

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ZAMAN-FREKANS DAĞILIMLARI VE KESİRLİ FOURIER DÖNÜŞÜMÜ İLE
YENİ HABERLEŞME VE UYARLANIR SİSTEM TASARIMLARI**

SULTAN ALDIRMAZ

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
HABERLEŞME PROGRAMI**

**DANIŞMAN
DOÇ. DR. LÜTFİYE DURAK ATA**

İSTANBUL, 2012

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ZAMAN-FREKANS DAĞILIMLARI VE KESİRLİ FOURIER DÖNÜŞÜMÜ İLE
YENİ HABERLEŞME VE UYARLANIR SİSTEM TASARIMLARI**

Sultan ALDIRMAZ tarafından hazırlanan tez çalışması 23.05.2012 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Lütfiye DURAK ATA
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Lütfiye DURAK ATA
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Aydın AKAN
İstanbul Üniversitesi

Prof. Metin YÜCEL
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. İlker BAYRAM
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Ahmet SERBES
Yıldız Teknik Üniversitesi

Bu alışma, Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu TÜBİTAK tarafından 105E078 nolu araştırma projesi kapsamında desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Öncelikle zorlu tez çalışmam süresince desteğini, sabrını ve sevgisini benden esirgemeyen aileme, bilgi ve deneyimlerini benimle paylaşan, yol gösteren, cesaretlendiren ve bir danışmandan öte ailemden biri haline gelen çok sevgili hocam Doç. Dr. Lütfiye Durak Ata'ya yürekten teşekkür ederim. Tez komitemde yer alan ve benimle kendi öğrencisi gibi ilgilenen, farklı bakış açıları sunarak yardımcı olan sevgili hocam Prof. Dr. Aydın Akan'a, olumlu bakış açısı ile beni araştırmaya teşvik eden sevgili hocam Prof. Metin Yücel'e ve bana matematiksel bakış açısı kazandıran, bunaldığım zamanlarda beni tekrar çalışmaya yönlendiren eski ofis arkadaşım, meslektaşım Ahmet Serbes'e ve Yıldız Teknik Üniversitesi'ni aile ortamına çeviren sevgili dostlarıma teşekkürü borç bilirim.

Yüksek lisans ve doktora eğitimim süresince TÜBİTAK- EEEAG'ye proje-bursu ve destekler için teşekkür ederim.

Mayıs, 2012

Sultan ALDIRMAZ

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÖZET.....	xiii
ABSTRACT	xv
BÖLÜM 1.....	1
GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı ve Kapsamı.....	7
1.2 Literatüre Sağlanan Özgün Katkılar	7
1.3 Tezin Planı	10
BÖLÜM 2.....	11
ÖN BİLGİLER.....	11
2.1 İşaretlerin Zaman ve Frekans Çözünürlüğü: Zaman-Bant Genişliği Çarpımı 11	
2.2 Kısa Süreli Fourier Dönüşümü.....	12
2.3 Wigner Dağılımı.....	14
2.4 Belirsizlik Fonksiyonu	17
2.5 Sürekli Kesirli Fourier Dönüşümü ve Özellikleri.....	19
BÖLÜM 3.....	28
UYARLANIR AYRIK EVRİMSEL DÖNÜŞÜM	28
3.1 Ayrık Evrimsel Dönüşüm	29
3.2 GTBP-Optimum-KSFD.....	34
3.3 Anlık Frekans Kestirimi.....	37
3.4 Uyarlamalı AED Gösterimi	39
3.5 Benzetimler	41
3.6 Sonuç.....	42
BÖLÜM 4.....	46

YENİ BİR OFDM KAFES YAPISI: ZAMAN-FREKANS DÜZLEMİNDE TOROİDAL KAFES	46
4.1 Hermite-Gauss Fonksiyonları ve Özellikleri	52
4.2 Sistem Modeli	55
4.3 Benzetim Sonuçları	59
4.4 Sonuçlar	62
BÖLÜM 5.....	63
ÇÖRP TAŞIYICILI KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMİ	63
5.1 Giriş	63
5.2 Çörp İşareti Tabanlı Haberleşme Sistemleri	65
5.3 Farklı Çörp Hızlarına Sahip Çok Taşıyıcılı Sistem Modeli.....	67
5.4 Benzetimler	72
5.5 Sonuçlar	74
BÖLÜM 6.....	76
KFD BÖLGESİNDE UYARLANIR FİLTRELEME	76
6.1 Uyarlanırlı Filtreler	76
6.2 Zaman Bölgesinde Uyarlanırlı Filtreler	79
6.3 Aktif Gürültü Kontrolü	80
6.4 Uygun KFD Derecesinin Belirlenmesi.....	81
6.5 AGK Sistemlerinde Uyarlanırlı Filtreler	82
6.6 Sistem Modeli ve Benzetimler	86
6.7 Sonuçlar	91
BÖLÜM 7.....	93
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	93
ÖZGEÇMİŞ.....	106

SİMGE LİSTESİ

a_0	KFD derecesi
$AF_x(\tau, \nu)$	$x(t)$ işaretinin AF gösterimi
B_x	$x(t)$ işaretinin bant genişliği
$F_a\{x(t)\}$	$x(t)$ işaretinin KFD'si
$KSFD_x$	$x(t)$ işaretinin KSFD gösterimi
GTBP	Genelleştirilmiş zaman-bant genişliği çarpımı (generalized time-bandwidth product)
η_t	Zaman bölgesi ortalama değeri
η_f	Frekans bölgesi ortalama değeri
S	S yönteminde kullanılan ayrık Fourier matrisiyle sırabagimsiz matris
TBP	Zaman bant genişliği çarpımı
T_x	$x(t)$ işaretinin zaman genişliği
$WD_x(\tau, \nu)$	$x(t)$ işaretinin WD gösterimi
$\psi_n(t)$	n. dereceden Hermite-Gauss fonksiyonu

KISALTMA LİSTESİ

AED	Ayrık evrimsel dönüşüm (Discrete evolutionary transform, DET)
AF	Belirsizlik fonksiyonu (Ambiguity function)
AGK	Aktif gürültü kontrolü (Active noise control)
AWGN	Eklenir beyaz Gauss gürültüsü (Additive white Gaussian noise)
CDMA	Kod bölmeli çoklu erişim (Code Division Multiple Access)
DD	Dalgacık dönüşümü (Wavelet transform, WT)
FCC	Amerikan İletişim Kurumu (Federal Communications Commission)
FD	Fourier dönüşümü (Fourier transform, FT)
Fx-LMS	Filtrelenmiş giriş-en küçük karesel ortalama (Filtered-least mean square)
GTBP	Genelleştirilmiş zaman-bant genişliği çarpımı (Generalized time-bandwidth product)
ICI	Taşıyıcılar arası girişim (Inter-carrier interference)
ISI	Semboller arası girişim (Inter-symbol interference)
KAED	Kesirli ayrık evrimsel dönüşüm (Fractional discrete evolutionary transform, FrDET)
KSFD	Kısa süreli Fourier dönüşümü (Short-time Fourier transform, STFT)
KFD	Kesirli Fourier dönüşümü (Fractional Fourier transform, FrFT)
LTE	Long term evolution
LMS	En küçük karesel ortalama (Least mean square)
MSE	Ortalama karesel hata (Minimum square error)
OFDM	Dikgen frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
NLMS	Normalize en küçük karesel ortalama (Normalized least mean square)
PSWFs	Prolate küresel dalga fonksiyonları (prolate spheroidal wave functions)
TBP	Zaman bantgenişliği çarpımı (Time bandwidth product)
WD	Wigner dağılımı (Wigner distribution)

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1	Üç sinüzoidal ve bir çörp-tipi bileşenden oluşan bir işaretin, zaman, frekans ve zaman-frekans gösterimleri.....	3
Şekil 2. 1	Tek bileşenli çörp-tipi $x(t)$ işareti.....	13
Şekil 2. 2	Analiz pencere uzunluğunun (a) 31 ve (b) 129 örnek olması durumunda elde edilen KSFĐ gösterimleri.	13
Şekil 2. 3	$x(t)$ işaretinin WD gösterimi.	16
Şekil 2. 4	İki bileşenli çörp-tipi bir işaret.....	17
Şekil 2. 5	Şekil 2.4'te verilen iki bileşenli çörp-tipi işaretin (a) WD ve (b) AF gösterimi.	19
Şekil 2.6	WD, AF ve özilişki fonksiyonu arasındaki ilişki.	19
Şekil 2.7	Bir kare dalganın dönüşüm dereceleri sırasıyla (a) 0, (b) 0.25, (c) 0.5, (d) 0.75 ve (e) 1 olduğunda elde edilen KFD'leri.	20
Şekil 2. 8	(a) Çörp hızı 0.5 olan tek bileşenli LFM tipi bir işaretin zaman gösterimi, (b) $\alpha = 0.5$ için KFD bölgesinde gösterimi, (c) $\alpha = 1$ için elde edilen KFD gösterimi ve (d) $\alpha = 1.5$ için elde edilen işaretin KFD gösterimi.....	22
Şekil 2.9	İşaretin KFD dönüşümünün çörp çarpımı ve çörp evrişimi ile elde edimi. ...	23
Şekil 2.10	(a) Dikdörtgen destek alanına sahip bir işaretin WD gösterimi ile (b) bu işaretin kesirli Fourier dönüşümünün WD gösterimi.	26
Şekil 2.11	(a) Çörp tipi işaretin zaman bölgesi gösterimi, (b) (a)'daki işaretin WD gösterimi, (c) işaretin uygun dereceden KFD'si ve (d) (c)'deki işaretin WD gösterimi.....	27
Şekil 3. 1	Şekil 2.1'de verilen $x(t)$ işaretin AED gösterimi.	29
Şekil 3. 2	AED blok diyagramı.	32
Şekil 3. 3	(a) AED başlangıç izgesi, (b) Gabor çörp AED izgesi [42].	33
Şekil 3. 4	(a) Bir işaretin desteğinin zaman-frekans bölgesinde gösterimi, (b) aynı işaretin KFD ile zaman-frekans bölgesinde döndürülmüş versiyonunun zaman-frekans bölgesinde gösterimi.	36
Şekil 3. 5	GTBP-optimum-KSFĐ'nin elde edimi.....	38
Şekil 3. 6	(a) Gürültüsüz durum, (b) SNR=-5 dB değerine sahip işaretin farklı derecelerden KFD dönüşümlerinin maksimum genlik değerleri.....	40
Şekil 3. 7	Sentetik LFM tipi bir işaretin (a) zaman bölgesi gösterimi, (b) WD'si, (c) TBP-optimum KSFĐ ve (d) uyarlamalı AED.	43

Şekil 3. 8	Yarasa sesinin (a) zaman bölgesindeki değişimi, (b) klasik KSFĐ gösterimi, (c) TBP optimum gösterimi ve (d) uyarlamalı AED gösterimi (GTBP-optimum-KSFĐ).	44
Şekil 3. 9	Yarasa sesinin çapraz terimler içeren WD gösterimi.....	44
Şekil 3. 10	Bir xt sinüzoidal frekans modüleli işaret (a) zamana göre değişimi, ve bu işaretin farklı yöntemlerle hesaplanmış zaman-frekans gösterimleri (b) KSFĐ gösterimi, (c) sinüzoidal AED gösterimi, (d) çörp AED gösterimi, (e) GTBP-optimum KSFĐ gösterimi ve (f) WD gösterimi.	45
Şekil 4. 1	[28]'de önerilen optimum kafes yapısı, (a) ve (c) kanalın saçılma fonksiyonları, (b) ve (d) kafesi oluşturan taban fonksiyonlarının zaman-frekans bölgesinde gösterimleri.....	50
Şekil 4. 2	Zaman bölgesinde (a) 0. dereceden, (b) 1. dereceden, (c) 2. dereceden ve (d) 3. dereceden Hermite-Gauss darbelerinin gerçel gösterimleri.	53
Şekil 4. 3	(a) 0. dereceden, (b) 1. dereceden, (c) 2. dereceden ve (d) 3. dereceden Hermite-Gauss dalgalarının WD'si.	54
Şekil 4. 4	Toroidal yapıdaki Hermite-Gauss işaretlerinin zaman-frekans bölgesinde gösterimi.....	56
Şekil 4. 5	Toroidal-dikdörtgen kafes yapıları OFDM sistemi. Burada T ve F zaman ve frekans aralıklarını göstermektedir.	57
Şekil 4. 6	Önerilen haberleşme sistem modeli.	60
Şekil 4. 6	Farklı Hermite-Gauss işaretlerinin işaret gürültü oranına göre BER eğrileri. 61	
Şekil 4. 7	Rayleigh ve AWGN kanalındaki sistem performansının işaret gürültü oranına göre değişimi (T=40 ve F=60 için).....	61
Şekil 5. 1	Barkat vd.'nin önerdiği çörp-haberleşme sistem modeli [7].	66
Şekil 5. 2	Barkat vd.'nin önerdiği sistemin SNR-BER eğrisi (M: kullanıcı sayısı) [7].	67
Şekil 5. 3	(a) LFM işaretinin gerçel kısmının zaman bölgesinde gösterimi, (b) işaretin a . dereceden KFD'si, (c) $(a + 1)$. dereceden KFD'si, (d) (a) 'nın WD'si, (e) (b) 'nin WD'si, ve (f) (c) 'nin WD'si.	68
Şekil 5. 5	Önerilen sistemde kullanılan çörp taban fonksiyonları.	71
Şekil 5. 6	AWGN kanalda kullanıcı sayısı M=64 ve 128 için BER-SNR eğrisi.	73
Şekil 5. 7	Önerilen kanal kestirim algoritmasının kullanıldığı ve kullanılmadığı durum.	74
Şekil 5. 8	M=8 için aynı TBP alanı için önerilen sistem ile Barkat vd.'lerinin önerdiği sistemin [7] AWGN kanaldaki başarımları.....	75
Şekil 6.1	Zaman-frekans bölgesinde filtreleme	78
Şekil 6.2	IF değerinin ikili arama tekniği ile bulunması.....	83
Şekil 6.3	Farklı kesirli derecelerden KFD'nin maksimum genlik değişimi.	84
Şekil 6.4	Çok bileşenli LFM tipi işaretin $(a-1)$. dereceden KFD sonuçlarının maksimum genlik değerlerinin değişimi.	84
Şekil 6.5	Önerilen sistem modeli.	87
Şekil 6.6	Bir LFM işareti, (b) onun $(1/3)$. dereceden KFD'si, (c) KFD bölgesinde uyarlanır filtre çıkış işareti ve (d) (c) 'nin ters KFD'si olan anti-gürültü.....	87
Şekil 6.7	(a) Ortamda bulunan ve bastırılmak istenen LFM tipi gürültü, (b) zaman bölgesinde LMS algoritması ile gerçekleştirilen filtre sonucu kalan hata işareti ve (c) zaman bölgesinde NLMS algoritması ile gerçekleştirilen filtrenin hata işareti.....	88

Şekil 6.8	KFD bölgesinde gerçekleştirilen (a) LMS algoritması ve (b) NLMS algoritması tabanlı uyarlanırlı filtrenin hata işaretleri.	88
Şekil 6.9	(a) Zaman bölgesinde birincil gürültü işareti ve kesirli Fourier bölgesinde gerçekleştirilen uyarlanırlı filtrenin (b) LMS algoritması ile elde edilen hata işareti ile (c) NLMS algoritması ile elde edilen hata işareti.	89
Şekil 6.10	Zaman ve KFD bölgesinde gerçekleştirilen uyarlanırlı filtrenin SNR değerine göre ortalama karesel hata değişimi.	90
Şekil 6.11	Kesirli Fourier ve zaman bölgesinde gerçekleştirilen uyarlanırlı filtrelemenin yakınsama analizi.	90
Şekil 6.12	Çok bileşenli çörp-tipi gerçek yarasa sesinin zamana göre değişimi.	91
Şekil 6.13	Yarasa sesinin KSFĐ gösterimi.	92
Şekil 6.14	(a) Fx-NLMS algoritması ile zaman bölgesinde gerçekleştirilen uyarlanırlı filtrenin hata işareti, (b) Fx-NLMS algoritması ile KFD bölgesinde gerçekleştirilen uyarlanırlı filtrenin hata işareti.	92

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2. 1 Şekil 2.9'daki simgelerin tanımları.	23
Çizelge 6. 2 Fx-LMS Algoritması.	85

**ZAMAN-FREKANS DAĞILIMLARI VE KESİRLİ FOURIER DÖNÜŞÜMÜ İLE
YENİ HABERLEŞME ve UYARLANIR SİSTEM TASARIMLARI**

Sultan ALDIRMAZ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Lütfiye DURAK ATA

Bu tez çalışmasının ilk kısmında yapılan çalışma ile zaman-frekans analiz yöntemleri geliştirilmiş, ikinci kısmında ise yeni haberleşme sistemleri ile kesirli Fourier bölgesinde gerçekleşen uyarlanırlı filtreleme modelleri tasarlanmış ve literatüre özgün katkılarda bulunulmuştur.

İşaretlerin zaman-frekans gösterim yöntemlerinden kısa-sürelili Fourier dönüşümü, Wigner dağılımı, belirsizlik fonksiyonu, kesirli Fourier dönüşümü tanıtan ve zaman-bant genişliği çarpımına dair ön bilgilere yer veren Bölüm 2'nin ardından, özgün tez çalışmalarını içeren birinci kısımda, zaman-frekans gösterim yöntemlerinden biri olan ayrık evrimsel dönüşüm (AED) tekniği ile geliştirilmiş zaman-bant genişliği çarpımı-yönünden optimum kısa süreli Fourier dönüşümü (GTBP-optimum-KSFD) arasındaki ilişki incelenmiş ve AED'nin analiz penceresinin işarete göre uyarlanırlı bir şekilde seçilmesi sağlanarak gösterim iyileştirilmiştir.

Tezin ikinci kısmı zaman-frekans algoritmalarının kullanımı ile sistem modeli geliştirimi üzerinedir. Bu kapsamda iki özgün haberleşme sistem modeli önerilmiş ve kesirli

Fourier bölgesinde uyarlanır filtreleme bir aktif gürültü problemi uygulaması üstünde literatürde ilk kez ele alınmıştır.

Haberleşme sistemlerinde izgenin verimli kullanımı oldukça önemlidir. Tez kapsamında geliştirilen haberleşme sistemlerinde, izgesel kullanım veriminin artırılması amacıyla zaman-frekans algoritmaları kullanılmıştır. Önerilen birinci çalışmada, Hermite-Gauss işaretlerinin veri ile ağırlıklandırılmış bir birleşimi ile toroidal bir dalga formu üretilmiş ve bu dalga formu kullanılarak izgesel verimliliği yüksek bir haberleşme sistemi elde edilmiştir. Zaman bant genişliği çarpımı, izgesel verimlilikte bir ölçüt olarak kullanılmıştır.

Telsiz kanallarda haberleşme çok yollu sönümlenme, gölgeleme, Doppler frekans kayması gibi birçok bozucu etki altında gerçekleşmektedir. Bu bozucu etkiler nedeniyle alıcı, kanaldan gelen veriyi doğru bir şekilde çözememekte ve dolayısıyla telsiz haberleşme sisteminin kalitesi düşmektedir. Bu durum kanal kestirimini oldukça önemli hale getirmektedir. Kanal kestirimi çoğunlukla veri gönderiminden önce pilot işaret gönderilerek yapılmaktadır, ancak pilot işaret kullanımı sistemin izgesel verimliliğini düşürmektedir. Bu tez kapsamında izgesel verimliliği düşürmeden kanal kestirimi yapabilen bir haberleşme sistemi önerilmiştir. Çörp işaretlerin taşıyıcı olarak kullanıldığı çok taşıyıcılı haberleşme sistemi veriyi zaman-frekans bölgesinde dikdörtgen alanlar yerine dairesel bir alanda iletmektedir. Sistemde demodülasyon işlemi kesirli Fourier dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kesirli Fourier dönüşümünün iki önemli özelliği kullanılarak, çörp-tipi taşıyıcılar hem veri taşımakta hem de pilot işlevi görmektedir. Bu sayede izgesel verimliliği yüksek bir haberleşme sistemi elde edilmiştir.

Son bölümde, çoğunlukla zaman ya da Fourier bölgelerinde gerçekleşen uyarlamalı filtreler için yeni bir dönüşüm bölgesi olarak kesirli Fourier bölgesi önerilmektedir. Önerilen sistemin başarımı, aktif gürültü problemi ele alınarak incelenmiş ve ortamdaki mekanik sistemlerin gürültüsünün akustik bastırımı benzetimlerle gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Ayrık evrimsel dönüşüm (AED), belirsizlik fonksiyonu (AF), kısa süreli Fourier dönüşümü (KSFD), çok taşıyıcılı haberleşme sistemleri, çörp işaretler, Hermite-Gauss işaretler, kesirli Fourier dönüşümü (KFD), toroidal kafes, uyarlamalı filtreler, Wigner dağılımı (WD), zaman-bant genişliği çarpımı.

NEW COMMUNICATION AND ADAPTIVE SYSTEM DESIGNS BY TIME-FREQUENCY DISTRIBUTIONS AND FRACTIONAL FOURIER TRANSFORM

Sultan ALDIRMAZ

Department of Electronics and Communications Engineering

PhD. Thesis

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Lütfiye DURAK ATA

In the former parts of this thesis improved time-frequency analysis techniques are built up. Whereas, in the latter parts new communication models are developed and novel adaptive filter designs in the fractional Fourier domains are proposed.

After introducing the short-time Fourier transform (STFT), Wigner distribution (WD), ambiguity function (AF), fractional Fourier transform (FrFT), and time-bandwidth product (TBP) in the second section, we evolve to novel studies of the thesis, namely, the investigation of the relationship between discrete evolutionary transform (DET) and the generalized time-bandwidth product optimum STFT. We have also determined the analysis window of the DET in an adaptive way, hence improving the DET representation.

The latter part of the thesis is mainly based on the system model design using the ideas behind the time-frequency analysis. In this scope, two novel communication models are proposed and a new transform domain, the FrFT, is proposed for the adaptive filter paradigm, which is a breaking fresh ground idea.

The efficient usage of the spectrum is a crucial issue. Therefore, in Sections 4 and 5, we propose two new communication models which increase the spectral efficiency by using time-frequency analysis techniques. In Section 4, we introduce the usage of weighted sum of Hermite-Gaussian functions associated with the data, which constitutes a toroidal waveform in the time-frequency space and thereby increase the spectral efficiency. We have selected the TBP as a measure of the spectral efficiency.

Communication through wireless channels might face multi-path fading, shadowing, Doppler shift, and other distorting effects. Due to these destructive effects, the receiver might not demodulate the signal accurately, resulting in a decreased system performance. Therefore the channel estimation becomes pretty important. Generally, channel estimation procedure includes transmitting a sequence of pilot data before

transmitting the actual data, which decreases the spectral efficiency. In Section 5, we propose a new channel estimation technique without the need of pilot signals, and therefore increasing the spectral efficiency. The transmitted waveform has a circular region, as opposed to the classical rectangular region, where chirp signals are used as base functions. The demodulation in the receiver process employs FrFT. When the chirp functions transmit the data, they also behave as pilot signals in which the characteristics of the communication channel can easily be estimated by only using the data signals. The channel estimation is achieved by using two important properties of the FrFT.

In the last Section, we have proposed the fractional Fourier domain as a new transform domain for adaptive filters which are mostly realized in either time or Fourier domains. The performance of the proposed system is simulated by suppressing acoustic mechanical noise, which is an active noise control problem. Simulation results show that the proposed system suppresses the non-stationary noise better than that of the time-domain adaptive filter based systems.

Key Words: Adaptive filters, ambiguity function (AF), chirp signals, discrete evolutionary transform (DET), fractional Fourier transform (FrFT), Hermite-Gaussians signals, multi-carrier communication, short-time Fourier transform, time-bandwidth product (TBP) toroidal lattice, Wigner distribution (WD).

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Hava sıcaklığı, basınç, nem yüzdesi, rüzgâr şiddeti, konuşma, müzik gibi doğada gözlemlenen işaretler, elektroensefalogram (EEG) [1] ve elektro-kardiyogram (EKG) [2]-[3] gibi biyomedikal işaretler, yarasa ve balina sesleri gibi biyolojik işaretler [4], kablosuz haberleşme kanallarının dürtü yanıtları [5], haberleşme işaretleri [6]-[7] radar [8]-[10], sonar [11]-[12] ve sismik işaretler zamana göre değişen işaretlerdir. Frekans davranışlarının da zamana göre değişim gösterdiği bilinen bu işaretlerin incelenmeleri, karakteristiklerinin çıkarımı ve çeşitli parametrelerinin kestirimi için modellenmeleri gerekmektedir. Modelleme işleminin doğru bir şekilde yapılabilmesi için bu tip durağan olmayan işaretlerin zaman bölgesi analizlerinin yanısıra frekans bölgesi analizleri de yapılmalıdır.

Bir işaretin frekans bölgesi analizi Fourier dönüşümü ile yapılır. Fourier dönüşümü literatürde birçok disiplinde sayısız uygulama alanı bulmuştur. Bu disiplinler arasında ekonomi, elektrik-elektronik, makine, jeodezi, jeoloji gibi mühendislik alanlarının yanı sıra matematik, fizik, kimya gibi temel bilimlerde de bulunmaktadır. Fourier dönüşümü ile işaretin hangi frekans bileşenlerinden ne kadar içerdiği analiz edilebilmektedir. Fakat bu frekans bileşenlerinin hangi zaman dilimi ya da dilimlerinde işaretin içinde bulunduğu ve frekans bileşenlerinin zamanla nasıl değiştiğinin analizi Fourier dönüşümü ile elde edilememektedir.

Bir işaretin içerdiği frekans bileşenleri, işaretin tüm zaman anlarında var olabileceği gibi, farklı zaman anlarında da işaretle gözlenebilmektedirler. Örneğin beyin dalgaları, kişinin fiziksel ve ruhsal durumuna göre değişim gösterebilmekte, uykuda ya da uyanık olma anlarında farklı frekans bileşenlerini içerebilmektedir. Bu tür işaretlerin Fourier

dönüşümü ile elde edilen frekans izgesi işaretin içerdiği tüm frekans bileşenlerini gösterecek, ancak kişinin durum değişimi hakkında bilgi vermeyecektir. Bu nedenle Fourier dönüşümü durağan olmayan işaretlerin analizinde yetersiz kalmaktadır.

Frekansı zamanla değişim gösteren işaretlerden detaylı bilgi çıkarımı için, bu işaretleri sadece zaman veya frekans bölgesinde değil, her iki bölgede aynı anda incelemek gerekir. İşaretlerin frekansının zamanla nasıl değiştiği, değişimin hızı ve zaman-frekans bant genişlikleri gibi ölçütler, işaretin karakteristiği hakkında bize detaylı bilgi vermektedir. İşaret hakkında daha kapsamlı bilgi edinmemizi sağlayan her iki bölgede aynı anda inceleme yapma yani zaman-frekans işaret işleme, tüm bu uygulama alanları için temel bir araştırma konusudur [8], [13]-[20]. Üç sinüzoidal ve bir çörp-tipi bileşenden oluşan örnek bir işaretin, zaman, frekans ve zaman-frekans gösterimleri Şekil 1.1'de yer almaktadır. Zaman-frekans gösterimi, zaman ya da frekans bölgesi gösterimlerinden farklı olarak, işaret bileşenlerinin işaretle var olma anları ve frekanslarının zamanla değişimleri gibi detaylı bilgiler sunmaktadır.

Zaman-frekans analizleri, EEG ve EKG gibi biyolojik işaretlerin incelenmesinde [1]-[3], yarasa ve balina sesi gibi biyomedikal işaretlerin işlenmesinde [4] sıklıkla kullanılmaktadır. Benzer şekilde, haberleşme sistemlerinde kanal etkilerine dayanıklı darbe geliştirme, kanal etkilerini modelleme ve kestirme, alıcı ve verici sistemlerini tasarlama, boğucu işaret çıkarımı gibi birçok alanda kullanılmaktadır [5]-[6], [21]-[28]. Radar işaret işleme alanında da oldukça önemli olan zaman-frekans algoritmaları ile radar işaretinden hedef kestirimi, ISAR-SAR görüntüleme [8], [29]-[31] işlemleri gerçekleştirilmektedir.

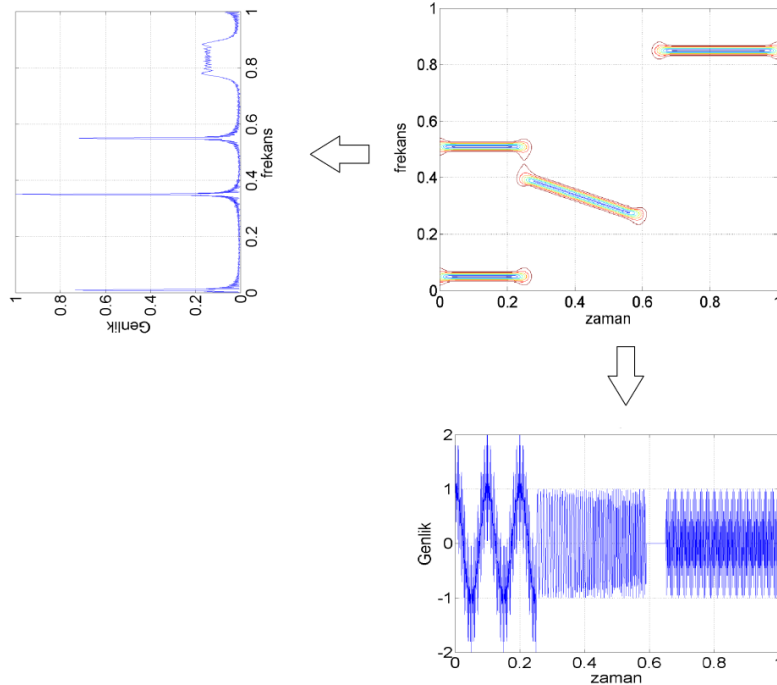
Kısa-sürelili Fourier dönüşümü (KSFD), Wigner dağılımı (WD) ve ayrık evrimsel dönüşüm (AED) yaygın olarak kullanılan zaman-frekans gösterim teknikleridir. Bu dönüşümlerin her birinin diğerine göre avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır.

Doğrusal bir zaman-frekans gösterimi olan KSFD, durağan olmayan işaretleri bir pencere fonksiyonu kullanarak durağan kabul edilebileceği küçük bölümlere ayırmakta ve elde edilen her bir parçanın Fourier dönüşümünü almaktadır. Elde edilen Fourier dönüşümleri arka arkaya iki boyutlu bir imge oluşturacak şekilde birleştirildiğinde elde

edilen izge, işaretin anlık olarak içerdiği frekans bileşenlerini oluştukları zaman bilgisi ile birlikte göstermektedir.

Bu tür bir gösterim işaret hakkında detaylı bilgi çıkarımına olanak sağlamaktadır. Bu dönüşümde karşılaşılan problem, işaretin küçük bölümlere ne kadar küçük ve nasıl ayrılacağıdır. İşaret zaman bölgesinde analiz penceresi ile çarpılarak küçük bölümlere ayrıldığı için elde edilen KSFD imgesi işaretin ve pencere fonksiyonunun frekans izgelerinin evrişiminden oluşmaktadır. Bu nedenle analizde kullanılan pencerenin tipi gösterimin çözünürlüğü üzerinde doğrudan etkilidir. KSFD analizinde çoğunlukla zaman ve frekans bölgesinde aynı yapıya sahip ve lokalizasyonu yüksek Gauss tipi pencereler tercih edilmektedir.

Gösterimin çözünürlüğü üzerine bir başka etken de analizde kullanılan pencerenin uzunluğudur. Pencerenin dar seçilmesi elde edilecek gösterimin frekans çözünürlüğünü artırmakla beraber, pencerenin zaman bölgesinde çok daraltılması seçilen işaret bölümünün az örnek içermesine neden olmaktadır. İşaretten pencere vasıtasıyla seçilen örnekler işaretin karakteristiğini tam olarak yansıtmadığında elde edilen izge



Şekil 1.1 Üç sinüzoidal ve bir çörp-tipi bileşenden oluşan bir işaretin, zaman, frekans ve zaman-frekans gösterimleri.

doğru bir gösterim olmayacaktır. Bu nedenle optimum pencere uzunluğunun bulunması, KSFĐ gösteriminin doğruluğu ve çözünürlüğu açısından önem taşımaktadır.

Zaman çözünürlüğu Δ_t ve frekans çözünürlüğu Δ_f olmak üzere, $\Delta_t\Delta_f$ çarpımının en küçük değeri Heisenberg kutusu olarak adlandırılmaktadır. Belirsizlik prensibine göre, $\Delta_t\Delta_f \geq 1/4\pi$ şartını sağlamak zorundadır. Bu değerin sabit kalması durumunda, zaman çözünürlüğu iyileşirken frekans çözünürlüğünün kötüleşeceği görülmektedir, tersi de doğrudur. Bir başka deyişle hem zaman hem de frekansta yüksek çözünürlük elde edilememektedir. Hem zaman hem de frekansta yüksek çözünürlük elde edebilmek için işaretin karakteristiklerine uygun olarak zaman ve frekans çözünürlükleri arasında bir uyum sağlanmalı ve analiz penceresi optimize edilmelidir.

KSFĐ'nin çözünürlük problemi dolayısıyla başka zaman-frekans yöntemleri ortaya çıkmıştır. WD gibi karesel dağılımlar, dalgacık dönüşümü (DD), AED ve KSFĐ'nin türevleri çözünürlük probleminde cevap olma doğrultusunda geliştirilen yöntemlerden bazılarıdır. Kwok [14]'te uyarlamalı KSFĐ yöntemini önermiştir. Bu yöntem bir pencere kütüphanesi kullanmakta ve analiz edilecek işarete uygun pencereyi, pencere ile işaret arasındaki ilişkiyi en büyükleme veya aralarındaki entropiyi en küçükleme kurallarına göre seçmektedir. Bu şekilde hem pencere türü hem de pencere uzunluğu yüksek çözünürlük elde edilecek şekilde belirlenmektedir. Jones ve Parks ise KSFĐ analiz penceresini çörp-tipi bir fonksiyon olarak seçmiş ve analiz penceresinin çörp hızı ve uzunluk değerlerini KSFĐ gösteriminin yoğunluğunu en büyük yapacak şekilde belirlemişlerdir [32]. [33] çalışmasında ise [32]'de kullanılan yoğunluk fonksiyonu istatistiksel bir yöntem olan kurtosis kullanılarak basitleştirilmiş ve yerel yoğunluk fonksiyonu elde edilmiştir. Yüksek çözünürlüklü KSFĐ, tek bir parametrenin optimize edilmesi ile oluşturulmuştur. Durak ve Arıkan ise [34]-[35]'te optimum izgenin işaretin özelliklerine göre oluşturulacak bir analiz penceresi ile elde edilebileceği göstermiş ve elde edilen bu yeni gösterime genelleştirilmiş zaman-bant genişliği çarpımı optimum (GTBP-optimum) KSFĐ ismini vermişlerdir. [36]'da ise zaman-frekans gösterimleri için optimum çekirdek fonksiyonu elde edimi amaçlanmıştır. Düzgün örneklenmeyen EKG ve sismik işaretlerde nadiren görülen düşük aktiviteli bileşenlerin uyarlamalı KSFĐ gösterimlerinin elde edimi için yeni bir yöntem [37]'de önerilmiştir. Çalışmada, işaretin yerel istatistikî özellikleri kullanılarak örnekleme oranı ve analiz penceresi uzunluğunun

seçimi yapılmaktadır. Bir diğer çalışmada ise işaretin yerel durağan bölümünün uzunluğu anlık frekans değerinin türevi ile belirlenmekte ve KSFD'nin analiz penceresinin uzunluğu bu değere eşit seçilmektedir [38]. Bu şekilde elde edilen KSFD'nin işarete uyarlamalı olarak yüksek çözünürlüklü elde edildiği benzetimlerde gösterilmiştir.

Karesel bir zaman-frekans gösterimi olan WD, tek bileşenli işaretler için en yüksek çözünürlüğe sahip olan gösterimdir, ancak bileşen sayısı birden fazla olduğunda gösterimde çapraz terim olarak adlandırılan istenmeyen bozucu etkiler oluşturmaktadır [13], [19],[39]. Çapraz terimleri yok etmek amacıyla yumuşatılmış WD önerilmiştir [40]–[41]. Bu dönüşüm, WD'nin sağladığı her matematiksel özelliğe sahip olmamakla beraber, işlem karmaşıklığı WD'ye oranla yüksektir.

Bir başka zaman-frekans gösterimi AED'dir [42]-[45]. Pristley tarafından ortaya konulan evrimsel izge kuramı [46] rasgele ve durağan olmayan süreçlerin zamana bağlı izgesel güç yoğunluklarını tanımlamakta kullanılmaktadır. Wold-Cramer gösterimine göre durağan olmayan işaretler, rasgele ve zamanla değişen genlik ve faz değerlerine sahip sinüzoidallerin bir birleşimi olarak ifade edilebilmektedir. Evrimsel izgenin elde edilmesinde ilk aşama bir sentez penceresi kullanılarak işarete ait Gabor katsayılarının hesaplanmasıdır. Sonra bu katsayılar ile Gabor analiz penceresi çarpılarak evrimsel çekirdek elde edilir. Evrimsel çekirdeğin mutlak değerinin karesi ise işarete ait evrimsel izgeyi oluşturmaktadır. AED'de kullanılan analiz penceresinin KSFD'de kullanılan analiz penceresinden farkı, pencerenin zamana göre değişim göstermesidir, bu sayede AED, KSFD'ye göre daha iyi çözünürlük sağlamaktadır. Evrimsel izge sinüzoidal ya da çörp-tipi işaretlerin taban fonksiyonu olarak kullanılması ile elde edilebilmektedir.

Önemli bir işaret analiz aracı da kesirli Fourier dönüşümüdür (KFD). Fourier dönüşümünün genel bir hali olan KFD, zaman ile frekans bölgeleri arasında işaretin tanımlanmasına imkân sağlamaktadır [47]. Birinci dereceden KFD; FD operatörüne, sıfırıncı dereceden KFD ise birim operatörüne denktir ve uygulandığı işareti değiştirmez. KFD, FD'nin uygulandığı birçok alanda başarılı bir şekilde kullanılmaktadır. Bu uygulama alanlarına işaret işleme [45], haberleşme sistemleri [48]-[50] zaman-

frekans analizi [34]-[35], filtre tasarımı [51]-[53], işaret sıkıştırma [54], parametre kestirimi [51], [55]-[57], örüntü tanıma [58] örnek olarak verilebilir.

Fourier ve kesirli Fourier dönüşümlerinin tam ve birim dik bir özfonksiyon seti olan Hermite-Gauss fonksiyonları zaman-frekans ve işaret işleme uygulamalarında büyük bir öneme sahiptir. Hermite-Gauss işaretleri, çok taşıyıcılı haberleşme sistemlerinde [59]-[60], işaretleri bileşenlerine ayırmada [61]-[62], ayırık KFD tanımlamalarında [63]-[65] ve iletişim kanalının bozucu etkilerine dayanıklı darbe şekli elde etme amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır. Hermite polinomlarının özyinelenmesi ile farklı derecelerden Hermite-Gauss işareti elde etmek mümkündür. Hermite polinomunun derecesi arttıkça, dairesel destek alanına sahip olan bu fonksiyonların zaman-frekans bölgesinde kapladıkları alan da artmaktadır.

Zaman-frekans analizleri, çok taşıyıcılı haberleşme sistemlerinde hem zaman hem frekans sönümlenmeli kanal etkilerine dayanıklı darbelerin bulunmasında ve izgesel verimli haberleşme sistemlerinin tasarlanmasında sıklıkla kullanılmaktadır. Kanalın zamandaki ve frekanstaki yayıcı etkisini azaltma amacıyla Hermite-Gauss [22], [59]-[60], [66]-[68], yükseltilmiş Nyquist [69], prolate küresel dalga fonksiyonları (prolate spheroidal wave functions, PSWFs) [25], [70]-[71] gibi zaman-frekans lokalizasyonu yüksek fonksiyonların haberleşme sistemlerinde kullanımı önerilmektedir.

Bu fonksiyonların kanal etkilerine karşı başarımları genellikle zaman-frekans analiz yöntemlerinden belirsizlik fonksiyonu (ambiguity function, AF) kullanılarak belirlenmektedir. Kanal etkilerine dayanıklı taban fonksiyonlarının bulunmasının yanı sıra tasarlanan sistemlerin izgesel verimli olması da oldukça önemli bir konudur. Bu tez kapsamında Hermite-Gauss ve çörp-tipi işaretlerin taban fonksiyonu olarak kullanıldığı izgesel verimli iki haberleşme sistemi önerilmektedir.

Kesirli Fourier bölgesinde uyarlamalı filtreleme ilk kez bu tez kapsamında önerilmiş ve aktif gürültü kontrolü problemi üzerinde sistem başarımları benzetimler ile gösterilmiştir. Uyarlamalı filtreler doğrusal öngörü, gürültü ve yankı yok etme, kanal denkleştirme, sistem tanımlama gibi birçok uygulama alanında sıklıkla kullanılmaktadır. Çoğunlukla zaman bölgesinde gerçekleştirilen uyarlama işlemi [72]-[74], Fourier [75] ve dalgacık dönüşümleri gibi farklı dönüşüm bölgelerinde [76]-[77] gerçekleştirilebilmektedir.

Dönüşüm bölgelerinde gerçekleştirilen uyarlanırlı süzgeçler, zaman bölgesine oranla daha az parametre ile istenen işarete yakınsama sağlamaktadır [78]-[79].

1.1 Tezin Amacı ve Kapsamı

Bu tez çalışmasında işaretler için daha iyi zaman-frekans gösterimleri elde etme ve özgün haberleşme ve uyarlanırlı sistem modelleri oluşturma amaçlanmıştır. Bunun yanında, zaman-frekans algoritmaları kullanılarak, özgün çok taşıyıcılı haberleşme sistem modelleri ve işaret işleme problemlerinin çözümü için değişik algoritmalar önerilmiştir. Bu kapsamda tez iki ana bölümden oluşmaktadır.

Birinci bölümde, zaman-frekans algoritmalarından biri olan AED yönteminde kullanılan analiz penceresi işarete uyarlanırlı şekilde seçilerek, dönüşümün işarete göre uyarlanırlı olması sağlanmış ve yüksek çözünürlüklü izge gösterimi elde edilmiştir.

Ayrıca izgesel verimli iki özgün haberleşme sistem modeli önerilmiştir. Bu çalışmalardan ilki, Hermite-Gauss işaretlerinin veri ile modüle edilmesi ile oluşturulan toroidal dalga yapısının kullanıldığı özgün bir haberleşme sistemidir. Sistemin izgesel olarak verimli olduğu matematiksel olarak ispatlanmıştır. İkincisi ise, çörp-tipi işaretlerin taban fonksiyonu olarak kullanıldığı ve pilot işaret kullanımına gerek olmadan kanal kestirimi yapabilen bir sistemdir. Sistem, kanal kestirimi için pilot işaret göndermemesi nedeniyle izgesel olarak verimlidir. Dikgen olmayan taban fonksiyonları kullanıldığı için demodülasyon işlemi kesirli Fourier dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilmektedir.

Zaman-frekans analiz araçlarından biri olan kesirli Fourier dönüşümü, uyarlanırlı filtreler için yeni bir dönüşüm bölgesi olarak ilk kez önerilmiştir. Uyarlanırlı filtrelemede aktif gürültü kontrolü problemi ele alınmış ve ortamdaki mekanik gürültülerin bastırımı amaçlanmıştır. KFD bölgesinin çörp-tipi işaretleri modellemede zaman bölgesine göre daha başarılı olduğu benzetimlerle gösterilmiştir.

1.2 Literatüre Sağlanan Özgün Katkıları

Ayrık evrimsel dönüşüm, işaretin Gabor katsayılarını kullanarak zaman-frekans izgesi oluşturan bir zaman-frekans gösterim yöntemidir. Kullandığı analiz penceresi zamanla

değişim gösterdiği için, bu yöntemle elde edilen izge KSFD'ye göre yüksek çözünürlüktedir. Analiz penceresi işaretin özelliklerine göre belirlenen GTBP-optimum KSFD ile benzerlik gösteren AED, tezin Bölüm 3'te beraber incelenmiş ve GTBP-optimum-KSFD'nin AED'nin özel bir durumu olduğu ve daha yüksek çözünürlük sağladığı gösterilmiştir [80].

Haberleşme sistemlerinde iletim başarımının artırılması ve izgesel verimliliğin sağlanması amacıyla zaman-frekans tekniklerine sıkça başvurulmuştur. Örneğin [6]'da Martone, OFDM haberleşme sisteminde hem zaman hem frekansta sönümlenmeli kanal etkilerine uygun bir sistem tasarlamak amacıyla Fourier dönüşümü yerine kesirli Fourier dönüşümünü önermiş ve alıcıda kanal etkilerine göre uygun kesirli derecenin bulunması ile sistem başarımının artırılabilirliğini göstermiştir. Kozek ise zamanla değişen frekans seçici kanallar için kanal etkilerine dayanıklı uygun darbenin, dikgen olmayan taban fonksiyonları ile elde edilebileceğini belirtmiş ve çok taşıyıcılı bir FDM sistemi modellemiştir [23]. Çalışmada uygun darbe, AF yardımıyla kanalın maksimum gecikme ve Doppler frekansı değerlerine göre belirlenmektedir. Benzer bir çalışmada ise, Strohmeyer kanal etkilerinden kaynaklanan taşıyıcılar ve simgeler arası karışımı azaltmak için OFDM sisteminin dikdörtgen kafes yapısının altıgen kafes olarak değiştirilmesini önermiş ve taban fonksiyonlarını kanal parametrelerine göre belirleyerek klasik OFDM sistemine göre işaret-gürültü oranında 1-2 dB kadar iyileşme elde etmiştir [28]. Sistem modelinin ve taban fonksiyonlarının oluşturulmasında AF'den ve Gabor zaman-frekans gösteriminden yararlanılmıştır.

Bu üç çalışmanın ortak özelliği, çok taşıyıcılı haberleşme sistemleri ile zaman-frekans analiz tekniklerini birleştirmeleri ve kanal etkilerine dayanıklı taban fonksiyonlarının araştırılmasıdır. Bununla beraber, çok taşıyıcılı sistem kanala uygun olarak belirlenen taban fonksiyonlarının zamanda ve frekansta ötelenmesi ile oluşturulan Weyl-Heisenberg kafes yapısı ile elde edilmiştir. Bölüm 5'te sunmuş olduğumuz izgesel verimli çok taşıyıcılı haberleşme sistemi, Fourier dönüşümünün öz vektörleri olan dairesel destekli Hermite-Gauss işaretlerini taban fonksiyonu olarak kullanmaktadır. Dikgen bir fonksiyon kümesi olan Hermite-Gauss işaretleri, Fourier dönüşümünün özvektörleridir. Zamanda ve frekansta lokalizasyonu yüksek darbelerdir ve kanal etkilerine karşı dayanıklıdır. Hermite-Gauss işaretler, Gauss işaretlerinin Hermite

polinomları ile modüle edilmesiyle elde edilir ve Hermite polinomun derecesi arttıkça oluşan dalganın zaman-frekans bölgesinde kapladığı alan da artmaktadır. Her bir veri farklı dereceden Hermite-Gauss işaretleri ile modüle edilerek, zaman-frekans bölgesinde toroidal bir dalga yapısı oluşturulmuş ve Weyl-Heisenberg tekniği ile bu dalga zamanda ve frekansta taşınarak çok taşıyıcılı bir sistem elde edilmiştir. Önerilen çok taşıyıcılı sistemin, birim zaman-bant genişliğinde veri hızını artırdığı matematiksel olarak ve benzetim üzerinden gösterilmiştir. Önerilen bu sistem, prototip dalgası 0. dereceden Hermite-Gauss olan klasik bir Weyl-Heisenberg sistemi ile karşılaştırıldığında veri hızını 2.44 kata kadar artırabilmiştir [81].

Literatürde çörp-tipi işaretlerin, hem kanal kestirimi için pilot işaret olarak [21], [24] hem de kanal etkilerine dayanıklı oldukları için taban fonksiyonları olarak [82]-[84] kullanıldıkları bilinmektedir. [82]-[83]'te önerilen sistemlerde taban fonksiyonu olarak seçilen çörp-tipi işaretlerin çörp hızları birbirine eşittir, dolayısıyla zaman-frekans bölgesindeki yönelimleri aynıdır. Zamanda ve frekansta ötelenen çörp-tipi bir işaretin KFD'si ile söz konusu işaretin KFD'si arasındaki fark, kesirli bölgede ötelemeye karşılık gelmektedir ve bu öteleme değeri işaretin çörp hızına bağlı olarak değişmektedir. Bu özellik kullanılarak akustik kanal kestirimi [84] ve parametre kestirimi [55] gerçekleştirilmiştir. Bölüm 6'da farklı çörp hızlarına sahip çörp-tipi işaretlerin taban fonksiyonu olarak kullanıldığı bir haberleşme sistemi önerilmektedir. Bu sistem, demodülasyon işlemini KFD ile gerçeklemektedir. KFD'nin zamanda ve frekansta ötelenen işaretler üzerindeki özelliği kullanılarak, pilot işaret kullanmadan doğal kanal kestirimi özelliği olan bir sistem elde edilmiştir. Sistem pilot işaret kullanmadığı için izgesel olarak verimlidir. Kanal kestiriminin başarımı benzetimler ile gösterilmiştir.

Uyarlamalı filtreler doğrusal öngörü, gürültü, yankı yok etme, kanal denkleştirme ve sistem tanımlama gibi uygulamalarda etkin olarak kullanılmaktadır [78]. Uyarlama işlemi zaman bölgesinde [78]-[85], gerçekleştirilebileceği gibi Fourier dönüşümü [86]-[87], dalgacık dönüşümü [76]-[77] ayırık kosinüs dönüşümü [88] gibi farklı dönüşüm bölgelerinde [79]-[89] de gerçekleştirilebilmektedir. Bölüm 6'da sunmuş olduğumuz kesirli Fourier bölgesinde uyarlamalı filtreleme özgün bir çalışmadır [52]-[53], [90]. Mekanik ve ivmeli hareketleri modellemede oldukça başarılı olan çörp-tipi işaretler, KFD'nin taban fonksiyonları olduğundan, bu tür işaretleri modellemede oldukça başarılıdır.

Uygulama olarak aktif gürültü kontrolü problemi ele alınmış ve ortamdaki mekanik gürültülerin bastırımı amaçlanmıştır. KFD bölgesinde uyarlanır filtreleme başarımı, elde edilen hata sonuçlarının, zaman bölgesinde uyarlanır filtrenin hata sonuçları ile karşılaştırılarak gösterilmiştir. Yapılan benzetimlerde sentetik işaretler kullanıldığı gibi çörp-tipi dört adet bileşenden oluşan gerçek yarasa sesi de kullanılmıştır.

1.3 Tezin Planı

Bölüm 2'de tezde kullanılan, zaman-frekans analiz yöntemleri ile ölçüt ve tekniklerin ön tanıtımı yer almaktadır. Bölüm 3'te AED'nin analiz penceresinin işarete uyarlanır şekilde seçimi ile bu zaman-frekans gösteriminin iyileştirilmesi anlatılmaktadır. Bölüm 4 ve 5'te tez kapsamında önerilmiş olan haberleşme sistemleri yer almaktadır. Önerilen haberleşme sistemlerinin ortak özellikleri izgesel verimliliği sağlamaları ve zaman-frekans analiz yöntemlerini kullanmalarındır. Bölüm 6'da ise KFD bölgesi tabanlı uyarlanır filtreleme tanıtılmakta ve örnek bir uygulama olarak aktif gürültü kontrolü problemi üzerinde ele alınmaktadır.

Bu bölümde, tez kapsamında önerilen sistem modellerinde kullanılan bazı yöntemler ile ilgili zaman-frekans gösterimleri kısaca tanıtılmakta ve tez kapsamında geçen temel tanımlamalara yer verilmektedir.

2.1 İşaretlerin Zaman ve Frekans Çözünürlüğü: Zaman-Bant Genişliği Çarpımı

Bir işaretin zaman-frekans konumlanması o işaretin desteğine ait bilgiler vermektedir. İşaretin desteğinin zaman ve frekans bölgesindeki uzunluklarının çarpımı, zaman-bant genişliği çarpımı (time-bandwidth product, TBP) olarak adlandırılır. En küçük TBP değerini Gauss tipi işaretler sağlamaktadır [13], [45]. Bir $x(t)$ işaretinin zaman ve frekans genişlikleriⁱ

$$T_x = \frac{[\int (t - \eta_t)^2 |x(t)|^2 dt]^{\frac{1}{2}}}{\|x\|} \quad (2.1)$$

$$B_x = \frac{[\int (f - \eta_f)^2 |X(f)|^2 df]^{\frac{1}{2}}}{\|x\|} \quad (2.2)$$

ⁱ Bu tez kapsamında sınır değerleri verilmeyen integraller $(-\infty, \infty)$ aralığında alınmaktadır.

ile elde edilir, burada T_x ve B_x sırasıyla zaman ve frekans genişliklerini, $X(f)$ ise $x(t)$ işaretinin Fourier dönüşümünü göstermektedir. Zaman ve frekans ortalama değerleri η_t ve η_f ise

$$\eta_t = \frac{\int t |x(t)|^2 dt}{\|x\|^2} \quad (2.3)$$

$$\eta_f = \frac{\int f |X(f)|^2 df}{\|x\|^2} \quad (2.4)$$

şeklinde tanımlanmaktadır, burada $\| \cdot \|$ norm operatörüdür. Belirsizlik prensibine göre bir işaretin enerjisinin hem zaman hem de frekans bölgesindeki yayılımının alt sınırı TBP cinsinden

$$T_x B_x \geq \frac{1}{4\pi} \quad (2.5)$$

ifade edilmektedir [45].

TBP ifadesinden, Bölüm 3 ve 4'te yararlanılmaktadır.

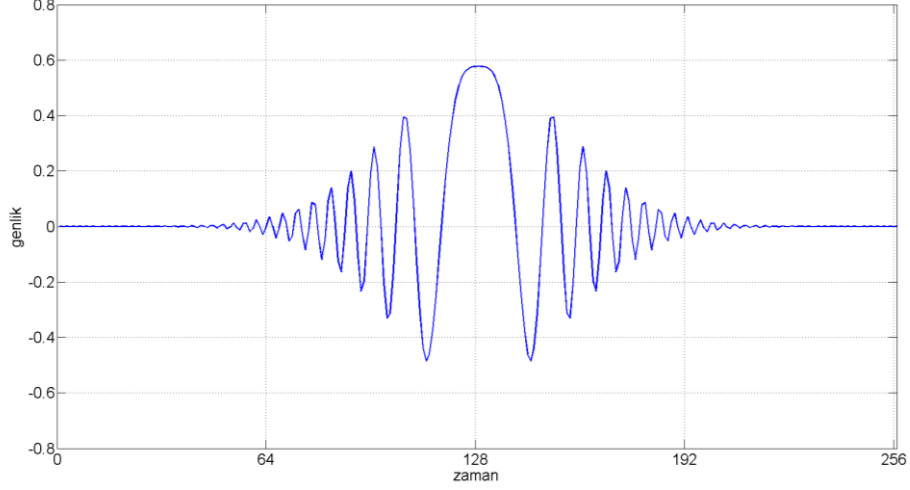
2.2 Kısa Süreli Fourier Dönüşümü

KSFD, durağan olmayan işaretler için sıkça kullanılan doğrusal bir zaman-frekans gösterimidir. İşaretin durağan kabul edilebilecek kadar olan bir kısmı, bir pencere fonksiyonu ile seçilir ve bu seçilen bölümün FD'si alınır. Bir $x(t)$ işareti için KSFD

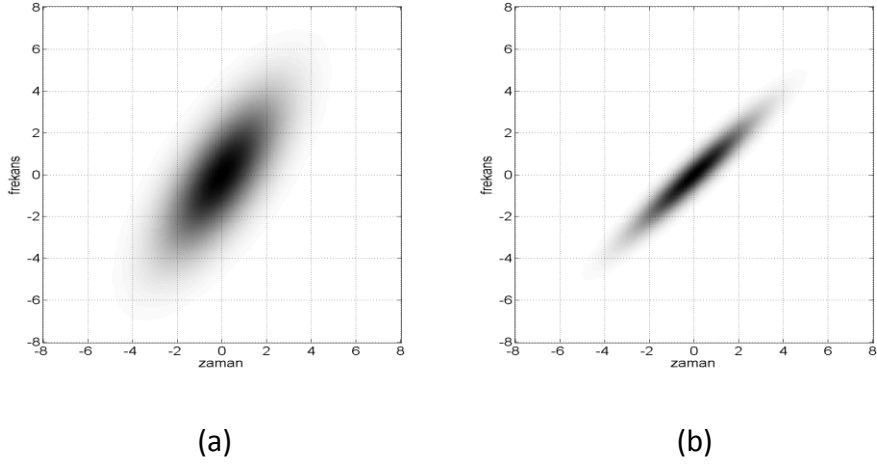
$$KSFD_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) g(\tau - t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.6)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada $g(\tau)$ pencere fonksiyonunu, t ve f sırasıyla zaman ve frekans değişkenlerini göstermektedir. KSFD, doğrusal bir zaman-frekans gösterimi olduğu için çapraz terim üretmemektedir. Ancak bu gösterimin dezavantajı, zaman-frekans çözünürlüğü açısından problem taşımasıdır. KSFD uygulamalarında en önemli husus pencere fonksiyonunun seçimidir. Eğer pencere çok geniş seçilirse, belirsizlik prensibinin doğal bir sonucu olarak zaman-frekans gösteriminin zaman çözünürlüğü azalacak, çok dar seçilmesi halinde ise bunun tersi olarak frekans çözünürlüğü azalacaktır. (2.6) ifadesinde görüldüğü gibi pencere boyutunun sonsuz olması KSFD'yi FD'ye dönüştürmektedir.

$x(t)$ zaman ve frekans merkezi sıfır olan tek bileşenli çörp-tipi bir işaret olsun. Bu işaretin zamana göre değişimi Şekil 2.1'de yer almaktadır. Şekil 2.2'de ise analiz penceresi uzunluğunun işaretin KSFD çözünürlüğüne olan etkisi gösterilmektedir.



Şekil 2. 1 Tek bileşenli çörp-tipi $x(t)$ işareti.



Şekil 2. 2 Analiz pencere uzunluğunun (a) 31 ve (b) 129 örnek olması durumunda elde edilen KSFD gösterimleri.

Pencere uzunluğu arttıkça gösterimin zaman çözünürlüğünün kötüleştiği görülmektedir.

Bir işaretin zamanda ya da frekansta ötelenmesi işaretin zaman-frekans içeriğini değiştirmemektedir. Örneğin, bir $x(t)$ işaretinin KSFD'si $D_x(t, f)$ olmak üzere, $x_s(t) = x(t - t_s) e^{j2\pi f_s t}$ nin KSFD'si

$$|D_{x_s}(t, f)| = |D_x(t - t_s, f - f_s)|, \quad \forall x(t), t_s, f_s \quad (2.7)$$

olarak elde edilir. KSFĐ bu özelliği ile hem doğrusal ve hem de zamanda ve frekansta öteleme ile mutlak değeri değışmeyen tek zaman-frekans gösterimidir. Öteleme ve dönme ile değışmezlik özelliklerini ise tüm doğrusal zaman-frekans gösterimleri arasında, sadece Hermite-Gauss tipi fonksiyonların analiz penceresi olarak kullanıldığı KSFĐ'ler sağlamaktadır.

KSFĐ'ye dair verilen bu bilgiler, AED ile GTBP-optimal KSFĐ arasındaki ilişkinin incelendiği ve AED'nin geliştirildiği Bölüm 3'te kullanılmaktadır.

2.3 Wigner Dağılımı

Zaman-frekans analizinde WD [19]:

$$W_x(t, f) = \int x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.8)$$

şeklinde ifade edilen karesel bir zaman-frekans gösterimidir. WD hesabında $x(t)$ işaretinin $\tau/2$ kadar sağa ve sola kaydırılmış formları birbiri ile çarpılmaktadır. Çarpım sonucunda oluşan $2x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)$ terimi gösterimde çapraz terim olarak adlandırılmaktadır. WD gösterimi incelendiğinde, çok bileşenli bir $x(t)$ işareti için oluşan çapraz terimler ayrı bir bileşenmiş gibi karşımıza çıkmaktadır. Ancak bileşen sayısı tek olduğunda çapraz terim oluşmamaktadır. Bu nedenle tek bileşenli işaretler için WD oldukça iyi zaman-frekans çözünürlüğü verirken, karesel yapısından dolayı iki ve daha çok bileşenli işaretlerde çapraz terim üretmektedir. Zaman-frekans düzleminde çapraz terimlerin varlığı, gösterimin kalitesini önemli ölçüde azaltmakta ve işaretin desteğine ait bilginin yanlış yorumlanmasına neden olmaktadır. Şekil 2.3'te Şekil 2.1'de verilen tek bileşenli $x(t)$ işaretinin WD gösterimi yer almaktadır. Şekil 2.2 ile karşılaştırıldığında WD gösteriminin oldukça başarılı olduğu görülmektedir. Şekil 2.4 ve Şekil 2.5 (a)'da ise sırasıyla iki bileşenli çörp-tipi bir işaret ve bu işarete ait WD gösterimi yer almaktadır. İşarete ait iki öz bileşen arasında yer alan çapraz terimler zaman-frekans gösteriminin okunurluğunu önemli ölçüde azaltmışlardır.

Bununla beraber, WD'de oluşan çapraz terimlerin zayıflatılması amacıyla zaman ve/veya frekansta $h(\cdot)$ ve $g(\cdot)$ pencereleriyle ve çözünürlükten ödün verilerek yumuşatılmış-Wigner dağılımları geliştirilmiştir [41], [91].

$$W_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \left(\int_{-\infty}^{\infty} g(t-s) x\left(s + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right) ds \right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.9)$$

(2.9) eşitliğinde, yumuşatılmış Wigner dönüşümü (YWD) ifadesi görülmektedir. Eşitlikte $x(t)$ giriş işaretini, * karmaşık eşleniği, t ve f sırasıyla zaman ve frekans değişkenlerini, $h(\cdot)$ ve $g(\cdot)$ ise birim enerjili alçak geçiren pencereleri göstermektedir. KSF'De olduğu gibi burada da, zaman-frekans çözünürlüğü limitleri altında $h(\cdot)$ ve $g(\cdot)$ pencereleri değiştirilerek, zaman ve frekanstaki çözünürlükler ayarlanabilmektedir. Örnek olarak (2.8) eşitliğinde:

$$g(t) = \delta(t) \quad (2.10.a)$$

$$h(t) = 1 \quad (2.10.b)$$

olarak alındığında, YWD standart WD'ye dönüşmektedir ve tek bileşenli işaretler için en iyi çözünürlük elde edilir. Öte yandan, çapraz terimlerin en yoğun olduğu seviyeye ulaşılır. İki ayrı bileşenden oluşan

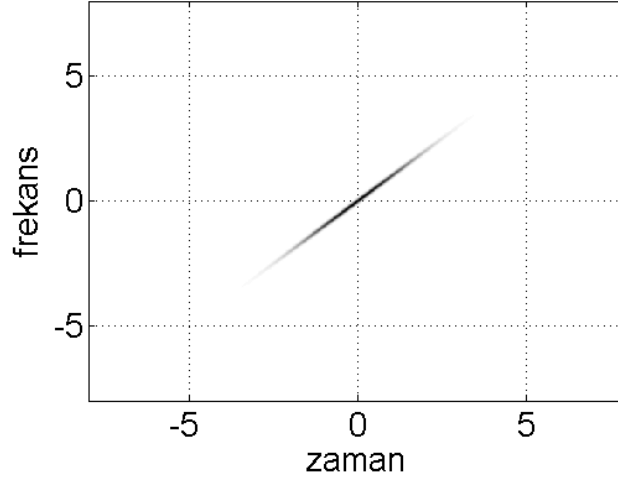
$$x(t) = s_1(t) + s_2(t) \quad (2.11)$$

işareti için WD hesaplaması

$$W_x(t, f) = W_{s_1}(t, f) + W_{s_2}(t, f) + 2Re\{W_{s_1, s_2}(t, f)\} \quad (2.12)$$

şeklindedir. (2.12) eşitliğinde $2Re\{W_{s_1, s_2}(t, f)\}$ ifadesi çapraz terimleri göstermektedir.

WD'nin temel özellikleri şu şekilde sıralanabilir [40] :



Şekil 2. 3 $x(t)$ işaretinin WD gösterimi.

1. WD karmaşık işaretler için bile olsa her zaman gerçeldir.

$$W_x(t, f) = W_x^*(t, f) \quad (2.13)$$

2. WD'nin zaman ve frekans değişkenleri üzerinden alınan integralleri:

$$\int_{-\infty}^{\infty} W_x(t, f) df = |x(t)|^2 \quad (2.14)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} W_x(t, f) dt = |X(f)|^2$$

eşitliklerini sağlar. Ayrıca WD'nin zaman-frekans bölgesindeki toplam integrali de işaretin enerjisini verir.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W_x(t, f) dt df = \|x\|^2 \quad (2.15)$$

3. WD zamanda ve frekansta ötelenebilir. Eğer $x(t)$ işareti zamanda t_0 , frekansta f_0 kadar ötelenirse, oluşan $e^{j2\pi f_0 t} x(t - t_0)$ işaretinin WD gösterimi de buna bağlı olarak (2.15) eşitliğinde gösterildiği gibi ötelenecektir

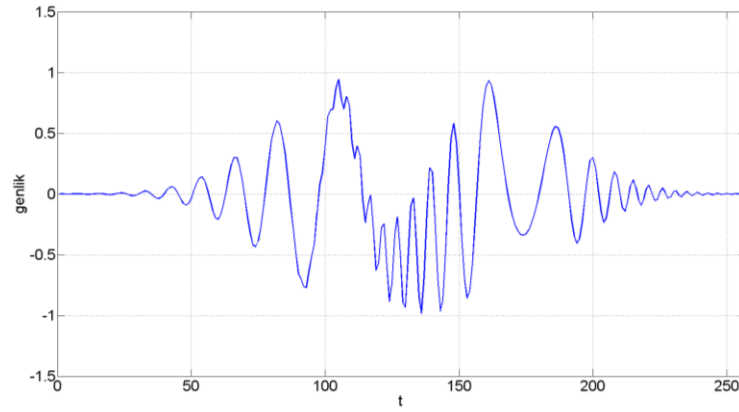
$$W_x(t, f) \xrightarrow{\Delta} W_x(t - t_0, f - f_0). \quad (2.16)$$

WD ve KFD arasındaki ilişkiler Bölüm 2.5'te detaylandırılacaktır.

WD, zaman-frekans analiz yönteminin geliştirildiği Bölüm 3 ve yeni bir haberleşme sisteminin önerildiği Bölüm 4'te kullanılmaktadır.

2.4 Belirsizlik Fonksiyonu

Özellikle radar işaret işlemede kullanılan AF, WD'nin iki boyutlu Fourier dönüşümüdür. Bir eksenini zaman gecikmesi, diğer eksenini ise Doppler frekans eksenini olarak adlandırılır. Çoğunlukla hareketli bir hedeften radara gelen ekonun, gönderilen işarete olan benzerliğini araştırmada ve hedef hakkında bilgi elde ediminde kullanılmaktadır. Benzer şekilde AF ile haberleşme işaretlerinin iletim kanalının gecikme ve Doppler frekansı değerleriyle olan ilişkisi ortaya konulmaktadır. Bir $x(t)$ işaretinin AF'si



Şekil 2. 4 İki bileşenli çörp-tipi bir işaret.

$$AF_x(\tau, \eta) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{j2\pi\eta t} dt \quad (2.17)$$

şeklinde tanımlanır.

(2.17) eşitliğinde η ve τ simgeleri, sırasıyla frekansta kaymayı ve zamanda gecikmeyi ifade etmektedir.

AF, aynı zamanda işaretin öz ilişkisi fonksiyonunun FD'sidir. AF ve WD arasındaki ilişki matematiksel olarak;

$$\begin{aligned} \underset{\tau \rightarrow t}{F} \underset{\eta \rightarrow f}{F^{-1}} [AF_x(\tau, \eta)] &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} AF_x(\tau, \eta) e^{j2\pi\eta t} e^{-j2\pi f \tau} d\tau d\eta \\ &= W_x(t, f) \end{aligned} \quad (2.18)$$

şeklinde ifade edilir. F^{-1} ters FD'yi göstermektedir.

Şekil 2.5 (b)'de Şekil 2.1'de yer alan çörp-tipi bir işaretin AF gösterimi yer almaktadır. AF ile WD arasındaki ilişki, Şekil 2.5 (a) ile (b) karşılaştırıldığında daha net anlaşılmaktadır. WD gösteriminde, işareti oluşturan bileşenlerin destekleri zaman-frekans bölgesinde ifade edilirken, AF gösteriminde bu bileşenler zaman gecikmesi ve Doppler kayması eksenlerinde ifade edilir.

Durağan bir rasgele süreçte, bir işaretin öz ilişkisi ile güç spektral yoğunluğu $P_x(f)$ arasında

$$P_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.19)$$

ilişkisi vardır.

Burada $R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) dt$ 'dir. Durağan olmayan rasgele bir işaret $x(t)$ için ise bu ilişki zamana göre güç spektral dağılımını gösteren WD ile

$$W_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.20)$$

ifade edilmektedir. Burada $R_x(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) dt$ 'dir.

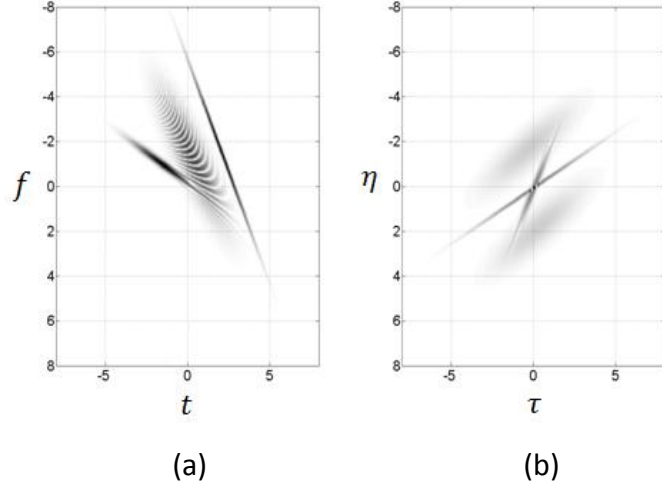
Öz ilişki fonksiyonunun t yerine τ üzerinden FD'si alındığında Eşitlik (2.17) elde edilir. WD, AF ve özilişki fonksiyonu arasındaki ilişki Şekil 2.6'da detaylı olarak gösterilmektedir. Burada F_τ ve F_η alt indislerde yer alan değişkenlere göre Fourier dönüşümlerini ifade etmektedir.

Bir işaretin AF gösterimi maksimum değerine, zaman ve frekans kayması sıfır iken ulaşır

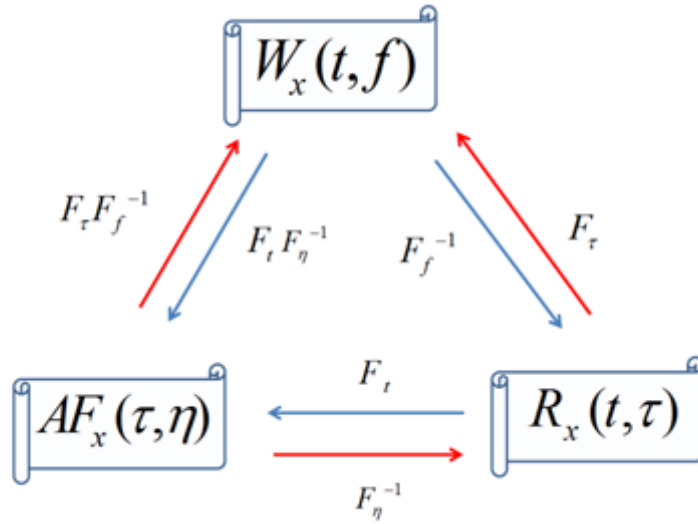
$$|AF(\tau, \eta)|^2 \leq |AF(0,0)|^2 \quad (2.21)$$

Gösterim orijine göre simetriktir.

$$AF(\tau, \eta) = e^{j2\pi\tau\eta} AF^*(-\tau, -\eta) \quad (2.22)$$



Şekil 2. 5 Şekil 2.4'te verilen iki bileşenli çörp-tipi işaretin (a) WD ve (b) AF gösterimi.



Şekil 2.6 WD, AF ve özilişki fonksiyonu arasındaki ilişki.

AF'ye dair verilen bu bilgiler, yeni bir haberleşme sisteminin önerildiği Bölüm 4'te kullanılmaktadır.

2.5 Sürekli Kesirli Fourier Dönüşümü ve Özellikleri

KFD, kesirli dönüşüm derecesi parametresi α ile Fourier dönüşümünün genelleştirilmiş bir halidir. Bir $x(t)$ işaretinin α . dereceden KFD'si ($\alpha, 0 < |\alpha| < 2$)

$$x_a = F_a\{x(t)\} = \int K_a(t, t') x(t') dt' \quad (2.23)$$

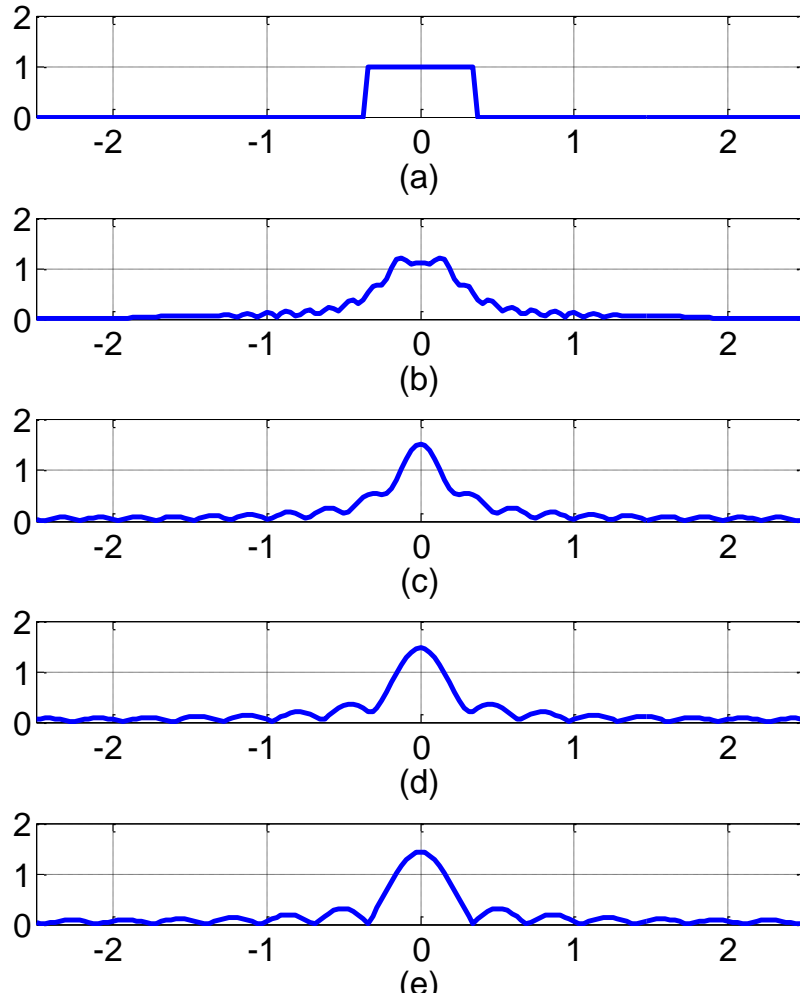
şeklinde ifade edilir ve dönüşüm çekirdeği $K_a(t, t')$

$$K_a(t, t') = A_\varphi \exp(j\pi(t^2 \cot(\varphi) - 2tt' \csc(\varphi) + t'^2 \cot(\varphi))) \quad (2.24)$$

iken A_φ genliği

$$A_\varphi = \sqrt{(1 - j \cot(\varphi))} \quad (2.25)$$

ile hesaplanır. KFD dönüşüm açısı $\varphi = \alpha\pi/2$ olarak tanımlanır [45]. Bir işaretin α dereceden KFD'si; işaretin zaman bölgesindeki gösterimi $x(t)$ ve onun Fourier dönüşümü olan $X(f)$ arasında bir bölgenin ara değeri ile elde edilir. Şekil 2.7'de bir kare dalganın farklı derecelerden KFD'leri yer almaktadır. KFD dönüşüm derecesi 0 olduğunda işaret kendisine eşit iken, derece 1 olduğunda KFD, FD'ye denk olmaktadır, bu nedenle kare dalga bir *sinc* işaretine dönüşmektedir. Kesirli derecenin $\alpha=0$ ve $\alpha=1$



Şekil 2.7 Bir kare dalganın dönüşüm dereceleri sırasıyla (a) 0, (b) 0.25, (c) 0.5, (d) 0.75 ve (e) 1 olduğunda elde edilen KFD'leri.

olduğu durumlar sırasıyla Şekil 2.7 (a) ve (e)'de gösterilmektedir. Şekil 2.7 (b)-(d) ise α' 'nın 0 ile 1 arasında olduğu KFD bölgelerindeki $x(t)$ işaretini göstermektedir.

Çörp hızı 0.5 olan tek bileşenli çörp-tipi bir işaretin $x(t)$ farklı derecelerde elde edilen KFD gösterimleri ise Şekil 2.8'de verilmiştir. Şekil 2.8 (a)'da $x(t)$ işaretinin zaman bölgesi gösterimi ($\alpha = 0$ iken), (c)'de ise Fourier dönüşümü ($\alpha = 1$) gösterilmiştir. Şekil 2.8 (b) ve (d)'de ise dönüşüm derecesi α' 'nın 0.5 ve 1.5 olduğu durumlar için elde edilen KFD'ler yer almaktadır. Fourier dönüşümünün tanımlandığı tüm fonksiyonlar için KFD de tanımlıdır.

KFD'nin yaklaşık değerler ile ayrık hesaplaması $O(N \log N)$ karmaşıklığında gerçekleştirilebilir [92]. KFD dönüşüm çekirdeği $K_a^{-1}(t, t') = K_{-a}(t, t')$ için, ters KFD dönüşümü elde edilir ve basitçe $(\tilde{\mathcal{F}}_a)^{-1} = \tilde{\mathcal{F}}_{-a}$ şeklinde gösterilir (bkz. 2.25). KFD doğrusal ve birimcil bir dönüşümdür.

KFD'nin bir diğer önemli özelliği de indis toplanabilme özelliğidir. Bu özellik basitçe $\tilde{\mathcal{F}}_{a_1} \tilde{\mathcal{F}}_{a_2} = \tilde{\mathcal{F}}_{a_1+a_2}$ şeklinde ifade edilebilir (bkz. 2.28), burada a_1 ve a_2 kesirli Fourier dönüşüm derecelerini göstermektedir.

KFD çekirdeğinin belli başlı özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir:

$$K_a(t, u) = K_a(u, t) \quad (2.26)$$

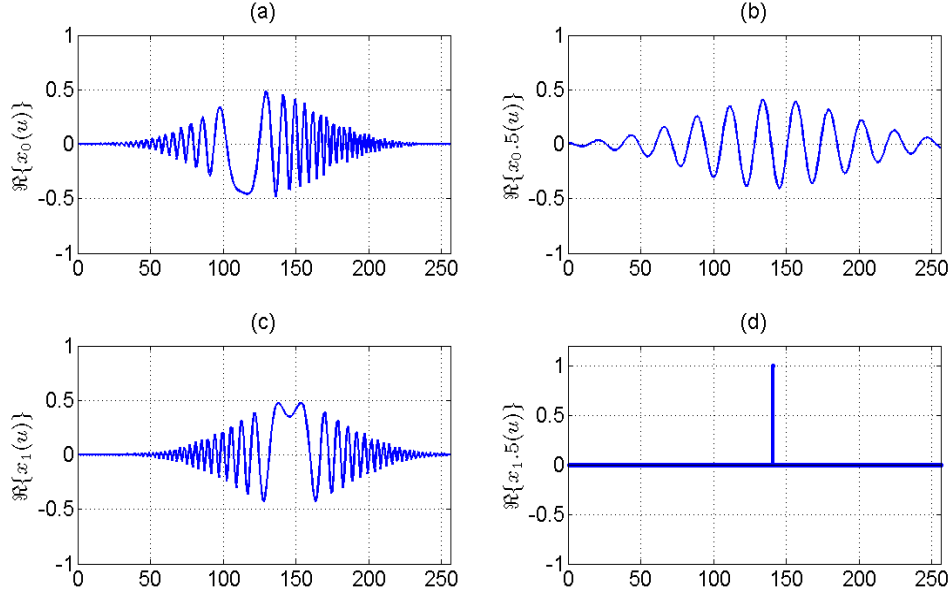
$$K_{-a}(t, u) = K_a^*(t, u) \quad (2.27)$$

$$K_a(-t, u) = K_a(t, -u) \quad (2.28)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} K_a(t, u) K_\beta(u, z) du = K_{a+\beta}(t, z) \quad (2.29)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} K_a(t, u) K_\beta^*(t, u') dt = \delta(u - u') \quad (2.30)$$

(2.27) ve (2.28) eşitlikleri t ve u parametrelili $K_a(t, u)$ çekirdek fonksiyonlarının bir dik küme oluşturduklarını göstermektedir.



Şekil 2. 8 (a) Çörp hızı 0.5 olan tek bileşenli LFM tipi bir işaretin zaman gösterimi, (b) $\alpha = 0.5$ için KFD bölgesinde gösterimi, (c) $\alpha = 1$ için elde edilen KFD gösterimi ve (d) $\alpha = 1.5$ için elde edilen işaretin KFD gösterimi.

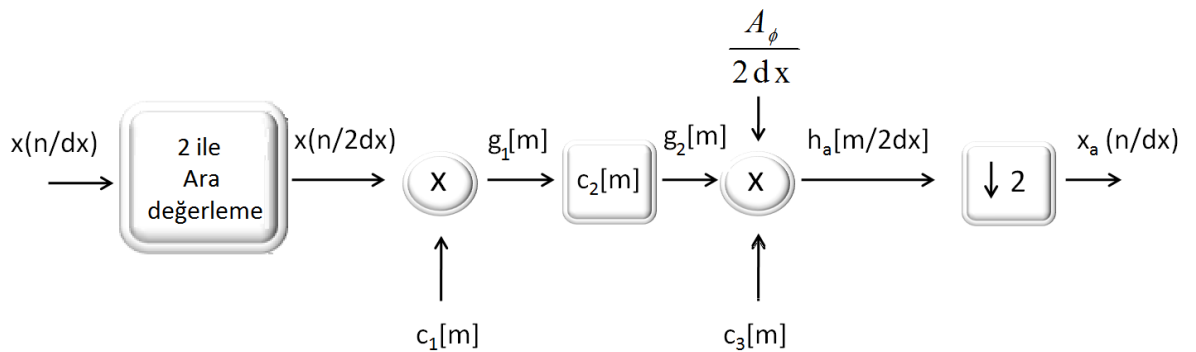
[92]'de KFD bir çörp çarpımı, akabinde bir çörp evrişimi ve başka bir çörp çarpımı olarak ayrıştırılmıştır. Çörp evrişimi hızlı FD kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Bu nedenle KFD, $O(N \log N)$ işlem karmaşıklığı ile hesaplanabilmektedir. Burada N analiz edilen işaretin zaman-bant genişliği çarpımını ifade etmektedir. Belirsizlik prensibine göre bir işaret hem zaman hem de frekansta sınırlı hale getirilemez. Bununla beraber işaretin TBP değeri birden büyük seçilerek bu prensibin bağlayıcılığı azaltılabilir. Söz konusu çalışmada analiz işaretinin zamanda $[-\Delta t / 2, \Delta t / 2]$, frekansta $[-\Delta f / 2, \Delta f / 2]$ aralığında sınırlı olduğu kabul edilmiştir. İşaretin zaman ve frekansta eşit uzunlukta olması için ölçekleme parametresi kullanılmalıdır. İşarete zaman bölgesinde ölçekleme işlemi uygulandığında, zaman ve frekans eksenleri $\Delta t/s$ ve $\Delta f s$ halini alır. Ölçekleme parametresi $s = \sqrt{\Delta t / \Delta f}$ olarak seçildiğinde yeni zaman ve frekans eksenlerinde iki örnek arasındaki mesafe eşit değere sahip olur ve bu değer $dx = \sqrt{\Delta t \Delta f}$ 'dir. Bu sayede işaretin TBP değeri $N = \Delta t \Delta f$ olur, zaman ve frekans eksenlerinde iki örnek arasındaki mesafe işaretin TBP değeri cinsinden $dx = \sqrt{N}$ 'dir. Bu durumda işaretler kesirli Fourier bölgesinde $dx^{-1} = \frac{1}{\sqrt{N}}$ örnekleme periyodu ile örneklenebilmektedir.

Hızlı KFD hesabının blok diyagramı Şekil 2.9'da verilmektedir. İlk olarak işaret iki kat ara değerlendirilmeye tabi tutulur, sonra bir çörp $c_1(t)$ ile çarpılır. Bu çarpım bir başka çörp $c_2(t)$ ile evrilir ve tekrar bir çörp işareti $c_3(t)$ ile çarpılır. $c_1(t)$, $c_2(t)$ ve $c_3(t)$ işaretleri Çizelge 2.1'de tanımlanmaktadır. Son olarak elde edilen işaret iki ile alt örneklenir. Algoritmada kesirli Fourier dönüşüm derecesi a 'nın $0.5 \leq |a| \leq 1.5$ arasında olduğu kabul edilmektedir. Eğer a bu aralığın dışarısında ise indis toplanabilme özelliği kullanılarak bu aralık içerisine getirilmelidir.

[92] KFD'nin sayısal hesaplaması için bir yöntem sunmakta iken, son zamanlarda ayrık KFD tanımı üzerine farklı çalışmalar yapılmaktadır [63]-[65]. Ayrık kesirli Fourier dönüşümünü tanımlamak için DFT matrisi özvektörlerinin KFD'nin özvektörleri olan Hermite-Gauss fonksiyonlarına olabildiğince yakın olması gerekmektedir.

KFD, yeni bir haberleşme sisteminin önerildiği Bölüm 5'te ve kesirli dönüşüm bölgesinde gerçekleştirilen uyarlanabilir filtre sisteminin tanıtıldığı Bölüm 6'da kullanılmaktadır.

Bu amaçla [63]'te DFT matrisi ile sıra-bağımsız bir \mathbf{S} matrisi tanımlanmış ve bu matris kullanılarak bir ayrık KFD matrisi tanımlanmıştır. \mathbf{S} matrisi yaklaşımı, Hermite-Gauss üreten ikinci dereceden bir diferansiyel denkleme temel almaktadır. Sürekli türev ve Fourier operatörleri sırasıyla, ayrık türev ikinci dereceden Taylor yaklaşımlığıyla ve DFT



Şekil 2.9 İşaretin KFD dönüşümünün çörp çarpımı ve çörp evrişimi ile elde edimi.

Çizelge 2. 1 Şekil 2.9'daki simgelerin tanımları.

$$c_1[m] := e^{j\pi\frac{1}{4}(\alpha/dx^2 - \beta/N)m^2}, \quad -N \leq m \leq N-1$$

$$c_2[m] := e^{j\pi\beta(m/2\sqrt{N})^2}, \quad -2N \leq m \leq 2N-1$$

$$c_3[m] := e^{j\pi\frac{dx^2}{4N}(\alpha/N - \beta/dx^2)m^2}, \quad -N \leq m \leq N-1$$

$$g[m] := c_1[m]x(m/2dx), \quad -N \leq m \leq N-1$$

$$h_a(m/2dx) := \frac{A_\phi}{2dx} c_3[m](c_2 * g)[m], \quad -N \leq m \leq N-1$$

$$\phi'' := \frac{\pi}{2} a''$$

$$\alpha := \cot \phi''$$

$$\beta := \csc \phi''$$

$$A_\phi := \frac{\exp(-j\pi \operatorname{sgn}(\sin \phi) / 4 + j\phi / 2)}{|\sin \phi|^{1/2}}$$

matrisiyle değiştirilmiştir. Hermite–Gauss fonksiyonu üreten diferansiyel denklemi daha hatasız elde etme için [64]’te daha yüksek dereceden türev operatörü tanımlanmıştır, ancak, yüksek derecen türev hesabı yüksek hesaplama karmaşıklığına neden olmuştur. [65]’te Serbes ve Durak-Ata ayrık türeve sonsuz dereceden Taylor yaklaşıklığı ifadesini analitik olarak hesaplamış ve bu sonsuz yaklaşıklık için kapalı form elde etmişlerdir. Böylece Hermite–Gauss fonksiyonu üreten diferansiyel denklem minimum hatayla betimlenmiştir.

KFD’nin WD üzerinde bazı özellikleri vardır. Bir işaretin KFD’si alındığında işaretin desteği, kesirli Fourier derecesine göre zaman-frekans bölgesinde x-y eksenini yönünde dönmektedir. İşaretin enerji korunumunu sağlamak ve dönme işleminden bağımsız hale getirebilmek için işaretin desteğinin Δx yarıçaplı bir daire üzerinde olduğunu kabul ederiz. Bu nedenle işaretin KFD hesabından önce 2 ile ara değerlendirilmesi yapılmalıdır. Bir işaretin WD’si W_x ile işaretin KFD’sinin WD’si W_{x_a} arasında

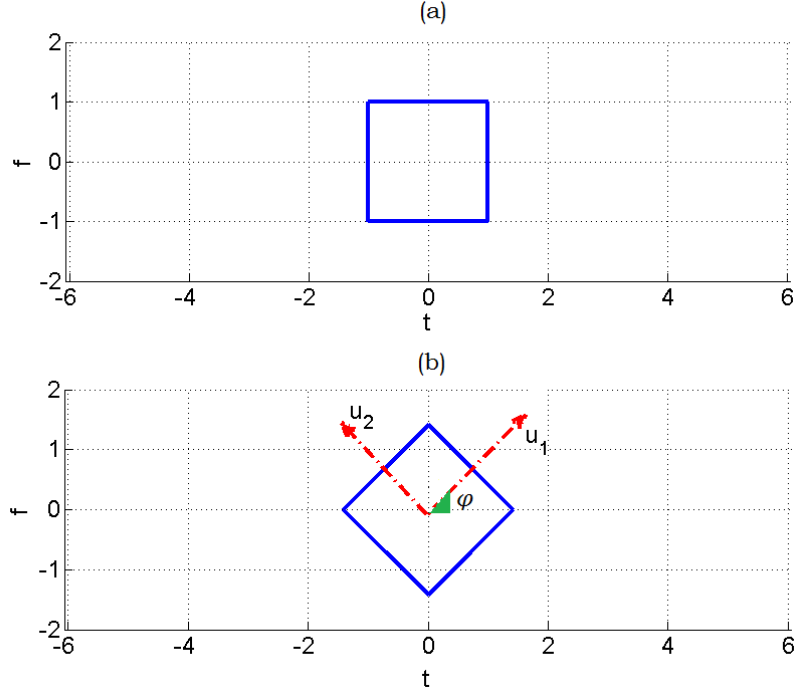
$$W_{x_a}(u, \mu) = W_x(u \cos(\alpha) - \mu \sin(\alpha), u \sin(\alpha) + \mu \cos(\alpha)) \quad (2.31)$$

ilişkisi vardır [93]-[94]. Dolayısıyla bir işaretin KFD'si, işaretin desteğini zaman-frekans bölgesinde döndürmektedir. Şekil 2.10'da dikdörtgen destekli bir $x(t)$ işaretinin zaman-frekans dağılımı ve bu işaretin $\alpha = \theta\pi/2$ kesirli derecesinde KFD'sinin zaman-frekans dağılımı yer almaktadır. Şekil 2.11'de ise Gauss zarflı çörp-tipi bir işaretin KFD ile sinüzoidal bir işarete dönüşümü gösterilmektedir. Çörp-tipi bir işaretin zamana göre değişimi Şekil 2.11 (a)'da, bu işarete ait WD gösterimi Şekil 2.11 (b)'de yer almaktadır. Şekil 2.11 (b)'de verilen işaretin desteğinin zaman eksenini ile yaptığı açı θ olmak üzere, uygun KFD derecesi $\alpha = \theta\pi/180$, ile KFD'si Şekil 2.11 (c)'de gösterilen Gauss zarflı bir sinüzoidal işarete karşılık gelmektedir. Bu işarete ait WD gösterimi ise Şekil 2.11 (d)'de yer almaktadır. İşaretin desteğinin saat yönünde θ kadar döndürüldüğü görülmektedir.

KFD ile WD arasındaki ilişkide öne çıkan bir diğer özellik ise WD bölgesinin izdüşümlerinin işaretin KFD'si ile ilişkili olmasıdır. $x(t)$ işaretinin RWD'si

$$RDN[W_x](r, \varphi) = \int W_x(r \cos \varphi - s \sin \varphi, r \sin \varphi + s \cos \varphi) ds \quad (2.32)$$

şeklinde ifade edilmektedir ve RDN , Radon dönüşümü operatörüdür. Burada (r, φ) kutupsal koordinatlarda dönüşüm bölgesi değişkenlerini göstermektedir. RWD,

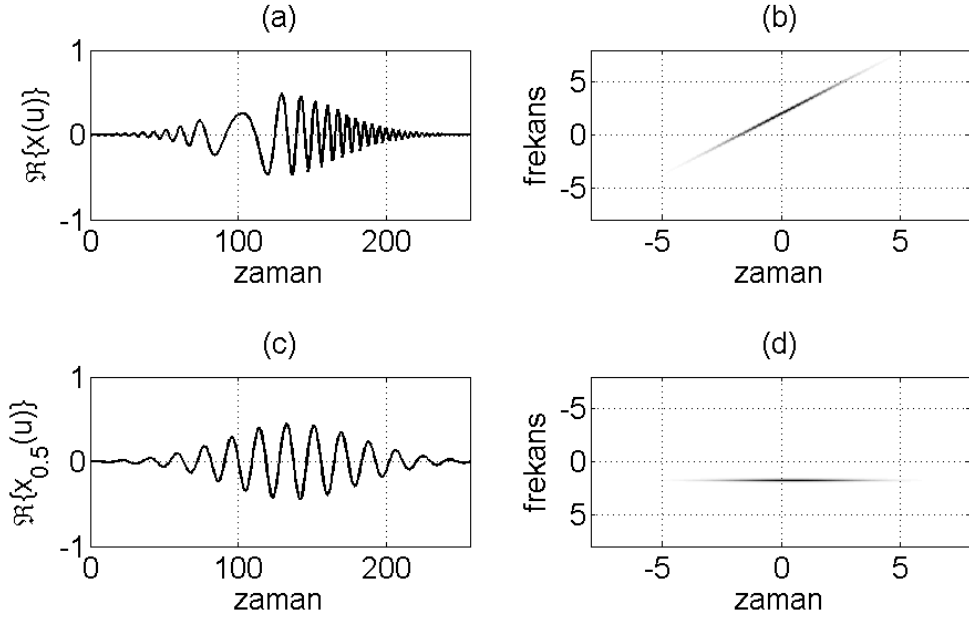


Şekil 2.10 (a) Dikdörtgen destek alanına sahip bir işaretin WD gösterimi ile (b) bu işaretin kesirli Fourier dönüşümünün WD gösterimi.

$0 \leq \varphi \leq \pi$ için WD'nin izdüşümlerinden oluşmaktadır. RWD'nin radyal kesitleri (dilim), işaretin KFD'si kullanılarak doğrudan hesaplanabilmektedir

$$RDN[W_x](r, \varphi) = \left| F_a \{ x(r) \} \right|^2 = |x_a(r)|^2 \quad (2.33)$$

Radon dönüşümü iki-boyutlu WD'nin r -ekseniyle $\varphi = \frac{a\pi}{2}$ açısı yapan eksene olan izdüşümüdür. Bu nedenle $|x_a(r)|^2$ 'nin tepe değerleri $O(N \log N)$ işlem karmaşıklığı ile $0 \leq |a| \leq 2$ dereceleri için hesaplanır ve maksimum genliğin elde edildiği kesirli derece, a , tespit edilir. Bu yöntem ve RWD ile KFD arasındaki detaylı ilişki [93]-[94] çalışmalarında yer almaktadır.



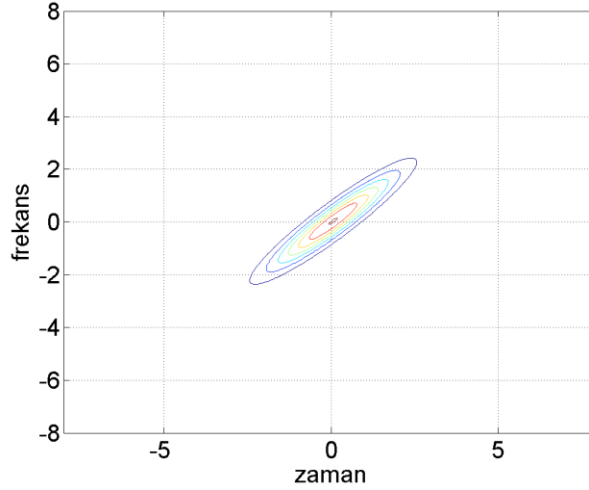
Şekil 2.11 (a) Çörp tipi işaretin zaman bölgesi gösterimi, (b) (a)'daki işaretin WD gösterimi, (c) işaretin uygun dereceden KFD'si ve (d) (c)'deki işaretin WD gösterimi.

UYARLANIR AYRIK EVRİMSEL DÖNÜŞÜM

Doğada var olan işaretlerin büyük bir çoğunluğunun hem zaman hem de frekans karakteristiği değişiklik göstermektedir. Bu nedenle işaret hakkında daha fazla bilgi elde etmek için işaretlerin zaman-frekans bölgesinde analiz edilmeleri faydalıdır. Kısa süreli Fourier dönüşümü, spektrogram, dalgacık dönüşümü, Wigner dağılımı ve ayrık evrimsel dönüşüm literatürde yaygın olarak kullanılan zaman-frekans analiz yöntemleridir.

Ayrık evrimsel dönüşüm durağan olmayan işaretlerin analizi için önerilmiş bir zaman-frekans analiz yöntemidir. Literatürde sinüzoidal ve çörp tabanlı olmak üzere iki çeşit AED modeli bulunmaktadır [42]. Uygulamaya bağlı ancak işarettten bağımsız olarak taban fonksiyonları seçilebilmektedir. Örneğin dar bantlı işaretlerin analizi için, sinüzoidal tabanlı AED daha etkin bir zaman-frekans analizi sağlamaktadır. Diğer yandan çörp tabanlı AED analizi, geniş bantlı işaretlerin bileşenlerinin gösteriminde daha başarılıdır. Şekil 3.1'de gösterilen tek bileşenli bir işaretin sinüzoidal taban fonksiyonlar kullanılarak elde edilen AED gösterimi yer almaktadır.

Zaman ve/veya frekans bağımlılığı seçilen pencere tipine göre değişmektedir. Örneğin Malvar tabanlı pencereler hem zamana hem de frekansa göre değişen dikgen pencereler iken, Gabor tabanlı pencereler sadece zamana bağımlılık göstermektedir. AED boğucu işaret çıkarımı [95], çok yollu sönümlenmeli ve frekans seçici kanal kestirimi gibi birçok uygulamada kullanılmıştır [96].



Şekil 3. 1 Şekil 2.1'de verilen $x(t)$ işaretin AED gösterimi.

Bu bölümde amaç, GTBP-optimum-KSFD'nin AED'nin özel bir durumu olduğunu göstermektir. İlk olarak AED ve GTBP-optimum-KSFD yöntemleri tanıtılacak, bu dönüşümlerin zaman ve frekans çözünürlüklerinden bahsedilecektir. GTBP-optimum-KSFD için gerekli uygun kesirli derecenin bulunması için anlık frekans kestirim yöntemi anlatılacaktır. Bu bilgiler ışığında, AED ve GTBP-optimum-KSFD arasındaki ilişki ortaya çıkarılarak AED'nin işarete uyarlamalı olarak ortaya koyduğu analizlere yer verilecektir. Bu konuda hazırlanan bir bildiri, 2010 yılında *European Signal Processing Conference (EUSIPCO-2010)* konferansında sunulmuştur [80].

3.1 Ayırık Evrimsel Dönüşüm

Pristley tarafından ortaya konulan evrimsel izge kuramı [46] rasgele ve durağan olmayan süreçlerin zamana bağlı izgesel güç yoğunluklarını tanımlamakta kullanılmaktadır. Wold-Cramer gösterimine göre durağan olmayan işaretler, rasgele ve zamanla değişen genlik ve faz değerlerine sahip sinüzoidallerin bir birleşimi olarak

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} X(n, k) e^{j\omega_k n} \quad (3.1)$$

ifade edilebilir [97]. Burada $\omega_k = 2\pi k / K$, $0 \leq k \leq K-1$, K frekans örneği sayısını göstermektedir. Evrimsel izgenin elde edilmesi ve $x(n)$ işaretinin modellenmesi için

gerekli $X(n, k)$ çekirdek fonksiyonu, çok katsayılı Gabor katsayıları kullanılarak [43]'te elde edilmiştir.

Bir başka zaman-frekans analiz yöntemi olan Gabor açılımı, işaretleri zaman-frekans bölgesinde *atom* adı verilen ve bu atom fonksiyonunun zamanda ve frekansta ötelenmesi ile elde edilen taban fonksiyonlarının bir birleşimi olarak ifade etmektedir [97]. $h(n)$ sabit bir Gabor sentez penceresi olmak üzere, taban fonksiyonları $h_{m,k}(n)$, sentez penceresinin zamanda eşit aralıklarla ötelenmesi ve düzgün aralıklarla sinüzoidal modüle edilmesiyle

$$\tilde{h}_{i,m,k}(n) = \tilde{h}_i(n - mL)e^{j\omega_k n} \quad (3.2)$$

oluşturulmaktadır. \tilde{h}_i ölçeklenmiş ve periyodik hale getirilmiş ($\tilde{h}_i(n) = \tilde{h}_i(n + rN)$, tamsayı) sentez penceresi olup birim enerjiye sahip bir ana Gabor penceresinden

$$\tilde{h}_i(n) = 2^{\frac{i}{2}} h(2^i n), \quad i = 0, 1, \dots, L - 1 \quad (3.3)$$

elde edilmektedir. Burada L kullanılan pencere sayısını göstermekte, M, K, L, L' pozitif tamsayılar olmak üzere $ML = KL' = N$ şartını sağlamaktadır. M ve K sırasıyla zaman ve frekanstaki örnek sayılarını, L ve L' ise zaman ve frekans adım aralıklarını göstermektedir. Zaman-frekans düzleminde eşit aralıklarla elde edilen pencere fonksiyonları sayesinde düzgün ve dikdörtgen bir örnekleme kafes yapısı oluşturulur. Yavaş değişen sinüzoidal bileşenlerden oluşan sonlu uzunlukta bir işaret $x(n)$, $0 \leq n \leq N - 1$, Gabor katsayıları cinsinden,

$$x(n) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{i,m,k} \tilde{h}_{i,m,k}(n) \quad (3.4)$$

ifade edilebilir [43].

Çok pencereli Gabor katsayıları ise

$$a_{i,m,k} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \tilde{\gamma}_{i,m,k}^*(n) \quad (3.5)$$

ile elde edilir. Burada $\tilde{\gamma}_i$ analiz penceresidir ve \tilde{h}_i 'ye dik olacak şekilde

$$\sum_{n=0}^{N-1} h_i(n + mK) \exp\left(-j \frac{2\pi}{L} kn\right) \gamma_i^*(n) = \frac{L}{K} \delta_m \delta_k, \quad 0 \leq k \leq L-1 \quad (3.6)$$

seçilir [98], $\tilde{\gamma}_{i,m,k}(n) = \tilde{\gamma}_i(n - mL)e^{j\omega_k n}$ oluşturulur.

Analiz işaretinin sinüzoidal bileşenlerden oluşmadığı durumlarda sabit örnekleme aralığı ile elde edilen Gabor gösteriminin zaman-frekans lokalizasyonu yetersiz olmaktadır. Çünkü işaretin zaman-frekans gösterimi oluşturulurken, gereğinden fazla Gabor katsayısı kullanılacaktır. Bu nedenle durağan olmayan işaretlerin analizinde klasik Gabor analizi uygun değildir.

Gabor tabanlı evrimsel izge, analiz ve sentez fonksiyonları ile Gabor katsayılarının kullanımı ile

$$X(n, k) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{i,m,k} \tilde{h}_i(n - mL) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} X_i(n, k) \quad (3.7)$$

elde edilir. Eşitlik (3.5)'teki Gabor katsayıları (3.7) eşitliğinde yerine konulduğunda AED çekirdeği,

$$X(n, k) = \sum_{l=0}^{N-1} x(l) w(n, l) e^{-j \frac{2\pi}{N} kl} \quad (3.8)$$

elde edilir. Burada $w(n, l)$ zamanla değişen pencere fonksiyonu

$$w(n, \ell) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} w_i(n, \ell) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \left[\sum_{m=0}^{M-1} \tilde{\gamma}_i(\ell - mL) \tilde{h}_i(n - mL) \right] \quad (3.9)$$

olarak tanımlanmıştır. Eşitlik (3.8), AED'nin KSFDF formunda olduğunu göstermektedir. (3.7) veya (3.8) eşitliği kullanılarak elde edilen $X_i(n, k)$ sonuçlarının farklı ortalama yöntemleri ile birleştirilmesi ile evrimsel izge oluşturulur.

Başka bir deyişle, bir işaretin AED'si ile işaretin Gabor açılımı katsayıları arasında bir ilişki kurularak evrimsel izge çekirdeği elde edilir. Böylece işaret için, hem zaman-frekans gösterimi hem de zaman-frekans izgesi elde edilmektedir. İşaretin zamanla

değişen evrimsel izgesi, dönüşüm çekirdeğinin mutlak değerinin karesi alınarak elde edilir

$$S(n, k) = |X(n, k)|^2 / K. \quad (3.10)$$

Taban vektörü olarak çörp-tipi işaretler kullanıldığında ise AED'nin çekirdeği

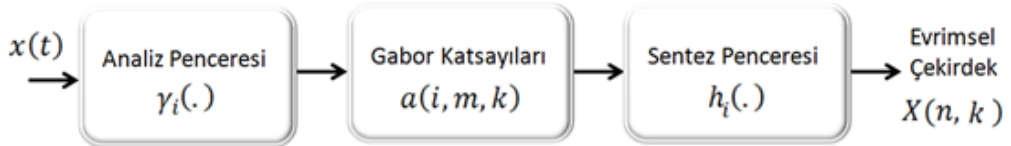
$$X_p(n, k) = \sum_m x_p(m) W_k(m, n) \exp(-j(\frac{2\pi}{N} km + \phi_p(m))) \quad (3.11)$$

şeklini almaktadır. Denklemde $x_p(n)$ ve $\phi_p(n)$, işaretin p . bileşenini ve ona ait faz değişkenini göstermektedir. Çörp tabanlı ters AED ise

$$x(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{K-1} X_p(n, k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn + j\phi_p(n)} \quad (3.12)$$

ile elde edilir, burada $X_p(n, k) = \sum_m x_p(n) W_k(m, n) e^{j(\frac{2\pi km}{N} + \phi_p(m))}$ 'dir. İşaret bileşenlerinin çörp etkisi kaldırıldığında yani $x_p(n) e^{j\phi_p(n)}$, çörp tabanlı AED, sinüzoidal tabanlı AED formuna dönüşür.

Şekil 3.2'de $x(n)$ işaretinin Gabor-tabanlı sinüzoidal-AED'nin evrimsel çekirdeğinin hesaplanması gösterilmiştir.



Şekil 3. 2 AED blok diyagramı.

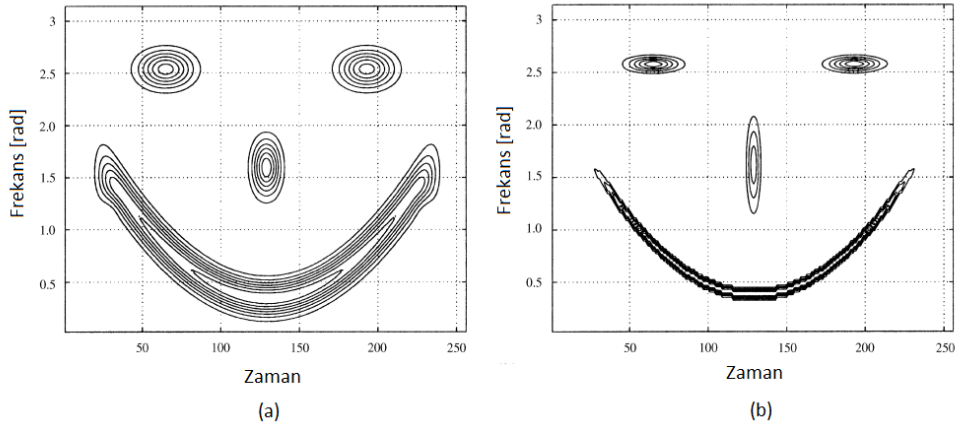
Malvar tabanlı AED analizinde analiz penceresinin uzunluğu, analizi yapılacak olan işarete bağlı olan bir maliyet fonksiyonunun en iyilenmesi ile elde edilir. Bununla beraber Gabor-tabanlı AED işarete bağımlı değildir. AED, incelenen işarete ait bir analiz sağlamakta ve işaretin izgesini hesaplamaktadır ancak bu hesabı işaretin karakteristiğini göz önüne alarak yapmamaktadır. Bu sebeple her zaman en iyi çözünürlüğü vereceği söylenememektedir. Bununla beraber çok bileşenli işaretlerin analizinde AED her bir birleşeni bir maske yardımıyla çevrimdışı olarak ayırmakta ve incelemeyi her bir birleşen için ayrı ayrı yapmaktadır.

Klasik KSFD ile AED arasındaki temel fark, AED'de kullanılan analiz penceresinin zamanla değişmesidir. KSFD'nin analiz penceresi bir kez seçilir ve analiz boyunca sabittir. AED'de kullanılan zamanla-değişen pencere, dikgen fonksiyonların bir kümesinin fonksiyonu olarak seçilebilir [44]. [42]'de gerçekleştirilen analizlerden biri olan ve Şekil 3.3'te verilen 'Gülümseyen yüz' izgesi, iki adet sinüzoidal, 1 adet Gauss ve bir adet karesel frekans modüleli bileşenden oluşmaktadır. Şekil 3.3 (a)'da sinüzoidal tabanlı AED, (b)'de çörp tabanlı AED ile elde edilen izge gösterilmektedir. Çörp tabanlı AED için önce sinüzoidal tabanlı AED hesaplanmış, her bir bileşen maskelenerek bileşenler ayrıştırılmıştır. Daha sonra her bir bileşene ait anlık frekans kestirimi yapılarak çörp tabanlı AED hesap edilmiştir ve elde edilen izgenin sinüzoidal tabanlı AED ile elde edilen izgeye oranla daha iyi çözünürlük sağladığı görülmektedir.

Son zamanlarda AED yöntemi geliştirilmiş ve taban fonksiyonları dikgen kesirli Fourier dönüşümü olan kesirli ayrık evrimsel dönüşüm (KAED) tanımlanmıştır [99], bu dönüşüm

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} X(n, k, a) K_a(n, k) \quad (3.13)$$

ifade edilebilir. $X(n, k, a)$ 'lar zamana ve kesirli dereceye göre değişen ayrık kesirli evrimsel dönüşüm (KAED) çekirdeğidir. Burada $K_a(n, k)$, Eşitlik (2.22)'de verilen KFD'nin çekirdek fonksiyonudur. KAED ile çörp-tipi işaretler için, AED'ye oranla daha iyi gösterimler elde edilmektedir.



Şekil 3. 3 (a) AED başlangıç izgesi, (b) Gabor çörp AED izgesi [42].

3.2 GTBP-Optimum-KSFD

Bir zaman-frekans gösteriminin başarımı, işaretin desteğinin zaman-frekans bölgesinde yayılmadan, başka bir deyişle yoğun olarak gösterilmesi ile belirlenir. KSFD'nin çözünürlük problemi analizde kullanılan pencereden kaynaklanmaktadır. Zaman-bant genişliği çarpımı işaretin desteğinin bir ölçütü olarak kullanıldığında, zaman-bant genişliği çarpımına dayalı optimum gösterim (TBP-optimum) elde edilmektedir. [100]'de bir $x(t)$ işaretinin desteğinin KSFD gösteriminde, boyutları $(T_x^2 + T_g^2)^{1/2}$ ve $(B_x^2 + B_g^2)^{1/2}$ olan bir dikdörtgen alanda yer aldığı gösterilmiştir. Burada T_x , B_x , T_g ve B_g sırasıyla, işaretin ve pencerenin zaman ve bant genişlikleridir. KSFD gösteriminin çözünürlüğünü iyileştirmek için analiz penceresi oluşturulurken, pencerenin T_g ve B_g değerleri göz önüne alınmalıdır. Çözünürlüğü yüksek, analiz işaretine göre uyarlanı KSFD gösterimi için optimum pencere

$$q(t) = \min_{T_g, B_g: T_g \cdot B_g \geq \frac{1}{4\pi}} (T_x^2 + T_g^2)^{1/2} \cdot (B_x^2 + B_g^2)^{1/2} \quad (3.14)$$

ile elde edilebilir. Belirsizlik prensibine göre Eşitlik (3.14)'ün optimum çözümü, pencere fonksiyonunun Gauss fonksiyonu olması durumunda elde edilir. Eşitlik (3.12)'de pencerenin bant genişliği $B_g = \frac{1}{T_g 4\pi}$ olarak seçildiğinde eşitliğin çözümü

$$T_g = \sqrt{\frac{T_x}{4\pi B_x}} \quad (3.15)$$

olarak bulunur. Böylece işarete göre uyarlanı optimum KSFD penceresi

$$g_{TBP}(t) = \exp(-\pi t^2 B_x / T_x) \quad (3.16)$$

üretilebilir [100]. Şekil 3.4'te bir $x(t)$ işareti ile bu işaretin KFD'sinin destekleri yer almaktadır ve işaretlerin desteklerinin zaman-frekans bölgesinde kapladığı alanlar desteği çevreleyen dikdörtgenler ile belirtilmiştir. Şekil 3.4 (a)'da elips şeklindeki işaretin desteğinin kapladığı alanın, işaretin desteğinin döndürülmesi ile elde edilen Şekil 3.4 (b)'deki alana kıyasla oldukça büyük olduğu görülmektedir. Bu nedenle, TBP-optimum KSFD yönteminde kullanılan pencerenin tüm zaman-frekans bölgesi için

optimum olmadığı görülmektedir. TBP-optimum ile elde edilen analiz penceresinin, zaman-frekans bölgesindeki dönme operatörüne karşı yetersiz olması nedeniyle, Durak ve Arıkan tarafından geliştirilmiş zaman-bant genişliği ölçütü geliştirilmiştir [34]-[35]. Bu ölçüt tüm zaman-frekans bölgeleri için tanımlı, işaretin desteğine ait sıkı bir ölçüttür ve

$$GTBP\{x(t)\} = \min_{0 \leq a \leq 4} TBP\{x_a(t)\} \quad (3.17)$$

ile tanımlanmaktadır ve $x_a(t)$, $x(t)$ işaretinin a . kesirli dereceden KFD'sidir. Eşitlik (3.17), tüm zaman-frekans bölgesinde işaretin zaman-bant genişliği çarpımının alabileceği en küçük değeri bulmaktadır. Bu sayede işaretin desteği alanı en küçük olan bir dikdörtgen içinde gösterilmekte ve zaman-frekans çözünürlüğü en büyüklenmektedir.

GTBP-optimum-KSFD ile işaretin zaman-frekans gösterimi

$$D_x(t, f) = e^{-j\pi\psi} \int x(\tau) g_{GTBP}^*(\tau - t) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau \quad (3.18)$$

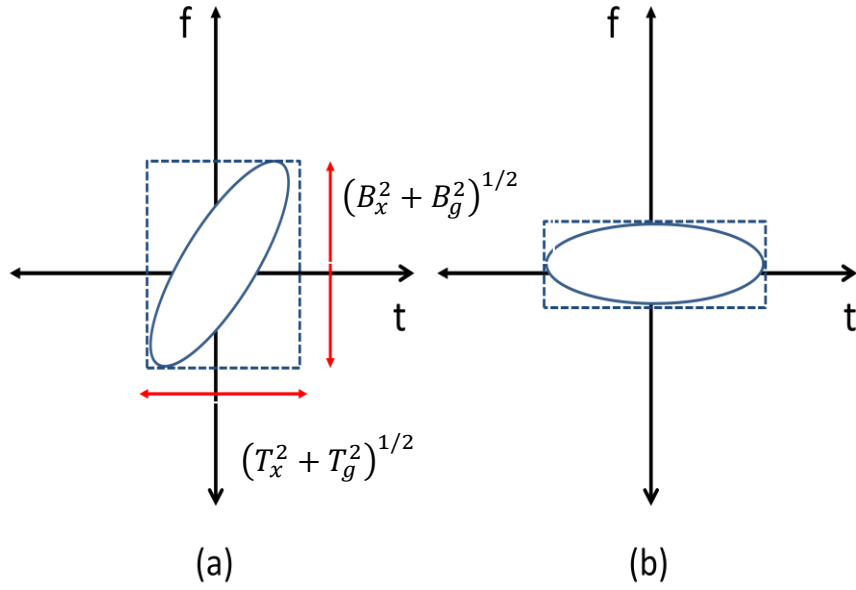
elde edilir, burada ψ gösterimin fazıdır ve

$$\psi = (t^2 - f^2) \sin \phi_0 \cos \phi_0 + 2tf \sin^2 \phi_0 \quad (3.19)$$

ile tanımlanır ve bu faz değeri tüm zaman-frekans bölgesinde TBP değerinin en küçük olduğu kesirli bölgenin zaman bölgesine yaptığı açı ϕ_0 ile ilişkilidir. GTBP-optimum-KSFD'nin analiz penceresi (çekirdeği)

$$g_{GTBP}(\tau) = K \exp(-j\pi\tau^2 \frac{\cot \phi_0 (\gamma^2 - 1)}{\gamma^2 + \cot^2 \phi_0}) \exp(-\pi\tau^2 \frac{\gamma \csc^2 \phi_0}{\gamma^2 + \cot^2 \phi_0}) \quad (3.20)$$

olarak tanımlanır [34-35]. Eşitlik (3.20)'de $K = \sqrt{\frac{1 + j \cot \phi_0}{\gamma + j \cot \phi_0}}$ ve $\gamma = B_{x_{a_0}} / T_{x_{a_0}}$ şeklinde ifade edilir. $B_{x_{a_0}}$ ve $T_{x_{a_0}}$ sırasıyla a_0 . dereceden kesirli Fourier bölgesindeki işaretin bant ve zaman genişliklerini göstermektedir ve $\phi_0 = \alpha_0 \frac{\pi}{2}$ 'dir.



Şekil 3. 4 (a) Bir işaretin desteğinin zaman-frekans bölgesinde gösterimi, (b) aynı işaretin KFD ile zaman-frekans bölgesinde döndürülmüş versiyonunun zaman-frekans bölgesinde gösterimi.

$D_x(t, f)$ 'de bulunan ψ faz bileşeni ihmal edildiğinde, (3.21) eşitliğinin pencere fonksiyonu $g_{GTBP}(\tau)$ olan klasik KSFĐ ile aynı biçimde olduğu kolaylıkla görülebilir. GTBP-optimum-KSFĐ'nin işlem karmaşıklığı KFD derecesi, a_0 , kestirimi ihmal edildiğinde klasik KSFĐ'nin işlem karmaşıklığına eşit olmaktadır. GTBP-optimum-KSFĐ'nin ayrık versiyonu

$$\begin{aligned}
 D_x(m, k) &= \exp(-j\pi\psi) \sum_{n=0}^{N-1} x(n) g_{GTBP}^*(n-m) \exp(-j\frac{2\pi}{N}kn) \\
 &= \exp(-j\pi\psi) K \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(j\pi(n-m)^2 \frac{\cot\phi_0(\gamma^2-1)}{\gamma^2 + \cot^2\phi_0}). \quad (3.21) \\
 &\quad \exp(-\pi(n-m)^2 \frac{\gamma \csc^2\phi_0}{\gamma^2 + \cot^2\phi_0}) \exp(-j\frac{2\pi}{N}kn)
 \end{aligned}$$

Pencerelenmiş işaret $x'(n) = x(n) \exp(-\pi(n-m)^2 \frac{\gamma \csc^2\phi_0}{\gamma^2 + \cot^2\phi_0})$ ve genlik katsayısı

$$C = \exp(-j\pi\psi) K \exp(j\pi \frac{m^2 \cot(\phi_0)(\gamma^2-1)}{\gamma^2 + \cot^2\phi_0}) \text{ olmak üzere}$$

$$D_x(m, k) = C \sum_{n=0}^{N-1} x'(n) \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}n\left(k - \frac{(n/2-m)N \cot\phi_0(\gamma^2-1)}{\gamma^2 + \cot^2\phi_0}\right)\right) \quad (3.22)$$

şeklinde ifade edilir ve burada N hesaplanılan frekans nokta sayıdır.

Özellikle çok taşıyıcılı haberleşme sistemleri için önem taşıyan ve yeni bir dönüşüm olan genelleştirilmiş ayırık Fourier dönüşümü (generalized discrete Fourier transform, GDFT) yakın zaman önce Akansu tarafından tanıtılmıştır. Bu dönüşüm FD'nin çekirdek fonksiyonunu bir faz terimi ile çarparak faz uzayından yararlanmayı amaçlamaktadır. Bu şekilde elde edilen taban fonksiyonlarının, DFT, Walsh ve Gold kodlarından daha başarılı oldukları, kullanıldığı OFDM ve CDMA haberleşme sistemlerinin performanslarını artırdığı [101] çalışmasında gösterilmektedir. $m=0$ için GDFT

$$\text{GDFT}_x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{j2\pi n}{N} \varphi(k,n)} \quad (3.23)$$

olarak tanımlanmaktadır ve $\varphi(n)$ dönüşümün doğrusal olmayan faz terimidir. (3.23)'te

yer alan $\varphi(n)$ teriminin $\left(k - \frac{(n/2)N \cot \phi_0 (\gamma^2 - 1)}{\gamma^2 + \cot^2 \phi_0} \right)$ olması durumunda (3.22) ile ifade

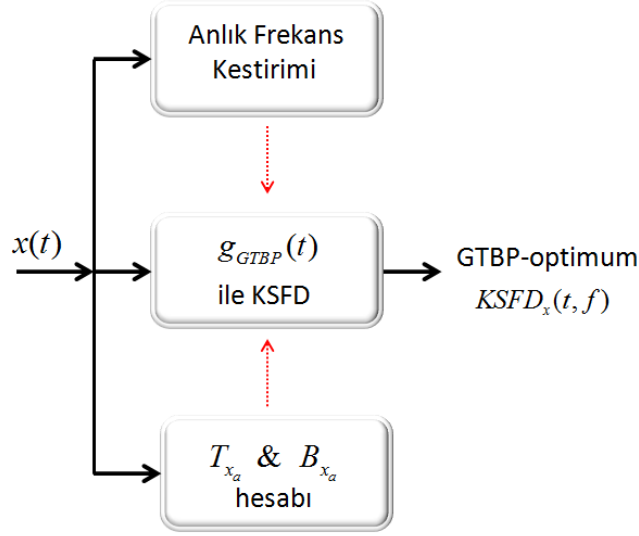
edilen ayırık GTBP-optimum KSF, GDFT'nin özel bir durumuna denk olur [101].

Şekil 3.5'te GTBP-optimum-KSF'nin hesap edilmesinin blok gösterimi verilmektedir. Bu gösterimde ilk olarak analiz edilecek işaretin TBP değerinin en küçük olduğu kesirli bölge bulunur ve bu kesirli bölgede temsil edilen işaretin zaman ve bant genişliği değerleri hesaplanır. Kesirli dereceyi bulmak için işaretin anlık frekans kestirimi yapılmaktadır.

3.3 Anlık Frekans Kestirimi

Bir işaretin zamana göre frekansının nasıl değiştiği sorusu anlık frekans (instantaneous frequency, IF) kestirimi ile açıklanmaktadır. Anlık frekans, durağan olmayan işaretlerin izgesini tanımlamada oldukça önemli bir parametredir. Bu bölümde, IF kestiriminin amacı, işaretin GTBP-optimum-KSF gösterimini elde etmede ilk aşama olan işaretin minimum TBP değerine sahip olduğu kesirli bölgeyi bulmaktır.

$x(t)$ tek bileşenli gerçel işaretinin anlık frekansı $f_i(t)$, işaretin analitik formu olan $x_{analitik}(t)$ 'nin faz değişkeninin türevi alınarak



Şekil 3. 5 GTBP-optimum-KSFD'nin elde edimi.

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \arg\{x_{analitik}(t)\} \quad (3.24)$$

hesaplanır. Burada \arg , işaretin fazını göstermektedir. Gerçek bir işaretin analitik formu

$$x_{analitik}(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (3.25)$$

ile elde edilir ve $\hat{x}(t)$ burada $x(t)$ işaretinin Hilbert dönüşümüdür. İşaret birden fazla bileşen içerdiğinde ise (3.24)'teki anlık frekans tanımı yetersiz kalmaktadır. Bunun çözümü olarak her bir bileşenin anlık frekansının ayrı olarak tespiti önerilebilir.

IF değeri kestirimi polinom faz tabanlı kestiriciler, LMS ve RLS tabanlı uyarlamalı filtreler ve zaman-frekans dağılımları kullanılarak gerçekleştirilmiştir [14], [102]-[106]. Kwok, işaretin IF değerini kestirebilmek için KSFD'yi kullanmıştır [14]. [93]'te ise IF değeri Radon-Wigner dönüşümü ile KFD arasındaki ilişki kullanılarak bulunmuştur. İkili arama tekniği ile bu özelliğin birleşimi kullanılarak [52]'de IF kestirimi yapılmıştır. [102]'de çok bileşenli LFM tipi işaretlerin IF değerlerini kestirmede basit görüntü işleme teknikleri kullanılmıştır. [104]'te IF her bir zamanda frekans yayılımı olarak kabul edilmiş ve Cohen-sınıfı zaman-frekans dağılımları için gerekli şartları sağlayan bir çekirdek kullanılarak kestirilmiştir. [106]'da ise genetik algoritmanın maliyet fonksiyonu olarak işaretin kesirli Fourier bölgesinde en büyük TBP değerini aldığı dönüşüm

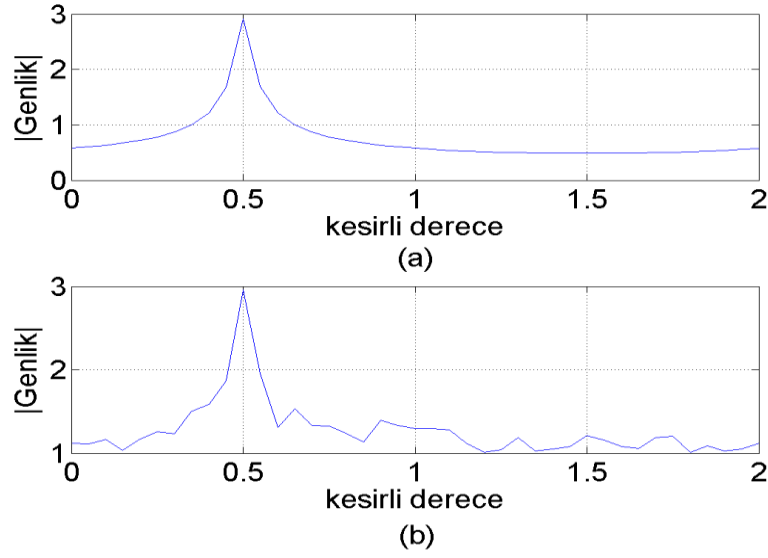
bölgesinin veya işaretin ayrı ayrı her bir bileşeninin bant genişliklerinin toplamı olarak tanımlanan temel (essential) bant genişliğinin en küçüklenmesi ile IF değeri elde edilmiştir. Bir başka çalışmada ise AED tekniğinin özyineli olarak kullanılması ile tek ve çok bileşenli işaretlerin IF değerlerinin kestirimi başarıyla sağlanmıştır [105].

KFD ile WD arasındaki ilişki ve WD'nin izdüşüm özelliği Bölüm 2'de açıklanmıştır. Tek bileşenli LFM tipi bir işaretin maksimum genlik değerine ulaşacağı kesirli bölge, $\alpha_0 = 2\theta/\pi$ kesirli dereceden KFD alınarak elde edilir. Farklı derecelerden KFD'si hesaplanan bir işaretin maksimum genlik değerinin dönüşüm derecesine göre değişimi Şekil 3.6'da gösterilmektedir. Benzetimde kullanılan işaretin desteğinin zaman-frekans düzleminde zaman eksenini ile yaptığı açı $\theta = \pi/4$ olarak seçilmiştir ve en büyük genlik değerine ulaşacağı kesirli derece $\alpha_0 = 0.5$ 'tir. Şekil 3.6 (a) ve (b) sırasıyla işaretin gürültü içermediği ve içerdiği (SNR= -5 dB) durumlarda kesirli dereceye göre işaretin ulaştığı maksimum genlik değerlerini göstermektedir. İşaretin gürültü içerdiği durumda dahi bu yöntem ile IF değerinin başarılı bir şekilde kestirilebileceği görülmektedir.

3.4 Uyarlamalı AED Gösterimi

Eşitlik (3.8)'de verilen klasik AED'nin denklemi KSFD yapısındadır, ancak analizde kullanılan pencere zamana göre değişmektedir. AED, işareti analiz penceresi yardımıyla Gabor katsayıları ile ifade etmekte ve analiz penceresine dik bir sentez penceresi kullanarak evrimsel izgeyi oluşturmaktadır. Analiz ve sentez pencereleri Gauss tipi fonksiyonlardır ve bir ana fonksiyonun zamanda ve frekansta ötelenmesi ile elde edilirler. Pencerelerin zamandaki ve frekanstaki öteleme değerleri göre elde edilen zaman-frekans gösteriminin çözünürlüğü değişiklik göstermektedir. Ancak optimum çözünürlük bu değerlerin deneme yanılma yöntemi ile değiştirilmesi ile bulunmaktadır ve elde edilen gösterimin çözünürlüğünün bir performans ölçütü yoktur.

Zamanda ve frekansta öteleme ile oluşturulan analiz penceresi kullanılarak elde edilen Gabor katsayıları, işareti zaman-frekans bölgesinde dikdörtgen bir kafes yapısı üzerinde ifade etmektedir. İşaretin sinüzoidal bileşenlerden oluştuğu durumlar için başarılı bir yöntem olan AED, işaretin çörp bileşenlerinden oluştuğu durumda çözünürlük problemi ile karşılaşmaktadır.



Şekil 3. 6 (a) Gürültüsüz durum, (b) SNR=-5 dB değerine sahip işaretin farklı derecelerden KFD dönüşümlerinin maksimum genlik değerleri.

Eşitlik (3.11)'de verilen, çörp-tabanlı AED'nin çekirdek fonksiyonu

$X_p(n, k) = \sum_m A x_p(m) W_k(m, n) e^{-j\left(\frac{2\pi km}{N} + \phi_p(m)\right)}$, deki $A W_k(m, n) e^{j\phi_p(m)}$ ifadesinde genlik değeri

$$A = \sqrt{\frac{1 + j \cot \phi_0}{\gamma + j \cot \phi_0}}$$

olduğunda ve $\gamma = \frac{B_{x_a}}{T_{x_a}}$ olmak üzere faz terimi

$$\phi_p(m) = \exp\left(-j\pi(m^2 - 2ml) \frac{\cot \phi_0 (\gamma^2 - 1)}{\gamma^2 + \cot^2 \phi_0}\right)$$

şeklinde seçildiğinde ve pencere fonksiyonunun işarete bağlı olarak dinamik bir şekilde

$W_k(m, n) = \exp\left(\frac{-\pi(n-m)^2 \gamma \csc^2 \phi_0}{\gamma^2 + \cot^2 \phi_0}\right)$ belirlendiği GTBP-optimum-KSFD'nin, AED'nin özel

bir durumu olduğu görülmektedir. Burada B_{x_a} ve T_{x_a} sırasıyla α . dereceden kesirli Fourier bölgesindeki işaretin bant ve zaman genişliklerini, l pencere fonksiyonunun ötelenme değerini göstermektedir ve KFD dönüşüm açısı $\varphi = \alpha\pi / 2$ 'dir.

Çörp-tipi pencere kullanan çörp-tabanlı AED, KAED ve GTBP-optimum-KSFD, işaretleri zaman-frekans bölgesinde eşit adımlar ile oluşturulan dikdörtgen bir kafes üzerinde

değil, zaman eksenine göre θ_0 kadar döndürülmüş kesirli bölge üzerinde ifade ederler. Dolayısıyla KAED ve GTBP-optimum-KSFD yapılarında KFD'yi barındırmaktadır. KAED'nin sinüzoidal tabanlı AED'den temel farkı, işaretin Gabor katsayılarının dikdörtgen bir kafes yapısı yerine, işaretin çörp hızı ile ilişkili olarak zaman eksenine θ_0 yönelimine sahip bir kafes kullanarak kesirli Gabor katsayılarını elde etmesidir. İşaretin zaman-frekans bölgesindeki yönelimine göre bir gösterim sunan KAED, AED'yi geliştirmekle beraber yine de tüm kesirli bölgeyi zaman ve frekansta öteleme yaparak taramaktadır. Halbuki, GTBP-optimum-KSFD, işaretin zaman-frekans bölgesindeki yönelim bilgisine ek olarak, işaretin desteğinin minimum alanda ifade edileceği kesirli bölgeyi bulmakta ve o kesirli bölgedeki işaretin desteğinin zaman ve bant genişliklerini pencere seçiminde kullanmaktadır. Bu nedenle GTBP-optimum-KSFD işarete göre anlık olarak uyarlanabilir ve dolayısıyla yüksek çözünürlüklü bir zaman-frekans gösterimi sağlar.

Özetle, GTBP-optimum-KSFD, kesirli AED'yi geliştirmekte, zamana ve frekansa göre değişen pencereyi işaretin karakteristik parametrelerine (T_x , B_x ve IF değeri) göre uyarlamalı olarak oluşturmaktadır.

3.5 Benzetimler

Bu bölümde sentetik bir LFM işarete, çok bileşenli gerçek yarasa sesine¹ ve sentetik sinüzoidal frekans modüleli bir işarete ait zaman-frekans bölgesi lokalizasyonu (yerelleştirme) uyarlamalı-AED kullanılarak hesaplanılacaktır.

Tek bileşenli çörp-tipi sentetik bir işaretin zamana göre değişimi ve WD'si Şekil 3.7 (a) ve (b) de verilmiştir. Şekil 3.7 (c) ve (d)'de ise işaretin KSFD gösterimi ile uyarlamalı AED gösterimi yer almaktadır. Uyarlamalı-AED'nin performansının oldukça yüksek ve neredeyse WD'ye eşdeğer olduğu görülmektedir.

Gerçek yarasa sesi doğrusal olmayan dört çörp bileşeni içermektedir. Şekil 3.8 (a)'da yarasa sesinin zaman göre değişimi gösterilmektedir. Gauss bir analiz penceresi $h(n) = \exp(-\pi n^2)$ kullanılarak elde edilen işaretin ayırık KSFD'si Şekil 3.8 (b)'de yer

¹Yazar, Beckman Institute of the University of Illinois'den Curtis Condon, Ken White ve Al Feng'e yarasa verisinin sağlanması ve kullanılmasındaki izin için teşekkür eder.

almaktadır. İşaretin zaman-genişliği (T_x) ve bant genişliği (B_x) değerleri kullanılarak oluşturulan analiz penceresi $h(n) = \exp(-\pi \frac{B_x}{T_x} n^2)$ ile TBP-optimum KSFD elde edilir.

Şekil 3.8 (c)'de işaret ait TBP-optimum KSFD imgesi ve Şekil 3.8 (d)'de $g_{GTBP}(n)$ penceresi kullanılarak elde edilen uyarlamalı-AED analiz sonucu gösterilmektedir. Uyarlamalı-AED ile elde edilen zaman-frekans imgesinin KSFD ile elde edilen zaman-frekans imgesinden yüksek çözünürlüklü olduğu görülmektedir.

Şekil 3.9'da ise yarasa sesi işaretinin WD gösterimi yer almaktadır. İşaretin bileşen sayısı birden çok olduğu için gösterimde yer alan çapraz terimler gösterimin okunurluğunu azaltmaktadır. Şekil 3.8 (d)'deki gösteriminin çözünürlüğü, WD gösterimine eşdeğerdir. Bununla birlikte uyarlamalı AED çapraz terim içermemektedir.

$x(n)$ sinüzoidal frekans modüleli bir işaret olmak üzere

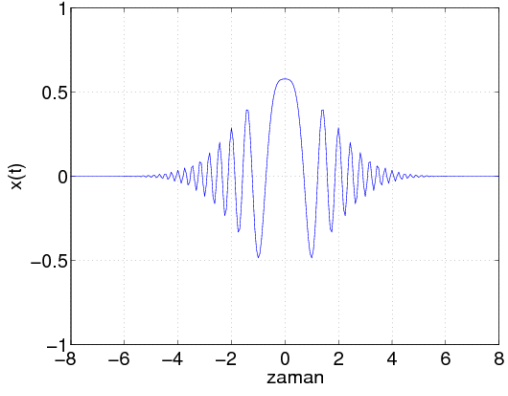
$$x(n) = \exp \left(j\pi \left(0.5 - 0.1 \sin \left(\frac{2\pi\rho n}{N} + \varphi \right) n \right) \right) \quad (3.26)$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

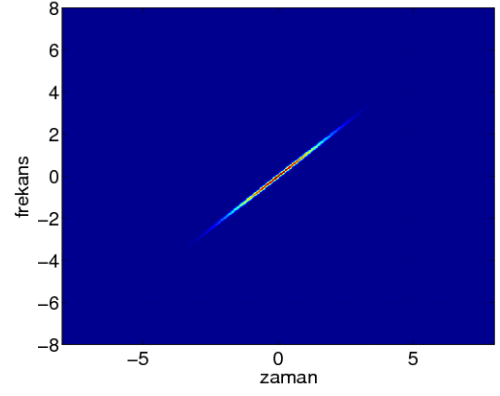
Burada $N = 257$, $\varphi = \pi/3$ ve $\rho = 0.65$ için elde edilen $x(t)$ işaretinin, zamana göre değişimi Şekil 3.10 (a)'da yer almaktadır. Bu işarete ait zaman-frekans gösterimleri klasik KSFD, sinüzoidal ve çörp tabanlı AED, uyarlamalı AED ve WD ile elde edilmiştir ve sırasıyla Şekil 3.10 (b-f)'de normalize edilerek sunulmaktadır. Tüm bu gösterimler içinden uyarlamalı AED ile elde edilen gösterimin enerji yoğunluğunun en yüksek olduğu şekillerin yanında yer alan renk çubuğundan görülmektedir.

3.6 Sonuç

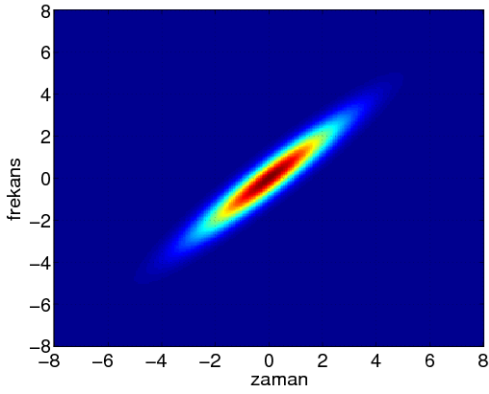
Tezin bu bölümünde, zaman-frekans gösterim yöntemlerinden biri olan klasik AED ile GTBP-optimum-KSFD arasında bir ilişki kurulmuş ve klasik AED işarete göre en iyi zaman-frekans gösterimini vermesi yönünde geliştirilmiştir. Uyarlamalı-AED analizinde, analiz edilen işaretin yüksek çözünürlüklü zaman-frekans gösterimini elde etmek için kullanılacak olan analiz penceresi işarete ait zaman ve bant genişliği değerleri ile anlık frekans değeri kullanılarak oluşturulur. Önerilen uyarlamalı AED, sentetik işaretler ve



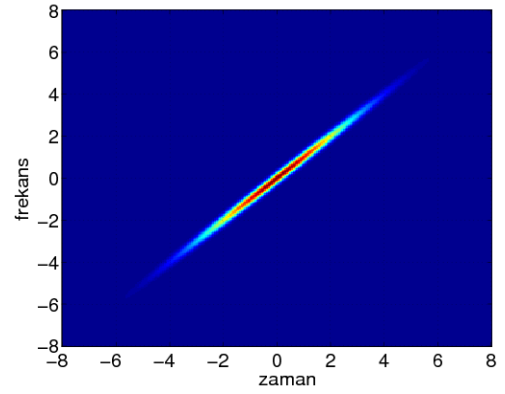
(a)



(b)



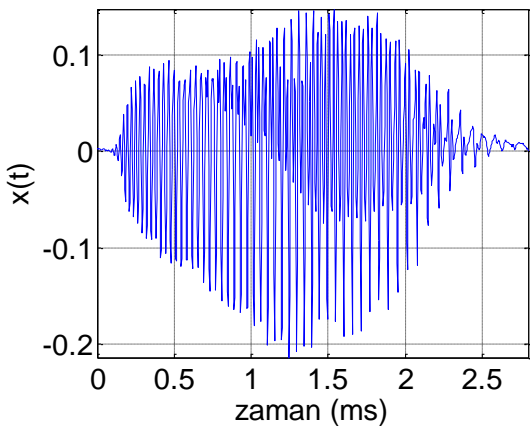
(c)



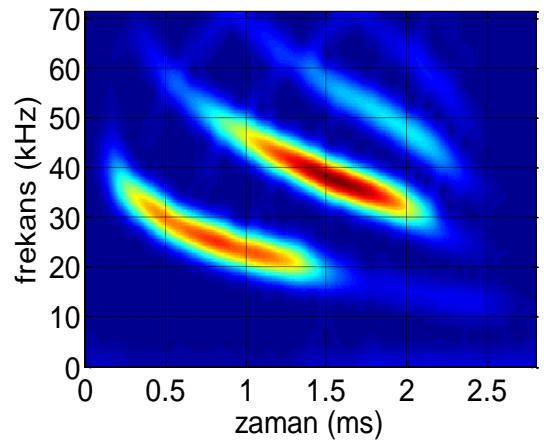
(d)

Şekil 3. 7 Sentetik LFM tipi bir işaretin (a) zaman bölgesi gösterimi, (b) WD'si, (c) TBP-optimum KSF ve (d) uyarlamalı AED.

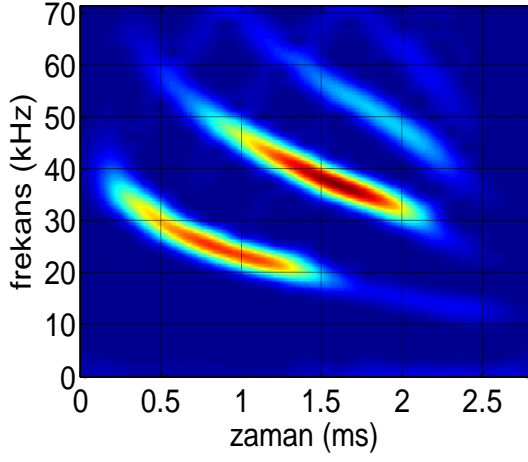
gerçek yarasa sesi üzerinde uygulanarak elde edilen zaman-frekans gösterimleri karşılaştırmalı olarak sunulmuş ve çözünürlüğün artırıldığı gösterilmiştir.



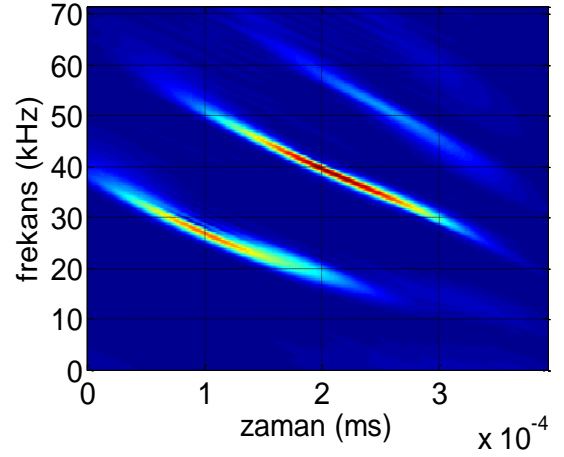
(a)



(b)

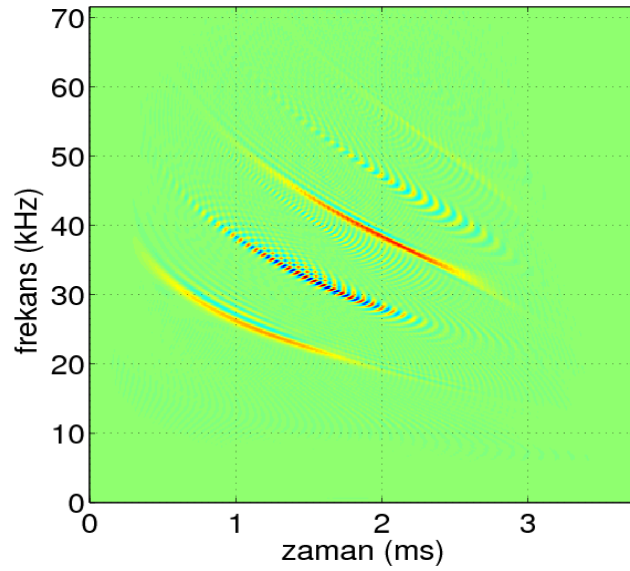


(c)

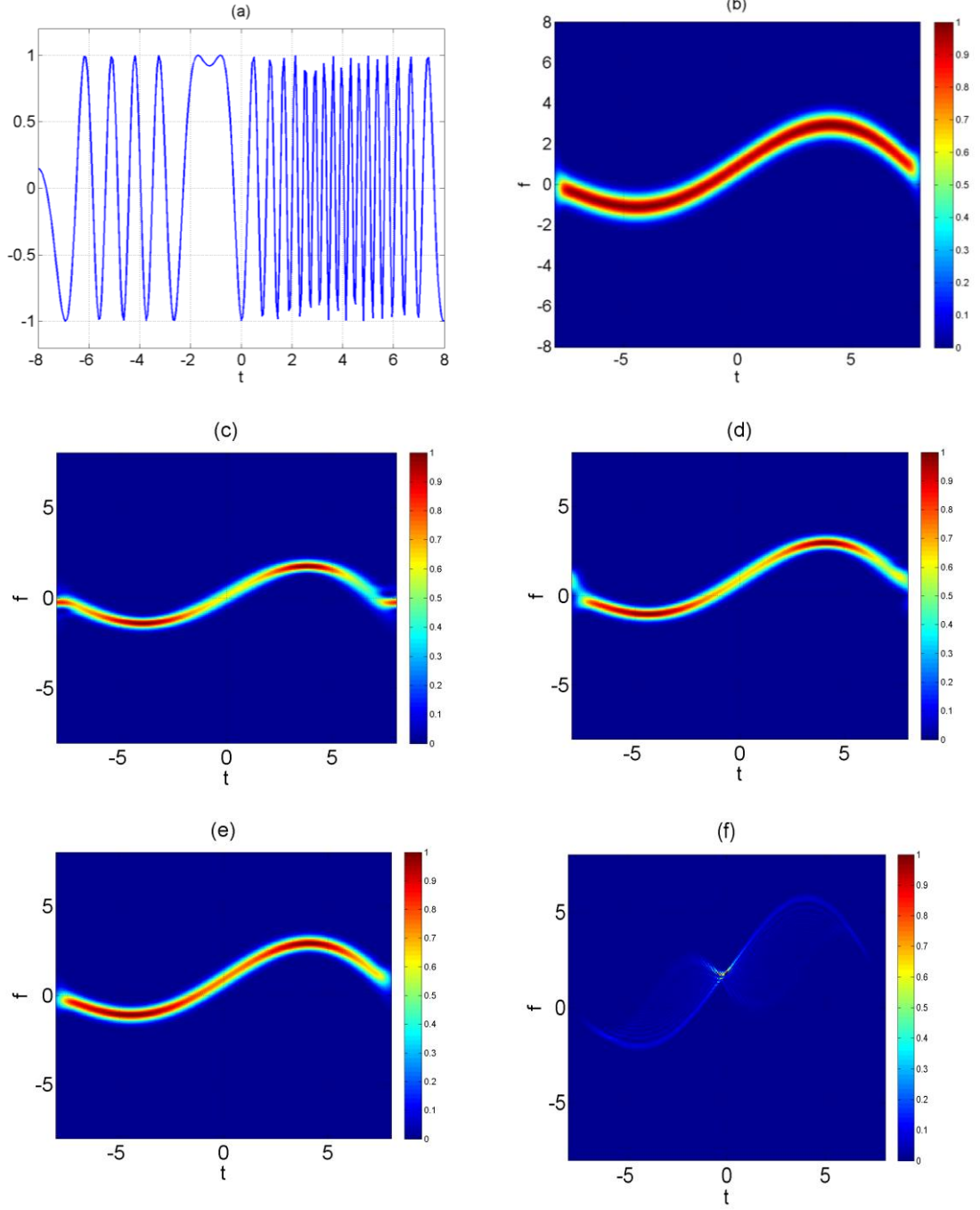


(d)

Şekil 3. 8 Yarasa sesinin (a) zaman bölgesindeki değişimi, (b) klasik KSFD gösterimi, (c) TBP optimum gösterimi ve (d) uyarlamalı AED gösterimi (GTBP-optimum-KSFD).



Şekil 3. 9 Yarasa sesinin çapraz terimler içeren WD gösterimi.



Şekil 3. 10 Bir $x(t)$ sinüzoidal frekans modüleri işaret (a) zamana göre değişimi, ve bu işaretin farklı yöntemlerle hesaplanmış zaman-frekans gösterimleri (b) KSF gösterimi, (c) sinüzoidal AED gösterimi, (d) çörp AED gösterimi, (e) GTBP-optimum KSF gösterimi ve (f) WD gösterimi.

YENİ BİR OFDM KAFES YAPISI: ZAMAN-FREKANS DÜZLEMİNDE TOROİDAL KAFES

Zaman-frekans dağılımları, izgesel verimli haberleşme sistem tasarımları [28], [59], [81], [107], zamanla değişen iletişim kanallarının modellenmesi [96], [108] modülasyon ve kanal kestirimi [5], [21], [55]-[56], [96], durağan olmayan frekans bozucu etkilere dayanıklı dalga biçimlerinin [22], [60], [82], ve haberleşme sistemlerinin [7], [24]-[25], [28], [70], [109] elde edilmesi, CDMA haberleşme sistemlerinde boğucu işaret çıkarımı [95], [110] gibi haberleşmenin birçok alanında yoğun olarak kullanılmaktadır.

Gezgin iletişime ve yüksek performanslı çoklu-ortam servislerine olan yoğun ilginin giderek artması ile kablosuz haberleşme sistemlerinde izge verimliliği oldukça önemli bir konu haline getirmiştir. Video aktarımı gibi yüksek veri hızı gerektiren kablosuz haberleşme uygulamalarında izgesel verimliliği artırmak amacıyla yapılmış birçok çalışma bulunmaktadır [66], [111]. Bu amaçla farklı kodlama ve altıgen-QAM yapısı gibi farklı modülasyon teknikleri geliştirilmiştir [109], [112]. Dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM), LTE, 802.11 a-g ve 802.16 a-d'de kullanıldığı gibi gelecekte de birçok kablosuz haberleşme standardında kullanılacak yüksek veri hızı sağlayan çok taşıyıcılı bir modülasyon tekniğidir.

OFDM ve CDMA gibi çok taşıyıcılı haberleşme sistemlerinde, dikgen taban fonksiyonları kullanılmaktadır. Bu tip haberleşme sistemlerinde farklı taşıyıcı ya da kullanıcıların verileri taban fonksiyonlarının toplamı olan tek bir işaret ile kanalda iletilir. CDMA'da

iletim için kullanılan darbelerin (kodların) birbirine dik olması özelliğinden yararlanılarak basit bir iç çarpım ile verilerin demodülasyonu yapılırken, OFDM’de hızlı FD ile demodülasyon gerçekleştirilmektedir. Her iki haberleşme sisteminde de frekansta meydana gelecek ufak bir kayma, verinin alıcıda doğru olarak demodüle edilmesini engellemektedir.

Toplanır beyaz Gauss gürültülü (additive white Gaussian noise, AWGN) kanallarda, darbenin üzerine sadece gürültü eklendiğinden, darbenin yapısı ve dolayısıyla dikgenliği bozulmaz. Bu sebeple dikgen taşıyıcılar AWGN kanallar için optimum darbe şekilleridir. Ancak zamanda ve frekansta sönümleyici kanallarda, kanal etkisi nedeniyle taşıyıcı işaretin enerjisi başka sembollere ya da alt taşıyıcılara yayılmakta ve taşıyıcıların dikgenlik özellikleri yok olmaktadır. Bu nedenle dikgen taşıyıcılar zaman ve frekansta sönümlemeli kanallar için optimum değildir [23]. Bu tip kanallarda iletim yapan tek taşıyıcılı haberleşme sistemlerinde simgeler arası karışma (intersymbol interference, ISI), çok taşıyıcılı haberleşme sistemlerinde ise hem simgeler arası karışma hem de taşıyıcılar arası karışma (intercarrier interference, ICI) gibi istenmeyen durumlar ortaya çıkmaktadır. Bu problemle başa çıkmak için, kanal etkilerine dayanıklı taban fonksiyonları kullanmak oldukça önemlidir. Eğer darbe zamanda ve frekansta lokalize ise yani darbenin desteği zaman-frekans bölgesinde yüksek yoğunluğa sahip ise kanal etkileri nedeniyle yayılıma karşı direnç gösterecektir. Belirsizlik prensibine göre bir işaret zamanda oldukça lokalize ise frekans bölgesinde lokalize olamamaktadır. Bu sebeple zaman bölgesinde oldukça lokalize bir taban fonksiyonu az miktarda ISI oluştururken, bol miktarda ICI oluşturacaktır.

OFDM haberleşmesinde ISI’yı azaltmak için her bir sembol çerçevesi arasına koruyucu aralıklar (guard interval) eklenmektedir. Böylece simgeler kanal nedeniyle yayılsa dahi, alıcıda simgeler arası karışmanın olduğu bu güvenlik aralığı atıldığı için veri doğru olarak demodüle edilebilmektedir Ancak ISI’yı azaltan bu teknik izgesel verimliliği de azaltmaktadır.

Geniş-bantlı kablosuz haberleşme sistemlerinde OFDM’nin tercih edilme nedenlerinden biri de frekans seçici kanal yapısını, düz sönümlemeli kanala çevirmesidir. Çok taşıyıcılı sistemler, frekans seçici iletişim kanalının frekans bölgesinde

birden çok alt kanala ayrıştırılmasına ve her bir alt taşıyıcının, düz sönümlenmeli bir kanalda iletim yapıyormuş gibi ele alınmasını sağlamaktadır. Bu sayede, alıcı her bir bağımsız alt kanalın etkisini basit bir genlik kazancı ve faz düzeltimi ile giderebilmektedir. Ancak, çift sönümlenmeli (doubly dispersive) yani, hem zaman hem de frekansta sönümleyici olan kanallarda bu yöntem başarısız olmaktadır.

OFDM haberleşme sistemlerinde kullanılan dikdörtgen fonksiyonlar zamanda oldukça lokalize fonksiyonlardır. Ancak dikdörtgen fonksiyonlarının FD olan sinc fonksiyonları frekansta lokalize değildirler. Mobilite nedeniyle oluşan Doppler yayılması alt taşıyıcıların frekanslarında ufak bir kaymaya neden olduğunda dahi sinc fonksiyonlarının sıfır geçişleri kayacağından alıcıda veri düzgün bir şekilde demodüle edilemeyecektir.

Haberleşme sistemlerinin performanslarını artırmak için kanalın Doppler frekansı, sönümleme, gürültü gibi bozucu etkilerine dayanıklı, zaman ve frekansta lokalize darbelerin bulunması gereklidir. Literatürdeki çalışmalarda zaman ve frekansta lokalizasyonu yüksek yükseltilmiş Nyquist darbeleri [69], Slepian fonksiyonları [25], [70]-[71], Hermite-Gauss fonksiyonları ve bu dalgaların doğrusal bileşimleri [22], [59]-[60], [66]-[68] taban fonksiyonları olarak kullanılmış ve bu darbelerin kanal etkilerine karşı dayanıklı oldukları benzetimlerle gösterilmiştir. Kanal etkilerine dayanıklı bir başka taban fonksiyonu da çörp-tipi işaretlerdir ve [6]-[7], [82]-[83], [113]. [113]'te çörp-tipi işaretlerin taşıyıcı olarak kullanıldığı haberleşme sistemleri önerilmiştir.

[25]'te, verilen bir zaman aralığında en yüksek enerji yoğunluğuna sahip PSWF'lerin kullanıldığı çok kullanıcı bir zaman-frekans bölmeli çoğullama (TFDM) sistemi önerilmiştir.

Optimum darbe arayışından farklı olarak, sistem verimliliğini artırmak amacıyla [59]'da Hermite-Gauss fonksiyonlarının doğrusal bileşimleri kullanılarak birbirine dik iki dalga üretilmiştir. Hermite-Gauss işaretlerinin doğrusal bileşimiyle elde edilen dalga şekilleri yüksek derecelerden Hermite-Gauss işaretlerini içerdiğinden elde edilen işaretin zaman-frekans düzleminde kapladığı alan artmaktadır. Bu nedenle veri hızı kullanılan dik dalga sayısı aynı oranda artış göstermemektedir.

[66] ve [67]'de ISI ve ICI etkilerini en aza indirmek için farklı optimizasyon teknikleri kullanılarak Hermite-Gauss darbelerinin ağırlıklandırılmış bir bileşimi optimum dalga olarak üretilmiştir. Ancak optimize dalganın yüksek dereceli Hermite-Gauss fonksiyonları içermesi halinde elde edilen dalganın TBP değeri artmakta ve bu dalganın kullanıldığı sistemin izgesel verimliliği düşmektedir.

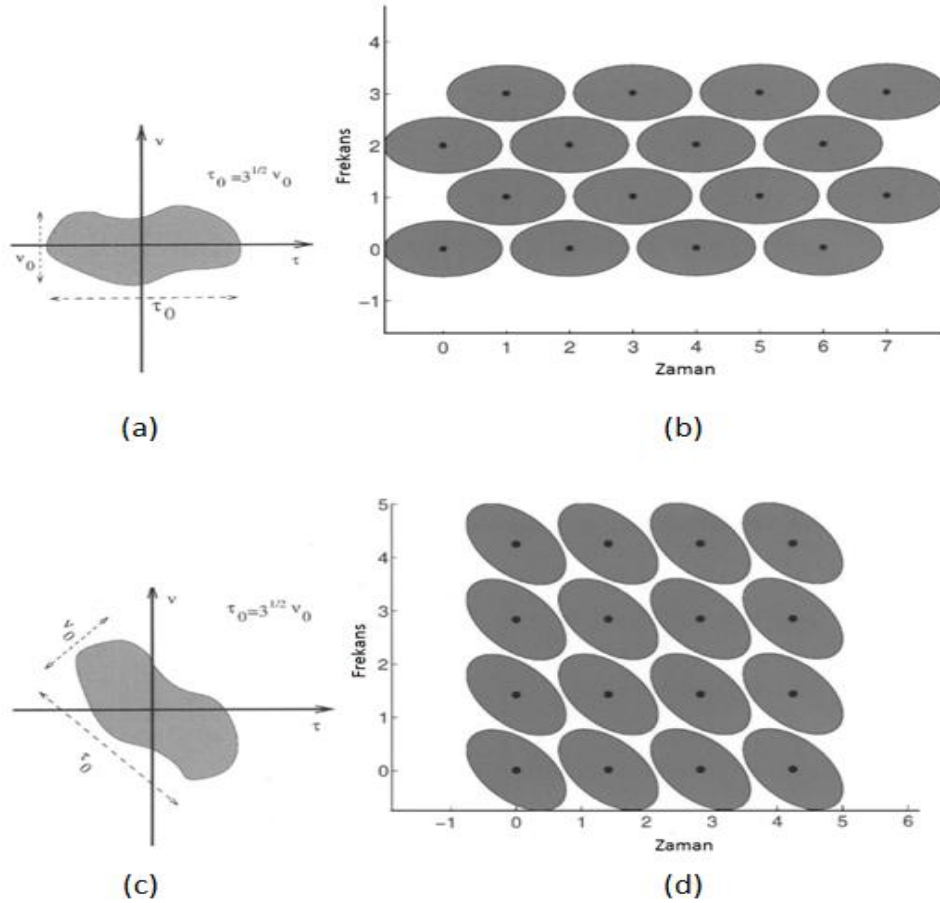
Hermite-Gauss işaretleri, UWB haberleşme sistemlerinde taban fonksiyonu olarak kullanılmış ve PPM, BPSK ve darbe şekillendirme yöntemleri ile modüle edilmişlerdir [68]. Farklı katsayılar ile ağırlıklandırılan 0., 1., 2. ve 3. dereceden Hermite-Gauss fonksiyonlarının doğrusal bir birleşimi ile de FCC standartlarına uygun bir darbe şekli elde edilmiştir [60].

Martone, hızlı kanallarda optimum iletim ve alım için taban fonksiyonu olarak durağan olmayan işaretlerin kullanılmasını önermiştir [6]. Bir başka deyişle, alt taşıyıcıları oluşturan taban fonksiyonlarının, kanal etkilerine göre uyarlamalı olarak değiştirilmesinin gerekliliğini ortaya koymuş ve OFDM sisteminde kullanılan FD yerine KFD'nin kullanıldığı yeni bir OFDM haberleşme sistemi modellemiştir. Bu sistemde taban fonksiyonları, kanal etkilerine göre çörp hızları değişen çörp-tipi işaretlerdir. Sistemin bit hata oranının SNR değerine ve Doppler değerine göre değişimi benzetimlerle sunulmuş ve KFD ile gerçekleştirilen OFDM sisteminin klasik OFDM sistemine göre daha başarılı olduğu gösterilmiştir. 16 dB SNR değerinde, Doppler frekansının 1000 Hz olduğu durumda, FD yerine KFD kullanılması ile BER oranı yaklaşık 5 kat iyileştirilmiştir. Düşük Doppler frekanslarında bu iyileşme değeri azalmaktadır.

[23] ve [28]'de, zaman ve frekansta sönümlenmeli kanalın bozucu etkilerinden en az etkilenecek darbe yapısının oluşturulmasında, kanalının değişim hızı ve Doppler frekansı göz önüne alınmış ve kanala iletilecek olan taban fonksiyonunun şekillendirilmesi amaçlanmıştır. Zaman-frekans lokalizasyonu yüksek taban fonksiyonları elde etmek için [23] çalışmasında, taban fonksiyonların dikgenlik özelliğinden vazgeçilmiş, alıcı ve vericide farklı dalga yapıları kullanılmıştır. [28]'de kanalın özelliklerine bağlı olarak darbe şekillendirmenin yanısıra OFDM'deki dikdörtgen kafes yapısı yerine altıgen kafes yapısı kullanılarak izgesel verimlilik artırılmıştır. Bununla beraber, kafes yapısının yönelimleri zaman-frekans bölgesinde kanal

parametrelerine göre değiştirilerek optimum iletim hedeflenmiştir. [28]'de kanala göre optimum dalga seçiminin gösterimi için Şekil 4.1'de örnek bir kanal saçılma fonksiyonu ve bu kanal için önerilmiş olan kafes yapısı gösterilmektedir. Şekil 4.1 (a) ve (c)'de kanalın saçılım fonksiyonunun belirsizlik bölgesinde gösterimi yer almaktadır ve τ zaman yayılımının, ϑ frekans yayılımının $\sqrt{3}$ katı olduğu bir durum için inceleme yapılmıştır.

Kanal etkilerine karşı dayanıklı bir sistem elde etmek için darbe şekillendirmenin yanı sıra farklı kafes yapıları da tasarlanmıştır. Altıgen kafes yapısı ile zaman-frekans aralıkları artırılarak kanal etkisiyle yayılan sembollerin birbirlerine olan girişimleri azaltılmaktadır. Bir zaman-frekans analiz aracı olan AF kullanılarak, dalga taban fonksiyonlarının kanal etkileri nedeniyle zaman-frekans bölgesindeki yayılışı



Şekil 4. 1 [28]'de önerilen optimum kafes yapısı, (a) ve (c) kanalın saçılma fonksiyonları, (b) ve (d) kafesi oluşturan taban fonksiyonlarının zaman-frekans bölgesinde gösterimleri.

gözlemlenmekte ve minimum ISI'ya ve ICI'ya neden olacak optimum dalga üretimi gerçekleştirilmektedir [6], [23].

Bu çalışmada ise izgesel verimliliği artırmak amacıyla her bir elemanı zaman-frekans bölgesinde toroidal dalga formunda olan, dikdörtgen-kafes yapısına sahip yeni bir OFDM sistemi önerilmektedir. Zaman-frekans bölgesinde dairesel desteğe sahip olan Hermite-Gauss işaretlerinin veri ile ağırlıklandırılmış bileşimi zaman-frekans bölgesinde aldığı formula ilişkilendirilerek "toroidal dalga" olarak adlandırılmıştır. Burada N adet veri farklı dereceden bir Hermite-Gauss işareti ile modüle edilerek bir toroidal dalga yapısı oluşturulmuştur. Örneğin BPSK modüli bir $D=[d_1, d_2, \dots, d_N]$ veri seti için önerilen algoritma $g(t) = d_1\psi_0(t) + \dots + d_{i+1}\psi_i(t) + \dots + d_N\psi_{N-1}(t)$, toroidal dalgasını oluşturur. Burada $\psi_i(t)$ i . dereceden Hermite-Gauss fonksiyonudur. Kullanılan dalgalar birbirine dik olduğu için alıcıda işaretin sezimi oldukça basit bir şekilde gerçekleştirilmektedir.

Hermite-Gauss işaretinin derecesi arttıkça zaman-frekans bölgesinde kapladığı alan artmaktadır. Ancak Hermite-Gauss işaretlerinin doğrusal bileşimleri ile elde edilen dalganın zaman-frekans bölgesinde kapladığı alan içerdiği en büyük dereceli Hermite-Gauss işaretinin kapladığı alandan daha küçük olmaktadır. Sıfırıncı dereceden Hermite-Gauss darbesinin zaman-frekans bölgesinde kapladığı alan TB_0 olmak üzere, sıfırıncı dereceden üçüncü dereceye kadar olan Hermite-Gauss darbelerinin toplamının zaman-frekans bölgesinde kapladığı alan $4 \times TB_0$ 'dan daha küçüktür. Böylece dört adet veri, daha küçük bir zaman-frekans alanı kullanılarak verimli bir şekilde gönderilmektedir.

Bu çalışmada elde edilen toroidal dalga yapısı zaman-frekans bölgesinde ötelenerek Weyl-Heisenberg dikdörtgen-kafes yapılı yeni bir OFDM sistemi oluşturulmaktadır. İlerleyen bölümlerde, Hermite-Gauss işaretleri ve bu işaretlerin zaman-frekans lokalizasyonu hakkında bilgi verilmekte, önerilen sistem modeli tanıtılmakta ve gerçekleştirilen benzetim sonuçları sunulmaktadır. Bu çalışmanın ilk sonuçları 18. Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı'nda [107] sunulmuş ve detaylandırılan sonuçlar 2010 yılında *Journal of Advances in Signal Processing, EURASIP* dergisinde yayınlanmıştır [81].

4.1 Hermite-Gauss Fonksiyonları ve Özellikleri

Hermite-Gauss fonksiyonları haberleşme ve işaret işleme uygulamalarında önemli bir yere sahiptir. Hermite-Gauss işaretleri, haberleşme sistemlerinde taban fonksiyonu olarak kullanıldığı gibi, radar ve sonar işaretlerinin LFM tipi bileşenlerinin zarflarını kestirme amacıyla da kullanılmıştır [62]. Kestirim, radar ve sonar işaretlerinin Hermite-Gauss taban fonksiyonlarına ayrıştırılması ile gerçekleştirilmiştir.

Hem zaman hem frekansta çok iyi lokalizasyona sahip olan Hermite-Gauss fonksiyonları $\mathcal{L}^2(\mathbb{R})$ Hilbert uzayında karesel türevlenebilir fonksiyonlardır. Bu fonksiyonlar

$$f''(t) + 4\pi^2 \left(\frac{2n+1}{2\pi} - t^2 \right) f(t) = 0 \quad (4.1)$$

eşitliğinde verilen diferansiyel denklemin homojen çözüm kümesini oluşturmaktadır. Matematiksel olarak bir Gauss fonksiyonu ile modüle edilmiş $H_k(t)$ Hermite polinomları ile ifade edilirler ve k . dereceden Hermite-Gauss fonksiyonu $H_k(t)$ ile k . derece Hermite polinomu arasında

$$\psi_k(t) = \frac{2^{1/4}}{\sqrt{2^k k!}} H_k(\sqrt{2\pi}t) e^{-\pi t^2} \quad (4.2)$$

ilişkisi vardır.

$$H_k(t) = (-1)^k e^{t^2} \frac{d^k}{dt^k} e^{-t^2} \quad (4.3)$$

Burada $H_k(t)$ özyineli olarak tanımlıdır. 0., 1., 2. ve 3. dereceden Hermite polinomları

$$H_0(t) = 1, \quad H_1(t) = 2t, \quad H_2(t) = 4t^2 - 2, \quad H_3(t) = 8t^3 - 12t \quad (4.4)$$

şeklindedir. Diğer derecelerden Hermite-Gauss fonksiyonları

$$H_{k+1}(t) = 2t H_k(t) - 2k H_{k-1}(t) \quad (4.5)$$

eşitliği ile özyineli olarak hesaplanabilir. 0., 1., 2. ve 3. dereceden Hermite-Gauss darbelerinin gerçel bileşenlerinin zaman bölgesindeki gösterimleri Şekil 4.2'de verilmiştir.

Şekil 4. 3 (a-d) 0., 1., 2. ve 3. dereceden Hermite-Gauss işaretlerinin WD'sini göstermektedir. Bölüm 2'de bahsedildiği gibi AF, WD'nin 2-boyutlu FD'sine denktir ve Hermite-Gauss fonksiyonlarının simetri özelliğinden dolayı AF ile WD gösterimleri aynıdır.

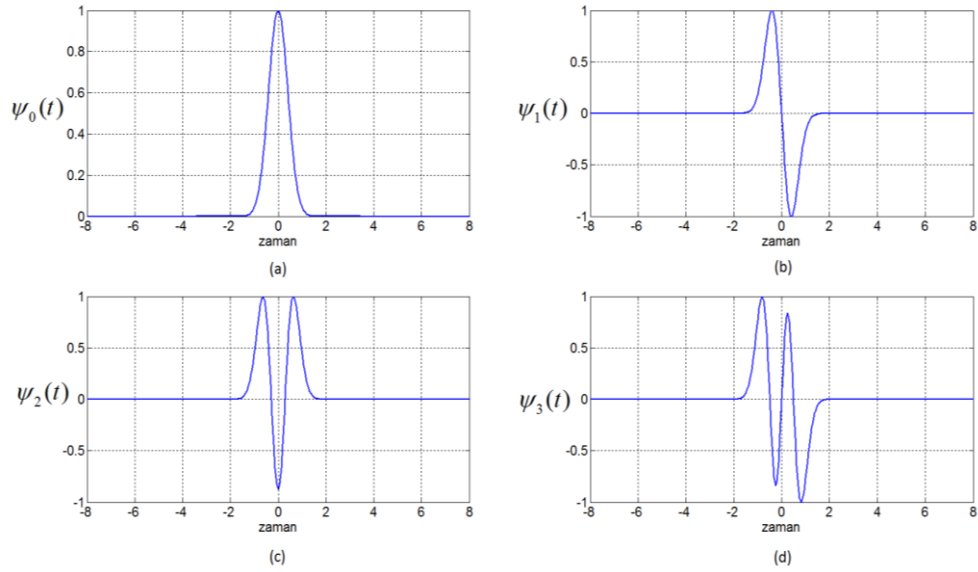
Hermite-Gauss fonksiyonlarının bir diğer özelliği de birbirlerine dik olmalarıdır [45]. Bu fonksiyonlar sonlu enerjili işaretler için birim dik bir küme oluşturmaktadır.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi_m(t) \psi_n(t) dt = \begin{cases} 1, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (4.6)$$

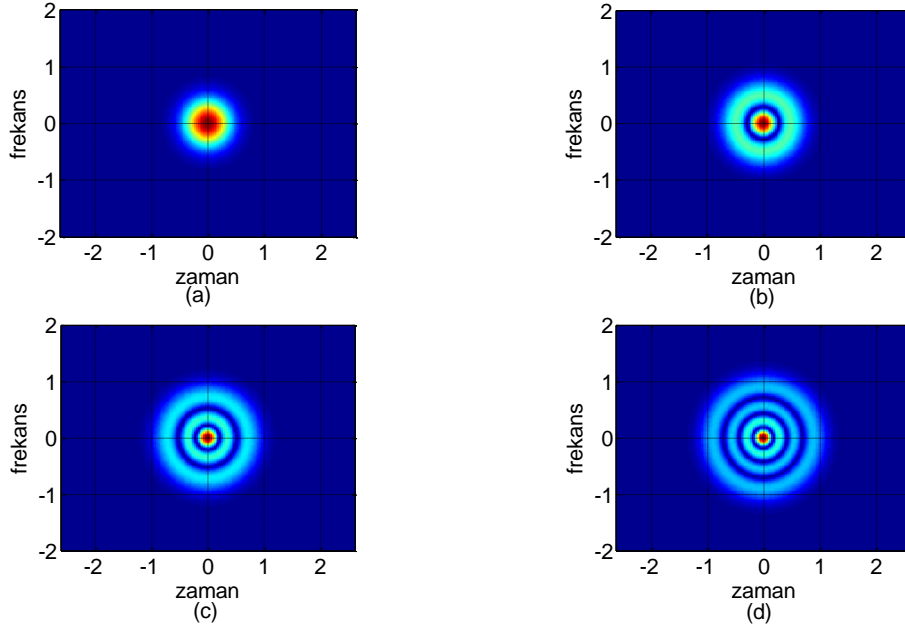
Fourier dönüşümünün ve kesirli Fourier dönüşümünün tam ve birim dikgen öz fonksiyon seti Hermite-Gauss fonksiyon kümesidir. k . dereceden Hermite-Gauss fonksiyonları

$$F_a \{ \psi_k \} (u) = e^{-j\frac{\pi}{2}ak} \psi_k(u) \quad (4.7)$$

eşitliğini sağlar. F_a operatörü a . dereceden KFD'yi ifade etmektedir. Bu eşitlik, Hermite-Gauss fonksiyonlarının a . dereceden KFD'sinin fonksiyonun kendisi ile fonksiyonun derecesi ile ilişkili bir faz bileşeninin çarpımına eşit olduğunu göstermektedir. Bu nedenle bu fonksiyonlar zaman-frekans düzleminde dairesel destek alanına sahiptirler [61].



Şekil 4. 2 Zaman bölgesinde (a) 0. dereceden, (b) 1. dereceden, (c) 2. dereceden ve (d) 3. dereceden Hermite-Gauss darbelerinin gerçel gösterimleri.



Şekil 4. 3 (a) 0. dereceden, (b) 1. dereceden, (c) 2. dereceden ve (d) 3. dereceden Hermite-Gauss dalgalarının WD'si.

0. dereceden Hermite-Gauss fonksiyonu veya genel olarak Gauss fonksiyonu zaman ve frekansta en iyi lokalizasyona sahip olan dalgadır ve TBP değeri $1/(4\pi)$ ' ye (en düşük değere) eşittir. Herhangi başka bir dalganın TBP değeri $1/(4\pi)$ 'den daha küçük olamaz [45]. Sıfırıncı dereceden Hermite-Gauss fonksiyonu;

$$H_0(t) = \sqrt[4]{2} e^{-\pi t^2} \quad (4.8)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Bir $x(t)$ işaretinin zaman-frekans desteği, o işaretin zaman ve frekans bölgelerindeki ifadesinin genişliği ile ölçülmektedir. (2.1) ve (2.3) eşitlikleri kullanılarak 0. dereceden Hermite-Gauss fonksiyonunun zaman ortalama değeri

$$\eta_t = \frac{\left[\int t \left| \sqrt[4]{2} e^{-\pi t^2} \right|^2 dt \right]}{\|1\|^2} = 0 \quad (4.9)$$

ve zaman genişliği

$$T_x = \frac{\left[\int (t-0)^2 \left| \sqrt[4]{2} e^{-\pi t^2} \right|^2 dt \right]^{1/2}}{1} \quad (4.10)$$

$$\cong \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \cong 0.282$$

olarak hesaplanmıştır.

Tüm Hermite-Gauss işaretleri için bant genişliği B_x , zaman genişliği T_x' e eşittir. Bu nedenle; 0. dereceden Hermite-Gauss fonksiyonunun TBP değeri

$$TBP_x = T_x B_x = T_x T_x' \cong 0.08 \quad (4.11)$$

şeklinde elde edilir.

İlk dört dereceden Hermite-Gauss fonksiyonları zaman bölgesinde (4.12)-(4.15) eşitlikleri ile

$$\psi_0(t) = \sqrt[4]{2} e^{-\pi t^2} \quad (4.12)$$

$$\psi_1(t) = \frac{\sqrt[4]{2}}{\sqrt{2}} H_1(\sqrt{2\pi}t) e^{-\pi t^2} = \frac{\sqrt[4]{2}}{\sqrt{2}} 2\sqrt{2\pi}t e^{-\pi t^2} = \sqrt[4]{2} (2\sqrt{\pi}t) e^{-\pi t^2} \quad (4.13)$$

$$\psi_2(t) = \frac{\sqrt[4]{2}}{\sqrt{4.2}} H_2(\sqrt{2\pi}t) e^{-\pi t^2} = \frac{\sqrt[4]{2}}{2\sqrt{2}} (4.2\pi t^2 - 2) e^{-\pi t^2} = \sqrt[4]{2} \left(\frac{4.\pi t^2 - 1}{\sqrt{2}} \right) e^{-\pi t^2} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} \psi_3(t) &= \frac{\sqrt[4]{2}}{\sqrt{8.6}} H_3(\sqrt{2\pi}t) e^{-\pi t^2} = \frac{\sqrt[4]{2}}{4\sqrt{3}} (8.2\pi\sqrt{2\pi}t^3 - 12\sqrt{2\pi}t) e^{-\pi t^2} \\ &= \sqrt[4]{2} \left(\frac{4.\pi\sqrt{2\pi}t^3 - 3\sqrt{2\pi}t}{\sqrt{3}} \right) e^{-\pi t^2} \end{aligned} \quad (4.15)$$

ifade edilmektedir.

4.2 Sistem Modeli

Önerilen sistem farklı derecelerden Hermite-Gauss fonksiyonların birleşmesiyle toroidal yapıda bir dalga oluşturmaktadır. Hermite-Gauss dalgalarının her biri farklı bir veri ile modüle edilir ve zaman-frekans bölgesinde ötelenerek toroidal yapıda dikdörtgen kafes yapısı oluşturulur. Ardışık derecelerdeki Hermite-Gauss fonksiyonlarının $\psi_0(t), \psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)$ oluşturduğu toroidal yapıdaki dikdörtgen kafes yapılı OFDM işareti

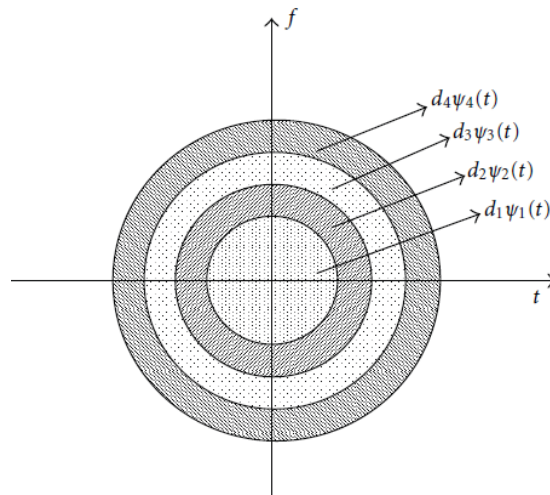
$$s(t) = \sum_{k=0}^K \sum_{m=0}^M \sum_{i=0}^N d_{m,k}(i) \psi_i(t - mT) \exp(j2\pi Fkt) \quad (4.16)$$

şeklinde ifade edilir. Burada k ve m frekans ve zamandaki ötelemeyi göstermektedir, ψ_i ise i . dereceden Hermite-Gauss darbesini ve $d_{m,k}(i)$ BPSK modüleli veriyi ifade

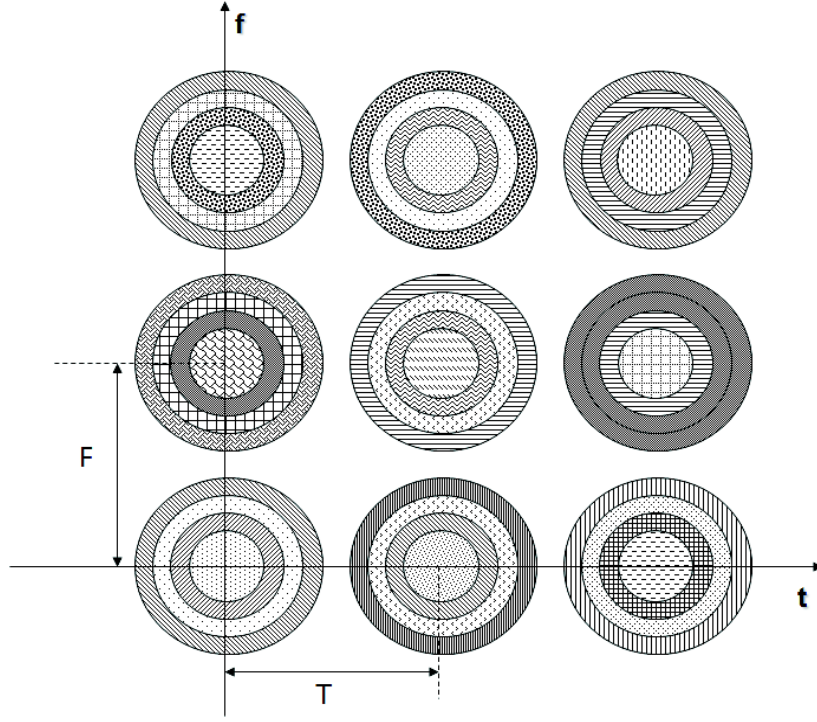
etmektedir. $s(t)$ dalgası, taşınan veriye ve toroidal dalgayı oluşturan Hermite-Gauss darbelerinin derecesine bağlı olarak elde edilmektedir. Bu çalışmada kolaylık sağlaması amacıyla genellemeyi bozmadan $N = 4$ olarak seçilmiş ve $i = 0, 1, 2, 3$. dereceden Hermite-Gauss fonksiyonları toroidal yapıdaki darbeyi oluşturmak için kullanılmıştır. Şekil 4.4'te 0., 1., 2. ve 3. dereceden Hermite-Gauss işaretlerinin bileşiminden elde edilen örnek bir toroidal dalga yapısı zaman-frekans bölgesinde gösterilmektedir. Hermite-Gauss darbesinin derecesi arttıkça işaretin kapladığı zaman-frekans alanının arttığı şekilde açıkça görülmektedir.

Tüm sistem her biri dört Hermite-Gauss darbesinin ağırlıklı toplamı ile elde edilen toroidal yapıdan oluşan $M \times K$ tane dikdörtgen kafesten oluşmaktadır. Şekil 4.5'te dokuz adet toroidal dalganın oluşturduğu bir dikdörtgen kafes yapılı OFDM sistemi yer almaktadır. Şekilde dokuz dikdörtgen yapısının her biri dört dalga yapısı içerdiği için toplamda 36 veri bulunmaktadır. Bunun anlamı bir zaman-frekans bölgesinde sistem dört modüleli veriyi aynı anda yollayabilmektedir.

Önerilen sistem modelinin blok diyagramı Şekil 4.6'da verilmektedir. Algoritmada oluşturulan toroidal dalga, Weyl-Heisenberg yapısı ile zaman ve frekansta ötelenmekte ve çok taşıyıcı bir sisteme dönüştürülmektedir. Toroidal dalga formu veriye göre şekillendiği için prototip bir dalga değildir.



Şekil 4. 4 Toroidal yapıdaki Hermite-Gauss işaretlerinin zaman-frekans bölgesinde gösterimi.



Şekil 4. 5 Toroidal-dikdörtgen kafes yapıları OFDM sistemi. Burada T ve F zaman ve frekans aralıklarını göstermektedir.

BPSK modülasyon tipinin kullanıldığı bir sistemde veri +1 ise, $+\psi_i(t)$ dalgası, veri -1 ise, $-\psi_i(t)$ dalgası üretilir. Örneğin $D = [1, -1, -1, 1]$ veri seti için temel bantta, $g(t) = \psi_0(t) - \psi_1(t) - \psi_2(t) + \psi_3(t)$ dalgası oluşturulur ve sonrasında Weyl-Heisenberg sistemine göre oluşturulan dalga zaman ve frekansta ötelenir. Oluşan dalganın son hali $g_{m,k}(t) = g(t - mT)\exp(jk2\pi f_0 t)$ 'dir. m ve k zaman ve frekanstaki ötelemeyi göstermektedir.

Örneğin, taşınacak verinin $D = [1, 1, 1, 1]$ olması durumunda elde edilecek toroidal dalga $s(t)$

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \psi_0(t) + \psi_1(t) + \psi_2(t) + \psi_3(t) \\
 &= \sqrt[4]{2} e^{-\pi t^2} + 2\sqrt[4]{2}\sqrt{\pi} t e^{-\pi t^2} + \frac{(4\pi t^2 - 1)}{\sqrt[4]{2}} e^{-\pi t^2} + \frac{(-12\sqrt{2\pi} t + 16\sqrt{2}\pi^{3/2} t^3)}{2\sqrt[4]{2^3}\sqrt{3}} e^{-\pi t^2}
 \end{aligned}$$

(4.17)

Kanalda iletilecek bu toroidal işaretin zaman-ortalama değeri;

$$\eta_{t,Toroidal} = \frac{\left[\int t \left| \sqrt[4]{2} e^{-\pi t^2} + 2\sqrt[4]{2} e^{-\pi t^2} \sqrt{\pi} t + \frac{e^{-\pi t^2} (4\pi t^2 - 1)}{\sqrt[4]{2}} + \frac{e^{-\pi t^2} (-12\sqrt{2\pi} t + 16\sqrt{2} \pi^{3/2} t^3)}{2\sqrt[4]{2^3} \sqrt{3}} \right|^2 dt \right]}{\|2\|^2}$$

$$= \frac{2 + \sqrt{2} + \sqrt{6}}{4\sqrt{2\pi}} \cong 0.58 \quad (4.18)$$

ve zaman genişliği;

$$T_{x,Toroidal} = \frac{\left[\int (t - 0.58482)^2 \left| \sqrt[4]{2} e^{-\pi t^2} + 2\sqrt[4]{2} e^{-\pi t^2} \sqrt{\pi} t + \frac{e^{-\pi t^2} (4\pi t^2 - 1)}{\sqrt[4]{2}} + \frac{e^{-\pi t^2} (-12\sqrt{2\pi} t + 16\sqrt{2} \pi^{3/2} t^3)}{2\sqrt[4]{2^3} \sqrt{3}} \right|^2 dt \right]^{1/2}}{2}$$

$$\cong \frac{1}{2} \sqrt{\frac{5 - \sqrt{3}}{2\pi}} \cong 0.36 \quad (4.19)$$

şeklinde elde edilir.

Toroidal kafes dalgasının zaman-frekans bölgesinde kapladığı alan ise zaman-bant genişliği çarpımı olan

$$TBP_{Toroidal} = T_x B_x \cong 0.13 \quad (4.20)$$

ile elde edilir. 0. dereceden Hermite-Gauss darbesinin $H_0(t)$ 'nin TBP değeri ile oluşturulan kafes yapısının $s(t)$ 'nin TBP değeri karşılaştırıldığında;

$$\frac{TBP_s}{TBP_{H_0}} = \frac{(Tx Bx)_s}{(Tx Bx)_{H_0}} \cong 1.63 \quad (4.21)$$

değeri elde edilir. Bir başka deyişle, 0. dereceden 3. dereceye kadar olan Hermite-Gauss işaretlerin veriye bağlı doğrusal bir birleşimi olan toroidal işaretin TBP değeri, 0. dereceden Hermite-Gauss işaretinin TBP değerinin $(5 - \sqrt{3})/2 \cong 1.63$ katıdır. Sonuç olarak, toroidal işaretin zaman-bant genişliği alanında kapladığı alan 0. dereceden Hermite-Gauss dalgasının kapladığı alandan kat sadece 1.63 daha fazladır. Hâlbuki bu alanda 4 kat fazla veri gönderildiği için aynı zaman-bant genişliği çarpımı altında veri iletimi hızı 2.44 kat artırılmıştır.

4.3 Benzetim Sonuçları

Bu bölümde BSPK modülasyon tipi kullanılmış ve tüm benzetimler [-10, 10] dB aralığındaki SNR değerleri için gerçekleştirilmiştir. M-QAM ya da QPSK tipi modülasyon teknikleri kullanılarak veri hızı daha da artırılabilir. İlk olarak farklı derecelerdeki Hermite-Gauss darbelerinin performanslarını karşılaştırabilmek için her birinin tek başına taşıyıcı darbesi olduğu bir sistem tasarlanmıştır. Şekil 4.6'da farklı SNR değerlerine göre elde edilen BER eğrileri gösterilmektedir. Bu dalgaların AWGN kanalda yaklaşık olarak aynı performansı gösterdikleri görülmüştür.

Benzetimlerde, hem AWGN hem Rayleigh kanal modelleri kullanılmıştır. Önerilen algoritma zaman ve frekans bölgelerini dikdörtgen alanlara ayırmakta ve her bir dikdörtgen toroidal yapılardan oluşmaktadır. Bu sayede alıcı bloğu M tane çarpımsal pencere kullanarak istenilen zaman bölümünü, N adet bant-geçiren süzgeç kullanarak da istenilen frekans bandını seçer. Sonra, işaret temel banda çekilir ve diklik özelliğinden faydalanılarak her bir verinin kestirimi yapılır.

Alıcıya gelen $r(t)$ işareti

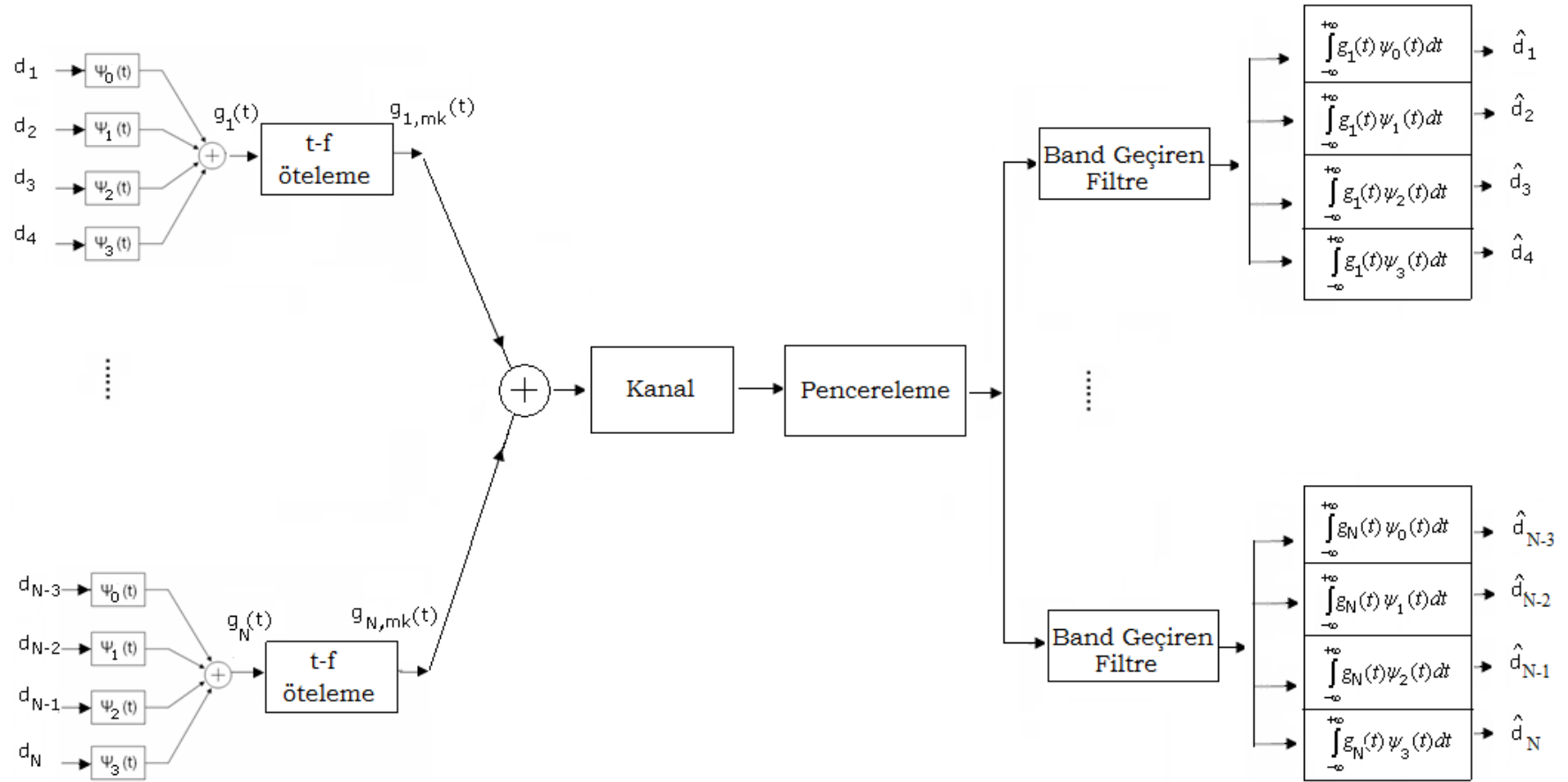
$$r(t) = d_1\psi_0(t) + d_2\psi_1(t) + d_3\psi_2(t) + d_4\psi_3(t) + n(t) \quad (4.22)$$

şeklinde ifade edilsin. Burada $n(t)$ zaman-frekans bölgelerindeki süzgeçleme işleminden sonra kalan gürültüyü ifade etmektedir.

Verinin kestirimi alıcıda

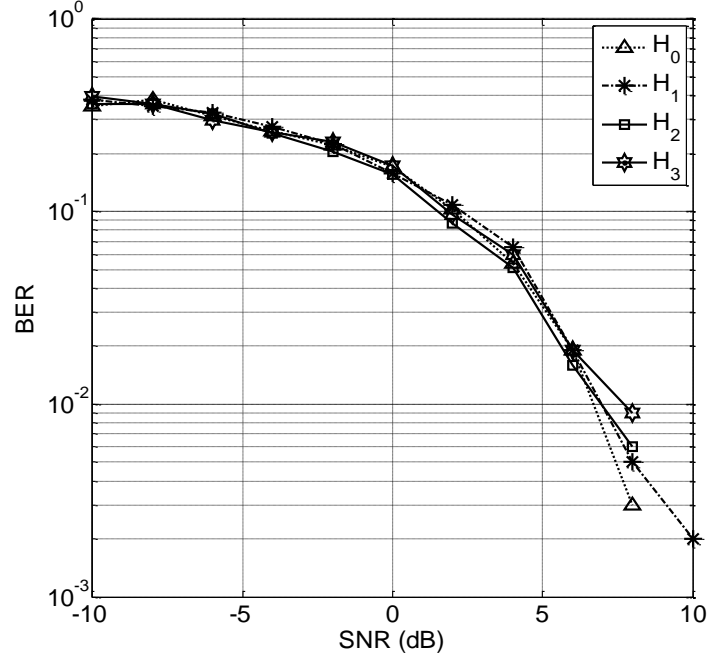
$$d_n = \langle \psi_n(t), r(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)\psi_n(t)dt, \quad n = 0,1,2,3 \quad (4.23)$$

şekilde elde edilir. Arka arkaya gelen semboller zamanda örtüşürülürse (overlapping-pulse ratio, OPR) iletim bandı daha verimli kullanılacağından veri iletim hızı artış gösterir ancak darbenin kanal etkilerine karşı olan dayanıklılığı azalır. Bu çalışmada gürültüsüz ortamda verinin elde edimi için maksimum OPR değerinin %50 olduğu saptanmıştır. OPR değerinin % 33.3 olduğu ve Doppler frekansının 83 Hz olarak seçildiği bir Rayleigh kanalda sistemin performansı incelenmiştir. Rayleigh kanal ile yapılan iletimde alıcının kanalın fazını mükemmel bir şekilde bildiği ve alınan verinin fazının alıcıda düzeltildiği varsayılmıştır.

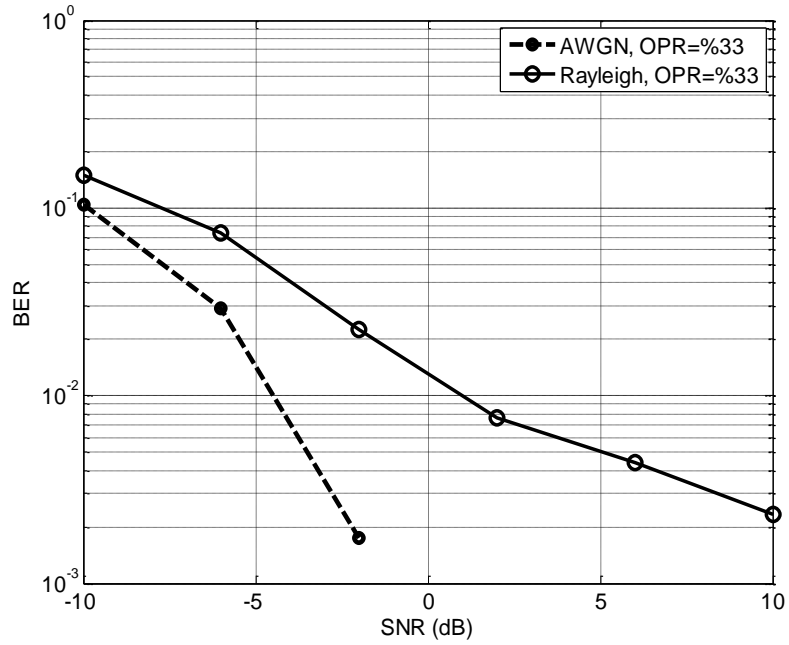


Şekil 4. 6 Önerilen haberleşme sistem modeli.

Şekil 4.7'de, sadece AWGN kanalı ve hem Rayleigh hem AWGN ile modellenmiş iletişim kanalı için SNR-BER eğrileri yer almaktadır. Sistem sadece AWGN kanal olduğunda Rayleigh kanala oranla yaklaşık 10 dB daha iyi bir performans göstermektedir.



Şekil 4. 6 Farklı Hermite-Gauss işaretlerinin işaret gürültü oranına göre BER eğrileri.



Şekil 4. 7 Rayleigh ve AWGN kanalındaki sistem performansının işaret gürültü oranına göre değişimi (T=40 ve F=60 için).

4.4 Sonuçlar

Önerilen algoritma, sıfırncı dereceden üçüncü dereceye kadar olan Hermite-Gauss fonksiyonlarını taban fonksiyonları olarak kullanan yeni bir haberleşme sistemi oluşturmaktadır. Hem zaman hem de frekansta oldukça lokalize olan bu taban fonksiyonlarının oluşturduğu yapı toroidal kafes olarak isimlendirilmiştir. Taban fonksiyonlarının zaman-bant genişlikleri birbirinden farklılık göstermektedir. Örneğın 3. dereceden Hermite-Gauss darbesi, 0. dereceden Hermite-Gauss darbesinin $H_0(t)$ üç katı bir alan kaplamaktadır. Bununla beraber bu dört fonksiyon birleştirilmesi ile oluşturulan işaretin kapladığı alan $H_0(t)$ 'nin kapladığı alanın sadece 1.6 katıdır. Oluşturulan sistemin, birim zaman-bant genişliği çarpımında dört adet taban fonksiyonunun kullanılması sağlanarak veri hızı 2.44 kat artırılmıştır.

Arka arkaya gelen sembollerin zamanda örtüştürülmesi ile veri hızının daha da artırılabilceğı belirtilmiş ve bu durum için benzetim sonuçlarına yer verilmiştir.

ÇÖRP TAŞIYICILI KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMİ

Bu bölümde, zaman-frekans işaret işleme teknikleri kullanılarak oluşturulan farklı çörp hızlarına sahip çörp-tipi işaretlerin taban fonksiyonu olarak kullanıldığı özgün bir haberleşme sistem modeli tanıtılmaktadır. Taban fonksiyonlarının birbirine dikgen olmaması nedeniyle alıcıda demodülasyon KFD ile gerçekleştirilmektedir. KFD'nin iki önemli özelliği kullanılarak kanal kestirimi pilot işaret kullanılmadan gerçekleştirilmekte ve pilot kullanımı nedeniyle oluşan izgesel kayıp olmamaktadır. Bu çalışma *20. Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı'nda (SİU 2012)* sunulmak üzere kabul edilmiştir.

5.1 Giriş

Telsiz kanallardan haberleşme çok yönlü sönümlenme, gölgeleme, Doppler frekans kayması gibi birçok bozucu etki altında gerçekleşmektedir. Bu bozucu etkiler yüzünden alıcı kanaldan gelen veriyi doğru olarak çözememekte dolayısıyla telsiz haberleşme sisteminin kalitesi düşmektedir. Alıcıdaki verinin doğru bir şekilde demodülasyonu için kanal parametrelerinin doğru bir şekilde kestirilmesi önemlidir. Zamanla değişen kanallar pilot işaret kullanılarak kestirilebilmektedir [108], [114]. Ancak pilot işaretler belirli zamanlarda veri yerine gönderildiğinden kanal kapasitesinin verimli kullanımını engellemektedir. [21], [25]-[26] çalışmalarında, çörp-tipi işaretler kanal parametrelerinin kestirimi amacıyla pilot işaret olarak kullanılmıştır. Son zamanlarda pilot işaret kullanmadan kanal kestirimi yapabilme popüler hale gelmiştir ve yinelemeli Kalman [115] ve Wiener filtreleme [116] yöntemleri kullanılarak faz hatasının kestirimi başarıyla gerçekleştirilmiştir.

Literatürde çörp-tipi işaretlerin kullanıldığı birçok çalışma bulunmaktadır. Çörp-tipi işaretlerin pilot işaret olarak kullanılması ile kanal kestirimi [24]'te yapılmıştır. Çörp işaretinin kanalda uğradığı zaman gecikmesi ve Doppler frekansı etkisi anlık frekansın kestirimi ile elde edilmiştir. Bir diğer çalışmada, iki LFM işareti arka arkaya gönderilerek kanal kestirimi gerçekleştirilmiştir [26]. Alıcıda alınan işaret pilot işaret ile çarpılmakta, elde edilen eşitliğin çözümü ile eşleştirme algoritması kullanılarak kanal parametreleri (zaman-gecikmesi ve Doppler frekansı) kestirilmektedir. Frekans atlamalı CDMA haberleşme sisteminde kullanıcılar kendilerine ait olan koda göre birden çok frekans bandında iletim gerçekleştirirler. Farklı kullanıcıların aynı anda aynı frekans bandını kullanması durumunda kullanıcılar arası bozucu etkiler oluşarak kullanıcıların verisi kaybolabilmektedir. Bu problemin önüne geçmek için [7] çalışmasında dikgen KFD çekirdeğinin taşıyıcı olarak kullanıldığı yeni bir çörp haberleşme sistemi önerilmiştir. Bir sonraki bölümde çörp-tipi işaretlerin haberleşme sistemlerinde kullanımı detaylandırılmaktadır. Çörp-tipi işaretlerin taşıyıcı olarak kullanıldığı genişbantlı sistemlerin Rician ve Rayleigh tipi kanallarda daha başarılı olduğu [82]-[83], [117] çalışmalarında gösterilmiştir. Barkat vd. çörp modülasyonunun sönümlenme ve Doppler kayması gibi bozucu kanal etkilerine karşı doğal yetenekli olduğunu belirtmişlerdir [83]. Bu bölümde çörp-tipi işaretlerin taban fonksiyonu olarak kullanıldığı bir haberleşme sistemi önerilmektedir. Bir çeşit yayılı izge haberleşmesi olan bu sistem, her biri farklı çörp hızlarına sahip taşıyıcılardan oluşmaktadır. OFDM yapısındaki dikgen taban fonksiyonları yerine dikgen olmayan çörp-tipi taban fonksiyonları kullanılmaktadır. Bu nedenle zaman-frekans bölgesinde iletim dikdörtgen alan yerine dairesel bir alanda gerçekleştirilmektedir. Bu yöntemle elde edilen önemli getirilerden biri de taşıyıcıların çörp biçiminde olması ve alıcıda demodülasyon işleminin KFD kullanılarak gerçekleştirilmesi sayesinde kanal kestiriminin pilot işaret gerektirmeden yapılabilmesidir. Taşıyıcılar veri taşırken aynı zamanda doğal pilot işaret gibi davranmakta, bu şekilde sistemin izgesel verimliliği azalmamaktadır.

Kanalda iletilecek çörp-tipi işaretlerin kanal etkisiyle gecikmeye ve/veya Doppler frekansı nedeniyle bozulmalara uğraması olasıdır. KFD'nin zamanda ötelenmiş ve/veya zamanda bir üstel işaretle çarpılmış halinin KFD'si arasındaki fark kesirli Fourier bölgesinde işaretin örnek bazında kaymasına karşılık gelmektedir. Bu iki özellik

kullanılarak iletişim kanalında oluşan zaman ve frekans kaymalarının bileşik kestirimi; radar, uydu [55] ve sualtı haberleşme sistemleri [84] için gerçekleştirilmiştir. Tezin bu bölümde önerilen haberleşme sisteminin kanal kestirimi de bu teknikle gerçekleştirilmektedir.

5.2 Çörp İşareti Tabanlı Haberleşme Sistemleri

Çörp modülasyonu ya da diğer ismiyle doğrusal frekans modülasyonu ilk olarak 1962 yılında Winkler tarafından önerilmiştir [118]. Rayleigh ve Rician tipi kanallarda bu haberleşme sistemlerinin performansının oldukça iyi olduğu yapılan analizlerde gösterilmiştir. Pozitif ve negatif çörp oranlarına sahip iki çörp-tipi işaret kullanılarak $\{-1,+1\}$ bitleri kanaldan gönderilmiştir [118]. 1971 yılında Gott ve Newsome HF bandında çalışan çörp-tipi taşıyıcıların olduğu bir sistem tasarlamışlardır ve farklı işaret gürültü değerleri için bit hata oranını ölçmüşlerdir [119]. 1974 yılında [120]'de çörp-tipi işaretlerin farklı bant genişliklerinde ve farklı çörp hızlarında oluşturulması ile çok taşıyıcılı bir haberleşme sistemi elde edilmiştir. Sonraki çalışmalarda, her bir kullanıcının eşit güç ve eşit bant genişliğine sahip olacak şekilde seçilmesi ile çok kullanıcı sistemler önerilmiştir. Ancak kullanıcı sayısı arttığında, haberleşme kaynakları bölündüğünden bir başka deyişle kullanıcılar arası girişim arttığından, sistem performansı önemli ölçüde azalmaktadır. [117]'de sistem performansının kullanıcı sayısından daha az etkilenmesini sağlamak için her bir kullanıcının çörp-tipi taban fonksiyonuna bir faz terimi eklenmiş ve kullanıcılar arası girişim azaltılmıştır. Eklenen faz terimi, kullanıcılar arası girişimi en küçükleyecek şekilde seçilmiştir.

[7]'de önerilen sistem modeli Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Vericide veri, Eşitlik (5.1)'de verilen KFD'nin dikgen çekirdek fonksiyonu olan çörp-tipi işaretler ile modüle edilmekte alıcıda ise bu çörp işaretinin eşleniği ile çarpılarak aşağı indirme (de-chirping) işlemi yapılmaktadır. Veri ilintili alıcısından sonra bir eşik değeri ile karşılaştırılarak demodüle edilmektedir. Dikgen taban fonksiyonları sayesinde kullanıcılar arası girişim oldukça düşürülmüştür. Böylece sistem, performansı düşürülmeksizin kullanıcı sayısının artırılması mümkün olmuştur. Bu sistem OFDM sisteminin zaman-frekans düzleminde belli bir açı ile döndürülmüş haline karşılık gelmektedir.

KFD'nin dikgen çekirdek fonksiyon $K_{\alpha}(t, u)$

$$K_\alpha(t, u) = A_\alpha \exp(j\pi (t^2 + u^2) \cot \alpha - j2\pi t u \csc \alpha) \quad (5.1)$$

ile ifade edilir, burada A_α

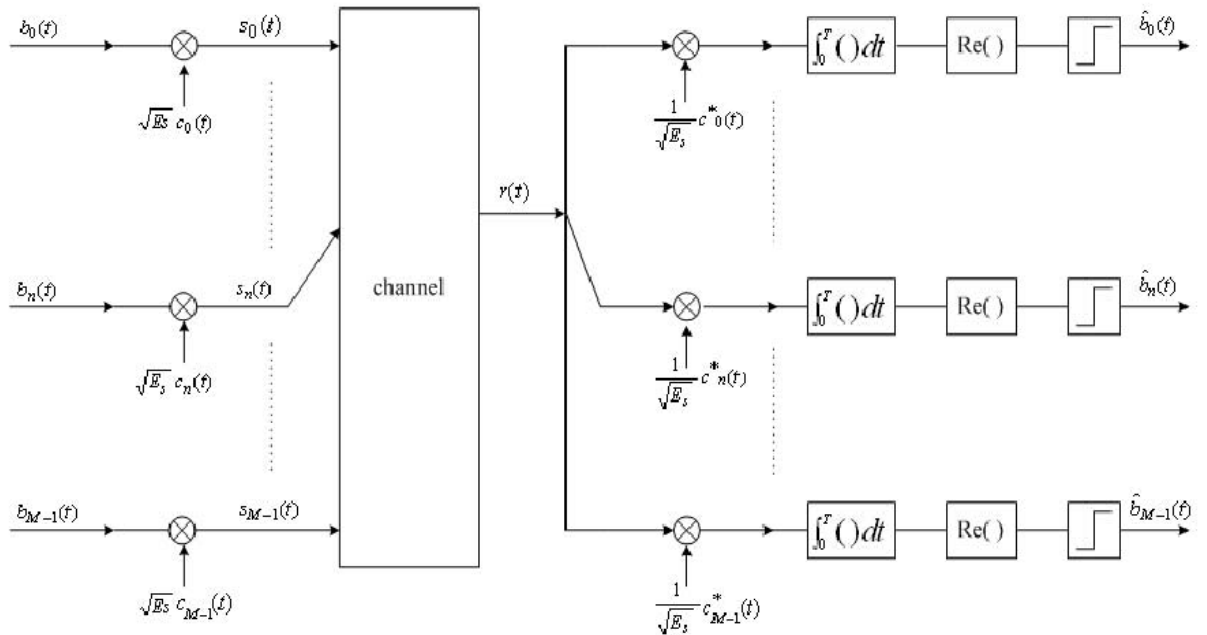
$$A_\alpha = \frac{\exp\{-j\pi \operatorname{sign}(\sin \alpha)/4 + j\alpha/2\}}{\sqrt{|\sin \alpha|}} \text{ ve } 0 < |\alpha| < \pi \text{ dir.}$$

Çörpler Eşitlik (5.1)'de verildiği şekilde seçildiğinde taşıyıcılar birbirine dik olmaktadır:

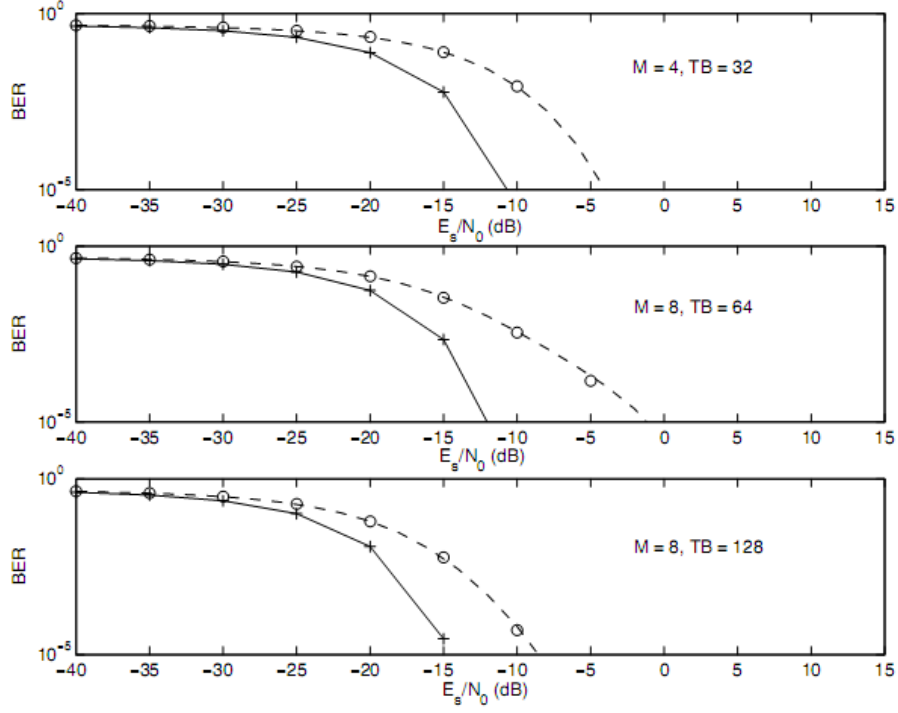
$$\int_0^T K_\alpha(t, t_n) K_\alpha^*(t, t_m) dt = \begin{cases} |A_\alpha|^2 T, & t_n = t_m \\ C \operatorname{sinc}[(t_n - t_m) \csc \alpha T], & t_n \neq t_m \end{cases} \quad (5.3)$$

iki örnek arası zaman farkı $(t_n - t_m) = k \sin(\alpha) / T$ 'dir, burada α çörp işaretinin zaman-frekans düzleminde zaman eksenini ile yaptığı açıdır ve k bir tamsayıdır.

Kullanıcı sayısı M 'nin 4 ve 8 olması durumunda farklı zaman-bant genişliği çarpımı (TBP) değerleri için SNR'a göre bit hata oranı değişimi Şekil 5.2'de gösterilmektedir. Şekilde kesikli çizgi [117] çalışmasının, düz çizgi ise Barkat'ın çalışmasının başarımını göstermektedir. Taşıyıcıların dikgen seçilmesinin AWGN kanalda başarımı artırdığı görülmektedir.



Şekil 5. 1 Barkat vd.'nin önerdiği çörp-haberleşme sistem modeli [7].



Şekil 5. 2 Barkat vd.'nin önerdiği sistemin SNR-BER eğrisi (M: kullanıcı sayısı) [7].

Çörp-tipi işaretlerin taban fonksiyonu olarak kullanıldığı bazı haberleşme sistemlerinde demodülasyon KFD ile gerçekleştirilmiştir [48]-[50].

5.3 Önerilen Çok Taşıyıcılı Sistem Modeli

Önerilen farklı çörp taşıyıcılara sahip sistem modelinde KFD'nin öteleme özellikleri kullanılmaktadır. Buna göre, zamanda τ kadar ötelenmiş bir $f(t)$ işaretinin KFD'si, $f(t)$ 'nin KFD'si $f_\alpha(u)$ cinsinden

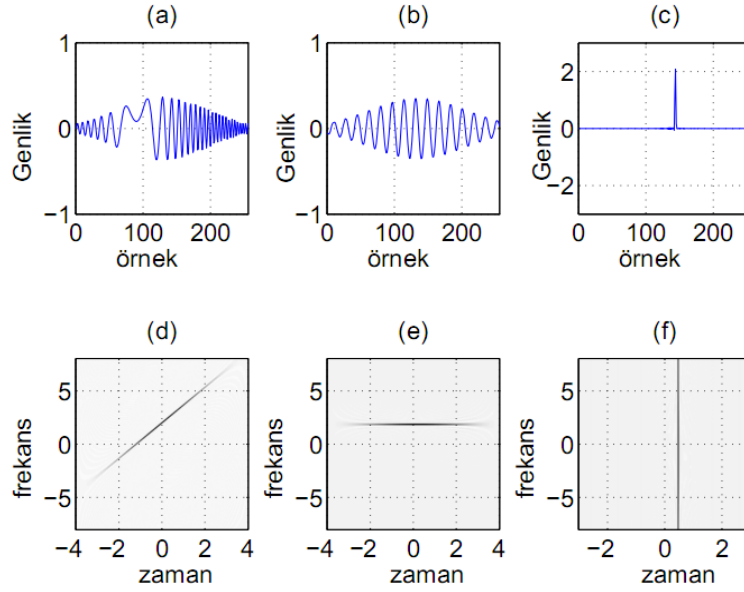
$$F_\alpha\{f(t - \tau)\} = \exp(j\pi\tau^2 \sin \alpha \cos \alpha) \exp(-j2\pi u \tau \sin \alpha) f_\alpha(u - \tau \cos \alpha) \quad (5.4)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Dolayısıyla, bir $f(t)$ fonksiyonun zamanda τ kadar ötelenmesi, KFD bölgesinde $\tau \cdot \cos(\alpha)$ kadar ötelenmesine neden olmaktadır.

Bir $f(t)$ işaretinin KFD'si $f_\alpha(u)$, $f(t)$ işaretinin zaman bölgesinde karmaşık bir üstel işaret ile çarpılmış halinin KFD'si

$$F_\alpha\{f(t) \exp(j2\pi f_d u)\} = \exp(-j\pi f_d^2 \sin \alpha \cos \alpha) \exp(j2\pi u f_d \cos \alpha) f_\alpha(u - f_d \sin \alpha) \quad (5.5)$$

dir.



Şekil 5. 3 (a) LFM işaretinin gerçel kısmının zaman bölgesinde gösterimi, (b) işaretin a . dereceden KFD'si, (c) $(a + 1)$. dereceden KFD'si, (d) (a)'nın WD'si, (e) (b)'nin WD'si, ve (f) (c)'nin WD'si.

Bu iki özellik birleştirildiğinde hem zamanda hem frekansta ötelemeye uğrayan bir işaretin KFD'si

$$F_{\alpha}\{f(t - \tau) \exp(j2\pi f_d u)\} = \exp(j\pi(\tau^2 - f_d^2) \sin \alpha \cos \alpha) \times \exp(-j2\pi u(\tau \sin \alpha - u f_d \cos \alpha + \tau f_d \cos \alpha)) f_{\alpha}(u - \tau \cos \alpha - f_d \sin \alpha) \quad (5.6)$$

elde edilir. İşaretin zamanda ve frekansta ötelenmiş halinin KFD'si, işaretin zaman ve frekans öteleme değerlerine ve KFD derecesine bağlı olarak kesirli bölgede ötelenir.

KFD'nin, herhangi bir işaretin desteğini zaman-frekans bölgesinde döndürme özelliğine sahip olduğu Bölüm 2.5'te detaylı olarak açıklanmıştı. Dolayısıyla, tek bileşenli çörp-tipi bir işaret, KFD sayesinde zaman-frekans bölgesinde döndürülerek kesirli bir bölgede birim-dürtü işaretine dönüştürülebilmektedir (bkz. Şekil 2.8). Önerilen sistemde, çörp taşıyıcıların çörp hızlarının alıcıda ve vericide bilindiği varsayıldığından, taşıyıcıların her birinin hangi kesirli derecede birim-dürtü işaretine dönüştürülebileceği bilinmektedir. Bununla beraber taşıyıcılar çörp hızlarına uygun kesirli derecede birim-dürtü işaretine dönüştüklerinde kesirli bölgedeki işaretin tam ortadaki indisi sıfırdan farklı değer almaktadır. Ancak kanal etkileri dolayısıyla alıcıya ulaşan işaret zamanda

gecikebilmekte ve Doppler frekansı nedeniyle frekansta ötelenebilmektedir. Bu nedenle, alıcıdaki işaretin uygun kesirli derecede KFD'si birim dürtü işaretinin değeri aldığı indis artık ortadaki indis olmayacak, kanal parametrelerine göre indis sağa ya da sola kayacaktır.

$N=257$ örnekten oluşan bir $f(t)$ işaretinin KFD'si $f_\alpha(u)$ birim dürtü işareti olsun

$$F_\alpha\{f(t)\} = f_\alpha(u) = \begin{cases} 1, & u = 129 \\ 0, & \text{aksi takdirde} \end{cases} \quad (5.7)$$

olarak tanımlansın. $f(t - \tau)\exp(j2\pi f_d t)$ işaretinin KFD'sinin maksimum değeri aldığı indis

$$F_\alpha\{f(t - \tau)\exp(j2\pi f_d t)\} = f_\alpha(u - \tau\cos\alpha - f_d\sin\alpha) = \begin{cases} 1, & u = \tau\cos\alpha + f_d\sin\alpha \\ 0, & \text{aksi takdirde} \end{cases} \quad (5.8)$$

Bu bilgiler ışığında kanalda zaman-gecikmesine ve Doppler kaymasına uğrayan bir işaretin uygun dereceden KFD'si hesaplanarak, fonksiyonun maksimum noktayı verdiği indisteki kayma miktarı kullanılarak kanal parametrelerinin kestirilmesi mümkündür.

Kanalın içerdiği gürültü nedeniyle taşıyıcı birim-dürtü işaretine dönüşse de, alıcıda her indis sıfırdan farklı genlik değerine sahip olabilmektedir. Bu nedenle maksimum genlik değerini veren indis seçilerek, Eşitlik (5.9) çözülmektedir. Kanalın iki bilinmeyen olduğundan iki farklı çörp hızına sahip işaretin kullanılması gerekmektedir. Eşitlik (5.9)'da τ ve f_d kanalın zaman gecikmesi ve Doppler frekansı, α_1 ve α_2 ise iki farklı kesirli derece ile ilişkili dönüşüm açısı olmak üzere kanal parametreleri

$$\begin{bmatrix} \tau \\ f_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) & \sin(\alpha_1) \\ \cos(\alpha_2) & \sin(\alpha_2) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

ile kestirilebilir. Burada d_1 ve d_2 , zaman-frekans düzleminde yatay eksen ile α_1 ve α_2 açısı yapan çörp işaretlerinin KFD bölgesinde indis ekseninde meydana gelen öteleme miktarlarını göstermektedir.

Önerilen haberleşme sistem modeli Şekil 5.4'te verilmektedir. Sistemde çörp-tipi işaretler taşıyıcı olarak kullanılmaktadır. İletilecek veri ilk olarak BPSK modülasyonuna tabi tutulur ve seri/paralel dönüştürücü kullanılarak paralel kollara ayrılır. Her bir modüleli veri farklı çörp hızına sahip M adet taşıyıcıya bindirilir ve paralel/seri dönüştürücü ile iletilecek işaret elde edilir. Kullanılan çörp-tipi taşıyıcılar birbirine dik

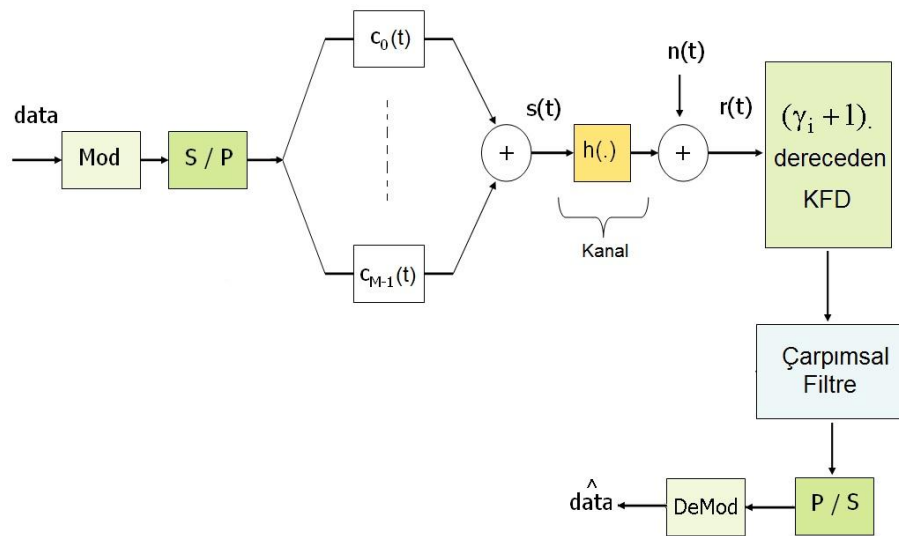
değildir ancak alıcıdaki KFD sayesinde verinin demodülasyonu gerçekleştirilebilmektedir. Kullanılan çörp-tipi taşıyıcıların zaman-frekans düzlemindeki örnek bir gösterimi Şekil 5.5'te yer almaktadır.

Alıcıya gelen işaret tekrar paralel kollara ayrılır ve işaretin farklı derecelerden KFD'si hesaplanarak veriler demodüle edilir. Çörp-tipi işaretlerin ve KFD'nin beraber kullanıldığı uygulamalarda doğru KFD derecesini bulmak birinci öncelik iken bu çalışmada hem alıcı hem de verici doğru KFD derecesini $(\gamma_i + 1)$ bilmektedir. Burada $\gamma_i = \alpha_i/90$ 'dır ve α her bir çörp işaretinin zaman-frekans düzleminde zaman eksenini ile yaptığı açıdır. Taşıyıcıların γ_i 'nci kesirli dereceden KFD'si bir sinüzoidal işarete karşılık gelmektedir.

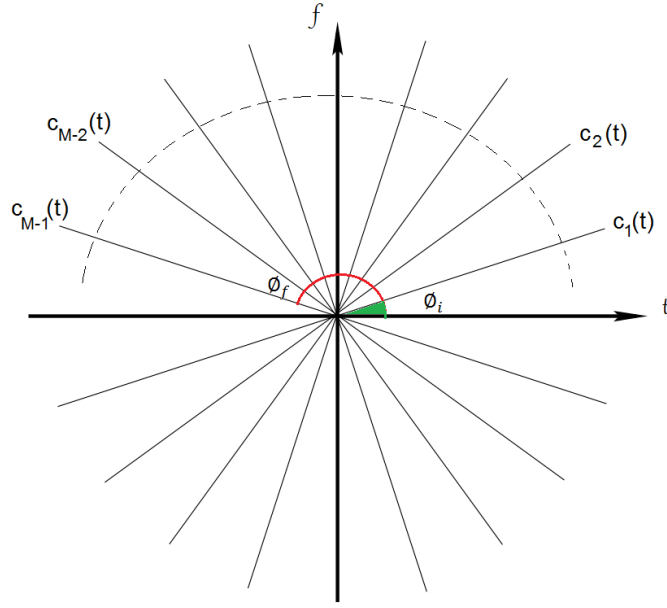
Kanal parametrelerinin kestirimi için herhangi iki taşıyıcı seçilerek Eşitlik (5.9) kolaylıkla çözülebilmekte ve kanal parametreleri elde edilmektedir. Kanal parametrelerinin kestirimi sonrasında kanal denkleştirme işlemi gerçekleştirilir ve gönderilen veri doğru bir şekilde çözümlenir.

M taşıyıcının kullanıldığı çörp-tipi bir haberleşme sisteminde kanala iletilecek işaret $s(t)$

$$s(t) = \sum_{i=0}^{M-1} d_i(t) c_i(t) \quad (5.10)$$



Şekil 5. 4 Önerilen haberleşme sistem modeli.



Şekil 5. 5 Önerilen sistemde kullanılan çörp taban fonksiyonları.

şeklinde ifade edilir. Burada d_i , i . taşıyıcının ileteceği veriyi, M taşıyıcı sayısını ve $c_i(t)$ ise taşıyıcı çörp işaretini göstermektedir.

$$c_i(t) = F_{a_{i+1}}\{\delta(t)\} = \sqrt{1 - j \cot(\alpha_i + 1)} e^{j\pi t^2 \cot(\alpha_i + 1)} \quad (5.11)$$

α_i ardışık iki taşıyıcı arasındaki çörp hızını ifade etmektedir. Alıcı tarafından alınan işaret

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (5.12)$$

şeklinde modellenir, burada $h(\cdot)$ ve $n(\cdot)$ sırasıyla kanalın dürtü cevabını ve AWGN'i, * ise konvolüsyon işlemi göstermektedir. İletişim kanalı farklı zayıflama katsayıları, gecikme ve Doppler frekans değerlerine sahip sonlu dürtü yanıtı olan bir filtre ile modellenebilmektedir. Örnekleme frekansının yeteri kadar büyük seçilmesi durumunda ayrık kanal modellemesinde gecikmeler, örnekleme süresinin tamsayı katları şeklinde oluşacaktır. İletişim kanal modeli

$$h(m, l) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \exp(-j\psi_i m) \delta(l - \tau_i) \quad (5.13)$$

ve burada L , a , ψ ve N sırasıyla kanalın çoklu yol sayısını, yola ait genlik değerini, Doppler ötelemesi ile zaman gecikmesini ifade etmektedir. Kanal parametrelerini

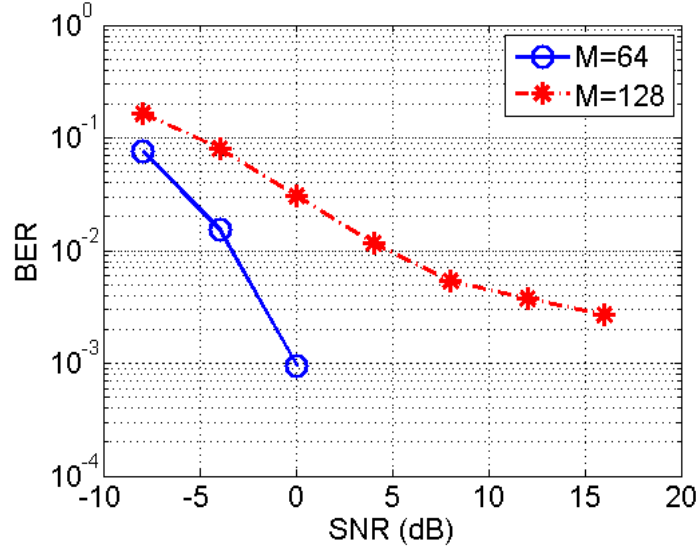
kestirmek için ilk olarak alınan işaretin iki farklı dereceden KFD'si hesaplanılır ve işaretin maksimum değere ulaştığı indis değeri elde edilir. Eşitlik (5.9)'da bu indis kaymaları d_i ve çörp işaretlerinin zaman-frekans düzleminde zaman eksenini ile yaptıkları açı değerleri α_i yerine konulduğunda kanalın en az zayıflamalı yani en güçlü yolun parametrelerinin kestirimi gerçekleştirilir.

5.4 Benzetimler

Önerilen sistem modelinde verilen bir zaman-frekans alanında (TBP alanı), M tane veri $\emptyset_i \leq \alpha \leq \emptyset_f$ açı değerlerinde sahip farklı çörp taşıyıcılar kullanılarak kanalda iletilmektedir. Alıcıda alınan işaretin, her bir taşıyıcı için uygun kesirli dereceden KFD'si alınmakta ve taşıyıcılar birim-dürtü işaretine dönüştürülmektedir. Bu işaretlerin maksimum değerleri seçilmekte ve demodülasyon işlemi gerçekleştirilmektedir. Kanal kestiriminin başarılı bir şekilde yapılabilmesi $\cos(\alpha)$ ve $\sin(\alpha)$ değerlerine bağlı olduğu için, benzetimlerde bu değerlerin 0 ya da 1'e çok yaklaştığı açı değerleri için çörp taşıyıcılar oluşturulmamıştır. Sistemde kullanılan çörp işaretlerinin başlangıç ve bitiş açıları sırasıyla $\emptyset_i = 5$ ve $\emptyset_f = 172$ derecedir. Zaman-frekans düzleminde yaklaşık 2.5 derece aralıklarla yer alacak şekilde $M=64$ tane çörp-tipi taşıyıcı oluşturulmuştur. Taşıyıcılar arası mesafe azaldıkça taşıyıcılar arası bozucu etkiler artmakta ve sistem performansı olumsuz yönde etkilenmektedir. Kullanıcı sayısına göre SNR-BER performans değişimi Şekil 5.6'da gösterilmektedir. Buna göre kullanıcı sayısının 64 yerine 128 olması durumunda bit hata oranı başarımının yaklaşık olarak 10 kat kötüleştiği görülmektedir.

Tüm sistemin işlem karmaşıklığı kullanılan taşıyıcı sayısı ile doğru orantılıdır. M taşıyıcılı bir sistemin alıcı karmaşıklığı $(MN \log N + 2N \log N)$ şeklinde ifade edilebilir. N taşıyıcının örnek sayısını göstermekte ve benzetimlerde her bir taban fonksiyonu 513 örnek ile ifade edilmektedir. İletişim kanalı çoklu yol sayısı $L=3$, her bir yolun sönmüleme katsayısı $a_i = [1, 0.3 + j0.15; 0.1 - j0.05]$, her bir yola ait gecikme $\tau_i = [10, 20, 30]$ normalize Doppler frekans değeri $\psi_i = [0.008, 0.023, 0.03]$ kullanılarak modellenmiştir. Pilot taşıyıcı olarak 12. ve 18. taban fonksiyonları kullanılmıştır. Bu taşıyıcılar kanala gönderilmeden önce güçleri normalize edilmiş kanala iletilecek

olan $s(t)$ işaretine 0.02 değeri ile güçlendirilmiş olarak eklenir. Bu işlemin amacı kanal kestiriminin gerçekleşeceği taşıyıcıların kanaldan daha az etkilenmelerini sağlamaktır,

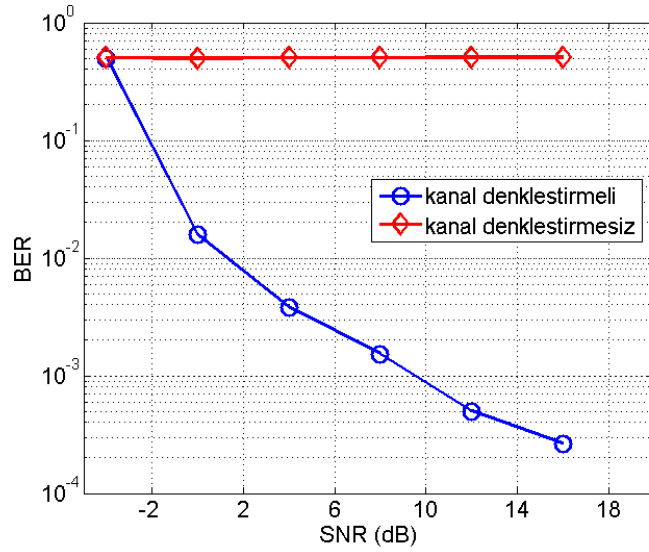


Şekil 5. 6 AWGN kanalda kullanıcı sayısı M=64 ve 128 için BER-SNR eğrisi.

böylece bu taşıyıcıların hata oranı düşürülmektedir. Kanal kestirimi yapıldıktan sonra bu taşıyıcılar toplam işaretten çıkarılır ve diğer taşıyıcılar için gerçekleştirilecek olan demodülasyonun adil bir şekilde yapılması sağlanır. Benzetimler 1000 Monte-Carlo döngüsü ile gerçekleştirilmiştir. Kanal kestirimi ilk 10 döngü boyunca yapılmakta, gecikme ve Doppler frekansı için en çok kestirilen değer seçilmekte ve bir sonraki kanal kestirimine kadar bu değerler kullanılmaktadır. Kanal kestirimi, kanal değişim hızına göre tekrarlanabilir. Benzetimlerde her bir SNR değeri için kestirim gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.7'de kanal denkleştirme yapıldığı ve yapılmadığı durum için SNR'a göre BER değişimi yer almaktadır. İletişim kanalının bozucu etkisine uğrayan işaretin uygun dereceden KFD'si hesaplanıldığında, elde edilen birim-dürtü işareti kesirli bölgede ötelendiği ve bu öteleme değeri bilinmediği için sistem başarısız olmaktadır. Kanal kestiriminin yapılması durumunda ise sistem performansı oldukça iyileşmektedir.

Önerdiğimiz sistem ile [7]'deki sistemin AWGN kanaldaki SNR'ye göre bit hata oranı başarımları Şekil 5.8'de karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır. Benzetim, aynı TBP alanında, 8 kullanıcının olduğu (M=8) durumda, SNR=[-20 16] dB aralığı için gerçekleştirilmiştir. Eşitlik (5.1)'de $\alpha = 2\pi/5$ ve örnekleme aralığı $(t_n - t_m) = k \frac{\sin(\alpha)}{T}, k \geq 1$ ve $k \leq 16$,

başlangıç ve bitiş açıları $\phi_i = 5$ ve $\phi_f = 23.34^\circ$ ve iki taşıyıcı aralığı $\Delta\phi = 2.62^\circ$ olarak seçilmiştir.



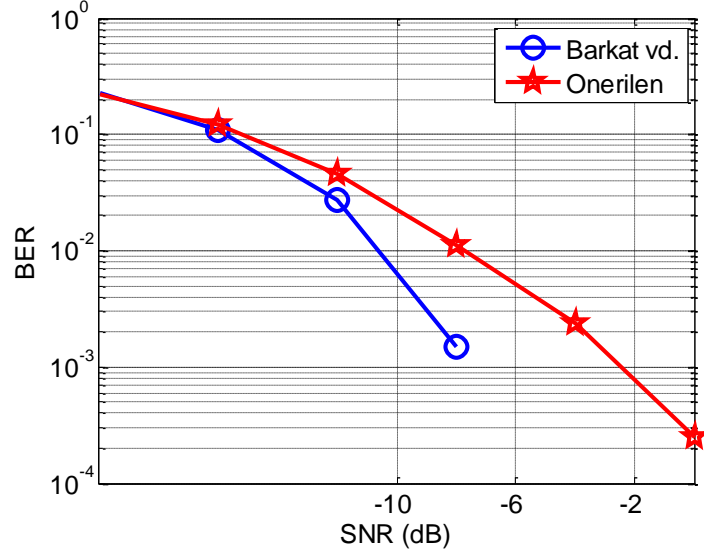
Şekil 5. 7 Önerilen kanal kestirim algoritmasının kullanıldığı ve kullanılmadığı durum.

AWGN kanal için gerçekleştirilen benzetim sonuçlarından, Barkat vd.'lerinin [7]'de önermiş olduğu dikgen taşıyıcılı sistemin bizim önermiş olduğumuz sistem ile başarımının yaklaşık -12 dB'ye kadar aynı, -8 dB SNR değerinde yaklaşık 10 kat daha iyi olduğu ve 0 dB'den sonra her iki sistemin performanslarının aynı olduğu görülmektedir. Zaman ve frekansta sönümlenmeli kanallarda taşıyıcılar dikgenlik özelliklerini kaybettiğinden sistem performansları AWGN kanala göre oldukça kötüleşmektedir. Bu nedenle bu tür kanallarda başarılı bir iletim için kanal kestirimi oldukça önemli hale gelmektedir. Önerdiğimiz çalışmanın avantajı, izgesel olarak bir artışa neden olmadan aynı TBP alanında kanal kestirimini de gerçekleştirilebiliyor olmasıdır.

5.5 Sonuçlar

Bu çalışmada, çörp-tipi işaretlerin taban fonksiyonu olarak kullanıldığı çok taşıyıcılı bir haberleşme sistemi önerilmektedir. Bu haberleşme sistemi KFD'nin iki önemli özelliği sayesinde kanal kestirimini doğal bir şekilde herhangi bir izgesel kayıp olmadan yapabilmektedir. Kanal kestirimini yapılmadığı durumlarda, yüksek SNR değerlerinde

dahi sistem performansı oldukça kötü iken, kestirimin kullanılması durumunda sistem performansı iyileşmektedir. 0 dB SNR değeri için bit hata oranının yaklaşık 10^{-2} olduğu



Şekil 5. 8 M=8 için aynı TBP alanı için önerilen sistem ile Barkat vd.'lerinin önerdiği sistemin [7] AWGN kanaldaki başarımları.

ve SNR değerinin artması ile sistem performansındaki iyileşmenin devam ettiği benzetim sonuçlarından görülmektedir. Bu çalışmada en güçlü yola ait parametreler kestirilmiştir. Bu nedenle sistem performansının, CDMA haberleşme sisteminde kullanılan RAKE alıcı yapısı kullanılarak artırılacağı öngörülmektedir.

KFD BÖLGESİNDE UYARLANIR FİLTRELEME

Uyarlanir filtreler doğrusal öngörü, gürültü ve yankı yok etme, kanal denkleştirme, sistem tanımlama gibi uygulamalarda etkin olarak kullanılmaktadır. İşaret işleme alanında oldukça önemli bir yeri olan uyarlanir filtreleme genellikle zaman ya da frekans bölgesinde gerçekleştirilebilmektedir. Bu bölümde uyarlanir filtreleme için yeni bir dönüşüm bölgesi olarak kesirli Fourier bölgesi önerilmektedir. Uyarlanir filtrelerin zaman ya da Fourier bölgelerinden tüm kesirli Fourier bölgelerine genelleştirilmesi özgün bir değer taşımaktadır. Uyarlama aktif gürültü kontrolü problemi üstünde gerçekleştirilmiş ve detaylı başarımlar analizleri yapılmıştır. Bu çalışma 2009 yılında *Signal Processing* dergisinde basılmış [52] ve ilk hali 16. *Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları (SİU 2008) Kurultayı*'nda sunulmuştur [53]. Ayrıca bu çalışma "*Noise Control, Reduction and Cancellation Solutions in Engineering*" kitabında bir bölüm olarak yayınlanmıştır [90].

6.1 Uyarlanir Filtreler

Sensörler vasıtasıyla elde edilen biyomedikal işaretler, devre üzerinden alınan akım, voltaj gibi işaretler, kanaldan alıcıya ulaşan haberleşme işaretleri bazı parazitik etkiler içerebilmektedir. İşaretlerin iyi bir şekilde analizinin gerçekleştirilmesi için bu bozucu etkilerin işarettten arındırılması gerekir. Bununla beraber çok bileşenli işaretlerde uygulamaya bağlı olarak bazı bileşenlerin seçilmesi ya da işarettten çıkarılması istenebilir. Bu nedenle filtreleme işlemi, işaret işleme alanında yeri doldurulamaz bir araçtır.

Filtreleme, işaretin sadece belirli bir ya da birkaç bileşeni ile ilgilenildiğinde, işaretin önceki örnekleri kullanılarak gelecekte alacağı değerlerin kestiriminde ya da işaretin içerdiği dalgalanmaları azaltarak işareti yumuşatmada kullanılabilir. Özellikle işaretin bulunduğu ortamın zamana göre değiştiği durumlarda filtreleme sürecinin de işaretin değişimine ayak uydurması gerekir, bu nedenle bu tür uygulamalarda uyarlanırlar tercih edilmektedir. Uyarlanırlar filtrelerin girişine analiz edilecekleri işaret ile çıkışta elde edilmek istenen işaret uygulanır. Çıkışta elde edilen işaret ile istenilen işaret arasındaki hata işaretinin özinel olarak girişe uygulanması ile filtrenin katsayıları elde edilir. Böylece hata işareti arttığında filtre katsayıları güncellenerek hata işaretinin azaltılması sağlanmaktadır.

Uyarlanırlar filtreler, sistemlerin performanslarını ve dayanıklılıklarını artırmak amacıyla sıklıkla kullanılmakta ve çoğunlukla en küçük ortalama kareler (LMS) algoritması ile gerçekleştirilmektedirler. Literatürdeki çalışmaların büyük bir bölümü uyarlama işlemi zaman bölgesinde [72]-[74] gerçekleştirilmesine rağmen, Fourier [75] ve dalgacık dönüşümleri gibi farklı dönüşüm bölgelerinde [76]-[77] uyarlama işlevi gerçekleştirilebilmektedir. Özellikle telekonferansta oluşan akustik yankı giderimi gibi uygulamalarda, uzun süreli gecikmelerin bastırımı için zaman bölgesinde gerçekleştirilen uyarlanırlar filtrelerin birim dürtü cevapları oldukça uzun olmaktadır. Bu nedenle bu tür uygulamalarda uyarlanırlar filtreler zaman bölgesi yerine dönüşüm bölgelerinde gerçekleştirilmektedir [78]. Dönüşüm bölgelerinde gerçekleştirilen uyarlanırlar süzgeçler, zaman bölgesine oranla daha az parametre ile istenilen işarete yakınsama sağlamaktadır [78]-[79].

Belirli bir frekans bandında olmayıp, zaman ve frekans bölgesine yayılmış istenmeyen gürültülerin işarettten filtrelenmesi zaman ya da frekans bölgesinde oldukça zor iken, kesirli Fourier bölgesinde kolaylıkla gerçekleştirilmektedir. Şekil 6.1'de zaman-frekans bölgesine yayılmış istenmeyen işaretin kesirli Fourier bölgelerinde kolaylıkla filtrelenebileceği gösterilmektedir. Kesirli Fourier dönüşüm bölgesinde uyarlanırlar filtreleme, çörp-tipi işaretleri dar-bantlı işaretlere dönüştürmesi ve daha önemlisi durağan olmayan işaretlerin uyarlanma problemini durağan duruma dönüştürmesinden dolayı oldukça önemlidir. Filtreleme başarımını artırmak için işaretin anlık frekans bilgisinin elde edilmesi gerekmektedir. Uygun KFD dönüşümünün

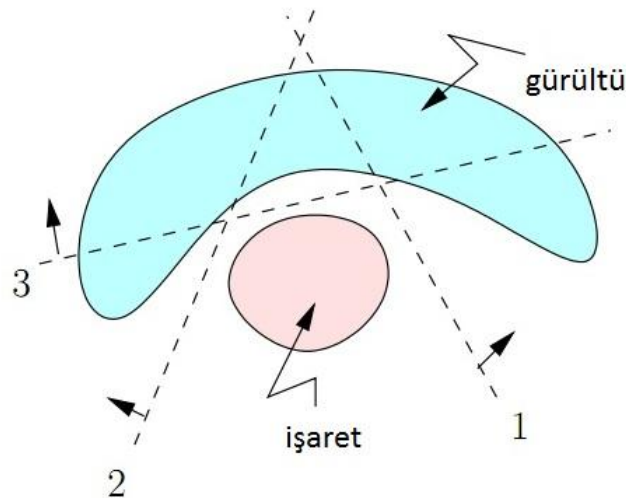
alınması için ortamdaki gürültünün belli aralıklarla anlık frekansı ölçülmeli ve KDF derecesi buna göre güncellenmelidir. IF kestirim yöntemleri Bölüm 6'da detaylı olarak anlatılmıştır. Bir $f(t)$ işaretinin kesirli Fourier bölgesinde filtrelenmesinde ilk olarak işaret ve filtre fonksiyonu a . kesirli bölgede $f_a(u)$ ve $h_a(u)$ olarak ifade edilir. Zamanda ($a = 0$) evrişim işlemi, frekans bölgesinde ($a = 1$) çarpım işlemine karşı düşerken, zamanda çarpım işlemi ise frekans bölgesinde evrişim işlemine karşı düşmektedir. Bu nedenle, a . kesirli bölgede evrişim işlemi, kendisine dik olan ($a \pm 1$). bölgede çarpım işlemine denk gelecektir ve tersi de geçerlidir. Aynı şekilde a . kesirli bölgede evrişim işlemi, ($a \pm 1$). bölgede gene evrişim işlemine denktir. Kesirli Fourier dönüşümü, zaman ve frekans bölgelerinin ara değerlemesi ile elde edildiğinden, herhangi bir a . kesirli derecede evrişim ya da çarpma işlemi de evrişim ve çarpma işlemlerinin bir ara değerlemesi ile elde edilmektedir [45]. Filtre çıkışı a . kesirli bölgede

$$g_a(u) = h_a(u)f_a(u) \quad (6.1)$$

olarak elde edilir. Zaman bölgesinde filtre çıkışı, $f(t)$ işareti cinsinden

$$g(u) = F_{-a}\{h_a(u)F_a\{f(u)\}\} = F_{-a}\Lambda_{h_a}F_af(u) \quad (6.2)$$

ifade edilebilir. Burada Λ_{h_a} operatörü a . kesirli bölgede $h_a(u)$ fonksiyonu ile çarpım işlemine karşılık gelmektedir.



Şekil 6.1 Zaman-frekans bölgesinde filtreleme .

6.2 Zaman Bölgesinde Uyarlanırlı Filtreler

Ortamdaki işaretin gösterdiği değışikliklere uyum sağlayabilmek için kullanılan filtrenin katsayıları RLS, LMS algoritmaları ve bu algoritmaların türevleri kullanılarak güncellenmektedir. LMS-tabanlı algoritmalar düşük işlem karmaşıklığı ile memnun edici başarımlı sağlayan uyarlanırlı filtre algoritmalarındandır. Optimum filtrenin katsayılarının bulunmasında birikimli hatanın karelerinin toplamı minimize edilmektedir. $\mathbf{x}_p(n)$, n . zaman anındaki giriş vektörü, $d(n)$ istenen cevap ve $\mathbf{w}(n)$ filtre katsayıları olmak üzere, uyarlanırlı filtrenin anlık hatası

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n) \quad (6.3)$$

ile hesaplanır. Filtre katsayıları ise

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) \left[d^*(n) - \mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n) \right] \quad (6.4)$$

şeklinde belirlenir. Normalize LMS (NLMS), adım aralığı parametresini, giriş işaretine göre normalize ederek, işaretin gücünün filtre üzerindeki etkisini azaltmaktadır. NLMS algoritması LMS'e göre daha iyi yakınsama sağlamaktadır. NLMS'de ağırlık güncellemesi

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{\alpha + \|\mathbf{x}(n)\|^2} \mathbf{x}(n) \left[d^*(n) - \mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n) \right] \\ &= \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}_p(n) e^*(n) \end{aligned} \quad (6.5)$$

şeklinde yapılmaktadır. (6.5) eşitliğinde yer alan α LMS'de kullanılan adım aralığının işarete göre normalize edilmesiyle elde edilen NLMS parametresidir. Ağırlıkların güncellenmesinde kullanılan adım aralığı parametresi, giriş işaretine göre normalize edildiğinden NLMS algoritması LMS'e göre daha iyi bir şekilde yakınsama sağlamaktadır [78]. Filtre hatası, filtre katsayılarının adım aralığı μ ile gradyan yönünde azaltımı yapılarak azaltılmaktadır. Şekil 6.5 (a) ve (b)'de KFD bölgesinde LMS ve NLMS algoritmaları ile gerçekleştirilen uyarlanırlı filtrenin hata işaretleri yer almaktadır. NLMS'in hata işaretinin LMS algoritmasından daha az olduğu görülmektedir.

Tezin bu bölümünde, kesirli Fourier bölgesinde uyarlanır filtreleme ortamda bulunan motor, fan gibi cihazlardan oluşan istemeyen beyaz Gauss ve LFM tipi gürültünün aktif gürültü kontrolü ile bastırılması problemi ile ele alınacaktır.

Bu bölümde küçük harfle gösterilen karakterler vektörleri, $(.)^*$ ise Hermite konjuge operatörünü göstermektedir.

6.3 Aktif Gürültü Kontrolü

Endüstride motor, fan, trafo gibi cihazların kullanımının hızla arttığı günümüzde ortamda var olan düşük frekanslı gürültülerin giderilmesi problemi gittikçe önem kazanmaktadır. Gürültünün bastırılması için pasif yöntemler bulunmakla beraber, düşük frekanslı gürültülerde bu yöntemler verimsiz ya da pahalı olduğu için aktif gürültü kontrolü (AGK) yöntemi tercih edilmektedir [72], [121]-[125]. Buna karşı, aktif gürültü kontrolü düşük frekanslı gürültülerin yok edilmesinde oldukça etkindir. Birçok gürültü kontrolü yöntemi algoritması literatürde yer almaktadır [85], [126]-[127].

Basit bir AGK sisteminde, gürültü kaynağının yanında bulunan bir referans mikrofonu ile ortamdaki gürültü alınmakta ve sistem ortamda bulunan gürültüye eşit genlikte fakat zıt fazda sahte bir gürültü oluşturularak bir hoparlör aracılığı ile oluşturulan bu sahte gürültüyü ortama vermektedir [121], [128]. Ortamdaki gürültü (birincil gürültü) zamanla değişen bir karakteristiğe sahip olabilir; bu nedenle AGK sisteminin değişimlere uyum sağlayabilmek amacıyla uyarlanır yapıda olması ve kendisini hızlı değişimlere uydurması gerekmektedir. Bu nedenle birçok AGK sistemi, uyarmalı süzgeçler ya da yapay sinir ağları kullanılarak gerçekleştirilmiştir [72]-[73], [122]-[125], [127], [129]-[132]. [125] çalışmasında bulanık mantık ile yapay sinir ağı doğrusal olmayan birincil akustik yolun modellenmesinde kullanılmıştır. Gürültü kaynağı düşük frekanslı bileşenlerden oluştuğunda dalgacık dönüşümü tabanlı uyarlamalı süzgeçler yüksek başarı göstermektedirler. Bununla beraber gürültü kaynağı frekansı zamanla doğrusal değişen çörp-tipi işaretlerden oluştuğunda Fourier tabanlı ve dalgacık tabanlı dönüşüm tekniklerinin başarımı yetersiz kalmaktadır.

Doğrusal frekans modüleli işaretlerle gerçek hayatta sıklıkla karşılaşılmaktadır ve bu tip işaretler ivmeli hareketlerden kaynaklanan gürültüleri modellemek için oldukça iyi modellerdir. Gauss zarflı tek bileşenli LFM tipi bir işaret

$$x(t) = A e^{\pi\gamma(t-t_0)^2} e^{j\pi[\alpha(t-t_0)^2 + 2\beta(t-t_0)]} \quad (6.6)$$

şeklinde modellenmektedir. Burada α çörp hızını, t_0 ve β sırasıyla zaman-frekans merkezine göre olan zaman ve frekans kaymasını göstermektedir. A ve γ ise işaretin zarfını belirlemektedir. Taban fonksiyonları çörp-tipi işaretler olan KFD, LFM tipi işaretlerin analizinde oldukça başarılı bir analiz aracıdır [45]. KFD, Bölüm 2’de detaylı bir şekilde anlatılmıştır. Bir sonraki bölümde tek ve çok bileşenli çörp-tipi işaretlerin IF kestirimi detaylı olarak incelenmektedir. Ardından, zaman ve Fourier bölgelerinde uyarlamalı filtre yapısından bahsedilmekte ve AGK sistem modeli, KFD tabanlı uyarlama ve sistem başarımı yer almaktadır. Benzetimler sentetik işaretler üzerinden yapıldığı gibi, çörp-tipi gerçek yarasa sesi kullanılarak da gerçekleştirilmiştir.

6.4 Uygun KFD Derecesinin Belirlenmesi

Kesirli Fourier dönüşümü zamanla frekans içeriği değişen çörp-tipi işaretleri uygun kesirli derece sinüzoidal işaretlere döndürmektedir. Uygun kesirli derece işaretin anlık frekansı ile ilişkilidir ve işaretin izgesinin zamanla değişimi hakkında bilgi içermektedir. Bu nedenle analiz edilecek işaretin IF değerinin doğru bir şekilde kestirimi oldukça önemlidir.

Bu bölümde tek bileşenli çörp-tipi işaretler için IF değerinin kestirimi için bir yöntem önerilmektedir. Bu yöntem, Radon-Wigner dağılımı ile KFD arasındaki ilişkiyi ve “ikili-arama” algoritmasını kullanmaktadır. İlgili eşitlikler (2.20) ve (2.21)’de yer almaktadır. Dönüşüm derecesi a olan KFD ile sinüzoidale karşılık gelen çörp-tipi işaret, $(a+1)$. derecede hesaplandığında birim dürtü işaretine karşılık gelir ve en büyük tepe değerine bu dönüşüm derecesinde ulaşır. İkili arama tekniği ile $0 < |a| < 1$ aralığındaki tüm kesirli dereceler için tepe değerini araştırılması yerine arama aralığının en büyük ve en küçük değeri ile bu iki değer arasındaki değer için KFD hesaplanmıştır. Bu şekilde kestirim hızı artırılmıştır. Özyineli olarak yapılan işlemler sonucunda doğru KFD derecesine yakınsama sağlanmaktadır.

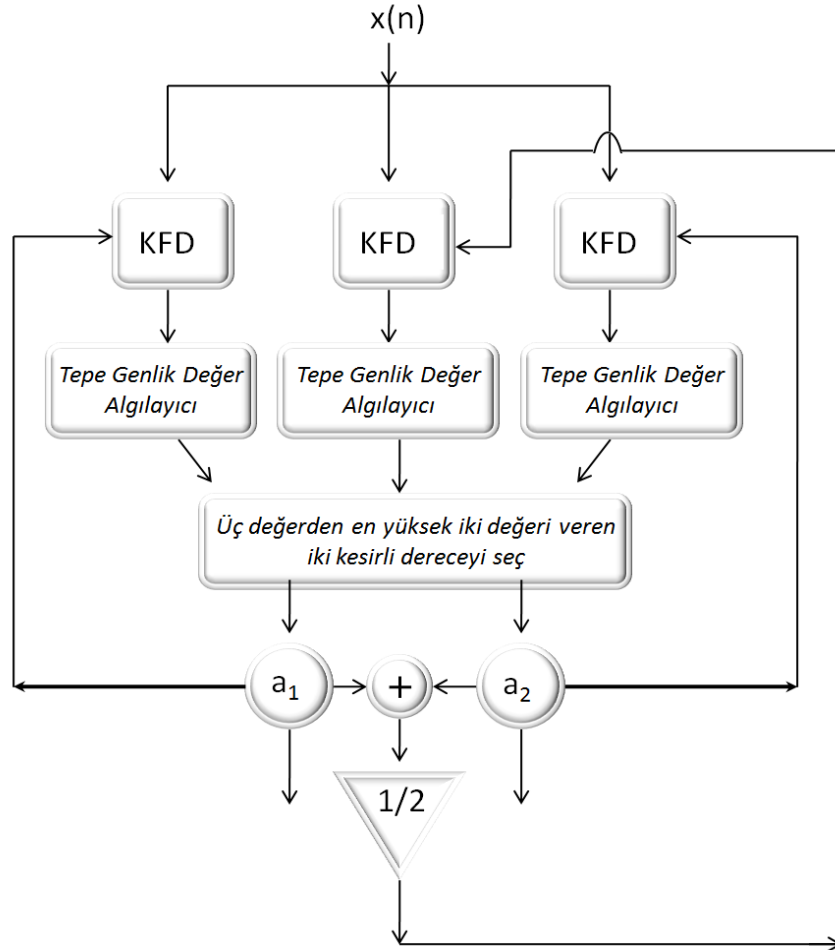
Şekil 6.2'de ikili arama tekniğinin blok diyagramı yer almaktadır. İkili arama tekniğinde ilk olarak $a=0, 0.5$ ve 1 kesirli dereceleri için işaretin KFD'si hesaplanılır ve elde edilen işaretlerin maksimum genlik değerlerine bakılır. En yüksek genlik değerine sahip işaretlerin hesaplanıldığı KFD dereceleri seçilir ve bir sonraki yinelemede bu iki derece ile bu iki derecenin ara değeri için işaretin KFD'si hesaplanılır. Yineleme işlemi, alt ve üst derecenin farkının kullanıcı tarafından belirlenen değer altına indiğinde sonlandırılır. Yaklaşık 15-20 yinelemede kesirli derece bulunmaktadır. Önerilen sistemin başarımı, gürültüsüz bir işaret ile SNR değeri -10 dB ve 10 dB olan LFM tipi tek bileşenli bir işaret için Şekil 6.3'te gösterilmektedir. Yöntem gürültü altında kalan işaret için dahi başarılı bir şekilde çalışmaktadır. İşaretin çok bileşenli olması durumunda, her bir bileşenin IF değeri ayrı ayrı hesaplanmalıdır. Zaman-frekans bölgesinde zaman eksenini ile yaptıkları açı $\theta = [\pi/18, 2\pi/9, 3\pi/12]$, zaman ve frekans merkezleri t_0 ve f_0 ise sırasıyla $t_0 = [0, 0, 1]$ ve $b_0 = [-1, 0, 1]$ olan üç bileşenli LFM tipi bir işaretin önerilen IF kestirim tekniği ile kesirli dereceye göre elde edilen maksimum genlik değer değişimi Şekil 6. 4'de gösterilmektedir. Şekilden her bir bileşen için uygun kesirli derecede KFD sonucunun tepe değer verdiği görülmektedir. Çok bileşenli işaret için de çalışan bu algoritma, çok düşük SNR değerlerinde ve çörp hızlarının birbirine çok yakın olması durumlarında hatalı kestirim yapabilmektedir. Bu nedenle ortam gürültüsü çok bileşenli LFM tipi bir işaret olduğunda 6. bölümde önerdiğimiz teknikle ya da minimum gerekli bant genişliği tabanlı teknik ile kestirilebilir [106].

6.5 AGK Sistemlerinde Uyarlamalı Filtreler

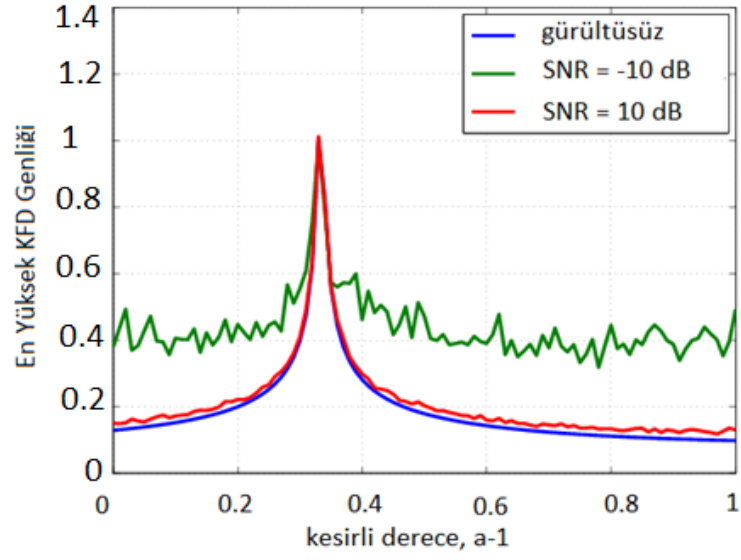
Birçok AGK sistemi, LMS-tabanlı algoritmaların kullanıldığı uyarlamalı filtreler ile zaman ve dönüşüm bölgelerinde gerçekleştirilmektedir. Bu tür durumlarda, dönüşüm bölgesinde gerçekleştirilen uyarlamalı filtrelerin yakınsama hızı zaman-bölgesine oranla daha hızlıdır. Önerilen AGK sisteminde uyarlanırlı filtreleme kesirli Fourier bölgesinde gerçekleştirilmektedir ve sistem modeli Şekil 6.5'te verilmektedir. AGK sistemlerinde gürültü kaynağından hata mikrofonuna olan bilinmeyen ortam etkileri $P(z)$ ile modellenmektedir. İkincil yol $S(z)$ ise gürültü giderici hoparlör ile hata mikrofonu arasındaki ortamı modellemektedir. İkincil yol, referans ve hata mikrofonlarının, analog-sayısal/ sayısal-analog dönüştürücülerin ve son olarak üretilen sahte-gürültüyü

ortama veren hoparlörün transfer fonksiyonlarını içermektedir. Literatürdeki birçok çalışma $P(z)$ 'nin kestirimi ile ilgilenmektedir. Bununla beraber bazı çalışmalarda da $S(z)$ 'nin kestirimi incelenmektedir [73], [123], [129]. $S(z)$ [123] ve [129] çalışmalarında FIR filtre ile modellenmiştir. Bu çalışmada, kesirli Fourier bölgesinde uyarlamalı filtreleme üzerine odaklanılmış, $S(z)$ 'nin FIR filtre ile modellendiği ve kestiriminin doğru bir şekilde yapıldığı varsayılmıştır ($\hat{S}(z) = S(z)$).

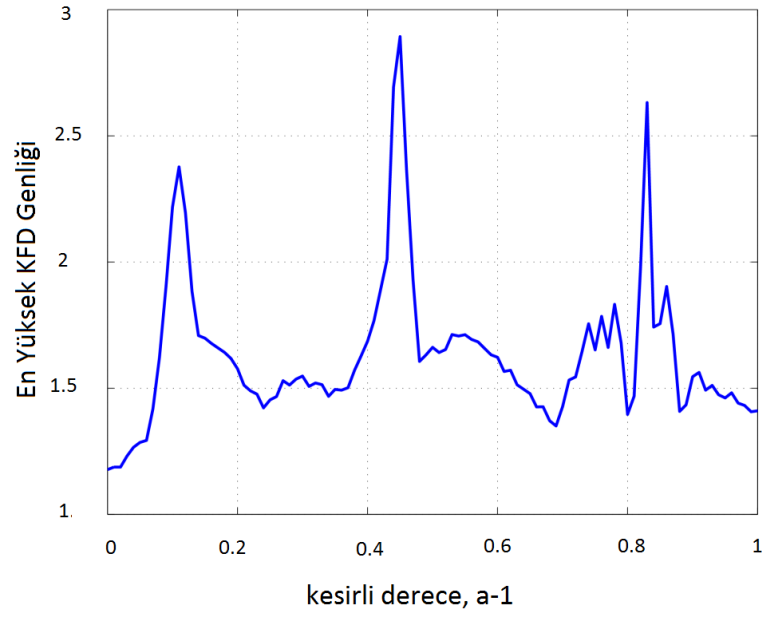
AGK sistemlerinde uygulanan uyarlamalı filtrelerde ikincil yolun etkilerinin azaltımı için giriş işaretinin filtrelenerek eşitliklerde yer aldığı filtrelenmiş-LMS (Fx-LMS) algoritması kullanılmaktadır. Fx-LMS algoritmasının bir özeti Çizelge 6.1'de sunulmaktadır.



Şekil 6.2 IF değerinin ikili arama tekniği ile bulunması.



Şekil 6.3 Farklı kesirli derecelerden KFD'nin maksimum genlik değişimi.



Şekil 6.4 Çok bileşenli LFM tipi işaretin (a-1). dereceden KFD sonuçlarının maksimum genlik değerlerinin değişimi.

Çizelge 6. 2 Fx-LMS Algoritması.

Girişler	
Başlangıç ağırlık vektörü	$\mathbf{w}(n) = 0$
Giriş vektörü	$\mathbf{x}(n)$
İstenen cevap	$d(n)$
İkincil yol	$s(n)$
Adım aralığı	μ
Filtre uzunluğu	M
Çıkış	
Filtre çıkışı	$y(n)$
Katsayılar vektörü	$\mathbf{w}(n + 1)$
İşlemler	

$$y(n) = \mathbf{w}^H + \mu e^*(n) \mathbf{x}(n) s(n)$$

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

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu e^*(n) \mathbf{x}(n) s(n)$$

Önerilen KFD bölgesinde gerçekleşen uyarlanırlı filtrenin giriş işareti $\mathbf{x}_p(n)$

$$\mathbf{x}_p(n) = \begin{bmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ \vdots \\ x(n-p) \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{x}_{a,p}(n) = \begin{bmatrix} x_a(n) \\ x_a(n-1) \\ \vdots \\ x_a(n-p) \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

İstenen işaret ve hata işareti a . kesirli Fourier dönüşümünde tanımlıdır. Uyarlanırlı filtrenin hata işareti

$$e_a(n) = d_a(n) - \mathbf{w}_a^T(n) \mathbf{x}_{a,p}(n) \quad (6.8)$$

şeklinde hesaplanır. Filtre ağırlıkları ise

$$\mathbf{w}_a(n+1) = \mathbf{w}_a(n) - \mu \mathbf{x}'_{a,p}(n) e^*(n) \quad (6.9)$$

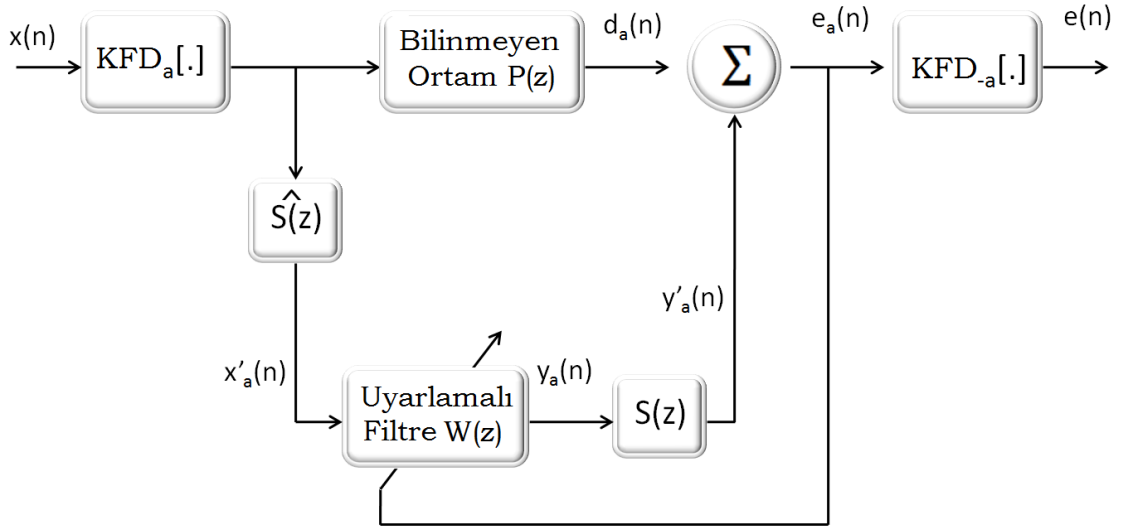
eşitliği ile güncellenir.

6.6 Sistem Modeli ve Benzetimler

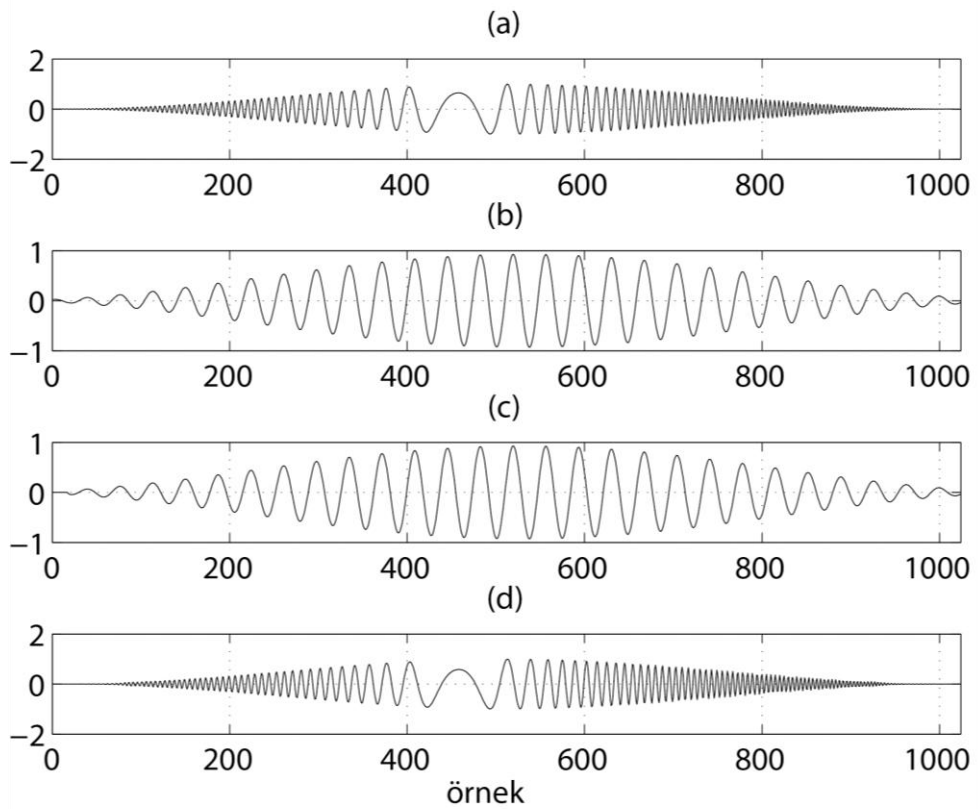
Önerilen sistem modeli Şekil 6.5'te sunulmaktadır. Tasarlanan sistemde, gürültü kaynağının yakınında bulunan referans mikrofonuyla uyarlanır filtrede kullanılacak olan referans işareti $d(n)$ elde edilir. Gürültü birincil yoldan geçerek, gürültüyü yok etmek istediğimiz bölgeye gelmektedir. Çörp-tipi karakteristiğe sahip ortamdaki bastırılmak istenen gürültü, KFD bölgesinde gerçekleşen uyarlanır filtrenin ürettiği işaretin zaman bölgesinde ifade edilmesi ve akustik olarak ortama verilmesi ile yok edilmektedir. Filtrenin ürettiği işaret zıt-gürültüdür ve ortamdaki gürültünün zıt-fazlısıdır.

Şekil 6.6 (a) ve (b)'de LFM tipi bir işaret ve onun (1/3). dereceden KFD'si yer almaktadır. Uyarlanır filtre girişi olarak Şekil 6. 6 (b)'deki işaret kullanılmaktadır ve filtre çıkışı yani üretilen sahte gürültü Şekil 6. 6 (c)'de yer almaktadır. Bu işaretin zaman bölgesi gösterimi ise Şekil 6.6 (d)'de sunulmaktadır.

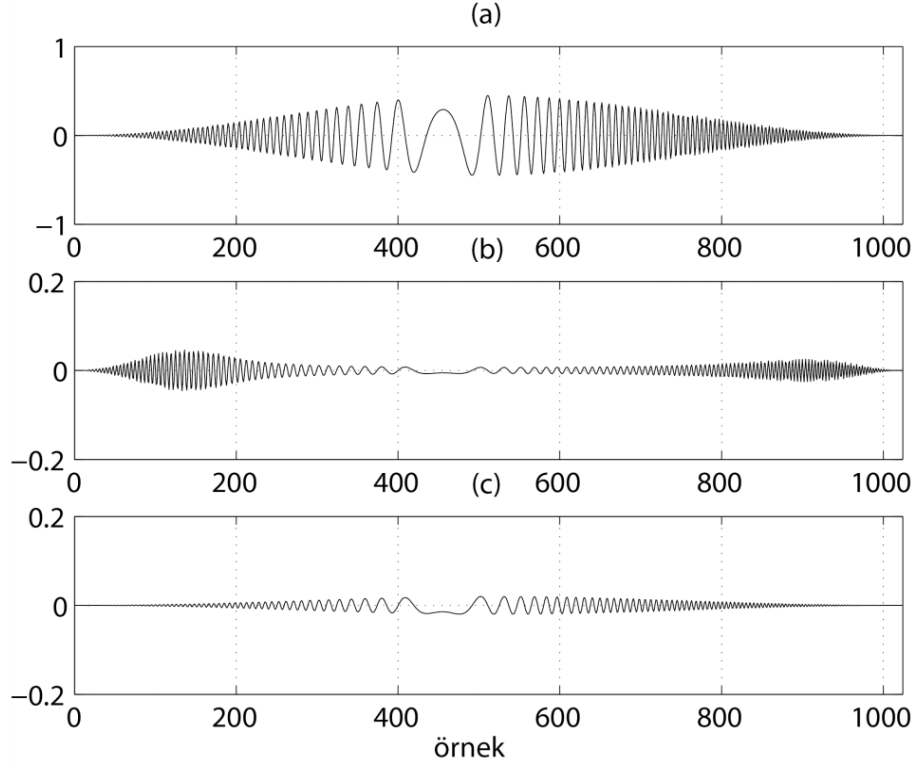
Zaman bölgesinde gerçekleşen LMS-tabanlı uyarlanır filtrenin giriş işareti Şekil 6. 7 (a)'da gösterilmektedir. LMS ve NLMS algoritmaları ile elde edilen filtrenin hatası (ortamda kalan bastırılmayan gürültü) Şekil 6. 7 (b) ve (c)'de sunulmaktadır. Önerilen KFD bölgesindeki uyarlanır filtreleme ile elde edilen hata işaretleri Şekil 6. 8 (a) ve (b)'de, bu işaretlerin ters KFD ile zaman bölgesinde gösterimleri ise Şekil 6. 9 (b) ve (c)'de verilmektedir. Şekil 6.7 ile Şekil 6.9 karşılaştırıldığında, KFD bölgesinde gerçekleşen uyarlamalı filtrenin ortamdaki gürültüyü daha başarılı bir şekilde bastırıldığı görülmektedir.



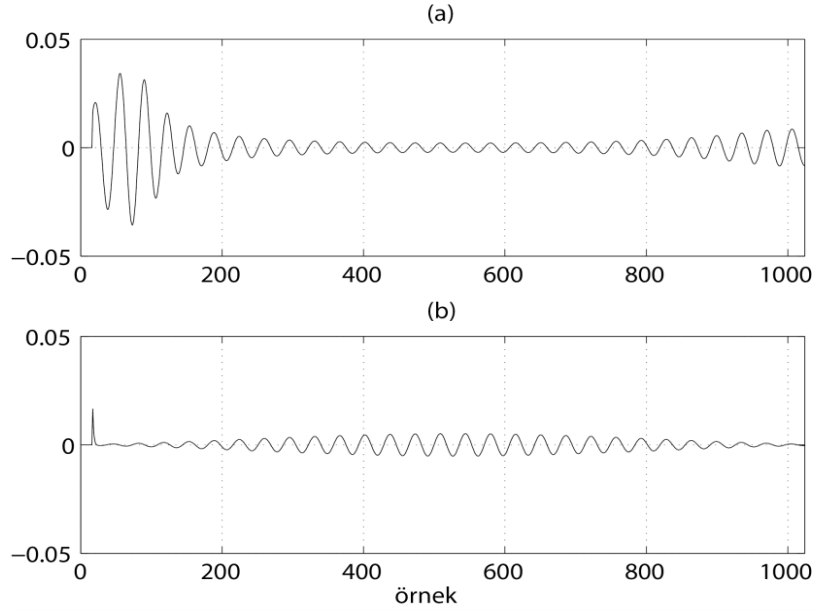
Şekil 6.5 Önerilen sistem modeli.



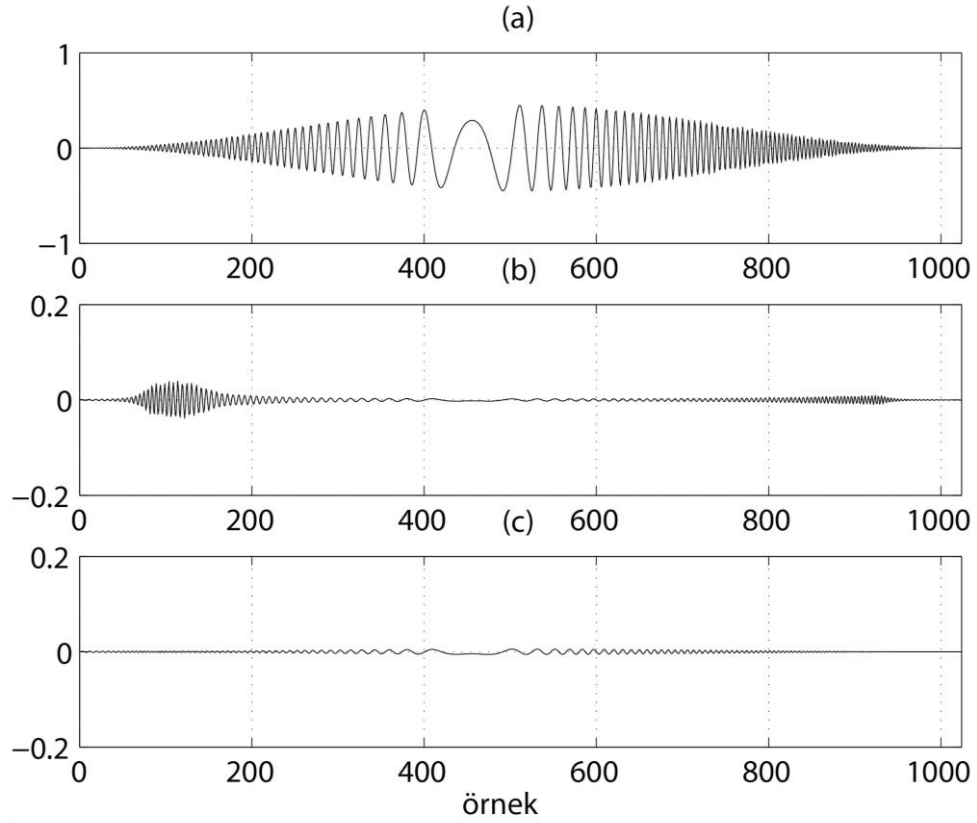
Şekil 6.6 Bir LFM işareti, (b) onun (1/3). dereceden KFD'si, (c) KFD bölgesinde uyarlanırlı filtre çıkış işareti ve (d) (c)'nin ters KFD'si olan anti-gürültü.



Şekil 6.7 (a) Ortamda bulunan ve bastırılmak istenen LFM tipi gürültü, (b) zaman bölgesinde LMS algoritması ile gerçekleştirilen filtre sonucu kalan hata işareti ve (c) zaman bölgesinde NLMS algoritması ile gerçekleştirilen filtrenin hata işareti.



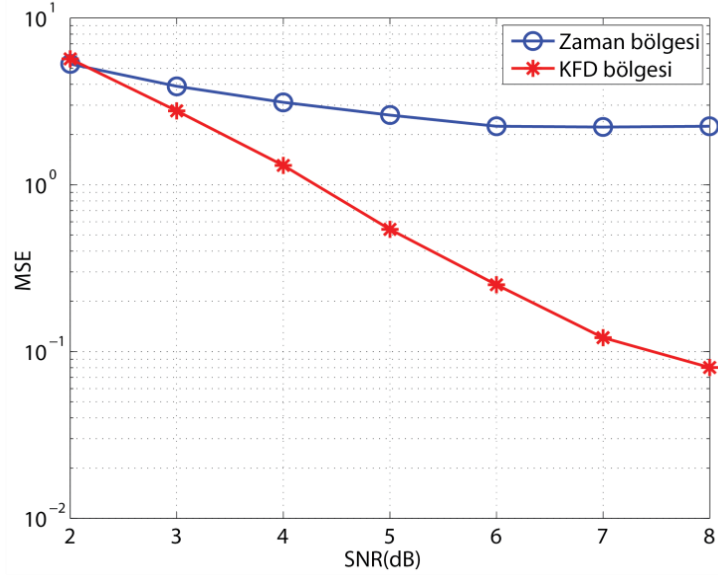
Şekil 6.8 KFD bölgesinde gerçekleştirilen (a) LMS algoritması ve (b) NLMS algoritması tabanlı uyarlanır filtrenin hata işaretleri.



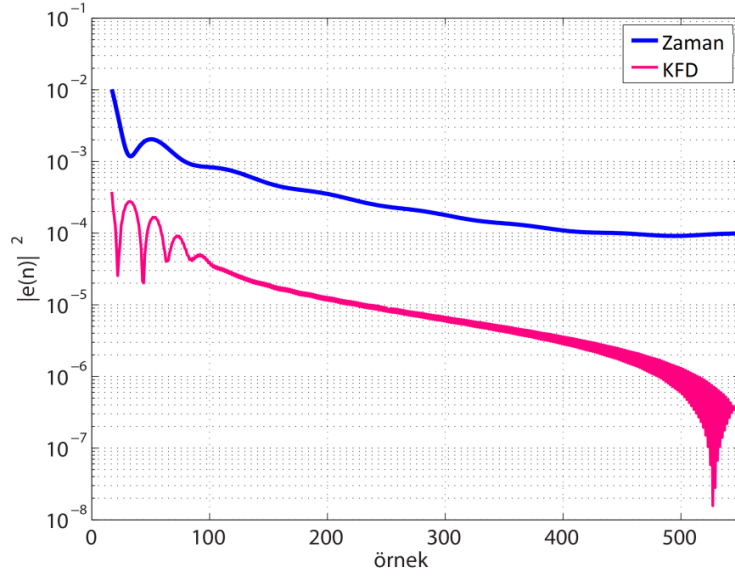
Şekil 6.9 (a) Zaman bölgesinde birincil gürültü işareti ve kesirli Fourier bölgesinde gerçekleştirilen uyarlanabilir filtrenin (b) LMS algoritması ile elde edilen hata işareti ile (c) NLMS algoritması ile elde edilen hata işareti.

Uyarılma sürecinde ortamdaki gürültünün karakteristiği değişebileceğinden belirli aralıklarda gürültünün IF değerinin kestirilmesi faydalı olacaktır. İşaretin anlık frekansına göre belirlenen KFD bölgesi gürültünün sadece çörp-tipi işaret olduğu zaman değil, farklı tip gürültüler için de en uygun filtreleme bölgesidir. Çünkü bu dönüşüm hem zaman, hem Fourier hem de bu iki önemli bölgenin ara değerlerini kapsamaktadır ve işaretin uyarlanmasında hangi bölge daha uygun ise uyarlamalı olarak o bölge seçilmektedir.

Benzetimlerde filtrenin adım aralığı LMS için $\mu = 0.04$, NLMS için $\mu = 0.55$ olarak seçilmiştir. Filtre uzunluğu her iki algoritma için de 16 olarak alınmıştır. Son olarak, uyarlamalı filtrenin SNR değeri 8 dB olan gürültülü işarettaki başarımı Şekil 6.10'da gösterilmektedir. KFD ile gerçekleştirilen filtrenin başarımının, zaman bölgesinde gerçekleştirilen filtrenin başarımından yaklaşık 10 kat daha iyi olduğu görülmektedir.

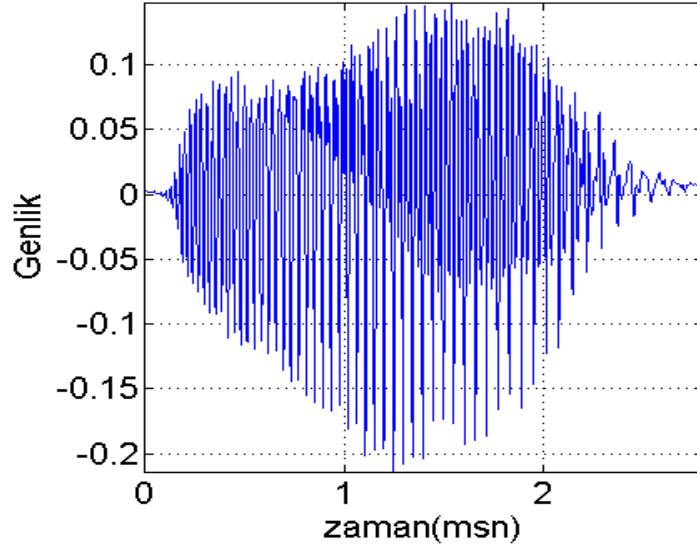


Şekil 6.10 Zaman ve KFD bölgesinde gerçekleştirilen uyarlamalı filtrenin SNR değerine göre ortalama karesel hata değişimi.



Şekil 6.11 Kesirli Fourier ve zaman bölgesinde gerçekleştirilen uyarlanabilir filtrelemenin yakınsama analizi.

Şekil 6.11'de ise her iki bölgede gerçekleştirilen uyarlamalı filtrenin yakınsama analizi yer almaktadır. KFD bölgesinde yakınsamanın daha hızlı gerçekleştiği görülmektedir. Buraya kadar olan benzetimlerde, önerilen algoritmanın başarımı tek bileşenli sentetik bir LFM işareti üzerinde gösterilmiştir. Benzetimlerin daha gerçekçi olması için çok bileşenli gerçek yarı ses ortamında bastırılmak istenen gürültü olarak kabul edilmiştir.

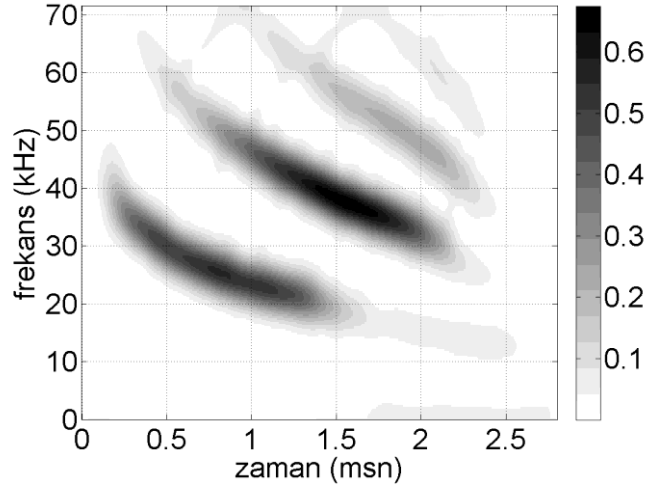


Şekil 6.12 Çok bileşenli çörp-tipi gerçek yarasası sesinin zamana göre değişimi.

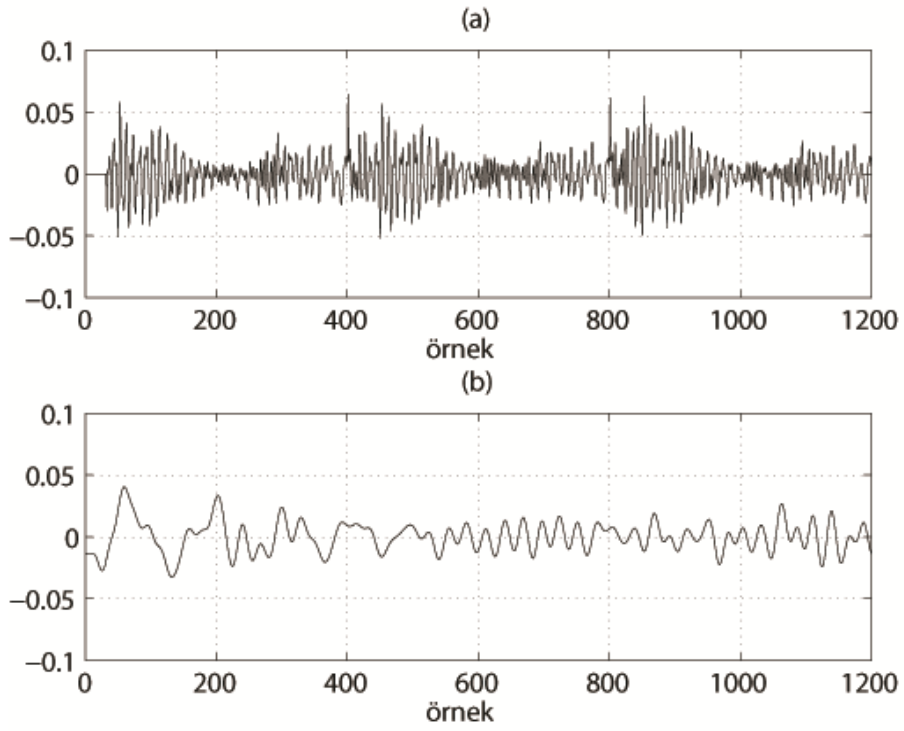
Şekil 6.13'te KFD'si yer alan işaretten bu işaretin dört farklı bileşenden oluştuğu görülmektedir. Fx-NLMS tabanlı algoritma ile hem zaman hem KFD bölgesinde uyarlamalı filtre yapısı gerçekleştirilmiş ve filtrenin hata işaretleri Şekil 6.14'de sunulmuştur.

6.7 Sonuçlar

Tezin bu bölümünde, zaman ve Fourier dönüşüm bölgelerini kapsayan kesirli Fourier bölgesi uyarlanabilir filtreler için yeni bir dönüşüm bölgesi olarak önerilmiştir. AGK problemi üzerinden önerilen yeni dönüşüm bölgesinin başarımı gösterilmiştir. Bastırılmak istenen gürültü işaretinin ilk olarak anlık frekans değeri hesaplanılır ve gürültünün karakteristiğine göre en uygun KFD bölgesi belirlenir ve uyarlama bu bölgede gerçekleştirilir. Çörp-tipi işaretlerin frekansı zamanla değişim gösterdiğinden bu tür işaretler durağan işaretlere göre hızlı değişim göstermektedirler. KFD'si alınan işaret daha yavaş değişen bir işarete dönüştürülebilmekte ve uyarlama işlemi kolaylaştırılmaktadır. Benzetimler ile KFD bölgesinde gerçekleştirilen uyarlamalı filtrenin zaman bölgesinde gerçekleştirilen uyarlamalı filtrelere göre hata işaretlerinin daha küçük ve yakınsama hızının daha hızlı olduğu görülmüştür. Bu nedenle KFD bölgesinde uyarlanabilir filtrelemenin daha başarılı olduğu değerlendirilmektedir.



Şekil 6.13 Yarasa sesinin KSFD gösterimi.



Şekil 6.14(a) Fx-NLMS algoritması ile zaman bölgesinde gerçekleştirilen uyarlamalı filtrenin hata işareti, (b) Fx-NLMS algoritması ile KFD bölgesinde gerçekleştirilen uyarlamalı filtrenin hata işareti.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında ilk olarak hâlihazırda var olan zaman-frekans analiz yöntemleri arasında ilişki kurulması ve iyileştirilmeleri amaçlanmıştır. Üçüncü bölümde durağan olmayan işaretlerin analizi için geliştirilmiş zaman-frekans analiz yöntemlerinden biri olan ayırık evrimsel dönüşümün analiz penceresinin seçimi işarete göre belirlenerek, her bir işaret için en uygun gösterimin elde edilmesi amaçlanmıştır. Bu çalışma *European Signal Processing Conference (EUSIPCO-2010)* konferansında sunulmuştur [80]. Benzetim sonuçlarından uyarlamalı AED'nin çözünürlüğünün oldukça iyileştiği görülmektedir.

Tezin dördüncü bölümünde Hermite-Gauss işaretlerinin taban fonksiyonu olarak kullanıldığı çok taşıyıcı özgün bir haberleşme sistemi önerilmiştir. Hermite-Gauss fonksiyonları dairesel destekli, birimlik fonksiyonlardır. Bu fonksiyon ailesi Hermite polinomları kullanılarak özinyeli olarak oluşturulmaktadır. Fonksiyonun derecesi arttıkça zaman-frekans bölgesinde kapladığı alanda artmaktadır. Bu çalışmada önerilen sistem modeli N adet veri iletimini, N adet Hermite-Gauss işareti kullanarak sağlamaktadır. Her bir veri farklı dereceden bir Hermite-Gauss fonksiyonu ile modüle edilmektedir. İletişim kanalında gönderilen işaret farklı derecelerdeki N adet fonksiyonun bir bileşimidir. Çalışmada N adet Hermite-Gauss fonksiyonunun sonucu olarak elde edilen toroidal işaretin zaman-frekans alanında kapladığı alan zaman-bant genişliği çarpımı cinsinden hesaplanmış ve $N=4$ için veri hızının 2.44 kat artırıldığı ispatlanmıştır. Bu konuda hazırlanan çalışma 2010 yılında *EURASIP Journal on Advances*

in *Signal Processing* dergisinde basılmıştır [81]. Ayrıca 18. *Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı*'nda bildiri olarak sunulmuştur [107].

Tezin beşinci bölümünde çörp-tipi işaretlerin taban fonksiyonu olarak kullanıldığı çok taşıyıcılı bir haberleşme sistemi önerilmiştir. Bu sistemin alıcı yapısında KFD kullanılarak verinin demodülasyonu gerçekleştirilmiştir. KFD'nin zamanda gecikmiş ve modüle edilmiş işaretler üzerindeki özelliklerinden faydalanılarak iletişim kanalının zamandaki ve frekanstaki bozucu etkileri fazladan pilot işaret kullanılmadan kestirilmiştir. Pilot işaret kullanmadan kanal kestirimi yapabilmesi nedeniyle önerilen haberleşme sistemi izgesel olarak verimlidir. Zaman gecikmeleri ve Doppler frekans kayma değerleri farklı olan üç yönlü bir kanal için yapılan benzetimlerde, önerilen sistemin kanal denkleştirme yapılmadığı zaman oldukça kötü performans sergilediği ancak kanal denkleştirme özelliği kullanıldığında 0 dB SNR değerinde bit hata oranının yaklaşık 10^{-2} olduğu benzetimlerde gösterilmiştir. Bu kapsamda hazırlanan çalışma 20. *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları (SİU) Kurultayı*'nda sunulmak üzere kabul edilmiştir. CDMA haberleşme sisteminde kullanılan RAKE alıcı yapısı kullanılarak sistem performansının artırılabilmesi öngörülmektedir.

Altıncı bölümde sunulan çalışmada kesirli Fourier bölgesinde uyarlamalı süzgeç yapısı önerilmiş ve çörp-tipi mekanik gürültülerin bastırımında yöntemin başarımı kesirli Fourier bölgesinde uyarlanırlı filtreleme aktif gürültü kontrolü problemi üzerinde ele alınmıştır. Uyarlamalı filtreler ile genellikle zaman bölgesinde gerçekleştirilmektedir. Uygulamaya bağlı olarak dönüşüm bölgelerinde gerçekleştirilen uyarlamalı süzgeçler, zaman bölgesinde gerçekleştirilen uyarlamalı süzgeçlere oranla daha az parametre gerektirebilmekte ve daha hızlı yakınsama sağlayabilmektedir. Bu çalışmada benzetimler üzerinden gösterilmiştir. KFD tabanlı AGK sisteminin, zaman bölgesi tabanlı AGK sistemine göre çok daha hızlı filtre katsayılarına yakınsadığı ve gürültülü çörp-tipi işaret için yapılan uyarlamada ortalama karesel hata cinsinden 10 kat daha iyi sonuç verdiği benzetim sonuçlarından görülmektedir. Ayrıca önerilen çalışmanın başarımı gerçek işaret üzerinde de denenerek ve KFD tabanlı uyarlanırlı filtrenin başarımının oldukça yüksek olduğu gösterilmiştir. Bu çalışma 2009 yılında *Signal Processing* dergisinde basılmış [52], 16. *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları (SİU 2008) Kurultayı*'nda sunulmuş [53] ve kitap bölümü haline getirilmiştir [90].

KAYNAKLAR

- [1] Blanco, S. , Quioga, R., Rosso, O. ve Kochen, S., (1995). "Time-frequency analysis of EEG series," *Physical Review E* 51, 2624.
- [2] Stridh, M., Sornmo, L. , Meurling, C. J. ve Olsson, S. B., (2001). "Characterization of atrial fibrillation using the surface ECG: time dependent spectral properties," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 48 (1): 19-27.
- [3] Jingping, X. , Durand, L. G. ve Pibarot, P., (2001). "Extraction of the aortic and pulmonary components of the second heart sound using a nonlinear transient chirp signal model," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 48(3): 277-283.
- [4] Flandrin, P., (1988). *Time-frequency processing of bat sonar signals. Animal sonar: Processes and performance*, P.E. Nachtigall and P.W.B. Moore, Eds. New York, USA: Plenum Press.
- [5] Akhtman J. ve Hanzo, L.,(2007). "Channel Impulse Response Tap Prediction for Time-Varying Wireless Channels," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 56(5): 2767 – 2769.
- [6] Martone, M., (2001). "A Multicarrier system based on the Fractional Fourier Transform for time-frequency selective channels," *IEEE Trans. on Communications*, 49(6): 1011-1020.
- [7] Ju, Y. ve Barkat, B., (2004). "A new efficient chirp modulation technique for multi-user access communications systems," in *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, (ICASSP '04)*, 2004, 937–940.
- [8] Chen, V. C. ve Ling H., (1999). "Joint time-frequency analysis for radar signals and image processing," *IEEE Signal Processing Magazine*, 16(2): 81-93.
- [9] V. C. Chen ve H. Ling, (2002). *Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis.*: Artech House.
- [10] Richards, M., (2005). *Fundamental of Radar Signal Processing*, McGraw-Hill.
- [11] Gaunaurd, G.C. ve Strifors, H.C., (1996). "Signal analysis by means of time-frequency (Wigner-type) distributions-applications to sonar and radar echoes," *Proceedings of the IEEE*, 84(9): 1231 – 1248.
- [12] Imai, R., Hashimoto, Y., Kikuchi, K. ve Fujii, S. (2000). "High resolution beamforming by the Wigner Ville distribution Method," *IEEE J. Oceanic Eng*, 25(1): 105-110.

- [13] Cohen, L., (1995). *Time-Frequency analysis.*: Prentice Hall.
- [14] Kwok, H. W. ve Jones, D. L. (2000). "Improved Instantaneous Frequency Estimation Using an adaptive Short-Time Fourier transform," *IEEE Trans. Signal Process.*, 48(10): 2964-2972.
- [15] Blahut, R. E., Miller, W. ve Wilcox, Jr. C. H., (1991). *Radar and Sonar.*: Springer-Verlag.
- [16] Destefano, A., Bonato, P. ve Ceravolo, R., (1997). "Time-Frequency and ambiguity function approaches in structural identification," *J. Engineering Mechanics-Asce.*, 123(12): 1260-1267.
- [17] Dragonette, L. R. ve dğ., (1996). "The application of two-dimensional signal transformations to the analysis and synthesis of structural excitations observed in acoustical scattering," *Proc. IEEE*, 84(9):1249-1263.
- [18] Qian, S. ve Chen, D. , (1999). "Joint analysis," *Signal Processing Magazine, IEEE*, 16(2):52-67.
- [19] Mecklenbrauker, W. F. G., (1992). *The Wigner distribution-theory and applications in signal processing.*: Elsevier Science Publishers.
- [20] Papandreou-Suppappola, Ed, A., (2003). *Applications in Time-Frequency Signal Processing.*: CRC Press.
- [21] Barbarossa, S. ve Swami, A. , (2001)"Estimation of time-varying multipath channel parameters using chirp signals," in *IEEE International Symposium on Information Theory, 2001*, 21, Haziran 24-29 Haziran 2001, 91.
- [22] Haas, R. ve Belfiore, J. C., (1997). "A time-frequency well-localized pulse for multiple carrier transmission," *Wireless Personal Communications*, 5:1–18.
- [23] Kozek, W. ve Molisch, A. F., (1998). "Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1579–1589.
- [24] Senay, S., Chaparro, L. F. ve Akan, A., (2007). "Slepian bases and chirp-based channel estimation for orthogonal frequency division multiplexing OFDM systems," in *5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO-2007, Bursa, Türkiye, 2007*.
- [25] Senay, S. , Durak, L. ve Chaparro, L. F., (2009). "A time-frequency division multiplexing communications system with hexagonal lattice structure," in *Proceedings of 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO '09)*,

Glasgow,Scotland, Ağustos 2009.

- [26] Shen, H. ve Papandreou-Suppapola, A. , (2003). "Multipath diversity and channel estimation using time-varying chirps in cdma systems with unknown CSI," in *IEEE Workshop Statistical Signal Processing*, 28 Eylül- 1 Ekim 2003, 335-338.
- [27] Shen, H. ve Papandreou-Suppappola, A., (2005). "Channel Estimation Using Time-Frequency Techniques," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005 (ICASSP '05)*, 4 Mayıs 2005, iv/513-iv/516.
- [28] Strohmer, T. ve Beaver, S., (2003). "Optimal OFDM design for time-frequency dispersive channels," *IEEE Trans. on Communications*, 51(7):1111–1122.
- [29] Zhang, S., Xing, M., Guo, R., Zhang, L. ve Bao, Z., (2011). "Interference Suppression Algorithm for SAR Based on Time–Frequency Transform," *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Trans. on*, 49(10):3765-3779.
- [30] Spigai, M., Tison, C. ve Souyris, J. C., (2011). "Time-Frequency Analysis in High-Resolution SAR Imagery," *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Trans. on*, 47(7): 2699 – 2711.
- [31] Z. Bao, C. Sun, ve M. Xing, (2001). "Time-frequency approaches to ISAR imaging of maneuvering targets and their limitations," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*.
- [32] Jones, D. L. ve Parks, T. W., (1990). "A high resolution data-adaptive time-frequency representation," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, 38, 2127-2135, Aralık 1990.
- [33] Jones, D. L. ve Baraniuk, R. G., (1994). "A Simple Scheme for Adapting Time-Frequency Representations," *IEEE Trans. on Signal Processing*, 42(12):3530-3535.
- [34] Durak, L. ve Arıkan, O., (2003). "Short-time Fourier transform: Two fundamental properties and an optimal implementation," *IEEE Trans. on Signal Process.*, 51(5):1231-1242.
- [35] Durak, L., (2009). *Time Frequency analysis: Novel techniques for deterministic signals*. Almanya: VDM Verlag.
- [36] Baraniuk, R. G. ve Jones, D. L., (1993). "A signal-dependent time-frequency representation: Optimal kernel design," *IEEE Trans. Signal Processing*, 41: 1589-1602.
- [37] Qaisar, S. M., Fesquet, L. ve Renaudin, M., (2008). "An Adaptive Resolution Computationally Efficient Short-Time Frouier Transform," *Hindawi Publishing Corporation, Research Letters in Signal Processing*.

- [38] Zhong, J. ve Huang, Y., (2010). "Time-Frequency Representation Based on an Adaptive Short-Time Fourier Transform," *IEEE Trans. on Signal Processing* , 58(10):5118-5128.
- [39] Claasen, T. A. C. M. ve Mecklenbrauker, W. F. G., (1980). "The Wigner distribution- a tool for time-frequency signal analysis, Part I: Continuous-time signals," *Philips J. Res.*, 35(3):217-250.
- [40] Hlawatsch, F. ve Flandrin, F., (1997). "Interference structure of the Wigner distribution and related time-frequency signal representation," in *The Wigner Distribution—Theory and Applications in Signal Processing*, Amsterdam, The Netherlands: Elsevier.
- [41] Tüfekçi, D. İ. , Kutay, M. A. ve Tanyer, S. G., (2002). "Radar Parametrelerinin Kestiriminde Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD) ve Wigner Dağılımlarının Karşılaştırılması" .
- [42] Suleesathira, R., Chaparro, L. F. ve Akan, A., (2000). "Discrete evolutionary transform for time-frequency signal analysis," *Journal of the Franklin Institute*, 337(4) :347–364.
- [43] Akan, A. ve Chaparro, L. F., (1997). "Multi-window Gabor Expansion for Evolutionary Spectral Analysis," *Signal Processing*, 63:249–262.
- [44] Kayhan, A. S., El-Jaroudi, A. ve Chaparro, L. F., (1994). "Evolutionary periodogram for non-stationary signals," *IEEE Trans. Signal Process.*, 42(6):1527–1536.
- [45] Özaktaş, H.M., Zalevski, Z. ve Kutay, M.A., (2001). *The fractional Fourier transform with applications in optics and signal processing*. New York: Wiley and Sons.
- [46] Priestley, M.B., (1965). "Evolutionary Spectra and Non-stationary Processes," *J. of Royal Statistical Society, B.*, 27(2): 204-237.
- [47] Özaktaş, H.M., Zalevski, Z. ve Kutay, M.A., (2001). *The fractional Fourier transform with applications in optics and signal processing*. New York: Wiley and Sons.
- [48] Lakshminarayana, H.K., Bhat, J.S., Jagadale, B.N. ve Mahesh, H.M., (2009). "Improved Chirp Modulation Spread Spectrum Receiver Based on Fractional Fourier Transform for Multiple Access," in *International Conference on Signal Processing Systems*, 2009, 282-286.
- [49] Tao, R., Meng, X.Y. ve Wang, Y., (2011). "Transform Order Division Multiplexing,"

Signal Processing, IEEE Trans. on, 59(2): 598-609.

- [50] Huang, K., Wang, Z. ve Tao, R., (2008). "Study of incoherent demodulation technique in Chirp spread spectrum communication systems," in *9th International Conference on Signal Processing (ICSP 2008)*, 2008, 1926-1929.
- [51] Sharma, S. N., Saxena, R. ve Saxena, S. C., (2007). "Tuning of FIR filter transition bandwidth using fractional Fourier transform," *Signal Processing*, 80: 1501-1513.
- [52] Durak, L. ve Aldırmaz, S., (2010). "Adaptive fractional Fourier domain filtering," *Signal Processing*, 90(4): 1188-1196.
- [53] Aldırmaz, S., Durak, L. ve Serbes, A., (2008). "Kesirli Fourier Bölgesinde LMS Tabanlı Uyarlanıır Süzgeçleme Algoritmaları ile Aktif Gürültü Kontrolü," in *16. Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı (SiU 2008)*, Didim, Türkiye, 20-22 Nisan 2008.
- [54] Viyaja, C. ve Bhat, J. S., (2006). "Signal compression using discrete fractional Fourier transform and set partitioning in hierarchial tree," *Signal Processing*, 86(8): 1976-1983.
- [55] Oonincx, P. J., (2008). "Joint time-frequency ofset detection using the fractional Fourier transform," *IEEE Trans. on Signal Processing*, 88(12): 2936-2942.
- [56] Qi, L., Tao, R., Zhou, S. ve Wang, Y., (2004). "Detection and parameter estimation of multicomponent LFM signal based on the fractional Fourier transform," *Science in China Ser. F. Information Sciences*, 47(2): 184-198.
- [57] Tao, R., Li, X. M., Li, Y. L. ve Wang, Y., (2009). "Time-delay estimation of chirp signals in the fractional Fourier domain," *IEEE Trans. on Signal Processing*, 57(7): 2852-2855.
- [58] Mendlovic, D., Özaktaş, H. M. ve Lohmann, A. W., (1995). "Fractional correlation," *Applied Optics*, 34(2): 303-309.
- [59] Kurt, T., Kurt, G. K. ve Yongacoğlu, A., (2009). "Throughput enhancement in multi-carrier systems employing overlapping Weyl-Heisenberg frames," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC '09)*, Dresden, Almanya, Haziran 2009.
- [60] Gomes, J. ve Mishra, B. K., (2009). "Orthogonal hermite pulses for indoor communication with UWB (S-V) channel," in *Proceedings of the 1st International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks*, Indore, India, Temmuz, 2009, 369- 373.
- [61] Alp, Y. K., Arıkan, O. ve Özertem, U., (2011). "Çok Bileşenli Sinyallerin Analizi için

Destek Bölge Uyarlamalı Hermite-Gauss Açılımı," in *SIU 2011- IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Kemer, Antalya, 20-22 Nisan 2011.

- [62] Abeysekera, S. S., ve Raihan, S. Md., (2009). "Efficient Wideband Parameter Estimation Using Arbitrary Enveloped LFM Signals via Hermite Decompositions," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 34(1) : 663–674.
- [63] Candan, C., Kutay, M. A. ve Özaktaş, H. M., (2000). "The discrete fractional Fourier transform," *IEEE Trans. on Signal Process.*, 48(5): 1329-1337.
- [64] Pei, S. C., Hsue, W. L. ve Ding, J. J., (2009). "DFT–commuting matrix with arbitrary or infinite order second derivative approximation," *IEEE Trans. Signal Processing*, 57(1): 390–394.
- [65] Serbes, A. ve Durak-Ata, L., (2011). "The discrete fractional Fourier transform based on the DFT matrix," *Signal Process.*, 91(3), 571-581.
- [66] Trigui, I., Siala, M., Affes, S., Stephenne, A. ve Boujemaa, H., (2007). "Optimum pulse shaping for OFDM/BFDM systems operating in time varying multi-path channels," in *Proceedings of the 50th Annual IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '07)*, Washington, DC, USA, 2007, 3817–3821.
- [67] Ayadi, R., Kammoun, I. ve Siala, M., (2007). "Optimization of the pulse shape of OFDM systems using the arrow-hurwicz algorithm," in *Proceedings of the 4th IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS '07)*, Kasım 2007, 91–95.
- [68] Silva, J. A. N. ve Campos, M. L. R., (2007). "Spectrally efficient UWB pulse shaping with application in orthogonal PSM," *IEEE Trans. on Communications*, 55(2): 313–322.
- [69] Chang, R. W., (1996). "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmissions," *Bell Syst. Tech. J.*, 45: 1775–1796.
- [70] Vahlin, A. ve Holte, N., (1996). "Optimal finite duration pulses for OFDM," *IEEE Trans. on Communications*, 44(1): 10-14.
- [71] Slepian, D., (1978). "Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty. V: the discrete case," *Bell System Technical Journal*, 57(5): 1371–1430.
- [72] Meng, G., Sun, X. ve Kuo, S. M., (2006). "Adaptive algorithm for active control of impulsive noise," *Journal of Sound and Vibration*, 291: 516–522.
- [73] Yuexian, Z. , Shing-Chow, C. ve Tung-Sang, N., (2000). "Least mean M-estimate algorithms for robust adaptive filtering in impulse noise," *IEEE Trans. Circuits and*

Systems II, 47(12): 1564–1569.

- [74] Kawamata, M. , Akhtar, M. T., Abe, M. ve Nishihara, A., (2008). "Online secondary path modeling in multichannel active noise control systems using variable step size," *Signal Process.*, 88(8): 2019–2029.
- [75] Joho, M. ve Moschytz, G. S., (2000). "Connecting partitioned frequency-domain filters in parallel or in cascade," *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, 47(8): 685–698.
- [76] Attallah, S. (2006). "The wavelet transform-domain LMS adaptive filter with partial subband coefficient updating," *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, 53(1): 8–12.
- [77] Veselinovic, D. ve Graupe, D., (2003). "A wavelet transform approach to blind adaptive filtering of speech from unknown noises," *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, 50(3): 150–154.
- [78] Haykin, S., (1996). *Adaptive Filter Theory*. New Jersey, USA: Prentice-Hall.
- [79] Aboulnasr, T. ve Mayyas, K., (2004). "Reduced-complexity transform-domain adaptive algorithm with selective coefficient update," *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, 51(3): 132–142.
- [80] Aldırmaz, S., Durak-Ata, L., Akan, A. ve Chaparro, L. F., (2010). "A Signal-Adaptive Discrete Evolutionary Transform," in *17th European Signal Processing Conference, EUSIPCO-2010*, Aalborg, Denmark, Ağustos, 2010, 23-27.
- [81] Aldırmaz, S., Serbes, A. ve Durak-Ata, L., (2010). "Spectrally Efficient OFDMA Lattice Structure via Toroidal Waveforms on the Time-Frequency Plane," *Journal of Advances in Signal Processing, EURASIP*, 2010, doi:10.1155/2010/684097.
- [82] Berni, A. J. ve Gregg, W. D., (1973). "On the utility of chirp modulation for digital signaling," *IEEE Trans. on Communications*, 21(6): 748–751.
- [83] Barkat, B. ve Ju, Y., (2003). "A modified fractional Fourier series for the analysis of finite chirp signals and its application," in *7th IEEE Int. Symposium on Signal Proc. and its Applications (ISSPA'03)*, Temmuz 2003, 285-288.
- [84] Wang, B., Yang, G. ve Liu, G., (2011). "A Novel Joint Estimation Algorithm for Multi-parameter of Underwater Acoustic Channels," *Information Technology Journal*, 10(2): 440-445.
- [85] Dayong, Z. ve DeBrunner, V., (2007). "Efficient Adaptive Nonlinear Filters for Nonlinear Active Noise Control," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, 54(3): 669–681.

- [86] Nagashima, M. ve Agrawal, B., (2011). "Application of complex-valued FXLMS adaptive filter to Fourier basis control of adaptive optics," in *American Control Conference (ACC), 2011* , 2939 - 2944.
- [87] Ogunfunmi, A.O. ve Peterson, A.M., (1992). "On the implementation of the frequency-domain LMS adaptive filter," *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Trans. on* , 39(5): 318 - 322.
- [88] Zhang, R., Ouyang, W. ve Cham, W.K., (2009). "Image deblocking using dual adaptive FIR Wiener filter in the DCT transform domain," in *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2009 (ICASSP 2009), IEEE International Conference on*, 2009, 1181 - 1184.
- [89] Beaufays, F., (1995). "Transform-domain adaptive filters: an analytical approach," *IEEE Trans. on Signal Processing*, 43: 422-431.
- [90] Aldırmaz, S. ve Durak-Ata, L., (2011). "Adaptive Fractional Fourier Domain Filtering," in *Noise Control, Reduction and Cancellation Solutions in Engineering.:* Intech Open Access Publishe, ch. 2.
- [91] Hlawatsch, F., Manickam, T. G., Urbanke, R. L. ve Jones, W., (1995). "Smoothed pseudo-Wigner distribution, Choi-Williams distribution, and cone-kernel representation: Ambiguity-domain analysis and experimental comparison," *Signal Processing*, 43: 149-168.
- [92] Özaktaş, H.M., Arıkan, O., Kutay, M.A. ve Bozdağı, G., (1996). "Digital computation of the fractional Fourier transform," *IEEE Trans. on Signal Processing*, 44(9): 2141–2150.
- [93] Lohmann, A. W. ve Soffer, B. H., (1994). "Relationships between the Radon-Wigner and fractional Fourier transforms," *J. Opt. Soc. Am. A.*, 11(6): 1798-1801.
- [94] Özaktaş, H. M., Barshan, B., Mendlovic, D. ve Onural, L., (1994). "Convolution, filtering, and multiplexing in fractional Fourier domains and their relation to chirp and wavelet transform," *Journal of Optical Society of America*, 11: 547-559.
- [95] Chaparro, L. F. ve Suleesathira, R., (2003). "Nonstationary jammer excision in spread spectrum using the Discrete Evolutionary and the Hough transforms," *Signal Process.*, 83(5): 1117–1133.
- [96] Akan, A. ve Chaparro, L. F., (2006). "Modeling And Estimation Of Wireless OFDM Channels By Using Time-Frequency Analysis," *Circuits, Systems, and Signal Process.*, 25(3): 389-403.
- [97] Ron, A. ve Shen, Z., (1995). "Frames and stable bases for shift-invariant

- subspaces of $L_2(\mathbb{R}^d)$," *Canadian J. Mathematics*, 47(5): 1051-1094.
- [98] Wexler, J. ve Raz, S., (1990). "Discrete Gabor Expansions," *Signal Processing*, 21(3): 207-220.
- [99] Önen, E., Akan, A. ve Chaparro, L. F., (2010). "A Discrete fractional evolutionary transform," in *18th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2010)*, Aalborg, Danimarka, Ağustos 2010, 1752-1755.
- [100] Cohen, L., (1995). *Time-Frequency analysis.*: Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- [101] Akansu, A. N. ve Agirman-Tosun, H., (2009). "Improved Correlation of Generalized Discrete Fourier Transform with Nonlinear Phase for OFDM and CDMA Communications," in *Proc. EUSIPCO European Signal Proces. Conference*, Glasgow, 2009.
- [102] Rankine, L., Mesbah, M. ve Boashash, B., (2007). "IF estimation for multicomponent signals using image processing techniques in the time-frequency domain," *Source Signal Processing*, 87(6): 1234–1250.
- [103] Boashash, B., (1992). "Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal- Part II : Algorithms and applications," *Proc. IEEE*, 80(4): 549-568.
- [104] Loughlin, P. J. ve Davidson, K. L., (2001). "Modified Cohen-Lee time-frequency distributions and instantaneous bandwidth of multicomponent signals," *IEEE Trans. on Signal Process*, 6(49): 153–1165.
- [105] Akan, A., Yalçın, M. ve Chaparro, L. F., (2001). "An iterative method for instantaneous frequency estimation," in *The 8th IEEE Int. Conf.on Electronics, Circuits and Systems, (ICECS 2001)*, 3: 1335–1338.
- [106] Serbes, A. ve Durak, L., (2010). "Optimum signal and image recovery by the method of alternating projections in fractional Fourier domains," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 15(3): 675-689.
- [107] Aldirmaz, S., Serbes, A. ve Durak–Ata, L., (2010). "Yeni Bir OFDM Kafes Yapısı: Zaman-Frekans Düzleminde Toroidal Kafes," in *18. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı Konferansı*, 22–24 Nisan 2010, Diyarbakır, Türkiye.
- [108] Wong, I. C. ve Evans, B. L., (2008). "Sinusoidal modeling and adaptive channel prediction in mobile OFDM systems," *IEEE Trans. on Signal Processing*, 56(4): 1601-1615.
- [109] Xingxin, G., Mingquan, L. ve Zhenming, F., (2002) "Asymmetric hexagonal QAM based OFDM system," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, Haziran 2002,

299–302.

- [110] Aldırmaz, S. ve Durak, L., (2008). "Broadband interference excision in spread spectrum communication systems based on short-time Fourier transformation," *Progress in Electromag. Research B*, 7: 309-320.
- [111] Kanaras, I., Chorti, A., Rodrigues, M. R. D. ve Darwazeh, I., (2009). "Spectrally efficient FDM signals: bandwidth gain at the expense of receiver complexity," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC '09)*, Dresden, Germany, 2009, 1–6.
- [112] Murphy, C. D., (2000). "High-order optimum hexagonal constellations," in *Proceedings of the 11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '00)*, Eylül, 2000, 143–146.
- [113] Shen, H., Machineni, S., Gupta, C. ve Papandreou-Suppappola, A., (2004). "Time-Varying Multichirp Rate Modulation for Multiple Access Systems," *IEEE Signal Processing Letters*, 11(5): 497-500.
- [114] Wang, X., Wu, H. C., Chang, S. Y., Wu, Y. ve Chouinard, J. Y., (2009). "Efficient non-pilot-aided channel length estimation for digital broadcasting receivers," *IEEE Trans. on Broadcasting*, 55(3): 633-641.
- [115] Shehata, T. S. ve El-Tanany, M., (2009). "Joint iterative detection and phase noise estimation algorithms using Kalman filtering," in *11th Canadian Workshop on Information Theory, 2009 (CWIT 2009)*, Ocak 2009, 165-168.
- [116] Godtmann, S., Hadaschik, N., Pollok, A., Ascheid, G. ve Meyr, H., (2007). "Iterative code-aided phase noise synchronization based on the LMMSE criterion," in *IEEE 8th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Aralık 2007, 1–5.
- [117] Hengstley, S., Kasilingam, D. P. ve Costa, A. H., (2002). "A Novel Chirp Modulation Spread Spectrum Technique for Multiple Access," in *IEEE 7th Int. Symp. on Spread Spectrum Tech. & Appl.*, Prague, Czech Republic, 2002, 73-77.
- [118] Winkler, M. R., (1962). "Chirp signals for communications," *WESCON Convention Record*, 14(2).
- [119] Gott, G. F. ve Newsome, J. P., (1971). "H.F. data transmission for using chirp signals," *Proceedings of the IEE*, 118(9): 1162-1166.
- [120] Cook, C. E., (1974). "Linear FM signal formats for beacon and communication systems," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems*, 10: 471-478.
- [121] Kuo, S. M., (1999). "Active noise control: A tutorial review," *Proc. IEEE*, 97(6):

943–973.

- [122] Chang, C. Y. ve Luoh, F. B., (2007). "Enhancement of active noise control using neural-based filtered-X algorithm," *Journal of Sound and Vibration*, 305: 348–356.
- [123] Zhou, L.Y., Zhang, Q. Z., Li, X.D. ve Gan, W. S., (2005). "Analysis and DSP implementation of an ANC system using a filtered-error neural network," *Journal of Sound and Vibration*, 285: 1-25.
- [124] Kuo, S. M., Mitra, S. ve Gan, W. S. (2006). "Active noise control system for headphone applications," *IEEE Trans. Control Syst. Tech.*, 14(2): 331–335.
- [125] Gan, W. S., Zhang, Q. Z. ve Zhou, Y., (2006). "Adaptive recurrent fuzzy neural networks for active noise control," *Journal of Sound and Vibration*, 296: 935–948.
- [126] Jalali-Farahani, B. J. ve Ismail, M., (2007). "Adaptive noise cancellation techniques in Sigma-Delta analog-to-digital converters," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, 54(3): 1891–1899.
- [127] Goel, A., Vetteth, A., Rao, K. R. ve Sridhar, V., (2004). "Active cancellation of acoustic noise using a self-tuned filter," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, 51(11): 2148–2156.
- [128] Gan, W. S., Mitra, R. G. ve Kuo, S. M., (2005). "Adaptive feedback active noise control headset: Implementation, evaluation and its extensions," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, 51(3): 975–982.
- [129] Kuo, S. M. ve Morgon, D. R., (1996). *Active noise control: Algorithms and DSP implementations*. New York, USA: Wiley and Sons.
- [130] Zhang, Q. Z. ve Gan, W. S., (2004). "A model predictive algorithm for active noise control with online secondary path modelling," *Journal of Sound and Vibration*, 270: 1056–1066.
- [131] Zhang, Q. ve Gan, W. S., (2004). "Active noise control using a simplified fuzzy neural network," *Journal of Sound and Vibration*, 272: 437–449.
- [132] Zhang, Q., Zhou, Y., Liu, X. ve Gan, W. S., (2007). "A nonlinear ANC system with a SPSA-based recurrent fuzzy neural network controller," *Lecture Notes in Computer Science*, 44-91.

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Sultan ALDIRMAZ
Doğum Tarihi ve Yeri : 05.04.1982, Yozgat
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : sultanaldirmaz@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektronik ve Haberleşme Müh.	Yıldız Teknik Üniversitesi	2006
Lisans	Elektronik ve Haberleşme Müh.	Kocaeli Üniversitesi	2004
Lise	Sayısal	İhsaniye Yabancı Dil Ağırlıklı Lisesi	2000

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
01.2005 - 03.2011	Yıldız Teknik Üniversitesi/ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü	Araştırma Görevlisi
02.2009 - 08.2009	University of South Florida	Araştırmacı
03.2011 - devam	Tübitak Araştırmacı	Sinyal İşleme Algoritmaları Geliştirme

YAYINLARI

Makale

1. S. Aldirmaz, A. Serbes ve L. Durak-Ata, "Spectrally Efficient OFDMA Lattice Structure via Toroidal Waveforms on the Time-Frequency Plane," *Journal of Advances in Signal Processing*, EURASIP, 2010.
2. L. Durak and S. Aldirmaz, "Adaptive fractional Fourier domain filtering," *Signal Processing*, 90, 4, 1188-1196, Apr. 2010.
3. S. Aldirmaz, L. Durak, "Broadband Interference Excision in Spread Spectrum Communication Systems Based on Short-Time Fourier Transformation," *Progress In Electromagnetics Research B*, 7, 309–320, 2008.

Bildiri

1. S. Aldirmaz, L. Durak-Ata ve A. Akan, "Çörp Taşıyıcılı Kablosuz İletişim Sistemi için Kanal Kestirimi," 20. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı Konferansı, 18–21 Nisan 2012, Muğla, Türkiye.
2. S. Aldirmaz, L. Durak-Ata, A. Akan ve L. F. Chaparro, "A Signal-Adaptive Discrete Evolutionary Transform," 18th European Signal Processing Conference (EUSIPCO-2010), Aalborg, Denmark, August 23-27, 1756–1760, 2010.
3. S. Aldirmaz, A. Birol, I. Demirdogen, H. Arslan ve L. Durak, "On Suitability of PSD Method for Opportunity Detection in OFDM(A) Based Cognitive Radio Systems," The first International Workshop on Mobile Computing and Networking Technologies (WMCNT'09), St. Petersburg, Russia, Oct. 14, 2009.
4. I. Demirdogen, A. Birol, S. Aldirmaz, H. Arslan ve L. Durak, "Cognitive OFDMA: Exploring a New FFT-Based Detection Technique for Opportunistic Usage," IEEE Radio and Wireless Symposium, RWS 2010, New Orleans, USA.
5. S. Aldirmaz, A. Serbes, ve L. Durak–Ata, "Yeni Bir OFDM Kafes Yapısı: Zaman-Frekans Düzleminde Toroidal Kafes," 18. Sinyal Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı Konferansı Konferansı, 22–24 Nisan 2010, Diyarbakır, Türkiye.
6. A. Serbes, L. Durak ve S. Aldirmaz, "Method of alternating projections for signal and image recovery in fractional Fourier domains," *Fractional Differentiation and*

Applications (FDA) 2008, Ankara.

7. S. Aldırmaz, L. Durak, A. Serbes, "Kesirli Fourier Bölgesinde LMS Tabanlı Uyarlanış Süzgeçleme Algoritmaları ile Aktif Gürültü Kontrolü," 16. Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı (SİU 2008), 20-22 Nisan 2008, Didim, Türkiye.

8. S. Aldırmaz, L. Durak, "Performance Analysis of an STFT-Based Broadband Interference Excision Algorithm In DS-SS Systems," ELECO 2007, Proc. of 5th International Conference On Electrical And Electronics Engineering, 5-9 Aralık 2007, Bursa, Türkiye.

9. S. Aldırmaz, L. Durak, "Kesirli Fourier bölgesinde Uyarlanış Süzgeç Tabanlı Aktif Gürültü Kontrolü," Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 6-8 Eylül 2007, İstanbul, Türkiye.

10. S. Aldırmaz, L. Durak, "DS-YS Sistemlerde KSFD Tabanlı Genişbantlı Girişim Çıkarım Algoritması Ve Performans Analizi," SİU 2007 Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı, 11-13 Haziran 2007, Eskişehir, Türkiye.

Kitap Bölümü

S. Aldırmaz, L. Durak Ata, "Adaptive Fractional Fourier Domain Filtering", Book Chapter, Noise Control, Reduction and Cancellation Solutions in Engineering, Intech Open Access Publisher, 2011 (ISBN 978-953-307-918-9).

Proje

1. EEEAG 105E078 numaralı "Yüksek Çözünürlüklü Zaman-Frekans Dağılımlarının Geliştirilmesi ve Yayılı İzge Haberleşmesi Uygulamaları ile Zaman-Frekans Dağılımlarında Benzeşmeme ve Erişim" isimli TÜBİTAK projesinde Gerçekleştirme Görevlisidir.

BURS ve ÖDÜLLERİ

2009 yılında TÜBİTAK 2214-Yurt Dışı Araştırma Bursunu kazanmıştır.

2007-2008 Yüksek Lisans- Doktora öğrencileri arasında yapılan en iyi sunum yarışmasında birinci olmuştur.