

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AZAMİ GENLİK ALGILI YÜKSEK ÇÖZÜNÜRLÜKLÜ
ZAMAN-FREKANS ANALİZİ

YUSUF GÖRKEM ÇELİK

YÜKSEK LİSANS TEZİ

2014

**AZAMİ GENLİK ALGILI YÜKSEK ÇÖZÜNÜRLÜKLÜ
ZAMAN-FREKANS ANALİZİ**

**MAXIMUM AMPLITUDE SENSITIVE
HIGH RESOLUTION
TIME-FREQUENCY ANALYSIS**

YUSUF GÖRKEM ÇELİK

Başkent Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin
ELEKTRİK-ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak hazırlanmıştır.

“Azami Genlik Algılı Yüksek Çözünürlüklü Zaman Frekans Analizi” başlıklı bu çalışma, jürimiz tarafından, 12/12/2014 tarihinde, **ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Buyurman BAYKAL

Üye (Danışman) : Prof. Dr. Süleyman Gökhun TANYER

Üye : Yrd. Doç. Dr. Derya YILMAZ

ONAY

..../12/2014

Prof. Dr. Emin AKATA
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEŐEKKÖR

Çalışmalarım boyunca zamanını, bilgi birikimini ve her türlü yardımını benden esirgemeyen değerli hocam Prof. Dr. Süleyman Gökhan TANYER'e, ikiz kardeşim Ömer Erdem ÇELİK'e, bu süreçte beni her zaman destekleyen aileme ve her zaman yanımda olan Tülay ERSAK'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Yusuf Gökem ÇELİK

Aralık 2014

ÖZ

AZAMİ GENLİK ALGILI YÜKSEK ÇÖZÜNÜRLÜKLÜ ZAMAN–FREKANS ANALİZİ

Yusuf Görkem ÇELİK

Başkent Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışmada, sayısal ses işaretlerinin incelenmelerinde sıklıkla kullanılan literatürde mevcut farklı tür zaman–frekans analizleri incelenmiş ve kısa zamanlı Fourier dönüşümü temel alınarak yüksek zaman ve frekans çözünürlüklü yeni bir zaman frekans analiz yöntemi geliştirilmiştir.

Fourier dönüşümündeki zaman belirsizliği problemine karşılık kısa zamanlı Fourier dönüşümü (KZFD) yöntemi ortaya çıkmıştır. KZFD’de aynı anda hem yüksek zaman çözünürlüğü hem de yüksek frekans çözünürlüğü elde etmek mümkün olamamaktadır. Buradan yola çıkılarak, bu çalışmada, KZFD’nin farklı zaman pencerelerindeki üstünlükleri kullanılarak sentezleme yöntemiyle aynı anda yüksek zaman ve frekans çözünürlüğü sunan Azami Genlik Algılı Yüksek Çözünürlüklü Zaman–Frekans Analizi (AGA–ZFA) yöntemi önerilmiş ve MATLAB® kullanılarak geliştirilen program ile analiz işlemleri gerçekleştirilmiştir.

Geliştirilen yöntemin başarımının nicel olarak ölçümü gerçekleştirilerek AGA–ZFA yöntemi, literatürde mevcut ZFD yöntemleriyle karşılaştırılmıştır. Sayısal sonuçlar zaman frekans analizinde, geliştirilen yöntemin diğer yöntemlere oranla %52’ye kadar iyileştirme sağladığını göstermiştir.

ANAHTAR SÖZCÜKLER: FFT, spektrogram, zaman frekans analizi, KZFD

Danışman: Prof. Dr. Süleyman Gökhan TANYER, Başkent Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü.

ABSTRACT

MAXIMUM AMPLITUDE SENSITIVE HIGH RESOLUTION TIME–FREQUENCY ANALYSIS

Yusuf Görkem ÇELİK

Baskent University Institute of Science Engineering

Department of Electrical and Electronics Engineering

In this work, various time–frequency analysis methods for digital audio signals proposed in literature are examined. A new high resolution time–frequency analysis method based on Short–Time Fourier Transform (STFT) is proposed.

Short–Time Fourier Transform (STFT) has been developed to overcome the time ambiguity problem introduced by Fourier Transform. Unfortunately, STFT offers constant value for the multiplication of the time and frequency resolutions, namely; time resolution degrades the same amount if the frequency resolution is improved. There is a need for better time–frequency analysis when both time and frequency resolution is to be improved which should have better resolution factors than STFT.

In this work, Maximum Amplitude Sensitive High Resolution Time–Frequency Analysis method is proposed for improved resolution in both time and frequency domains. It is based on the well known STFT, taking the advantages of STFT in varying time windows with synthesizing technique to present high resolution. The novel method is implemented in MATLAB® software development environment.

The performance of method is measured and compared with the methods proposed in literature. The numerical results show that an improvement of %52 is possible in time–frequency analysis.

KEYWORDS: Time–frequency analysis, FFT, STFT, spectrogram, periodogram,

Advisor: Prof. Dr. Süleyman Gökhan TANYER, Başkent University, Department of Electrical And Electronics Engineering.

İÇİNDEKİLER LİSTESİ

Sayfa

ÖZ	i
ABSTRACT	ii
MAXIMUM AMPLITUDE SENSITIVE HIGH RESOLUTION TIME–FREQUENCY ANALYSIS	ii
İÇİNDEKİLER LİSTESİ	iii
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	v
ÇİZELGELER LİSTESİ.....	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR	ix
1 GİRİŞ	1
2 ZAMAN FREKANS ANALİZ YÖNTEMLERİ	7
2.1 Zaman ve Frekans İlişkisinin Tarihçesi	7
2.2 Fourier Serisi Açılımı	8
2.3 Fourier Dönüşümü	9
2.4 Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü	10
2.5 Dalgacık Dönüşümü	12
2.6 Sabit Q Dönüşümü	16
2.7 Çoklu Çözünürlük Yöntemleri	17
2.8 Wigner–Ville (WV) Dağılımı:	18
2.9 Zhao–Atlas Marks Dağılımı (ZAMD)	19
2.10 Margenau–Hill Dağılımı (MHD).....	22
2.11 Choi–Williams Dağılımı (CWD).....	23
2.12 Born – Jordan Dağılımı (BJD).....	24
2.13 En İyilenmiş Kernel Yöntemi (OKM)	25
2.14 Sinir Ağları Tabanlı Yöntem (NTFD).....	26
3 AZAMI GENLİK ALGILI ZAMAN–FREKANS ANALİZİ (AGA–ZFA)	28
3.1 Azami Genlik Algılı Zaman–frekans Analizi (AGA–ZFA).....	29
3.1.1 Yüksek zaman çözünürlüklü ve yüksek frekans çözünürlüklü ZFD elde edilmesi	29
3.1.2 Ara değer bulma.....	30
3.1.3 Azami genlik değerlerinin bulunması.....	31
3.1.4 Bilgilerin birleştirilmesi.....	31
3.2 Azami Genlik Algılı Zaman–Frekans Analizi (AGA–ZFA)–Sayısal Sonuçlar	31

3.3	Azami Genlik Algılı Zaman–Frekans Analizi (AGA–ZFA)–Gerçek İşaret Kayıtları Kullanılarak Analiz	39
4	ZAMAN FREKANS ANALİZLERİNİN BAŞARIM ÖLÇÜMÜ.....	44
4.1	Başarım Ölçüm Yöntemleri.....	44
4.1.1	Boashash başarım ölçüm yöntemleri	45
4.1.2	Renyi entropi ölçümü	48
4.1.3	Hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü	48
4.2	Başarım Ölçümü için Oluşturulan Örnek işaretler	49
4.2.1	Yarasa sesi işareti (YS).....	49
4.2.2	Örnek işaret–1 (SS1)	50
4.2.3	Örnek işaret–2 (SS2)	51
4.2.4	Örnek işaret–3 (SS3)	52
4.2.5	Örnek işaret–4 (SS4)	53
4.3	Başarım Ölçüm Sonuçları.....	54
4.3.1	Boashash çözünürlük ve konsantrasyon ölçümleri.....	54
4.3.2	Renyi entropi ölçümü	56
4.3.3	Hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü	56
5	SONUÇ	57
5.1	Gerçek Ses İşaretinin Görsel Analiz ile Karşılaştırılması	57
5.2	Başarım Ölçüm Sonuçlarının Karşılaştırılması	59
5.3	AGA–ZFA Yönteminin Başarım İyileştirmesi	70
	KAYNAKLAR LİSTESİ	73
	EKLER	79
	Ek - 1 YÜKSEK ÇÖZÜNÜRLÜKLÜ ZAMAN - FREKANS ANALİZİ YAZILIMI .	79
	Sayısal Ses İşaretinin Yüklenmesi	80
	Sayısal Ses İşareti Üzerinde Zaman - Frekans Analizleri.....	82
	Fourier Dönüşümü	82
	Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD).....	83
	Periyodogram Gösterimi	83
	Sürekli Dalgacık Dönüşümü	85
	Azami Genlik Algılı Zaman-Frekans Analizi (AGA–ZFA) Yöntemi.....	86
	Diğer Kabiliyetler	88
	Spektrogram Analizi Yazılımı	90

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	Müzik tarihinin logaritmik zaman ekseninde gösterimi [5]	7
Şekil 2.2	İşaretin "K" değişkenine bağlı değişimi	9
Şekil 2.3	Fourier dönüşümü taban vektörü (a) $\exp(j\pi t)$, (b) $\exp(j2\pi t)$	10
Şekil 2.4	Fourier dönüşümü	10
Şekil 2.5	Gaussian pencere ($\sigma = 1$) kullanılarak bulunan KZFD taban vektörü (a) $\exp(-t^2/2)\exp(j\pi t)$, (b) $\exp(-t^2/2)\exp(j2\pi t)$	11
Şekil 2.6	Kısa zamanlı Fourier dönüşümü gösterimi	12
Şekil 2.7	Fourier dönüşümü ile dalgacık dönüşümü taban vektörleri [25] ..	13
Şekil 2.8	Meksika Şapkası dalgacık taban vektörü	14
Şekil 2.9	Delta fonksiyonu kullanarak oluşturulan (a) asıl işaret, (b) ak katsayıları	16
Şekil 2.10	WV(a) ve KZFD (b) spektrogram gösterimleri [28]	19
Şekil 2.11	ZAMD spektrogram gösterimleri [59]	21
Şekil 2.12	Wigner–Ville Dağılımı [19], (a) sinüzoidal frekans modüleli işaret için, (b) doğrusal frekans modüleli iki işaret için	22
Şekil 2.13	Margenau–Hill Dağılımı [19], (a) sinüzoidal frekans modüleli işaret için, (b) doğrusal frekans modüleli iki işaret için	23
Şekil 2.14	NTFD yöntemi blok şeması	26
Şekil 3.1	KZFD ile elde edilen yüksek zaman çözünürlüklü ZFD grafiği temsili gösterimi	29
Şekil 3.2	KZFD ile elde edilen yüksek frekans çözünürlüklü ZFD grafiği temsili gösterimi	30
Şekil 3.3	AGA–ZFA ile elde edilen yüksek zaman ve frekans çözünürlüklü ZFD grafiği temsili gösterimi	30
Şekil 3.4	Çizelge 3.1'de özellikleri verilen yapay verinin 512 büyüklüğünde bir pencere ile KZFD analizi	32
Şekil 3.5	Çizelge 3.1'de özellikleri verilen yapay verinin 4096 büyüklüğünde bir pencere ile KZFD analizi	33
Şekil 3.6	AGA–ZFA yöntemiyle oluşturulan yüksek çözünürlüklü zaman–frekans grafiği	34
Şekil 3.7	2.6 ile 3.4 saniyeleri arasında 512 (sol) ve 4096 (sağ) büyüklüğünde pencere ile oluşturulan spektrogramlar	34
Şekil 3.8	Yapay verinin ara değer bulma işlemi uygulanmış spektrogramı (Zaman penceresi genişliği = 512)	36
Şekil 3.9	Yapay verinin ara değer bulma işlemi uygulanmış spektrogramı (zaman penceresi genişliği=4096)	36

Şekil 3.10	512'lik zaman penceresi kullanılarak azami genlik bulunması	37
Şekil 3.11	4096'lık zaman penceresi kullanılarak azami genlik bulunması ..	37
Şekil 3.12	512 büyüklüğünde zaman penceresi kullanılarak yüksek frekans çözünürlüklü zaman–frekans grafiğinin elde edilmesi	38
Şekil 3.13	4096 büyüklüğünde zaman penceresi kullanılarak yüksek frekans çözünürlüklü zaman–frekans grafiğinin elde edilmesi	38
Şekil 3.14	İncelenen sayısal ses işaretinin dalga şekli.....	39
Şekil 3.15	İncelenen sayısal ses işaretinin 512 büyüklüğünde pencere ile KZFD sonucu oluşturulan spektrogramı.....	40
Şekil 3.16	İncelenen sayısal ses işaretinin 4096 büyüklüğünde pencere ile KZFD sonucu oluşturulan spektrogramı	40
Şekil 3.17	İncelenen sayısal ses işaretinin 512 büyüklüğünde pencere ile KZFD sonucu oluşturulan ve ara değer bulma işlemi uygulanan spektrogramı	41
Şekil 3.18	İncelenen sayısal ses işaretinin 4096 büyüklüğünde pencere ile KZFD sonucu oluşturulan ve ara değer bulma işlemi uygulanan spektrogramı	41
Şekil 3.19	İncelenen sayısal ses işaretinin 512 büyüklüğünde pencere ile azami değer bulma işleminden sonraki spektrogramı	42
Şekil 3.20	İncelenen sayısal ses işaretinin 4096 büyüklüğünde pencere ile azami değer bulma işleminden sonraki spektrogramı.....	42
Şekil 3.21	İncelenen sayısal ses işaretinin AGA–ZFA yöntemiyle oluşturulan yüksek zaman frekans çözünürlüklü ZFD gösterimi .	43
Şekil 4.1	Tek bileşen içeren işaretin ZFA'daki anlık bileşeni [41].....	45
Şekil 4.2	İki bileşen içeren işaretin ZFA'daki anlık bileşeni [41]	46
Şekil 4.3	Yarasa sesi zaman frekans gösterimi, (a) KZFD [7], (b) AGA–ZFA	49
Şekil 4.4	Örnek işaret 1 için oluşturulan ZFD grafikleri (a)-(b) KZFD, (c) NTFD [7], (d) AGA–ZFA.....	50
Şekil 4.5	Örnek işaret 2 için oluşturulan ZFD grafikleri (a)-(b) KZFD, (c) NTFD [7], (d) AGA–ZFA.....	51
Şekil 4.6	Örnek işaret 3 için oluşturulan ZFD grafikleri (a)-(b) KZFD, (c) NTFD [7], (d) AGA–ZFA.....	52
Şekil 4.7	Örnek işaret 4 için oluşturulan ZFD grafikleri (a)-(b) KZFD, (c) NTFD [7], (d) AGA–ZFA.....	53
Şekil 4.8	AGA–ZFA için $t=64$ 'teki frekans bileşenleri	55
Şekil 5.1	Yarasa sesi zaman frekans gösterimleri (a) KZFD, (b) WVD, (c) ZAMD, (d) MHD, (e) CWD, (f) BJD, (g) NTFD, (h) AGA–ZFA	58
Şekil 5.2	NTFD (sol) ve AGA–ZFA (sağ) yöntemi için $t = 64$ 'teki frekans bileşenleri.....	59
Şekil 5.3	Boashash konsantrasyon ölçümü sonuçları [18].....	61

Şekil 5.4	NTFD ve AGA-ZFA için Boashash konsantrasyon ölçümü sonuçları	61
Şekil 5.5	Boashash normalize anlık çözünürlük ölçümü sonuçları [18]	62
Şekil 5.6	Boashash normalize anlık çözünürlük ölçümü sonuçları	63
Şekil 5.7	Renyi entropi ölçümü sonuçları [18]	65
Şekil 5.8	NTFD ve AGA-ZFA için Renyi entropi ölçümü sonuçları	65
Şekil 5.9	Hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü sonuçları	66
Şekil 5.10	NTFD ve AGA-ZFA için hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü sonuçları	67
Şekil 5.11	İşaretin KZFD (sol) ve AGA-ZFA (sağ) sonuçları	68
Şekil 5.12	200 Hz frekansında normalize genlik değerleri	69
Şekil 5.13	5. saniyede normalize genlik değerleri	69
Şekil 5.14	AGA-ZFA yönteminin başarımının diğer ZFA yöntemlerinin başarımına oranının yüzde olarak karşılaştırması	70
Şekil Ek-1.1	Zaman - Frekans Analizi Yazılımı kullanıcı arayüzü	80
Şekil Ek-1.2	Sayısal ses işareti dalga formu gösterimi	81
Şekil Ek-1.3	Stereo sayısal ses işareti dalga formu gösterimi	81
Şekil Ek-1.4	Stereo sayısal ses işaretinin tek kanallı (mono) forma getirilmesi .	82
Şekil Ek-1.5	Sayısal ses işaretinin Fourier dönüşümü	82
Şekil Ek-1.6	Sayısal ses işaretinin KZFD ile spektrogramı	83
Şekil Ek-1.7	Sayısal ses işaretinin periyodogramının bulunması	84
Şekil Ek-1.8	Sayısal ses işaretinin dalgacık dönüşümü gösterimi	86
Şekil Ek-1.9	Spektrogram ve enterpole spektrogramın gösterimi	87
Şekil Ek-1.10	İşlem tamamlanma durumu göstergesi	87
Şekil Ek-1.11	Yüksek çözünürlüklü zaman frekans grafiği gösterimi	88
Şekil Ek-1.12	Harmoniklerin Karşılaştırılması	89
Şekil Ek-1.13	Sayısal ses işaretinin Wigner Ville dönüşümü gösterimi	90
Şekil Ek-1.14	Spektrogram Analizi Programı kullanıcı arayüzü	91
Şekil Ek-1.15	Spektrogramın yeniden görselleştirilmesi	92
Şekil Ek-1.16	Spektrogramın logaritmik ekseninde çizimi	92
Şekil Ek-1.17	Nota frekanslarının gösterimi	93
Şekil Ek-1.18	Nota gösterimi	94

ÇİZELGELER LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1	Yapay verinin frekans değerleri ve zaman aç/kapa bilgileri..... 32
Çizelge 4.1	AGA–ZFA yöntemi için ölçüm sonuçları..... 55
Çizelge 4.2	AGA–ZFA yöntemi için hesaplama sonuçları..... 56
Çizelge 4.3	Renyi entropi ölçümü sonuçları 56
Çizelge 4.4	Hacim normalizeli Renyi entropi ölçümü sonuçları..... 56
Çizelge 5.1	Farklı ZFD yöntemleri için bulunan anlık çözünürlük ölçümü (P) ve konsantrasyon ölçümü sonuçları (C1,C2)..... 60
Çizelge 5.2	Renyi entropi ölçümü sonuçları 63
Çizelge 5.3	Hacmi Birleşmiş Renyi entropi ölçümü sonuçları 64
Çizelge 5.4	AGA–ZFA yönteminin başarımının karşılaştırılması 70
Çizelge 5.5	Karşılaştırma işlemi yapılan bilgisayar özellikleri 71
Çizelge 5.6	Hesaplama zamanları 71
Çizelge Ek-1.1	Yazılımın kullanıcı arayüzünde kullanıcıya sunulan kabiliyetler .. 79
Çizelge Ek-1.2	Dalgacık ailesi ve dalgacık tipleri 85

SİMGELER VE KISALTMALAR

AGA–ZFA	Azami Genlik Algılı Zaman Frekans Analizi
AGS	Alçak Geçiren Süzgeç
BJD	Born Jordan Dağılımı
CWD	Choi Williams Dağılımı
δ	Delta fonksiyonu
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
KZFD	Kısa zamanlı Fourier Dönüşümü
MHD	MargEnau–Hill Dağılımı
NTFD	Sinir Ağları Tabanlı Zaman Frekans Analizi
OKM	Optimal Kernel Yöntemi
SS1	Yapay İşaret 1
SS2	Yapay İşaret 2
SS3	Yapay İşaret 3
SS4	Yapay İşaret 4
s	Dalgacık dönüşümü ölçek değişkeni
$\phi(t)$	Ölçekleme fonksiyonu
$\psi(t)$	Dalgacık fonksiyonu
WVD	Wigner Ville Dağılımı
YGS	Yüksek Geçiren Süzgeç
YS	Yarasa Sesi İşareti
YZFA	Yüksek Çözünürlüklü Zaman–Frekans Analizi Yazılımı
ZAMD	Zhao–Atlas–Marks Dağılımı
ZFA	Zaman Frekans Analizi
ZFD	Zaman Frekans Dağılımı

1 GİRİŞ

Müzik, geçmiş zamanlardan beri dünyadaki her kültürde farklı şekillerde yer bulmuştur. Müziği oluşturan sesler ve seslerin oluşumu her zaman ilgi çekmiş ve araştırmacı, düşünür, bilim adamı ve müzik bilimcileri bu konuda araştırma yapmaya yöneltmiştir.

Pisagor, sabit gerilimli tel üzerinde değişik aralıklarla çıkan sesleri incelemiş ve müzik notaları için oranları araştırmıştır [1]. Galileo, müzikte perdeleri oluşturan titreşimleri, birbirleri arasındaki oranlar ile ilişkilendirmiştir [2]. Fourier ise periyodik dalgaların farklı sinüslerin toplamı şeklinde ayrıştırılabileceğini formülleştirmiştir [3]. Helmholtz 1863 yılında bileşik ses algısı ve harmoni üzerine önemli çalışmalar yapmıştır [4].

Zamanda değişimi bilinen bir işaretin frekans özelliklerinin, yani bu işareti oluşturan sinuzoidal bileşenlerin belirlenmesi problemi ilk olarak müzik işaretleri için Euler tarafından ortaya atılmıştır [5]. Bu problem sırası ile D’Alambert, Bernoulli ve Fourier tarafından incelenmiştir. Günümüzde bu problem, müzik işaretlerinin oldukça ötesine taşınmış ve zaman frekans incelemeleri için çok sayıda yöntem geliştirilmiştir.

Son yirmi yıl içinde zamana bağlı frekans bileşenleri içeren işaretlerin işlenmesi konusunda çok sayıda araştırma yapılmıştır. Bu tür işaretlerin frekans bileşenlerinin zaman boyunca değişimini gösteren bir takım yöntemlere ihtiyaç duyulmuştur. Bu yöntemler, zaman frekans dağılımları (ZFD) veya zaman frekans analizleri (ZFA) olarak bilinmektedirler [6]. Zaman frekans dağılımları aynı anda zaman ve frekans bilgisi sağlayan ve durağan olmayan işaretlerin analizi için kullanılan iki boyutlu fonksiyonlardır. ZFD, işaretin enerjisinin zaman frekans düzlemine dağıtılmasıyla, işaretin sadece zaman veya sadece frekans uzayı gösterimlerinden elde edilemeyen bilgiler ile analiz yapılmasına olanak vermektedir. Analiz edilen işaretin içindeki bileşen sayısı, zaman bilgisi, bileşenlerin frekans bantları, bileşenlerin bağlı genlikleri ve anlık frekanslar, ZFD ile elde edilebilecek bilgilerdir [7].

Zaman ve frekans analizleri konusunda işaret işleme uzmanlık alanı ile ilgili araştırmalara öncülük eden çalışmaların 1978 yılında Boashash [8], 1980 yılında

Claasen & Mecklenbrauker [9], 1983 yılında Janse & Kaizer [10] tarafından yapıldığı kabul edilmektedir.

Fourier dönüşüm yönteminin, bir işaretin zamandaki değişimlerinin frekans uzayındaki özellikleri arasındaki ilişkiyi incelemeye kullanılan ilk ve en temel yöntem olduğu kabul edilmektedir [6]. Geçmişten günümüze Fourier dönüşümü temel alınarak, zaman–frekans dağılımları ile ilgili birçok gösterim yöntemi önerilmiştir. Bu gösterim yöntemlerinde zaman ve frekans çözünürlüklerinin çok yüksek olamaması nedeniyle ele alınan işaretin analizinde problemler ortaya çıkmaktadır. Ayrıca; zaman ekseninde, frekans ekseninde veya hem zaman hem de frekans eksenlerinde kesin bir değerin anlaşılır şekilde elde edilebilmesini engelleyen doğal nedenler bulunmaktadır [11]. Bu nedenlerin mevcut olması ve farklı yöntemlerde kullanılan farklı yaklaşımlardan dolayı işarete ilişkin zaman ve frekans bilgilerinin tahmin edilmesinde oldukça farklı hata miktarları gözlenebilmektedir.

Fourier dönüşümünün zaman eksenini tümünden kapsamaması sebebiyle, frekansın zamana göre değişim bilgisi elde edilememektedir. Ses işaretinin sahip olabileceği en önemli öznelilikler, işaretin frekans bileşenlerinin zaman içerisinde gösterdiği değişikliklere doğrudan bağlı olabileceğinden dolayı temel Fourier dönüşümü yeterli olamamaktadır. Frekans özelliklerinin zamana bağlı olarak değişiminin belirlenebilmesi bu açıdan önem taşımaktadır.

Bahse konu ihtiyaç doğrultusunda geliştirilmiş olan; Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD), kayan bir zaman pencere ile tekrarlı olarak kullanıldığı takdirde, frekans bileşenlerinin zamana bağlı olarak değişimini gösteren zaman–frekans grafiğinin (spektrogram) elde edilmesini sağlamaktadır. Spektrogram matematiksel olarak KZFD'nin genlik karesi olarak ifade edilmektedir.

$$S(t, \omega) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) h(t - \tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \right|^2 \quad (1.1)$$

Eşitlik 1.1'de belirtilen $s(t)$ işaretin kendisi ve $h(t)$ ise pencere fonksiyonudur. KZFD ile işaretlerin hem zaman hem de frekans özellikleri elde edilebilmektedir. Her yöntemin olduğu gibi KZFD'nin de bazı kısıtları bulunmaktadır. KZFD hesaplamalarında; zaman penceresinin uzunluğunun kısaltılması zaman

özünürlüğünü artırmakta ve bu şekilde belirli bir frekans değışiminin hangi zamanda olduğu daha doğru şekilde belirlenebilmektedir. Pencerenin genişletilmesi halinde, frekans çözünürlüğü artmakta ve belirli bir andaki frekans bileşenleri daha kesin olarak belirlenebilmektedir. Ancak, zaman ve frekans çözünürlüklerinin iyileştirilmesi koşullarının birbirleri ile çelişen isterlere sahip olması sebebiyle, zaman ve frekans çözünürlüklerini aynı anda iyileştirmek mümkün olamamaktadır [12]. Bu nedenle, zaman çözünürlüğünün artırılması ile zaman bilgisi iyileştirilmekte, ancak frekanstaki belirsizlik artmaktadır. Benzer şekilde, frekans çözünürlüğünün artırılması durumunda zaman belirsizliğı artmaktadır.

Spektrogramdaki bu eksiklikleri geliştirmek için bir takım yaklaşımlar bulunmaktadır. Bu yaklaşımlar zaman ve frekans fonksiyonlarını ortak kullanarak oluşan anlık frekans değerlerinde yüksek konsantrasyon sağlama, gerçekte olmayan fakat hesaplama sonucu oluşan istenmeyen bileşenlerin (apraz bileşenler / cross terms) oluşmadığı ve yüksek çözünürlüğe sahip zaman frekans dağılımları elde etmek üzerine geliştirilmişlerdir. Bu konuda yapılan çalışmalardan biri işaretin kendisiyle zaman çarpımının mukayese edildiğı ikinci dereceden zaman frekans dağılımlarıdır. Bu formölasyon ilk olarak Eugene Wigner tarafından kuantum mekaniğı çalışmalarında kullanılmak üzere tanımlanmıştır [13]. 1947 yılında Ville tarafından işaret işlemeye uyarlanmasıyla Wigner–Ville Dağılımı (WVD) ismini almıştır [14].

Cohen, uyarlamalı pencereler ve spektrogramların kombinasyonlarıyla bulanık oluşan spektrogramların kalitesinin arttırılabileceğini gösteren çalışmalar yapmıştır [15]. WVD'nin pratik uygulamalarında işaretlerin etkileşimi nedeniyle çapraz terimler ortaya çıkmaktadır. Bu apraz terimler işaretin zaman frekans gösteriminin yanlış yorumlanmasına yol açmaktadır. WVD ile oluşturulan zaman frekans gösterimi örüntü tanıma uygulamalarında hatalı sonuçlara yol açmaktadır. Ayrıca frekans bileşenleri doğrusal olmayan işaretlerde yüksek başarımda konsantrasyon sağlanamamaktadır [7]. Bu eksiklikler zamanla yeni tekniklerin gelişmesine yol açmıştır.

Çapraz terimlerin azaltılmasıyla ilgili çalışmalardan biri 1989 yılında Choi–Williams Dağılımı (CWD) ismiyle ortaya çıkmıştır [16,17]. Bu çalışmayı anlık frekans

konsantrasyonunun artırılması ve zaman frekans çözünürlüğün iyileştirilmesi ile ilgili analiz yapan Shafi izlemiştir [18]. Diğer önemli zaman frekans gösterimlerinden biri Margenau–Hill Dağılımı olarak adlandırılmaktadır [19, 20]. Hippenstiel & Oliveira [21] ve Jeong & William [22] benzer çalışmalar yapan araştırmacılarıdır.

Haar, 1909 yılında frekans yerine ölçek konseptini kullanarak farklı bir yaklaşım önermiş ve spektrogram yerine skalogram adı verilen gösterim ile Dalgacık (Wavelet) Dönüşümü'nü önermiştir [23]. Daubechies [24] bu yöntemi geliştirmiştir. Dalgacık dönüşümü zamanda sınırlı küçük dalgacıkların ölçeklendirilerek asıl işarete benzetilmesi prensibine dayanmaktadır. Keskin değişimler gösteren bir işaret, düzgün bir sinüs dalgası yerine düzensiz bir dalgacık ile daha doğru analiz edilebilir. Oppenheim [25], bu durumu bazı yemeklerin kaşık yerine çatal ile daha kolay tutulabileceği örneği ile göstermiştir. Geçmişten günümüze birçok matematikçi ana dalgacık modelleri belirlemiştir. Dalgacık dönüşümünde kullanılan belli başlı ana dalgacık modelleri; Haar, Daubechies, Biorthogonal, Coiflets, Symlets, Morlet, Mexican Hat ve Meyer'dir. Rioul & Flandrin [26] ve Bertrand [27] dalgacık dönüşümünü geliştirerek yeni yöntemler önermişlerdir. Dalgacık dönüşümünün kısıtları ve eksiklerini göz önünde bulunduran Hainsworth, Vun'un bir yayınında çok sesli müzikte frekans tespiti için KZFD'nin Dalgacık Dönüşümü'ne göre daha iyi olduğunu belirttiğini vurgulamıştır [28].

İdeal bir zaman frekans dağılımının sahip olması gereken özellikler; anlık bileşenlerin yüksek konsantrasyonlu olması ve çapraz terimlerin az olmasıdır. Anlık frekans bileşenlerinin yüksek konsantrasyonu, gösterimi daha belirgin kılmaktadır. Çapraz terimlerin mümkün olduğunca bastırılması ise gösterimin hatalı yorumlanmasını engellemektedir. Kuantum mekaniğinde Heisenberg belirsizlik prensibine göre konum ve momentum gibi fiziksel özelliklerin aynı anda bilinmemesi kuralı işaret işleme için de geçerlidir. Gabor–Haisenberg eşitsizliğine göre zaman ve frekans çözünürlüğünde kaçınılmaz bir kısıtlama bulunmaktadır [7]. Yani KZFD'de hem zaman hem de frekans bilgisi aynı anda yüksek doğrulukla bilinmemektedir.

Zaman ve frekans çözünürlüğünün iyileştirilmesi için Brown tarafından önerilen Sabit–Q Dönüşümü'nde farklı boyutta pencereler kullanılarak netliği artırılmış bir

gösterim elde edilebilmektedir [29]. Kashima & Mont-Reynaud [30] ise Bounded-Q Dönüşümü ismiyle benzer bir yöntem ortaya çıkarmıştır. Sabit Q dönüşümünde frekans yükseldikçe zamanda belirsizlikler ortaya çıkmaktadır. Bu problemi çözmek amacıyla Levine [31], Wilson [32] ve Klapuri [33] çoklu çözünürlük yöntemleri adıyla farklı zaman frekans dağılım yöntemleri ortaya çıkarmıştır. Ara değer bulma teknikleri kullanılarak da zaman ve frekans çözünürlüğünde iyileştirmeler yapmak amacıyla Grandke [34], Jain [35], Quinn [36, 37] ve Macleod [38] tarafından çalışmalar yapılmıştır.

Spektrogramda gösterilen değerleri daha okunabilir yapmak ve spektrogramı keskinleştirmek amacıyla sayısal ses işaretlerinin analizi için bir takım zaman frekans yeniden atama (reassignment) yöntemleri önerilmiştir [39, 40]. Bu yöntemler, hesaplanan zaman frekans değerlerini hesaplandığı yerden başka bölgelere taşıyarak daha iyi yerleşim oluşturacak şekilde yeni bir gösterim ortaya çıkarmaktadırlar.

Bu çalışmada, literatürde mevcut zaman frekans dağılımları incelenmekte ve kısa zamanlı Fourier dönüşümü temel alınarak azami genlik algılı zaman frekans analizi (AGA-ZFA) ismiyle yüksek zaman ve frekans çözünürlüğüne sahip, çözünürlüğü iyileştirilmiş bir zaman frekans analizi önerilmektedir.

Özellikle, müzik işaretlerinde; öznitelik belirleme, ses düzeninin tespiti, akort hatalarının tespiti, çalgı tanıma, insan sesinde doğuşkanların analizi gibi gelecekte çok daha önem kazanabilecek birçok uygulamada yüksek hassasiyetli Zaman-Frekans analizine ihtiyaç duyulmaktadır.

Zaman-frekans ilişkisinin tarihçesi ve literatürde mevcut zaman-frekans analiz yöntemlerinden KZFD, Dalgacık Dönüşümü, Sabit Q Dönüşümü, Çoklu Çözünürlük Yöntemleri, Wigner-Ville Dağılımı (WVD), Zhao Atlas Marks Dağılımı (ZAMD), Margenau-Hill Dağılımı (MHD), Choi-Williams Dağılımı (CWD), Born - Jordan Dağılımı (BJD), Optimal Kernel Methodu (OKM) ve Sinir Ağları Tabanlı ZFA (NTFD) Bölüm 2'de; tez çalışmamızda farklı uygulamalara da hizmet edebilecek ve günümüzde geçerliliğini korumakta olan bu konulara yönelik azami genlik algılı zaman-frekans çözünürlük iyileştirilmesi Bölüm 3'te önerilmektedir.

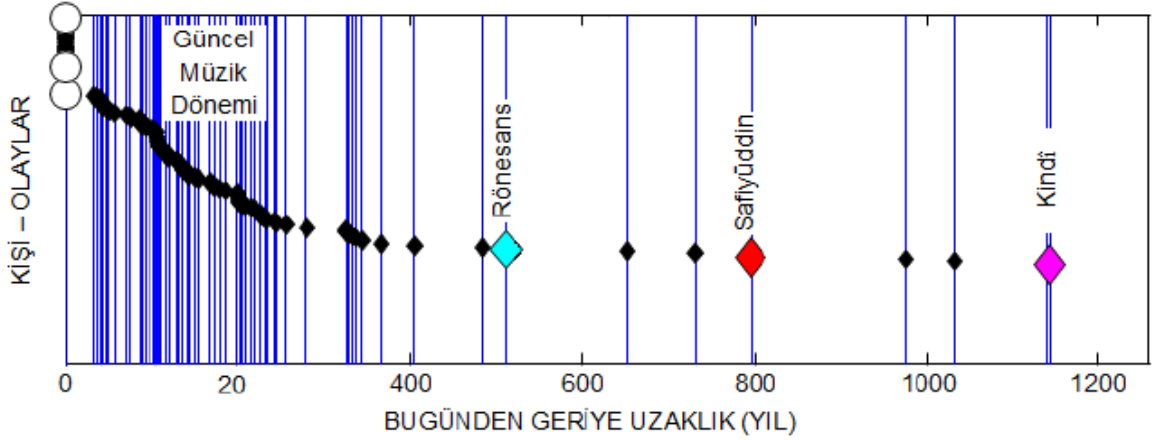
Önerilen yöntemin başarımı, Boashash [41], Stankovic [46] ve Shafi [18] tarafından, ZFD yöntemlerinin başarımlarının belirlenmesi amacıyla yapılan çalışmalara göre Bölüm 4'te ölçülmüştür. AGA–ZFA yönteminin, bahsi geçen başarımlar ölçümü yöntemleri sonuçları incelendiğinde, diğer ZFA yöntemlerine göre daha yüksek başarımlar verdiği görülmüştür.

Shafi'nin çalışmasında üretilen yapay işaretler AGA–ZFA yöntemiyle analiz edilmiş; Boashash konsantrasyon ve çözünürlük ölçümleri, Renyi entropi ölçümü [43] ve hacim normalizeli Renyi entropi ölçümü [44] sonuçları Bölüm 4'te elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar KZFD, WVD, ZAMD, MHD, CWD, BJD, NTFD ve OKM ZFA analiz yöntemleri sonuçlarıyla Bölüm 5'te karşılaştırılmıştır.

2 ZAMAN FREKANS ANALİZ YÖNTEMLERİ

2.1 Zaman ve Frekans İlişkisinin Tarihçesi

Müzik tarihinde yer alan önemli uygarlık ve kişiler; Sümerler, Mısırlılar, Çinli Ling Lun, Ur Medeniyeti, Babil Medeniyeti, Antik Yunan, Pisagor, Kindi, Safiyüddin ve Rönesans dönemi müzikçileri olarak gösterilmektedir [5].



Şekil 2.1 Müzik tarihinin logaritmik zaman ekseninde gösterimi [5]

Rönesans döneminde müzik bilimciler ve bilimadamları seslerin nasıl oluştuğuyla ilgilenmişlerdir. Müzik bilimcilerin ilgilendiği konu bir müzik çalgısında bulunan tel ortasından çekildiğinde üçgen şeklindeyken, titreşim şeklinin nasıl sinüslere dönüştüğüdür. Bu konuda D'Alembert'ten (1782) sonra Fourier de araştırmalar yapmıştır. Bu meşhur tartışmada, günümüzde farklı birçok katkılarıyla iyi bilinen matematikçiler Daniel Bernoulli (1700-1782) ve Leonhard Euler (1707-1783) başı çekmektedir. Euler'in fark ettiği bu önemli probleme ait en doğru soruyu soran kişi Bernoulli'dir. Selenlerin oluşumu olarak adlandırılan bu doğa olayının, yaklaşık 7300 yıllık geçmişi bulunan Sümerlerden bile öncesinde incelenmiş olduğu, Batı'da ilk defa Pisagor (MÖ. 570-495) tarafından ve sonrasında Fransız müzisyen ve müzik kuramcıları Marin Mersenne ile Jean-Philippe Rameau (1683-1764) tarafından incelendiği görülmektedir [5].

Bernoulli'nin "belirli bir grup sinüsten oluşan selenler kullanılarak üçgen şekli yaratılabilir mi?" sorusunu ilk olarak Napolyon'un (Mısır'da) valiliğini de yapmış olan Fransız matematikçi Jean Baptiste Fourier'in sorduğu kabul edilir. Oysa

Fourier, ilk olarak D'Alembert'in hissettiği ve bir müzik çalgısı teli üzerinde incelediği bu olayın, tüm fonksiyonlar için genellenebileceğini göstermiştir [5].

2.2 Fourier Serisi Açılımı

T periyotlu bir $x(t)$ periyodik fonksiyonu Eşitlik 2.2 ile tanımlanmıştır.

$$x(t) = 1 - \frac{2|t|}{T}, \quad |t| < T \quad (2.2)$$

Liu [48], $x(t)$ fonksiyonunun Fourier serisi katsayılarının, $x(t)$ işaretinin T periyotlarda yüksek dereceli harmoniklerinin süperpozisyonu şeklinde ayrıştırılması ile elde edilebileceğini belirtmiştir (Eşitlik 2.3).

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k \exp(j \frac{2\pi kt}{T}) \quad (2.3)$$

Kompleks eksponensiyel fonksiyonun ortogonalite özelliğinden Eşitlik 2.4 elde edilir.

$$a_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \exp(j \frac{2\pi kt}{T}) dt \quad (2.4)$$

Eşitlik 2.1 için Fourier serisi katsayıları Eşitlik 2.5'te gösterildiği şekilde bulunur.

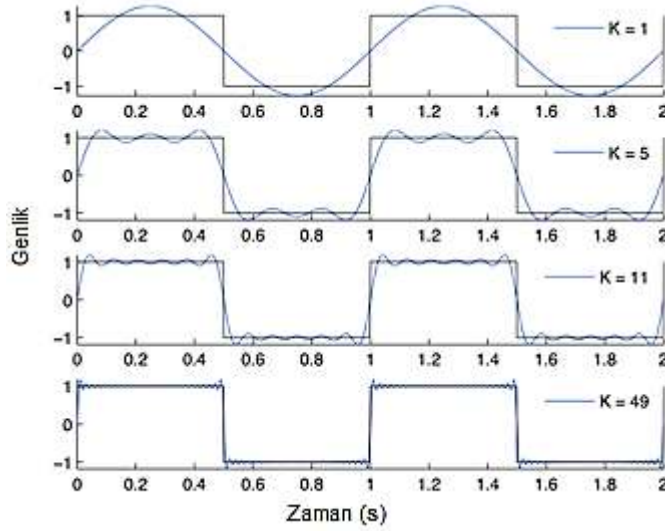
$$a_k = \frac{\sin^2(\pi k/2)}{2(\pi k/2)^2} = \frac{1}{2} \text{sinc}^2(k/2) \quad (2.5)$$

Fourier serisi katsayıları, bir işaretin yüksek dereceli harmoniklerinin genlik ve faz bilgilerini k değişkenine bağlı olarak gösterir. Daha büyük k değişkeni daha yüksek frekans anlamına gelir. İşaretin güç bileşenleri genellikle düşük frekanslı bileşenlerde yoğunlaşır. İşaretin Fourier serisi katsayıları $[-K, K]$ aralığında düşünülür ve $a_k = 0$ bu aralığın dışında bırakılırsa, yeni işaret Eşitlik 2.6'daki şekilde oluşturulur.

$$\tilde{x}_K = \sum_{k=-K}^K a_k \exp(j \frac{2\pi kt}{T}) \quad (2.6)$$

Görüldüğü üzere K'nın sonsuza gitmesi durumunda, yeniden oluşturulan $\tilde{x}_K$ işareti orijinal işarete yaklaşır. Şekil 2.2'de "K" büyüdükçe işaretin Eşitlik 2.7'de gösterilen orijinal periyodik işarete benzediği görülmektedir [48].

$$x(t) = \begin{cases} 1, & t \leq 1/2 \\ -1, & t > 1/2 \end{cases} \quad (2.7)$$



Şekil 2.2 İşaretin "K" değişkenine bağlı değişimi

2.3 Fourier Dönüşümü

Fourier analizi zaman tabanlı bir işareti frekans tabanlı görmek için kullanılan matematiksel yöntemdir. Frekans uzayına geçiş sırasında zaman bilgisi kaybolur. Bir işaretin Fourier dönüşümü incelendiğinde, bir olayın ne zaman gerçekleştiği belirsizdir.

Eşitlik 2.8'de Fourier dönüşümünün, Eşitlik 2.9'da Ters Fourier dönüşümünün matematiksel ifadesi gösterilmiştir [49].

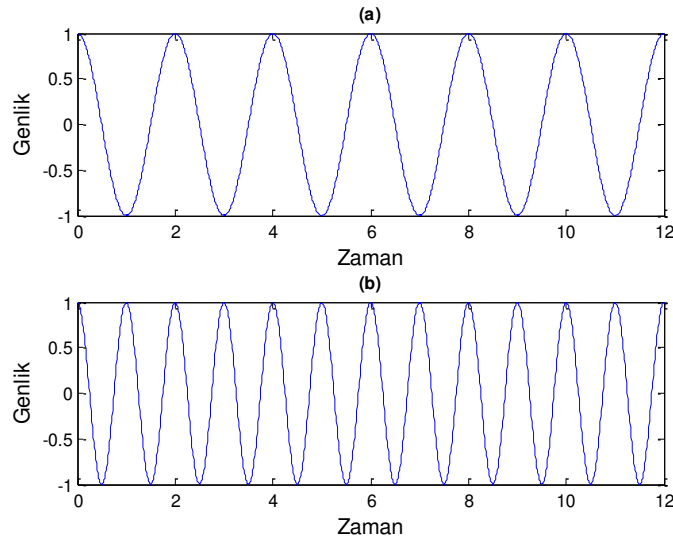
$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (2.8)$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (2.9)$$

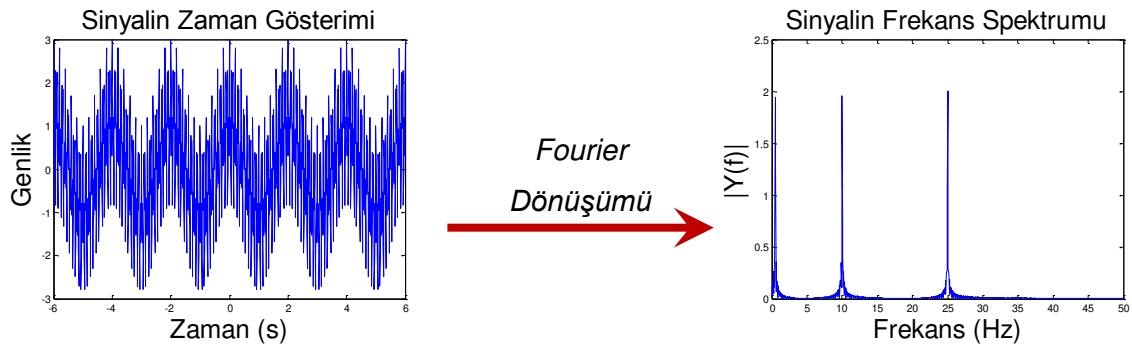
Eğer işaret zamanda çok değişiklik göstermiyorsa, yani durağan işaret ise bu zaman bilgisinin kaybı çok önemli değildir. Fakat sayısal ses işaretleri, durağan dalgaların yanında birçok durağan olmayan ve kalıcı olmayan bileşenler

barındırmaktadırlar. Bu bileşenler işaretin en önemli parçalarıdır ve Fourier dönüşümü bu bileşenlerin incelenmesinde çok uygun görülmemektedir.

Fourier dönüşümü taban vektörü olan $\exp(j\omega t)$, zaman ekseninde Şekil 2.3'te görülmektedir. Şekil 2.4'te içinde iki farklı frekansta sinüs işareti barındıran bir işaretin Fourier dönüşümü grafiksel olarak gösterilmiştir. Fourier dönüşümü sonucu iki farklı frekansın genlik değerleri görülebilmektedir. Ancak grafikte, zaman bilgisi bulunmamaktadır.



Şekil 2.3 Fourier dönüşümü taban vektörü (a) $\exp(j\pi t)$, (b) $\exp(j2\pi t)$



Şekil 2.4 Fourier dönüşümü

2.4 Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü

Fourier dönüşümündeki zaman bilgisinin kaybolması problemine karşı Dennis Gabor, işaretin zamanda kısa bir parçasını analiz etmeyi düşünmüştür. Bu tekniğe pencereleme denmektedir. Pencere, $f(t)$ işaretinin kısa bir parçasını alır ve bu

parça üzerinde Fourier dönüşümü işlemine gerçekleştirir. Gabor'un uyguladığı bu teknik Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD) olarak adlandırılır. Bu teknikte zaman ve frekans bilgisi aynı anda elde edilebilir. " t " değişkeni işaret üzerinde analizin yapıldığı anlık bölgeyi, " ξ " değişkeni ise Fourier dönüşümü sonucu oluşan frekans değişkenini ifade eder [50].

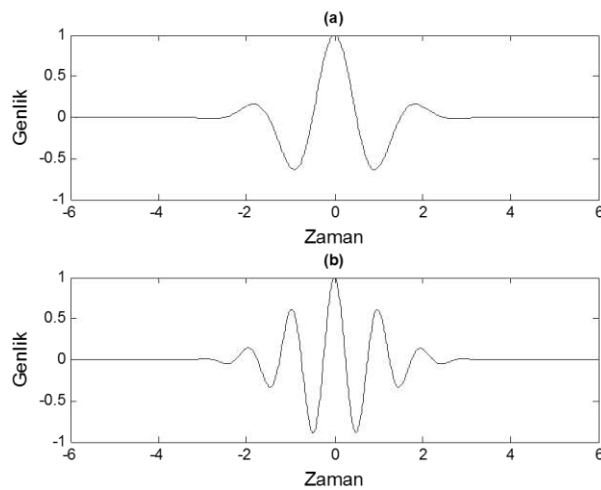
Eşitlik 2.10'da kısa zamanlı Fourier dönüşümünün, Eşitlik 2.11'de kısa zamanlı Fourier dönüşümünün tersinin matematiksel ifadesi gösterilmiştir.

$$F_{KZFD}(u, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)w(t - u) \exp(-j\xi t) dt \quad (2.10)$$

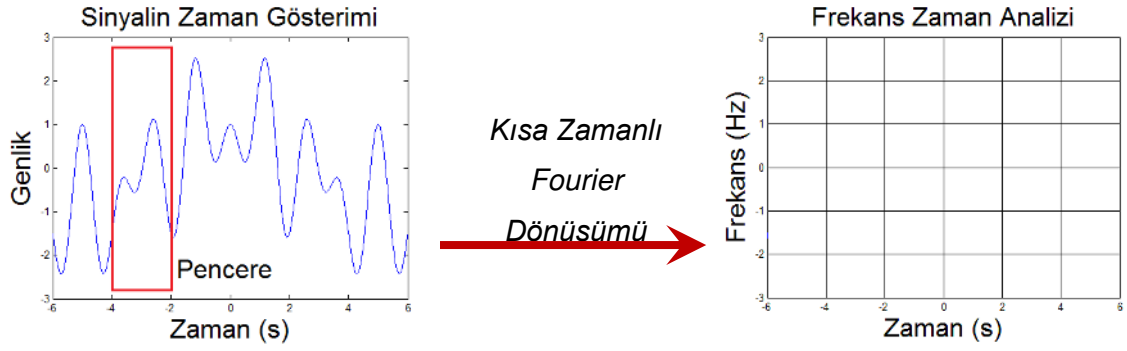
$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \iint_{-\infty}^{\infty} F_{KZFD}(u, \xi)w(t - u) \exp(j\xi t) d\xi du \quad (2.11)$$

KZFD'nin zaman frekans bilgisi uygun bir pencere büyüklüğü ile kullanışlı olabilir. Fakat seçilen pencere büyüklüğü tüm frekanslar için aynıdır (şekil 2.6). Kullanılan pencere genişliğinin sabit olması nedeniyle kısa zamanlı Fourier dönüşümünde çok düşük frekanslı bileşenler spektrumda tespit edilememektedir.

Kısa zamanlı Fourier dönüşümü taban vektörü olan $w(t - u) \exp(j\xi t)$, zaman ekseninde şekil 2.5'te görülmektedir. şekil 2.6'da kısa zamanlı Fourier dönüşümünün grafiksel gösterimi gösterilmiştir.



şekil 2.5 Gaussian pencere ($\sigma = 1$) kullanılarak bulunan KZFD taban vektörü (a) $\exp(-t^2/2)\exp(j\pi t)$, (b) $\exp(-t^2/2)\exp(j2\pi t)$



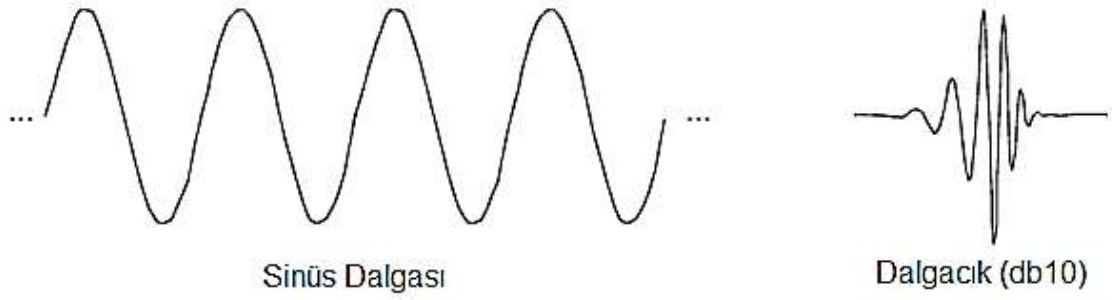
Şekil 2.6 Kısa zamanlı Fourier dönüşümü gösterimi

2.5 Dalgacık Dönüşümü

Dalgacık dönüşümü, düşük frekanslarda yüksek çözünürlüklü bilgi istendiğinde uzun zaman penceresi, yüksek frekanslarda ise daha kısa zaman penceresi kullanılabilmesine olanak sağlayarak kısa zamanlı Fourier dönüşümündeki çözünürlük engelini aşabilmek üzere geliştirilmiştir.

Dalgacık ifadesi ilk olarak 1909 yılında Alfred Haar tarafından ortaya atılmıştır. Zaman içerisinde Jean Marlet ile Y. Meyer ve arkadaşları metodu geliştirmişler ve 1988 yılında Stephane Mallat önemli katkılar sağlamıştır. Daha sonra Ingrid Daubechies, Ronald Coifman gibi uluslararası araştırmacılar yöntemi geliştirerek bugünkü şekline getirmişlerdir [23]. Dalgacık dönüşümü, diğer tekniklerin ortaya çıkaramadığı trend, düşme noktaları, süreksizlikler, kendine benzerlik gibi bir takım özellikleri ortaya çıkarabilmektedir. Ayrıca, dalgacık dönüşümü; kenar tespiti, köşe tespiti, süzgeç tasarımı, örüntü tanıma, müzik işareti işleme, ekonomik veri analizi, sıcaklık analizi vb. birçok alanda uygulanabilir bir dönüşümdür.

Bir dalgacık, ortalaması sıfır olan ve sınırlı bir bölgede etkili olan bir dalga formudur. Fourier dönüşümünün taban vektörü olan sinüs dalgaları, eksi sonsuz ve artı sonsuz arasında sınırsız bir bölgede tanımlıdır. Ayrıca sinüs dalgaları düzgün bir formdadırlar. Dalgacıklar ise düzensiz ve asimetric yapıda bulunurlar. Şekil 2.7'de Fourier dönüşümü ile dalgacık dönüşümü taban vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 2.7 Fourier dönüşümü ile dalgacık dönüşümü taban vektörleri [25]

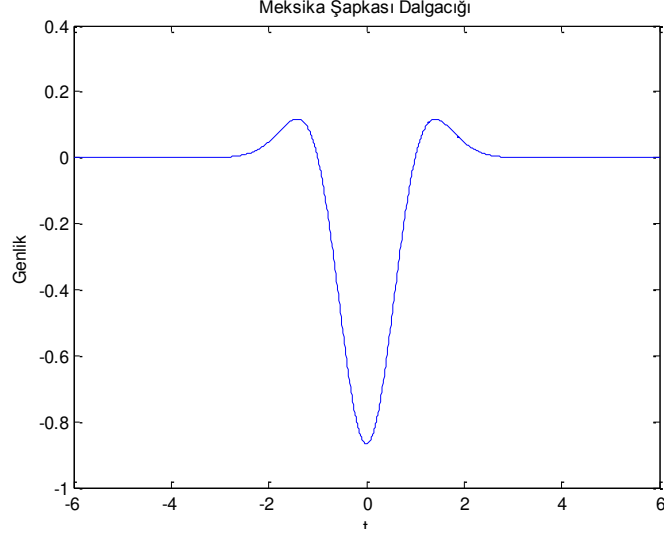
Keskin değişiklikler gösteren işaretler düzgün sinüsler yerine düzensiz dalgacıklar ile daha iyi analiz edilebilirler.

Dalgacık dönüşümünün matematiksel ifadesi Eşitlik 2.12'de, ters dalgacık dönüşümünün matematiksel ifadesi Eşitlik 2.13'de gösterilmiştir. Dalgacık dönüşümünde taban: $1/\sqrt{s} \psi((t-u)/s)$ olarak alınmaktadır. Örnek olarak Meksika Şapkası dalgacık taban vektörü Şekil 2.7'de gösterilmiştir. Eşitlik 2.12'de s değişkeni ölçeklendirme katsayısını, u değişkeni öteleme katsayısını, t zaman değerini ve $f(t)$ ele alınan işareti göstermektedir.

$$Wf(s, u) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi^* \left(\frac{t-u}{s} \right) dt \quad (2.12)$$

$$f(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty Wf(s, u) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi \left(\frac{t-u}{s} \right) du \frac{ds}{s^2} \quad (2.13)$$

$$C_\psi = \int_0^\infty \frac{|\psi(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty \quad (2.14)$$



Şekil 2.8 Meksika Şapkası dalgacık taban vektörü

Doğrusal kurama göre işaret, tabanların doğrusal kombinasyonları şeklinde ifade edilebilmektedir (Eşitlik 2.15) [51].

$$f(t) = \sum_k a_k \phi_k(t) \quad (2.15)$$

k sonlu veya sonsuz toplamın tamsayı indisi, a_k Fourier katsayısı ve $\phi_k(t)$ taban fonksiyondur. Fourier serisi açılımı $\phi_k(t) = \exp(j2\pi kt/T)$ alındığında, bu eşitliğin özel bir gösterimidir. Eğer taban uygun şekilde seçilirse $\phi_k(t)$ taban fonksiyonuna dik bir taban fonksiyonu Eşitlik 2.16'da gösterildiği şekilde bulunabilir. Bulunan bu fonksiyon $\tilde{\phi}_k(t)$, $\phi_k(t)$ 'nin çift fonksiyonu olarak adlandırılmaktadır.

$$\langle \phi_i(t), \tilde{\phi}_j(t) \rangle = \int \phi_i(t) \tilde{\phi}_j^*(t) dt = \delta_{ij} \quad (2.16)$$

Ortonormalite (öz-birleme) özelliğinden yararlanılarak katsayılar Eşitlik 2.17'deki şekilde bulunabilir.

$$\begin{aligned}
\langle f(t), \tilde{\phi}_k(t) \rangle &= \int f(t) \tilde{\phi}_k^*(t) dt \\
&= \int \left(\sum_{k'} a_{k'} \phi_{k'}(t) \right) \tilde{\phi}_k^*(t) dt \\
&= \sum_{k'} a_{k'} \left(\int \phi_{k'}(t) \tilde{\phi}_k^*(t) dt \right) \\
&= \sum_{k'} a_{k'} \delta_{k'k} \\
&= a_k
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Sonuç olarak a_k aşağıdaki Eşitlik 2.18 ile ifade edilebilir.

$$a_k = \langle f(t), \tilde{\phi}_k(t) \rangle = \int f(t) \tilde{\phi}_k^*(t) dt \tag{2.18}$$

Örnek olarak Eşitlik 2.19'da tanımlanan bir ayırık zaman işareti ele alınmıştır.

$$x[n] = \left(\frac{1}{4}\right)^{|n|} \tag{2.19}$$

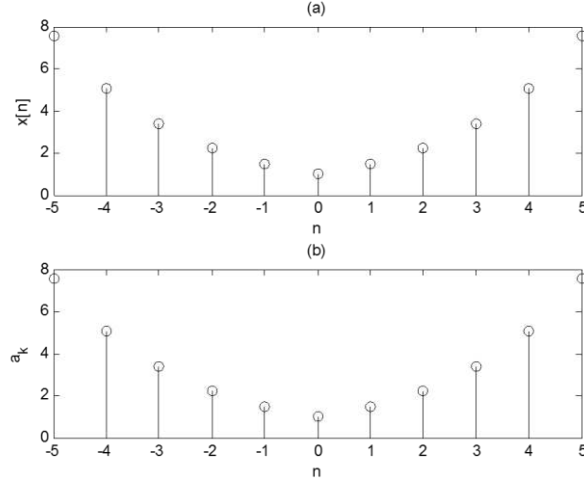
Bir taban $\{\phi_k[n]\} = \{\delta[n - k]\}$ olarak seçilsin. Bu tabanın çift fonksiyonu $\{\tilde{\phi}_k[n]\} = \{\phi_k[n]\} = \{\delta[n - k]\}$ olarak bulunur. Tabanların ortonormal özellik gösterip göstermediği Eşitlik 2.20 ile kontrol edilir.

$$\langle \phi_i[n], \tilde{\phi}_j[n] \rangle = \langle \delta[n - i], \delta[n - j] \rangle = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta[n - i] \delta[n - j] = \delta_{ij} \tag{2.20}$$

Eşitlik 2.16 kullanılarak Eşitlik 2.21'de tanımlı a_k katsayısı elde edilir.

$$a_k = \langle x[n], \delta[n - k] \rangle = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \delta[n - k] = \left(\frac{1}{4}\right)^{|k|} \tag{2.21}$$

Şekil 2.9'da delta fonksiyonu kullanarak oluşturulan a_k katsayıları gösterilmiştir.



Şekil 2.9 Delta fonksiyonu kullanarak oluşturulan (a) asıl işaret, (b) a_k katsayıları

Delta fonksiyonu örneğinde taban $\{\delta[n - k]\}$ olarak seçilmiştir. Bu taban $\delta[n]$ delta fonksiyonunun ötelenmiş halini ifade eder. $\delta[n - k]$, darbenin yerinin $n = k$ noktasında olduğunu ifade eder. $n \in [-3, 1]$ aralığında işaretin yeniden üretilmesi istenirse, $a_{-3}, a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1$ katsayıları kullanılarak yeniden üretim işlemi yapılabilir.

2.6 Sabit Q Dönüşümü

Müzikte kullanılan aralıklar arasında logaritmik bir ilişki vardır. Günümüzde kabul edilen ve "orta do" olarak bilinen perdenin 440 Hz frekansına eşitlendiği, yaygın olarak Klasik Batı müziğinde uygulanan standarda göre Eşitlenmiş On İki Aralıklı Ses Düzeni'nde (Eşit-12A) bir oktav içerisindeki on iki perdenin frekans değerleri (nota frekansları) Eşitlik 2.22'ye göre bulunabilmektedir [3].

$$f_n = f_0 \times 2^{n/12} \quad (2.22)$$

Eşitlik 2.21'de gösterilen f_0 440 Hz olarak tanımlanmaktadır. n , 440 Hz frekansına olan kaçınıcı yarı adım uzaklığında olduğunu göstermektedir. f_n ise, n adet yarı adım uzaklıktaki perdenin frekansidir. Dikkat edilecek olursa, 12. yarım adımda tam sayı olan 2 katsayısına ulaşılmaktadır. Bu sayı bir oktav olarak adlandırılmaktadır. Aynı yarım adım aralık değeri kullanılarak tüm diğer oktavlardaki perde frekansları da bu şekilde hesaplanabilmektedir.

Sabit Q dönüşümünde Q , çözünürlük frekans bant genişliğinin (δf) ve ölçüm yapılan merkez frekansının (f) bir ifadesi olup Eşitlik 2.23'te gösterilmiştir.

$$Q = \frac{f}{\delta f} \quad (2.23)$$

Standart Fourier analizi sabit bir frekans bant genişliğine sahiptir. Bu nedenle frekans yükseldikçe Q değeri de yükselir. Q değeri, frekans değişikliğine oranla sabit tutulduğunda, elde edilen sonuçlarda logaritmik artış gözlenmektedir.

Kashima ve Mont–Reynaud, Bounded–Q Transform (BQT) isminde bir dönüşüm yöntemi önermiştir [30]. Bu yöntemde her oktavda eşit sayıda hücre oluşturulmaktadır. Yani her oktav aralığı içindeki Q değerleri sabit kalacak şekilde sınırlandırılmıştır.

Brown tarafından Sabit–Q dönüşümü (Constant–Q Transform (CQT)) önerilmiştir [29]. Bu yöntemde farklı boyutta pencereler kullanılarak sabit Q değerleri elde edilmektedir [54]. Düşük frekanslarda geniş pencereler ve yüksek frekanslarda dar pencereler kullanılmaktadır. Yöntemin dezavantajı yüksek frekanslarda dar pencereler kullanılması sonucu yüksek frekans çözünürlüğü elde edilememesidir.

Sabit–Q Dönüşümünün diğer bir dezavantajı, sayısal ses işareti içindeki veriler ile logaritmik bir ilişkide olmasıdır. Hâlbuki harmonikler arasındaki oran doğrusaldır. Bu nedenle Sabit–Q Dönüşümü düşük frekanslarda bir kazanç sağlamazken, yüksek frekanslarda harmonik bilgisinin kaybolmasına neden olmaktadır.

Her oktavda farklı pencere büyüklüğü kullanması daha az işlem yükü oluşturarak Fourier dönüşümüne göre avantaj sağlamaktadır.

Dalgacık dönüşümü de Sabit–Q Dönüşümü yönteminin bir çeşididir [55, 56].

2.7 Çoklu Çözünürlük Yöntemleri

Frekans yükseldikçe daha iyi zaman çözünürlüğü elde etmek amacıyla çoklu çözünürlüklü Fourier yöntemleri (Multi Resolution Fourier Transform - MRFT) önerilmiştir. Levine vd. [31] çok tonlu (polifonik) genişbant sesler için çoklu çözünürlüklü sinüzoidal model önermiştir. Bunun yanında Wilson [32] ve Klapuri [33] de farklı gösterim yöntemleri önermiştir. Bu yöntemler dalgacık dönüşümüne benzemektedirler fakat belirli frekans için belirli bir ölçek kullanılmak yerine, tüm ölçekler tüm frekanslar için hesaplanmaktadır [28].

Bu yöntemde frekans için en iyi kestirim, frekansın en yakın hücreye kuantalama yöntemiyle atanmasıdır. Bu nedenle kesin bir frekans değeri elde edilememektedir. Bu problemi çözmek amacıyla da Grandke [34], Jain [35], Quinn [36, 37], Macleod [38] çeşitli yöntemler önermişlerdir. Önerilen yöntemlerin ortak özelliğinin, daha doğru bir kestirim için ara değer bulma tekniklerinin kullanılıyor olduğu anlaşılmaktadır.

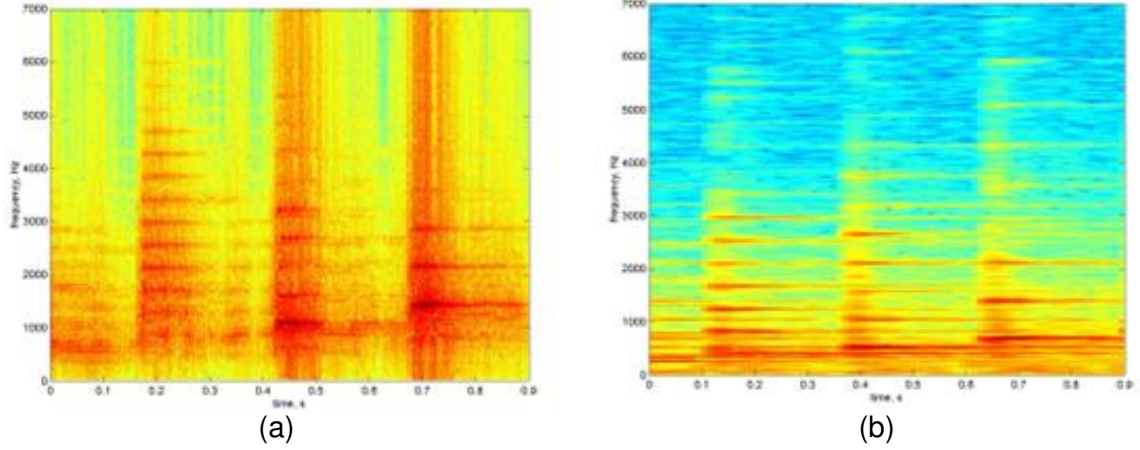
2.8 Wigner–Ville (WV) Dağılımı:

Bölüm 2.6.7'ye kadar özetlenen Fourier tabanlı yöntemler, pencereleme işlemi nedeniyle zaman frekans çözünürlüğünde bir kısıt meydana getirmektedir. Wigner'in önerdiği yeni bir yöntem üzerinde Ville, işaret işleme uygulaması yapmıştır. Bu nedenle yöntem Wigner–Ville dağılımı olarak adlandırılmaktadır.

$$WV(z; \omega; t) = \frac{1}{2\pi} \int z^* \left(t - \frac{1}{2} \tau \right) e^{-j\omega\tau} z \left(t + \frac{1}{2} \tau \right) d\tau \quad (2.24)$$

Eşitlik 2.24'te gösterilen Wigner–Ville dağılımı formülünde; t zamanı, t_0 zamandaki gecikmeyi, ω açısal frekansı, $z(t)$ zaman domenindeki işareti ve "*" karmaşık eşleniği ifade etmektedir.

Dağılım, işaretin iki fonksiyonunu kullandığı için çift doğrusal (bilinear) dağılım olarak sınıflandırılmaktadır. WVD, diğer yöntemlere göre daha iyi çözünürlük vermektedir. Ancak, çapraz terimler ortaya çıkmaktadır. Çapraz terimler gerçek işaret bileşenleri içinde görünmez hale getirilememektedir. Bu nedenle, müzik işaretleri için Wigner–Ville dağılımı kullanışlı görülmemektedir [28]. Şekil 2.10'da piyanodan alınan sayısal işarete uygulanan Wigner–Ville dağılımı ve KZFD ile oluşturulan spektogramı görülmektedir. Wigner–Ville dağılımı grafiğinde netliği bozan çapraz terimler açıkça görülmektedir.



Şekil 2.10 WV(a) ve KZFD (b) spektrogram gösterimleri [28]

Çapraz terimlerin azaltılmasına yönelik yaklaşımlar, Choi–Williams dağılımı [16] ve Genelleştirilmiş Wigner–Ville Dağılımı [57] isimleriyle önerilmiştir. Hainsworth, çapraz terimlerin azaltılması işleminden sonra dahi en iyi KZFD spektrogramına benzer bir görüntü elde edilebildiğini belirtmiştir [28].

Jones & Parks [42]; WV, Smoothed WV, Pseudo–WV, Choi Williams ve KZFD zaman frekans gösterimlerinin çözünürlüklerini karşılaştıran bir çalışma yapmış ve KZFD'nun en iyi frekans çözünürlüğüne sahip olduğunu belirtmiştir [58].

2.9 Zhao–Atlas Marks Dağılımı (ZAMD)

Genelleştirilmiş zaman frekans analizleri, iki boyutlu tabanlar ile karakterize edilirler. KZFD ve pseudo Wigner dağılımı özel tabanlar kullanılarak geliştirilmiş genelleştirilmiş zaman frekans gösterimleridir [59].

ZAMD yönteminde özel bir taban formüle edilmiştir. Bu taban, iyileştirilmiş frekans çözünürlüğü sunmakta ve istenmeyen bileşenlerin azaltılmasını sağlamaktadır [59].

İki boyutlu zaman düzleminde taban konik şekilli bir form alır. İki boyutlu frekans düzleminde ise işaretin spektrumunun olduğu bölgelerde yan kulakçık engelleme fonksiyonu formunu, istenmeyen bileşenlerin olduğu bölgelerde ise alçak geçiren süzgeç formunu alır.

Taban $\phi(t, \tau)$ kullanılarak bir işaretin genelleştirilmiş zaman frekans analizi $C_x(t, f; \phi)$ Eşitlik 2.25'teki gibi gösterilmektedir [59].

$$C_x(t, f; \phi) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \phi(t - t', \tau) x(t + \tau/2) x^*(t' - \tau/2) e^{-j2\pi f \tau} dt' d\tau \quad (2.25)$$

Eşitlik 2.24'te “*”, karmaşık eşleniği ifade etmektedir. İşaretin Fourier dönüşümü ve taban arasındaki ilişki Eşitlik 2.26'da ifade edilmiştir.

$$C_x(t, f; \phi) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \phi(\eta, f - f') X(f' + \eta/2) X^*(f' - \eta/2) e^{j2\pi \eta t} df' d\eta \quad (2.26)$$

Fourier transform ilişkisi Eşitlik 2.27 ve 2.28'de verilmektedir.

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.27)$$

$$\phi(\eta, f) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \phi(t, \tau) e^{-j2\pi(t\eta + \tau f)} dt d\tau \quad (2.28)$$

Eşitlik 2.25'te, ZFA gösteriminin; tabanın $\phi(t, \tau)$, işaretin korelasyonu $x(t + \tau/2) x^*(t' - \tau/2)$ ve işaretin Fourier dönüşümünün zamanda konvolüsyonu ile elde edilebileceği görülmektedir. Eşitlik 2.26'da ise zaman frekans analizi gösteriminin; tabanın $\phi(\eta, f)$, frekansın korelasyonu $X(f' + \eta/2) X^*(f' - \eta/2)$ ve ters Fourier dönüşümü ile elde edilebileceği görülmektedir.

Eşitlik 2.27 ve Eşitlik 2.28'deki taban gösterimleri $x(t)$ işareti ve gerçek simetrik kayan bir pencere $h(t)$ ile tanımlanmaktadır. Bu şekilde Wigner Ville dağılımının tabanları Eşitlik 2.29 ve 2.30 ile ifade edilmektedir. $H(f)$, $h(\tau)$ 'nin Fourier dönüşümü ve “*” bir boyutlu katlama anlamına gelmektedir.

$$\phi(t, \tau) = \delta(t) h^2(\tau/2) \quad (2.29)$$

$$\phi(\eta, f) = 4H(2f) * H(2f) \quad (2.30)$$

KZFD'nin tabanları Eşitlik 2.31 ve 2.32 ile ifade edilmektedir

$$\phi(t, \tau) = h(t + \tau/2) h(t - \tau/2) \quad (2.31)$$

$$\phi(\eta, f) = H(f + \eta/2) H(f - \eta/2) \quad (2.32)$$

Eşitlik 2.29, Wigner Ville dağılımı tabanının zamanda yumuşatma işlemini yapmadığını göstermektedir. Eşitlik 2.30, tabanın η 'ya bağlı olarak değişmediğini

bu nedenle $\eta = 0$ bölgesindeki istenmeyen bileşenleri bastıramayacağını göstermektedir [60]. Eşitlik 2.31, KZFD'nin tabanının zamanda yumuşatma işlemi yaptığını göstermektedir. Eşitlik 2.32 ise tabanın f ve η için alçak geçiren süzgeç özelliği gösterdiğini bu nedenle spektrogramda istenmeyen bileşenlerin bastırıldığını ifade etmektedir [59].

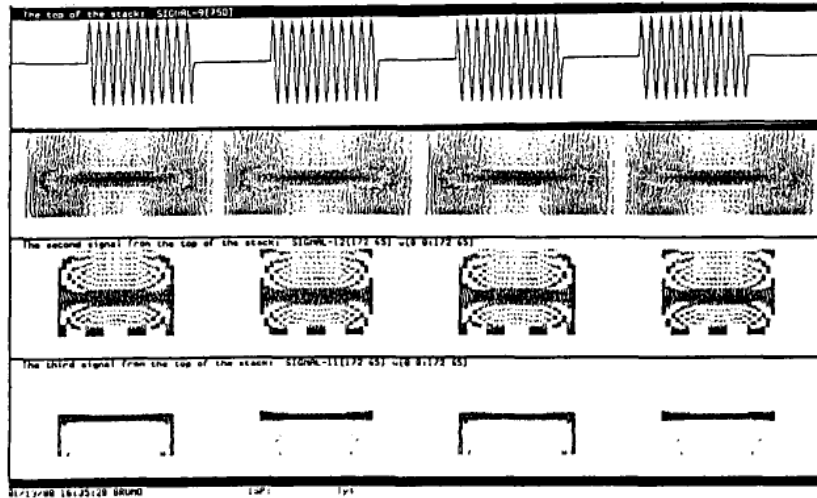
Zaman–frekans analizleri için arzu edilen taban, zaman ve frekansta iyi çözünürlük verecek aynı zamanda istenmeyen bileşenlerin oluşmasını engelleyecek bir tabandır. Zhao, Atlas ve Marks, konik şekilli taban kullanarak zaman frekans analizinin daha iyi gösterilebileceğini önermişlerdir. Bu amaçla elde ettikleri taban Eşitlik 2.33'te görülmektedir. $g(\tau)$ konikleşme fonksiyonunu ve a , ($2 \leq a \leq \infty$) olmak üzere konik şeklin eğimini ifade etmektedir.

$$\phi(t, \tau) = \begin{cases} g(\tau), & |\tau| \geq a|t| \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.33)$$

Konikleşme fonksiyonu Eşitlik 2.34 ile ifade edilmiştir.

$$g(t, \tau) = \left[w(t) \text{rect}\left(\frac{a(t)}{4\tau}\right) \right] ** \text{sinc}(t) \text{sinc}(\tau) \quad (2.34)$$

Eşitlik 2.34'te $w(t)$ Kaiser veya Gaussian pencere fonksiyonunu, $\text{rect}(x)$ standart dikdörtgen fonksiyonunu, $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / \pi x$ sinc fonksiyonunu ve “**” çift katlamayı (konvolüsyon) göstermektedir [61]. Şekil 2.11'de ZAMD spektrogram gösterimleri görülmektedir.



Şekil 2.11 ZAMD spektrogram gösterimleri [59]

Konik şekilli taban kullanılarak oluşturulan zaman frekans analizi gösteriminin; yakın frekans bileşenlerinin ayırt edilmesi, frekans modüleri işaretler için hızlı değişen frekans bileşenlerinin tespiti ve konuşma işaretlerinin analizi için uygun olduğu değerlendirilmektedir [59].

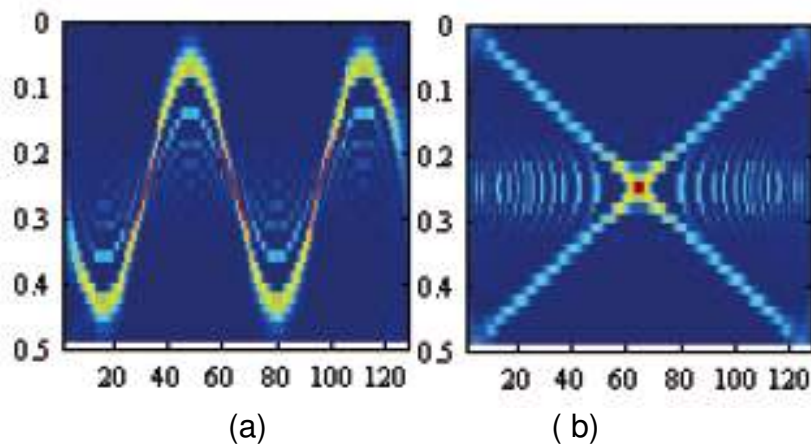
2.10 Margenau–Hill Dağılımı (MHD)

Margenau–Hill Dağılımı (MHD), farklı pencerelerle gerçekleştirilen iki kısa zamanlı Fourier dönüşümü çarpımı sonucu elde edilmektedir [19]. Eşitlik 2.35'te MHD gösterilmektedir.

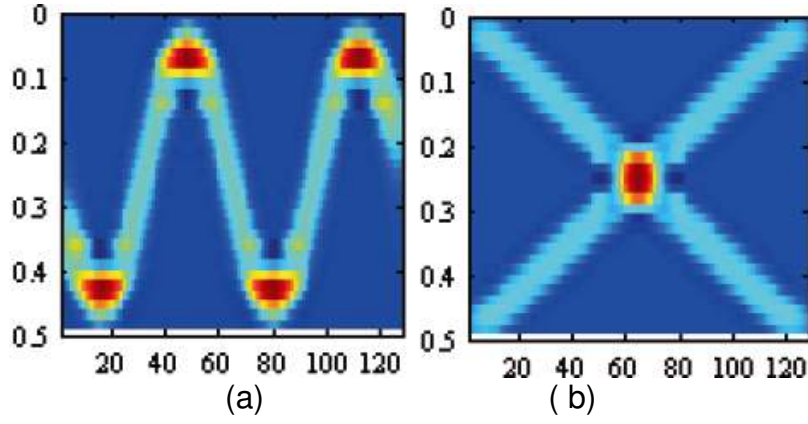
$$MHD_x^{g,h}(t, \omega) = \text{Real}\{STFT_x^g(t, \omega) (STFT_x^h(t, \omega))^*\} \quad (2.35)$$

$$STFT_x^w(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau)x(t + \tau)e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2.36)$$

$g(\tau)$ ve $h(\tau)$ farklı genişliklerde farklı pencere fonksiyonlarıdır. Şekil 2.12'de 63 uzunluğunda Kaiser pencere ile Wigner Ville Dağılımı kullanılarak oluşturulan spektrogram görülmektedir. Şekil 2.13'te ise işaretin; boyutları 63 ve 21 olan iki Kaiser pencere kullanılarak oluşturulan Margenau–Hill Dağılımı görülmektedir.



Şekil 2.12 Wigner–Ville Dağılımı [19], (a) sinüzoidal frekans modüleri işaret için, (b) doğrusal frekans modüleri iki işaret için



Şekil 2.13 Margenau–Hill Dağılımı [19], (a) sinüzoidal frekans modüeli işaret için, (b) doğrusal frekans modüeli iki işaret için

Şekil 2.13’de görülen Margenau–Hill Dağılımı’nda, WVD’de oluşan istenmeyen bileşenlerin oluşmadığı fakat konsantrasyonda kötüleşme olduğu görülmektedir. Guangming, zaman frekans işaretlerinin Margenau–Hill Dağılımında, kısa zamanlı Fourier dönüşümüne göre daha belirgin göründüğünü belirtmektedir [19].

2.11 Choi–Williams Dağılımı (CWD)

Choi–Williams Dağılımı ilk olarak 1989 yılında Hyung-Il Choi ve William J. Williams tarafından önerilmiştir. Bu dağılım, Wigner–Ville Dağılımı’ndaki çapraz terimlerin bastırılması amacıyla üstel bir taban kullanmaktadır.

Choi–Williams Dağılımı taban fonksiyonu Eşitlik 2.37 ile tanımlanmaktadır [17].

$$\Phi(\theta, \tau) = \frac{\sqrt{\pi\sigma}}{|\tau|} e^{-\frac{\pi^2\sigma\tau^2}{\tau^2}} \quad (2.37)$$

Choi–Williams Dağılımı Eşitlik 2.38’deki gibi tanımlanmaktadır.

$$CWD(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sqrt{\pi\sigma}}{|\tau|} e^{-\frac{\pi^2\sigma(t-u)^2}{\tau^2}} z\left(u + \frac{\tau}{2}\right) z^*\left(u - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} du d\tau \quad (2.38)$$

Eşitlik 2.37’de $z(t)$ karmaşık değerli analitik bir işarettir. Dağılımın düzleştirilmesi (smoothing) pozitif ve gerçekte σ sabiti ile kontrol edilmektedir. σ değişkeni dağılımın zayıflama oranını kontrol etmektedir. Genellikle $\sigma < 10$ değerleri kullanılmaktadır. σ değişkeninin sonsuza yaklaşması durumunda, taban 1’e yaklaşır ve bu durumda Choi–Williams Dağılımı, Wigner–Ville Dağılımı’na benzer. Ters olarak, σ

değişkeninin küçük seçilmesi durumunda σ değerleri girişimi (interference) azaltıcı bir rol oynamaktadır [16, 62].

Tabanın, işaretin öz bileşenlerini (auto-components) önemli ölçüde kapsamaması nedeniyle, belirsizlik (ambiguity) fonksiyonu öz bileşenleri θ ve τ eksenlerinde olan işaretler (örnek: darbe işareti) için yüksek performans, belirsizlik fonksiyonu öz bileşenleri θ ve τ eksenlerinde olmayan işaretler (örnek: frekans modüleli chirp işaretler) için düşük performans göstermektedir.

Choi–Williams Dağılımı, çapraz bileşenleri azaltırken, öz bileşenleri bulanıklaştırdığı için Wigner–Ville Dağılımı'na oranla daha bulanık bir zaman–frekans dağılımı gösterimine sahip olduğu gözlenmektedir. Üstel taban fonksiyonu belirsizlik fonksiyonu değerlerini yatay ve dikey eksenlerde azaltmadığı için, Choi–Williams Dağılımı yatay ve dikey eksenlerde istenmeyen çapraz terimleri muhafaza etmektedir. Bu durum, uzun işaretler için daha fazla işlem yükü ve hafıza ihtiyacı doğurmaktadır [62].

2.12 Born – Jordan Dağılımı (BJD)

Born–Jordan Dağılımı tabanı yumuşatılmış (smoothed) bir çeşit Wigner–Ville Dağılımı'dır. Born–Jordan Dağılımı tabanı Eşitlik 2.39'daki gibi tanımlanmaktadır.

$$\Phi(\theta, \tau) = \frac{1}{|2a\tau|} \text{rect} \frac{1}{2a\tau} \quad (2.39)$$

Born–Jordan Dağılımı ise Eşitlik 2.40'taki gibi tanımlanmaktadır.

$$\text{BJD}(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{t-|a\tau|}^{t+|a\tau|} \frac{1}{|2a\tau|} z\left(u + \frac{\tau}{2}\right) z^*\left(u - \frac{\tau}{2}\right) \times e^{-j\omega\tau} du d\tau \quad (2.40)$$

BJD, $w(\tau) = a/|2\tau|$ ve $a = 1/\alpha$ olması durumunda ZAMD'ın özel bir durumudur. BJD ile sabit frekans işaretleri için iyi başarımlar elde edilebilmektedir [63].

ZAMD, CWD ve BJD'nin sahip olduğu sabit taban, belirsizlik fonksiyonunun bazı konfigürasyonlarında öz bileşenleri ve çapraz bileşenleri için iyi sonuç vermektedir. Daha iyi başarımlar elde etmek için, konumu ne olursa olsun, özbileşenleri geçiren,

çapraz bileşenleri zayıflatan ve şeklini ayarlayabilen, daha iyi bir zaman–frekans dağılımı gösterimi sağlayan işarete bağımlı bir taban kullanılması gerekmektedir [63].

2.13 En İyilenmiş Kernel Yöntemi (OKM)

Gaussian taban, kutupsal koordinatlarda Eşitlik 2.41'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\Phi(r, \psi) = e^{\frac{r^2}{2\sigma^2(\psi)}} \quad (2.41)$$

Eşitlik 2.40'ta r ve ψ sırasıyla yarıçap ve açığı temsil etmektedir. Tabanın şekli, bir boyutlu fonksiyon olan σ ile temsil edilmektedir. Bu sebeple, işarete en uygun tabanı bulmak için işarete en uygun σ değişkenini bulmak gereklidir. Yayılma fonksiyonu olarak tanımlanan $\sigma(\psi)$, ψ açısında tabanın açısal dilimindeki yayılımını kontrol etmektedir.

Yüksek kaliteli ZFD gösterimi elde etmek için tabanın, işaretin bileşenlerine uygun olması gerekmektedir. Taban, Eşitlik 2.41'ye bağlı olarak Eşitlik 2.42'deki en-iyileme problemi çözülerek işarete en iyi şekilde uyumlandırılmaktadır.

$$\max_{\phi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} |A(r, \psi)\phi(r, \psi)|^2 r dr d\psi \quad (2.42)$$

Eşitlik 2.42'de $A(r, \psi)$, işaretin kutupsal koordinatlardaki belirsizlik fonksiyonudur. Burada, belirsizlik fonksiyonu, öz bileşenlerin merkezde toplanması ve çapraz bileşenlerin merkezden uzak olması amacıyla kullanılmaktadır.

Çapraz bileşenleri bastırma ve öz bileşenleri geçirme gerçekleştirilirken en az bozulma amaçlanmaktadır. Bu yöntemin bir avantajı, işaretin zaman–frekans analizindeki kısıtlamaların zaman–ölçek ve konumuna duyarsız olmasıdır.

α değişkeni, en uygun tabanın hacmini kontrol etmektedir. α , aynı zamanda çapraz bileşenleri zayıflatma ve öz bileşenleri yumuşatılması arasındaki dengeyi kontrol etmektedir. α için alt ve üst limitler Eşitlik 2.43'te gösterilmektedir.

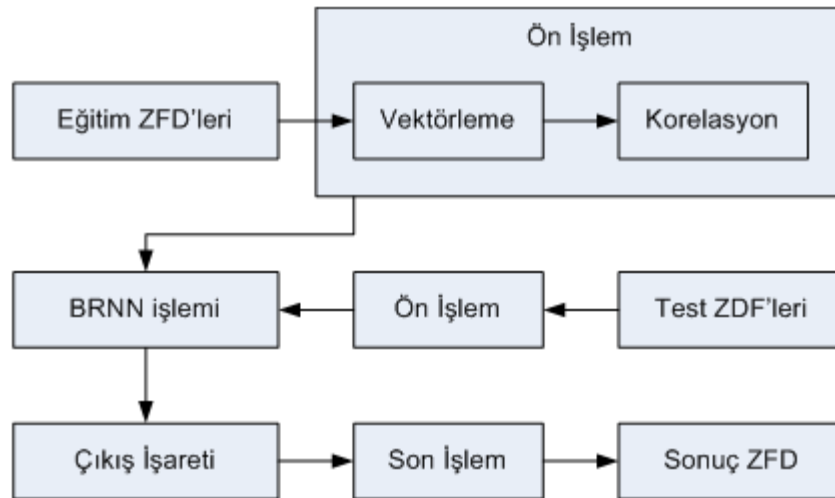
$$1 \leq \alpha \leq 5 \quad (2.43)$$

En iyilenmiş Kernel Yöntemi ilk olarak işaretin belirsizlik fonksiyonunu bulmayı gerektirmektedir. Ardından en uygun dağılım fonksiyonu, σ için en iyileme problemi çözülmektedir. Bu çözüm, tabanı Φ , tanımlamaktadır. En iyilenmiş kernel ZFD, belirsizlik fonksiyonunun ve en uygun taban çarpımının iki boyutlu Fourier dönüşümü ile hesaplanır [64].

2.14 Sinir Ağları Tabanlı Yöntem (NTFD)

NTFD yöntemi, Bayes düzenlemesiyle sinir ağlarını eğitmek ve sonuçta her bileşen için enerji konsantrasyonu sağlamak üzere tasarlanmıştır [72]. Sistemin eğitilmesi amacıyla eğitim ZFD'ler ön işleme alınmaktadır. Burada vektörlere ve korelasyon işlemlerinden geçirildikten sonra Bayes düzenlemesi sinir ağları yöntemi (BRNNM) uygulanmaktadır. Bu aşamada, test ZFD'leri de ön işlemde geçirilerek aynı yöntemde tabi tutulmaktadır. Sistemin çıktısı olan çıkış işareti son işlemde geçirilerek sonuç ZFD elde edilmektedir.

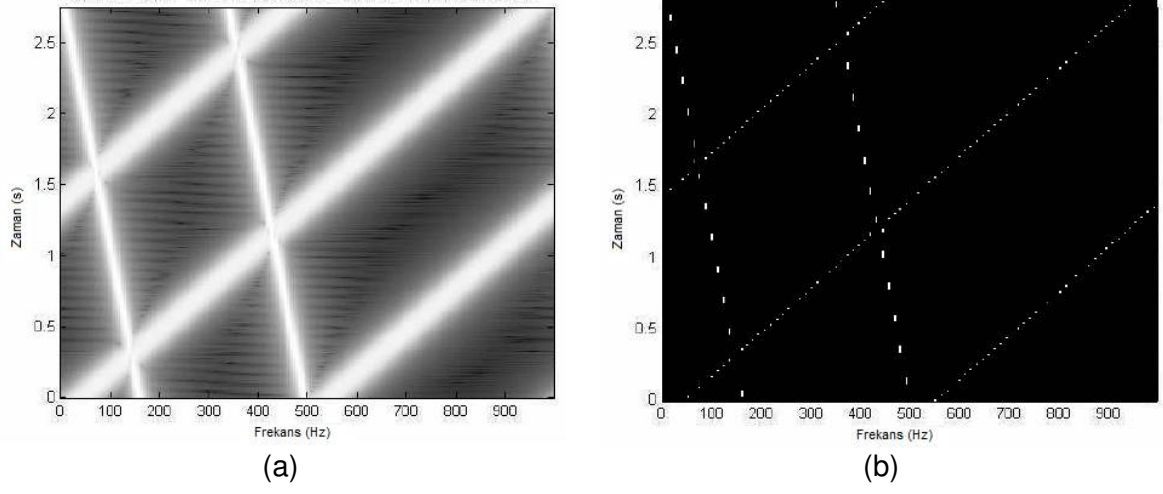
Sistemin blok şeması Şekil 2.14'te gösterilmektedir.



Şekil 2.14 NTFD yöntemi blok şeması

NTFD yöntemi sinir ağları tabanlı bir yöntemdir. Yöntemin çıktıları incelendiğinde yüksek konsantrasyon görülmesine rağmen, frekans bileşenlerinde süreklilik görülememekte ve müzik işareti analizlerinde yüksek öneme sahip frekans değişim bölgeleri tam olarak belirlenememektedir. Örnek bir işaret için, NTFD yönteminin çıktısı olan örnek bir ZFD'nin KZFD ile karşılaştırması Şekil 2.15'te gösterilmektedir. Dikkat edilecek olursa, Şekil 2.15 (b)'de zaman–frekans

değerlerinin çok daha hassas şekilde belirlenmiş olmasına rağmen, asıl işaretle bulunmayan bazı süreksizliklerin ortaya çıkmış olduğu görülmektedir.



Şekil 2.15 Örnek bir işaret ZFD'si [7], (a) KZFD (b) NTFD

3 AZAMİ GENLİK ALGILI ZAMAN-FREKANS ANALİZİ (AGA-ZFA)

Bu çalışmada, işaretlerin zaman frekans analizlerinin daha ayrıntılı ve doğru yapılabilmesi için ZFD'lerde istenilen yüksek zaman frekans çözünürlüğü ve yüksek konsantrasyon ihtiyaçları doğrultusunda, mevcut yöntemler ile karşılaştırıldığında daha hassas olarak zaman-frekans özelliklerinin belirlenebileceği bir yöntem önerilmektedir. Açık kaynaklarda benzeri ZFA yöntemlerinin test ve değerlendirilmelerinde kullanılan başarımlar ölçütleri kullanılarak, AGA-ZFA yöntemi karşılaştırmalı olarak incelenmiş ve daha başarılı olduğu gözlenmiştir. Literatürde bulunan benzeri ZFA yöntemlerine oranla çözünürlük açısından daha yüksek başarımlar sağlayan AGA-ZFA yönteminde, KZFD sonuçlarından faydalanılmaktadır. KZFD'nin farklı pencere boyutlarındaki zaman ve frekans çözünürlüğü imkânları kullanılmakta ve KZFD'nin aynı anda sağlayamadığı zaman ve frekans çözünürlük iyileştirmesi birlikte sağlanabilmektedir. ZFA yöntemlerindeki en temel hedef olan yüksek zaman ve yüksek frekans çözünürlüğünün aynı anda elde edilebileceği gösterilmektedir.

Bölüm 4'te, yapay olarak üretilen işaretlerin ZFD sonuçları AGA-ZFA yöntemi ile KZFD, WVD, ZAMD, MHD, CWD, BJD, NTFD ve OKM yöntemleri kullanılarak eşit şartlarda karşılaştırılmakta ve Bölüm 5'te karşılaştırma sonucu elde edilen sayısal sonuçlar değerlendirilmektedir.

Önceki bölümlerde özetlendiği gibi, Fourier dönüşümünde zaman bilgisi elde edilememekte, kısa zamanlı Fourier dönüşümünde ise hem zaman hem de frekans bilgilerinin aynı anda istenilen çözünürlükte elde edilmesi mümkün olamamaktadır. Yetersiz çözümler sunabilecek bu en iyileme problemine çözüm olarak literatürde; dalgacık dönüşümü [65, 66], WVD [67, 68], ZAMD [59], MHD [19], CWD [17], BJD [63], NTFD [7] ve OKM [64] gibi yöntemler önerilmiş ancak, işlem yükü, istenmeyen sanal bileşenlerinin ortaya çıkması vb. sorunları ile karşılaşmıştır.

Önceki bölümlerde özetlendiği üzere, istenilen yüksek çözünürlüklü zaman bilgisi ile frekans bilgileri farklı pencere boyutlarına sahip analizlerde elde edilebilmektedir. Dolayısı ile çözünürlük iyileştirmesinin sayısal ortamda elde edilmesinin mümkün olacağı değerlendirilmektedir. Bu temel ön fikir

doğrultusunda, tez çalışması kapsamında farklı büyüklükte pencereler kullanılarak gerçekleştirilen kısa zamanlı Fourier dönüşümlerinden yüksek çözünürlüklü zaman bilgisi ve yüksek çözünürlüklü frekans bilgilerinin elde edilmesine dayalı yeni bir yöntem önerilmekte ve elde edilen sayısal sonuçlar ise Bölüm 3.2'de sunulmaktadır.

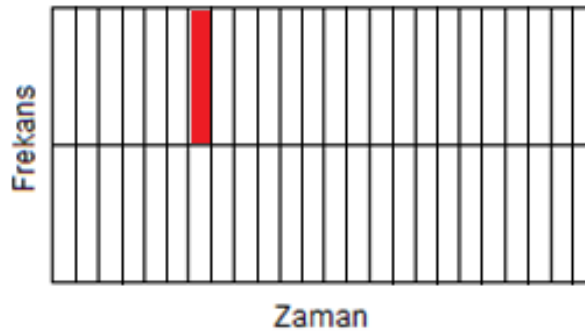
3.1 Azami Genlik Algılı Zaman–frekans Analizi (AGA–ZFA)

Mükemmel bir zaman–frekans dağılımından beklenen özellikler; her bir sinüzoidal işarete ait anlık bileşenlerin yüksek konsantrasyonlu olması ve çapraz terimlerin bulunmamasıdır. AGA–ZFA yönteminin geliştirilmesinde temel alınan hedefler; en yüksek genlik takibi yöntemiyle anlık bileşenlerde çok yüksek konsantrasyon sağlanması ve yöntemin temelinde KZFD kullanılmasından dolayı, çapraz terimlerin oluşmamasıdır.

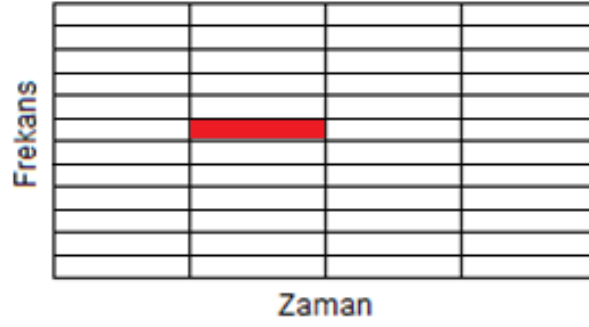
AGA–ZFA yönteminde uygulanan adımlar sırasıyla aşağıdaki bölümlerde belirtilmiştir.

3.1.1 Yüksek zaman çözünürlüklü ve yüksek frekans çözünürlüklü ZFD elde edilmesi

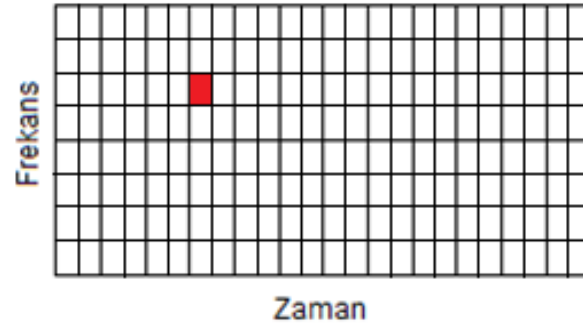
KZFD’de dar zaman penceresi kullanılarak yüksek zaman çözünürlüklü bir ZFD grafiği elde edilmektedir (Şekil 3.1). Benzer şekilde, geniş zaman penceresi kullanılarak KZFD sonucu yüksek frekans çözünürlüklü zaman frekans matrisi elde edilmektedir (Şekil 3.2). Geliştirilen AGA–ZFA yöntemiyle hem zaman hem de frekans çözünürlüğünü en üst seviyede (en küçük) elde etmek mümkün olmaktadır (Şekil 3.3).



Şekil 3.1 KZFD ile elde edilen yüksek zaman çözünürlüklü ZFD grafiği temsili gösterimi



Şekil 3.2 KZFD ile elde edilen yüksek frekans çözünürlüklü ZFD grafiği temsili gösterimi



Şekil 3.3 AGA–ZFA ile elde edilen yüksek zaman ve frekans çözünürlüklü ZFD grafiği temsili gösterimi

AGA–ZFA yöntemi ilk aşamada dar ve geniş pencere kullanarak iki farklı KZFD hesaplaması yapmakta ve hesaplanan sonuçlar için iki ayrı matris oluşturmaktadır. Matrislerin zaman eksenini ve frekans eksenlerindeki bilgi miktarları dikkate alındığında, iki farklı hesaplamada elde edilen matris boyutlarının uyuşmadığı görülmektedir. Yüksek zaman çözünürlüğünün elde edildiği matris, yüksek frekans çözünürlüğünün elde edildiği diğer matris ile karşılaştırıldığında, sütun sayısının çok daha yüksek olmasına rağmen satır sayısı oldukça düşüktür.

3.1.2 Ara değer bulma

AGA–ZFA yöntemi ile elde edilmek istenen, yüksek zaman ve yüksek frekans çözünürlüğünün aynı anda elde edilmesidir. Bu maksatla, öncelikle her iki matriste de düşük sayılı satır veya sütunları bir diğer matris ile eşitleyecek şekilde ara değer bulma işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu işlem sonrasında matris boyutları bakımından eşitleme yapılmış ve yapay olarak çözünürlükler iyileştirilmiş gözükmemektedir. Ancak, bu aşamada herhangi yeni bir bilgi üretilmemektedir.

3.1.3 Azami genlik değerlerinin bulunması

Elde edilen iki matris üzerinde azami genlik bulma yöntemiyle frekans değerlerinin en yüksek genlik değeri verdiği noktalar belirlenmektedir.

Kısa zamanlı Fourier dönüşümünden elde edilen spektrogram sonuçlarında her bir zaman değeri için frekans ekseninde tarama yapılmakta ve frekans ekseninde en büyük değer veren noktalar tespit edilmektedir. Tespit edilen noktalardaki frekans bilgisi hesaplanarak ilgili zaman değerinde elde edilen frekans değerleri kayıt altına alınmaktadır.

3.1.4 Bilgilerin birleştirilmesi

Bu aşamada, eşit olarak boyutlanmış olan iki matrisin sahip oldukları zaman–frekans bilgilerinin tek bir matriste birleştirilmesi sağlanmaktadır. Temel hedef, yüksek zaman çözünürlüğü ile yüksek frekans çözünürlüğüne sahip tespitlerin birleştirilmesidir.

Frekans bilgisi, yüksek frekans çözünürlüklü zaman frekans matrisinde diğer matrise kıyasla daha doğrudur. Zaman bilgisi ise yüksek zaman çözünürlüklü zaman frekans matrisinde diğer matrise kıyasla daha doğrudur. Bu iki matriste bulunan zaman ve frekans değerleri kullanılarak yeni bir zaman frekans gösterimi elde edilmektedir. Bu yöntemle KZFD'deki yüksek zaman ve frekans çözünürlüğünün aynı anda elde edilememesi problemi üzerinde iyileştirme sağlanmaktadır.

3.2 Azami Genlik Algılı Zaman–Frekans Analizi (AGA–ZFA)–Sayısal Sonuçlar

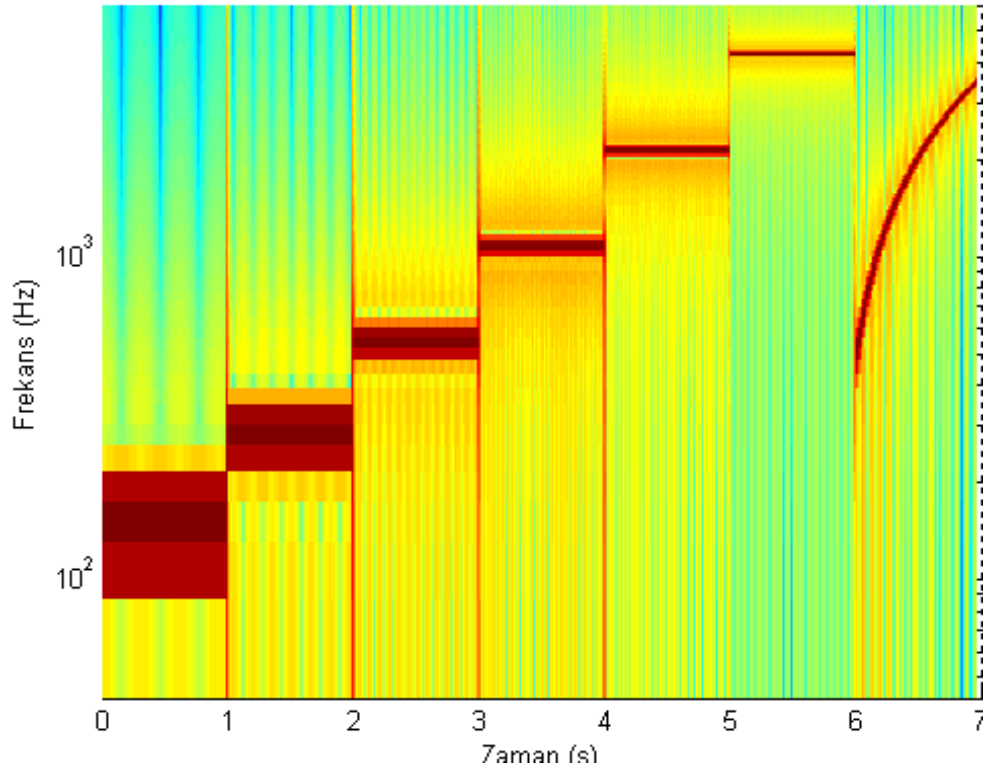
Müzik işaretlerinin incelenmesi örnek uygulaması dikkate alınarak birer saniye aralıklarla sırasıyla, 130.8, 261.6, 523.2, 1046.5, 2093.0, 4186.0 Hz frekanslarında sabit ton kontra oktav Do (C1), düşük oktav Do (C3), orta oktav Do (C4), tenor Do (C5), soprano Do (C6), çift yüksek Do (C7) ve sekizinci oktav Do (C8) notaları ile yapay veri oluşturulmuştur. Ayrıca 440 Hz La (A4) notasından başlayarak 3520 Hz La (A7) notasına kadar bir saniye süreyle frekansı doğrusal artan (chirp) bir işaret eklenmiştir. 22050 Hz örnekleme frekansı ile toplam 176400 değer içeren bir

yapay veri oluşturulmuştur. Yapay verinin frekans değerleri ve ilgili zaman aç/kapa bilgileri Çizelge 3.1’de verilmektedir.

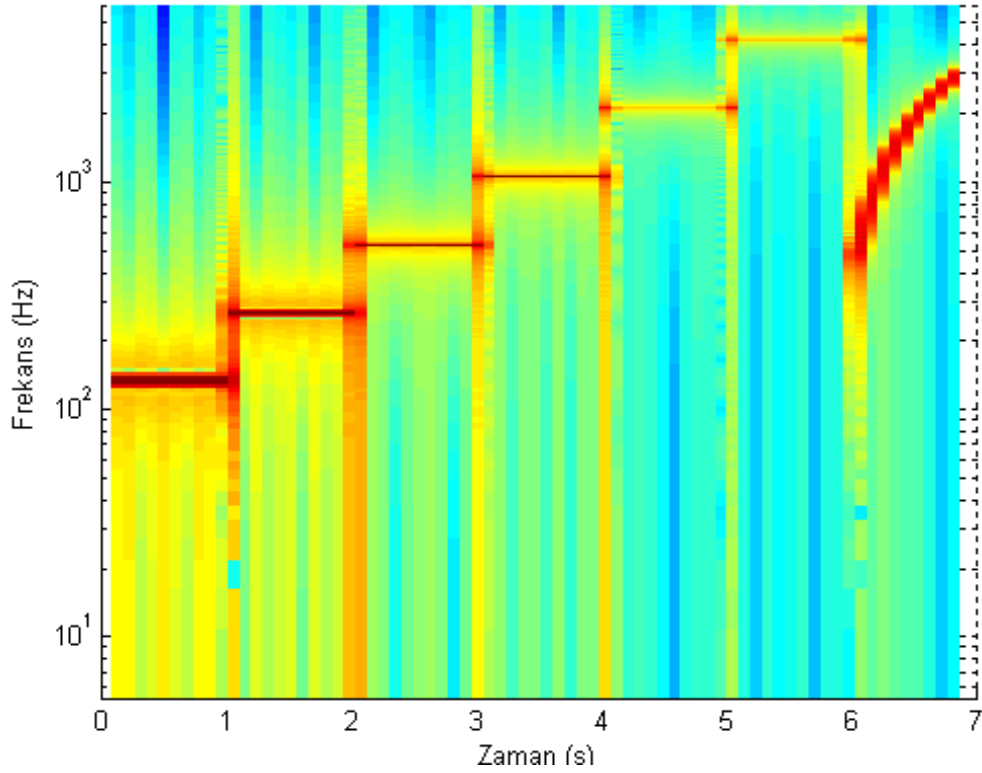
Çizelge 3.1 Yapay verinin frekans değerleri ve zaman aç/kapa bilgileri

Frekans Değerleri (Hz)	Zaman Aralığı (s)
130.8	0-1
261.6	1-2
523.2	2-3
1046.5	3-4
2093.0	4-5
4186.0	5-6
440 - 3520	6-7

Oluşturulan yapay verinin 512 büyüklüğünde bir pencere ile KZFD’si Şekil 3.4’te, 4096 büyüklüğünde bir pencere ile KZFD’si Şekil 3.5’te gösterilmiştir.

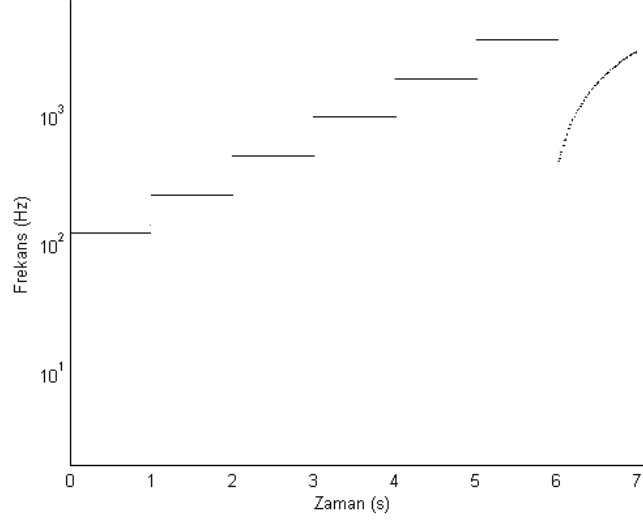


Şekil 3.4 Çizelge 3.1’de özellikleri verilen yapay verinin 512 büyüklüğünde bir pencere ile KZFD analizi



Şekil 3.5 Çizelge 3.1'de özellikleri verilen yapay verinin 4096 büyüklüğünde bir pencere ile KZFD analizi

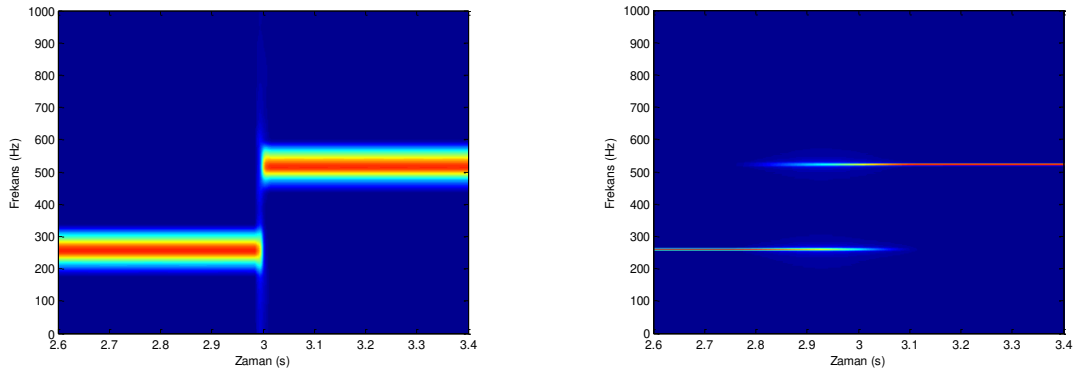
KZFD'de yüksek zaman çözünürlüğü için pencere büyüklüğü kısa tutularak zamandaki değişimler daha ayrıntılı görülebilmektedir (Şekil 3.4). Benzer şekilde, geniş bir pencere ile frekans değerlerinin daha yüksek çözünürlükle görülmesi mümkündür (Şekil 3.5). İncelenecek olursa, KZFD'nin en temel sıkıntısı olan zaman ve frekans çözünürlüklerinin aynı anda iyileştirememesinin etkileri görülmektedir. Herhangi bir değişkenin hassasiyetinin artırılması, diğerinin kötüleşmesine neden olmaktadır. Bu çalışmada, dar bir pencere kullanılarak gerçekleştirilen KZFD'den elde edilen yüksek çözünürlüklü zaman değişikliği bilgileri, geniş bir pencere kullanılarak gerçekleştirilen KZFD'den elde edilen yüksek çözünürlüklü frekans bilgisi ile birlikte değerlendirilerek yeni bir zaman frekans grafiği elde edilmiştir (Şekil 3.6).



Şekil 3.6 AGA-ZFA yöntemiyle oluşturulan yüksek çözünürlüklü zaman-frekans grafiği

Şekil 3.5 incelendiğinde 0. ve 7. saniyeler arasındaki frekans değişikliğinin meydana geldiği zaman bölgelerinde, zaman çözünürlüğündeki belirsizlik kendini göstermektedir. Şekil 3.6'da ise frekans değişikliklerin gerçekleştiği zaman değerleri açık şekilde görülmektedir. Böylelikle, KZFD ile elde edilemeyen—hem zaman hem de frekansta—hassasiyet artırımının mümkün olduğu görülmektedir.

Şekil 3.7'de, 2.6 ile 3.4 saniyeleri arasında 512 büyüklüğünde bir pencere kullanılarak oluşturulan spektrogramda frekans çözünürlüğündeki yetersizlik görülebilmektedir. Ancak, bu yetersizliğe karşılık olarak 3. saniyede gerçekleşen değişimin hangi zaman aralığında gerçekleşmiş olduğu keskin şekilde görülebilmektedir. Dikkat edilecek olursa, aynı hassasiyet frekansın belirlenmesinde gözlenememektedir.

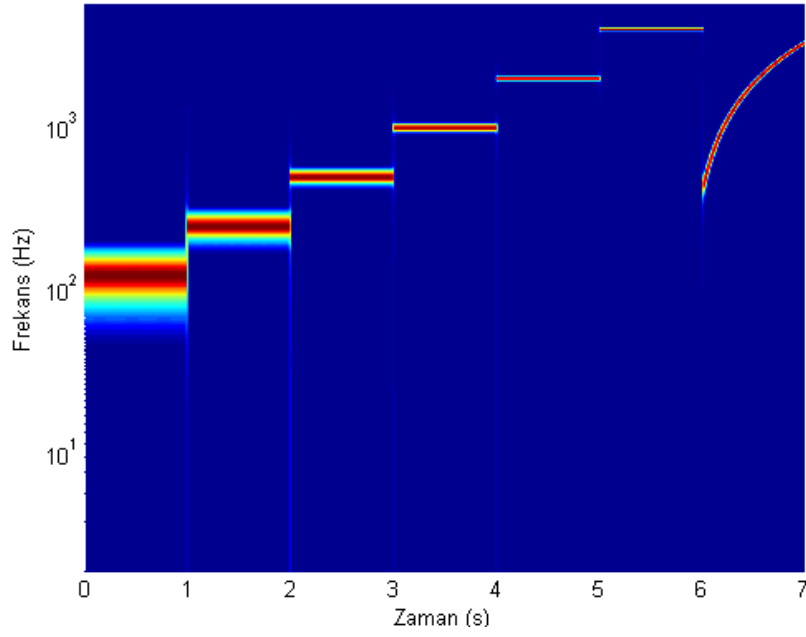


Şekil 3.7 2.6 ile 3.4 saniyeleri arasında 512 (sol) ve 4096 (sağ) büyüklüğünde pencere ile oluşturulan spektrogramlar

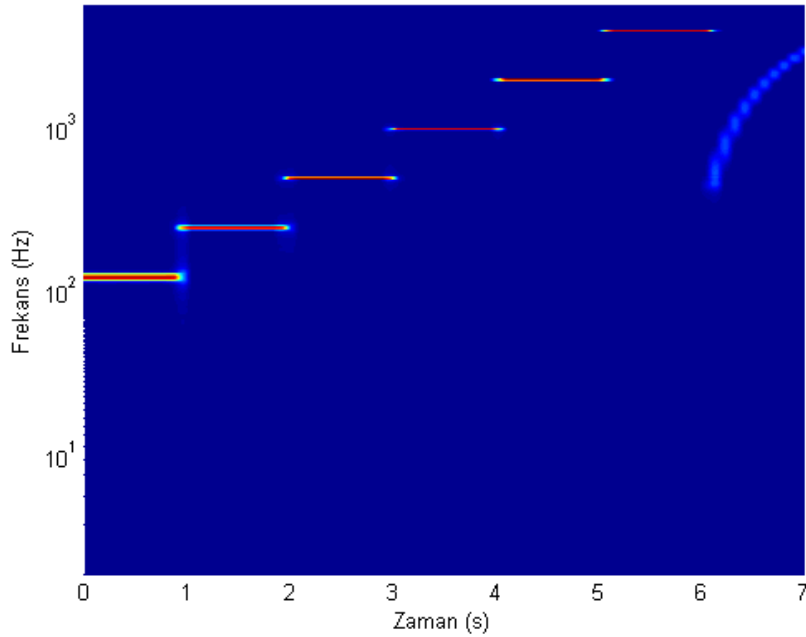
Şekil 3.7’de 2.6 ile 3.4 saniyeleri arasında 4096 büyüklüğünde bir pencere kullanılarak oluşturulan spektrogramda frekans çözünürlüğünün iyileştiği görülmektedir. Ancak, zamandaki değişimin hangi zaman aralığında gerçekleşmiş olduğu anlaşılamamaktadır.

Farklı pencere genişliklerinde oluşturulan spektrogramlarda farklı büyüklükte zaman ve frekans bilgileri bulunmaktadır. Ele alınan 8 saniye büyüklüğünde yapay veri için 512 büyüklüğündeki zaman penceresi ile 688 zaman bilgisi ve 257 frekans bilgisi elde edilirken 4096 büyüklüğündeki zaman penceresi ile 85 zaman bilgisi ve 2049 frekans bilgisi elde edilebilmektedir.

İki farklı zaman–frekans analizinde; ilkinde yetersiz zaman bilgisi elde edilebilirken, diğerinde yüksek zaman çözünürlüğü elde edilebilmektedir. Aynı durum frekans bilgisi için de gözlenmektedir. İki spektrum arasında karşılaştırma yapabilmek ve birlikte değerlendirmek amacıyla zaman ve frekans eksenlerinde eşit sayıda hücre olması gerekliliği ortaya çıkmaktadır. Her iki eksen bilgilerinde “Piecewise Cubic Hermite Interpolating Polynomial” yöntemiyle ara değer bulma işlemi yapılarak eşit büyüklükte iki spektrogram elde edilmiştir. Ara değer bulma işleminde zaman bilgisi yapay veri büyüklüğünün 1/100’ü kadar, frekans bilgisi örnekleme frekansının 1/4’ü kadar alınmıştır. Buna göre, 22050 Hz frekansta örneklenmiş 176400 değer içeren yapay veri vektörü ele alındığında, ara değer bulma işlemi sonucu oluşan spektrogramlarda 1764 zaman verisi ve 5512 frekans verisi bulunmaktadır.

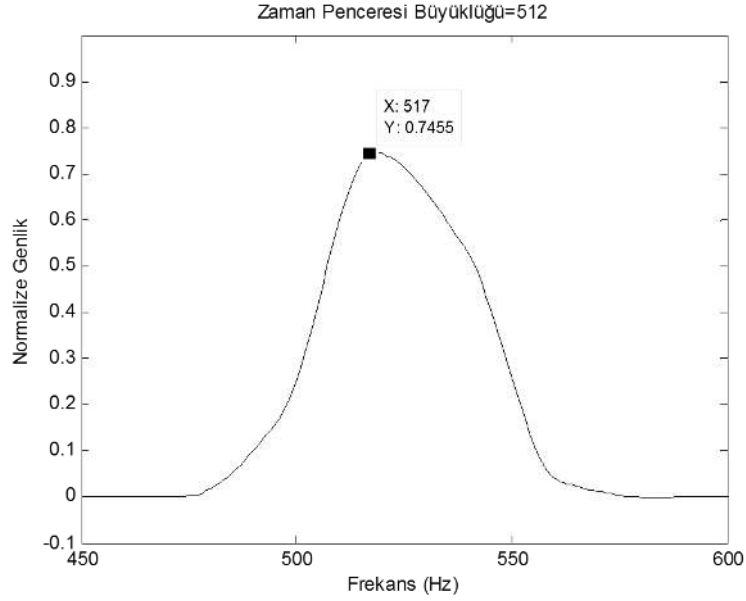


Şekil 3.8 Yapay verinin ara değer bulma işlemi uygulanmış spektrogramı (Zaman penceresi genişliği = 512)

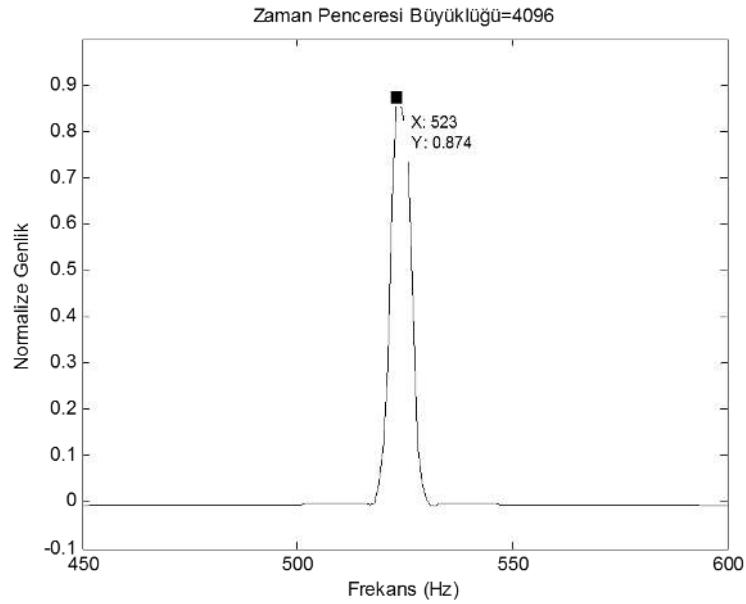


Şekil 3.9 Yapay verinin ara değer bulma işlemi uygulanmış spektrogramı (zaman penceresi genişliği=4096)

Şekil 3.10 ve Şekil 3.11'den zaman penceresi genişliği arttıkça frekansın daha dar bir bölgeye yayıldığı ve azami genlik verdiği noktanın daha kesin bir frekans değerini gösterdiği görülebilmektedir. Böylelikle, zaman çözünürlük değişkeni küçülmekte ve frekans belirleme hassasiyeti artmaktadır.



Şekil 3.10 512'lik zaman penceresi kullanılarak azami genlik bulunması

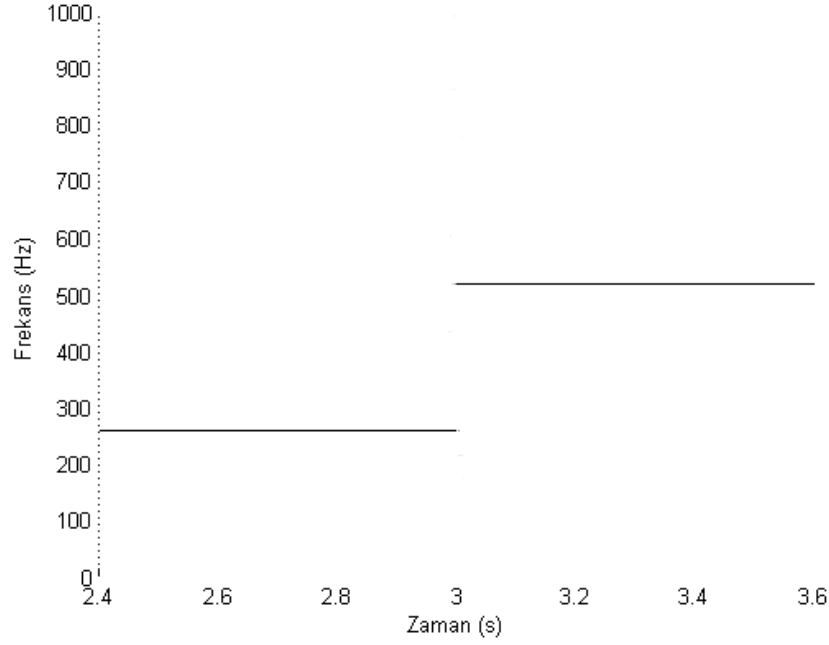


Şekil 3.11 4096'lık zaman penceresi kullanılarak azami genlik bulunması

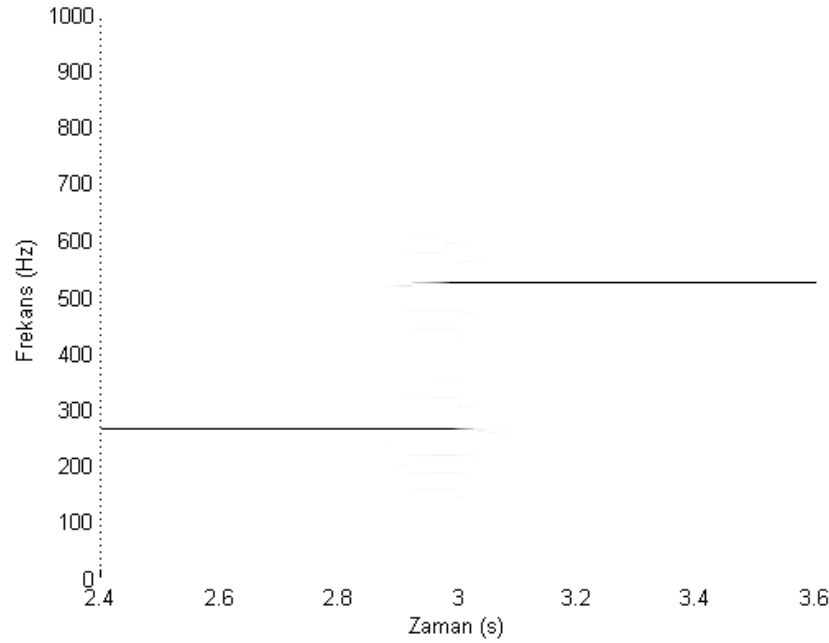
Buradan yola çıkarak MATLAB® ortamında azami genlik bulma yöntemi kullanılarak her bir zaman değerinde frekans değerlerinin en yüksek değer verdiği noktalar belirlenmiştir. Azami genlik değeri bulma işlemi sonucunda sadece frekans değerlerinin en yüksek değer verdiği noktaların ele alındığı yeni bir zaman frekans matrisi oluşturulmuştur.

Şekil 3.12 ve Şekil 3.13'te 512 ve 4096 zaman penceresi büyüklüğü için oluşturulan yüksek frekans çözünürlüklü zaman frekans grafikleri görülmektedir. Grafiklerde zaman değişiminin olduğu bölgeler incelendiğinde 512'lik zaman

penceresi ile oluşturulan spektrogramdan zaman değişiminin olduğu bölgeler açıkça görülebilmektedir. Bunun yanında frekans değerlerinin, 4096'lık zaman penceresi ile oluşturulan spektrogramdaki frekans değerleri kadar doğru olmadığı Şekil 3.10 ve Şekil 3.11 karşılaştırılarak görülebilmektedir.



Şekil 3.12 512 büyüklüğünde zaman penceresi kullanılarak yüksek frekans çözünürlüklü zaman–frekans grafiğinin elde edilmesi



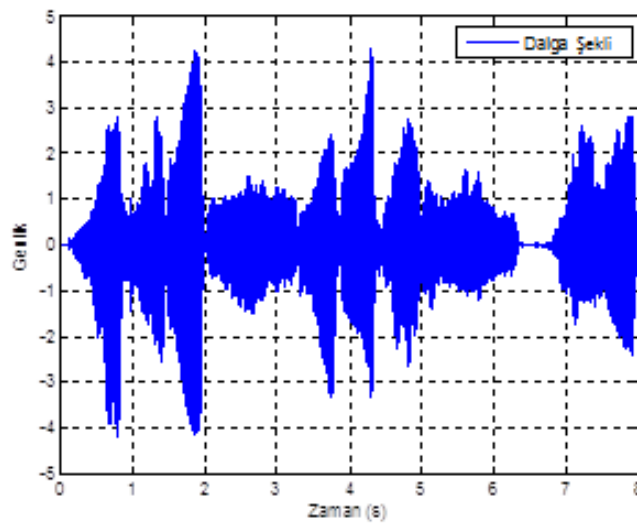
Şekil 3.13 4096 büyüklüğünde zaman penceresi kullanılarak yüksek frekans çözünürlüklü zaman–frekans grafiğinin elde edilmesi

MATLAB®’da geliştirilen yöntem ile geniş zaman pencereli (yüksek frekans çözünürlüklü) spektrogramın en yüksek genlik değeri veren frekans değerleri doğru kabul edilerek, bu frekans değerleri çevresinde belirli bir frekans bölgesi taranmakta ve dar zaman pencereli spektrograma ait frekans değeri olup olmadığı kontrol edilmektedir. Taranan bölgede dar zaman pencereli spektrograma ait frekans değeri bulunduğunda, geniş zaman pencereli spektrogramın azami genlik değeri yüksek olan noktasının sahip olduğu frekans değeri atanmıştır.

Yapılan işlem sonucunda Şekil 3.4’te gösterilen yüksek zaman çözünürlüğüne sahip spektrogram ile Şekil 3.5’te gösterilen yüksek frekans çözünürlüğüne sahip spektrogramlardan yüksek çözünürlüklü ZFD elde edilmiş ve Şekil 3.6’da gösterilmiştir.

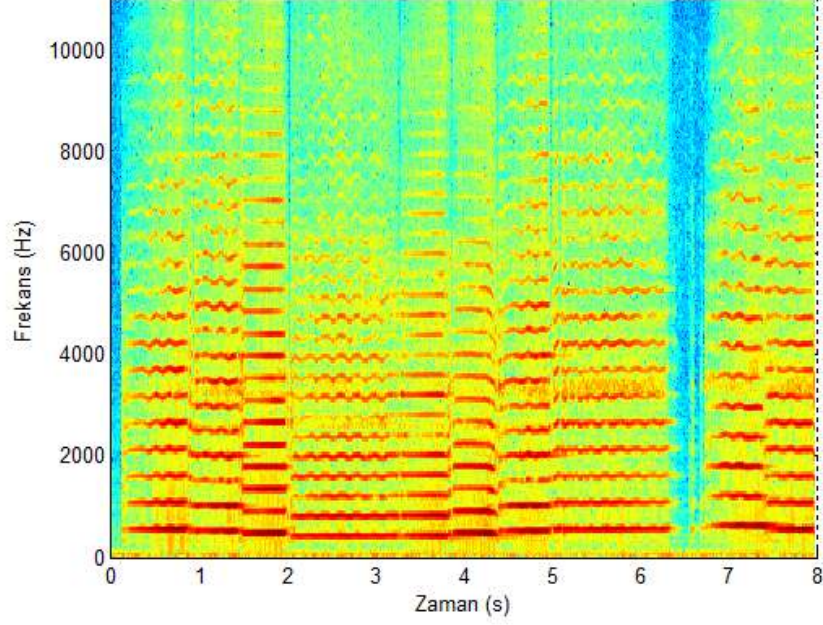
3.3 Azami Genlik Algılı Zaman–Frekans Analizi (AGA–ZFA)–Gerçek İşaret Kayıtları Kullanılarak Analiz

Yapay veri ile AGA–ZFA yönteminin açıklanmasından sonra bu bölümde 22050 Hz örnekleme frekansında gürültüsüz bir ortamda kayıt edilen 8 saniye uzunluğunda bir keman parçası incelenmiştir. İncelenen sayısal ses işaretinin dalga şekli Şekil 3.14’te gösterilmiştir. . Ek-1’de anlatılan Yüksek Çözünürlüklü Zaman–Frekans Analizi Yazılımı (YZFA) ile işaretler AGA–ZFA yöntemi ile incelenebilmektedir.

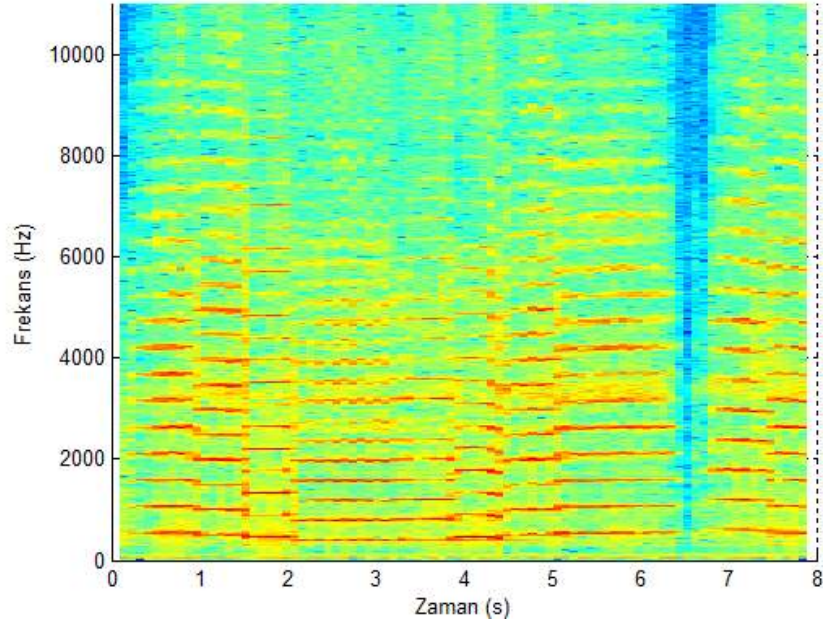


Şekil 3.14 İncelenen sayısal ses işaretinin dalga şekli

Sayısal ses işaretine ait 512 ve 4096 büyüklüğünde zaman pencereleri kullanılarak KZFD ile oluşturulan spektrogramlar Şekil 3.15 ve Şekil 3.16'da görülmektedir.

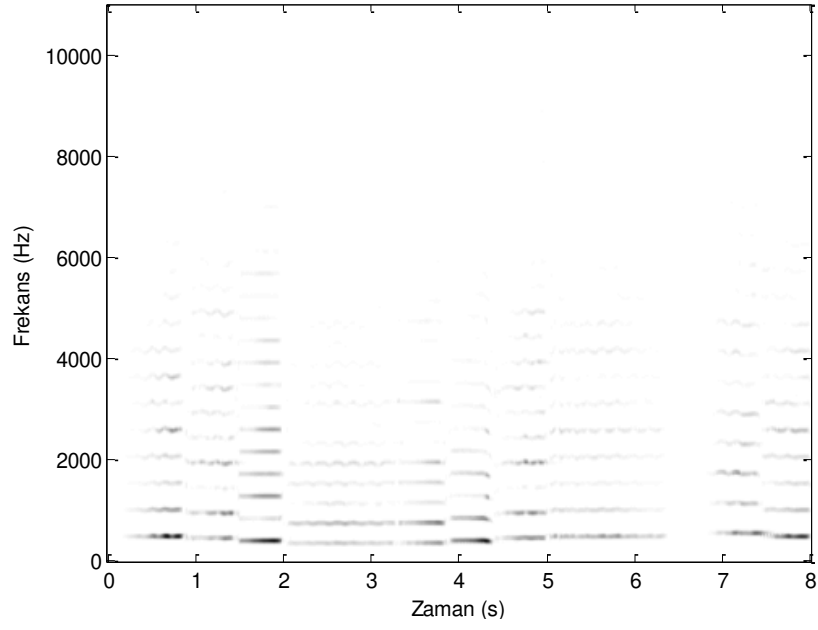


Şekil 3.15 İncelenen sayısal ses işaretinin 512 büyüklüğünde pencere ile KZFD sonucu oluşturulan spektrogramı

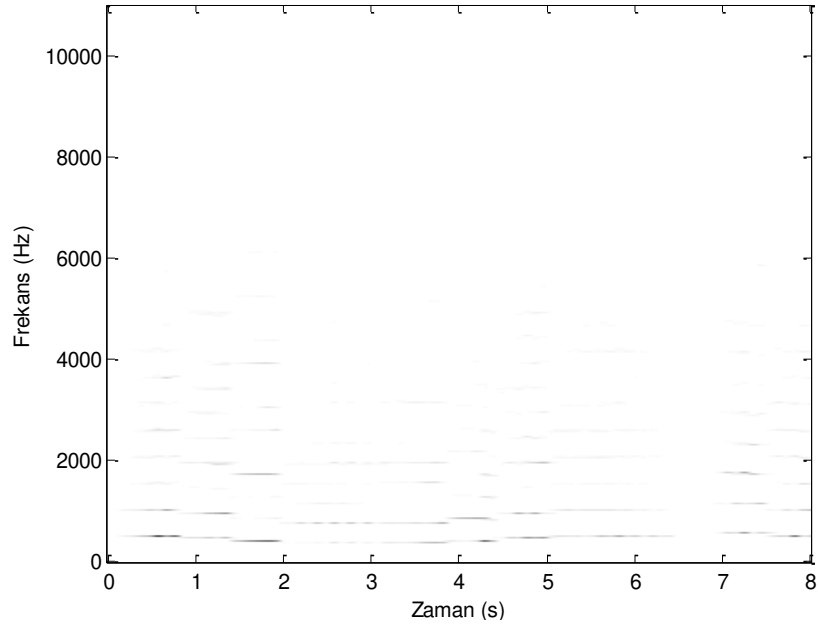


Şekil 3.16 İncelenen sayısal ses işaretinin 4096 büyüklüğünde pencere ile KZFD sonucu oluşturulan spektrogramı

512 ve 4096 büyüklüğünde zaman pencereleri kullanılarak ara değer bulma işlemi sonrasında oluşturulan spektrogramlar Şekil 3.17 ve Şekil 3.18'de görülmektedir.

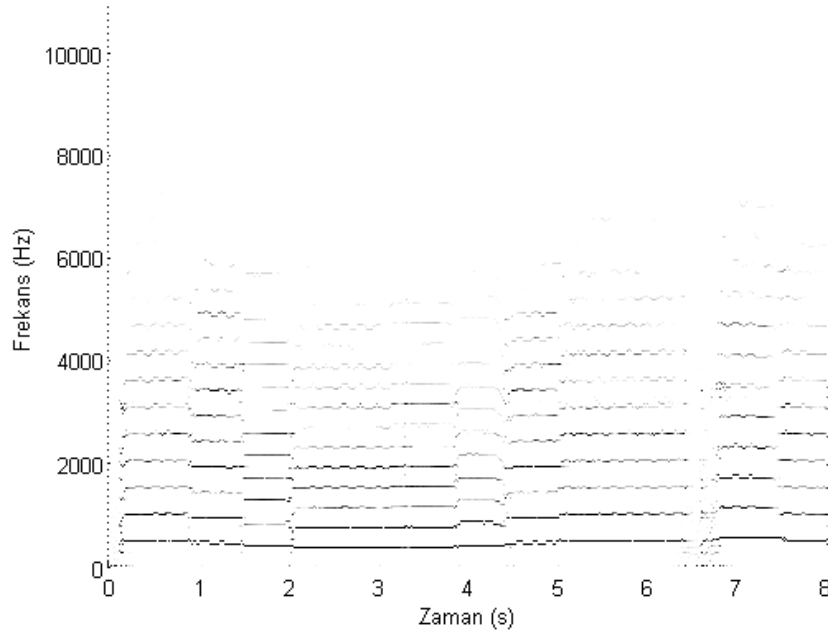


Şekil 3.17 İncelenen sayısal ses işaretinin 512 büyüklüğünde pencere ile KZFD sonucu oluşturulan ve ara değer bulma işlemi uygulanan spektrogramı

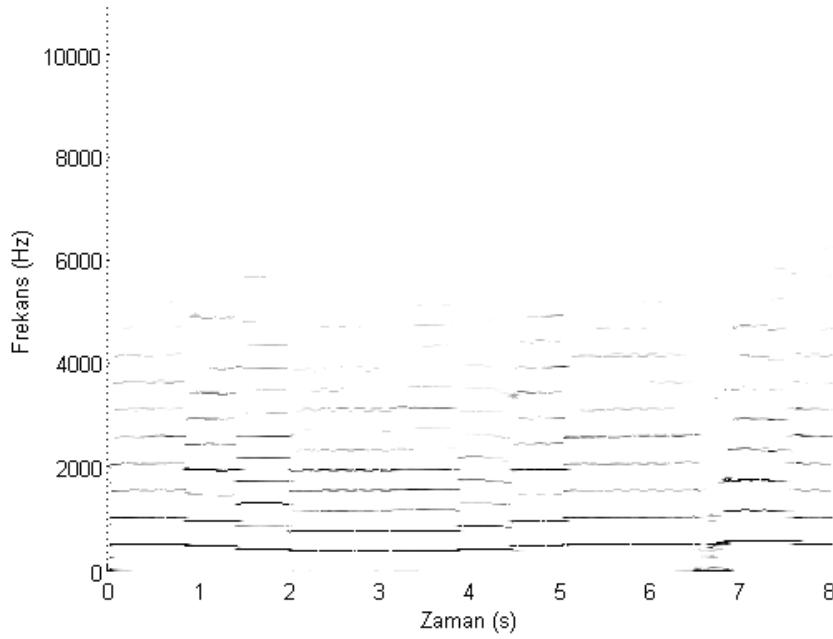


Şekil 3.18 İncelenen sayısal ses işaretinin 4096 büyüklüğünde pencere ile KZFD sonucu oluşturulan ve ara değer bulma işlemi uygulanan spektrogramı

Azami genlik değeri bulma işlemi sonrası oluşturulan yüksek frekans çözünürlüklü spektrogramlar Şekil 3.19 ve Şekil 3.20’de gösterilmiştir.

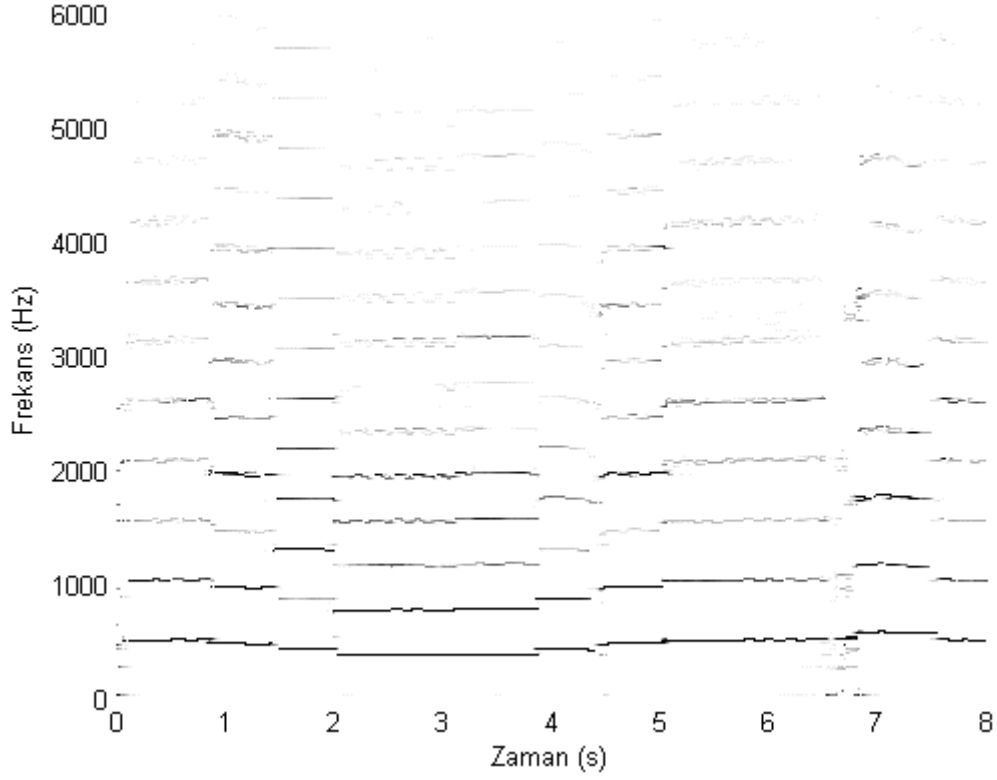


Şekil 3.19 İncelenen sayısal ses işaretinin 512 büyüklüğünde pencere ile azami değer bulma işleminden sonraki spektrogramı



Şekil 3.20 İncelenen sayısal ses işaretinin 4096 büyüklüğünde pencere ile azami değer bulma işleminden sonraki spektrogramı

MATLAB® ortamında geliştirilen yüksek zaman frekans çözünürlüğü yazılımı ile oluşturulan yüksek zaman ve frekans çözünürlüklü spektrogram Şekil 3.21'de gösterilmiştir. Şekil 3.21'de gösterilen spektrogram, Şekil 3.19'da gösterilen spektrogramdaki yüksek çözünürlüklü zaman bilgisini ve Şekil 3.20'de gösterilen spektrogramdaki yüksek çözünürlüklü frekans bilgisini içermektedir.



Şekil 3.21 İncelenen sayısal ses işaretinin AGA–ZFA yöntemiyle oluşturulan yüksek zaman frekans çözünürlüklü ZFD gösterimi

Şekil 3.21 incelendiğinde frekans ve zaman eksenlerinde KZFD yöntemine göre görsel açıdan iyileşme görülmektedir. İyileştirmeye nicel olarak karar verilebilmesi için güvenilir ve ölçülebilir karşılaştırma ölçütlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Buna bağlı olarak Bölüm 4’te zaman frekans analizlerinin başarımlı ölçümleri açıklanmaktadır.

4 ZAMAN FREKANS ANALİZLERİNİN BAŞARIM ÖLÇÜMÜ

Günümüzde, farklı zaman frekans analizi (ZFA) ihtiyaçları olduğu gibi geliştirilmiş olan mevcut çözümlerdeki seçeneklerde de farklılıklar bulunmaktadır. Bölüm 2’de özetlenen bu yöntemlerin AGA–ZFA yöntemi ile karşılaştırılabilmesi ve bu karşılaştırmalarda yöntemlerinin başarımlarının güvenilir nicel yöntemler ile ölçülmesine ihtiyaç bulunmaktadır. Başarımların güvenilir şekilde ölçülmesinde iki temel unsurun önemi bulunmaktadır; başarımların ölçütleri ve test verileri kümesi. Farklı başarımların ölçütleri kullanılarak karşılaştırılacak yöntemlerin aynı veri örnekleri ile incelenmesi karşılaştırma sonuçlarının güvenilirliği açısından önem taşımaktadır. AGA–ZFAYönteminin literatürde mevcut benzeri yöntemler ile, aynı veya benzer şartlar altındaki karşılaştırma imkanlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu doğrultuda, yaygın olarak kullanılmakta olan başarımların ölçüm yöntemleri Bölüm 4.1’de, örnek veri kümeleri Bölüm 4.2’de ve ölçüm sonuçları Bölüm 4.3’te verilmektedir.

4.1 Başarım Ölçüm Yöntemleri

Zaman–frekans analizi (ZFA) yöntemlerinin eşit şartlar altında karşılaştırılabilmesi ve güvenilir sonuçların elde edilebilmesi amacıyla, nicel ölçütlerin kullanılması gerekmektedir. Bu konuda görsel analizlerin yanında Gabor [69], Vakman [70], Janssen [71] ve Cohen [72]’in nicel ölçütler için çalışmaları bulunmaktadır. Vakman, başarımların ölçüm yöntemi olarak Leipnik Entropi ölçümü ve Zakai entropi parametrelerini kullanmıştır [70]. Boashash iki farklı konsantrasyon ölçüm yöntemi ve bir adet çözünürlük ölçüm yöntemi önermiştir [41]. Williams tarafından ZFD başarımlarının nicel ölçümü için Renyi entropi ölçümü [73] ve hacim normalizeli Renyi entropi ölçümü [74] kullanılmıştır. Shafi et al., [6, 18, 72] ZFA yöntemleri karşılaştırma çalışmalarında Renyi entropi ölçümünü, Stankovic [46] ise hacmi birleşmiş (normalizeli) Renyi Entropi ölçümünü kullanmıştır.

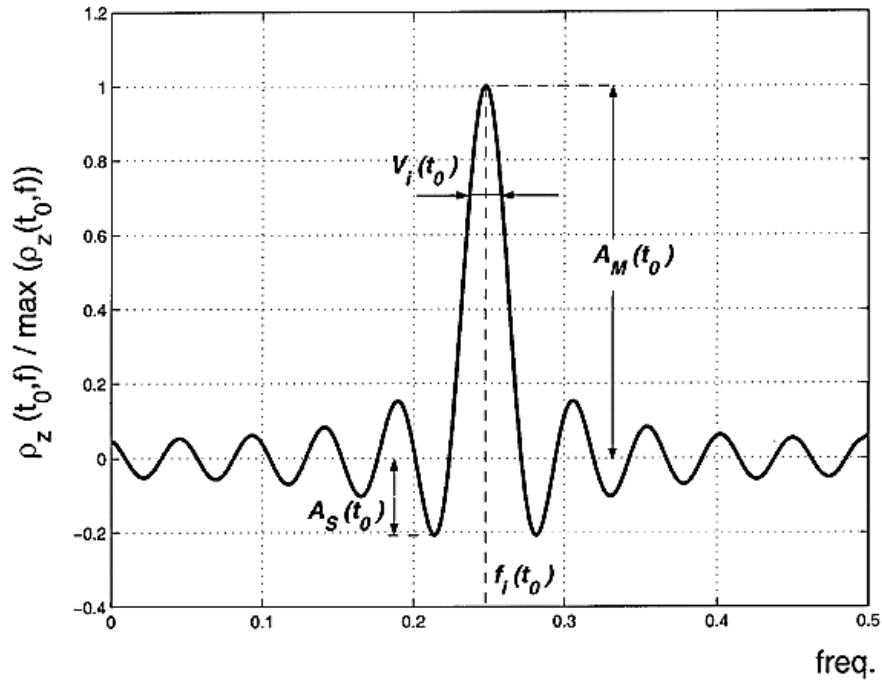
Geliştirilen AGA–ZFA yönteminin başarımlarının ölçümü amacıyla, Boashash tarafından önerilen konsantrasyon ölçüm yöntemleri ve çözünürlük ölçümü, Shafi tarafından [72]’de belirtilen Renyi entropi ölçümü [43] ve hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü [44] olmak üzere toplam 5 adet nicel karşılaştırma ölçütü kullanılmıştır.

Başarım ölçüm yöntemleri sonucunda elde edilen başarımların literatürde mevcut diğer ZFA yöntemleri başarımlarıyla karşılaştırması Bölüm 5'te verilmiştir.

4.1.1 Boashash başarımlar ölçüm yöntemleri

Boashash, tek bileşenli bir FM işaret için ZFA performansının işaretin anlık frekansında ortaya çıkan enerji yoğunluğu ile tanımlandığını belirtmiştir [76]. Enerji yoğunluğunun artması için yan kulakçık genliğinin ($A_S(t)$) ana kulakçık genliğine ($A_M(t)$) göre en aza indirilmesi ve anlık ana kulakçık bandgenişliğinin ($V_i(t)$), işaretin anlık frekansına ($f_i(t)$) göre en aza indirilmesi istenmektedir.

Tek bileşen içeren bir işaretin ZFA'sının belirli bir andaki birleşmiş frekans genlik değerleri Şekil 4.1'de görülmektedir.



Şekil 4.1 Tek bileşen içeren işaretin ZFA'daki anlık bileşeni [41]

ZFA'nın performansının niceliklendirilmesi amacıyla p değeri Eşitlik 4.1'de gösterildiği gibi bulunmaktadır.

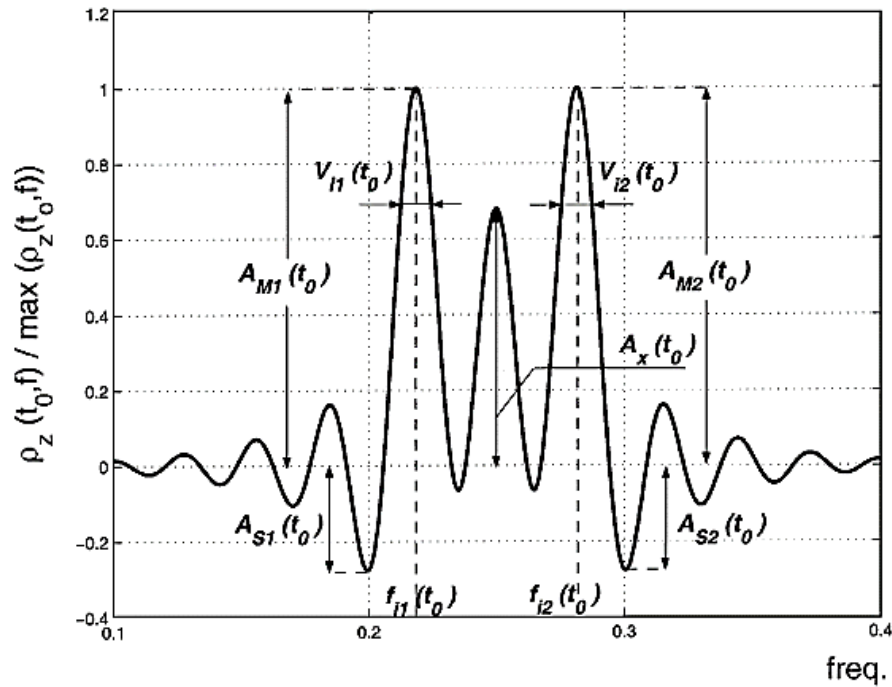
$$p(t) = A_S(t)V_i(t)/A_M(t)f_i(t) \quad (4.1)$$

Bandgenişliği değeri ($V_i(t)$), birleşmiş genlik değerinin 0.7071 olduğu değerden ölçülmektedir. Boashash, ZFA'nın performansının, p değerinin küçülmesi ile iyileşeceğini belirtmiştir [41].

Birden çok bileşen içeren frekans modüleri işaretlerde ZFA başarımı sadece enerji yoğunluğuna değil, aynı zamanda frekans çözünürlüğüne de bağlı olmaktadır. Frekans çözünürlüğü, frekans bileşenlerinin ana kulakçıkları ve frekans bant genişliklerinin görülebilir olduğu minimum frekans ayrımı olarak tanımlanmaktadır. Anlık frekans değerleri f_1 ve f_2 olan iki bileşenin bant genişlikleri V_1 ve V_2 olarak tanımlandığında frekans çözünürlüğü Eşitlik 4.2'de gösterildiği şekilde tanımlanmaktadır [41].

$$f_1 + \frac{V_1}{2} < f_2 - \frac{V_2}{2}, f_1 < f_2 \quad (4.2)$$

Şekil 4.2'de iki bileşenli bir işaretin belirli bir andaki birleşmiş frekans genlik değerleri görülmektedir.



Şekil 4.2 İki bileşen içeren işaretin ZFA'daki anlık bileşeni [41]

Şekil 4.2'de $V_{i1}(t_0)$, $f_{i1}(t_0)$, $A_{S1}(t_0)$ ve $A_{M1}(t_0)$; sırasıyla anlık bant genişliği, anlık frekans, yan kulakçık genliği ve ana kulakçık genliğini belirtmektedir. Benzer şekilde $V_{i2}(t_0)$, $f_{i2}(t_0)$, $A_{S2}(t_0)$ ve $A_{M2}(t_0)$; sırasıyla anlık frekans bant genişliği, anlık frekans, yan kulakçık genliği ve ana kulakçık genliğini belirtmektedir. $A_x(t_0)$ ise çapraz terim genliğini belirtmektedir.

Boashash konsantrasyon ölçümleri C_1 ve C_2 , Eşitlik 4.3 ve Eşitlik 4.4 ile gösterilmiştir.

$$C_1 = \frac{V_i(t)}{f_i(t)} \quad (4.3)$$

$$C_2 = \frac{A_S(t)}{A_M(t)} \quad (4.4)$$

Bileşenlerin analoblarının frekans ayrımının ölçüm değeri $D(t)$ Eşitlik 4.5 ile tanımlanmaktadır [41].

$$D(t) = \frac{\left(f_{i2}(t) - \frac{V_{i2}(t)}{2}\right) - \left(f_{i1}(t) - \frac{V_{i1}(t)}{2}\right)}{f_{i2}(t) - f_{i1}(t)} = 1 - \frac{V_i(t)}{\Delta f_i(t)} \quad (4.5)$$

Eşitlik 4.5'te görülen $V_i(t) = (V_{i1}(t) + V_{i2}(t))/2$, $\Delta f_i(t) = f_{i2}(t) - f_{i1}(t)$ olarak tanımlanmaktadır.

Daha iyi bir çözünürlük başarımı için D'nin büyük olması beklenmektedir. D'nin en büyük değeri alması için her işaret bileşeninin enerji konsantrasyonunun en büyük olması sağlanmalı ve anlık frekans değerinin bandgenişliği minimize edilmelidir. AGA-ZFA yönteminde sadece azami genlik değerinin olduğu frekans bileşeni işleme alınmaktadır. Yan kulakçıklar tamamen sönümlendirilmekte ve bant genişliği en aza indirgenmektedir.

Çözünürlük başarımı P Eşitlik 4.6'teki gibi tanımlanmaktadır.

$$P(t) = \frac{1}{3} \left[\frac{A_S(t)}{A_M(t)} + \frac{1}{2} \frac{A_x(t)}{A_M(t)} + (1 - D(t)) \right] \quad (4.6)$$

Eşitlik 4.6'da belirtilen $A_M(t)$ bileşenlerin ana kulakçık genlik değerlerinin ortalaması olup $A_M(t) = (A_{M1}(t) + A_{M2}(t))/2$ olarak hesaplanmaktadır. Benzer şekilde $A_S(t)$ bileşenlerin yan kulakçık genlik değerlerinin ortalaması olup $A_S(t) = (A_{S1}(t) + A_{S2}(t))/2$ olarak hesaplanmaktadır. $A_x(t)$ çapraz bileşen genliği olup. P değerinin küçük olması iyi çözünürlük başarımını işaret etmektedir.

Başarım ölçümleri için Eşitlik 4.3, Eşitlik 4.4 ve Eşitlik 4.6 kullanılmıştır.

4.1.2 Renyi entropi ölçümü

Williams [73] tarafından, Baraniuk [71] ve Flandrin'in [75] katkısı ile Renyi entropi ölçümünün nitelikleri belirlenmiş ve zaman–frekans analiz yöntemlerine uygulanmıştır. Zaman–frekans dağılımına uygulanan Renyi entropisi Eşitlik 4.7 ile ifade edilmektedir [43].

$$R_{\alpha} = \frac{1}{1-\alpha} \log_2 \left(\sum_n \sum_k \rho_x^{\alpha}(n, k) \right) \quad (4.7)$$

Zaman–frekans dağılımı ölçümlerinde kullanılmak üzere $\alpha > 2$ tavsiye edilmektedir [43]. $\alpha = 2$ seçildiğinde enerjisi normalize edilmiş işaretlerin WVD için $(\sum_n \sum_k \rho_x^2(n, k) \equiv 1)$ için Renyi Entropisi ($R_2 = 0$) sıfır bulunmaktadır. R_{α} 'nın davranışı, $\sum_n \sum_k \rho_x^{\alpha}(n, k)$ argümanı ile belirlenir. $\alpha > 2$ değerleri için, $1/(1-\alpha)$ ifadesinden negatif katsayı oluşması nedeniyle daha az konsantrasyona sahip dağılımlarda daha yüksek değerler elde edilmektedir.

4.1.3 Hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü

$\alpha = 3$ seçildiğinde Renyi entropi ölçümü, çapraz terimlerin varlığını önemsemediği için bir normalizasyon işlemine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu birleme yöntemi kullanılarak elde edilen Renyi entropisi, [76]'da belirtildiği şekilde Eşitlik 4.8 ile ifade edilmektedir.

$$RV_3 = -\frac{1}{2} \times \log_2 \sum_n \sum_k \left[\rho_x(n, k) / \sum_n \sum_k |\rho_x(n, k)| \right]^3 \quad (4.8)$$

Hacim Normalizeli Renyi Entropi Ölçümü, çapraz değerleri bastırma ile gerçek işaret bileşenlerini iyileştirme arasında bir denge aramaktadır. Hacim Normalizeli Renyi Entropi Ölçümü, uyarlamalı çekirdek (kernel) tasarımında kullanılmaktadır [76].

4.2 Başarım Ölçümü için Oluşturulan Örnek İşaretler

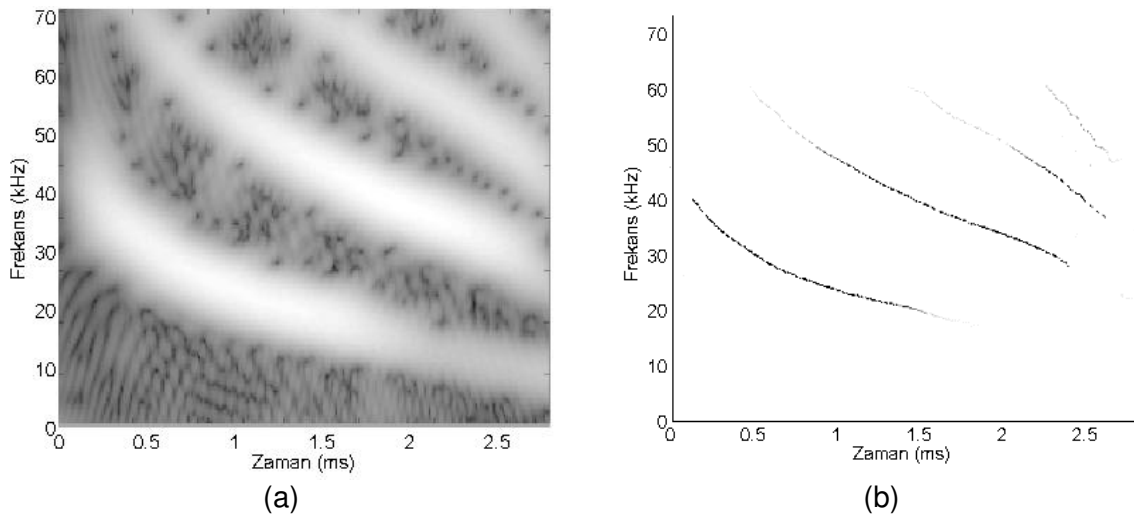
Azami Genlik Algılı Zaman Frekans Analizi (AGA-ZFA) yönteminin başarımının diğer yöntemlerle karşılaştırılması amacıyla, ZFA başarım karşılaştırmalarında sıklıkla kullanılan yarasa sesi işareti ve Shafi'nin çalışmasında [7] kullandığı farklı yapılarda 4 adet örnek işaret dahil toplam 5 adet işaret esas alınmıştır.

4.2.1 Yarasa sesi işareti (YS)

[7]'de çok bileşenli bir işaretin testi amacıyla yarasa sesinin (bat echolocation signal) çok uygun olduğu belirtilmektedir. İşaretin aynı zaman diliminde birden fazla bileşen içermesi ve frekansın chirp şeklinde artışı analiz için uygunluğunu göstermektedir.

Şekil 4.3'te zaman frekans dağılımı gösterilen işaret "Eptesicus Fuscus" olarak bilinen yarasanın yaydığı ses işaretidir. İşaret Rice Üniversitesi kaynaklarından alınmıştır [77].

Şekil 4.3'te KZFD ve AGA-ZFA yöntemi ile oluşturulan ZFD gösterilmektedir. Şekil 4.3 incelendiğinde 4 farklı bileşen olduğu görülmektedir. Birçok ZFA yöntemi zayıf olan dördüncü bileşeni gösterememektedir. AGA-ZFA yönteminde bu bileşen de görülebilmektedir. Bölüm 5'te AGA-ZFA yöntemiyle oluşturulan ZFD'nin diğer yöntemlerle karşılaştırması verilmektedir.

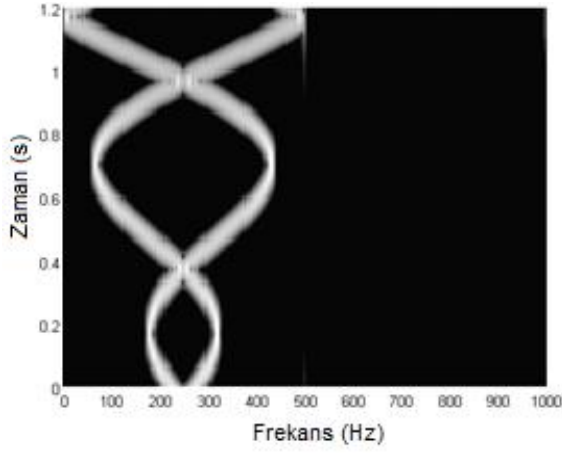


Şekil 4.3 Yarasa sesi zaman frekans gösterimi, (a) KZFD [7], (b) AGA-ZFA

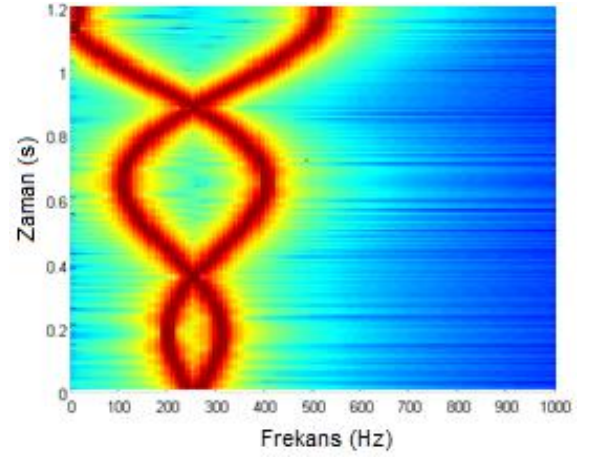
4.2.2 Örnek işaret-1 (SS1)

Örnek işaretlerin birincisi, kesişen iki adet sinüzoidal frekans modüleli bileşenden oluşmaktadır. Yapay olarak üretilen işaret; SS1, Eşitlik 4.11’de tanımlanmış ve KZFD, NTFD ve AGA-ZFA yöntemleriyle oluşturulan ZFD grafikleri Şekil 4.4’te gösterilmiştir.

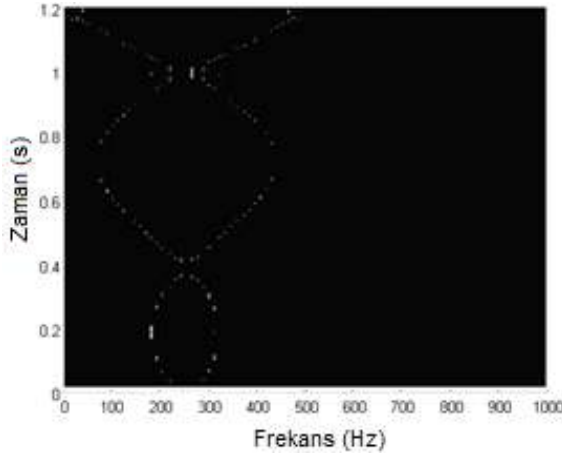
$$x_1(n) = e^{-j\pi((\frac{5}{2})-0.1\sin(2\pi n/N))n} + e^{j\pi((\frac{5}{2})-0.1\sin(2\pi n/N))n} \quad (4.11)$$



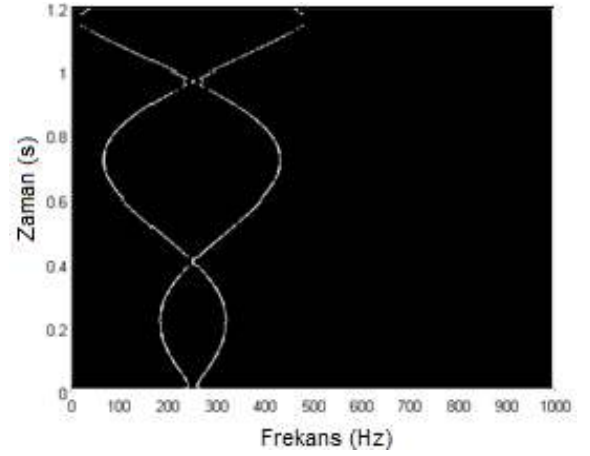
(a)



(b)



(c)



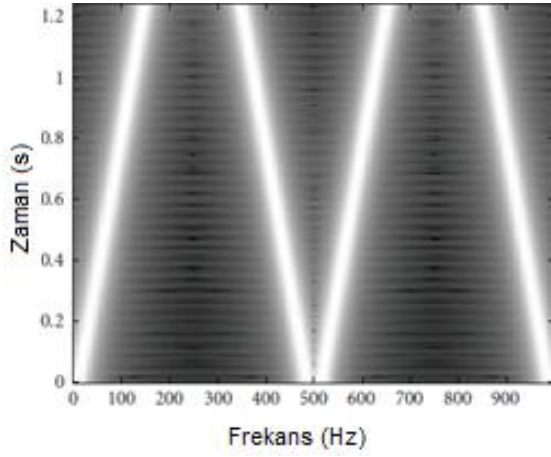
(d)

Şekil 4.4 Örnek işaret 1 için oluşturulan ZFD grafikleri (a)-(b) KZFD, (c) NTFD [7], (d) AGA-ZFA

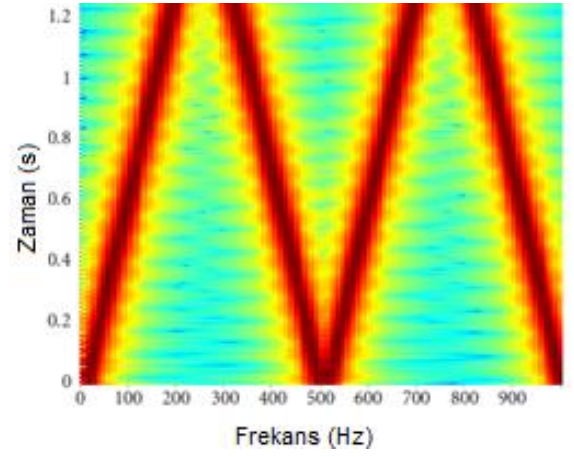
4.2.3 Örnek işaret-2 (SS2)

İkinci örnek işaret, iki set paralel olmayan ve kesişmeyen doğrusal frekans modülasyonu bileşen içermektedir. Örnek işaret 2 (SS2), Eşitlik 4.12’de tanımlanmış ve KZFD, NTFD ve AGA-ZFA yöntemleriyle oluşturulan ZFD grafikleri Şekil 4.5’te gösterilmiştir.

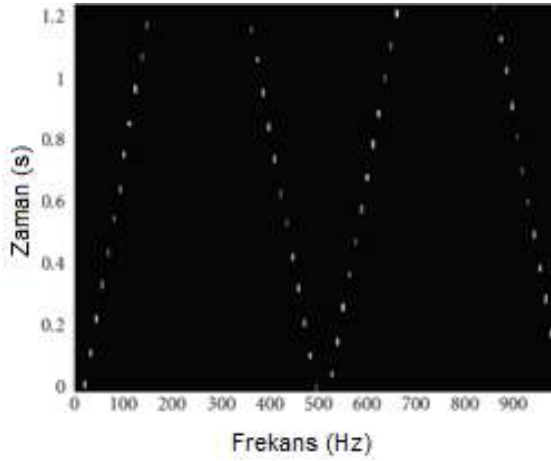
$$x_2(n) = e^{-j\pi(n/6N))n} + e^{j\pi(n/6N))n} + e^{-j\pi(1+(\frac{n}{6N}))n} + e^{j\pi(1+(\frac{n}{6N}))n} \quad (4.12)$$



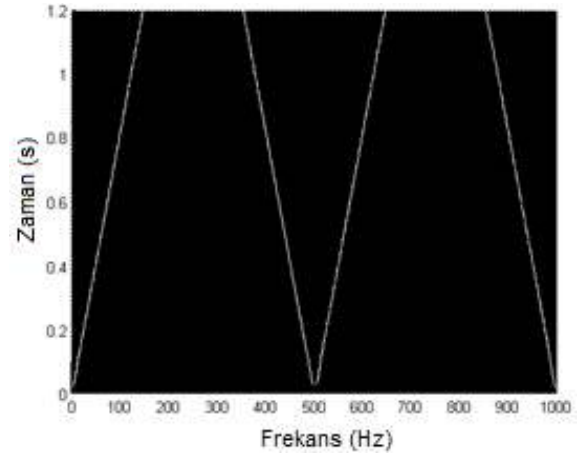
(a)



(b)



(c)



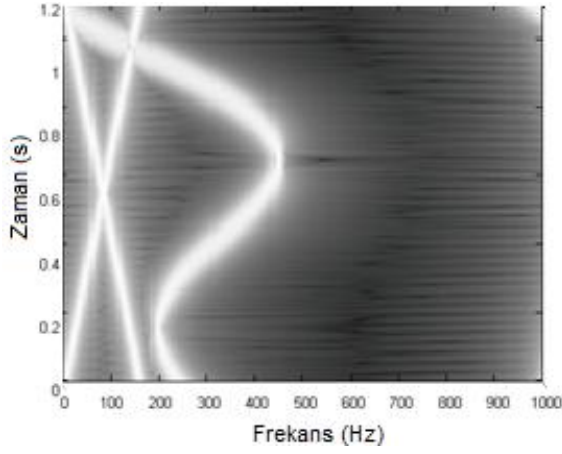
(d)

Şekil 4.5 Örnek işaret 2 için oluşturulan ZFD grafikleri (a)-(b) KZFD, (c) NTFD [7], (d) AGA-ZFA

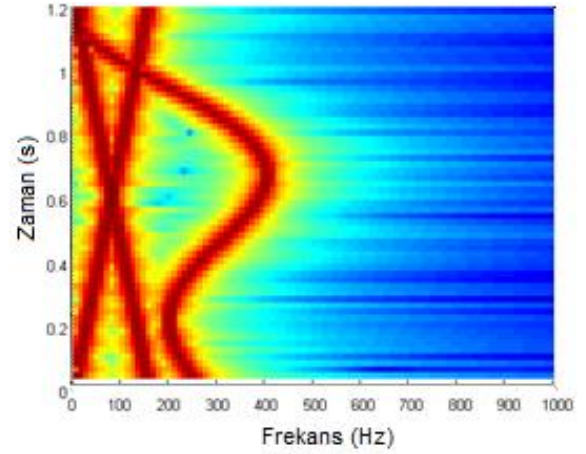
4.2.4 Örnek işaret-3 (SS3)

Üçüncü örnek işaret, bir adet sinüzoidal FM bileşen ve 2 adet kesişen doğrusal frekans modülasyonlu bileşenden meydana gelmektedir. Örnek işaret 3 (SS3), Eşitlik 4.13'te tanımlanmış ve KZFD, NTFD ve AGA-ZFA yöntemleriyle oluşturulan ZFD grafikleri Şekil 4.6'da gösterilmiştir.

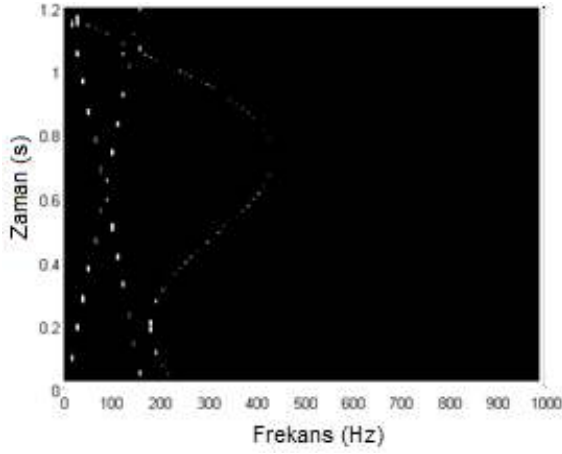
$$x_3(n) = e^{j\pi((\frac{5}{2})-0.1\sin(2\pi n/N))n} + e^{j\pi(n/6N)n} + e^{-j\pi(\frac{1}{3}-(\frac{n}{6N}))n} \quad (4.13)$$



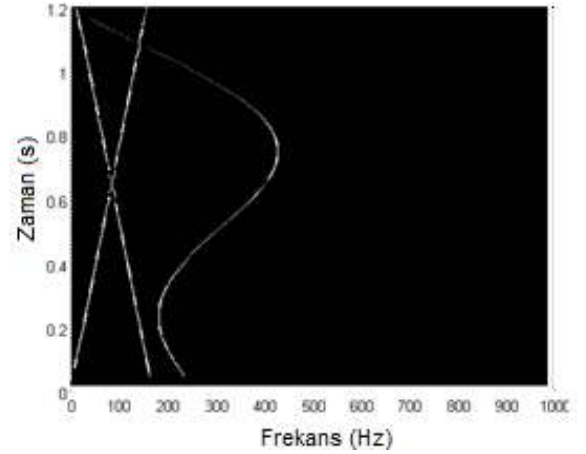
(a)



(b)



(c)



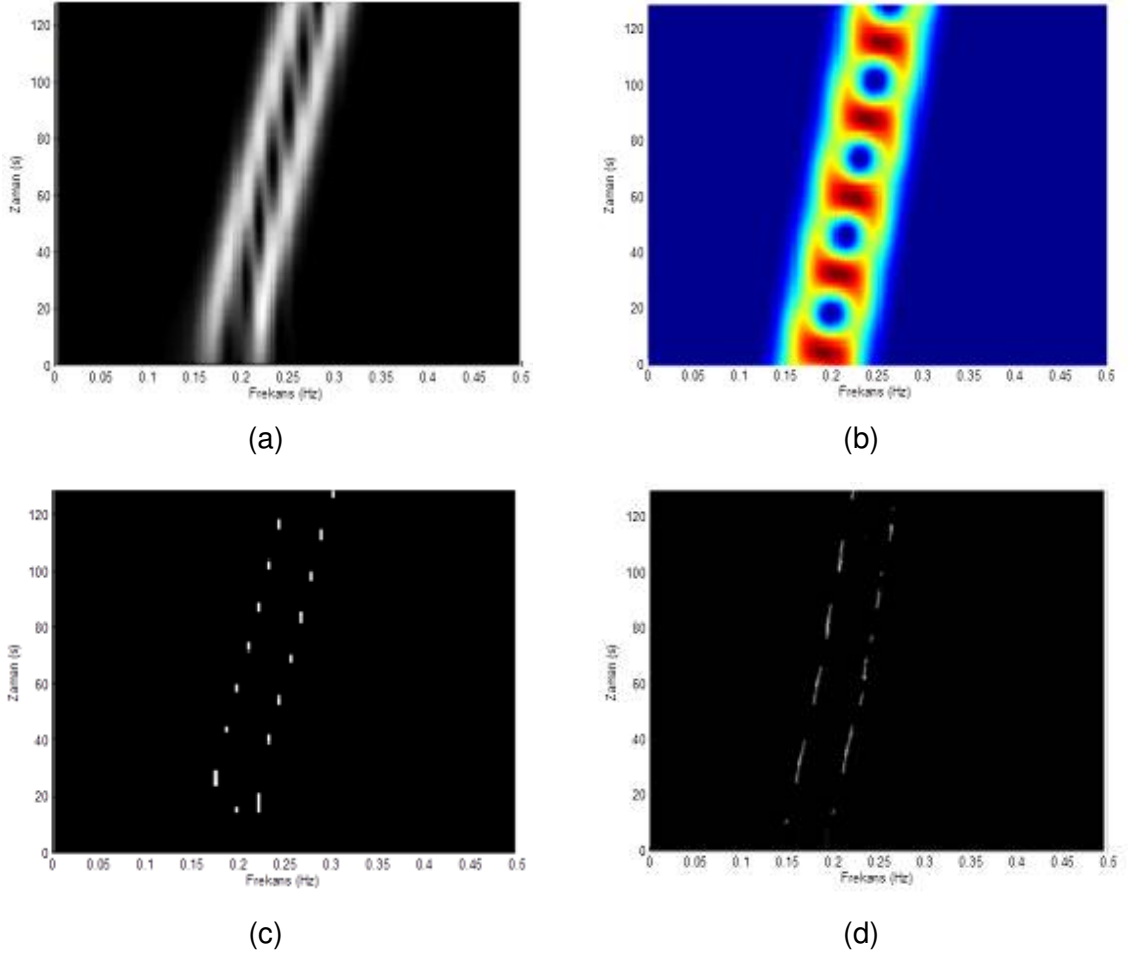
(d)

Şekil 4.6 Örnek işaret 3 için oluşturulan ZFD grafikleri (a)-(b) KZFD, (c) NTFD [7], (d) AGA-ZFA

4.2.5 Örnek işaret-4 (SS4)

Dördüncü örnek işaret, Boashash'ın çalışmasında [41] kullandığı $T=128$ uzunluğunda, frekansları 0.15 Hz ile 0.25 Hz ve 0.2 Hz ile 0.3 Hz arasında değişen iki adet doğrusal frekans modülasyonlu bileşen içermektedir. Yapay işaret 4 (SS4), Eşitlik 4.14'te tanımlanmış ve KZFD, NTFD ve AGA-ZFA yöntemleriyle oluşturulan ZFD grafikleri Şekil 4.7'de gösterilmiştir.

$$x_4(n) = \cos(2\pi(0.15t + 0.0004t^2)) + \cos(2\pi(0.2t + 0.0004t^2)) \quad (4.14)$$



Şekil 4.7 Örnek işaret 4 için oluşturulan ZFD grafikleri (a)-(b) KZFD, (c) NTFD [7], (d) AGA-ZFA

4.3 Başarım Ölçüm Sonuçları

Örnek olarak üretilen işaretler kullanılarak başarım ölçümleri gerçekleştirilmiş ve sonuç ve değerlendirmeler aşağıdaki bölümlerde verilmiştir.

4.3.1 Boashash çözünürlük ve konsantrasyon ölçümleri

Boashash başarım ölçümü için konsantrasyon ölçümleri ve anlık çözünürlük ölçümü yapılmıştır. Boashash'ın kullandığı başarım ölçüm yönteminde çözünürlük ölçümü değerinin 1'e yakın olması çözünürlük başarımının yüksek olduğunu göstermektedir [41]. Konsantrasyon ölçümü yapılırken, anlık bant genişliğinin anlık frekansa oranı (C_1) ve yan lob genliğinin ana lob genliğine oranının (C_2) en küçük değerde olmasının, konsantrasyonun daha iyi olduğunu göstereceği belirtilmiştir. Başarımın yüksek olması için konsantrasyon ölçümünün 0'a yakın olması beklenmektedir.

Boashash başarım ölçümü için Eşitlik 4.13 ile ifade edilen yapay işaret (SS4) oluşturulmuştur. Bu işaret, 0.15 Hz ve 0.25 Hz arasında frekansı doğrusal artan bir bileşen ve 0.20 Hz ve 0.30 Hz arasında frekansı doğrusal artan bir bileşen içermektedir.

AGA–ZFA yöntemi ile oluşturulan zaman frekans dağılım grafiğinden alınan 64. zaman dilimi Şekil 4.8'de gösterilmiştir.

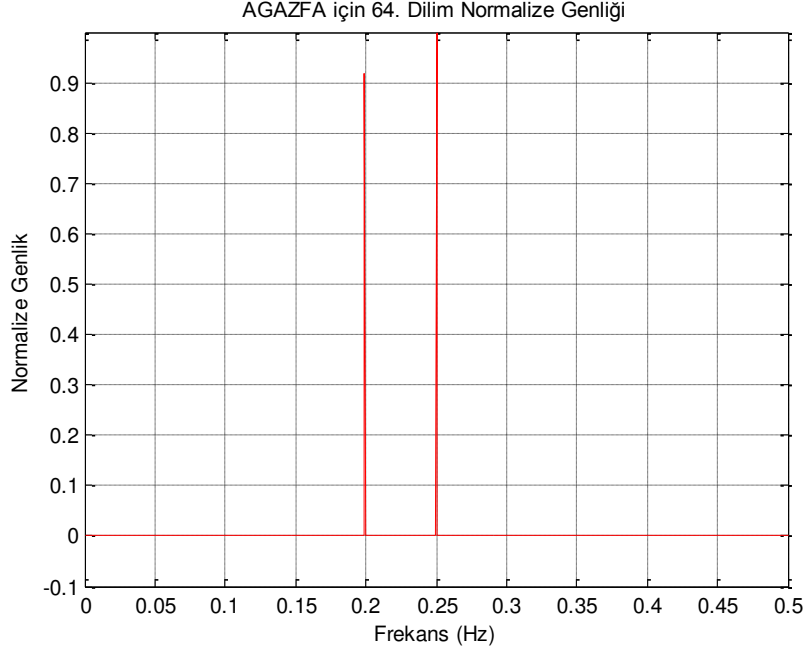
AGA–ZFA'nın başarım ölçümü için Şekil 4.8'de gösterilen grafik üzerinde Bölüm 4.1.6'da anlatılan yöntemle göre yapılan ölçüm ve hesaplamalar Eşitlik 4.15 - 4.22 ile gösterilmiştir.

$$A_M(64) = \frac{A_{M1}(64) + A_{M2}(64)}{2} = \frac{0.9324 + 1}{2} = 0.9662 \quad (4.15)$$

$$V_i(64) = \frac{V_{i1}(64) + V_{i2}(64)}{2} = \frac{0.0010 + 0.0012}{2} = 0.0011 \quad (4.16)$$

$$\Delta f_i(64) = f_{i2}(64) - f_{i1}(64) = (0.25 - 0.1992) = 0.0508 \quad (4.17)$$

$$D(64) = \frac{(f_{i2}(64) - V_{i2}(64)/2) - (f_{i1}(64) - V_{i1}(64)/2)}{f_{i2}(64) - f_{i1}(64)} = 0.9803 \quad (4.18)$$



Şekil 4.8 AGA–ZFA için t=64'teki frekans bileşenleri

Anlık konsantrasyon başarımlar ölçümleri Eşitlik 4.19 ve Eşitlik 4.20'deki gibi ifade edilmiş ve $C_1(t)$ 0.0055, $C_2(t)$ 0.0044 olarak bulunmuştur.

$$C_1(t) = \frac{V_i(t)}{f_{i1}(t)} = 0.0055 \quad (4.19)$$

$$C_2(t) = \frac{V_i(t)}{f_{i2}(t)} = 0.0044 \quad (4.20)$$

Anlık çözünürlük başarımlar ölçümü Eşitlik 4.21'de ifade edilmiş ve Eşitlik 4.22'de 0.9934 olarak bulunmuştur.

$$P_i(t) = 1 - \frac{1}{3} \left[\frac{A_S(t)}{A_M(t)} + \frac{1}{2} \frac{A_X(t)}{A_M(t)} + (1 - D(t)) \right] \quad (4.21)$$

$$P_i(64) = 1 - \frac{1}{3} \left[\frac{0}{0.9662} + \frac{1}{2} \frac{0}{0.9662} + (1 - 0.9803) \right] = 0.9934 \quad (4.22)$$

Elde edilen ölçüm sonuçları Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2'de belirtilmiştir.

Çizelge 4.1 AGA–ZFA yöntemi için ölçüm sonuçları

ZFA	$A_{S1}(64)$	$A_{S2}(64)$	$A_{M1}(64)$	$A_{M2}(64)$	$V_{i1}(64)$	$V_{i2}(64)$	$f_{i1}(64)$	$f_{i2}(64)$
AGA–ZFA	0.0000	0.0000	0.9324	1.0000	0.0010	0.0012	0.1992	0.2500

Çizelge 4.2 AGA–ZFA yöntemi için hesaplama sonuçları

ZFA	$A_M(64)$	$A_S(64)$	$A_X(64)$	$V_i(64)$	$\Delta f_i(64)$	$D(64)$	$C_1(64)$	$C_2(64)$	$P(64)$
AGA–ZFA	0.9662	0.0000	0.0000	0.0011	0.0508	0.9803	0.0055	0.0044	0.9934

4.3.2 Renyi entropi ölçümü

YS, SS1, SS2 ve SS3 işaretlerinin zaman frekans dağılımları, AGA–ZFA yöntemiyle oluşturulmuş ve Bölüm 4.1.2'ye göre Renyi entropi ölçümü yapılmıştır.

Ölçüm sonuçları Çizelge 4.3'te gösterilmektedir.

Çizelge 4.3 Renyi entropi ölçümü sonuçları

İşaret	Renyi Entropi Ölçümü
YS	6.67
SS1	8.33
SS2	8.36
SS3	8.48

4.3.3 Hacmi birlenmiş Renyi entropi ölçümü

YS, SS1, SS2 ve SS3 işaretlerinin zaman frekans dağılımları, AGA–ZFA yöntemiyle oluşturulmuş ve Bölüm 4.1.3'e göre hacim normalizeli Renyi entropi ölçümü yapılmıştır.

Ölçüm sonuçları Çizelge 4.4'te gösterilmektedir.

Çizelge 4.4 Hacim normalizeli Renyi entropi ölçümü sonuçları

İşaret	Hacim Normalizeli Renyi Entropi Ölçümü
YS	7.84
SS1	6.80
SS2	8.97
SS3	6.55

5 SONUÇ

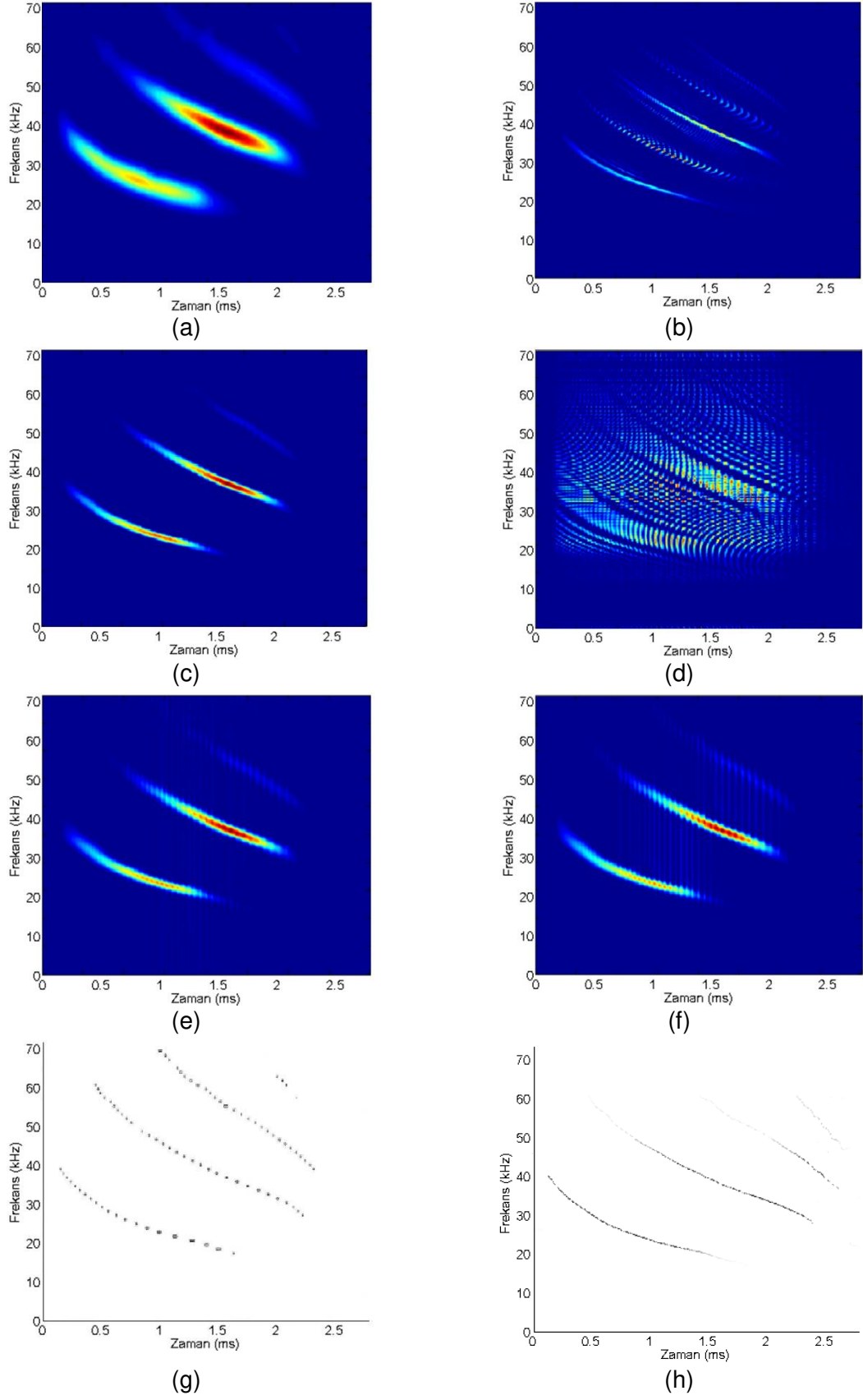
Günümüze kadar zaman–frekans analizi kapsamında yapılan çalışmalar ile hem zaman hem de frekans uzayında yüksek zaman çözünürlüğü elde edilmesinde kısıtlayıcı en-iyileme koşulu Bölüm 1’de özetlenmiştir. Literatürde mevcut zaman–frekans analiz yöntemlerinden KZFD, Dalgacık Dönüşümü, Sabit Q Dönüşümü ile Çoklu Çözünürlük Yöntemleri; WVD, ZAMD, MHD, CWD, BJD, OKM ve NTFD Yöntemleri Bölüm 2’de incelenmiştir.

Yüksek zaman ve frekans çözünürlüğünün aynı anda elde edilememesi kısıtının sayısal ortamda aşılabilmesi amacıyla AGA–ZFA yöntemi Bölüm 3’te önerilmiştir. Geliştirilen yüksek zaman çözünürlüklü ve yüksek frekans çözünürlüklü AGA–ZFA yönteminin başarımı, yapay ve gerçek işaretler için ölçülmüştür. AGA–ZFA yönteminin başarımı; Boashash tarafından önerilen konsantrasyon ölçümleri ve anlık çözünürlük ölçümü ile Renyi entropi ölçümü ve hacim normalizeli Renyi entropi ölçümü yapılarak nicel olarak ölçülmüş ve ölçüm sonuçları Bölüm 4’te gösterilmiştir.

Bu bölümde ölçüm sonuçları literatürde sıklıkla kullanılan ZFA yöntemleri ile karşılaştırılmış ve AGA–ZFA yönteminin başarımının diğer ZFA yöntemlerine olan üstünlüğü gösterilmiştir.

5.1 Gerçek Ses İşaretinin Görsel Analiz ile Karşılaştırılması

Gerçek ses işareti, ZFA karşılaştırmaları için sıklıkla kullanılan yarasa sesi işaretidir. Shafi’nin çalışmasında [72] bu işaret için görsel analiz yapılmış ve KZFD, WVD, ZAMD, MHD, CWD, BJD, OKM ve NTFD yöntemleri ile kendi içinde karşılaştırılmıştır. Bahsi geçen ZFA yöntemleri ile AGA–ZFA, Şekil 5.1’de karşılaştırılmıştır.



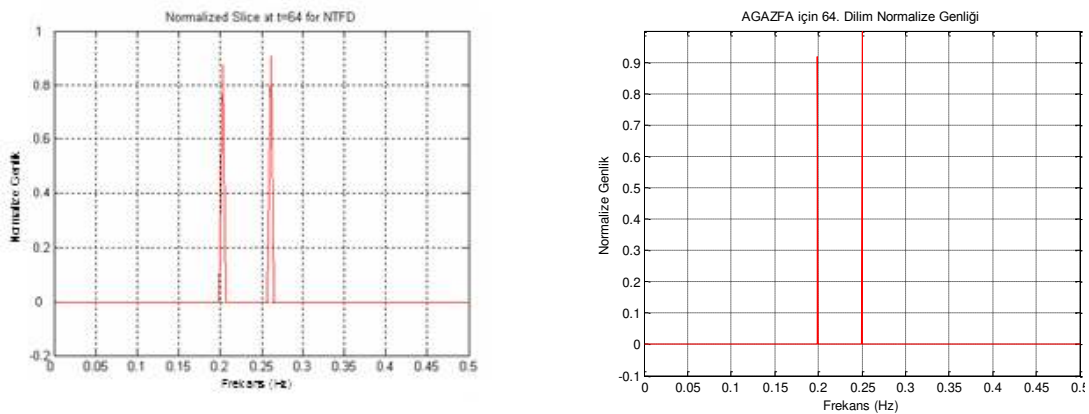
Şekil 5.1 Yarasa sesi zaman frekans gösterimleri (a) KZFD, (b) WVD, (c) ZAMD, (d) MHD, (e) CWD, (f) BJD, (g) NTFD, (h) AGA-ZFA

Karşılaştırma sonucunda KZFD'de işaretin gerçek değerlerin çevresinde çok yayıldığı ve konsantrasyonun kötü olduğu görülmektedir. ZAMD yönteminde KZFD'ye göre çözünürlükte iyileşme olduğu görülmektedir. MHD ve WVD yöntemlerinde istenmeyen bileşenlerin olduğu gözlemlenmektedir. NTFD yöntemi çözünürlük açısından en iyi sonucu vermekle beraber gerçekte sürekli olması beklenen frekans bileşenleri ayırık şekilde görülebilmektedir. Bu problemin öznitelik belirleme gibi olası ilave incelemelerin başarımında bilgi kaybı ve bozulmasına neden olabilecek önemli bir sorun olduğu değerlendirilmektedir. AGA–ZFA ile oluşturulan ZFD grafiğinde işaretin yüksek çözünürlükle elde edilebileceği gözlenmektedir (Şekil 5.1-h). Ayrıca gerçekte var olan dördüncü bileşen NTFD yönteminde olduğu gibi AGA–ZFA'da da anlaşılır şekilde görülebilmektedir.

5.2 Başarım Ölçüm Sonuçlarının Karşılaştırılması

Shafi, [7]'de Boashash konsantrasyon ve çözünürlük başarım ölçüm yöntemlerini kullanarak KZFD, VWD, ZAMD, CWD, BJT ve NTFD yöntemlerini karşılaştırmıştır. Bu yöntemler ile yapay işaret 4'ten oluşturulan zaman frekans grafiklerinde frekans artışlarının tam ortasına denk gelen 64. zaman bileşenini alarak frekans bileşenleri incelenmiştir.

Shafi, Boashash'ın başarım ölçümünü kullanarak kendi oluşturduğu sinir ağı tabanlı yöntemini diğer yöntemlerle karşılaştırmıştır [7]. NTFD ve AGA–ZFA yöntemleriyle oluşturulan zaman–frekans dağılım grafiklerinden alınan 64. zaman dilimi Şekil 5.2'de gösterilmiştir. Burada işaretin bileşenlerinin 0.20 Hz ve 0.25 Hz frekanslarında oluşması beklenmektedir.



Şekil 5.2 NTFD (sol) ve AGA–ZFA (sağ) yöntemi için $t = 64$ 'teki frekans bileşenleri

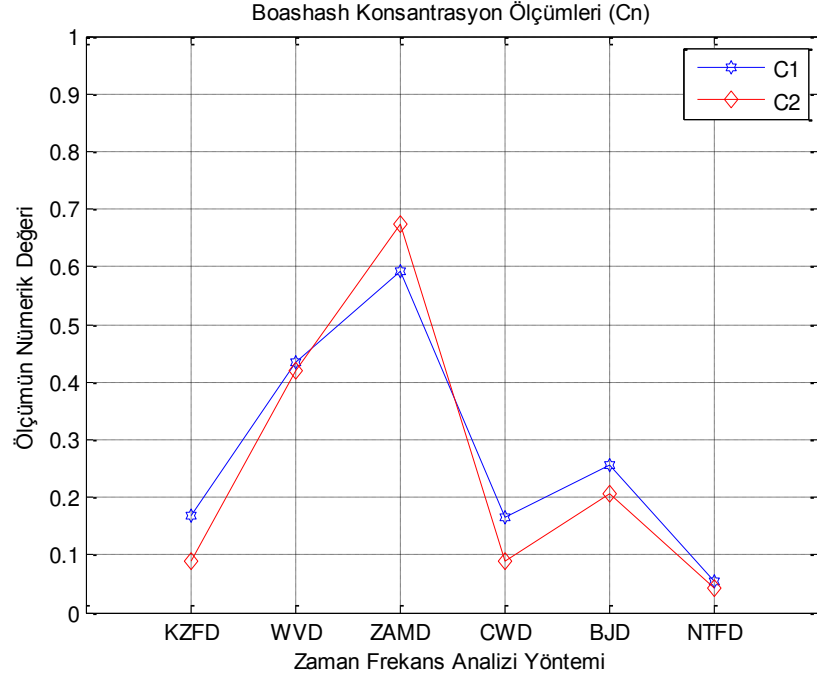
Şekil 5.2’de NTFD yönteminde frekans bileşenleri tam olarak 0.20 Hz ve 0.25 Hz’de görülemezken AGA–ZFA yönteminde bileşenler tam istenilen frekanslarda görülmektedir.

Boashash çözünürlük ve konsantrasyon ölçümüne göre elde edilen sonuçlar Çizelge 5.1’de gösterilmektedir. [18] no’lu çalışmada elde edilen sonuçlar kullanılarak NTFD yöntemi ile diğer ZFA yöntemlerinin Boashash konsantrasyon ölçümü sonuçlarının karşılaştırıldığı grafik Şekil 5.3’te, Boashash anlık çözünürlük ölçümü sonuçlarının karşılaştırıldığı grafik Şekil 5.5’te gösterilmiştir. NTFD yönteminin sadece anlık zaman frekans değerleri göstermesi ve bir dağılım göstermemesi nedeniyle diğer ZFA yöntemleriyle karşılaştırılmasının uygun olmadığı değerlendirilmektedir. Aynı koşullarda NTFD ve AGA–ZFA’nın karşılaştırıldığı Boashash konsantrasyon ölçümü sonuçlarını gösteren grafik Şekil 5.4’te ve Boashash anlık çözünürlük ölçümü sonuçlarını gösteren grafik Şekil 5.6’da gösterilmektedir.

Çizelge 5.1 Farklı ZFD yöntemleri için bulunan anlık çözünürlük ölçümü (P) ve konsantrasyon ölçümü sonuçları (C1,C2)

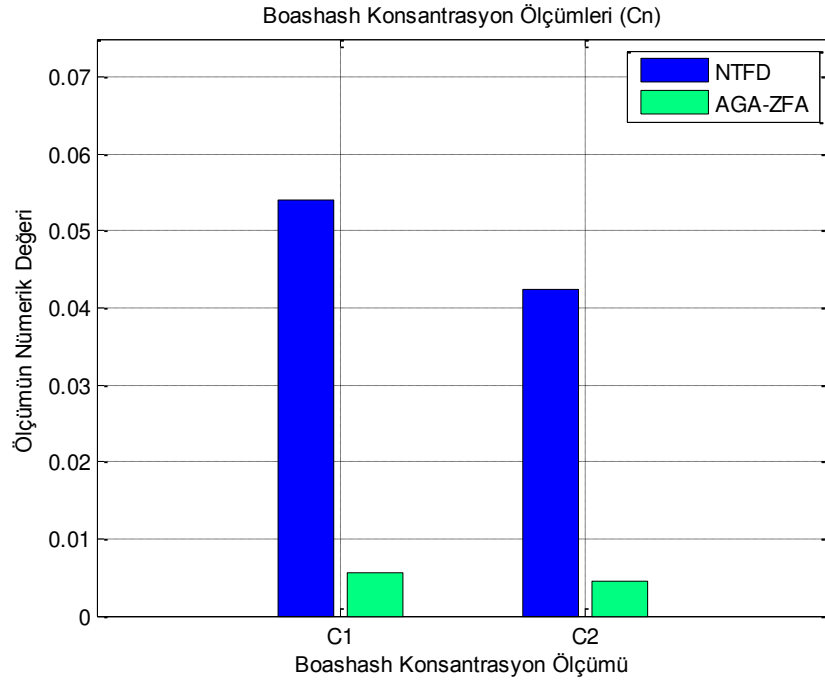
Yöntem	P	C1	C2
KZFD	0,7188	0,1695	0,0905
WVD	0,6199	0,4333	0,4185
ZAMD	0,5661	0,5927	0,6727
CWD	0,7541	0,1639	0,0898
BJD	0,7388	0,2562	0,2058
NTFD	0,9333	0,0541	0,0425
AGA–ZFA	0,9934	0,0055	0,0044

Boashash’ın başarımlı ölçüm yönteminde çözünürlük ölçümü değerinin (C_1 ve C_2) 1’e yakın olması çözünürlük başarımının yüksek olduğunu göstermektedir [41]. Konsantrasyon ölçümü yapılırken, anlık bant genişliğinin anlık frekansa oranı (C_1) ve yan lob genişliğinin ana lob genişliğine oranının (C_2) en küçük değerde olmasının, konsantrasyonun daha iyi olduğunu göstereceği belirtilmiştir. Başarımlı yüksek olması için konsantrasyon ölçümünün 0’a yakın olması beklenmektedir. Çizelge 5.1’de AGA-ZFA yönteminin en iyi başarımlı sonuçları verdiği görülmektedir.



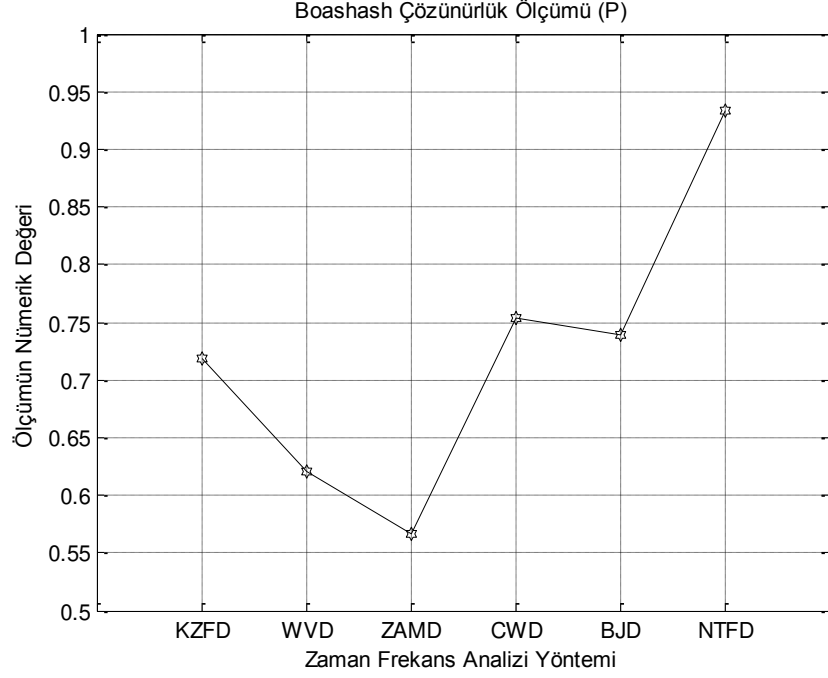
Şekil 5.3 Boashash konsantrasyon ölçümü sonuçları [18]

Şekil 5.3'te NTFD yönteminin, Boashash konsantrasyon ölçüm sonuçlarına göre karşılaştırılan diğer ZFA yöntemlerine oranla daha düşük değerler verdiği ve başarımının yüksek olduğu görülmektedir.



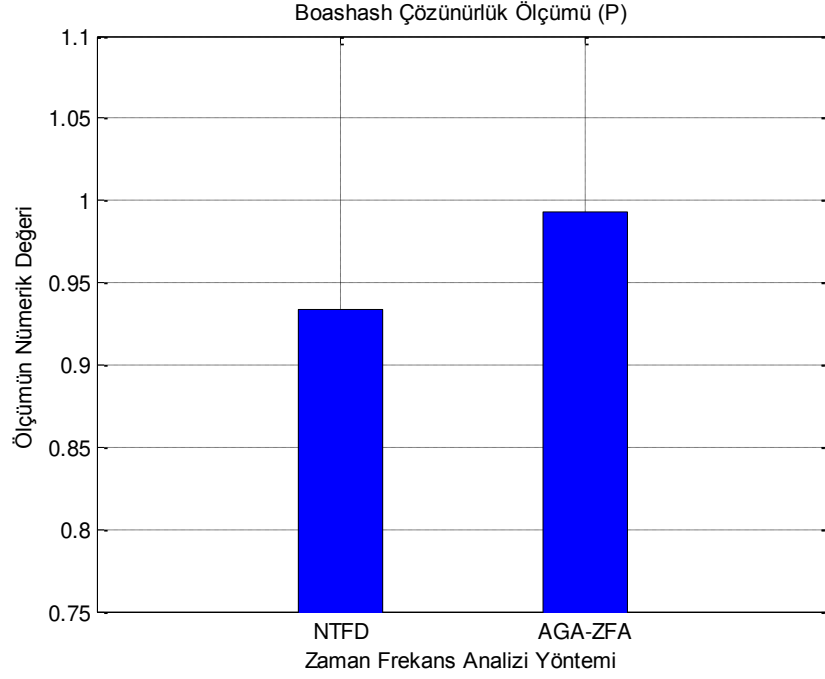
Şekil 5.4 NTFD ve AGA-ZFA için Boashash konsantrasyon ölçümü sonuçları

Şekil 5.4 incelendiğinde AGA-ZFA'nın konsantrasyon ölçüm sonuçlarının NTFD yöntemine göre daha düşük olduğu görülmekte ve NTFD yöntemine oranla daha yüksek başarımda olduğu değerlendirilmektedir.



Şekil 5.5 Boashash normalize anlık çözünürlük ölçümü sonuçları [18]

Şekil 5.5'te NTFD yönteminin Boashash anlık çözünürlük ölçümü sonuçları incelendiğinde karşılaştırılan diğer yöntemlere oranla daha büyük değerler verdiği ve buna bağlı olarak yüksek başarımda sonuç alındığı görülmektedir.



Şekil 5.6 Boashash normalize anlık çözünürlük ölçümü sonuçları

Şekil 5.6'da AGA-ZFA'nın normalize anlık çözünürlük ölçümü sonuçlarının NTFD yöntemine göre daha yüksek olduğu görülmekte buna bağlı olarak NTFD yöntemine oranla daha yüksek başarımda olduğu değerlendirilmektedir.

Yarasa sesi işareti YS, SS1, SS2 ve SS3 kullanılarak KZFD, WVD, ZAMD, MHD, CWD, BJD, OKM ve NTFD zaman–frekans analiz yöntemleri kullanılarak oluşturulan ZFD grafikleri üzerinde yapılan Renyi entropi ölçümü ve hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü sonuçları ile AGA–ZFA yönteminin başarımlar ölçüm sonuçları Çizelge 5.2 ve Çizelge 5.3'te gösterilmektedir.

Çizelge 5.2 Renyi entropi ölçümü sonuçları

	İşaret	KZFD	WVD	ZAMD	MHD	CWD	BJD	OKM	NTFD	AGA–ZFA
Renyi Entropi Ölçümü	YS	12.45	10.90	7	11.47	12.67	12.54	11.65	7.26	6.54
	SS1	12.98	9.95	7.56	11.03	12.06	11.85	13.82	8.74	7.48
	SS2	17.07	14.01	8.62	14.74	16.24	15.84	17.22	7.85	7.47
	SS3	12.47	9.48	7.06	10.50	11.54	11.34	13.31	8.23	7.49
Ortalama		13.74	11.09	7.56	11.94	13.13	12.89	14.00	8.02	7.24

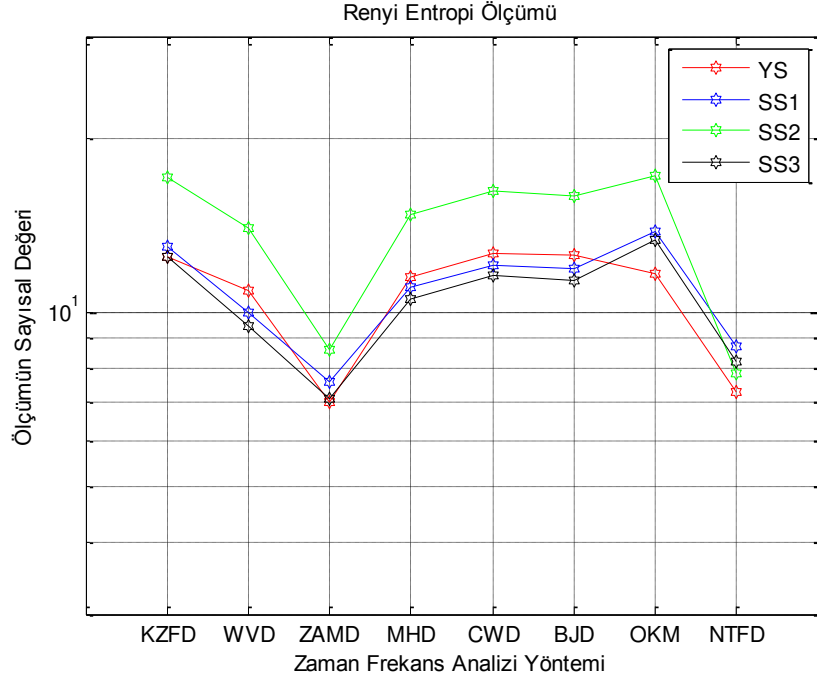
Renyi entropi ölçümünde ölçüm değerlerinin karşılaştırma yapılan diğer ZFA'lara göre düşük olması, karışıklığı veya bilgiyi en aza indirerek konsantrasyonun ve çözünürlüğün maksimum olduğu anlamına gelmektedir. Çizelge 5.2 incelendiğinde NTFD yönteminin diğer ZFA yöntemlerine oranla daha yüksek başarımda olduğu görülmektedir. AGA–ZFA'nın ölçüm değerlerinin NTFD'ye göre daha düşük bulunmasından, AGA–ZFA'nın Renyi entropi ölçümü başarımının NTFD'ye göre daha iyi olduğu sonucu çıkarılabilmektedir.

Çizelge 5.3 Hacmi Birleşmiş Renyi entropi ölçümü sonuçları

		KZFD	WVD	ZAMD	MHD	CWD	BJD	OKM	NTFD	AGA–ZFA
Hacim Normalizeli Renyi Entropi Ölçümü	YS	12.45	12.02	9.18	12.75	12.93	12.85	11.77	7.26	6.13
	SS1	12.98	11.62	9.54	12.26	12.60	12.38	10.98	8.74	5.21
	SS2	17.07	16.28	11.35	16.70	16.77	16.41	15.43	7.85	6.82
	SS3	12.47	9.48	7.06	10.50	11.54	11.34	10.31	8.23	4.96
Ortalama		13.74	12.35	9.28	13.05	13.46	13.25	12.12	8.02	5.78

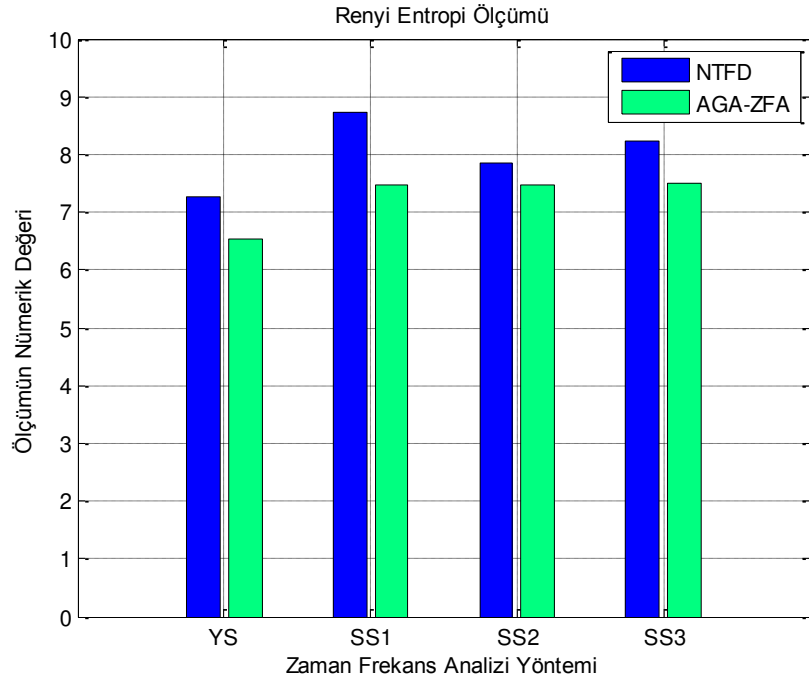
Benzer şekilde Hacmi Birleşmiş Renyi entropi ölçümünde ölçüm değerlerinin karşılaştırma yapılan diğer ZFA'lara göre düşük olması, karışıklığı veya bilgiyi en aza indirerek konsantrasyonun ve çözünürlüğün maksimum olduğu anlamına gelmektedir. Çizelge 5.3 incelendiğinde NTFD yönteminin diğer ZFA yöntemlerine oranla daha yüksek başarımda olduğu görülmektedir. AGA–ZFA'nın ölçüm değerlerinin NTFD'ye göre daha düşük bulunmasından, AGA–ZFA'nın Hacmi Birleşmiş Renyi entropi ölçümü başarımının NTFD'ye göre daha iyi olduğu sonucu çıkarılabilmektedir.

[18] no'lu çalışmada elde edilen sonuçlar kullanılarak NTFD yöntemi ile diğer ZFA yöntemlerinin Renyi entropi ölçümü ve Hacmi Birleşmiş Renyi entropi ölçümü sonuçlarının karşılaştırıldığı grafikler Şekil 5.7 ve Şekil 5.9'da gösterilmiştir. Boashash ölçüm sonuçlarında bahsedildiği üzere NTFD yönteminin sadece anlık zaman frekans değerleri göstererek bir dağılım sonucu göstermemesi nedeniyle diğer ZFA yöntemleriyle karşılaştırılmasının uygun olmadığı değerlendirilmiştir. Bu nedenle aynı koşullarda NTFD ve AGA–ZFA'nın karşılaştırması ayrı olarak Şekil 5.8 ve Şekil 5.10'da gösterilmektedir.



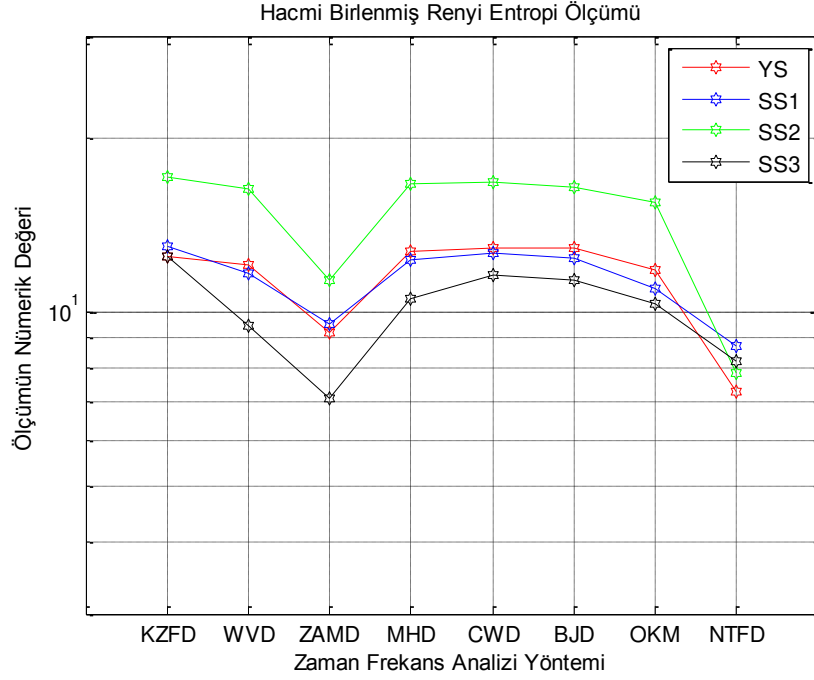
Şekil 5.7 Renyi entropi ölçümü sonuçları [18]

Şekil 5.7’de NTFD yönteminin Renyi entropi ölçümü sonuçları incelendiğinde karşılaştırılan diğer yöntemlere oranla daha düşük değerler verdiği ve buna bağlı olarak yüksek başarımda sonuç alındığı görülmektedir.



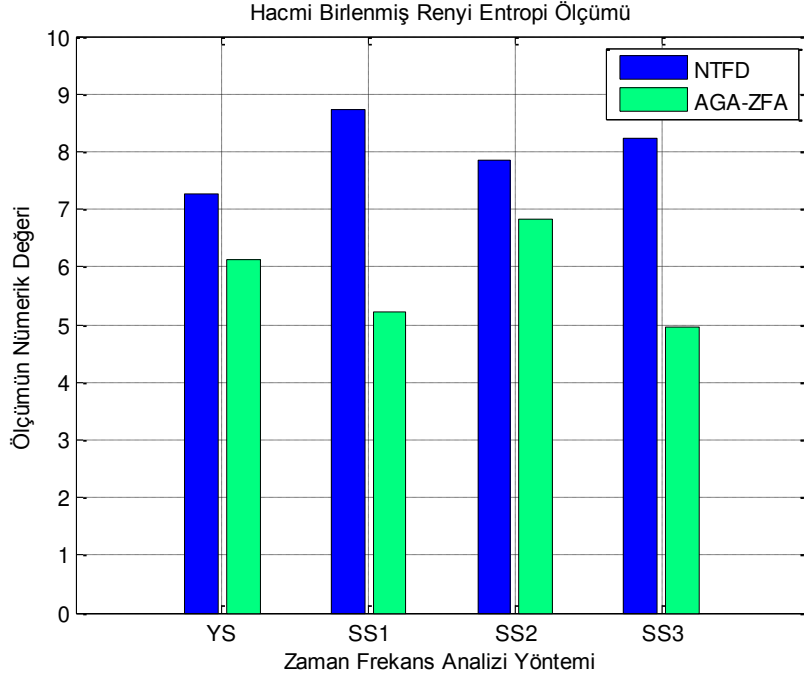
Şekil 5.8 NTFD ve AGA-ZFA için Renyi entropi ölçümü sonuçları

Şekil 5.8 incelendiğinde AGA–ZFA’nın Renyi entropi ölçüm sonuçlarının NTFD yöntemine göre daha düşük olduğu görülmekte ve AGA–ZFA’nın NTFD yöntemine oranla daha yüksek başarımda olduğu değerlendirilmektedir.



Şekil 5.9 Hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü sonuçları

Şekil 5.9’da NTFD yönteminin hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü sonuçları incelendiğinde karşılaştırılan diğer yöntemlere oranla daha düşük değerler verdiği ve buna bağlı olarak yüksek başarımda sonuç alındığı görülmektedir.



Şekil 5.10 NTFD ve AGA–ZFA için hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçümü sonuçları

Şekil 5.10 incelendiğinde AGA–ZFA’nın hacmi birleşmiş Renyi entropi ölçüm sonuçlarının NTFD yöntemine göre daha düşük olduğu görülmekte ve AGA–ZFA’nın NTFD yöntemine oranla daha yüksek başarımda olduğu değerlendirilmektedir.

Olasılık analogisine göre, ele alınan ZFD yönteminde karışıklığı veya bilgiyi en aza indirme, konsantrasyonun ve çözünürlüğün maksimum olduğu anlamına gelmektedir [45]. Renyi ve hacim normalizeli Renyi Entropi ölçüm sonuçlarının minimum olması karışıklığın en az ve buna bağlı olarak konsantrasyon ve çözünürlüğün fazla olduğu anlamına gelmektedir. Şekil 5.7 ve Şekil 5.9 incelendiğinde NTFD yönteminin diğer ZFA yöntemlerinden daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Şekil 5.8 ve Şekil 5.10’da ise AGA-ZFA’nın NTFD’ye yakın değerler vermesine rağmen başarımının daha yüksek olduğu anlaşılmaktadır.

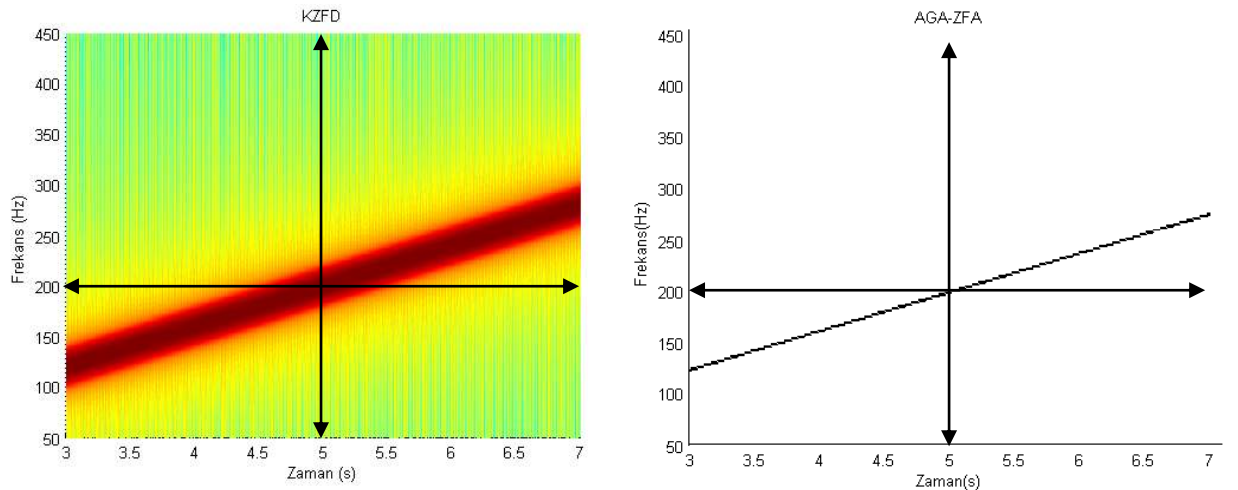
[41]’de KZFD, WVD, ZAMD, CWD ve BJD, Boashash konsantrasyon ve çözünürlük başarımları ölçüm yöntemlerine göre karşılaştırılmıştır. Şafi benzer şekilde [18]’deki çalışmasında [41]’deki yöntemler ile NTFD’yi karşılaştırma çalışması yapmıştır. NTFD yönteminde, bir dağılım gösterilmeyip zaman–frekans ekseninde tek bir değer gösterilmesinin, konsantrasyon ve entropi başarımları sonuçlarının yüksek bulunmasına neden olduğu öngörülebilecek bir durumdur. Bu

nedenle NTFD yönteminin diğer yöntemlerle karşılaştırılmasının adil olmadığı değerlendirilmektedir. Sonuç olarak, diğer ZFA yöntemlerine oranla yüksek başarımlı gösteren NTFD yöntemi aynı başarımlı ölçüm yöntemleri kullanılarak AGA–ZFA yöntemi ile karşılaştırılmış ve AGA–ZFA'nın NTFD'ye oranla daha yüksek bir başarımlı verdiği görülmüştür.

AGA–ZFA'nın KZFD temelli bir yöntem olması nedeniyle çapraz terimlerin oluşmamaktadır. NTFD yönteminde görülmeyen bu nedenle bilgi kaybına yol açan bölgeler, AGA–ZFA'da yüksek zaman–frekans çözünürlüğünde görülebilmektedir. Bu koşullar ve başarımlı ölçüm sonuçları dikkate alındığında, [18]'de diğer ZFA yöntemlerine göre yüksek başarımlı gösteren NTFD yöntemine oranla AGA–ZFA yönteminin üstünlüğü görülebilmektedir.

Başarımlı yüksek olmasını göstermeye destek olacak şekilde Eşitlik 5.1 ile ifade edilen işaretin 5. Saniyeye denk gelen 200 Hz frekans bileşeni KZFD ve AGA–ZFA yöntemiyle incelenmiştir. Frekansı doğrusal olarak saniyede 40 Hz artan frekans modülasyonlu işaret kullanılarak 1024 büyüklüğündeki pencere ile oluşturulan KZFD ve AGA–ZFA sonucunda 5. saniyedeki frekans bileşenleri incelenmiştir (Şekil 5.11).

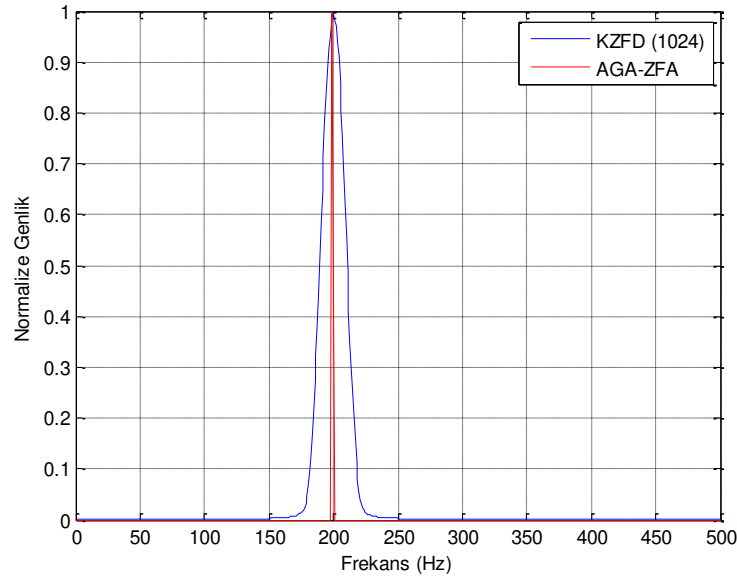
$$x(t) = \cos(2\pi(40t)t) \quad (5.1)$$



Şekil 5.11 İşaretin KZFD (sol) ve AGA–ZFA (sağ) sonuçları

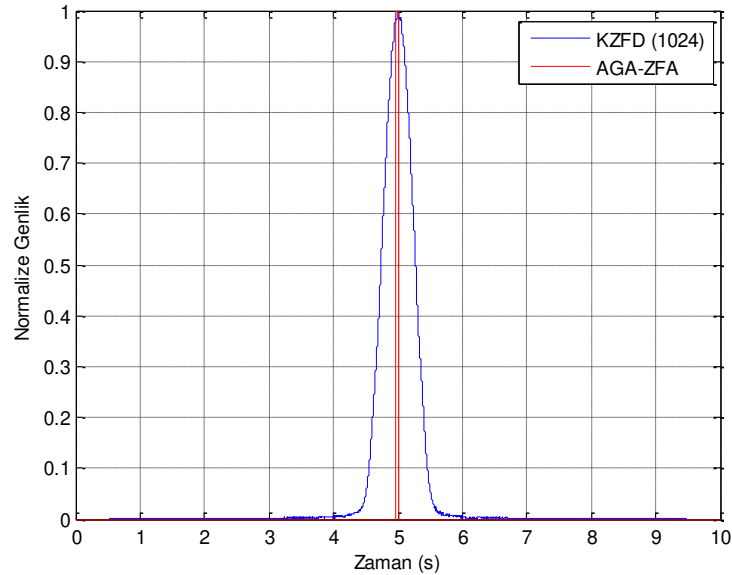
5. saniyedeki frekans değerleri incelendiğinde KZFD'nin 199.2 Hz, ve AGA–ZFA'nın 200.2 Hz gösterdiği görülmektedir. Frekansın 200 Hz'de oluşması

beklendiğinden frekans hatası KZFD’de 0.8 Hz, AGA–ZFA ’da 0.2 Hz olarak hesaplanmaktadır.



Şekil 5.12 200 Hz frekansında normalize genlik değerleri

200 Hz’teki zaman değerleri incelendiğinde KZFD’nin 5.006 ve AGA–ZFA ’nın 5.004 olarak aynı zaman değerini gösterdiği görülmektedir. Tepe değerlerinin 5.000 saniyede oluşması beklendiğinden zaman hatası KZFD’de 0.006 s ve AGA–ZFA ’da 0.004 s olarak hesaplanmaktadır.



Şekil 5.13 5. saniyede normalize genlik değerleri

Şekil 5.12 ve Şekil 5.13’e göre AGA–ZFA ’nın azami genlik değerinin KZFD’ye oranla doğru değere daha yakın sonuç verdiği görülmektedir.

5.3 AGA–ZFA Yönteminin Başarım İyileştirmesi

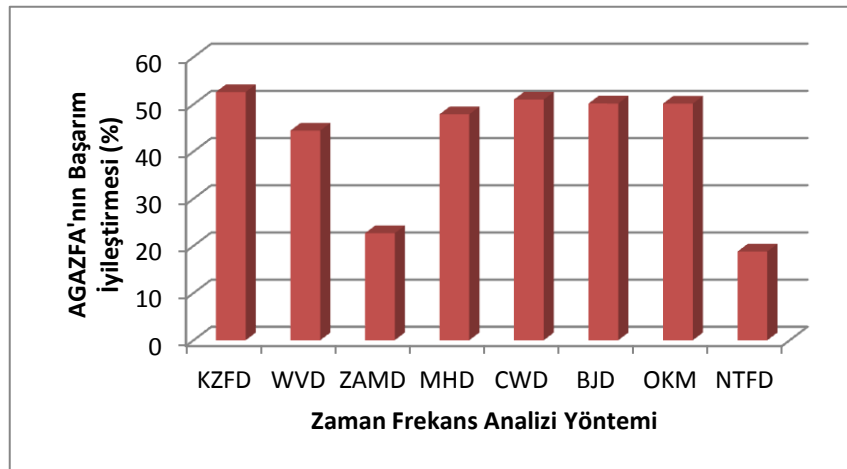
Her bir ZFD yöntemi için YS, SS1, SS2 ve SS3 işaretlerinin Renyi Entropi ve Hacim Normalize Renyi Entropi ölçümlerinden elde edilen sonuçların ortalaması alınarak, AGA–ZFA yönteminden elde edilen sonuçların ortalamasıyla karşılaştırılmış ve Eşitlik 5.2 ile başarımdaki iyileştirme hesaplanmıştır.

$$\text{İyileşme (\%)} = \frac{\text{Sonuç}_{ort}(\text{ZFD yönt.}) - \text{Sonuç}_{ort}(\text{AGAZFA yönt.})}{\text{Sonuç}_{ort}(\text{ZFD yönt.})} \times 100 \quad (5.2)$$

Entropi ölçüm sonuçlarından elde edilen başarımlarına göre AGA–ZFA'nın diğer yöntemlere oranla başarımda iyileştirmesi yüzde olarak Çizelge 5.4'te ve Şekil 5.14'te verilmiştir. Sonuçlardan AGA–ZFA yönteminin en fazla %52,61 daha yüksek başarımda olduğu sonucu çıkarılabilmektedir.

Çizelge 5.4 AGA–ZFA yönteminin başarımlarının karşılaştırılması

Karşılaştırılan ZFA Yöntemi	Başarımda İyileşme (%)
KZFD	52,61
WVD	44,42
ZAMD	22,67
MHD	47,87
CWD	51,01
BJD	50,17
OKM	50,14
NTFD	18,80



Şekil 5.14 AGA–ZFA yönteminin başarımlarının diğer ZFA yöntemlerinin başarımlarına oranının yüzde olarak karşılaştırılması

AGA–ZFA ’da iki kere KZFD işleminin gerçekleştirilmesi, ara işlem bulma ve azami genlik bulma işlemleri hesaplama süresini arttırmaktadır. Hesaplama süresi ile ilgili olarak KZFD ile AGA–ZFA karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma işlemi Çizelge 5.5’te özellikleri verilen bir bilgisayarda MATLAB R2012b 8.0.0.783 versiyonu ile gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 5.5 Karşılaştırma işlemi yapılan bilgisayar özellikleri

İşlemci	Intel(R) Core(TM) i5-3470 CPU @ 3.20 GHZ
RAM	8.00 GB (7.88 GB kullanılabilir)
Sistem	64 bit Windows İşletim Sistemi
MATLAB	R2012b 8.0.0.783

Hesaplama zamanı için örnek işaret 2 ele alınmıştır. AGA–ZFA yönteminde kullanılan pencere boyutları sırasıyla 90 ve 128’dir. KZFD işleminde “nfft” 1024, “noverlap” pencere boyutundan bir düşük olarak kullanılmıştır.

AGA–ZFA yönteminin bilgisayar işlem yükünün tahmin edilebilmesi amacıyla KZFD ile karşılaştırmalı sonucu Çizelge 5.6’da verilmektedir. Çizelgede AGA-ZFA hesaplamalarında yer alan alt işlemlere ait hesaplama zamanları ayrıca hesaplanarak verilmektedir.

Çizelge 5.6 Hesaplama zamanları

İşlem	Süre (s)
İşaretin oluşturulması	0.024709
KZFD-1	0.072532
KZFD-2	0.116319
Ara Değer Bulma-1	2.412764
Ara Değer Bulma-2	2.326945
Azami Genlik Bulma-1	2.321461
Azami Genlik Bulma-2	2.285389
ZFA	1.851105
Toplam	11.411224

AGA–ZFA’nın KZFD işlemine göre hesaplama süresinin tahmin edildiği gibi daha fazla olduğu görülmektedir. Ancak, problemin oldukça benzer alt işlemlere bölünebiliyor olması sebebiyle, istendiğinde paralel hesaplama imkanlarında

faaydalanılabılmesinin mümkün olduğu değerlendirilmektedir. Bu sayede, daha güçlü bilgisayarların da kullanılması ile AGA-ZFA uygulamasının ihtiyaç duyduğu hesaplama süresi oldukça azaltılabilecektir.

İncelenen işaretlerin frekans bileşenlerinin zamana bağlı değişiminin incelenmesi, ve işaretin zamana ve frekans bağlı olarak değişiklik gösteren özelliklerini mümkün olduğunca hatasız olarak gösterebilmek, sayısal işaret işleme ilgi alanının temel konularından birisi olmuştur. Bilimsel kaynaklar, bahse konu ilgili alanında yüksek konsantrasyon ve çözünürlüğe sahip çözüm öneren ZFD yöntemlerinin sahip oldukları güvenilirlik ve tutarlılıklarından dolayı önemi vurgulanmaktadır. Bilimsel kaynaklarda birçok ZFD yöntemi bulunmaktadır. KZFD ile diğer yandan WVD ve benzeri yöntemleri kullanım açısından en basit yöntemler olduğu belirtilmektedir [7]. Ancak, KZFD, ZAMD, BJD ve CWD yöntemleri ile elde edilen sonuçların kesin olarak zaman ve frekans değeri bulunan sinüzoidal işaret bileşenlerin de dahi bulanık sonuçlar vermesi önemli bir sıkıntı olduğu kabul edilmektedir. Diğer yandan, WVD ve MHD sonuçlarında istenmeyen çapraz terimler ortaya çıkmaktadır. NTFD yönteminde, işaretin sürekli olmasına rağmen inceleme sonuçlarında süreksizliklerin sıklıkla gözlenmesi kullanım alanlarını sınırlandırmaktadır. Örneğin, znitelik belirlenmesinde süreksizliklerden dolayı sorunlar yaşanabileceği ve en uygun ZFD yöntemi arayışında yetersiz kaldığı değerlendirilmektedir.

Bu tez çalışmasında önerilmekte olan AGA-ZFA yöntemi ile; bulanık olmayan ve yüksek çözünürlüklü zaman frekans bilgisi sağlanmaktadır. Yöntemde apraz terimlerin oluşmaması anlık frekansın hassas olarak tespit edilmesinde ve görsel açıdan önemli faydalar sağlamaktadır. AGA-ZFA'nın literatürdeki mevcut yöntemlere göre daha yüksek konsantrasyon ve çözünürlüğe sahip olduğunu, farklı başarım ölçüm sonuçları ile gösterilmektedir. Elde edilen sayısal başarım karşılaştırmalarında elde edilen sonuçlar doğrultusunda, AGA-ZFA yönteminin gelecekte; ses analizi, ses işaretinden öznitelik çıkarımı, müzik işaretlerinin ayrıntılı analizi gibi alanlarda kullanılabileceği gibi, zaman-frekans analizlerinin bir ihtiyaç olduğu çok farklı diğer uygulamalarda da benzeri şekilde hizmet edebileceği değerlendirilmektedir.

KAYNAKLAR LİSTESİ

- [1] HIGHTOWER, T.V., The Creation of Musical Scales, from a mathematic and acoustic point of view, Part II, <http://vaczy.dk/htm/scales2.htm>, 2002.
- [2] WIGHTMAN, F.L., GREEN, D.M., The Perception of Pitch: The pitch of a sound wave is closely related to its frequency or periodicity but the exact nature of that relation remains a mystery, *American Scientist*, s.208-215 1974.
- [3] DYM, H., MCKEAN, H.P., *Fourier series and integrals*. 1972.
- [4] HELMHOLTZ, Hermann L.F., *On the Sensations of Tone as a Physiological Basis for the Theory of Music*, Cambridge University Press, 2009.
- [5] TANYER, S.G., *Müziğin Doğası - Matematiğin Sesi, Taslak Sürümü*, 2014.
- [6] BOASHASH, B., *Time-Frequency Signal Analysis and Processing*, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 2003.
- [7] SHAFI, I., AHMAD, J., SHAH, S.I., IKRAM, A.A., *Time-frequency analysis using Bayesian regularized neural network model*, Iqra University, Sector H-9 Pakistan, ISBN: 978-953-307-124-4, InTech, 2010.
- [8] BOASHASH, B., *Representation temps-frequence*, Soc. Nat. ELF Aquitaine, Pau, France, Publ. Recherches, s.373-378, 1978.
- [9] CLAASEN, T.A.C.M., MECKLENBRAUKER, W.F.G., *The Wigner distribution-a tool for time-frequency signal analysis; part I: continuous-time signals; part II: discrete time signals; part III: relations with other time-frequency signal transformations*. *Philips Journal of Research*, Vol. 35, pp. 217-250, 276-300 and 372-389, 1980.
- [10] JANSE, C.P., KAIZER, J.M., *Time-frequency distributions of loudspeakers: the application of the Wigner distribution*. *Journal of Audio Engg. Soc.*, Vol. 31, s.198-223, 1983.
- [11] FITZ, K.R., FULOP, S.A., *A unified theory of time-frequency reassignment*, ArXiv preprint arXiv: 0903.3080, 2009.
- [12] NAM, J., MYSORE, J.G., GANSEMAN, J., LEE, K., ABEL, J., *A Super-Resolution Spectrogram Using Coupled PLCA*, Center for Computer Research in Music and Acoustics, Stanford University, 2010.
- [13] WIGNER, E.P., *On the quantum correction for thermodynamic equilibrium*. *PHYS. Rev.*, Vol. 40, s.749-759, 1932.
- [14] VILLE, J., *Theorie et applications de la notion de signal analytique. cables et Transmission*, Vol. 2, No. 1, s.61-74, 1946.
- [15] COHEN, L., *Time Frequency Analysis*, Prentice-Hall, NJ, 1995

- [16] CHOI, H., WILLIAMS, W.J., Improved Time-Frequency Representation of multi-component signals using exponential kernels, IEEE. Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol.37, no.6, s. 862-871, 1989.
- [17] DING, J.J., Time Frequency Analysis Tutorial Cohen's Class Distribution, R00942039.
- [18] SHAFI, I., AHMAD, J., SHAH, S.I., KASHIF, F.M., High-Resolution Time-Frequency Methods' Performance Analysis. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol. 2009, Article ID 806043, 2010.
- [19] GUANGMING, T., GUANGJU, C., Product of two time-frequency representations. In: Electronic Measurement and Instruments, ICEMI'07. 8th International Conference on, IEEE, 2007, s.1-567-1-570, 2007.
- [20] MARGENAU, H., HILL, R.N., Correlation between measurements in quantum theory. Prog. Theor. Phys., Vol. 26. s.772-738, 1961.
- [21] HIPPENSTIEL, R.D., OLIVEIRA, P.M., Time varying spectral estimation using the instantaneous power spectrum (IPS), IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process., Vol. 38, s.1752-1759, 1990.
- [22] JEONG, J., WILLIAM, W.J., Alias-free generalized discrete-time time-frequency distributions. IEEE Trans. Signal Process., Vol. 40, s.2757-2765, 1992.
- [23] ERDOĞMUŞ, P., PEKÇAKAR, A. Dalgacık Dönüşümü İle EKG Sinyallerinin Özellik Çıkarımı Ve Yapay Sinir Ağları İle Sınıflandırılması. 5. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu, 13-15, 2009.
- [24] DAUBECHIES, I. (1990). The wavelet transform, time-frequency localization, and signal analysis. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 36, pp. 961-1005.]
- [25] OPPENHEIM, G., MISITI, M., MISITI, Y., POGGI, J.M., Wavelet Tutorial for Use with MATLAB, version 1, The MathWorks Inc, s.1-7, 1996.
- [26] RIOUL, O., FLANDRIN, P. (1992), Time-scale energy distributions: A general class extending wavelet transforms. IEEE Trans. Signal Process., Vol. 40, pp. 1746-1757.
- [27] BERTRAND, J., BERTRAND, P. (1988). Time-frequency representations of broadband signals. Proc. IEEE Intl. Conf on Acoustics, Speech, and Signal Processing (IEEE ICASSP), pp.2196-2199.
- [28] HAINSWORTH, Stephen Webley. Techniques for the automated analysis of musical audio. 2003.
- [29] BROWN, Judith C. Calculation of a constant Q spectral transform. The Journal of the Acoustical Society of America, 1991, 89.1: 425-434.

- [30] KASHIMA, K. L.; MONT-REYNAUD, B. The bounded-Q approach to time-varying spectral analysis. Dept. of Music, Stanford Univ., Tech. Rep. STAN-M-28, 1985.
- [31] LEVINE, Scott N.; VERMA, Tony S.; SMITH, Julius O. Alias-free, multiresolution sinusoidal modeling for polyphonic, wideband audio. In: Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, 1997. 1997 IEEE ASSP Workshop on. IEEE, 1997. p. 4 pp.
- [32] WILSON, R., et al. Representations for audio signal analysis. APPLIED SIGNAL PROCESSING, 1996, 3: 13-24.
- [33] K LAPURI, Anssi. Pitch estimation using multiple independent time-frequency windows. In: Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, 1999 IEEE Workshop on. IEEE, 1999. p. 115-118.
- [34] GRANDKE, Thomas. Interpolation algorithms for discrete Fourier transforms of weighted signals. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 1983, 32.2: 350-355.
- [35] JAIN, Vijay K.; COLLINS, William L.; DAVIS, David C. High-accuracy analog measurements via interpolated FFT. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 1979, 28.2: 113-122.
- [36] QUINN, Barry G. Estimating frequency by interpolation using Fourier coefficients. Signal Processing, IEEE Transactions on, 1994, 42.5: 1264-1268.
- [37] QUINN, Barry G. Estimation of frequency, amplitude, and phase from the DFT of a time series. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45.3: 814-817.
- [38] MACLEOD, Malcolm D. Fast nearly ML estimation of the parameters of real or complex single tones or resolved multiple tones. Signal Processing, IEEE Transactions on, 1998, 46.1: 141-148.
- [39] AUGER, François; FLANDRIN, Patrick. Improving the readability of time-frequency and time-scale representations by the reassignment method. Signal Processing, IEEE Transactions on, 1995, 43.5: 1068-1089.
- [40] PLANTE, Fabrice; MEYER, G.; AINSWORTH, W. Improvement of speech spectrogram accuracy by the method of reassignment. Speech and Audio Processing, IEEE Transactions on, 1998, 6.3: 282-287.
- [41] BOASHASH, B., Fellow, IEEE, and Victor Sucic, Resolution Measure Criteria for the Objective Assessment of the Performance of Quadratic Time-Frequency Distributions, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.51, no.5, s.1253-1263, 2003.
- [42] JONES, D.L., PARKS, T.W., A high resolution data-adaptive time-frequency representation, IEEE Trans. Signal Process. 38 (12), s.2127 -2135, 1990.

- [43] R'ENYI, A., "On measures of entropy and information," in Proceedings of the 4th Berkeley Symposium on Mathematical Statistics and Probability, vol. 1, pp. 547-561, 1961.
- [44] SANG, T. H., WILLIAMS, W.J., "Renyi information and signal-dependent optimal kernel design," in Proceedings of the 20th International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '95), vol. 2, pp. 997-1000, Detroit, Mich, USA, May 1995.
- [45] JONES, D.L., PARKS, T.W., "A resolution comparison of several time-frequency representations," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 40, no. 2, pp. 413-420, 1992.
- [46] STANKOVIC, L.J., A Measure of Some Time-Frequency Distributions Concentration. Signal Processing, Vol. 81, No. 3, pp. 212-223, 2001.
- [47] TANYER, S.G., Sözlü görüşme, Başkent Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Bağlıca, 06530, Ankara, sgtanyer@baskent.edu.tr, 2014
- [48] CHUN-LIN, Liu, A tutorial of the wavelet transform, National Taiwan University Department of Electric and Electronics, Taiwan, 2010.
- [49] HUT, R., Time Frequency Analysis A Comparison Between Cochlear Modeling And Existing Methods, 2004.
- [50] AUGER, François, et al. Time-Frequency Toolbox, CNRS France-Rice University, 1996.
- [51] DAUBECHIES, Ingrid. Ten Lectures on Wavelets. Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 1992.
- [52] SHIH, Wen-Chun, Time Frequency Analysis and Wavelet Transform Tutorial Wavelet for Music Signal Analysis, Graduate Institute of Communication Engineering, National Taiwan University, Taipei, Taiwan.
- [53] STRANG, Gilbert, and TRUONG, Nguyen, Wavelets and Filter Banks, Wellesley Cambridge Press, SIAM, 1996.
- [54] BROWN, Judith C.; PUCKETTE, Miller S. An efficient algorithm for the calculation of a constant Q transform. The Journal of the Acoustical Society of America, 1992, 92.5: 2698-2701.
- [55] NEWLAND, David E. Harmonic wavelet analysis. Proceedings of the Royal Society of London. Series A: Mathematical and Physical Sciences, 1993, 443.1917: 203-225.
- [56] NEWLAND, David E. Harmonic and musical wavelets. Proceedings of the Royal Society of London. Series A: Mathematical and Physical Sciences, 1994, 444.1922: 605-620.

- [57] BESSON, O., STOICA, P., Frequency estimation and detection for sinusoidal signals with arbitrary envelope: a nonlinear least-squares approach. In Proc. ICASSP, 1998.
- [58] JONES, D.L., PARKS, T.W., A resolution comparison of several time-frequency representations. IEEE Trans. Signal Processing, 40(2):413-20, February 1992.
- [59] ZHAO, Y., et al. The use of cone-shaped kernels for generalized time-frequency representations of nonstationary signals. Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on, 1990, 38.7: 1084-1091.
- [60] FLANDRIN, P., "Some features of time-frequency representations of multicomponent signals," in Proc. ICASSP, San Diego, CA, pp. 41B.4.1-41B.4.4, 1984.
- [61] FULOP, Sean A. Speech spectrum analysis. Springer, 2011.
- [62] Zhao, M. Li, W., "The Profile of Kernels in Time-Frequency Distributions", Journal of Ship Mechanics, vol. 3, no. 6, pp. 48-53, 1999
- [63] THOMAS, Merlin; JACOB, Roshen; LETHAKUMARY, B. Comparison of WVD based time-frequency distributions. In: Power, Signals, Controls and Computation (EPSCICON), 2012 International Conference on. IEEE, p. 1-8, 2012.
- [64] BARANIUK, R. G., JONES, D. L., "A Radially Gaussian, Signal-Dependent Time-Frequency Representation," in Proc. IEEE Int.Conf. Acoust., Speech, Signal Processing-ICASSP '91, 1991, pp.3181-3184.
- [65] GERMAIN, F. The wavelet transform Applications in Music Information Retrieval. McGill University, Canada, 2009.
- [66] CHUI, C. K. An Introduction to Wavelets. Academic Press Professional, Inc., San Diego, CA, USA, 1992.
- [67] MARTIN, Wolfgang; FLANDRIN, Patrick. Wigner-Ville spectral analysis of nonstationary processes. Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on, 1985.
- [68] BOASHASH, Boualem; O'SHEA, Peter J. Use of the cross Wigner-Ville distribution for estimation of instantaneous frequency. IEEE Transactions on Signal Processing, 1993, 41.3: 1439-1445.
- [69] GABOR, D., "Theory of communications," J. Inst. EE, vol.93, pp.429-441, 1946.
- [70] VAKMAN, E., "Sophisticated Signals and the Un-certainty Principle in radar," Springer-Verlag, 1968.

- [71] BARANIUK, R.G., FLANDRIN P., JANSSEN, A.J.E.M., MICHEL, O.J.J., "Measuring time-frequency information content using the Rényi Entropies," IEEE Trans. IT, vol.47, no.4, pp.1391-1409, May 2001.
- [72] SHAFI vd, Quantitative Evaluation of Concentrated Time Frequency Distribution, 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009) pp. 1177-1180
- [73] WILLIAMS, W.J., BROWN, M.L. and HERO A.O., "Uncertainty, information and time-frequency distributions," SPIE Adv., SPAA, Imp., vol.1566, pp.144-156, 1991.
- [74] SANG, T.H., WILLIAMS, W.J., "Rényi information and signal dependent optimal kernel design," in Proc. ICASSP, vol.2, pp.997-1000, 1995.
- [75] P. Flandrin, R.G. Baraniuk and O. Michel, "Time-frequency complexity and information," in Proc. ICASSP, vol.3, 1994, pp.329-332.
- [76] T.H. Sang and W.J. Williams, "Rényi information and signal dependent optimal kernel design," in Proc. ICASSP, vol.2, pp.997-1000, 1995.
- [77] Internet: DSP Group, Rice University, 2009, Bat Echolocation Chirp <http://dsp.rice.edu/software/bat-echolocation-chirp>

EKLER

Ek - 1 YÜKSEK ÇÖZÜNÜRLÜKLÜ ZAMAN - FREKANS ANALİZİ YAZILIMI

Bu bölümde, MATLAB® yazılımı kullanılarak geliştirilen “Yüksek Çözünürlüklü Zaman–Frekans Analizi (YZFA) Yazılımı”nın kabiliyetleri ile kullanım bilgileri özetlenmektedir.

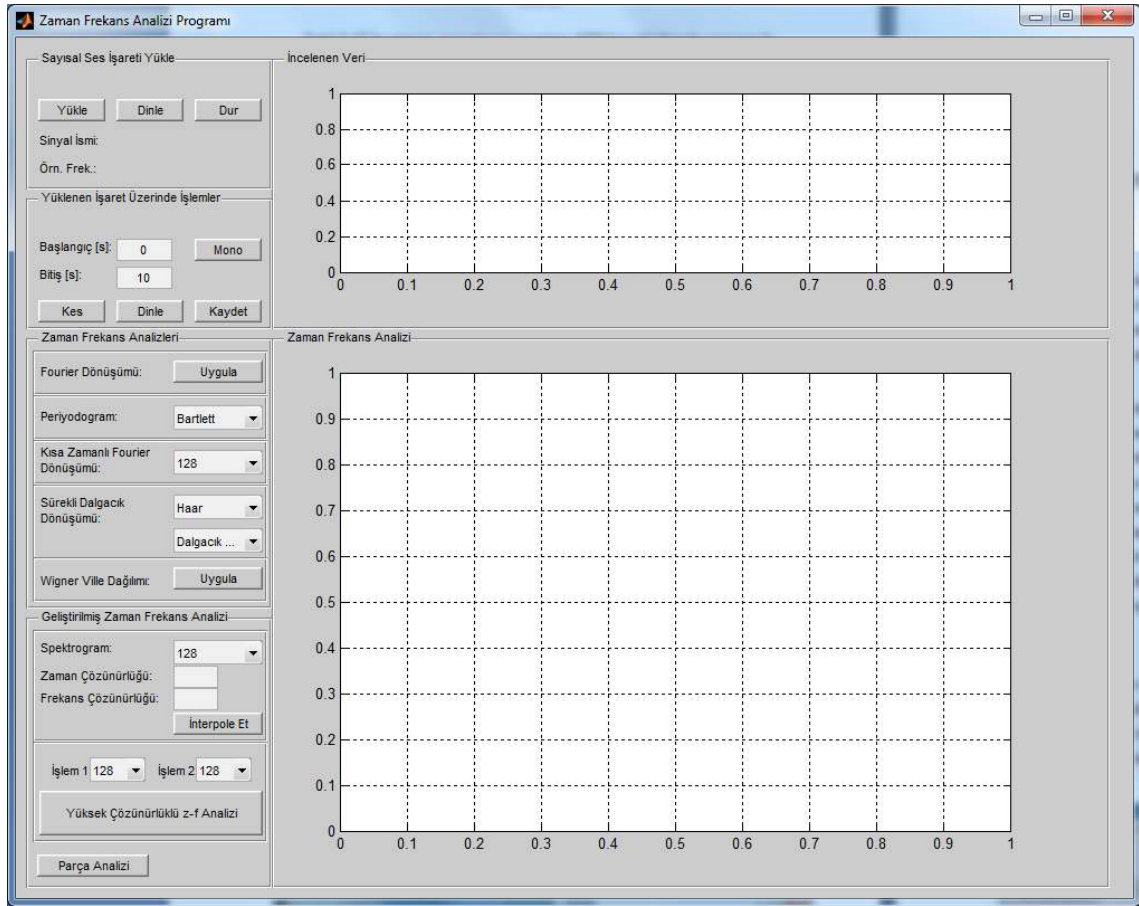
YZFA yazılımı, yaygın olarak kullanılmakta olan zaman–frekans analizi yöntemlerinin karşılaştırılması amacıyla geliştirilmiştir. Tez çalışmasının ilk aşamasında tamamlanan bu yazılım ile farklı tür örnek verilerinin incelenmesi ve temel altyapı çalışmaları yürütülmüştür.

Yazılım, sayısal ses işareti yüklendikten sonra üzerinde değişik zaman–frekans analizlerinin yapılmasına olanak sağlamaktadır (Şekil Ek-1.1) Yazılımın kullanıcı ara yüzünde Kullanıcıya sunulan kabiliyetler Çizelge Ek-1.1'de listelenmektedir.

Çizelge Ek-1.1 Yazılımın kullanıcı arayüzünde kullanıcıya sunulan kabiliyetler

Sayısal Ses İşareti Yükleme	• Sayısal Ses İşareti Yükleme • Dinleme • Durdurma • İşaret ismi okuma • İşaret örnekleme frekansı okuma
Yüklenen İşaret Üzerinde İşlemler	• Başlangıç zamanı girişi • Bitiş zamanı girişi • İşareti kesme • Kesilen işareti dinleme • Kesilen işareti kaydetme • Stereo işareti tek kanallı (mono) işarete dönüştürme
Zaman Frekans Analizleri	• Fourier dönüşümü • Periyodogram • Kısa zamanlı Fourier dönüşümü • Sürekli dalgacık dönüşümü • Wigner Ville dönüşümü
Geliştirilmiş Zaman Frekans Analizi	• Spektrogram oluşturma • Zaman çözünürlüğü okuma • Frekans çözünürlüğü okuma • Ara değer bulma işlemi • Yüksek zaman çözünürlüğü için pencere genişliği seçimi

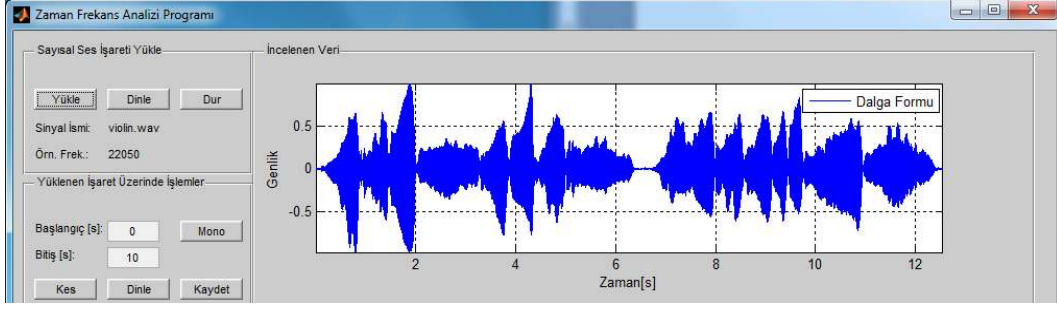
- Yüksek frekans çözünürlüğü için pencere genişliği seçimi
- Yüksek çözünürlüklü zaman-frekans analizi
- Parça analizi



Şekil Ek-1.1 Zaman - Frekans Analizi Yazılımı kullanıcı arayüzü

Sayısal Ses İşaretinin Yüklenmesi

“Sayısal Ses İşareti Yükle” bölümünde “Yükle” butonuna basılarak istenilen sayısal ses işareti seçilebilmektedir. Sayısal ses işareti seçildikten sonra “İncelenen Veri” grafik alanında yüklenen sayısal ses işaretinin dalga formu çizilmektedir (Şekil Ek-1.2).

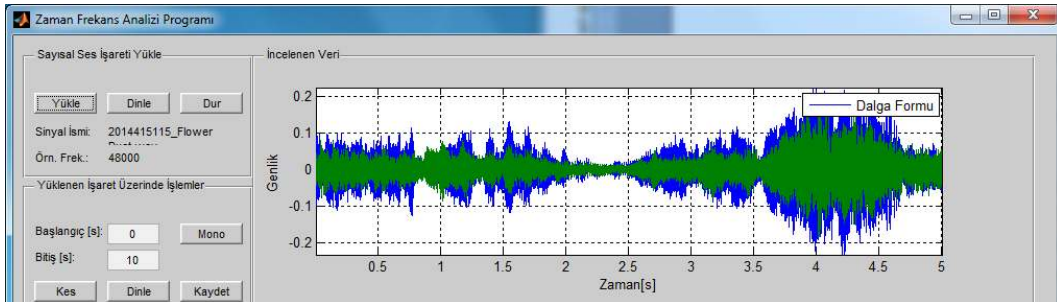


Şekil Ek-1.2 Sayısal ses işareti dalga formu gösterimi

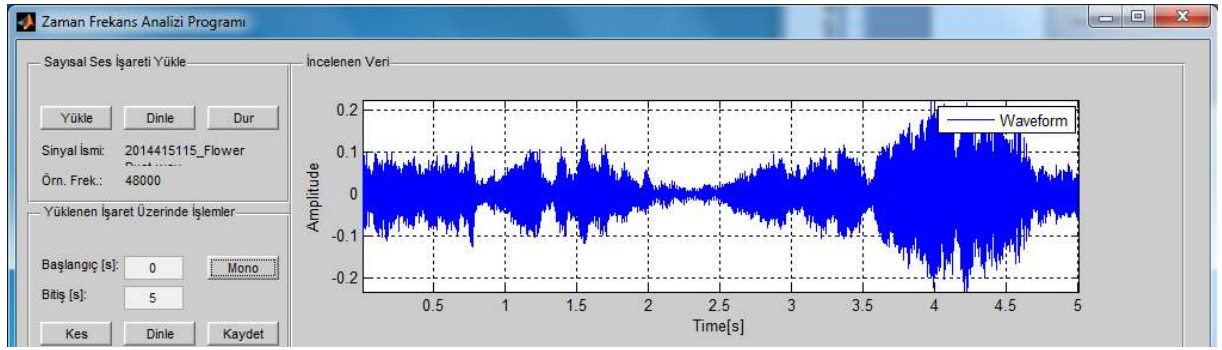
“Dinle” butonu ile yüklenen işaret kullanıcı tarafından dinlenebilir. “Dur” butonu ile çalmakta olan sayısal ses işaretinin çalma işlemi durdurulur. Aynı bölümde “Sinyal İsmi:” alanında yüklenen işaretin ismi, “Örn. Frek.:" alanında yüklenen işaretin örnekleme frekansı yazmaktadır.

“Yüklenen İşaret Üzerinde İşlemler” bölümünde kullanıcının işaret üzerinde ilgilendiği bölümü seçmesi sağlanır. Kullanıcı, “Başlangıç [s]:” ve “Bitiş [s]” alanlarına saniye cinsinden incelediği sayısal ses işaretinin ilgili zaman aralığını girer. “Kes” butonuna basıldığında “İncelenen Veri” grafik alanında girilen zaman aralığındaki sayısal ses işareti çizdirilir ve bu işaret sistemin analiz işlemlerinde kullanacağı işaret olarak kabul edilir. “Dinle” butonu ile kesilen işaret kullanıcı tarafından dinlenebilir. “Kaydet” butonu ile kesilen sayısal ses işareti çalışılan dizinede “Kayıt” dosyası altına kaydedilir. Kaydedilen dosyanın ismi “yıl_ay_gün_saat_Sinyal_İsmi.wav” formatındadır. Daha sonraki analizlerde bu dosya kullanılabilir.

Yüklenen sayısal ses işaretinin stereo olması durumunda “İncelenen Veri” grafik alanında iki işaret görünür (Şekil Ek-1.3). “Mono” butonu ile işaretin ilk bileşeni analiz edilecek işaret olarak atanır. “Mono” butonuna basıldıktan sonra “İncelenen Veri” grafik alanında analiz edilecek işaret çizilir (Şekil Ek-1.4).



Şekil Ek-1.3 Stereo sayısal ses işareti dalga formu gösterimi

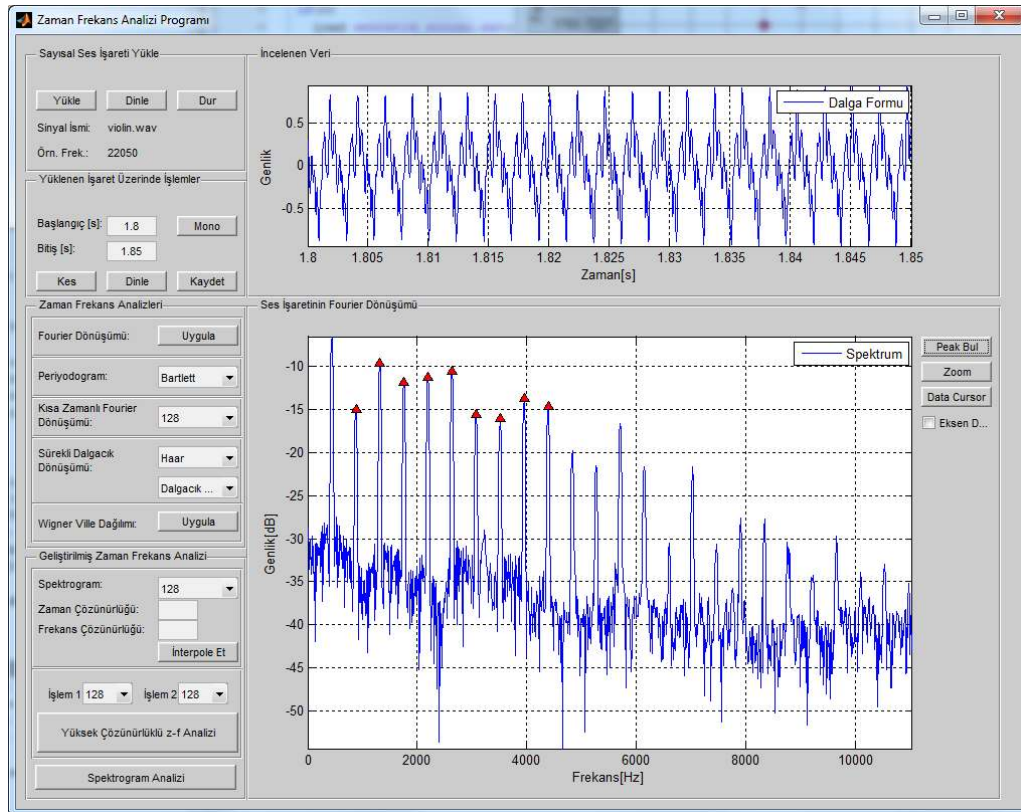


Şekil Ek-1.4 Stereo sayısal ses işaretinin tek kanallı (mono) forma getirilmesi

Sayısal Ses İşareti Üzerinde Zaman - Frekans Analizleri

Fourier Dönüşümü

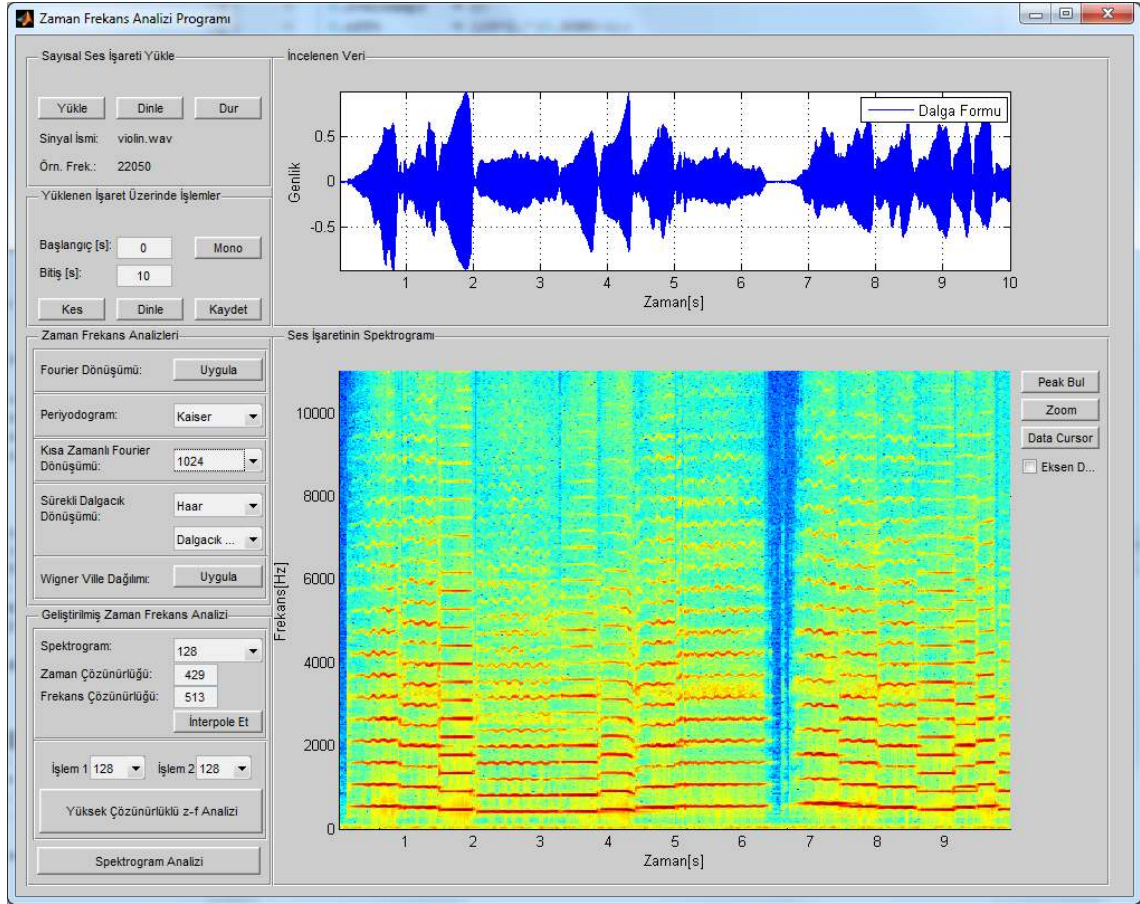
Zaman Frekans Analizleri” bölümünde ilk olarak Fourier Dönüşümü yer almaktadır. “Fourier Dönüşümü” alanında “Uygula” butonuna basılarak incelenen sayısal ses işaretinin tümü, herhangi bir pencereleme uygulanmadan olduğu gibi Fourier dönüşümü yapılır ve “Ses İşaretinin Fourier Dönüşümü” grafik alanında gösterilir. Şekil Ek-1.5’te 1.80 ile 1.85 saniyeleri arasındaki ses işaretinin Fourier dönüşümü görülmektedir.



Şekil Ek-1.5 Sayısal ses işaretinin Fourier dönüşümü

Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD)

“Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü” bölümünde değişik boyutlarda seçilebilen zaman penceresine göre sayısal ses işaretinin Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD) hesaplanmaktadır. Zaman penceresi seçimi için değişkenler 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096, 8192, 16384 ve 32768’tir. İncelenen sayısal ses işaretinin 0 ve 10. saniyeleri arasında 1024 büyüklüğünde zaman penceresi kullanılarak gerçekleştirilen kısa zamanlı Fourier dönüşümü Şekil Ek-1.6’da görülmektedir.



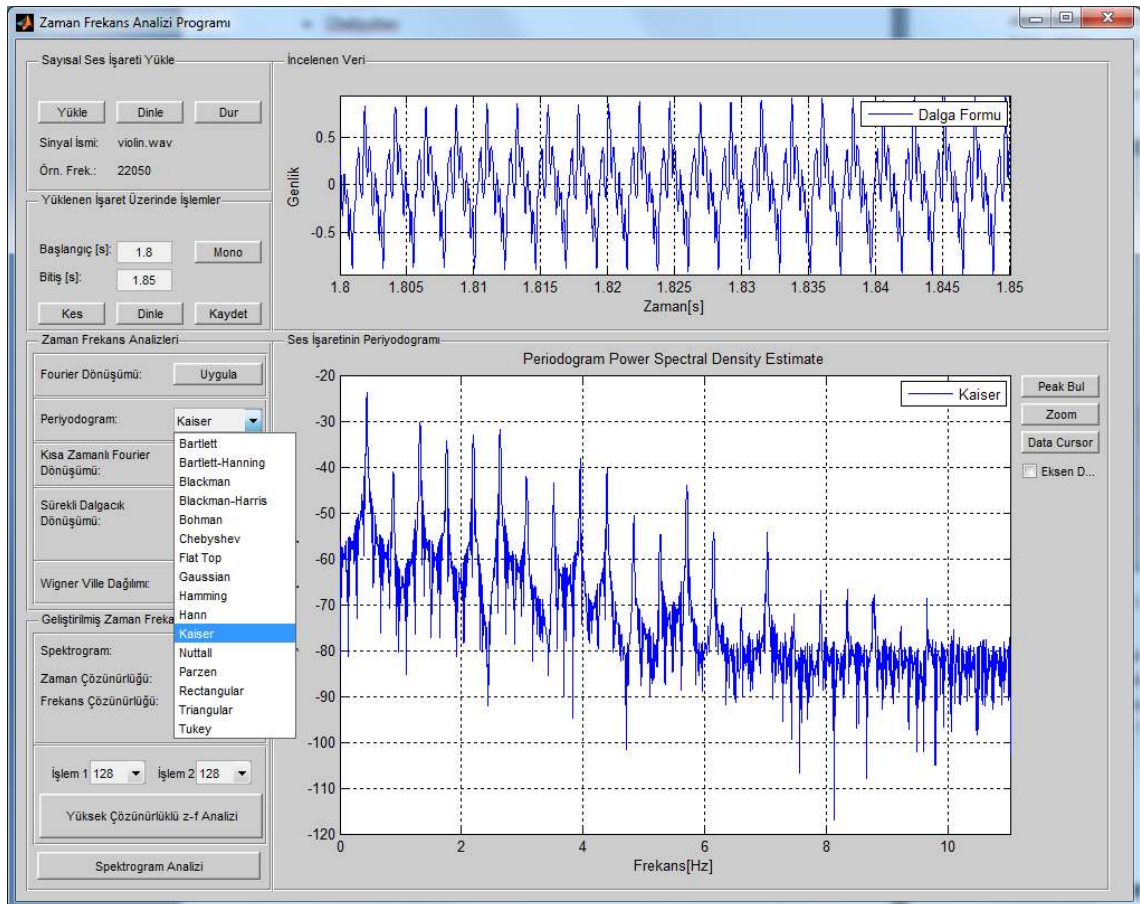
Şekil Ek-1.6 Sayısal ses işaretinin KZFD ile spektrogramı

Periyodogram Gösterimi

“Periyodogram” bölümünde incelenen sayısal ses işaretinin Güç/Frekans [dB/Hz] değerleri görülebilmektedir. Bu bölümde aşağıda belirtilen yöntemler ile güç analizi yapılabilmektedir. “Ses İşaretinin Periyodogramı” grafik alanında seçilen yöntemle göre çizdirilen grafik Şekil Ek-1.7’de görülebilmektedir.

- Bartlett

- Bartlett-Hanning
- Blackman
- Blackman-Harris
- Bohman
- Chebyshev
- Flat Top
- Gaussian
- Hamming
- Hann
- Kaiser
- Nuttall
- Parzen
- Rectangular
- Triangular
- Tukey



Şekil Ek-1.7 Sayısal ses işaretinin periyodogramının bulunması

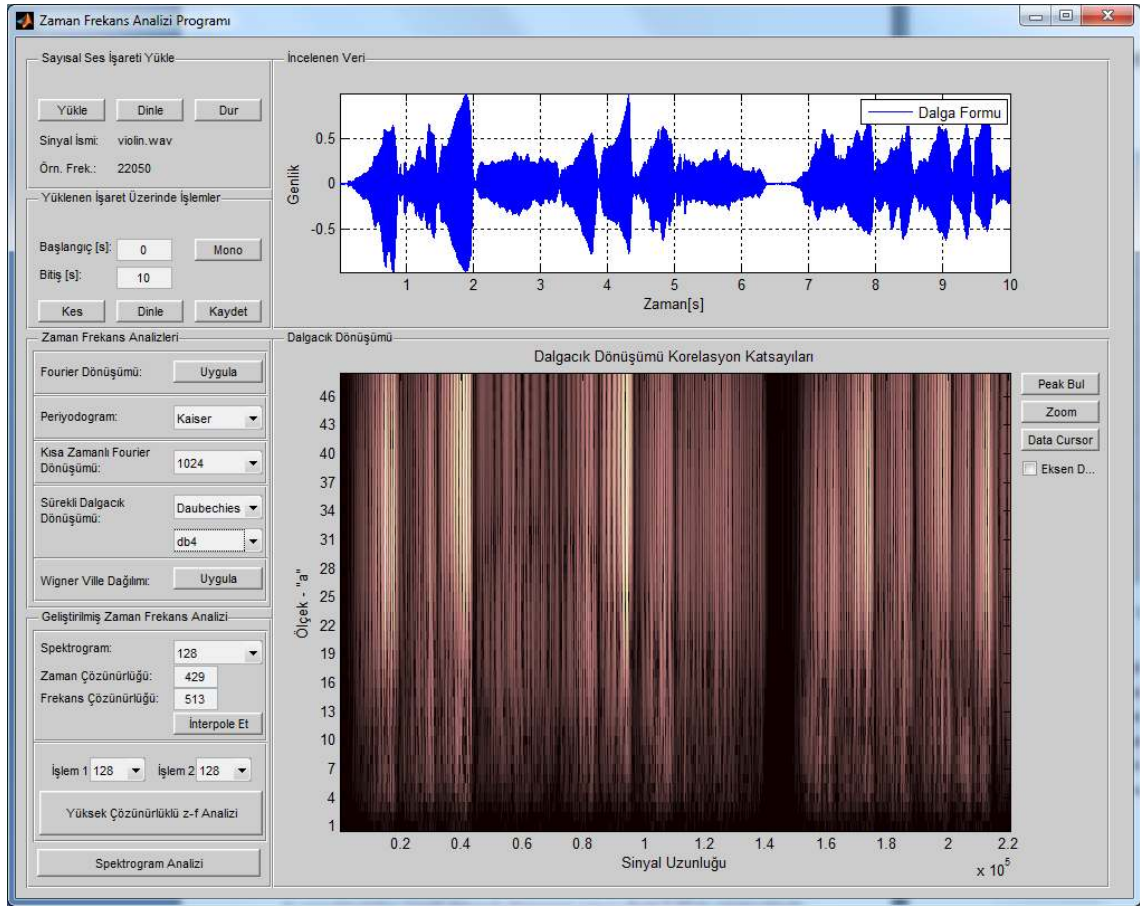
Sürekli Dalgacık Dönüşümü

Analiz edilen sayısal ses işareti üzerinde sürekli dalgacık dönüşümü uygulamak da mümkündür. “Sürekli Dalgacık Dönüşümü” bölümünde farklı dalgacık modellerine göre dalgacık dönüşümü gerçekleştirilebilmektedir. Programda kullanılabilen “Dalgacık Ailesi ve “Dalgacık Tipleri” Çizelge Ek-1.2’de gösterilmiştir.

Çizelge Ek-1.2 Dalgacık ailesi ve dalgacık tipleri

Dalgacık Ailesi	Dalgacık Tipi
Haar	haar
Daubechies	db1, db2, db3, db4, db5, db6, db7, db8, db9, db10
Symlets	sym2, sym3, sym4, sym5, sym6, sym7, sym8
Coiflets	coif1, coif2, coif3, coif4, coif5
Biorthogonal	bior1.1, bior1.3, bior1.5, bior2.2, bior2.4, bior2.6, bior2.8, bior3.1, bior3.3, bior3.5, bior3.7, bior3.9, bior4.4, bior5.5, bior6.8
Meyer	myer
Gaussian	gaus1, gaus2, gaus3, gaus4, gaus5, gaus6, gaus7, gaus8
Mexican Hat	maxh
Morlet	morl
Kompleks Gaussian	cgau1, cgau2, cgau3, cgau4, cgau5
Shannon	shan1-1.5, shan1-1, shan1-0.5, shan1-0.1, shan2-3
Frekans B-Spline	fbasp1-1-1.5, fbasp1-1-1, fbasp1-1-0.5, fbasp2-1-1, fbasp2-1-0.5, fbasp2-1-0.1
Kompleks Morlet	cmor1-1.5, cmor1-1, cmor1-0.5, cmor1-1, cmor1-0.5, cmor1-0.1

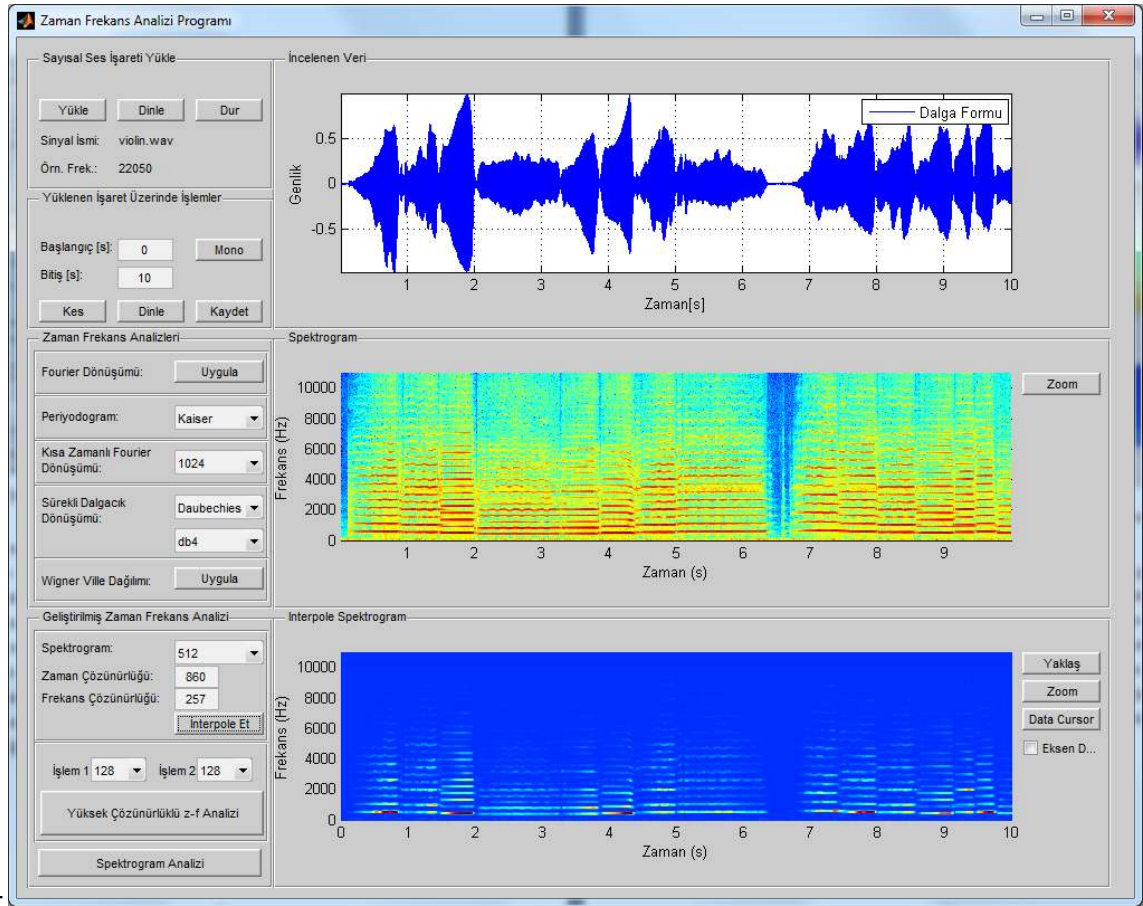
İncelenen sayısal ses işaretinin Daubechies dalgacık ailesinde “db4” dalgacık tipi ile gerçekleştirilen sürekli dalgacık dönüşümü sonucu Şekil Ek-1.8’de görülmektedir.



Şekil Ek-1.8 Sayısal ses işaretinin dalgacık dönüşümü gösterimi

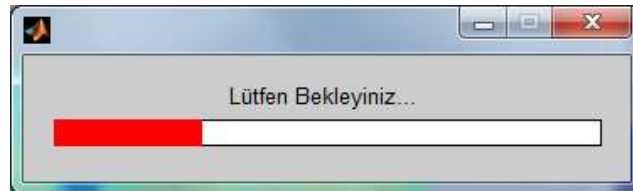
Azami Genlik Algılı Zaman-Frekans Analizi (AGA-ZFA) Yöntemi

Programda, “Geliştirilmiş Zaman Frekans Analizi” bölümünde Bölüm 3’te anlatılan azami genlik algılı zaman-frekans analizi yönteminin uygulaması yapılmaktadır. “Spektrogram” alanında kısa zamanlı Fourier dönüşümünde kullanılacak zaman penceresi boyutu seçilir. Seçilen zaman penceresi boyutuna ve sayısal ses işaretinin uzunluğuna bağlı olarak “Zaman Çözünürlüğü” ve “Frekans Çözünürlüğü” değerleri kullanıcıya gösterilir. “İnterpole Et” butonu kullanılarak zaman ve frekans eksenlerinde ara değer bulma işlemi gerçekleştirilir. Bu işlem sonucunda “Spektrogram” ve “İnterpole Spektrogram” Şekil Ek-1.9’da görüldüğü üzere grafik alanlarında çizdirilir.



Şekil Ek-1.9 Spektrogram ve enterpole spektrogramın gösterimi

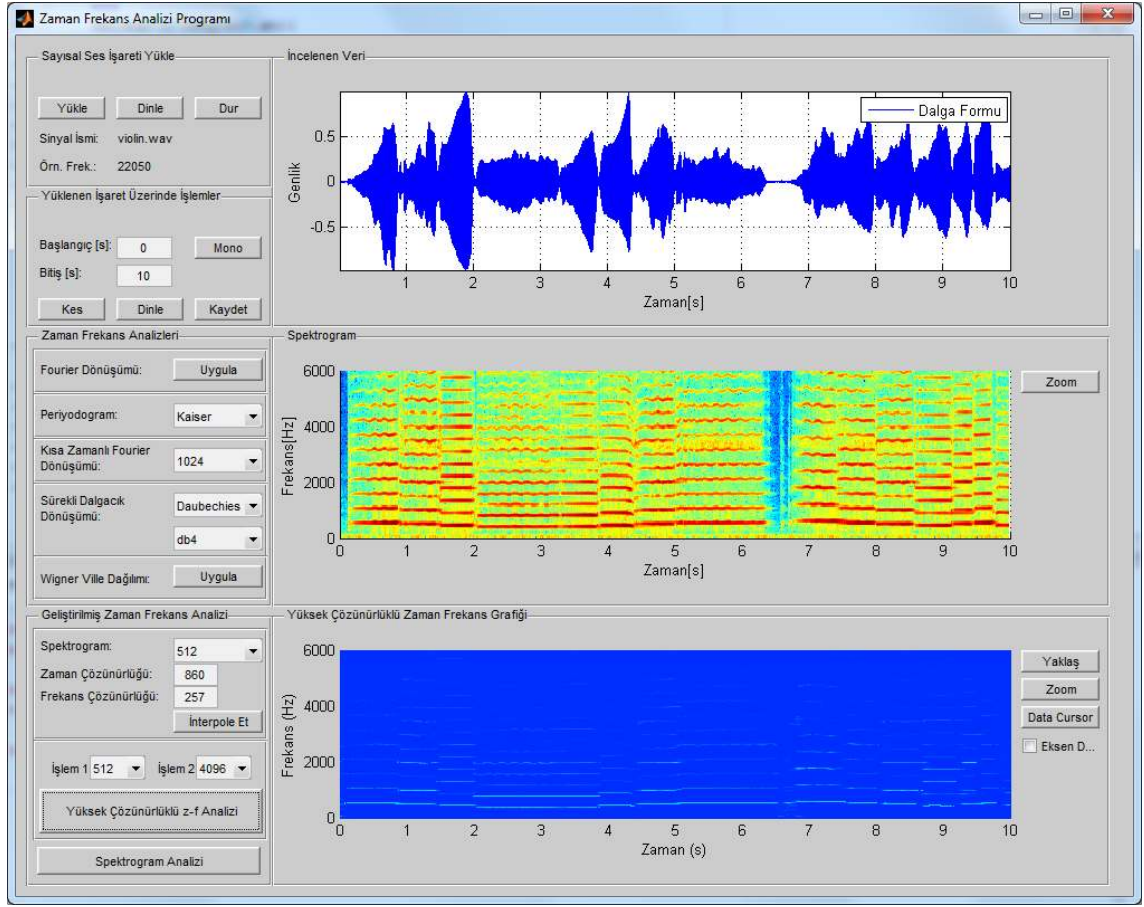
Bölüm 3'te anlatıldığı üzere yüksek çözünürlüklü zaman frekans grafiği elde etmek amacıyla dar ve geniş zaman pencereleri kullanılması gereklidir. “İşlem 1” alanından yüksek zaman çözünürlüğü elde edilmesine olanak sağlayan dar zaman penceresi seçilir. “İşlem 2” alanından ise yüksek frekans çözünürlüğü elde edilmesine olanak sağlayan geniş zaman penceresi seçilir. Bu işlemler ağır işlem yükü gerektirmektedir. Bu nedenle işlem boyunca ekranda açık kalan Şekil Ek-1.10'da gösterilen pencereden işlemin tamamlanma durumu takip edilebilmektedir.



Şekil Ek-1.10 İşlem tamamlanma durumu göstergesi

İşlem 1 ve İşlem 2 seçimlerinden sonra son adım “Yüksek Çözünürlüklü Zaman Frekans Analizi”nin gerçekleştirilmesidir. Bu işlem için “Yüksek Çözünürlüklü z-f

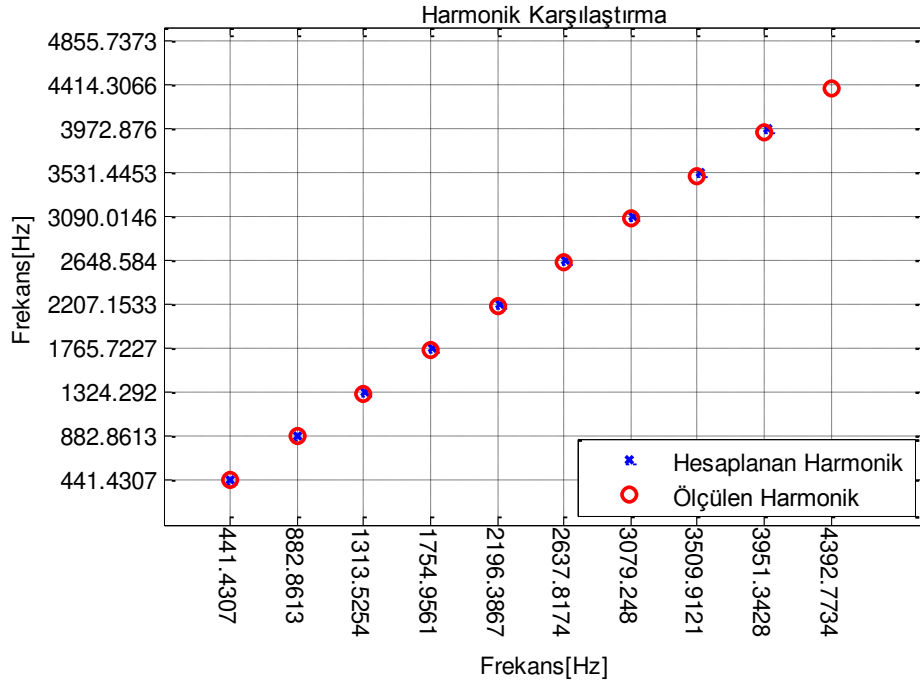
Analizi” butonuna basılır. İşlem bitince programda kısa zamanlı Fourier dönüşümü ve Yüksek Çözünürlüklü z-f grafiği karşılaştırmalı olarak gösterilir (Şekil Ek-1.11).



Şekil Ek-1.11 Yüksek çözünürlüklü zaman frekans grafiği gösterimi

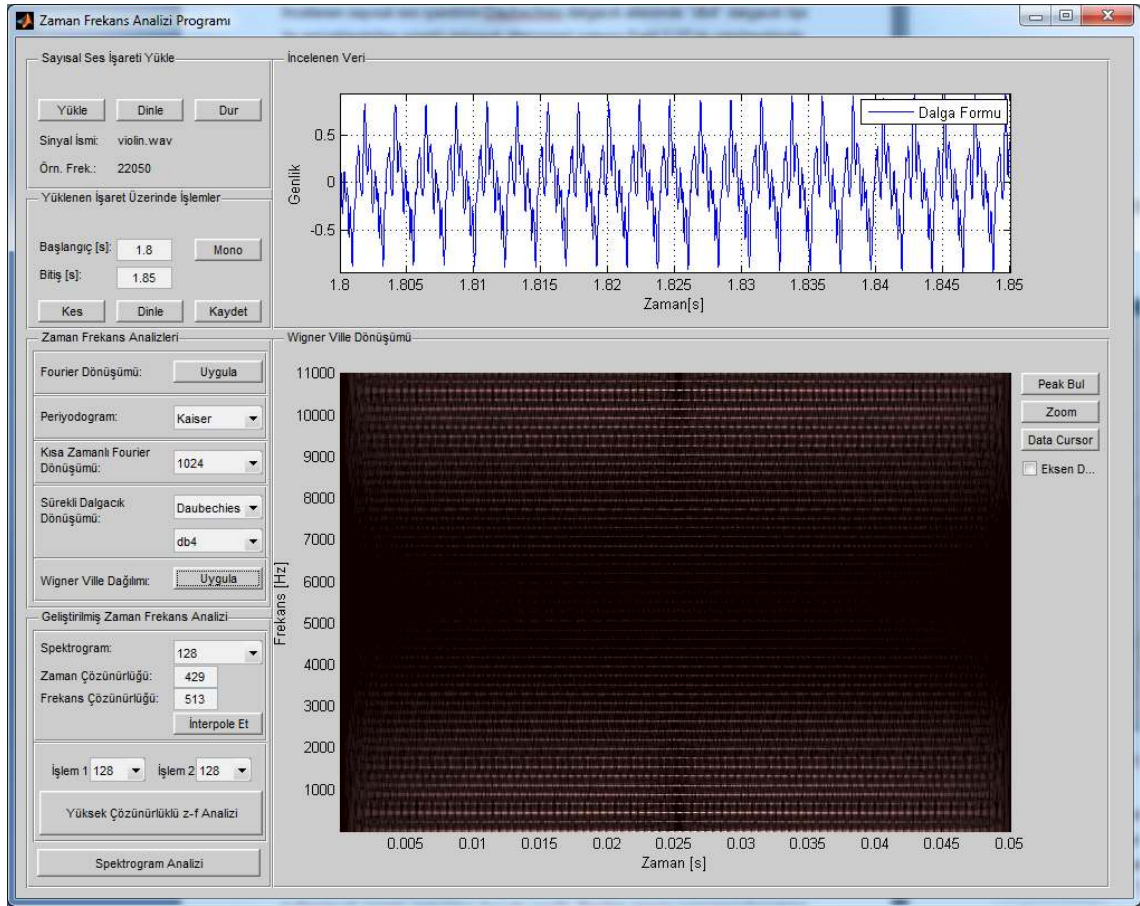
Diğer Kabiliyetler

“Peak Bul” butonu ile Fourier dönüşümü uygulanan işaretin frekans değerlerinin genlikleri kontrol edilerek azami genlik değeri veren noktalar tespit edilir. Bu yöntemle, ele alınan zaman aralığındaki temel frekans ve harmonikler görülebilir. “Peak Bul” butonuna basıldığında Şekil Ek-1.12’de görülen yeni bir pencere açılır. Açılan bu pencerede temel frekansın katları olarak hesaplanan harmonikler ile pik değerlerinden bulunan harmonikler karşılaştırılır. Şekil Ek-1.12’de örnek olarak görülen karşılaştırmada temel frekans 441.43 Hz olarak hesaplanmıştır. 5. harmoniğin gerçek değerinin $441.43 \times 5 = 2207.15$ Hz olarak bulunması gerekirken pik noktalarından bu değer küçük bir hata ile 2196.39 Hz olarak tespit edilmiştir. Şekil 3.24’te genel paterne bakıldığında bu aralıkta 440 Hz olan A4 notası çalındığı görülebilmektedir.



Şekil Ek-1.12 Harmoniklerin Karşılaştırılması

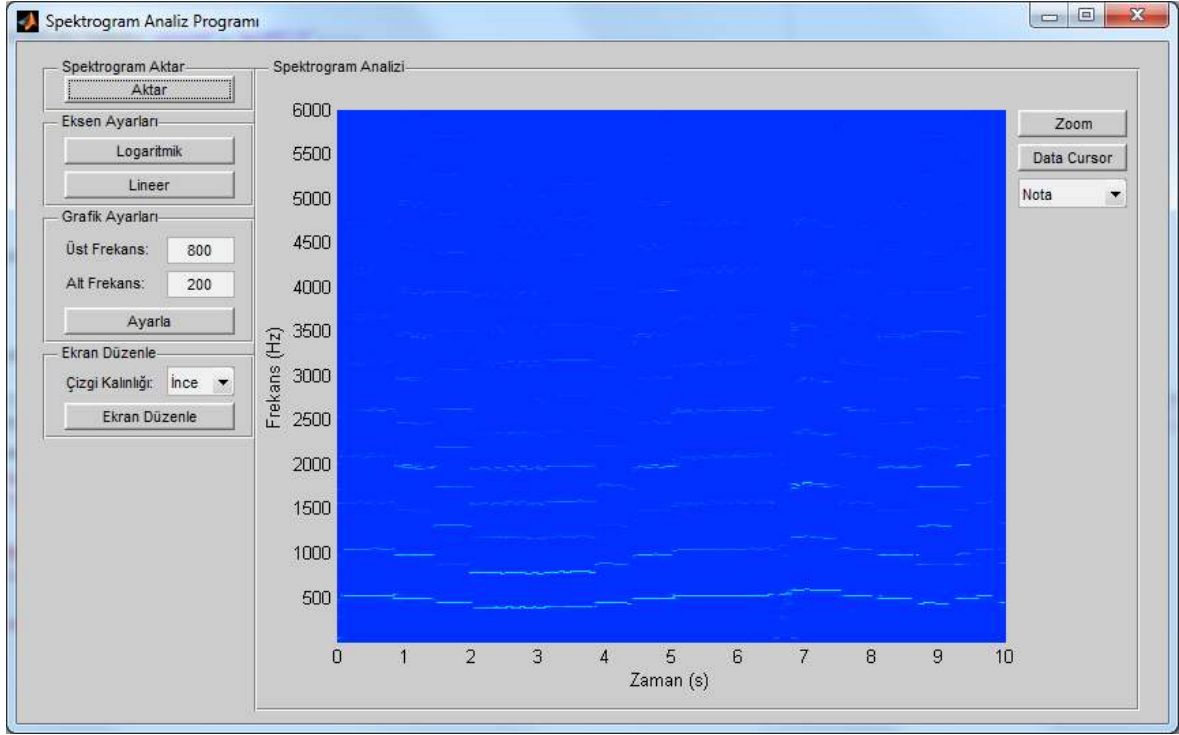
“Wigner Ville Dağılımı” bölümünde ele alınan işarete Wigner Ville dönüşümü uygulanır. Çok yüksek veri barındıran işaretlerde hafıza yetersizliği nedeniyle hata oluşmaktadır. Bu nedenle daha önce Fourier dönüşümü uygulanarak 441 Hz temel frekans bulunan işaret üzerinde Wigner Ville dönüşümü uygulanmıştır. Şekil Ek-1.13’ten frekans değerlerinin Wigner Ville dönüşümü sonucunda da 440 Hz civarında yoğunlaştığı görülmektedir.



Şekil Ek-1.13 Sayısal ses işaretinin Wigner Ville dönüşümü gösterimi

Spektrogram Analizi Yazılımı

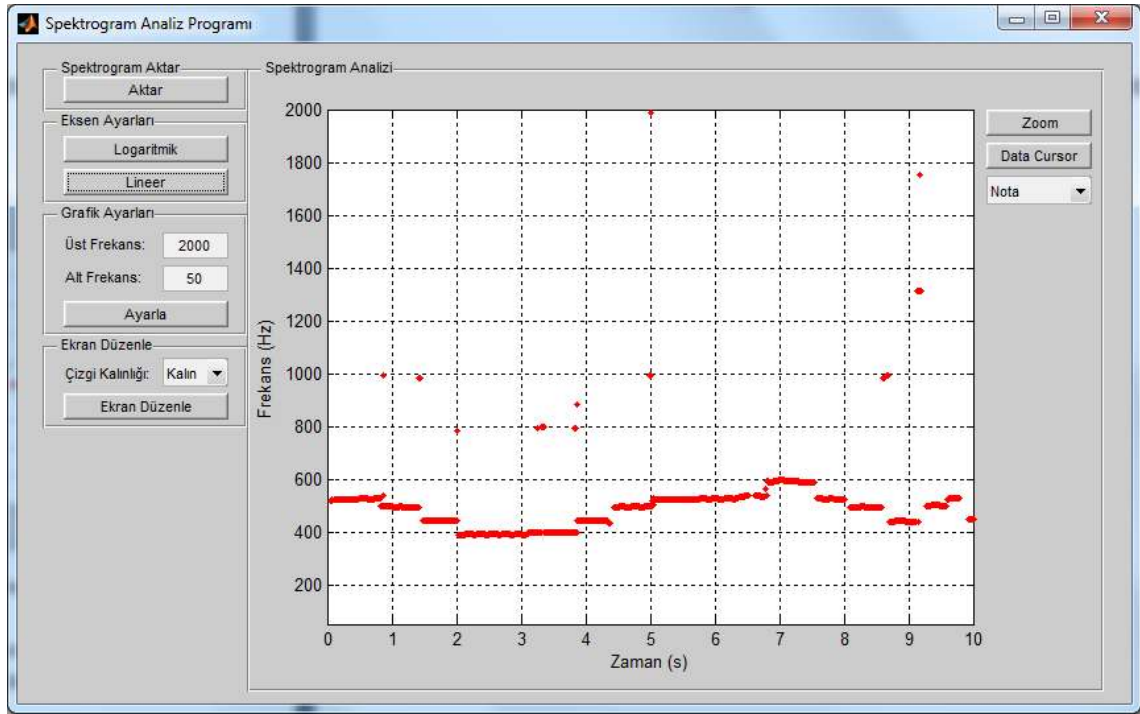
Bu bölümde, MATLAB® yazılımı kullanılarak hazırlanan “Spektrogram Analizi Programı”nın kullanımı sunulmaktadır. “Zaman Frekans Analizi Programı”nda bulunan “Spektrogram Analizi” butonu ile program çalıştırılır. “Aktar” butonu ile incelenen sayısal ses işareti için oluşturulan yüksek zaman ve frekans çözünürlüklü spektrogram analiz işlemi için aktarılır ve grafik alanında sergilenir (Şekil Ek-1.14).



Şekil Ek-1.14 Spektrogram Analizi Programı kullanıcı arayüzü

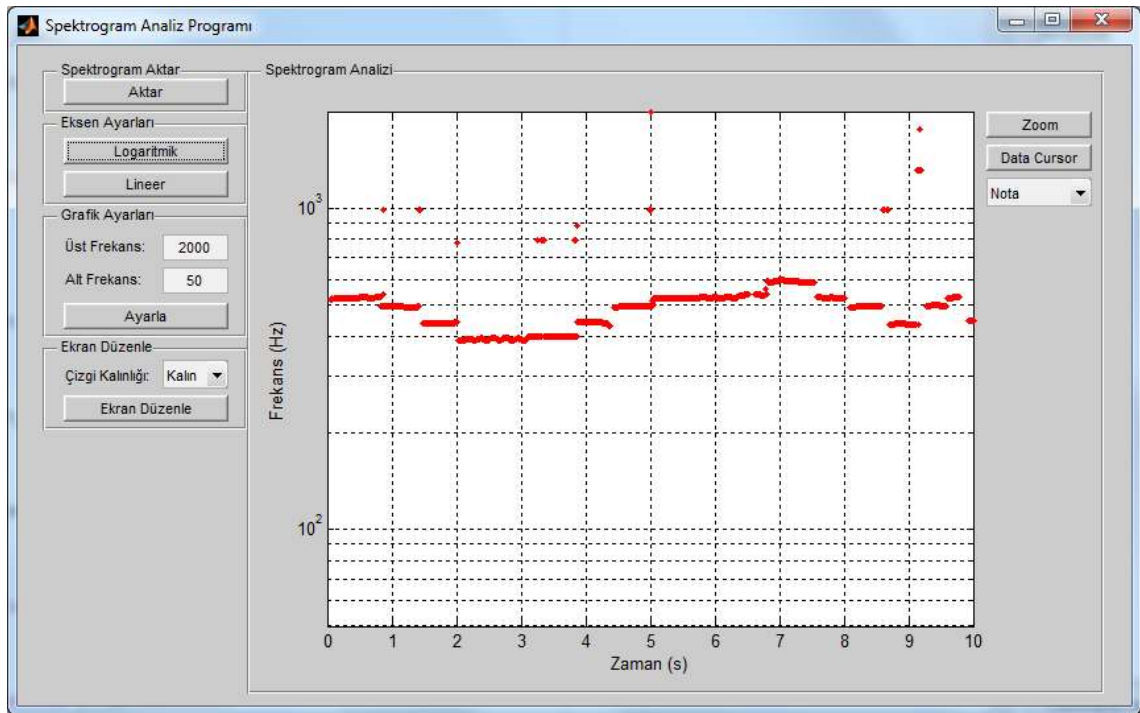
Programda “Grafik Ayarları” bölümünde spektrogramın alt ve üst sınır değerleri Hz biriminde ilgili kutucuklara girilir. “Ayarla” butonu ile grafiğin düşey eksenine girilen değerlere göre ayarlanır ve grafik yeniden çizdirilir.

“Ekran Düzenle” bölümünde spektrogram, üzerinde ızgara çiziminin gösterimi amacıyla yeniden çizdirilir. “Çizgi Kalınlığı” menüsünden ince veya kalın çizgi seçilerek çizim yapılır. Şekil Ek-1.15’te spektrogramın 50 Hz ve 2000 Hz arasında kalın çizgi kalınlığı seçeneği ile yeniden çizdirilmiş hali görülmektedir.



Şekil Ek-1.15 Spektrogramın yeniden görselleştirilmesi

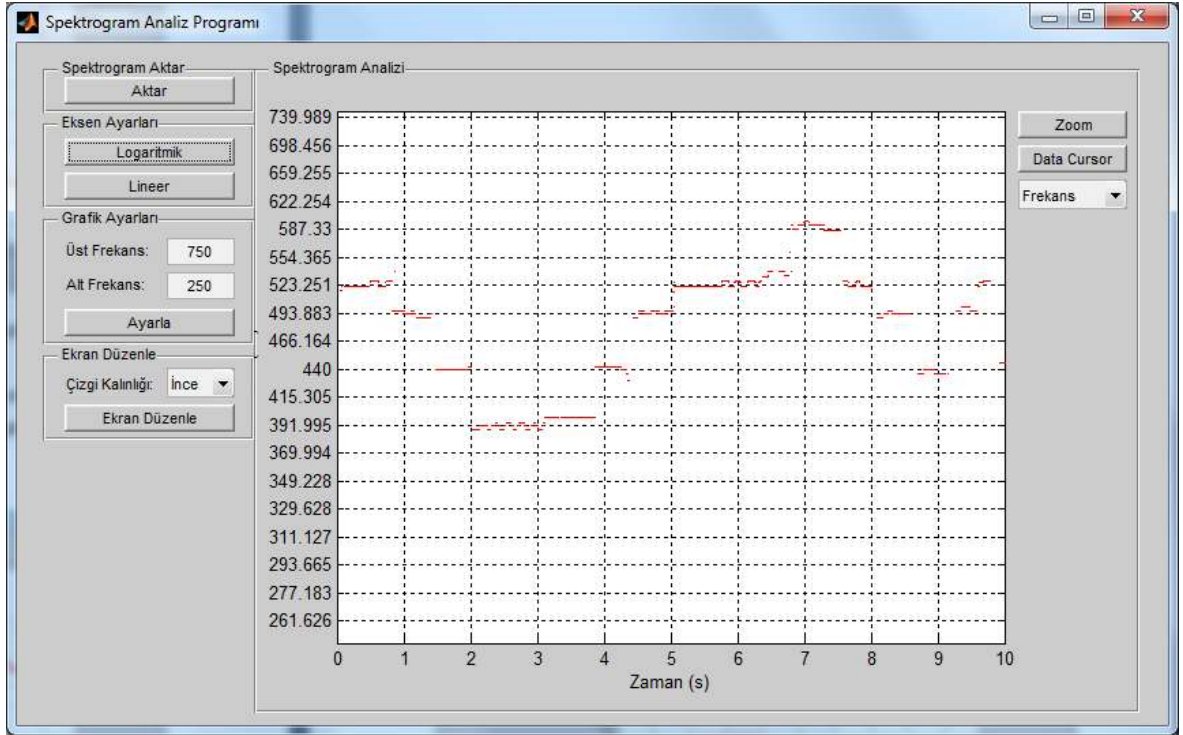
“Eksen Ayarları” bölümünde “Logaritmik” ve “Lineer” butonları ile frekans eksenini logaritmik veya lineer olarak çizilir. Şekil Ek-1.16’da logaritmik ölekte çizim görülmektedir.



Şekil Ek-1.16 Spektrogramın logaritmik eksenle çizimi

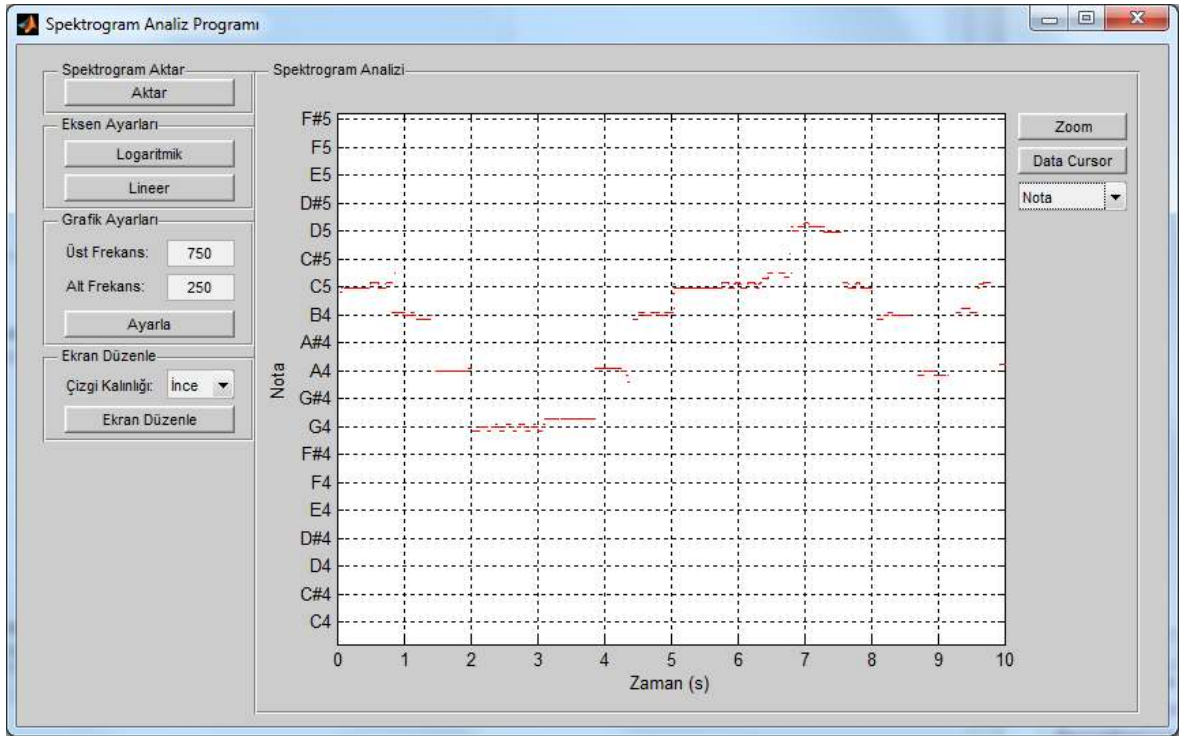
Grafik alanında bulunan “Zoom” butonu ile grafik üzerinde istenilen bölgeye yakınlaştırma, “Data Cursor” butonu ile grafik üzerinde istenilen bölgede değer okuması yapılır.

“Nota” ve “Frekans” seçeneklerinin bulunduğu menü kullanılarak spektrogramın frekans ekseninde notaların veya notalara ait frekansların yazması gerçekleştirilir. Şekil Ek-1.17’de 250 Hz ve 750 Hz arasında bulunan notalara karşılık gelen frekans bilgileri logaritmik ölçekte görülmektedir.



Şekil Ek-1.17 Nota frekanslarının gösterimi

Şekil Ek-1.18’de aynı ölçekte notalar görülmektedir. Frekansın daha net seçilmesi amacıyla çizgi kalınlığı ince olarak seçilmiştir. Buradan sayısal ses işaretinin sırasıyla C5-B4-A4-G4-A4-B4-C5-D5-C5-B4-A4-B4-C5 notalarında sesler içerdiği tespit edilebilir.



Şekil Ek-1.18 Nota gösterimi