T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

77750

DOPPLER İŞARETLERİNİN ZAMAN FREKANS ANALİZİ

77750

Ömer Baybora AYDIN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

TEZ DANIŞMANI:

Yrd.Doç.Dr.Nizamettin AYDIN

GEBZE
1998

Bu tez çalışması G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 04 / 02 / 1998 tarih ve 98 / 4 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından Elektronik Mühendiliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS Tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE (Tez Danışmanı) : Yrd.Doç.Dr. Nizamettin AYDIN (GYTE)

ÜYE : Doç.Dr. İnci ÇİLESİZ (İTÜ)

ÜYE : Yrd.Doç.Dr. Osman KILIÇ (YTÜ)

ONAY

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 23/02/1998 tarih ve 98/08 sayılı kararı.

İmza / Mühür

ÖZET

Doppler işaretleri tıpta damarlardaki kan akış bilgisinin elde edilmesi için kullanılır. Vücuda gönderilen ultrason işaretleri geri dönerken, damardaki kan akış hızıyla orantılı olan bir frekans kaymasına uğrar. Çeşitli algılayıcılarla alınan bu Doppler kayması işareti, zamanla değişen ve çok-bileşenli olan bir işarettir. Doppler işaretlerinin spektral analizi damarlardaki bu kan akış bilgisinin vücutta harabiyete meydan vermeden ortaya çıkarılmasında çok önemli rol oynamaktadır. Bu tezde bir dizi spektral ve zaman-frekans analiz yöntemleri incelendi. Bu yöntemleri sıralarsak bunlar: geleneksel FFT, parametrik modelleme yöntemleri, Wigner-Ville Dağılımı ve Choi-Williams Dağılımı olmaktadır. Her yöntemin avantaj ve dezavantajları incelenerek özetlendi. Sonuçların zaman ve frekans çözünürlüklerini iyileştirebilmek için çaba sarfedildi. WVD ve CWD gibi yeni analiz metodları ile ilgili yapılan Matlab simülasyonları ile bu yöntemler fiziksel olarak incelendi ve bu yöntemlerin bazı yeni özellikleri üzerinde araştırmalar yapıldı. Matlab çalışmaları esnasında gerek toolbox fonksiyonlarından, gerekse yazılan yeni fonksiyonlardan yararlanıldı. Uygulamada çalışabilir cihaz olarak Leicester Üniversitesi Medikal Fizik Bölümü'nde gerçekleştirilen cihaz ve bu cihazın çalışma prensipleri ele alındı ve incelendi. Ek bir çalışma olarak da sonogramdan çıkarılan maksimum frekans zarfını bölütleyen bir algoritma üzerinde çalışıldı. Zira maksimum frekans zarfından yararlı bir takım indislerin elde edilebilmesi için bu zarfın herbir çevriminin birbirinden ayrılması gerekmektedir.

SUMMARY

Doppler signals are used to obtain blood flow information in medicine. When an artery is excited by ultrasound, moving blood reflects the ultrasound by changing its frequency. The difference between these two signals equals to Doppler shift. The Doppler shift signal is a time-varying and multicomponent signal. Spectral analysis of Doppler signals are very important in non-invasive measurement of blood velocity distribution. In this thesis some of the spectral analysis methods such as traditional FFT, parametric modelling methods, WVD and CWD have been studied and compared. Advantages and disadvantages of all these methods have been studied and summarized. Efforts have been made to improve the temporal and frequency resolution of the results. Simulations for all the methods have been implemented using Matlab. As an example of a real time analyser, a work implemented in Leicester University Medical Physics Department has been shortly described. In addition, a slightly different study on the segmentation of individual beats of the maximum frequency envelopes obtained from Doppler sonograms have been discussed.

TEŞEKKÜR

Çalışmalarımda tecrübelerinden ve bilgisinden istifade ettiğim tez danışmanım Yrd.Doç.Dr. Nizamettin AYDIN'a, çalışmalarım boyunca yaşadığım stresli ortamda bana anlayışlı davranan başta annem Nuran AYDIN olmak üzere tüm aileme, psikolojik olarak bana daima destek olan ve tezin bastırılması aşamasında benimle birlikte sabahlara kadar uğraşan arkadaşım Araş.Gör. Kemal KORKMAZ'a teşekkürlerimi borç bilirim

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	SAYFA
ÖZET	IV
SUMMARY	V
TEŞEKKÜR	VI
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	VII
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	X
ŞEKİLLER DİZİNİ	XI
I. KAN AKIŞ HIZININ DOPPLER ULTRASON İLE ÖLÇÜMÜNE GİRİŞ	1
I.1. Kan Akış Hızı ve Doppler Olayı	1
I.2. Doppler Ultrason Ölçümünün Klinikte Uygulama Alanları	2
I.3. Neden Doppler İşaretlerinin Spektral Analizi?	3
II. DOPPLER İŞARETLERİNİN SPEKTRAL VE ZAMAN-FREKANS DOMENİ ANALİZLERİNE BİR BAKIŞ	5
II.1. Giriş	5
II.2. Spektral ve Zaman-Frekans Analizlerinde Kullanılan Yöntem ve Teknikler	5
II.2.1. Spektral Analizin Tarihi Gelişimi ve Geleneksel Fourier Yöntemi	6
II.2.2. Fourier Spektral Analiz Sonuçlarının Zaman ve Frekans Çözünürlükleri	8
II.2.3. Fourier Transform (FT) Spektral Analizlerinin Gerçekleştirilmesi	9
II.2.4. Parametrik Modelleme Yöntemleri	17
II.2.5. Zaman-Frekans Analizleri	20
II.3. Doppler İşaretlerini İşlemek İçin Uygun Analiz Yönteminin Belirlenmesi	24
III. WIGNER-VILLE VE CHOI-WILLIAMS DAĞILIMLARININ YAPILARI VE FİZİKSEL ANLAMLARI	26
III.1. Bölüme Giriş	26
III.2. WVD Üzerine Çalışırken Gerekli Olan Bazı Tanım ve İlişkiler	27
III.2.1. Wigner-Ville Distribüsyonu (WVD)	27
III.2.2. WVD'nin Anlık Zaman Çözünürlüğü	27
III.2.3. Yalancı-WVD (Pseudo-WVD)	28
III.2.4. WVD'nin Frekans Rezolüsyonu	29
III.3. Durağan İşaretlerin WVD'sinin Yapısı ve Fiziksel Anlamı	30

SAYFA

III.4. Anlık Frekans ve Yalancı Anlık Ortalama Frekans 35
III.4.1. Anlık Frekans Yorumu ve Uygulamada Anlık Frekansla İlgili Karşılaşılan Sorunlar 35
III.4.2. Yalancı-Anlık Ortalama Frekans 37
III.5. Choi-Williams Dağılımı, Yapısı ve Fiziksel Anlamı 39
III.5.1. CWD'nin Tanımı 39
III.5.2. CWD'nin Durağan İşaretler için Yorumlanması 40
III.6. Simülasyon Yöntemleri ve Sonuçlar 45
III.6.1. Simülasyon1: WVD'de ICP Etkileri 45
III.6.2. Simülasyon2: CWD'de ICP Etkisi 51
III.6.3. Simülasyon3: Durağan İşaretlerden Elde Edilen IF ve PIMF Üzerine Olan ICP Etkisinin WVD Kullanılarak Test Edilmesi 53
III.6.4. Simülasyon4: Zamanla Değişen İşaretler için Çarpraz-Güç Etkisi 67
III.7. Bölüm Sonuçları 68
IV. WVD VE CWD'NİN DOPPLER İŞARET İŞLEMEDEKİ UYGULAMALARI 70
IV.1. Bölüm Girişi 70
IV.2. Doppler İşaretlerinin Anlık Enerji Dağılımını Hesaplamada Kullanılan Bir WVD Analizörü 70
IV.2.1. Sistemin Tanıtılması 70
IV.2.2. Gerçek-Zaman ve Hassas-Çözünürlüklü WVD Analizörü 72
IV.2.3. WVD Analizörüyle Birlikte Kullanılan Deneysel Yöntemler 79
IV.2.4. WVD Analizörünün Deneysel Sonuçları 80
IV.3. Örnek Uygulama: Blood Borne Emboli'den Alınan Doppler İşaretlerinin WVD Kullanılarak İşlenmesi 83
IV.4. CWD Analizörünün Tanıtılması 83
IV.5. Bölüm Sonuçları 85
V. EK-ÇALIŞMA: SONOGRAMDAN ELDE EDİLEN MAKSİMUM FREKANS ZARFININ BÖLÜTLENMESİ 91
V.1. Giriş 91
V.2. Ortalama Frekans Zarfının Elde Edilmesi 92

SAYFA

V.3. Maksimum Frekans Zarfının Elde Edilmesi 92

V.3.1. Maksimum Frekans Zarfını Elde Etme Yöntemleri 92

V.4. Darbelilik İndisi Gibi Farklı İndislerin Hesaplanması İçin Dalga Şeklinin Tayinin 93

V.5. Bölüm Sonuçları 95

VI. SONUÇLAR 97

KAYNAKLAR 99

ÖZGEÇMİŞ 104

SİMGELER VE KISALTMALAR

AR	Autorregressive
ARMA	Autoregressive Moving Average
BT	Blackman & Tukey
CP	Çarpraz-güç
CWD	Choi-Williams Dağılımı
DFT	Ayrık Fourier Dönüşümü
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
FM	Frekans Modülasyonu
FT	Fourier Dönüşümü
ICP	Anlık çarpraz-güç
IF	Anlık Frekans
IWMF	Siddet ağırlıklı ortalama frekans
MA	Moving Average
PI	darbelilik indisi
PIMF	Yalancı Anlık Ortalama Frekans
PIPD	Yalancı Anlık Güç Dağılımı
PSD	Güç Spektral Yoğunluğu
PWDF	Yalancı-Wigner Dağılım Fonksiyonu
PWVD	Yalancı Wigner-Ville Dağılımı
RI	direnç indisi
SNR	İşaret / gürültü oranı
SP	İşaret gücü
STFT	Kısa Süreli Fourier Dönüşümü
var	varyans
WVD	Wigner-Ville Dağılımı

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil	Sayfa
I-1 Kan akış hızı ölçümünde Doppler alıcı/verici ile kan damarının pozisyonu	1
II-1 Dikdörtgensel pencere fonksiyonu	15
II-2 Dikdörtgensel pencerenin Fourier dönüşümü	15
II-3 Simüle edilen işaretler ve bu işaretlerin periyodogram hesaplamaları	18
II-4 Şekil II-3.a'da gösterilen işaretin WVD'sinin Pozitif kısmı	23
III-: FFT ve WVD sonuçlarının değişik sunumları	31
III-2 Dikdörtgensel pencere ile kesilen analitik işaretlerin WVD'lerinin pozitif kısımları	46
III-3 Şekil III-2'deki sonuçları veren analitik işaretlerin WVD'lerinin negatif kısımları	47
III-4 Hanning penceresi ile kesilen analitik işaretlerin WVD'lerinin pozitif kısımları	48
III-5 Şekil III-4'deki sonucu veren, aynı analitik işaretlerin WVD'lerinin negatif kısımları	49
III-6 WVD ve CWD'deki ICP etkisi	51
III-7 Gerçel Hanning penceresi tarafından kesilmiş olan analitik işaretlerin CWD'lerinin pozitif kısımları	54
III-8 Gerçel Hanning penceresi ile kesilen analitik işaretlerin CWD'lerinin negatif kısımları	55
III-9 Simülasyonlarda kullanılan dar-bantlı işaretler	56
III-10 Bant sınırlı, gürültüyle bozulmuş dar bantlı işaretler için IF simülasyon sonuçları	58
III-11 Bant-sınırlı beyaz gürültüyle bozulmuş dar-bantlı işaretler için PIMF simülasyon sonuçları	59
III-12 İki dar bantlı işaretin toplamının bant sınırlı beyaz gürültüyle bulaşmış halinin IF sonuçları	60
III-13 İki dar bantlı işaretin toplamının bant sınırlı beyaz gürültüyle bulaşmış halinin PIMF sonuçları	61

Şekil **Sayfa**

III-14: İki dar bantlı işaretin toplamının bant sınırlı beyaz gürültüyle bulaşmış halinin IF sonuçları. Dar bantlı işaretlerin merkez frekansları 3.2 ve 16kHz, ana loblarının genişlikleri ise 800Hz civarında 62

III-15 İki dar bantlı işaretin toplamının bant sınırlı beyaz gürültüyle bulaşmış halinin PIMF sonuçları. Dar bantlı işaretlerin merkez frekansları 3.2 ve 16kHz, ana loblarının genişlikleri ise 800Hz civarında 63

III-16 Simülasyonlarda kullanılan sinüslerin genliklerinin değişimi 64

III-17 Genlikleri ve frekansları şekil III-16.a ve b'deki gibi, iki sinüzoidalin toplamı olan ve bant sınırlı beyaz gürültüye bulaşmış olan işaretin IF ve PIMF simülasyon sonuçları 65

III-18 Genlikleri ve frekansları şekil III-16-c ve d'deki gibi, iki sinüzoidalin toplamı olan ve bant sınırlı beyaz gürültüye bulaşmış olan işaretin IF ve PIMF simülasyon sonuçları 66

IV-1 Anlık frekans/hız analiz sisteminin blok diyagramı 71

IV-2 Gerçek-zaman işleme için kullanılan kayan pencere yöntemi 76

IV-3 Hassas çözünürlüklü işleme için kayan pencere yöntemi 77

IV-4 Üretilen işaretler (frekansı 0.5-5kHz, tekrarlama süresi 40 msn, örnekleme frekansı 12.5kHz olan FM işaret) kullanılarak elde edilen WVD sonuçları 87

IV-5 Üretilen işaretler (frekansı 0.5-5kHz, tekrarlama süresi 20msn, örnekleme frekansı 12.5kHz olan FM işaret) için WVD kullanılarak hesaplanan sonuçlar 88

IV-6 Üretilen FM işaret (frekans 0.5-5kHz, tekrarlama süresi 40 msn, örnekleme frekansı 12.5kHz) için spektrogram ve WVD sonuçlarının karşılaştırılması 89

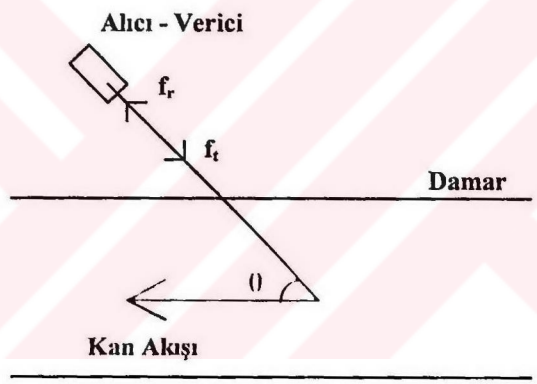
IV-7 WVD Analizöründe Bir Embolusun Görünüşü 90

V.1. Bölütleme Algoritmasının Gösterilmesi 96

BÖLÜM 1: KAN AKIŞ HIZININ DOPPLER ULTRASON İLE ÖLÇÜMÜNE GİRİŞ

I.1 Kan Akış Hızı ve Doppler Olayı

Doppler etkisi sonucu elde edilen işaretler, hareketli nesnelerdeki akış bilgilerinin incelenmesinde çok yararlı olmaktadırlar. Doppler olayının temel prensibi ilk olarak 1843 yılında yayınlandı . Bu prensip, hareketli olan nesnelerin hızlarıyla bu nesnelerden yayılan dalgaların frekansları arasındaki ilişkiyi ortaya çıkarması açısından çok önemliydi. Günümüzde bu prensibin radar, sonar ve ultrason sistemlerinde yaygın olarak kullanılması sonucunda hareketli nesnelerin hızlarının ölçülebilmesi mümkün olmaktadır. Kan akış hızının non-invasiv[*1] olarak ölçülmesi de temelde bu prensibe dayanır.



Şekil I-1. Kan akış hızı ölçümünde Doppler alıcı/verici ile kan damarının pozisyonu

Eğer verici/alıcı ve damarın pozisyonu şekil I.1'deki gibiyse, f_t gönderilen işaretin frekansı f_r'de geri dönen işaretin frekansı olmak üzere Doppler frekans kayması şu şekilde verilir (Evans et.al ,1989):

$$f_d = f_t - f_r \approx 2 f_t v \cos\theta / c \qquad \text{(I-1)}$$

[*1] vücutta yaralanmaya sebebiyet vermeden yapılan tıbbi ölçümler.

Bu eşitlikte v kan akış hızı, c ses hızı ve θ'da gelen ışınla hız vektörü arasındaki açı olmaktadır (yaklaşıklıkta c>>v olarak kabul edilmiştir).

Eşitlik I.1'den açıkça görüleceği gibi kan akış hızı, doppler frekans kaymasına doğrusal olarak bağımlıdır. Frekans kayması ve bazı sabitler kullanılarak kan akış hızı hesaplanabilir. Bu açıklamalardan sonra kan akış hızının hesaplanması olayı; bir spektral analiz yöntemi veya olaya daha gerçekçi bakarsak gürültü olması durumunda spektral tahmin olmaktadır.

Doppler işaretlerini genellemek imkansızdır. Çünkü algılanan işaretin karakteristikleri (örneğin frekans bileşenleri, band genişliği, gürültüyle bozunmuşluğu gibi) geniş bir aralıkta değişebilir ve bu karakteristik diğer faktörler yanında çalışılan damara, kullanılan ultrason sistemine de bağlıdır. Bu sebeple burada doppler işaretinin çok genel karakteristikleri tartışılmaktadır. Doppler işaretleri, genellikle güçlü bir frekans bileşeni ve bu bileşen etrafında sınırlı band genişliği olan işaretlerdir. Doppler işaretlerine bulaşan gürültü geniş bandlı bir gürültüdür. Sınırlı olan banttaki enerji dağılımı genellikle zamanın fonksiyonu olarak değişir. Doppler işaretlerini işlemede ana amaç; bu işaret bileşenlerini gürültüden ayırmak, zamanla değişen güç yoğunluğu dağılımını hesaplamak ve bu hesaplamalarla birlikte hassasiyet ve çözünürlüğü iyi olan indisler (işaretin çeşitli karakteristiklerinin ölçütü olan değerler; örneğin darbelilik oranı gibi) türetmektir.

I.2. Doppler Ultrason Ölçümünün Klinikte Uygulama Alanları

Doppler ultrason yöntemiyle kan akış hızı ilk olarak 1959 yılında Satomura tarafından ölçüldü . Bu tarihten sonra non-invasiv doppler teknikleri birçok klinik alanda kullanılmaya başlandı. Bunlar arasında damar hastalıkları teşhisi, (Clifford et.al 1982), beyindeki kan dolaşımı ile ilgili araştırmalar ve kardiyolojide kalbin durumu ile ilgili çalışmalar örnek olarak gösterilebilir. Doppler ultrason, bu alanlarda hayati öneme sahip bazı bilgilerin gün ışığına çıkmasına son derece önemli katkılarda bulunmuştur. Örneğin, kalbi besleyen arteryel damar tıkanıklıklarına uygulanan

cerrahi müdahelelerde operasyon sonrası monitoring safhasında bu prensiple çalışan cihazların kullanımı yaygındır.

Doppler spektral analiz sonuçları pratikte çoğunlukla sonogram formunda görüntülenir. Bir sonogram çok sayıda spektral hata sahiptir ve inceleyen operatöre 3-boyutlu bir bilgi verir. Genellikle frekans ekseni dikey zaman ekseni ise yatay olarak sergilenirken; verilen bir zaman anı için doppler spektrumundaki genlik frekans ekseni boyunca renk veya grey kodlu olarak görüntülenir. Verilen bir zaman aralığı için (örneğin bir kardiyak çevrimi için) maksimum frekans (S), minimum frekans (D), ortalama frekans (M), darbelilik indeksi (PI), direnç indeksi (RI) gibi parametreler daha sonra bu sonogram üzerinden hesaplanabilir. Darbelilik indeksi (PI), bir çevrim için şöyle tanımlanır:

$$PI = \frac{S - D}{M} \qquad \text{(I-2)}$$

Direnç indeksi (RI)'da şöyle tanımlanır:

$$RI = \frac{S - D}{S} \qquad \text{(I-3)}$$

Bu parametreler hesaplanarak, doppler işaretinden hastanın kan akış örüntüsü hakkındaki bilgiler çıkarılabilir.

I.3. Neden Doppler İşaretlerinin Spektral Analizi?

İlk zamanlarda doppler işaretlerinin analizi daha basit ve daha ucuz metodlarla yapılmaktaydı. Örneğin doppler audio çıkışlarının doğrudan dinlenmesi ve sıfır-geçiş algılayıcıları kaliteli analiz yöntemleri olarak düşünülmekteydi. Doppler işaretlerinin dinlenmesi yalnızca kaba bir bilgi sağlamakla birlikte, dinleme sonucunda doğru bir sonuca varmak için tecrübeli bir operatör gerektirir. Yani elde edilen bulguların işe yararlılığı operatörün performansına bağlıdır. Sıfır-geçiş algılayıcısı her ne kadar ideal band-sınırlı gürültülü olması şartıyla giriş işaretinin karesel ortalama frekansının karekökünün hesaplanmasında kullanılabiliyorsa da , bu yöntemin bazı dezavantajları (örneğin düşük işaret/gürültü oranlarında veya geniş

bandlı işaretlerde iyi sonuç vermeme gibi) vardır (Evans et.al 1989). Diğer tarafta ise spektral analiz teknikleri, akış hızı dağılımları hakkında detaylı bilgiler sağlarken gürültüye karşı kabul edilebilir seviyede bir bağışıklık yanında giriş işaretlerinin daha geniş bir band aralığında olmasına izin vermektedir. Ayrıca spektral analizin, giriş işaretiyle ilgili birinci moment ve enerji gibi daha birçok bilgileri sağlamak ve gerekiyorsa işaret işlemeyi frekans domeninde gerçekleştirebilmek gibi avantajları da vardır.

Sürekli olarak gelişen bilgisayar teknolojisi ve ileri teknoloji ürünü olan işaret işleme çipleri ve bu ürünlerin giderek ucuzlayan fiyatları , doppler spektral analizlerinin hastanelerde klinik çalışmalarda kullanılması hayalini günümüzde gerçeğe çevirmiştir. Bu süre içerisinde klinik çalışmalar, daha becerili analizörler ve daha hassas aletler talep etmişler, bunun sonucunda daha karmaşık yapıdaki donanım yanında daha iyi işleme yöntemleri (yazılım) ihtiyacı doğmuştur. Bu yöntemlere örnek olarak kısa sabit çevrimli doppler işaretlerini incelemek için kulanılan autoregressive modelleme (AR) yöntemi gösterilebilir.

Bu tezdeki çalışmalar, doppler işaretlerinin işlenmesi gibi bazı özel uygulamalar için daha uygun işaret işleme tekniklerinin araştırılması amacını taşımaktadır.

BÖLÜM 2: DOPPLER İŞARETLERİNİN SPEKTRAL VE ZAMAN-FREKANS DOMENİ ANALİZLERİNE BİR BAKIŞ

II.1 Giriş

Doppler işaretlerinin spektral analizi, kan akış hızı dağılımlarının non-invasiv olarak ölçülmesinde , bölüm-1'de anlatıldığı gibi, çok önemli bir rol oynamaktadır. Gündemde olan birçok spektral analiz yöntemi arasında hızlı Fourier dönüşümü (FFT), ticari, klinik, deneysel ve araştırma cihazlarında yaygın olarak kullanılan gelenekselleşmiş bir spektral analiz aracı olarak göze çarpmaktadır. Vaitkus'un da (et.al 1988) belirttiği gibi spektral analizde çok faydalı bir araç olmasına rağmen FFT, kendi tabiatından kaynaklanan birtakım performans sınırlamalarına maruz kalmaktadır. Son yıllarda birer modern spektral analiz araçları olarak kabul edilen AR, MA, ARMA üzerine oldukça önemli boyutlarda çalışmalar yapılmaktadır. Bütün bu frekans domeni analizi araçlarına ek olarak zaman-frekans domeni analizlerini bir arada yapan Wigner-Ville Dağılımı (WVD) gibi yöntemler doppler ultrason uygulamalarında büyük ilgi görmektedir.

Yukarıda bahsedilen spektral analiz yöntemlerinden hiçbirisi doppler işaretleri veya klinik uygulamalar için tam olarak ideal sonuçlar verememektedir. Her yöntemin kendine göre avantajları yanında dezavantajları da bulunmaktadır. Tezin bu bölümünde FFT, parametrik spektral analiz yöntemleri, zaman-frekans analiz yöntemleri ve bunların avantajları ile dezavantajları ile uygulanabilirlik koşulları incelenecektir.

II.2 Spektral ve Zaman-Frekans Analizlerinde Kullanılan Yöntem ve Teknikler

Genel olarak konuşmak gerekirse, doppler işaretlerini işlemede bütün spektral analiz yöntemleri kullanılabilir. Yalnız bazı kıstaslar ve önlemlerin de göz önünde bulundurulması gerekliliği de muhakkaktır. Zira bu önlemler alınmadığı takdirde

sonuçlar yanlış yorumlanabilir. Spektral analiz yöntemleri "klasik" ve "modern" olmak üzere iki bölümde sınıflandırılabilir. Her ne kadar daha önceki birçok makalede (Kay and Marple 1981, Vaitkus and Cobbold 1988) bu yöntemler tartışılmış olsa da bu yöntemlerin doppler işaretleri işlemedeki önemli noktaları, zaman-frekans analizi araçları ile birlikte tezin bu kısmında sunulmaktadır.

II.2.1 Spektral Analizin Tarihi Gelişimi ve Geleneksel Fourier Yöntemi

Fourier analiz teorisi, bir Fransız mühendisi olan Jean Baptiste Joseph Fourier'den sonra adlandırılmıştır. İlk olarak 1822 yılında ileri sürülmüş ve "harmonik analiz" olarak adlandırılmıştı. Çünkü herhangi bir fonksiyonun II-1 eşitliğinde gösterildiği gibi sonsuz sayıda sinüs ve kosinüs bileşenlerinin toplamından ibaret olduğu tezini (Marple, 1987) ileri sürüyordu:

$$u(x) = \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \cos k\alpha x + B_k \sin k\alpha x) \qquad \text{(II-1)}$$

Bu ifadede α: harmonik çarpan , A_k ve B_k'da sırasıyla k.ıncı harmonik bileşendeki kosinüs ve sinüs terimlerinin katsayılarını göstermektedir. Periyodogram terimini ise ilk olarak 1898 yılında Schuster, yapmış olduğu harmonik analiz çalışmalarında, kullanmıştır. Schuster, A_k ve B_k katsayılarının karelerini toplayarak, günümüzde, analiz edilen işaretin spektrumu olarak adlandırdığımız işlemi gerçekleştirmekteydi.

1930 senesi, spektral analizin gelişimi açısından önemli bir yıldı. Çünkü bu tarihte spektral analizin öncü ve kurucularından sayılan Norbert Wiener, spektral analiz teorisinin temellerini atarak bu alana önemli katkılarda bulunmuştur. Wiener, ilk olarak, Fourier dönüşümünü çalışmalarında kullanmış (1930) ve sürekli frekans spektrumu da bu sayede tanımlanabilmiştir. İkinci olarak ise durağan rasgele işlemler için özilişki ve güç spektral yoğunluğu (PSD) fonksiyonları tam olarak istatistiksel biçimde tanımlanmış, bu fonksiyonların birbirleriyle Fourier dönüşüm çiftleriyle bağlı oldukları bulunmuştur (Marple,1987).

Spektral analizin öncülerine teşekkür ederek, konuya geleneksel Fourier spektral analizinin tanımı yapılarak başlanılabilir. Eğer x(t) işaretinin (II-2)'deki gibi mutlak integrali alınabiliyorsa:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 \, dt < \infty \qquad \text{(II-2)}$$

Bu işaretin sürekli Fourier dönüşümü vardır ve şöyle hesaplanabilir:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j2\pi ft) dt \qquad \text{(II-3)}$$

Ters Fourier dönüşümü ise şöyle verilir:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \exp(j2\pi ft) df \qquad \text{(II-4)}$$

Eğer x(t) durağan ve rasgele bir işaretse x(t)'nin özilişki fonksiyonu yazılabilir:

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t+\tau)x^*(t)] \qquad \text{(II-5)}$$

Burada E[.] istatistiksel beklenti operatörünü, *'da kompleks konjugeyi göstermektedir. Wiener-Khinchin teoremine göre (Kay and Marple, 1981); özilişki fonksiyonunun Fourier dönüşümü, x(t) işaretinin güç spektral yoğunluğu (PSD) olarak tanımlanır :

$$P(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \qquad \text{(II-6)}$$

Öte yandan eğer x(t) yavaş değişen bir süreçse x(t)'nin özilişki fonksiyonu, istatistiksel beklenti operatörü kullanılmadan (II-7) eşitliğindeki gibi hesaplanabilir:

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t+\tau)x^*(t) dt \qquad \text{(II-7)}$$

(II-7) Eşitliği kullanılarak (II-6) eşitliği şu şekle dönüştürülebilir (Kay and Marple, 1981):

$$P(f) = \lim_{T\to\infty} E\left\{\frac{1}{2T}\left|\int_{-T}^{T} x(t)\exp(-j2\pi ft)dt\right|^2\right\} \qquad \text{(II-8)}$$

Uygulamada x(t) işaretinin PSD'si ancak yaklaşık olarak hesaplanabilir. Çünkü ne zaman, ne de istatistiksel örnekler hiçbir zaman sonsuz uzunlukta olamazlar. Bu yüzden spektral analiz bir yaklaşık hesap problemi olarak kalmaktadır.

Kay ve Marple (1981) tarafından belirtildiği üzere (II-8) eşitliği dikkatli kullanılmalıdır. Eğer eşitlik beklenti ve limit operatörleri göz önünde bulundurulmaksızın sonlu uzunluktaki veriye uygulanırsa; istatistiksel olarak çelişkili sonuçlar elde edilebilir. Özellikle, eğer (II-8) eşitliği sonlu uzunluklu dataya istatistiksel ortalama alma işlemi yapılmadan uygulanırsa, T→∞'a giderken PSD hesabının varyansı sıfıra gitmeyecektir. Bu konuyla ilgili daha detaylı bilgi ileride verilecektir.

II.2.2 Fourier Spektral Analiz Sonuçlarının Zaman ve Frekans Çözünürlükleri

Pratikte Fourier spektral analiz sonuçları için frekans çözünürlüğünü tam olarak tanımlamak gerçekten zordur. Çünkü Fourier spektral analiz sonuçlarının, frekans domenindeki iki bileşeni birbirinden ayırma kabiliyeti birçok faktöre bağlıdır. Bunlar arasında veri uzunluğu, kullanılan veri penceresinin tipini vb. gibi sayabiliriz. Sonuç olarak literatürde birçok frekans çözünürlüğü tanımı önerilmiştir (Marple, 1987). Bazı kitaplarda frekans çözünürlüğü yerine "çözünebilirlik (resolvability)" kavramı da kullanılmaktadır. Büyük ölçüde kabul edilen frekans çözünürlüğü kavramına göre (Marple,1987); hertz olarak bulunan Fourier spektrasında frekans çözünürlüğü yaklaşık olarak şöyle hesaplanır:

$$\Delta f = 1/\Delta t_p \qquad \text{(II-9)}$$

Burada Δt_p her bir spektrumun hesaplanmasında kullanılan veri uzunluğudur. Marple, zaman-bandgenişliği kavramını kullanıp bunu çözünürlük ölçütü olarak uygun bir perspektife yerleştirmiştir. Tez boyunca, Fourier spektral analiz sonuçlarının frekans çözünürlüğü olarak (II-9) eşitliği kullanılmıştır. Yine bu tezde Fourier spektral hesaplamalardaki zaman çözünürlüğü (temporal rezolüsyon) ise şöyle tanımlanmaktadır:

$$\Delta t = N_p . t_p \qquad \text{(II-10)}$$

Burada N_p bir spektral hesaplama için ortalaması alınan bağımsız periyodogramların sayısıdır. Δt aralığındaki bütün frekans değişim bilgileri birbirine bulaşacaktır. Yani bu zaman aralığında hangi frekans bileşeninin daha önce, hangisinin daha sonra gerçekleştiğini söyleyebilmek imkansızdır. (II-9) ve (II-10) Eşitliklerinden de açıkça görülebileceği üzere frekans ve zaman çözünürlüklerinden birini iyileştirmek için mutlaka diğerinden ödün vermek gerekmektedir.

II.2.3 Fourier Transform (FT) Spektral Analizlerinin Gerçekleştirilmesi

Her ne kadar spektral analiz teorisinin gelişimine katkıda bulunmuşsa da; Fourier dönüşümünün sayısal olarak bilgisayarlarda hesaplanması çok zordur. Onun yerine (II-11) ve (II-12)'de görülen Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT) çifti bu amaç için daha uygundur (bu bölümde örnekleme frekansı 1Hz farzedilmektedir).

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j2\pi nk / N) \qquad \text{(II-11)}$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(k) \exp(j2\pi nk / N) \qquad \text{(II-12)}$$

Burada x(n) ayrık işareti X(k)'da bu işaretin DFT'sini göstermektedir. Yine aynı eşitliklerde n ve k sırasıyla zaman ve frekans domeni indekslerini N ise data uzunluğunu temsil etmektedir.

Fourier spektral analizini DFT ile gerçekleştirmek üzerine iki temel yöntem vardır: 1- Periyodogram metodu, 2- Blackman-Tukey metodu.

PSD (güç spektral yoğunluğu)'nun periyodogram ile hesabı, bölüm II.2.1'de bahsedilen Schuster metodunun giriş işaretine doğrudan uygulanmasıdır. Ve (II-13)' deki gibi ifade edilebilir:

$$\hat{P}_{PER}(f) = \frac{1}{N}\left|\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\exp(-j2\pi fn)\right|^2 \qquad \text{(II-13)}$$

$$f = k.\Delta f = k / N \qquad \text{(II-14)}$$

Eğer frekans yukarıdaki biçimde örneklenmişse, (II-13) eşitliği DFT kullanılarak hesaplanabilir:

$$\hat{P}_{PER}(k) = \frac{1}{N}\left|\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\exp(-j2\pi kn / N)\right|^2 \qquad \text{(II-15)}$$

1965 yılında FFT algoritmalarının bulunmasından itibaren DFT daha verimli hale gelmiş ve periyodogram metodu spektral hesaplamalarda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır.

Güç spektral yoğunluğu (PSD)'nun BT yöntemiyle hesabı Blacman ve Tukey tarafından 1958'de ortaya atılmıştır. Bazen "korrelogram hesabı" olarak da adlandırılan (Marple, 1987) bu yöntem şöyle ifade edilebilir:

$$\hat{P}_{BT}(f) = \sum_{n=-M}^{M} \hat{R}_{xx}(n)\exp(-j2\pi fn) \qquad \text{(II-16)}$$

Burada:

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-n-1} x(m+n)x^*(m) \qquad \text{(II-17)}$$

biased özilişki hesabıdır (bir diğeri olan unbiased hesabı ise $\hat{R}_{xx}(n) = \frac{1}{N-M}\sum_{m=0}^{N-n-1} x(m+n)x^*(m)$ olmaktadır ve bu yöntem daha belirgin spektral farklılıklara sebebiyet verdiğinden pratikte fazla kullanılmaz) (Kay and Marple, 1981).

Bu tez boyunca periyodogram ve BT metodları "Fourier spektral sonuçları" olarak adlandırılacak ve diğer modern metotlardan bu şekilde ayırt edilecektir. Modern metotlar ile bu klasik yöntemleri karşılaştırırken klasik yöntemlerden periyodogram metodu göz önünde bulundurulacaktır. Bunun sebeplerini şöyle sıralayabiliriz: a) Genellikle, BT yönteminde özilişki fonksiyonunu kesecek olan pencereyi seçerken dikkatli olmak gerekmektedir. Aksi halde negatif değerler elde edilebilir ve bu da hatalı yorumlara yol açabilir (Marple, 1987). Periyodogram yöntemi ise daima pozitif değerler verir. b) 1965 yılında FFT algoritmasının ortaya çıkmasından sonra, hesaplama kolaylığı sebebiyle, periyodogram metodu en popüler spektral analiz yöntemi halini almıştır. c) (II-15) ve (II-16) eşitliklerinde M=N-1 konursa; BT ve periyodogram metotları benzer sonuçları verir. Başka bir deyişle periyodogram metodu BT yönteminde özilişki fonksiyonunun özel bir pencere ile kesilmesi durumu olarak düşünülebilir (Kay and Marple, 1981). Bu yüzden zaman zaman bu iki yöntem aynı dönüşüm olarak sınıflandırılır.

Periyodogram yönteminin iki temel avantajı vardır. Bunlardan biri FFT algoritmaları sayesinde sonucun kolay ve hızlı bir biçimde elde edilebilmesi, diğeri ise verilen bir frekans için giriş güç dağılımının kolayca bulunabilmesidir. Yalnız şuna dikkat edilmelidir ki bu metotla hesaplanan PSD; "yoğunluk fonksiyonu" nun özgün ifadesindeki bazı değerlerini kaybetmektedir. Kay ve Marple (1981) tarafından da ortaya konulduğu gibi bu yöntemde, PSD grafiğinin altında kalan alan yerine bu grafiğin genliği farz edilen periyodik işaretin gücüne eşit (veya orantılı) olmaktadır. PSD'nin bu özelliği sebebiyle; pratikte Fourier analiz yöntemiyle hesaplanan PSD'nin genliği o işaretin giriş gücünün doğrudan fonksiyonu olmakta, bu da karmaşık işaretlerin güç hesaplamalarını büyük ölçüde kolaylaştırmaktadır.

Periyodogram spektral analiz metodunun başlıca dezavantajlarını ise şöyle sıralayabiliriz:

a) Varyansın önemli olan hesaplanışı; spektral analizin öncülerinden biri olan John W. Tukey'in bir zamanlar söylediği gibi (1967): Bazı uygulamalar için "sonuç olarak, periyodogram bildiğim en yanlış sonuçları verebilen araçlardan biridir". Aynı zamanda sayısal işaret işlemenin diğer iki öncüsü Oppenheim ve Schaffer (1975) gerçel, beyaz, sıfır ortalamalı Gaussian olasılık yoğunluk fonksiyonlu N

örnekli giriş için periyodogramın varyansını kitaplarında hesaplıyorlardı. Verilen w frekansı için bu sonuçlar şöyle yazılabilir:

$$\mathrm{var}[I_N(\omega)] = (\sigma_x^2)^2 \left\{ 1 + \left(\frac{\sin[\omega N]}{N \sin \omega} \right)^2 \right\} \qquad \text{(II-18)}$$

Burada $I_N(\omega)$ periyodogram ve σ_N^2'de giriş dizisinin varyansını göstermektedir. (II-18) Eşitliğinden açıkça görüleceği üzere N→∞'a giderken periyodogramın varyansı sıfıra gitmemekte, bunun yerine, giriş dizisinin varyansının karesine yakınsamaktadır. Bunun sebebi N-uzunluktaki veri grubunun, veri uzunluğu her ne olursa olsun, sadece istatistiksel bir örnekleme olmasıdır. Bu, bölüm II.2.1'de tartışılan ve (II.8) eşitliğinin istatistiksel ortalama kullanmadan sonlu uzunluktaki veriye uygulanması durumudur.

Aynı kitapta (Oppenheim and Schafer, 1975) bu dezavantajın, periyodogramın ortalaması alınarak, ortadan kaldırılabileceği belirtilmektedir (bu yönteme bazı yerlerde Bartlett yöntemi de denmektedir).

Veri dizisi x(n)'in , 0≤ n≤ N-1 olmak üzere, her parçada M adet örnek taşıyan K parçaya bölündüğünü farz edelim. Yani N=KM olsun. O halde parçalar şöyle yazılabilir:

$$x^{(i)}(n) = x(n + iM - M) \quad , \quad 0 \le n \le M\text{-}1 \quad , \quad 1 \le i \le K \qquad \text{(II-19)}$$

O halde K periyodogram aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$I_M^i(\omega) = \frac{1}{M} \left| \sum_{n=0}^{M-1} x^{(i)}(n) \exp(-j\omega n) \right|^2 \quad , \quad 1 \le i \le K \qquad \text{(II-20)}$$

Periyodogram ortalaması şöyle tanımlanır:

$$B_{xx}(\omega) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^{K} I_M^i(\omega) \qquad \text{(II-21)}$$

Gösterilmiştir ki (Oppenheim and Schafer, 1975):

$$\mathrm{var}\left[B_{xx}(\omega)\right] = \frac{1}{K}\mathrm{var}\left[I_M(\omega)\right] \qquad \text{(II-22)}$$

olarak yazılabilir. Yine gösterilmiştir ki (Oppenheim and Schafer, 1975) eğer her parçaya w(n) pencere fonksiyonu uygulanırsa, varyans yine aynı sonuca yakınsayacaktır. Yani;

$$I_M^i(w) = \frac{1}{M}\left|\sum_{n=0}^{M-1} x^{(i)}(n)w(n)\exp(-jwn)\right|^2 \quad , \quad 1 \le i \le K \qquad \text{(II-23)}$$

(II-23) Eşitliği pratikte kullanım için daha elverişlidir. (II-22) Eşitliğinden açıkça görüldüğü üzere K→∞'a giderken varyans sıfıra gitmektedir. Yalnız bu yöntemi, kan akışı hakkında bilgileri taşıyan doppler işaretleri gibi, frekans bileşenleri hızlı değişen işaretlerde kullanırken dikkat etmek gerekmektedir. Bu durumda hesaplama sonuçları giriş işaretinin işaret/gürültü oranına bağlı olacaktır. Çünkü "K" genellikle çok büyük olamaz, aksi halde frekans çözünürlüğü veya zaman çözünürlüğünden fedakarlık yapmak gerekecektir. Bu problem üzerinde ileride durulacaktır.

b) Gibbs olayı etkisi - frekans ve zaman çözünürlüklerinin birbirine olan ters bağımlılığı.

Eğer w(n) penceresi, sonsuz veri uzunluklu $s_d(n)$ ayrık işaretine uygulanırsa sonuç şöyledir:

$$s(n) = s_d(n).w(n) \qquad \text{(II-24)}$$

Kompleks konvolüsyon teoremine göre (Oppenheim and Schafer, 1975), konvolüsyon sonucu frekans domeninde şöyle elde edilebilir:

$$S(w) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} S_d(\theta)W(\omega-\theta)d\theta \qquad \text{(II-25)}$$

Burada S(ω), $S_d(\omega)$ ve W(ω) sırasıyla s(n), $s_d(n)$ ve w(n)'in spektralarıdır. Gayet açıktır ki istenilen spektrum $S_d(\omega)$ olmasına rağmen pratikte elde edilebilen spektrum onun pencere fonksiyonuyla bulaşmış biçimi olan S(ω)'dır. Buna literatürde "Gibbs olayı" denir (Oppenheim and Schafer, 1975).

Örnek olarak dikdörtgensel pencerenin Fourier dönüşümü şekil II.2'de verilmektedir. Diğer tüm pencerelerdeki gibi bu pencerede de ana lobun genişliği B_m, karşılıklı olarak işaretin gözlem süresiyle orantılıdır. Ve bu genişlik, frekans domenindeki konvolüsyon operatöründeki frekans çözünürlüğünü direkt olarak etkiler. Çoğunlukla, daha iyi bir frekans çözünürlüğü elde edebilmek için daha dar bir ana lob genişliği ve bu yüzdende daha uzun bir gözlem süresine ihtiyaç duyulur. Bu da frekans çözünürlüğü ile zamana çözünürlüğü arasında ters bir ilişkiyi ifade eder.

Şimdi, iki çözünürlük arasındaki bağıntıyı gösterebilmek için (a)'daki kısımla ilgili bir örnek verelim. Veri uzunluğu Δt_K'nın, her bir parçası Δt_p uzunluklu K parçaya bölündüğünü farz edin.

$$\Delta t_k = K.\Delta t_p \qquad \text{(II-26)}$$

Her zaman aralığı Δt_p'de M örnek olsun. O halde;

$$K = \frac{\Delta t_K}{\Delta t_p} = \frac{\Delta t_K}{M / f_s} = \frac{\Delta t_K \cdot f_s}{M} \qquad \text{(II-27)}$$

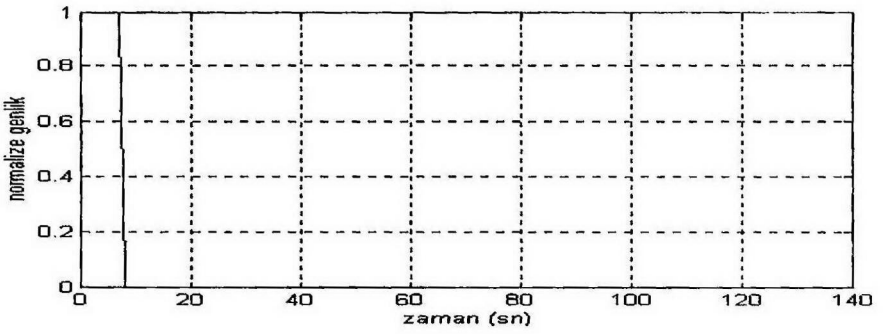
olur. Burada Δt_K spektral sonuçlardaki zamanda çözünürlüğü belirleyen toplam veri uzunluğu, f_s sistemin örnekleme frekansı, $\Delta t_p = M/f_s$'de M örnek taşıyan her periyodogramdaki veri uzunluğudur. Sonuçların frekans çözünürlüğü;

$$\Delta f = 1/\Delta t_p = 1/(M/f_s) = f_s/M \qquad \text{(II-28)}$$

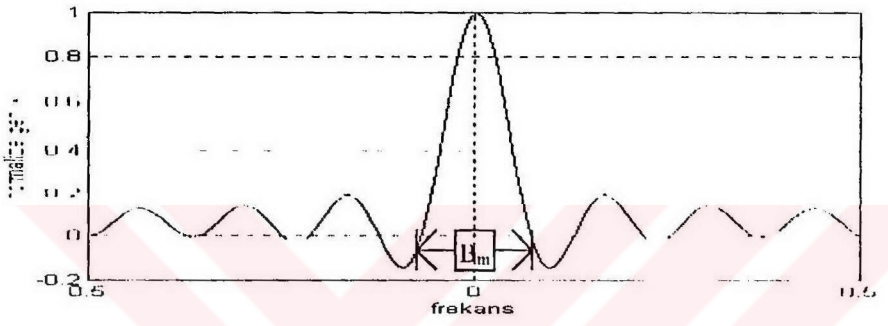
temporal (zamana ait) rezolüsyonu ise Δt_K'dır.

(II-27)'den açıkça görülmektedir ki "K" nın daha büyük değerlerine ulaşabilmek için (yani daha fazla sayıda ortalaması alınmış periyodogram eldesi için) iki yöntem bulunmaktadır. Bunlardan birincisi toplam veri uzunluğu Δt_K'yı sabit tutup, onu her biri Δt_p veri uzunluklu daha küçük parçalara bölmektir. Bu durumda; (II-28)'deki Δt_p küçüldüğü için hesaplanan spektrumun frekans çözünürlüğü kötüleşecektir. İkincisi ise toplam veri uzunluğu Δt_K'yı artırmaktır. Bu yolla her periyodogramdaki Δt_p daha uzun olabilecek ve bunun sonucunda da daha iyi bir frekans rezolüsyonu elde edilebilecektir. Fakat bu yöntemde de sadece Δt_K aralığında

ortalaması alınan bilgiler elimizde olacağı için, zaman çözünürlüğü bozunmaya uğramış olacaktır.



Şekil II-1: Dikdörtgensel pencere fonksiyonu



Şekil II-2: Dikdörtgensel pencerenin Fourier Dönüşümü

c) Gibbs olayı etkisi - window (pencere) fonksiyonlarının yan bant etkileri.

Ana lobun yukarıda anlatılan etkisine ek olarak, Gibbs olayı ayrıca yan bant hatalarını da olayın içine sokmaktadır. (II-25) Eşitliği ve şekil II-2'de görülebileceği üzere pencere fonksiyonunun yan bantları, en son konvolüsyonun sonucuna bulaşmakta ve bu da hatalara sebebiyet vermektedir. Çok açıktır ki bu hatalar pencere fonksiyonlarının darbe cevaplarının yan bantlarının büyüklüklerine bağlıdır.

Bu yan bantların sızma etkilerini giderebilmek için oldukça çaba sarf edilmiştir. Fakat bu çalışmalarda pencere fonksiyonunun yan bantlarını daraltırken bu olay, ana bandın genişlemesine sebebiyet vermekte ve bu da "çözünebilirliği" düşürmektedir. En çok kullanılan pencere fonksiyonlarının iyi bir özeti Oppenheim ve Schafer (1975) kitabında bulunmaktadır. Genel bir sonuç çıkarılırsa; dar ana loblu bir pencere fonksiyonu daha yüksek seviyede yan bantlara sahipken, daha geniş ana loblu bir pencere fonksiyonu ise daha düşük seviyeli yan bantları içermektedir.

Örneğin dikdörtgensel pencere en dar bir ana loba sahipken en geniş yan bantları taşımaktadır. Bunun yanında Blackman penceresi en dar yan bantlara ve en geniş ana loba sahipken, Hamming ve Hanning pencereleri ise bu iki çeşit loblarının özellikleri birbirinin tersi olan iki penceredir. Hem yan bantları düşük seviyelerde olan hem de ana lobu çok dar olan hiçbir bir pencere yoktur. Pencerenin bir özelliği iyiyse diğer özelliğinde mutlaka istenmeyen etkiler gözlenmektedir. Uygulamalarda istenilen amaca uygun pencere seçilerek kullanılır.

d) Gözlem zamanı içindeki frekans bileşenlerinin ortalaması alınmış olan güç bilgisi.

Burada (II-15) eşitiğini aşağıdaki şekilde yeniden yazalım:

$$\hat{P}_{PER}(k) = \frac{1}{N}\left|\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\exp(-j2\pi kn/N)\right|^2 = \frac{1}{N}|X(k)|^2 \qquad \text{(II-29)}$$

$|X(k)|^2$, gözlemleme süresi N'deki k.ıncı frekans bileşeninin enerjisidir (büyüklüğünün karesi). Buradan da açıkça görülmektedir ki periyodogram, "N" zaman aralığında olan bileşenlerin ortalamasını verir (örnekleme frekansı 1Hz alınmıştır). Bu, uygulamada iki problem ortaya çıkarır: a) FT spektral analizör, gözlem süresi boyunca durağan bir işarete gerek duymaktadır. Bu da gözlemleme süresini seçerken işaretin doğasıyla ilgili bazı hususların bilinmesi gerekliliğini ortaya çıkarır. b) Durağan işaretler için bile periyodogram, frekans bileşenlerinin gücünü yalnızca tüm gözlemleme süresi aralığı için hesaplayabilir. Periyodogramda, verilen zaman aralığı içinde frekans bileşenlerinin hiçbir anlık güç veya anlık enerji bilgisi görülemez. Örneğin frekans modüleli (FM) iki farklı işaret şekil II.3.a ve b'de görülmektedir. İlk işaretin frekansı zaman 0'dan 127inci saniyeye doğru değişirken 0.02Hz'den 0.45Hz'e doğru değişmekte ve işaret 128-noktalık Hanning penceresi ile kesilmektedir. İkinci işaret ise temelde birinciyle aynı olmakla beraber, bu işaretin frekansı zamanla birlikte 0.45Hz'den 0.02Hz'e düşmektedir. Bu iki işaretin periyodogramları 128 saniyelik sürede ayrı ayrı hesaplanmış ve sonuçlar sırasıyla şekil II.3.c ve d'de gösterilmiştir. Bu şekillerden de görülebileceği gibi, iki işaretin de periyodogramları 128 saniyelik sürede aynı toplam enerjiye sahip oldukları için,

benzer sonuçlar vermiştir. Halbuki bu 128 saniye süresince frekans değişimleri bu iki işarette zıt yönlerde değişmiş, fakat periyodogram sonuçları bu farklılığı sergileyememiştir.

FT yöntemi, bazı dezavantajları olmasına rağmen Doppler işaret işleme ve diğer sahalarda halen yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle zaman çözünürlüğünün fazla yüksek olmasının gerekmediği durumlarda FT spektral hesaplamaları, kolay ve hızlı elde edilebilmeleri sebebiyle, sıklıkla tercih edilen spektral analiz yöntemi olma özelliğini sürdürmektedir.

II-2.4 Parametrik Modelleme Yöntemleri

Eğer bir işaret rasgele bir sürecin bir zaman serisi modeli olarak tanımlanabilirse, bu durumda zaman serisi modelinin PSD'si, bu modelin parametrelerinden yararlanarak hesaplanabilir. Bu, parametrik spektral analiz yönteminin tanımıdır. En sık kullanılan parametrik yöntemler genel olarak şöyle tanımlanabilir (Marple,1987):

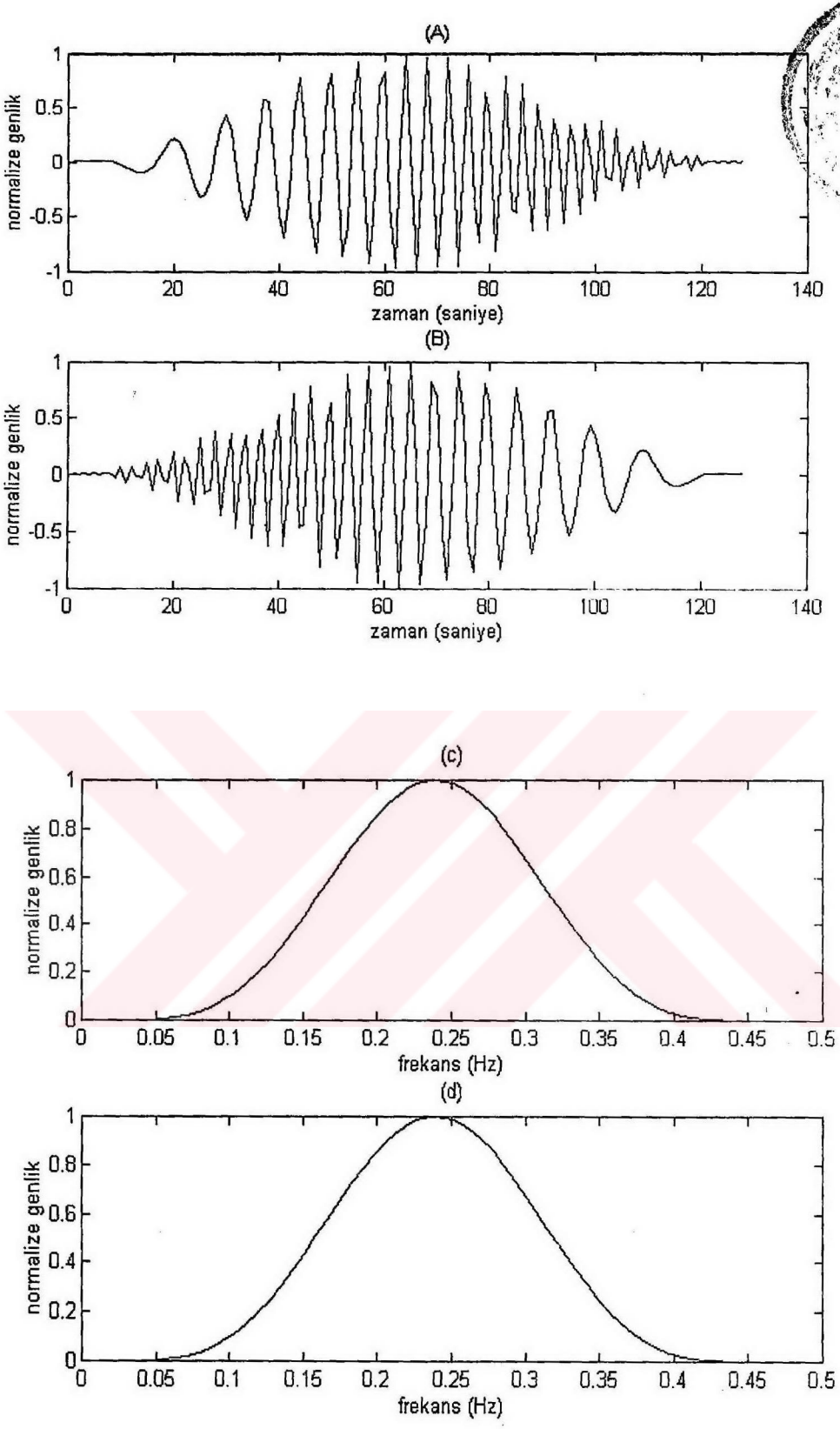
$$x(n) = -\sum_{k=1}^{p} a_k x(n-k) + \sum_{k=0}^{q} b_k u(n-k) \qquad \text{(II-30)}$$

Burada x(n) çıkış ve u(n)'de giriş dizisi olmaktadır. n→zaman indeksi, a_k (k=1,2,...,p) ve b_k (k=0,1,2,...,q ve b_0=1)'de modelin parametrelerini göstermektedir. (II-30) Eşitliğinin z-dönüşümü aşağıdaki gibi olur:

$$X(z) = \frac{B(z)}{A(z)} U(z) \qquad \text{(II-31)}$$

Burada X(z) ve U(z), x(n) ve u(n)'in z-dönüşümleri, A(z) ve B(z)'de aşağıdaki gibidir.

$$A(z) = 1 + \sum_{k=1}^{q} a_k z^{-k} \quad , \quad B(z) = 1 + \sum_{k=1}^{q} b_k z^{-k} \qquad \text{(II-32)}$$



Şekil II-3: Simule edilen işaretler ve bu işaretlerin periyodogram hesaplamaları. a) Frekansı 0.02-0.45 Hz arası değişen FM işaret (Örnekleme frekansı 1Hz alınmış ve 128-noktalık Hanning penceresi uygulanmıştır). b) a'dakiyle aynı olan fakat bu sefer frekansı 0.45Hz'den 0.02Hz'e doğru düşen işaret. c) a'daki işaretin normalize periyodogramı. d) b'deki işaretin normalize periyodogramı.

Giriş sürücü işareti olan u(n) genellikle sıfır ortalama ve varyanslı beyaz gürültü olarak düşünülür. Bu durumda x(n)'in PSD'si şöyle yazılabilir (Marple, 1987):

$$P_x(f) = \sigma^2 \left| \frac{1 + \sum_{k=1}^{q} b_k \exp(-j2\pi fk)}{1 + \sum_{k=1}^{p} a_k \exp(-j2\pi fk)} \right|^2 \qquad \text{(II-34)}$$

(II-30) ve (II-34) eşitlikleri arasında açıklanan yöntem ARMA (Autoregressive-Moving Average) spektral analiz olarak adlandırılır. Eğer bu eşitliklerde k=0,1,2,...,p için a_k=0 ise yöntem MA (Moving Average) olarak adlandırılır. Eğer k=1,2,...,q için b_k=0 olursa bu sefer yöntem AR (Autoregressive Analysis) ismini almaktadır.

ARMA yönteminin en önemli avantajı spektrumun, hem keskin tepeleri (yüksek frekans çözünürlüğü) hem de derin sıfırları modelleyebilmesidir (Marple, 1987). Dezavantajları ise: i) Her durağan süreç ARMA modelleriyle tanımlanamaz (Marple,1987); ii) Doğrusal olmayan denklemleri çözebilmek için karmaşık algoritmalara ihtiyaç duyulur. Bunun yanında sonuçların yakınsayacağı da garanti değildir, yani model çıkışı yanlış bir çözüme de yakınsayabilir (Marple, 1987); iii) Hesaplamalar çok karmaşık ve uzun olduğundan, bu yöntemin real-time olarak uygulanması diğer yöntemlere oranla daha zordur.

MA yönteminin en önemli avantajları spektrumun derin sıfırları modellemedeki başarısı ve veri uzunluğunun tek bir spektral hesabın varyansını kontrol edebilecek şekilde kullanılabilmesidir (Vaitkus ve Cobbold, 1988) (FT spektral hesaplamalarında, tek bir periyodogramın veri uzunluğu; sonuçların yalnızca frekans çözünürlüğünü kontrol edebilir, varyansını kontrol edemez). MA yönteminin dezavantajları ise şöyle sıralanabilir: i) Spektrumun keskin tepelerini modellemesi zordur, bu nedenle bu yöntemle elde edilen spektrum yüksek frekans çözünürlüğü gösteremez (Marple,1987). ii) Yine bu yöntemde spektrum, bir spektral bulaşma problemiyle karşı karşıyadır (Vaitkus ve Cobbold, 1988). iii) Bu yöntemin hesaplamalarında yine doğrusal olmayan denklemler bulunmaktadır.

AR yönteminin başlıca avantajları: i) Bu yöntem keskin tepelerde iyi sonuçlar verir, bu yüzden frekans çözünürlüğü daha yüksektir. ii) AR parametreleri, doğrusal denklemlerin sonuçları olarak elde edilebilirler (Marple, 1987). Bu sayede AR yöntemi real-time uygulamalarda kolaylıkla kullanılabilir. iii) AR sonuçlarında Gibbs olayı yüzünden oluşan yan bant sızmaları yoktur. Bu sayede veri uzunlukları çok kısa da olsa kabul edilebilir sonuçlar elde edilebilir (Marple,1980). Bu yöntemin başlıca dezavantajları ise: i) Uygun olmayan sıralama seçildiğinde AR sonuçları tepeleri ayırt etmekte bazı problemlerle karşılaşabilir. ii) AR ile hesaplanan PSD'nin büyüklüğü, giriş işaretinin gücüyle her zaman orantılı değildir (Fan and Evans, 1994 a).

Marple (1987) tarafından da söylendiği gibi, bu üç yöntem arasında, teknik literatürde en çok dikkat çekeni AR spektral hesaplama yöntemidir. Bu, aynı zamanda Doppler spektral analizleri için de geçerlidir.

II.2.5 Zaman-Frekans Analizleri

Yukarıda anlatılan klasik ortalaması alınmış periyodogram ve parametrik modelleme yöntemleri, analiz edilen işaretin gözlem (işleme) süresince durağan olmasını gerekli kılar. Bu süre içerisinde frekans domeninde olan değişimler birbirlerine bulaşır ve ortalamaları alınır. Bu sebeple, zamanla değişen veya hızlı değişen frekans bileşenlerine sahip olan işaretlerin zaman-frekans analiz yöntemleriyle (anlık frekans değişimlerini izleyebilme kapasitesine sahip analiz yöntemleri) incelenmesi daha doğru olur.

Zaman-frekans analizleri, zaman ve frekansın her ikisini birden değişken olarak kullanan bir grup dağılımdan yararlanarak ortaya çıkmıştır. Bu yolla işaretin bileşenleri sadece frekans domeninde analiz edilmez, aynı zamanda bu bileşenlerin yoğunluk değişimleri de zaman domeninde gösterilir. Bu türde olan dağılımların genelleştirilmiş bağıntıları Cohen (1966) tarafından şu formda verilmiştir:

$$C_f(t,w,\phi)=\frac{1}{2\pi}\iiint_{\infty} e^{j(\xi\mu-\tau\omega-\xi t)}\phi(\xi,\tau).x(\mu+\frac{\tau}{2}).x^*(\mu-\frac{\tau}{2})d\mu d\tau d\xi \qquad \text{(II-35)}$$

Burada t zaman, ω açısal frekans, x(t) analiz edilen işaret ve $\phi(\xi,\tau)$'da oluşturulan zaman-frekans dağılımının hangi formda olduğunu belirten kerneli göstermektedir. (II-35) eşitliğinde değişik kerneller kullanarak; bazı ufak farklılıklarla işleyen bir takım dağılımlar türetilebilir. Bu dağılımların genel bir özeti Cohen (1989) tarafından verilmiştir. Bu tezdeki çalışmalar; spektrogram uygulamaları, Wigner-Ville dağılımı (WVD) ve Choi-Williams dağılımının (CWD) Doppler işaret işlemeye uygulanması konuları üzerinde yoğunlaşacaktır.

i) Spektrogram:

Eğer h(u) daha sonra detaylı olarak tartışılacak olan pencere fonksiyonu iken;

$$\phi(\xi,\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} h^*(u-\frac{\tau}{2})h(u+\frac{\tau}{2})e^{-j\xi u}du \qquad \text{(II-36)}$$

(II-36) eşitliği (II-35)'de kernel olarak seçilirse dağılım, bir spektrogram haline gelecektir (Cohen, 1989).

$$P(t,w)=\left|\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau}x(\tau)h(\tau-t)d\tau\right|^2 \qquad \text{(II-37)}$$
$$=\left|X_t(\omega)\right|^2$$

Burada $X_t(\omega)$ aşağıdaki gibidir;

$$X_t(\omega)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau}x(\tau)h(\tau-t)d\tau \qquad \text{(II-38)}$$

Bu denklemlerde $X_t(\omega)$, işaretin Kısa-Zaman Fourier Dönüşümü (STFT - Short-Time Fourier Transform) olarak tanımlanır. Pencere fonksiyonu h(t), t merkezli, sıfır olmayan t_ω veri uzunluklu bir fonksiyondur. (II-38) Eşitliğinden görüldüğü gibi STFT, pencerelenmiş işaretin spektrumunu türetmektedir. STFT, her pencere içerisinde sıradan Fourier dönüşümü olarak düşünülebilir. Çünkü pencere, zaman ekseni boyunca kayarken STFT sonuçları değişik zaman aralıklarındaki frekans bileşenlerinin değişimleri hakkındaki bilgileri taşımaktadır.

Spektrogramın avantajı, basit ve oldukça verimli olmasıdır. Bütün Cohen dağılım sınıfları arasında en hızlı olan ve real-time uygulanabilirlik potansiyeli taşıyanı tabi ki "Spektrogram"'dır. STFT, FFT sayesinde kolayca hesaplanabilir ve işareti belirli durağan periyot uzunluklarıyla analiz ederken kabul edilebilir spektrogram sonuçları sağlar.

Doppler işaretlerini işlemede, Doppler frekans kayması bilgisini taşıyan giriş işaretinin spektrogramı ekrana genellikle sonogram formunda yansıtılır. Bu sonogram ya doğrudan, ya da kısa-süreli ortalaması alınarak ekrana yansır. Durağan işaretlerin periyodogramlarının sıradan yöntemle çıkarılmalarından farklı olarak; kısa durağan periyotlu işaretler için spektrogramı uzun periyotlu ortalama alma işlemine tabi tutmak uygun değildir. Varyans hesabında, genellikle spektrogram ortalaması alınmış olan periyodogramdan daha kesin sonuçlar verir. Çünkü sonuncusunda hesaplanan varyans, uzun bir süre aralığı boyunca ortalama alma işlemine tabi tutulduğundan daha bozunmuş olabilir. Bu yüzden genellikle değişken frekans bileşenli ve göreceli yüksek işaret/gürültü oranına sahip işaretlere daha çok spektrogram yöntemi uygulanır. Öte yandan spektrogram, işaret/gürültü oranına ortalama alma işlemi uygulanmış periyodograma göre daha hassastır. Eğer işaret/gürültü oranı düşükse spektrogram elde edildikten sonra post-processing işlemine ihtiyaç duyulur. Burada, spektrogram veya STFT kullanılan ticari cihazların hepsinde de elde edilen sonuçların gürültüye karşı olan duyarlıklarının çok yüksek olduğuna dikkat edilmelidir.

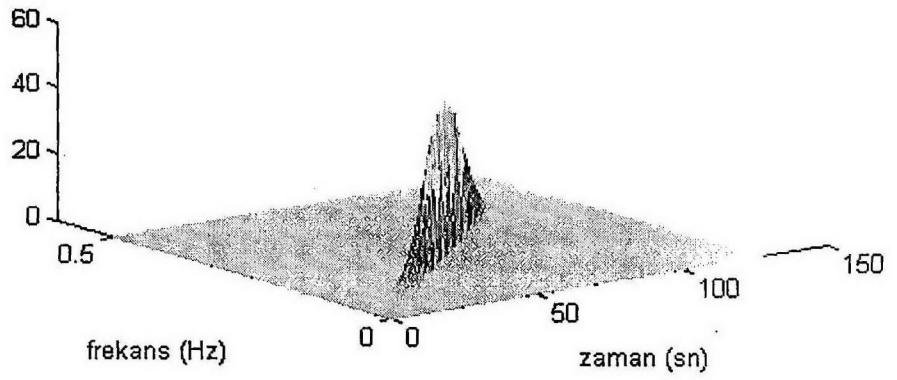
Periyodogram gibi spektrogram da FT tabanlı bir metottur ve onun taşıdığı tüm dezavantajları taşır. Bölüm II.2.3.d'de anlatıldığı gibi spektrogramın en önemli dezavantajlarından biri de frekans bileşenlerinin güçlerinin, gözlemlenen zaman aralığında ancak ortalama değerlerini verebilmesidir. Bu dezavantaj yüzünden kısa durağan periyotlu işaretler için; kısa gözlem zaman aralıkları (veya kısa pencere uzunlukları) kullanılmalıdır. Bu da nihayetinde elde edilen sonuçların frekans çözünürlüklerini kötüleştirir.

ii) Wigner-Ville Dağılım Fonksiyonu

Wigner-Ville dağılımı (WVD), (II-35) eşitliğinde aşağıda verilen kernel kullanılarak elde edilir (Cohen,1989):

$$\phi(\xi,\tau)=1 \qquad \text{(II-39)}$$

Dağılım kavramı ilk olarak 1932 yılında Wigner tarafından kuantum mekaniği alanında ortaya atılmış ve genel anlamda işaret işlemede de 1948 yılında Ville (1948) tarafından kullanılmıştır. WVD'nin önemli avantajları; analiz süresi boyunca işaretin durağan olmasına gerek duymaması ve WVD sonuçlarından anlık frekans ve anlık güç bilgilerinin elde edilebilmesidir (Boudreaux-Bartels and Parks, 1986). Örnek olarak şekil II.3.a'da gösterilen işaretin WVD'sinin pozitif kısmı şekil II.4'de gösterilmektedir. Bu şekilde de görüldüğü gibi, WVD gözleme zaman aralığında frekans bileşenlerinin nasıl değiştiğini bize sunabilmektedir. Yukarıda bahsedilen avantajlarıyla birlikte WVD; radar,sonar ve ses işaretlerini işleme sistemlerinde kullanılan önemli bir işaret analiz aracı haline gelmiştir (Cohen 1989,Altes 1990, Boashash ve O'Shea 1990,Loughlin,Pitton ve Atlas 1993). WVD'nin başlıca dezavantajı ise farklı frekans bileşenleri arasında oluşan "Anlık Çarpraz Güç - Instantaneous Cross Power (ICP)" den etkilenmesidir (bu kısıtlama daha detaylı olarak bölüm3'de anlatılacaktır).



Şekil II-4. Şekil II.3.a'da gösterilen işaretin WVD'sinin pozitif kısmı (z-aksisi: genlik)

x(t) İşaretinin oto-WVD'sinin en genel hali şöyle yazılabilir (Claesen ve Macklenbrauker, 1980):

$$W_x(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\frac{\tau}{2}).x^*(t-\frac{\tau}{2}).e^{-j\omega\tau}\,d\tau \qquad \text{(II-40)}$$

Biz bu tezde temel olarak oto-WVD ile ilgileneceğiz. Bu yüzden şu andan itibaren tez boyunca oto-WVD'yi WVD olarak isimlendireceğiz.

iii) Choi-Williams Dağılımı (CWD)

Eğer (II-35) eşitliğinde kernel (II-41)'deki gibi olursa (burada σ CWD parametresidir), CWD (II-42)'deki gibi elde edilebilir.

$$\phi(\xi,\omega) = e^{-\frac{\xi^2\tau^2}{\sigma}} \qquad \text{(II-41)}$$

$$C_x(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau}\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^2/\sigma}} \exp\left(-\frac{(\mu-t)^2}{4\tau^2/\sigma}\right).x\left(\mu+\frac{\tau}{2}\right).x^*\left(\mu-\frac{\tau}{2}\right)d\mu\right]d\tau \qquad \text{(II-42)}$$

WVD'ye benzer şekilde CWD'de analiz edilen işaret hakkında anlık bilgiler taşır. CWD'nin en önemli avantajı ise ICP etkilenmesini belirli frekanslarda oldukça iyi oranlarda düşürebilmesidir. Fakat bunun yanında CWD'de işlem süresi uzamakta ve buna ilaveten elde edilen sonuçlarda frekans çözünürlüğü bozunmaya uğramaktadır. CWD'nin yine bir başka dezavantajı da; ICP'yi bir frekanstan alıp diğer bütün frekanslara yaymasıdır.

II.3 Doppler İşaretlerini İşlemek için Uygun Analiz Yönteminin Belirlenmesi

En ilgi çekici analiz metodları ve bunların avantajları, dezavantajları bölüm II.2'de tartışılırken; analiz edilen işaretin özelliklerine ve elde edilmek istenen bilgiye uygun bir analiz yöntemi seçmek sonucuna ulaşmak zor olmasa gerek. Genellikle periyodogram uzun durağan süreli işaretlerin analizi için tercih edilirken, AR metodu göreceli olarak daha kısa durağan süreli ve daha geniş bantlı işaretlerin analizi için uygundur. Eğer durağan zaman süresi çok kısa ise ve işaretin enerji dağılımındaki hızlı olan değişimler detaylı olarak incelenmek isteniyorsa Choi-Williams veya Wigner-Ville gibi zaman-frekans analizlerinin kullanılması daha uygun olur.

Yukarıda tartışılan metotların birçoğu ve bunların Doppler işaretlerini işlemedeki uygulamalarını tezin ilerleyen bölümlerinde bulabilirsiniz.

BÖLÜM 3: WIGNER-VILLE VE CHOI-WILLIAMS DAĞILIMLARININ YAPILARI VE FİZİKSEL ANLAMLARI

III.1. Bölüme Giriş

Daha önceleri, zaman-frekans bilgilerini bir arada sunan fonksiyonlar üzerine yapılan çalışmalarda bu fonksiyonların zaman ve frekans domenlerindeki çift doğrusallık özelliklerinden yararlanılıyordu (Flandrin 1984, Jones and Parks 1992, Hlawatsch and Boudreaux-Bartels 1992, Kadambe and Boudreaux-Bartels 1992, Jeong and Williams 1992). Bu dağılımların tabiatında var olan özellikleri de matematiksel olarak açıklanmıştır.

Bu bölümde iki çeşit zaman-frekans gösterimi üzerinde durulacaktır. Bu dağılımları ilgilendiren çalışmalar, frekans domeni üzerine yoğunlaşmıştır. Bu sayede elde edilen sonuçlar fiziksel açıdan daha anlamlı olabilmektedir. Daha önceki yıllarda (Choi ve Williams, 1980) WVD ve CWD'nin davranışları üzerine yapılan bir çalışmada durağan bir işaret modeli kullanılmıştır. Bu dağılımların fiziksel anlamları ve yapı taşlarını araştırmak için teorik analizler ve simülasyonlar sürdürülmüştür. Sonuçlar göstermektedir ki her iki dağılım da zaman-frekans düzlemin le yüksek çözünürlük sağlarken yine her ikisi de analiz edilen işaretteki farklı frekans bileşenlerinin oluşturduğu ICP'den etkilenmektedir. CWD, WVD'ye göre, ICP'yi belirli frekanslarda düşürebilmekte fakat bu düşürdüğü ICP'yi frekans ekseni üzerindeki bütün frekanslara yaymaktadır. Yani, aslında CWD'nin ICP konusunda WVD'ye göre daha iyi gibi olan görünümü ICP'yi düşürmesinden ziyade onu frekans ekseni boyunca yaymasından kaynaklanmaktadır. WVD ve CWD'deki ICP bileşenleri davranışlarının detaylarını (örneğin ICP'nin yoğunluğu veya periyodikliğini) tanımlayan birçok denklem türetilmiştir. CWD'nin ICP'yi yayma özelliği üzerine elde edilenler son yıllardaki bu konuyla ilgili yayınlarla da tutarlıdır (Hlawatsch and Urbanke, 1994). Her ne kadar bu bölümde durağan işaret modeli kullanılacak olsa da, elde edilen sonuçlar zamanla değişen işaretler için de temel teşkil edecektir.

Bu bölümde sunulan çalışmaların önemli amaçlarından biri de kuramsal çalışmalar ile uygulamalar arasındaki bağlantıyı sağlayabilmektir. Bunun yanında matematiksel olarak çok iyi tanımlanmış olan fakat uygulamada kullanırken birtakım sakıncalar doğuran anlık frekansın doğrudan kullanılabilirliği üzerinde de çalışılmıştır. PIMF (Pseudo Instantaneous Mean Frequency) olarak tanımlanan bir parametre kullanılarak; Doppler işaretlerinin enerjilerindeki değişimleri hesaplayan alternatif bir yol önerilmiştir.

III.2. WVD Üzerine Çalışırken Gerekli Olan Bazı Tanım ve İlişkiler

III.2.1 Wigner-Ville Distribüsyonu (WVD)

Bir x(t) işaretinin oto-WVD'si şöyle tanımlanır (Claasen and Mecklenbrauker, 1980):

$$W_x(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\tau/2).x^*(t-\tau/2)e^{-j\omega\tau}d\tau \qquad \text{(III-1)}$$

Bölüm-2'de bahsedilen çapraz-WVD konusuna burada girilmeyecek ve oto-WVD tez boyunca WVD olarak adlandırılacaktır.

Eğer zaman t_1 gibi bir noktaya sabitlenirse; $W_x(t_1,\omega)$ yani frekansa bağlı bir fonksiyon elde edilebilir. Bu fonksiyon, anlık frekans bileşenlerinin t_1 anında frekans ekseni boyunca nasıl dağıldığını tarif etmektedir.

III.2.2. WVD'nin Anlık Zaman Çözünürlüğü

WVD'nin zaman domenindeki çözünürlüğü, $W_x(t,\omega)$'nın daha sık hesaplanması suretiyle artırılabilir. Örneğin eğer $W_x(t,\omega)$ (t = 0μsn, 80μsn, 160μsn, ...) gibi değerler için hesaplanırsa; işaretin anlık frekans bileşenleri her 80μsn'de bir hesaplanacak ve böylece anlık güç dağılımının değişip değişmediği her 80μsn'de bir gözlemlenecektir. Bu tez boyunca, birbirini takip eden WVD hesaplamaları

arasındaki bu zaman mesafesi "Anlık zaman rezolüsyonu (Instantaneous temporal resolution)" olarak adlandırılacaktır. Dikkat edilirse herhangi bir zaman anı için anlık frekans bileşenlerinin dağılımı, zaman eksenindeki tüm veriler ($-\infty < t < \infty$) kullanılarak hesaplanmaktadır.

III.2.3. Yalancı-WVD (Pseudo-WVD)

Eğer x(t) işareti zaman domeninde w(t) penceresiyle (III-2)'deki gibi kesilirse ($-t_2 \leq t \leq -t_2$ için $w(t) \neq 0$ olmak üzere); x(t) işaretinin Yalancı-WVD'si (PWVD) (III-3) eşitliğindeki gibi tanımlanır (Claasen and Mecklenbrauker, 1980).

$$x_1(t) = x(t).w(t) \qquad \text{(III-2)}$$

$$PW_x(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t+\tau/2).x_1^*(t-\tau/2)e^{-j\omega\tau}d\tau \qquad \text{(III-3)}$$

Yine aynı şekilde (III-4) eşitliğinin de sağlanabileceği gösterilebilir (Claasen and Mecklenbrauker, 1980).

$$PW_x(t,w) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} W_x(t,\eta)W_w(0,\omega-\eta)d\eta \qquad \text{(III-4)}$$

Burada $W_w(t,\omega)$ pencere fonksiyonunun WVD'sidir. (III-4)'den açıkça görüldüğü gibi PWVD, işaretin ve pencere fonksiyonunun WVD'lerinin frekans domeni konvolüsyonuna eşittir.

Belirlenmiş bir t_1 anı için PWVD, o andaki anlık dağılımı verir. Pencere büyüklüğü, frekans bileşenleri hesabının hassasiyetini etkiler fakat yukarıda tanımlanan "Anlık zaman çözünürlüğü"ne etki etmez; çünkü PWVD hala, o zaman anı için alınmış bir şipşak görünümdür.

Anlık zaman çözünürlüğünün genellikle FFT sonuçları için kullanılan "zaman çözünürlüğü"nden farklı olduğuna dikkat etmek gerekir. FFT'nin zaman çözünürlüğü her bir penceredeki veri uzunluğuna bağlıdır. Bu çözünürlük, FFT hangi sıklıkla hesaplanırsa hesaplansın değiştirilemez. Anlık zaman çözünürlüğü ile zaman

çözünürlüğü arasındaki bu fark sebebiyle; tezin ilerleyen kısımlarında FFT ve WVD sonuçları eş zaman çözünürlükleri temeline göre karşılaştırılmıştır.

WVD'nin özelliklerinden bazıları, FM modüleli işaretin hem FFT'sinin hem de WVD'sinin hesaplanması suretiyle, şekil III-1'de gösterilmektedir. Burada, analiz edilen işaretin frekansı 128 saniye süresince 0.024Hz'den 0.48Hz'e kadar doğrusal bir şekilde değişmektedir. FFT kullanılarak hesaplanan periyodogram şekil III-1.b'de gösterilmektedir. Daha sonra aynı işaretin analizinde aynı dikdörtgensel pencere ile birlikte WVD kullanılmış ve her örnek noktası için frekansın bir fonksiyonu elde edilmiştir. Elde edilen 128 adet fonksiyon şekil III.1.c'de zaman-frekans düzleminde gösterilmektedir. WVD sonuçları, geçen zaman süresince işaretin enerji dağılımının anlık olarak değişen değerlerini içermektedir. Şekil III.1.b'de gösterilen FFT sonuçlarından anlık bilgilerin elde edilmesine imkan yoktur. Buna çok benzer bir sonuç, frekansın 0.48Hz'den 0.024Hz'e doğrusal olarak düşürüldüğü bir FM işaretini analiz ederken de elde edilir. Şekil III.1.d'deki normalize edilmiş sonuçlar, şekil III.1.c'deki 128 adet fonksiyonun üst üste toplanmasıyla elde edilmiştir. Şekil III.1.b ile III.1.d'yi karşılaştırarak toplamı alınmış WVD ile periyodogram arasında ne kadar az bir fark olduğu gözlemlenebilir.

Bu, WVD'nin özelliklerinden biridir (bkz. (III-15)eşitliği) ve burada şunu vurgulamak için ortaya konmuştur: WVD zaman aralığındaki her an için değişik bilgiler sunarken, periyodogram ise bir zaman aralığı için sonuçlar verir.

III.2.4. WVD'nin Frekans Rezolüsyonu

Her ne kadar PWVD'de frekans domenindeki çözünürlük pencere büyüklüğü artırılarak değiştirilebilirse de (Boashash and Black, 1987), büyük bir çoğunluğun kabul ettiği bir frekans çözünürlüğü kavramı henüz tanımlanmamıştır. Zaten bu tezde de WVD'nin frekans çözünürlüğünü tanımlamak gibi bir amaç bulunmamaktadır. Bununla birlikte, frekans çözünürlüğünün daha uzun bir pencere kullanılarak, zaman çözünürlüğünü etkilemeden, artırılabileceği geniş bir kesim tarafından kabul edilmektedir (Boashash and Black, 1987). Başka bir deyişle zaman çözünürlüğü ile frekans çözünürlüğü arasında ters bir ilişki yoktur (Loughlin and Pitton, 1983). Bu sebeple, WVD'nin frekans çözünürlüğü daha uzun veri penceresi kullanılarak her

zaman artırılabilir. Bu tezin ilerleyen bölümlerinde FFT ve WVD sonuçlarını karşılaştırmak için frekans çözünürlüğünden ziyade pencere uzunlukları kullanılacaktır.

III.3. Durağan İşaretlerin WVD'sinin Yapısı ve Fiziksel Anlamı

Aşağıdaki şekilde yazılabilen N-frekans bileşenli analitik bir işaret düşünün:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i \exp(j.[\omega_i t + \theta_i]) \qquad \text{(III-5)}$$

Burada A_i, ω_i ve θ_i (i=1,2,...,N) sırasıyla bileşenlerin genlik, frekans ve faz değerleridir. Olması muhtemel bir sıfır bileşeninden (DC-bileşen) başka diğer tüm frekanslar ω_i (i=1,2,...,N) pozitiftir.

(III-5) Eşitliği , (III-1) eşitliğinin içine konulursa, aşağıdaki sonuçlar elde edilebilir:

$$W_x(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N} A_n e^{j[\omega_n(t+\tau/2)+\theta_n]} \sum_{m=1}^{N} A_m e^{-j[\omega_m(t-\tau/2)+\theta_m]} e^{-j\omega\tau} d\tau$$

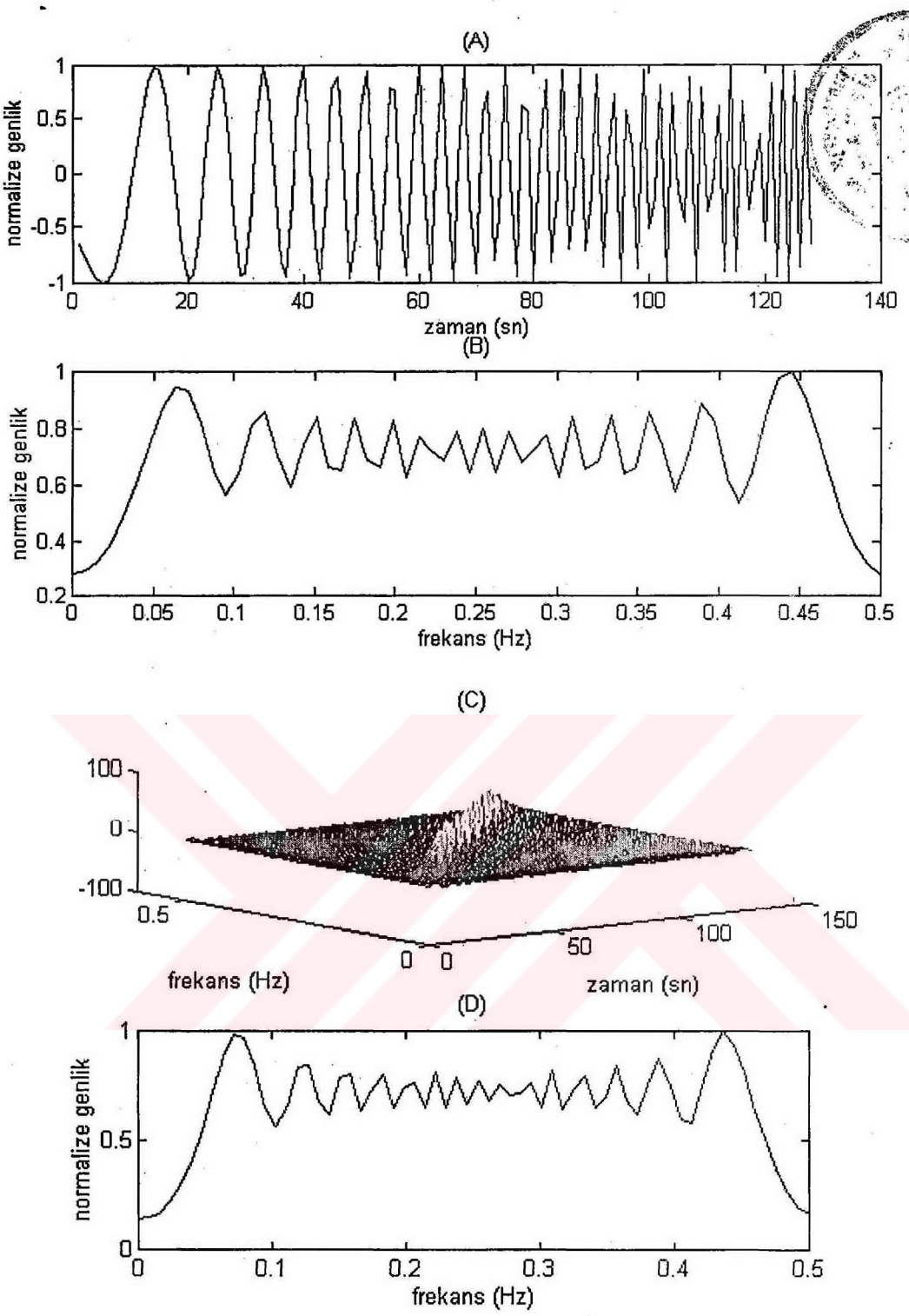
$$= \sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} A_n A_m e^{j[(\omega_n-\omega_m)t+\theta_n-\theta_m]} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\tau[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]} d\tau$$

$$= 2\pi \sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} A_n A_m e^{j[(\omega_n-\omega_m)t+\theta_n-\theta_m]} \delta(\omega - \frac{\omega_n+\omega_m}{2}) \qquad \text{(III-6)}$$

$$= SP + ICP_w \qquad \text{(III-7)}$$

Burada SP (III-6)'da n=m olan bütün terimleri içermekte ve işaretin gücünü temsil etmektedir. SP aynı zamanda şöyle de yazılabilir:

$$SP = 2\pi \sum_{n=1}^{N} A_n^2 \delta(\omega - \omega_n) \qquad \text{(III-8)}$$



Şekil III-1: FFT ve WVD sonuçlarının değişik sunumları. a) Frekansı 0.024 Hz'den 0.48 Hz'e doğrusal olarak modüleli olan sayısal FM işareti. b) FFT kullanılarak hesaplanan spektrum. c) a'daki işaretin ayrık $W_x(t,\omega)$ sonuçları. d) c'deki ayrık sonuçların $\int_0^{127} W_x(t,\omega)dt$ integrali.

Bizim "Anlık Çarpraz Güç" olarak tanımladığımız (III-6) Eşitliğindeki ICP_w, n≠m olan bütün terimleri içerir. ICP_w aynı zamanda (III-9)'daki gibi de yazılabilir. Dikkat ederseniz (III-9) eşitliğinde yalnızca gerçel terimler görülmektedir. Bunun sebebi oto-WVD'nin her zaman gerçel sonuçlar vermesidir (oto-WVD'de imajiner kısımların toplamı sıfıra eşittir).

$$ICP_w = 2\pi \sum_{n=1}^{N} \sum_{m \neq n}^{N} A_n A_m e^{j[(\omega_n - \omega_m)t + \theta_n - \theta_m]} \delta(\omega - \frac{\omega_n + \omega_m}{2})$$

$$= 2\pi \sum_{n=1}^{N} \sum_{m \neq n}^{N} A_n A_m \cos[(\omega_n - \omega_m)t + \theta_n - \theta_m] \delta\left(\omega - \frac{\omega_n + \omega_m}{2}\right) \quad \text{(III-9)}$$

(III-8) ve (III-9) eşitliklerinden de rahatça görülebileceği üzere A_n^2, ω_n frekanslı bileşenin gücünü temsil eder ve WVD'nin pozitif kısmında ω_n frekansında görülür. Diğer taraftan $A_n A_m \cos[(\omega_n - \omega_m)t + \theta_n - \theta_m]$ (n≠m), ω_n ve ω_m frekansları arasındaki ICP etkisini simgeler. Bu ICP etkisi pozitif veya negatif olabilir ve $(\omega_n+\omega_m)/2$ frekansında ortaya çıkar. (III-8) ve (III-9) eşitlikleri sonucunda WVD şu şekilde yorumlanabilir: "WVD'deki her yerel değer, gerçekte o frekansta var olan işaretin anlık gücü (pozitif bir değer - SP) ile ICP terimlerinin (Pozitif veya negatif olabilir) toplamından ibarettir." Buna göre WVD'nin negatif değerleri tamamıyla ICP etkisinden gelmektedir. Çünkü işaretin gerçek gücünün bir göstergesi olan SP terimi daima pozitiftir. Bu yüzden işaretin anlık gücünün değişimini incelerken, her ne kadar ICP terimleri pozitif kısımları da etkilese de, WVD'nin pozitif kısmı alınır. WVD'nin bu pozitif kısmı "Yalancı Anlık Güç Dağılımı - Pseudo Instantaneous Power Distribution (PIPD)" olarak adlandırılır.

Eğer (III-6)'daki N sonsuza giderse, $A(\omega_1)$ ile $\theta(\omega_1)$ de ω_1 frekans bileşeninin genlik ve başlangıç fazını temsil ederse; iki toplama işlemi iki integrasyon halini alır ve (III-6) eşitliği şu hale döner:

$$W_x(t,\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega_1) A(\omega_2) \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \theta(\omega_1) - \theta(\omega_2)] \delta(\omega - \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}) d\omega_1 d\omega_2$$

(III-10)

Burada $\delta(\omega - \frac{\omega_1 + \omega_2}{2})$, $\omega = (\omega_1+\omega_2)/2$ $(-\infty < \omega_1 < \infty)$ $(-\infty < \omega_2 < \infty)$ frekanslarındaki sonsuz sayıdaki delta fonksiyonlarından biridir.

WVD sonuçlarının bazı yerel değerleri negatif çıkabildiği için şimdiye kadar WVD sonuçlarının iyi bir yorumu yapılamamıştır (Claasen and Mecklenbrauker 1980, Martin and Flandrin 1985). Bu bölümde WVD, işaretin anlık güç dağılımının bozulmuş hali olarak yorumlanacaktır. Bozulmaya; gözlemlenen bileşen dışındaki diğer frekans bileşenlerinden kaynaklanan ICP sebebiyet vermektedir.

(III-6) ve (III-10) eşitliklerinden açıkça görülmektedir ki WVD aslında işaretin anlık güç ve çarpraz gücünün karışımını ihtiva etmektedir. Daima gerçeldir, fakat t ve ω'nın bazı değerleri için negatif olabilir. Verilen bir işaret için iki farklı ω_n ve ω_m frekansından kaynaklanan çapraz-güç etkisi (CP), aşağıdaki (III-11) eşitliği sağlandığında $\omega=(\omega_n+\omega_m)/2$ frekansında daha fazla önem kazanmaktadır.

$$\left|(\omega_n - \omega_m)t + \theta(\omega_n) - \theta(\omega_m)\right| = N_1\pi \ , \qquad (\omega_n \neq \omega_m, N_1 = 0,1,2,3,\ldots) \quad \text{(III-11)}$$

Herhalde bu da, işaretin yalnızca belirli genliklerdeki sinüslerin toplamından ibaret olduğu durumda bile neden WVD'nin yan bantlarının zaman-frekans düzleminde t'nin periyodik fonksiyonları olduğunu açıklamaktadır. ICP'nin t'nin zaman ekseni boyunca kaydırılmasıyla değiştirilemeyeceği açıktır. Çünkü t=0 noktasının kaydırılması aynı zamanda başlangıç fazları $\theta(\omega_n)$ ile $\theta(\omega_m)$'i de değiştirmektedir.

Tüm bunlarla birlikte ICP etkisinin büyüklüğü işaretteki tüm frekans bileşenlerinin genlikleri yanında pencerelenmiş işaretlerde buna ek olarak yan bantlara da bağlıdır. (III-8) ve (III-9) eşitliklerinden açıkça görülmektedir ki; eğer frekans domeninde bir tek spektral tepe varsa bu durumda WVD gerçek güç dağılımına daha fazla yakınsamaktadır. Çünkü bu durumda ICP etkisi daha az olmaktadır. Eğer gerçek işaret yerine bunun analitik eşi kullanılırsa çarpraz güç etkisinin azaltılabileceği gösterilmiştir (Boashash and Black,1987). Bunun sebebi; analitik işaretlerin spektrumunun yalnızca pozitif frekansları kapsaması ve bu sayede pozitif ve negatif frekanslar arasında oluşan ICP etkileşiminin elimine edilmesidir.

ICP etkisinin pencerelenmiş işaretler için de çok önemli olduğu gösterilebilir. (III-4) Eşitliğindeki şekilde pencerelenmiş işaretin WVD'si şöyle yazılabilir (Boashash and Black, 1987):

$$W_{xw}(t,\omega) = W_x(t,w) \otimes_{\omega} W_w(t,\omega) \qquad \text{(III-12)}$$

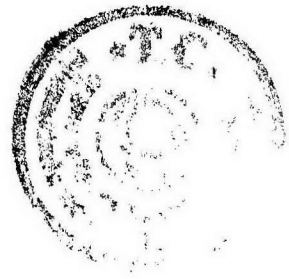
Burada $W_w(t,\omega)$ pencere fonksiyonunun WVD'si, $\otimes_{\omega}$'da frekans düzleminde konvolüsyon işlemi olmaktadır. Buna karşı pencerelenmiş işaretin sıradan Fourier dönüşümü şöyle ifade edilebilir:

$$X_w(\omega) = X(\omega) \otimes_{\omega} W(\omega) \qquad \text{(III-13)}$$

Burada $X(\omega)$ ve $W(\omega)$, sırasıyla, işaretin ve pencere fonksiyonunun Fourier dönüşümlerini göstermektedir. (III-13)'den açıkça görülmektedir ki, sıradan FFT'de konvolüsyon işlemine sadece işarette ve pencere fonksiyonunda bulunan frekans bileşenleri girmektedir. Oysa WVD'de bunlara ek olarak $W_x(t,\omega)$ ve $W_w(t,\omega)$'da bulunan ICP bileşenleri de konvolüsyon işlemine dahil olmaktadır. Pencere fonksiyonlarının WVD'nin biçimine olan etkisi, sıradan FFT spektralarına olanından daha fazladır. Çünkü bir pencerenin WVD'si, konvolüsyon işleminden de daha önce bazı frekanslardaki yan bantları güçlendirebilir. Gerçek pencere fonksiyonlarının anlık frekans üzerine hiçbir etkisi yoktur (Claasen and Mecklenbrauker, 1980). Fakat herhangi bir pencere fonksiyonunun yan-bantları zaman-frekans düzleminde güçlendirilebilir ve bu yüzden sıradan spektralarda oluşabilen yan-bant problemlerinin çok daha şiddetlisi WVD'de oluşabilir. Burada elde edilen sonuçlar şunu göstermektedir: Analitik işaretler kullanılsa bile ICP etkisi hala kayda değer seviyede olabilir ve WVD'nin yerel değerleri farklı pencereler seçilerek önemli oranda değiştirilebilir.

Çapraz güçten dolayı oluşan dağılım örüntüsü, görülebileceği gibi, çok ilginçtir. Bu olay, WVD'nin zaman veya frekans domeninde ortalaması alındığı zaman bize yararlı bilgiler sunmaktadır. Claasen ve Mecklenbrauker'in (1980) sonuçlarından da görüleceği gibi:

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} W_x(t,\omega)d\omega = |x(t)|^2 \qquad \text{(III-14)}$$



ve:

$$\int_{-\infty}^{\infty} W_x(t,\omega)dt = |X(\omega)|^2 \qquad \text{(III-15)}$$

olmaktadır. Burada X(ω), x(t)'nin Fourier dönüşümüdür. (III-14)'deki sonuç; tüm frekans bileşenleri üzerine dağılmış olan toplam anlık güç bilgisidir. (III-15)'deki sonuç ise (-∞,∞) zaman aralığı için w frekansındaki enerjiyi vermektedir.

III.4. Anlık Frekans (Instantaneous Frequency) ve Yalancı-Anlık Ortalama Frekans (Pseudo-Instantaneous Mean Frequency)

III.4.1. Anlık Frekans Yorumu ve Uygulamada Anlık Frekansla İlgili Karşılaşılan Sorunlar

Aşağıdaki şekilde yazılabilen bir analitik işareti ele alalım:

$$x(t) = A(t).\exp(j\phi(t)) \qquad \text{(III-16)}$$

Burada A(t) ve ϕ(t) işaretin genlik ve faz fonksiyonları olmaktadır. Bu analitik x(t) işaretinin anlık frekansı (IF- instantaneous frequency) şöyle tanımlanır (Boashash 1992):

$$IF_{x(t)} = \frac{1}{2\pi}.\frac{d\varphi(t)}{dt} \qquad \text{(III-17)}$$

Burada φ(t), yine, işaretin faz fonksiyonudur. WVD hakkında çalışmalar ilerledikçe, IF kavramı daha iyi anlaşılır hale gelmeye başlamıştır. WVD'nin özellikleri kullanılarak (III-18) eşitliğinin sağlandığı gösterilebilir (Claasen and Mecklenbrauker 1980 Bölüm1):

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = [\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\omega W_x(t,\omega)d\omega] / (\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}W_x(t,\omega)d\omega) \qquad \text{(III-18)}$$

Daha önceden de gösterildiği gibi; çok bileşenli işaretlerin WVD'si yalnızca anlık gücü değil bunun yanında bütün frekans bileşenlerinden kaynaklanan çapraz güç (CP) terimini de içermektedir. Bu çapraz güç (CP) terimi pozitif veya negatif olabilir. (III-18)'deki hesaplama yöntemindeki ağırlık fonksiyonunun bir parçası olarak, bu çapraz güç terimleri IF hesabını çok yüksek oranda etkileyebilir. IF (anlık frekans), tam manasıyla yalnızca sonsuz veri uzunluklu tek bileşenli (monocomponent) işaretler için fiziksel olarak belirgin bir anlam ifade eder. Burada tek bileşenli işaret, herhangi bir t anında yalnızca tek bir frekans bileşeni taşıyan işaret olarak tanımlanmıştır. Böyle işaretler için iyi bir örnek FM işaretlerdir. Bir FM işaret şöyle ifade edilebilir:

$$x(t) = A.\exp[j2\pi(f_0 + \frac{1}{2}at)t] \quad , \quad (0 \le t < \infty) \qquad \text{(III-19)}$$

Burada A genlik, f_0 başlangıç frekansı ve a'da frekans artışı parametresidir. (III-5)'deki işaret modeli kullanılarak; (III-19)'daki işaret aynı zamanda hızlı değişen genliklere sahip olan bir grup frekans bileşeni olarak düşünülerek şöyle yazılabilir:

$$x(t) = \lim_{\substack{\Delta t \to 0 \\ N \to \infty}} A\sum_{i=0}^{N}\delta(t - i\Delta t)\exp[j2\pi(f_0 + i\Delta f)i\Delta t + j\phi_i] \qquad \text{(III-20)}$$

Burada ϕ_i her bir bileşenin fazı olurken, N ve Δf ise $t=N.\Delta t$ ve $\Delta f/\Delta t=a$ olarak tanımlanmakta ve herhangi bir c sabiti için (III-21) eşitliği sağlanmaktadır.

$$\delta(t-c) = \begin{cases} 1, t = c \\ 0, dışında \end{cases} \qquad \text{(III-21)}$$

Gayet açıktır ki (III-19)'daki işaret sonsuz sayıda frekans bileşenine sahip olmasına rağmen herhangi bir zaman anı için yalnızca bir frekans bileşenine sahiptir. Bu yüzden bu işaretin WVD'si alınırken çapraz güçten kaynaklanan bir etkilenme yoktur ve IF burada işaretin anlık gücünün uzandığı frekansı temsil etmektedir. Eğer bu sonsuz uzunluklu işaret herhangi bir pencere tarafından kesilirse pencere

fonksiyonunun ana lobu ve yan bantları çapraz güç bileşenlerinin oluşmasına sebebiyet verecektir. Bu da hesaplanan anlık frekansta değişikliklere yol açacaktır. Belki de daha önceki FM işaretleri kullanılarak yapılan çalışmalardaki gerçek IF ile hesaplanan IF arasındaki fark buradan kaynaklanmaktadır (Boashash and O'Shea, 1993).

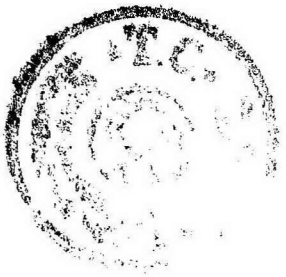
Doppler işaretleri pratikte genellikle çok bileşenlidirler. Bu yüzden Doppler işaretlerindeki IF hesaplamalarında çapraz güç etkisi kendisini göstermektedir. Bazı özel durumlar için çapraz güç etkisi özel hesaplama yöntemleri yardımıyla önemli ölçüde düşürülmüştür (Boashash, 1992). Boashash tarafından önerilen değerli yöntemlerden birisinde çapraz-WVD (cross-WVD) kullanılarak ICP etkisi iteratif olarak giderilmeye çalışılır (Boashash 1992 and 1993). Bu yöntemde iterasyon işleminde yalnızca ana tepe kullanılır ve bu sayede oto-WVD'de çapraz güçten gelen etkilenmeler azaltılmaya çalışılır. Bu yöntem, pencerelenmiş tek bileşenli işaretlerde veya frekans domeninde tek bir tepesi bulunan dar bantlı işaretlerde oldukça verimli olmaktadır. Fakat bunun yanında bu yöntem işlemsel açıdan oldukça karmaşıktır. Daha da önemlisi bu yöntem her çok bileşenli işaret için genelleştirilemez. Örneğin frekans domeninde birden fazla tepe varsa bu durum, karışıklığa sebebiyet verir.

Anlık frekans (IF) her ne kadar kesin bir dille tanımlanmış olsa da; çapraz güçten kaynaklanan sıkıntılar, pratikte işaretlerin frekans değişimleri elde edilirken anlık frekansın kullanımını güçleştirmektedir. Çapraz güç (CP) terimi işarette bulunan bileşenlerin frekans ve genliklerine bağlı olduğu ve bu değerler de zamanla değiştiği için, WVD'den daha farklı dağılımlar kullanmadıkça, bu istenmeyen etkilenmeleri azaltmak veya dengelemek çok zordur (Choi ve Williams, 1980). Bu diğer dağılımlar da daha uzun hesaplama süresi ve daha düşük frekans çözünürlüğü gibi farklı problemleri ortaya çıkarabilmektedir.

III.4.2. Yalancı-Anlık Ortalama Frekans (PIMF - Pseudo-Instantaneous Mean Frequency)

Şiddet ağırlıklı ortalama frekans (intensity weighted mean frequency) terimi Doppler işaretlerini işlemede oldukça sık kullanılan bir terimdir ve şöyle tanımlanır (örneğin bkz Evans et al. 1989):

$$\varpi = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega P(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\omega) d\omega} \qquad \text{(III-22)}$$



Burada P(ω) işaretin güç spektrumudur. Doğal olarak eğer "anlık güç dağılım fonksiyonu" elde edilmişse "anlık ortalama frekans" da aynı şekilde hesaplanabilir.

Daha önceden de belirtildiği gibi WVD'nin pozitif kısmı, analiz edilen işaretin "Yalancı-Anlık Güç Dağılımı (PIPD- Pseudo-Instantaneous Power Distribution)" olarak tanımlanır ve şöyle yazılabilir:

$$PP_x(t,\omega) = \begin{cases} W_x(t,\omega), & W_x(t,\omega) \geq 0 \\ 0 \quad , & W_x(t,\omega) \leq 0 \end{cases} \qquad \text{(III-23)}$$

"t" anında PIMF'de, PIPD kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\varpi_p(t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega PP_x(t,\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} PP_x(t,\omega) d\omega} \qquad \text{(III-24)}$$

x(t)'nin analitik olması durumunda (III-24) eşitliği şu hali alır:

$$\varpi_p(t) = \frac{\int_{0}^{\infty} \omega PP_x(t,\omega) d\omega}{\int_{0}^{\infty} PP_x(t,\omega) d\omega} \qquad \text{(III-25)}$$

Burada PIPD, her ne kadar çapraz gücün etkisinin baskın olduğu WVD'nin negatif kısmı alınmamış olsa da, hâla çapraz güç etkisine maruzdur. Bu işlemin IF hesaplamaları üzerinde yaptığı iyileştirmeler, ilerleyen bölümlerde yapılan simülasyonlarla gösterilecektir.

III.5 Choi-Williams Dağılımı (CWD), Yapısı ve Fiziksel Anlamı

III.5.1. CWD'nin Tanımı

x(t) işareti için hesaplanan CWD ve WVD'nin her ikisi de Cohen'in zaman-frekans gösterim sınıflarının genel formundan aşağıda gösterilen şekilde türetilebilir (Cohen 1989, Choi and Williams 1980):

$$P(t,\omega,\phi)=\frac{1}{2\pi}\iiint e^{j(\xi\mu-\tau\omega-\xi t)}\phi(\xi,\tau).x(\mu+\frac{\tau}{2}).x^{*}(\mu-\frac{\tau}{2})d\mu d\tau d\xi \qquad \text{(III-26)}$$

Burada $\phi(\xi,\tau)$, zaman-frekans sunumunun kernel fonksiyonudur. Eğer bu kernel fonksiyonu (III-27)'deki gibi seçilirse $P(t,\omega,\phi)$ sonucu WVD olmaktadır. Eğer kernel fonksiyonu (III-28)'deki gibi seçilirse bu sefer $P(t,\omega,\phi)$ sonucu CWD haline gelir.

$$\phi(\xi,\tau)=1 \qquad ,\forall(\xi,\tau) \qquad \text{(III-27)}$$

$$\phi(\xi,\tau)=\exp(-\xi^{2}\tau^{2}/\sigma) \qquad ,(-\infty<\xi<\infty,-\infty<\tau<\infty) \qquad \text{(III-28)}$$

(III-28) Eşitliğinde σ CWD parametresidir.(III-26) ve (III-28) kullanılarak x(t) işaretinin oto-CWD'si (III-29) eşitliğindeki gibi tanımlanabilir (Choi and Williams, 1980):

$$C_{x}(t,\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}e^{-j\omega\tau}[\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^{2}/\sigma}}\exp(-\frac{(\mu-t)^{2}}{4\tau^{2}/\sigma})x(\mu+\frac{\tau}{2})x^{*}(\mu-\frac{\tau}{2})d\mu]d\tau \qquad \text{(III-29)}$$

Oto-WVD'nin WVD olarak isimlendirildiği gibi, biz yine benzer şekilde oto-CWD'yi tez boyunca CWD olarak isimlendireceğiz.

WVD'ye benzer şekilde CWD de zaman-frekans düzleminde anlık bilgiler sunar. Aralarındaki fark ise σ parametresi iyi seçildiğinde CWD'de ICP terimlerinin zaman-frekans düzlemi üzerinde daha küçük görünmesidir. Yalnız bu iyileştirme, şimdiye kadar yalnızca zaman-frekans düzleminde görsel olarak gösterilebilmiştir. Bu tezin ilerleyen bölümlerindeki çalışmalarda bu görsel iyileştirmenin ICP'nin

zaman-frekans düzlemi boyunca yeniden düzenlenmesi sonucu gerçekleştiği gösterilmektedir. Diğer bir deyişle CWD, belirli bir frekanstaki ICP'yi düşürürken bu düşen miktarı diğer tüm frekanslara yaymaktadır. Böylece sonuç olarak ICP bileşenleri kendilerini tüm frekans düzleminde daha küçük genlikte gösterebilmektedirler.

III.5.2. CWD'nin Durağan İşaretler için Yorumlanması

(III-5)'deki gibi durağan bir işaret göz önüne alınsın. (III.29) Eşitliği kullanılarak aşağıdaki eşitlik elde edilebilir:

$$C_x(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau}\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^2/\sigma}} \exp\left(-\frac{(\mu-t)^2}{4\tau^2/\sigma}\right) x\left(\mu+\frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu-\frac{\tau}{2}\right) d\mu\right] d\tau$$

$$= \sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} A_n A_m e^{j(\theta_n-\theta_m)} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau}\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^2/\sigma}} \exp\left(-\frac{(\mu-t)^2}{4\tau^2/\sigma}\right) e^{j(\omega_n-\omega_m)\mu} d\mu\right] e^{j\tau(\omega_n+\omega_m)/2} d\tau$$

$$= \sum (n=m) + \sum (n \neq m) \qquad \text{(III-30)}$$

Burada:

$$\sum (n=m) = \sum_{n=1}^{N} A_n^2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau}\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^2/\sigma}} \exp\left(-\frac{(\mu-t)^2}{4\tau^2/\sigma}\right) d\mu\right] e^{j\tau\omega_n} d\tau$$

$$= 2\pi \sum_{n=1}^{N} A_n^2 \delta(\omega-\omega_n) \qquad \text{(III-31)}$$

ve

$$\sum (n \neq m) = \sum_{n=1}^{N}\sum_{m\neq n} A_n A_m e^{j(\theta_n-\theta_m)} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau}\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^2/\sigma}} \exp\left(-\frac{(\mu-t)^2}{4\tau^2/\sigma}\right) e^{j(\omega_n-\omega_m)\mu} d\mu\right] e^{j\tau(\omega_n+\omega_m)/2} d\tau$$

(III-32)

olmaktadır. Çünkü:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^2/\sigma}} \exp(-\frac{(\mu-t)^2}{4\tau^2/\sigma}) e^{j(\omega_n-\omega_m)\mu} d\mu =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^2/\sigma}} \exp\{-\frac{\mu^2 - 2[t+j(\omega_n-\omega_m)2\tau^2/\sigma]\mu + [t+j(\omega_n-\omega_m)2\tau^2/\sigma]^2 + t^2 - [t+j(\omega_n-\omega_m)2\tau^2/\sigma]^2}{4\tau^2/\sigma}\} d\mu$$

$$= \exp\left\{-\frac{t^2 - [t+j(\omega_n-\omega_m)2\tau^2/\sigma]^2}{4\tau^2/\sigma}\right\}$$

$$= e^{-(\omega_n-\omega_m)^2\tau^2/\sigma + j(\omega_n-\omega_m)t} \qquad \text{(III-33)}$$

olur. Ayrıca (III-32) eşitliği de şu hali alır:

$$\sum(n \neq m) = \sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} A_n A_m e^{j(\omega_n-\omega_m)t + j(\theta_n-\theta_m)} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\tau[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]} e^{-(\omega_n-\omega_m)^2\tau^2/\sigma} d\tau$$

$$= \sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} A_n A_m e^{j(\omega_n-\omega_m)t + j(\theta_n-\theta_m)} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-\frac{(\omega_n-\omega_m)^2\tau^2 + j[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]\sigma\tau - \frac{[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]^2\sigma^2}{4(\omega_n-\omega_m)^2} + \frac{[\omega-(\omega_n+\omega_m)\sigma/2]^2\sigma^2}{4(\omega_n-\omega_m)^2}}{\sigma}\} d\tau$$

$$= \sum_{n=1}^{N}\sum_{m\neq n}^{N} A_n A_m e^{j(\omega_n-\omega_m)t + j(\theta_n-\theta_m)} \sqrt{\frac{\pi\sigma}{(\omega_n-\omega_m)^2}} \exp\{-\frac{[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]^2\sigma}{4(\omega_n-\omega_m)^2}\} \qquad \text{(III-34)}$$

(III-33) ve (III-34) eşitlikleri (III-30) eşitliğinin içerisine yerleştirilirse; CWD'nin de gerçel olduğu düşünülerek aşağıdaki sonuçlara ulaşılabilir:

$$C_x(t,\omega) = SP + ICP_c \qquad \text{(III-35)}$$

Burada:

$$SP = \sum(n=m) = 2\pi\sum_{n=1}^{N} A_n^2 \delta(\omega-\omega_n) \qquad \text{(III-36)}$$

SP (III-36)'daki şekilde ifade edilen işaretin gücü olmakta ve,

$$ICP_c = \mathrm{Re}al\{\sum(n\neq m)\}$$

$$=2\pi\sum_{n=1}^{N}\sum_{m\neq n}^{N}A_nA_m\cos[(\omega_n-\omega_m)t+(\theta_n-\theta_m)]\sqrt{\frac{\sigma}{4\pi(\omega_n-\omega_m)^2}}\exp\{-\frac{[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]^2\sigma}{4(\omega_n-\omega_m)^2}\}$$

(III-37)

(III-37) eşitliği de ICP terimlerini ifade etmektedir.(III-9) Eşitliğinde; verilen bir çift frekansın oluşturduğu ICP teriminin WVD'de bu iki frekansın aritmetik ortalamasının bulunduğu yerde oluştuğu gösterilmişti. Burada ise (III-37) eşitliğinden görülebileceği gibi CWD'de bu ICP bileşenleri yalnızca bir noktada değil σ parametresine bağlı olarak sonsuz sayıda noktada sıfırdan farklı değerler almaktadır. Cohen (1989) tarafından da belirtildiği gibi (III-38) eşitliğine dikkat etmek gerekir.

$$\lim_{\sigma\to\infty}\sqrt{\frac{\sigma}{4\pi(\omega_n-\omega_m)^2}}\exp\{-\frac{[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]^2\sigma}{4(\omega_n-\omega_m)^2}\}=\delta(\omega-\frac{\omega_n+\omega_m}{2}) \qquad \text{(III-38)}$$

Bu durumda (σ→∞) işaretin CWD'si WVD'sine eşit olmaktadır (bkz. Eşitlik (III-9)). "σ" nasıl değişirse değişsin; (III-38) eşitliğinin her iki tarafındaki bütün frekans ekseni üzerinde alınan integralin sonucu her zaman "1" olacaktır. Aslında CWD'nin etkisi WVD'deki ICP'yi bir frekanstan bütün frekanslara yaymasıdır. Belirli frekanslardaki ICP etkisini verimli bir şekilde düşürebilmesinin de sebebi budur. Bununla birlikte CWD hala WVD'nin aşağıda gösterilen anlık enerjinin korunumu özelliğini de taşımaktadır (Choi and Williams 1980, Cohen 1989):

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}W_x(t,\omega)d\omega=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}C_x(t,\omega)d\omega=|x(t)|^2 \qquad \text{(III-39)}$$

Burada şu, ısrarla vurgulanmaktadır: CWD belirli frekanslardaki ICP bileşenlerini diğer tüm frekanslara yaymak suretiyle düşürebilmektedir. $(\omega_n + \omega_m)/2$ frekansından diğer frekanslara yayılan ICP'nin büyüklüğü σ'ya ve aşağıdaki gibi tanımlanan frekans değişimine bağlıdır:

$$\Delta\omega=\omega-\frac{\omega_n+\omega_m}{2} \qquad \text{(III-40)}$$

(III-37) Eşitliğinden görülebileceği gibi, verilen bir σ için eğer ω frekansı $(\omega_n+\omega_m)/2$ frekansına yakınsa (yani $\Delta\omega$ küçükse) bu frekansa yayılan ICP, $(\omega_n+\omega_m)/2$'den daha uzakta bulunanlara göre daha fazla olacaktır. Diğer taraftan, genelde, eğer σ değeri küçükse (III-38) eşitliğinin sol tarafının davranışı delta fonksiyonuna daha az benzemekte ve bunun sonucunda $(\omega_n+\omega_m)/2$ frekansındaki ICP daha küçük olmakta fakat diğer tüm frekanslara yayılan ICP daha güçlü hale gelmektedir. İlerleyen bölümlerde ele alınacağı üzere, ICP'nin yayılması SP terimlerinin (SP→gerçek işaretin gücünü göstermektedir) genliğini etkileyebilmektedir. Bu etki; işaret frekans domeninde birbirine daha yakın ω_n ve ω_m gibi iki (veya daha fazla) bileşen ihtiva ettiği durumlarda σ küçük seçildiği durumda daha ciddi boyutlarda olmaktadır.

"σ" nın davranışları da oldukça ilginçtir. $\omega\neq(\omega_n+\omega_m)/2$ gibi olan herhangi bir frekans için (III-37)'de altı çizili olan CWD'nin ağırlık fonksiyonu, aşağıdaki özelliklere sahiptir:

$$\lim_{\sigma\to 0}\sqrt{\frac{\pi\sigma}{(\omega_n-\omega_m)^2}}\exp\{-\frac{[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]^2\sigma}{4(\omega_n-\omega_m)^2}\}=0 \qquad \text{(III-41)}$$

ve:

$$\lim_{\sigma\to \infty}\sqrt{\frac{\pi\sigma}{(\omega_n-\omega_m)^2}}\exp\{-\frac{[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]^2\sigma}{4(\omega_n-\omega_m)^2}\}=0 \qquad \text{(III-42)}$$

Bu yüzden σ'nın ağırlık fonksiyonunu maksimum yapan bir değeri mutlaka olmalıdır. O halde ağırlık fonksiyonunun türevini alıp bunu sıfıra eşitleyelim:

$$\frac{d\{\sqrt{\frac{\pi\sigma}{(\omega_n-\omega_m)^2}}\exp[-\frac{[\omega-(\omega_n+\omega_m)/2]^2\sigma}{4(\omega_n-\omega_m)^2}]\}}{d\sigma}=0 \qquad \text{(III-43)}$$

Sonuçta σ; (III-44)'deki değeri aldığında türevin sonucu sıfır olur ve "ağırlık fonksiyonu" maksimum değerini alır.

$$\sigma = \frac{2(\omega_n - \omega_m)^2}{[\omega - (\omega_n + \omega_m)/2]^2} \qquad \text{(III-44)}$$

Ağırlık fonksiyonunun maksimum olduğu durumda (σ; (III-44)'deki gibiyken); $(\omega_n+\omega_m)/2$ frekansından ω frekansına yayılan ICP bileşeni de en büyük değerini alır. (III-44) Eşitliği CWD'nin anlaşılmasına önemli katkılar yapmıştır. Fakat bu yeterli değildir. Verilen bir frekansta yüksek ICP etkisinin oluşmamasını sağlamak için uygun σ'yu seçerken analiz edilen işaretteki frekans bileşenleri hakkında da bilgi sahibi olmamız gerekmektedir.

(III-37) ile (III-41) arası eşitliklerden şu sonuca varabiliriz: σ sıfıra giderken, ICP'nin yayılımı da sıfıra gitmektedir. Bu aynı zamanda herhangi bir frekans bileşenini de sıfıra götürmektedir, çünkü (III-28)'deki CWD kerneli şu hali almaktadır:

$$\lim_{\sigma \to 0} \phi(\xi, \tau) = \lim_{\sigma \to 0} \exp\{-\frac{\xi^2 \tau^2}{\sigma}\} = 0 \qquad \text{(III-45)}$$

Bu yüzden, çok küçük σ değerleriyle hesaplanan CWD, analiz edilen işaretin bileşenlerinden bağımsız olarak zaman-frekans düzleminde düz bir düzleme (işaret/gürültü oranı sıfıra gitmektedir) doğru yakınsar.

Yine (III-9) eşitliğindeki N sonsuza giderse ve $A(\omega_1)$ ile $\theta(\omega_1)$ ω_1 frekans bileşeninin genliğini ve başlangıç frekansını gösteriyorsa; (III-30)'daki iki adet toplama iki integrasyon halini alır ve CWD şu hale gelir:

$$C_x(t,\omega) = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega_1) A(\omega_2) \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \theta(\omega_1) - \theta(\omega_2)] \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi(\omega_1 - \omega_2)^2}} \exp\{-\frac{[\omega - (\omega_1 + \omega_2)/2]^2 \sigma}{4(\omega_1 - \omega_2)^2}\} d\omega_1 d\omega_2$$

(III-46)

Bu arada; (III-46) eşitliğinde işaretin güç bileşenlerindeki delta fonksiyonlarını temsil etmek için (III-47)'deki ilişki kullanılmıştır.

$$\lim_{\omega_2 \to \omega_1} \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi(\omega_1 - \omega_2)^2}} \exp\{-\frac{[\omega - (\omega_1 + \omega_2)/2]^2 \sigma}{4(\omega_1 - \omega_2)^2}\} = \delta(\omega - \omega_1) \qquad \text{(III-47)}$$

III.6. Simülasyon Yöntemleri ve Sonuçlar

III.6.1. Simülasyon 1: WVD'de ICP Etkileri

Sonuçları ses işaretlerini işleme konusuna uygun kılmak için bu bölümde örnekleme frekansı 40kHz olarak alınmıştır. Simülasyonlardaki frekans ve zaman değerlerinin hepsi de, tüm frekans değerleri 40kHz'e, tüm zaman değerleri ise 0.025 msn'ye bölünerek normalize değerlere dönüştürülebilir. Simülasyonlarda pencerelenmiş işaretler kullanıldığından sonuçlar WVD yerine PWVD olmaktadır. Simülasyonlarda Matlab programı kullanılmıştır.

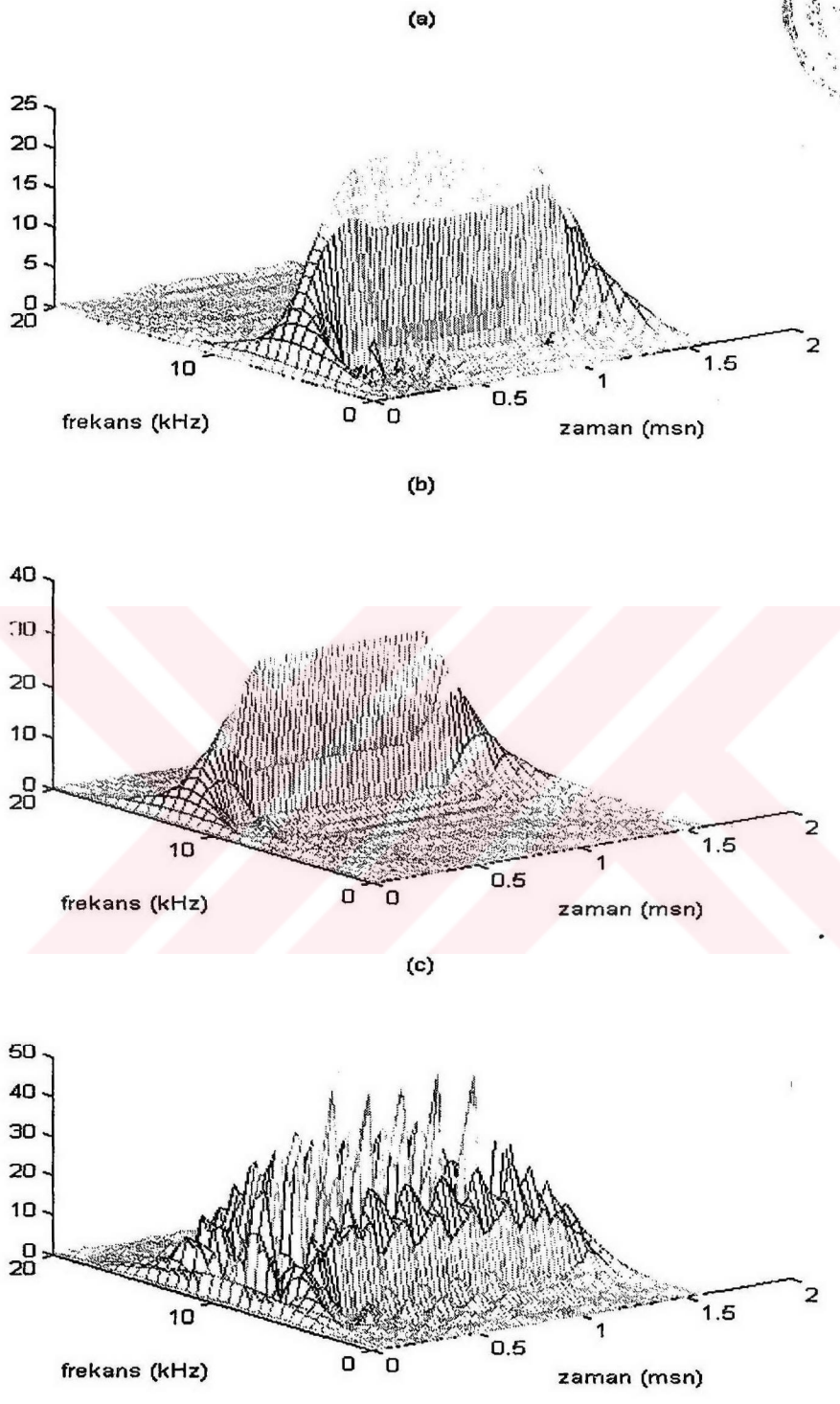
Dar bantlı iki $s_1(t)$ ve $s_2(t)$ işareti iki sinüs dalgasının (6kHz ve 12kHz), 64 noktalık dikdörtgensel pencereyle pencerelenmesiyle elde edilmiştir. PWVD'yi hesaplamadan önce bu dar bantlı gerçel işaretlerin analitik eşitleri $s_{a1}(t)$ ve $s_{a2}(t)$; FFT ve ters FFT kullanılarak aşağıdaki yöntemle elde edilir (Boashash ve Black, 1987)

$$F_a(\omega) = \begin{cases} 2F_r(\omega), & \text{eğer } \omega > 0 \\ F_r(\omega), & \text{eğer } \omega = 0 \\ 0, & \text{eğer } \omega < 0 \end{cases} \qquad \text{(III-48)}$$

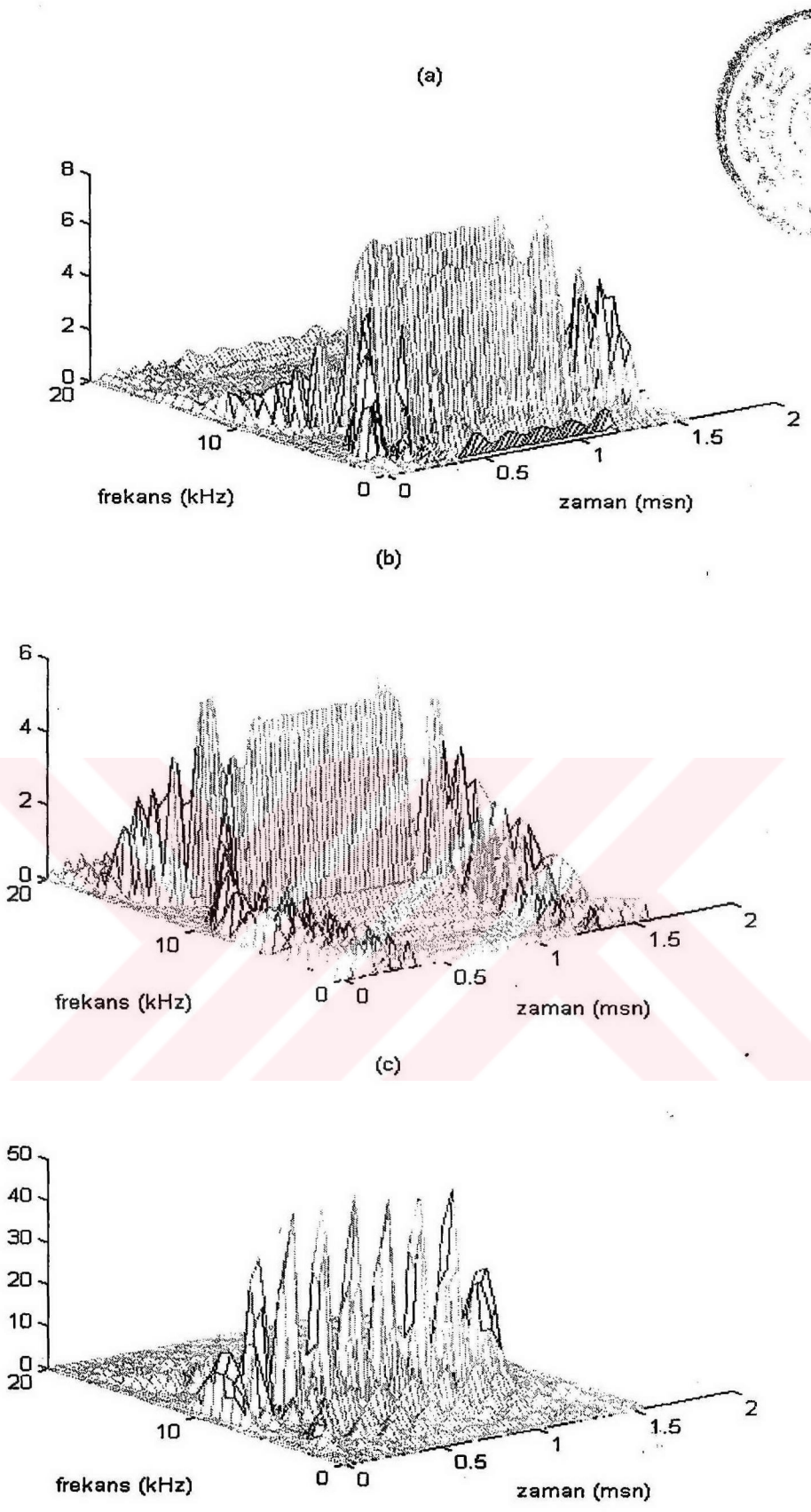
Burada $F_a(\omega)$ ve $F_r(\omega)$, sırasıyla, analitik işaretin ve gerçek işaretin Fourier dönüşümleridir.

$s_{a1}(t)$, $s_{a2}(t)$ ve $s_{a1}(t)+ s_{a2}(t)$'nin PWVD sonuçlarının pozitif kısımları şekil III-2 a,b,c de negatif kısımları (negatif kısımlar da daha belirgin olsun diye zaman-frekans düzleminin üst tarafında işaretlenmiştir) ise şekil III-3 a,b,c de gösterilmektedir. PWVD değerlerinin tümü, negatif ve pozitif değerlerin mutlak değerce en büyüğüne normalize edilmiştir. PWVD sonuçlarının pozitif kısmının bu işaretlerin enerji dağılımları hakkında genel bir bilgi sunduğu görülebilir. Bunun yanında enerji dağılımı bilgisi ICP etkisiyle bir miktar bozulmuştur ki bu da ICP etkisi işaret bileşenlerinden olduğu kadar pencere fonksiyonunun yan bantlarından da gelmektedir. Şekil III-2.a'da bu etki o kadar güçlüdür ki ana tepe (t=0.8 msn, f=6kHz), yakınındaki diğer bazı tepelerden daha aşağıda kalmıştır (halbuki en büyüğü bu tepe olmalıydı çünkü t=0.8msn işaretin sıfır olmayan değerlerinin orta

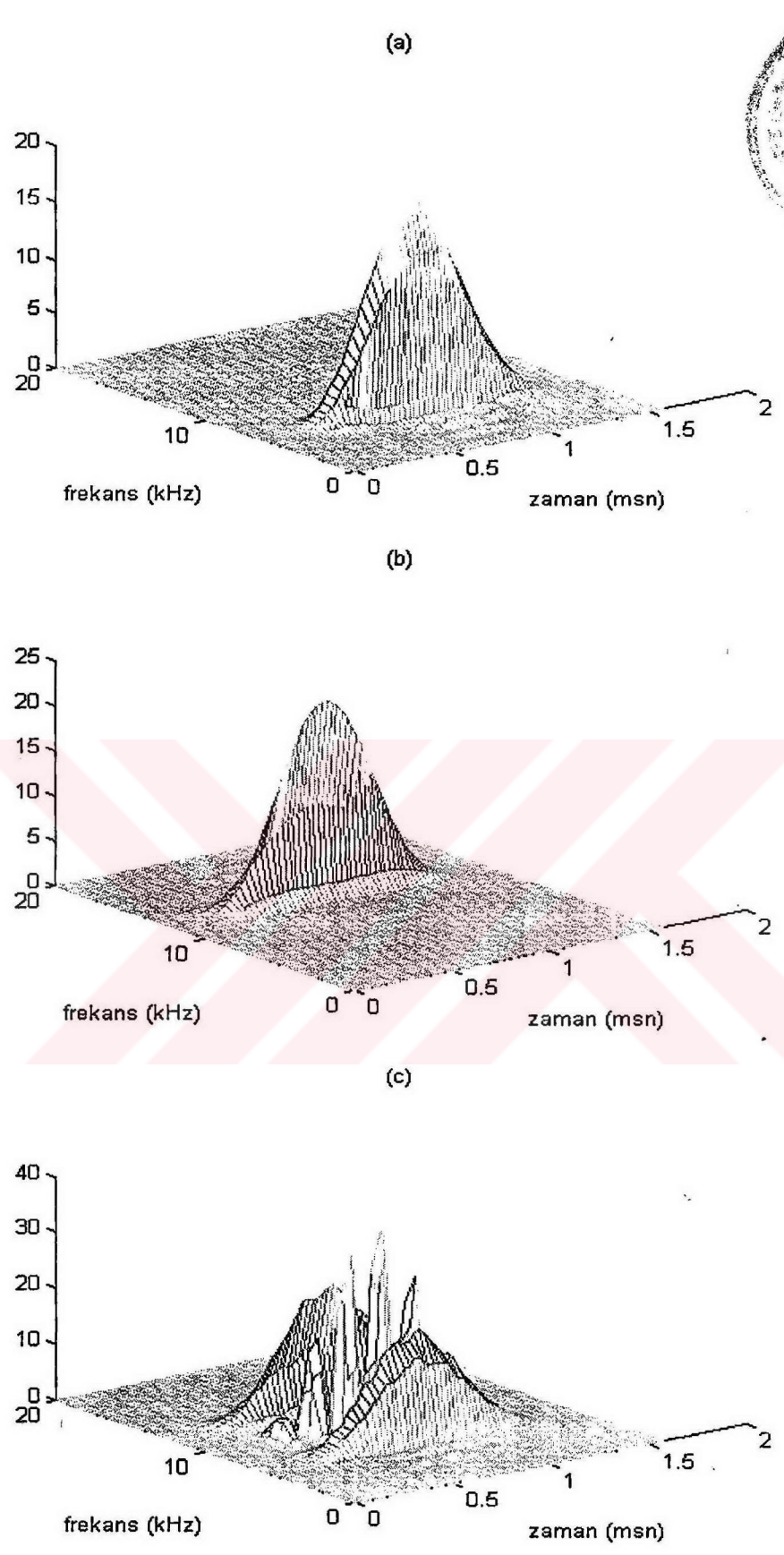
noktasıdır) .Şekil III-2.c'de ise işaretin gerçek gücünü temsil eden 6kHz ve 12kHz'deki iki tepe grubuna ek olarak 9kHz civarında sayıca daha az olan bir tepe grubu görünmektedir.



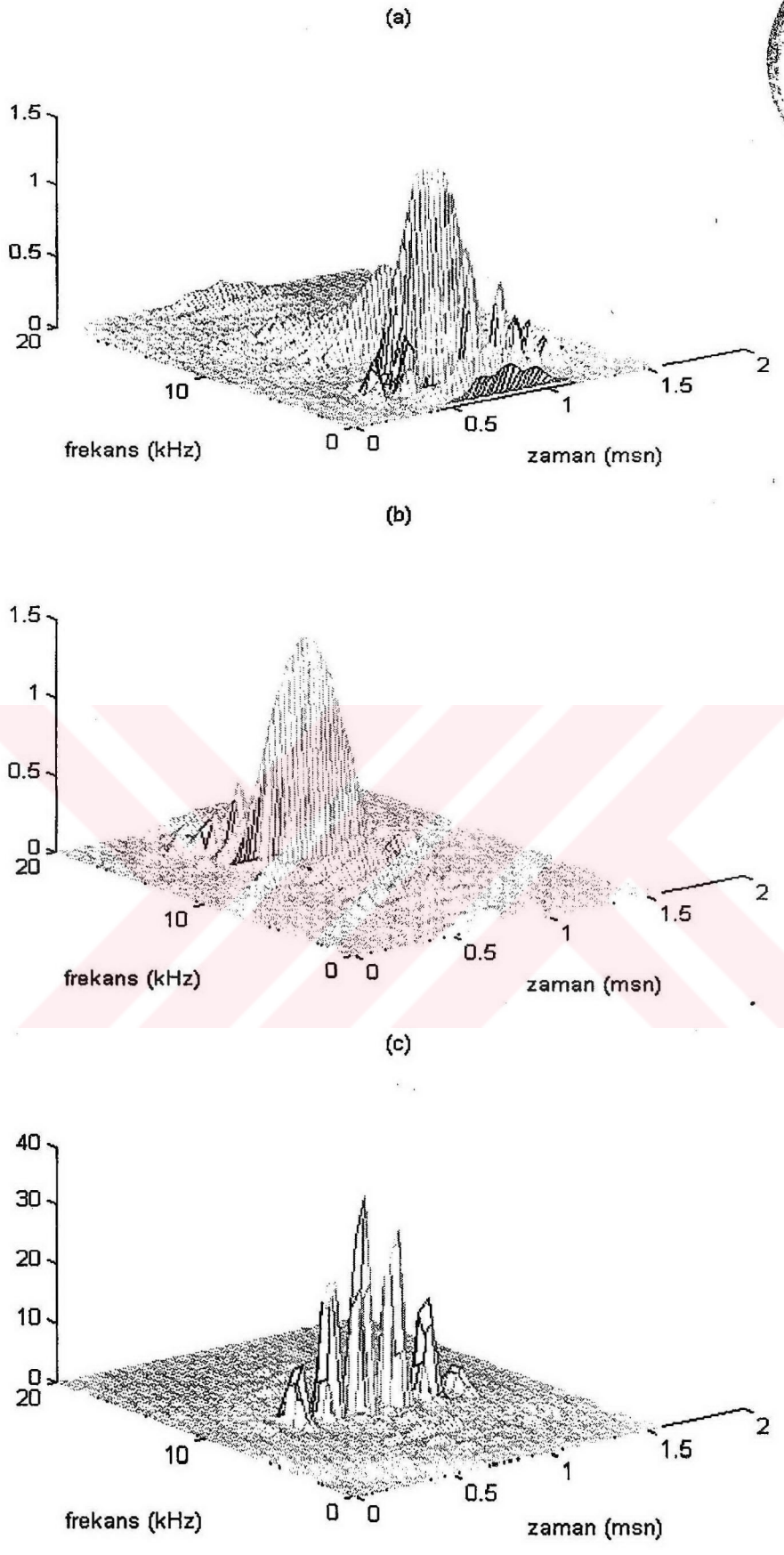
Şekil III-2. Dikdörtgensel pencere ile kesilen analitik işaretlerin WVD'lerinin pozitif kısımları. a) 6kHz'lik analitik işaret sonucu elde edilen WVD. b) 12kHz'lik analitik işaret sonucu elde edilen WVD. c) a ve b'deki işaretlerin toplamı sonucu elde edilen WVD.



Şekil III-3: Şekil III-2'deki sonuçları veren analitik işaretlerin WVD'lerinin negatif kısımları



Şekil III-4: Hanning penceresiyle kesilen analitik işaretlerin WVD'lerinin pozitif kısımları. a) 6 kHz'lik analitik işaret sonucu. b) 12 kHz'lik analitik işaret sonucu. c) a ve b'deki işaretlerin toplamından elde edilen sonuç.



Şekil III-5: Şekil III-4'deki sonucu veren aynı analitik işaretlerin WVD'lerinin negatif kısımları.

Eğer WVD'nin pozitif kısmı "yalancı-anlık güç dağılımı- (PIPD)" olarak alınırsa 9kHz civarındaki tepeler "imajiner güç" olarak adlandırılabilir. Bu imajiner gücün değeri yalnızca belirli zaman dilimlerinde yüksektir, çünkü bu güç ICP etkisindan kaynaklanmaktadır ve ICP etkisi de (III-11) eşitliği tarafından kontrol edilmektedir.

İkinci olarak bu üç analitik işarete 64-noktalık gerçel Hanning penceresi eklenmiştir. Bu şekilde pencerelenmiş $s_{a1}(t)$, $s_{a2}(t)$ ve $s_{a1}(t)+ s_{a2}(t)$ işaretlerinin PWVD sonuçlarının pozitif kısımları şekil III-4.a,b,c'de , negatif kısımları ise şekil III-5.a,b,c'de gösterilmektedir (daha kolay görülebilsin diye negatif kısım yine zaman-frekans düzleminin üstünde gösterilmektedir).

Bu şekillerde; pencere fonksiyonunun PWVD'nin yerel değerlerinde önemli değişikliklere yol açtığı açıkça görülmektedir. PWVD'nin pozitif kısmı, imajiner güç hala bulunsa da, gerçek anlık güç dağılımına daha yakındır. Çapraz güç etkisi şekil III-5'de görüldüğü gibi negatif kısımda da oldukça azaltılmıştır. Bölüm III.3'de yapılan teorik çalışmalar ışığında; PWVD'nin negatif kısmı ICP etkisi yüzünden oluşmaktadır denilebilir. Burada PWVD'nin negatif kısmının da gösterilmesinin amacı; yalnızca ICP etkisini ve bu etkinin pencere fonksiyonu ile hangi ölçüde düşürülebildiğini göstermektir. Yaptığımız simülasyondan da görülebildiği gibi daha düşük seviyeli yan bantlara sahip pencerelerin kullanımı PIPD'yi gerçek anlık güç dağılımına daha çok yakınlaştırır.

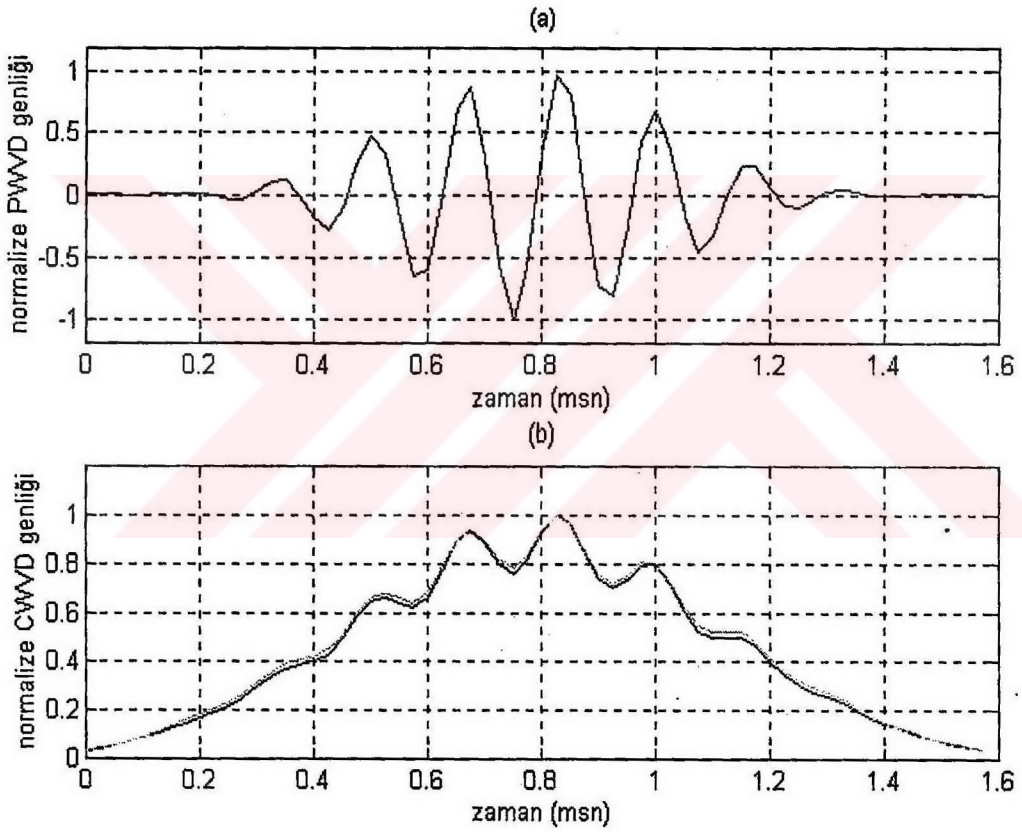
Şekil III-4.c ve III-5.c'de frekansı 8.75 kHz'de sabit tutarak; negatif ve pozitif değerlerin her ikisini birden içeren zamana bağlı bir fonksiyon şekil III-6'daki gibi elde edilebilir. Bu şekilde, komşu tepeler (değişik polaritelere sahip) arasındaki mesafe kabaca 0.08535 msn'dir. Benzer sonuçlar şekil III-2.c ve III-3.c'den de elde edilebilir. 9kHz civarındaki tepelerin yalnızca 6kHz ve 12kHz bileşenleri arasındaki ICP'den kaynaklandığını farz ederek ve (III-11) eşitliğinden:

$$\left|2\pi f_2 - 2\pi f_1\right| \cdot 0.0835 msn \approx \pi \qquad \text{(III-49)}$$

olur. Ve bu da çapraz gücün önemli seviyelere çıkma koşulunu göstermektedir. Bu koşul, şekil III-2.c,III-3.c,III-4.c ve III-5.c'de 9kHz civarında her 0.0835 msn'de bir

neden bir tepenin oluştuğunu izah etmektedir. Tüm bu şekillerde en yüksek genlikli tepeler 9kHz civarında oluşmaktadır. Bunun sebebi, (III-8) ve (III-9) eşitliklerine göre, ω_n veya ω_m frekanslarında işaretin gücüne yalnızca bir terim etki ederken $\omega=(\omega_n + \omega_m) / 2$ frekansında en az iki terimin etkisinin bulunmasıdır.

(III-2)'den (III-5)'e kadar olan şekiller bir kez daha gözden geçirilirse özet olarak şu sonuçlar elde edilebilir: i) Pencere fonksiyonu kullanımı, PWVD'nin pozitif kısmında "gerçek gücü" temsil eden tepeleri kuvvetlendirmekte ve yine pozitif kısımdaki yan bantlarda da önemli değişimlere yol açmaktadır. ii) Pencere fonksiyonu kullanımı PWVD'nin negatif kısmında ICP tarafından oluşturulan tepeleri de kuvvetlendirmektedir.



Şekil III-6: WVD ve CWD'deki ICP etkisi. a) Şekil III-4.c ve III-5.c'den, 8.75 kHz'deki (frekans domenindeki 15.bit) genlik değerlerinden elde edilen eğri. b) Şekil III-7.a'dan 6.25 ve 11.875 kHz'lerdeki genlik değerlerinden elde edilen eğriler (frekans domenindeki 11 ve 20. bitler).(yeşil:6.25kHz, eflatun:11.875kHz)

III.6.2. Simülasyon 2: CWD'de ICP Etkisi

i) Simülasyon 2-a: CWD tarafından tüm düzleme yayılan ICP

Şekil III-4.c ve şekil III-5.c'deki sonuçları veren aynı pencerelenmiş işaret, σ=1 olan CWD ile analiz edilmiştir. Analiz edilirken Matlab programı kullanılmış olup CWD sonuçlarında zaman domeni yumuşatma penceresi olarak 5-noktalık Hamming penceresi, frekans domeni yumuşatma penceresi olarak da 15-noktalık Hamming penceresi kullanılmıştır (tfrcw.m programındaki (Matlab zaman-frekans analiz alet kutusu fonksiyonu) giriş değerleri). CWD sonuçlarının pozitif ve negatif kısımları, sırasıyla, şekil III-7.a ve şekil III-8.a'da verilmektedir. Şekil III-4.c ve şekil III-7.a. karşılaştırılarak (bunlar aynı işaretin WVD'si ve CWD'si olmaktadır); WVD'de hesaplanan işaret gücünün düzgün olduğu fakat CWD'de bu işaret gücü değerlerinin "genlik modüleli" bir hal aldıkları gözlemlenebilir. Şekil III-7.a'da, frekansı 6.25kHz ve 11.875kHz'e sabitleyerek, iki adet zamana bağlı fonksiyon elde edilmiş ve elde edilen bu işaretler şekil III-6.b'de gösterilmiştir. Şekil III-4.c, III-7.a ve III-6.a ve b'den CWD'nin WVD'de 9kHz'de olan ICP bileşenini (şekil III-6.a veya şekil III-4.c ve şekil III-5.c'deki orta tepe dizisi) diğer tüm frekanslara yaydığı açıkça görülmektedir.

Bütün bir düzleme yayılan ICP bileşenleri gerçek anlık işaret gücüne 6.25kHz ve 11.875kHz'lerde eklenmekte (şekil III-4.c'deki en düşük ve en yüksek frekanslardaki iki tepe dizisi) ve sonuçta şekil III-6.b'de görülen iki eğriyi oluşturmaktadır. Bu ICP bileşenleri kendi biçimlerini ve periyotlarını, şekil III-6.a'da gösterilen WVD'de olduğu gibi, korumaktadırlar.

ii) Simülasyon 2-b: ICP ve CWD'deki frekans farkı arasındaki ilişki

(2-a) Simülasyonu, 6 ve 12 kHz'lik sinüzoidal frekans bileşenleri 3kHz ve 17kHz'lik olan bileşenlerle değiştirilerek, tekrarlanmıştır. CWD sonuçlarının pozitif ve negatif kısımları şekil III-7.b ve III-8.b'de verilmektedir. Buradan 3 ve 17kHz'lerdeki "genlik modülasyonlarının" bu kez oldukça zayıf olduğu gözlemlenmektedir. Çünkü bu frekanslar aritmetik ortalamalarından oldukça uzaktadır (III-40 eşitliğindeki $\Delta\omega$ daha büyüktür) ve bu sebeple iki frekanstaki ICP daha düşük seviyede kalmaktadır.

iii) Simülasyon 2-c: CWD'de ICP ile σ arasındaki ilişki

(2-a) Simülasyonu σ parametresi 1'den 40'a çıkarılarak tekrarlanmıştır. CWD sonuçlarının pozitif ve negatif kısımları şekil III-7.c ve III-8.c'de verilmektedir. Bu sonuçları şekil III-7.a ve III-8.a'dakilerle karşılaştırarak 6 ve 12 kHz'lerdeki "genlik modülasyonlarının" belirgin bir biçimde düştükleri gözlemlenebilir. ICP, diğer bantlara düşük miktarda yayılabildiği için 9kHz civarında da az sayıda güçlü ICP tepesi kalmıştır.

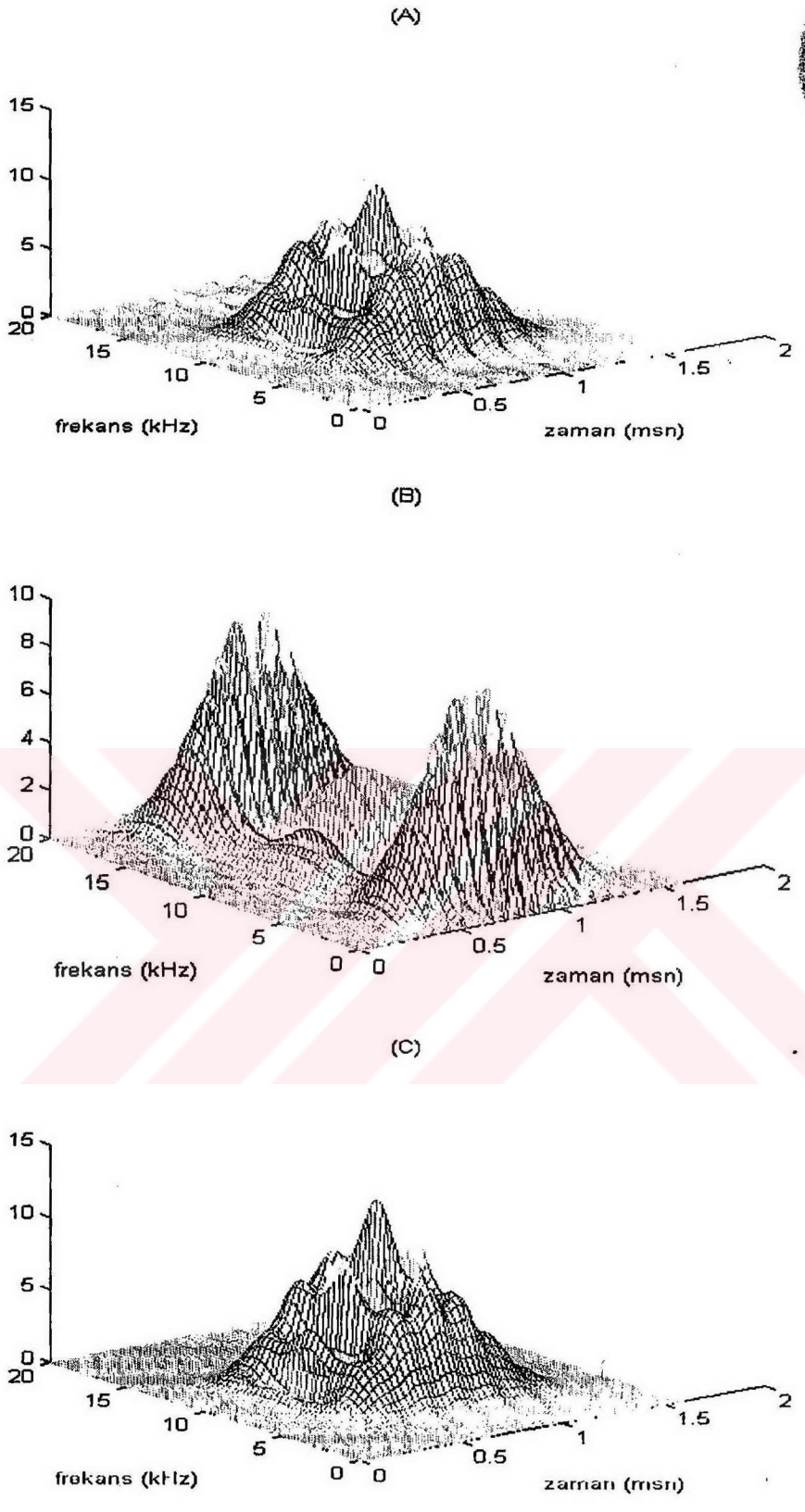
III.6.3. Simülasyon 3: Durağan İşaretlerden Elde Edilen IF ve PIMF Üzerine olan ICP Etkisinin WVD Kullanılarak Test Edilmesi

Bütün simülasyonlarda, IF ve PIMF hesaplamak için ayrık-PWVD (Claasen and Mecklenbrauker 1980,kısım-2) ve (III-18) ile (III-25) eşitliklerinin ayrık formları kullanılmıştır. Gerçek işaretlerin analitik eşlerini elde etmek için ise yine (III-48) eşitliği kullanılmıştır.

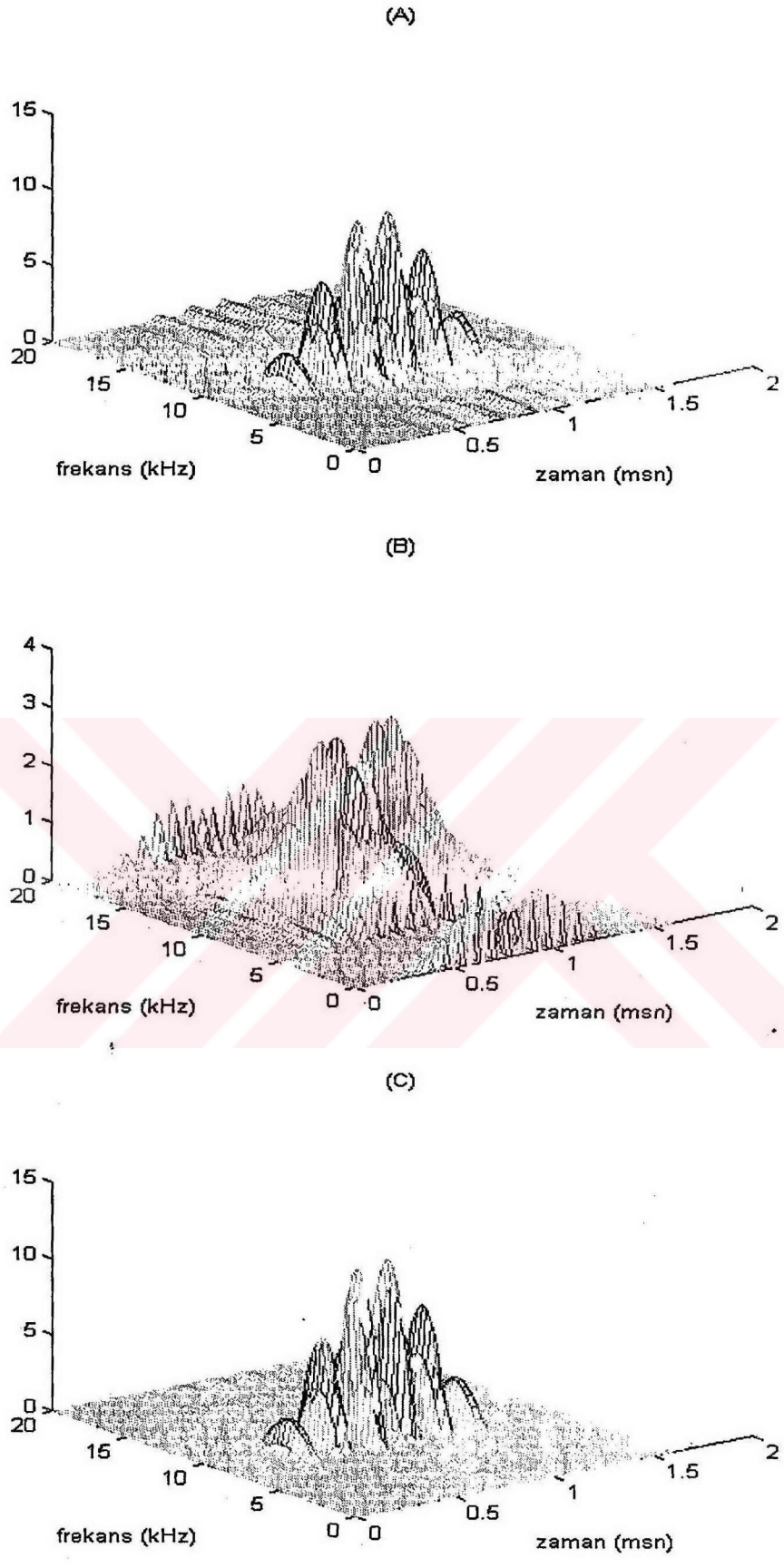
Bu simülasyonlarda kullanılan datalar öyle kaydırılmıştır ki; Boashash ve Black (1987) tarafından ortaya konulduğu biçimde her 128'lik data bloku için sadece $W_x(0,\omega)$ hesaplanmıştır. Simülasyonlarda Matlab programından yararlanılmıştır. Bu bölümdeki simülasyonlarda da örnekleme frekansı 40 kHz alınmıştır. Programlama dilindeki yalancı-random sayı üreteci, yalancı-beyaz gürültü kaynağı olarak kullanılmıştır. Her bir simülasyon öncesi , SNR (işaret/gürültü oranı) aşağıdaki biçimde hesaplanabilir:

$$\hat{SNR} = \frac{\frac{1}{128}\sum_{i=0}^{127} x^2(i)}{\frac{1}{32}\sum_{i=0}^{31}\frac{1}{128}\sum_{j=0}^{127} n^2(128i+j)} \qquad \text{(III-50)}$$

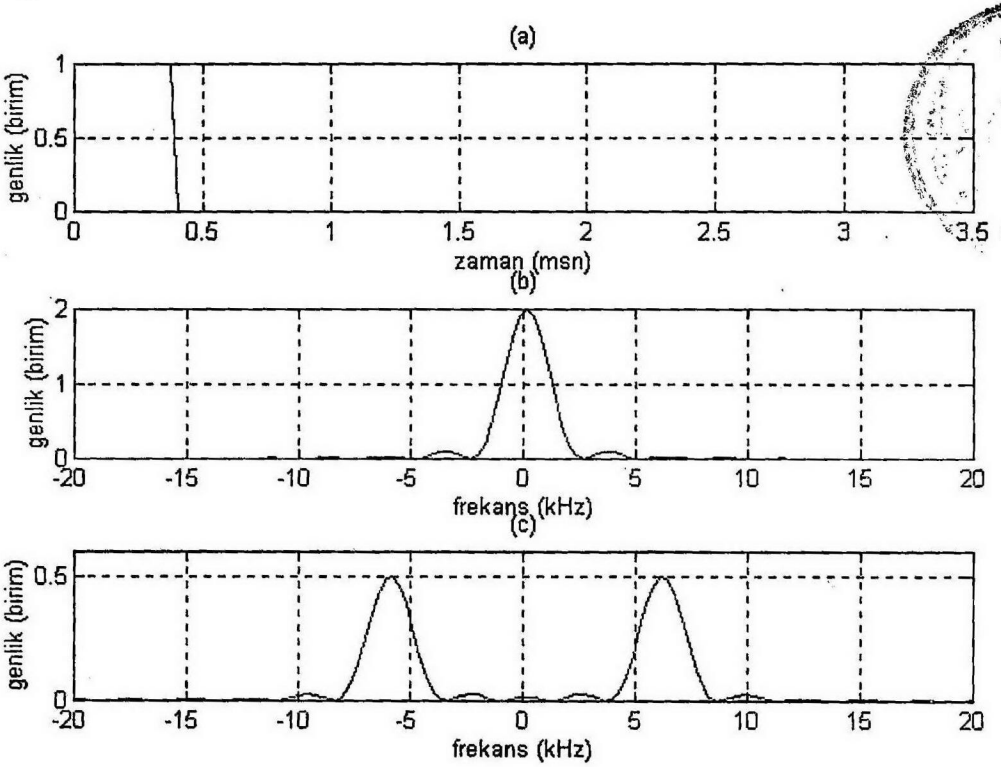
Burada x(i) ve n(i), zaman indeksi i olan işaret ve bu işaretin normalize gürültü değerleridir.



Şekil III-7. Gerçel Hanning penceresi tarafından kesilmiş olan analitik işaretlerin CWD'lerinin pozitif kısımları. a) 6 ve 12kHz'lik işaretlerin toplamının CWD'si (σ=1). b) 3 ve 17kHz'lik işaretlerin toplamının CWD'si (σ=1). 6 ve 12kHz'lik işaretlerin toplamının CWD'si (σ=40).



Şekil III-8: Gerçel Hanning penceresiyle kesilen analitik işaretlerin CWD'lerinin negatif kısımları.



Şekil III-9: Simülasyonlarda kullanılan dar-bantlı işaretler. a) Dikdörtgensel işaret. b) a'daki işaretin spektrumu. c) a'daki işaretin f_0 frekanslı bir sinüs işaretiyle çarpıldıktan sonra spektrumu. (a'daki dikdörtgen darbenin genişliği τ, c'deki ana lobun bulunduğu yer f_0 bu f_0 etrafındaki bant genişliği df)

Bir sinüs dikdörtgensel pencereyle çarpılarak, dar bantlı bir işaret elde edilmiştir. Pencere ve onun spektrumu şekil III-9.a ve b'de, sonuç işaretin spektrumu ise şekil III-9.c'de gösterilmektedir. İşaretin merkez frekansı sinüs dalgasınınkiyle aynıdır. Ana lobun genişliği ise pencerenin boyu olan "τ" tarafından kontrol edilmektedir. O halde 40 kHz'lik bir örnekleme frekansı ve 2.5msn'lik (100 nokta) bir pencere genişliği için dar bantlı işaretin ana lobunun genişliği yaklaşık olarak 800 Hz olur.

i) Simülasyon 3-a: Frekans domeninde yalnızca bir tek ana lobu bulunan işaretler

Merkez frekansı 12.8kHz olan ve yukarıda anlatılan şekilde üretilen dar bantlı işarete bir yalancı-beyaz gürültü eklenmiş, daha sonra da gürültülü dataları kesmek için 128-noktalık kayan bir pencere kullanılmıştır. Bu sayede 200 adet IF ve PIMF hesaplaması yapılabilmiştir. Değişik SNR oranları için hesaplanan farklı IF ve PIMF değerleri şekil III.10 ve III.11'de,sırasıyla, verilmektedir. Sonuçlar şunu

göstermektedir: SNR oranı daha düşük olduğunda IF sonuçları daha fazla değişim göstermekte, bunun yanında yüksek SNR oranları için IF ve PIMF'nin her ikisi birden 12.8kHz civarında yoğunlaşmaktadır.

Şekil III-10.d ve şekil III-11.d, geniş bantlı işaret olarak kullanılan yalancı-beyaz gürültü için (200 tane 128-nokta gürültü data blokları kullanılarak) hesaplanan IF ve PIMF sonuçlarını göstermektedir. Buradan, PIMF'in daha kararlı olduğu ve tüm frekans bileşenlerinin ağırlıklı ortalama sonuçlarıyla yaklaşık aynı güce ulaştığı hakkında daha açık belirtiler sunduğu görülebilir.

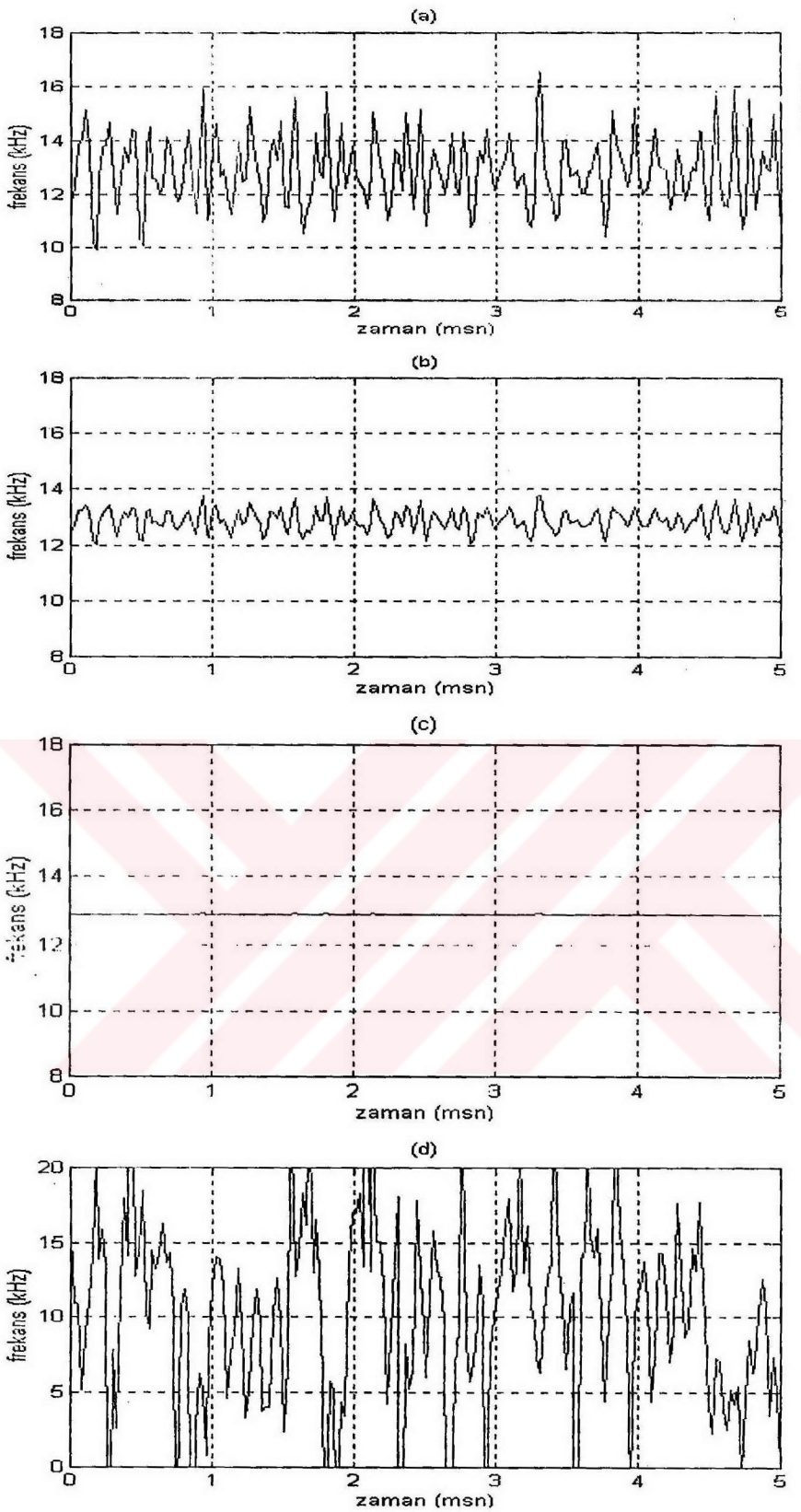
ii) Simülasyon 3-b: Frekans domeninde iki ana lobu bulunan işaretler

6.4kHz ve 16kHz merkezi frekanslı ve eş genlikli iki dar bantlı işaretin toplamına yalancı-beyaz gürültü eklenmiştir. Gürültülü veriyi keserek 200 adet IF ve PIMF hesabını yapmak için yine 128-noktalık kayan bir pencere kullanılmıştır. Değişik SNR oranları için bu IF ve PIMF hesaplamaları, sırasıyla, şekil III-12 ve III-13'de sunulmaktadır.

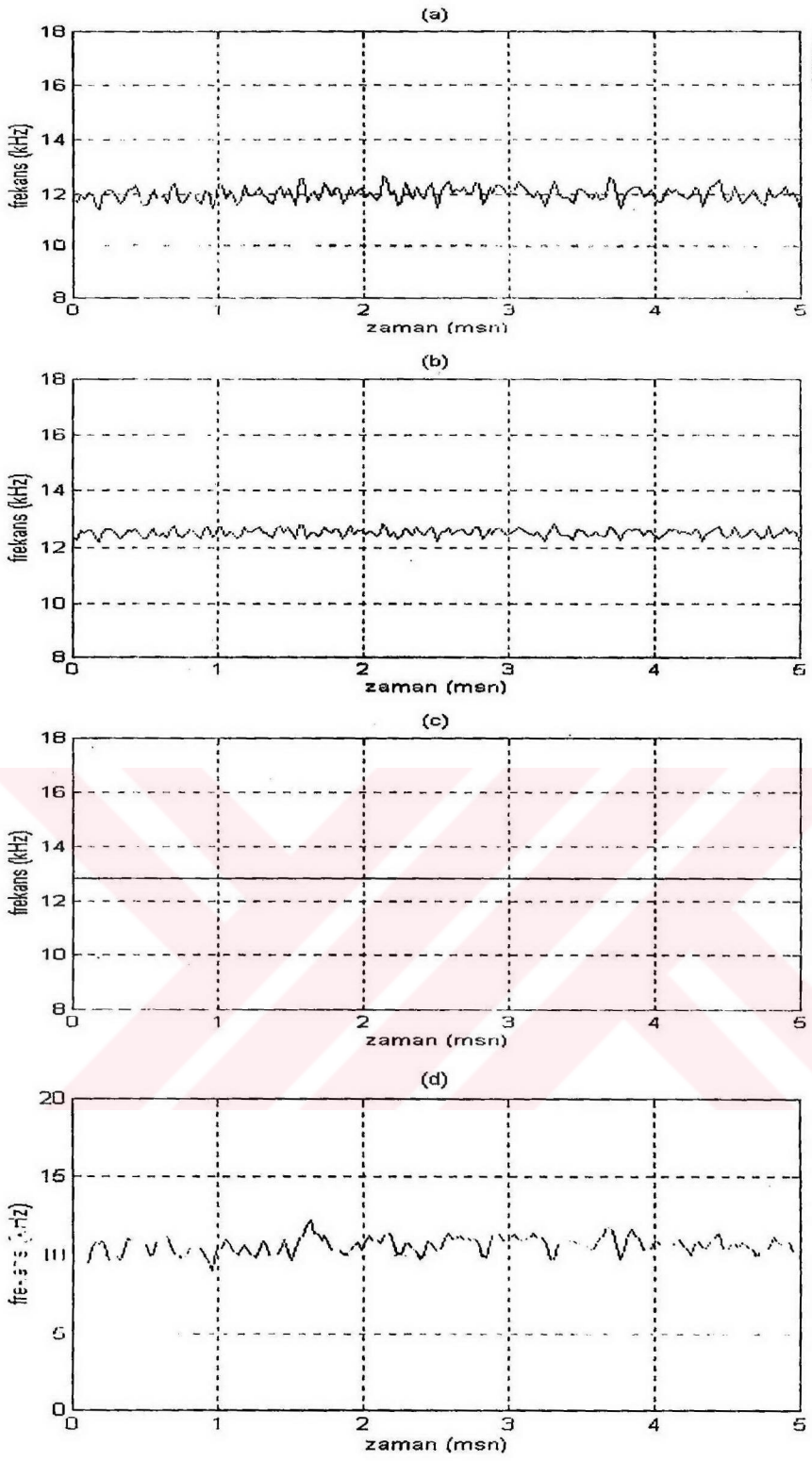
İki dar bantlı işaretin merkez frekansları 3.2kHz ve 16kHz olarak değiştirilerek yukarıdaki işlemler tekrarlanmıştır. Değişik SNR oranları için IF ve PIMF hesaplamalarının sonuçları, sırasıyla, şekil III.14 ve III.15'de gösterilmektedir.

Şekil III-12 ile III.14, şekil III.13 ve III.15'le karşılaştırılırsa şu sonuca varılabilir: SNR oranı çok yüksek olsa bile IF ICP etkisine maruz kalmakta, PIMF ise oldukça kararlı bir tutum sergilemekte ve iki işaretin merkez frekanslarının şiddet-ağırlıklı ortalama frekansına yakınsamaktadır. Şekil III-12 ile şekil III-14 karşılaştırılarak da ICP'nin IF üzerine etkisinin frekansa bağlı olduğu sonucu çıkarılabilir.

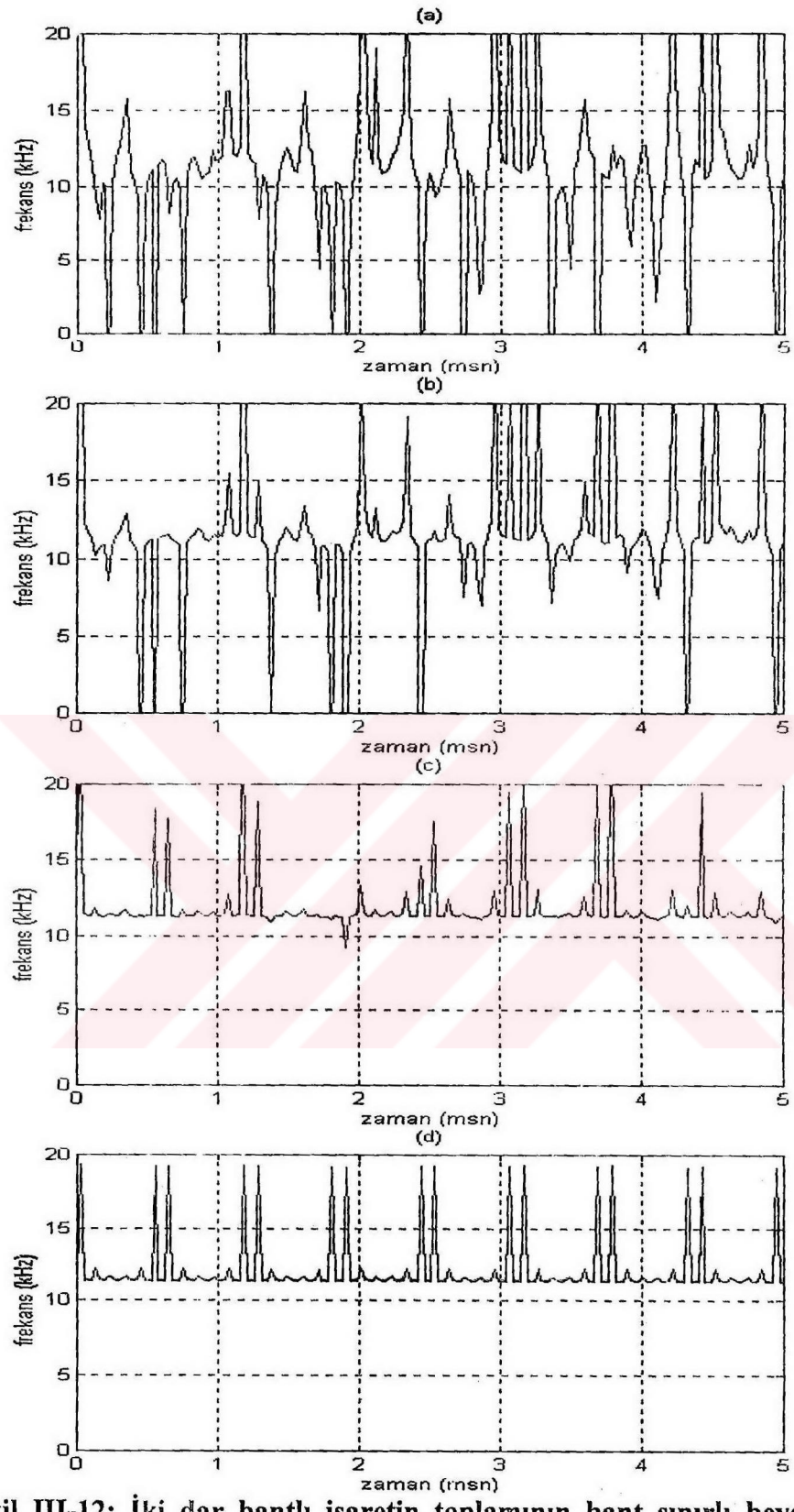
Şekil III-12 ve III-14'deki gibi değişen IF sonuçlarının periyodununun doğrudan (III-11) eşitliğiyle hesaplanması imkansızdır. Zira bu şekillerdeki görülen IF sonuçlarında toplam ICP etkisi asimetriktir ve toplam ICP etkisinin asimetrik olduğu durumlarda da (III-11) eşitliği doğrudan kullanılamaz.



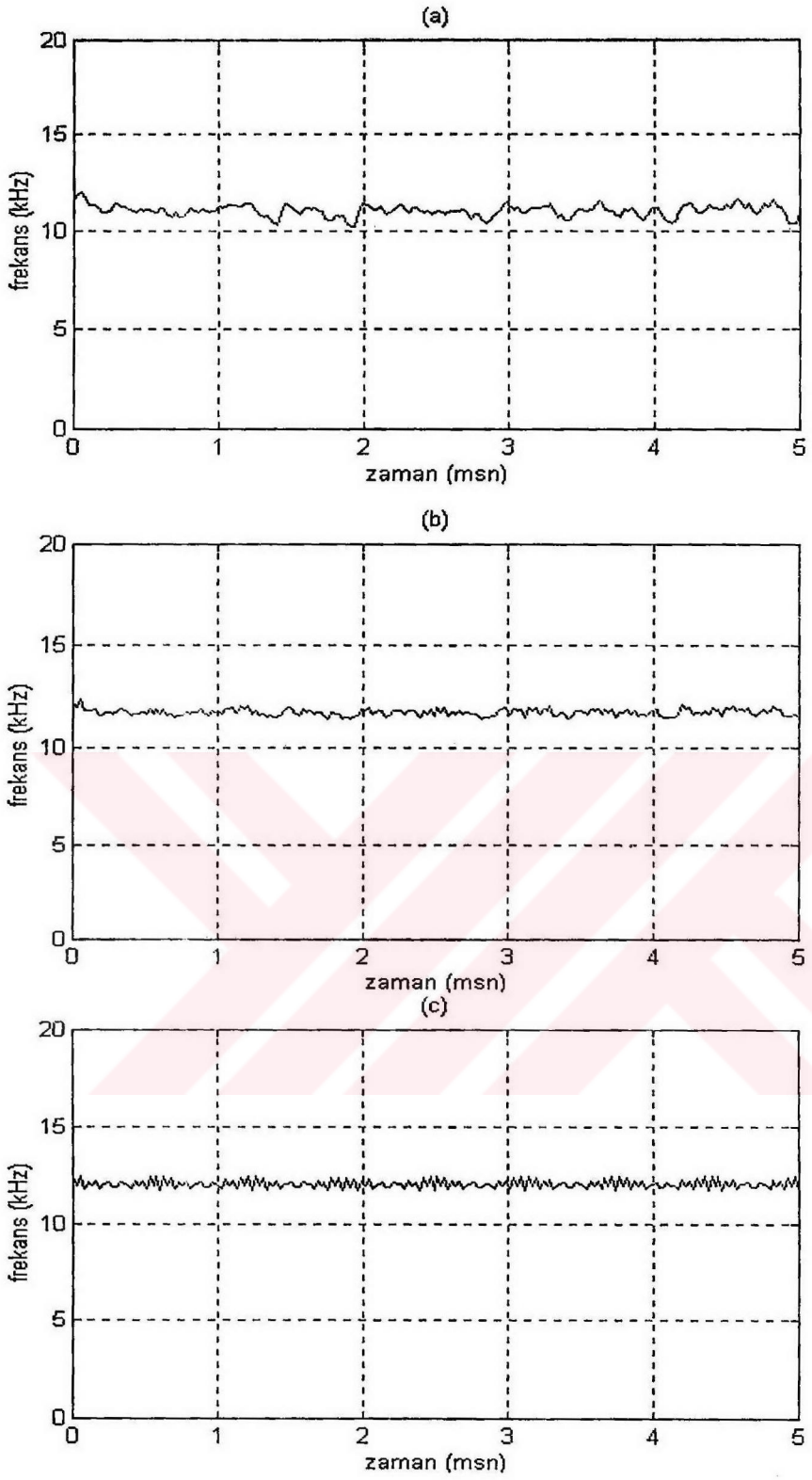
Şekil III-10: Bant sınırlı beyaz gürültü ile bozulmuş dar bantlı işaretler için IF simülasyon sonuçları. Dar bantlı işaretin merkez frekansı 12.8kHz, ana lobunun genişliği yaklaşık 800Hz. a) SNR=10dB için sonuçlar. b) SNR=20dB için sonuçlar. c) SNR=60dB için sonuçlar. d) SNR=-∞ (sadece bant sınırlı gürültü) için sonuçlar.



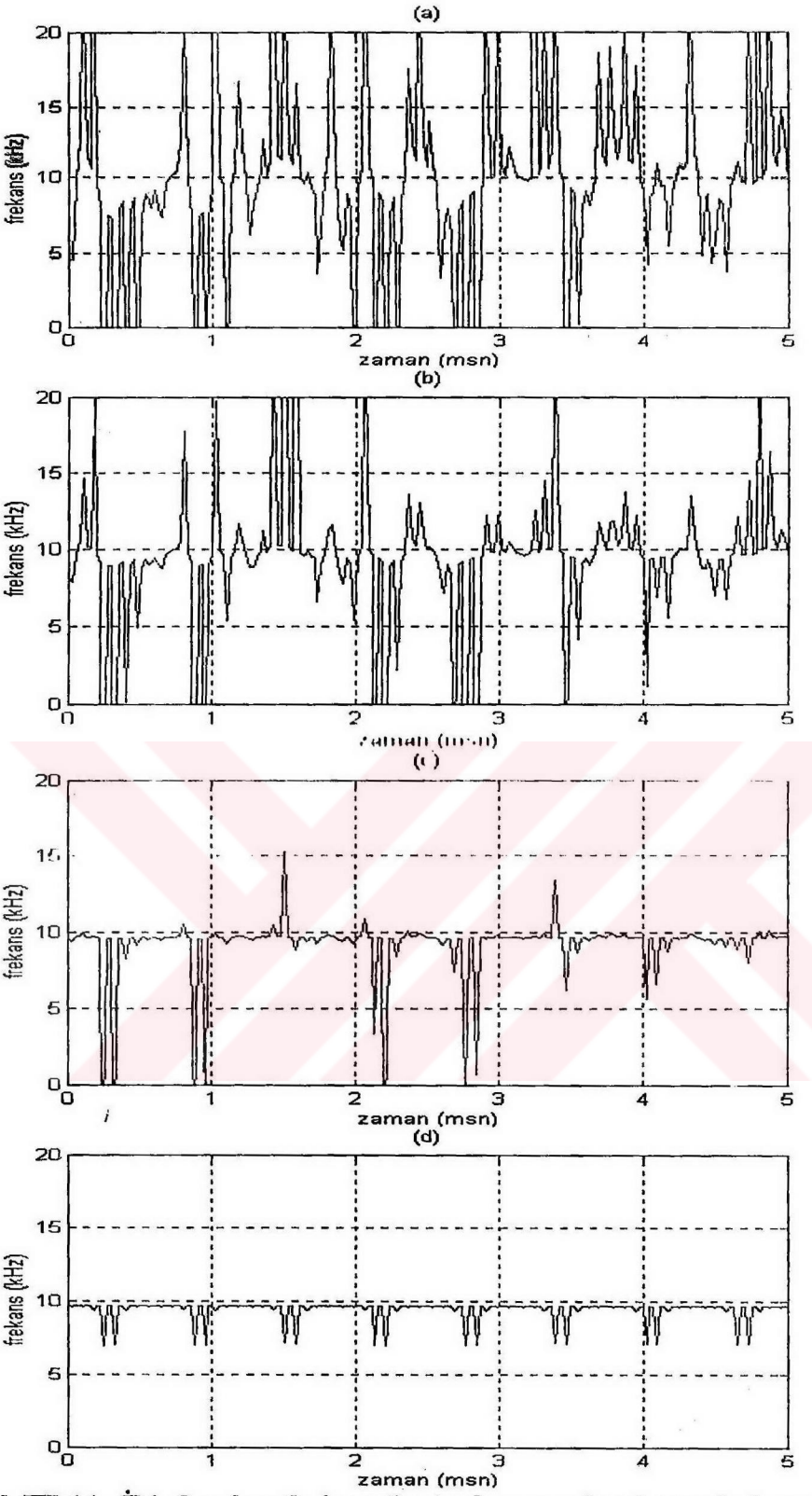
Şekil III-11: Bant-sınırlı beyaz gürültüyle bozulmuş dar bantlı işaretler için PIMF simülasyon sonuçları. Dar-bantlı işaretin merkez frekansı 12.8kHz ana lob genişliği yaklaşık 800Hz. a) SNR=10dB için sonuçlar. b) SNR=20dB için sonuçlar. c) SNR=60dB için sonuçlar. d) SNR=-∞ (sadece bant sınırlı gürültü) için sonuçlar.



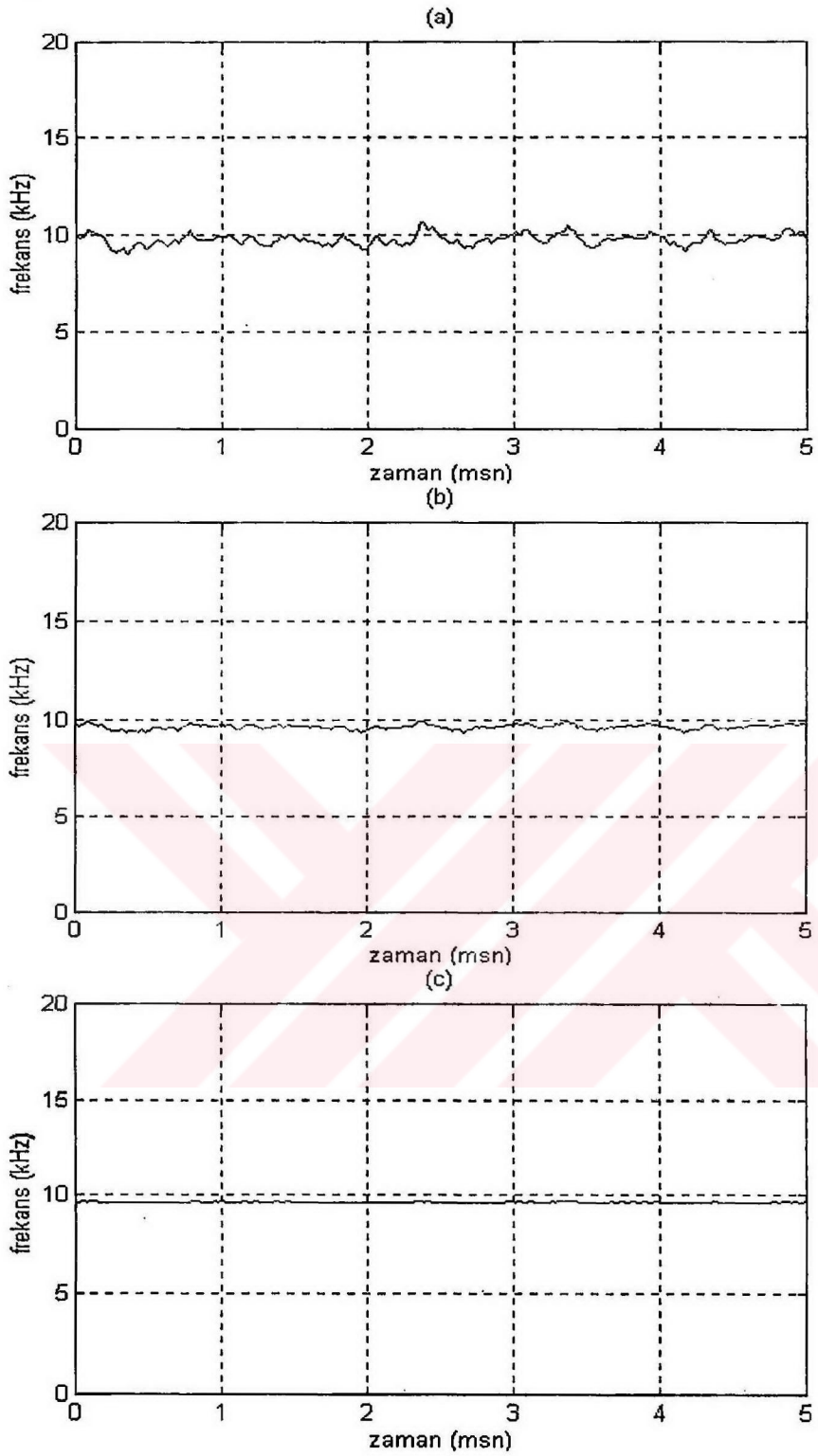
Şekil III-12: İki dar bantlı işaretin toplamının bant sınırlı beyaz gürültüyle bulaşmış halinin IF sonuçları. Dar bantlı işaretlerin merkez frekansları 6.4 ve 16kHz, ana loblarının genişlikleri ise 800Hz civarında. a) SNR=10dB için elde edilen sonuç. b) SNR=20dB için elde edilen sonuç. c) SNR=40dB için elde edilen sonuç. d) SNR=80dB için elde edilen sonuç.



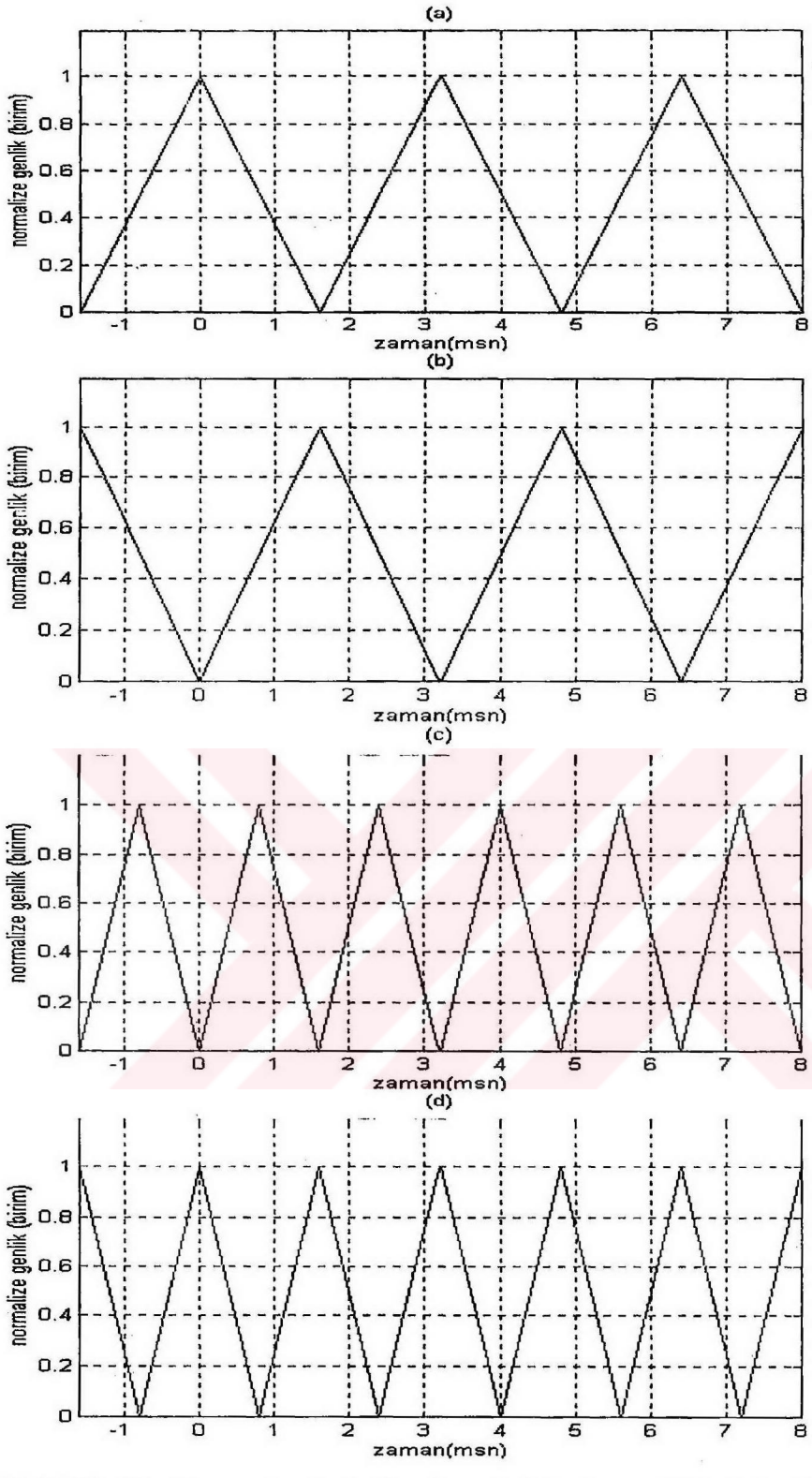
Şekil III-13:İki dar bantlı işaretin toplamının bant sınırlı beyaz gürültüyle bulaşmış halinin PIMF sonuçları. Dar bantlı işaretlerin merkez frekansları 6.4 ve 16kHz, ana loblarının genişlikleri ise 800Hz civarında. a) SNR=10dB için elde edilen sonuçlar. b) SNR=20dB için elde edilen sonuçlar. c) SNR=40dB için elde edilen sonuçlar.



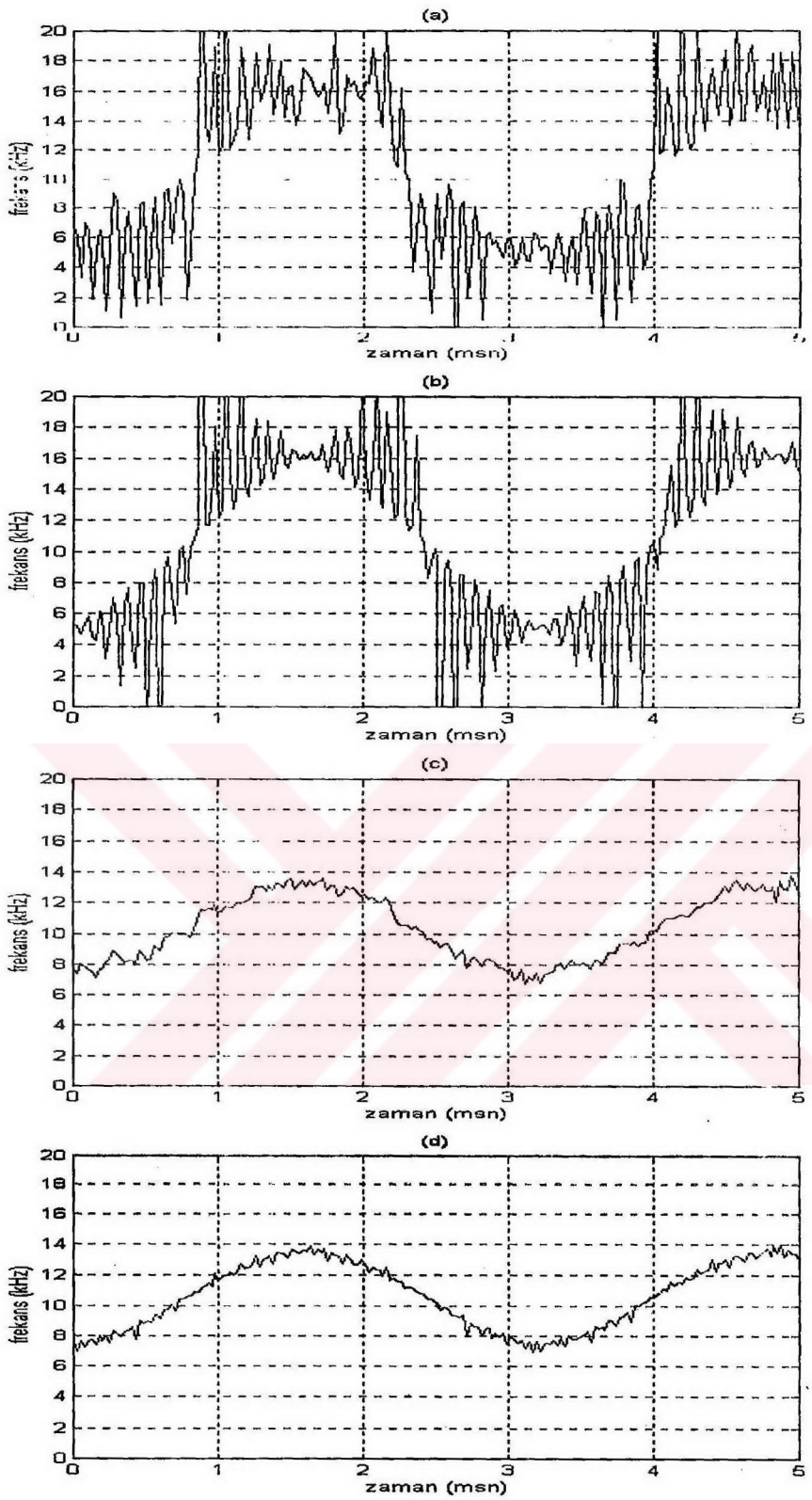
Şekil III-14: İki dar bantlı işaretin toplamının bant sınırlı beyaz gürültüyle bulaşmış halinin IF sonuçları. Dar bantlı işaretlerin merkez frekansları 3.2 ve 16kHz, ana loblarının genişlikleri ise 800Hz civarında. a) SNR=10dB için elde edilen sonuç. b) SNR=20dB için elde edilen sonuç. c) SNR=40dB için elde edilen sonuç. d) SNR=80dB için elde edilen sonuç.



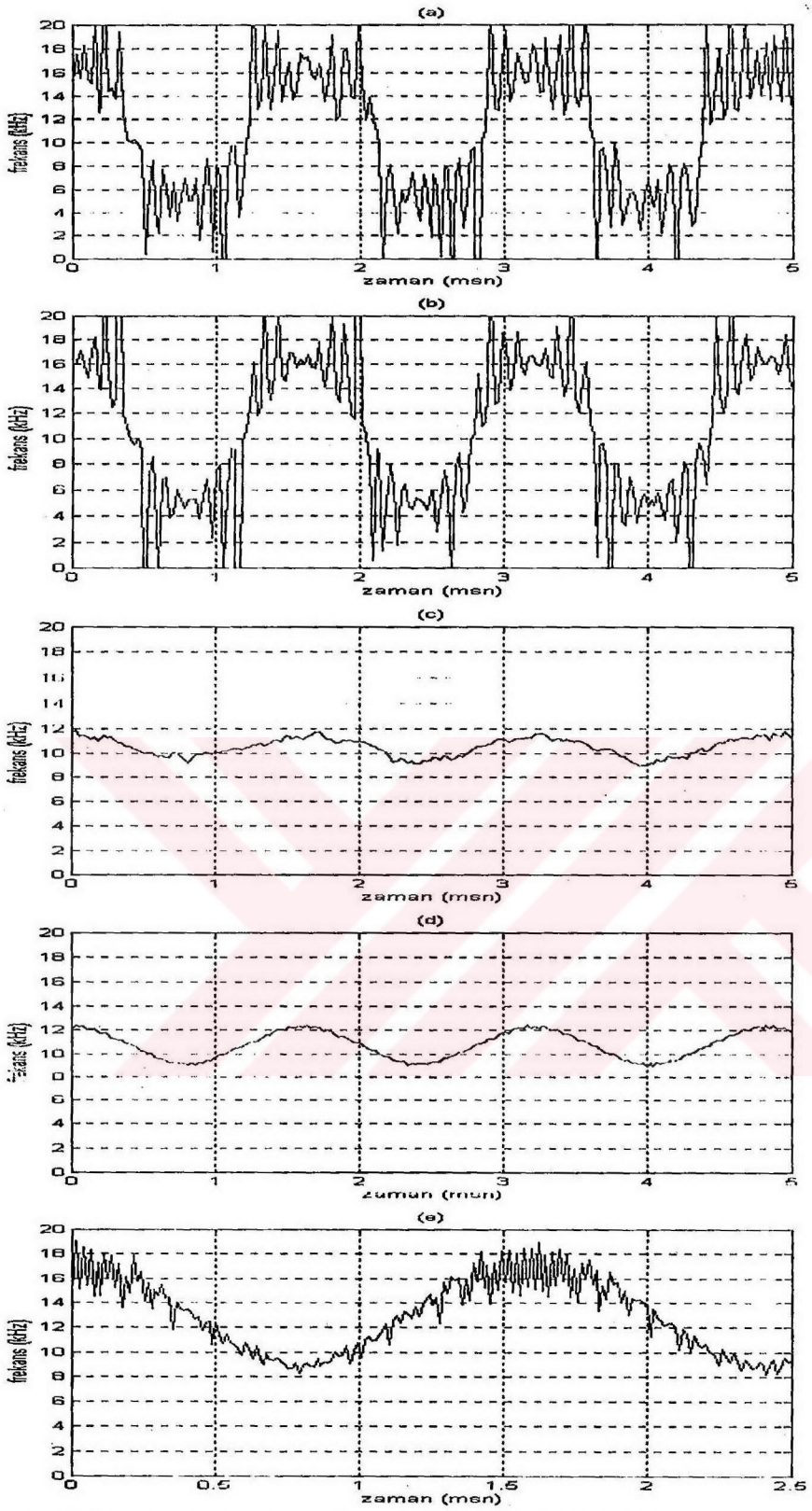
Şekil III-15: İki dar bantlı işaretin toplamının bant sınırlı beyaz gürültüyle bulaşmış halinin PIMF sonuçları. Dar bantlı işaretlerin merkez frekansları 3.2 ve 16kHz, ana loblarının genişlikleri ise 800Hz civarında. a) SNR=10dB için elde edilen sonuç. b) SNR=20dB için elde edilen sonuç. c) SNR=40dB için elde edilen sonuç.



Şekil III-16: Simülasyonlarda kullanılan sinüslerin genliklerinin değişimi. a) 6.4 kHz frekanslı sinüsün genliğinin değişim periyodu 3.2msn. b) 16 KHz frekanslı sinüsün genliğinin değişim periyodu 3.2msn. c) 6.4 kHz frekanslı sinüsün genliğinin değişim periyodu 1.6 msn. d) 16 kHz frekanslı sinüsün genliğinin değişim periyodu 1.6 msn.



Şekil III-17: Genlikleri ve frekansları şekil III-16 a ve b'deki gibi, iki sinüsoidalin toplamı olan ve bant sınırlı beyaz gürültüye bulaşmış olan işaretin IF ve PIMF simülasyon sonuçları. a) SNR=10dB için IF sonuçları. b) SNR=40 dB için IF sonuçları. c) SNR=10dB için PIMF sonuçları. d) SNR=40dB için PIMF sonuçları.



Şekil III-18: Genlikleri ve frekansları şekil III-16 c ve d'deki gibi, iki sinüsoidalin toplamı olan ve bant sınırlı beyaz gürültüye bulaşmış olan işaretin IF ve PIMF simülasyon sonuçları. a) SNR=10dB için IF sonuçları. b) SNR=40 dB için IF sonuçları. c) SNR=10dB için PIMF sonuçları. d) SNR=40dB için PIMF sonuçları. e) SNR=40dB için PIMF sonuçları, fakat burada örnekleme frekansı 40kHz'den 80kHz'e çıkarılmıştır.

III.6.4. Simülasyon 4: Zamanla Değişen İşaretler için Çapraz-Güç (Cross-Power) Etkisi

Yalancı-zamanla-değişen işaretler genlikleri zamanla değişen iki adet s_1 (t) ve s_2(t) sinüsoidinin toplanmasıyla elde edilmiştir. s_1 (t) ve s_2(t) işaretlerinin frekansları, sırasıyla, 6.4kHz ve 16kHz seçilmiştir. IF ve PIMF hesaplamalarından önce yukarıdaki işarete yalancı-beyaz gürültü eklenmiştir. 128-noktalık kayan bir pencere, dataları 200 adet hesaplama yapacak şekilde kesmek için kullanılmıştır.

s_1 (t) ve s_2(t)'nin normalize genlikleri başlangıçta şekil III-6.a ve b'deki gibi seçilmiştir (genlik değişimlerinin periyodu 32msn'dir). 10dB ve 40dB'lik SNR oranları için IF sonuçları şekil III.17.a ve b'de sunulmakta ve bunların PIMF karşılıkları da şekil III.17 c ve d'de gösterilmektedir. Buradan, PIMF'nin iki sinüsoidin güç değişimlerini kabaca izleyebildiği ve zamanla-değişen işarette hangi frekansın egemen olduğunu gösterebildiği rahatça görülebilir. Öte yanda ise IF, düşük ve yüksek SNR'ların her ikisinde de daha fazla kararsızlık (daha hızlı değişimler) göstermektedir.

Bundan sonra, s_1 (t) ve s_2(t)'nin normalize genlikleri, şekil III.16-c ve d'deki gibi , daha hızlı değişen fonksiyonlara tabi tutulmuştur (genlik değişimlerinin periyodu bu sefer 1.6 msn'dir).

10dB ve 40dB'lik SNR oranları için IF sonuçları şekil III-18.a ve b'de, PIMF karşılıkları da şekil III-18.c ve d'de verilmektedir. Bu koşullar altında PIMF, hala, bu iki frekansın güç değişimlerini kabaca takip edebilmektedir. Bununla birlikte, genlik-modüleli işaretlerin genlikleri daha hızlı değiştiğinden PIMF sonuçlarına bazı hesaplama hataları karışmaktadır. Bu hataların sistemin örnekleme frekansını artırarak yok edilebileceği bulunmuştur. Çünkü çarpraz-güç (cross-power), zamanla değişen işaretin bileşenlerinin genlik değişim hızlarına bağlıdır.

Örnekleme frekansının daha yüksek olduğu bu koşullar için simülasyon sonuçları şekil III-18.e'de gösterilmiştir (burada örnekleme frekansının 40kHz yerine 80kHz olmasından başka bütün koşullar şekil III-18.d'dekiyle aynıdır) (sonuçların yalnızca 0-20kHz ve 0-2.5msn arasındaki kısmı şekil III-18.e'de sunulmaktadır).

Burada hatanın önemli oranda düşürülebildiği gözlemlenebilmektedir (örneğin, eğrinin tepeleri gerçek en yüksek frekans olan 16kHz'e daha yakındır).

Daha ilerleyen araştırmalar şunu göstermiştir: 40kHz'lik bir örnekleme frekansı için, eğer genlik değişimlerinin periyodu 3.2msn'den uzunsa, f_1 ve f_2 iki bileşenin frekansları olmak üzere, hata genellikle $|f_2 - f_1|$'in %10'undan düşük olmaktadır.

Öte yandan; ortalama alma işlemi yürütülse bile ortalama alıcılar frekans değişimlerini yansıtmak için çok yavaş (ortalama alma süresi çok uzun), veya tepeleri yok etmek için çok hızlı (ortalama alma süresi çok kısa) olduklarından kararlı olmayan IF sonuçları için böyle düşük hatalar elde edebilmek oldukça zordur. Her ne kadar, analiz edilen işaretlerde bulunan frekans bileşenlerinin tüm kombinasyonlarını simüle etmek mümkün görünmese de, bu bölümdeki sonuçlar; çapraz-gücün (cross-power) PIMF'i nasıl etkilediği ve bu etkinin nasıl düşürülebileceği hakkında genel bir görüş sunmaktadır.

III.7. Bölüm Sonuçları

Bazı durumlarda STFT'den daha yüksek frekans çözünürlüğü sağlayabildikleri gibi, WVD ve CWD genellikle yüksek zaman çözünürlüğünün gerekli olduğu durumlarda kullanışlı olmaktadır.

WVD'nin doğasını incelemek için, bileşenlerinin doğrusal kombinasyonunu içeren işaret modeli kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar, WVD'nin, ICP etkisiyle bozulmuş anlık güç dağılımı olarak yorumlanmasına yol açmıştır. WVD'nin pozitif kısmı, anlık güç dağılımı hakkında genel bir bilgi taşırken negatif kısmına ise ICP egemen olmaktadır. Bu yüzden WVD'nin pozitif kısmının PIPD olarak alınması düşünülür. PIPD, her ne kadar anlık güç dağılımı bilgisinin sadece bir kısmını taşıyorsa da; bazı uygulamalarda son derece yararlı olabilmektedir.

Doppler ultrason işaretleri üzerine yapılan ölçümlerde WVD her ne kadar yüksek temporal çözünürlük sağlayan bir araç olma potansiyelini korusa da, yapılan çalışmalar göstermektedir ki WVD kullanılarak elde edilen IF ölçümleri, giriş

işaretinin birden fazla frekans bileşenine sahip olduğu durumlarda, çok fazla kararsızdır. Bu yüzden çok-bileşenli doppler işaretleriyle uğraşırken değişik bir yöntem takip edilmelidir. IF, büyük çoğunluğu WVD'nin negatif kısmından gelen çarpraz-güçten etkilenir. Bu yüzden şiddet-ağırlıklı ortalama frekans hesaplanırken WVD'nin yalnızca pozitif kısmını içeren PIPD'nin kullanılması düşünülür. Hesaplanan bu yeni istatistik kavramı da tez boyunca PIMF olarak adlandırılmaktadır.

Yukarıdaki çalışmalara ek olarak benzer yöntemlerle CWD üzerine de çalışılmıştır. Sonuçlar şunu göstermiştir: WVD ile CWD birbirlerine çok sıkı bir şekilde bağlıdır. Öyle ki, ilk bakışta düşünülenin aksine CWD, WVD'deki çarpraz-güç etkisini yok etmemekte, yalnızca bir frekans noktasından tüm frekans eksenine yaymaktadır. Buna ek olarak ICP'nin yayılması yoluyla , çalışılan frekansın komşu frekanslarındaki gerçek güç ölçümlerinin de etkilendiği ortaya konulmuştur.

Simülasyon sonuçları göstermektedir ki WVD'den hesaplanan PIMF, simüle edilen işaretlerin frekans içeriklerindeki değişimleri takip edebilmekte ve IF'te bulunan tepe problemlerinden de etkilenmemektedir. IF'e oranla daha az da olsa PIMF de çapraz güç etkisine maruz kalmaktadır. Bu yüzden analiz edilen işaretin frekans bileşenlerinde çok hızlı değişimler olursa PIMF'de de bazı hatalar oluşur. Bu hatalar uygun örnekleme frekansı seçilerek (daha yüksek örnekleme frekansı) minimize edilebilir.

Bu bölümdeki teorik ve simülasyon sonuçları durağan işaretler üzerine kuruludur. Fakat bu sonuçlar durağan olmayan işaretler için hesaplanan WVD ve CWD'nin doğası ile ilgili çalışmalar hakkında da temel oluşturmaktadır.

BÖLÜM:4 WVD VE CWD'NİN DOPPLER İŞARET İŞLEMEDEKİ UYGULAMALARI

IV.1. Bölüm Girişi

Bu bölümde, pratikte gerçek-zamanda kullanılan analizörlere örnek olarak, daha önce İngiltere'nin Leicester Üniversitesi'nin Tıp Fakültesi Medikal Fizik Bölümü'nde yapılmış olan sistem tanıtılacaktır. Bu bölüm boyunca anlatılanlar bu üniversitede yapılan çalışmalardan derlenmiştir.

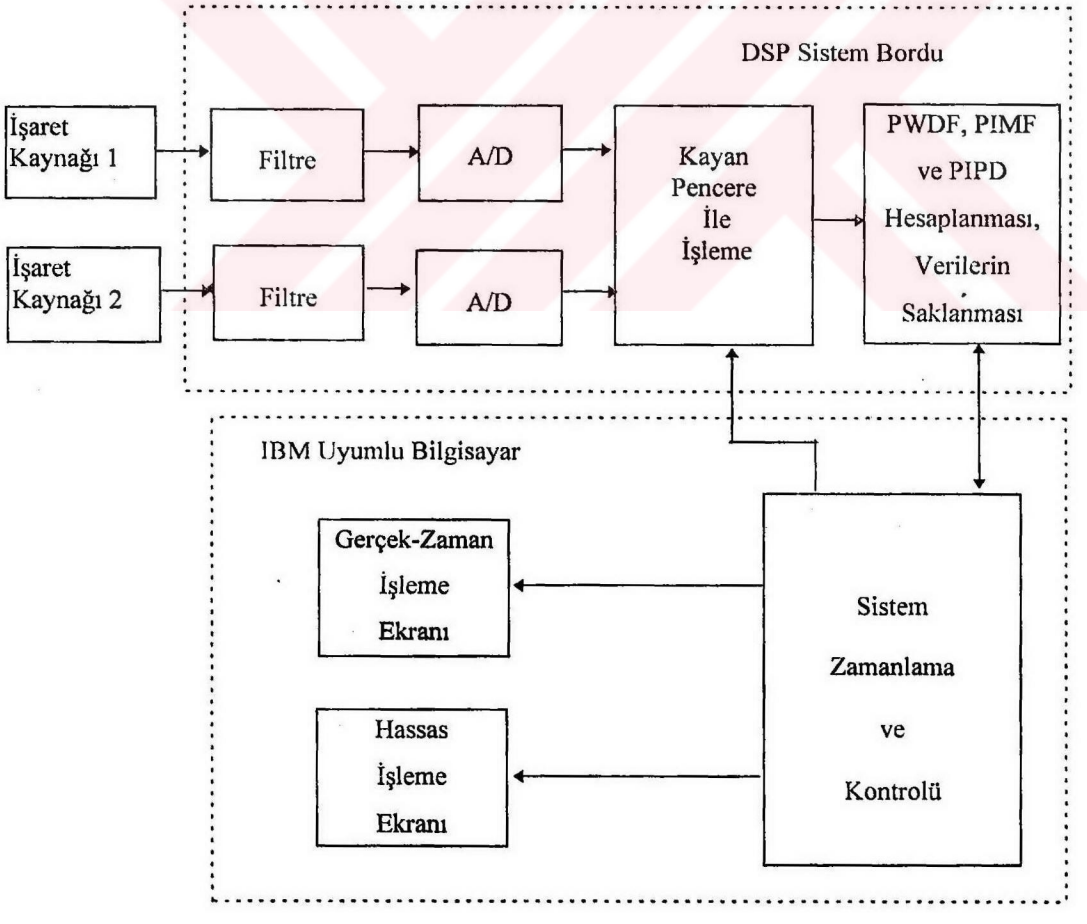
Pratik uygulamalarda CWD kullanmak, WVD kullanmaktan daha karmaşıktır. Çünkü eğer CWD'den en uygun sonuçlar elde edilmek isteniyorsa; giriş işaretine bağlı olarak değişen CWD parametrelerinin belirlenmesi gerekmektedir. Yine buna ek olarak CWD, WVD'deki ICP'yi yok edememekte yalnızca onu tüm frekans ekseni boyunca yaymaktadır. Bu yüzden klinik uygulamalarda WVD analizörlerinin kullanımı tavsiye edilirken, CWD analizörleri kullanımını daha özel görevleri yürütmeye çalışan ve işaret işleme kavramıyla daha yakından ilgili olan kullanıcılara bırakmak daha uygun olacaktır.

IV.2. Doppler İşaretlerinin Anlık Enerji Dağılımını Hesaplamada Kullanılan Bir WVD Analizörü

IV.2.1. Sistemin Tanıtılması

Bir analitik işaretin anlık frekansı (IF) WVD kullanılarak hesaplanabilir (Claasen and Mecklenbrauker, 1980, part1). Bununla birlikte çok bileşenli işaretlerdeki anlık frekansın fiziksel anlamı tam olarak belirgin değildir (Boashash, 1992).Aynı zamanda bu çok bileşenli işaretlerin incelenmesi sonucu bulunan IF sonuçlarında önemli kararlılık problemleri de ortaya çıkmaktadır (Boashash 1992, Fan ve Evans 1994b). Bunun üzerine çok bileşenli işaretlerin frekans değişimlerini izlemek için IF yerine PIPD kullanılarak hesaplanan PIMF kavramı ortaya atılmıştır (Fan ve Evans, 1994b).

Gerçek-zaman PIMF ve PIPD analizörleri, PWDF (Pseudo-Wigner Distribution Function) (PWDF, WVD'nin pencerelenmiş datayla hesaplanmasıdır - Claasen ve Mecklenbrauker, 1980, kısım1) kullanılarak geliştirilirler. PWDF'nin gerçek-zamanda bir "katılım için eşit fırsat (equal-opportunity-to-contribute)" algoritması ile gerçeklenmesi bu bölümde sunulmaktadır. Bu tip analizörlerde; geleneksel veya modern analiz araçları kullanarak frekans ve gücün ortalamasını almak yerine, analiz edilen işaretin anlık ortalama frekans ve anlık güç dağılımı hesaplanarak ekranda gerçek-zaman olarak sunulur. Çok hassas analiz sunumları sayesinde analizörler, kan akış hızının zamanla değişimi hakkında detaylı bilgiler sunarlar. Burada ele aldığımız analizör, iki bağımsız işaret kanalına sahip olduğu için (yönlü Doppler işaretleri için elverişli), iki kanaldaki fizyolojik olaylar arasındaki birbiriyle bağıntılı zaman dizileri hakkındaki bilgiler, yüksek anlık zaman çözünürlüğüyle elde edilebilir. Bu konu hakkındaki detaylar ilerleyen kısımlarda ele alınacaktır.



Şekil IV.1: Anlık frekans/hız analiz sisteminin blok diyagramı

IV.2.2 Gerçek-Zaman ve Hassas-Çözünürlüklü WVD Analizörü

i) Sistem Yapısı:

Sistem blok diyagramı şekil IV.1'de gösterilmektedir. Sistem AT&T DSP32C işlemci barındıran bir sayısal işleme bordu ile Dell 486 tabanlı IBM uyumlu bir bilgisayardan oluşmaktadır. Doppler işaretleri sayısal işlemlerden önce bir anti-aliasing filtre ve A/D çeviriciden geçer. Diyagramda gösterilen kaydırılan pencereleme işlemi daha ileride detaylı olarak anlatılacaktır. DSP bordundaki tüm programlar DSP32C assembler dilinde geliştirilmiştir. Sayısal işaret işlemcisinin yüksek performansı sayesinde, basit bir floating-point çarpım işlemi basit bir toplamadan daha fazla süre harcamamakta ve bord her iki işlemi de bir gözetleme süresi (instruction cycle) (80 nsn) süresince yapabilmektedir. Bu sayede, incelediğimiz sistemde çarpma işlemi sıradan bilgisayarlarda olduğu gibi en fazla süre harcayan işlem olmamaktadır.

Şekil IV.1'de gösterilen bilgisayarda tüm kontrol işlemleri Microsoft-C dilinde gerçekleştirilirken, sunum programları ise sunum hızının gerçek-zaman işleme hızına yetişecek kadar hızlı olması için Microsoft Assembler dilinde yazılmıştır.

ii) PIPD ve PIMF'nin FFT kullanılarak hesabı

Genel mütalaayı bozmayacak şekilde, bu bölümdeki teorik türetmelerde örnekleme frekansı 1Hz kabul edilmektedir. Hesaplamalarda analitik işaretler kullanılmaktadır. Bunun sebebi gerçek işaretlerin WVD'si hesaplanırken Nyquist hızının en az iki katı bir örnekleme frekansına (analiz edilen frekans sınırının 4 katı) ihtiyaç duyulurken, analitik işaretlerin WVD'sinin hesaplanması için sadece Nyquist hızının yeterli olmasıdır (Claasen and Mecklenbrauker, 1980, part2, Boashash and Black, 1987). FFT ve ters-FFT kullanılarak analitik ayrık bir işaret (x(n)), gerçek zamandaki eşitinden ($x_r(n)$) aşağıdaki şekilde elde edilebilir (Boashash and Black, 1987):

$$X(\omega)=\begin{cases}2X_r(\omega) & , \quad 0<\omega<\pi \\ X_r(\omega) & , \quad \omega=0 \\ 0 & , \quad -\pi<\omega<0\end{cases} \qquad \text{(IV-1)}$$

Burada $X_r(\omega)$ gerçek işaretin Fourier dönüşüğünü, $X(\omega)$'da elde edilen analitik işaretin Fourier dönüşüğünü göstermektedir. Pencerelenmiş ayrık x(n) dizisinin PWVD'si (IV-2) eşitliğindeki gibi türetilebilir (Boashash and Black, 1987):

$$PW_{cx}(n,\theta)=2\sum_{k=-N+1}^{N-1}e^{-j2k\theta}d(k)d^*(-k)x(n+k)x^*(n-k) \qquad \text{(IV-2)}$$

Burada d(k), 2N-1 süreli bir pencere fonksiyonudur.

Eğer (IV-2) eşitliğinde zaman "n" sabitlenirse; $PW_{cx}(n,\theta)$ frekans domeninde bir fonksiyon (değişkeni θ olan) ve zaman domeninde (n-sabit bir nokta) anlık bir değer haline gelir. $PW_{cx}(n,\theta)$'den hesaplanan PIPD ve PIMF'de "n" zaman anı için anlık değerler olacaktır. Hesaplanan PIPD ve PIMF'nin zamandaki çözünürlük kabiliyetleri $PW_{cx}(n,\theta)$ daha sık hesaplanarak artırılabilir. Örneğin eğer $PW_{cx}(n,\theta)$ (n=0,1,2,...değerleri t=0μsn, 80μsn, 160μsn, ... değerlerine karşılık geliyorken) hesaplanırsa işaretin anlık enerji dağılımının değişip değişmediğini görmek için anlık frekans bileşenlerinin fotoğrafı her 80μsn'de bir elde edilebilir. Birbirini takip eden iki hesaplama arasındaki zaman aralığı bu tezde "anlık zaman çözünürlüğü" olarak tanımlanmaktadır. Burada kullanılan "anlık zaman çözünürlüğü" kavramı genellikle FFT için kullanılan "zaman çözünürlüğü" kavramından farklıdır. Bölüm III'de gösterildiği gibi (şekil III-1), FFT sonuçları bir zaman anı yerine bir zaman aralığı içindir ve WVD'nin anlık frekans bileşenlerinin zaman ekseni boyunca toplamı FFT ile hesaplanan spektruma eşittir. FFT'nin zaman çözünürlüğü veri pencere uzunluğuna bağlıdır. Bu çözünürlük, FFT hangi sıklıkla hesaplanırsa hesaplansın değiştirilemez. "Anlık zaman çözünürlüğü" ve "zaman çözünürlüğü" arasındaki fark FFT ve WVD sonuçlarını karşılaştırmamızdaki sebebin ta kendisidir.

Eğer (IV-2) eşitliğindeki θ frekansı (IV-3)'deki gibi örneklenirse $PW_{cx}(n,m\Delta\theta)$'in sayısal formu (IV-4)'deki gibi yazılabilir:

$$\Delta\theta = 2\pi.\Delta f = \frac{2\pi}{2N} \qquad \text{(IV-3)}$$

$$PW_x(n,m) = 2\sum_{k=-N+1}^{N-1} e^{-jkm(2\pi/N)} d(k)d^*(-k)x(n+k)x^*(n-k) \qquad \text{(IV-4)}$$

(IV-4) Eşitliğinde n ve m zaman ve frekans indisleridir. Martin ve Flandrin (1985) tarafından türetilen sonuçları kullanarak, (IV-4) eşitliği hesaplaması daha kolay olan aşağıdaki formda yazılabilir:

$$PW_x(n,m) = 4.\mathrm{Re}\,al[\sum_{k=0}^{N-1} e^{-jkm(2\pi/N)} d(k)d^*(-k)x(n+k)x^*(n-k)] - 2|x(n)|^2 \qquad \text{(IV-5)}$$

(IV-5) Eşitliği FFT kullanılarak hesaplanabilir. Her ne kadar x(n)'in data uzunluğu 2N-1 olsa da (IV-2) ve (IV-5) eşitliklerinden görülebileceği üzere; PWVD'yi hesaplamak için sadece N-nokta FFT gerekmektedir.

Boashash ve Black (1987) şu noktaya dikkat çekmektedir: Sürekli-zaman durumunda her yeni pencere için PWVD'nin sadece sıfır noktasında hesaplanması gereklidir. Burada şu dikkatle vurgulanmaktadır ki her veri bloğu enerjiye katkıda bulunmak için eşit şansa sahiptir. Pencerelenmiş bir işaretin sıradan yönlü özilişki fonksiyonun hesabına gelince, burada (IV-5)'deki $d(k)d^*(-k)x(n+k)x^*(n-k)$ kernel fonksiyonu pencerelenmiş verinin değişik noktalarından gelen katkıları etkiler. Örnek olarak; örneklenmiş ve pencerelenmiş FM işaret ve onun PIPD'sinin simülasyon sonuçları bölüm-III'de şekil III-1.a ve c'de verilmektedir. Buradan; pencerenin orta noktasına yakın noktalarda olan anlardaki veriler, sonuçlara enerji katkısı yapmakta daha fazla şansa sahiptir. Çünkü bu noktalarda hesaplama yaparken; daha fazla sıfır olmayan veri noktalarıyla ilgilenilir. Eğer sadece her pencerelenmiş veri bloku için sabitlenmiş pencere indisine karşılık gelen PWVD sonuçları hesaplanırsa; değişik veri blokları, sonogram olarak sunulan PIPD sonuçlarına etki etmede eşit şansa sahip olurlar. Eğer pencerenin orta noktası (sıfır indisli nokta) bu sabit pencere indisi olarak seçilirse sürekli durum için PWVD sonuçları, Boashash ve Black (1987) tarafından önerilen aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$PW_x(0,m) = 4.\mathrm{Re}al[\sum_{k=0}^{N/2-1} e^{-jkm(\frac{2\pi}{N})} d(k)d^*(-k)x(k)x^*(-k)] - 2|x(0)|^2 \qquad \text{(IV-6)}$$

Her ne kadar yukarıda tanıtılan sabitlenmiş pencere indisi (N+1)'den (N-1)'e kadar değiştirilebilirse de, (IV-6) eşitliği analizörde kullanılır. Çünkü sonuçlar pencere içerisindeki sıfır olmayan veri değerleri kullanılarak hesaplanmaktadır. O halde, zaman indisi "0" için (IV-6) eşitliğinden PIPD şöyle elde edilebilir:

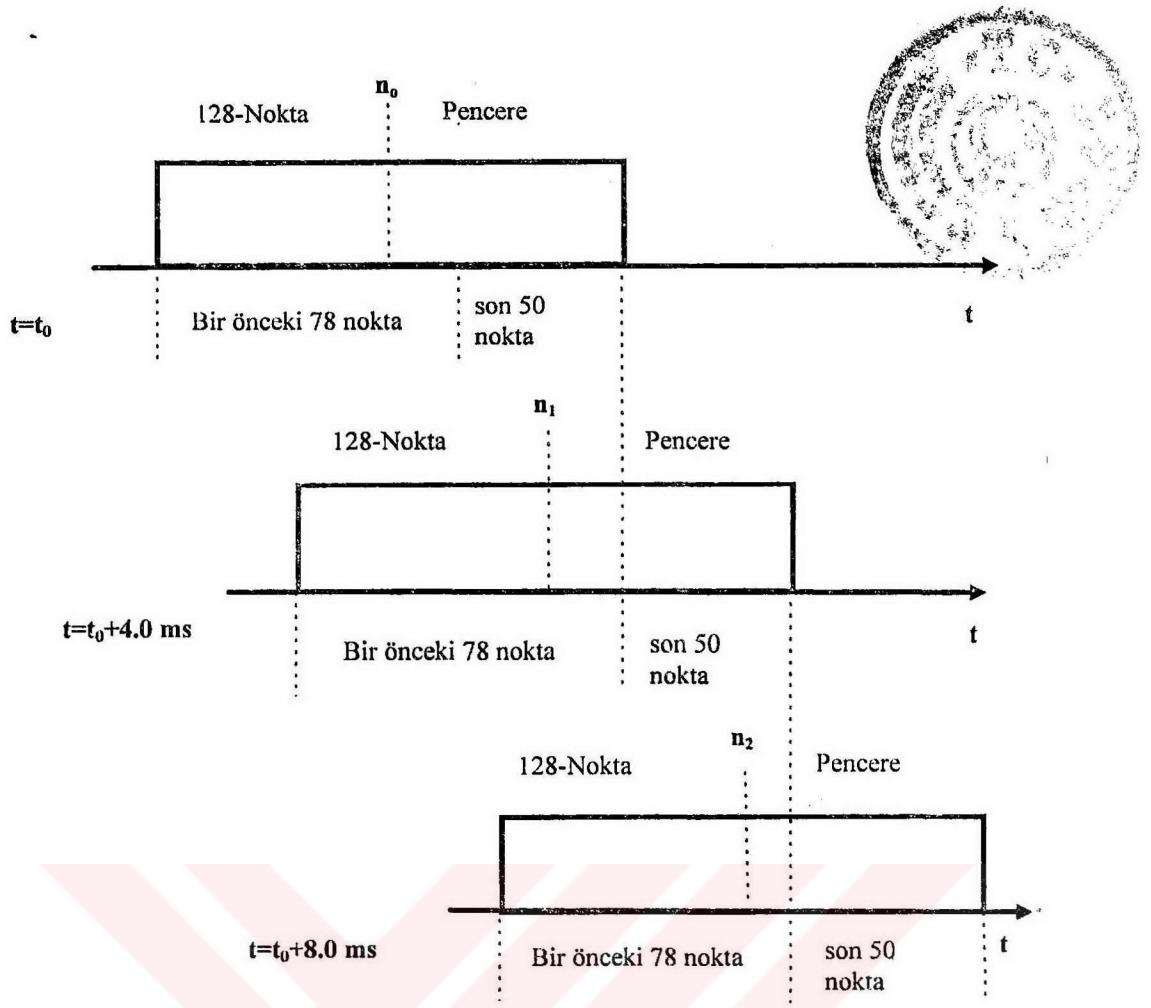
$$PP_x(0,m) = \begin{cases} PW_x(0,m), & \mathrm{PW}_x(0,m) \geq 0 \\ 0 \quad , & 0 > \mathrm{PW}_x(0,m) \end{cases} \qquad (0 \leq \mathrm{m} \leq \mathrm{N/2\text{-}1}) \qquad \text{(IV-7)}$$

"0" zaman indisi için PIMF, frekans domeni indisi olarak şöyle ifade edilebilir:

$$m(0) = \frac{\sum_{m=0}^{N/2-1} m.PP_x(0,m)}{\sum_{m=0}^{N/2-1} PP_x(0,m)} \qquad \text{(IV-8)}$$

iii) Gerçek-zaman işlemenin yapılması:

Bu ve ileriki bölümlerdeki tüm tartışmalar, analizörün örnekleme frekansının 12.5 kHz olması üzerine oturtulmuştur (Fan and Evans, 1994 c). Kayan pencere işlemi, gerçek-zaman'da işlemenin zaman ayarlayıcısının bir kısmı olarak kullanılmıştır. Şekil (IV-2)'de gösterildiği gibi, analizör her 4.0msn'lik süre boyunca 50 yeni veri yakalamaktadır. Bu 50 yeni veriyi ve 78 eski veriyi birleştiren 128-noktalık bir pencere kullanılmıştır. Bu veriler analitik eşlerine çevrilir ve sonra bunlara Hanning penceresi uygulanır. Daha sonra pencerenin orta noktasına (64. bin) karşılık gelen PWVD, PIPD ve PIMF, pencere bir 4.0msn daha ilerlemeden önce, hesaplanarak ekrana yansıtılır. $t=t_0$ anında, örneğin, n_0'a karşılık gelen PWVD hesaplanır ve PIPD ile PIMF ekranda gösterilir. $t=t_0+4.0$msn anında pencere bir 4.0msn daha ilerletilir ve orta nokta n_1'e karşılık gelen PWVD,PIPD ve PIMF hesaplanır.



Şekil IV.2: Gerçek-zaman işleme için kullanılan kayan pencere yöntemi

Bu yöntemin işlem basamakları şöyle özetlenebilir:

*) En son 128 datayı elde etmek için kayan pencere kullanılır.

*) Datanın spektrumunun eldesi için 128-nokta gerçel FFT hesaplanır.

*) Spektrumun negatif frekans bin'lerindeki kısımları sıfırlanır ve DC-bileşenleri yarıya indirilir ((IV-1) eşitliği).

*) İhtiyaç duyulan analitik işaretin eldesi için 128-nokta ters-FFT hesaplanır.

*) 128-nokta Hanning penceresi bu analitik işarete uygulanır.

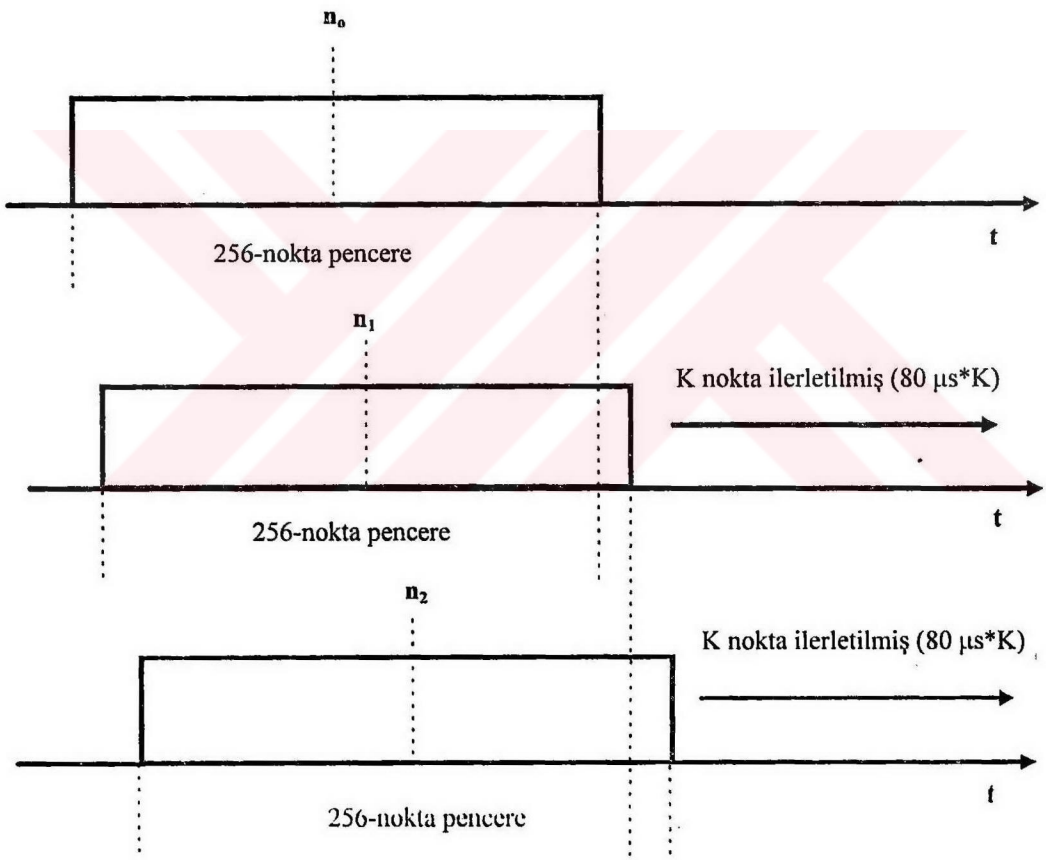
*) 64-nokta kompleks FFT'den yararlanarak; pencerenin orta noktası için PWVD hesaplanır.

*) PWVD'den PIPD ve PIMF hesaplanır ((IV-6) ve (IV-7) eşitlikleri), sonuçlar ölçeklenir ve sonogram formunda display edilir.

*) Pencere 4.0msn daha ilerletilir ve kesme algılanana kadar yukarıdaki işlemler tekrarlanır.

iv) Hassas-çözünürlüklü işlemenin gerçekleştirilmesi

Hassas çözünürlük için kayan pencere işlemi şekil IV-3'de gösterilmektedir. Burada 256-noktalık pencere kullanılmaktadır, çünkü bu bir off-line işlem olduğu için hesaplama süresi çok önemli değildir. Bu sayede yüksek frekans çözünürlüğü elde etmek için daha uzun veri uzunlukları kullanılabilmektedir (Boashash and Black, 1987). Yine pencerenin orta noktası için (128.inci nokta) PIPD ve PIMF hesaplanır ve ekrana yansıtılır. Fakat diğerinden farklı olarak pencere en çok 25 noktaya kadar (istenen zaman çözünürlüğüne bağlı olarak) kaydırılır. Bu gerçeklemede en yüksek temporal rezolüsyon 80μsn'dir ve pencerenin her seferinde bir nokta ilerletilmesiyle elde edilmektedir.



Şekil IV.3: Hassas çözünürlüklü işleme için kayan pencere yöntemi. Pencere ilerleme adedi (K), incelenilmesi istenen anlık zaman çözünürlüğüne göre değiştirilir.

Bu yöntemin adımları da aşağıdaki gibi özetlenebilir:

*) Gerçek-zaman modundan kaydedilen işaretlerin son 2.4sn'lik kısmından (bir tam ekran) başlangıç ve bitiş noktaları seçilir. Bu iki nokta arasındaki veriler hassas çözünürlükle analiz edilecektir.

*) Başlangıç noktasından itibaren 256 veriyi elde edebilmek için; kayan pencere kullanılır.

*) Bu verilerin spektrumunu elde etmek için 256-nokta gerçel FFT hesaplanır.

*) Tüm negatif frekans bin'leri için spektrum değerleri sıfırlanır, DC-bileşenler ise yarılanır ((IV-1)eşitliği).

*) Analitik işaretin eldesi için 256-nokta ters-FFT hesaplanır.

*) 256-noktalık gerçel Hanning penceresi bu analitik işarete uygulanır.

*) 128-noktalık kompleks-FFT'den yararlanarak pencerenin orta noktası için PWVD hesaplanır ((IV-5) eşitliği).

*) PWVD'den PIPD ve PIMF hesaplanır ((IV-6) ve (IV-7) eşitlikleri), sonuçlar ölçeklenir ve sonogram formunda display edilir.

*) Eğer ekran dolduysa (600 veri hattı gösterildiyse), ekran dondurulur. Böylece sonuçlar incelenebilir veya bir sonraki ekranı sunabilmek veya gerçek-zaman moduna geri dönmek mümkün olur. Bu dondurulma esnasında ekrandaki herhangi bir noktadaki frekans değerini, zaman gecikmesini, herhangi bir zaman anındaki işaretin gücünü veya seçilen zaman aralığındaki ortalama işaret gücünü hesaplayan seçenekler de uygulamaya konulabilir.

*) Kayan pencere, bir sonraki 256'lık veri bloğunu elde etmek için, birer birer (80μsn) veya 25'er 25'er nokta (2msn) halinde kaydırılır ve (3)'den başlayan işlemler seçilen verilerin tümü bitene kadar tekrarlanır.

Deneysel sonuçlar, değişim hızı yüksek olan bileşenlerde çapraz-güç etkisinin daha güçlü olduğunu akla getirmektedir. Sistem örnekleme frekansı artırılarak bu etki azaltılabilir. Aslında sistemin örnekleme frekansını artırmak bir bakıma "bilgisayar tarafından görülen" bileşenlerin değişim hızlarının düşürülmesinden başka bir şey değildir. Leicester Üniversitesi'nde yapılan bu çalışmada aynı zamanda yüksek-çözünürlüklü işlemenin interpolasyon sürümü de geliştirilmiş ve böylece çapraz-güç'ten kaynaklanan hatalar daha yüksek örnekleme hızları kullanılarak

düşürülebilmiştir (Fan and Evans,1994 b). Bu sürümde step-2'deki başlangıç noktasından itibaren yalnızca 128 nokta toplanır ve bu 128 veriden doğrusal interpolasyon yöntemiyle, 25kHz örnekleme frekansına karşılık düşen, 256 veri elde edilir. Veri uzunluğu yarılandığı için, bu sürümde frekans çözünürlüğü de düşüktür. Bu sürümün sonuçları frekans domeninde yalnızca 0-6.25kHz aralığında sunulur.

Deneyler zero-padding (sıfır-ekleme) işleminin de benzer bir etki yaratacağını göstermiştir. Her ne kadar interpolasyon ve sıfır-ekleme işlemleri, hızlı değişen bileşenlerin çapraz-güç örüntüsünün dağılımını değiştirebiliyorsa da bu ilişkinin teorik ifadesine ulaşmak daha ileri düzeyde çalışmaları gerektirmektedir.

IV.2.3 WVD Analizörüyle Birlikte Kullanılan Deneysel Yöntemler

FM işareti elde etmede fonksiyon jeneratörü kullanılabilir. Böylece analizörü test ederken veya değişik metodları karşılaştırırken işareti oluşturan bileşenler bilinmektedir. Frekans doğrusal olarak 0.5kHz ile 5kHz arasında, 40msn veya 20msn tekrarlama periyoduyla, değiştirilmiş ve işaretin genliği de 1V olarak seçilmiştir.

WVD analizörü sonuçları ile FFT analizör sonuçlarını karşılaştırmak için sonuncusu da WVD analizörüne benzer bir donanım ile gerçeklenmiştir. WVD analizörüne benzer şekilde, spektrogram (Cohen,1989) analizörü de aynı zamanda gerçek-zaman ve yüksek çözünürlük modlarına sahiptir. Cihaz, bir önceki bölümde tarif edilen zamanlama yöntemini kullanmakta fakat buradaki tek farklılık "yüksek-çözünürlük" modunda veri uzunluğu 256 ile kısıtlanmamış kullanıcı tarafından 2-256 arasında değişebilecek şekilde tasarlanmıştır. Bu analizör hem spektrogram hem de IWMF'yi gösterebilmektedir.

Her iki analizör de gerçek-zaman ve yüksek-çözünürlük sonuçlarını iki kanal için de sunabilir. Bütün şekillerde her kanal için PIMF (WVD analizörü için) kırmızı çizgiyle, IWMF (intensity-weighted mean frequency , şiddet ağırlıklı ortalama frekans) (FFT analizörü için) ise beyaz çizgiyle gösterilmekte ve renk-kodlu PIPD veya spektrogram ise arka-fon olarak gösterilmektedir. Renk kodlama tablo IV-1'deki gibidir. PIPD ve spektrogram sonuçları en yükseği 15 (siyah) olmak üzere ölçeklenerek sunulur.

Değer	Renk	Değer	Renk
0	Parlak beyaz	8	Koyu gri
1	Sarı	9	Kahverengi
2	Açık eflatun	10	Eflatun
3	Açık kırmızı	11	Kırmızı
4	Açık cyan	12	Cyan
5	Açık yeşil	13	Yeşil
6	Açık mavi	14	Mavi
7	Açık gri	15	Siyah

Tablo IV.1: WVD ve spektrogram sonuçlarında enerji veya gücü kodlamak için kullanılan renk tablosu.

IV.2.4 WVD Analizörünün Deneysel Sonuçları :

i) WVD analizörünün frekans değişimlerini takip kabiliyeti

Üretilen FM işaretinin tekrarlama periyodu 40 msn'ye ayarlanarak elde edilen gerçek-zaman işlemenin sonuçları şekil IV-4.a'da gösterilmektedir. Bu şekil ikiye bölünmüş (üst ve alt kısım) bir ekran göstermektedir. Bu parçalardan her biri iki işaret kanalından biri içindir. Dikey eksen frekansı, yatay eksen ise zamanı göstermektedir.

Anlık zaman çözünürlüğü 80μsn'dir. Ekran 24sn'lik işaret süresine karşılık gelen 600 hat içermektedir. İki kırmızı dikey çizgi, yüksek-çözünürlük ile işleme için seçilen verileri göstermektedir. Bir sayfa için (toplam N≈20 sayfa içinden) yüksek-çözünürlüklü işleme sonuçları şekil IV-4.b'de verilmektedir.

Şekil IV-4.a'da gerçek zaman ekseninden her dikey hat, 50 hatta uzatılmıştır (şekil IV-4.b'deki komşu yeşil dikey çizgiler arasının gösterdiği alan). Üst kanal için arka fonun gösterimi, PIMF kolayca görülebilsin diye yok edilmiştir. Şekildeki yatay olan siyah çizgi, PIMF'nin tepesini ve ekrana sunulan frekans değerini ölçebilmek için bir "cursor" olarak kullanılmıştır.

İnterpolasyon sürümü için hassas çözünürlük sonuçları şekil IV-4.c'de verilmektedir. Burada PIMF'nin kavisi, şekil IV-4.b'dekinden daha geniş

görülmektedir. Bu doğaldır, çünkü bu sürümün frekans çözünürlüğü daha düşüktür ve yine bu sürümde çapraz-gücün dağılım örüntüsü de değişmektedir.

Daha sonra FM işaretin tekrarlama süresi 20msn'ye ayarlanarak işaret aynı şekilde analiz edilirse gerçek-zaman ve yüksek-çözünürlük modlarında PIMF ve PIPD, sırasıyla, şekil IV-5.a ve b'deki gibi olur. İnterpolasyon sürümünde ise yüksek çözünürlük sonuçları şekil IV-5.c'deki gibi elde edilebilir.

Yüksek çözünürlük sonuçlarından görülebileceği gibi PIMF'ler (kırmızı çizgiler) bazen PIPD'deki (arka fon) değişen tepeleri takip edememekte ve çapraz-güç'ten kaynaklanan bazı hatalar (özellikle, modülasyon yönünü değiştirirken artan ve azalan frekanslar arasında) oluşmaktadır. Bu hatalar, interpolasyon işlemi sayesinde azaltılabilir. Çapraz güç etkisi bulunmasına rağmen temelde PIMF'nin, oldukça yüksek anlık zaman çözünürlüğü ile, frekans değişimlerini izleyebildiği görülmektedir.

ii) Zamanla değişen işaretler için WVD ve FFT spektrogram sonuçlarının karşılaştırılması:

Aralarındaki temel farklılıklardan dolayı WVD ve FFT'nin tam olarak benzerliklerle karşılaştırılması mümkün değildir. Bu yüzden iki yöntemin sonuçları, iki değişik yolla karşılaştırılacaktır. Birinci karşılaştırmada, zaman çözünürlüğünü en iyi yapabilmek için, FFT'ler çok kısa veri uzunluklarıyla hesaplanır. İkincide, WVD için kullanılan verilere eşit uzunlukta veri uzunluğu kullanılır ve frekans çözünürlüğü en iyi hale getirilmeye çalışılır.

*) Eş zaman-çözünürlüğü tabanlı karşılaştırma

Daha önce detaylı bir şekilde anlatılan FM işareti, WVD sonuçlarıyla FFT analizörü kullanılarak elde edilen sonuçları iki farklı analiz hızında (1.04msn/hat , 0.40msn/hat) karşılaştırmak için kullanıldı. Bütün durumlarda FM işaretinin tekrarlılık süresi 40 msn ve örnekleme frekansı 12.5kHz olarak seçilerek ve WVD sonuçları için 256, FFT sonuçları için ise 13 ve 5 veri kullanılarak sonuçlar elde edildi (burada bir kez daha tekrarlamakta fayda var: WVD'nin zaman çözünürlüğü hesaplamanın hangi sıklıkla yapıldığına, FFT'nin zaman çözünürlüğü ise hesaplama

için kullanılan veri uzunluğuna bağlıdır). FFT'nin en temel kısıtlaması frekans çözünürlüğünün, veri uzunluğunun resiprokalinin üzerine çıkamamasıdır (burada 962 Hz ve 2500 Hz). Fakat eğer zaman domeninde zero-padding yapılırsa bazı avantajlar sağlanabilir ve böylece frekans domeninde interpolasyon başarılmış olur. Bu prosedür FFT analizi için gerek duyulan tüm data segmentlerine (data uzunluğunu 256'ya çıkarmak için) uygulandı.

1.04msn'lik anlık çözünürlük için WVD sonuçları şekil IV-6.a'da, yine 1.04msn'lik zaman çözünürlüğü için FFT sonuçları da şekil IV-6.b'de gösterilmektedir. Buradan şu sonuçlar gözlemlenebilir: WVD ve PIMF belirli bir hassasiyetle frekanstaki değişimi takip edebilirken, FFT'nin çok yüksek oranda azalmış olan frekans çözünürlüğü çok geniş bir spektrogram oluşmasına sebep olmaktadır. Öyle ki bu spektrogram, frekans modülasyonu sınırlarının (0.5-5kHz) üzerine çıkmaktadır. Hesaplanan IWMF de özellikle düşük frekanslarda çok etkilenmektedir.

0.4msn hesaplama aralığı için sonuçlar şekil IV-6.c ve d'de gösterilmektedir. Bu şekilden bir kez daha görülebilir ki WVD frekans değişimlerini kabul edilebilir bir hatayla takip edebilirken spektrogram daha çok bozulmuş ve IWMF kararsız bir şekilde, hesaplanan değerler arasında, hareket etmektedir.

**) Eş veri uzunlukları temelinde karşılaştırma

Bir kez daha aynı FM işareti kullanıldı. Bu kez daha uzun veri parçasının FFT'si (20.48msn'lik pencere uzunluğuna karşılık gelen 256 nokta) her 0.4msn'de bir yani her hesaplamada pencere 5 veri kaydırılarak hesaplandı. Bu işlemin sonuçları şekil IV.6.e'de gösterilmektedir. Bu sonuçları şekil IV.6.c'deki WVD sonuçlarıyla karşılaştırmak gerekir.

Bu durumda da FFT zaman çözünürlüğü çok kötü olduğundan, gözlemlenen andaki frekans bileşenleri ile diğer zamanlardaki frekans bileşenleri birbirine karışmaktadır. Zaman çözünürlüğündeki bu düşüm (bozulma), IWMF'nin işareti takip etme kabiliyetini de etkiler.

IV.3. Örnek Uygulama: Blood Borne Emboli'den Alınan Doppler İşaretlerinin WVD Kullanılarak İşlenmesi

WVD analizörleri genellikle yüksek zaman çözünürlüğü gerektiren analiz işlemlerinde kullanılırlar. Bu durumlardan biri de blood borne emboli'den alınan doppler işaretlerinin incelenmesi işlemidir. Bazı işaretlerde enerji, kimi frekans bileşenlerinde aniden kuvvetlenir ve bu durum yalnızca birkaç milisaniye sürer ve daha sonra enerji seviyesi ilk durumuna döner. Bu durum, işaretin geleneksel veya diğer modern analiz araçlarıyla analiz edilmesini güçleştirir. Bu türden işaretler için ideal analiz araçları zaman-frekans dağılımları olmaktadır.

Bir tıkanıklık durumundaki arteryel kan akışı Doppler işaretlerinin WVD analizörü yardımıyla analizi örneği şekil IV-7'de verilmektedir. Şekil IV-7.a'daki gerçek-zaman sonuçlarından şu yargıya varılabilir: Pıhtının olduğu yerdeki frekans bileşenlerinin değişimi o kadar hızlıdır ki anlık zaman çözünürlüğünün 4msn olması durumunda bile ekranda sadece siyah dikey bir çizgi görünmektedir. Pıhtının 80μsn zaman çözünürlüklü yüksek çözünürlük modundaki genişletilmiş hali şekil IV.7.b'de gösterilmektedir. Buradan da daha detaylı enerji dağılım bilgisinin bu analizör kullanılarak elde edilebileceği açıkça ortaya çıkmaktadır.

IV.4. CWD Analizörünün Tanıtılması

CWD ve WVD analizörleri aynı sistem yapısı temeline dayanmaktadır. Bu sebeple bölüm IV.2.2'deki sistem tanıtımı burada tekrarlanmayacaktır.

x(t) İşaretinin ayrık CWD'sinin hesaplanması Choi ve Williams (1989) tarafından şöyle tarif edilmiştir:

$$CWD_x(n,m) = 2\sum_{\tau=-\infty}^{\infty} W_N(\tau) e^{-j2\pi m\tau/N} \left[\sum_{\mu=-\infty}^{\infty} W_M(\mu) \frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^2/\sigma}} . \exp\left(-\frac{\mu^2}{4\tau^2/\sigma}\right) . x(n+\mu+\tau) . x^*(n+\mu+\tau) \right]$$

(IV-9)

(IV-9) Eşitliğinde, σ CWD parametresi, $W_N(\tau)$ $-N/2 \le \tau \le N/2$ aralığı için sıfır olmayan değerlere sahip olan simetrik pencere, $W_M(\tau)$ ise $-M/2 \le \tau \le M/2$ için "1" değerini alan dikdörtgensel bir penceredir. Hızdan kazanmak için $\exp(-\frac{\mu^2}{4\tau^2/\sigma})$, $(-M/2 \le \mu \le M/2)$ değerleri σ ve μ seçildikten sonra fakat diğer işlemler başlamadan önce hesaplanır. Hesaplanan bu değerler veri tablosunda saklanır ve böylece işlem sırasında ihtiyaç duyulan değerler buradan kolayca alınabilir. Şekil IV-2 ve IV-3'de gösterilen kayan pencere işlemlerinin aynısı CWD'deki gerçek-zaman ve hassas-çözünürlük modlarının hesaplanmasında da kullanılır. (IV-6) eşitliğinde gösterilen sonuçlar için, sadece n=0'a karşılık gelen hesaplama, kayan pencerenin her pozisyonu için, aşağıdaki şekilde yapılır:

$$CWD_x(0,m) = 2\sum_{\tau=-\infty}^{\infty} W_N(\tau) e^{-j2\pi m\tau/N} [\sum_{\mu=-\infty}^{\infty} W_M(\mu) \frac{1}{\sqrt{4\pi\tau^2/\sigma}} . \exp(-\frac{\mu^2}{4\tau^2/\sigma}) . x(\mu+\tau) . x^*(\mu+\tau)] \quad \text{(IV-10)}$$

(IV-7) ve (IV-8) eşitliklerindeki sonuçlardaki gibi CWD'den PIPD ve PIMF şöyle elde edilebilir:

$$CWPP_x(0,m) = \begin{cases} CWD_x(0,m), & \mathrm{CWD}_x(0,m) \ge 0 \\ 0 \quad , & \mathrm{CWD}_x(0,m) < 0 \end{cases} \quad \text{(IV-11)}$$

$$\overline{CWm(0)} = \frac{\sum_{m=0}^{N/2-1} m.CWPP_x(0,m)}{\sum_{m=0}^{N/2-1} CWPP_x(0,m)} \quad \text{(IV-12)}$$

Gerçek-zaman işlem modunda σ, M ve N, sırasıyla, 1,7 ve 128'e ayarlanmışlar ve anlık zaman çözünürlüğü 4msn seçilmiştir. Yüksek-çözünürlük modunda "N" 256'ya sabitlenirken, "M" 2 ila 40 arasında ayarlanabilir. "σ" ise 10^{-37} ile 10^{37} aralığında seçilebilir. Bu mod için anlık zaman çözünürlüğü 80μsn'dir.

Her ne kadar, σ ve M parametreleri ayarlanabilse de, operatörün bakış açısına göre, CWD analizörünü kullanmak WVD analizörünü kullanmaya göre daha zordur.

Çünkü verilen herhangi bir işaret için en iyi sonuçları elde etmek CWD analizöründe, diğerine oranla daha zordur.

Uygun seçilmiş parametrelerle hesaplanan CWD analizörü sonuçları, WVD analizörün ekran üzerinde görünen sonuçlarıyla benzerlik gösterdiğinden tekrarlama olmasın diye, bu bölümde sunulmayacaktır.

IV.5. Bölüm Sonuçları

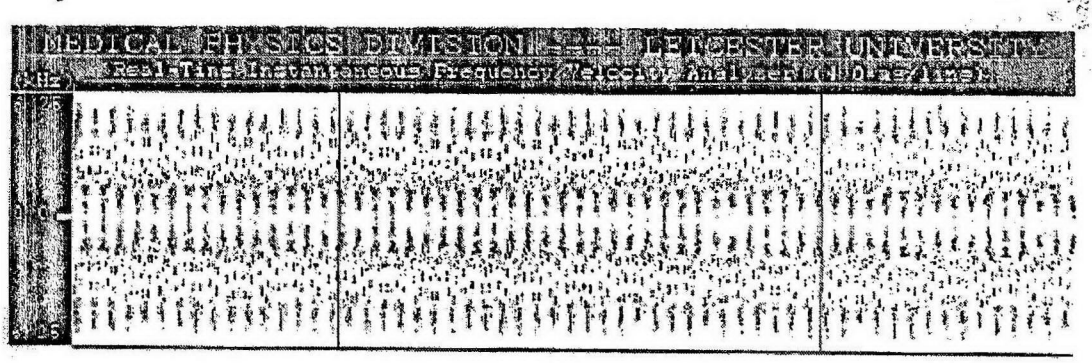
Bu bölüm, bölüm3'deki çalışmaların devamıdır yani orada geliştirilen kavramların pratiğe uygulanmasıdır. Bu ölçülerdeki bir analizörü okulumuz şartlarında gerçekleştirmek mümkün olmadığından, bu bölümde sunulan sonuçlar İngiltere'nin Leicester Üniversitesi Medikal Fizik Bölümü'nde yapılan çalışmalardan derlenmiştir.

Burada yapılan çalışmalarda üç farklı analizör gerçekleştirilmiştir. Birincisi WVD kullanan ve aynı zamanda yüksek anlık zaman çözünürlüğüyle işlemler yapan modu da bulunan gerçek-zaman anlık frekans analizörüdür. İkincisi ise CWD kullanan ve hem gerçek-zaman hem yüksek-çözünürlük modları bulunan CWD analizörüdür. Bu analizörler gerçek-zamanda 4msn'lik anlık zaman çözünürlüğüne sahiptir ve yüksek çözünürlük modunda da çözünürlükleri 80μsn-2msn arasında ayarlanabilir. Üçüncü analizör tipi ise geleneksel FFT'den hesaplanan spektrogram kullanılarak gerçekleştirilen analizördür. Bu analizöründe gerçek-zaman ve yüksek-çözünürlük modları vardır. Bu sayede bu analizörün sonuçları WVD ve CWD analizörlerinin sonuçlarıyla karşılaştırılabilir.

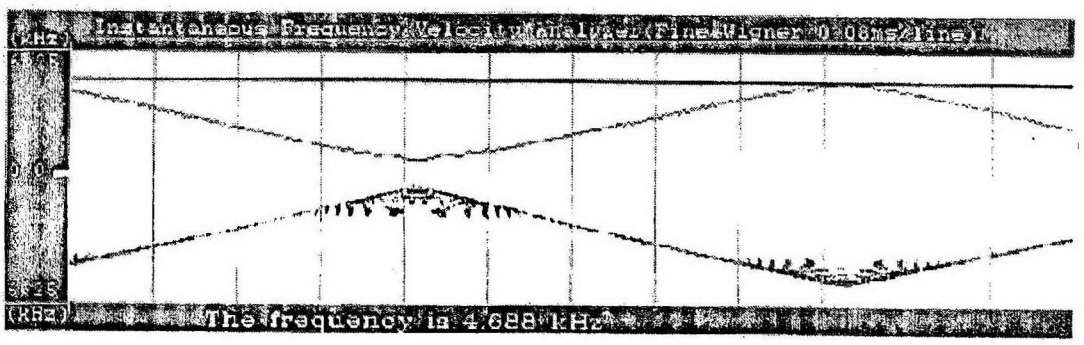
Yüksek zaman çözünürlüğünün gerektiği durumlarda genellikle en kullanışlı analizör tipi WVD analizörü olmaktadır. Bu yüksek zaman çözünürlüğünün yanında belirli durumlarda frekans çözünürlüğü de STFT'ninkinden de iyi olmaktadır. Her ne kadar WVD'nin frekans çözünürlüğü henüz tam olarak tanımlanmamış olsa da frekans çözünürlüğünün daha uzun data penceresi kullanılarak zaman çözünürlüğünü etkilemeden artırılabileceği geniş ölçüde kabul görmektedir (Boashash and Black, 1987). WVD ve spektrogram analizlerini test etmek için frekans modüleli sinüs

dalgaları kullanılmıştır. Sonuçlar şunu göstermektedir: Frekans (veya hız) değişimleri hakkında daha detaylı bilgiler WVD kullanılarak elde edilebilir.

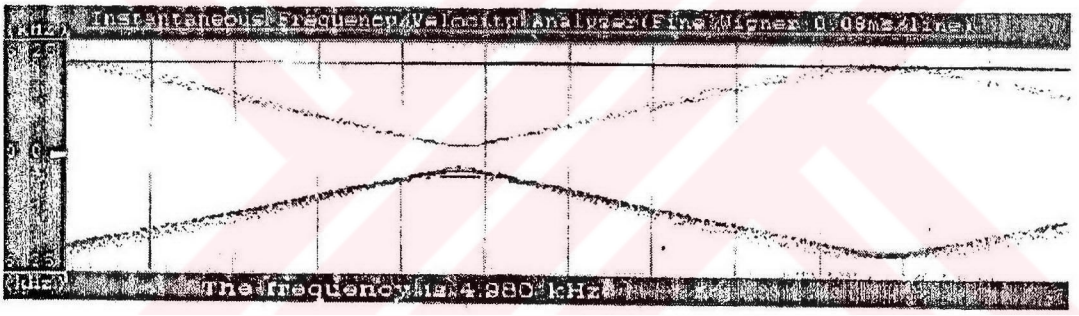
CWD, WVD'de görülen çapraz-gücü yok edemediği (bkz. bölüm3) ve uğraşması daha zor olduğu (daha karmaşık) için pratikte WVD analizörlerinin kullanımı daha uygun bulunmuştur. CWD analizörleri ise sadece özel durumlarda ve operatörlerinin işaret işleme kavramına yakın olduğu hallerde kullanıma daha uygundur.



a)

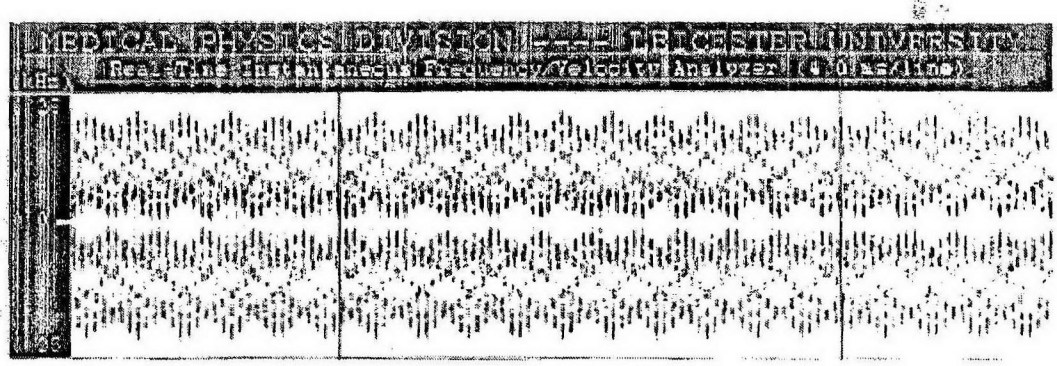


b)

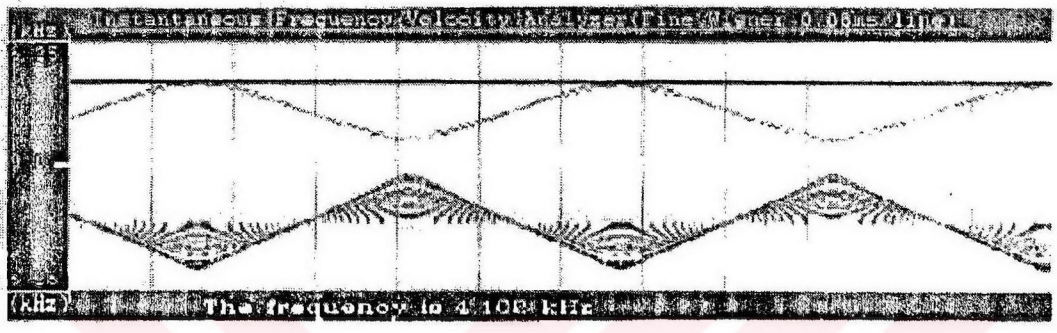


c)

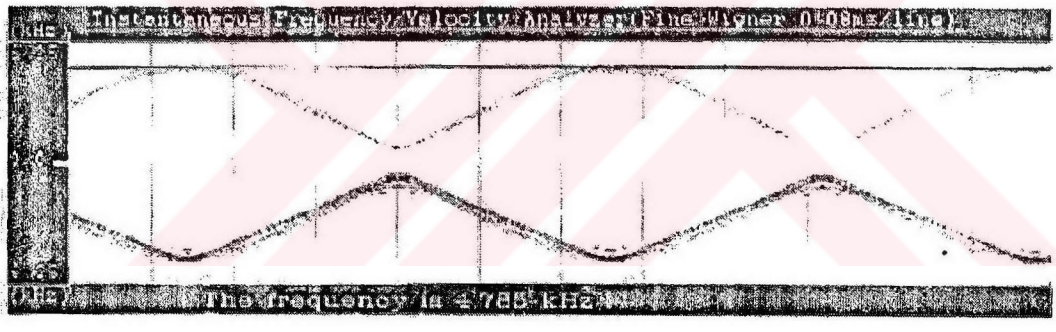
Şekil IV-4: Üretilen işaretler (frekansı 0.5-5kHz, tekrarlama süresi 40 msn, örnekleme frekansı 12.5 kHz olan FM işaret) kullanılarak elde edilen WVD sonuçları. Alt ve üst kanalların her ikisi içinde PIMF'ler kırmızı nokta nokta çizgiler ile gösterilmektedir. PIPD'de arka fonda renk kodlu olarak gösterilirler. Bu şeklin b ve c kısımlarındaki yatay siyah çizgiler cursor olup frekansların ölçümlerinde kullanılır. a) Gerçek zaman modunda sonuçlar. b) Hassas çözünürlük modu için sonuçlar (her hat 80 μsn'ye karşılık gelmektedir). c) İnterpole edilmiş veriler kullanılarak hassas çözünürlük sonuçları. Burada ölçülen maksimum frekans 4.98 kHz'dir. Bu değer gerçek maksimum değer olan 5 kHz'e interpolasyon kullanılmadan elde edilen 4.688 kHz'lik maksimum frekansdan daha yakın olması dikkat çekicidir .



a)

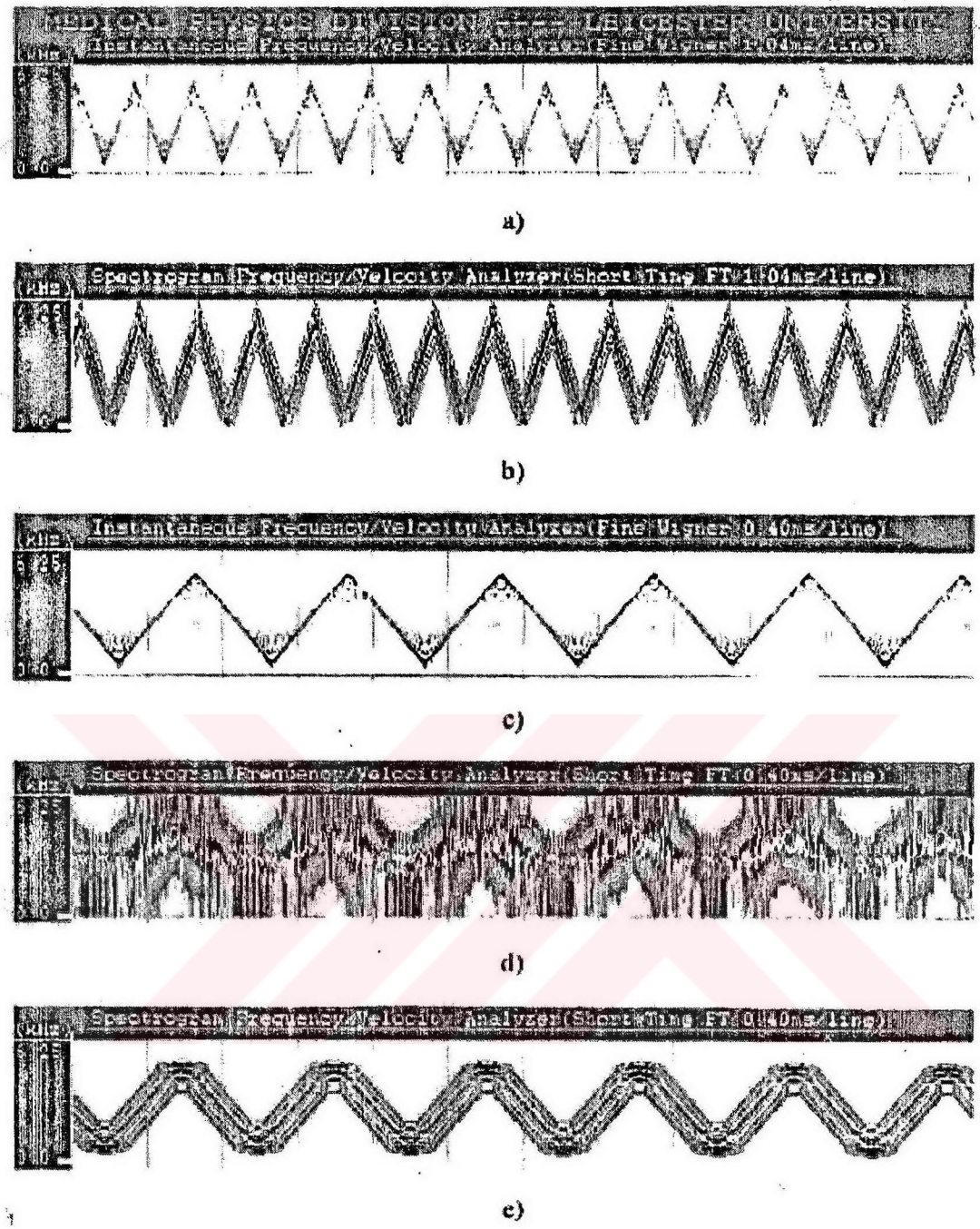


b)

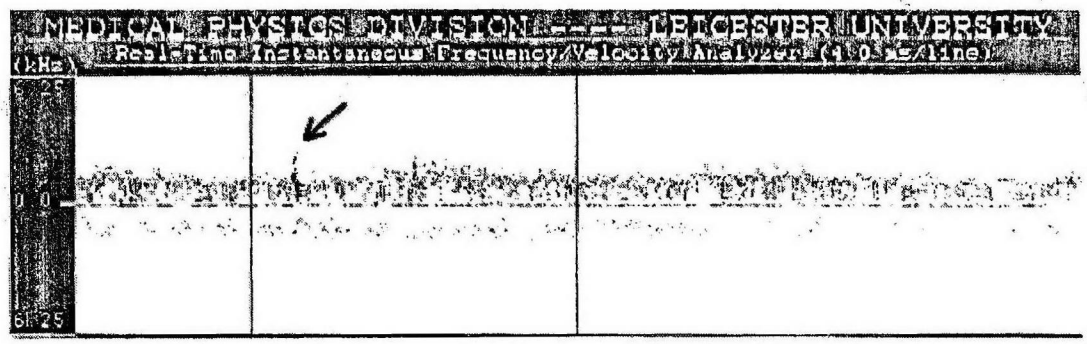


c)

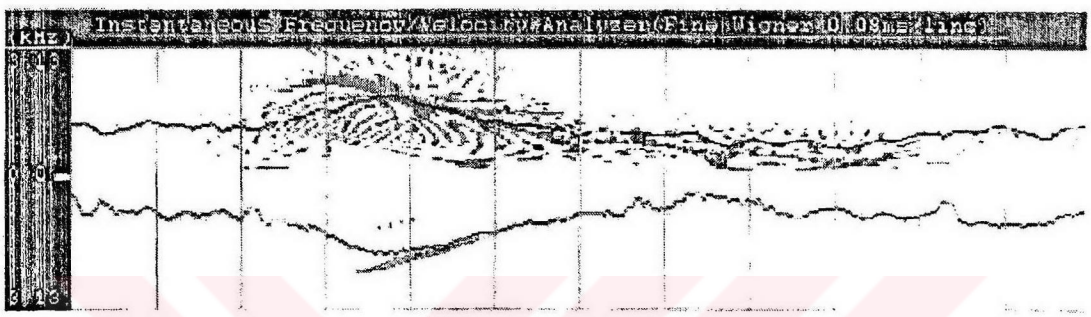
Şekil IV-5: Üretilen işaretler (frekansı 0.5-5kHz, tekrarlama süresi 20msn, örnekleme frekansı 12.5kHz olan FM işareti) için WVD kullanılarak hesaplanan sonuçlar. a) Gerçek-zaman işleme modu sonuçları. b) Hassas-çözünürlük modu işleme sonuçları (her hat 80 μsn'ye karşı gelmektedir) c) İnterpole edilmiş verileri kullanan hassas-çözünürlük sonuçları. Şeklin c kısmında PIMF sonuçlarının PIPD tepelerindeki değişimleri daha yakından takip ettiğine dikkat edin.



Şekil IV-6: Üretilen FM işaret (frekans 0.5-5kHz, tekrarlama süresi 40msn, örnekleme frekansı 12.5kHz) için spektrogram ve WVD sonuçlarının karşılaştırılması. PIMF'ler (WVD'den hesaplanan) kırmızı nokta nokta çizgiler ile, IWMF'ler (spektrogramdan hesaplanan) beyaz çizgiler ile ve PIPD (WVD'den hesaplanan) ve spektrogram da arka fon olarak gösterilmektedir. WVD hesaplamasında kullanılan veri uzunluğu 256 noktadır (20.48msn). a) 1.04 msn anlık zaman çözünürlüklü PIMF ve PIPD. b) 1.04 msn zaman çözünürlüklü IWMF ve spektrogram c) 0.4 msn anlık zaman çözünürlüklü PIMF ve PIPD. d) 0.4 msn zaman çözünürlüklü IWMF ve spektrogram. e) 256 noktalık (20.48kHz) veri penceresi kullanılarak hesaplanan IWMF ve spektrogram (pencere merkezi 0.4msn'lik zaman aralığıyla hareket etmektedir)



a)



b)

Şekil IV-7: WVD analizöründe bir embolusun görünüşü. Buradaki iki kanallı analizörde üst kanal Doppler işaretinin kendisini gösterirken, alttaki kanalda Doppler işareti bundan farklı olarak 40dB zayıflatılmış hali gösterilmektedir. Her iki kanalda da PIPD arka fonda renk kodlu olarak gösterilmekte ve PIMF'ler kırmızı nokta nokta çizgiler olarak sunulmaktadır. a) Gerçek-zaman modunda embolusun görünümü. Burada embolus, işaretli iki nokta arasındadır. Bu sayede embolus hassas-çözünürlük modunda analiz edilebilir. b) Seçilen embolusun hassas-çözünürlük modunda detaylı olarak incelenmesi.

BÖLÜM-5 : EK - ÇALIŞMA : SONOGRAMDAN ELDE EDİLEN MAKSİMUM FREKANS ZARFININ BÖLÜTLENMESİ

V.I. Giriş

Doppler ultrason tıpta damarlardaki kan akış bilgisini elde etmek için kullanılır. Çok deneyimli olan operatörler Doppler işaretlerini doğrudan audio çıkışından dinleyerek hastanın damarlarının durumu hakkında teşhis koyabilir. Bu ucuz yöntem tecrübeli operatörler gerektirir. Doppler işaretleri zamanla değişen işaretler oldukları için; ekranda genellikle sonogram formunda sunulur. Sonogramda yatay eksen zamanı düşey eksen frekansı gösterirken işaretin bileşeninin genliği de renk kodlu olarak ekrana yansır. Tezin bundan önceki bölümlerinde gerçek işaret veya aynı gerçek işaretin analitik eşitinden, bu sonogramın nasıl elde edilebileceği üzerinde durulmuştu. Bu bölümde ise sonogramda saklı olan bilgileri yorumlamada operatöre yardımcı olan bir takım indislerin hesaplanması için yapılması gerekli olan işlemler kısaca anlatılacak ve daha sonra bu işlemlerden biri olan maksimum frekans zarfının bölütlenmesi üzerine yapılan çalışma sunulacaktır.

Bir audio çıkıştan veya sonogramdan doğrudan bir teşhiste bulunmak subjektif bir olay olur. Yani kişiden kişiye değişir. Olayı objektif hale getirebilmek için Doppler probunun ve kan damarının pozisyonlarından bağımsız olarak elde edilebilen bir takım indislere ihtiyaç duyulur (Evans et.al 1989a). Bu objektif yöntemlerin birçoğunda kullanılan indisler, sonogramdan çıkarılan ve prob-damar yerleşiminden bağımsız olan bir takım zarflardan elde edilirler. Bu türde iki değişik zarf; ultrasonik ışın doğrultusundaki alyuvarların akış hızıyla doğrudan ilişkili olan maksimum frekans zarfı ve ortalama akış hızıyla orantılı olan ortalama frekans zarfıdır. Her iki zarfda da damardaki tıkanıklıklar gözlemlenebilir. Dolayısıyla da damar hastalıklarının teşhisinde her iki zarftan da yararlanılır.

V.2. Ortalama Frekans Zarfının Elde Edilmesi

Ortalama frekans zarfı olarak genellikle şiddet ağırlıklı ortalama frekans (IWMF- Intensity Weighted Mean Frequency) kullanılır ve şöyle verilir (Kontis,1987):

$$\bar{f} = \frac{\sum_{f=1}^{N} f.A_f^2}{\sum_{f=1}^{N} A_f^2} \qquad \text{(V.1.)}$$

Burada N frekans aralıkları sayısı, A_f'de "f" Doppler frekansındaki işaret bileşeninin genliğidir.

V.3. Maksimum Frekans Zarfının Elde Edilmesi

Doppler sonogramından maksimum frekans zarfının elde edilmesi ile ilgili olarak ilk çalışmalar darbelilik indisi (PI) hesabını daha iyi bir hale getirebilmek için yapılmıştır. Maksimum frekans zarfı ultrasonik ışının biçiminden etkilenmez. Bunun yanında gürültüye olan bağışıklığı da ortalama frekans zarfına göre çok daha iyidir (Evans et.al 1989a). Bu sebeple maksimum frekans zarfı, hastanelerdeki çalışmalarda geniş ölçüde yerini almıştır.

V.3.1. Maksimum Frekans Zarfını Elde Etme Yöntemleri

Doppler sonogramından maksimum frekans zarfını elde eden birçok yöntem vardır (Aydın et.al 1995, D'Alessio 1985, Marasek et.al 1993, Mo et al 1988). Bunlar arasında başlıcaları "yüzde yöntemi", "basit eşik yöntemi", "geliştirilmiş eşik yöntemi", "geometrik yöntem", "geliştirilmiş geometrik yöntem", olarak gösterilebilir. Bu tezde yapılan çalışmada maksimum frekans zarfı eldesi üzerinde durulmadığından burada bu yöntemlerden birkaçından hafifçe bahsedip geçeceğiz.

Yüzde yöntemi: Bu yöntem Doppler işaretinin integre edilmiş güç spektrumunu kullanır ve şöyle verilir :

$$\phi(f_{\max}) = \frac{(100-\alpha)}{100}\phi_T \qquad \text{(V.2.)}$$

Burada ϕ_T toplam işaret-artı-gürültü gücü, α'da optimum değeri işaret /gürültü oranı ve işaretin band genişliğine göre seçilen bir parametedir (α parametresinin yüksek SNR oranları için %2 ila %5 arasında seçilmesi iyi bir maksimum frekans zarfı eldesi için yeterlidir) (Mo et.al, 1988).

Basit eşik yöntemi: Gibbons (1991) yukarıda tanıtılan geçişleri algılayabilmek için rasgele seçilen bir eşik seviyesi kullanmayı öngörmüştü. Bu eşik seviyesini kullanıcı, bilgisayar ekranında gördüğü zarfın kalitesine göre artırıp azaltabiliyordu. En iyi performansı sağlayan eşik seviyesi, işaretin belirli bir parçası için sabit kalıyordu. Eşik seçimini otomatik olarak yapan bir algoritma Evans tarafından tanımlanmıştır (Evans et.al 1989b).

Geliştirilmiş eşik yöntemi: Bu yöntem D'Alessio algoritmasına dayanır (D'Alessio, 1985). Bu yöntemde Doppler spektrasının uzantılarının, işarette bulunan gürültü seviyesi hakkında bilgi taşıdığı düşünülür. Doppler spektrumunun bu uzantılarından (kollarından) hesaplanan gürültü seviyesi, maksimum frekans zarfı hesabındaki eşiğin belirlenmesinde kullanılır (Mo et.al, 1988).

Geometrik yöntem: Nowicki ve Marasek 1991 yılında sonogramın her bir kolonundaki maksimum frekansı, integre edilmiş güç spektrumu eğrisinden geometrik yolla bulan bir yöntem ortaya attı. Daha sonra bu yöntemin bazı dezavantajlarını da gideren yeni bir yöntem "geliştirilmiş geometrik yöntem" adıyla Moraes, Aydın ve Evans tarafından önerilmiştir (Moraes, Aydın, Evans, 1995).

V.4. Darbelilik İndisi Gibi Farklı İndislerin Hesaplanması İçin Dalga Şeklinin Tayini

Farklı indisleri (darbelilik indisi, direnç indisi vb.gibi) hesaplayabilmek için maksimum frekans zarfındaki herbir kardiyak çevrim birbirinden ayrılmalıdır. Kardiyak çevrimler birbirlerinden ayrılırken, bir kardiyak çevrimin sistolik yükselimin olduğu yerlerde başladığı bilinir. Dolayısıyla bu yüksek ivmeli yükselişin olduğu noktalar bulunarak her bir kardiyak çevrim, birbirinden ayrılabilir. Bu amaçla

bazı yöntemler geliştirilmiştir (Gibbons et.al 1981, Johnston et.al 1982, Fulton et.al 1983, Prytherch ve Evans 1985, Evans 1988). Maksimum frekans zarfının dalga formundaki sistolik yükselişin başlangıcını belirlerken yukarıdaki metodlardan istenilen bir tanesi veya bunların kombinasyonu kullanılabilir.

Bu algoritmaları uygulamadan önce, ham maksimum frekans zarfı ön-işlemeye tabi tutulmalıdır. En önemli ön-işleme operasyonu dalga formunun yumuşatılması yani "smoothing işlemi" dir. Doğrusal smoother'lar (hareketli ortalama alma, polinomal regresyon, spline regresyon) her ne kadar dalga formunu önemli ölçüde yumuşatabilselerse de, bu olay bazen istenmeyen sonuçlar doğurmaktadır (dalga formundaki bazı basit trendler kaybolmaktadır). Bu yöntemler, aynı zamanda, MFZ (maksimum frekans zarfı)'deki bazı yüksek tepeleri önlemekte zaman zaman yetersiz kalmaktadır. Böyle durumlarda doğrusal olmayan smoother lar kullanılmalıdır (Tukey 1977, Cleveland 1979, Mallows 1980, Velleman 1980). Bu smoother lar dalga formundaki genel trendin bir parçası olmayan bozuklukları (kısa süreli tepeler gibi) başarılı bir şekilde yok edebilirler. Diferansiyel alma işlemi dalga formundaki trendi öne çıkarmaktan ziyade bu trendin ortaya çıkarılmasını sağlayan bir işlem olmaktadır.

Tezdeki bu çalışmada kullanılan algoritma aşağıda özetlenmektedir. Şkil V.1.'de de 3 değişik dalga formu için algoritmanın performansı gösterilmektedir.

1) Eldeki spektral analiz sonuçlarına maksimum frekans zarfını detekte eden algoritmalardan herhangi biri uygulanır ve MFZ elde edilir (Moraes, Aydın and Evans, 1995).

2) Spike'lar non-lineer smoother'lar kullanılarak yok edilir.

3) Toplam pozitif ve toplam negatif genlikler karşılaştırılarak akış yönü tayin edilir. Bu karşılaştırma sonucu bir "bayrak" -1 veya +1 değerini alır. Bu işlem, algoritmanın her iki yönde de çalışmasını sağlamaktadır.

4) Dalga formu aşağıda verilen lineer smoother ile düzgünleştirilir (3.üncü mertebeden haraketli ortalama alma).

$$s_t = (x_{t-2} + 2x_{t-1} + 3x_t + 2x_{t+1} + x_{t+2}) / 9$$

5) Dalga formunun ikinci mertebeden diferansiyeli aşağıdaki eşitlik kullanılarak alınır.

$$D^2 s_t = x_{t-4} + 2x_{t-3} - x_{t-2} - 4x_{t-1} - 3x_t + 3x_{t+2} + 2x_{t+3} + x_{t+4}$$

6) Negatif genlikleri yok etmek için, diferansiyeli alınmış olan diziye aşağıdaki işlem uygulanır.

$$s_t = (s_t + |s_t|)/2$$

7) Altıncı işlem sonucunda ortaya çıkan dizinin en büyük değeri bulunur. Bu maksimum değer kullanılarak bir eşik seviyesi seçilir (eşik değer maksimum değerin belirli bir yüzdesi alınarak bulunur, örneğin maksimum değerin %50'si gibi).

8) Bu eşik seviyesinin altındaki bütün değerler elimine edilir.

9) Amaç her kalp atıştaki maksimum genlikli bin'i bulmaktır. Bunu yapmak için , önce sıfır olmayan bin'ler bulunur. Daha sonra birbirini izleyen her 10 bin'lik dilimde maksimum genliğe sahip olan bin bulunur. Bu bin'in haricindeki bin'ler sıfırlanır. Bu işlem her bir atımda yalnız bir adet bin bırakacaktır. Bu bin'de maksimum frekans zarfındaki en yüksek noktaya karşılık gelecektir.

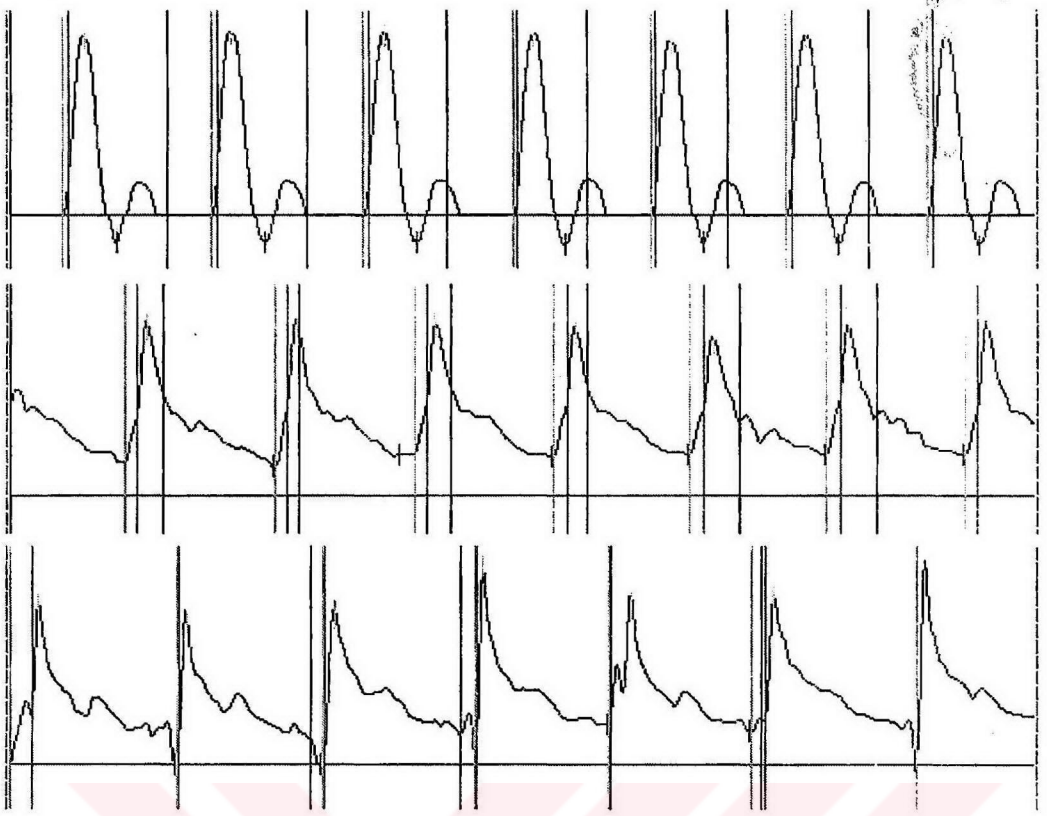
10) Bu dalga formu için atım aralığı; ilk olarak 9. adımda elde edilen maximum binler arasındaki mesafelerin ölçülmesi ve bu ölçüm sonuçlarının medyanının alınmasıyla hesaplanır. Bu ilk hesaplamadaki sonuç kullanılarak dalga formu, eşit genişliğe sahip parçalara bölünür.

11) Eğer yanlışsa dalga bölütlemesi düzeltilir ve eksik atımlar yok edilir.

12) Her atımdaki başlangıç noktası, maksimum değer ve minimum değer bulunur.

V.5. Bölüm Sonuçları

Yukarıda anlatılan bu algoritma gerçek sonogramlardan elde edilen maksimum frekans zarflarında denenmiş ve hepsinde de başarılı sonuçlar vermiş,



Şekil V.1: Bölütleme Algoritmasının Gösterilmesi.

yani MFZ'yi çok iyi şekilde bölütleyebilmiştir. Bu bölütleme sonunda herbiri birbirinden ayrılan atımlarda çeşitli indisler rahatlıkla hesaplanabilir. Hesaplanan bu indisler damar hastalıklarının teşhisi için tıpta önemli görevler üstlenmektedir.

Yukarıdaki algoritmada 5. adımda verilen diferansiyel alma işlemi daha sonra Fourier domeninde de yapılmış, ve zaman domeninde hesaplanana oranla daha iyi sonuçlar elde edilmiştir (zaman domeninde diferansiyel alma işlemi yapılırken kullanılan filtrenin uzunluğu kadar bir gecikme doğmaktadır. İşlem Fourier domeninde gerçeklenirse bu gecikme olmamaktadır).

BÖLÜM 6 : SONUÇLAR

Bu tezde Doppler işaret işleme için spektral analiz yöntemleri çalışıldı. Bunlar, yaygın olarak kullanılan Fourier dönüşümü (periyodogram), AR modelleme, Wigner-Ville dağılımı (WVD) ve Choi-Williams dağılımı (CWD) olmaktadır. Bu yöntemlerin arasında WVD ve CWD yoğun olarak araştırılmış ve bu yöntemlerin bazı yeni özellikleri üzerine çalışılmıştır. AR yöntemi çalışmalarından elde edilen sonuçlar AR spektral sonuçlarının genliklerinin her zaman giriş gücüyle lineer orantılı olmadığını (özellikle dar bantlı işaretler için) göstermektedir. WVD ve CWD çalışmaları ise şu gerçekleri ortaya çıkarmıştır: WVD ve CWD'de elde edilen sonuçlar anlık gücün ve frekans bileşenleri arasındaki anlık çarpraz-gücün toplamını vermektedir. CWD, WVD'deki çapraz-güç etkisini yok edememekte yalnızca frekans ekseni boyunca bu çapraz gücü yaymaktadır. WVD zaman-frekans analizi sonuçlarındaki çapraz-güç etkisini düşürmek için basit ve pratik yöntemler önerilmiştir.

Sonuçlar şunları ortaya koymuştur :

1) Periyodogram, işaretin durağanlık periyodunun yüksek olduğu ve yüksek zaman çözünürlüğüne ihtiyaç duyulmadığı zamanlarda iyi sonuçlar vermektedir.

2) AR, göreceli olarak daha yüksek zaman çözünürlüğüne ihtiyaç duyulan durumlarda kullanılabilir. Fakat sonuçta elde edilen güç yorumlanırken dikkat edilmelidir.

3) Zaman-frekans analizi sonuçlarını yüksek zaman çözünürlüğü ile elde etmek için WVD ve CWD'yi kullanmak en uygunudur. Fakat bu yöntemlerde de çapraz-gücün sonuçlar üzerine olan etkisini azaltmak için de bazı ölçütler göz önüne alınmalıdır.

4) Bütün bu yöntemlerin pratikteki kullanımlarını araştırmak için Leicester Üniversitesi Medikal Fizik Bölümü'nde gerçekleştirilen cihaz üzerinde yapılan çalışmalar bölüm-4'de karşılaştırılmış ve Doppler işaretlerinin analizi için en uygun zaman-frekans analizinin WVD analizörü olduğu sonucuna varılmıştır. Her ne kadar CWD analizörü WVD analizöründeki çapraz-güç etkisini sunum açısından daha uygun hale getirse de kullanım zorluğu ve bazı parametrelerin analiz öncesi her işarete göre ayarlanması gerekliliği pratikte bu analizörü daha az tercih edilebilir kılmaktadır. Ayrıca CWD analizörünü

kullanabilmek için bu analizörün kullanıcısının işaret işleme kavramları hakkında bilgi sahibi olması da gerekmektedir.

5) Bütün bunlardan başka bölüm-5'de sonogramın maksimum frekans zarfını bölütleyen bir algoritma gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen bu algoritma Doppler sonogramından elde edilen maksimum frekans zarflarını bölütlemede başarılı olmuştur.

KAYNAKLAR :

*Altes R.A., "Wide-band, Proportional-Bandwith Wigner Ville Analysis", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.38, no.6, pp.1005-1012, 1990.

*Aydın N., "Computerised Graft Monitoring", a thesis submitted to the University of Leicester for the degree of Doctor of Philosophy, 1994.

*Bastiaans M.J., "On the Sliding-Window Representation in Digital Signal Processing", IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing, vol.33, no.4, pp.868-873, 1985.

*Blackman R.B., and Tukey J.W., " The Measurement of Power Spectra from the Point of View of Communication Engineering", Dover Publications, Inc., New York, 1959.

*Boashash B, and O'Shea P., "A Methodology for Detection and Classification of Some Underwater Acoustic Signal Using Time-Frequency Analysis Techniques", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process., vol.38, no.11, pp.1829-1841, 1990.

*Boashash B., "Estimating and Interpreting the Instantaneous Frequency of a Signal-Part1: Fundamentals", Proceedings of the IEEE, vol.80, no.4, pp.519-538, 1992.

*Boashash B., "Estimating and Interpreting the Instantaneous Frequency of a Signal-Part2: Algorithms and Applications", Proceedings of the IEEE, vol.80, no.4, pp.539-568, 1992.

*Boashash B., "Note on the Use of the Wigner Distribution for Time-Frequency Signal Analysis", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.36, no.9, pp.1518-1521, 1988.

*Boashash B., Black P.J., "An Efficient Real-Time Implementation of the Wigner-Ville Distribution", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.35, no.11, pp.1611-1618, 1987.

*Boashash B., O'Shea P., "Use of the Cross Wigner-Ville Distribution for Estimation of Instantaneous Frequency", IEEE Trans. on signal Processing, vol.41, pp.1439-1445, 1993.

*Boudreaux-Bartels G.F., and Parks T.W., "Time Varying Signal Estimation Using Wigner distribution Synthesis Techniques", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.34, no.3, pp.442-452, 1986.

*Choi H. and Williams W.J., "Improved Time-Frequency Representation of Multicomponent Signals Using Exponential Kernels", IEEE Trans., Acous., Speech, Signal Procesing, vol.37, pp.862-871, 1980.

*Cizek V., "Discrete Hilbert Transform", IEEE Trans. Audio Electroacoust., vol.18, pp.340-343, 1970.

*Claasen T.A.C.M. and Mecklenbrauker W.F.G., "The Wigner Distribution - a Tool for Time-Frequency Signal Analysis, partI-III", Philips J.Res., vol.35., pp.217-250, 276-300, 372-389, 1980.

*Clifford P.C., Skidmore R., Thompson R.G., and Bergan J.J., "Behaviour of Arterial Grafts at the Hip and Knee Joints", Ultrasonic Imaging, vol.44,pp.83-91, 1982.

*Cohen L, "Time-Frequency distributions- a review", Proceedings of the IEEE, vol.77, no.7, pp.941-981, 1989.

*Cohen L., "On a Fundamental Property of the Wigner Distribution", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.35, no.4, pp.559-561.

*Cohen L., Posch T. E., "Positive Time-Frequency Distribution Functions", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.33, no.1, pp.31-38, 1985.

*D'Allesio T., "Objective Algorithm for Maximum Frequency Estimation in Doppler Spectral Analysers", Medical & Biological Engineering & Computing, pp.63-68, January 1985.

*Daponte P., "Detection of Echoes Using Time-Frequency Analysis Techniques", IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, vol.45, no.1, pp.30-40, 1996.

*David J.Y., Jones S.A. and Giddens D.P., "Modern spectral Analysis Techniques for Blood Flow Velocity and Spectral Measurements with Pulsed Doppler Ultrasound", IEEE Trans. Biomedical Engineering, vol.38, no.36, pp.589-596, June 1991.

*Evans D.H., "A Pulse Foot Seeking Algorithm for Doppler Ultrasound Waveforms", Clin. Phys. Physiol. Meas., vol.9, no.3, pp.267-271, 1988.

*Evans D.H.,Mc Dicken W N, Skidmore R, Woodcock J P, "Doppler Ultrasound", John Wiley & Sons Publication, 1989.

*Fan L. and Evans D.H., "A Real-Time and Fine-Resolution Analayser Used to Estimate the Instantaneous Energy Distribution of Doppler Signals", Ultrasound in Medicine and Biology, vol.20, no.5, pp.445-454, 1994c.

*Fan L. and Evans D.H., "Differences in the Power Structures of fourier Transform and Autoregressive Spectral Estimates of Narrow Band Doppler Signals", IEEE Trans. Biomedical Engineering, vol.14, no.4, pp.387-390, 1994 a.

*Fan L. and Evans D.H., "Extracting Instantaneous Mean Frequency Information from Doppler Signals Using the Wigner Distribution Function", Ultrasound in Medicine and Biology, volo.20, no.5, pp.429-443, 1994b.

*Flandrin P., "Some Features of Time-Frequency Representations of Multicomponent Signals", Proc. IEEE 1984 Int.Conf. Acoust., Speech, Signal Procesing, SanDiego,CA,pp.41B.4.1-41B.4.4, March 1984.

*Harms B., "Computing Time-Frequency Distributions", IEEE Trans. Signal Processing, vol.39, no.3, pp.727-729, 1991.

*Hlawatsch F. And Urbanke R., "Bilineer Time-Frequency Representations of Signals: The Shift Scale Invariant Class", IEEE Trans. Signal Processing, vol.42, no.2, pp.357-365, Feb.1994.

*Hlawatsch F., "Phase Matching Algorithms for Wigner-Distribution Signal Synthesis", IEEE Trans. Signal Processing, vol.39, no.3, pp.612-619, 1991.

*Hlawatsch F., Boudreaux-Bartels G.F., "Linear and Quadratic Time-Frequency Signal Representations", IEEE Signal Processing Magazine, pp.21-67, April 1992.

*Hlawatsch F., Kozek W., "the Wigner Distribution of a Linear Signal Space", IEEE Trans. Signal Processing, vol.41, no.3, pp.1248-1258, 1993.

*Jeong J. And Williams W.J., "Mechanism of the Cross Terms in Spectrograms", IEEE Trans. Signal Processing, vol.40, no.10, pp.2608-2612, Oct.1992.

*Jones D.L., Parks T.W., "A Resolution comparison of Several Time-Frequency Representations", IEEE Trans. Signal Processing, vol.40, pp.413-420, 1992.

*Kadambe S. And Boudreaux-Bartels G.F., " A Comparison of the Existence of Cross Terms in the Wigner Distribution and the Square Magnitude of the wavelet Transform and the STFT", IEEE Trans.Signal Processing, vol.40, no.10, pp.2498-2517, Oct 1992.

*Kay S.M. and Marple S.L. JR., "Spectrum Analysis - Modern Perspective", Proceedings of the IEEE, vol.69, no.11, pp.1380-1419, November 1981.

*Kitney R.I., Talhami H., "The Zoom Wigner Transform and its Application to the Analysis of Blood Velocity Waveforms", Journal of Theoritical Biology, vol.129, pp.395-409, 1987.

*Kontis S., "Algorithms for Fast Computation of the Intensity Weighted Mean Doppler Frequency", Med. & Biol. Eng. & Computing, no.25, pp.75-76, January 1987.

*Kootsookos P.J., Lovell B.C., Boashash B., "A Unified Approach to the STFT, TFD's and Instantaneous Frequency", IEEE Trans. Signal Processing, vol.40, no.8, pp.1971-1982, 1992.

*Korenberg M.J., Paarmann L.D., "Orthogonal Approaches to Time-Series Analysis and System Identification", IEEE Signal Processing Magazine, pp.29-43, July 1991.

*Loughlin P.J., Pitton J.W. and Atlas L.E., "Bilineer Time-Frequency Representation: New Insights and Properties", IEEE Trans. Signal Processing, vol.41, no.2, pp.750-767,1993.

*Marasek K., Nowicki A., "Comparison of the Performance of Three Maximum Doppler Frequency Estimators Coupled with Different Spectral Estimation Methods", Ultrasound in Med. & Biol., vol.20, no.7, pp.629-638, 1994.

*Marple L., "A New Autoregressive Spectrum Analysis Algorithm", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.28, pp.441-454, 1980.

*Marple S. L. JR., "Digital Spectral Analysis with Applications", Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice Hall. Inc., 1987.

*Martin W., and Flandrin F, "Wigner-Ville spectral Analysis of Nonstationary Processes", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.33, no.6, pp.1461-1470, 1985.

*Mo L.Y.L., Yun L.C.M., Cobbold R.S.C., "Comparison of Four Digital Maximum Frequency Estimators for Doppler Ultrasound", Ultrasound in Med. & Biol., vol.14, no.5, pp.355-363, 1988.

*Moraes R., Aydın N., Evans D.H., "the Performance of Three Maximum Frequency Envelope Detection Algorithms for Doppler Signals", Jour. Vascular Investigation, vol.1, no.3, pp.126-134, 1995.

*Oppenheim A.V. and Schaffer R.W., "Digital Signal Procesing", Chapter 11, pp.541-549, Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice Hall Inc., 1975.

*Portnoff M.R., "Time-Frequency Representation of Digital Signals and Systems Based on Short-Time Fourier Analysis", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.28, no.1, pp.55-69, 1980.

*Poularikas A.D., "The Transforms and Applications Handbook", IEEE Press, 1996.

*Qian S., Chen D., "Joint Time-Frequency Analysis, Methods and Applications", Prentice Hall Inc., 1996.

*Sun M., Li C.C., Sekhar L.N., Sclabassi R.J., "Efficient Computation of the Pseudo-Wigner Distribution", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.37, no.11, pp.1735-1741, 1989.

*Sun M., Sclabassi R.J., "Discrete-Time Instantaneous Frequency and its Computation", IEEE Trans. Signal Processing, vol.41, no.5, pp.1867-1880, 1993.

*Tukey J.W., "An Introduction to the Calculation of Numerical Spectrum Analysis" (in "Spectral Analysis of time Series"), pp.25-46, New York: John Wiley & Sons Inc, 1981.

*Vaitkus P.J., Cobbold R.S.C., "A Comparative Study and Assesment of Doppler Ultrasound Spectral estimation Techniques part-1: Estimation Methods", Ultrasound in Med. & Biol., vol.14, no.8, pp.661-672, 1988.

*Willink R., Evans D.H., "A Mean Blood Velocity Statistic for the Doppler Signal form a Narrow Ultrasound Beam", IEEE Trans. Biomedical Engineering, vol.41, pp.322-331, 1994.

*Zeira A., Zeira E.M., Holland S.K., "Pseudo-Wigner Distribution for Analysis of Pulsed Doppler Ultrasound", IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics, Frequency Control, vol.41, no.3, pp.346-352, 1994.

ÖZGEÇMİŞ

Ömer Baybora Aydın 13.10.1971 tarihinde Sakarya'nın Karasu İlçesi'nde doğdu. İlkokulu Üsküdar İcadiye İlkokulu, ortaokulu ise Haydarpaşa Lisesi orta bölümünde birincilikle bitirdi. 1985 yılında ÖSYM Fen Liseleri sınavında Türkiye 65incisi olarak İstanbul Atatürk Fen Lisesi'ne girdi. 1988 yılında aynı okuldan mezun oldu. 1988 ÖSYM sınavlarında ÖSS-sınavında Türkiye 156ıncısı oldu. ÖYS Sınav sonuçlarına göre İstanbul Üniversitesi Cerrahpaşa Tıp Fakültesi İngilizce Tıp Bölümü'nü kazandı ve aynı yıl burada eğitimine devam etti. 1990 yılında bu bölümü bırakıp tekrar ÖSYM sınavlarına katılan Ömer Baybora Aydın İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'ne kayıt yaptırmaya hak kazandı. 1995-Şubat döneminde bu bölümü -İYİ- derece ile bitirdi. Halen Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi görevini sürdürmeye devam eden Ömer Baybora Aydın, aynı bölümdeki yüksek lisans programını bitirme aşamasındadır. Yukarıda anlatılan Türkiye çapındaki derecelerinden başka ilkokul sıralarından başlamak üzere Türkiye çapında ÖSYM'nin açtığı birçok sınavda ilk 500 derecesi mevcuttur. En son 1997-LES Mayıs Dönemi sınavında 74.018 LES-Sayısal puanı ile 58386 aday arasında 507inci olmuştur. Kendisinin şu ana kadar biri yayınlanmış diğeri ise değerlendirme aşamasında olan iki adet bildirisi vardır.

Yayınlar:

1) Ses ötesi Quadrature Doppler İşaretlerinde Kodlanmış Akış Yönü Bilgisinin DSP Yöntemleri Kullanılarak Ayrıştırılması - Zaman Domeninde Ayrıştırma Yöntemleri. 1996 Sinyal İşleme ve Uygulama Kurultayı, Kemer-Antalya.
2) Doppler Ultrason İşaretlerine Ait Maksimum Frekans Zarfını Bölütleyen Bir Algoritma. 1998 Sinyal İşleme ve Uygulama Kurultayı , Soğuksu Milli Parkı (değerlendirme aşamasında).