{s}}\hat{\mathbf{x}}} \tag{3.28}$$

burada PEM filtresinin kullanımı, (3.28)'in sağ tarafındaki ikinci terimin etkisini yok ettiği için bu terim ihmal edilebilir [3], [7]. Bu nedenle, önerilen OC-PEMAFC-2 sistemindeki OC-DLMS algoritması için yakınsama koşulu, köşeli parantezin maksimum

öz değerinin büyüklüğünün 1'den küçük olmasını gerektirir. Bu koşulun sağlanması için adım büyüklüğünün sınırlarının aşağıdaki gibi olması gerekir:

$$0 < \mu < \frac{2}{P_{up} \lambda_{\max}(\mathbf{R}_{\hat{x}\hat{x}})} \quad (3.29)$$

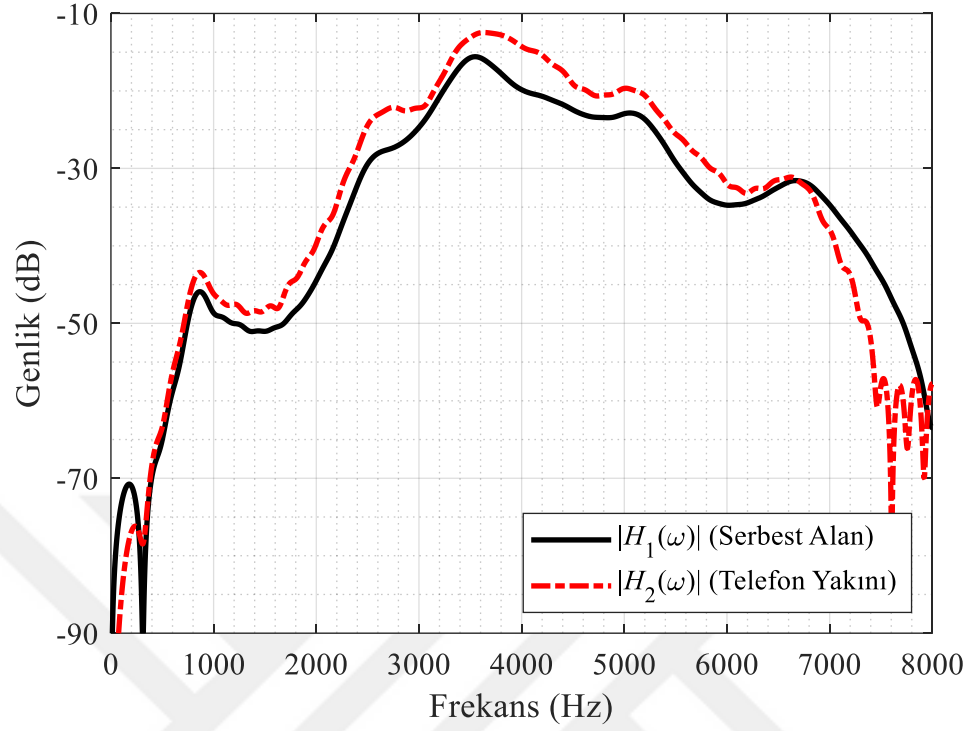
burada $\lambda_{\max}(\cdot)$ maksimum öz değeri temsil etmektedir.

3.4. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

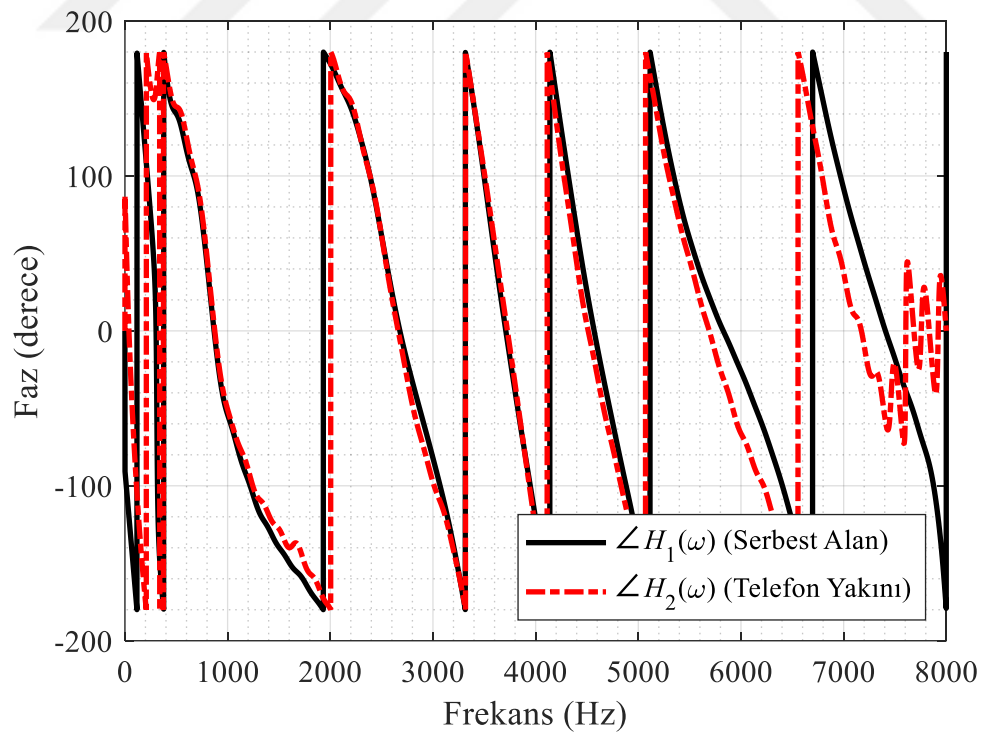
Bu bölümde, önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 sistemleri, gerçek-dünya AF yolları ve konuşma/müzik sinyallerini içeren AFC senaryoları üzerinde klasik AFC ve PEMAFc sistemleri ile kapsamlı bir şekilde karşılaştırılmaktadır. Başarımlarını değerlendirmek için MIS, ASG, PESQ puanı ve çalışma süresi karşılaştırma ölçütleri olarak kullanılmaktadır. MIS ve ASG ölçümleri, daha önce birinci bölümde verildiği üzere (1.11) ve (1.12) yardımıyla hesaplanmaktadır.

Benzetim çalışmalarında, serbest alan (free field) $H_1(\omega)$ ve telefon yakını (phone near) $H_2(\omega)$ olarak adlandırılan iki iyi bilinen/tanınmış AF yolu kullanılmıştır [12], [23]. Bu yollar, bir BTE işitme cihazından ölçülen gerçek-dünya AF yollarıdır, 16 kHz örnekleme frekansına ve $N_f = 100$ katsayıya sahiptirler. $H_1(\omega)$, mikrofon ile hoparlör arasında engel olmadığında ölçülmüştür [12], [23]. $H_2(\omega)$, kulağın telefon ile kapatıldığı durumda ölçülmüştür [12], [23]. Söz konusu AF yollarının genlik ve faz tepkileri Şekil 3.8'de sunulmuştur. Buradaki senaryoda, benzetimin yarısında $H_1(\omega)$ 'dan $H_2(\omega)$ 'ya değişen bir AF yolu varsayılmıştır. Kaynak sinyalleri olarak birinci bölümde Şekil 1.7'de yer alan 16 kHz'lik, NOIZEUS veri tabanından alınan bir konuşma sinyali [12] ve [42]'teki çalışmada yer alan bir müzik sinyali kullanılmıştır. Ayrıca, güçlendirici transfer fonksiyonu veri setinin alındığı çalışmaya [12] benzer şekilde $G(z) = 30z^{-96}$ olarak seçilirken, algoritmaların diğer parametreleri en iyi sonucun alınacağı şekilde deneysel olarak $N = 100$, $M = 10$, $\mu = 0.000005$, $\lambda = 0.999995$, $\delta = 5000$, $\beta = 0.98$ ve $M_f = 512$ olarak ayarlanmıştır.

Şekil 3.8. AF Yollarının (a) Genlik Cevapları, (b) Faz Cevapları.



(a)



(b)

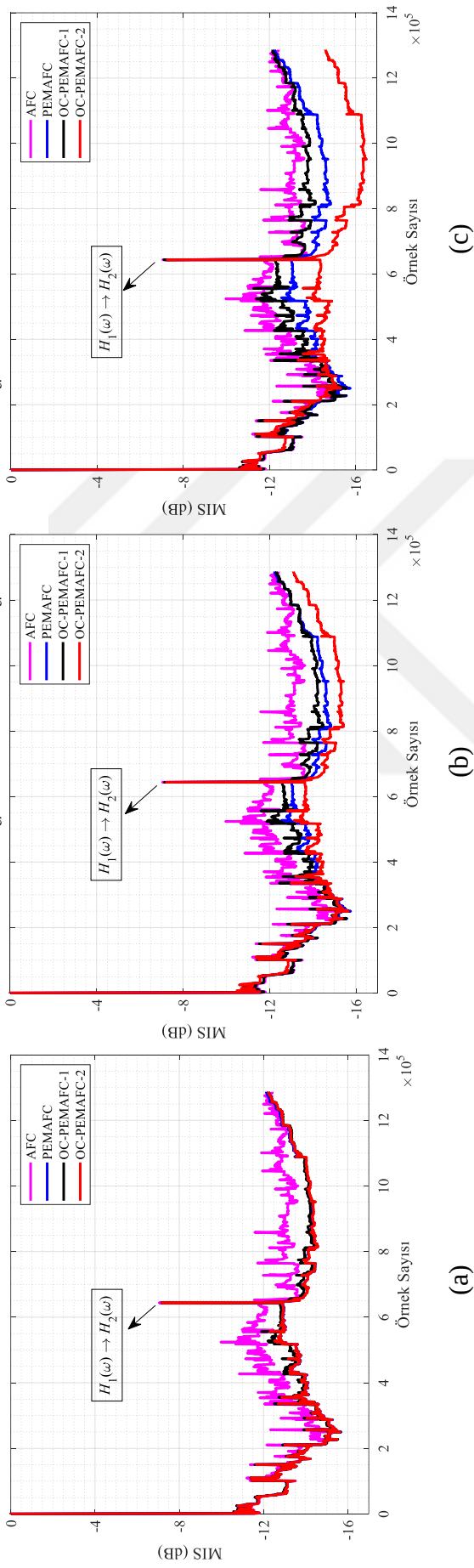
Önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 sistemlerinin konuşma sinyali için farklı P_{cr} oranlarıyla ilgili MIS ve ASG başarımları sırasıyla Şekil 3.9 ve 3.10’da gösterilmiştir. Müzik sinyali için ise MIS ve ASG başarımları sırasıyla Şekil 3.11 ve 3.12’de gösterilmiştir. Önerilen sistemlerin etkinliğini vurgulamak için, kaynak sinyali konuşma sinyali olduğunda tüm sistemlerin PESQ puanları Tablo 3.1’de hesaplanmıştır. Ayrıca, bu sonuçları desteklemek amacıyla önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 için kestirilmiş sansürleme oranı $\hat{P}_{cr}$, ortalama MIS, ASG ve çalışma süresi değerleri Tablo 3.2’de özetlenmiştir. Burada sunulan çalışma süreleri, doğru bir kıyaslama için bağımsız 50 denemenin toplu ortalamasından elde edilmiştir. Bunlara ek olarak, AF yolunun değiştirilmesi öncesindeki ve sonrasındaki tüm veriler üzerinden MIS, ASG ve PESQ sonuçları hesaplanmıştır. Bu sonuçlara göre, aşağıdaki yorumlar yapılmıştır:

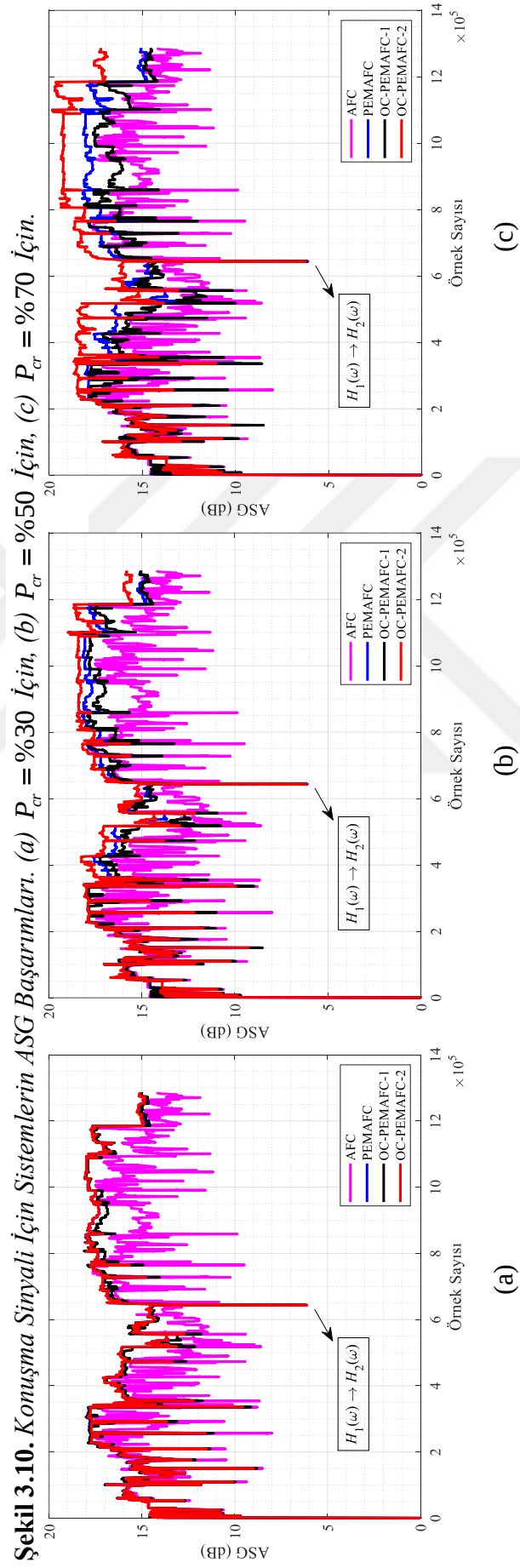
- Şekil 3.9 ve 3.10’da konuşma sinyali için, AF yolunun değiştirilmesi öncesinde ve sonrasında, önerilen OC-PEMAFC-1, klasik AFC ve PEMAFc’ye kıyasla $P_{cr} = \%30$ için tatmin edici MIS ve ASG başarımları sunmaktadır. Ancak, P_{cr} değeri arttıkça OC-PEMAFC-1’in başarımları kısmen olumsuz etkilenmektedir. Ayrıca, burada tüm P_{cr} değerleri için önerilen OC-PEMAFC-2, MIS ve ASG açısından tüm sistemlere göre daha üstün bir başarımlar sergilemektedir. Burada P_{cr} değerinin artması, OC-PEMAFC-2’nin kararlı-durum ve yakınsama oranı açısından MIS ve ASG başarımlarını önemli ölçüde artırdığını göstermektedir.
- Şekil 3.11 ve 3.12’de görüldüğü üzere müzik sinyali için, OC-PEMAFC-1 $P_{cr} = \%30$ için dikkate değer derecede yakın MIS ve ASG başarımları sergilerken, P_{cr} değerinin artması OC-PEMAFC-1’in MIS ve ASG başarımlarını kısmen olumsuz etkilemektedir. Öte yandan, tüm P_{cr} değerleri için OC-PEMAFC-2, diğer sistemlere göre daha yüksek MIS ve ASG başarımları sağlamaktadır. Ayrıca, P_{cr} değeri artışının OC-PEMAFC-2’nin MIS ve ASG başarımlarını olumlu yönde etkilediği gözlemlenmektedir.
- Öncelikle, Tablo 3.2’deki $\hat{P}_{cr}$ değerlerine göre, önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 içerisindeki OC-RLS ve OC-DLMS algoritmalarının OC mekanizmalarının başarılı bir şekilde çalıştığı gözlemlenmiştir. Çünkü $\hat{P}_{cr}$

değerleri P_{cr} değerlerine oldukça yakındır. Ayrıca, Tablo 3.2'deki koyu renkle işaretlenmiş ortalama MIS (dB) ve ASG (dB) değerleri ile çalışma süreleri (sn) dikkate alındığında, önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2'nin sadece yanlılık etkisini ortadan kaldırmakla kalmayıp aynı zamanda seçilen P_{cr} değerlerine bağlı olarak çalışma süresini önemli ölçüde kısalttığı gözlemlenmektedir. Örneğin, önerilen OC-PEMAFC-1 içindeki OC-RLS algoritması, özellikle $P_{cr} = \%30$ değerinde tatmin edici MIS (dB) ve ASG (dB) başarımı sağlayarak klasik RLS algoritmasından kaynaklanan hesaplama karmaşıklığını önemli ölçüde azaltarak yaklaşık %14 oranında zaman tasarrufu sağlamaktadır. Bunun yanı sıra OC-PEMAFC-2 sistemi, hesaplama karmaşıklığını OC-PEMAFC-1'den daha az azaltmasına rağmen MIS (dB) ve ASG (dB) başarımlarına kayda değer biçimde olumlu katkıda bulunmaktadır. Örneğin, her iki kaynak sinyali altında $P_{cr} = \%70$ için OC-PEMAFC-2 sistemi, MIS (dB) ve ASG (dB) açısından en iyi başarımları gösterirken çalışma süresinde de yaklaşık %7'lik bir iyileştirme sağlamaktadır.

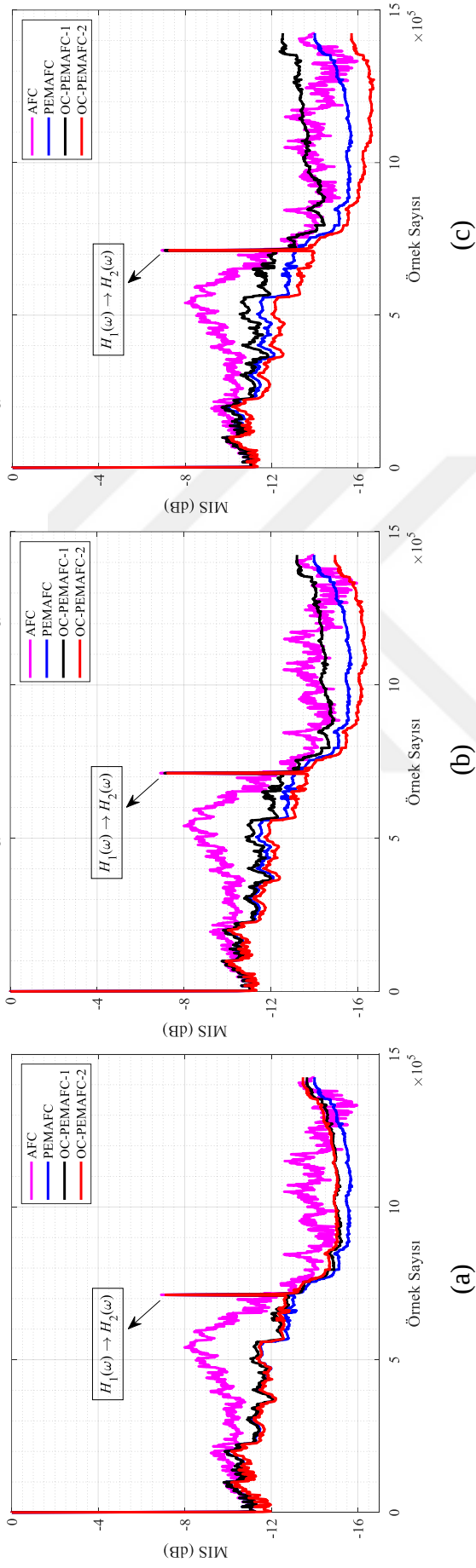
- Sonuç olarak, bu çalışmanın yardımıyla iki önemli çıkarımda bulunulabilir: İlk olarak, önerilen OC-PEMAFC-1, tatmin edici başarımlar sağlayarak PEMAFC sisteminin hesaplama maliyetinin azaltılmasının öncelikli olduğu uygulamalarda daha güçlü ve kullanışlıdır. Bu özellik, işitme cihazının pil ömrünün uzatılmasına katkıda bulunabilir. İkinci olarak, OC-PEMAFC-2, hesaplama maliyetini kısmen azaltarak PEMAFC'nin başarımının öncelikli olduğu uygulamalarda daha güçlü ve kullanışlıdır.

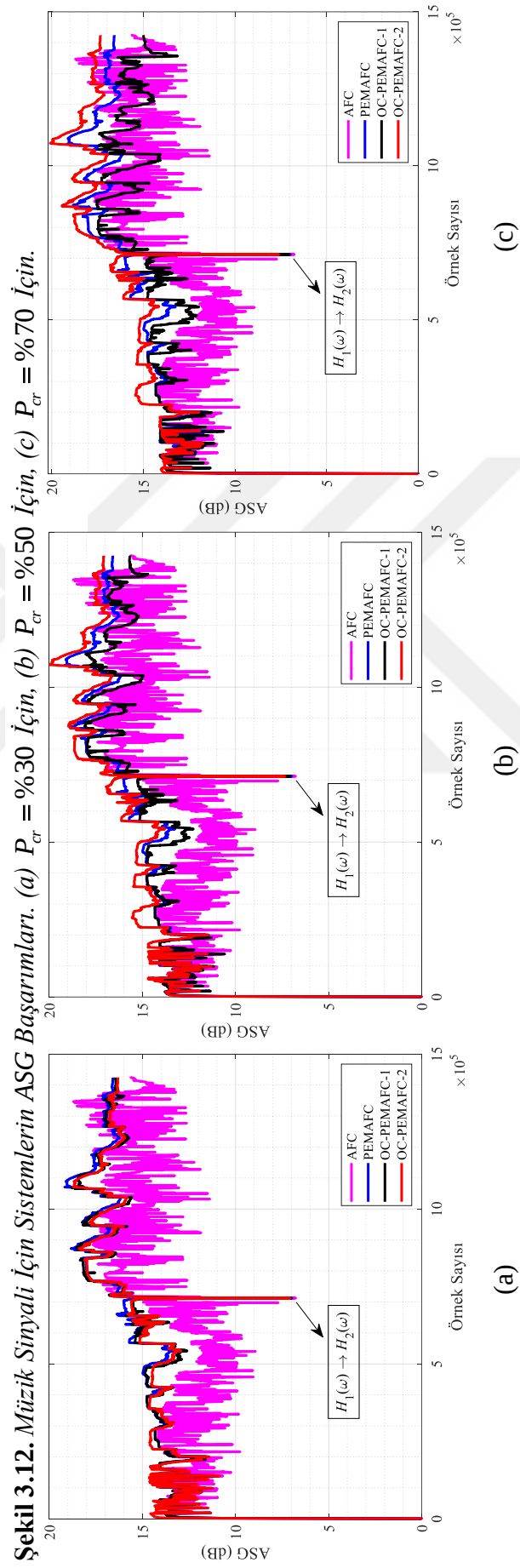
Şekil 3.9. Konuşma Sinyali İçin Sistemlerin MIS Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.





Şekil 3.11. Müzik Sinyali İçin Sistemlerin MIS Başarımları. (a) $P_{cr} = \%30$ İçin, (b) $P_{cr} = \%50$ İçin, (c) $P_{cr} = \%70$ İçin.





3.5. Sonuç

Bu bölümde, önemli hesaplama tasarrufu sağlayarak işitme cihazındaki AF'yi başarıyla ortadan kaldıran yeni OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 sistemleri tanıtılmıştır. OC-PEMAFC-1 sistemi, PEM filtresinin ağırlık vektörünü güncellemek için OC-RLS algoritmasını kullanmaktadır ve böylece karşılaştırılabilir MIS ve ASG başarımları sağlarken PEM AFC'nin genel hesaplama karmaşıklığını önemli ölçüde azaltmıştır. Öte yandan, OC-PEMAFC-2, yalnızca bilgilendirici veri akışlarıyla beslenen OC-DLMS algoritmasını kullandığından, kararlı-durum MIS performansını önemli ölçüde iyileştirmiş ve PEM AFC'nin genel hesaplama karmaşıklığını kısmen azaltmıştır. Ayrıca, önerilen sistemlerde kullanılan OC-RLS ve OC-DLMS algoritmalarının kararlılık analizleri kapsamlı bir şekilde sunulmuştur. Önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2'nin bu bahsedilen çekici özellikleri, iyi-bilinen gerçek-dünya AF yolları üzerinde yapılan benzetimler ile kanıtlanmıştır. Sonuç olarak, önerilen OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 sistemleri, OC mekanizmaları aracılığıyla pil ömrünü uzatma, ikna edici AF giderimi sağlama ve çeşitli PEM AFC yapılarına kolayca entegre edilebilme yeteneğine sahiptirler.

Tablo 3.1. *Konuşma Sinyali İçin Sistemlerin PESQ Puanları.*

Sistem	PESQ ₁	PESQ ₂
AFC	3.2173	3.0921
PEMAFC	3.6377	4.0317
OC-PEMAFC-1 ($P_{cr} = \%30$)	3.6137	3.9774
OC-PEMAFC-1 ($P_{cr} = \%50$)	3.5825	3.9079
OC-PEMAFC-1 ($P_{cr} = \%70$)	3.5128	3.7639
OC-PEMAFC-2 ($P_{cr} = \%30$)	3.6430	4.0416
OC-PEMAFC-2 ($P_{cr} = \%50$)	3.6628	4.0579
OC-PEMAFC-2 ($P_{cr} = \%70$)	3.7306	4.0837

Tablo 3.2. Kestirilmiş Sansürleme Oranı, Ortalama MIS, ASG ve Çalışma Süresi Değerleri.

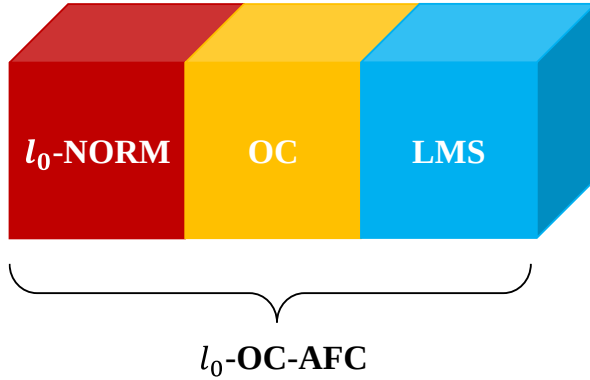
Sistem	Kaynak Sinyal	$\hat{P}_{cr}$ (%)	MIS ₁ (dB)	MIS ₂ (dB)	ASG ₁ (dB)	ASG ₂ (dB)	Süre (sn)
AFC	Konuşma	-	-12.6968	-12.9566	14.3914	15.3492	2.4786
	Müzik	-	-9.9840	-14.0346	12.3777	15.7059	2.7378
PEMAFC	Konuşma	-	-13.4632	-13.7813	15.6267	17.0440	8.5718
	Müzik	-	-11.4844	-15.0948	14.2170	17.2682	9.4762
OC-PEMAFC-1 ($P_{cr} = \%30$)	Konuşma	28.3531	-13.3724	-13.7284	15.5249	16.8611	7.3623
	Müzik	28.9389	-11.3439	-14.6601	14.0479	17.0141	8.0873
OC-PEMAFC-1 ($P_{cr} = \%50$)	Konuşma	47.9487	-13.3196	-13.7178	15.5412	16.7475	6.5543
	Müzik	48.5573	-11.2207	-14.1903	13.9145	16.5752	7.1759
OC-PEMAFC-1 ($P_{cr} = \%70$)	Konuşma	69.0416	-13.1419	-13.3876	15.3074	16.2344	5.6614
	Müzik	68.8355	-11.0179	-13.4991	13.6915	15.9224	6.2514
OC-PEMAFC-2 ($P_{cr} = \%30$)	Konuşma	28.5706	-13.4634	-13.8231	15.6102	17.0914	8.2951
	Müzik	29.0391	-11.5855	-14.5572	14.0689	16.9677	9.1753
OC-PEMAFC-2 ($P_{cr} = \%50$)	Konuşma	48.3472	-13.6965	-14.6505	16.0847	17.6625	8.1586
	Müzik	48.7598	-11.7902	-15.7421	14.6969	17.7888	8.9995
OC-PEMAFC-2 ($P_{cr} = \%70$)	Konuşma	69.6407	-13.8035	-15.6729	16.5235	18.6094	7.9711
	Müzik	69.1867	-11.9475	-16.0180	14.7217	18.0032	8.8289

DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

UYGUN MALİYETLİ VE SEYREKLİĞE DUYARLI AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİ

AF yolu katsayıları, belirli baskın değerlerin dışında çoğunlukla sıfır veya sıfıra çok yakın değerlerden meydana gelir [3], [7]. Nitekim bu durum hem klasik adaptif algoritmaları kullanan hem de bu tez çalışması kapsamında önerilen OC-LMS algoritması kullanan AFC sistemlerinin başarısız bir çalışma sergilemesine neden olmaktadır [7]. Bu sorunun üstesinden gelebilmek için literatürde yaygın olarak kullanılan l_0 -Norm tekniği ile OC stratejisi bir araya getirilerek l_0 -Norm-OC-LMS (l_0 -OC-LMS) tabanlı AFC sistemi (l_0 -OC-AFC) tasarlanmıştır. Tasarlanan sistem; BTE işitme cihazından ölçülmüş, iki ayrı seyrek uzun AF yolu üzerinde, LMS tabanlı AFC (AFC), OC-LMS tabanlı AFC (OC-AFC) ve l_0 -Norm-LMS (l_0 -LMS) tabanlı AFC (l_0 -AFC) sistemleri ile MIS ve ASG metrikleri açısından karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları, l_0 -OC-AFC sisteminin diğer sistemlere göre üstün başarımlar sergilediğini göstermiştir. Önerilen l_0 -OC-AFC Sistemini oluşturan temel bileşenler Şekil 4.1'deki gibi görsel olarak temsil edilmiştir.

Şekil 4.1. l_0 -OC-AFC Sisteminin Temel Bileşenleri.



Bu bölümün kalan kısmı belirtilen yol haritası üzerinden ilerlemektedir: İlk olarak Bölüm 4.1’de l_0 -LMS algoritması türetilmektedir. Sonrasında, Bölüm 4.2’de l_0 -OC-AFC sisteminin tasarımı sunulmaktadır. Bölüm 4.3’te bölüm kapsamındaki benzetim çalışmaları ve tartışmalar verilmektedir. Son olarak Bölüm 4.4’te sonuç kısmı ile bu bölüm tamamlanmaktadır.

4.1. Materyal ve Metot

Bilindiği üzere l_0 -LMS algoritması, maliyet fonksiyonu $J(n) = \frac{1}{2}|e(n)|^2$ yerine, seyreklik probleminin üstesinden gelmek için aşağıdaki maliyet fonksiyonunu minimize etmeyi amaçlayan bir algoritmadır [25]:

$$J_{l_0}(n) = |e(n)|^2 + \gamma \|\mathbf{w}(n)\|_0 \quad (4.1)$$

burada $\|\cdot\|_0$ l_0 normunu gösterirken, $\gamma > 0$ ise bir sonraki ceza bileşeni ile kestirim hatası arasındaki ilişki derecesini ayarlamak için kullanılan bir parametredir. Aslında burada l_0 -norm, ağırlık vektörü $\mathbf{w}(n)$ ’nin barındırdığı sıfırdan farklı katsayıların sayısını ölçmektedir [25]. Denklem (4.1)’de yer alan l_0 -normu ifadesi $\|\mathbf{w}(n)\|_0$, tanımlanan yeni maliyet fonksiyonu $J_{l_0}(n)$ ’nin ağırlık vektörü $\mathbf{w}(n)$ ’ye göre minimizasyonunu zorlaştırmaktadır. Bu nedenle, l_0 normu genellikle aşağıdaki gibi bir sürekli fonksiyon ile yaklaşık olarak ifade edilir [25]:

$$\|\mathbf{w}(n)\|_0 \approx \sum_{i=0}^{M-1} \left(1 - e^{-\theta |w_i(n)|}\right), \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4.2)$$

burada θ pozitif bir sabittir. Denklem (4.2)’de yer alan yaklaşık ifade (4.1)’de yerine yazılır ve maliyet fonksiyonu $J_{l_0}(n)$ aşağıdaki gibi elde edilir:

$$J_{l_0}(n) = |e(n)|^2 + \gamma \sum_{i=0}^{M-1} \left(1 - e^{-\theta |w_i(n)|}\right), \quad i = 0, 1, \dots, M-1. \quad (4.3)$$

Ardından, bu yeni maliyet fonksiyonu ağırlık vektörü $\mathbf{w}(n)$ ’ye göre minimize edilirse l_0 -LMS algoritmasının güncelleme kuralı şu şekilde elde edilir [25]:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e(n) - \kappa \theta \text{sgn}(\mathbf{w}(n)) e^{-\theta |\mathbf{w}(n)|} \quad (4.4)$$

burada $\kappa = \mu\gamma$ 'dır ve $\text{sgn}(\cdot)$ işaret (sign) fonksiyonunu aşağıdaki gibi temsil eder:

$$\text{sgn}(\lambda) = \begin{cases} \frac{\lambda}{|\lambda|}, & \text{eğer } \lambda \neq 0 \\ 0, & \text{aksi durumda.} \end{cases} \quad (4.5)$$

Açıklama 4.1: Denklem (4.4)'te yer alan güncelleme kuralının son terimi, üstel fonksiyondan dolayı yüksek hesaplama karmaşıklığına neden olur. Bu nedenle, üstel fonksiyonlar için (4.6)'da sunulan birinci-derece Taylor serisi açılımı kullanılarak aşağıdaki gibi sadeleştirme yapılabilir [25]:

$$e^{-\theta|\mathbf{w}(n)|} \approx \begin{cases} 1 - \theta|\mathbf{w}(n)|, & \text{eğer } |\mathbf{w}(n)| \leq \frac{1}{\theta} \\ 0, & \text{aksi durumda.} \end{cases} \quad (4.6)$$

Denklem (4.6)'da yer alan yaklaşık ifade, üstel fonksiyonun her zaman pozitif olmasından dolayı daima pozitif olacaktır. Yaklaşıklık varsayımlarının ardından (4.4)'te yer alan güncelleme kuralı şu hali alır [25]:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e(n) - \kappa\theta\text{sgn}(\mathbf{w}(n))f_{\theta}(\mathbf{w}(n)) \quad (4.7)$$

burada

$$f_{\theta}(\mathbf{w}(n)) = \begin{cases} \theta^2\mathbf{w}(n) + \theta, & \text{eğer } -\frac{1}{\theta} \leq \mathbf{w}(n) < 0 \\ \theta^2\mathbf{w}(n) - \theta, & \text{eğer } 0 < \mathbf{w}(n) \leq \frac{1}{\theta} \\ 0, & \text{aksi durumda.} \end{cases} \quad (4.8)$$

Son olarak, (4.7)'de yer alan l_0 -LMS algoritması [25] alternatif bir gösterim olarak şu şekilde de ifade edilebilir [55]:

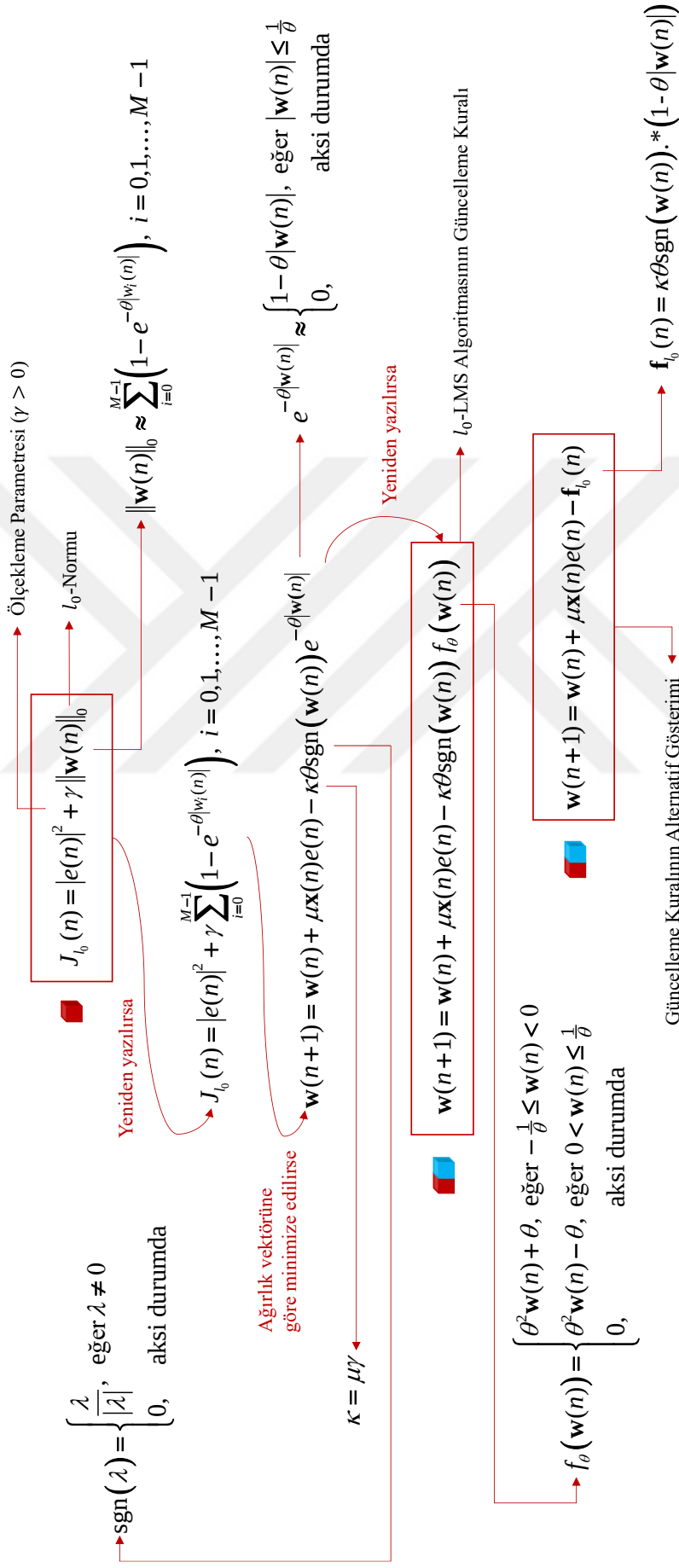
$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e(n) - \mathbf{f}_{l_0}(n) \quad (4.9)$$

burada $\mathbf{f}_{l_0}(n)$ şu şekilde hesaplanır [55]:

$$\mathbf{f}_{l_0}(n) = \kappa\theta\text{sgn}(\mathbf{w}(n)) \cdot (1 - \theta|\mathbf{w}(n)|) \quad (4.10)$$

burada yer alan $\cdot$ eleman-eleman çarpım işlemini temsil eder. Son olarak l_0 -LMS algoritmasının özeti ve sözde kodu sırasıyla Şekil 4.2'de ve Tablo 4.1'de sunulmuştur.

Şekil 4.2. l_0 -LMS Algoritmasının Özeti.



Tablo 4.1. l_0 -LMS Algoritmasının Sözde Kodu.Parametreler: μ , M , θ ve γ Başlangıç Koşulları: $\mathbf{w} = \mathbf{0}$, ve $\mathbf{f}_{l_0} = \mathbf{0}$ Veri: $\{x(n), d(n)\}_{n=1}^L$ ve $\kappa = \mu\gamma$ Döngü: $n=1, 2, \dots, L$

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

$$\mathbf{f}_{l_0}(n) = \kappa\theta \text{sgn}(\mathbf{w}(n)) \cdot (1 - \theta|\mathbf{w}(n)|)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + e(n)\mathbf{x}(n) - \mathbf{f}_{l_0}(n)$$

bitiş

4.2. Önerilen l_0 -OC-AFC Sistemi

Bu bölümde, l_0 -OC-AFC sisteminin adım adım tasarımı sunulmaktadır. l_0 -OC-AFC sistemi, AF yolunun seyrek olmasından kaynaklanan düşük yakınsama başarımını iyileştirmenin yanı sıra hesap yükünü de düşürmeye odaklanmaktadır. Bu doğrultuda diğer bölümlerde olduğu gibi, öncelikle l_0 -LMS algoritmasına [25] OC stratejisi [29] entegre edilir ve ardından AFC prosedürleri işletilir.

Öncelikle l_0 ceza normu, seyrekliği teşvik etmek amacıyla, daha önce (1.6)'da verilen OC-LMS algoritmasının kesilmiş (truncated) maliyet fonksiyonu $J(n)^{(\tau)}$ 'ya aşağıdaki gibi entegre edilir:

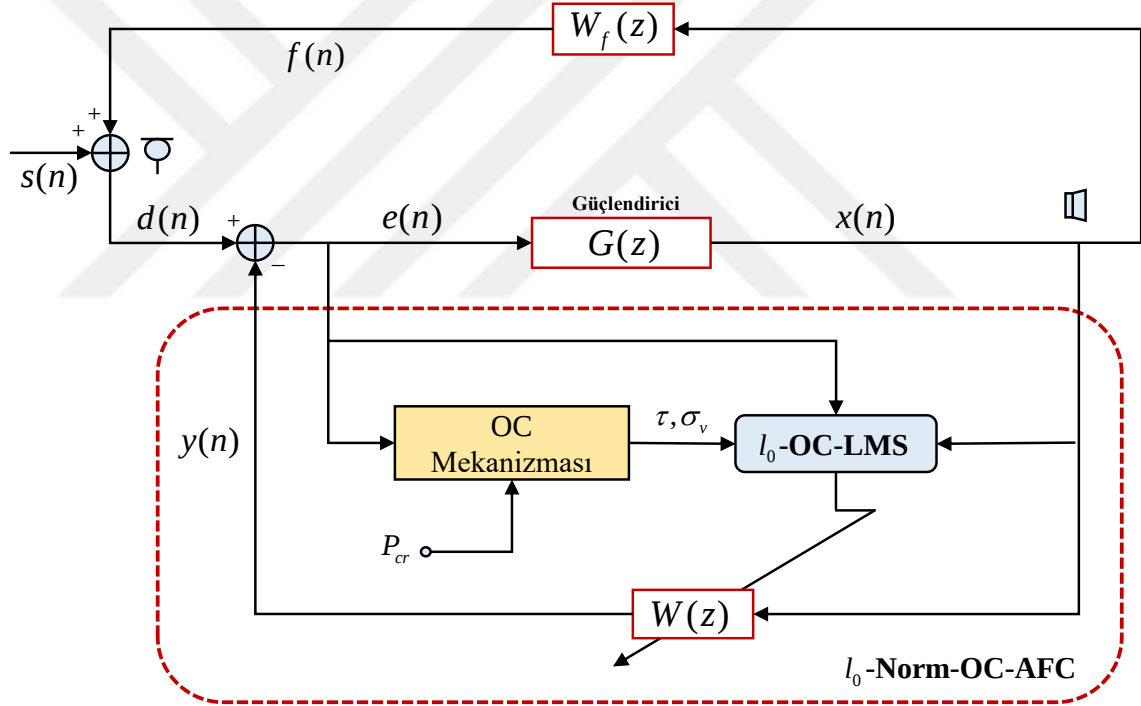
$$J_{l_0}(n)^{(\tau)} := \begin{cases} \frac{1}{2} \left(e^2(n) - \tau^2 \sigma_v^2 \right) + \gamma \|\mathbf{w}(n)\|_0, & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau \sigma_v \\ 0, & \text{eğer } |e(n)| < \tau \sigma_v \end{cases} \quad (4.11)$$

burada sansürleme eşik seviyesi τ , hata sinyali $e(n)$ ve ölçüm gürültüsü σ_v sırasıyla daha önce belirtildikleri üzere (1.5), (1.7) ve (1.9)'daki gibi hesaplanır. Ardından [29], [30], [33] ve [25] çalışmalar göz önünde bulundurularak, (4.11)'deki yeni maliyet fonksiyonu $J_{l_0}(n)^{(\tau)}$ ağırlık vektörü $\mathbf{w}(n)$ 'ye göre minimize edilir. Böylece l_0 -OC-AFC sisteminin güncelleme kuralı aşağıdaki gibi elde edilir:

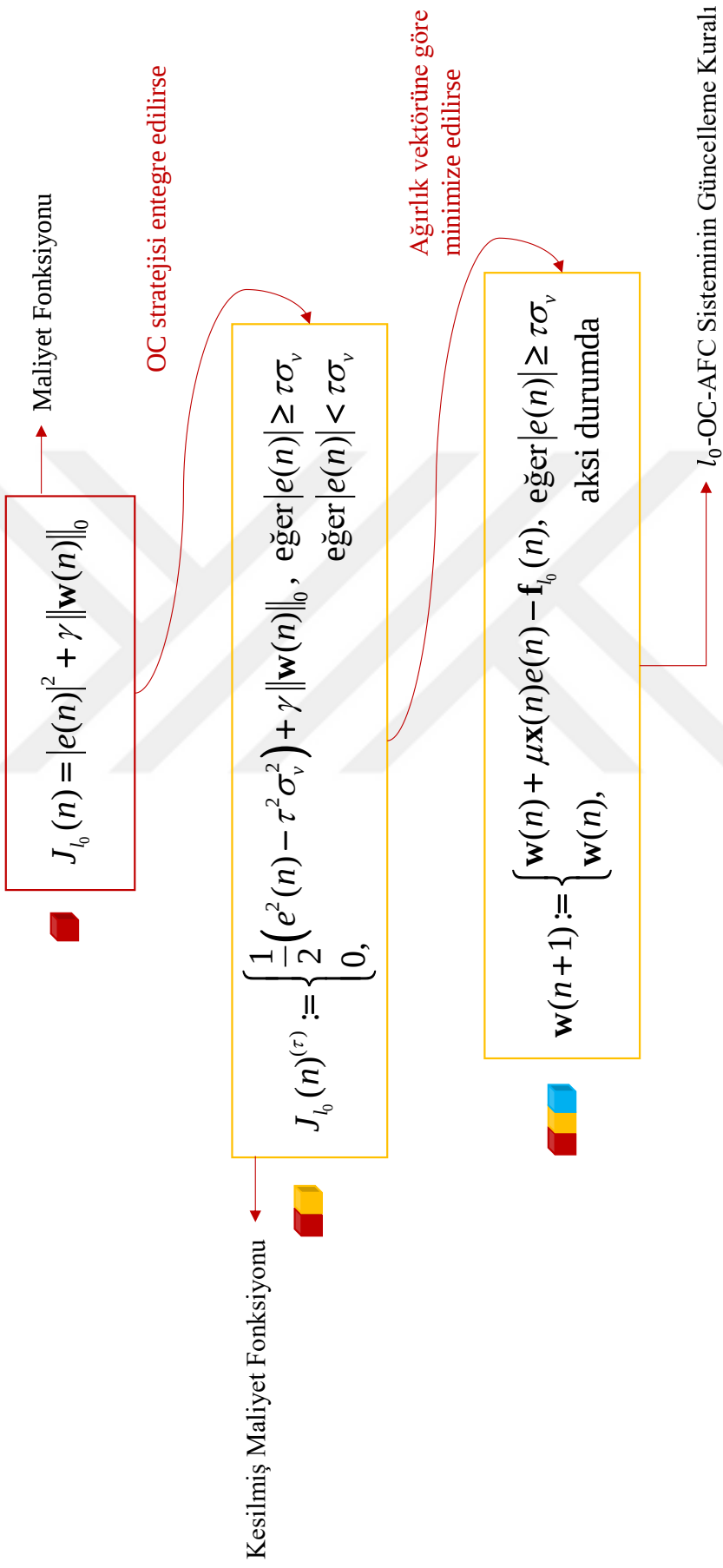
$$\mathbf{w}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e(n) - \mathbf{f}_{l_0}(n), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau \sigma_v \\ \mathbf{w}(n), & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (4.12)$$

burada yer alan $\mathbf{f}_l(n)$, (4.10)'da gösterildiği gibi hesaplanır. Böylelikle (4.12)'de sunulan l_0 -OC-LMS algoritması, OC mekanizması ve seyrekliğe duyarlı l_0 normu sayesinde uygun maliyetli ve seyrekliğe duyarlı bir AFC sürecini gerçekleştirir. Böylece önerilen l_0 -OC-AFC sistemi, AF yolunun seyrek doğasının olumsuz etkilediği yakınsama başarımını iyileştirirken aynı zamanda bu işlemin getireceği hesap yükünden de olumsuz etkilenmez. Son olarak, sistemin çalışma mantığının daha iyi anlaşılması açısından, l_0 -OC-AFC sisteminin blok diyagramı, tasarım özeti ve sözde kodu sırasıyla Şekil 4.3'te, Şekil 4.4'te ve Tablo 4.2'de sunulmuştur.

Şekil 4.3. l_0 -OC-AFC Sisteminin Blok Diyagramı.



Şekil 4.4. l_0 -OC-AFC Sisteminin Tasarım Özeti.



Tablo 4.2. l_0 -OC-AFC Sisteminin Sözde Kodu.

Parametreler: $\mu, M, G, \Delta, 0 < \beta < 1, \theta$ ve γ

Başlangıç Koşulları: $\mathbf{w} = \mathbf{0}, \tau = Q^{-1}\left(\frac{1-P_{cr}}{2}\right), P_{cr} = \frac{K-p}{K}, \sigma_v(0) = 0$ ve $\mathbf{f}_{l_0} = \mathbf{0}$

Veri: $\{s(n)\}_{n=1}^L$

Döngü: $n = 1, 2, \dots, L$

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

$$f(n) = \mathbf{w}_f^T(n)\mathbf{x}(n)$$

$$d(n) = s(n) + f(n)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) = s(n) + \mathbf{w}_f^T(n)\mathbf{x}(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

$$x(n) = G(z)e(n) = Ge(n - \Delta)$$

$$\sigma_s^2(n) = \beta\sigma_s^2(n-1) + (1-\beta)|e(n)|^2$$

$$\mathbf{f}_{l_0}(n) = \kappa\theta \operatorname{sgn}(\mathbf{w}(n)) \cdot (1 - \theta|\mathbf{w}(n)|)$$

$$\mathbf{w}(n+1) := \begin{cases} \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e(n) - \mathbf{f}_{l_0}(n), & \text{eğer } |e(n)| \geq \tau\sigma_v \\ \mathbf{w}(n), & \text{aksi durumda} \end{cases}$$

bitiş

4.3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

Bu bölümde tasarlanan l_0 -OC-LMS tabanlı AFC sistemi (l_0 -OC-AFC), LMS tabanlı klasik AFC sistemi (AFC), ikinci bölümde sunulan OC-LMS tabanlı AFC sistemi (OC-AFC) ve kendisinin tüm verileri kullanan versiyonu l_0 -LMS tabanlı AFC sistemi (l_0 -AFC) ile farklı $P_{cr} = \%30, \%50$ ve $\%70$ oranlarında karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar, sırasıyla (1.11) ve (1.12)'de verilen MIS ve ASG başarımları açısından değerlendirilmiştir. MIS ve ASG ölçümleri esnasında $M_f = 512$ frekans noktası gözlemlenmiştir.

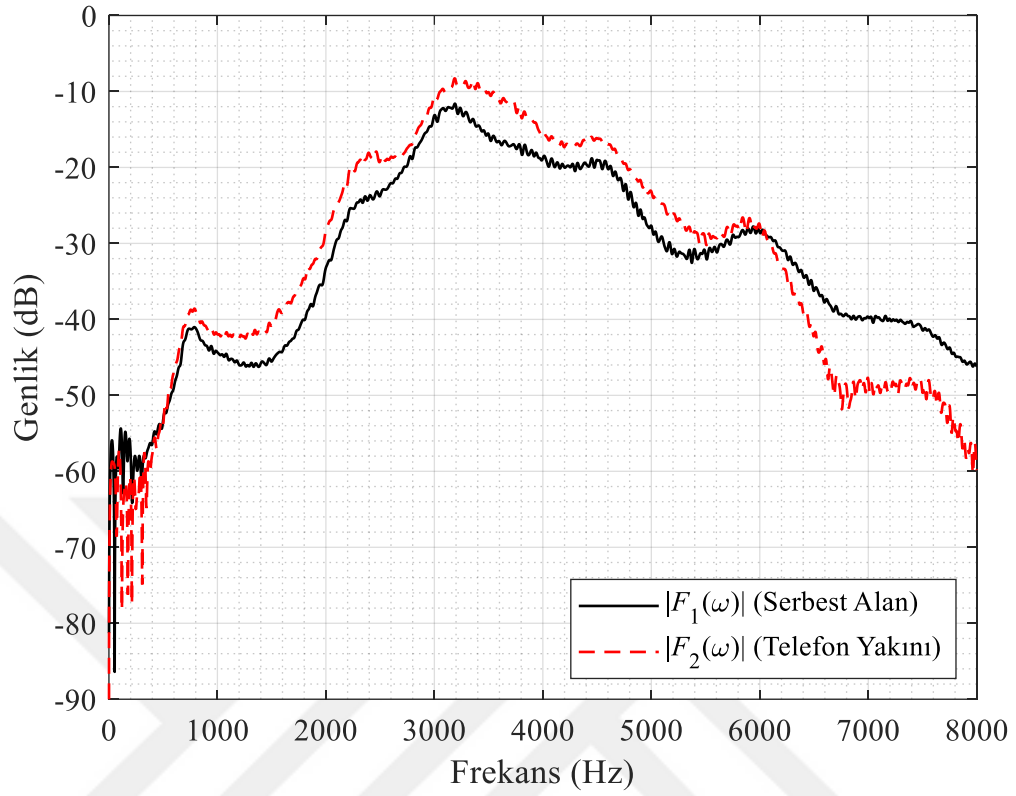
Benzetim çalışmaları; BTE tipi bir işitme cihazından ölçülmüş, serbest alan (free field) $F_1(\omega)$ ve telefon yakını (phone near) $F_2(\omega)$ olmak üzere iki farklı gerçek-dünya uzun seyrek AF yolu üzerinde gerçekleştirilmiştir [23]. $F_1(\omega)$, mikrofon ile hoparlör arasında herhangi bir engel olmadığında, $F_2(\omega)$ ise telefon kulağa yakın olduğunda ölçülmüş AF yollarıdır [23]. AF yolları öncelikle 16 kHz örnekleme frekansı ile yeniden örneklenmiş ve ardından $N_f = 500$ ağırlık katsayısına sahip olacak şekilde kırılmıştır. Bahsedilen

AF yollarının genlik ve faz cevapları Şekil 4.5'te görülmektedir. Öte yandan kaynak sinyalleri olarak, birinci bölümde Şekil 1.6'da verilen 16 kHz'lik konuşma ve müzik sinyalleri kullanılmıştır. Güçlendirici transfer fonksiyonu, 20 birim kazancın yanı sıra AF yollarının uzun olmasından dolayı gecikme miktarı oldukça yüksek tutulmuş ve $G(z) = 20z^{-498}$ olarak tercih edilmiştir. Sistemlerin kullandığı parametreler deneysel olarak en iyi sonucun alınabileceği şekilde $M = 500$, $\mu = 0.000003$, $\beta = 0.9$ ve $\gamma = 0.001$ olarak ayarlanmıştır.

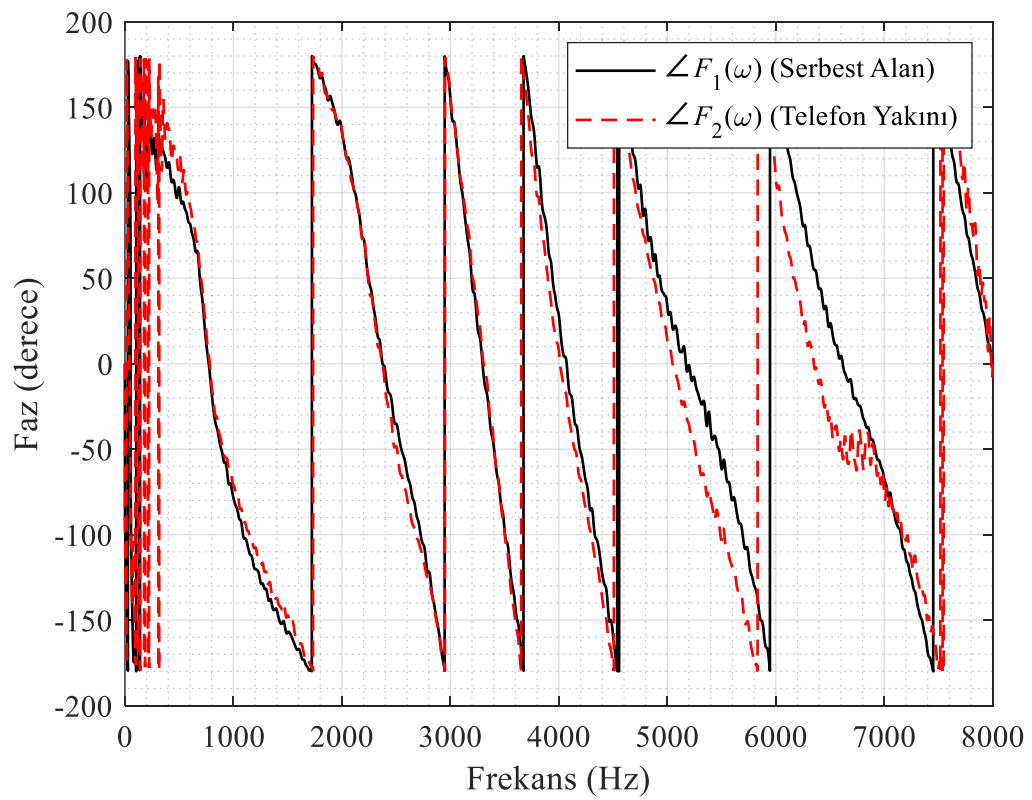
Benzetim çalışması sonucunda, $F_1(\omega)$ üzerinde farklı $P_{cr} = \%30$, $\%50$ ve $\%70$ değerleri ile elde edilen MIS ve ASG grafikleri, kaynağın konuşma sinyali olduğu durum için sırasıyla Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de sunulmuştur. Buna ek olarak $F_1(\omega)$ için müzik sinyali altında MIS ve ASG başarımları sırasıyla Şekil 4.8 ve 4.9'da yer almaktadır. Öte yandan, $F_2(\omega)$ için farklı $P_{cr} = \%30$, $\%50$ ve $\%70$ değerlerinde elde edilen MIS ve ASG başarımları ise konuşma için sırasıyla Şekil 4.10 ve Şekil 4.11'de verilmiştir. Buna ek olarak, müzik sinyali altında $F_2(\omega)$ için MIS ve ASG başarımları Şekil 4.12 ve 4.13'te sunulmuştur. Elde edilen başarımların grafikleri incelendiğinde, her iki kaynak sinyali için, l_0 -Norm tabanlı sistemlerin kendilerinin seyrekliğe duyarsız versiyonlarına göre genelde iyi MIS (dB) ve ASG (dB) sonuçları ürettiği gözlemlenmiştir. Öte yandan Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'dan görüleceği üzere, konuşma ve müzik sinyalleri altında $F_1(\omega)$ için, önerilen l_0 -OC-AFC sistemi tüm P_{cr} değerlerinde diğer AFC sistemlerine kıyasla daha düşük MIS (dB) ve daha yüksek ASG (dB) sonuçları üreterek başarılı bir çalışma gerçekleştirmiştir. Ayrıca burada, P_{cr} değerinin artışıyla birlikte l_0 -OC-AFC sisteminin başarımı gözle görülür derecede artmaktadır. Aynı şekilde, Şekil 4.10, Şekil 4.11, Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'te $F_2(\omega)$ yolu için her iki kaynak sinyali altında, l_0 -OC-AFC sistemi diğer sistemlerden daha düşük MIS (dB) ve daha yüksek ASG (dB) değerleri üretmiş ve üstün başarımını burada da sürdürmüştür. Grafiksel sonuçları desteklemek, sistemlerin genel başarımını incelemek ve önerilen sistemin etkinliğini vurgulamak amacıyla, Tablo 4.3'te sistemlere ait kestirilmiş sansürleme oranı $\hat{P}_{cr}$, ortalama MIS (dB) ve ASG (dB) değerleri sunulmuştur. Tablo 4.3'ten yapılacak ilk çıkarım, kestirilmiş sansürleme oranları $\hat{P}_{cr}$ 'nin gerçek sansürleme oranları P_{cr} 'ye oldukça yakın olmasıdır. Bu durum, OC mekanizmalarının doğru ve etkin bir çalışma yürüttüğünü göstermektedir.

Buna ek olarak Tablo 4.3'te $F_1(\omega)$ ve $F_2(\omega)$ yolları için koyu renkle ön plana çıkarılan ortalama MIS (dB) ve ASG (dB) verileri göz önüne alındığında, l_0 -OC-AFC sisteminin tüm P_{cr} değerlerinde diğer sistemlere göre genel olarak yakın veya daha iyi başarımlar gösterdiği gözlemlenmiştir. Öte yandan grafiksel sonuçlara benzer şekilde önerilen sistemin P_{cr} artışından olumlu etkilendiği burada da net olarak gözlemlenmektedir. Nitekim önerilen l_0 -OC-AFC sisteminin en iyi başarımlarına $P_{cr} = \%70$ 'li versiyonu ile ulaşılmaktadır. Sonuç olarak, önerilen l_0 -OC-AFC sistemi özellikle verilerin yaklaşık $\%70$ 'ini sansürleyen versiyonu, seyrekliğe duyarlılığı ve yalnızca bilgilendirici veri kullanma yeteneği sayesinde genel olarak diğer sistemlerden daha iyi başarımlar göstererek etkinliğini kanıtlamıştır.

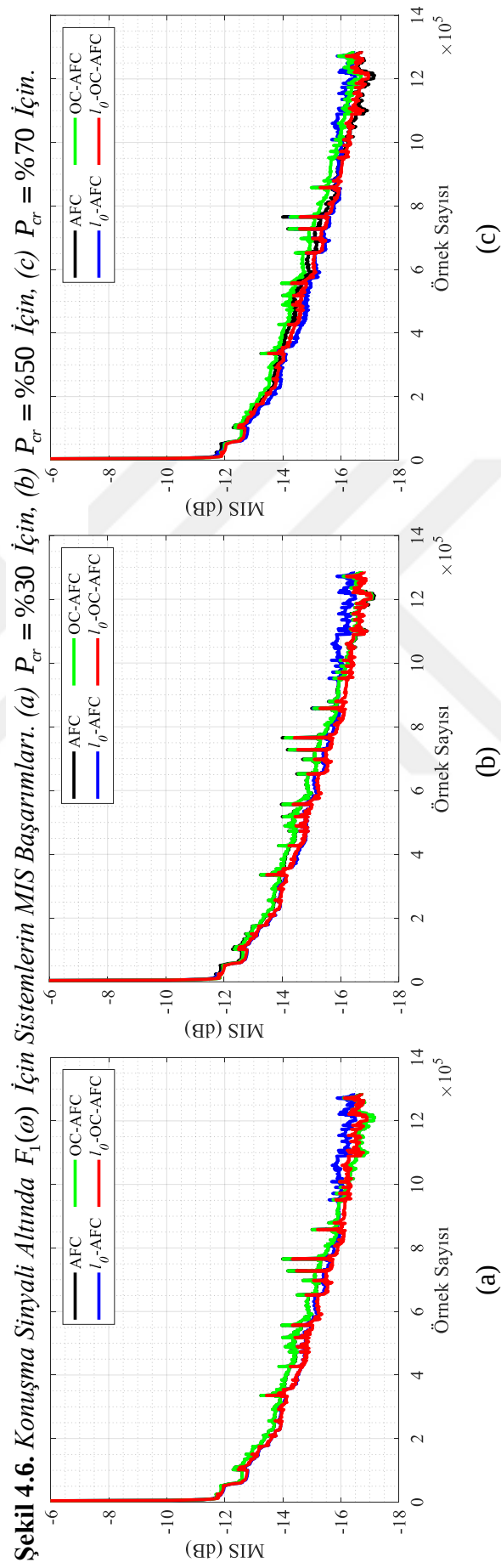
Şekil 4.5. AF Yollarının (a) Genlik Cevabı, (b) Faz Cevabı.

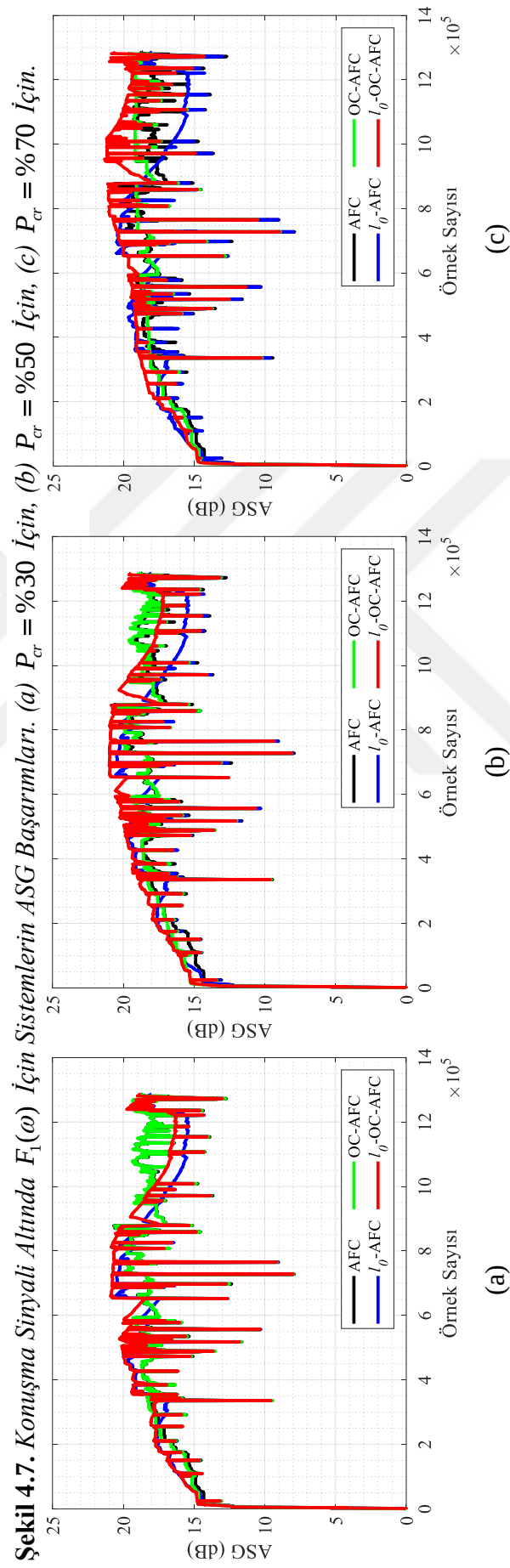


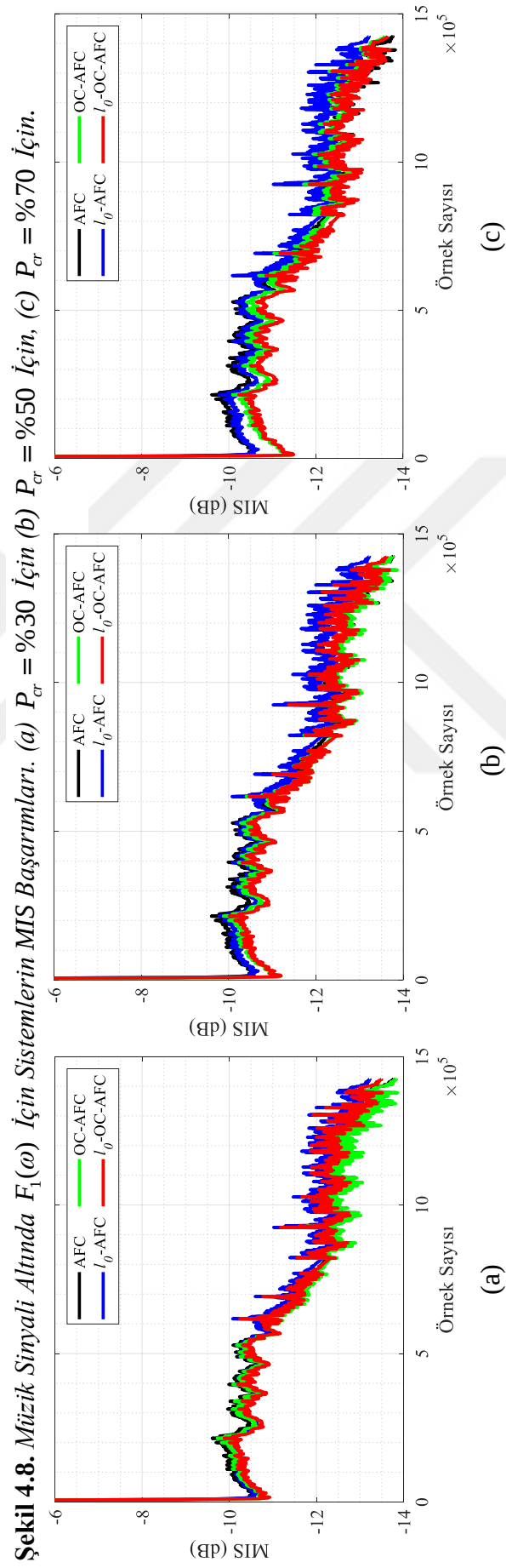
(a)

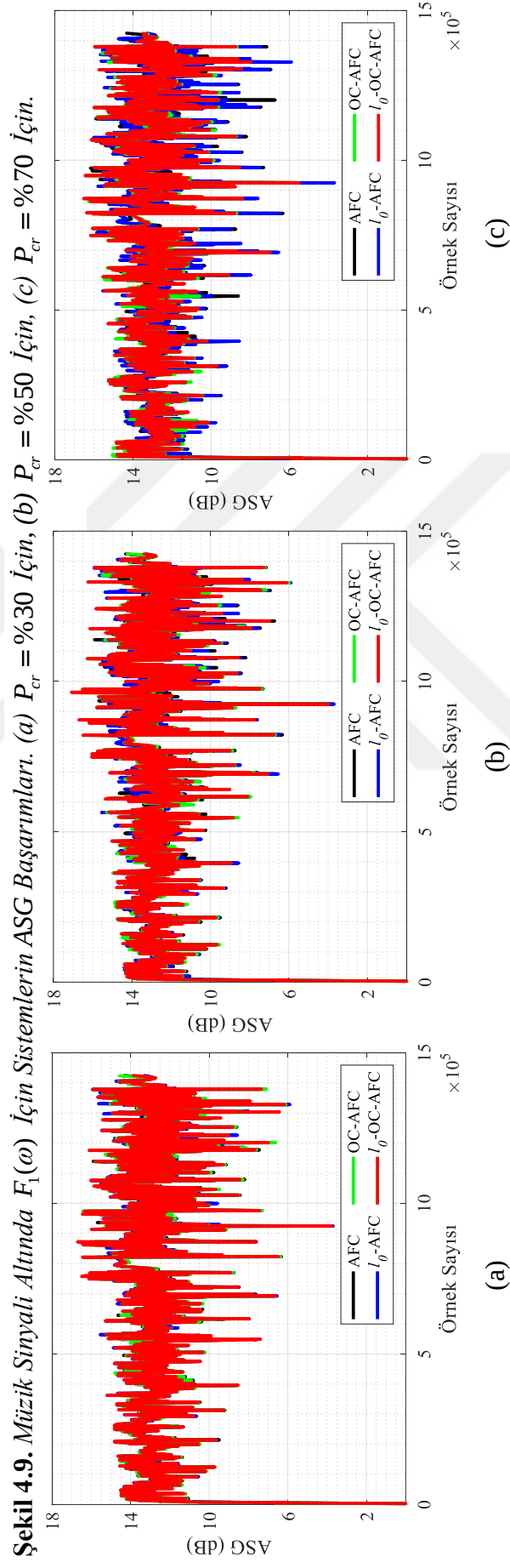


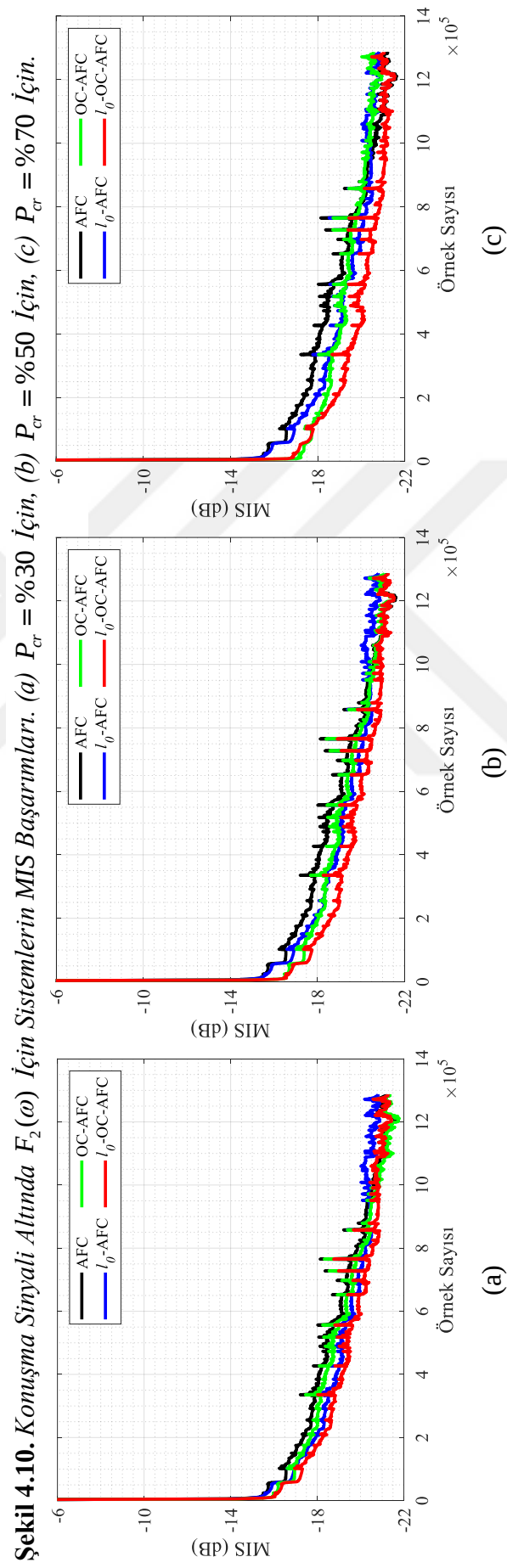
(b)

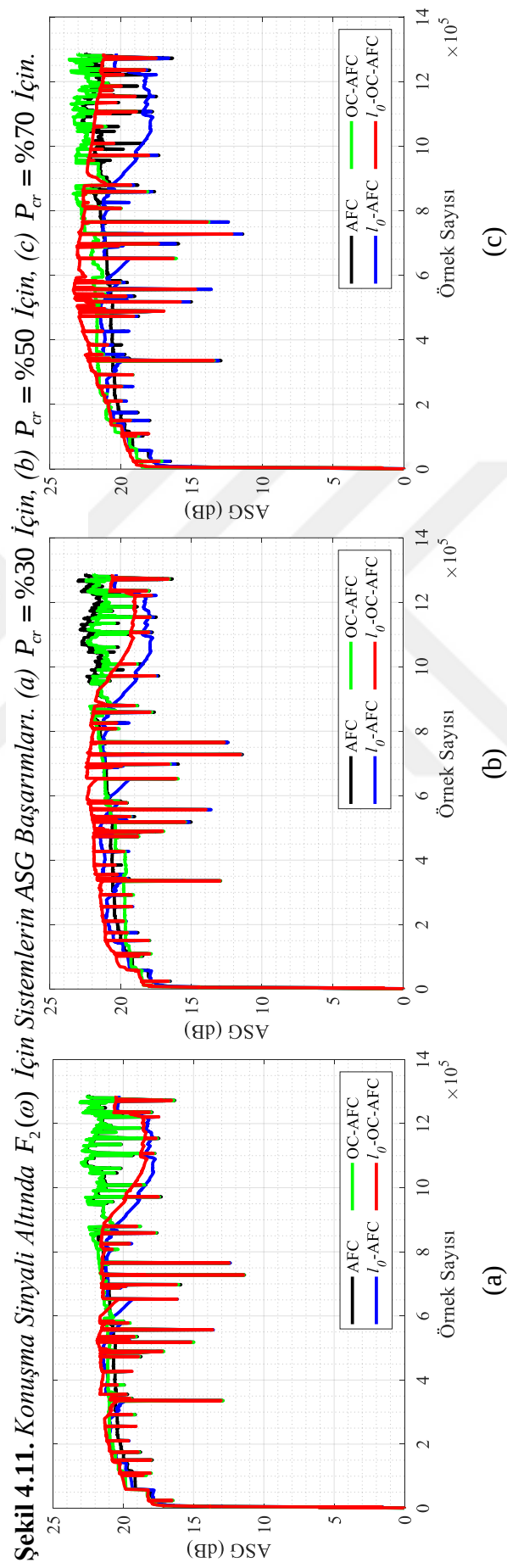


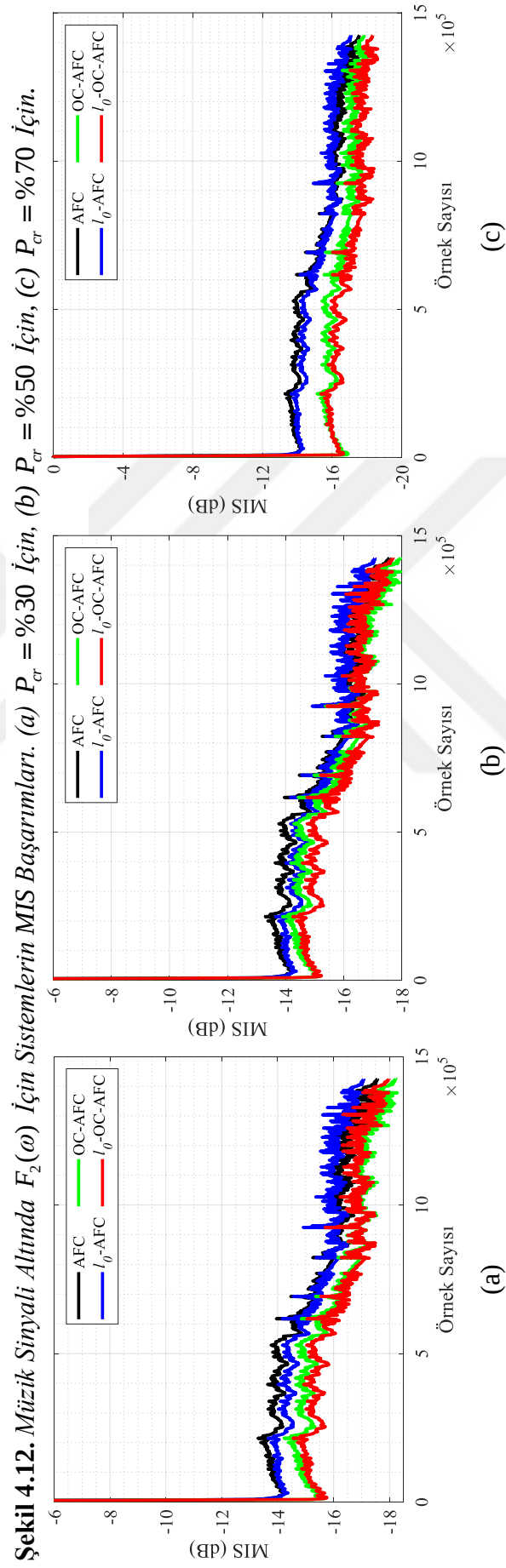


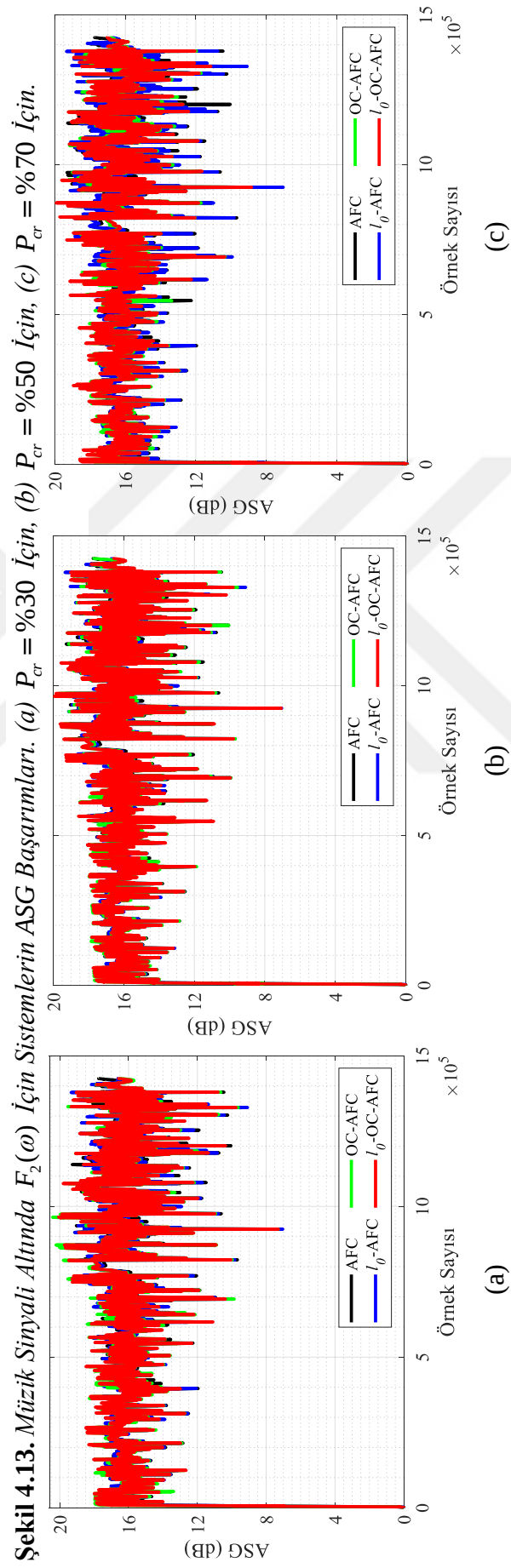












4.4. Sonuç

Bu bölümde, AF yolunun seyrek doğasını dikkate alan ve aynı zamanda yalnızca daha bilgilendirici verileri işleyen uygun maliyetli l_0 -OC-AFC sistemi tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan AFC sistemi, seyrekliği teşvik etmek için l_0 ceza normunu kullanırken uygun maliyet hedefine OC stratejisi ile ulaşmıştır. Önerilen sistem; BTE tipi işitme cihazından ölçülmüş, gerçek-dünya uzun seyrek AF yolları üzerinde denenmiş, MIS ve ASG bakımından değerlendirilmiştir. Benzetim sonuçlarının ardından, önerilen l_0 -OC-AFC sisteminin, seyrekliğe duyarlılığı ile yakınsama başarımını iyileştirdiği ve yalnızca bilgilendirici verileri işleme yeteneği sayesinde hesaplama yükünü azalttığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, önerilen sistemin sansürleme oranı artışıyla doğru orantılı olarak etkinliğini arttırdığı belirlenmiştir. Dolayısıyla l_0 -OC-AFC sistemi, OC stratejisi ile farklı seyrekliğe duyarlı tabanlı algoritmalar ve ceza normlarının uyum içerisinde çalışabildiğini kanıtlamıştır.

Tablo 4.3. Kestirilmiş Sansürleme Oranları, Ortalama MIS ve ASG Değerleri.

Sistem	Kaynak Sinyal	$F_1(\omega)$ - Serbest Alan			$F_2(\omega)$ - Telefon Yakını		
		$\hat{P}_{cr}$ (%)	MIS (dB)	ASG (dB)	$\hat{P}_{cr}$ (%)	MIS (dB)	ASG (dB)
AFC	Konuşma	-	-14.8188	17.5888	-	-18.9942	20.7139
	Müzik	-	-11.4530	12.7913	-	-15.1740	16.0850
l_0 -AFC	Konuşma	-	-14.8852	17.5201	-	-19.2366	19.8749
	Müzik	-	-11.2987	12.8337	-	-15.2069	16.1340
OC-AFC ($P_{cr} = \%30$)	Konuşma	21.5602	-14.8174	17.6765	21.4917	-19.2465	21.0268
	Müzik	21.8652	-11.5399	12.8129	21.8694	-15.6858	16.1375
OC-AFC ($P_{cr} = \%50$)	Konuşma	38.6752	-14.8180	17.8945	38.5980	-19.3356	20.4900
	Müzik	39.5167	-11.6230	12.8075	39.4873	-16.0539	16.1716
OC-AFC ($P_{cr} = \%70$)	Konuşma	64.9596	-14.6208	17.9164	64.9294	-19.3298	21.5722
	Müzik	63.8011	-11.6442	12.9832	63.7747	-16.5067	16.2764
l_0 -OC-AFC ($P_{cr} = \%30$)	Konuşma	21.4707	-15.0071	18.1094	21.4522	-19.5950	20.3638
	Müzik	21.8872	-11.4692	12.8327	21.8628	-15.8389	16.1452
l_0 -OC-AFC ($P_{cr} = \%50$)	Konuşma	38.5379	-15.0395	18.5565	38.4595	-19.7984	20.8403
	Müzik	39.5350	-11.6330	12.8559	39.5123	-16.1574	16.1774
l_0 -OC-AFC ($P_{cr} = \%70$)	Konuşma	64.9628	-14.9170	18.9012	64.9215	-19.9719	21.6578
	Müzik	63.7915	-11.7865	13.0051	63.7314	-16.9476	16.2920

SONUÇ

Bu tez çalışması, giyilebilir işitme cihazlarında sık rastlanan AF problemine OC stratejisinin etkin ve başarılı entegrasyonu sayesinde uygun maliyetli çözümler sunan OC stratejisi tabanlı AFC sistemlerinin tasarımına odaklanmaktadır. Bu doğrultuda ilk olarak, başarımı büyük ölçüde artırarak hesaplama yükünü %70'e varan oranlarda düşüren yeni bir OC-AFC sistemi tasarlanmıştır. Ardından, AFC uygulamalarında başarımı olumsuz etkileyen, iyi-bilinen yanlılık konusu ele alınmıştır. Bu sorunu çözmek için, prob gürültü enjeksiyonu ve PEM yaklaşımlarını ayrı ayrı esas alan yeni OC-AFC sistemleri geliştirilmiştir. Bu kapsamda ilk olarak, bir prob gürültü dizisinin hoparlöre enjeksiyonu şeklinde çalışan yeni PN-OC-AFC sistemi tasarlanmıştır. Ardından aynı amaçla, PEM yaklaşımının ve OC stratejisinin öncülük ettiği iki yeni OC-PEMAFC-1 ve OC-PEMAFC-2 sistemleri geliştirilmiştir. Bu sistemler, hesap maliyetinin azaltılması ve başarımın artırılması gibi öncelik noktalarında ayrılmıştır. Son olarak, AF yolunun seyrek doğasının neden olduğu düşük yakınsama başarımı sorunu, maliyet fonksiyonunda l_0 ceza normunu kullanan yeni bir l_0 -OC-AFC sistemi ile uygun maliyetli bir çözüme ulaşmıştır. Tez kapsamında tasarlanan sistemlerin başarımı; MSD, MIS, ASG, PESQ ve çalışma süresi gibi yaygın kullanılan ölçüm metrikleri ile mevcut sistemlerle karşılaştırmalı olarak test edilmiştir. Benzetim çalışmaları, AF yollarının farklı frekanslarda örneklenmesi, AF yollarının aniden değişimi ve AF yollarının uzun ve seyrek olması gibi farklı senaryolar ile BTE tipi işitme cihazından ölçülmüş literatürde yaygın olarak kullanılan gerçek-dünya AF yolları üzerinde gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen sistemlerin, tatmin edici başarımlar sağlayarak hesap maliyetinin azaltılması ve hesap maliyetini nispeten azaltarak başarımın artırılması gibi durumlarda başarılı olduklarını kanıtlamıştır.

Son olarak bu tez çalışmasıyla ilişkili gelecek çalışmalar şu şekilde sıralanabilir:

- Öncelikle AF yolları dürtü cevaplarının ve konuşma/müzik gibi kaynak sinyallerinin lineer olmayan dinamiklerinin incelenmesi üzerine bir çalışma gerçekleştirilebilir. Bu sayede, önerilen OC-AFC sistemlerinin etkinliği artırılabilir ve sistemlerin kararlı çalışma süreleri uzatılabilir.
- Ayrıca, prob gürültü enjeksiyon yaklaşımı kapsamında yüksek genlikli gürültülerin bozucu etkilerini gidermek için çoğunlukla kullanılan şekillendirici filtre yapısının ikinci bölümde önerilen PN-OC-AFC sistemine entegre edildiği bir çalışma yürütülebilir. Böylelikle önerilen sistemin pratikte kullanılabilirliği artacaktır.
- Öte yandan, literatürde yaygın olarak kullanılan seyrekliğe duyarlı l_1 -Norm tabanlı algoritmaların OC-AFC sistemiyle birlikte çalıştırıldığı bir çalışma gerçekleştirilebilir. Böylelikle seyreklik probleminin üstesinden daha etkin bir şekilde gelinebilir.
- Önerilen tüm sistemlerin yapısına, işitme cihazında AF meydana geldiğinde, AFC sistemini tetikleyerek giderim işlemini başlatan bir sensör/algılayıcı entegre edilebilir. Bu sayede OC stratejisinin sağladığı güç tasarrufuna ek olarak ilave bir güç kazancı daha elde edilebilir.
- Son olarak, önerilen sistemlerin avantajlarını kullanan dışbükey kombinasyon yaklaşımı ile yeni uygun maliyetli hibrit/iş birlikçi OC-AFC sistemlerinin tasarımı yapılabilir. Böylelikle; yüksek yakınsama başarımı, yüksek AF giderim başarımı ve düşük hesaplama maliyeti hedefleri tek bir sistemde gerçekleştirilebilir.

KAYNAKÇA

- [1] World Health Organization, “World Report On Hearing”, *World Health Organization, Geneva, Licence: CC BY-NC-SA 3.0 IGO.*, 2021.
- [2] J. Kates, *Digital hearing aids*. Plural Publishing, 2008.
- [3] S. Pradhan, V. Patel, K. Patel, J. Maheshwari, and N. V. George, “Acoustic feedback cancellation in digital hearing aids: A sparse adaptive filtering approach”, *Applied Acoustics*, vol. 122, pp. 138-145, Jul. 2017.
- [4] T. Van Waterschoot and M. Moonen, “Fifty years of acoustic feedback control: State of the art and future challenges”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 2, pp. 288-327, 2011.
- [5] R. Vanamadi and A. Kar, “Feedback cancellation in digital hearing aids using convex combination of proportionate adaptive algorithms”, *Applied Acoustics*, vol. 182, p. 108175, Nov. 2021.
- [6] M. G. Siqueira and A. Alwan, “Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids”, *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 8, no. 4, pp. 443-453, Jul. 2000.
- [7] S. S. Bhattacharjee, S. Pradhan, and N. V. George, “Design of a class of zero attraction based sparse adaptive feedback cancellers for assistive listening devices”, *Applied Acoustics*, vol. 173, p. 107683, Feb. 2021.
- [8] J. M. Kates, “Feedback cancellation in hearing aids,” *In Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp. 1125-1128, 1990.
- [9] J. Hellgren, “Analysis of feedback cancellation in hearing aids with filtered-x lms and the direct method of closed loop identification”, *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 10, no. 2, pp. 119-131, Feb. 2002.
- [10] G. Rombouts, T. Van Waterschoot, K. Struyve, and M. Moonen, “Acoustic feedback cancellation for long acoustic paths using a nonstationary source model”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 9, pp. 3426-3433, Sep. 2006.

- [11] T. van Waterschoot and M. Moonen, "Adaptive feedback cancellation for audio applications", *Signal Processing*, vol. 89, no. 11, pp. 2185-2201, Nov. 2009.
- [12] L. Thi, T. Tran, and S. E. Nordholm, "A switched algorithm for adaptive feedback cancellation using pre-filters in hearing aids", *Audiology Research*, vol. 11, no. 3, pp. 389-409, Aug. 2021.
- [13] L. T. T. Tran, S. E. Nordholm, H. Schepker, H. H. Dam, and S. Doclo, "Two-microphone hearing aids using prediction error method for adaptive feedback control", *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, vol. 26, no. 5, pp. 909-923, May 2018.
- [14] A. Anand, A. Kar, and M. N. S. Swamy, "Design and analysis of a blpc vocoder-based adaptive feedback cancellation with probe noise", *Applied Acoustics*, vol. 115, pp. 196-208, 2017.
- [15] K. Patel and I. M. S. Panahi, "Efficient real-time acoustic feedback cancellation using adaptive noise injection algorithm", in *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS)*, vol. 2020-July, pp. 972-975, Jul. 2020.
- [16] M. Guo, S. H. Jensen, and J. Jensen, "Novel acoustic feedback cancellation approaches in hearing aid applications using probe noise and probe noise enhancement", *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, vol. 20, no. 9, pp. 2549-2563, 2012.
- [17] C. R. C. Nakagawa, S. Nordholm, and W. Y. Yan, "New insights into optimal acoustic feedback cancellation", *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 20, no. 9, pp. 869-872, 2013.
- [18] C. R. C. Nakagawa, S. Nordholm, and W. Y. Yan, "Feedback cancellation with probe shaping compensation", *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 21, no. 3, pp. 365-369, Mar. 2014.
- [19] M. Guo, T. B. Elmedy, S. H. Jensen, and J. Jensen, "On acoustic feedback cancellation using probe noise in multiple-microphone and single-loudspeaker systems", *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 19, no. 5, pp. 283-286, 2012.

- [20] M. Guo, S. H. Jensen, J. Jensen, and S. L. Grant, "On the use of a phase modulation method for decorrelation in acoustic feedback cancellation", in *Proceedings of the 20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pp. 2000-2004, 2012.
- [21] M. R. Schroeder, "Improvement of acoustic-feedback stability by frequency shifting", *Journal of The Acoustical Society of America*, vol. 36, no. 9, pp. 1718-1724, Sep. 1964.
- [22] C. R. C. Nakagawa, S. Nordholm, and W. Y. Yan, "Dual microphone solution for acoustic feedback cancellation for assistive listening", in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 149-152, 2012.
- [23] T. Sankowsky-Rothe, M. Blau, H. Schepker, and S. Doclo, "Reciprocal measurement of acoustic feedback paths in hearing aids", *Journal of The Acoustical Society of America*, vol. 138, no. 4, p. EL399, Oct. 2015.
- [24] Y. Chen, Y. Gu, and A. O. Hero, "Sparse lms for system identification", in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 3125-3128, 2009.
- [25] Y. Gu, J. Jin, and S. Mei, " ℓ_0 norm constraint LMS algorithm for sparse system identification", *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 16, no. 9, pp. 774-777, 2009.
- [26] Vasundhara, N. B. Puhan, and G. Panda, "Zero attracting proportionate normalized subband adaptive filtering technique for feedback cancellation in hearing aids," *Applied Acoustics*, vol. 149, pp. 39-45, Jun. 2019.
- [27] C. H. Lee, B. D. Rao, and H. Garudadri, "Sparsity promoting lms for adaptive feedback cancellation", in *25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, vol. 2017-January, pp. 226-230, Oct. 2017.
- [28] Vasundhara, G. Panda, and N. B. Puhan, "A vss sparseness controlled algorithm for feedback suppression in hearing aids," in *2015 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT)*, pp. 151-156, Jan. 2016.

- [29] D. Berberidis, V. Kekatos, and G. B. Giannakis, "Online censoring for large-scale regressions with application to streaming big data", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 15, p. 3854, Aug. 2016.
- [30] E. C. Mengüç, S. Çınar, M. Xiang, and D. P. Mandic, "Online censoring based weighted-frequency fourier linear combiner for estimation of pathological hand tremors", *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 28, pp. 1460-1464, 2021.
- [31] A. O. Sarp, E. C. Mengüç, M. Peker, and B. Çolak Güvenç, "Data-adaptive censoring for short-term wind speed predictors based on mlp, rnn, and svm," *IEEE System Journal*, vol. 16, no. 3, pp. 3625-3634, Sept. 2022.
- [32] B. Çolak Güvenç, Y. Eren, and E. C. Mengüç, "Novel online censoring based learning algorithm for complex-valued big data streams", in *2022 30th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pp. 1-4, Safranbolu, Turkey, May 2022.
- [33] Y. Eren, B. Çolak Güvenç, and E. C. Mengüç, "Online censoring based acoustic feedback cancellation for wearable hearing aids", in *2022 30th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pp. 1-4, Safranbolu, Turkey, May 2022.
- [34] D. Berberidis and G. B. Giannakis, "Data sketching for large-scale kalman filtering", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 65, no. 14, pp. 3688-3701, Jul. 2017.
- [35] P. S. R. Diniz, "On data-selective adaptive filtering", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 16, pp. 4239-4252, Aug. 2018.
- [36] R. Arroyo-Valles, S. Maleki, and G. Leus, "A censoring strategy for decentralized estimation in energy-constrained adaptive diffusion networks", in *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pp. 155-159, 2013.
- [37] R. Jiang and B. Chen, "Fusion of censored decisions in wireless sensor networks," *IEEE Transactions on Wireless Communication*, vol. 4, no. 6, pp. 2668–2673, Nov. 2005.

- [38] E. C. Mengüç and N. Rezayi, “Estimation of pathological hand tremor signals by fourier linear combiner based online censoring lms algorithm”, in *2019 27th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pp. 1-4, Apr. 2019.
- [39] E. C. Mengüç, M. Xiang, and D. P. Mandic, “Online censoring based complex-valued adaptive filters”, *Signal Processing*, vol. 200, p. 108638, Nov. 2022.
- [40] B. Çolak Güvenç, Y. Eren, and E. C. Mengüç, “Adaptive prediction of financial data with complex-valued informative data”, in *2022 Elektrik-Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı (ELECO)*, Bursa, pp. 1-5, Nov. 2022.
- [41] E. C. Mengüç, N. Acır, and D. P. Mandic, “A class of online censoring based quaternion-valued least mean square algorithms”, *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 30, pp. 244-248, 2023.
- [42] P. C. Loizou, *Speech Enhancement: Theory and Practice*, 1st. CRC Press, 2007.
- [43] The MathWorks Inc., “MATLAB version: 9.14.0 (R2023a).” Natick, Massachusetts, United States, 2023. <https://www.mathworks.com>.
- [44] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*. New Jersey: Prentice-Hall, 1985.
- [45] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Prentice Hall, 1996.
- [46] H. Zhu, H. Qian, X. Luo, and Y. Yang, “Adaptive queuing censoring for big data processing”, *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 25, no. 5, pp. 610-614, May 2018.
- [47] L. Shi, L. Shen, and B. Chen, “Complementary mean square deviation and stability analyses of the widely linear recursive least squares algorithm”, *Digital Signal Processing*, vol. 122, p. 103357, Apr. 2022.
- [48] M. T. Akhtar, F. Albu, and A. Nishihara, “Prediction error method (pem)-based howling cancellation in hearing aids: Can we do better?”, *IEEE Access*, vol. 11, pp. 337-364, 2023.
- [49] Y. Yin and F. Chen, “acoustic feedback cancellation algorithm for hearing aids based on a weighted error adaptive filter”, *Electronics*, vol. 12, no. 7, p. 1528, Mar. 2023.

- [50] N. Hiruma, Y. Ueda, Y. Yuno, and H. Nakashima, "Adaptive feedback cancellation based on interaural level difference using lattice filter with correlation control for binaural hearing devices", *Applied Acoustics*, vol. 207, p. 109343, May 2023.
- [51] A. H. Sayed, *Adaptive Filters*. John Wiley and Sons, 2008.
- [52] M. V. S. Lima and P. S. R. Diniz, "Steady-state MSE performance of the set-membership affine projection algorithm", *Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 32, no. 4, pp. 1811-1837, Aug. 2013.
- [53] P. S. R. Diniz and S. Werner, "Set-membership binormalized data-reusing lms algorithms," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 1, pp. 124-134, Jun. 2008.
- [54] S. Lv, H. Zhao, and L. Zhou, "Robust proportionate normalized least mean m-estimate algorithm for block-sparse system identification", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 69, no. 1, pp. 234-238, Jan. 2022.
- [55] Y. Zhang, S. Xiao, D. (David) Huang, D. Sun, L. Liu, and H. Cui, " l_0 -norm penalised shrinkage linear and widely linear LMS algorithms for sparse system identification", *IET Signal Processing*, vol. 11, no. 1, pp. 86-94, Feb. 2017.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER

Uluslararası hakemli dergilerde yayınlanan makaleler

1. Y. Eren, B. Çolak Güvenç and E. C. Mengüç, “An acoustic feedback canceller using probe noise and informative data”, *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 2022. (Değerlendirme Aşamasında)
2. Y. Eren, B. Çolak Güvenç and E. C. Mengüç, “Cost-effective acoustic feedback cancellers for digital hearing aids”, *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 2023. (Değerlendirme Aşamasında)

Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında (Proceedings) basılan bildiriler

1. Y. Eren, B. Çolak Güvenç and E. C. Mengüç, “Online censoring based acoustic feedback cancellation for wearable hearing aids”, *2022 30th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pp. 1-4, Safranbolu, Turkey, 2022, doi: 10.1109/SIU55565.2022.9864685.

ÖZGEÇMİŞ

1. KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı: Yusuf EREN
Uyruğu: Türkiye (T.C)

2. ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Kayseri Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2023
Lisans	Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2019
Lise	Kayseri Lisesi, Kayseri	2014

3. İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2023-Halen	Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü	Araştırma Görevlisi

4. YABANCI DİL

İngilizce

5. YAYINLAR

Uluslararası hakemli dergilerde yayınlanan makaleler

1. Y. Eren, B. Çolak Güvenç and E. C. Mengüç, “An acoustic feedback canceller using probe noise and informative data”, *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 2022. (Değerlendirme Aşamasında)
2. Y. Eren, B. Çolak Güvenç and E. C. Mengüç, “Cost-effective acoustic feedback cancellers for digital hearing aids”, *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 2023. (Değerlendirme Aşamasında)

Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında (Proceedings) basılan bildiriler

1. Y. Eren, B. Çolak Güvenç and E. C. Mengüç, “Online censoring based acoustic feedback cancellation for wearable hearing aids”, *2022 30th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pp. 1-4, Safranbolu, Turkey, May 2022.
2. B. Çolak Güvenç, Y. Eren and E. C. Mengüç, “Novel online censoring based learning algorithm for complex-valued big data streams”, *2022 30th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pp. 1-4, Safranbolu, Turkey, May 2022.
3. Y. Eren, B. Çolak Güvenç and E. C. Mengüç, “Cost-effective adaptive predictor for large-scale wind signal”, *2023 46th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, pp. 1-4, Brno, Czech Republic, Jul. 2023.

Ulusal bilimsel toplantılarda sunulan bildiri kitabında basılan bildiriler

1. B. Çolak Güvenç, Y. Eren ve E. C. Mengüç, “Kompleks değerli bilgilendirici veriler ile finansal verilerin adaptif tahmini”, *2022 Elektrik-Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı (ELECO)*, ss. 1-5, Bursa, Türkiye, 2022.

6. PROJELER

1. E. C. Mengüç (Yürütücü), B. Çolak Güvenç (Araştırmacı) ve Y. Eren (Araştırmacı), “Büyük Veri Akışları İçin Çevrimiçi Sansürleme Stratejisi Tabanlı Yeni Kompleks-Değerli Adaptif Sinyal İşleme Tekniklerinin Geliştirilmesi”, *TÜBİTAK*, 3501-Kariyer Geliştirme Programı, 121E324, 2021-Halen.
2. E. C. Mengüç (Yürütücü), B. Çolak Güvenç (Araştırmacı) ve Y. Eren (Araştırmacı), “Giyilebilir İşitme Cihazları İçin Çevrim İçi Sansürlemeye Dayalı Yeni Akustik Geri Besleme Gidericilerin Tasarımı”, *Kayseri Üniversitesi BAP Birimi*, Normal Araştırma Projesi, FBA-2022-1094, 2022-Halen.

7. BURSLAR

1. E. C. Mengüç (Yürütücü), “Büyük Veri Akışları İçin Çevrimiçi Sansürleme Stratejisi Tabanlı Yeni Kompleks-Değerli Adaptif Sinyal İşleme Tekniklerinin Geliştirilmesi”, *TÜBİTAK*, 3501-Kariyer Geliştirme Programı, 121E324, Yüksek Lisans Bursiyeri, 2021-Halen.

GİYİLEBİLİR İŞİTME CİHAZLARI İÇİN ÇEVİRİM İÇİ SANSÜRLEMeye DAYALI YENİ AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİLERİN TASARIMI

Yazar Yusuf Eren

Gönderim Tarihi: 24-Tem-2023 12:11PM (UTC+0300)

Gönderim Numarası: 2136001679

Dosya adı: 4034630063-Yusuf-EREN-YL-Tez-SON.pdf (8.25M)

Kelime sayısı: 15121

Karakter sayısı: 90103

GIYİLEBİLİR İŞİTME CİHAZLARI İÇİN ÇEVİRİM İÇİ SANSÜRLEMeye DAYALI YENİ AKUSTİK GERİ BESLEME GİDERİCİLERİN TASARIMI

ORİJİNALLİK RAPORU

% **12**
BENZERLİK ENDEKSİ

% **7**
İNTERNET KAYNAKLARI

% **10**
YAYINLAR

% **4**
ÖĞRENCİ ÖDEVLERİ

BİRİNCİL KAYNAKLAR

1 Yusuf Eren, Buket Colak Guvenc, Engin Cemal Menguc. "Online Censoring Based Acoustic Feedback Cancellation for Wearable Hearing Aids", 2022 30th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2022

Yayın

% **5**

2 Yusuf Eren, Buket Çolak Güvenç, Engin Mengüç. "Cost-Effective Acoustic Feedback Cancellers for Digital Hearing Aids", Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2023

Yayın

% **1**

3 issuu.com
İnternet Kaynağı

% **1**

4 www.notesale.co.uk
İnternet Kaynağı

<% **1**

5 acikbilim.yok.gov.tr
İnternet Kaynağı

<% **1**

45

www.slideshare.net

İnternet Kaynağı

Alıntıları çıkart

Kapat

Eşleştirmeleri çıkar

< 7 words

Bibliyografyayı Çıkart

Kapat

