

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOĞRUSAL FREKANS MODÜLASYONLU SÜREKLİ
DALGAFORMU SİNYALLERİNİN TESPİTİ VE
PARAMETRELERİNİN ÇIKARIMI İÇİN BİR GÖMÜLÜ SİSTEM
TASARIMI

Kani Kerim GÜNER

DOKTORA TEZİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektronik Programı

Danışman

Doç. Dr. Burcu ERKMEN

Temmuz, 2020

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DOĞRUSAL FREKANS MODÜLASYONLU SÜREKLİ DALGAFORMU
SİNYALLERİNİN TESPİTİ VE PARAMETRELERİNİN ÇIKARIMI İÇİN
BİR GÖMÜLÜ SİSTEM TASARIMI**

Kani Kerim GÜNER tarafından hazırlanan tez çalışması 17.07.2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Doç.Dr. Burcu ERKMEN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Doç.Dr. Burcu ERKMEN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof.Dr. Tülay YILDIRIM, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof.Dr. Lütfiye DURAK ATA, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr.Öğr.Üye. Sadiye Nergis TURAL POLAT, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof.Dr. Aydın AKAN, Üye
İzmir Ekonomi Üniversitesi

Danışmanım Doç. Dr. Burcu ERKMEN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan “Doğrusal Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalgaformu Sinyallerinin Tespiti ve Parametrelerinin Çıkarımı İçin Bir Gömülü Sistem Tasarımı” başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Kani Kerim GÜNER

İmza

Bu alışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumunun (TÜBİTAK) 113E117 numaralı Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Projesi ile desteklenmiştir.

Tüm sevdiklerime ve beni sevenlere...

TEŞEKKÜR

Öncelikle; küçüklüğümden itibaren beni her zaman destekleyen anneme ve rahmetli babama, evlendiğim günden beri yoğun iş/akademik hayatımda yanımda olan eşime ve doğdukları günden bu yana ailemizin neşe kaynağı olan çocuklarıma bu tez çalışmamı adamak istiyorum.

Doktora tezime yönelik çalışma boyunca; tavsiyeleriyle beni yönlendiren ve desteğini hiç esirgemeyen Doç. Dr. Burcu ERKMEN'e, ihtiyaç duyduğumda yardımına koşan Taylan Özgür GÜLÜM ve Ahmet Yasin ERDOĞAN'a, gerek Tez İzleme Komitelerinde gerekse diğer zamanlarda katkı veren Prof. Dr. Tülay YILDIRIM ve Prof. Dr. Lütfiye DURAK ATA'ya sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Kani Kerim GÜNER

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	ix
KISALTMA LİSTESİ	x
ŞEKİL LİSTESİ	xii
TABLO LİSTESİ	xiv
ÖZET	xv
ABSTRACT	xvii
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	5
1.3 Hipotez	6
2 YAKALANMA OLASILIĞI DÜŞÜK (YOD) RADAR	7
2.1 YOD Radar Çalışma Prensipleri	7
2.2 YOD Radar Özellikleri	9
2.3 YOD Radar Örnekleri	10
2.4 YOD Radarların Tespiti	10
2.5 YOD Radar Dalgaformları	11
2.6 Doğrusal Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalgaformu (DFMSD)	12
3 ZAMAN-FREKANS (ZF) VE GÖRÜNTÜ İŞLEME TEKNİKLERİ	14
3.1 ZF Gösterimi Oluşturma	14
3.1.1 Kısa Süreli Fourier Dönüşümü (KSFD)	15
3.1.2 Dalgacık Dönüşümü	16
3.1.3 Uyarlamalı Filtreleme	17
3.1.4 Paralel Filtre Dizileri ve Yüksek Derece İstatistik (YDİ)	17
3.1.5 Kesirli Fourier Dönüşümü (KFD)	18
3.1.6 Wigner-Ville Dağılımı (WVD)	19
3.2 Görüntü İşleme Teknikleri	20

3.2.1	Radon Dönüşümü (RD)	20
3.2.2	Hough Dönüşümü (HD).....	20
3.2.3	İyileştirilmiş Hough Dönüşümü (İHD).....	22
3.2.4	Hough-Radon Dönüşümü (HRD)	22
3.3	ZF ve Görüntü İşleme Tekniklerinin Beraber Kullanımı	23
4	WHD'NİN FPGA ÜZERİNDE GERÇEKLENMESİNE YÖNELİK İYİLEŞTİRMELER	24
4.1	Örnekle-Tut Tipi Ara Örnekleme	24
4.2	Sütunsal Eşikleme	26
4.3	Örnekle-Tut ve Sütunsal Eşikleme Önergelerinin Analizi	31
4.3.1	Yöntemlerin Analizi İçin Oluşturulan Test Sinyalleri Veritabanı	32
4.3.2	Yöntemlerin Analizi İçin Yapılan Benzetimlerin Koşulları	32
4.3.3	Gürültü Dizilerinin İncelenmesi.....	33
4.3.4	+9dB SNR Değerine Sahip Sinyallerin İncelenmesi	34
4.3.5	Göreceli Eşik Değerlerinin İncelenmesi	34
4.3.6	Sütunsal Eşiklemenin Th_{WHD} 'ye Etkisi	35
4.3.7	WHD Dağılımlarındaki En Büyük Değerlerin İncelenmesi	36
4.3.8	Cıvıltı Oranı Tahmini (COT) Başarısının (P_{CRE}) İncelenmesi.....	37
4.3.9	P_d Değerlerinin İncelenmesi	38
4.4	İyileştirilmiş WHD (İWHD) ile İlave Analizler	39
4.4.1	WHD/İWHD Dağılımlarındaki En Büyük Değerlerin İncelenmesi.....	40
4.4.2	İlave Analizlerde P_{CRE} İncelenmesi	41
4.4.3	İlave Analizlerde P_d İncelenmesi	42
4.5	Kısa Süreli Wigner Dağılımı	44
4.5.1	STWD'nin Hesaplanması ve Grafiksel Gösterimi	45
4.5.2	Örnek Bir DFMSD Sinyali Kullanılarak WVD-STWD Karşılaştırması	46
4.6	Tasarım Metodolojisinin İşlem Basamakları	49
5	WHD'NİN FPGA GERÇEKLEMESİ	50
5.1	Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (FPGA).....	50
5.1.1	FPGA Teknolojisi	50
5.1.2	FPGA'ların Tasarım ve Programlanma Aşamaları	51
5.2	Sistemin Genel Mimarisi.....	51
5.3	STWD'nin FPGA Tasarımı	52
5.4	HD'nin FPGA Tasarımı.....	54

5.5 Diğer Modüllerin FPGA Tasarımı	55
6 YOD RADAR DALGAFORMLARIYLA ANALİZLER	56
6.1 Örnek Bir DFMSD Sinyali İçin İşlem Adımları.....	56
6.2 Yazılım Ortamındaki Benzetim Sonuçları.....	60
6.2.1 Benzetim Parametreleri ve Sinyal Veritabanı	60
6.2.2 P_d ve P_{CRE} Değerlerinin Karşılaştırılması	61
6.3 Donanım Ortamındaki Benzetim Sonuçları	64
6.3.1 Donanım Benzetim Ortamı.....	64
6.3.2 Donanım Ortamındaki Benzetim Sonuçları	66
6.4 Donanım Ortamındaki Testler.....	67
6.4.1 Fiziksel Test Ortamı.....	68
6.4.2 Fiziksel Ortam Test Sonuçları	69
6.4.3 FPGA Kaynak Kullanımı	70
7 SONUÇ VE ÖNERİLER	73
KAYNAKÇA	75
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	80

SİMGE LİSTESİ

G	Anten Kazancı
B	Bandwidth (Bant Genişliği)
k	Boltzmann Sabiti
f_c	Center Frequency (Merkez Frekans)
λ	Dalga Boyu
$2N$	FFT Uzunluğu
T_0	Gürültü İçin Sıcaklık Değeri
θ_s	HD Hesaplamasında Açılar Arasındaki Adım Miktarı
θ_b	HD Hesaplamasının Başlayacağı Açı Değeri
θ_e	HD Hesaplamasının Biteceği Açı Değeri
Th_{WVD}	HD Öncesinde/Sırasında ZF Gösterimine Uygulanan İmgesel Eşik
Th_{WHD}	HD Sonrasındaki Tespit Kararı Eşiği
θ_{max}	HD Uzayındaki Tepe Noktanın Olduğu Açı
σ	Hedefin Radar Kesit Alanı
P_r	Hedeften Radara Dönen Güç Miktarı
N_θ	Hesaplanması İstenen Açı Sayısı
A_e	Kestirim Alıcısı Etkin Anten Alanı
R_l	Kestirim Alıcısı Tespit Menzili
P_i	Kestirim Alıcısına Gelen Güç Miktarı
T_m	Modulation Time (Modülasyon Süresi)
t_s	Örnekleme Aralığı
N	Örnek Uzunluğu (Sayısı) ve Frekans Adım Sayısı
P_{CRE}	Probability of Chirp Rate Estimation (Cıvıltı Oranı Tahmin Olasılığı)
P_d	Probability of Detection (Tespit Olasılığı)
P_{fa}	Probability of False Alarm (Hatalı Alarm Olasılığı)
L	Radardaki Sistem Kayıpları
R_{max}	Radarın Maksimum Tespit Menzili
P_t	Radarın Tepe Çıkış Gücünü
R_R	Radar Menzili
f_s	Sampling Frequency (Örnekleme Frekansı)
M	ZF Gösterimindeki FFT (Sütun) Sayısı
d	ZF Gösterimindeki İki Çizginin Arasındaki Dikey Mesafe

KISALTMA LİSTESİ

ADC	Analog-Digital Converter
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BRAM	Block Random Access Memory
CLB	Configurable Logic Block
COT	Cıvıltı Oranı Tahmini
DCM	Digital Clock Management
DFM	Doğrusal Frekans Modülasyonu
DFMSD	Doğrusal Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalgaformu
DRAM	Distributed Random Access Memory
DSP	Digital Signal Processor
EDA	Elektronik Destek Alıcısı
FFT	Fast Fourier Transform
FD	Fourier Dönüşümü
FPGA	Field Programmable Gate Array
FM	Frekans Modülasyonu
FMCW	Frequency Modulated Continuous Waveform
FMSD	Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga
FSK	Frequency Shift Keying
GPP	General Purpose Processor
GPU	Graphical Processor Unit
HD	Hough Dönüşümü
HDL	Hardware Description Language
IP	Intellectual Property
ISE	Integrated Software Environment
İHD	İyileştirilmiş Hough Dönüşümü
İWHD	İyileştirilmiş Wigner-Hough Dönüşümü
KFD	Kesirli Fourier Dönüşümü
KSFD	Kısa Süreli Fourier Dönüşümü
KSWD	Kısa Süreli Wigner Dağılımı
LMS	Least Mean Squares
LUT	Look-Up Table
PSK	Phase Shift Keying
PWVHT	Periodic Wigner-Ville Hough Transform
PWVD	Pseudo Wigner-Ville Dağılımı
RF	Radyo Frekans
RKA	Radar Kesit Alanı
RD	Radon Dönüşümü
SNR	Signal to Noise Ratio
STWD	Short Time Wigner Distribution
TOA	Time of Arrival
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language
VIO	Virtual Input/Output
WHD	Wigner-Hough Dönüşümü

WVD	Wigner-Ville Dağılımı
YOD	Yakalanma Olasılığı Düşük
YDİ	Yüksek Derece İstatistik
ZF	Zaman-Frekans

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	Radar sinyallerine yönelik yüksek frekanslı analog işlemler	5
Şekil 2.1	Radar, hedef ve kestirim alıcısı geometrisi [30]	8
Şekil 2.2	Darbeleri dalgaformu ve sürekli dalgaformu karşılaştırması	12
Şekil 2.3	DFMSD ve parametreleri.....	12
Şekil 3.1	KSFD hesabı için pencereleme ve zamanda kaydırma işlemi	15
Şekil 3.2	Paralel filtreleme ve YDİ yöntemi blok diyagramı [42].....	18
Şekil 3.3	İmgedeki bir çizginin Hough uzayında bir noktaya dönüşmesi	21
Şekil 4.1	Gelen sinyalin ara örneklerinin örnekle-tut ile oluşturulması	25
Şekil 4.2	Bir WVD dağılımının ara örneklerini doğrusal interpolasyon ile hesaplama.....	25
Şekil 4.3	Bir WVD dağılımının ara örneklerini örnekle-tut ile hesaplama.....	26
Şekil 4.4	0.30*(Max) imgesel eşik uygulanmış örnek bir WVD dağılımı.....	28
Şekil 4.5	Sütunsal eşik uygulanmış örnek bir WVD dağılımı.....	28
Şekil 4.6	İmgesel eşiklendirilmiş WHD dağılımı (3-boyutlu)	29
Şekil 4.7	Sütunsal eşiklendirilmiş WHD dağılımı (3-boyutlu)	30
Şekil 4.8	İmgesel eşiklendirilmiş WHD dağılımı ($\theta=\theta_{\max}$).....	30
Şekil 4.9	Sütunsal eşiklendirilmiş WHD dağılımı ($\theta=\theta_{\max}$).....	31
Şekil 4.10	Yöntem-1'in 1000 adet gürültü dizisi için ürettiği en büyük değerler ...	33
Şekil 4.11	Yöntem-1'in +9dB SNR'a sahip 100 adet sinyal için ürettiği en büyük değerler	34
Şekil 4.12	1000 adet gürültü dizisinin Yöntem-1'e ait WHD dağılımlarının histogramlarının toplamı	35
Şekil 4.13	1000 adet gürültü dizisinin Yöntem-2'ye ait dağılımlarının histogramlarının toplamı	36
Şekil 4.14	Değişen cıvıltı oranına karşılık -13dB:-8dB SNR için P_{CRE} ortalaması.....	37
Şekil 4.15	Farklı SNR'lara karşılık 10 farklı cıvıltı oranında P_{CRE} ortalaması	37
Şekil 4.16	Değişen cıvıltı oranına karşılık -13dB:-8dB SNR için ortalama P_d değerleri	38
Şekil 4.17	Farklı SNR'lara karşılık 10 farklı cıvıltı oranında ortalama P_d değerleri	39
Şekil 4.18	İlave analizlerde cıvıltı oranlarına karşılık ortalama P_d değerleri	43
Şekil 4.19	İlave analizlerde farklı SNR'lara karşılık ortalama P_d değerleri.....	43
Şekil 4.20	Gelen sinyale uygulanan STWD işlemleri.....	46
Şekil 4.21	Örnek bir sinyalin +9dB SNR değeri için WVD dağılımı.....	47
Şekil 4.22	Örnek bir sinyalin +9dB SNR değeri için STWD dağılımı	47
Şekil 4.23	Örnek bir sinyalin -4dB SNR değeri için WVD dağılımı.....	48
Şekil 4.24	Örnek bir sinyalin -4dB SNR değeri için STWD dağılımı	48
Şekil 4.25	Tasarım metodolojisinin işlem basamakları	49
Şekil 5.1	Sistemin genel mimarisi	52
Şekil 5.2	Ara örnekleme ve ters çevirip çarpma için FPGA tasarımı	53
Şekil 5.3	FFT blokları ve maks. değer bulucular için FPGA tasarımı	54
Şekil 5.4	HD ve sonrasındaki diğer blokların FPGA tasarımı.....	55
Şekil 6.1	Örnek bir sinyalin +9dB SNR değeri için STWD dağılımı	57
Şekil 6.2	Örnek bir sinyalin -4dB SNR değeri için STWD dağılımı	57

Şekil 6.3	-4dB SNR seviyesindeki sinyalin STWD dağılımının sütunsal eşikleme sonucu	58
Şekil 6.4	Sütunsal eşikleme sonrasında -4dB SNR seviyesindeki sinyal için oluşan HD uzayı	59
Şekil 6.5	-4dB SNR seviyesindeki sinyal için oluşan HD uzayının θ_{max} açısındaki kesiti	59
Şekil 6.6	Farklı benzetim parametreleri için P_d değerleri ($P_{fa}=10^{-4}$)	62
Şekil 6.7	Farklı benzetim parametreleri için P_{CRE} değerleri ($P_{fa}=10^{-4}$).....	63
Şekil 6.8	FPGA tasarımına yönelik donanım benzetim ortamı	65
Şekil 6.9	Örnek sinyalin donanım ortamındaki benzetim sonuçlarına ait Modelsim görüntüsü	65
Şekil 6.10	Test ortamındaki donanım bileşenleri	68
Şekil 6.11	Örnek bir DFMSD sinyali için AFG3102 ekranı	70
Şekil 6.12	Örnek bir sinyal için Chipscope VIO ekranı.....	70

TABLO LİSTESİ

Tablo 4.1	Analizde kullanılan yöntemler	31
Tablo 4.2	WHD dağılımlarındaki en büyük değerler	36
Tablo 4.3	İlave analizlerde kullanılan yöntemler	40
Tablo 4.4	İlave analizlerde WHD/İWHD dağılımlarındaki en büyük değerler	41
Tablo 4.5	İlave analizlerde cıvıltı oranlarına karşılık ortalama P_{CRE} değerleri	41
Tablo 4.6	İlave analizlerde farklı SNR'lara karşılık ortalama P_{CRE} değerleri	42
Tablo 6.1	Donanım ortamındaki benzetim sonuçları	67
Tablo 6.2	Bilgisayardaki VIO arayüzünde bulunan parametreler	69
Tablo 6.3	FPGA kaynaklarının kullanımına ait detaylı sonuçlar	71

Doğrusal Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalgaformu Sinyallerinin Tespiti ve Parametrelerinin Çıkarımı İçin Bir Gömülü Sistem Tasarımı

Kani Kerim GÜNER

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Doç. Dr. Burcu ERKMEN

Yakalanma Olasılığı Düşük (YOD) radarların düşman tarafından tespit edilebilmelerinin zor olmasından dolayı askeri harekât alanında kullanımı oldukça yaygınlaşmıştır. Doğrusal Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalgaformu (DFMSD), YOD radarlarda sıklıkla kullanılmaktadır. Zaman-Frekans (ZF) sinyal analizinde Wigner-Ville Dağılımı (WVD) başarılı bir tekniktir. WVD'nin bir görüntü işleme tekniği olan Hough Dönüşümü (HD) ile beraber kullanılmasıyla tanımlanan Wigner-Hough Dönüşümüyle (WHD) sinyal bileşenlerinin otomatik olarak tespit edilmesi mümkün olabilmektedir. Bu tez çalışmasında; WHD'ye yönelik bazı teknikler önerilerek, donanım ortamında tasarıma uygun olacak şekilde karmaşıklık seviyesi düşürülmüş, gerçek fiziksel veriyi işleyebilen bir yapı geliştirilmiştir. Bu amaçla; Kısa Süreli Wigner Dağılımı (KSWD) tanımlanmış, örnekle-tut ara örnekleme ile sütunsal eşikleme teknikleri kullanılmıştır. Önerilen sistemin tespit olasılığı (P_d) ve cıvıltı oranı tahmin olasılığı (P_{CRE}) üzerindeki başarımını değerlendirmek için farklı Sinyal Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio,

SNR) seviyelerini içeren bir sinyal veritabanı oluşturulmuştur. Önerilen tekniklerin yazılım ve donanım ortamındaki başarımları Matlab ve Modelsim programlarıyla yapılan benzetimler ile doğrulanmış ve daha sonra tasarlanan sistem Alanda Programlanabilir Kapı Dizisi (Field Programmable Gate Array, FPGA) içerisine yüklenmiştir. Virtex-7 FPGA, FMC150 Analog-Sayısal Dönüştürücü kartı ve Rastgele Fonksiyon Üretecinin kullanıldığı bir deney düzeneği ile fiziksel ortamdaki sonuçlar elde edilmiştir. Sonuç olarak; geliştirilen FPGA tabanlı sistemle, -6dB SNR seviyesine kadar tüm sinyaller tespit edilip parametreleri çıkarılabilmekte ve -8dB SNR seviyesindeki sinyallerin ise %94'ünün parametrelerinin çıkarımı yapılabilmektedir.

Anahtar Kelimeler: YOD radar, FPGA, DFMSD, parametre çıkarımı, Wigner-Hough dönüşümü

An Embedded System Design for Detection and Parameter Extraction of Linear Frequency Modulated Continuous Waveform Signals

Kani Kerim GÜNER

Department of Electronics and Communications Engineering

Doctor of Philosophy Thesis

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Burcu ERKMEN

Low Probability of Intercept (LPI) radars are emerging in the military domain because it is hard for the enemy to detect them. Linear Frequency Modulated Continuous Waveforms (LFMCW) are widely used in LPI radars. Wigner-Ville Distribution (WVD) is a promising Time-Frequency (TF) signal analysis technique, and combined with Hough Transform (HT), Wigner-Hough Transform (WHT) is defined which can be used to autonomously detect signal components. In this work; by proposing some techniques for WHT, its complexity is decreased to be suitable for a hardware design and an architecture is developed that is compliant with the real physical world. For this purpose, Short Time Wigner Distribution (STWD) is defined, sample and hold intermediate type sampling and column-based thresholding techniques are used. To evaluate the performance of the proposed system on the probability of detection and probability of chirp rate estimation, a signal database consisting of different Signal to Noise Ratio (SNR) levels is created. The software and hardware performances of the proposed techniques are verified

by MATLAB and ModelSim simulations and then the system is embedded into the Field Programmable Gate Array (FPGA). The results in physical environment are obtained with an experimental setup utilizing Virtex-7 FPGA, FMC150 Analog-Digital Converter (ADC) card and Arbitrary Function Generator. As a result, performance evaluations show that detection and parameter extraction of all signals down to -6dB SNR level can be achieved by the designed FPGA based system and parameter extraction for 94% of the signals at -8dB SNR level can be done too.

Keywords: LPI radar, FPGA, LFM CW, parameter extraction, Wigner-Hough transform

1.1 Literatür Özeti

Askeri harekât alanlarında, hedefleri tespit etmeye çalışan ama bu esnada tespit edilmek istemeyen radarlar ve radarlara yakalanmamaya çalışan hedefler vardır. Geleneksel radarların kolay tespit edilme ve kimliklendirilme zafiyetleri nedeniyle, Yakalanma Olasılığı Düşük (YOD) radar kavramı ortaya çıkmıştır [1]. YOD radarlar düşük çıkış güçleri, yüksek bant genişlikleri ve gelişmiş modülasyon teknikleri ile dikkat çekmektedir [2], [3].

YOD radarların ortaya çıkması ve günümüzde yaygınlaşmasıyla birlikte; modern Elektronik Destek Alıcısı (EDA) sistemlerinin bu tip radarlarda kullanılan dalgaformlarını tespit etmesi ve kimliklendirmesine yönelik ihtiyaç ve araştırmalar artmıştır. YOD radarlarda kullanımı yaygın olan Doğrusal Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalgaformu (DFMSD) ve diğer birçok YOD dalgaformları durağan olmadıklarından, tespit edilmeleri genlik veya frekans özelliklerine ayrı ayrı bakarak mümkün olmamaktadır. Bu nedenle yapılan çalışmalarda Zaman-Frekans (ZF) sinyal işleme ve ZF görüntü işleme tekniklerine başvurulmaktadır [4], [5].

Wigner-Ville Dağılımı (WVD); ZF düzleminde en yüksek enerji yoğunluğunu vermekte ve sinyallerin durağan özelliklerini sergileyebilmektedir [6]. ZF gösterimi elde edildikten sonra bu gösterimde bulunan geometrik şekillerin tespit edilmesi amacıyla Hough Dönüşümü (HD) ve Radon Dönüşümü (RD) gibi örüntü tanıma teknikleri kullanılmaktadır [7], [8]. WVD ve HD'nin birleşimi olan Wigner-Hough Dönüşümünün (WHD), DFMSD sinyallerinin tespiti için ideal bir yöntem olduğu ortaya konulmuştur [9]-[11]. Ancak; WVD ve WHD işlemleri çok fazla hesaplama gerektirmektedir ki bu da kritik bir kusurdur. DFMSD sinyallerinin tespiti için Periodic Wigner-Ville Hough Transform (PWVHT) isimli yeni bir

algoritma önermesi yapılmıştır ama bu algoritma işlem yoğunluğunu daha da arttırmaktadır [12]. Bunu gidermek amacıyla; PWVHT'den daha az işlem yoğunluğuna sahip bir parametre tahmin tekniği [13]'te önerilmiştir fakat etkin çalışması için daha yüksek Sinyal Gürültü Oranına (Signal to Noise Ratio, SNR) sahip sinyaller kullanılmış ve kHz bandında işlemler yapılmıştır ki bu da EDA sistemlerine uygulanabilir değildir.

Radar sistemlerinde güçlü bir işlem yeteneği için büyük ve çok sayıda Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) ile beraberinde diğer bileşenlere de ihtiyaç duyulmaktadır. Yüksek hız, gerçek zamanlılık ve yüksek doğruluk radar sinyal işlemede her zaman kritik bir gereksinim olmuştur. Askeri amaçlı radar ekipmanlarının gerçekleştirilmesinde kullanılan geleneksel yöntemler, son yıllarda Alanda Programlanabilir Kapı Dizisi (Field Programmable Gate Array, FPGA) teknolojisinde yaşanan gelişmelerle, önemli oranda değişmiştir. FPGA kullanımı sadece bu gereksinimleri karşılamakla kalmaz; ayrıca sistem geliştirme maliyetini ve güç tüketimini azaltma, kontrolün güvenilirliğini artırma ve modüllerin paralel çalışmasını sağlama gibi sonuçları da beraberinde getirmektedir [14]. Sayısal sinyal işleminin donanım gerçeklemelerinde sıklıkla kullanılan FPGA'lar; sahip oldukları bu avantajlar nedeniyle, özellikle askeri alanda elektronik harp başta olmak üzere çok çeşitli radar uygulamalarında tercih edilmektedir.

Üreticiler tarafından belli bir FPGA ailesine göre hız ve başarımla yönüyle optimize edilen hazır fonksiyonları içeren blokların (Intellectual Property, IP) kullanımıyla, karmaşık işlemler FPGA üzerinde yapılabilmektedir. Paralel işlem yapma yeteneği ve maliyetinin Uygulamaya Özgü Entegre Devrelere (Application Specific Integrated Circuit, ASIC) oranla çok daha düşük olması FPGA kullanımını her geçen gün arttırmaktadır. FPGA'lar içerisinde IP olarak kullanılabilen FFT bloklarının hızlarının 300-400 MHz mertebelerine yükselmesi ile ara frekans (Intermediate Frequency, IF) bandında frekans spektrumunun incelenmesi mümkün hale gelmiştir. FFT blokları kullanılarak, Kısa Süreli Fourier Dönüşümünün (KSFD) hesaplanmasıyla, FPGA üzerinde ZF analizi mümkün hale gelmiştir.

EDA sistemlerine yönelik bir çalışmada, boru hattı tekniğiyle tasarlanan yüksek hızlı LMS filtrenin FPGA'da gerçekleştirilmesi ve EDA'lara uygulanması gösterilmiştir

[15]. Bu çalışmada; kritik hattın iyileştirilmesi sayesinde, standart bir LMS filtreye kıyasla FPGA'da 10 kat daha yüksek hıza ulaşılmıştır.

Sayısal geniş bantlı bir alıcı sistem gerçeklemek için yapılan bir çalışmada [16]; iki Grafik İşlemci Birimi (Graphical Processor Unit, GPU) ve bir FPGA'dan oluşan bir hibrit hesaplama platformu oluşturulmuştur. Ancak, GPU'da yer alan çok sayıdaki hesaplama birimi yüksek güç tüketimine neden olmuştur. Dinamik güç tüketiminin düşürülebilmesi durumunda, frekans alanındaki Fourier analizi sınırlandırılmak zorunda kalmaktadır. Radara yönelik sayısal alıcılarda, FFT çekirdeklerinin güç gereksinimleri frekans alanındaki Fourier analizini sınırlamakta ve sistem fonksiyonlarını indirgemektedir. [17]'de, FPGA gerçeklemelerindeki güç tüketimi etkinliğini sağlamak için iyileştirilmiş örnekleme sıklığında yeni bir tümleşik tasarım metodolojisi önerilmiştir.

FPGA'da gerçekleşen bir diğer radar uygulaması; darbeli radarlar için, hiyerarşik karar ağacı ve düşük karmaşıklıkla sinyal karakteristiklerine dayalı olan bir otomatik modülasyon sınıflandırıcısıdır [18]. Bu çalışmada algoritma, +7dB üzerindeki SNR değerlerine sahip sinyallerde daha iyi başarımlar elde etmek ve gerçek zamanlı operasyonu sağlamak üzere işlem yoğunluğunu azaltmak amacıyla tasarlanmıştır.

Modern radar sistemlerinde yoğun olarak kullanılmakta olan; cıvıltı sinyallerinin doğru tespit ve ölçümü, SNR ve mesafe hassasiyetini iyileştirmede hayati öneme sahiptir. Varış Zamanı (Time of Arrival, TOA) tahmini de yapan sayısal doğrusal cıvıltı alıcı prototipi, yüksek örnekleme hızına sahip ADC ve yüksek hesaplamalı hedef ölçüm platformuna duyulan ihtiyaç nedeniyle FPGA kullanılarak yapılmıştır [19].

Çok yüksek işlem yoğunluğuna sahip olması nedeniyle; WVD'nin FPGA'da gerçekleşmesi hususlarına ilişkin olarak literatürde çok az sayıda çalışma mevcuttur. [20] çalışmasında, WVD işlem yoğunluğu hiç azaltılmadan FPGA'da gerçekleştirilmiştir. [21] çalışmasında; oto-korelasyon matrisinde sadece değeri sıfır olmayan elemanlar hesaplanarak işlem yoğunluğu azaltılmış WVD için FPGA tasarımı yapılmıştır. [22] çalışmasında ise korelasyon matrisindeki simetri özelliği kullanılarak hesaplanacak FFT sayısı azaltılmış ve bu sayede WVD'nin işlem

yoğunluğu düşürülerek FPGA tasarımı yapılmıştır. Ancak her üç FPGA uygulaması da, EDA sistemleri için yeterli olmayan kHz seviyesi frekans bölgesindeki sinyaller üzerinde çalışabilmektedir.

Bunların yanı sıra; görüntü işleme teknikleri olan HD ve RD de işlem yoğunluğu ve hafıza gereksinimi yüksek miktarda olan dönüşümlerdir. HD'nin FPGA içinde gerçekleştirilmesine yönelik yapılan çalışmaların ilk örneklerinde FPGA kaynaklarının tamamen kullanıldığı ve çalışma frekansının çok düşük (27.1 MHz) olduğu görülmektedir [23]. Ancak, FPGA teknolojisinin gelişmesi ve farklı yöntemlerin uygulanması ile kaynak kullanımı düşürülmüş [24] ve 180 MHz çalışma frekansı [25] elde edilebilmiştir.

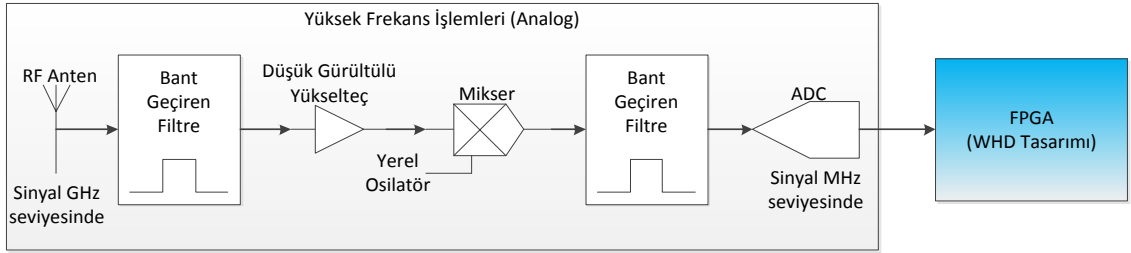
HD hesaplaması yapılırken, imgedeki noktalar diğer açılardan bağımsız olarak her bir açının sayacının arttırılması için ayrıca kullanıldığından, açı-seviyesi (angle-level) paralel işleme yapılabilmektedir. Donanım Tanımlama Dili ile HD kodu yazılırken DFMSD sinyal bileşenlerinin civıltı oranını temsil eden her bir açı için paralel hesaplama yapılırsa, açı değerlerine ait sinüs değerleri sabit olacağından bu değerler Look-Up Table (LUT)'larda veya yazmaçlarda saklanabilmektedir [25].

Radon dönüşümünün donanım olarak gerçekleştirilebilmesi için tanımlanan Sonlu Radon Dönüşümü [26]'te FPGA üzerinde, seri ve paralelleştirilmiş hali ile tasarlanmış ve 511x511 çözünürlüğündeki imgelerden saniyede 317 adet işlenmiştir. [27]'da yapılan çalışmada ise Verilog donanım tanımlama dili kullanılarak iki ayrı yapıda Sonlu RD gerçekleştirilmiştir. Birincisinde değiştirilmiş RD doğrudan donanıma uygulanmış ve hafıza blokları dönüşüm vektörlerini saklamada kullanılmıştır. İkincisinde ise hafıza blokları kullanılmadan 7x7 boyutundaki imge blokları paralel işlenmiştir. Bu tasarımlarda sırasıyla 100 MHz ve 82 MHz çalışma frekanslarına ulaşılmıştır.

HD ve RD algoritmalarının donanım üzerinde tasarımında işlem yoğunlukları kadar hafıza gereksinimleri de ön plana çıkmaktadır. Bu sorunu aşmak için HD uygulanacak imgelerdeki sadece özellikli noktaların satır ve sütun değerlerinin saklanması veya kodlama tekniklerinin kullanılması ile ihtiyaç duyulan hafıza miktarının azaltılmasına yönelik yöntemler geliştirilmiştir [28].

1.2 Tezin Amacı

YOD radar sinyalleri genellikle 8-18 GHz frekans bandında bulunmaktadır. Bu sinyallerden bir radarın varlığını ve o radarın özelliklerini bulabilmek amacıyla; sinyaller, antenler aracılığıyla alınmaları sonrasında sayısal sinyal işleyiciler tarafından işlenmeleri için Şekil 1.1 ile gösterilen basamaklardan geçirilmektedirler. Analog devre elemanları kullanılarak gerçekleştirilen bu işlemlerin son noktası olan Analog-Sayısal Dönüştürücünün (Analog-Digital Converter, ADC) çıkışında MHz seviyesinde bir sayısal sinyal üretilmektedir. Sinyallerin sayısal hale çevrilmesi sonrasında çeşitli elemanlar ve tekniklerle bu sinyaller işlenebilmektedir. Günümüzde; EDA sistemlerinde, sinyal işleme elemanı olarak FPGA'lar sıklıkla tercih edilmektedir.



Şekil 1.1 Radar sinyallerine yönelik yüksek frekanslı analog işlemler

Bu tezin amacı; YOD radarlarda genellikle kullanılan DFMSD sinyallerinin, düşük SNR seviyelerinde gerçek zamanlı olarak tespit edilmesine ve bu sinyallerin parametrelerinin otomatik çıkarımına yönelik WVD/HD temelli yöntemlerin geliştirilmesi ve bu yöntemlerin kullanıldığı FPGA tasarımının gerçekleştirilmesidir. Bu amaç doğrultusunda; WVD'nin FPGA içerisine sığabilecek bir versiyonu olan KSWD tanımlanmıştır. İşlem yoğunluğunu azaltmak için, ZF gösteriminin oluşturulmasında örnekle-tut tipi ara örnekleme kullanılması ve HD hesaplamaları öncesinde sütunsal eşikleme uygulanması önerilmiştir. Bu yöntemlerin başarısını P_d ile P_{CRE} kriterlerine göre sergilemek için Matlab programıyla yazılım benzetimleri ve Modelsim programıyla donanım benzetimleri yapmak ve sonrasında gerçekleştirilen FPGA tasarımıyla donanım seviyesinde testler icra etmek hedeflenmiştir.

1.3 Hipotez

Bu tez çalışmasında; WHD'nin FPGA üzerinde gerçekleştirilecek bir versiyonunun geliştirilebileceği, geliştirilen bu tasarımın YOD radarlarda sıklıkla kullanılan DFMSD sinyallerinin düşük SNR seviyelerinde bile gerçek zamanlı olarak tespit edilmesinde ve parametrelerinin otomatik çıkarımında kullanılabileceği önerilmiştir.

YAKALANMA OLASILIĞI DÜŞÜK (YOD) RADAR

Askeri radar sistemleri için en önemli özelliklerden biri “tespit edilmeden tespit edebilme” kabiliyetidir. Platformların bir radar tarafından tespit edilme olasılıklarını azaltmak için platform yüzeylerini şekillendirme teknikleri ve malzeme biliminin sağladığı imkânlar kullanılır. Bunun yanında platformların üzerindeki sensörler de istenen ve istenmeyen yayınlarını azaltarak tespit edilme olasılığını azaltmaya çalışırlar [3].

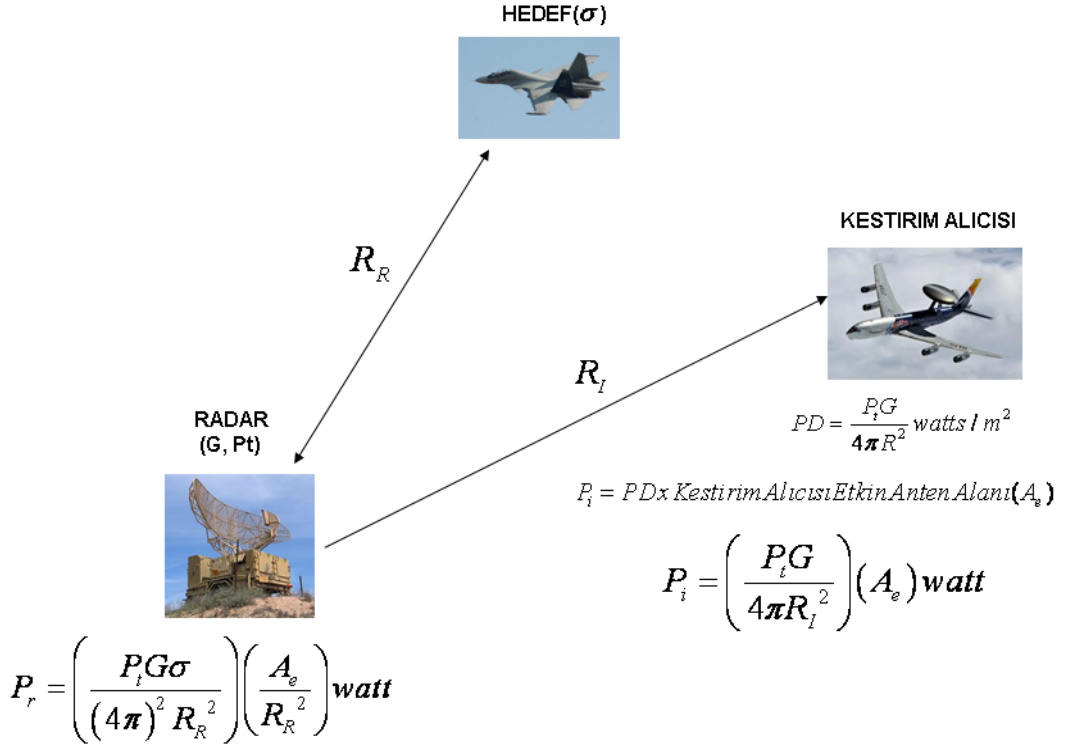
Pasif sensör kullanımı, istenmeyen yayınları azaltmanın basit bir yolu olarak görülse de, durumsal farkındalık konusunda üstünlüğü ele geçirmek için hedeflerin tespiti, takip edilmesi ve sınıflandırılması gerekir, bu da ancak aktif sensörlerle yapılabilir [29].

Konvansiyonel darbeli radar sistemlerinin çoğu kullandıkları yüksek güçlü yayınlar sebebiyle gelişmiş EDA sistemleri, radar ikaz alıcıları ve elektronik taarruz sistemleri tarafından kolaylıkla tespit edilebilir. Aktif sensör kullanımında en önemli husus yakalanma olasılığını düşürmektir.

2.1 YOD Radar Çalışma Prensibi

Anti-radyasyon sistemleri ve elektronik saldırı sistemleri gibi radar karşı tedbir sistemlerindeki hızlı gelişmelere bağlı olarak artan tehdide karşı, günümüzdeki askeri sistemlerde YOD radarlar kullanılmaktadır. Bunun nedeni, YOD radarların; düşük çıkış gücü, geniş frekans bandı, frekans çeşitliliği ve gelişmiş modülasyon teknikleri gibi yeni teknolojilerle desteklenen dalgaformlarını kullanması ve böylece tehdit algılayıcıları tarafından yakalanma olasılıklarının düşük olmasıdır.

YOD radarların çalışma prensibini açıklayabilmek amacıyla radar, hedef ve kestirim alıcısı geometrisi Şekil 2.1 ile sunulmuştur.



Şekil 2.1 Radar, hedef ve kestirim alıcısı geometrisi [30]

YOD radarın “tespit edilmeden tespit etmesi” için radarın tespit menzili R_R ’nin kestirim alıcısı tespit menzili R_I ’dan fazla olması gerekir [31]. Şekil 2.1’de P_i ile kestirim alıcısına gelen, P_r ile hedeften radara geri dönen güç miktarı gösterilmektedir. P_i ile gösterilen eşitliğe tek yön Radyo Frekans (RF) denklemi denir.

Eşitlik (2.1) ile verilen basit radar mesafe denkleminin sonucu, rastgele değişkenler olan hedef Radar Kesit Alanı (RKA), gürültü ve dağınıklığa (clutter) göre değişir. Kestirim alıcıları gürültü ve dağınıklıktan etkilenirken, RKA’dan etkilenmezler. Ayrıca kestirim alıcılarına gelen güç, hedeften dönüp radara gelen güce göre en az R^2 kadar fazladır. Bu denklemden de görüleceği üzere sadece çıkış gücüne bakılacak olursa kestirim alıcılarının YOD radarlara göre menzil avantajı vardır, bu nedenle YOD radarlar gelişmiş teknikler kullanarak avantaj elde etmeye çalışırlar.

$$R_{max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 B F (SNR_r) L} \right]^{1/4} \quad (2.1)$$

Burada; R_{max} Radarın maksimum tespit menziline, P_t Tepe çıkış gücünü, G Anten kazancını, λ Dalga boyunu, σ Hedefin radar kesit alanını, k Boltzmann sabitini (1.38×10^{-23} joule/K), T_0 Gürültü için sıcaklığı (290K), B Gürültü bant genişliğini, F Gürültü faktörünü, SNR_r Radar alıcısının algılayabileceği en küçük SNR seviyesini ve L Sistem kayıplarını ifade etmektedir.

Geleneksel kestirim alıcılarının kullandığı teknikler, YOD radarlarının kullandığı dalgaformlarını tespit edemezler ya da YOD radarın menziline göre daha düşük menzilde tespit edebilirler. Bu da YOD radar kullanan platforma, hedef platforma göre bir menzil avantajı kazandırır. YOD radar mimarileri dört grupta toplanabilirler. Bunlar; frekans modülasyonu kullananlar, faz modülasyonu kullananlar, faz-frekans modülasyonu kullananlar ve gürültü teknolojisi kullananlardır [32].

2.2 YOD Radar Özellikleri

YOD radarları konvansiyonel radarlardan ayıran özellikler ve kullanılan teknikler aşağıda sıralanmıştır. Bu özelliklerin birlikte kullanılmasıyla YOD radarın EDA sistemleri tarafından tespit edilmesi zorlaşmaktadır [3].

- Düşük yan-hüzmeli antenler
- Düzensiz anten tarama paternleri
- Yüksek görev döngülü (duty-cycle) / geniş bantlı yayın
- Doğru güç yönetimi
- Taşıyıcı frekans seçimi
- Çok yüksek hassasiyet
- Yüksek işleme kazancı
- Eş fazlı (Coherent) tespit
- Monostatik / bistatik konfigürasyon

2.3 YOD Radar Örnekleri

YOD olarak bilinen ilk radar 1987 yılında SPICA II sınıfı İsveç hücumbotuna takılan PILOT radarıdır. Araştırma ve geliştirme çalışmaları ve üretici şirketlerin birleşmeleri, sonraki yıllarda PILOT radarının temel alındığı iki radarın üretilmesiyle neticelenmiştir. Bunlar; Hollandalı Signaal firmasının üretilen FMCW SCOUT radarı ve İsveçli CelciusTech firmasının üretilen FMCW PILOT MK2 radarıdır [33]. Ortaya çıkan YOD radar teknolojisinin kazandığı popülerite kısa zamanda aynı segmentte yarışan diğer firmaların da kendi radarlarıyla pazara girmelerine yol açmıştır. Bunlardan bazıları; SPN-730 (SELEX), INDERA CX-3AH (RCS), INDERA MX-2/3AH (RCS), ALPER (ASELSAN), ARIES (INDRA) ve Broadband 3G/4G (SIMRAD) radarlarıdır [30].

2.4 YOD Radarların Tespiti

EDA'lar radar tespitini yüksek gürültülü ortam koşullarında ve birden çok sinyal arasından yapabilmelidir. YOD radarlarının geniş bantlı olmasından dolayı tespitleri yüksek işleme kazancı gerektirir. Geniş bant sinyal kullanımındaki amaç, yayınlanan gücü geniş bir banda yayarak alıcı girişinde gürültü seviyesinin altında güç spektral yoğunluğu oluşturmaktır. Bu durumda tespitin gerçekleşmesi için sinyalin uzun bir gözlem zamanında toplanması gerekir. Uygulanan yöntemde gürültünün de aynı oranda toplanmamasına dikkat edilmelidir [34].

YOD radarların, düşük güçlü olduğu, yüksek görev döngülü, faz veya frekans kodlu sinyaller kullandığı kabul edilir. Kodlama yöntemi ve frekans bilinmediğinden eş-fazlı tespit mümkün değildir, bu nedenle öncelikle eş-fazlı olmayan tespit yapılır. YOD radarların tespiti için kullanılacak EDA'lar; ZF sinyal işleme yöntemleri, korelasyon teknikleri ve YOD radarların avantajlarının üstesinden gelecek diğer algoritmaları kullanmalıdır [9]. Bu işlemler yüksek hız ve büyük miktarda verinin depolanmasını gerektirmektedir. Gerçek zamanlı donanım uygulamaları dikkate alındığında; günümüz koşullarında hız sorun olmaktan çıkmış olsa da büyük miktarda verinin taşınması ile hızın birlikte sağlanması koşulu sorun olabilmektedir.

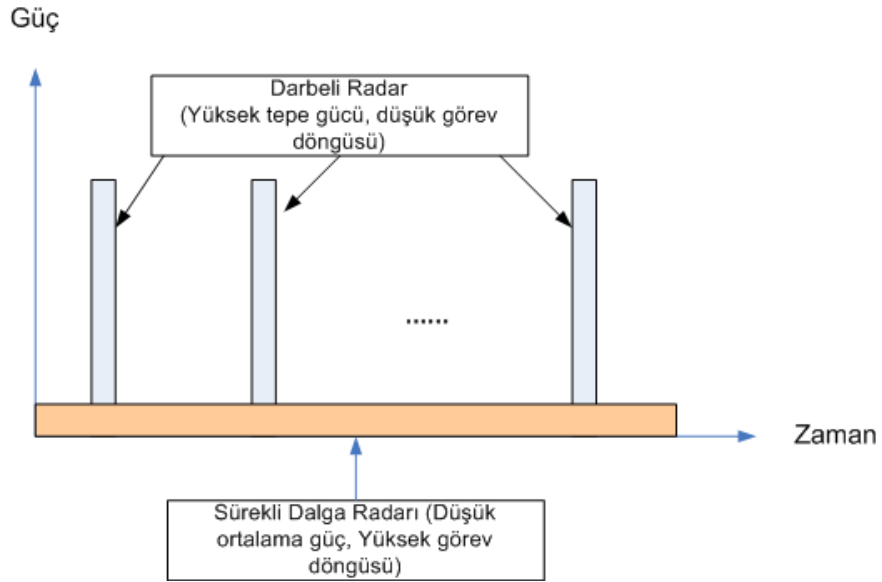
YOD radarların durağan olmayan dalgaformları nedeniyle, tespit edilebilmeleri için ZF analiz tekniklerinin kullanılması gerekmektedir. Bu tekniklere ilişkin detaylı bilgiler 3. Bölümde verilmiştir.

2.5 YOD Radar Dalgaformları

YOD radar dalgaformları darbe sıkıştırma teknikleriyle üretilmekte olup; frekans modülasyonu, faz kaydırma anahtarlama veya frekans kaydırma anahtarlama ile yapılabilmektedir [35]. YOD radarlar tarafından kullanılan dalgaformları ve teknikler aşağıda belirtilmiştir:

- Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga (FMSD)
- Faz Kaydırma Anahtarlama (Phase Shift Keying, PSK) Teknikler
 - İkili Faz Kaydırma Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK)
 - Barker Kodları
 - Bileşik Barker Kodları
 - Çok-fazlı (Polyphase) Kodlar
 - Frank Kodları
 - P1, P2, P3, P4 Kodları
 - Çok-zamanlı (Polytime) Kodlar
 - T1(n), T2(n), T3(n), T4(n) Kodları
- Frekans Kaydırma Anahtarlama (Frequency Shift Keying, FSK) Teknikler
 - Costas Kodu
 - Hibrit PSK/FSK Tekniği
 - Hedefe Uyumlu PSK/FSK Tekniği
- Gürültü Modülasyonu

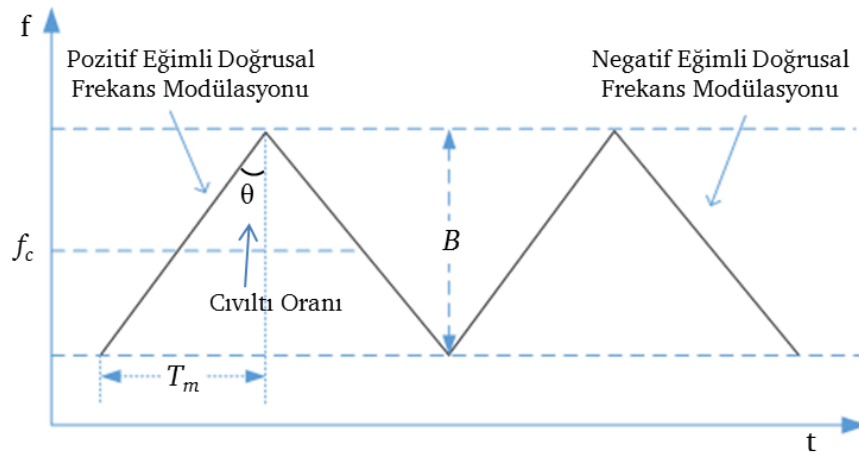
YOD radar dalgaformu kullanımında amaç radar sinyalinin enerjisini geniş bir banda ve zamana yayarak yayınlanan sinyalin tepe gücünü azaltabilmektir. Konvansiyonel radarlarda kullanılan darbeli dalgaformu ve YOD radarlarda kullanılan sürekli dalgaformu karşılaştırılması Şekil 2.2’te gösterilmiştir.



Şekil 2.2 Darbeli dalgaformu ve sürekli dalgaformu karşılaştırması

2.6 Doğrusal Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalgaformu (DFMSD)

DFMSD için ana parametreler; modülasyon bant genişliği ve modülasyon periyodudur. Doğrusal frekans modülasyonunda darbe içerisindeki frekans; taşıyıcı frekans olan f_c etrafında T_m modülasyon süresi boyunca B frekans bandı miktarınca frekans değişikliği sağlanana kadar (Şekil 2.3) doğrusal olarak artar/azalır (yukarı/aşağı civıltı).



Şekil 2.3 DFMSD ve parametreleri

Bu tez çalışmasında kullanılan bir kavram olan civıltı oranı (frekans değişim oranı) (2.2) kullanılarak ifade edilir:

$$\theta = \arctan\left(\frac{T_m}{B}\right) \quad (2.2)$$

Taşıyıcı frekansı f_c kullanılarak (f_c bandın ortasında olacak şekilde); DFMSD sinyalleri için frekans fonksiyonu $0 \leq t \leq T_m$ aralığı için şu şekilde yazılabilir:

$$f_{p,n}(t) = f_c \mp \frac{B}{2} \pm \frac{B}{T_m} t \quad (2.3)$$

DFMSD modülasyonu için yayınlanan RF sinyalin fazı ise değişken frekansın integralinin alınmasıyla ($t=0$ anında $\phi_0 = 0$ olduğu varsayılırsa) şu şekilde bulunur [36]:

$$\phi(t) = 2\pi \int_0^t f_{p,n}(t) dt = 2\pi \left[\left(f_c \mp \frac{B}{2} \right) t \pm \frac{B}{2T_m} t^2 \right] \quad (2.4)$$

Elde edilen faz bilgisi kullanılarak oluşan (a_0 genlikli) DFMSD sinyali aşağıdaki gibi ifade edilir [3], [36]:

$$x_{p,n}(t) = a_0 \cos \left(2\pi \left[\left(f_c \mp \frac{B}{2} \right) t \pm \frac{B}{2T_m} t^2 \right] \right) \quad (2.5)$$

ZAMAN-FREKANS (ZF) VE GÖRÜNTÜ İŞLEME TEKNİKLERİ

Frekans özellikleri zaman ekseninde durağan olmayan sinyallerin tespit edilebilmesi ve özelliklerinin bulunabilmesi için, tek başlarına zaman veya frekans analizleri yeterli olmamaktadır. Bu ihtiyacı karşılayabilmek amacıyla ZF gösterimleri kullanılmaktadır. Bu bölümde ZF gösteriminin oluşturulmasında kullanılan başlıca teknikler ve ZF gösteriminde görülen dalgaformlarının özelliklerinin otomatik olarak çıkarımının yapılabilmesine imkân sağlayan görüntü işleme teknikleri hakkında bilgi verilmiştir.

3.1 ZF Gösterimi Oluşturma

Radar sinyallerinin tespiti açısından bakıldığında Fourier Dönüşümü (FD) bir sinyal içerisindeki frekans bileşenleri bilgisini elde etmemizi sağlasa da YOD radar sinyallerinin analizinde sınırlı bir kullanım alanı vardır. Bunun sebebi FD'nin çok kısa periyotlar için sinyalin spektralının nerelerde yoğunlaştığı bilgisini içermemesidir.

YOD radarlar gibi durağan olmayan modülasyonlar kullanan radarların özellikle güçlü arka plan gürültüsü ve çoklu yol durumlarında tespit edilmesi ve kimliklendirilebilmesi için; geniş bir spektruma bakan, faz uyumsuz entegrasyon kabiliyeti olan geniş bant alıcılara ihtiyaç duyulmaktadır [3], [37].

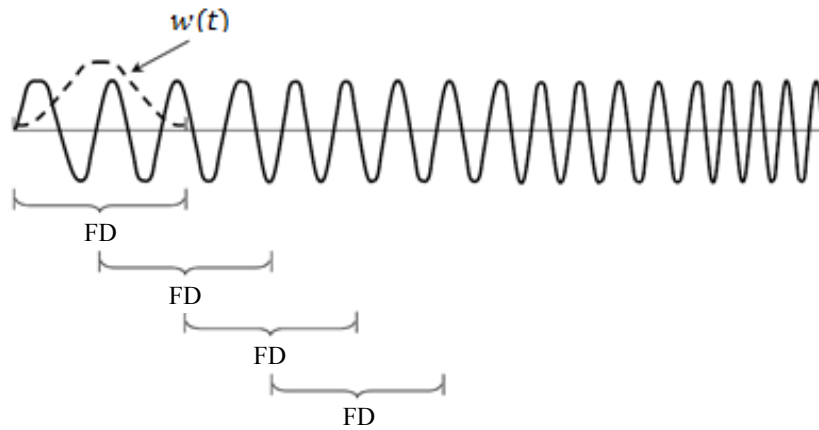
ZF analizi, geniş bantlı ve durağan olmayan dalgaformlarının davranışlarını belirlemek için uygulanmaktadır. ZF analizi ile sinyalin enerji yoğunluğu zaman ve frekans eksenlerinde aynı anda gösterilir. Böylece herhangi bir anda, kestirilen bir sinyalin hangi frekans bileşenlerine sahip olduğu görülebilir [38]. Sonraki alt başlıklarda, yaygın ZF gösterimi oluşturma tekniklerinden başlıcaları hakkında bilgi verilmiştir.

3.1.1 Kısa Süreli Fourier Dönüşümü (KSFD)

FD'de sinyal analizi için temel olarak sinüs fonksiyonları kullanılır. Sinyaldeki ani bir değişiklik gibi yerel bilgiler FD'nin sonsuz uzunluğu nedeniyle tüm frekanslara yayılır. Bu sorunun giderilmesi için KSFD kullanılmaktadır. FD'de zaman ilişkisi yaratmak için, basit bir yöntem olarak, $x(\cdot)$ sinyali t zamanı etrafında pencerelenir, pencerelenen kısmın FD'si alınır ve bu işlem her t zamanı için tekrarlanır. Bu yöntemle oluşturulan dönüşüme KSFD denir ve aşağıdaki formülle ifade edilir:

$$KSFD_x(t, v; w) = \int_{-\infty}^{\infty} x(u) w(u-t) e^{-j2\pi vu} du \quad (3.1)$$

Burada t zaman değişkeni olup sinyalin üzerinde analizin yapıldığı anı göstermektedir. FD sonucunda oluşan frekans değişkeni v ile gösterilmektedir. $w(t)$ ise $t=0$ ve $v=0$ 'daki kısa zamanlı analiz penceresidir (Şekil 3.1). Analiz penceresi içinde sinyalin zaman değişkeni u olup integral adımıdır. Sinyal, $w(u-t)$ kısa zaman penceresi ile çarpıldığında analiz noktası $u=t$ etrafındaki kısmı bastırılmış olur, bu nedenle KSFD sinyalin yerel spektrumunu verir. KSFD'de temel olarak, radar sinyalinin zamanda yerleşmesini sağlayacak kadar küçük zaman pencereleri $w(t)$ kullanılır.



Şekil 3.1 KSFD hesabı için pencereleme ve zamanda kaydırma işlemi

KSFD, (3.2) eşitliğinde görüldüğü üzere, zaman ve frekans kaymalarını muhafaza eder:

$$\begin{aligned}
y(t) = x(t - t_0) &\Rightarrow KSF D_y(t, v; w) = KSF D_x(t - t_0, v; w) e^{j2\pi v t_0} \dots \text{Zamanda kayma} \\
y(t) = x(t) e^{j2\pi v_0 t} &\Rightarrow KSF D_y(t, v; w) = KSF D_x(t, v - v_0; w) \dots \text{Frekansta kayma}
\end{aligned} \tag{3.2}$$

KSFD'nin zaman çözünürlüğü ve frekans çözünürlüğü analiz penceresi $w(t)$ 'nin uzunluğuyla belirlenir. Zaman çözünürlüğünü iyileştirmek için kısa zamanlı bir analiz penceresi, frekans çözünürlüğünü iyileştirmek için dar-bant bir filtre görevi görecek uzun zamanlı bir analiz penceresi kullanılır. Heisenberg-Gabor eşitsizliği nedeniyle aynı anda iyi frekans ve iyi zaman çözünürlüğü elde edilemez [39].

3.1.2 Dalgacık Dönüşümü

KSFD'de tüm frekanslar için aynı pencere kullanıldığından, ZF uzayında tüm bölgelerde çözünürlük aynıdır. Bu özellik radarlara yönelik uygulamalarda tercih edilmekte olup farklı uygulamalarda ise çözünürlüğün değiştirilmesi ihtiyacı olabilmektedir. Bunun için pencere değiştirilerek zaman ya da frekans eksenlerinden birinde daha iyi çözünürlük elde edilebilir. Sinyal içindeki devamsızlıkları tespit etmek için çok kısa, hassas frekans analizi için uzun taban fonksiyonlar kullanılabilir. Dalgacık dönüşümü, aşağıdaki formül ile ifade edilen $h_{ab}(t)$ temel dalgacık fonksiyonundan öteleme ve sıkıştırma kullanılarak elde edilir [40].

$$h_{ab}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} h\left(\frac{t-b}{a}\right) \tag{3.3}$$

Burada a pozitif bir gerçektek sayı olup ölçeklendirme katsayısı, b ise gerçektek bir sayı olup öteleme katsayısıdır. a büyük ise temel dalgacıktan daha geniş bir dalgacık (düşük frekanslar için) ve a küçük ise temel dalgacıktan daha dar bir dalgacık (yüksek frekanslar için) oluşur. Dalgacık dönüşümü aşağıdaki formülle tanımlanır:

$$X_w(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(\frac{t-b}{a}\right) x(t) dt \tag{3.4}$$

3.1.3 Uyarlamalı Filtreleme

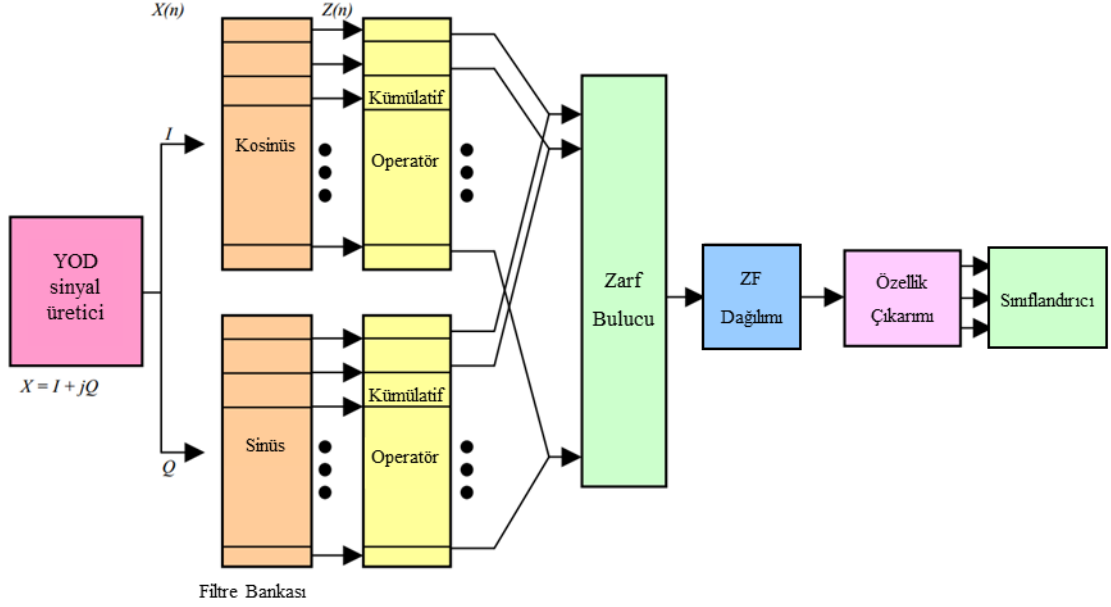
EDA'lar, operasyonel olarak anlamlı menzillerde YOD radarlarını tespit edebilmek için, radarın işlem kazancı avantajının üstesinden gelmelidir. Bunun yöntemlerinden birisi YOD dalgaformuna uyumlu bir filtre oluşturmaktır. Uyarlamalı filtre, YOD dalgaformuna uyum sağlarsa, tespit kabiliyeti sadece sinyalin enerjisine bağlı olur ve böylece radar ile EDA'nın işlem kazançları birbirine yaklaşır.

Uyumlu bir filtre oluşturabilmek için, gönderilen frekans, frekans modülasyonunun (FM) eğimi ve tekrarlama periyodu bilinmelidir. Ancak bu değerler EDA tarafından bilinmediğinden, filtre uyarlamalı olarak oluşturulmalıdır. YOD radar sinyalleri tahmin edilmeli, uyumlu filtreye filtrelenmeli ve tespit işlemini sağlayacak şekilde uyumlu filtre parametreleri değiştirilerek süreç tekrarlanmalıdır. Uyarlamalı filtrenin oluşturulmasında yanlış tahmin edilen özellikler işlem kazancının azalmasına yol açar [40].

PILOT radarının tespiti için [41] çalışmasında uyarlamalı filtre ve darbe sıkıştırmalı radarlar tarafından kullanılan "deramping" yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde giriş sinyali, yerel olarak üretilen doğrusal FM sinyaliyle çarpılır ve sonuçta girişe göre daha az FM eğimine sahip sinyal ortaya çıkar. Filtrenin parametreleri tespit edilmek istenen radarın parametrelerine yakın olduğunda çıkış sinyalinin frekans kapsamı tahmin edilebilir. Sonrasında, elde edilen sinyal, ilgili frekans bölgesini kapsayan FFT filtre bankasıyla işlenebilir ve frekans bileşenleri belirlenebilir [41].

3.1.4 Paralel Filtre Dizileri ve Yüksek Derece İstatistik (YDİ)

Bu yöntem, paralel filtre kullanımını (alt-bant) ve yüksek derece istatistiği (3. derece kümülatif kestiricilere) temel alır. Her alt-bant sinyali tek başına değerlendirilir ve simetrik gürültünün bastırılması için sonrasında 3.derece kestiriciye sokulur. Bu yöntemle YOD dalgaformu küçük frekans bantlarına ayırılır ve böylece sinyalin detaylı ZF tanımı elde edilir (Şekil 3.2). Daha sonra çıkış matrisi işlenerek dalgaformunun parametreleri tespit edilir [42].



Şekil 3.2 Paralel filtreleme ve YDİ yöntemi blok diyagramı [42]

Bu yöntemle giriş sinyalinin hiçbir özelliği bilinmeden tespit yapılabilir. Paralel filtre yapısının davranışı uyumlu filtre davranışına benzer. Filtre sayısındaki artış sistemin çözünürlüğünü artırır. YDİ kullanımı (3. derece kümülatif kestirici kullanımı), yöntemin beyaz Gauss gürültüsü bastırma potansiyelini gösterir. Yöntemin etkinliği kullanılan YOD dalgaformuna göre değişir. BPSK ve FMSD sinyallerinin parametrelerinin tespitinde yöntem çok başarılı olmuş, çok-fazlı kodlanmış sinyallerin tespitinde tatmin edici sonuçlar vermiştir [42].

3.1.5 Kesirli Fourier Dönüşümü (KFD)

KFD, FD'nin ZF uzayında farklı açılarla hesaplanmasına yönelik bir genellemesidir. Bir $x(t)$ sinyalinin KFD'si, (3.5) eşitliğiyle gösterilir [43]:

$$KFD_{\alpha}(u) = \int x(t) K_{\alpha}(t, u) dt \quad (3.5)$$

Bu ifadedeki $K_{\alpha}(t, u)$ KFD'nin kernel fonksiyonudur ve;

$$K_{\alpha}(t, u) = \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}} \times e^{\left(j \frac{t^2 + u^2}{2} \cot \alpha - jtucsc\alpha \right)} \quad (3.6)$$

olarak tanımlanır. KFD, $x(t)$ sinyalini ZF uzayında α açısı kadar döndürerek, ZF uzayında ara bir bölgeye taşır. $\alpha = \pi/2$ olduğunda KFD ile FD aynı olur. Bu açıdan KFD de bir ZF aracı olarak sınıflandırılabilir.

3.1.6 Wigner-Ville Dağılımı (WVD)

WVD, sinyalin güç spektrumundan türetilmekte olduğundan bilineer bir dağılımdır. WVD; aşağıdaki formülde görüldüğü gibi, $x(t)$ sinyalinin yine kendisiyle ilintili bir versiyonuyla çarpımını ve Fourier dönüşümünü içermektedir [44]:

$$WVD(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (3.7)$$

Bu formülde zaman sapması τ ve frekans ω ile gösterilmektedir. WVD yönteminin sunduğu zaman ve frekans çözünürlükleri birbirinden bağımsız olup KSFD yöntemiyle elde edilen çözünürlükten daha yüksektir. WVD durağan olmayan sinyallerin modülasyon karakteristiklerinin gözlenmesi için iyi bir yöntem olmasına rağmen hesaplanması maliyetli bir dağılımdır. Ayrıca WVD gösteriminde, birden fazla bileşeni olan sinyaller için zamanda salınan çapraz terimler yer almaktadır [45].

WVD'nin ayrık zamana taşınması ve $2Y$ uzunluğundaki $w(n)$ penceresinin kullanımıyla Pseudo WVD (PWVD) tanımlanmakta ve (3.8) eşitliği ile gösterilmektedir [46]:

$$PWVD(l, \omega) = 2 \sum_{n=-Y+1}^Y x(l+n) x^*(l-n) w(n) w(-n) e^{-j2\omega n} \quad (3.8)$$

Bu formülde, ayrık değişkenler l ve n , sürekli değişkenler olan t ve τ 'ya sırasıyla karşılık gelmektedir. PWVD kullanılarak birçok YOD radar sinyalindeki frekans ve zaman değişiklikleri görülebilir. Elde edilen PWVD dağılımları, görüntü işleme süreçlerinden geçirilerek dalgaformu parametreleri elde edilmeye çalışılır.

3.2 Görüntü İşleme Teknikleri

Askeri harekât ortamında reaksiyon sürelerinin en aza indirilebilmesi için elektronik destek sistemlerinin otomatik tespit, sınıflandırma ve kimliklendirme kabiliyetine sahip olmaları gerekmektedir. ZF teknikleriyle tespit edilen YOD dalgaformlarının parametrelerinin otomatik kestirimi için Radon, Hough ve Hough-Radon gibi görüntü işleme tekniklerinin kullanımı [8], [47]ve [48] çalışmalarında gösterilmiştir.

3.2.1 Radon Dönüşümü (RD)

Radon dönüşümü (RD), imge genliklerinin belirli bir açıdaki s radyal çizgisi boyunca projeksiyonudur ve çizgisel özelliklere sahip 2-boyutlu bir imgeyi, (r, θ) bileşenlerinden oluşan çizgi parametreleri uzayına aktarır. Bir $f(x, y)$ imgesinin RD'si aşağıdaki formülle bulunur [49]:

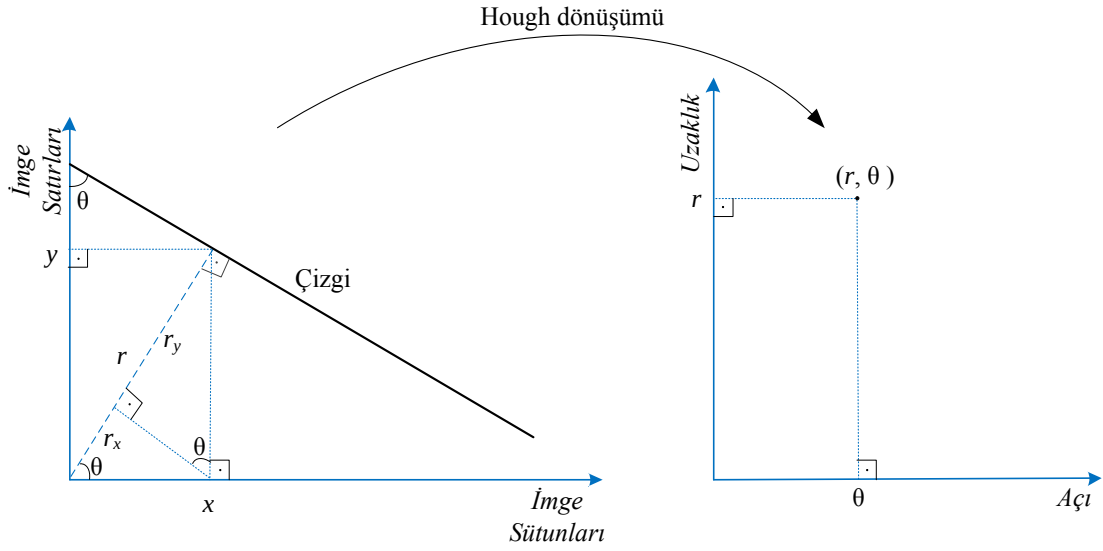
$$R(r, \theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(r \cos \theta - s \sin \theta, r \sin \theta + s \cos \theta) ds \quad (3.9)$$

Bu dönüşümde (r, θ) aralıkları $-\infty < r < \infty$, $0 \leq \theta < \pi$ şeklindedir. r eksen, s eksenine dik olan çizgi üzerinde uzanır ve aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$r = x \cos \theta + y \sin \theta \quad (3.10)$$

3.2.2 Hough Dönüşümü (HD)

HD, bir imge üzerindeki belirli şekildeki noktaların bulunması amacıyla ortaya konulmuştur. HD'nin hesaplanması sırasında noktaların değerleri yerine noktaların sayısı kullanılmaktadır. İmge üzerindeki (x, y) noktasından geçen bir çizgi, HD kullanılarak, r orijinden uzaklık ve θ dikey eksenle aradaki açı olmak üzere (r, θ) uzayında bir noktaya dönüştürülmektedir. Bu dönüşüme ilişkin grafiksel gösterim Şekil 3.3 ile sunulmuştur.



Şekil 3.3 İmgedeki bir çizginin Hough uzayında bir noktaya dönüşmesi

Şekil 3.3 ile verilen grafikte görüldüğü gibi, orijine olan uzaklık, iki parça (r_x ve r_y) olarak düşünülerek (3.11) eşitliği ile verilen ifadeyle HD hesaplanmaktadır.

$$r = r_x + r_y = x \cos \theta + y \sin \theta \quad (3.11)$$

İmge üzerinde önceden belirlenen bir eşik değerinin (Th) üzerindeki (x_i, y_i) noktaları için HD hesaplanır. $f(x, y)$ imgesinde aynı doğru üzerindeki noktalar için hesaplanan (r, θ) koordinatlarının değeri aynı olacaktır. Böylece, (r_k, θ_l) çiftinin elde edildiği dönüşümler için tutulan $C(r_k, \theta_l)$ sayacı, (3.12) eşitliğindeki gibi bir arttırılır. Diğer bir ifadeyle; (x_i, y_j) noktasından geçen $\theta = \theta_l$ eğimli doğru için $r_k = x_i \cos \theta_l + y_j \sin \theta_l$ ise $f(x_i, y_j) \geq Th$ koşuluyla $C(r_k, \theta_l)$ sayacı bir arttırılır. Sonuçta (r_k, θ_l) koordinatı HD'de yüksek genlikli bir nokta olarak görülür [50].

$$C(r_k, \theta_l) = \begin{cases} C(r_k, \theta_l) + 1 & \text{eğer} \begin{cases} (x_i, y_j) \in \{f(x_i, y_j) \geq Th\} \\ r_k = x_i \cos \theta_l + y_j \sin \theta_l \end{cases} \text{ ve} \end{cases} \quad (3.12)$$

3.2.3 İyileştirilmiş Hough Dönüşümü (İHD)

HD'nin hesaplanması sırasında; $f(x,y)$ imgesi üzerinde önceden belirlenen bir eşik (Th) değerinin üzerindeki (x_i, y_i) noktaları için HD hesaplanır. DFMSD sinyallerinin WVD dağılımlarında oto-terimlere ait noktalar sadece pozitif değerli olurken, çapraz terimlere ait noktalar hem pozitif hem de negatif değerli olabilmektedir. Bu özellik hesaba katılarak; WVD dağılımlarındaki çapraz terimlere ait noktaların bastırılması amacıyla, HD'deki sayaçların güncellenmesi aşağıdaki gibi değiştirilerek İHD tarif edilmiştir [51]:

$$C(r_k, \theta_l) = \begin{cases} C(r_k, \theta_l) + 1 & \text{eğer} \begin{cases} (x_i, y_j) \in \{f(x_i, y_j) \geq Th\} & \text{ve} \\ r_k = x_i \cos \theta_l + y_j \sin \theta_l \end{cases} \\ C(r_k, \theta_l) - 1 & \text{eğer} \begin{cases} (x_i, y_j) \in \{f(x_i, y_j) \leq -Th\} & \text{ve} \\ r_k = x_i \cos \theta_l + y_j \sin \theta_l \end{cases} \end{cases} \quad (3.13)$$

Bu sayede; WVD dağılımındaki pozitif değerli noktaların genliğinin belirli bir pozitif eşik değerinin üzerinde olması durumunda sayaçların arttırılması, negatif değerli noktaların genliğinin belirli bir negatif eşik değerinin altında olması durumunda ise sayaçların azaltılmasıyla İyileştirilmiş WHD (İWHD) tanımlanmıştır.

3.2.4 Hough-Radon Dönüşümü (HRD)

HD'de, belli bir eşik değerinin üzerindeki genlik değerine sahip pikseller üzerinden geçen doğrular hesaplanarak aynı doğru üzerindeki piksellerin adedi bir sayaçla sayılırken; RD'de, herhangi bir eşik değeri olmaksızın aynı doğru üzerindeki tüm piksellerin genlik değerleri toplanmaktadır. İstenen bir açı için RD hesaplanacağı zaman, imge içerisindeki tüm pikseller kullanılır. RD'nin bu özelliği işlem yoğunluğunu arttıran temel bir sorundur. HD her ne kadar işlem yoğunluğu açısından daha etkin ise de, bir imgedeki piksellerin sadece bir kısmını kullandığı için, düşük SNR'a sahip imgelerde hatalı sonuçlara yol açabilmektedirler. İki metodun bu temel sorunları, her iki metodun avantajlı kısımlarının kullanılması ile giderilebilmektedir. Bu yaklaşımda RD, sadece belli bir genlik değerinin üzerindeki pikseller için uygulanır [52].

3.3 ZF ve Görüntü İşleme Tekniklerinin Beraber Kullanımı

Bu tez çalışmasında; hem sütun bazlı olarak oluşturulması hem de diğer yöntemlere kıyasla daha yüksek çözünürlük sağlaması nedeniyle ZF gösterimi için WVD kullanılmıştır. Donanım uygulaması dikkate alınarak; WVD dağılımındaki çizgilerin (sinyal izlerinin) bulunabilmesi için HD, İHD, RD ve HRD için işlem yoğunluğu parametreleri incelenmiştir. Bir WVD dağılımı için satır sayısı (frekans adım sayısı) N , sütun sayısı (pencere sayısı) M ve hesaplanması istenen açı sayısı N_θ ile gösterilerek, HD'nin, İHD'nin ve HRD'nin karmaşıklık seviyesi aşağıdaki ifade ile bulunur:

$$O(N_\theta \times K) \quad K < M \times N \text{ olmak üzere} \quad (3.14)$$

Bu formülde K değeri tüm imge üzerine bir eşik uygulanması sonrasında elde edilen noktaların sayısını belirtmektedir. İstenen bir açı için RD hesaplanacağı zaman ise imge içerisindeki tüm pikseller kullanılmaktadır. RD'nin bu özelliği işlem yoğunluğunu arttırmaktadır. RD'nin karmaşıklık seviyesi aşağıdaki formül ile bulunur:

$$O(N_\theta \times (M \times N)) \quad (3.15)$$

HRD'nin ve RD'nin kullanılması durumunda imgedeki ilgili noktanın satır değerine ek olarak o noktanın genlik değerinin de tutulması ve bu değer kullanılarak toplama işlemleri yapılması gerekli olacaktır. WVD dağılımı elde edildikten sonra HD, HRD ve RD yöntemleri ile DFMSD sinyallerinin tespitine yönelik yapılan çalışmalarda diğer yöntemlerin HD'ye kıyasla çok daha büyük bir başarı oranı sağlamadığı görülmüştür [8], [47], [48]. Ayrıca, tez kapsamındaki bir önermeyle çapraz terimler bastırıldığından, İHD kullanımına da ihtiyaç duyulmamaktadır. Dolayısıyla; FPGA içindeki kaynakların kullanımı ve ulaşılacak maksimum çalışma frekansı açısından işlem yoğunluğu da dikkate alınarak, bu tez çalışmasında WVD dağılımına HD uygulanmasını içeren WHD sisteminin tasarımı yapılmıştır.

WHD'NİN FPGA ÜZERİNDE GERÇEKLENMESİNE YÖNELİK İYİLEŞTİRMELER

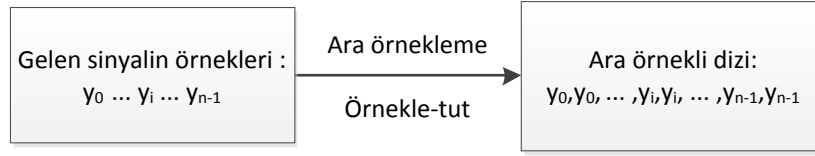
Gömülü donanım uygulamalarında anlık işlem kapasitesinin ve hafıza miktarının sınırlı olmasından dolayı kaynakları paylaşırma stratejisi çok önemlidir. Zaman-kritik uygulamalarda bir diğer önemli parametre ise işlem hızını belirleyen saat (clock) frekansıdır. FPGA kaynaklarının etkin kullanımı ve EDA'larda tespit kararının en kısa sürede verilmesi gereksinimleri göz önüne alındığında aynı başarıyı daha düşük işlem yoğunluğu ile yakalamak önem kazanmaktadır. Bu bölümde işlem yoğunluğunu azaltmaya yönelik yöntemler sunulmuştur.

4.1 Örnekle-Tut Tipi Ara Örnekleme

WVD'nin hesaplanmasında, sinyale ait örneklerin aralarında bulunan $(\tau/2)$ zamanlarında mevcut olmayan değerlerin oluşturulması gerekmektedir. Bu ihtiyacı karşılama yöntemlerinden biri, örnekler arasını doğrusal interpolasyon ile doldurarak örnek sayısını iki katına çıkarmaktır [8], [48], [51], [53]. Fakat donanım açısından daha az kaynak tüketecek diğer bir yöntem örneklerin ikişer defa (ikili örnek) kullanılmasıdır. Örnekle-tut olarak tanımlanan bu tip ara örnekleme yapılmasının benzer hatta daha iyi sonuçlar üretebildiği gösterilmiştir [54].

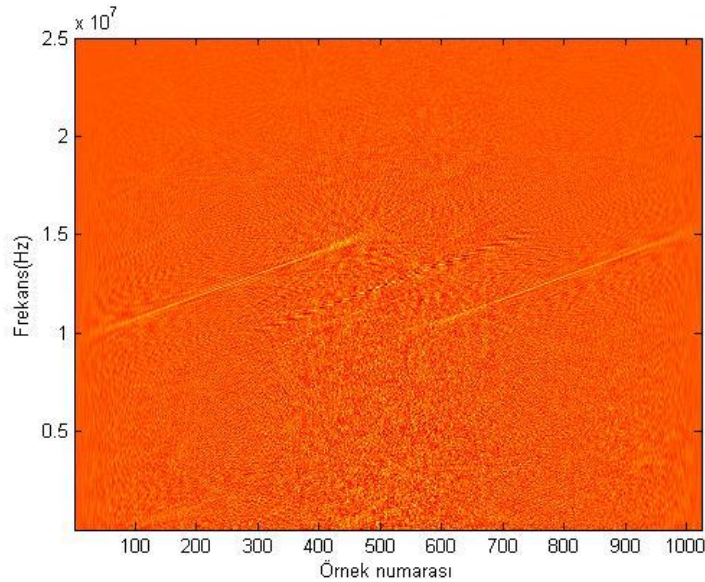
Doğrusal interpolasyon, toplama ve bölme işlemlerini içermektedir. FPGA tabanlı donanım uygulamalarında ikiye bölme işlemi, sondan kırpma (truncate) yöntemiyle hiç kaynak tüketilmeden en küçük değerli bit kullanılmayarak yapılabilir. Öte yandan, toplama işlemleri; ADC çözünürlüğü n -bit olmak üzere n -bit toplayıcıları gerektirmektedir. Dolayısıyla; N örnek uzunluğunda sinyaller giriş olarak kullanılırsa, karmaşıklık seviyesi N toplama işlemi kadar olmaktadır.

Hâlbuki örnekle-tut yönteminde ara örnekler bir önceki örneğin aynısı olduğundan (Şekil 4.1) doğrusal interpolasyondaki toplama ve bölme işlemlerine ihtiyaç duyulmamaktadır.

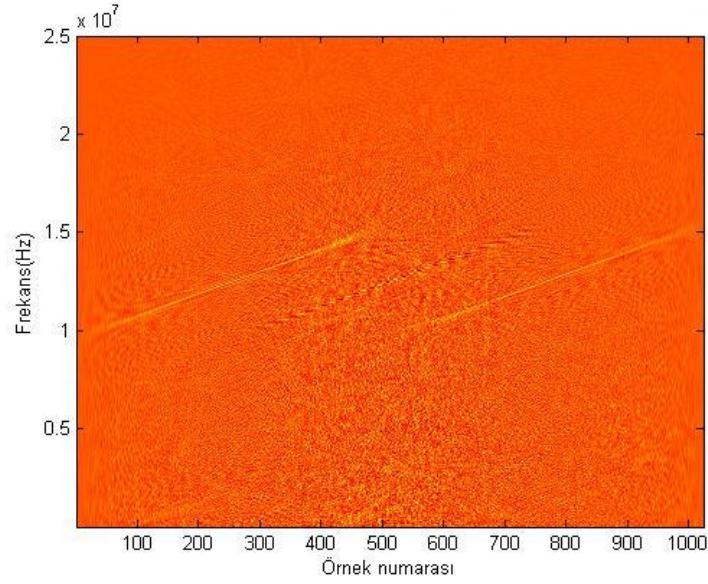


Şekil 4.1 Gelen sinyalin ara örneklerinin örnekle-tut ile oluşturulması

Bu tez çalışmasında amaç, FPGA üzerinde gerçeklemeye uygun bir yapı oluşturmak olduğundan, işlem yoğunluğunu azaltan örnekle-tut yönteminin WVD üzerindeki etkileri bu bölümde, WHD üzerindeki etkileri ise sonraki alt bölümlerde incelenmiştir. Bahsi geçen iki farklı yöntemin, örnek olarak seçilen bir sinyale uygulanmasıyla ZF gösterimleri (Şekil 4.2 ve Şekil 4.3) elde edilmiştir. Örnek sinyal olarak; 65° civıltı oranlı, 12.5 MHz merkez frekanslı, 2 rampalı, -11dB (karmaşık gürültülü) SNR'a sahip bir sinyal kullanılmış olup, şekillerde görüldüğü gibi doğrusal interpolasyon tipi ile örnekle-tut tipi ara örnekleme sonrası WVD çıktıları arasında önemli derecede fark olmadığı görülmüştür.



Şekil 4.2 Bir WVD dağılımının ara örneklerini doğrusal interpolasyon ile hesaplama



Şekil 4.3 Bir WVD dağılımının ara örneklerini örnekle-tut ile hesaplama

4.2 Sütunsal Eşikleme

HD'nin tanımında belirtildiği üzere; işlem yoğunluğunu azaltmak ve gürültü içeren noktalardan kurtulmak için, HD'nin uygulanacağı imgeler önce bir eşiklemeye tabi tutulmaktadır. [8], [48], [51], [53] çalışmalarında, HD hesaplamaları öncesindeki bu eşikleme işlemi tüm PWVD dağılımı kullanılarak yapılmış olup bu yöntem imgesel eşikleme olarak adlandırılmıştır. İmgesel eşikleme için; imgenin tüm noktalarının hafızada saklanması, imgedeki tüm noktaların maksimum değerinin bulunması ve tüm noktaların bulunan bu maksimum değerin belirli bir oranıyla (eşik değeri) karşılaştırılması gerekmektedir. Ancak, FPGA tabanlı donanım uygulaması düşünüldüğünde bu işlemler fazla kaynak ve süreye mal olmaktadır.

Bu duruma çözüm olarak WVD dağılımları sütun bazlı oluşturulmaktadır. Her bir sütun zamanda belli bir pencerenin frekans analizini içermektedir. Dolayısıyla tüm dağılımın oluşturulması beklenmeden her bir sütun için elde mevcut olan bilgiler kullanılarak eşikleme yapılabilir. Sütunsal Eşikleme olarak adlandırdığımız bu yöntemle; her bir sütun oluştuğunda o sütun incelenip istenen sayıda yerel maksimum (İWHD için ilave olarak minimum) değerin yeri belirlenmektedir. Bu tez kapsamında aynı anda bir adet DFMSD sinyalinin olduğu varsayıldığından sadece bir maksimum (İWHD için ilave olarak bir minimum) bir diğer ifadeyle tüm sütunun en büyük (İWHD için ilave olarak en küçük) değerleri kullanılmıştır.

Sütunsal eşikleme yöntemiyle, WVD dağılımının tümünün oluşması beklenmeden sütun bazlı HD hesaplanmaktadır. Böylece WVD dağılımının son sütunu oluşturulduğunda HD'nin de o sütun için hesaplamaları yapılmakta ve HD sonucu imgesel eşiklemeye göre daha erken üretilmektedir.

Bir ZF gösterimindeki satır sayısı (frekans adım sayısı) N , sütun sayısı (pencere sayısı) M ve hesaplanması istenen açısı sayısı (DFMSD için civıltı oranı) N_θ ile gösterilerek, imgesel eşikleme uygulanan HD'nin karmaşıklık seviyesi aşağıdaki ifade ile bulunur:

$$O(N_\theta \times K) \quad K < M \times N \text{ olmak üzere} \quad (4.1)$$

Bu formülde K değeri, tüm imge üzerine bir eşik uygulanması sonrasında kalan noktaların sayısını belirtmektedir. Öte yandan; ZF gösterimine sütunsal eşikleme [55], [56] uygulanacak olursa, her sütun için sadece maksimum değerin tutulduğu durumda HD'nin karmaşıklık seviyesi aşağıdaki ifade ile bulunur:

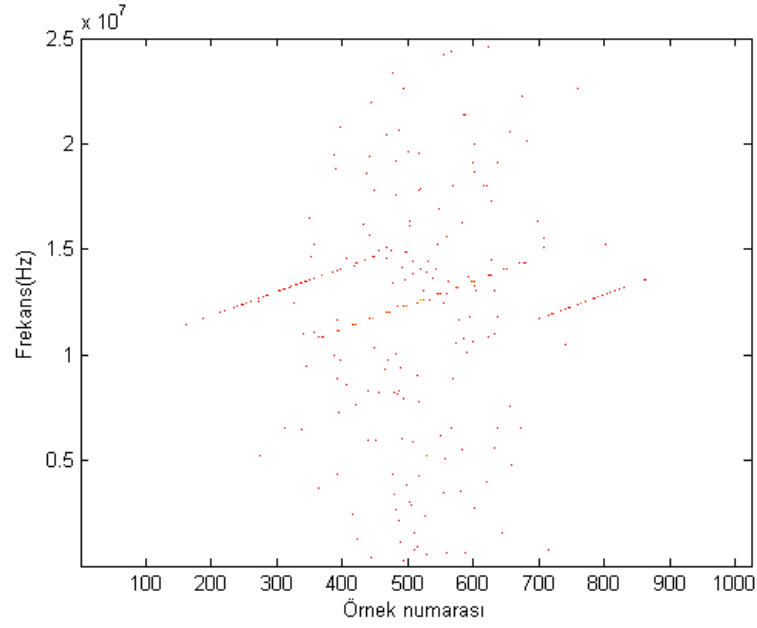
$$O(N_\theta \times M) \quad (4.2)$$

Bu ifadeden de görülmektedir ki HD'nin karmaşıklık seviyesi satır sayısından (frekans adım sayısı) bağımsız hale gelmektedir. Özellikle sütunsal eşikleme sonrasında her sütun için bir değerin kullanıldığı durumda; HD için o noktanın sütun numarası zaten bilindiğinden sadece satır numarasının tutulması yeterli olmaktadır. Böylece ZF gösteriminin sütunsal eşiklenmesi sonrasında ihtiyaç duyulan hafıza miktarı sabit olup M adet noktadır. Bir başka deyişle HD'nin karmaşıklık seviyesi FFT uzunluğundan bağımsız hale gelmektedir.

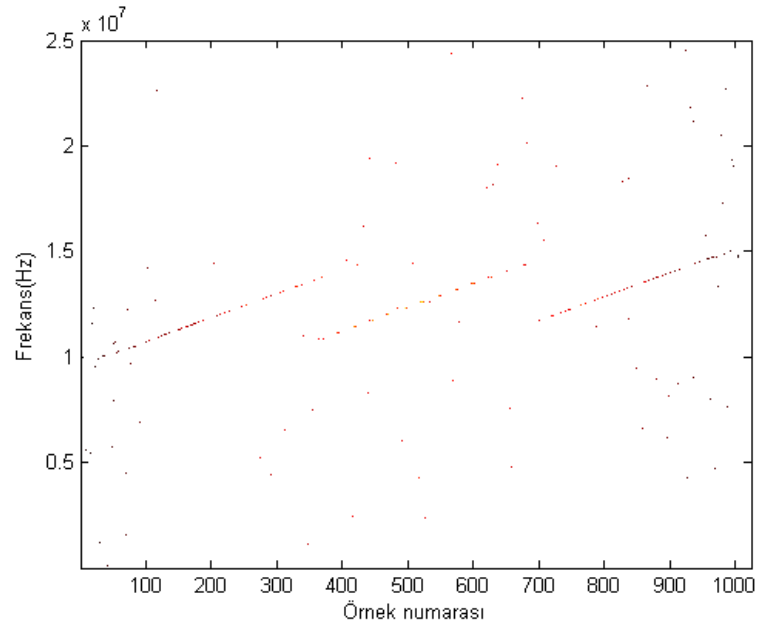
Sonuç olarak, sütunsal eşikleme ile FPGA uygulamalarındaki sınırlı olan kaynakların kullanımı azalmakta ve ulaşılabilecek maksimum çalışma frekansı daha yüksek olmaktadır. Bu sayede bir EDA sisteminde daha yüksek örnekleme frekansına çıkılabilmesi ve daha yüksek bant genişliğinin incelenebilmesi imkânı oluşmaktadır.

Sütunsal eşikleme yönteminin etkinliğinin gözle görülebilmesi amacıyla; kullanılan örnek sinyalin örnekle-tut ile hesaplanan WVD dağılımı için sırayla aşağıdaki eşikleme tipleri uygulanmış ve sonuçları verilmiştir (Şekil 4.4 ve Şekil 4.5).

- [51] çalışmasında belirtilen uygun aralıktaki bir değer olan $0.30 \cdot \text{Max}(\text{İmge})$ ile imgesel eşikleme uygulanması sonrasındaki WVD dağılımı
- Sütunsal eşikleme uygulanması sonrasındaki WVD dağılımı



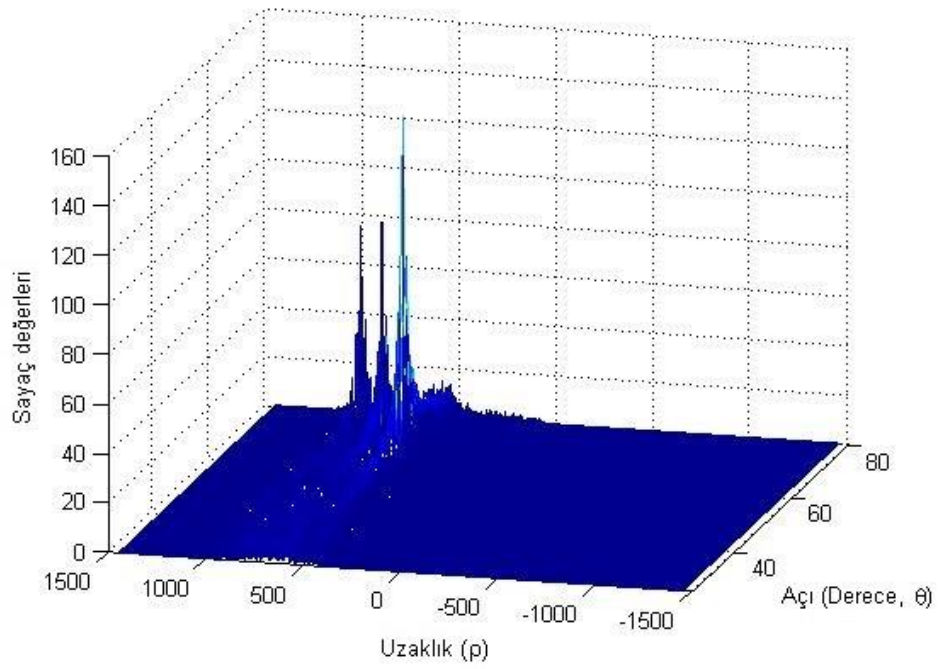
Şekil 4.4 $0.30 \cdot (\text{Max})$ imgesel eşik uygulanmış örnek bir WVD dağılımı



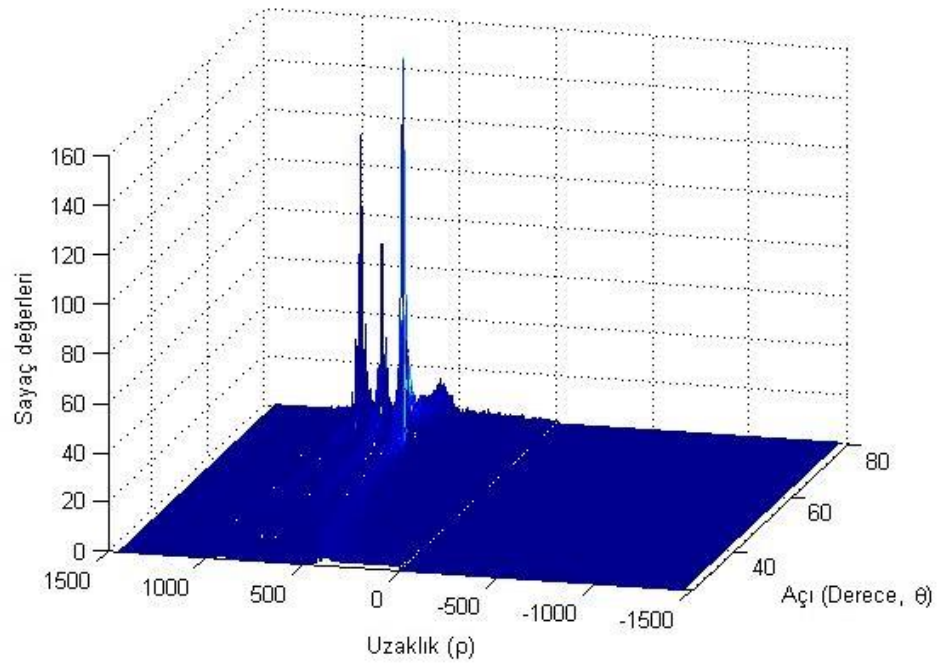
Şekil 4.5 Sütunsal eşik uygulanmış örnek bir WVD dağılımı

Yukarıdaki şekillerden de görüldüğü üzere; sütunsal eşikleme sonrasında sinyale ait çizgiler korunmakta ve imgesel eşiklemede görülen gürültülere ait nokta sayısında azalma olmaktadır.

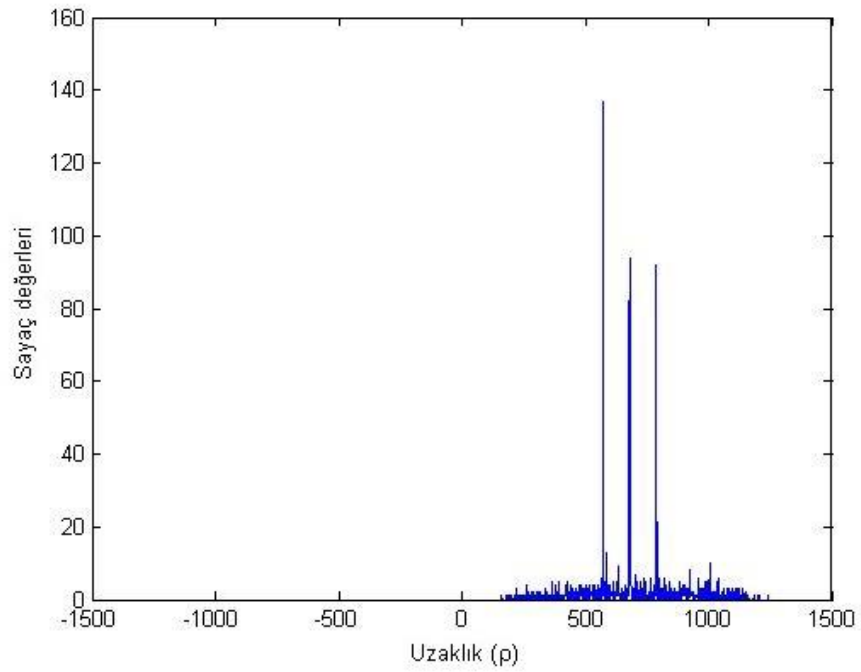
İki farklı tipteki eşiklemenin etkilerinin daha iyi görülebilmesi için eşiklenmiş imgelere HD uygulanmış ve WHD dağılımı üç boyutlu şekillerde sunulmuştur (Şekil 4.6 ve Şekil 4.7). Bu şekillerde; daha az işlem yoğunluğuna sahip olmasına rağmen sütunsal eşiklemenin imgesel eşiklemeye kıyasla hem sinyale ait çizgileri daha iyi tespit ettiği hem de çapraz terime ait ortadaki değeri daha fazla baskıladığı görülmektedir. Bu sayede, WHD çıktıları kullanılarak yapılacak olan tespit ve parametre çıkarım işlemleri daha kolay yapılabilmektedir.



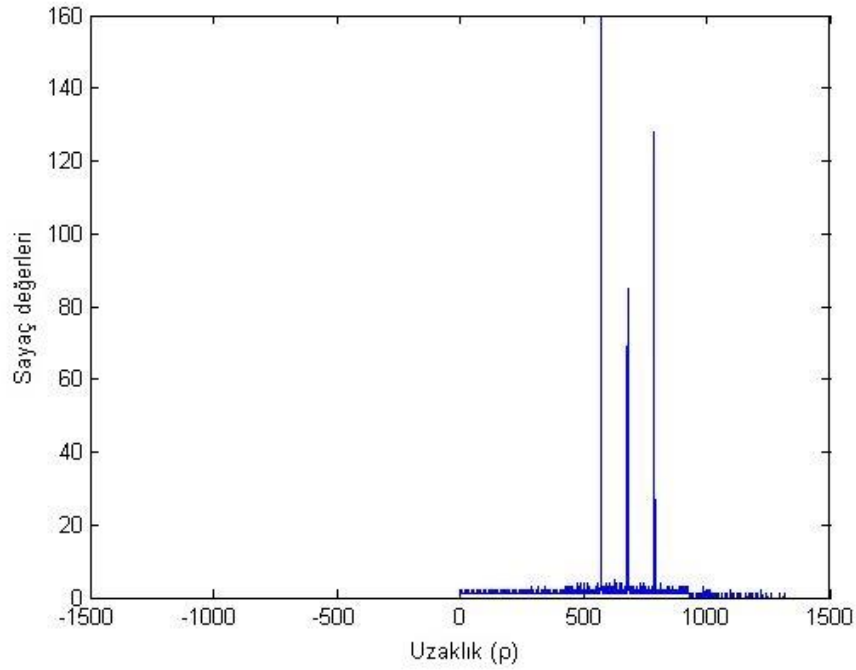
Şekil 4.6 İmgesel eşiklendirilmiş WHD dağılımı (3-boyutlu)



Şekil 4.7 Sütunsal eşiklendirilmiş WHD dağılımı (3-boyutlu)



Şekil 4.8 İmgesel eşiklendirilmiş WHD dağılımı ($\theta = \theta_{\max}$)



Şekil 4.9 Sütunsal eşiklendirilmiş WHD dağılımı ($\theta=\theta_{\max}$)

4.3 Örnekle-Tut ve Sütunsal Eşikleme Önergelerinin Analizi

Örnekle-tut tipi ara örnekleme ve sütunsal eşikleme önermelerinin analizi amacıyla WHD aşamalarında uygulanacak farklı seçenekler oluşturulmuş ve Tablo 4.1 ile belirtildiği gibi isimlendirilmiştir [55]:

Tablo 4.1 Analizde kullanılan yöntemler

Yöntem No	Yöntem Kısa İsmi	Ara Örnekleme	Eşikleme
Yöntem-1	WHD_İNTPO_İMGES	Doğrusal İnterpolasyon	İmgesel
Yöntem-2	WHD_İNTPO_SÜTEŞ	Doğrusal İnterpolasyon	Sütunsal
Yöntem-3	WHD_ÖT_İMGES	Örnekle-tut	İmgesel
Yöntem-4	WHD_ÖT_SÜTEŞ	Örnekle-tut	Sütunsal

Bu bölümdeki analizde bulunan; örnekle-tut tipi ara örnekleme ve sütunsal eşikleme yönteminin kullanıldığı Yöntem-4, yani kısa adıyla WHD_ÖT_SÜTEŞ yöntemi tez kapsamında önerilen yöntemdir. Tüm yöntemlere yönelik olarak; hatalı alarm olasılığı $P_{fa}=10^{-3}$ için oluşturulan bir sinyal veritabanının kullanılmasıyla Tespit Olasılığı (P_d) ve Cıvıltı Oranı Tahmin (COT) Olasılığı (P_{CRE}) hesaplanarak kıyaslamalar yapılmıştır. İmgesel eşikleme yönteminde, [51]'te önerilen uygun aralıkta bir değer olan 0.30 katsayısı kullanılmış ve WHD dağılımındaki maksimum

değerin 0.30 ile çarpılmasıyla bulunan Th_{WVD} , HD hesaplamaları öncesindeki eşik değeri olarak belirlenmiştir.

4.3.1 Yöntemlerin Analizi İçin Oluşturulan Test Sinyalleri Veritabanı

Test sinyalleri veritabanı için, 5° adımlarla 30° den 75° ye kadar 10 ayrı cıvıltı oranında, 11 ayrı SNR değerinde ve her SNR değeri için farklı rastgele gürültülerden oluşan 25'er adet olmak üzere toplam 2750 adet sinyal üretilmiştir. -3dB 'den daha yüksek SNR seviyelerindeki sinyallerin cıvıltı oranından bağımsız olarak yüksek başarıyla tespit edilebildiği [8], [48], [51], [53] çalışmalarında gösterildiğinden benzetimleri yapılmamıştır.

$P_{fa}=10^{-3}$ değerine yönelik eşik değeri hesaplamaları için, sinyal içermeyip sadece rastgele gürültülerden ibaret olan 1000 adet gürültü dizisi de bu veritabanında yer almaktadır. Ayrıca, göreceli histogramların hesabında kullanılan ve alınması muhtemel en iyi sinyal gücü olarak varsayılan $+9\text{dB}$ SNR değerine sahip 10 ayrı cıvıltı oranında, farklı rastgele gürültülerden oluşan 10'ar adet olmak üzere toplam 100 adet sinyal de bu veritabanında bulunmaktadır.

4.3.2 Yöntemlerin Analizi İçin Yapılan Benzetimlerin Koşulları

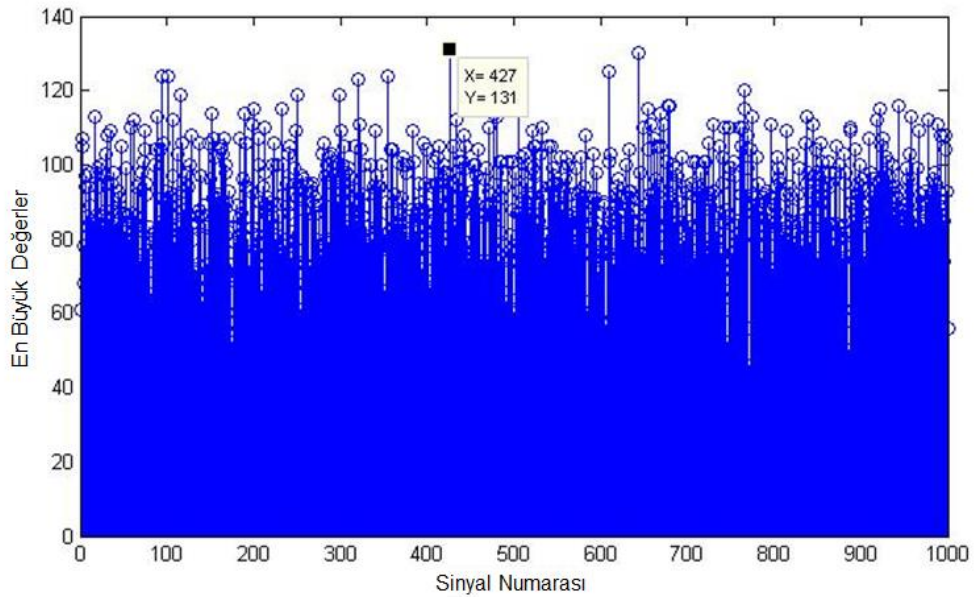
Yöntemlerin analizi kapsamında yapılan benzetimde kullanılan parametre ve varsayımlar aşağıda sunulmuştur:

- ZF yöntemi : PWVD
- Örnekleme frekansı : f_s
- Örnekleme aralığı : $t_s=1/f_s$
- Örnek uzunluğu : $N=1024$
- FFT uzunluğu : $2N=2048$
- WVD dağılımındaki FFT (sütun) sayısı : $M=1024$
- $N \times M=1024 \times 1024$ boyutunda WVD dağılımları
- N zaman penceresinde iki DFMSD bileşeni
- Aynı modülasyon süresi (T_m) ve merkez frekansı (f_c), farklı bant genişliğine (B) sahip sinyallerin benzetimi ($f_c = f_s / 4$)

- Farklı gürültü seviyeleri için 11 ayrı SNR seviyesi
- Termal gürültü : Karmaşık AWGN
- HD hesaplamalarındaki açı çözünürlüğü : 1°
- Ara frekansa indirgenmiş ve f_s ile örneklenmiş ayrık zaman sinyali
 $x(n)=s(n)+w(n) \{n=0, 1, \dots, N-1\}$

4.3.3 Gürültü Dizilerinin İncelenmesi

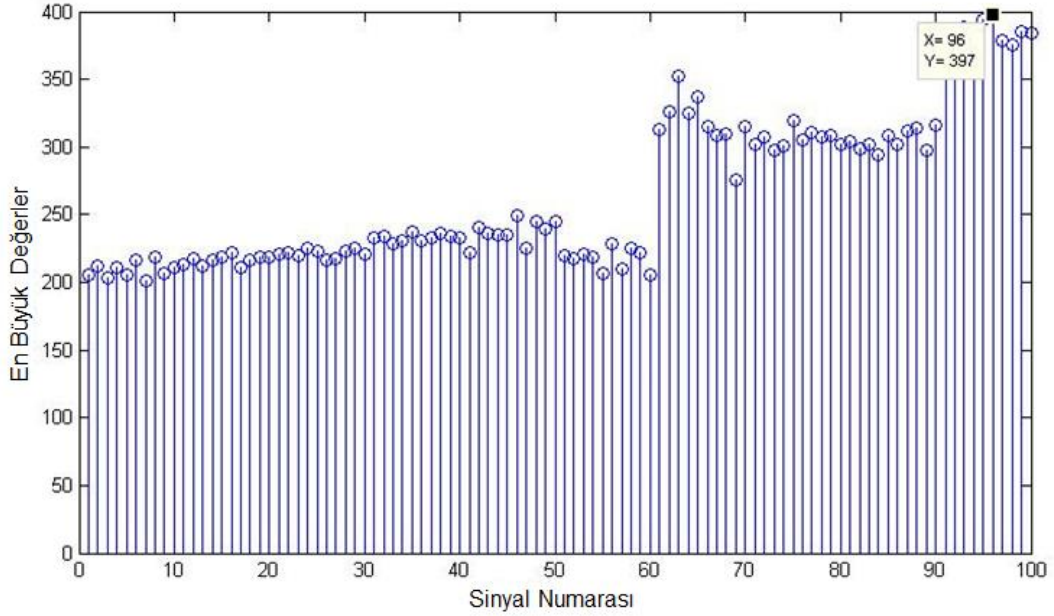
Yöntemlerin tespit olasılığı (P_d) başarımı üzerindeki etkilerini incelemek için öncelikle her bir yöntemin kendi WHD dağılımında Hatalı Alarm Olasılığını (Probability of False Alarm) $P_{fa}=10^{-3}$ yapan tespit eşiği değerleri bulunmuştur. Diğer bir ifadeyle; öncelikle eldeki 1000 adet gürültü dizisi için her bir yöntemle hesaplanan WHD dağılımlarının en büyük değerleri bulunmuştur. Her bir yönleme yönelik bulunan bu 1000 adet değerlerin en büyüğü, o yöntemin tespit tahmininde kullanılacak eşik değeri (Th_{WHD}) olarak belirlenmiştir. Örneğin, Yöntem-1 olan WHD_İNTPO_İMGEŞ için bu değer 131 olduğu (Şekil 4.10) 1000 adet gürültü dizisi için üretilen WHD dağılımlarının en büyük değerlerinden görülmektedir (En büyük değerlerin en büyüğü 131'dir). Bulunan bu değerlerin teyidi "4.3.5 Göreceli Eşik Değerlerinin İncelenmesi" alt başlığında ayrıca yapılacaktır.



Şekil 4.10 Yöntem-1'in 1000 adet gürültü dizisi için ürettiği en büyük değerler

4.3.4 +9dB SNR Değerine Sahip Sinyallerin İncelenmesi

Örnek olarak verilen yönteme (WHD_INTPO_IMGES) ait +9dB SNR değerine sahip 100 adet sinyalin WHD dağılımlarının en büyük değerleri Şekil 4.11 ile gösterilmiştir.



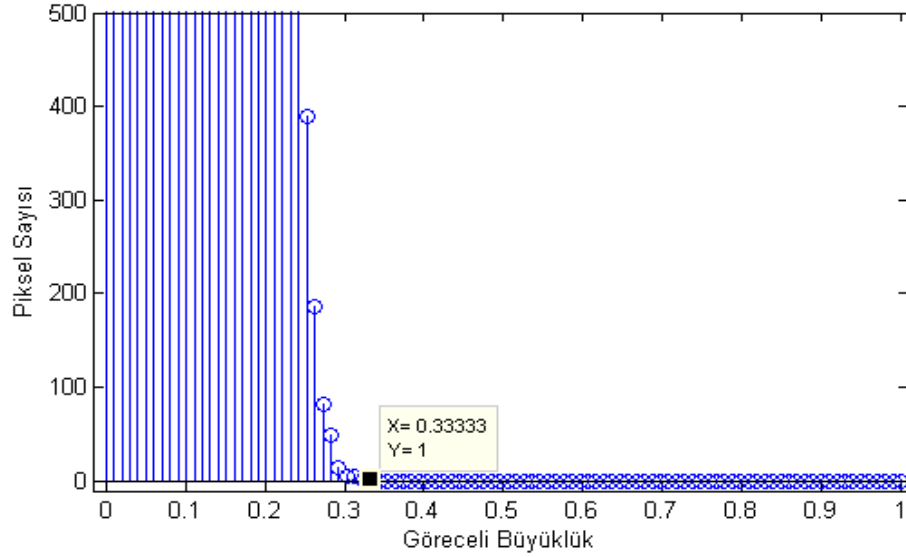
Şekil 4.11 Yöntem-1'in +9dB SNR'a sahip 100 adet sinyal için ürettiği en büyük değerler

4.3.5 Göreceli Eşik Değerlerinin İncelenmesi

Şekil 4.11 incelendiğinde, +9dB SNR değerine sahip 100 adet sinyalin WHD dağılımlarının en büyük değerlerinin en büyüğünün bu yöntem için 397 olarak bulunduğu görülmektedir. WHD_INTPO_IMGES yöntemi daha önce 1000 adet gürültü dizisine uygulanmış ve en büyük değerlerinin en büyüğü 131 olarak bulunmuştu. Bu iki değerin birbirine oranlanması ile Th_{WHD} hesabında kullanılacak göreceli eşik değeri 0.33 olarak bulunur.

Tespit tahmininde kullanılacak Th_{WHD} için bulunan değerin kontrolü için 1000 adet gürültü dizisinin örnek olarak verilen yönteme ait WHD dağılımlarının histogramları bulunarak toplanmış ve Şekil 4.12 ile gösterilmiştir. P_{fa} değerinin 10^{-3} olması için değeri 1 olan en sağdaki göreceli genlik (relative amplitude) tespit edilmelidir. Bu amaçla o bölgeye yakından bakılmış ve sıfıra yakın değerler çok büyük olduğundan görülebilir alan dışında kalmıştır.

Şekilde de görüldüğü gibi göreceli büyüklüğün 0.33 olduğu noktada 1 adet WHD dağılımına ait en büyük değer mevcuttur. Bu büyüklüğün sağ tarafında bulunan değerler ise sıfırdır. Sonuçta; örnek olarak verilen WHD_İNTPO_İMGES yöntemi için Th_{WHD} değerinin doğru belirlendiği teyit edilmiştir.

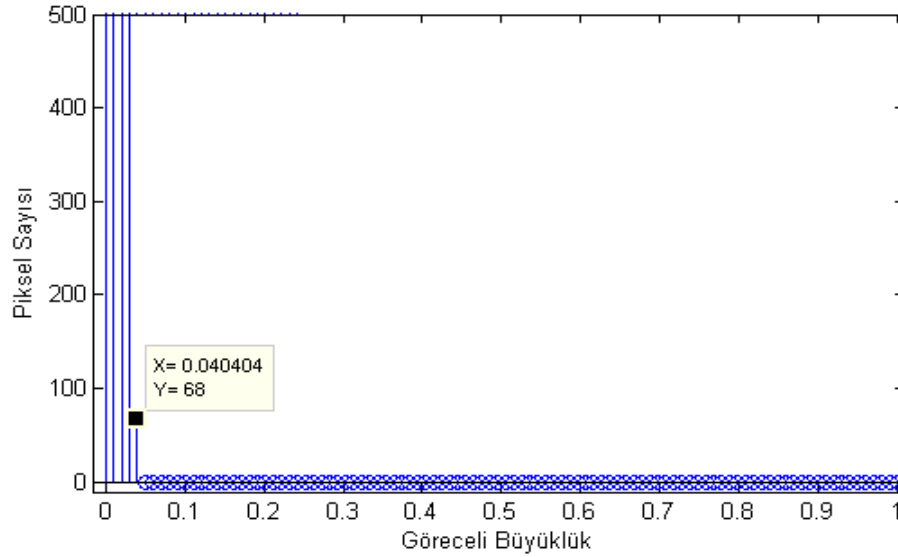


Şekil 4.12 1000 adet gürültü dizisinin Yöntem-1'e ait WHD dağılımlarının histogramlarının toplamı

4.3.6 Sütunsal Eşiklemenin Th_{WHD} 'ye Etkisi

Sütunsal eşiklemenin etkisinin görülebilmesi için, yukarıdaki hesaplamalarda kullanılan doğrusal interpolasyonla ara örnekleme ve imgesel eşiklemeli (WHD_İNTPO_İMGES) WHD yöntemi yerine doğrusal interpolasyonla ara örnekleme ve sütunsal eşiklemeli (WHD_İNTPO_SÜTES) WHD yöntemi ile elde edilen 1000 adet gürültü dizisine ait WHD dağılımlarının histogramları toplanarak (Şekil 4.13) gösterilmiştir.

Şekilde görüldüğü üzere, gürültülerin ürettiği en büyük değerler büyük oranda azalmış ve 0.04 civarında kalmıştır. Bu sayede tespit tahmini sütunsal eşikleme ile daha düşük SNR değerlerinde yapılabilmektedir.



Şekil 4.13 1000 adet gürültü dizisinin Yöntem-2'ye ait dağılımlarının histogramlarının toplamı

4.3.7 WHD Dağılımlarındaki En Büyük Değerlerin İncelenmesi

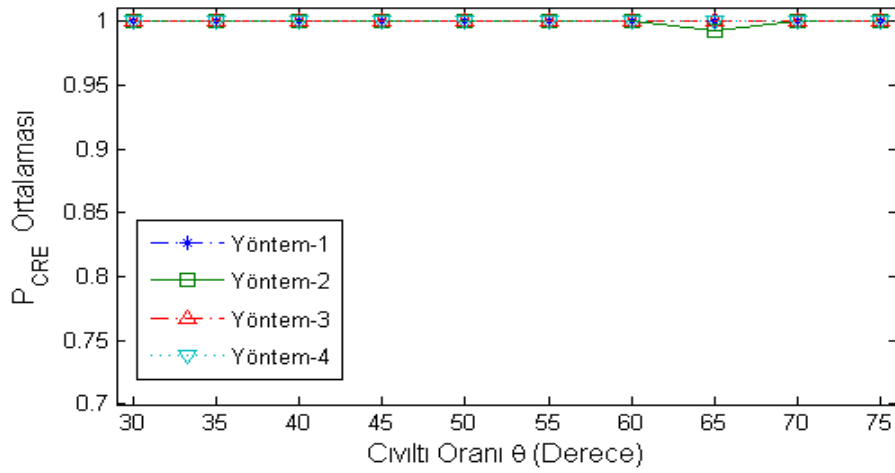
Veritabanındaki 2750 adet sinyalin tümünün tespit edilebilmesi için; 1000 adet gürültü dizisi için üretilen WHD dağılımlarındaki en büyük değerlerin en büyüğünün, (-3dB ile -13dB arasına ait) 2750 adet sinyal için üretilen WHD dağılımlarındaki en büyük değerlerin en küçüğünden daha küçük olması gerekmektedir. Bu durum sadece Yöntem-4 olan WHD_ÖT_SÜTEŞ için geçerli olmuştur (Tablo 4.2).

Tablo 4.2 WHD dağılımlarındaki en büyük değerler

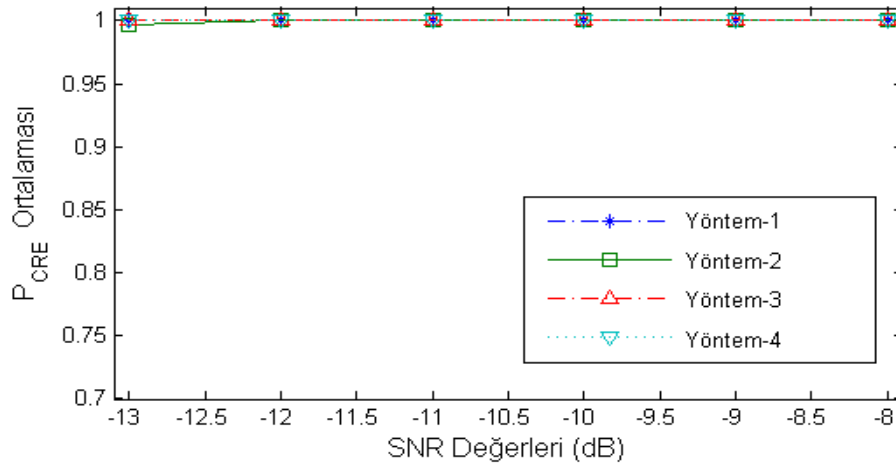
	1000 Adet Gürültü Dizisi		-3dB ile -13dB Arası Sinyaller	
	En Büyük Değerlerin En Küçüğü	En Büyük Değerlerin En Büyüğü (Th_{WHD})	En Büyük Değerlerin En Küçüğü	En Büyük Değerlerin En Büyüğü
Yöntem-1 WHD_İNTPO_İMGEŞ	38	131	80	498
Yöntem-2 WHD_İNTPO_SÜTEŞ	9	15	10	357
Yöntem-3 WHD_ÖT_İMGEŞ	61	186	71	526
Yöntem-4 WHD_ÖT_SÜTEŞ	7	14	16	343

4.3.8 Cıvıltı Oranı Tahmini (COT) Başarısının (P_{CRE}) İncelenmesi

2750 adet sinyal için üretilen WHD dağılımlarındaki en büyük değerler bir eşiklemeden geçirilmeden (eşiğin daha düşük yapılacağı durumlar) sinyallerin cıvıltı oranlarının tahmininde kullanılmıştır. -8dB üzeri tüm yöntemlerde tam başarılı olduğundan bu sinyaller değerlendirmeye dâhil edilmemiştir. Sonuçların gösterilmesi için aşağıda bulunan iki farklı grafik hazırlanmıştır. Birinci grafikte değişen cıvıltı oranına karşılık -13dB ile -8dB arası SNR'a sahip sinyallerin P_{CRE} ortalamaları gösterilmiştir İkinci grafikte ise farklı SNR'lara karşılık P_{CRE} ortalamaları (30° ile 75° derece arasındaki 10 farklı cıvıltı oranında COT başarı ortalaması) sergilenmiştir.



Şekil 4.14 Değişen cıvıltı oranına karşılık -13dB:-8dB SNR için P_{CRE} ortalaması

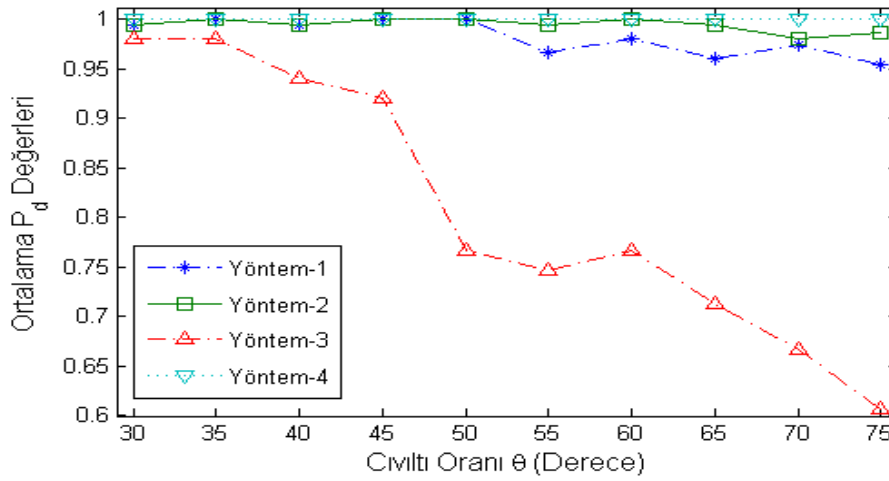


Şekil 4.15 Farklı SNR'lara karşılık 10 farklı cıvıltı oranında P_{CRE} ortalaması

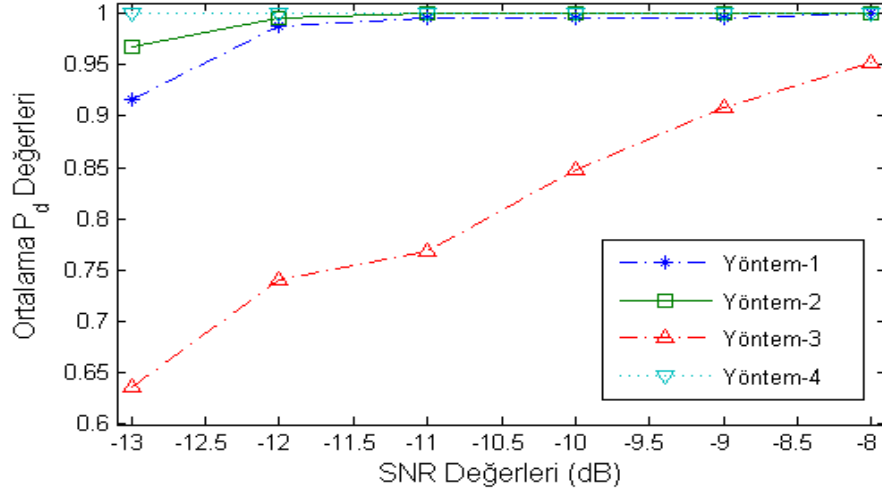
Bu şekillerde görüldüğü gibi; 2750 adet sinyal içerisinde sadece 1 tanesi için (SNR=-13dB ve $\theta = 65$ iken) Yöntem-2 olan WHD_INTPO_SÜTEŞ yönteminde COT başarısız olmuş bunun haricinde tüm yöntemler ile diğer tüm sinyallerde COT başarılı olmuştur. Bu grafiklerden; sinyalin tespit edilmesi durumunda, önerilen Yöntem-4 (WHD_ÖT_SÜTEŞ) ile COT işleminin başarıyla yapılabileceği görülmektedir.

4.3.9 P_d Değerlerinin İncelenmesi

2750 adet sinyal için üretilen WHD dağılımlarındaki en büyük değerler her yöntem için ayrıca belirlenen bir eşiklemeden geçirilerek P_d değerinin bulunmasında kullanılmıştır. -8dB üzeri tüm yöntemlerde tam başarılı olduğundan bu sinyaller değerlendirmeye dâhil edilmemiştir. Sonuçların gösterilmesi için aşağıda bulunan iki farklı grafik hazırlanmıştır. Birinci grafikte değişen cıvıltı oranına karşılık -13dB ile -8dB arası SNR'a sahip sinyallerin P_d değerlerinin ortalamaları gösterilmiştir. İkinci grafikte ise farklı SNR'lara karşılık P_d değerlerinin ortalamaları (30° ile 75° arasındaki 10 farklı cıvıltı oranında P_d değerlerinin ortalaması) sergilenmiştir.



Şekil 4.16 Değişen cıvıltı oranına karşılık -13dB:-8dB SNR için ortalama P_d değerleri



Şekil 4.17 Farklı SNR'lara karşılık 10 farklı civıltı oranında ortalama P_d değerleri

Bu şekillerde görüldüğü gibi; önerilen yöntem olan Yöntem-4 (WHD_ÖT_SÜTEŞ), 2750 adet sinyalin tümünde tespit tahminini başarılı olarak yaparak $P_d=1.0$ değerine ulaşmıştır. Sonuç olarak; kullanılması öngörülen bu yöntemin, tespit tahminini düşük SNR değerlerinde ve yükselen civıltı oranında bile başarılı bir şekilde gerçekleştirdiği görülmüştür. Diğer yöntemler ise SNR değeri düştükçe veya civıltı oranı yükseldikçe başarısız sonuçlar üretmeye başlamaktadır.

4.4 İyileştirilmiş WHD (İWHD) ile İlave Analizler

Örnekle-tut tipi ara örnekleme ve sütunsal eşikleme önermelerinin etkinlikleri İWHD ile de analiz edilmiştir [56]. İlave analizleri gerçekleştirmek için, benzetim koşullarındaki diğer özellikler aynı kalmak kaydıyla aşağıdaki değişiklikler yapılmıştır:

- HD tipi standart ve iyileştirilmiş olarak iki farklı tipte uygulanmıştır.
- Hatalı alarm olasılığını düşürmek için $P_{fa}=10^{-3}$ yerine $P_{fa}=10^{-4}$ olarak uygulanmış, bunun için sinyal veritabanındaki gürültü dizisi 1000 yerine 10000 adede yükseltilmiştir.
- Sinyal veritabanına -14dB SNR değerine karşılık gelen sinyaller de eklenerek, 2750 yerine 3000 adet sinyal analizlerde kullanılmıştır.

İlave analizler amacıyla; WHD aşamalarında uygulanacak farklı seçenekler oluşturulmuş ve Tablo 4.3 ile belirtildiği gibi numaralandırılarak isimlendirilmiştir.

Tablo 4.3 İlave analizlerde kullanılan yöntemler

Yöntem No	Yöntem Kısa İsmi	HD Tipi	Ara Örneklem	Eşikleme
Yöntem-1	WHD_INTPO_İMGEŞ	Standart	Doğrusal İnterpolasyon	İmgesel
Yöntem-2	WHD_INTPO_SÜTEŞ	Standart	Doğrusal İnterpolasyon	Sütunsal
Yöntem-3	WHD_ÖT_İMGEŞ	Standart	Örneklem-tut	İmgesel
Yöntem-4	WHD_ÖT_SÜTEŞ	Standart	Örneklem-tut	Sütunsal
Yöntem-5	İWHD_INTPO_İMGEŞ	İyileştirilmiş	Doğrusal İnterpolasyon	İmgesel
Yöntem-6	İWHD_INTPO_SÜTEŞMİNMAKS	İyileştirilmiş	Doğrusal İnterpolasyon	Sütunsal
Yöntem-7	İWHD_ÖT_İMGEŞ	İyileştirilmiş	Örneklem-tut	İmgesel
Yöntem-8	İWHD_ÖT_SÜTEŞMİNMAKS	İyileştirilmiş	Örneklem-tut	Sütunsal

4.4.1 WHD/İWHD Dağılımlarındaki En Büyük Değerlerin İncelenmesi

Veritabanındaki 3000 adet sinyalin tümünün tespit edilebilmesi için; 10000 adet gürültü dizisi için üretilen WHD/İWHD dağılımlarındaki en büyük değerlerin en büyüğünün, (-3dB ile -14dB arasına ait) 3000 adet sinyal için üretilen WHD/İWHD dağılımlarındaki en büyük değerlerin en küçüğünden daha küçük olması gerekmektedir. Bu durum ne yazık ki hiçbir yöntem için geçerli olmamıştır. Öte yandan -3dB ile -13dB arasına ait sinyallerin tümünde Yöntem-4 ve Yöntem-8 için bu koşulun sağlandığı görülmüştür (Tablo 4.4).

Tablo 4.4 İlave analizlerde WHD/İWHD dağılımlarındaki en büyük değerler

Yöntem No	En Büyük Değerlerin En Büyüğü (Th_{WHD})	En Büyük Değerlerin En Küçüğü	
	10000 Adet Gürültü Dizisi	-14dB Sinyaller	-3dB ile -13dB Arası Sinyaller
Yöntem-1	150	71	80
Yöntem-2	18	9	10
Yöntem-3	196	62	71
Yöntem-4	14	9	16
Yöntem-5	119	62	68
Yöntem-6	16	8	9
Yöntem-7	146	46	46
Yöntem-8	13	9	16

4.4.2 İlave Analizlerde P_{CRE} İncelenmesi

İlave analizlerde P_{CRE} sonuçları birbirine çok yakın olduğundan, uygulanan 8 ayrı yöntemin başarımının daha iyi görülebilmesi için Tablo 4.5 ve Tablo 4.6 hazırlanmıştır. Değişen cıvıltı oranına karşılık ortalama P_{CRE} değerleri (-14dB ile -8dB arası SNR'a sahip sinyallerin ortalaması) Tablo 4.5 ile gösterilmiştir. Farklı SNR'lara karşılık ortalama P_{CRE} değerleri (30° ile 75° arasındaki 10 farklı cıvıltı oranındaki sinyallerin ortalaması) ise Tablo 4.6 ile sergilenmiştir.

Tablo 4.5 İlave analizlerde cıvıltı oranlarına karşılık ortalama P_{CRE} değerleri

Ortalama P_{CRE} Değerleri		Yöntemler							
		#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8
Cıvıltı Oranı (Derece, θ)	30	1.0	0.983	1.0	1.0	1.0	0.994	1.0	1.0
	35	1.0	0.989	1.0	1.0	1.0	0.989	1.0	1.0
	40	0.994	0.983	1.0	0.994	1.0	0.983	1.0	1.0
	45	1.0	0.989	1.0	1.0	1.0	0.989	1.0	1.0
	50	0.983	0.983	1.0	1.0	1.0	0.983	1.0	1.0
	55	0.994	0.994	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
	60	0.989	0.994	1.0	1.0	1.0	0.994	1.0	1.0
	65	0.994	0.977	1.0	1.0	1.0	0.994	1.0	1.0
	70	0.989	0.989	1.0	1.0	1.0	0.989	1.0	1.0
	75	0.960	0.966	1.0	1.0	1.0	0.960	1.0	1.0

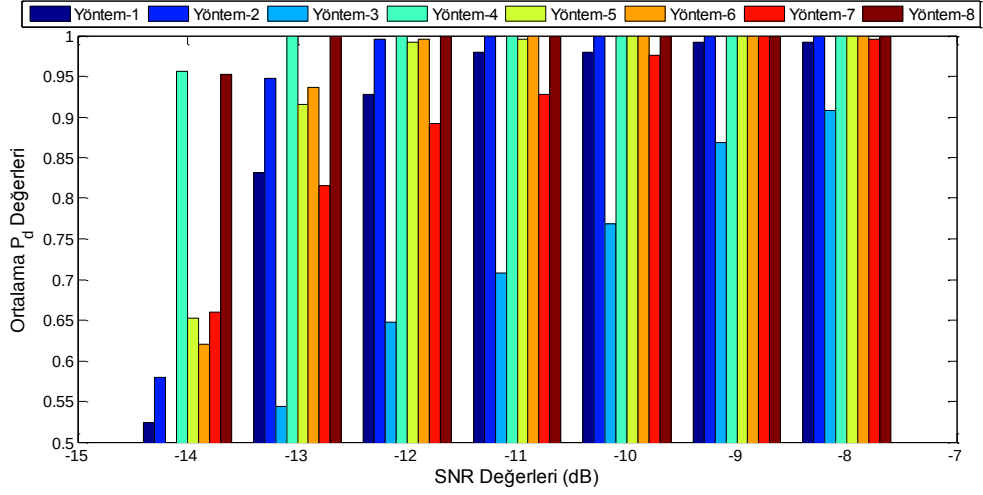
Tablo 4.6 İlave analizlerde farklı SNR'lara karşılık ortalama P_{CRE} değerleri

Ortalama P_{CRE} Değerleri		Yöntemler							
		#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8
SNR Değerler (dB)	-14	0.932	0.896	1.0	0.996	1.0	0.912	1.0	1.0
	-13	1.0	0.996	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
	-12	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
	-11	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
	-10	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
	-9	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
	-8	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0

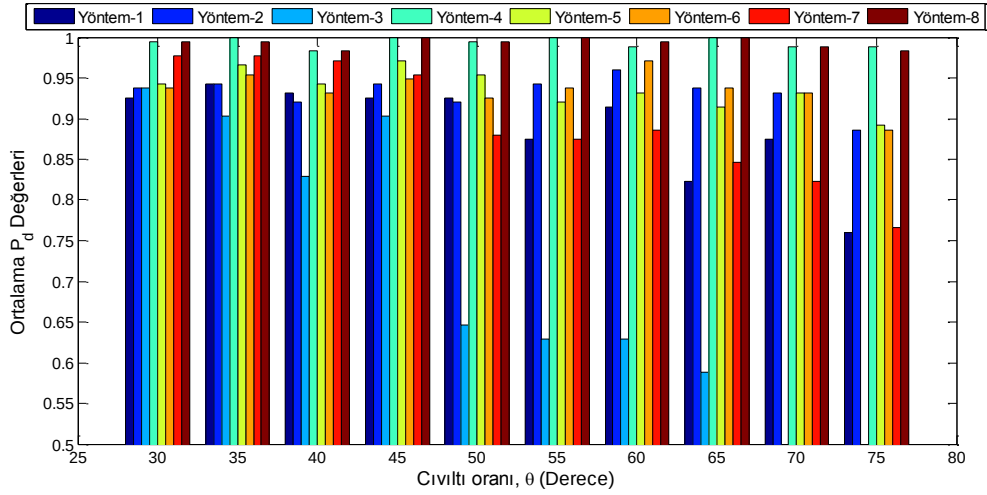
Tablo 4.5 incelendiğinde, tüm yöntemlerin $P_{CRE} \geq 0.96$ değerini tüm cıvıltı oranlarında sağladığı görülmektedir. Ancak Tablo 4.6 incelendiğinde, özellikle -14dB olmak üzere, -12dB'den küçük SNR seviyelerindeki sinyallerde P_{CRE} değerinin 1, 2, ve 6 numaralı yöntemler için diğer yöntemlere kıyasla daha fazla düştüğü görülmektedir. Bu tablolardan; sinyalin tespit edilmesi durumunda, bu tez çalışmasında önerilen yöntemler olan Yöntem-4 ve Yöntem-8 ile COT işleminin başarıyla yapılabileceği görülmektedir.

4.4.3 İlave Analizlerde P_d İncelenmesi

İlave analizlerde sonuçların gösterilmesi için aşağıda bulunan iki farklı grafik hazırlanmıştır. Değişen cıvıltı oranına karşılık ortalama P_d değerleri (-14dB ile -8dB arası SNR'a sahip sinyallerin ortalaması) Şekil 4.18 ile gösterilmiştir. Farklı SNR'lara karşılık ortalama P_d değerleri (30° ile 75° arasındaki 10 farklı cıvıltı oranındaki sinyallerin ortalaması) ise Şekil 4.19 ile sergilenmiştir.



Şekil 4.18 İlave analizlerde cıvıltı oranlarına karşılık ortalama P_d değerleri



Şekil 4.19 İlave analizlerde farklı SNR'lara karşılık ortalama P_d değerleri

Bu tez çalışmasında önerilen yöntemler olan Yöntem-4 ve Yöntem-8'in, diğer yöntemlerden farklı olarak tüm cıvıltı oranlarında $P_d \geq 0.98$ değerini sağladığı Şekil 4.18 ile görülmektedir. Şekil 4.19 incelendiğinde ise, -14dB dışındaki SNR değerlerinde Yöntem-4 ile Yöntem-8'in, veritabanındaki tüm sinyalleri başarıyla tespit ederek $P_d=1.0$ değerini sağladığı ve ayrıca bu iki yöntemin, -14dB SNR değerinde de diğer yöntemlerden daha iyi sonuçlar ürettiği görülmektedir. Sonuç olarak diğer yöntemler, düşük SNR değerlerinde ve yükselen cıvıltı oranlarında başarısız sonuçlar üretmeye başlamaktadır.

4.5 Kısa Süreli Wigner Dağılımı

WVD'nin ayrık zamana taşınması ve $2Y$ uzunluğunda bir $w(n)$ penceresinin kullanımıyla oluşan PWVD, (3.8) eşitliği ile tanımlanmıştır. PWVD, FFT uzunluğu $V=2Y$ olan birçok FFT'nin yan yana dizilmesiyle hesaplanabilir. Dolayısıyla, negatif frekanslar göz ardı edilerek $Y \times Y$ boyutundaki PWVD'nin karmaşıklık seviyesi, aşağıdaki ifade ile hesaplanmaktadır.

$$O(Y \times 2Y \log_2 2Y) \quad (4.3)$$

PWVD hesabında; pencerelenmiş sinyal örneklerinin oto-korelasyonu sonrasında bir FFT hesaplanmaktadır. Bu FFT hesabı, pencere her bir örnek için kaydırıldığında tekrar yapılmaktadır. Dolayısıyla zamandaki örnek sayısı kadar FFT hesabı yapılmaktadır. YOD radar dalgaformlarının modülasyon süreleri ve sayısal sinyal işleme için gerekli MHz seviyesindeki örnekleme frekansı göz önüne alındığında; PWVD formülündeki Y değeri yüz binler mertebesine ulaşabilmektedir. Bu büyüklükteki bir veri, günümüz FPGA teknolojisindeki kısıtlamalar dikkate alındığında tasarımın donanımda gerçekleşmesini imkânsızlaştırmaktadır.

Gerçek zamanlı uygulamalarda; donanım üzerindeki gerçeklemelerde kullanılan makul FFT uzunlukları, DFMSD radar sinyallerinin uzunluğuna kıyasla daha küçüktür. Bu FFT uzunlukları kullanıldığında; zamanda çok hızlı salınan yüksek çözünürlüklü yakın-mesafe radar modları dışında, sinyalin zamandaki bitişik örnekleri FFT sonucunda aynı frekans kutusuna karşılık denk gelmektedir. Dolayısıyla bu tez çalışmasında, gerçek zamanlı bir EDA donanım gerçeklemesi için; sinyalin zamandaki örnekleri arasında her FFT hesabı öncesinde, Z ile gösterilen belirli bir miktar kadar örnek atlaması (pencerenin kaydırılması) yapılması önerilmiştir. Bu yöntem, PWVD için hesaplanması gerekli toplam FFT sayısını azaltarak donanım kaynaklarının etkin bir şekilde kullanımını sağlamaktadır.

Önerilen yöntem; KSFD'yi andırması bakımından, Kısa Süreli Wigner Dağılımı (KSWD) veya İngilizce dilinde Short Time Wigner Distribution (STWD) olarak isimlendirilmiştir.

4.5.1 STWD'nin Hesaplanması ve Grafiksel Gösterimi

STWD aşağıdaki formül ile hesaplanabilmektedir:

$$STWD(l, \omega) = 2 \sum_{n=-N+1}^N x(Zl + n)x^*(Zl - n)w(n)w(-n)e^{-j2\omega n} \quad (4.4)$$

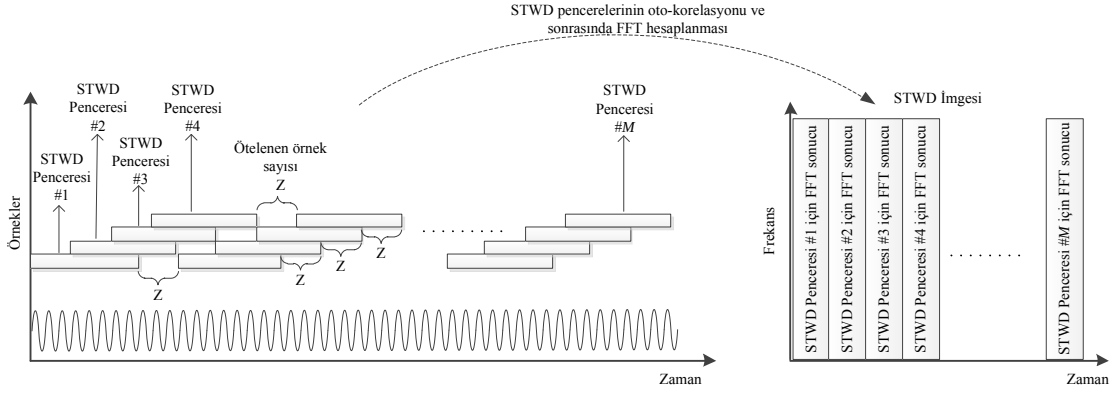
Bu formülde, FFT uzunluğu ve pencere uzunluğu $2N$ ile gösterilmektedir. Bu tez kapsamında $w(n)=1$ ifadesine karşılık gelen dikdörtgen pencere fonksiyonu kullanılmıştır. STWD dağılımının M adet FFT hesaplanarak oluşturulduğu varsayılmıştır. Sinyalin zamandaki toplam örnek sayısı Y ve örnek atlama miktarı Z iken M değeri aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$M = \text{floor}\left(\frac{Y - N}{Z}\right) + 1 \quad (4.5)$$

STWD'nin karmaşıklık seviyesi; büyük Y değerlerinin olduğu durumlarda, PWVD'nin (4.3) ile hesaplanan karmaşıklık seviyesinden çok daha küçük olmakta ve aşağıdaki ifadeyle gösterilmektedir:

$$O(M \times 2N \log_2 2N) \quad (4.6)$$

FPGA içerisinde çalıştırılan FFT çekirdek sayısı C adet olursa; her bir çekirdek bir STWD dağılımı için $L=M/C$ adet FFT hesabı yapmaktadır. STWD işlemlerinin grafiksel gösterimi örnek olarak $C=4$ için Şekil 4.20 ile sunulmuştur.



Şekil 4.20 Gelen sinyale uygulanan STWD işlemleri

STWD işleyişinde FFT hesaplamaları boru hattı mimarisinde çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Bu nedenle Z değeri N/C değerinden büyük olmak koşuluyla belirlenmelidir. Aksi halde, bir FFT çekirdeği önceki pencerenin örneklerini içine alamadan bir sonraki pencerenin örnekleri o FFT çekirdeğine beslenmeye başlanır ki bu durum bazı örneklerin kaybedilmesi anlamına gelir. Eğer Z değerini daha azaltma ihtiyacı varsa (örneğin modülasyon süresi 20us'den daha küçük DFMSD sinyalleri için) bu durumda C değeri arttırılmalıdır. Optimum tespit ve parametre çıkarımı için Z değeri STWD dağılımına yaklaşık 2 civıltı denk gelecek şekilde seçilmelidir.

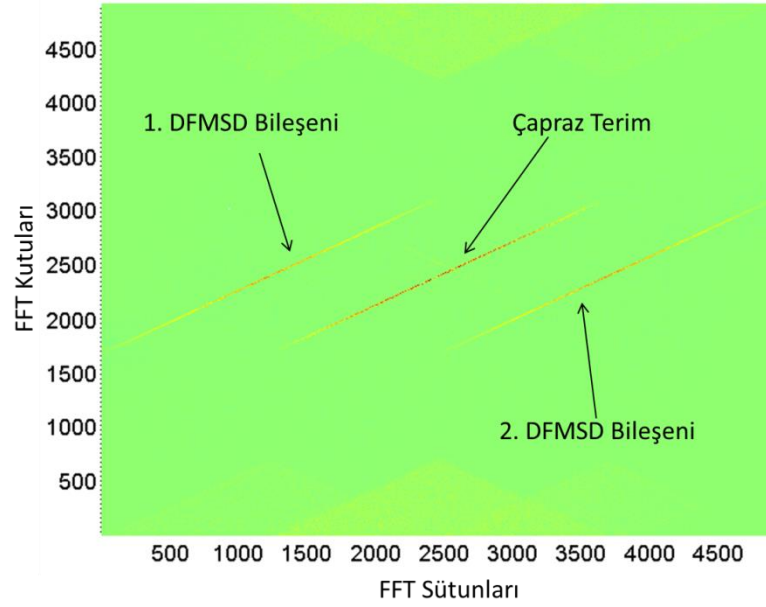
4.5.2 Örnek Bir DFMSD Sinyali Kullanılarak WVD-STWD Karşılaştırması

WVD ile STWD'nin karşılaştırılması amacıyla, örnek bir DFMSD sinyali kullanılarak her ikisi için de hesaplamalar yapılmıştır. Hesaplamalar, ZF gösterimlerine iki adet DFMSD bileşeni sığacak şekilde yapılmış olup, kullanılan parametreler ve örnek sinyale ait özellikler aşağıda verilmiştir:

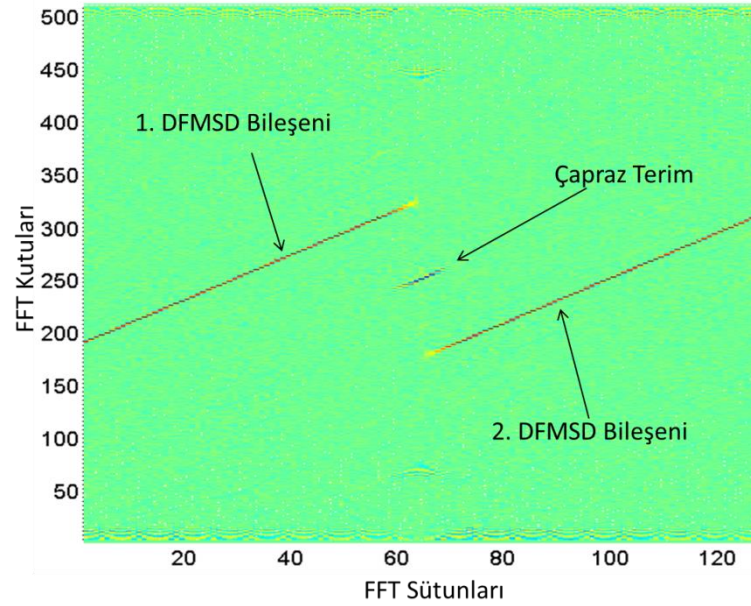
- Örnekleme frekansı (f_s) : 122.88 MHz
- Merkez frekansı (f_c) : 30 MHz
- Bant genişliği (B) : 18 MHz
- Modülasyon süresi (T_m) : 20us
- Sinyalin toplam örnek uzunluğu(sayısı) (Y) : 4916
- WVD için FFT uzunluğu : 9832
- STWD için örnek uzunluğu (sayısı) (N) : 512

- STWD için FFT uzunluğu ($2N$) : 1024
- STWD dağılımındaki FFT (sütun) sayısı (M) : 128
- STWD için örnek atlama (pencere kayma) miktarı (Z) : 38

Yukarıdaki parametrelerle örnek sinyalin +9dB SNR seviyesi için WVD ve STWD dağılımları hesaplanarak sırasıyla Şekil 4.21 ve Şekil 4.22 ile sunulmuştur. Bu şekillerden, çapraz terimin STWD ile büyük oranda baskılandığı görülmektedir.

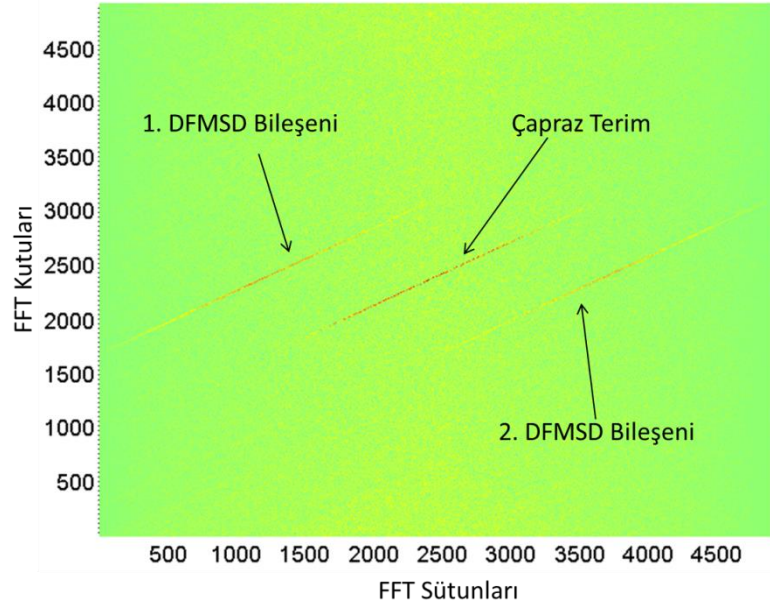


Şekil 4.21 Örnek bir sinyalin +9dB SNR değeri için WVD dağılımı

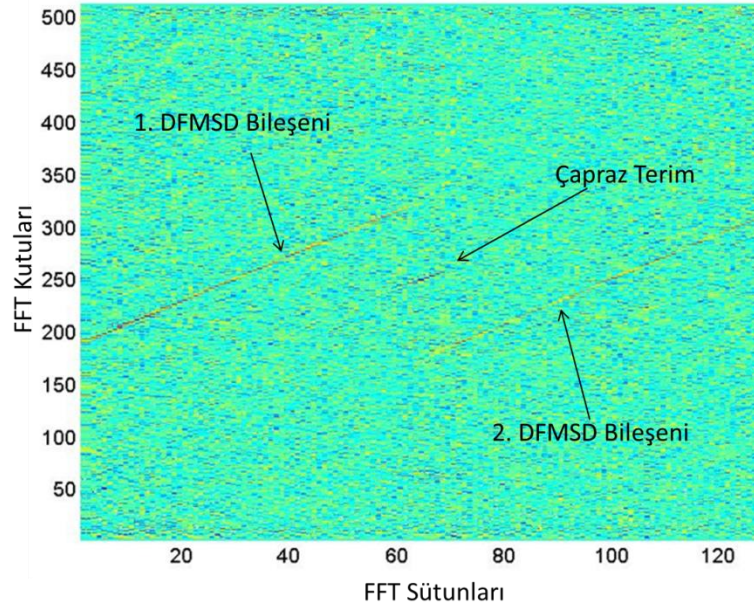


Şekil 4.22 Örnek bir sinyalin +9dB SNR değeri için STWD dağılımı

Gürültünün de sonuçlara etkisini görebilmek amacıyla, örnek sinyalin +9dB SNR seviyesi için hesaplamalar yapıldıktan sonra -4dB SNR seviyesi için de hesaplamalar tekrarlanarak elde edilen dağılımlar Şekil 4.23 ve Şekil 4.24 ile sunulmuştur. Bu şekillerden, sinyale ait oto-terimlerin (bileşenlerin) düşük SNR seviyelerinde bile STWD ile gözle seçilebilir seviyede sergilendiği görülmektedir.



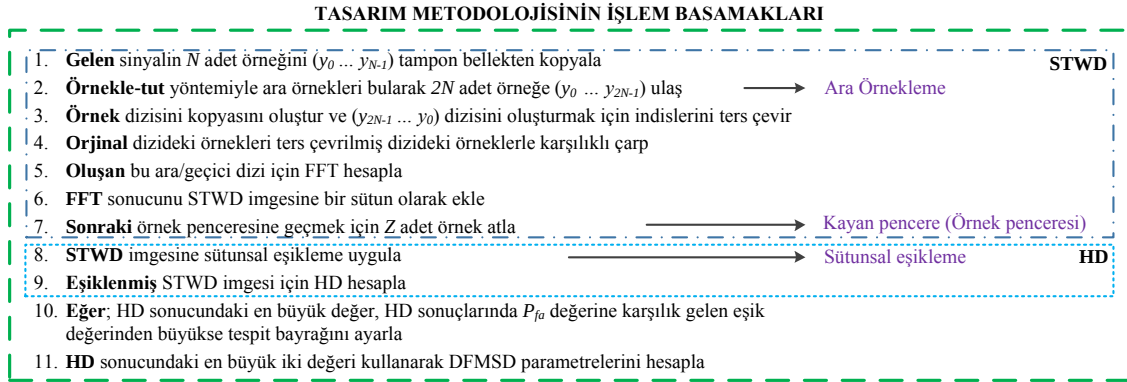
Şekil 4.23 Örnek bir sinyalin -4dB SNR değeri için WVD dağılımı



Şekil 4.24 Örnek bir sinyalin -4dB SNR değeri için STWD dağılımı

4.6 Tasarım Metodolojisinin İşlem Basamakları

Tez çalışması kapsamında önerilen ve bu bölümde tarif edilen yöntemlere yönelik tasarım metodolojisinin işlem basamakları Şekil 4.25 ile özetlenmiştir. Bu metodoloji takip edilerek FPGA tasarımı gerçekleştirilmiştir. FPGA tasarımının detayları Bölüm 5 içerisinde verilmiştir.



Şekil 4.25 Tasarım metodolojisinin işlem basamakları

EDA sistemlerinin tasarımlarında; yoğun işlem içeren diğer elektronik sistem tasarımlarında da olduğu gibi, ilk zamanlarda analog elemanlar kullanılmakta iken sonraları Genel Amaçlı İşlemciler (General Purpose Processor, GPP), daha sonra Sayısal Sinyal İşleyiciler (Digital Signal Processor, DSP) ve günümüzde Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (Field Programmable Gate Array, FPGA) kullanılmaya başlanmıştır.

5.1 Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (FPGA)

FPGA’lar tekrar programlanabilir mantıksal cihazlardır. Özellikle yüksek hız gerektiren ve yüksek işlem yoğunluğuna sahip uygulamalarda FPGA’lar tercih edilmektedir.

5.1.1 FPGA Teknolojisi

FPGA’lar konfigüre edilebilir donanım birimleri ve bunların arasındaki tekrar programlanabilir ara bağlantılardan oluşmaktadır. Bu küçük donanım birimleri; konfigüre edilebilir mantıksal bloklar (Configurable Logic Block, CLB), dahili hafıza (Distributed/Block Random Access Memory, DRAM, BRAM), sayısal saat yöneticisi (Digital Clock Management, DCM), çarpıcı/toplayıcı, gömülü DSP bloğu, gömülü işlemci, yüksek hızlı veri iletişim alıcısı/vericisi şeklinde sıralanabilir [57], [58].

FPGA’lar; işlemlerin paralel yapılabilmesi, düşük güç tüketimleri, daha yüksek başarıma sahip olmaları ve kart üretimi sonrası bacak (pin) konfigürasyonlarının değiştirilebilmesi dolayısıyla GPP/DSP'lere kıyasla tercih edilirler. Bunlara ek olarak; ASIC'ler ile kıyaslandığında, özellikle az sayıdaki üretimlerde çok düşük maliyetleri ve sahada kısa sürede tekrar programlanabilirlik özellikleri nedeniyle de daha fazla tercih edilirler [57].

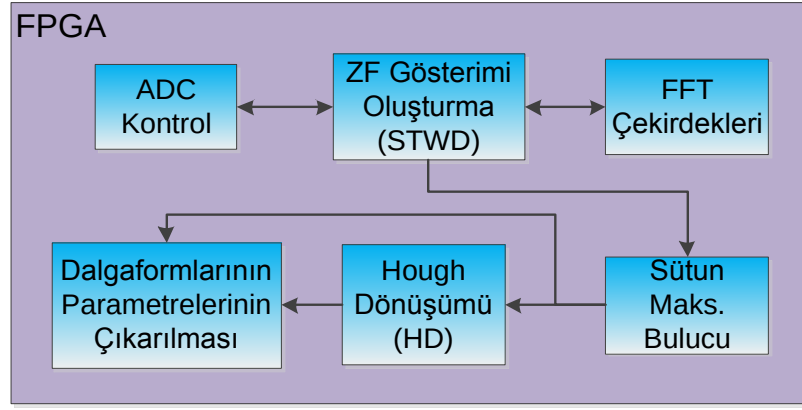
Ayrıca; FFT gibi başarımlı yönüyle optimize edilen hazır fonksiyonları içeren IP blokları, FPGA'lar için üreticiler tarafından tasarlanmıştır. FFT bloklarının hızlarının yüzlerce MHz mertebelerine yükselmesi, IF bandında frekans spektrumunun incelenmesine yönelik işlemlerin FPGA'larda gerçekleşmesini mümkün hale getirmiş, dolayısıyla FPGA'ların ZF uygulamalarında yaygınlaşmasını sağlamıştır [59].

5.1.2 FPGA'ların Tasarım ve Programlanma Aşamaları

FPGA ile herhangi bir sistemi gerçeklemek için öncelikle şematik veya Donanım Tanımlama Dili (Hardware Description Language, HDL) ile tasarımın yapılması gerekir. Yapılan tasarımın doğruluğunu görmek için davranışsal benzetimin yapılması bunun için ise çevre birimlerin modellenmesi gerekmektedir. Davranışsal benzetim sonuçları uygun değilse tasarımın değiştirilmesi, sonuçlar uygunsa benzetim sonrasında tasarımın sentezlenmesi ve seçilen FPGA kaynaklarına uygun olarak yerleştirilmesi işlemi yapılır. Bu noktada; yerleştirmenin başarıyla tamamlanması ve tasarımın zamana yönelik gereksinimlerinin (örneğin çalışma frekansı) karşılanması durumunda FPGA'nın programlanmasında kullanılacak bit dosyası üretilir ve programlama gerçekleştirilir.

5.2 Sistemin Genel Mimarisi

Bu tez çalışmasında; WHD'nin FPGA üzerinde gerçekleştirilmesi için, Çok Yüksek Hızlı Tümlşik Devreler Donanım Tanımlama Dili (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language, VHDL) kullanılarak 245.76 MHz saat frekansında çalışan sabit-noktalı bir tasarım yapılmıştır. FPGA programlanma aşamalarında (Bölüm 5.1.2) belirtilen adımlar başarıyla tamamlanmış ve tasarlanan sistem yapılan testlerle doğrulanmıştır. Xilinx firmasının Virtex-7 XC7VX485T FPGA'sı [60] kullanılarak donanım tasarlanmıştır. Sentezleme işlemi, Xilinx firmasının ürünü olan "Xilinx Integrated Software Environment (ISE) Design Suite 14.2 System Editon" yazılım geliştirme ortamında gerçekleştirilmiştir. Önerilen sistemin genel mimarisi Şekil 5.1 ile gösterilmiştir.



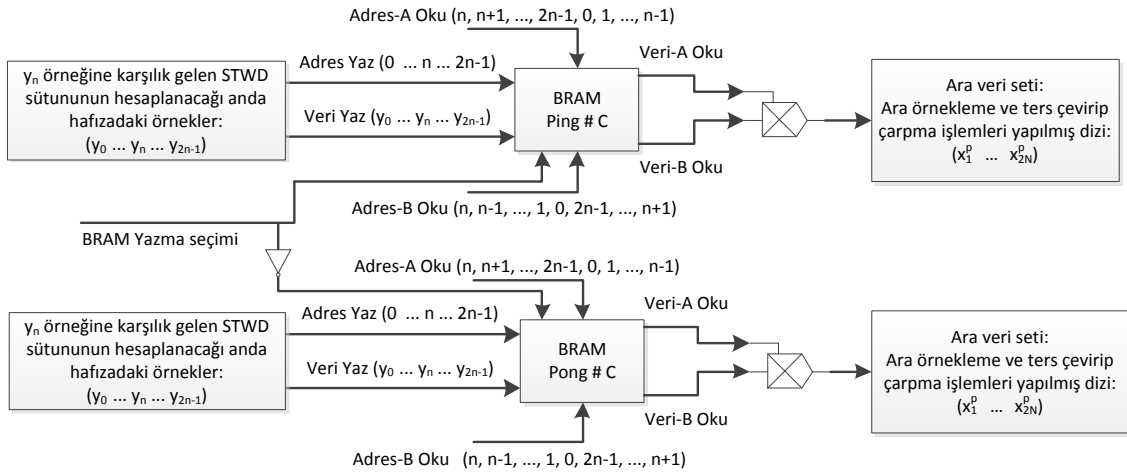
Şekil 5.1 Sistemin genel mimarisi

5.3 STWD'nin FPGA Tasarımı

STWD'nin FPGA üzerinde tasarımı için, aynı anda çalışan 12-bit FFT çekirdekleri kullanılmıştır. FFT çekirdek sayısı ve FFT uzunluğu, FPGA içerisine yükleme öncesinde ayarlanabilmektedir. Benzetimlerin çok uzun (saat mertebesinde) sürmesinin engellenmesi ve sentezleme sonrasında tasarımın 245.76 MHz seviyesinde çalışabilmesi amacıyla; FFT uzunluğu olarak 256, 512 ve 1024 kullanılmıştır. Bu değerlere karşılık olarak, FFT çekirdek sayıları da sırasıyla 4, 8 ve 16 olarak ayarlanmıştır.

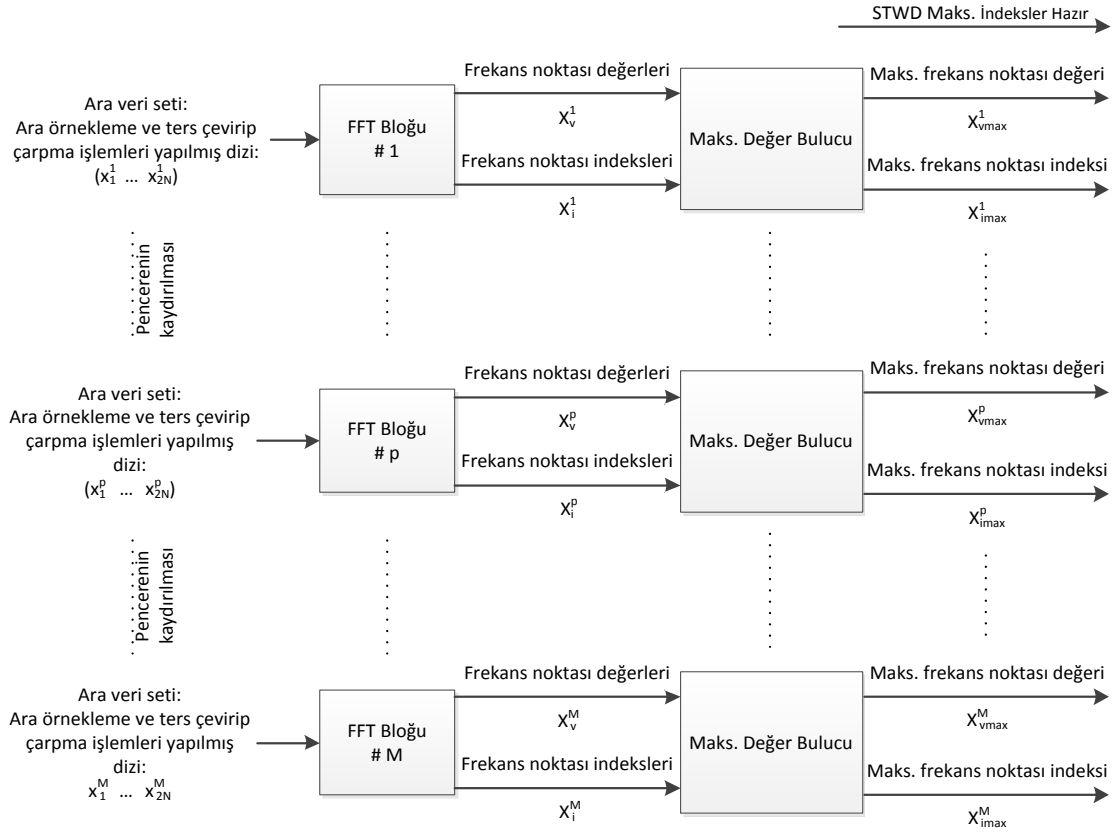
Alınan sinyallerin örneklerini saklamak amacıyla FPGA içinde tahsisli olan blok hafızalar (BRAM) kullanılmıştır. Her bir FFT çekirdeği için ping BRAM ve pong BRAM olarak adlandırılan 2 adet BRAM tahsis edilmiştir. Sinyal örnekleri ping BRAM içine yazılırken daha önceden yazılmış örnekler pong BRAM içinden okunmaktadır (yazma/okuma) ve bu işlem diğer türlü (okuma/yazma ters) olacak şekilde de birbiri ardına tekrar etmektedir. Her bir BRAM; okuma/yazma yeteneğine sahip, A ve B olarak isimlendirilen iki ayrı arayüze sahiptir. Yazma fazı sırasında; sinyal örnekleri geldikleri sırayla (ileri yönlü) BRAM içine yazılır. Okuma fazı sırasında, A portunda ileri yönlü okuma yapılırken B portunda geri yönlü okuma yapılmakta ve böylece ters çevirip çarpma işlemi ek bir işlem yoğunluğu oluşturmadan kendiliğinden yapılmış olmaktadır. FFT çekirdekleri çıkışında sadece gerçek değerli sonuçların üretilmesi (karmaşık değerleri sönümlemek) amacıyla; okuma fazı sırasında başlangıç adresi olarak BRAM içindeki örneklerin orta noktası (512 örnek için 256. örnek) seçilmiştir. Bu işlem, Matlab

programındaki fftshift işlemine karşılık gelmektedir. Bu kısım ile ilgili tasarım bloğu Şekil 5.2 ile gösterilmiştir.



Şekil 5.2 Ara örnekleme ve ters çevirip çarpma için FPGA tasarımı

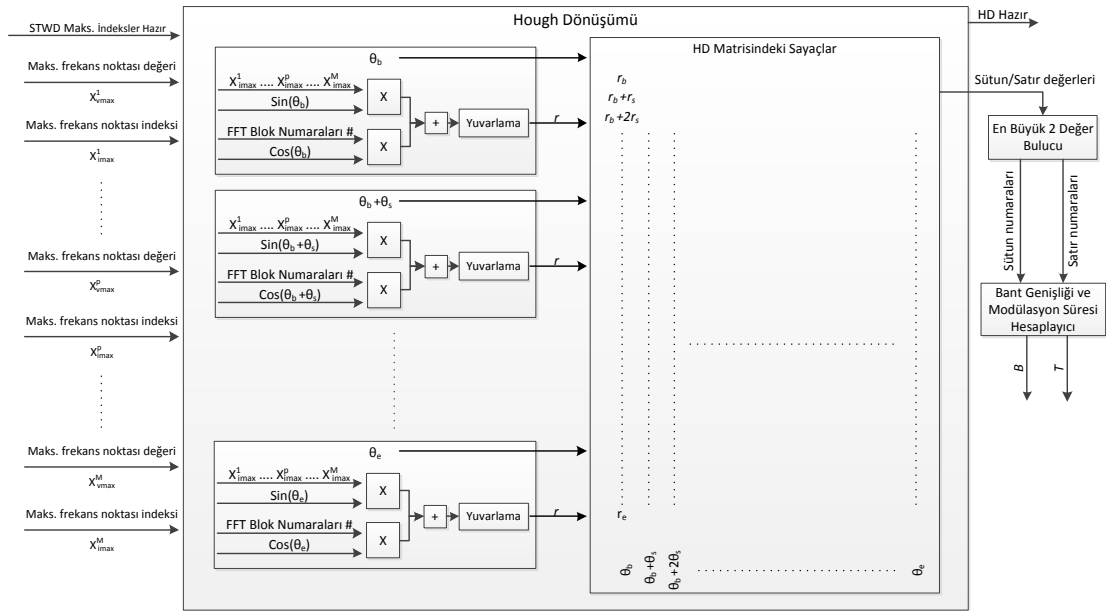
FFT hesaplamaları, bir önceki örnek penceresinden sonra Z adet örnek atlanarak (pencere kaydırılarak) tekrarlanmaktadır. FPGA tasarımı; kullanıcının, Z değerini çalışma esnasında değiştirebilmesine ve böylece ilgi duyulan sinyallerin yakalanmasına imkân verecek şekilde yapılmıştır. STWD hesaplamaları sonrasında oluşan dağılımın HD'si hesaplanmadan önce; "Maks. Değer Bulucu" bloğu tarafından sütunsal eşikleme amacıyla, dağılımın her bir sütunundaki en büyük değerler bulunmaktadır. "Maks. Değer Bulucu" bloklarının çıktıları; ortalamaları alınarak sinyalin f_c parametresini bulmada kullanılmaktadır. Ayrıca bu çıktılar sinyalin cıvıltı oranının (θ) bulunması için FPGA içindeki HD bloğuna iletilmektedir. Bu kısım ile ilgili FPGA tasarımı Şekil 5.3 ile gösterilmiştir.



Şekil 5.3 FFT blokları ve maks. değer bulucular için FPGA tasarımı

5.4 HD'nin FPGA Tasarımı

STWD sonrasındaki “Maks. Değer Bulucu” bloklarından çıkan değerler, HD ana bloğuna girmektedir. Bu değerler, istenen her bir açı değeri için [25] çalışmasındaki gibi paralel olarak HD'nin o açı için tutulan sayaç değerini hesaplamakta kullanılmakta ve böylece o açıya karşılık gelen nokta sayısı sayılmaktadır. HD'nin hesaplanmaya başlanacağı açı değeri θ_b , açılar arasındaki adım miktarı θ_s ve son açı değeri θ_e ile ifade edilmektedir. HD'nin hesaplandığı orijin noktasına olan uzaklık ile ilgili benzer değerler ise sırasıyla r_b , r_s ve r_e ile gösterilmektedir. θ_b , θ_s ve θ_e değerleri, FPGA içerisine yükleme öncesinde ayarlanabilir şekilde tasarlanmıştır. Modelsim ortamında yapılan analizlerde; -75° ile -15° arasında 61 adım ve 15° ile 75° arasında 61 adım olmak üzere 1° aralıklarla toplam 122 ayrı dereceye aynı anda bakılmıştır. HD'nin FPGA tasarımı Şekil 5.4 ile gösterilmiştir.



Şekil 5.4 HD ve sonrasındaki diğer blokların FPGA tasarımı

STWD dağılımındaki sütunlarda en büyük değer bulunduğ indeks numaraları ilgili açının sinüs değerleriyle ve FFT bloklarının (STWD dağılımının sütunlarının) numaraları da yine ilgili açının cosinüs değerleriyle çarpılmaktadır. Daha sonra bu iki çarpımın sonucu toplanmakta ve yuvarlama işlemi yapılmaktadır. Bu iki çarpma ve bir toplama işlemi için FPGA içerisinde donanım olarak hazır olan 1 adet DSP48 bloğu yeterli olmaktadır.

HD sonuçları, kaynak tüketiminin çok artmaması için FPGA içerisinde donanım olarak hazır olan BRAM'larda saklanmıştır. HD hesaplamasındaki her bir açı için bir adet BRAM kullanılmıştır.

5.5 Diğer Modüllerin FPGA Tasarımı

HD sonrasında, Şekil 5.4 ile görüldüğü gibi COT ve tespit tahmini için gerekli olan "En Büyük 2 Değer Bulucu" bloğu ile dalgaformunun parametrelerini bulmak için kullanılan "Bant Genişliği ve Modülasyon Süresi Hesaplayıcı" isimli blok da tasarlanmıştır.

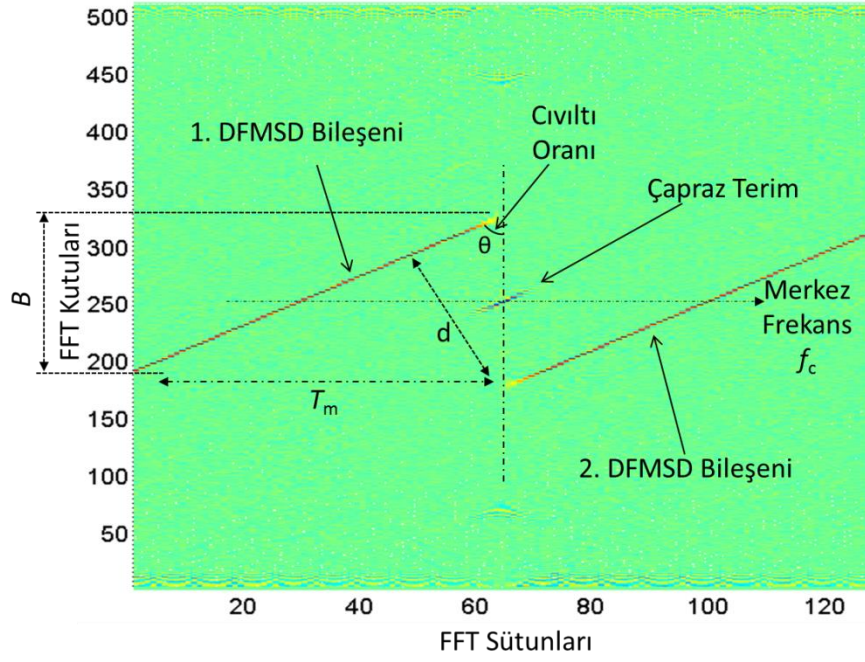
YOD RADAR DALGAFORMLARIYLA ANALİZLER

Bu bölümde; öncelikle önerilen yöntemler örnek bir sinyal üzerinde uygulanarak sonuçlar sergilenmiş, sonra oluşturulan bir sinyal veritabanı kullanılarak Matlab ortamında yapılan benzetimler gösterilmiş, daha sonra donanım ortamındaki benzetimler ile testlere ilişkin bilgi verilmiştir.

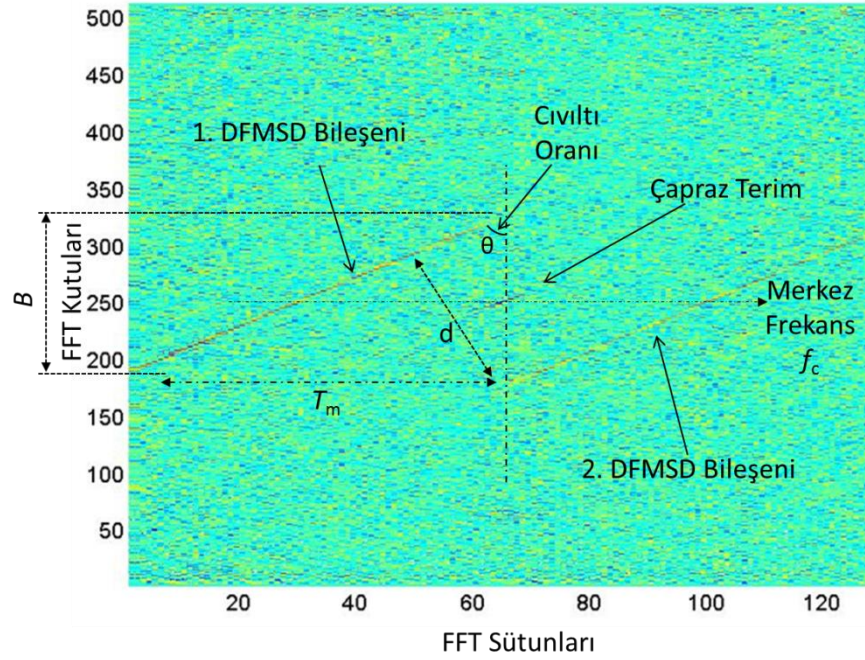
6.1 Örnek Bir DFMSD Sinyali İçin İşlem Adımları

Bu tez çalışması kapsamında; “Örnekle-tut tipi ara örneklem”, “Sütunsal eşikleme” ve “STWD” önermelerinin sonuçlarının birlikte aynı sinyal üzerinde görsel olarak sunulabilmesi için örnek bir DFMSD sinyali tüm aşamalardan geçirilmiştir. Kullanılan örnek sinyalin merkez frekansı (f_c) 30 MHz, bant genişliği (B) 18 MHz ve modülasyon süresi (T_m) 20us olarak belirlenmiştir. STWD hesaplamaları sırasında FFT uzunluğu için 1024 kullanılmıştır. Örnek sinyalin +9dB SNR değerinde hesaplanan STWD dağılımı Şekil 6.1 ile gösterilmiştir. Bu şekilde, STWD sonucunda çapraz terimin neredeyse tamamen baskılandığı görülmektedir.

STWD dağılımlarının çok düşük SNR değerlerinde bile sinyale ait oto-terimleri (bileşenleri) gözle görülebilir seviyede sergilediğini göstermek için, örnek sinyalin -4dB SNR değerinde hesaplanan STWD dağılımı Şekil 6.2 ile sunulmuştur.



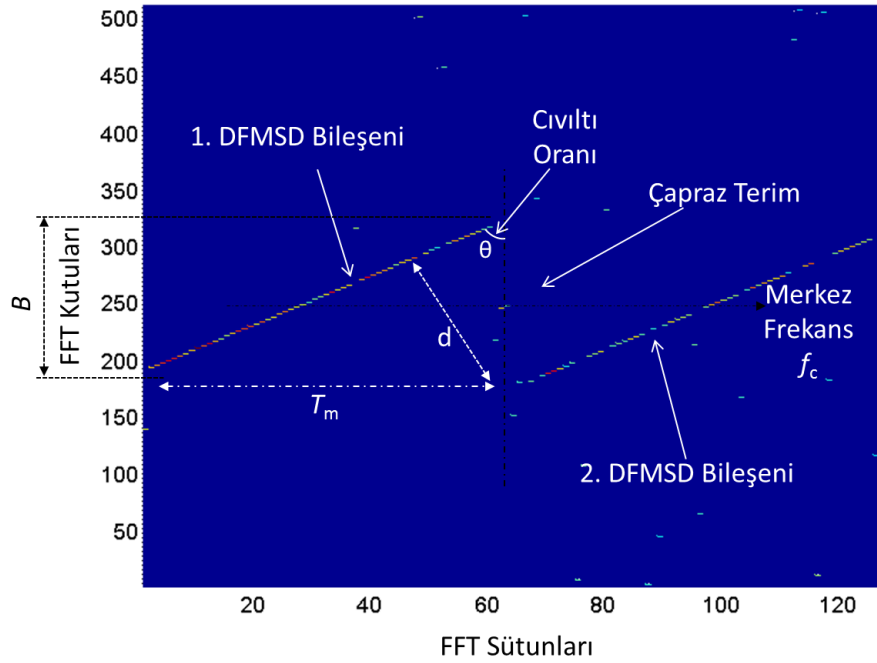
Şekil 6.1 Örnek bir sinyalin +9dB SNR değeri için STWD dağılımı



Şekil 6.2 Örnek bir sinyalin -4dB SNR değeri için STWD dağılımı

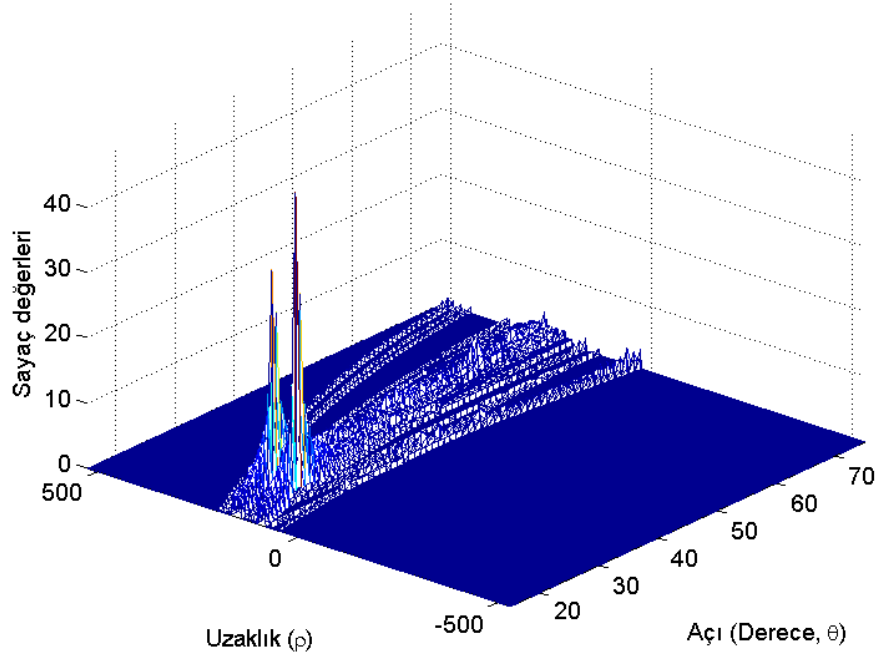
STWD dağılımı oluştuktan sonra HD için uygulanan sütunsal eşiklemenin STWD dağılımı üzerindeki etkilerini göstermek amacıyla; örnek sinyalin -4dB SNR değerinde hesaplanan STWD dağılımına sütunsal eşikleme uygulanarak elde edilen

sonuç Şekil 6.3 ile gösterilmiştir. Bu şekilde, gürültülü noktalarının büyük oranda temizlendiği ve aynı zamanda DFMSD bileşenlerinin de korunduğu görülmektedir.



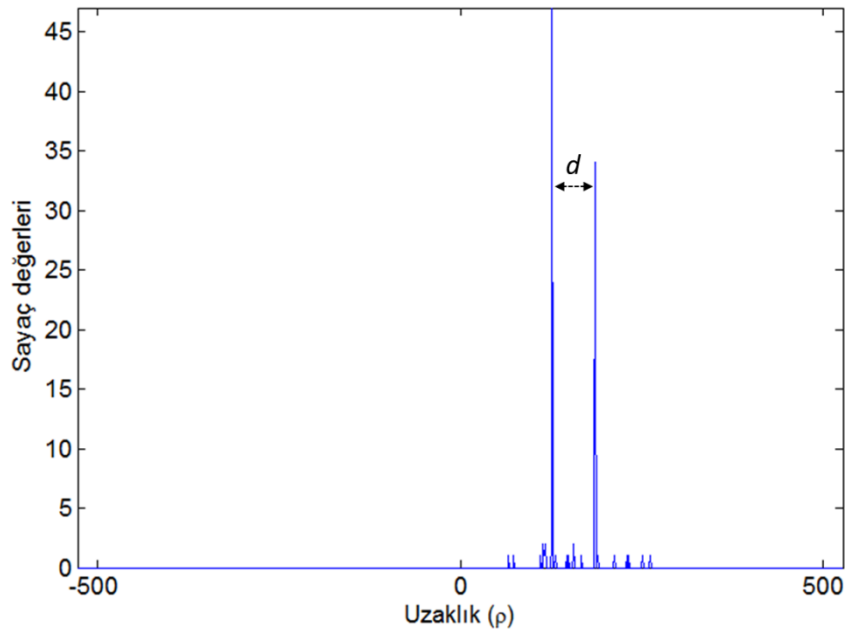
Şekil 6.3 -4dB SNR seviyesindeki sinyalin STWD dağılımının sütunsal eşikleme sonucu

Örnek sinyalin STWD dağılımına sütunsal eşikleme uygulandıktan sonra oto-terimlere ait Doğrusal Frekans Modülasyonu (DFM) çizgilerinin açılarının (civıltı oranı) bulunması amacıyla HD hesaplanmaktadır. Bu hesaplama sonuçlarının gösterildiği Şekil 6.4 incelendiğinde; STWD dağılımındaki iki adet DFM çizgisine karşılık, iki adet tepe noktası olduğu görülmektedir. DFM çizgilerinin açıları aynı olduğundan; HD uzayındaki bu tepe noktalar, θ_{max} ile ifade edilen aynı açı değerinde ve birbirlerinden d ile ifade edilen dikey mesafe kadar uzakta bulunmaktadır.



Şekil 6.4 Sütunsal eşikleme sonrasında -4dB SNR seviyesindeki sinyal için oluşan HD uzayı

HD uzayındaki maksimum noktanın açı değeri olan θ_{max} için farklı uzaklıklarda oluşan genlik/sayaç değerleri Şekil 6.5 ile gösterilmiştir. Bir diğer ifadeyle; bu şekilde gösterilen, HD uzayının θ_{max} açısındaki kesitidir.



Şekil 6.5 -4dB SNR seviyesindeki sinyal için oluşan HD uzayının θ_{max} açısındaki kesiti

HD uzayının θ_{max} açısındaki kesitinde görülen iki tepe noktası arasındaki mesafe hesaplanarak d değeri bulunmaktadır. Bu d değeri kullanılarak; (6.1) eşitliği ile gösterilen ifadelerle, DFMSD'nin parametreleri olan bant genişliği B ve modülasyon süresi T_m hesaplanmaktadır [8]:

$$B = \frac{d}{|\sin(\theta_{max})|} , \quad T_m = B \cdot |\tan(\theta_{max})| \quad (6.1)$$

6.2 Yazılım Ortamındaki Benzetim Sonuçları

Bu tez çalışması kapsamında yapılan; “Örnekle-tut tipi ara örnekleme” ile “Sütunsal eşikleme” önermelerine yönelik analizler 4. Bölümde ayrıntılı olarak verilmiştir. Bu bölümde ise; bu iki yöntemle birlikte, WHD hesaplamalarında WVD yerine STWD'nin kullanılmasının DFMSD sinyallerinin tespiti ve parametrelerinin çıkarılmasında nasıl bir netice vereceği Matlab (ver. R2013a) ortamında incelenmektedir. Bir diğer ifadeyle tüm sistemin bileşenlerinin beraber çalışmasının sonuçları sergilenmektedir. Bu amaçla; P_d ve P_{CRE} kriterleri kullanılarak sistemin başarımı takip edilmektedir.

6.2.1 Benzetim Parametreleri ve Sinyal Veritabanı

Matlab programı aracılığıyla yapılan benzetimler sırasında kullanılan parametreler ve varsayımlar aşağıda listelenmiştir:

- ZF yöntemi : STWD
- Örnekleme frekansı (f_s) : 122.88 MHz
- Örnekleme aralığı ($t_s=1/f_s$) : 8.138 ns
- Örnek uzunlukları (sayıları) (N) : 128, 256, 512
- FFT uzunlukları ($2N$) : 256, 512, 1024
- STWD dağılımındaki FFT (sütun) sayısı (M) : 128
- Örnek atlama (pencere kayma) miktarı (Z) : 38
- STWD dağılımı boyutları ($N \times M$) : 128x128, 256x128, 512x128
- Modülasyon süresi (T_m) : 20us

- STWD dağılımında iki DFMSD bileşeni ($2T_m$)
- Merkez frekanslar (f_c) : 25 MHz, 30 MHz, 35 MHz
- Bant genişlikleri (B) : 10 MHz, 14 MHz, 18 MHz, 22 MHz
- Cıvıltı rampa yönleri : Yukarı/pozitif, aşağı/negatif
- Toleranslar : f_c ve B için ± 1 MHz, T_m için ± 1 us
- Farklı SNR seviyeleri : -10dB, -8dB, -6dB, -4dB, -2dB, 0dB, 2dB
- Her SNR seviyesinde 25 adet sinyal
- HD hesaplamalarındaki açı çözünürlüğü : 1°

Benzetimler sırasında temel limitlerden biri (f_s) örnekleme frekansıdır. Bu bölümde $f_s=122.88$ MHz olduğundan sinyali analiz etmek için yaklaşık 61 MHz bant genişliği oluşmaktadır. Yukarıdaki parametreler kısa-mesafe (örneğin 3000m) YOD radarların benzetimini yapmak üzere seçilmiştir. Zira uzun-mesafe YOD radarların tespiti ve parametrelerinin çıkarılması birim zamanda daha az işlem yapılarak sağlanabilmektedir.

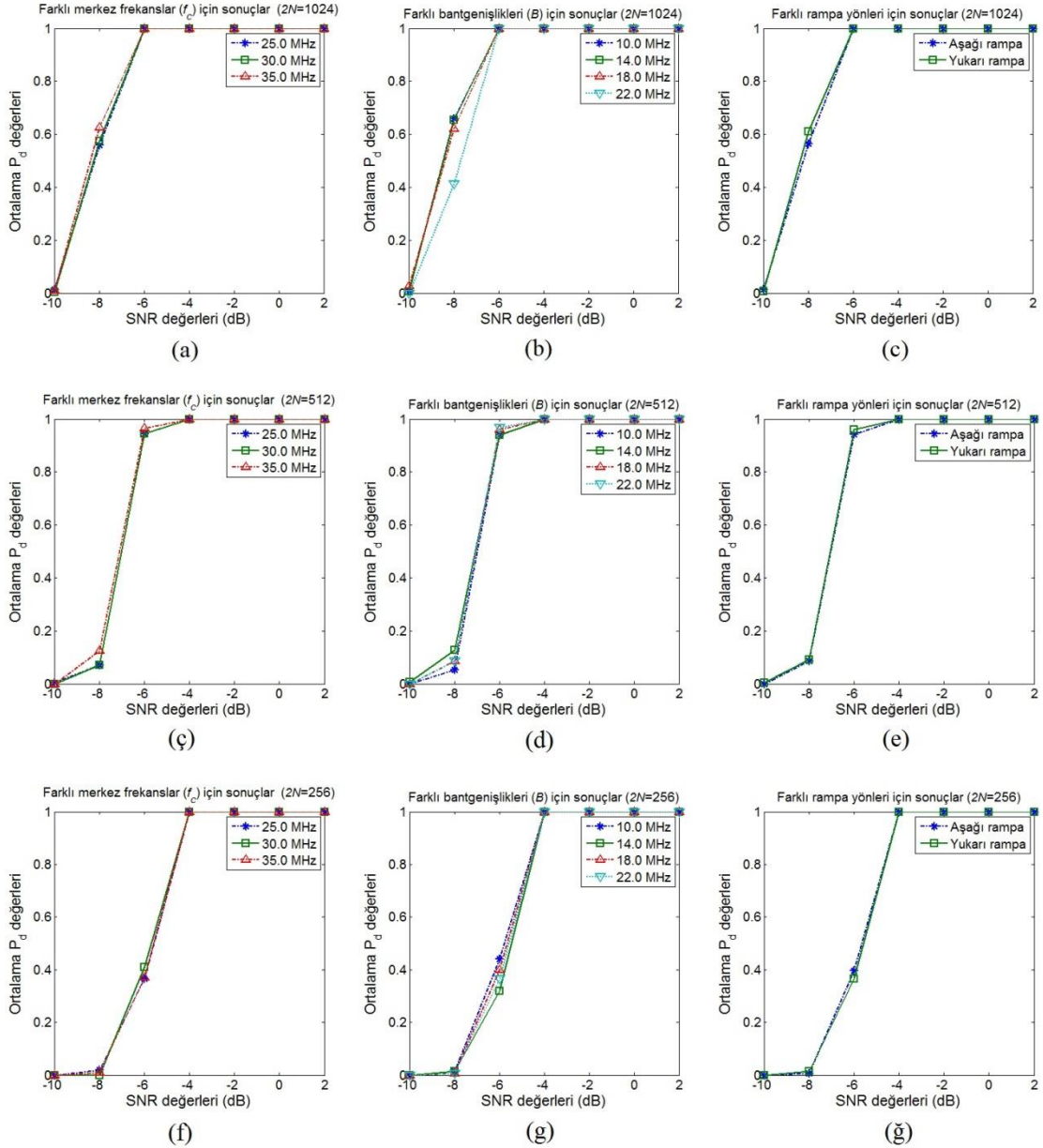
Bu parametreler kullanılarak 4200 adet sinyal içeren bir test sinyalleri veritabanı oluşturulmuştur. İlave olarak; HD sonrasındaki tespit eşiğini (Th_{WHD}) belirlemede kullanılmaları için sinyal içermeyen 10000 adet gürültü dizisi de oluşturulmuştur.

6.2.2 P_d ve P_{CRE} Değerlerinin Karşılaştırılması

Önermelerin analizi amacıyla, veritabanındaki tüm sinyaller kullanılarak P_d ve P_{CRE} değerleri ölçülmüştür. Herhangi bir DFMSD bileşeni içermeyen gürültü dizilerinin yanlışlıkla tespit edilmelerini engellemek amacıyla $P_{fa}=10^{-4}$ değerine karşılık gelen Th_{WHD} değeri HD sonrasındaki tespit işlemlerinde kullanılmıştır.

-10dB ile 2dB aralığındaki SNR değerlerine karşılık P_d değerleri Şekil 6.6 ile sergilenmektedir. Şekildeki grafikler yukarıdan aşağıya sırasıyla 1024, 512 ve 256 FFT uzunlukları içindir. Soldan sağa doğru gidildikçe ise sırasıyla; f_c , B ve rampa yönü için sonuçlar verilmiştir. Şekildeki grafikler incelendiğinde sonuçların f_c , B ve rampa yönünden hemen hemen bağımsız olduğu ama SNR ve FFT uzunluğuna

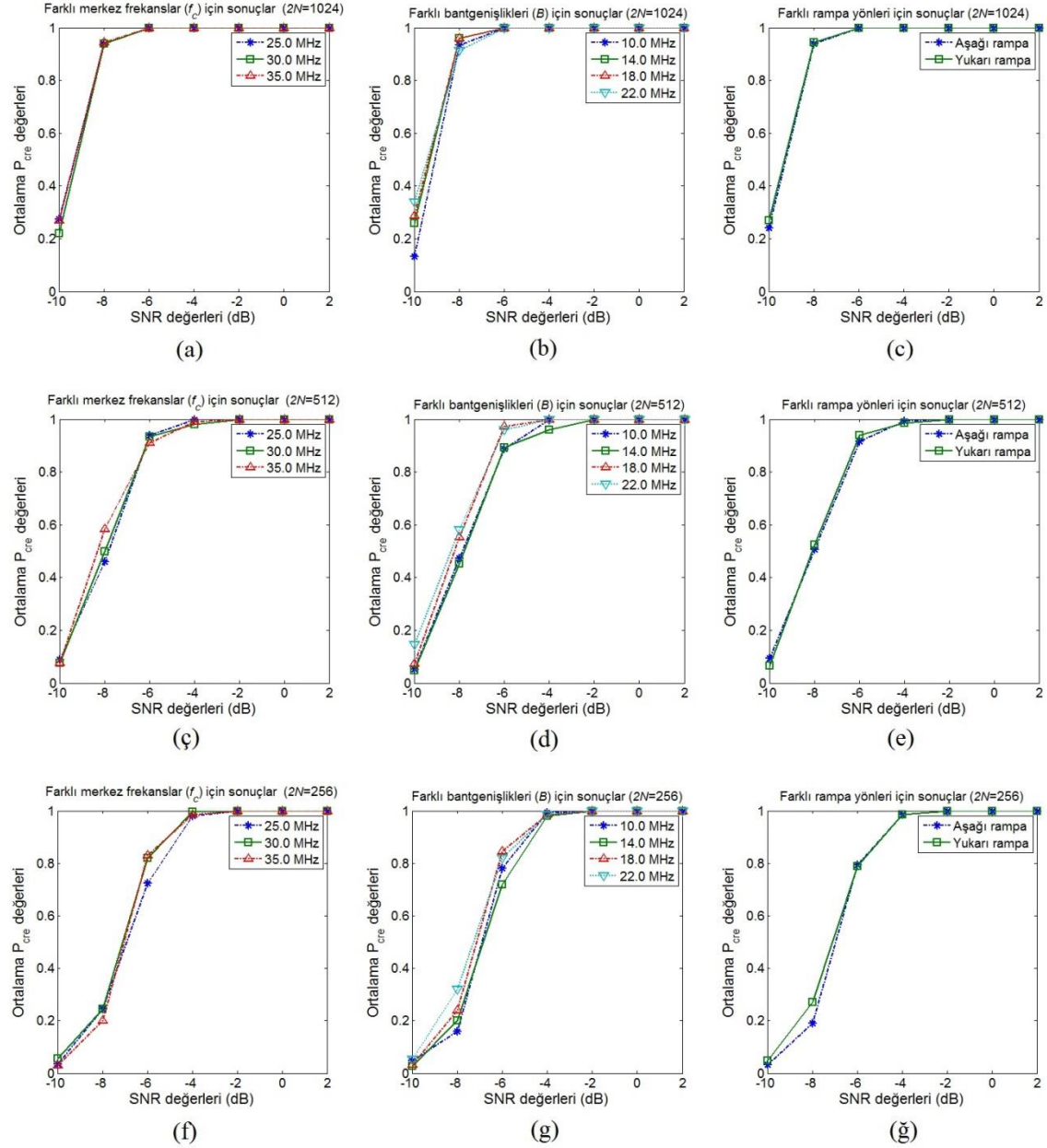
bağımlı olduğu görülmektedir. SNR ile FFT uzunluğu küçüldükçe P_d değerleri küçülme ve SNR ile FFT uzunluğu büyüdükçe P_d değerleri de büyümektedir. Veritabanındaki sinyaller -4dB SNR değerine kadar tüm durumlarda tespit edilebilmektedir. FFT uzunluğunun 1024 olduğu durumda; -6dB SNR değerinde bile tüm sinyaller tespit edilebilmekte ama -8dB SNR değerinde bu oran yaklaşık %60'a düşmekte ve -10dB SNR değerinde tespit yapılamamaktadır.



Şekil 6.6 Farklı benzetim parametreleri için P_d değerleri ($P_{fa}=10^{-4}$)

-10dB ile 2dB aralığındaki SNR değerlerine karşılık P_{CRE} değerleri ise Şekil 6.7 ile sergilenmektedir. Grafiklerde yukarıdan aşağıya ve soldan sağa sıralamada temel

alınan büyüklükler ile parametreler P_d grafikleriyle aynıdır. Grafikler incelendiğinde sonuçların P_d grafiklerine benzer şekilde f_c , B ve rampa yönünden hemen hemen bağımsız olduğu ama SNR ve FFT uzunluğuna bağımlı olduğu görülmektedir. SNR ile FFT uzunluğu küçüldükçe P_{CRE} değerleri küçülmekte ve SNR ile FFT uzunluğu büyüdükçe P_{CRE} değerleri de büyümektedir.



Şekil 6.7 Farklı benzetim parametreleri için P_{CRE} değerleri ($P_{fa}=10^{-4}$)

Veritabanındaki sinyallerin -4dB SNR değeri için hemen hemen tüm durumlarda cıvıltı oranları tahmin edilebilmektedir. -6dB SNR değerinde tüm FFT uzunlukları için yaklaşık %80 ve üzerinde cıvıltı oranı tahmin edilebilmekte; FFT uzunluğu

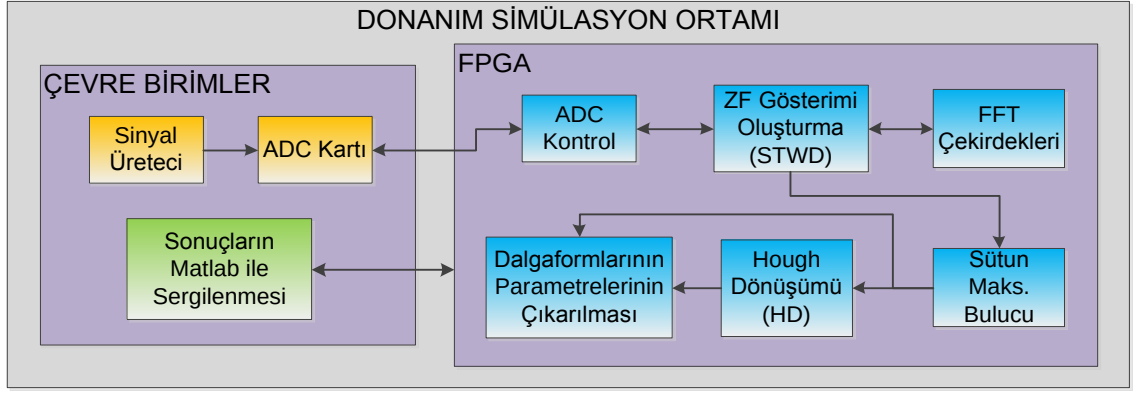
1024 iken bu oran %100'e ulaşmaktadır. FFT uzunluğu 1024 iken, -8dB SNR seviyesindeki sinyallerin yaklaşık %94'ünün cıvıltı oranları tahmin edilebilmektedir. -8dB ve -10dB SNR değerlerinde P_{CRE} değerlerinin P_d değerlerinden daha yüksek olması; tespit yapılamayan bazı durumlarda bile cıvıltı oranı tahmini yapılabildiğini göstermektedir.

6.3 Donanım Ortamındaki Benzetim Sonuçları

Önerilen sinyal işleme yöntemlerinin başarımları Matlab benzetimleriyle analiz edildikten sonra; gerçekleştirilen FPGA tasarımının başarımları, Mentor Graphics firmasının ürünü olan ve FPGA benzetimlerinde yaygın olarak kullanılan Modelsim programı (ver. SE-64 10.1c) aracılığıyla analiz edilmiştir. Donanım ortamındaki benzetimler sırasında önceki bölümde tanımlanan test sinyalleri veritabanından, her bir duruma (her bir SNR- f_c - B kombinasyonuna) karşılık rastgele bir sinyal seçilmiştir.

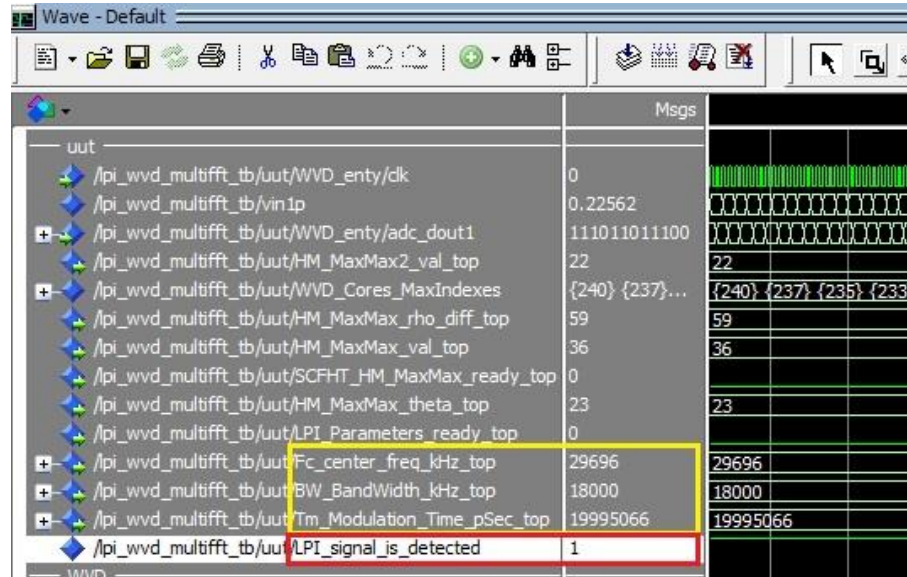
6.3.1 Donanım Benzetim Ortamı

Donanım benzetimlerini gerçekleştirmek amacıyla Şekil 6.8 ile gösterilen benzetim ortamı oluşturulmuştur. Sistemin FPGA tasarımına ilave olarak, benzetim çalışmalarında kullanılması amacıyla dış dünya arayüzlerine yönelik (şekilde turuncu renkle gösterilen) "ADC Kartı" ve "Sinyal Üreteci" blokları da VHDL ile kodlanmıştır. Ayrıca; sistem bloklardan oluştuğundan, blokların çıktılarının daha kolay görülebilmesi için Windows ortamında Matlab programıyla okunabilecek dosyalar Modelsim programıyla koşturulan benzetimlerle oluşturulmuştur. Bu dosyaların okunması ve bu sayede blokların çıktılarının görsel olarak sergilenebilmesi amacıyla (şekilde yeşil renkle gösterilen) bir Matlab kodu hazırlanmıştır.



Şekil 6.8 FPGA tasarımına yönelik donanım benzetim ortamı

Matlab benzetimlerinde kullanılan parametreler, varsayımlar ve toleranslar donanıma yönelik yapılan benzetimler için de kullanılmıştır. Bu bağlamda; Bölüm 6.1 için kullanılan örnek DFMSD sinyali (Merkez frekansı (f_c) 30 MHz, bant genişliği (B) 18 MHz ve modülasyon süresi (T_m) 20us) için, 1024 FFT uzunluğuyla Modelsim programında elde edilen sonuçlar Şekil 6.9 ile verilmiştir. Bu şekilde; örnek sinyalin tespit edildiği kırmızı çerçeveli alandan ve parametrelerinin toleranslar dâhilinde bulunabildiği ($f_c = 29.696\text{MHz}$, $B = 18.0\text{ MHz}$, $T_m = 19.995\text{us}$) sarı çerçeveli alandan anlaşılmaktadır.



Şekil 6.9 Örnek sinyalin donanım ortamındaki benzetim sonuçlarına ait Modelsim görüntüsü

6.3.2 Donanım Ortamındaki Benzetim Sonuçları

Modelsim kullanılarak oluşturulan donanım ortamındaki benzetim sonuçları Tablo 6.1 ile verilmiştir. Bu tabloda, B ile f_c değerlerinin birimi MHz ve T_m değerlerinin birimi mikrosaniye olarak belirtilmiştir. Tespiti yapılabilen sinyaller mavi arka fonla renklendirilmiş ve toleranslar dâhilinde parametre çıkarımı yapılamayan sinyaller kırmızı renkle gösterilmiştir. Matlab ortamındaki benzetimlerde de görüldüğü üzere FFT uzunlukları büyüdükçe sonuçlar daha iyi hale gelmektedir.

Bu tablo incelendiğinde; tasarlanan sistemin, sinyallerin tespitini ve parametrelerinin çıkarımını -4dB SNR seviyesine kadar B , f_c ve FFT uzunluğundan bağımsız olarak yapabildiği görülmektedir. Bununla birlikte, SNR seviyesinin -4dB değerinin altına indiği durumlarda FFT uzunluğunun etkisi ortaya çıkmaktadır. SNR seviyesi -8dB değerine düşürüldüğünde ise her 3 FFT uzunluğunda da tespit işlemi yapılamamakta ama FFT uzunluğunun 1024 olduğu durumda B ve T_m parametreleri bu seviyede bile toleranslar dâhilinde bulunabilmektedir.

Donanım ortamındaki benzetim sonuçlarının, Matlab ortamındaki benzetim sonuçlarına yakın olduğu görülmektedir (Tablo 6.1). Matlab ortamındaki benzetimler donanıma yönelik kısıtlamaları içermediğinden bazı küçük farklılıklar oluşabilmektedir. Bunların ana kaynağı; ADC çözünürlüğü, FFT bit-genişliği ve FPGA içerisinde saklanan trigonometrik değerlerin çözünürlüğüdür.

Tablo 6.1 Donanım ortamındaki benzetim sonuçları

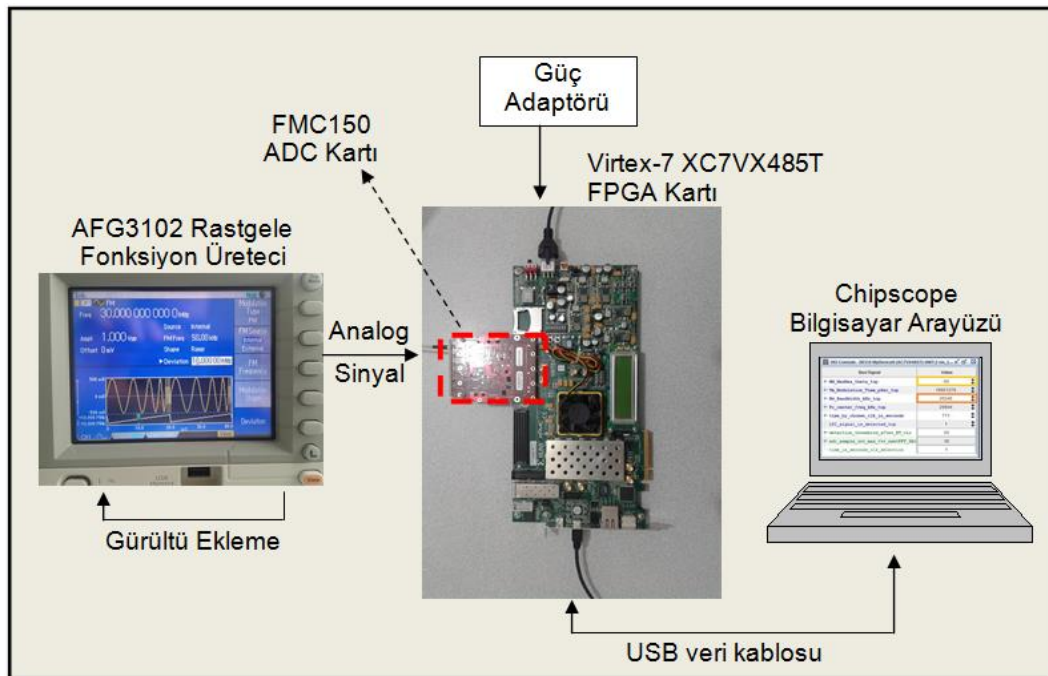
SNR (dB)	FFT Uzunluğu (2N)		$f_c = 25$ MHz				$f_c = 30$ MHz				$f_c = 35$ MHz			
			B=10 MHz	B=14 MHz	B=18 MHz	B=22 MHz	B=10 MHz	B=14 MHz	B=18 MHz	B=22 MHz	B=10 MHz	B=14 MHz	B=18 MHz	B=22 MHz
2, 0, -2	256	f_c	25,811	25,462	24,742	24,547	29,381	30,742	30,866	30,416	34,335	35,403	35,737	34,571
		B	10,080	14,400	17,280	22,080	10,080	13,920	18,240	21,600	10,080	13,920	18,240	21,600
		T_m	20,019	20,353	19,677	19,995	20,312	19,677	19,995	20,312	20,312	19,677	19,995	20,312
	512	f_c	24,320	24,667	24,356	24,498	29,518	30,564	30,521	30,579	35,317	35,758	35,683	34,428
		B	9,840	13,680	17,520	22,080	9,840	13,680	17,520	22,080	9,840	13,680	18,240	22,080
		T_m	19,995	19,995	19,995	20,312	19,995	19,995	19,995	20,312	19,995	19,995	19,995	20,312
	1024	f_c	24,290	24,539	24,299	24,585	30,442	30,650	30,590	30,254	34,316	35,607	35,886	35,498
		B	10,080	13,800	18,000	22,080	9,720	13,800	18,000	22,080	10,080	13,800	18,000	22,080
		T_m	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995
-4	256	f_c	25,983	25,862	27,675	27,701	30,262	30,997	30,461	30,813	34,101	33,120	32,745	32,272
		B	10,080	14,400	17,280	22,080	10,080	13,920	17,280	21,600	10,080	13,440	17,280	21,600
		T_m	20,019	20,353	19,677	19,995	20,312	19,677	19,677	20,312	20,312	19,677	19,677	20,312
	512	f_c	24,307	25,348	25,871	24,763	29,675	30,350	29,424	30,639	35,788	35,711	34,057	34,276
		B	9,840	13,680	18,240	22,080	9,840	14,400	17,520	22,080	9,840	13,680	18,240	22,080
		T_m	19,995	19,995	19,995	20,312	19,995	20,312	19,995	20,312	19,995	19,995	19,995	20,312
	1024	f_c	24,418	24,012	24,567	25,623	29,709	29,378	29,696	29,485	34,716	35,786	35,805	34,640
		B	10,080	13,800	18,000	22,080	9,720	13,800	18,000	22,080	10,080	13,800	18,000	22,080
		T_m	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995	19,995
-6	256	f_c	24,063	27,465	27,596	26,426	28,848	32,118	29,520	27,798	33,487	34,335	33,108	32,707
		B	9,120	13,440	17,280	22,080	NM	13,920	18,240	21,600	10,560	13,440	NM	21,600
		T_m	19,352	20,019	19,677	19,995	NM	19,677	19,995	20,312	19,995	19,677	NM	20,312
	512	f_c	25,809	28,275	26,506	26,386	28,351	31,451	29,550	29,306	34,402	34,535	34,552	33,609
		B	9,600	13,680	17,520	22,080	10,320	13,680	18,240	22,080	9,840	13,680	17,760	22,080
		T_m	19,995	19,995	19,995	20,312	20,312	19,995	19,995	20,312	19,995	19,995	20,312	20,312
	1024	f_c	24,308	24,011	25,383	24,656	30,648	29,174	29,533	29,415	35,560	34,668	35,670	34,556
		B	10,080	13,800	18,000	22,440	9,720	13,800	18,000	22,440	10,080	13,800	18,000	22,080
		T_m	19,995	19,995	19,995	20,312	19,995	19,995	19,995	20,312	19,995	19,995	19,995	19,995
-8	256	f_c	28,177	28,638	26,831	28,882	29,553	31,567	33,142	28,402	33,221	32,040	34,762	33,052
		B	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM
		T_m	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM
	512	f_c	27,598	23,932	28,490	28,402	33,879	31,402	31,198	28,666	33,616	33,316	34,057	32,041
		B	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM
		T_m	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM
	1024	f_c	28,540	26,467	27,394	26,532	29,268	30,906	29,428	28,466	35,452	32,694	37,565	34,048
		B	10,080	14,280	17,040	NM	9,720	14,520	NM	22,440	NM	13,800	18,000	22,440
		T_m	19,995	19,995	19,995	NM	19,995	20,312	NM	20,312	NM	19,995	19,995	19,042

6.4 Donanım Ortamındaki Testler

Önerilen yöntemler ile tasarlanan sistemin yazılım ve donanım ortamındaki benzetimlerle doğrulanması sonrasında, fiziksel ortamda da testler icra edilmiştir.

6.4.1 Fiziksel Test Ortamı

Testlerin gerçekleştirildiği ortamdaki donanım bileşenleri Şekil 6.10 ile gösterilmiştir. Bu testlerde kullanılan sinyaller, Tektronix firmasının AFG3102 Rastgele Fonksiyon Üretici ile üretilmiştir. Üretilen analog sinyaller, 4DSP firmasının FMC150 ADC kartı (şekildeki kırmızı renkli kart) aracılığıyla örneklenerek 12-bitlik sayısal sinyallere çevrilmiştir. Testler esnasında bu kartın örnekleme frekansı benzetimlerle uyumlu olması açısından 122.88 Msps olarak ayarlanmıştır.



Şekil 6.10 Test ortamındaki donanım bileşenleri

Sayısala dönüştürülen sinyaller, Xilinx firmasının Virtex-7 XC7VX485T FPGA kartına transfer edilmiştir. FPGA üzerinde gerçekleştirilen tasarım tarafından tespit ve parametre çıkarımına yönelik üretilen sonuçlar USB kablosu aracılığıyla bilgisayara aktarılmıştır. Daha sonra bu sonuçlar bilgisayarda, Xilinx firmasının Chipscope programının Sanal Giriş/Çıkış (Virtual Input/Output, VIO) arayüzünde görüntülenmiştir. Ayrıca bu sanal giriş/çıkış arayüzünden, FPGA içerisinde bulunan ve Tablo 6.2 ile listelenen çıkış yönlü parametrelerin değiştirilmesine de imkân sağlanmıştır.

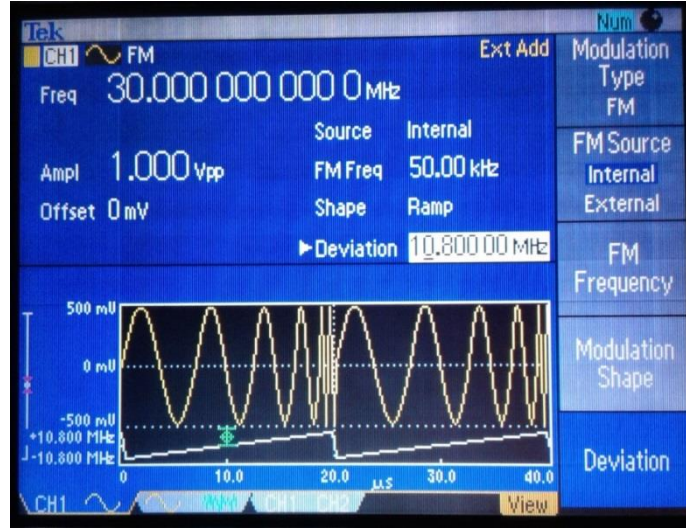
Tablo 6.2 Bilgisayardaki VIO arayüzünde bulunan parametreler

Parametre İsmi	Veri Yönü (Bilgisayara göre)	Açıklama
HM_MaxMax_theta_top	Giriş	HD uzayındaki en büyük değerin bulunduğu açı değeri
Tm_Modulation_Time_pSec_top	Giriş	Sinyalin modülasyon süresi (Piko saniye bazında)
BW_BandWidth_kHz_top	Giriş	Sinyalin bant genişliği (kilohertz bazında)
Fc_center_freq_kHz_top	Giriş	Sinyalin merkez frekansı (kilohertz bazında)
time_by_chosen_clk_in_seconds	Giriş	Seçilmiş clk (saat) ile FPGA içinde çalışan saniye sayacı
LPI_signal_is_detected_top	Giriş	FPGA girişinde bir YOD sinyalinin tespit edilme durumu (0:Tespit yok, 1:Tespit var)
detection_threshold_after_HT_vio	Çıkış	YOD sinyalinin tespit kararında kullanılan HD eşik seviyesi
adc_sample_cnt_max_for_nextFFT_SRload_vio	Çıkış	WVD dönüşümü sırasında FFT çekirdekleri arasında atlanacak örnek sayısı
time_in_seconds_clk_selection	Çıkış	Saniye sayacı için FPGA içindeki clk seçimi

Fiziksel ortamda yapılan testlerde, DFMSD sinyallerinin modülasyon süresi olarak, AFG3102 tarafından desteklenen ve benzetimlerde de kullanılan en zorlayıcı değer olan 20us kullanılmıştır. Daha uzun modülasyon süreleri için, örnek atlama (pencere kayma) değerinin (Z) büyütülmesiyle başarılı sonuçlar kolayca elde edilebilmektedir.

6.4.2 Fiziksel Ortam Test Sonuçları

Bölüm 6.2 ve 6.3 kapsamında yapılan benzetimlerde olduğu gibi farklı parametreler kullanılarak, AFG3102 aracılığıyla sinyaller üretilmiş ve bu sinyaller tasarlanan FPGA sistemine beslenmiştir. Tasarlanan sistem tarafından, benzetimlerde de kullanılan toleranslar dâhilinde, fiziksel ortamda bu sinyallerin tespiti ve parametrelerinin çıkarımı yapılmıştır. Bu sinyallerden örnek olarak bir tanesi ($T_m=20\mu s$, $B=21.6\text{MHz}$ ve $f_c=30\text{MHz}$) için AFG3102 ekranı Şekil 6.11 ile gösterilmiştir.



Şekil 6.11 Örnek bir DFMSD sinyali için AFG3102 ekranı

Tasarlanan sistem tarafından bu örnek sinyalin tespit edildiğini (kırmızı çerçeveli alan) ve parametrelerinin çıkarımının yapıldığını (sarı çerçeveli alan) gösteren Chipscope programının VIO ekranı ise Şekil 6.12 ile sunulmuştur.

Bus/Signal	Value
HM_MaxMax_theta_top	-54
Tm_Modulation_Time_pSec_top	19903626
BW_BandWidth_kHz_top	21397
Fc_center_freq_kHz_top	29946
time_by_chosen_clk_in_seconds	986
LPI_signal_is_detected_top	1
detection_threshold_after_HT_vio	20
adc_sample_cnt_max_for_nextFFT_SR1	38
time_in_seconds_clk_selection	1

Şekil 6.12 Örnek bir sinyal için Chipscope VIO ekranı

6.4.3 FPGA Kaynak Kullanımı

FPGA kaynaklarının kullanımını detaylı olarak gösteren değerler, tasarlanan sistem için Xilinx ISE sentezleyici programı aracılığıyla üretilmiştir. Kaynak kullanımları; FFT uzunluğunun 256, 512 ve 1024 olduğu durumlar ile bunların karşılığındaki paralel FFT çekirdek sayıları olan 4, 8 ve 16 için üretilmiştir. Tasarlanan sistemin hem tümüne ait hem de alt bloklarına ait kaynak kullanım değerleri Tablo 6.3 ile sunulmuştur. İlave olarak; sistemin hata ayıklamalarında, sonuçların bilgisayar ekranında gösterilmesinde ve FPGA içindeki parametrelerin

değiştirilmesinde kullanılan Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzlerine ait kaynak kullanım değerleri de aynı tabloda verilmiştir.

Tablo 6.3 FPGA kaynaklarının kullanımına ait detaylı sonuçlar

FFT Örnek Uzunluğu	Paralel FFT Çekirdekleri	Bileşen	Kaydedici Sayısı	LUT Sayısı	BRAM Sayısı	DSP Sayısı
		Xilinx Virtex-7 XC7VX485T FPGA İçindeki Mevcut Bileşenler	607200	303600	2060	2800
256	4	Tüm WHD Sistemi + Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	25364	20366	153	290
		Tüm WHD Sistemi	19552	17761	142	290
		Hough Dönüşümü	7770	10169	122	245
		Sütun Maks. Bulucu	140	83	0	0
		Parametre Çıkarımı	183	199	0	5
		STWD	10501	7194	20	40
		ADC Arayüzü	101	83	0	0
		Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	4887	2015	11	0
512	4	Tüm WHD Sistemi + Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	28106	22137	161	303
		Tüm WHD Sistemi	22316	19486	150	303
		Hough Dönüşümü	8391	10527	122	245
		Sütun Maks. Bulucu	152	115	0	0
		Parametre Çıkarımı	186	171	0	6
		STWD	12497	8484	28	52
		ADC Arayüzü	101	84	0	0
		Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	4867	2044	11	0
1024	4	Tüm WHD Sistemi + Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	30483	23972	166	303
		Tüm WHD Sistemi	24714	21389	155	303
		Hough Dönüşümü	9012	11438	122	245
		Sütun Maks. Bulucu	164	96	0	0
		Parametre Çıkarımı	187	177	0	6
		STWD	14129	9562	33	52
		ADC Arayüzü	101	79	0	0
		Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	3186	1603	11	0
512	8	Tüm WHD Sistemi + Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	40679	30493	189	355
		Tüm WHD Sistemi	34889	27855	178	355
		Hough Dönüşümü	8391	10531	122	245
		Sütun Maks. Bulucu	304	212	0	0
		Parametre Çıkarımı	186	171	0	6
		STWD	24887	16820	56	104
		ADC Arayüzü	101	86	0	0
		Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	4867	2047	11	0
1024	8	Tüm WHD Sistemi + Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	44660	33967	198	355
		Tüm WHD Sistemi	38892	31338	187	355
		Hough Dönüşümü	9012	11476	122	245
		Sütun Maks. Bulucu	328	214	0	0
		Parametre Çıkarımı	187	177	0	6
		STWD	28108	19329	65	104
		ADC Arayüzü	101	83	0	0
		Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	4847	2031	11	0
1024	16	Tüm WHD Sistemi + Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	73017	52900	262	459
		Tüm WHD Sistemi	67249	50312	251	459
		Hough Dönüşümü	9012	11432	122	245
		Sütun Maks. Bulucu	656	416	0	0
		Parametre Çıkarımı	187	177	0	6
		STWD	56066	38223	129	208
		ADC Arayüzü	101	80	0	0
		Bilgisayar/Chipscope Hata Ayıklama Arayüzleri	4847	2004	11	0

Tablodaki detaylı sonuçlar, WHD sistemine yönelik FPGA tasarımının, Xilinx Virtex-7 XC7VX485T FPGA kaynaklarını ortalama da %10'dan az olmak üzere en fazla %17 oranında kullandığını göstermektedir.

Bu tez çalışmasında, YOD radarlarda sıklıkla kullanılan DFMSD sinyallerinin, düşük SNR değerlerinde tespiti ve parametrelerinin otomatik çıkarımı için gerçek zamanlı çalışan FPGA tabanlı bir donanım geliştirilmiştir. Sinyallerin işlenmesi için WHD kullanılmış ve sistemin donanım ortamında gerçekleşmesi amacıyla WHD'nin karmaşıklık seviyesinin azaltılmasına yönelik değişiklikler önerilmiştir.

Bu önermelerden birincisi; WHD hesaplamalarında, sinyal örnekleri arasındaki ara örneklerin örnekle-tut yöntemiyle bulunmasıdır. İkincisi önerme ise HD öncesinde ZF gösterimindeki özellikli noktaların belirlenmesi aşamasında sütunsal eşikleme yönteminin kullanılmasıdır. Üçüncü önerme olarak, ZF gösteriminin oluşturulması için WVD'nin donanım ortamında gerçekleşmesi amacıyla STWD tanımlanmıştır.

Bu önermelerden ilk ikisinin etkinliğini ortaya çıkarmak için 2750 sinyalden oluşan bir veritabanı oluşturulmuş ve belirlenen gerçekçi koşullar altında benzetimler yapılmıştır. Doğrusal interpolasyon ve örnekle-tut tipi ara örneklemelemlerin kullanıldığı, imgesel ve sütunsal eşikleme yöntemlerinin baz alındığı diğer yöntemlerle karşılaştırmalı analizler yapılmıştır. $P_{fa}=10^{-3}$ değeri kullanılarak; P_d ve P_{CRE} başarımlarına göre sonuçlar incelendiğinde; ilk iki önermenin beraber kullanılmasıyla cıvıltı oranından bağımsız olarak, diğer yöntemlere kıyasla daha düşük SNR değerlerinde sinyallerin tespit edilebildiği ve parametrelerin çıkarımının yapılabildiği gözlenmiştir. Ayrıca; sütunsal eşikleme yöntemi ile HD'nin karmaşıklık seviyesi FFT uzunluğundan bağımsız hale geldiğinden, daha büyük FFT uzunluklarının kullanımı söz konusu olmuştur.

İlk iki önermenin, İWHD ile de analizi yapılmış ve bu amaçla 3000 adet sinyal üzerinde benzetimler gerçekleştirilmiştir. P_{fa} değeri daha da küçültülüp $P_{fa}=10^{-4}$ değeri kullanılmış, P_d ve P_{CRE} başarımlarına göre sonuçlar incelenmiştir. Önceki benzetimlerde olduğu gibi bu aşamada da, ilk iki önermenin beraber

kullanılmasıyla yine cıvıltı oranından bağımsız olarak, diğer yöntemlere kıyasla daha düşük SNR değerlerinde sinyallerin tespit edilebildiği ve parametrelerin çıkarımının yapılabildiği gözlenmiştir.

Üçüncü önermenin ilk iki önermeyle beraber kullanılmasıyla tasarlanan WHD sisteminin $P_{fa}=10^{-4}$ koşulu altında P_d ve P_{CRE} üzerindeki etkilerini değerlendirmek amacıyla, farklı (-10dB ile 2dB arası 7 kademe) SNR seviyelerinde 4200 sinyalden oluşan ilave bir veritabanı oluşturulmuştur. Önerilen tekniklerin yazılım ve donanım ortamlarındaki başarımlarının denenmesi amacıyla sırayla Matlab (ver. R2013a) ve Modelsim (ver. SE-64 10.1c) programlarıyla benzetimler yapılmıştır.

Önerilen tekniklerin başarımı benzetimlerle doğrulandıktan sonra, VHDL dili kullanılarak geliştirilen WHD sistemi FPGA kartına gömülmüştür. Daha sonra; Virtex-7 FPGA, FMC150 ADC kartı ve Rastgele Fonksiyon Üreticinin kullanıldığı bir deney setiyle sistemin donanım başarımına yönelik testler icra edilmiştir.

Yapılan tüm benzetimler ve testler neticesinde, önerilen yöntemler doğrultusunda geliştirilen FPGA tabanlı WHD sistemiyle; bant genişliği, merkez frekans, cıvıltı oranı ve rampa yönünden bağımsız olarak -6dB SNR seviyesine kadar tüm DFMSD sinyallerinin tespit edilip parametrelerinin bulunabildiği ve -8dB SNR seviyesindeki sinyallerin ise %94'ünün parametrelerinin çıkarımının yapılabildiği gösterilmiştir.

Geliştirilen sistemin VHDL donanım tanımlama dili kullanılarak modüler bir yaklaşımla tasarlanması, gelecekte yapılacak benzer çalışmalar için uygun bir altyapı oluşturmuştur. Önerilen sistemin, aynı anda birden fazla DFMSD sinyalinin EDA'lar tarafından alınması durumunda da küçük bir değişiklikle kullanılabileceği öngörülmektedir. Bu amaçla gelecek çalışmalarda, sütunsal eşikleme yönteminin sütunların yerel maksimum değerleri üzerinde de çalıştırılmasına yönelik incelemelerin yapılması amaçlanmaktadır. Öte yandan daha hızlı FPGA'lar üretildikçe, daha büyük çözünürlüğe sahip ZF gösterimlerinin üretilmesi ve daha yüksek HD çözünürlüğüne ulaşılmasıyla daha iyi P_{CRE} değerleriyle parametre çıkarım işlemi yapılabilecektir. Ayrıca, geliştirilen sisteme Belirsizlik Uzayı Eliptik Gauss Filtrelemesi yeteneğinin eklenmesiyle gerçek zamanlı uyumlu filtreleme yapılabilecek, sinyaller belirsizlik uzayında tespit edilerek filtrelenebilecektir.

- [1] P. D. L. Beasley and A. G. Stove, "Pilot-an Example of Advanced FMCW Techniques", IEE Colloquium on High Time-Bandwidth Product Waveforms in Radar and Sonar, London, 1991.
- [2] D. C. Schleher, "Low probability of intercept radar", Record of the IEEE International Radar Conference, pp. 346-349, 1985.
- [3] P. E. Pace, "Detecting and classifying low probability of intercept radar", 2nd Edition, Norwood, MA: Artech House, 2009.
- [4] B. Boashash, "Time-Frequency Signal Analysis and Processing: A Comprehensive Reference", Elsevier, 2003.
- [5] F. Hlawatsch, "Time-Frequency Analysis: Concepts and Methods", Wiley-ISTE, 2008.
- [6] L. Cohen, "Time-frequency distributions- A review", Proceedings of the IEEE, vol. 77, no. 7, pp. 941-981, Jul. 1989.
- [7] J. C. Wood and D. T. Barry, "Radon Transformation of Time-Frequency Distributions for Analysis of Multicomponent Signals", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 42, no. 11, pp. 3166-3177, Nov. 1994.
- [8] T. O. Gulum, A. Y. Erdogan, T. Yildirim, L. Durak-Ata "Parameter extraction of FMCW modulated radar signals using Wigner-Hough Transform", 12th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI), pp. 465-468, 21-22 Nov. 2011.
- [9] S. Barbarossa, A. Zanalda, "A combined Wigner-Ville and Hough transform for cross term suppression and optimal detection and parameter estimation", IEEE Int. Conf. on Acoustics and Signal Processing (ICASSP), vol. 5, pp:173-176, 23-26 March 1992.
- [10] S. Barbarossa, "Analysis of multicomponent LFM signals by a combined Wigner-Hough transform", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 43, no. 6, pp. 1511-1515, Jun. 1995.
- [11] A. Y. Erdogan, T. O. Gulum, L. Durak-Ata, T. Yildirim, P. E. Pace, "FMCW signal detection and parameter extraction by cross Wigner-Hough transform", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 53, no. 2, pp. 762-777, Apr. 2017.
- [12] F. G. Geroleo and M. Brandt-Pearce, "Detection and Estimation of LFM CW Radar Signals", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 48, no. 1, pp. 405-418, Jan. 2012.
- [13] V. K. Nguyen, "A low complexity parameter estimation technique for LFM CW signals", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 50, no. 4, pp. 2554-2563, Oct. 2014.

- [14] S. Li and Y. Wang, "The Design of Radar Signal Processor Based on FPGA", *Future Wireless Networks and Information Systems*, Springer book chapter, pp.283-288, 2012.
- [15] L. Ting, R. Woods, and C. F. N. Cowan, "Virtex FPGA Implementation of a Pipelined Adaptive LMS Predictor for Electronic Support Measures Receivers", *IEEE Transactions on very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 13, no. 1, pp. 86-95, Jan. 2005.
- [16] K. George and C. H. Chen, "A Hybrid Computing Platform Digital Wideband Receiver Design and Performance Measurement", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 12, pp. 3956-3958, Dec. 2011.
- [17] S. McKeown and R. Woods "Power Efficient, FPGA Implementations of Transform Algorithms for Radar-Based Digital Receiver Applications", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 3, pp. 1591-1600, Aug. 2013.
- [18] V. Iglesias, J. Grajal, P. Royer, M. A. Sanchez, M. Lopez-Vallejo, and O. A. Yeste-ojeda, "Real-time low-complexity automatic modulation classifier for pulsed radar signals", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 51, no. 1, pp. 108-126, Jan. 2015.
- [19] S. Benson, C. H. Chen, D. M. Lin, L. L. Liou, "Digital linear chirp receiver for high chirp rates with high resolution time-of-arrival and time-of-departure estimation", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 52, no. 3, pp. 1146-1154, Jun. 2016.
- [20] M. Lopez-Ramirez, L. M. Ledesma-Carrillo, C. Rodriguez-Donate, E. Cabal-Yepez, H. Miranda-Vidales and A. Garcia-Perez, "FPGA-based hardware processing unit for time-frequency representation of a signal through Wigner-Ville distribution", 2016 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP), Cholula, pp. 162-167, 2016.
- [21] X. Zhang, L. Zuo, W. Huang and J. Guo, "Efficient method for the field-programmable gate arrays calculation of Wigner-Ville distribution", *IET Signal Processing*, vol. 13, no. 6, pp. 589-595, Aug. 2019.
- [22] S. Mopuri, A. Acharyya, "Low complexity VLSI Architecture Design methodology for Wigner Ville Distribution", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Early Access, May 2020.
- [23] S. Tagzout, K. Achour and O. Djekoune, "Hough transform algorithm for FPGA implementation", *Signal Processing*, vol. 81, no. 6, pp. 1295-301, 2001.
- [24] K. Dongkyun, H.J. Seung, T. T. Nguyen, H. K. Ki and W. J. Jae, "A real-time finite line detection system based on FPGA", *IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, pp. 655-660, 2008.
- [25] L. Voudouris, S. Nikolaidis, A. Rjoub, "High speed FPGA implementation of hough transform for real-time applications", 15th International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits & Systems, pp. 213-218, 2012.

- [26] S. Chandrasekaran; A. Amira, "High speed/low power architectures for the finite radon transform", International Conference on Field Programmable Logic and Applications, pp: 450-455, 2005.
- [27] C. A. Rahman and W. Badawy, "Architectures for Finite Radon Transform", IET Electronic Letters, vol. 40, no. 15, pp. 931-932, Aug. 2004.
- [28] Z-H Chen, A. W. Y. S. Su, M-T Sun, "Resource-Efficient FPGA Architecture And Implementation of Hough Transform", IEEE Trans. on VLSI Systems, vol. 20, no. 8, pp. 1419-1428, Aug. 2012.
- [29] M. E. Nelms, "Development and Evaluation of a Multistatic Ultrawideband Random Noise Radar", Ms.EE thesis, 2010.
- [30] A. Y. Erdogan, "FMCW LPI Radar Signal Detection And Parameter Extraction Methods Based On Wigner Hough Transform", Yıldız Teknik Üniversitesi Doktora Tezi, 2015.
- [31] L. GuoSui, G. Hong, S. WeiMin and S. HongBo, "The analysis and design of modern low probability of intercept radar", 2001 CIE International Conference on Radar Proceedings (Cat no.01TH8559): 120; 120-124; 124, 2001.
- [32] H. E. Heuschel, "Time-Frequency, bi-frequency detection analysis of noise technology radar", M.Sc. thesis, 2006.
- [33] M. Jankiraman, "FMCW Radar Design", Norwood, MA, USA, Artech House, 2018, pp. 305-307.
- [34] M. B. Garcia, J. S. Jara, F. P. Martinez and J. A. Retamosa, "Radar sensor using low probability of interception SS-FH signals", IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 15, no. 4, pp. 23-28, Apr. 2000.
- [35] Dr. W. K. McRitchie, and S. E. McDonald, "Detection and jamming of LPI radars", Canada: MC Countermeasures INC, W7714-7-0133/003/SV, 1999.
- [36] S. O. Piper, "Receiver frequency resolution for range resolution in homodyne FMCW radar", Proc. National TeleSystems Conference, Commercial Applications and Dual-Use Technology, pp. 169-173, 1993.
- [37] T. O. Gulum, "Autonomous Nonlinear Classification of LPI Radar Signal Modulations", Naval Postgraduate School, M.Sc. thesis, 2007.
- [38] V. C. Chen, H. Ling, "Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis", Norwood, Artech House, 2002.
- [39] Rice University, "Time-Frequency Toolbox for Use with MATLAB", USA, 1996.
- [40] A. Denk, "Detecting and Jamming Low Probability of Intercept (LPI) Radars", Master's Thesis, Naval Postgraduate School, 2006.
- [41] P. G. Ong and H. K. Teng, "Digital LPI radar detector", Naval Postgraduate School, Monterey, CA, USA, Tech. Rep. A988983, 2001.
- [42] F. L. Taboada, "Detection and classification of low probability of intercept radar signals using parallel filter arrays and higher order statistics", M.S. thesis, Naval Postgraduate School, 2002.

- [43] O. Ayaz, A. Serbes, L. Durak-Ata, "Estimation of LFM signal parameters by using the fractional fourier transform", IEEE 19th Conference on Signal Processing and Communications Applications (SIU2011), pp.1077-1080, 20-22 April 2011.
- [44] T. A. C. M. Claasen, W. F. G. Mecklenbrauker, "The Wigner Distribution - A tool for time-frequency signal analysis, Part I: Continuous time signals", Phillips J. of Research, vol. 35, no. 3, pp. 217-250, 1980.
- [45] C. Tezel, "LPI Radar Sinyallerinin Analizi", Yüksek Lisans Tezi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Hacettepe Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2005.
- [46] L. Stankovic, S. Stankovic, "On the Wigner distribution of discrete time noisy signals with application to the study of quantization effects", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 42, no. 7, pp. 1863-1867, Jul. 1994.
- [47] T. O. Gulum, P. E. Pace, R. Cristi, "Extraction of polyphase radar modulation parameters using a Wigner-Ville distribution-Radon transform", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, pp.1505-1508, March 31-April 4 2008.
- [48] T. O. Gulum, A. Y. Erdogan, T. Yildirim, P. E. Pace, "A parameter extraction technique for FMCW radar signals using Wigner-Hough-Radon transform", IEEE Radar Conference 2012 (RadarCon12), pp.0847-0852, 7-11 May 2012.
- [49] A. K. Jain, "Fundamentals of Digital Image Processing", Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1989.
- [50] E. O. Duda and P. E. Hart, "Use of the Hough transform to detect lines and curves in pictures", Commun. ACM, pp. 11-15, 1972.
- [51] A. Y. Erdogan, T. O. Gulum, T. Yildirim, L. Durak-Ata, P.E.Pace, "Defining the Effective Threshold using Modified Wigner-Hough Transform in FMCW-Signal Detection", 21. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU), 24-26 April 2013.
- [52] M. R. Rangayyan, S. Krishnan, "Feature identification in the time-frequency plane by using the Hough-Radon transform", Journal of Pattern Recognition, vol. 34, Issue 6, pp. 1147-1158, 2001.
- [53] A. Y. Erdogan, T. O. Gulum, L. Durak-Ata, T. Yildirim, "Digital Chirp Rate Adaptation for Optimum FMCW Interception Using Hough Based Transforms", International Radar Conference, pp. 1179-1182, 13-17 Oct 2014.
- [54] E. Chassande-Mottin, A. Pai, "Discrete time and frequency Wigner-Ville distribution: Moyal's formula and aliasing", IEEE Signal Processing Letters, vol. 12, no. 7, pp. 508-511, Jul. 2005.
- [55] K. K. Guner, B. Erkmen, T. O. Gulum, A. Y. Erdogan, T.Yildirim, L. Durak-Ata, "Improving Wigner-Hough Transform for Hardware Implementation to Intercept LFM CW Signals", 23. IEEE Signal Processing and Communications Applications Conf., pp. 1158-1161, 16-19 May 2015.

- [56] K. K. Guner, B. Erkmen, T. O. Gulum, A. Y. Erdogan, T.Yildirim, L. Durak-Ata, "Implementation Aspects of Wigner-Hough Transform Based Detectors for LFM CW Signals", 39th International Conf. Telecommunications and Signal Processing, pp. 441-444, 27-29 Jun 2016.
- [57] J. Rose, A. E. Gamal, A. Sangiovanni-Vincentelli, "Architecture of Field-Programmable Gate Arrays", Proceedings of the IEEE Journal, pp.1013-1029, 1993.
- [58] A. Azarian, M. Ahmadi, "Reconfigurable computing architecture survey and introduction", 2nd IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology, pp.269-274, 2009.
- [59] Xilinx DS260 LogiCORE IP Fast Fourier Transform v7.1, [online] Available: https://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/xfft_ds260.pdf.
- [60] Virtex-7 FPGA User Guide February 2019 [online] Available: <http://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga/virtex-7.html>

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

İletişim Bilgisi: kkguner@gmail.com

Makaleler

1. K. K. Guner, T. O. Gulum, B. Erkmen, "FPGA Based Wigner-Hough Transform System for Detection and Parameter Extraction of LPI Radar LFM CW Signals. (SCI-E indeksli bir dergiye sunulmak üzere hazırlanan makale).

Konferans Bildirileri

1. K. K. Guner, B. Erkmen, T. O. Gulum, A. Y. Erdogan, T.Yildirim, L. Durak-Ata, "Improving Wigner-Hough Transform for Hardware Implementation to Intercept LFM CW Signals", 23. IEEE Signal Processing and Communications Applications Conf., pp. 1158-1161, 16-19 May 2015.

2. K. K. Guner, B. Erkmen, T. O. Gulum, A. Y. Erdogan, T.Yildirim, L. Durak-Ata, "Implementation Aspects of Wigner-Hough Transform Based Detectors for LFM CW", 39th International Conf. Telecommunications and Signal Processing Conf., pp. 441-444, 27-29 Jun. 2016.

Projeler

1. K. K. Guner (Bursiyer), B. Erkmen (Araştırmacı/Uzman), T. O. Gulum (Bursiyer), A. Y. Erdogan (Bursiyer), T.Yildirim (Araştırmacı/Uzman), L. Durak-Ata (Yürütücü); TÜBİTAK tarafından desteklenen 113E117 numaralı ve "Yakalanma Olasılığı Düşük Radar İşaretlerinin Zaman-Frekans İşaret İşleme ile Tespiti ve Parametrelerinin Çıkarımı" başlıklı projeyi Ekim 2013-Eylül 2015 ayları arasında gerçekleştirmişlerdir.