

ANKARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOKTORA TEZİ

ÇOKLU İŞARET ORTAMINDA DÜŞÜK OLASILIKLI
ALGILAMA(DOA)

RAD



Adnan ORDUYILMAZ

ARI İŞARETİ TANIMLANMASI VE SINIFLANDIRILMASI

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

ANKARA
2020

Her hakkı saklıdır

ETİK

Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez içindeki bütün bilgilerin doğru ve tam olduğunu, bilgilerin üretilmesi aşamasında bilimsel etiğe uygun davrandığımı, yararlandığım bütün kaynakları atıf yaparak belirttiğimi beyan ederim.

06/02/2020



Adnan ORDUYILMAZ

ÖZET

Doktora Tezi

ÇOKLU İŞARET ORTAMINDA DÜŞÜK OLASILIKLI ALGILAMA(DOA) RADARI İŞARETİ TANIMLANMASI VE SINIFLANDIRILMASI

Adnan ORDUYILMAZ

Ankara Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Murat EFE

Düşük güç ve yüksek bant genişliğine sahip modern düşük algılama olasılıklı radarların geleneksel elektronik harp cihazları tarafından algılanması ve parametrelerinin çıkarılması zorlaşmıştır. Bu kapsamda, yeni nesil sinyal işleme algoritmaları geliştirilerek özellikle düşük olasılıklı algılama radarlarının işaretlerinin etkin şekilde tanımlanması ve sınıflandırılması gerektiği doğmuştur. Bu tez çalışması kapsamında radar işaret ortam yoğunluğunun arttığı günümüz elektronik harp koşullarında, geliştirilen algoritmaların çoklu işaret ortamında çalışması sağlanarak gübüz ve performansı yüksek sonuçlar elde edilmiştir. Öncelikle farklı modülasyonlar içeren radar işaretleri modellenmiştir. Ayrıca, sinyal işleme kartlarında üst üste ekle-topla yöntemini kullanan hızlı Fourier dönüşümü tabanlı özgün uyumlu filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Modellenen radar işaretleri kısa zamanlı Fourier dönüşümü, Wigner-Ville dağılımı ve Choi-Williams dağılımı gibi dönüşümlerden geçirilerek zaman-frekans imgesi çıkarılmıştır. Dönüşümlerin gerçek zamanlı olarak ultra geniş bantta spektrum taramasına imkan tanıyan parametrik çok kanallı hızlı Fourier dönüşümü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan bu zaman-frekans imgeleri üzerinde oluşturulan Hough dönüşümü ve frekans eşleştirme algoritmaları ile modülasyon tespiti sağlanmıştır. Tespit edilen işaretler ayrı ayrı modülasyon kümeleri oluşturulmuştur. Her bir küme için farklı öznelikler çıkarılarak denetimli sınıflandırma yöntemleri ile sınıflandırma gerçekleştirilmiştir. Farklı modülasyon tipleri ve işaret gürültü oranları için benzetimler yapılarak analizler gerçekleştirilmiştir. Analizler sonucunda 10 dB işaret gürültü oranında evrimsel sinir ağları yöntemi kullanılarak % 93.47 modülasyon sınıflandırma başarıları sağlanmıştır.

Subat 2020, 166 sayfa

Anahtar Kelimeler: Düşük olasılıklı algılama radarı, modülasyon çıkarımı, modülasyon sınıflandırması.

ABSTRACT

Doctoral Dissertation

LOW PROBABILITY INTERCEPT(LPI) RADAR SIGNAL DETECTION AND CLASSIFICATION IN MULTI SIGNAL ENVIRONMENT

Adnan ORDUYILMAZ

Ankara University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Murat EFE

Modern low probability of intercept radars with low power and high bandwidth have become difficult to detect and parameterize by conventional electronic warfare devices. In this context, the necessity of developing new generation of signal processing algorithms especially to detect and classify low probability of intercept radars effectively, has been emerged. In this thesis study, the algorithms developed to work in multiple signal medium have been obtained with robust and high performance results in today's electronic warfare environment where radar signal density increases,. First of all, radar signals containing different modulations are modeled. In addition, a unique Fourier transform based unique filter design was implemented in the signal processing cards using the overlap-and-add method. The modeled radar signals were transformed by short-time Fourier transform, Wigner-Ville distribution and Choi-Williams distribution to obtain time-frequency image. A parametric multichannel fast Fourier transform design has been realized that allows the real-time spectrum scanning of transformations in ultra-wideband. Modulation detection is provided by Hough transform and frequency matching algorithms run on these time-frequency images. Modified clusters were formed by separating the detected marks. Different clusters were extracted for each cluster and supervised classification methods were used. Simulations were performed for different modulation types and signal to noise ratios. As a result of

analysis, 10 dB signal to noise ratio was achieved by using convolutional neural network method 93.47% modulation classification success.

February 2020, 166 pages

Key Words: Low probability of intercept radar, modulation extraction, modulation classification.

TES_ EKKÜR

Çalışmalarımı yönlendiren, araştırmalarımın her aşamasında bilgi, öneri ve yardımlarını esirgemeyerek akademik olarak gelişmeye katkıda bulunan danışman hocam sayın Prof. Dr. Murat EFE'ye içtenlikle teşekkür ederim. Tez çalışması süresince yapılan tez izleme toplantılarına katılan ve fikirleri ile katkıda bulunan Sayın Prof. Dr. Asım Egemen YILMAZ, Sayın Prof. Dr. Enis ÇETİN ve Sayın Prof. Dr. Ali KARA'ya teşekkür ederim.

Çalışmalarım ve hayatım süresince birçok fedakarlıklar göstererek beni destekleyen aileme en derin duygularla teşekkür ederim. Evliliğimizin başlangıcından bu zamana kadar çalışmalarımda beni destekleyen değerli eşime teşekkür ederim.

Tez çalışmasının fikir aşamasından sonuç aşamasına kadar destek veren ve yol gösteren çalışma arkadaşım Mahmut SERİN'e teşekkür ederim. Tez çalışması boyunca yapılan yayınlarda emegi bulunan Gökhan KARA, Mehmet İSPIR, Abdullah Emin GÜREL, Ersin YAR ve Mehmet Burak KOCAMIS, başta olmak üzere bütün ekip arkadaşlarıma verdikleri desteklerden ötürü teşekkür ederim.

Adnan ORDUYILMAZ
Ankara, Şubat 2020

İÇİNDEKİLER

TEZ ONAY SAYFASI	
ETİK.....	i
ÖZET.....	ii
ABSTRACT	iv
TESİKKÜR.....	İN
..... v SİMGELER DİZİNİ	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ	x
..... ÇİZELGELER DİZİNİ	xiv
1.GİRİŞ	
1.1 Problem Tanımı ve Tez Kapsamı	1
1.2 Gerçekleştirilen Çalışmalar ve Özgün Katkı.....	4
1.2.1 LPI radar işareti üretimi.....	4
1.2.2 Zaman-frekans analizleri.....	5
1.2.3 Ayrıştırma ve sınıflandırma.....	6
2. KURAMSAL TEMELLER.....	8
2.1 Radar Temelleri.....	8
2.2 Radar Dalgabıçimleri	12
2.2.1 Darbeli radar	12

3.2	Faz		
	Modülasyonları		
	72	
3.2.1	İkili faz kodlaması		
	(BPSK).....		
	73	3.2.2	Çokfazlı
	kodlar.....		
	73	3.2.3
	kodlar		Çokzamanlı
	77	
3.3	Gerçek Zamanlı LPI Sinyal Üretimi ve Uyumlu Filtre		
	Tasarımı	80	
4.	ZAMAN-FREKANS		
	ANALİZ	93	4.1 Zaman-
	Frekans Dönüşümleri		
	93		
4.2	Modülasyon		Tespit
	Algoritmaları.....	97	
	4.1.1 Hough		
	dönüşümü		
	98	
	4.1.2 Frekans		
	eslesirme.....		
	104	
4.3	Gerçek Zamanlı		Spektrum
	Algılama	109	
	4.3.1 UWB-FFT		
	formülasyon		
	.114		
	4.3.2 FPGA		
	uygulaması.....		
	115	
	4.3.3 Analizler		
	117	
5.	AYRIS_TIRMA		VE
	SINIFLANDIRMA	136	
	5.1 Modülasyonların		
	Ayrıştırılması.....	138	
	5.2 Modülasyonların		
	Sınıflandırılması	147	
	6.		
	SONUÇ.....		

.....153
KAYNAKLAR.....
.....155

ÖZGEÇMİŞ,
.....165



SİMGELER DİZİNİ

dB Desibel

W Watt

Kısaltmalar

ADC Analog Sayısal Dönüştürücü - *Analog Digital Converter*

ANN Yapay Sinir Ağları - *Artificial Neural Networks*

ART Adaptif Rezonans Teorisi - *Adaptive Resonance Theory*

BPF Bant Geçiren Filtre - *Band Pass Filter*

CHR Kanallı Almaç - *Channelized Receiver*

CPI Evre Uyumlu Zaman Aralığı - *Coherent Processing Interval*

CSP Çevresel Duragan Analizler - *Cyclostationary Processing*

CW Sürekli Dalga - *Continuous Wave*

CWD Choi Williams Dağılımı - *Choi Williams Distribution*

DB-SCAN Yoğunluk Tabanlı Gürültü İçeren Yüzeysel Gruplandırma - *Density-based Spatial Clustering of Applications with Noise*

DC Görev Döngüsü - *Duty Cycle*

EH Elektronik Harp - *Electronic Warfare*

ELINT Elektronik İstihbarat - *Electronic Intelligence*

ES	Elektronik Destek - <i>Electronic Support</i>
FMCW	Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga - <i>Frequency Modulated Continuous Wave</i>
FPGA	Alan Programlanabilir Kapı Dizisi - <i>Field Programmable Gate Array</i>
FSK	Frekans Kayma Anahtarlama - <i>Frequency Shift Keying</i>
HC	Hiyerarşik Kümeleme - <i>Hierarchical Clustering</i>
IBW	Anlık Bant Genişliği - <i>Instantaneous Bandwidth</i>
IDR	Anlık Dinamik Alan - <i>Instantaneous Dynamic Range</i>
IF	Ara Frekans - <i>Intermediate Frequency</i>
LFM	Lineer Frekans Modülasyonu - <i>Linear Frequency Modulation</i>
LNA	Düşük Gürültülü Yükselteç - <i>Low Noise Amplifier</i>
LO	Lokal Osilatör - <i>Local Oscillator</i>
LPI	Düşük Olasılıklı Algılama - <i>Low Probability of Intercept</i>
LSTM	Uzun Kısa Süreli Hafıza - <i>Long Short Term Memory</i>
MF	Uyumlu Filtre - <i>Matched Filter</i>
MLP	Çok Katmanlı Algılayıcı - <i>Multi Layer Perceptron</i>
MTI	Hareketli Hedef Filtresi - <i>Moving Target Indicator</i>
NLFM	Dogrusal Olmayan Lineer Frekans Modülasyonu - <i>Non-linear Frequency Modulation</i>
NF	Gürültü Tabanı - <i>Noise Floor</i>
NFG	Gürültü Figürü - <i>Noise Figure</i>
SNR	İsaret Gürültü Oranı - <i>Signal-to-Noise Ratio</i>
PA	Güç Yükselteci - <i>Power Amplifier</i>
PDR	Darbeleri-Doppler Radarı - <i>Pulse Doppler Radar</i>
PWDR	Panaromik Genişbant Sayısal Almaç - <i>Panaromic Wideband Digital Receiver</i>
PDW	Darbe Tanımlama Kelimesi - <i>Pulse Descriptive Word</i>
PM	Faz Modülasyonu - <i>Phase Modulation</i>
PRF	Darbe Tekrarlama Sıklığı - <i>Pulse Repetation Frequency</i>
PRI	Darbe Tekrarlama Aralığı - <i>Pulse Repetation Interval</i>
PSK	Faz Kayma Anahtarlama - <i>Phase Shift Keying</i>
PT	Darbe Katarı - <i>Pulse Train</i>
PW	Darbe Genişliği - <i>Pulse Width</i>
RAF	Menzil Avantaj Faktörü - <i>Range Advantage Faktor</i>
RCS	Radar Kesit Alanı - <i>Radar Cross Section</i>
RF	Radyo Frekans - <i>Radio Frequency</i>
RNN	Tekrarlamalı Sinir Ağları - <i>Recurrent Neural Networks</i>
RWR	Radar Uyarı Alıcısı - <i>Radar Warning Receiver</i>
SA	Spektrum Analizör - <i>Spectrum Analyzer</i>
SHR	Taramalı Almaç - <i>Superheterodyn Receiver</i>

SL	Hassasiyet Seviyesi - <i>Sensitivity Level</i>
SM-WVDD	Düzleştirilmiş Wigner Ville Dağılımı - <i>Smoothed - Wigner Ville</i>
	<i>Dağılımı</i>
STFT	Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü - <i>Short Time Fourier Transform</i>
TBW	Toplam Bant Genişliği - <i>Total Bandwidth</i>
TDR	Toplam Dinamik Alan - <i>Total Dynamic Range</i>
TFA	Zaman-frekans Analizleri - <i>Time-frequency Analysis</i>
TN	Çevresel Gürültü - <i>Termal Noise</i>
TWT	Yürüyen Dalga Tüpü - <i>Travelling Wave Tube</i>
UWB-FFT	Ultra Geniş Bant Hızlı Fourier Dönüşümü - <i>Ultra Wideband Fast Fourier Transform</i>
VWD	Wigner Ville Dağılımı - <i>Vigner Wille Distribution</i>
WAR	Geniş bant Analog Almaç - <i>Wideband Analog Receiver</i>
WG	Dalgabıçımı Üretici - <i>Waveform Generator</i>

S,ekil 1.1	Modern elektromanyetik elektronik harp ortamı.....	2
S,ekil 1.2	EH almaç tasarım parametreleri.	2
S,ekil 1.3	Geleneksel darbeli radarlardan LPI radarlara dönüş,ümü.....	3
S,ekil 2.1	Genel radar çalış,ma prensibi.....	8
S,ekil 2.2	Radar üst seviye fonksiyonel blok ş,ema	10
S,ekil 2.3	Darbeli radar dalgabıçımı parametreleri	13
S,ekil 2.4	Radar menzil çözünürlüğü.....	14~
S,ekil 2.5	FMCW radar frekans modülasyon türleri	16
S,ekil 2.6	FMCW radar menzil kestirimi	16
S,ekil 2.7	Kapılanmış, FMCW radar menzil kestirimi	17

S,ekil 2.8	EH sistemi ve LPI radar angajman senaryosu.....	19
S,ekil 2.9	Fonksiyonel radar hedef tespit s,eması.....	20
S,ekil 2.10	Darbeleri is,aret için menzil çözürlüğü	23~
S,ekil 2.11	Darbeleri is,aret için menzil çözürlüğü	24~
S,ekil 2.12	Darbeleri radar ve LPI radar türleri.....	24
S,ekil 2.13	LFM modülasyonlu LPI radar sinyalinin darbe sıklığı ve uyumlu filtre uygulaması	26
S,ekil 2.14	13'lü Barker PM modülasyonlu LPI radar sinyalinin darbe sıklığı ve uyumlu filtre uygulaması.....	27
S,ekil 2.15	EH sistemi fonksiyonel blok s,ema.....	29
S,ekil 2.16	Genis,bant analog almaç	31
S,ekil 2.17	Taramalı almaç	31
S,ekil 2.18	Kanallı almaç.....	32
S,ekil 2.19	Panoramik sayısal almaç	33
S,ekil 2.20	Yazılım tabanlı panoramik sayısal almaç (SD-PDR) yapısı.....	34
S,ekil 2.21	Tek ADC panoramik sayısal almaç (SADC-PWDR) yapısı.....	35
S,ekil 2.22	Zaman-frekans analizleri.....	36
S,ekil 2.23	STFT'de zaman-frekans çözünürlük değişimi	38~
S,ekil 2.24	Tekil (a) ve ikili (b) LFM sinyalinin STFT dönüşümü.....	38
S,ekil 2.25	Dalgacık dönüşümü zaman-frekans analizleri	40
S,ekil 2.26	QMF analizleri.....	40

S,ekil 2.27 analizi.....	42	WVD
S,ekil 2.28 analizi.....	43	CWD
S,ekil 2.29Spektral özilinti yogunlu~ gerçekles, tirimi	44~	gu(SCD)
S,ekil 2.30 gerçekles, tirimi.....	45	Çevrimsel özilinti fonksiyonu(CCD)
S,ekil 2.31 analizi	47	5 LFM sinyali için STFT
S,ekil 2.32 imgesi	47	5 LFM sinyali için HT
S,ekil 2.33Hough dönüs, ümü sonucunda baskın (r, θ) kullanılarak olus, turalan frekans-zaman grafigi	47~	
S,ekil 2.34 sinyali.....	48	Radon dönüs, ümü gerçekles, tirilen FMCW radar
S,ekil 2.35 ayrıs, tırılması	50	Radar sinyali
S,ekil 2.36 yöntemi.....	52	Fuzzy-ART ayrıs, tırma
S,ekil 2.37 yöntemi.....	53	HC ayrıs, tırma
S,ekil 2.38 yöntemi	53	DB-SCAN ayrıs, tırma
S,ekil 2.39 yöntemi.....	55	ANN sınıflandırma
S,ekil 2.40 yöntemi.....	55	LSTM sınıflandırma
S,ekil 2.41 yöntemi.....	57	CNN sınıflandırma
S,ekil 3.1 üretimi	62	Çoklu sinyal

S,ekil 3.2	Farklı bant geniş,liklerine sahip as,ığı-yukarı testere dis,i LFM is,aretleri..	64~
S,ekil 3.3	Üçgen LFM modülasyonu STFT grafigi.....	65~
S,ekil 3.4	Üçgen LFM modülasyonu FFT grafigi.....	65~
S,ekil 3.5	Üçgen LFM modülasyonu STFT grafigi.....	66~
S,ekil 3.6	Üçgen LFM modülasyonu FFT grafigi.....	66~
S,ekil 3.7	Taylor 7 katsayısı ile olus,turulan Taylor NLFM STFT grafigi	68~
S,ekil 3.8	Taylor 7 katsayısı ile olus,turulan Taylor NLFM FFT grafigi	68~
S,ekil 3.9	Taylor 30 katsayısı ile olus,turulan Taylor NLFM STFT grafigi	69~
S,ekil 3.10	Taylor 30 katsayısı ile olus,turulan Taylor NLFM FFT grafigi.....	69~
S,ekil 3.11	LFM is,aretin is,lem kazancı grafigi grafi~ gi	70~
S,ekil 3.12	Taylor NLFM is,aretin is,lem kazancı grafigi.....	70~
S,ekil 3.13	Farklı α degerleri ile olus,turulan tanjant NLFM is,aretleri	71~
S,ekil 3.14	Hiperbolik NLFM is,aretin STFT grafigi.....	72~
S,ekil 3.15	Hiperbolik NLFM is,aretin FFT grafigi.....	72~
S,ekil 3.16	Barker 13 faz degis,im grafi~ gi.....	74~
S,ekil 3.17	Barker 13 uyumlu filtre çiktısı.....	74
S,ekil 3.18	8x8 Frank kod faz degis,imi.....	75~
S,ekil 3.19	8x8 P1 kod faz degis,imi	75~
S,ekil 3.20	8x8 P2 kod faz degis,imi	76~
S,ekil 3.21	8x8 P3 kod faz degis,imi	77~
S,ekil 3.22	8x8 P4 kod faz degis,imi	77~

S,ekil 3.23 (k=4)	T1(2) kod faz degis,imi 78	
S,ekil 3.24 (k=4)	T2(2) kod faz degis,imi 78	
S,ekil 3.25T3(2) kod faz degis,imi (~ MHz).....	79	$\Delta F=100$
S,ekil 3.26T4(2) kod faz degis,imi (~ MHz).....	79	$\Delta F=100$
S,ekil 3.27 uygulaması.....	80	Geleneksel sayısal MF
S,ekil 3.28 yapısı	82	<i>Overlap-add</i> tabanlı MF
S,ekil 3.29 gerçeklenmesi blok s,ema	82	Uyumlu filtre ve radar sinyal simülatörü FPGA
S,ekil 3.30 s,ema.....	83	Uyumlu filtre FPGA gerçeklenmesi blok
S,ekil 3.31 dönüs,ümü	84	Modelsim ortamında radar is,areti ve frekans
S,ekil 3.32 dönüs,ümü	84	Modelsim ortamında hedef is,areti ve frekans
S,ekil 3.33 uygulaması çıktısı	84	Modelsim ortamında frekans alanındaki uyumlu filtre
S,ekil 3.34MATLAB ortamında <i>overlap-add</i> yöntemiyle LFM kodlu sinyal için MF uygulaması.....	85	
S,ekil 3.35MATLAB ortamında <i>overlap-add</i> yöntemiyle Barker kodlu sinyal için MF uygulaması.....	85	
S,ekil 3.36 sinyali	86	Modülasyonsuz sinyal için modelsim ekranında MF çıktı
S,ekil 3.37 LFM modülasyonlu sinyal için modelsim ekranında MF çıktı sinyali.....	87	
S,ekil 3.38 çıkıtları.....	88	Modelsim ortamında modülasyonlu sinyaller için MF

S,ekil 3.39	Mod,ulasyonsuz sinyal i,gin osiloskop ekranında MF ,ıktı sinyali.....	88
S,ekil 3.40	LFM mod,ulasyonlu sinyal i,gin osiloskop ekranında MF ,ıktı sinyali	89
S,ekil 3.41	Barker mod,ulasyonlu sinyal i,gin osiloskop ekranında MF ,ıktı sinyali...	89
S,ekil 3.42	LFM mod,ulasyonlu sinyali yakınlaştıırılmış, MF osiloskop ,ıktısı	90
S,ekil 3.43	Barker mod,ulasyonlu sinyali yakınlaştıırılmış, MF osiloskop ,ıktısı.....	91
S,ekil 3.44	LFM mod,ulasyonlu sinyal i,gin modelsim ekranında MF ,ıktı sinyali.....	91
S,ekil 3.45	Taylor NLFM mod,ulasyonlu sinyal i,gin modelsim ekranında MF ,ıktı sinyali.....	91
S,ekil 3.46	Taylor NLFM mod,ulasyonlu sinyal i,gin osiloskop ekranında MF ,ıktı sinyali.....	92
S,ekil 4.1	STFT Dönüs,ümü.....	94
S,ekil 4.2	Farklı pencere uzunlukları (W) i,gin STFT dönüs,ümü.....	94
S,ekil 4.3	WVD Dönüs,ümü	95
S,ekil 4.4	PWVD Dönüs,ümü	96
S,ekil 4.5	CWD Dönüs,ümü.....	97
S,ekil 4.6	Üretilen yayınların Hough dönüs,ümü ham ,ıktısı.....	99
S,ekil 4.7	Üretilen yayınların Hough dönüs,ümü ,ıktısı.....	100
S,ekil 4.8	Çapraz s,ekilde kesiş,en darbelerin 20 dB SNR degerindeki Hough dönüs,ümü ,ıktısı.....	102

S,ekil 4.9	Çapraz s,ekilde kesis,en darbelerin azalan LFM mod,asyonu bileş,enleri	103
S,ekil 4.10	Çapraz s,ekilde kesis,en darbelerin artan LFM mod,asyonu bileş,enleri	103
S,ekil 4.11	Frekans es,les,tirme yöntemi	104
S,ekil 4.12	3 sinyal için spektrum ve spektrogram bilgisi	104
S,ekil 4.13	3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (Aktivite Baş,langıcı) (F1)	105
S,ekil 4.14	3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (Aktivite Devamı) (F2)	105
S,ekil 4.15	3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (FN+2)	107
S,ekil 4.16	3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (FN+3)	107
S,ekil 4.17	3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (FN+4)	108
S,ekil 4.18	3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (Aktivite Raporla) (FN+5)	108
S,ekil 4.19	Frekans es,les,tirme sonucu	109
S,ekil 4.20	Alınan is,aretin ADC ile örneklenmesi	110
S,ekil 4.21	Frekans ekseninde örneklenme ve Nyquist bölgeleri	111
S,ekil 4.22	Kanallı ADC örnekleme	112
S,ekil 4.23	Ayarlanabilir ultra geniş, bant FFT yapısı (UWB-FFT)	113
S,ekil 4.24	UWB-FFT FPGA gerçekenmesi	116
S,ekil 4.25	FPGA uygulaması kontrol sinyalleri	116
S,ekil 4.26	Gerçek zamanlı radar sinyali analiz kurulumu	117
S,ekil 4.27	4 CW sinyal için FPGA ölçümü	118
S,ekil 4.28	4 CW sinyal için SA ölçümü	118
S,ekil 4.29	4 darbeleri sinyal için FPGA ölçümü	119

S_ekil 4.30	4 darbeli sinyal için SA ölçümü.....	119
S_ekil 4.31	2 sabit frekanslı sinyal ve 1 LFM sinyali için FPGA ölçümü.....	120
S_ekil 4.32	2 sabit frekanslı ve 1 LFM sinyali için SA ölçümü	120
S_ekil 4.33	Zaman-frekans çözünürlük ve çoklu ADC analizleri kurulumu	122
S_ekil 4.34	Çevik sinyal $N : 128$ için spektrum çıktısı.....	123
S_ekil 4.35	Çevik sinyal $N : 128$ için spektrogram çıktısı	123
S_ekil 4.36	Çevik sinyal $N : 2048$ için spektrum çıktısı.....	124
S_ekil 4.37	Çevik sinyal $N : 2048$ için spektrogram çıktısı	124
S_ekil 4.38	LFM sinyali $N : 128$ için spektrum çıktısı.....	125
S_ekil 4.39	LFM sinyali $N : 128$ için spektrum çıktısı.....	126
S_ekil 4.40	LFM sinyali $N : 128$ için spektrogram çıktısı	126
S_ekil 4.41	LFM sinyali $N : 2048$ için spektrogram çıktısı	127
S_ekil 4.42	Yakın koms_ulukta 8 sinyal için $N : 128$ spektrum çıktısı.....	128
S_ekil 4.43	Yakın koms_ulukta 8 sinyal için $N : 128$ spektrum çıktısı.....	128
S_ekil 4.44	Yakın koms_ulukta 8 sinyal için $N : 128$ spektrogram çıktısı	129
S_ekil 4.45	Yakın koms_ulukta 8 sinyal için $N : 2048$ spektrogram çıktısı	130
S_ekil 4.46	Yogun sinyal ortamı için $N : 128$ için spektrum çıktısı.....	130

S,ekil 4.47Yogun sinyal ortamı için çıktısı.....	131	$N : 256$ spektrum
S,ekil 4.48Yogun sinyal ortamı için çıktısı.....	131	$N : 1024$ spektrum
S,ekil 4.49Yogun sinyal ortamı için çıktısı.....	131	$N : 2048$ spektrum
S,ekil 4.50Yogun sinyal ortamı için çıktısı.....	132	$N : 128$ için spektrogram
S,ekil 4.51Yogun sinyal ortamı için çıktısı	132	$N : 256$ spektrogram
S,ekil 4.52Yogun sinyal ortamı için çıktısı	133	$N : 1024$ spektrogram
S,ekil 4.53Yogun sinyal ortamı için çıktısı	133	$N : 2048$ spektrogram
S,ekil 4.54	Çoklu ADC için	$N : 128$ spektrogram
çıktısı.....	134	
S,ekil 4.55	Çoklu ADC için	$N : 2048$ spektrogram
çıktısı.....	134	
S,ekil 5.1	Çoklu is,aret ortamında ayrıs,tırma ve sınıflandırma.....	137
S,ekil 5.2	2, 4 ve 8 yayımcı için DB-SCAN, <i>Fuzzy-ART</i> ve HC V-ölçütü grafikleri.	140
S,ekil 5.3	2, 4 ve 8 yayımcı için DB-SCAN, <i>Fuzzy-ART</i> ve HC ortalama V-ölçütü grafikleri	141
S,ekil 5.4	Aratan LFM sinyal için farklı PW ve IBW için STFT imgeleri [V1-V9] (yukarıdan as,ığıya $BW : [100; 150; 200]$ MHz ve soldan sağıya $PW : [6; 8; 10]$ μs)	144
S,ekil 5.5	Barker ve Frank modülasyonları için faz degis,im grafikleri	145
S,ekil 5.6	P1-P4 modülasyonları için faz degis,im grafikleri.....	145
S,ekil 5.7	T1-T4 modülasyonları için faz degis,im grafikleri	146
S,ekil 5.8	FM sinyalleri(SwUC,SwDC,SwT,Sinusoidal,StUC) için STFT	

çıktıları (yukarıdan aşağıya) dB)	147	SNR : [-10; 0; 10]
S,ekil 5.9 FM sinyalleri (StDC, StT, NLFM-Taylor, NLFM-Tanjant) için STFT çıktıları (yukarıdan aşağıya) dB)	148	SNR : [-10; 0; 10]
S,ekil 5.10 PM sinyalleri (Barker, Frank, P1-P3) için STFT çıktıları (yukarıdan aşağıya) dB)	149	SNR : [-10; 0; 10]
S,ekil 5.11 PM sinyalleri (P4, T1-T4) için STFT çıktıları (yukarıdan aşağıya) : [-10; 0; 10] dB).....	150	SNR
S,ekil 5.12 yapısı.....	150	3 katmanlı CNN

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1 Sertbest uzay yol kayı	19	Çizelge 3.1
Barker kod yapısı	73	
Çizelge 3.2 LFM modülasyonu parametre listesi.....	86	Çizelge 3.3 Barker modülasyonu parametre listesi.....
87		
Çizelge 4.1 LPI radar (LFM) özellikleri	99	Çizelge 4.2
Frekans Ölçüm dogrulukları	101	Çizelge 4.3
LPI radar (LFM) özellikleri	101	
Çizelge 4.4 Modern FPGA kart özellikleri.....	112	Çizelge 4.5 900 MHz bant genişliğinde 4 radar sinyal parametreleri.....
117		Çizelge 4.6 Zaman-frekans çözünürlük analizleri sinyal parametreleri
122		Çizelge 5.1
Ayrıştırılan radar parametreleri	138	
Çizelge 5.2 DB-SCAN, Fuzzy-ART ve HC için 2, 4 ve 8 radar senaryolarında		basım
sonuçları	141	Çizelge

5.3 Analizlerde kullanılan modülasyon tipleri	143
Çizelge 5.4 DB-SCAN için başarımların sonuçları (yukarıdan aşağıya [en kötü, en iyi ve ortalama senaryo]).....	151
Çizelge 5.5 SNR: -10 dB için karışıklık matrisi.....	151
Çizelge 5.6 SNR: 0 dB için karışıklık matrisi.....	152
Çizelge 5.7 SNR: 10 dB için karışıklık matrisi.....	152

1. Çizelge 5.8 Farklı SNR seviyeleri için sınıflandırma sonuçları152GİRİŞ

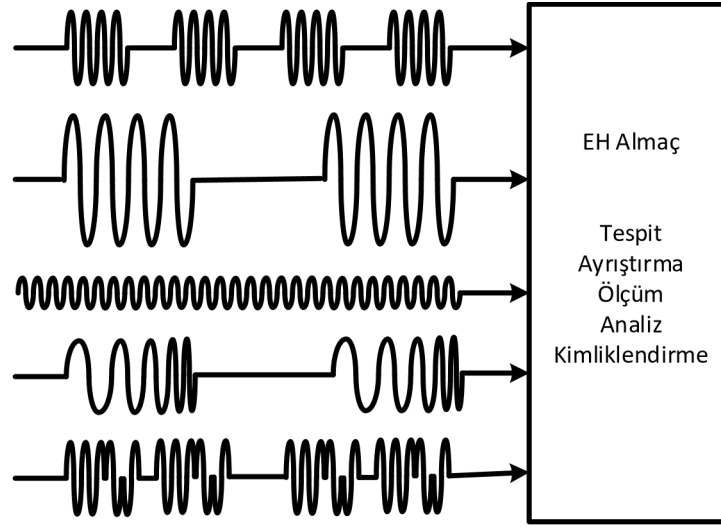
Bu bölümde tez çalışması kapsamında çalışılan problem tanımı ve tezin kapsamı Bölüm 1.1'de sunulmuştur. Tez boyunca gerçekleştirilen çalışmaların özeti ve literatüre sunulan özgün katkı Bölüm 1.2'de sunulmuştur.

1.1 Problem Tanımı ve Tez Kapsamı

Elektronik harp (EH) amaçlarının temel vazifeleri elektromanyetik ortamda bulunan tehdit radar işaretlerinin tespiti, ayrıştırılması, ölçülmesi, analizi ve kimliklendirilmesidir. Bu fonksiyonların yerine getirilmesi tehdit radardan kaçınmak ve tehdit radara uygun elektronik taarruz tekniğinin oluşturmak için önem arz etmektedir. Elektromanyetik ortamda ise kara hava deniz olmak üzere farklı platformlardan arama radarları, hedef takip radarları, füze güdümü, hedef aydınlatma, ateş kontrol radarları gibi farklı özellikler ve amaçlar içeren radarların sinyalleri bulunmaktadır. Bu radarların işaretleri ise darbeli, sürekli, darbe içi modülasyonlu/modülasyonsuz, sabit veya taramalı aydınlatıcılar olmak üzere farklı özellikler içermektedir.

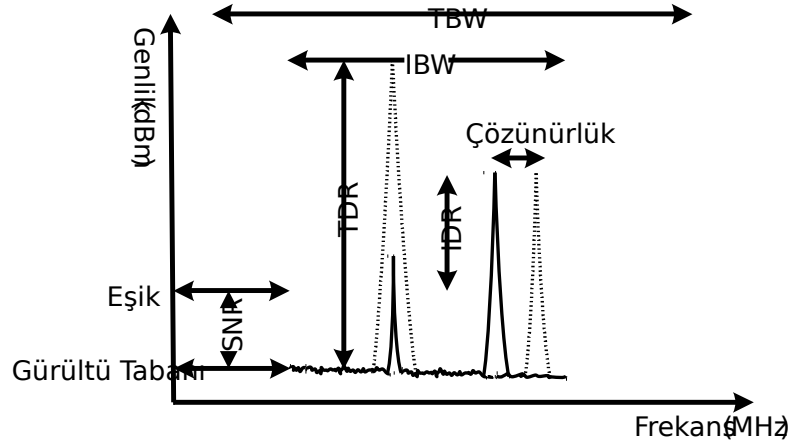
Frekans dağılımı incelendiğinde ise çok düşük frekanslardan (0,5 GHz) çok yüksek frekanslara kadar (90 GHz) işaretler mevcuttur. Şekil 1.1'de sunulduğu üzere, çoklu işaret ortamında ise farklı özellikteki işaretlerin üst üste binmesi ve aynı zamanda iletişim işaretlerinin alıcının bandına düşmesi mümkündür. Şekil 1.1'deki gibi kompleks, yoğun ve dinamik olarak değişken özellikli işaretlerin farklı çıkış güçleri ve geniş frekans bandında dağılması ile geneleksenel amaç yapılarının etkinliğinin azaldığı senaryolar sıklıkla ortaya çıkmaktadır.

EH sistemlerinin etkinliğini belirleyen temel parametreleri bant genişliği, dinamik alan ve hassasiyet seviyesi (SL) olarak tanımlanabilir. Bu parametreleri özetleyen grafik Şekil 1.2’de sunulmuştur. Anlık ve toplam bant genişliklerinin artması spektrumda gözlenen işaretlerinin frekans değişiminin yakalanması için kritik önem arz etmektedir. Anlık bant genişliğinin (IBW) hassasiyet seviyesi de geri, en düşük darbe genişliği ve parametre



Şekil 1.1 Modern elektromanyetik elektronik harp ortamı.

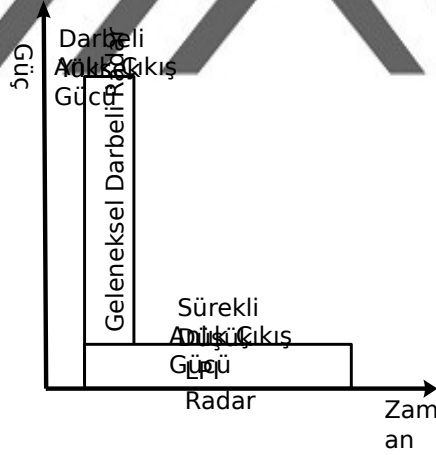
çıkarmı doğruluğu ile doğrudan ilişkisi bulunmaktadır. Dinamik alan toplam ve anlık olarak tanımlanmaktadır. Toplam dinamik alan (TDR) sistemin alabileceği en düşük ve en yüksek işaret seviyesi arasında fark olarak tanımlanır ve zayıflatıcıların kontrolü ile mümkündür. Anlık dinamik alan (IDR) ise aynı anda işlenebilecek en düşük ve en yüksek işaret değeridir. Bu değer güçlendiriciler, analog sayısal dönüştürülerin (ADC) performansı ile belirlenir. SL ise sistemin alabileceği en düşük işaret seviyesini tanımlar ve düşük güçlü işaretlerin işlenebilmesi için kritik öneme sahiptir. Dinamik alanla birlikte değerlendirildiğinde tasarım sürecini zorlayan bir parametredir.



Şekil 1.2 EH alması tasarım parametreleri.

Radar sistemleri zaman içerisinde hedef tespit performansını arttıracak ve aynı zamanda EH sistemleri tarafından algılanmasını zorlaştıracak şekilde gelişme göstermiştir. Sabit frekanslı radarlar zamanla çoklu frekans ve darbeden darbeye frekans atlama örüntüsüne sahip radarlara evrilmiştir. Menzil çözünürlüğünün artırılması için öncelikle dar darbeler oluşturulurken darbe içerisinde faz ve frekans modülasyonu uygulayarak bant genişliği artırılmıştır. Duty cycle (DC) artırılarak daha düşük tepe çıkış gücü elde edilmiştir. Sayısal teknolojinin de ilerlemesi ile daha geniş bant genişlikleri ve daha uzun dalga biçimleri oluşturulabilmektedir. Bu tür düşük çıkış gücü, yüksek DC ve yüksek bant genişliğine sahip modern radarlar geleneksel EH sistemlerinin etkinliğini belirleyen bant genişliği, dinamik alan ve hassasiyet parametrelerinin yetersiz kalmasına ve Şekil 1.1’de

verilen tespit, ayırma ve kimliklendirme gibi algılama fonksiyonlarını yerine getirme olasılığının azalmasına neden olarak düşük olasılıklı algılama radarları (LPI) olarak adlandırılmaktadır. Geleneksel darbeli radarlardan LPI radarlara geçiş, dönüşümün özeti Şekil 1.3'te Burada yüksek çıkış, güçlü darbeli radarların hedef 3 aktarılmıştır üzerine



Şekil 1.3 Geleneksel darbeli radarlardan LPI radarlara dönüşüm.

gönderdiği toplam enerji ile uzun süreli veya sürekli düşük güçle gönderilen enerjinin eşit olduğu gözlenmektedir. Menzil çözünürlük problemi ise darbe içinde uygulanan darbeçi modülasyonlarla eşit veya daha büyük seviyeye getirilmiştir. LPI radarların detayları Bölüm 2.4'de anlatılan uyumlu filtre tasarımı ile sinyal işleme kazancı elde etmektedir ve böylece gürültü tabanının altında işaretle gönderilen işaretle alıcı kısmında işlenerek yüksek çıkış gücüne sahip radarlar kadar yüksek sinyal gürültü oranı (SNR) değerine çıkarılmaktadır. EH sistemleri için LPI radarın algılanması için hassasiyet seviyesinin düşürülmesi ve bant genişliğinin artırılması gerekmektedir. Yüksek bant genişliğinde yüksek hassasiyet sağlamak üzere geleneksel EH sistemlerinden farklı olarak yeni nesil sinyal işleme teknikleri uygulanmaktadır. Geleneksel tek boyutlu sinyal işleme yerine zaman-frekans imgesi oluşturularak tespit, ayırma ve sınıflandırma işlemleri gerçekleştirilebilmektedir. Zaman frekans imgesi oluşturmak için detayları

Bölüm 4'de sunulan kısa zamanlı Fourier dönüşümü (STFT), Wigner-Ville dağılımı

(WVD), Choi-Williams dağılımı (CWD), Gabor dağılımı (GD), Hough Dönüşümü (HT), Kesitli Fourier Dönüşümü (FrFT), Dönüşümlü Spektral Dağılım (CSD), Sürekli Wavelet Dönüşümü (CWT) gibi dağılımlar kullanılmaktadır. Bu dönüşümlerdeki amaç işaretin enerji yoğunluğunu artırarak SNR seviyesinin artırılmasıdır.

Modülasyon sınıflandırma için Bölüm 5'de detayları verilen öznitelik tabanlı ve sinir ağları tabanlı yöntemler kullanılmaktadır. Sınıflandırmanın doğru yapılması hedefini kimliklendirilme ve uygun elektronik karıştırma tekniğinin uygulanması performansını etkilemektedir. Özellikle diğer parametrelerin benzer olduğu durumlarda belirsizlik çözümü için kullanılacak parametrelerden bir tanesi darbe içi modülasyondur.

1.2 Gerçekleştirilen Çalışmalar ve Özgün Katkı

Bu bölümde tez boyunca gerçekleştirilen ve detayları ilgili bölümlerde aktarılan çalışmaların özeti aktarılmıştır. Temel olarak tezde gerçekleştirilen çalışmalar LPI radar işaret üretimi, zaman-frekans analizleri ve tespit ve sınıflandırma olmak üzere üç ana başlıkta toplayabiliriz.

1.2.1 LPI radar işareti üretimi

Tez çalışmasının bu kısmında amaç, LPI radarlarının farklı modülasyon türlerinin araştırılması ve her bir modülasyonun radar açısından elde edilen kazancının belirlenmesi olarak özetlenebilir. Özgün olarak gerçek zamanlı olarak farklı modülasyon türleri FPGA üzerinde uygulanmış ve kazanç değerleri analiz edilmiştir. Küçük FFT

parçaları kullanarak büyük FFT ile aynı özellikte kazanç sağlayan yapı oluşturularak FPGA üzerinde daha az yer kaplayan özellik kazandırılmıştır. Bu bölümle ilgili detaylı bilgi Bölüm 3’de sunulmuştur.

Tez çalışmasının bu kısmıyla ilgili çalışmaların çıktıkları olarak uluslararası iki farklı konferans bildirisi sunumu gerçekleştirilmiştir.

- Orduyılmaz, A., Kara, G., Serin, M., Yıldırım, A. ve Efe, M. 2014. Overlap-Add Yöntemi Kullanılarak Frekans Alanında FPGA Tabanlı Uyumlu Filtre Uygulaması. 22. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Konferansı (SİU), 23-25

Nisan,
Trabzon.

- Orduyılmaz, A., Kara, G., Serin, M., Yıldırım, A., Gurbuz, A. C. and Efe, M. 2015. Real-time Pulse Compression Radar Waveform Generation and Digital Matched Filtering, IEEE Radar Conference (RADARCONF), 10-15 May, Arlington, USA.

1.2.2 Zaman-frekans analizleri

Tez çalışmasının bu kısmında tek boyutlu olarak alınan radar işaretlerinin zaman-frekans imgesinin oluşturulması hedeflenmiştir. Bu imgeler kullanılarak işaretin sahip olduğu enerjinin zaman-frekans ekseninde yoğunlaştırılması sağlanmıştır. Tespit ve sınıflandırma için uygun olan farklı dönüşüm fonksiyonları uygulanmıştır. Özgün olarak çok ayarlanabilir ve parametrik kanallı FFT yapısı geliştirilmiş ve çok geniş bantlı işaretlerin frekans spectrumunun çıkarılmasına olanak sağlanmıştır. Bu bölümle ilgili detaylı bilgi Bölüm 4’de sunulmuştur.

Tez çalışmasının bu kısmıyla ilgili çalışmaların çıktıları olarak 1 adet uluslararası konferans bildirisi sunulmuştur.

- Orduyılmaz, A, Ispir, M., Serin, M. and Efe, M. 2019. Ultra Wideband Spectrum Sensing for Cognitive EW Applications. IEEE Radar Conference (RADARCONF), 22-26 April, Boston, USA.

1.2.3Ayrıştırma ve sınıflandırma

Tez çalışmasının bu kısmında zaman-frekans imgesi üzerinde işaretlere Hough dönüşümü uygulanarak tespit gerçekleştirilmiştir. Özgün olarak frekans takibi ile frekans haritası çıkarılarak tespit gerçekleştirilmiştir. Özgün olarak makine öğrenmesi tabanlı algoritmalar kullanılarak zaman-frekans imgesine göre eğitilen modelin farklı öznelik setleri gerektirmeden sınıflandırılması sağlanmıştır. Bu bölümle ilgili detaylı

bilgi Bölüm 5'de sunulmuştur.

Tez çalışmasının bu kısmıyla ilgili çalışmaların çıktısı olarak 2 adet uluslararası konferans bildirisi sunulmuştur.

- Akdemir, B., Orduyılmaz, A., Gürbüz, A.C. ve Yıldırım, F. Zaman-Frekans Düzlemi Şekil Özellikleri Kullanılarak Sürekli Dalga Frekans A. 2014.

Modülasyonlu İşaret Analizi. 22. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Konferansı (SİU), 23-25 Nisan, Trabzon.

- Yar, E., Kocamis, M. B., Orduyılmaz, A., Serin M. and Efe, M. 2019. A Complete Framework of Radar Pulse Detection and Modulation Classification for Cognitive

EW. 27th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2-6 September, Corona, Spain.

Bu çalışmaların tamamlanması ile sahada kullanılan LPI radarların sinyallerinin üretilmesinden otomatik olarak tespit ve sınıflandırılması kabiliyeti kazanılmıştır. Bu tez çalışmasında geliştirilen işaretleme, algılama ve sınıflandırma algoritmalarının gerçek zamanlı olarak uygulanmasında farklı disiplinlerden destek alınarak FPGA ortamında sayısal işleme teknikleri gerçekleştirilmiştir. FPGA kart üzerinde gerçekleştirilen her bir algoritma için sayısal sinyal işleme modülleri oluşturulmuştur. Böylece, bu çalışmalarla sahada kullanılacak bir sisteme altyapı oluşturulması hedeflenmiştir. Bu tez çalışmasından elde edilen kazanımlar ve sonuçların detayları ise Bölüm 6'de sunulmuştur.



2. KURAMSAL TEMELLER

Bu bölümde, tez çalışmasında gerçekleştirilen çalışmalarda kullanılan temel bilgiler verilecektir. Bölüm 2.1’de radarların temel yapıları ve radar türleri anlatılmıştır. Radar dalgabıçimleri Bölüm 2.2’de sunulmuştur. LPI radar gelişimi ve diğer radarlardan farklılıkları Bölüm 2.3’de sunulmuştur. LPI radarın özelliği olan darbe sıkıştırma ve uyumlu filtre yapıları Bölüm 2.4’de sunulmuştur. LPI radarların algılanması için gereken EH almaç yapıları Bölüm 2.5’de sunulmuştur. LPI tespitine yönelik olarak sinyal işleme algoritmaları Bölüm 2.6’de sunulmuştur. Çoklu işaret ortamında algılanan radar işaretlerinin ayrıştırılması ve sınıflandırılmasında kullanılan algoritmalar Bölüm 2.7’de

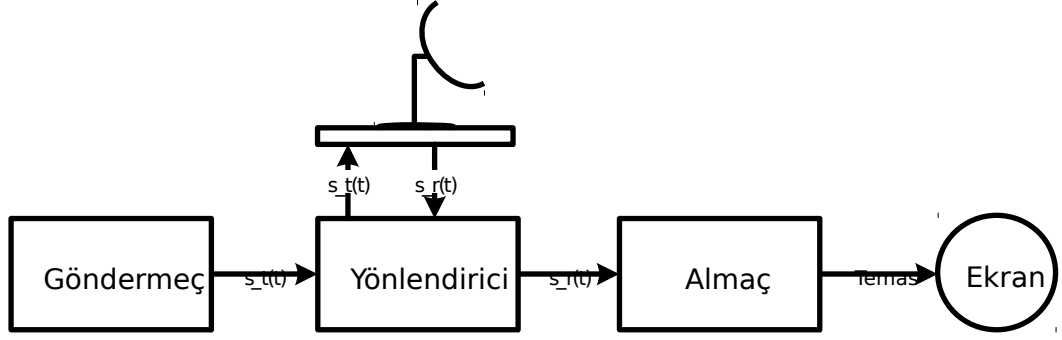
sunulmuştur. Literatürde LPI radar algılanması ve tanımlanmasına yönelik olarak gerçekleştirilen çalışmaları özetleri ise Bölüm 2.8’de sunulmuştur.

2. Radar

1 Temelleri

Radar “RADi Detecti An Rangin kelimelerikısaltması” olarak tanımlanır.

Radar elektromanyetik (EM) dalgalar gönderip alarak kaplama alanı içerisindeki cisimlerin menzil, hız, açı bilgilerini kestirmek ve bu cisimlerin tanımlaması sınıflandırılması amacıyla kullanılır. Radarın genel çalışma prensibi Şekil 2.1’de sunulduğu üzere gönderme, alıcı verici sinyaller ayıran yönlendirici dubleks cihaz almaç ve ekrandan oluşmaktadır. Çalışma prensibi incelendiğinde öncelikle verici sinyali $s_t(t)$ oluşturulur.



S, ekil 2.1 Genel radar çalış, ma prensibi

Bu sinyal çift yönlü bir yönlendirici yapıya gönderilir. Çift yönlü yapı verici sinyalini antene iletir. Anten verici sinyaline göre bir EM dalga yaratır. Anten tarafından yaratılan EM dalga hedefe çarparak, hedeften geri döner. Geri dönen dalga anten tarafından alınır ve elektronik bir sinyale $s_r(t)$ dönüş, türülür. Yönlendirici yapı bu sinyali alıcıya iletir.

Alıcı da yapılan iş, lemler sonucu algılanan sinyaller bir ekran aracılığı ile gösterilir. Radar sinyalleri kullanılan iş, aret tipine göre temel olarak darbeleri veya sürekli olarak ikiye ayrılır. Darbeleri radarlar frekans değeri (RF), darbe geniş, liğ i (PW), darbe tekrarlama aralığı (PRI), varsa darbe içi modülasyon (MOP) ve taramalı ise tarama tipi ile tanımlanır. Sürekli veya kesikli sürekli radarlar ise RF limitleri ve modülasyon ile tanımlanır. Farklı amaçlarla kullanılan radar türleri ve dalgabıçimlerinin genel özellikleri

S, u
s, ekildedir
:

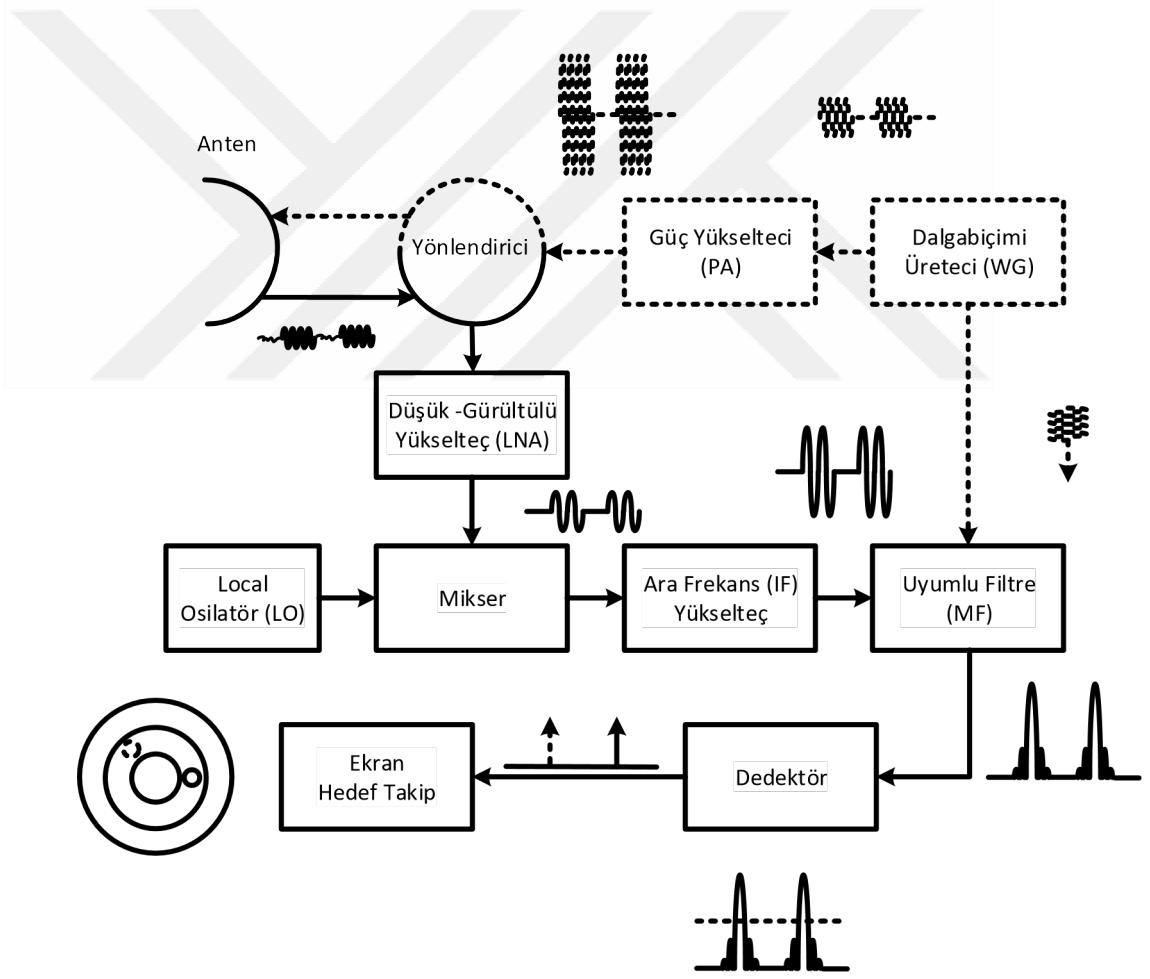
- **Geleneksel Darbeleri Radar:** RF parametresi sabit ve yüksek çıkış, gücü ile tanımlanır. Genellikle modülasyon içermez. Belirsizlik çözümü için kısa veya uzun PRI setleri kullanır.
- **Darbe Sıkış, tırma Radarı:** Gönderilen iş, arete faz/Frekans modüasyonu eklenerek radar efektif anlık çıkış, gücünün yükseltilmesi hedeflenmiş, tir.

Hareketli Hedef Filtresi (MTI) ve PRI modülasyonu uygulayarak menzil belirsizliğinin çözümü

hedeflenmiştir.

- *Darbe Doppler Radarı:* Evreuyumlu işaretleme yapmaktadır. Belirli bir evreuyumlu işleme zaman aralığında (CPI) frekans ve PRI değerlerini sabit tutarak alınan işaretlerin menzil ve doppler bilgisi çıkarılmaktadır.
- *Frekans modülasyonlu Sürekli İşaretleme Radarı (FMCW):* Genellikle düşük çıkış gücüne sahiptir. Frekans modülasyonu uygulanarak istenilen menzil çözünürlüğü sağlanmaktadır. Tekrarlama aralığı belirsizlik içermeyen menzil denklemine göre ayarlanmaktadır. LPI radar olarak kullanılmaktadır.

Genel blok şeması aynı kalmakla birlikte farklı radar türleri için radar almaç blokunda farklılaşma oluşmaktadır. Üst seviyede fonksiyonel radar blok şeması Şekil 2.2'de sunulmuştur. Burada anten bloğu RF enerjinin EM ortama yayılması ve toplanması için kullanılmaktadır. Radar türleri ve frekans bandına göre farklılar göstermektedir. Yönlendirici blok yüksek güçlü gönderme işareti antene yönlendirirken aynı zamanda düşük güçlü alınan işaretin korunarak almaç blokuna gönderilmesini sağlar. Dalgabıçımı üretici (WG) farklı PW, PRI ve modülasyon içeren işaretlerin radar türüne göre farklılık gösterecek şekilde üretmektedir. Örnek olarak geleneksel radar türü için kısa PW ve farklı PRI üretmektedir. Güç yükselteci (PA), WG'den alınan işaretin antene verilmeden önce güçlendirilmesi için kullanılmaktadır. Geleneksel radarlarda Pa, magnetron ve yürüyen dalga tüpü (TWT) tabanlı olup anlık olarak yüksek çıkış gücü üretmektedir. Darbe sıkıştırma ve FMCW gibi radarlarda ise katı hal yükselteç (SSPA) tabanlı nispeten düşük çıkış gücüne sahip PA'lar kullanılmaktadır.



Şekil 2.2 Radar üst seviye fonksiyonel blok şeması

Radarın almaç kısmında ise öncelikle düşük gürültülü yükselteç (LNA) ile radarın gürültü tabanı (NF) belirlenir ve alınan düşük güçlü işaretlerin işlenebilecek sinyal gürültü oranı (SNR) seviyesine getirilmesini sağlar. LNA tasarımında çevresel gürültünün (TN) üzerine en az işlem gürültüsü (NFG) eklenmesi amaçlanmaktadır. Lokal osilatör (LO) ile mikser bloklarıyla radyo frekanstan (RF) ara frekansa (IF) düşürülmektedir. IF Yükselteç ara frekansta bulunan işareti yükseltip filtreleme yapmaktadır. Uyumlu filtre (MF) gönderilen dalgabıçımı referans olarak SNR seviyesini yükseltmektedir. Uyumlu filtre faz ve frekans modülasyonu uygulanan işaretlerin alınan işaretle evrimsimi ile işlem kazancı (PG) elde ederek sinyal

seviyesinin arttırılması sağlanmaktadır. Dedektör kısmında ise alınan işaretin genlik seviyesi belirli bir eşik seviyesi ile karşılaştırılarak hedef tespiti gerçekleştirilmektedir. Bu eşik seviyesi belirli bir tespit olasılığı ($\sim P_D$) ve yanlış alarm olasılığı ($\sim P_{FA}$) göz önünde bulundurularak belirlenir. Ekran kısmında ise tespitler ham olarak operatöre sunulur. Ayrıca hedef takip gibi farklı sinyal işleme uygulamaları kullanılarak ham veri işlenerek numarası, menzil ve kerteriz, yükseliş gibi parametreleri çıkarılmış hedef verisine dönüştürülür. Çıkarılan hedef verisi radar fonksiyonuna göre değişmektedir.

Geleneksel radarlar temel olarak arama, takip ve güdüm fonksiyonlarını yerine getirmektedir. Monitörleme, erken ihbar (EW) ve arama radarlarında (ST) birden çok hedef tespit edilip ekranda gösterilir. Uzun menzilli olduklarından yüksek PRI ve PW seti kullanırlar ve yüksek çıkış güçlü radarlardır. Hedef takip (TT) radarlarında ise radar anteni hedefi takip ederek genellikle dar olan anten hüzmesinin hedefin üzerinde kalmasını sağlamak amaçlanmaktadır. Genelde genel kısa veya orta PRI ve küçük PW setli darbeleri kullanılmaktadır. Açık menzil, hız takibi yapılabilir. Hız takibi için darbeleri radarın doppler işleme özelliği eklenmiş versiyonu darbe-doppler (PDR) radarı kullanılmaktadır. Güdüm modu (GM) radarları füze uygulamalarında füzenin hedef ile angajmanında güdüm yapmasını sağlamaktadır. Hız kısıtı kullanıldığından genelde kullanılan işaret türü sürekli dalga (CW) olmaktadır. Modern radarlar genelde birden çok fonksiyonu yerine getiren bunun için farklı dalgabirimleri ve anten yapıları kullanmaktadırlar. Tarama esnasında takip (TWS) radarlar ise tarama fonksiyonu gerçekleştirirken aynı zamanda takip de yaparak hedefe kilitlenebilmektedir. Sentetik açıklıklı radar (SAR) veya ters sentetik açıklıklı radar (ISAR) gibi radarlar doppler işleme ile görüntüleme yapmaktadırlar. Çok fonksiyonlu radar (MFR) geleneksel radar türlerinin farklı

fonksiyonlarını yerine getiren, genellikle faz dizili anten yapısı içeren ve hızlı şekilde dalga biçimi değiştirebilen radarlardır. Düşük olasılıklı algılama (LPI) radarlarında ise uzun işaretleme süresi ve darbe içi modülasyonlar kullanılarak düşük çıkış gücü ile elektronik harp (EH) ve elektronik istihbarat (ELINT) sistemlerine yakalanmadan operasyon yürütme hedeflenmektedir. Modern radarlar genel olarak incelendiğinde anten yapıları, dalga biçimi üretimi ve alınan işaretleme kısımlarında farklılıklar ortaya çıkmaktadır. Bu tez kapsamında dalga biçimi üretimi ve işaretleme bölümleri göz önünde bulundurulmuştur.

2.2 Radar Dalga Biçimleri

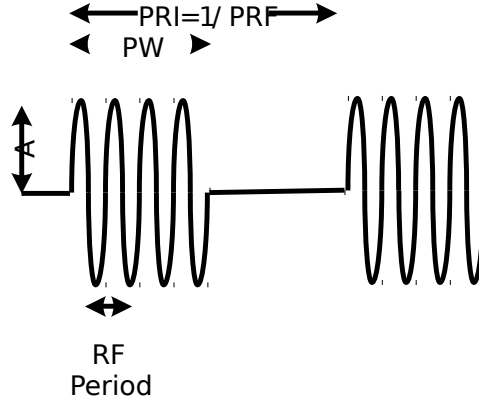
Radar dalga biçimi radarın yaydığı EM dalganın herhangi bir özelliğinin zamana göre değişimini ifade eder ve EM dalganın karakteristiğini tanımlar. Dalga biçimi radarın gerçekleştirdiği bütün işlemleri etkilediğinden radarın kullanım amacına ve karşılaması beklenen gereksinimlere göre tasarımı gerçekleştirilir. İki temel dalga biçimi ve onlara bağlı olarak iki farklı radar tipi vardır:

- Darbeli Radar
- Sürekli Dalga Radarı

2.2.1 Darbeli radar

Darbeli radarlarda gönderilen RF işaretin belirli zaman döngüsünde açılıp kapatılarak modülasyon uygulanarak hedef tespiti gerçekleştirilir. Anlık çıkış güçleri yüksektir ve bu özellik uzun mesafelerden tespit sağlamaktadır.

Darbeli radar dalgabıçimini RF taşıyıcı, PW ve PRI veya darbe tekrarlama sıklığı (PRF) parametreleri tanımlamaktadır. Darbeli radar dalgabıçimi parametreleri Şekil 2.3’de sunulmuştur. Üretilen işaret farklı radar tiplerine göre PW ve PRI setleri oluşturularak



Şekil 2.3 Darbeli radar dalgabıçimi parametreleri

genlik modülasyonu uygulanır. Darbeli sinyaller için önemli olan tepe gücü (TG) parametresi sinüsoisal işaret için (2.1) ile tanımlanır. Bu gücün ne kadar sürede bir uygulandığını belirleyen parametre olan DC, PW, PRI oranı Esitlik (2.2) gibi tanımlanır. Belirli bir süre boyunca gönderilen ortalama güç (AVP) değeri ise Esitlik (2.3)’de verildiği gibi TG’nin DC ile çarpımıyla hesaplanır. AVP değeri tehditin algılanabilmesi için farklı PW/PRI setleri için sabit tutulmalıdır.

$$TG = \frac{A^2}{2} \quad (2.1)$$

$$DC = \frac{PW}{PRI} \quad (2.2)$$

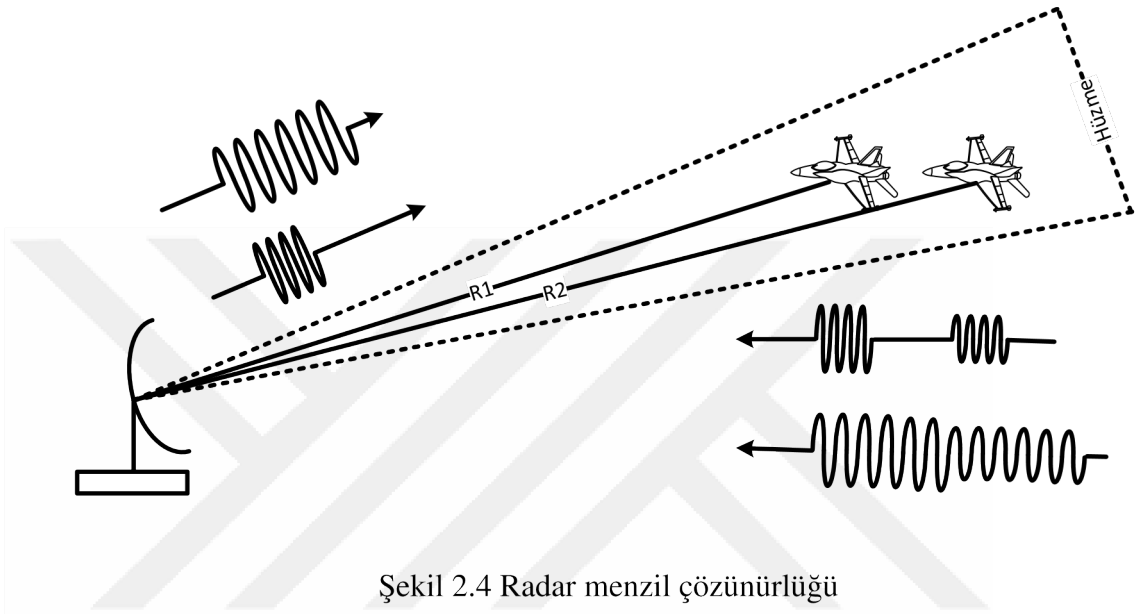
$$AVP = TG \times DC \quad (2.3)$$

Radardan yayılan EM dalga hedefe ulaşır ve hedeften yansyarak radar kaynağına geri döner. Döner sinyalin gücü gönderilen sinyale

kıyaslandığında havada aldığı yol dolayısıyla çok düşük olduğu gözlenmektedir. Menzilin (R) tespiti için EM dalganın yayılma hızı (c) ve gidip-dönme süresinin (Δt) yarısının çarpımı ile Esitlik (2.4)'de belirtildiği gibi bulunur. Şekil 2.4'de sunulduğu gibi birbirine yakın mesafede bulunan iki tehditin işaretleri Esitlik (2.5)'de verildiği gibi belirli bir zaman farkıyla ulaşır.

Burada iki farklı hedeften dönen yankıların dönüş zamanları arasındaki fark darbe genişliğinden (τ) büyük ise hedeflerden gelen yankı sinyalleri ayrı ayrı görülür. Bir darbe genişliği kadar süreye denk olan mesafeye ise menzil çözünürlüğü R_M denir ve Esitlik (2.6) ile hesaplanır.

$$R = c \frac{\Delta t}{2} \quad (2.4)$$



$$R_1 = c \frac{t_1}{2}, \quad R_2 = c \frac{t_2}{2} \quad (2.5)$$

$$R_M = c \frac{|t_1 - t_2|}{2} = \frac{c \tau}{2} \quad (2.6)$$

Şekil 2.4'de sunulduğu gibi PW azaldıkça menzil çözünürlüğü artmaktadır. Esitlik (2.7)'de sunulduğu gibi darbelerin daralması darbenin bant genişliğinin artmasını sağlar ve uyumlu filtre tasarımında bant genişliği (BW) kadar işaretin işlenmesi ile SNR artırılmaktadır. Üzerinde modülasyon bulunmayan darbeler için PW, bant genişliği için belirleyicidir. Bant genişliği ayrıca detayları Bölüm 2.3'de sunulan darbe içi faz ve frekans modülasyonları ile artırılabilir.

$$BW \sim \frac{1}{\tau} \quad (2.7)$$

2.2.2 Sürekli dalga radarı

Sürekli darbe radarlarında temel özellik vericinin sürekli olarak sinyal göndermesidir. Alıcı kısımda ise sinyal sürekli kaydeder ve işler. İki farklı antene ihtiyaç duyulmaktadır. Verici ve alıcı yalıtımlı olmalıdır. Üzerinde modülasyon uygulanmadığı takdirde menzil ölçümü mümkün değildir. Sinyal süresinin uzun olması ve DC oranının yüksek olması nedeniyle düşük tepe gücüne rağmen ortalama gücü yüksektir. Bant genişliklerinin geniş olması ve düşük çıkış gücü özellikleri nedeniyle LPI radar kategorisinde ele alınmaktadır.

Sürekli dalga biçimini tanımlayan parametreler tepe gücü $A(t)$, frekans $f(t)$ ve IBW olarak sıralanabilir. Esitlik (2.8)'de sürekli dalga radarında kullanılan temel işaret verilmiştir.

$$s(t) = A(t)\sin(2\pi f(t)t) \quad (2.8)$$

Frekans zamanla değişmediği durumda sabit frekans, sabit bir değişkene bağlı olduğu durumda lineer frekans modülasyonu (LFM), zamanda doğrusal olmayan fonksiyon olduğunda doğrusal olmayan frekans modülasyonu (NLFM) olarak adlandırılır.

Frekansın sabit olduğu fakat fazın değisken olduğu durumlarda radar isareti fazın bir fonksiyonu olarak tanımlanabilir. Radar isaretinde uygulanan modülasyonlar Esitlik (2.9)'de sunulmuştur.

$$s(t) = A(t)\sin(2\pi(f_c + g(t))t), 0 \leq g(t) < 2\pi \quad (2.9)$$

Burada faz zamanın bir fonksiyonu olarak değiskenlik gösterir. Bu tür isaret özelliği giğtasıyan dalça biçimleri faz modülasyonu (PM) olarak tanımlanır. FM/PM tipi darbe içi modülasyonlar darbe sıkıştırması için kullanılır. Menzil çözünürlüğünü arttırır. Elektronik korunma (ECCM) özelliği sağlar.

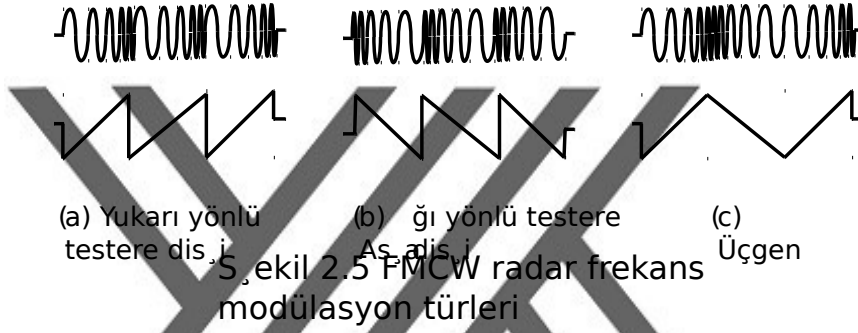
Tepe gücü üzerinde genlik modülasyonu olmadığı takdirde genelde sabit alınır. Hedef menziline ve hedefinin radar kesit alanına (RCS)'ine göre değişim gösterir.

Sürekli dalga radarlarının en çok kullanılan versiyonu FMCW radardır. FMCW radarda

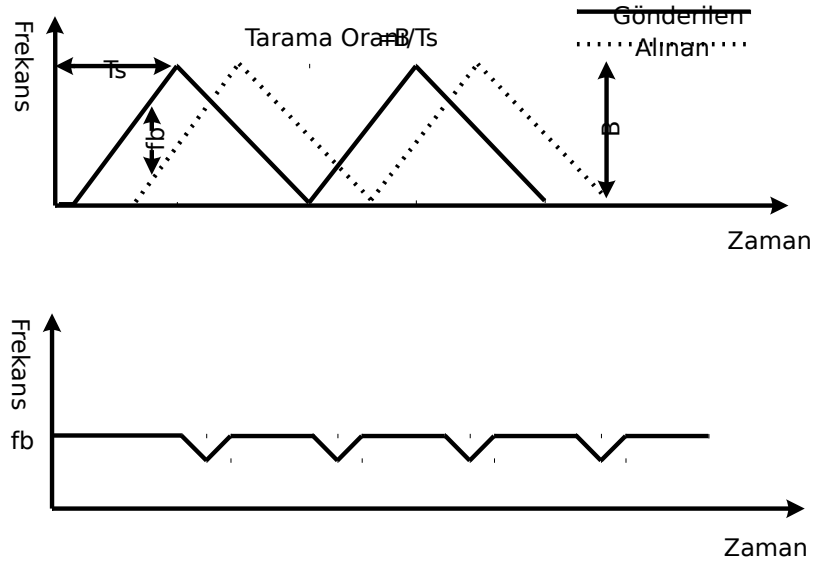
(2. 10)'da sunulduğu gibi frekans zamana bağlı bir fonksiyon olarak dşünülebilir.

$$f(t) = f_c + g(t) \quad (2.10)$$

Frekans değerinin sürekli olarak artması veya azalmasına göre Şekil 2.5'de sunulduğu üzere yukarı yönlü testere diş, aşağı yönlü testere diş ve üçgen modülasyon olarak adlandırılırlar.



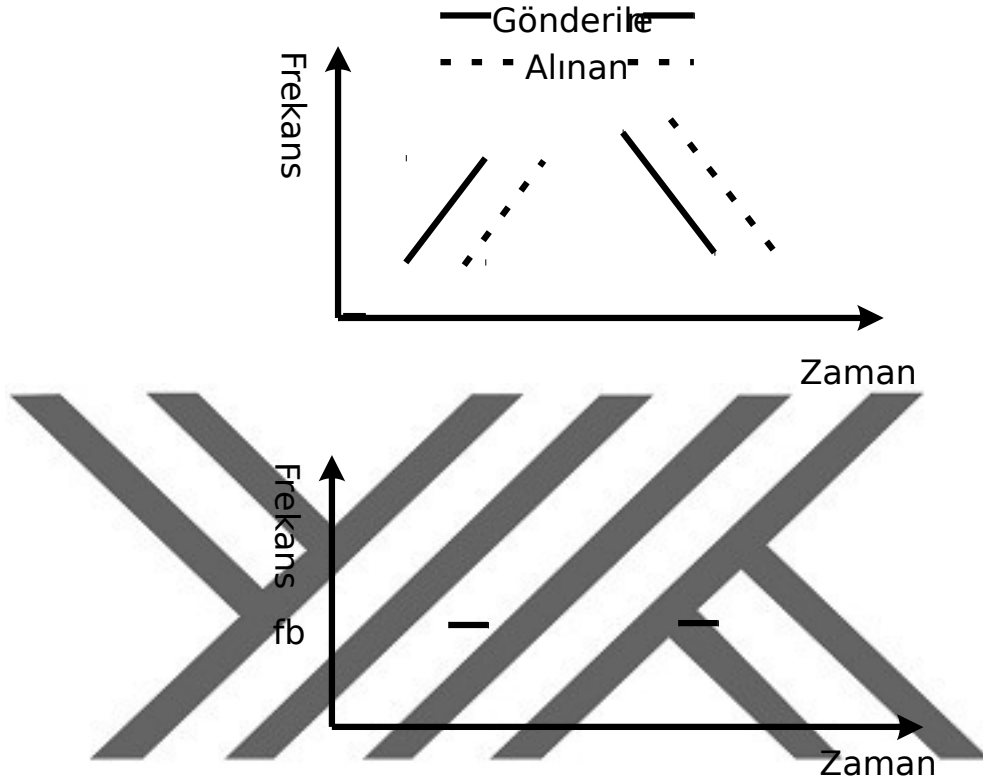
FMCW radarlarda menzil kestirimi 2.6'de sunulan şekilde gönderilen ve alınan işaretlerin frekans farkları (f_b) bulunarak yapılmaktadır. Menzil frekans farkları (f_b) tarama zamanı ve bant genişliği olarak $f_b T_s$ (2.11)'e göre hesaplanmaktadır.



Şekil 2.6 FMCW radar menzil kestirimi

$$R = \frac{f_b T_s c}{2B} \quad (2.11)$$

Bazı FMCW radar tiplerinde Şekil 2.7'de sunulduğu gibi tarama kapalı hale getirilmiştir. Bu durumda EH sistemlerinde darbeleri radarlar ile karışmaya neden olmaktadır.



Şekil 2.7 Kapılanmış, FMCW radar menzül kestirimi

2.3 LPI Radar

FM/PM modülasyonu içeren dalga biçimi içeren, başka alıcılar tarafından tespit edilme olasılığı düşürülmüş, radarlara düşük algılama olasılıklı (LPI) radar denir. LPI özelliği radarın ortamdaki farklı alıcılar tarafından tespit edilmesini önleyici özellikleri kapsamaktadır. EH alıcılarının algılama menzillerinden daha uzak menzillerdeki hedefleri tespit edebilir. Genel olarak düşük tepe gücü ve uzun darbe genişliğine sahiptir. Alınan işaretin gücü gürültü tabanı altında kaldığından, uyumlu filtre kullanarak işlem kazancını artırıp bilgiyi gürültüden çıkarabilmektedir. Bu durumda radar, kendisini hedef alan elektronik harp sistemlerine kıyasla bir önbilgiye sahiptir. LPI radar gönderdiği işaretin modülasyon tipini ve özelliklerini ve hangi anda gönderdiğini tam olarak bilir.

LPI radarlar gibi düşük tepe güç değerine sahip ve anlık yüksek bant genişliği gini kullanan radarların geleneksel elektronik harp cihazları tarafından tespiti zorlaşmaktadır. EH sistemi açısından çok az bir ön bilgi bulunmaktadır. Radar sistemi özelliğine bağlı olarak EH sistemi hedef radar sisteminden hangi özelliklerde ve ne zaman işaret gönderildiğini bilmemektedir. Hatta bir işaret gönderilip/gönderilmediği bilgisi de mevcut değildir. EH sistemlerinde bulunan menzil avantajı radar tarafından bilgi avantajını kullanılarak etkisiz hale getirilmiştir. Darbe sıkıştırma ve düşük olasılıklı algılanma radarlarının özelliği darbe süresini uzatarak gönderilen ortalama enerjiyi deşğıştirmeden tepe güç değerini azaltmak ve uygulanan darbe için modülasyonlar ile yüksek menzil çözünürlüğünü koruyabilmesidir. Bu özellikteki radar işaretlerinin algılamak ve sınıflandırmak için hem yüksek hassasiyet değerlerine hem de geniş anlık bant genişliğine ihtiyaç vardır. EH sistemi ve LPI radar angajman senaryosu Şekil 2.8'de sunulmuştur. Bu angajman senaryosunda LPI radardan yayılan enerji (ERP), EH alıcısına ulaşan sinyal seviyesi P_{EH} , hedeften yansıyan enerji, hedeften yansıyan güç miktarı P_{YANKI} ve radar almıcına gelen işaret gücüne P_{RR} , Esitlik (2.12) - Esitlik (2.14) ile hesaplanabilmektedir. Böylece angajmanda radar ve EH almaçlarında ölçülen enerji seviyeleri tespit edilerek iki sistem için de hedefin özelliklerine bağlı olarak algılama mesafesi hesaplanabilmektedir. Bu esitliklerde P_{RT} radarın çıkış tepe gücünü ve G_R radar anten kazancını, σ RCS'i, L_r radarda oluşan kayıplarını ve λ ise radar kullanılan EM dalganın boyunu ifade etmektedir.

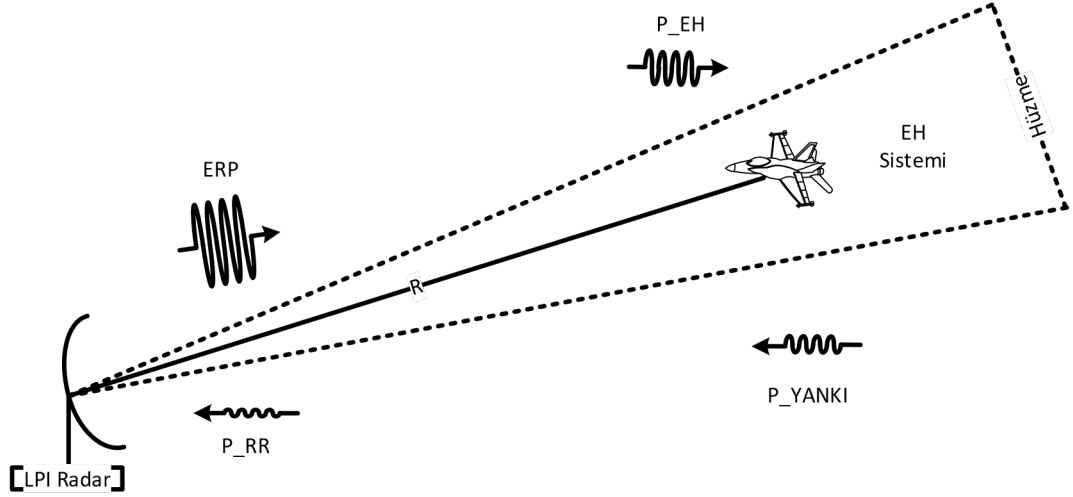
$$ERP = P_{RT}G_R \quad (2.12)$$

$$P_{EH} = \frac{P_{RT}G_R}{4\pi R^2} \quad (2.13)$$

$$P_{YANKI} = \frac{P_{RT}G_R}{4\pi R^2} \times \sigma \quad (2.14)$$

$$P_{RR} = \frac{P_{RT}G_R}{4\pi R^2} \times \sigma \times \frac{G_R \lambda^2}{4\pi R^2} \times L_r \quad (2.15)$$

Radar tarafından üretilen çıkış, serbest uzay kaybına (L) uğrayarak uzaklığın (R) karesiyle ters orantılı şekilde azalmaktadır. Burada frekans veya yoldaki iki katlık artış, 6 dB'lik



Şekil 2.8 EH sistemi ve LPI radar angajman senaryosu

kayba karşılık gelmektedir. Sinyalin gücünün serbest uzayda dB cinsinden kaybı Eşitlik (2.16)'de sunulduğu gibi hesaplanır ve Farklı frekans ve yol değerleri için oluşan yol kayıpları Çizelge 2.1'de sunulmuştur.

$$L(\text{dB}) = 92.4 + 20\log[R(\text{km})] + 20\log[f(\text{GHz})] \quad (2.16)$$

Çizelge 2.1 Serbest uzay yol kaybı

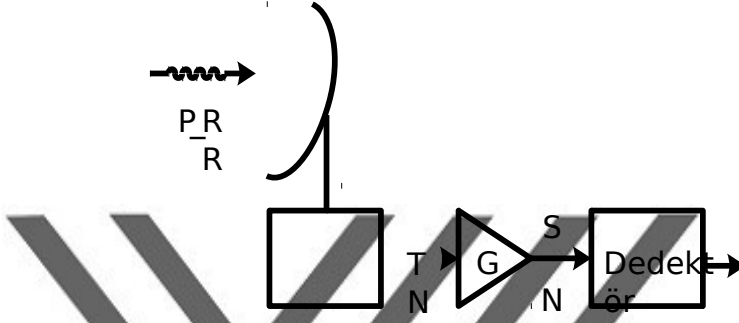
Yol Uzunluğu \tilde{R} (km)	Yol Kaybı L (dB)		
	0.1 GHz	1 GHz	10 GHz
1	72	92	112
10	92	112	132
100	112	132	152
1000	132	152	172

Radarın hedefi tespit edebilmesi için gereken en düşük sinyal seviyesi radar hassasiyet seviyesi (SL_R) olarak tanımlanırsa Eşitlik (2.17) ile belirli bir hedef için elde edilecek en büyük menzil R_{Rmax} hesaplanabilir. Bu ifade radarın en yüksek algılama mesafesi olarak da tanımlanabilir. Radarın en düşük sinyal seviyesi radar almacındaki SNR seviyesine bağlıdır. Radar almacında hedef tespitini fonksiyonel

olarak S_e ekil 2.9 'deki gibi tanımlanırsa en büyük menzil E_s itlik (2.18) ile de hesaplanabilir.

$$R_{R,max} = \left[\frac{P_{RT} G_R^2 \lambda^2 \sigma}{3SLR} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (2.17)$$

$$R_{R,max} = \left[\frac{P_{RT} G_R^2 \lambda^2 \sigma}{[(4\pi)^3 kTB \cdot NFR \cdot SNR \cdot Lr]} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (2.18)$$



S_e ekil 2.9 Fonksiyonel radar hedef tespit s_eması

S_e ekil 2.9'de sunulan hedef tespit s_emasında alınan is_aretin güçlendirildikten sonra belirli bir E_s itlik seviyesini geç kontrol edilerek tespit gerçekleştirilir. Bu geçmedi tespit için referans alınan termal gürültü TN , elde edilen SNR değeri ve tespit için gerekli en düşük sinyal seviyesi hesabı sırasıyla E_s itlik (2.19) - E_s itlik (2.21) ile hesaplanır.

$$TN = kTB \quad (2.19)$$

$$SNR = \frac{P_s}{P_N} = \frac{P_{RR} \cdot G}{TN \cdot G \cdot NFR} \quad (2.20)$$

$$SL_R = SNR \cdot TN \cdot NFR = SNR \cdot kTB \cdot NFR \quad (2.21)$$

Bu hesaplamalarda G almanın kazancını, k Boltzman sabitini, T ise Kdeg cinsinden sıcaklığı, B radar bant genişliğini, kT gürültü spektral yoğunluğu (-114 dBm/MHz), NFR gürültü figürünü belirtmektedir. Radar tasafından gürültü içindeki hedef tespiti için gereken SNR değeri hedef tespit olasılığı (\tilde{P}_D) ve yanlış alarm olasılığına (\tilde{P}_{FA}) bağlı olarak hesaplanır.

Radar hedef tespitinde SNR seviyesini arttırmak üzere dolayısıyla en yüksek radar menziline arttırmak için uyumlu filtre (MF) kullanılmaktadır. Temel olarak gönderilen işaretin bandında filtreleme yapmayı sağlar. Alınan işaret gönderilen işaret üzerinden geçirilerek elde edilen çıktının tepe noktası hedef olarak işaretleir. Aynı işlemin FFT tabanlı olarak da yapılabilmektedir. Uyumlu filtre detayları Bölüm 3’de sunulmaktadır. LPI radarın diğer radarlardan farkı uyumlu filtrede büyük kazançlar elde ettiğinden sinyal gücü çok düşük olmasına rağmen hedef tespiti gerekli SNR seviyesini sağlayabilmesidir ve böylece EH alması tarafından algılanmadan yüksek radar menzilleri elde etmektedir. EH sistemlerinde Esitlik (2.13)’de belirtildiği gibi tek yönlü serbest uzay kaybı olduğundan menzil olarak avantajlı konumdadır. EH sisteminin tehdit radarı sinyal tespiti için gereken hassasiyet seviyesinin SL_{EH} lineer ve DB cinsinden hesabı ve belirli bir EH hassasiyet seviyesi için elde edilecek en yüksek tehdit radar sinyal tespit menzili $R_{EH,max}$ hesabı Esitlik (2.22) - Esitlik (2.23) ile gerçekleştirilmektedir. Bu hesaplarda G_{EH} EH sistemi anten kazancını, L_p polarizasyon kaybını ifade etmektedir.

$$G_{EH}\lambda^2 = PRTGRG_{EH}\lambda^2$$

$$SL_{EH} = P_{EH} \cdot 4\pi L_p = (4\pi)^2 R^2 L_p \quad (2.22)$$

$$SL_{EH}(dBm) = -92.4 - 20\log F(GHz) + ERP(dBm) + G_{EH}(dB) - 20\log R(km) - L_p(dB) \quad (2.23)$$

$$R_{EH,max} = \left[\frac{PRTGRG_{EH}\lambda^2 \frac{1}{2}}{(4\pi)SL_{EH}L_p} \right] \quad (2.24)$$

Geleneksel elektronik harp cihazlarında elektromagnetik yayın yapan düman radarların tespiti, parametrelerinin ölçümü ve sınıflandırma fonksiyonları alınan işaretin gürültü tabanının üstünde kaldığı varsayıma dayanır. Bugünkü elektronik harp cihazlarında -60 dBm ve

geleneksel olanlarda -40/45 dBm hassasiyet seviyeleri radar avantaj faktörünün (RAF) 1'den büyük olmasını engellemektedir. RAF temel olarak elektronik harp cihazının menzili ($R_{EH,max}$) ile radar tespit mesafesine ($R_{R,max}$) oranı olup $E_{s,itlik}$ (2.25) ile hesaplanır. $E_{s,itlik}$ (2.17) ve $E_{s,itlik}$ (2.24) de ile elde edilen radar ve EH için en yüksek menziller oranlanıp radar kayıpları L_r ve polarizasyon kayıpları L_p göz ardı edilirse $E_{s,itlik}$ (2.26)'de sunulduğu üzere radar ve EH sistemi hassasiyet seviyelerine $\tilde{\sim}$ bağlı RAF elde edilir. $\tilde{\sim}$

$$J = \frac{R_{EH,max}}{R_{R,max}} \quad (2.25)$$

$$RAF = \frac{1}{(4\pi)^3 S_{LEH} L_p} \left[\frac{P_{RT} G_R G_{EH}}{\lambda^2} \right]^2 = R_{R,max} [S_{LR} (4\pi) G_{EH}]^{1/2} \quad (2.26)$$

$$\frac{1}{(4\pi)^3 S_{LR}} \left[\frac{P_{RT} G_R^2 \lambda^2 \sigma}{4} \right]^{1/2} S_{LEH} \sigma G_R$$

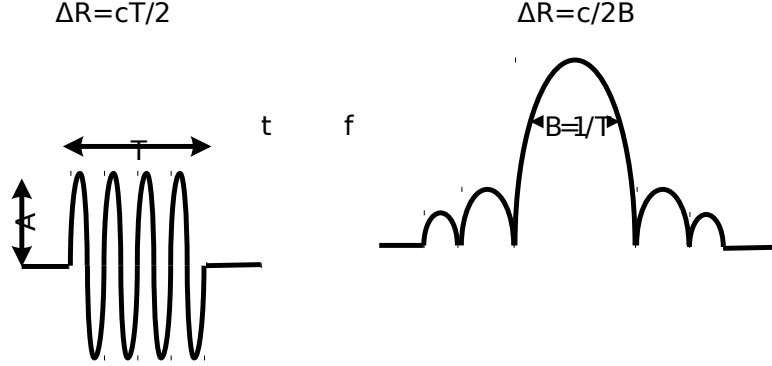
Eğer RAF'ü 1 den büyükse EH sistemi radar tarafından tespit edilmeden ilgili radarın $\tilde{\sim}$ sinyallerini tespit edebilmekte; eğer RAF'ü 1'den küçük ise radar EH sistemi bulunan $\tilde{\sim}$ platformu sinyali tespit edilmeden tespit edebilmektedir. EH sistemi hassasiyet seviyesini azaltarak, anten kazancını iyileştirerek ve RCS değerini azaltarak LPI radar $\tilde{\sim}$ tarafından tespit edilmeden radar sinyallerini tespit edebilir. LPI radar ise benzer şekilde anten kazancını iyileştirerek, hassasiyet seviyesini düşürerek EH sistemi tarafından sinyali algılanmadan hedefi tespit edebilir. Bu tez çalışması kapsamında anten kazançlarının iyileştirilmesi ve RCS değerinin azaltılması dışında kalan radar ve EH $\tilde{\sim}$ sistemlerindeki hassasiyet seviyelerinin düşürülmesi için çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Radarın hassasiyet seviyesinin azaltılmasına uyumlu filtre tasarımı ve farklı FM/PM modülasyonların üretilmesi etki etmektedir. EH sisteminin hassasiyet seviyesinin azaltılmasında için ise farklı dönüşümler ve gelişmiş,

tehdit sinyal algılama algoritmaları kullanılarak hassasiyetin azaltılması amaçlanmıştır.

2.4 Darbe Sıkıştırma ve Uyumlu Filtre

Bölüm 2.2.1'de sunulduğu gibi darbeleri bir işaret için menzile çözünürlüğü dar darbe genişliği ile belirlenmektedir. Dar darbeler için çözünürlük yüksek, geniş darbeler için çözünürlük daha düşüktür. Şekil 2.18'de darbe genişliği T ile bant genişliği B ve menzile çözünürlüğü arasındaki bağıntı sunulmuştur. Şekil 2.18'de sunulduğu üzere menzile çözünürlüğü ΔR Esitlik (2.27)'de verilen ifadeyle darbe genişliği ters ve bant genişliği ile doğru orantılı olarak değişmektedir.

$$\Delta R = \frac{cT}{2} = \frac{c}{2B} \quad (2.27)$$



Şekil 2.10 Darbeleri işaret için menzile çözünürlüğü

LPI radarlarda hassasiyet seviyesinin azaltılması ve etkin çıkış gücünü arttırmak için darbe sıkıştırma tekniği kullanılmaktadır. Darbe süresinin uzatılması ve aynı zamanda menzile çözünürlüğünün artırılması presibine dayanır. LPI radarın P çıkış gücüne sahip uzun darbe genişliğine T sahip ve B bant genişliğinde frekans dağılımı olduğu varsayıldığında darbe sıkıştırma özelliğinden elde

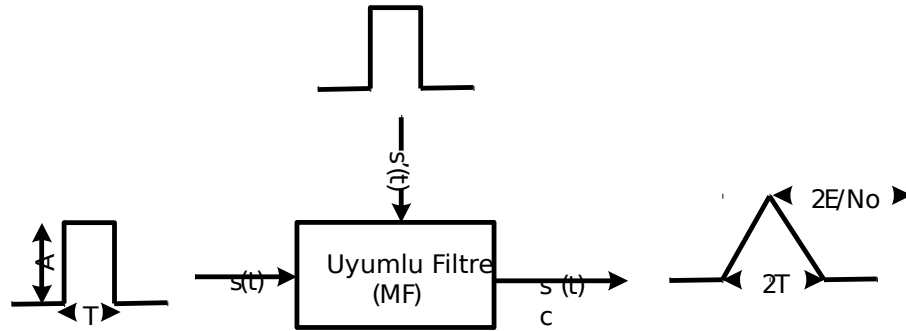
edeceği işleme kazancı veya sıkıştırma kazancı G_c Esitlik (2.28) ile hesaplanır.

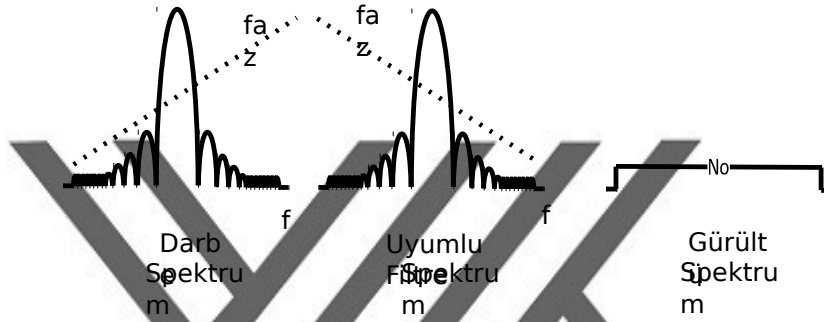
$$G_c = BT = (2.28) \tau$$

Bu değer uyumlu filtre çıktısında ana lob ile en yüksek yanlob arasındaki oranı ifade etmektedir. Uyumlu filtre anlık sinyal gücünün ortalama gürültü oranının arttırılmasını sağlamaktadır. Şekil 2.11'de sunulduğu gibi darbeli işaretler için uyumlu filtre basit bant geçiren filtre (BPF) etkisi oluşturmaktadır. Alınan sinyali $s(t)$ ve uyumlu filtresi $s^0(t)$ kabul edilmektedir. $s(t)$ ve $s^0(t)$ sinyallerinin spektrumları $S(f)$ ve $S^0(f)$ Esitlik 2.29 ve Esitlik 2.30 ile hesaplanmaktadır. Alınan sinyal ve uyumlu filtre spektrumlarının genliklerinin aynı olduğu $|S^0(f)| = |S(f)|$ ve aralarında $\varphi(f) = -\varphi_s(f) + 2\pi ft_m$ oranında faz farkı bulunduğu gözlenmektedir. Uyumlu filtre tasarımında daha detaylı çıkarımlar Skolnik (2008) tarafından verilmiştir.

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-2\pi jft} dt \quad (2.29)$$

$$S_0(f) = AS^*(f) e^{-2\pi jft_m} \quad (2.30)$$

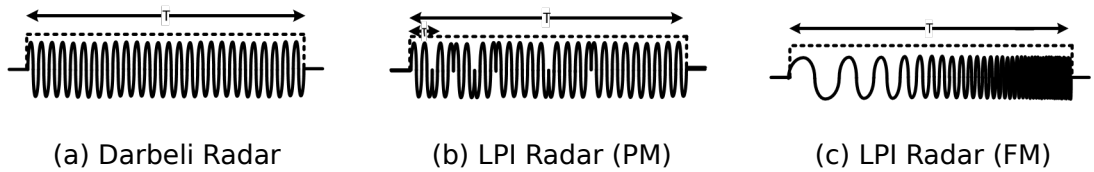




Şekil 2.11 Darbeli sinyal için menzil çözülmesi

LPI radarlarda kullanılan modülasyon türlerine göre sıkıştırma kazancı farklılaşmaktadır.

Şekil 2.12’de sunulan farklı modülasyon türleri için sıkıştırma kazançları farklı parametrelere bağlıdır ve sırasıyla Eşitlik (2.31) - Eşitlik (2.33) ile hesaplanmaktadır.



Şekil 2.12 Darbeli radar ve LPI radar türleri

$$G_c = BT = 1/T \times T = 1 \quad (2.31)$$

$$G_c = BT = 1/\tau \times T = T/\tau \quad (2.32)$$

$$G_c = BT = \Delta F \times T = \Delta FT \quad (2.33)$$

Modülasyonlarda yapılan farklılaşmalarla sıkıştırma kazanç değerlerinde iyileştirmeler yapılabilir. LPI radarlarda kullanılan temel modülasyonlar:

- Doğrusal FM (LFM)
- İkili Fazlı Kodlar (BPSK)
- Çeyrek Fazlı Kodlar (QPSK) (Taylor Kodları)
- Çok Fazlı Kodlar (Frank, P1-P4, T1-T4) olarak belirtilebilir.

Darbe sıkıs,tırma ve uyumlu filtre uygulamasında temel olarak alınan radar is,areti $s(t)$, gönderilen radar is,aretinin örneklenmis, ve kaydedilmis, radar is,areti $s^0(t)$ ile evris,imi gerçekles,tirilir. Örnek olarak S,ekil 2.13'de dogrusal FM içeren LPI radarın darbe~ sıkıs,tırma ve uyumlu filtre uygulanması sunulmus,tur.

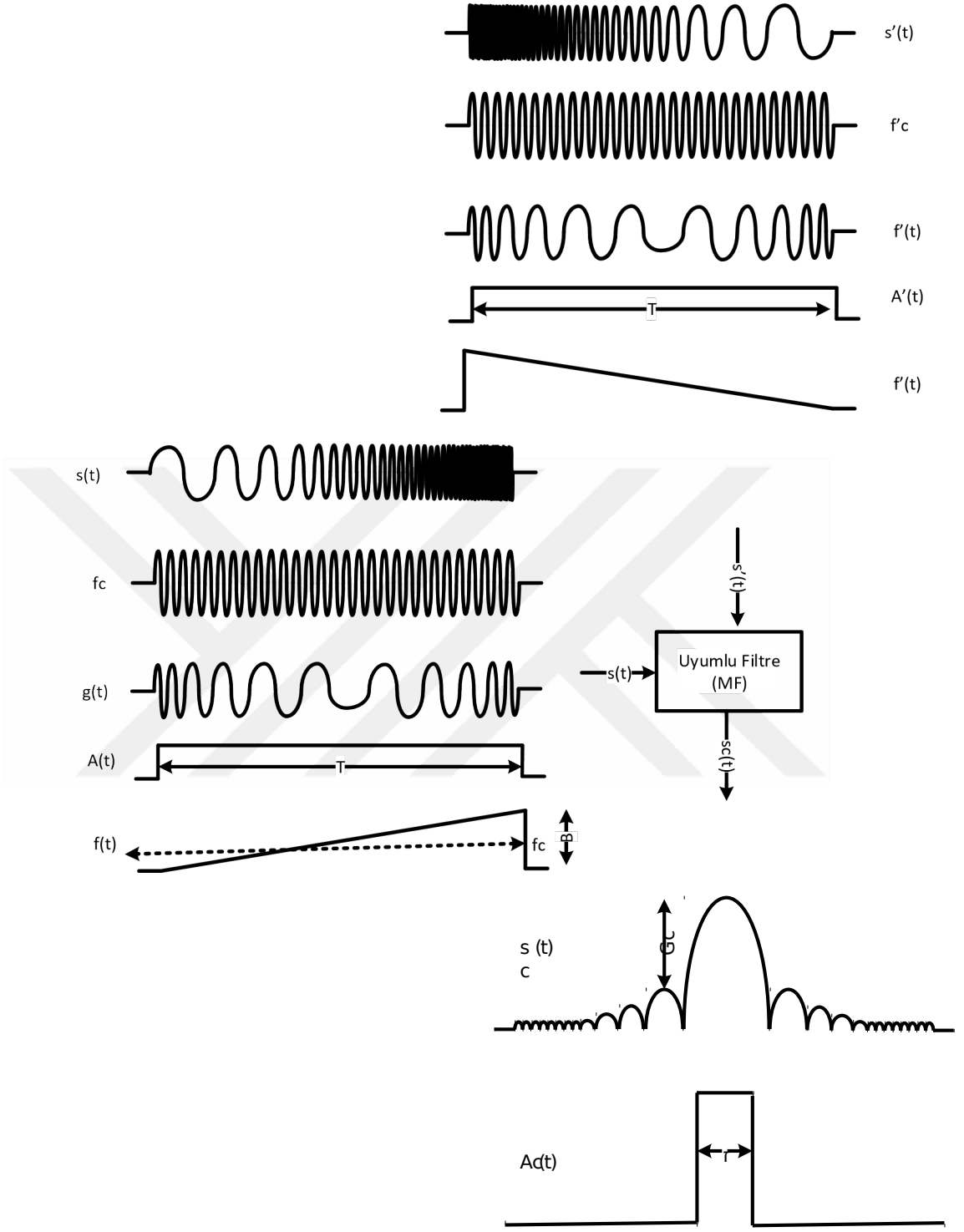
Belirli bir frekansta f_c uzun darbe genis,ligine~ $A(t)$ sahip tas,ıyıcı is,arete uygulanan modülasyon $g(t)$ ile LPI radar $G_c = BT$ kadar kazanç ve darbe sıkıs,tırma oranı elde etmektedir. Uyumlu filtre çıkıs,ında edilen $s_c(t)$ is,areti düs,ük darbe genis,ligi~ τ ve yüksek anlık tepe gücüne sahip $G_c \times A(t)$ radarlarla es,deger~ s,ekilde hedef tespiti yapabilmektedir. Burada radarın sinyal is,leme kabiliyetine baglı olarak anlık bant~ genis,ligi ve frekans de~ gis,im oranı farklılas,abilmektedir. LPI radarlarda kullanılan farklı~ FM modülasyonları ve uyumlu filtre çıktıları Bölüm 3'de sunulmus,tur.

Benzer s,ekilde faz kodlu is,arete sahip LPI radarlarda da tas,ıyıcı is,aretin fazı belirli bir örüntü ile degis,tirilerek ve uyumlu filtre yapısı ile darbe sıkıs,tırma kazancı elde~ edilebilmektedir. Örnek olarak S,ekil 2.14'de 13'lü Barker PM kodlama içeren LPI radarın darbe sıkıs,tırma ve uyumlu filtre uygulanması sunulmus,tur.

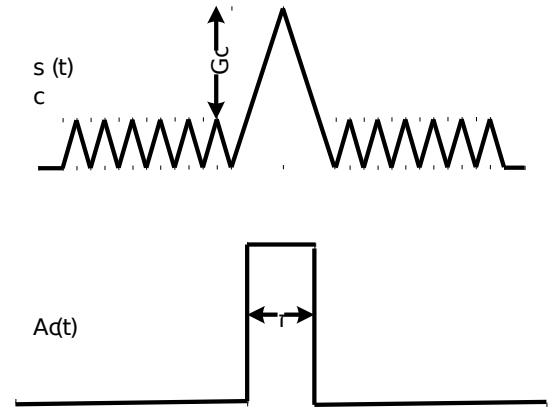
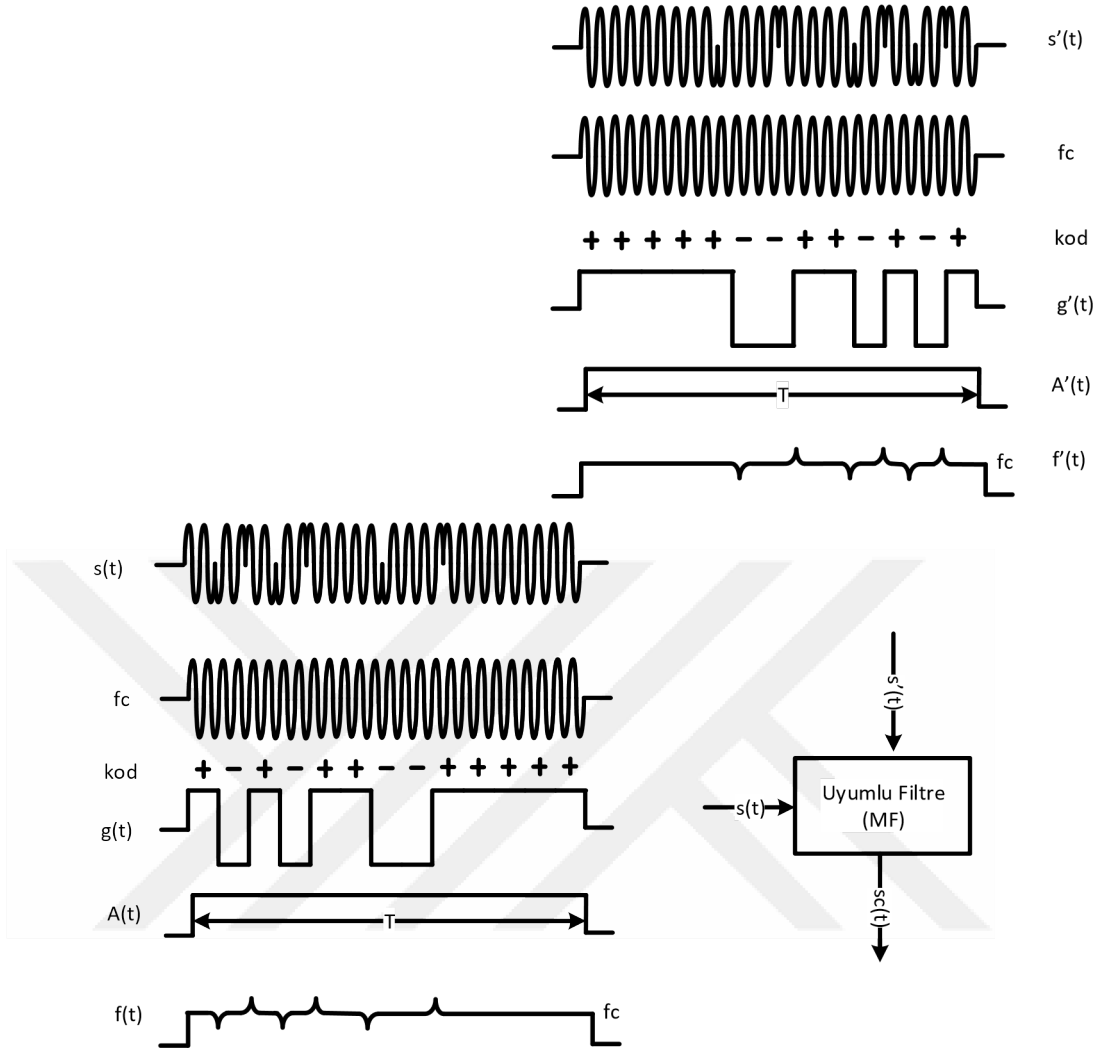
Burada kod dizisi [+ , - , + , - , + , + , - , - , + , + , + , +] olan 13'lü Barker kodlu PM

modülasyonlu is,aret uyumlu filtre çıktısında es,it yanlob seviyelerine sıkıs,tırılmıs, is,aret olus,turmaktadır. Burada kazanç degeri~ T/τ oranıyla hesaplanarak 13 bulunmaktadır. Kazanc degerinin logaritması alınarak 22.3 dB kazanç de~ geri alınmaktadır.~ Burada dikkat edilmesi gereken noktanın faz degis,im anlarında anlık frekans de~ gerinde atlama~ denilen ani degis,imler görölmektedir.~ Kod içerisinde

faz değisimi kadar atlama bulunmaktadır. Belirli bir faz değerinin sabit tutulduğu en k¼¼k s¼¼re ip s¼¼resi τ olarak



S¼¼ekil 2.13 LFM mod¼¼lasyonlu LPI radar sinyalinin darbe sıkıs_tırma ve uyumlu filtre uygulaması



S_{ekil 2.14} 13'lü Barker PM modülasyonlu LPI radar sinyalinin darbe sıkıştırmaya ve uyumlu filtre uygulaması tanımlanır ve her bir radarda bu süre değişmektedir. İkili kodlama faz 180deg değiştirilmektedir. 90deg faz de^ğerini bulunan çeyrek kodlar ve LFM modülasyonunu^ñ benzer s_{ekilde} frekans tepkisi

oluşturulan çok fazlı kodlar bulunmaktadır. Çok-fazlı kod yapısında farklı faz adımlarını sabit sürelerde bir uygulayarak parabolik faz tepkisi oluşturulmaktadır. Çok-zamanlı kodlamada ise sabit faz adımları farklı süre adımlarıyla uygulanarak parabolik faz tepkisi oluşturulmaktadır. LPI radarlarda kullanılan farklı PM modülasyonları ve uyumlu filtre çıktıları Bölüm 3’de sunulmuştur.

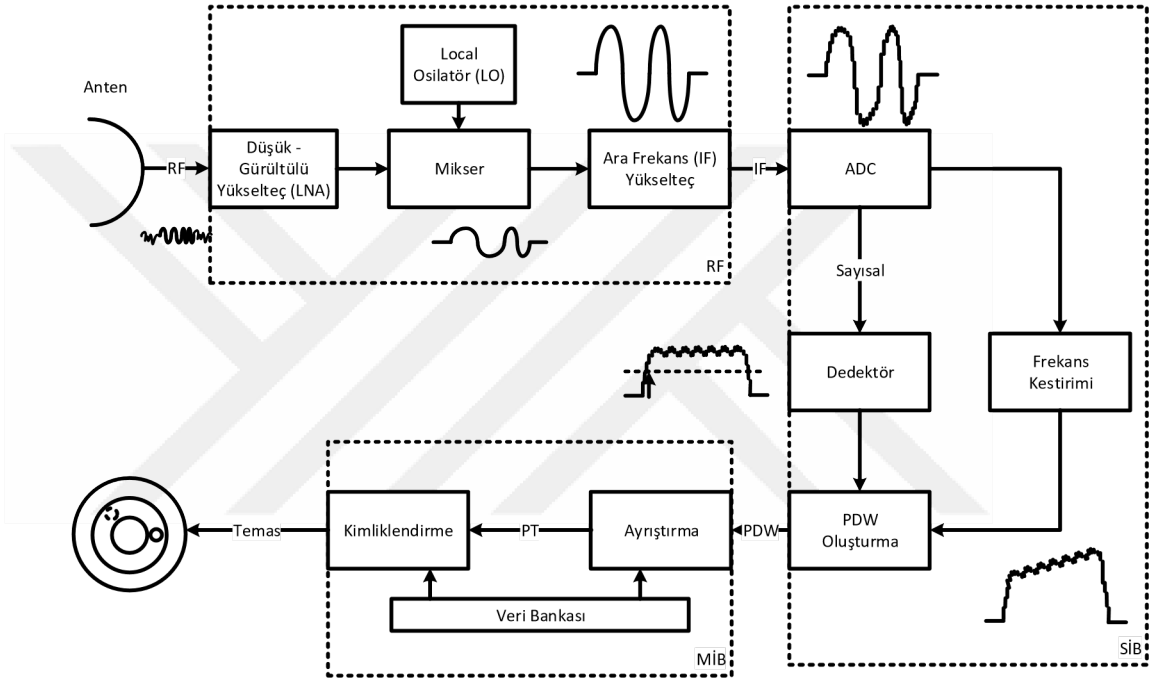
Şekil 1.3’de temel olarak verilen LPI radar sinyalinin tepe gücünün düşürülmesi ve menzil çözünürlüğünün bozulmaması Şekil 2.13’de sıkıştırma ve uyumlu filtre yapısıyla mümkün olmaktadır. modülasyonlar uygulayarak isleme kazancına benzer şekilde EHE’de elde edilen sistemlerin farklı sinyal yapıları kullanılarak hassasiyetleri artırılmaktadır. mümkün değildir.

2. LPI Radar Tespiti için Elektronik Harp Sistemlerine
5. Bakış ve Şekil 2.14’de sunulan darbe LPI radarlarda farklı

düşürmeleri

LPI radarların hassas ve doğru şekilde tespiti için geleneksel EH sisteminin hassasiyet seviyesinin artırılması gerekmektedir ve bu amaç için özel sinyal işleme teknikleri uygulanmalıdır. Geleneksel elektronik harp sistemlerinde kullanılan almaç yapıları sistemin kullanım amaçlarına uygun olarak farklılıklar göstermektedir ve bu nedenle farklı hassasiyet seviyelerine sahiptirler. Radar ikaz alıcılarında (RWR) temel olarak gerçek zamanlı olarak tehdit radarın tespiti amaçlanmaktadır ve basit yapıdadır. Ölçüm hassasiyetleri düşük olduğundan LPI radarların tespiti nispeten zordur. Elektronik

destek (ES) almaçlarında ise çoklu almaç yapıları kullanılarak gerçek zamanlı olarak detaylı parametre çıkarımı ve yer/yön kestirimi yapılabilmektedir. LPI radarların tespiti için gerçek zamanlı algoritmalar geliştirilip sistem üzerinde koşturularak hassasiyet seviyesinin düşürülmesi mümkündür. Elektronik istihbarat (ELINT) sistemlerinde ise sinyal ölçümünün en hassas olması amaçlanmaktadır. Kayıtlı sinyaller çevrimdışı olarak da analiz edilebilmektedir. ELINT almaçlarının hassasiyet seviyeleri düşüktür ancak almaçların anlık bant genişlikleri dar olduğundan bant genişliği yüksek olan LPI radarların tespiti zorlaşmaktadır. Bütün modülasyonun bir kısmı ölçülebildiğinde çevrimdışı olarak operatörün alınan ölçümleri birleştirerek modülasyonu çıkarması mümkündür. Modern EH ortamında LPI radarların tespiti için EH sistemlerinin yüksek bant genişliklerini koruyarak hassasiyet seviyelerinin azaltılması için LPI radarda bulunan sıkıştırma kazancına benzer şekilde sinyal işleme kazancı sağlayacak algoritmaların uygulanması gerekmektedir. Şekil 2.15’de geleneksel EH sisteminin fonksiyonel blok şeması sunulmuştur.



Şekil 2.15 EH sistemi fonksiyonel blok şeması

Antenden alınan is,aret güçlendirilerek gürültü etkisi azaltılır. Sinyal is,leme altyapısına uygun olarak RF is,aret IF'a dönüş,türülür. Sinyal is,leme biriminde (S`IB) ADC ile örneklenen sayısal is,aret tespit ve ölçüm için FPGA modüllerinde is,lenir. Burada alınan tehdit radar is,areti gürültü tabanının üstünde belirli bir es,ik seviyesinin üzerinde olduğu` durumda elektronik harp sistemi radar is,areti tespiti gerçekles,tirmis, olur. Alınan is,aretin en yüksek güç seviyesinin 3 dB seviyesinden itibaren darbe bas,langıç zamanı (TOA) kabul edilir. `Is,aretin sonlanmasına kadar olan süre PW olarak ölçülür. Darbeler arasında geçen süre ölçülerek PRI degerleri ve PRI tipleri belirlenir. Darbe boyunca darbe genlik` seviyesi (PA) ve frekans degerleri ölçülür.` Darbe içi veya darbeler arası genlik ve faz/frekans modülasyonları tespiti gerçekles,tirilir. Tehdit radar parametreleri çıkarılarak darbe tanımlama kelimeleri (PDW) olus,turulur. Merkezi is,lemci biriminde (M`IB) çıkarılan darbe katarları (PT) ayrıs,tırma algoritmalarında geçirilerek gruplanır. Elde edilen parametreler tehdit kütüphaneleri ile kars,ılas,tırılarak tehdit kimliklendirme is,lemi gerçekles,tirilir. Kimliklendirme is,lemi sırasında olus,acak belirsizliklerin giderilmesi için

tarama radarlarında bulunan anten tarama süresi/tipi ve darbe içi modülasyon parametreleri kullanılmaktadır. Darbe içi modülasyon parametrelerinin ölçümü karmaş,ık elektronik harp ortamlarda tehdit radarların ayrıs,tırılmasında kritik rol oynamaktadır.

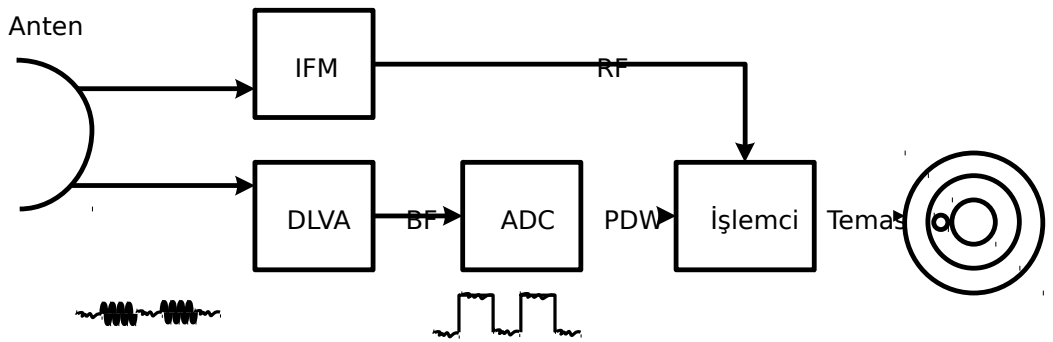
LPI radarlarda bulunan düs,ük güç ve yüksek bant genis,ligi özelli` gi bu döngünün` kırılmasına ve geleneksel elektronik harp cihazlarının yetersiz kalmasına sebep olmaktadır. Öncelikle EH sistem tasarımında hassasiyeti yüksek almaç yapıları kullanılmalıdır. Anten tasarımlarında ise yönlendirilmis, anten yapıları ile kazanç arttırılarak alınan is,aretin seviyesi arttırılmalıdır. Bu kapsamda yüksek kazançlı aktif/pasif faz dizi anten yapıları kullanılabilir. Sinyal is,leme birimlerinde ise alınan is,areti tehdit radar sisteminde bulunan uyumlu filtre kazancı yapısına

benzer işlem kazancı sağlayan özel sayısal işleme adımlarından geçirmesi gerekmektedir. Benzer şekilde uzun darbe süresi boyunca uygulanan yüksek bant genişliği problemi için EH sisteminin anlık bant genişliğinin tehdit radar bant genişliğinden daha yüksek olmalıdır. Yüksek anlık bant genişliği ise beraberinde yüksek gürültü tabanı sonucunu getirmektedir.

Geniş bantlı almalarda ortaya çıkan sorun bu sebepten kaynaklanmaktadır. Yüksek bant genişliğinde alıcıdaki gürültü seviyesi yükselmektedir. Örnek bir analog geniş bant almal (WAR) blok şeması Şekil 2.16'de sunulmuştur. Geleneksel geniş bant almal yapılarında hassasiyet anlık bant genişliğiyle ters orantılıdır. Geniş bant genişliği hassasiyetin düşmesine neden olmaktadır. Ayrıca, sürekli dalga (CW) altında performansı azalmaktadır.

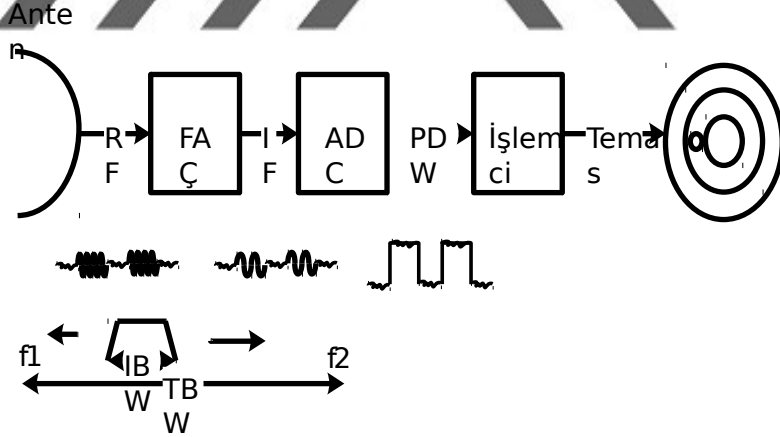
Bütün operasyonel frekans bandını dar bantlı almal tarama yöntemiyle incelemek daha hassas sonuçlar sağlamaktadır. Örnek bir taramalı almal (SHR) blok şeması Şekil

2.17'de sunulmuştur. Bu almal yapısında anlık bant genişlikleri dardır. Bütün frekans



Şekil 2.16 Geniş bant analog almal

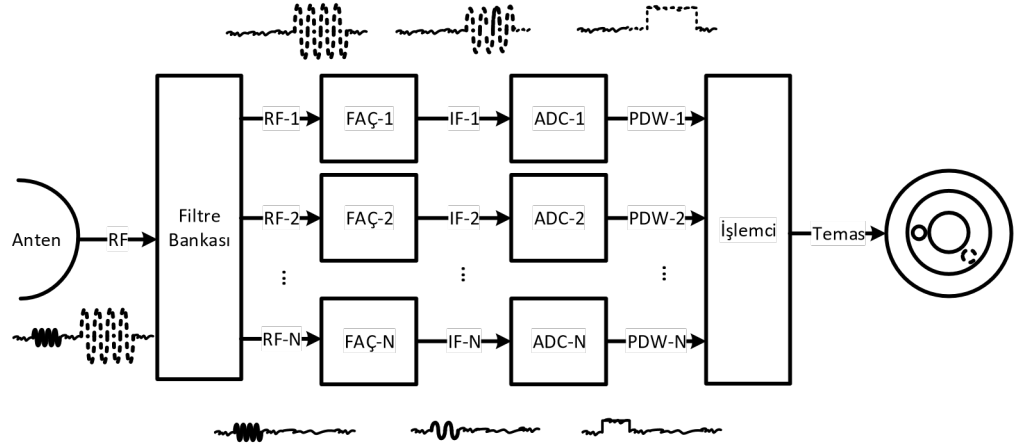
bandında ilgili sinyalin bulunmakta. Sayısal işleme için gerekli olan kartlarındaki gelişmelerden sonra bant genişlikleri artırılmış ve yüksek hassasiyet seviyesinde sinyal işleme kabiliyeti. Burada EH sisteminin sinyal işleme kazanımlarıdır. Anlık bant genişliğini radar sinyalinin bant genişliğinde yükseltmek için gerekli olan ek gerekliliklerdir.



olması

Şekil 2.17 Taramalı almaç

Bütün radar frekans bant aralığının anlık olarak kapsanması için dar bantlardan oluşan kanallı sayısal almaçlar uygundur. Örnek bir kanallı sayısal almaç blok (CHR) şeması Şekil 2.18'de sunulmuştur. Bu yapıdaki avantaj ise çok geniş bantlı işaretleme bütünü olarak işlenebilmesine olanak sağlamaktadır. Ayrıca kısa süreli ortaya çıkan sinyallerin tespitini kayıp olmaksızın sağlamaktadır. Çok bileşenli kanallı almaçın ise karmaşık yapısı ve maliyet fazlalığı dezavantajları bulunmaktadır.

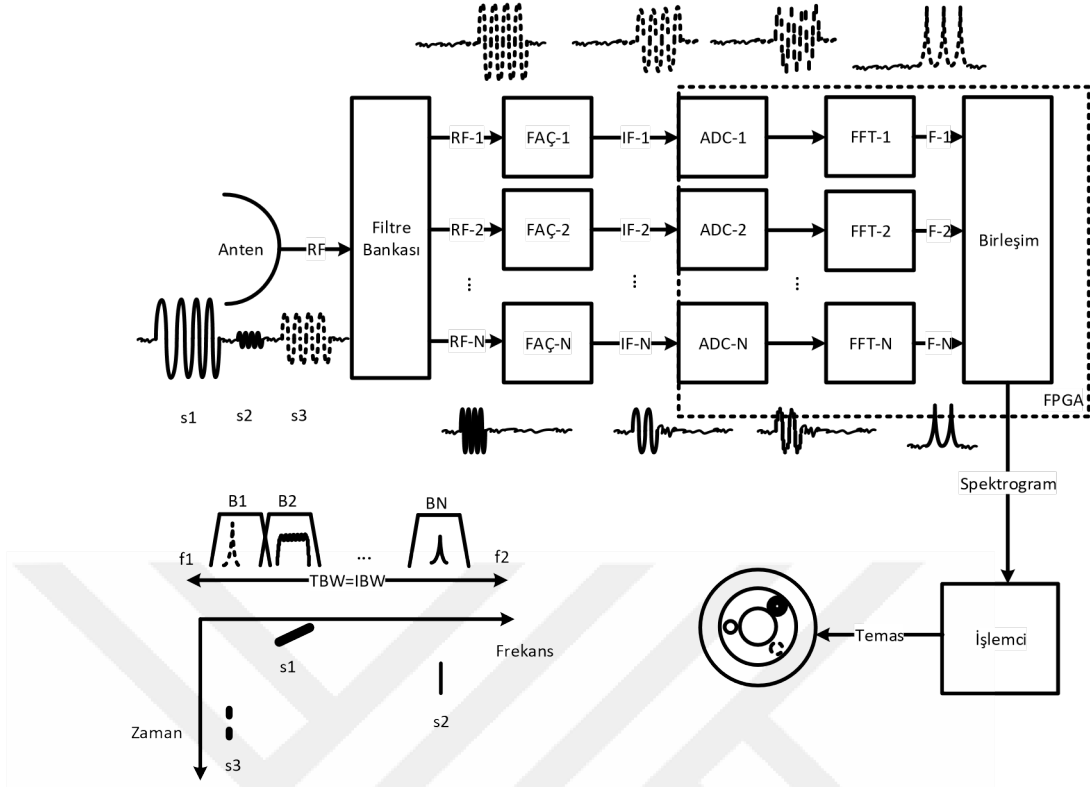


Şekil 2.18 Kanallı almaç

Taramalı veya kanallı almaçın son kısmında sayısal sinyal işleme kartları üzerinde yeni sinyal işleme algoritmaları geliştirilerek düşük SNR seviyelerinde LPI radar sinyali tespiti ve sınıflandırılması mümkündür. Bu tez çalışması kapsamında önerilen ve detayları Bölüm 4’de sunulan panoramik geniş bant sayısal almaç (PWDR) blok şeması Şekil 2.19’da sunulmuştur. Burada öncelikle alınan işarete zaman-frekans dönüşümü uygulanarak enerjinin belirli bir alanda toplanması sağlanmalıdır. Radar tarafından uygulanan faz/frekans modülasyonları zaman-frekans imgesinde gözlenebilmekte ve parametreleri çıkarılabilmektedir. Zaman-frekans imgesine uygulanan Hough dönüşümü ile modülasyonun şekli tek bir noktaya dönüşerek tespiti kolaylaşmaktadır.

FPGA teknolojilerindeki gelişmeleri müteakiben gelecek dönemde kullanılacak olan ve bu tez çalışmasında geliştirilen algoritmaların uygulanabileceği yazılım tabanlı panoramik sayısal almaç (SD-PWDR) blok şeması Şekil 2.20’de sunulmuştur. SD-PWDR RF frekans çeviricilerin ve IF bandında oluşturulması gereken yükselteç ve

filtrelerin ortadan kalktığı ve tamamen sayısal olarak tasarlanan maliyet etkin bir almaç yapısı olacaktır. Burada ADC'lerin *bit* sayısı yüksek (12-14 *bit*) ancak analog bant genişliklerinin yüksek olduğu (18 GHz) varsayılmıştır. Bu durumda ADC *bit* sayısı

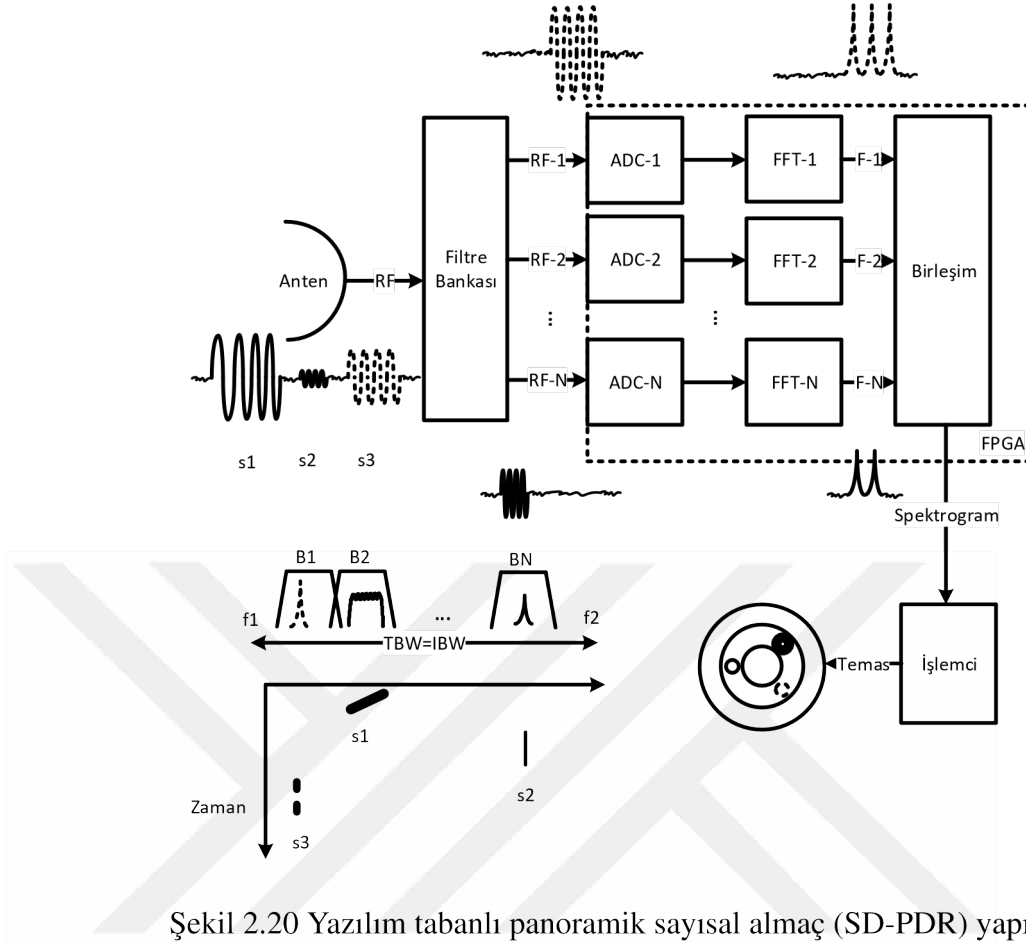


Şekil 2.19 Panoramik sayısal almaç

yüksek olması hassasiyet seviyesinin düşürülmesine ve LPI tespitine olanak sağlamaktadır. Benzer şekilde yüksek örnekleme hızına sahip (örnek olarak 56 GSPS) ADC içeren FPGA kartları için ADC'lerin *bit* sayısı düşük olmasına rağmen (8 *bit*) analog bant genişlikleri yüksek olduğu için bütün radar frekans bandını (18 GHz) örnekleyebilmektedir. Tek ADC panoramik almaç yapısı Şekil 2.21'de sunulmuştur. Bu almaç yapısında filtre bankaları ve diğer işlemler tamamen sayısal olarak gerçekleştirilmektedir. Sayısal tasarım analog tasarıma göre maliyet ve uygulama kolaylığı açısından daha etkindir.

2.6 LPI Radar Tespiti için Sinyal İşleme Algoritmaları

EH sistemlerinin radar sistemlerine göre genel olarak dezavantajı işlenen bant genişliğinin daha büyük olmasıdır. LPI radarlardaki gibi radarın kullandığı anlık bant genişliğinin artması EH sisteminin anlık işleme gereken bant genişliğinin artmasına

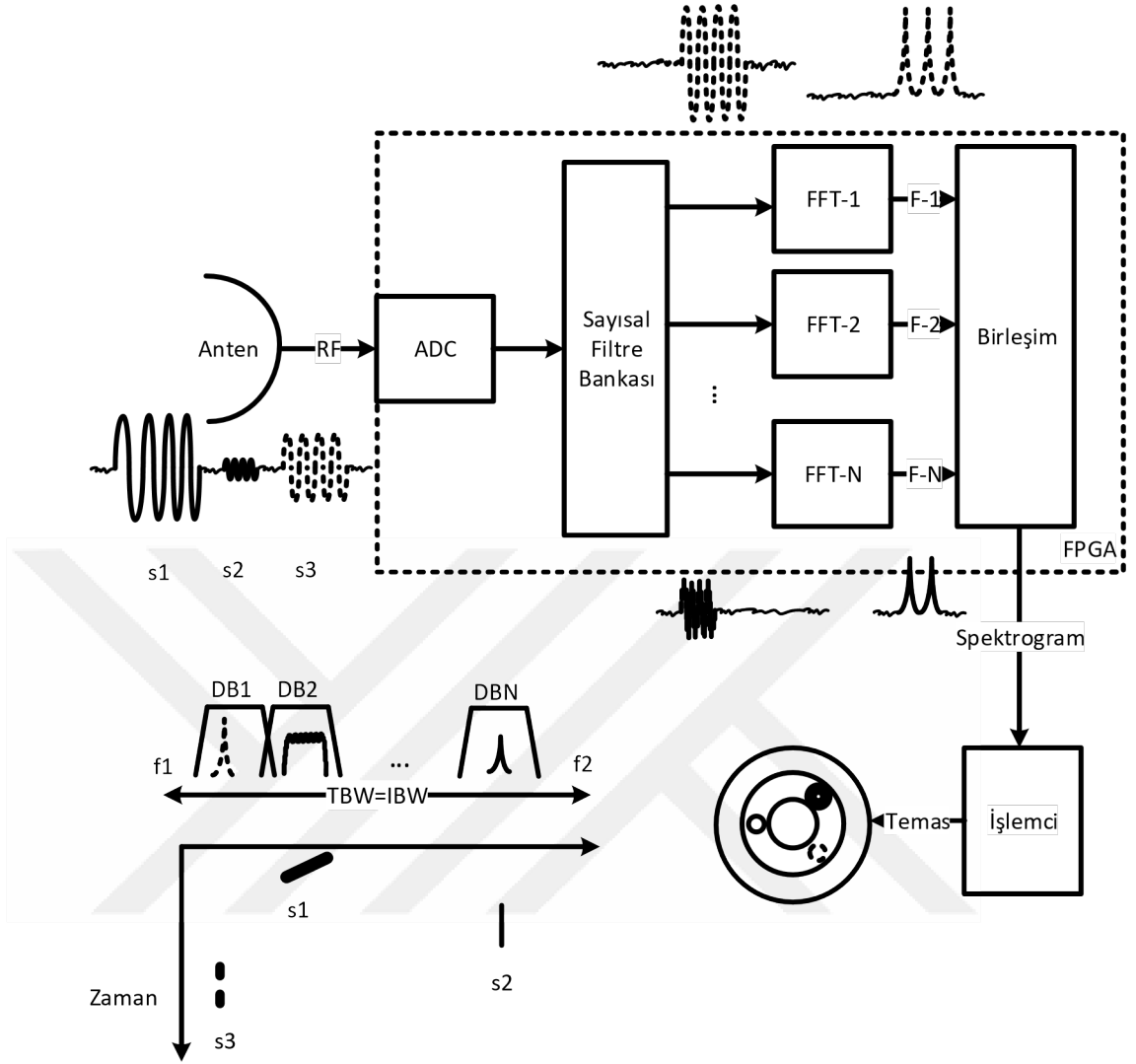


Şekil 2.20 Yazılım tabanlı panoramik sayısal almaç (SD-PDR) yapısı

neden olmaktadır. Bu durum LPI radarların EH sistemleri tarafından tespit edilebilme ihtimalini azaltmaktadır. Çok geniş bir frekans bandında değişik kiplerde birçok sinyalin var olduğu bir ortamda dost ve düşman sinyalleri ayırtmak, düşman sinyallerinin parametrelerini kestirmek ve kendi içinde sınıflandırmak EH alıcılarını ağır bir işlem yükü altına sokar. Bu ağır yükün altından kalkabilmek için modern EH alıcı mimarisi sezim sonrası hızlı sinyal işleme yapabilen sayısal sistemler üzerine kurulmalıdır. Geniş bantlı LPI radar sinyallerini kaydedip sayısal sinyal işleme yöntemleri uygulamak için yüksek örnekleme frekansında çalışan

analog-sayısal-çeviriciler kullanmak ve çok miktarda sinyal örneğinin hızla yazılıp okunduğu gelişmiş, sayısal veri depolama sistemleri kullanmak gereklidir.

LPI radarlarda kullanılan modülasyon içeren işaretler gürültü gibi spektrumda dağınık şekilde değil, belirli bir örüntü içerisinde yayılım göstermektedir. Bu örüntüyü



Şekil 2.21 Tek ADC panoramik sayısal almaç (SADC-PWDR) yapısı

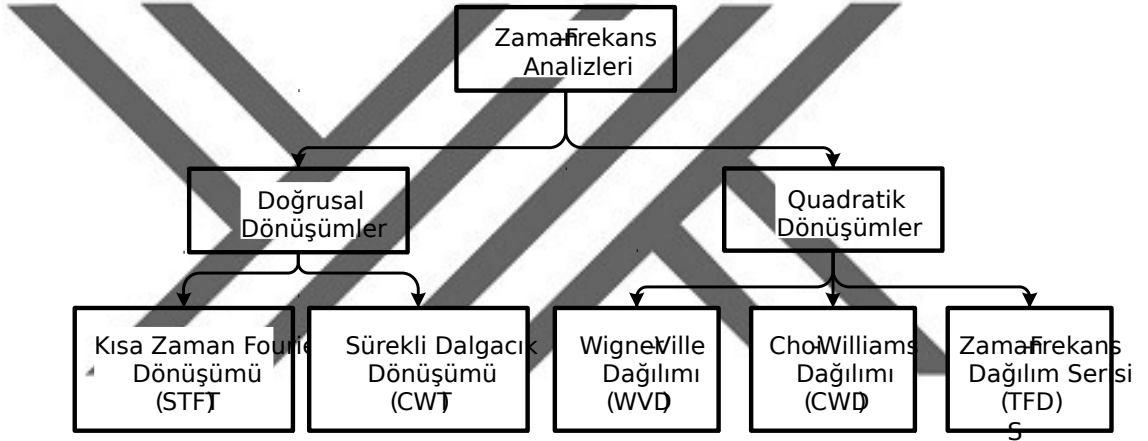
çıkartabilecek algılama algoritmaları bulunan EH sistemleri bu modülasyonları tespit edebilmektedir. Bu analiz algoritmalarında

ulus,an iki boyutlu imgelerde ise örüntü tespiti için Hough dönüs,ümü (HT) ve Radon dönüs,ümü kullanılabilmekdir.

Bu tez çalış,ması kapsamında detayları Bölüm 4'de sunulduğu üzere zaman-frekans dönüs,ümleri olarak STFT, CWD, VWD dönüs,ümleri uygulanmış,tır. Örüntü çıkarımı için ise HT kullanılarak modülasyon tespiti gerçekles,tirilmis,tir.

2.6.1 Zaman-frekans analizleri (TFA)

Zaman-frekans analizleri (TFA) radar ortamında sinyallerin analizi sırasında duragan olmayan özelliklerin ortaya çıkmasını sağlamaktadır. TFA, belirli süre parçalarında görülen spektrum parçaları gözlenebilmektedir. TFA analizinde zaman veya frekansların çözünürlükleri değis,tirilerek daha hassas analizler yapmak mümkündür. Birden fazla sinyalin üstüste bindiği ortamlarda analiz metoduna göre artık çapraz-spektrum oluş,abilmektedir. Zaman frekans analizlerini genel olarak Ş,ekil 2.22'de verildiği üzere doğrusal ve quadratik dönüs,ümler ikiye ayırabiliriz.



Ş,ekil 2.22 Zaman-frekans analizleri

Doğrusal dönüs,ümler kesikli zaman fourier dönüs,ümü (STFT) ve sürekli dalgacık dönüs,ümünü (CWT) içermektedir. Bu dönüs,ümler

analiz edilecek sinyal belli bir temel fonksiyon ile karşılaştırılarak gerçekleştirilir. Öncelikli olarak bir sinyalin, $s(t)$, Fourier dönüşümü Esitlik (2.34)'deki gibi tanımlanabilir. Bu denklemde $w = 2\pi f$ açısal frekans şeklinde tanımlanmıştır. $S(w)$ zaman sinyalinin, $s(t)$, kompleks eksponansiyel fonksiyon üzerine yapılmış iz dönüşümü olarak tanımlanabilir. Bu iş dönüşümlerini kullanarak ters Fourier dönüşümü gerçekleştirilerek Esitlik (2.35) kullanılarak orijinal sinyal elde edilebilir.

$$S(w) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.34)$$

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(w) e^{j\omega t} dw \quad (2.35)$$

Fourier dönüşümü aldığımızda sinyal belli bir süre boyunca durmuş olduğu kabul edilir. Eğer sinyal özelliği belli bir zaman aralığında değişiyorsa frekans spektrumu sinyali ifade etmekte yetersiz kalır. Bunun için zamanla değişen sinyallerin doğru bir şekilde ifade edilebilmesi için STFT ve CWT gibi dönüşümler kullanılmaktadır.

STFT dönüşümü alınan radar işaretinin zaman pencerelerine ayrılıp bunların herbirine

FFT uygulanabilir. Sonuç olarak zaman- frekans dönüşümü Esitlik (2.36) ile tanımlanmıştır. Bu dönüşümün gözlemlemek için kullanılan pencere fonksiyonunu uzun süreli işareti için kullanılabilecek pencere fonksiyonlarından Hamming, Hanning ve Gauss örnek olarak verilebilir.

$$S_{STFT}(t, w) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) w(\tau - t) e^{-j\omega \tau} d\tau$$

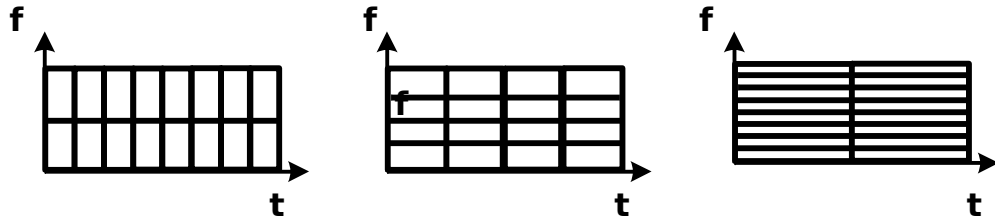
imgesi

(2.36)

STFT'de elde edilen zaman-frekans imgesinin özelliğini belirleyen kullanılan pencerenin boyutu ve tipidir. Pencere boyunun kısa tutulması zaman içerisindeki değişimlerin kolaylıkla yakalanmasını sağlarken frekans çözünürlüğü kötüleştirir. Pencere boyu büyüyüldüğünde ise sinyal içerisinde kullanılan frekans bileşenleri hassas şekilde belirlenirken zaman içindeki değişimi kaybolmaktadır. Zaman-frekans çözünürlük değişimleri Şekil 2.23'de sunulmuştur. Şekil 2.23'de sunulduğu üzere STFT'de frekans çözünürlüğü artarken zaman çözünürlüğü azalmaktadır. Bu durum Esitsizlik (2.37)'de tanımlanmıştır. Esitsizlik (2.37)'de Δ_t ve Δ_w sırasıyla zaman ve frekans çözünürlüğünü ifade etmektedir. Şekil 2.24'de örnek bir LFM sinyalinin STFT dönüşümü sunulmuştur. Tekil ve ikili olmak üzere LFM sinyallerinin STFT ile analizi Şekil 2.24 ile mümkündür.

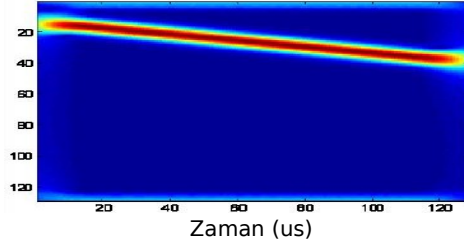
Şekil 2.24'de tek bir LFM sinyali için frekansın zaman içinde azaldığı görülmektedir. İki LFM sinyalinin aynı anda alındığı ortam için STFT analizinde zaman-frekans

çözünürlüğünün iyi ayarlandığı durumda iki sinyal birbirinde ayırt edilebilmektedir.

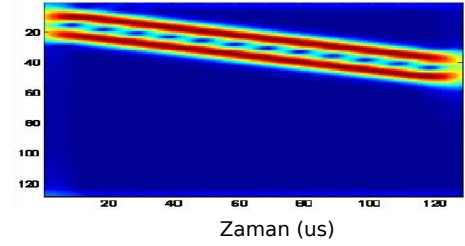


Şekil 2.23 STFT'de zaman-frekans çözünürlük değişimi

$$\Delta t \cdot \Delta w \geq 1/2 \quad (2.37)$$



(a) Tekil LFM



(b) İkili LFM

Şekil 2.24 Tekil (a) ve İkili (b) LFM sinyalinin STFT dönüşümü

CWT çözünürlük ödünleşimini ortadan kaldırarak çoklu seviyeli dönüşüm yapmaktadır. Uygulama olarak STFT'deki gibi belli bir pencere boyunca bir fonksiyon olan dalgacıkla çarpılır. İki dönüşüm arasındaki en temel fark her frekans spektrumu için pencere genişliği değişmektedir. Dönüşümün matematiksel ifadesi Esitlik (2.38)'de sunulmuştur.

$$S_{CWT}(t,w) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \Psi\left(\frac{t-\tau}{w}\right) d\tau \quad (2.38)$$

Esitlik (2.38)'de $\Psi(t)$ ana dalgacığı temsil etmektedir. Ana dalgacık daraltıp genişletilerek zamanda kaydırılarak sinyalle ilintisi hesaplanır. Sıkıştırılmış dalgacık kısa zamanda sonlanan yüksek frekansları, geniş dalgacık tüm sinyal boyunca devam eden alçak frekansları temsil eder. Burada yüksek frekanslar genelde gürültüyü temsil eder bu yüzden gürültü ayıklamasında dalgacık dönüşümü çokça kullanılır. Burada dikkat edilmesi gereken imge kenarları da yüksek frekans özellik göstermektedir bu yüzden esikleme yapılırken dikkat edilmesi gerekmektedir.

Dalgacık dönüşümlerinde ana dalgacık des,igik formlara sahip olabilir. Sinyalin özelligine göre bu ana dalgacık s,eçimi de gis,ebilir. Bunlardan bazıları en basit ve kös,eli özellik gösteren Haar, kesikli dalgacık analizine olanak saglayan Daubechies, ve Coiflets, Symlets, Mexican Hat gibi diger ana dalgacıklardır. Örnek olarak frekansı dört adımda azalan bir sinyalin S,ekil 2.25'de verildiği üzere dalgacık dönüşümü yapılmıştır. S,ekil 2.25'de zamanda frekans azalan 4 farklı sinyalin dalgacık dönüşümünde farklı frekanslara denk gelen dalgacık katsayıları ölçülmüştür. Burada frekans degeri arttıkça zaman çözünürlüğü artmaktadır. Düşük frekanslar için zaman çözünürlüğü kötüdür. CWT'ın en basit hali dörtlü ayna filtreleme (QMF) olarak tanımlanmıştır. QMF yapısı S,ekil 2.26'de sunulmuştur. S,ekil 2.26'de G ve H ile temel olarak sırasıyla alçak geçiren ve yüksek geçiren filtreler uygulanmaktadır. Her adımda örnekler seyreltilerek farklı örnekleme adımlarında aynı sinyal çoklu zaman-frekans imgeleri oluşturulmaktadır. Bu imgeler yüksek zaman çözünürlüğü ve düşük frekans çözünürlüğü günden başlayarak her bir adımda frekans çözünürlüğü artarken zaman çözünürlüğü kötüleşmektedir. Tespit edilen modülasyon farklı adımlarda analiz edilerek en hassas degerlendirme yapılmıştır.

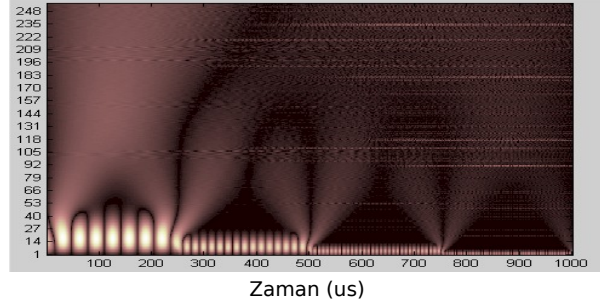
Quadratik dönüşümlerde ise sinyalin enerji dagılımı zaman frekans ekseninde zamana bağlı güç spektrumu ile gösterilir. Zaman bağımlı öz ilinti fonksiyonunun, $R(t, \tau)$, Fourier dönüşümü $P(t, w)$ Es,itiklik (2.39)'de verilmiştir.

$$P(t, w) = \int_{-\infty}^{\infty} R(t, \tau) e^{-jw\tau} d\tau \quad (2.39)$$

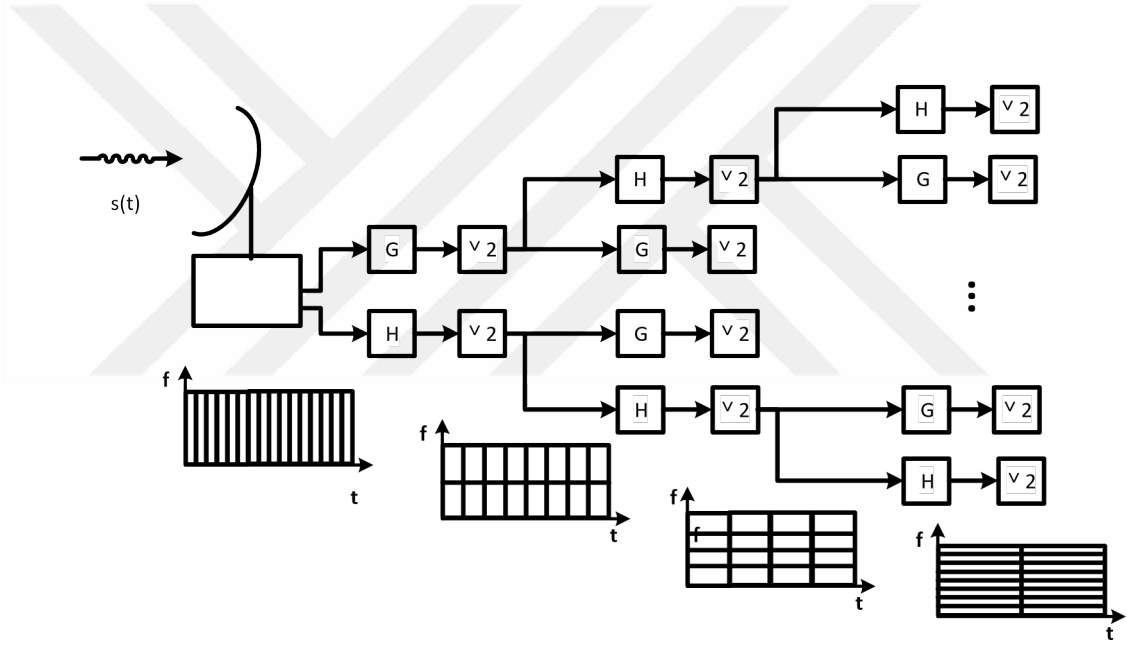
En çok kullanılan zaman bağımlı güç spektrumu sinyalin fourier dönüşümünün karesini alarak elde edilen STFT spektrogramıdır.

Spektrogram tekniğinin en temel sorunu pencerelemeye bağlı olarak zaman-frekans çözünürlüğü kısıtlıdır. Sinyallerin güç

Frekans (Hz)



Şekil 2.25 Dalgacık dönüşümü zaman-frekans analizleri



Şekil 2.26 QMF analizleri

spektrumundan türetilen dağılımların quadratik zaman frekans dağılımları olarak gruplandırılmaktadır. Quadratik dönüşümlerden en çok kullanılanları Wigner-Ville dağılımları (WVD) ve Choi-Williams dağılımlarıdır (CWD).

WVD, sonlu uzunluktaki sinyallerin zaman-frekans eksenindeki enerjisini en iyi betimleyen analizlerden bir tanesidir. Sinyalin bütünüyle ilintilenmesi ve sonrasında

FFT uygulanması ile edilir. STFT'de olduğu gibi pencereleme fonksiyonuna sahip olmadığı için, WVD'de sinyalin zaman-frekans deseninin elde edilmesinde frekans ya da zaman çözünürlükleri arasında herhangi bir ödünleşim söz konusu değildir. WVD'de öz ilinti fonksiyonu Esitlik (2.40)'de tanımlanmıştır. Sürekli bir sinyale ait WVD'nin elde edilmesi için tanımlanan öz ilinti fonksiyonunun fourier dönüşümü Esitlik (2.41) 'de verildiği şekilde yapılır.

$$R(t, \tau) = s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \quad (2.40)$$

$$P_{WVD}(t, w) = \int_{-\infty}^{\infty} R(t, \tau) e^{-jw\tau} d\tau \quad (2.41)$$

WVD, STFT ile karşılaştırıldığında daha iyi zaman ve frekans çözünürlüğü sağlamaktadır. WVD'nin başlıca dezavantajı çapraz-terimdir. Sinyalin iki bileşeni $s = s_1 + s_2$ bu sinyalin WVD'sini (2.4 de olduğu düşünürsek Esitlik (2.43)'de içeri sunulmuştur.

$$P_{WVD}(t, w) = P_{WVD_1}(t, w) + P_{WVD_2}(t, w) + 2R(P_{WVD_{12}}(t, w)) \quad (2.42)$$

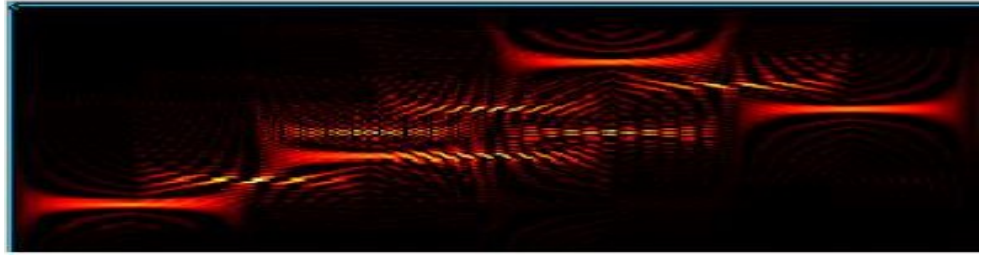
$$P_{WVD_{12}}(t, w) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s_2^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-jw\tau} d\tau \quad (2.43)$$

Eğer sinyal birden fazla bileşen içerirse iki sinyalin tam orta noktasında çapraz-terim girişi görülür. Çok iyi zaman ve frekans çözünürlüğü vermesine rağmen çapraz-terim girişi WVD sinyal analiz işlemlerinde zorluklar çıkarmaktadır. Bu sorunun giderilmesi için diğer dağlımlar ortaya çıkmıştır. Örnek olarak atlayan frekans bileşenleri içeren bir sinyalin WVD'ı Şekil 2.27'de sunulmuştur. Şekil 2.27'de çapraz-terim girişi görülmektedir. Bu girişimler ortamda bulunan işaretlerin orta noktasında bulunmaktadır. Bu

giris,imlerin genligi ana sinyallerin genli ğinden daha ğ yüksek olduğu durumlar da mevcuttur. ğ

Cohen sınıfı quadratik dagılımlar Wigner-Ville dışındaki da ğlımları içine alan genel bir ğ tanımlamadır ve Es,itiklik (2.44)'de hesaplama yöntemi sunulmuştur. Burada amaç WVD'de ortaya çıkan çapraz-terimin minimize edilmesidir. Burada $\Phi(t,m)$ kabuk fonksiyonu olarak adlandırılmaktadır. WVD dagılımında ğ $\Phi(t,m) = 1$ olarak alınır. Diger ğ

Frek
ans



Zaman

Şekil 2.27 WVD analizi

kabuk fonksiyonları kullanılarak çapraz-terim giriş,imini azaltmak hedeflenmiş tir. Sınıfta yer alan dağılımlar bazıları STFT tabanlı spektrum ve Choi-Williams dağılımıdır.

$$C(t, w) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-jw\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t - \mu, \tau) s(\mu + \frac{\tau}{2}) s^*(\mu - \frac{\tau}{2}) d\mu d\tau \quad (2.44)$$

Bu

CWD'de giriş,imi azaltmak esas amaçtır. Bunun için Es,itiklik (2.45)'de verilen kabuk fonksiyonunu tanımlamışlardır. Burada σ kontrol parametresidir. σ fonksiyonun düş,me oranını kontrol eder ve azaldıkça giriş,im miktarı azalmaktadır. σ sonsuza yaklaştıkça CWD,

WVD'a yaklaşılmaktadır. Bu parametrenin seçiminde bir ödünleşim mevcuttur. Dönüşümü formüle edilirse Esitlik (2.46) elde edilir. Kabuk fonksiyonu alçak geçiren filtre gibi davranır. Çapraz-terimler korunmaktadır fakat girişimleri bastırılmıştır. Örnek olarak Şekil 2.27'de WVD dağılımı verilen atlamalı frekansa sahip sinyalin CWD dağılımı Şekil 2.28'de verilmiştir. Çapraz terimler azaltılmıştır ancak frekans çözünürlüğü kötüleşmiştir.

$$\Phi(\vartheta, \tau) = e^{-\frac{(\pi\vartheta\tau)^2}{2\sigma^2}} \int \int \frac{\sigma}{|\tau|} e^{-\frac{2\sigma^2(s-t)^2}{\tau^2}} \chi(u + \frac{\tau}{2}) \chi^*(u - \frac{\tau}{2}) d\tau \quad (2.45)$$

$$\tau -jw\tau dud\tau \quad (2.46)$$

PCWDE



Düzleştirilmiş Wigner-Wille dağılımında (PWVD), Esitlik (2.47)'de verilen özilinti fonksiyonunu hesaplamak zor olduğu için o terim yerine pencerelemiş versiyonunu kullanılarak oluşturulan yeni bir

dağılım elde edilir. Burada kullanılan $h(t)$ pencere fonksiyonudur. Burada kullanılan pencere fonksiyonu WVD frekans spektrumunun düzleştirilmesini sağlamaktadır.

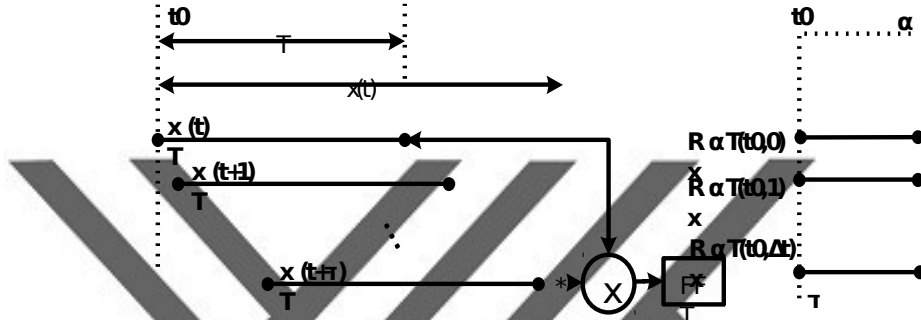
$$P_{PWVD}(t, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s(t + \frac{\tau}{2}) s^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi\nu\tau} d\tau \quad (2.47)$$

2.6.2 Çevrimsel duragan analizler (CSP)

Gürültü içine gizlenmiş, düşük güçlü YOD radar sinyalleri periyodik özellikleri sayesinde CSP yöntemi ile gürültüden büyük oranda ayrıştırılabileceği gibi kipleme özellikleri de ortaya çıkarılabilir. Aynı taşıyıcı frekansta ve aynı kodlama ailesine ait sinyaller CSP gösteriminde farklı desenler üretirler bu nedenle birbirlerinden ayırdedilebilirler.

Sinyallerin CSP gösterimi, çevrim frekansı ve frekans eksenlerinden oluşan 3 boyutlu bir grafikdir. Bu grafik, spektral özilinti yoğunluğu (SCD) olarak anılır. Bir sinyalim özilinti fonksiyonu Esitlik (2.48)'de sunulmuştur. SCD'nin oluşturulması Şekil 2.29'de sunulmuştur.

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t + \tau) s^*(t - \tau) dt \quad (2.48)$$



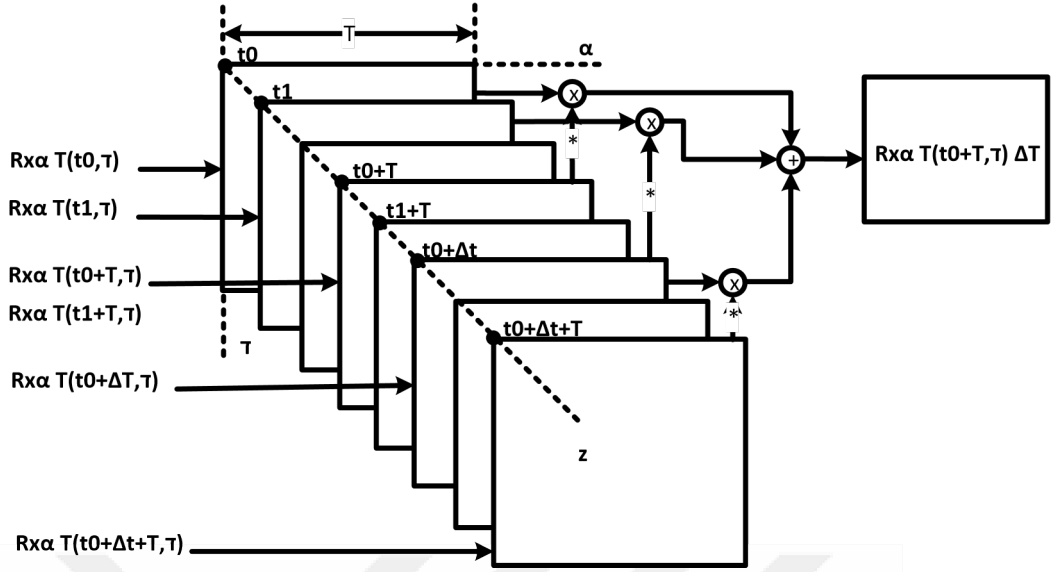
Şekil 2.29 Spektral özilinti (SCD) fonksiyonu ve gerçeğe dönüşümü

Çevrimsel özilinti fonksiyonu (CCD) Es, itlik (2.49)'de tanımlanmıştır. oluş, turulması Şekil 2.30'de Çevrimsel özilinti fonksiyonunda sunulmuş tur. amaç, çevrimsel frekans değeri elde edilmesidir. Bunun için sinyal süresince

geciktirilmiş kopyası çarpılarak FFT'si alınır. sinyal τ süresince geciktirildiğinde α frekansında ilintili olursa elde edilen α çıktısı yüksek olacaktır. Çevrimsel duragan sinyal belirli bir gecikme için yüksek çevrimsel frekans değeri üreten sinyal olarak tanımlanabilir.

$$R_{\alpha}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t + \tau/2) s^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2.49)$$

Çevrimsel duragan sinyalleri incelemek için spektral ilinti yoğunluğu (SCD) fonksiyonu kullanılır. Spektral güç yoğunluğu fonksiyonu, SCD fonksiyonunun dar kapsamlı özel halidir ve Es, itlik (2.50)'daki gibi hesaplanır. Burada özilintinin fourier dönüşümü sinyalin spektral bileşenleri arasındaki ilinti büyüklüğünün ölçütüdür. İlintisi ölçülen spektral bileşenler arasındaki spektral uzaklık çevrim frekansı, α kadardır. Aslında α , sinyalin içerdiği periyodik unsurların tekrar frekansı ile ilintilidir. Periyodik özellikler



Şekil 2.30 Çevrimsel özilinti fonksiyonu(CCD) gerçekleştirimi

içeren bir sinyal, frekans ekseninde eşit aralıklı harmonikler yaratacağı için U 'nın harmonikler arasındaki uzaklığa eşit olduğu noktalarda yüksek spektral ilinti ölçülür. $S^\alpha(w)$ 'i hesaplamak için sonsuz uzunlukta sinyalin kaydedilmesi ve işlenmesi olanaksız olduğu için sonlu sinyaller üzerinden CSP fonksiyonunun kestirimi hesaplanabilir.

$$S^\alpha(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} R^\alpha(\tau) e^{-jw\tau} d\tau \quad (2.50)$$

Anlamlı bilgi içeren LPI radar sinyalleri, kipleme fonksiyonu, anahtarlama fonksiyonları ve taşıyıcı sinyal gibi periyodik unsurlar içerdiği için sıfırdan farklı α değerleri için yüksek spektral ilinti üretirler. Bir başka deyişle gürültü sinyalinin spektral ilinti yoğunluğu sıfır α eksenine sıkıştığı halde LPI radar sinyallerinin CSD'leri (f, α) düzlemine yayılır. LPI sinyalleri çok çeşitli kipleme fonksiyon ve parametrelerine sahip olabildiği gibi, değişik taşıyıcı frekanslarda yollanmış da olabilir. CSP yöntemi ile LPI sinyalinin CSP deseni incelenerek gürültü etkisi altında bile sinyalin kimliği ortaya çıkarılabilir.

Sinyalin frekans-çevrim frekansı düzlemindeki spektral ilinti yoğunluğunun oluşturulabilmesi için sonsuz uzunluktaki sinyalin kaydedilmesi ve işlemciye girilmesi gerekmektedir. Böyle bir durum pratikte mümkün olmadığı için, sinyalin belirli bir uzunluktaki kesiti kaydedilir ve SCD kestirimi elde edilmiş olur. Kaydedilen kesit ne kadar uzun tutulursa LPI sinyalinin ÇDS'İ kestirimi o denli iyi olur. Sinyalin CSP yöntemi ile frekans - çevrim frekansı dağılımının elde edilmesinde iki farklı yöntem kullanılmaktadır. Bunlar, zaman iyileştirmeli (FAM) ve frekans iyileştirmeli (DFSM) CSP yöntemleridir.

2.6.3 Örüntü çıkarımı dönüşümleri

Örüntü çıkarımı algoritmaları giriş olarak verilen imgede istenilen geometrinin taraması

gerçekleştirilerek oluşturulan ekseninde gösterirler. Burada ilintinin fazla ilintili noktalar ilgili örüntü noktaları olarak ifade edilebilir. Hough dönüşümü benzer şekilde imgedeki her pikselin hesaplanması Esitlik (2.51)'de tanımlanmıştır.

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

(2.51)

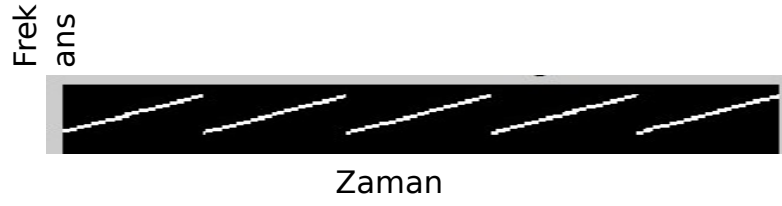
Burada örüntü düz çizgi olarak kabul edilirse θ çizgi normal açısı olarak ve r merkez noktaya olan uzaklık alınmaktadır. Zaman-frekans imgesinde bu dönüşüm uygulandığında belirli (r, θ) değerlerinde LFM türü sinyaller için yüksek ilintiler oluşmaktadır. Yüksek ilintili noktalar belirlenerek ters dönüşüm yapıldığında modülasyonlar çıkarılmaktadır.

Örnek olarak bir artan frekans değerine sahip FMCW bir radar için oluşturulmuş frekans-zaman grafiği ve bu grafiğe ait Hough

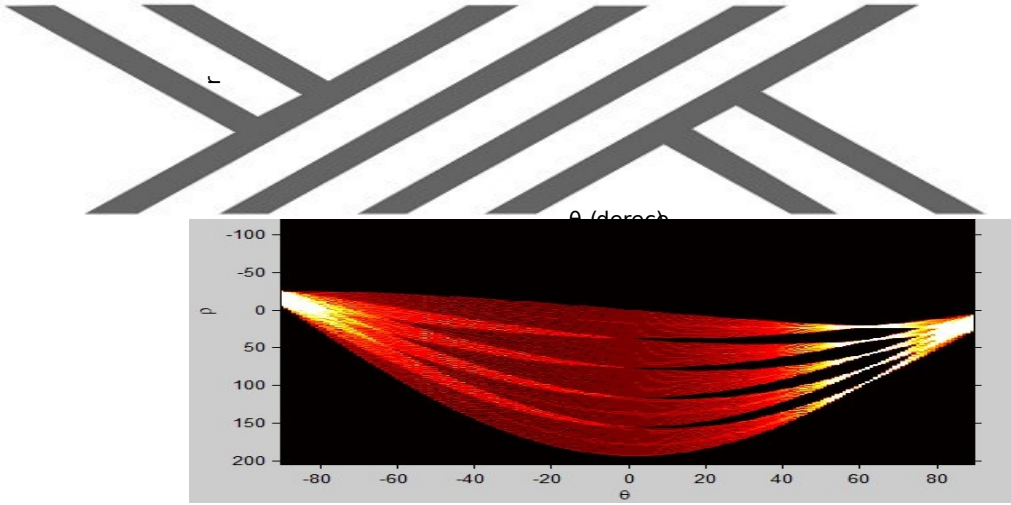
dönüşümü grafiği sırasıyla Şekil 2.31 ve Şekil 2.32'de sunulmuştur.

Burada Hough dönüşümü sonucu baskın olan (r, θ) kullanılarak ters dönüşüm

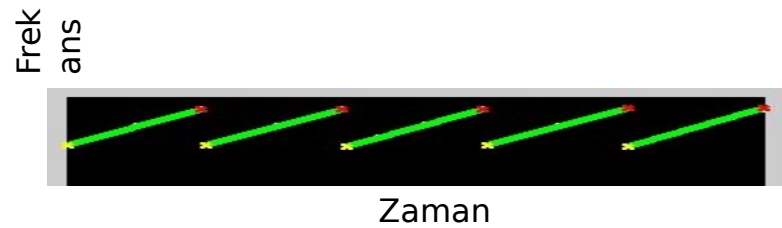
yapıldığında Şekil 2.33'deki gibi bir frekans-zaman grafiği elde edilir.



Şekil 2.31 5 LFM sinyali için STFT analizi



Şekil 2.32 5 LFM sinyali için HT imgesi



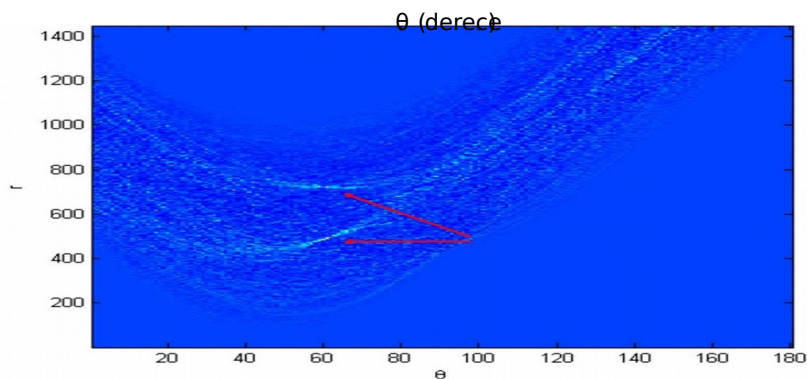
S,ekil 2.33 Hough dönüs,ümü sonucunda baskın (r,θ) kullanılarak olus,turalan frekans-zaman grafiği

Bu öncelikle zaman-frekans dönüs,ümü ve daha sonrasında HT ile sinyalin enerjisi tek bir noktada toplanmıs, olmaktadır. Gürültü bütün image uzayına yayıldığından uyumlu filtre~ yapısına benzer s,ekilde SNR değeri yükseltilmıs,tir.~

Radon dönüs,ümü (RT) imge parlaklık değerlerinin belirli bir açıda bulunan merkez~ çizgisi, s , üzerine yansıtılmasıdır. İki boyutlu imgeyi HT'de bahsedilen (r,θ) parametreleriyle tanımlanan çizgiler eksenine dönüs,türür.~ Es,itiklik (2.51)'deki es,itligi~ kullanarak 2 boyutlu imgenin, $f(x,y)$, radon dönüs,ümü Es,itiklik (2.52)'de verilmiş,tir. Es,itiklik (2.52)'de s eksenine r 'ye dik bir düzlemdir ve Es,itiklik (2.53) ile hesaplanır. Burada tanımlanan s çizgisi boyunca imgenin integrali alınarak Es,itiklik (2.52) elde edilir. Radon dönüs,ümü belirli bir yöndeki çizgi boyunca uzanan piksellerin parlaklık değerlerini~ toplanmaktadır. Örnek bir FMCW radar sinyalinin radon dönüs,ümü S,ekil 2.34'de sunulmuş,tur. S,ekil 2.34'de FMCW radar sinyalini olus,turan baskın (r,θ) değerleri~ görölmektedir. İki adet LFM sinyali (r,θ) ekseninde iki adet noktada ifade edilmektedir.

$$R(r,\theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(r\cos(\theta) - s\sin(\theta), r\sin(\theta) + s\cos(\theta)) ds \quad (2.52)$$
$$s = y\cos(\theta) - x\sin(\theta) \quad (2.53)$$

L



S, ekil 2.34 Radon dönüş, ümü gerçes, tirilen FMCW radar sinyali

Örüntü çıkaran HT ve RT gibi dönüş, ümleri kullanarak zaman-frekans imgesindeki modülasyonların tespiti gerçes, tirilmektedir. Tespit edilen modülasyonlar öncelikle denetimsiz sınıflandırma ile ayrıs, tırılarak çoklu sinyal ortamında bulunan LPI radar sayısı çıkarılır. Gruplandırılan ve ayrıs, tırılan modülasyonlar daha sonra denetimli sınıflandırma algoritmaları ile sınıflandırılarak modülasyon türü çıkarılmaktadır. Bu tez çalis, ması kapsamında HT örüntü çıkarımı ve modülasyon tespiti için kullanılmış, tır. HT algoritmasının kullanım detayları Bölüm 4'de sunulmuş, tur.

2.7Ayrıs, tırma ve Sınıflandırma

Sınıflandırma temel olarak alınan radar is, aretlerinin tasnif edilerek içerdigini~ modülasyon tipinin çıkarılması is, lemidir. Tasnif as, amasında alınan is, aretler ayrıs, tırılarak gruplandırılır ve bu is, lem yapılırken denetimsiz sınıflandırma algoritmaları kullanılmaktadır.

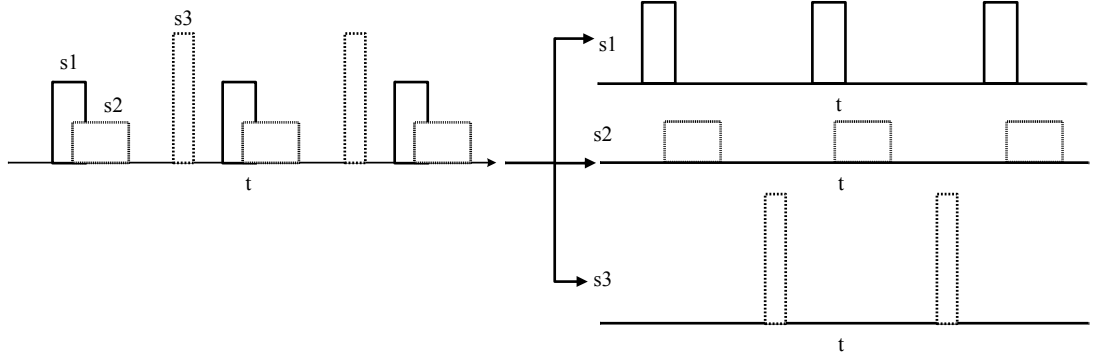
2.7. Ayrıs, tır 1 ma

Çoklu sinyal ortamında EH sistemleri radar sinyallerini farklı sinyal is, leme algoritmaları kullanarak tespit ettikten sonra bu sinyallerin ayrıs, tırılmasını ve böylece elektronik harp ortamında bulunan radar sayısı ve sinyal tipleri çıkarılmaktadır.

Ayrıs, tırılan sinyaller daha sonraki as, amada sınıflandırma ve kimliklendirme is, lemlerinden geçirilerek temas bilgileri olus, turulmaktadır. S, ekil 2.35'de örnek bir ayrıs, tırma senaryosu sunulmuş, tur. Bu senaryoda birbirinden farklı 3 farklı sinyal bulunmaktadır. Darbeler gelis, zamanlarına bagli olarak

sırayla darbe katarları oluşmaktadır. Bu radar işaretleri zaman ve frekans ekseninde üst üste bulunabilmektedir. Özellikle LPI radar işaretlerinin darbe genişliklerinin ve bant genişliklerinin büyük olmasından dolayı zaman ve frekansta üst üste sinyal durumu oluşmaktadır. Geniş bantlı EH almaç yapılarında EH ortamında Şekil 1.1'de belirtilen farklı tür radar sinyallerinin ayrıştırılması tehdit radarlara karşı elektronik taarruz tekniklerinin geliştirilmesi ve durumsal farkındalık açısından önem arz etmektedir. Modern EH sistemlerinde yoğun ve karmaşık sinyal ortamında doğru ve hızlı şekilde tespit ve ayrıştırma gerekmektedir.

Geleneksel EH sistemlerinde radar sinyallerini tanımlayan PDW yapılarında bulunan frekans, darbe genişliği, darbe içi modülasyon, genlik bilgisi gibi parametreler kullanılarak ve EH sistemlerine yüklenen tehdit radar modlarını ve parametrelerini



Şekil 2.35 Radar sinyali ayrıştırılması

içeren kütüphaneleri kullanarak ayrıştırma gerçekleştirilmektedir. Ayrıştırılan darbeler darbe katarı oluşturularak PRI setleri oluşturulmaktadır. Kütüphanede bulunan tehdit radar modları ile karşılaştırılarak kimliklendirme işlemi gerçekleştirilmektedir.

Bilinmeyen radar sinyallerinin tespiti veya LPI radarları gibi bant genişliklerinin yüksek olmasından kaynaklı bütün frekans

kapsamının çıkarılamadığı durumlarda kaydedilen sinyaller çevrimdışı olarak sınıflandırma işlemine tabi tutulmaktadır. LPI radarlar gibi modern radar teknolojilerindeki gelişimle birlikte farklı modlar (tarama, takip, güdüm) ve dalga biçimlerini hızlı şekilde değiştirebilmektedir. Bu teknoloji tehdit radarın modunun tespitini zorlaştırmaktadır. Modern EH sistemlerinde kimliklendirme ve sınıflandırma için alınan sinyallerin otomatik olarak ayrıştırılması ve sınıflandırması ihtiyacı bulunmaktadır.

Otomatik sinyal ve modülasyon ayrıştırma problemi temel olarak tehdit sinyal sayısının bilinmediği durumlarda alınan sinyallerinin özelliklerinin karşılaştırılması ve birbirine en yakın özellikteki sinyallerin gruplandırılmasına dayanır. Alınan radar sinyalleri zaman ve frekans düzleminde yayılmaktadır. Her bir darbe bir öznitelik vektörüyle $x \in R^k$ tanımlanmaktadır. Analiz edilen süre boyunca N tane sinyal tespiti

gerçekleştirilmiştir. Her bir sinyal için bir vektör dizisi oluşturulmuştur $\{x^{1:N}\}$. Her bir sinyal tespitine bir etiket verilerek benzer gruplar aynı etiketle tanımlanmaktadır. Burada gruplandırılan sinyallerin etiket bilgisilerinin örtüşmesi başarı kriterini oluşturmaktadır.

Burada ayrıştırılan sinyallerin farklı radarlardan alındığı varsayılmaktadır. Ayrıştırma problemini x vektörünün z kümesiyle ilişkilendirilmesi Esitlik (2.54) ile tanımlayabiliriz. Burada $f(\cdot)$ ayrıştırma fonksiyonu olarak tanımlanabilir. Burada radar sayısı bilinmediği durumlarda otomatik olarak radar sayısını çıkaran bulanık adaptif teorisi *Fuzzy-ART* and hiyerarşik kümeleme (HC) ve yoğunluk tabanlı gürültü içeren yüzeysel gruplandırma (DB-SCAN) gibi yöntemler otomatik LPI radar sinyal ayrıştırılması için kullanılabilir.

$$z = f(x) \tag{2.54}$$

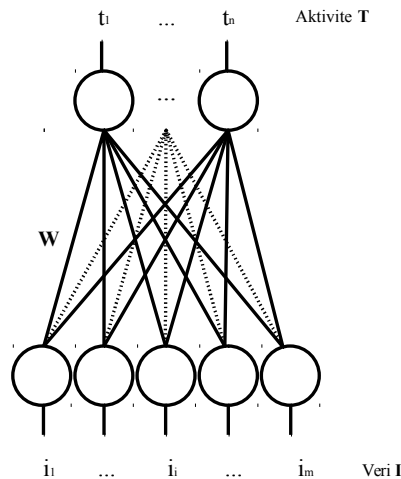
Fuzzy-ART yapay sinir ağı tabanlı bir algoritmadır (Carpenter vd. 1991, Frank vd. 1998). Bu yöntemde alınan sinyallerden muhtemel kümeler oluşturularak, kümelenen sinyaller ile içinde bulunduğu küme arasındaki benzerlikler kontrol edilir. $Vigilance, \rho$, eşikleme üzerinden geçirilerek kümelerin oluşumu sağlanır. *Fuzzy-ART* ayrıştırma yönteminin akış şeması Şekil 2.36'da sunulmuştur. Şekil 2.36'de sunulan akışta *Fuzzy-ART* ağı için ön işleme olarak giriş örüntüsündeki tüm değerler $[0,1]$ aralığına haritalanır. Aktivite vektörü T , ön kümeleme prototipinin seçimi için kullanılmaktadır ve

Eşitlik (2.55) ile hesaplanır. Burada bulanık bağlantı operasyonu, \wedge , Eşitlik (2.56) ve (2.57) ile tanımlanır. Her bir prototip küme için aktiviteler hesaplanıp en yüksek aktivite içeren prototip galip sayılmaktadır. Giriş I ve galip prototip W arasındaki benzerlik hesaplanır ve *vigilance* parametresi ile Eşitlik (2.58) ile karşılaştırılır. Burada benzerlik ρ değerinden yüksek olursa rezonans ortaya çıkar ve ilgili giriş prototip kümeye atanır. En son olarak, galip gelen prototip Eşitlik (2.59) ile güncellenir. Eğer galip gelen prototip için rezonans oluşmazsa ikinci ve üçüncü prototip için rezonans durumunun sağlanmasına kadar aynı prosedür tekrarlanır. Hiçbir prototiple uyum sağlanamazsa yeni bir küme oluşturulur ve bu giriş yeni küme ve prototipin ilk elemanı olur.

$$t_j = \frac{|I \wedge W|}{\alpha + |W|} \quad (2.55)$$

$$x \wedge y = \min\{x, y\} \quad (2.56)$$

$$X \wedge Y = \min(x_1 \wedge y_1, \dots, x_m \wedge y_m) \quad (2.57)$$



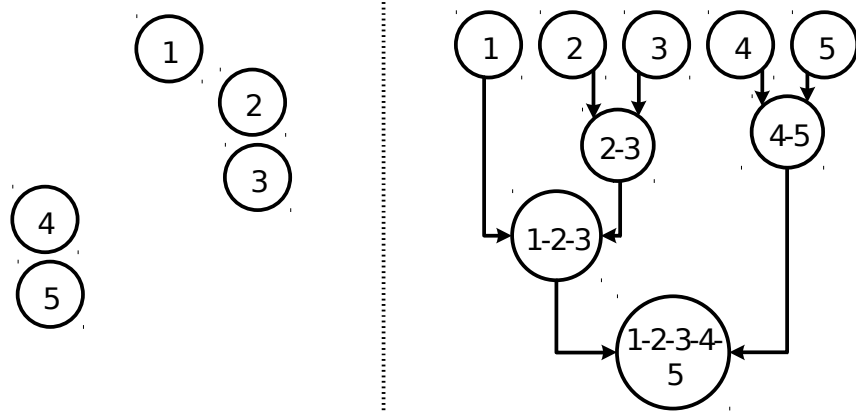
S,ekil 2.36 Fuzzy-ART ayrıs,tırma yöntemi

$$\rho \leq \frac{|I \wedge W|}{|I|} \quad (2.58)$$

$$W^{new} = \eta \cdot (I \wedge W^{old}) + (1 - \eta) \cdot W^{old} \quad (2.59)$$

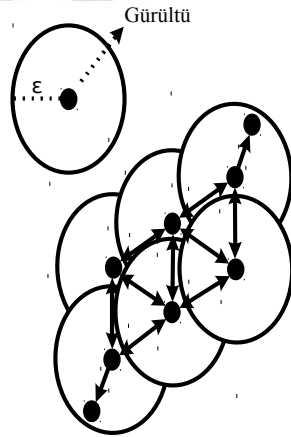
Hiyerarşik kümeleme yöntemi verinin ağaç yapısı şeklinde gruplandırılarak adım adım benzer grupların birleştirilmesine dayanır (Garcia vd. 1995). S,ekil 2.37'de HC ayrıs,tırma yöntemi akış şeması verilmiştir. Bu yöntemde alttan üste doğru yaklaşımlarla ağaç yapısı oluşturulur. İlk adımda her bir örnek bir küme olarak tanımlanır. Birbirine yakın olan kümeler birleştirilerek ağaç yapısında üst seviyelere ulaşılır. Kümelerin merkezleri arasındaki uzaklık benzerlik kriteri olarak kullanılır ve yakın kümeler birleştirilir. Belirli bir noktada kümelerin birleştirilmesi en yüksek uzaklık parametresiyle sınırlandırılır. Rasgele bir nokta seçilir. Her adımda bu noktaya en yakın nokta ya da küme belirlenip bunlar birleştirilir. Bu işlem bir kriter belirlenip uygun bir noktada durdurulana kadar devam eder.

DB-SCAN yöntemi yoğunluk tabanlı bir yaklaşım uygulamaktadır (Ester vd. 1996). S,ekil 2.38'de DB-SCAN ayrıs,tırma yöntemi akış şeması verilmiştir. S,ekil 2.38'de sunulduğu üzere, bu yöntem temel olarak her bir kümedeki her bir noktanın



Şekil 2.37 HC ayrıştırma yöntemi

komsuğunda belirli sayıda nokta olması prensibine dayanır ve böylece
 ulu kümelerdeki
 komşuluk ve yoğunluk belir bir seviyeyi üstün olma
 DB-SCAN algoritması, küme oluşması için gerekli nokta sayısı ve uzaklık
 fonksiyonu olmak üzere üç parametre ile kontrol edilmiştir.
 veri dışı N_p değeri ϵ değeriyle (2.60) ile tanımlanır.



zorundadır.

p ve

S,ekil 2.38 DB-SCAN ayrıs,tırma yöntemi

$$N_{eps} = \{q \in D | dist(p,q) \leq \varepsilon\} \quad (2.60)$$

DB-SCAN algoritması rasgele bir noktadan bas,lar. ε -koms,ulugunda belirli sayıda ~ noktadan fazla yogunluk varsa bir küme olus,turulur. Aksi halde, bu nokta gürültü olarak ~ etiketlenir. Eger bir nokta kümenin bir elemanı olarak atanmış,sa bu noktanın da ~ ε -koms,ulugu hesaplanır. Böylece, kümenin ~ ε -koms,ulugundaki bütün noktalar kümenin ~ bir elemanı olarak atanır ve yogunluk olus,turacak bütün noktalar birbirine ba ~ glanır. ~ Birbirine baglı bütün noktaların bulunması ~ *recursive* s,ekilde gerçekles,tirilir. Bu süreç bir küme bulunan birbirine baglı bütün noktaların bulunmasıyla son bulur. ~

Geri kalan noktalar arasında tekrar kümeleme mekanizması çalı s,tırılır. Bu tez çalı s,ması kapsamında ayrıs,tırma için DB-SCAN algoritması kullanılmış,tır. Bu yöntemin uygulanma detayları ve ayrıs,tırma bas,arımı Bölüm 5'de sunulmuş,tur.

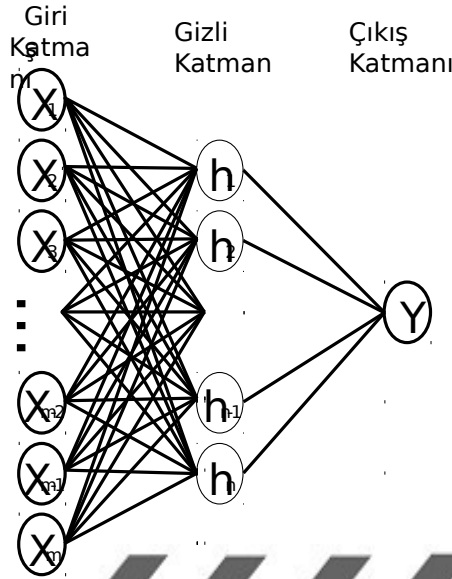
2.7.2 Sınıflandırma

Bu tez çalı s,masında, darbe modülasyonu sınıflandırması ele alınmış,tır. Modülasyon tipine belirli sayıda kategori arasından karar vermek gerektiğinden e ~ giticili sınıflandırma ~ yaklas,ımı benimsenmiş,tir.

Yapay sinir agları (ANN) yaygın olarak kullanılan makine ö ~ grenimi algoritmalarından ~ biridir. Sinir agları girdi, gizli ve çıktı katmanlarını içermektedir. Örnekleri temsil eden ~ eğitim ~ setindeki öznelik vektörleri girdi katmanından çıktı katmanına dogru ~ is,lenmektedir. Bu yapıdaki temel is,lem birimleri nöronlardır. Her bir nöron kendisine gelen girdiler üzerinde is,lem yaparak bir sonraki katmana iletir. Bu

İşlem girdi olarak aldıkları değerlerin bu değerlere atanan ağırlıklar ile birleştirilmesidir. Sinir ağlarında öğrenme bu ağırlıkların güncellenmesi ile olmaktadır. Ardışık katmanlardaki nöronlar birbirine tamamen bağlıdır. İşlemlerin en sonunda bir çıktı değeri üretilir. Çıktı üretildikten sonra, bu değer gerçek değer ile karşılaştırılarak bir hata hesaplanır. Bu hatadan nöronların ağırlıklarının güncellemeleri elde edilir. ANN örneği Şekil 2.39'de verilmektedir.

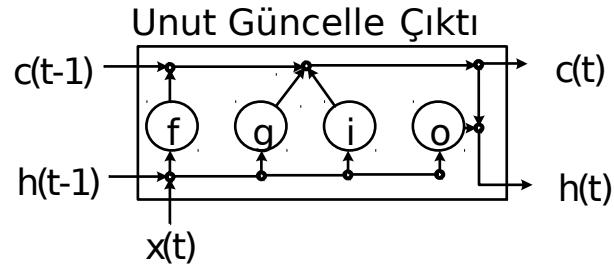
Uzun Kısa Zamanlı Bellek (LSTM) ile Sınıflandırma, eğitici sınıflandırma problemi kapsamında ele alınan yöntem sinir ağlarının sıralı verileri işlemek için tasarlanmış yapıları olan tekrarlamalı sinir ağlarıdır(RNN). Bu yöntem darbelerin farklı uzunluklarda vektörler ile temsil edildiği problemimizde kullanıma uygundur. Uzun kısa zaman



Şekil 2.39 ANN sınıflandırma yöntemi

bellekli sınıflandırma standart tekrarlamalı sinir ağlarında var olan kaybolan ağırlık (vanishing gradient) problemine çözüm getirmesi ile sıralı veriler için kullanılmaktadır. LSTM fonksiyonel blok şeması Şekil 2.40'de sunulmuştur. Bu yapı sayesinde LSTM katmanı zaman serilerinde ve sıralı veride zaman adımları arasındaki

baglantıları öğrenme yeteneğine sahiptir. Bu katman gizli durumu (*hidden state*) ve hücre durumunu (*cell state*) içerir. t zamanındaki gizli durum LSTM katmanının bu zaman için çıktısını içerir. Hücre durumu önceki zaman adımlarından öğrenilen bilgiyi içerir. Her bir zaman adımında, LSTM katmanı kapılar kullanarak kontrol ettiği güncellemeler ile hücre durumuna bilgi ekler ya da kaldırır.



Şekil 2.40 LSTM sınıflandırma yöntemi

Evrişimli sinir ağları (CNN) derin öğrenme için sıklıkla kullanılan yapılardır. Metin verisi, ham sinyaller ve diğer sürekli girdiler gibi verileri içeren uygulamalar için kullanılabilir gibi, asıl olarak imgeleri işlemek için özellikle uygundur. Evrişimli sinir ağları basit ve karmaşık hücre yapılarını içeren görsel korteksin biyolojik yapısından esinlenmiştir. Bu hücreler görsel alanın belirli bir alt alanına göre aktifleşmektedir. Evrişimli katmandaki nöronlar bu alt kısımlara bağlanır. Nöronlar bu bölgeler dışındaki alanlara yanıt vermemektedir.

Bu alt bölgeler örtüşebilmektedir. Bunun sonucu olarak evrişimli sinir ağları uzamsal olarak ilintili çıktılar üretebilmektedir. Diğer sinir ağlarında nöronlar bağlantıları paylaşmamakta ve bağımsız çıktılar üretmektedir. Buna ek olarak, çok-katmanlı sinir ağı yapısındaki bağlantı sayısı girdi boyutuna göre artarken, evrişimli sinir ağlarında ortak kullanılan bağlantılar ile parametre sayısı düşürülebilmektedir. Evrişimli sinir ağları evrişimli katman,

havuzlama katmanı ve tam bağı katman gibi birçok katman içermektedir. Şekil 2.41'de evrimsimli sinir ağının bir örneğini göstermektedir. Bu tez çalışmasında çok katmanlı CNN yapısı kullanılmıştır. Bölüm 5'de uygulanan CNN yapısı, detayları ve başarımları sunulmuştur.

2.8 Literatür Tarama

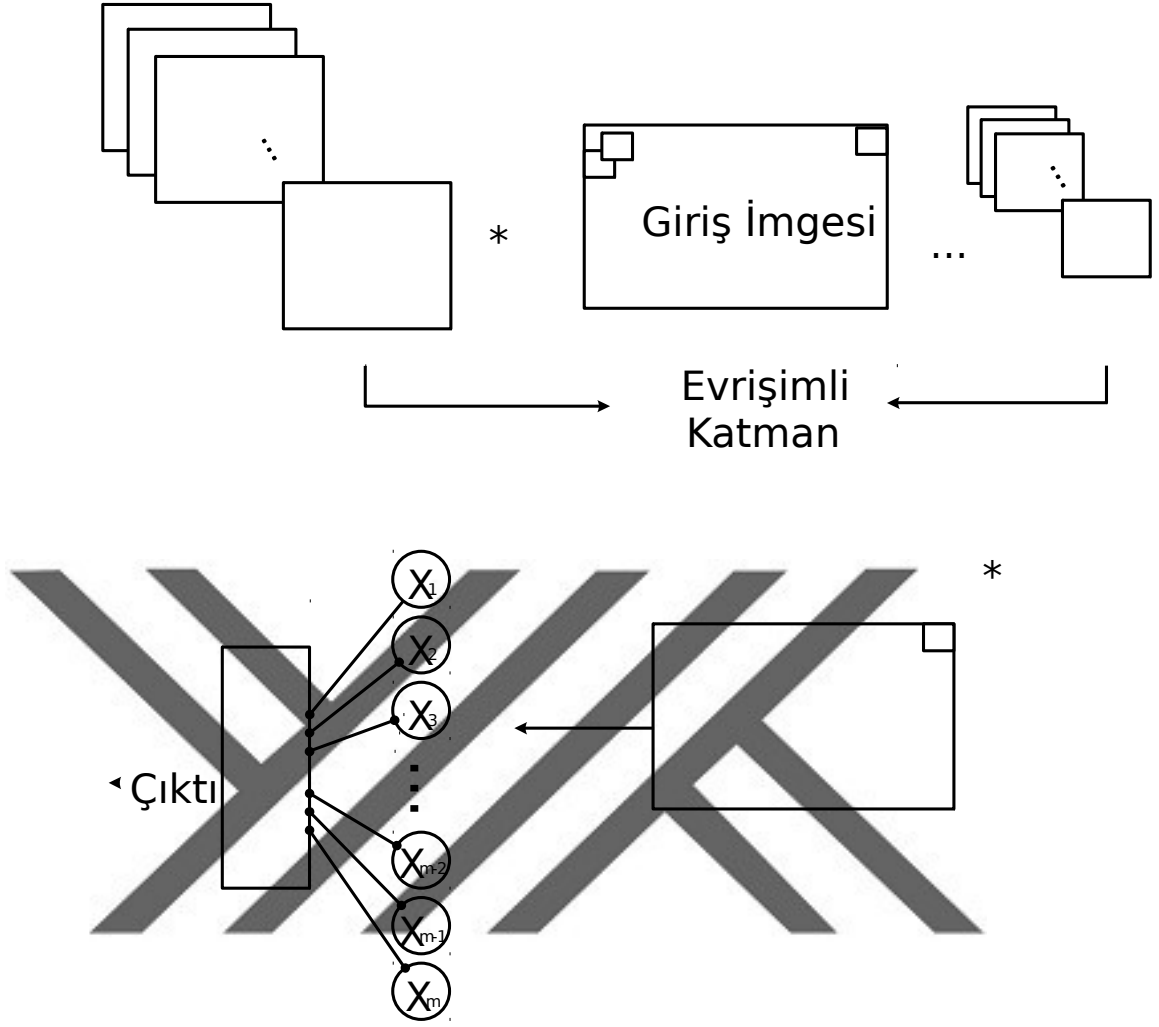
Otomatik modülasyon sınıflandırması konusunda en kapsamlı inceleme Dobre vd. (2007) tarafından yapılmıştır. Bu alanda olasılıksal ve öznitelik tabanlı iki temel yöntem kullanılmıştır. Olasılıksal yöntemlerde gönderilen ve alınan işaretlerin benzerlik oranı olasılıksal ölçülerek bir eşik değerinden geçirilerek bir karar verilir. Daha sonraki detaylı çalışma Pace (2009) ve öğrencileri tarafından gerçekleştirilmiştir. Pace (2009) kitabında farklı öğrencilerinin Master tezlerini birleştirerek farklı yaklaşımları derlemiştir. Zaman-frekans dağılımları(PWVD), filtre bankaları (QMF) ve çevrimsel spektral

analizler kullanılarak analizler gerçekleştirilmiştir. Çeşitli biçimleri kullanılarak (BPSK,

LFM, frekans kaydırmakodlamaları ve bunlarınkombinasyonları) analizler

gerçekleştirilmiş ve her bir dalga biçimi için karakteristik öznitelikler araştırılmıştır. Ong'un (2001) tez çalışmasında LPI tespiti için sayısal almaç yapıları anlatılmıştır. Lima

(2002) tarafından CSP analizleri gerçekleştirilmiştir. Taboada (2002) tez çalışmasında



S, ekil 2.41 CNN sınıflandırma yöntemi

paralel filtre yapıları ve yüksek derece istatistik yapılarını kullanmış,tır. Jarpa (2002) tez çalış,masında QMF filtre yapısını kullanarak LPI sinyal analizi gerçekles,termiş,tir. Perrson (2003) ise tez çalış,masında görüntü is,leme algoritmalarını kullanarak sınıflandırma is,lemine gerçekles,termiş,tir. Denk (2006) sonraki dönemdeki tez çalış,malarında LPI radarların tespit ve karış,tırılması konusunda çalış,mış,tır. Gulum (2007) tez çalış,masında LPI sinyal analizini FMCW radarları için WVD tabanlı olarak gerçekles,termiş,tir. Benzer s,ekilde, WVD tabanlı analizlerde dogrusal olmayan frekans modülasyonu (NLFM), çoklu PM ve çok bileş,enli FM sinyalleri için

analizler gerçekleştirilmiştir (Barbarossa 1995, Barbarossa ve Lemoine 1996, Scaglione ve Barbarossa 1998). Wiley (2006) kitabında LPI radarların algılanmasına yönelik olarak kullanılması gereken zaman-frekans analizlerini detaylı olarak aktarmıştır.

Zaman-frekans tabanlı ve görüntü işleme yöntemlerine dayanan ve çoklu katmanlı algılayıcı (MLP) sınıflandırma kullanılan çalışmada, CWD kullanılarak oluşturulan 2 boyutlu görüntüden, morfolojik işlemlerden sonra ikili görüntü elde edilmiştir. Bu görüntü sinir ağlarına dayalı MLP sınıflandırıcıya sokulmuştur. (BPSK, LFM, Frank, P4, T1) modülasyonları benzetimi gerçekleştirilmiştir. 0 dB SNR seviyesinde % 90 başarı sağlanmıştır (Zilberman ve Pace 2006). Anlık frekans kestirimine dayanan diğer bir çalışmada, PWVD görüntüsü üzerindeki tepeler her bir zaman kesiti için bulunarak anlık frekans kestirilmiştir. LFM, sinüs biçimli FM ve S-s,ekilli FM modülasyonları kullanmıştır. Her bir sınıf için istatistiksel model parametreleri belirlenmiş ve anlık frekans ile model arasındaki ortalama hatanın karesine bakılarak sınıflandırma gerçekleştirilmiştir. SNR -4 dB için % 90 başarı gerçekleştirilmiştir (Deluigi ve Jauffret 2005). STFT tabanlı sinyal analizinde farklı boyutlarda STFT alınarak farklı çözünürlükte frekans kanalları oluşturulmuştur. STFT imgesinde hiyerarşik sınıflandırma farklı kanallarda anlık frekans bilgisi üzerine yapılmıştır. Burada kullanılan özellikler lineer model hatası ve anlık frekansın birinci derece türevidir. LFM, faz kayma anahtarlama phase shift keying (PSK), frekans kayma anahtarlama (FSK), ve modüle edilmemiş işaretler kullanılmıştır. Başarım hem benzetim sonuçlarına hem de gerçek işaret kullanılarak ölçülmüştür. Farklı dalga biçimleri için başarı oranı değişmektedir. SNR - 5 ve 8 dB arasında % 90 başarı gerçekleştirilmiştir (Lopez vd. 2005).

Zaman-frekans analizlerinde farklı öznitelikler kullanarak otomatik LPI radar tespiti ve sınıflandırma konusunu en geniş, kapsamda en yüksek başarıyı elde çalışmalar Lunden (2009) tarafından gerçekleştirilmiştir. Doktora çalışmasının bir bölümünü radar dalgabıçimlerinin tespitine ayırarak bilisel radar tarafından ortamda bulunan işaretlerin otomatik olarak algılanarak en uygun radar dalgabıçiminin oluşturulmasını sağlamıştır. En önemli yayınında 8 sınıf tanımlanmıştır. (LFM, Costas kodlaması, BPSK, Frank, P1, P2, P3, and P4). WVD ve CWD zaman frekans imgeleri üzerinde yeni öznitelikler

çıkarılmıştır. Gereksiz öznitelikler elenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre % 98 başarımlı SNR'ın 6 dB seviyesinde elde edilmiştir (Lunden vd. 2005, Lunden ve Koivunen 2007).

Diğer bir çalışmada zaman-frekans imgesindeki modülasyon şekline göre sınıflandırma uygulanmıştır. İmge işleme metotlarında matematiksel morfoloji gibi teknikler uygulanarak PVWD imgesindeki şekil karakteri çıkarılmıştır. 8 modülasyon tipiyle benzetimler gerçekleştirilmiştir. SNR -3 dB'den yüksek olduğu durumlarda Legendre momentleri şekil özneliği stabil olduğu tespit edilmiştir. Frank kodu dışında SNR -3 dB ve üstü durumlarda % 90 başarımlı mevcuttur (Zhu vd. 2013).

Modülasyonların çıkarımından sonra aynı zamanda takip edilmesi ile modülasyon daha doğru tespiti sağlanmış, Örnek bir çalışmada durağan olmayan çoklu bileşen dar bant işaretlerin spektral kestirimi yapılmıştır. Burada STFT imgesi üzerinde istatistiksel filtreleme gerçekleştirilmiştir. Frekans kestirimi için lineer olmayan parçacık filtresi

geliştirilmiştir. Bu metot sayesinde spektral yönler doğum ve ölümü gerçekleştirilebilmiştir. Bu sayede süreli yayınların tespitini sağlamaktadır (Dubois vd. 2005). Geroleo ve Bardt-Pearce (2012) tarafından ise sürekli işaret olan FMCW işaretinin algılanması için

Wigner-Ville Hough Dönüşümü (WVHT) tabanlı algoritma uygulanmıştır. Burada FMCW sinyali birbirine eklenmiş LFM işaretleri olarak kabul edilmiş ve böylece problem çoklu radar darbelerinin tespitine dönüşmüştür. Bu mantıkla geliştirilen algoritmaya periyodik WVHT (PWVHT) ismi verilmiş ve düz WVHT'ya göre daha başarılı olduğu sunulmuştur. Camuso vd. (2009) tarafından farklı LPI radar tespit etme yöntemleri önerilmiş diğer çalışmalarla karşılaştırılmıştır. SNR seviyesini arttırmak için zaman-frekans analizlerine benzer şekilde çapraz korrelasyon tabanlı LPI radar algılama çalışılmıştır (Ardoino ve Megna 2009). Zhang ve Diao (2016) yine CWD dönüşümü sonrası çıkarılan farklı momentler ve özniteliklerin basit bir ANN yapısıyla sınıflandırması sonucu -2 dB SNR seviyesinde % 94.7 başarımlı sağlamıştır. Sachin vd. (2017) tarafından zaman-frekans düzleminde tespit edilen modülasyonlar hipotez testine sokularak en yüksek olasılıklı olan sınıfa atama sağlanmıştır. Bu yöntemde modülasyon özniteliklerinden bağımsız şekilde sınıflandırma yapılmıştır. Liu vd. (2015) tarafından LPI radar sınıflandırması için CWD tabanlı bir algoritma kullanılmıştır ve bu çalışmanın en büyük farkı gerçek zamanlı sınıflandırmaya yönelik olarak *radial integration* yöntemi kullanılmıştır. Bu çalışmada az yer kaplayan modüllerin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Anjaneyulu vd. (2008) tarafından ikili-spektrum, ikili-evreuyumu ve üçlü-spektrum gibi bir zaman-frekans imgesi kullanılmış ve ANN yapısında bir sınıflandırıcı ile -3 dB SNR'da bile başarılı sonuçlar elde eden bir yöntem oluşturulmuştur.

Ülkemizde LPI radar sinyallerinin tespitine yönelik olarak Hacettepe Üniversitesi'nde Caner Tezel ve Engin Kocaadam tarafından tamamlanan iki yüksek lisans tezinde özellikle faz kodlu işaretlerin STFT, WVD ve CSP algoritmalarıyla analizi gerçekleştirilmiş ve özimgе yöntemi önerilmiştir (Tezel 2006, Tezel ve Ozkazanc 2006, Kocaadam 2009, Kocaadam ve Ozkazanc 2007, 2010). Ayrıca Yıldız

Teknik Üniversitesi'nde Taylan Özgür Gülüm ve Ahmet Yasin Erdoğan tarafından

gerçekleştirilen doktora çalışmalarında FMCW radar işaretlerinin algılanmaları amacıyla WVHT tabanlı algoritmalar optimize edilerek çapraz WVHT ve eliptik Gauss filtre algoritmaları önerilmiş, ve FMCW LPI radar sinyalinin tespitinde başarımlar sağlanmıştır

(Erdoğan 2015, Erdoğan vd. 2013, 2014, Gulüm 2007,2016, Gulüm vd. 2008, 2011, 2013, 2014, 2017, Guner vd. 2015, 2016).

LPI radarların tespiti ve sınıflandırması için genel yaklaşım zaman-frekans veya çapraz ilinti gibi SNR seviyesini arttıracak belirli tür bir dönüşüm gerçekleştirilerek öznitelikler çıkarılması ve bu özniteliklerin sınıflar arasında karşılaştırılması sonucu sınıflandırma gerçekleştirilmiştir. Bu yaklaşım her bir modülasyon tipi için farklı öznitelik çıkarımı gerektirmektedir. Güncel dönem çalışmalarında ise makine öğrenmesi tabanlı algoritmalar kullanılarak temel seviye dönüşümlerden sonra sınıflandırma kabiliyeti oluşturulmaktadır. Böylece farklı LPI radar dalgabirimleri için sınıflandırmayı mümkün kılan algoritmalar geliştirilmiş olur. Bu kapsamda örneğin Wan vd. (2019) 12 farklı LPI radar türü için (BPSK, LFM, Costas, T1-T4, Frank, P1-P4) zaman-frekans dönüşümü sonrası CNN sınıflandırma gerçekleştirilmiştir ve -4 dB SNR için % 94.42 başarı elde edilmiştir. Kong vd. (2018) çalışmasında ise CNN yönetimini farklı parametrelerle çalıştırarak eniyileme gerçekleştirilmiştir. Hoang vd. 2019 çalışmalarında derin öğrenme tabanlı sınıflandırıcılar kullanılmıştır. Benzer şekilde Guo vd. (2019) tarafından derin öğrenme tabanlı bir algoritma kullanarak -2 dB'de %96.2 başarı elde edilmiştir. Bu çalışmada zaman-frekans imgesi CWD yöntemiyle oluşturulmuştur. Farklı ara katmanlar kullanılarak derin öğrenmenin 8 sınıf için en iyilenmesi yapılmıştır. Guo vd. (2019) çalışmasında çevrimdışı sınıflandırma eğitimi gerçekleştirilmiş ve CWD imgesinden elde edilen birbirine bağlı parçacıkların sınıflandırılması

gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Wang vd. (2018) tarafından sunulan çalışmada ise CWD ile edilen zaman-frekans imgesi üzerinde kütüphane kodlaması yöntemiyle modülasyonlar kodlanarak dogrusal bir sınıflandırma oluşturulmuştur. Chen vd. (2018) tarafından sunulan çalışmada ise literatürden farklı olarak sıkıştırılmalı algılama amacıyla kullanılarak STFT tabanlı bir zaman-frekans imgesi oluşturulmuştur.

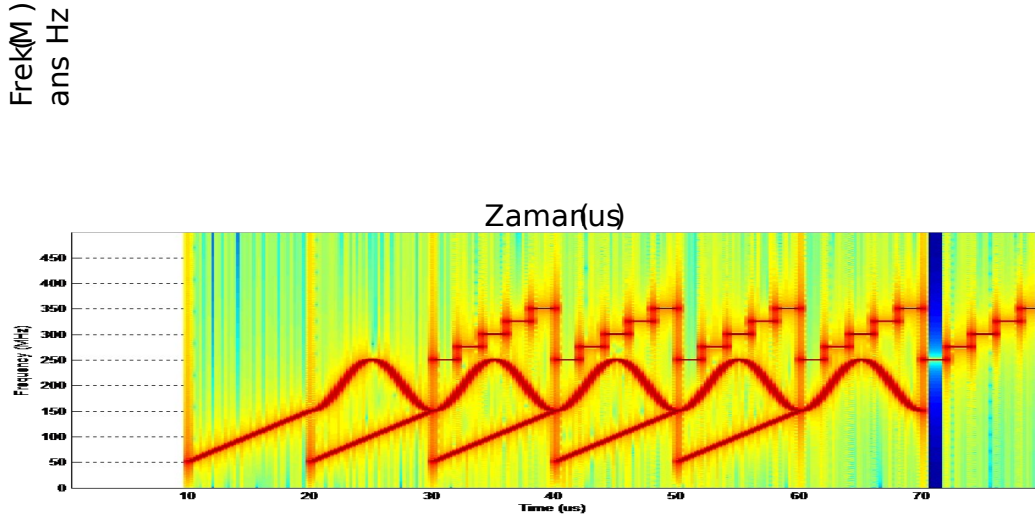
Literatür genel olarak incelendiğinde öznetelik tabanlı algoritmalarından makine öğrenmesi tabanlı algoritmalarla doğru bir gelişme gerçekleştirilmiştir. Güncel olarak çevrimdışı olarak eğitim ve gerçek zamanlı olarak sınıflandırma amaçlanmıştır. Farklı amaç türlerinde bu algoritmalar uygulanmaktadır. Bu tez çalışmasında da literatüre benzer şekilde makine öğrenmesi tabanlı algoritmalar kullanılmıştır. Ayrıca bu algoritmaların gerçek zamanlı uygulanmasına yönelik olarak FPGA platformu üzerinde panoramik sayısal amaç yapısı oluşturulmuştur. Literatürden farklı olarak çoklu sinyal ortamı hedef alınarak yine makine öğrenmesi tabanlı ayrıştırma algoritmaları uygulanmıştır. Bütün bu çalışmaların tamamlanması sonucunda analog çoklu sinyalin alındığı, sayısal ortamda ve ultra geniş bantta zaman-frekans imgesinin farklı çözünürlük seviyesinde oluşturulduğu, denetimsiz sınıflandırma yöntemleriyle sinyallerin ayrıştırıldığı ve makine öğrenmesi yöntemleriyle sınıflandırma yapıldığı bütüncül bir

LPI radar sinyal işleme altyapısı oluşturulmuştur.

3. LPI RADAR İŞARET ÜRETİMİ

Tez çalışmasının ilk kısmında darbe içi modülasyonların tespiti ve analizinde kullanılmak üzere MATLAB ortamında radar işaret simülatörü geliştirilmiştir. Burada üretilen işaretler “.mat” uzantılı dosyalara kaydedilip daha sonra analizlerde kullanılmak üzere saklanabilmektedir. Burada mümkün olduğunca farklı darbe içi

modülasyon türlerini içeren işaret tipleri gerçekleştirilmiştir. Bunlar, genel hatlarıyla frekans ve faz modülasyonu olarak ikiye ayırabiliriz. Frekans modülasyon türlerinden testere dişi, üçgen, basamaklı, sinüs biçimli ve NLFM(Taylor,Tanjant,Hiperbolik) frekans modülasyonları gerçekleştirilmiştir. Faz modülasyonlarından, Barker, Frank, çoklu faz (P1, P2, P3, P4) ve çoklu zaman modülasyonları (T1, T2, T3, T4) seçilmiştir. İşaretin üzerine gürültü eklenerek gürültü ortam simüle edilmiştir. Oluşturulan işaretlerin zaman-genlik, frekans-genlik, zaman-frekans, temel bant, zaman-faz ve uyumlu filtre grafikleri çıkarılarak üretilmiş olduğumuz işaretin farklı özellikleri farklı grafiklerden görülebilmektedir. Ayrıca çoklu işaret üretilip frekans ve zamanda Şekil 3.1’de sunulduğu gibi üst üste olacak şekilde bütün frekans bandında yayılmış sinyaller üretilebilmektedir.



Şekil 3.1 Çoklu sinyal üretimi
3.1 Frekans Modülasyonları

Frekans modülasyonu işaretin frekansının zaman boyunca belirli bir örüntüye göre değiştirilmesiyle oluşturulmaktadır. Bu örüntünün zaman-frekans imgesinde elde edilen biçimine göre sınıflandırmalar gerçekleştirilir. LPI tehdit radar sinyalini Esitlik (3.1) ile

tanımlayabiliriz (Wiley 2006). Burada $\varphi(t)$ fazın zaman içerisindeki değişimini tanımlamaktadır. Faz değerinin türevi alınırsa frekansın anlık değeri $f(t)$ (3.2) ile elde edilir. Buradaki frekans değişim şekillerine bağlı olarak uyumlu filtre işlem kazancı değişmektedir.

$$s(t) = \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) \quad (3.1)$$

$$f(t) = \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t} \quad (3.2)$$

Radar sinyal simülatöründe aşağıdaki frekans modülasyonları üretilmektedir.

- Yukarı-Aşağı (LFM)
- Üçgen
- Basamaklı
- Doğrusal olmayan FM (Taylor, Tanjant ve Hiperbolik) (NLFM)

3.1.1 Doğrusal FM modülasyonu

Doğrusal FM modülasyonu frekansın belirli bir noktadan aşağı veya yukarı yönlü olarak artırılıp azaltılması prensibine dayanmaktadır. Sürekli dalga biçiminde ise periyodik olarak bu örüntü tekrar edilir. $f(t)$ frekansın zamanla değişimi kabul edilirse $f(t)$ (3.3) ile tanımlanabilir (Wiley 2006).

$$f(t) = f_c - \frac{B}{2} \pm \alpha t \quad (3.3)$$

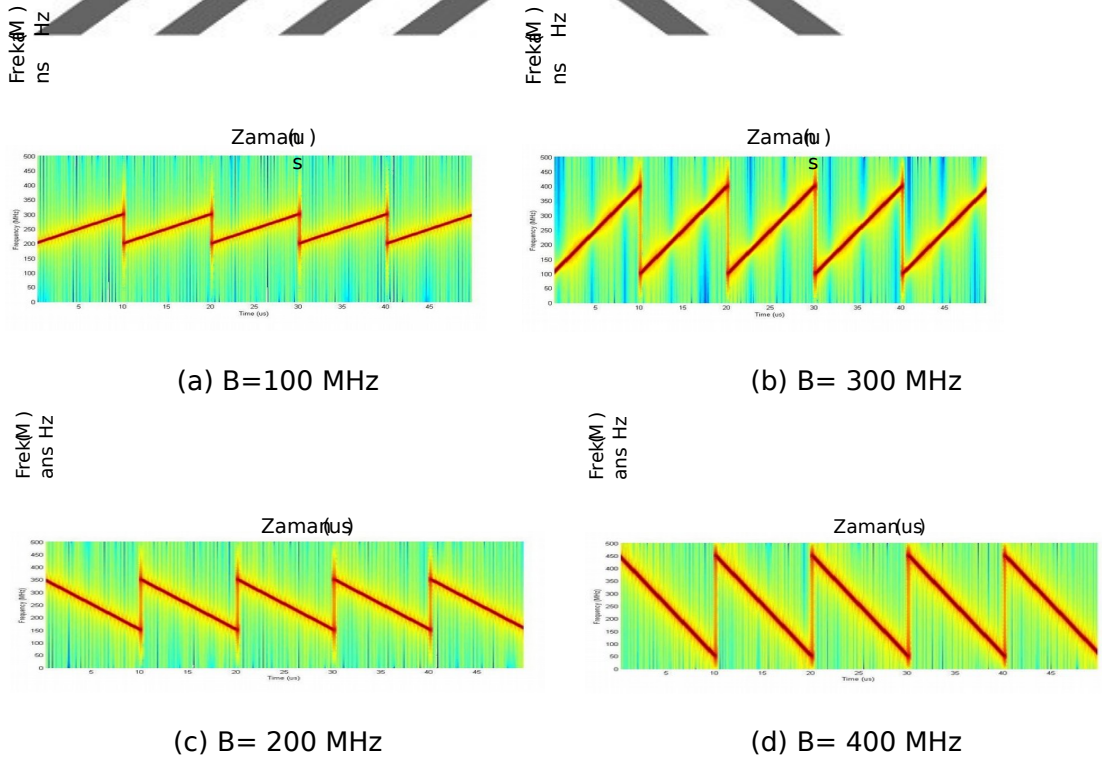
Esitlikte f_c taşıyıcı frekans, B bant genişliği, α frekans artışı veya azalış hızı olarak tanımlanmıştır. Radarın frekansı $[f_c - B/2; f_c + B/2]$

bandında değişmektedir. Burada α artışı, veya azalışı, hızı Es, itlik (3.4) ile tanımlanır.

$$\alpha = \frac{B}{T} \quad (3.4)$$

Darbe veya modülasyon süresi, T , boyunca kullanılan bant genişliği, B , frekan değişim hızını belirler. Bölüm 2.4'de sunulan Es, itlik (2.28) ile belirlenen darbe sıkıştırma kazancı düşünüldüğünde, belirli bir kazanç için modülasyon süresi uzun tutulduğunda bant genişliği dar olabilmektedir ve sürekli dalga radarlarında genellikle bu şekilde dalga biçimleri kullanılmaktadır. Modülasyon süresi dar olan darbeli radarlarda aynı kazancı

sağlamak için bant genişlikleri arttırılmaktadır. Sabit olması lineer olan bir modülasyon göstermektedir. LFM işaretleri farklı bant genişlikleri için zaman-frekan örüntüsü Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



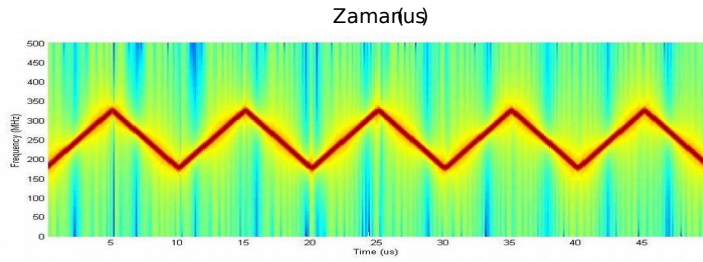
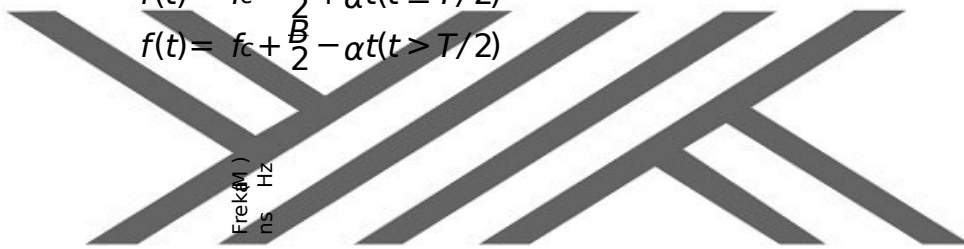
Şekil 3.2 Farklı bant genişliklerine sahip aşağı-yukarı testere dişli LFM işaretleri

3.1.2 Üçgen FM modülasyonu

Üçgen FM modülasyon is,areti periyodiktir. Burada is,aret modülasyon süresinin yarısında frekansı artarken diger yarısında aynı oranda azalarak bas,langıç noktasına gelmektedir. Bu modülasyonda frekans degi,şimi Es,ıtlık (3.5) ve Es,ıtlık (3.6)'de verilmiş,tir. Üçgen modülasyona ait STFT ve FFT g,fafikleri S,ekil 3.3 ve S,ekil 3.4'de sunulmuş,tur. Üçgen FM is,aretinin S,ekil 3.4'de sunulan FFT grafiginde frekans bile,şenlerinin es,ıt da,ş gıldı,ş gı gözlenmektedir.

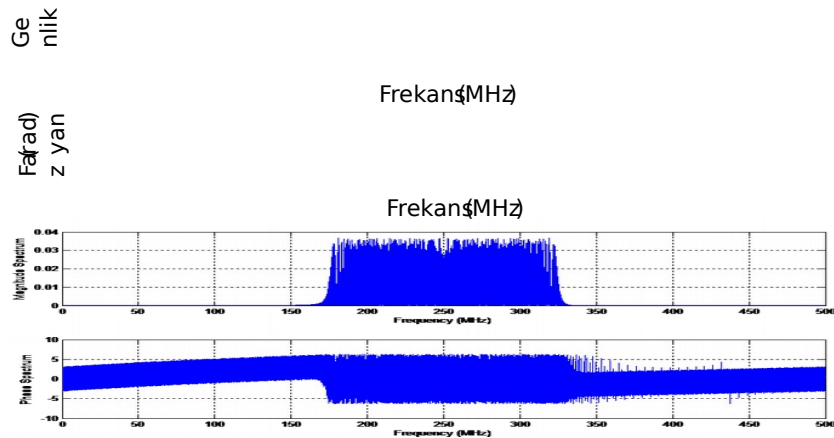
$$f(t) = f_c - \frac{B}{2} + \alpha t (t \leq T/2) \quad (3.5)$$

$$f(t) = f_c + \frac{B}{2} - \alpha t (t > T/2)$$



(3.6)

S,ekil 3.3 Üçgen LFM modülasyonu STFT grafigi

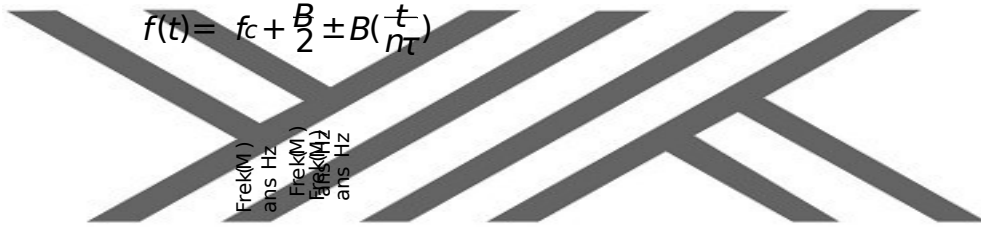


S,ekil 3.4 Üçgen LFM modülasyonu FFT grafigi

3.1.3 Basamaklı FM modülasyonu

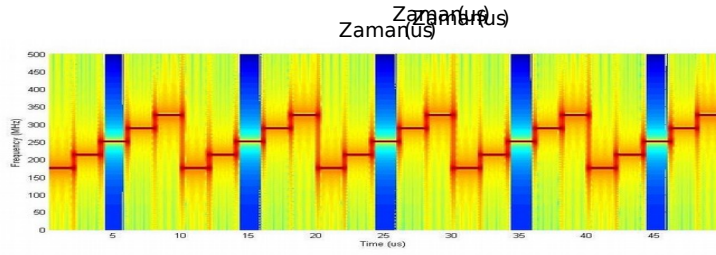
Basamaklı FM is,aretinde frekans degeri frekans de~ geri bir seviyeden bas,layarak~ belirtilen basamak sayısı kadar bant genis,ligine ba~ gılı olarak artar veya azalır. Basamaklı~ FM mod,ülasyonunu Es,itik (3.7)'deki gibi tanımlayabiliriz. Burada τ mod,ülasyon çip süresini, n basamak sayısını belirtmektedir. T süre boyunca devam eden basamaklı FM mod,ülasyon n defa τ kadar çip sürelerine bölünmektedir. S,ekil 3.5'de ve S,ekil 3.6'de basamaklı is,aretin STFT ve FFT grafikleri verilmiş,tir. Bu is,aretin S,ekil 3.6'de sunulan FFT grafigini inceledi~ gimizde bes, farklı frekans bileş,eni gör,lmektedir.~

(3.7)



$$f(t) = f_c + \frac{B}{2} \pm B \left(\frac{t}{nT} \right)$$

Frekans (MHz)
Zaman (µs)



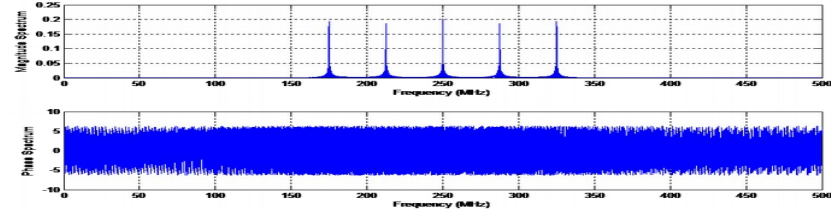
S,ekil 3.5 Üçgen LFM mod,ülasyonu STFT grafigi~

Genlik

Faz (rad)

Frekans (MHz)

Frekans (MHz)



S,ekil 3.6 Üçgen LFM mod,ülasyonu FFT grafigi~

3.1.4 Doğrusal olmayan FM mod,ülasyonu (NLFM)~

En yoğun olarak kullanılan modülasyon tekniğini doğrusal frekans modülasyonudur. Uyumlu filtre kullanıldığında yan kulakçık seviyesi -13 dB olup yanlısı uyumlu filtre, pencereleme, eniyileme teknikleri kullanılarak bu seviye yükseltilmeye çalışılmaktadır. Fakat bu metotlar SNR değerinin düşmesine ve ana hüzmenin genişlemesine neden olmaktadır.

Lineer olmayan frekans modülasyonu (NLFM) ise yüksek çözünürlük ve iyi bir SNR değerine sahiptir. Yan kulakçık seviyesinin düşük seviyededir. NLFM uygulama zorlugundan dolayı bugüne kadar geniş bir alanda kullanılmıyordu. Sayısal işlemcilerdeki gelişmelerden dolayı bant genişlikleri çok yükselmiş ve böylece NLFM uygulaması daha kolay hale gelmiştir.

NLFM kodlama üretilirken önemli olan spektrumun şeklidir. Düşük yan kulakçık seviyesine sahip sıkıştırılmış darbe elde etmek için spektrumun uçlara doğru azalması gerekmektedir. Ayrıca frekansta kopukluklar olmamalıdır. Çeşitli spektrumun şekilleriyle üretilen NLFM dalga formlarını şöyle sırayabiliriz:

- Kosinüs Spektrum Dalga Formu
- Yükseltilmiş Kosinüs Tabanlı Dalga Formu
- Taylor Pencere Formu
- Gauss Şekli Form
- Blackman-Harris Pencere Dalga Formu

Radar işletim simülatöründe bu dalga biçimlerinden Taylor, Tanjant ve Hiperbolik tabanlı

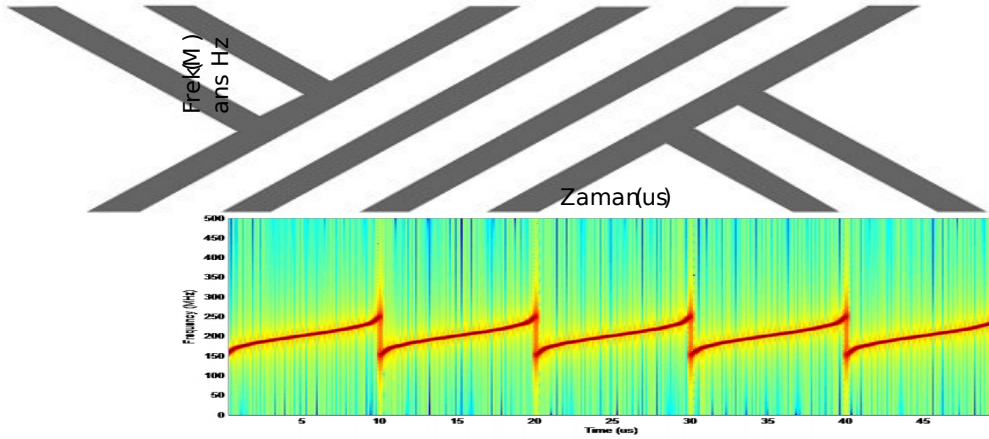
NLFM dalga biçimleri gerçekenmiş, tir. Taylor katsayılarını kullanarak oluş, turulan

NLFM dalga biçimi Es, itlik (3.8)'de verilmiş, tir. Burada N Taylor katsayı sayısını ifade eder. Radar is, aret simülatöründe 7 ve 30'lu Taylor katsayıları kullanılmış, tır (Skolnik 2008).

$$s(t) = B + \left(\frac{t}{\tau} + \sum_{n=1}^N \sin \left(\frac{2\pi n t}{\tau} \right) \right) f \quad (3.8)$$

Taylor 7 katsayısı ile oluş, turulan Taylor NLFM is, areti STFT ve FFT grafikleri S, ekil 3.7 ve

S, ekil 3.8'de sunulmuş, tur. Bu is, aretin S, ekil 3.8'de sunulan FFT grafiğini incelediğ, imizdeğ, Gauss s, ekilli olan frekans spektrumunda 7 tane belirgin nokta bulunmaktadır.

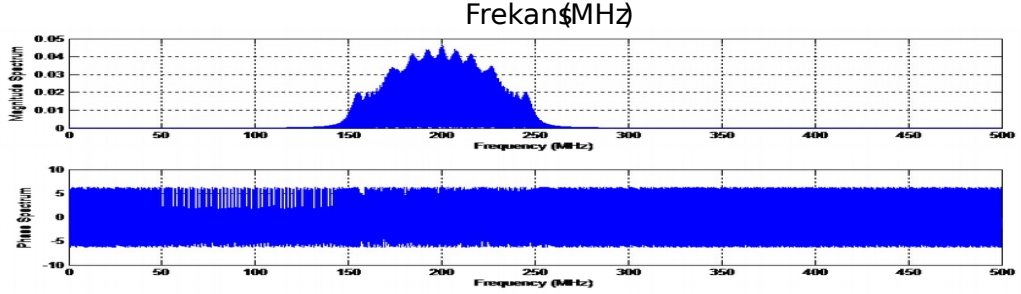


S, ekil 3.7 Taylor 7 katsayısı ile oluş, turulan Taylor NLFM STFT grafiğ, i

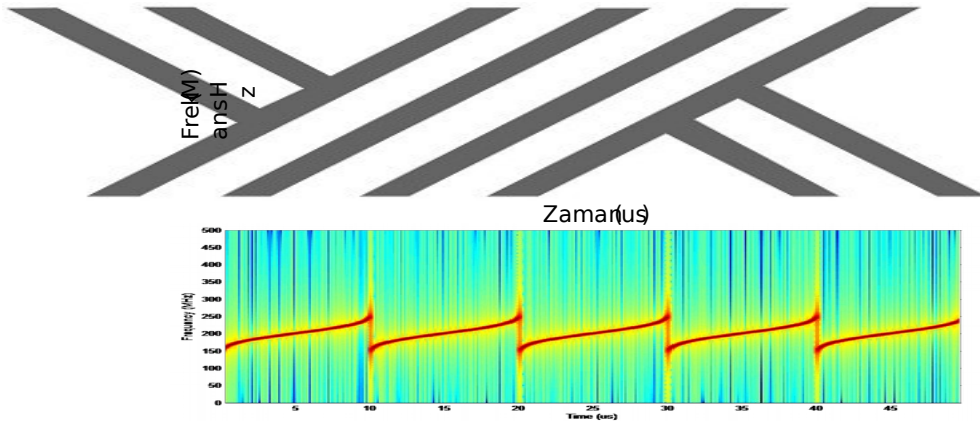
Genlik

Faz (rad)

Frekans (MHz)



Şekil 3.8 Taylor 7 katsayısı ile oluşturulan Taylor NLFM FFT grafiği
Taylor 30 katsayısı ile oluşturulan Taylor NLFM işareti STFT ve FFT grafikleri Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'de sunulmuştur. Bu işaretin Şekil 3.10'de sunulan FFT grafiğini incelediğimizde Gauss şekilli olan frekans spektrumunda katsayı sayısı 30 olduğundan belirgin frekans adımları kaybolmuştur. Ayrıca, FFT sonucuna baktığımızda LFM işareti göre yüksek alçak frekansların bileşenlerinin daha az ara frekans değerlerinin daha fazla olduğunu görülmektedir. Bu şekillendirme işlem kazancının artırılmasını sağlamaktadır. 13 dB olan LFM kazancı 40 dB'ler seviyesine çıkmaktadır. Şekil 3.11 ve Şekil 3.12'de aynı bant genişliği ve darbe uzunluğuna sahip LFM ve NLFM işaretin işlem kazanç farkı gözlenmektedir.

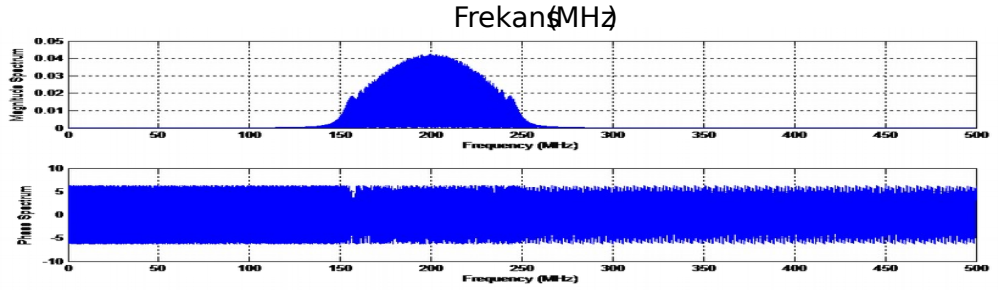


Şekil 3.9 Taylor 30 katsayısı ile oluşturulan Taylor NLFM STFT grafiği

Genlik

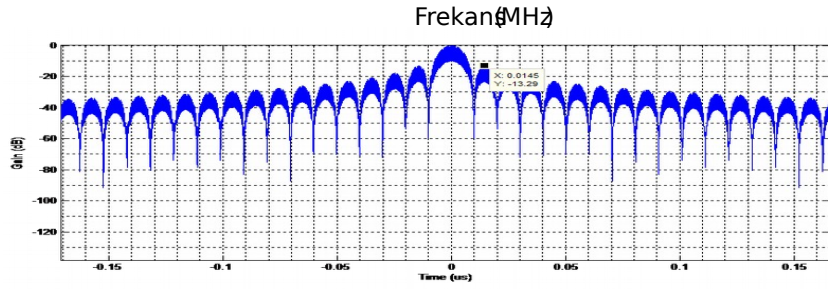
F (rad)
a
yan
z

Frekans (MHz)



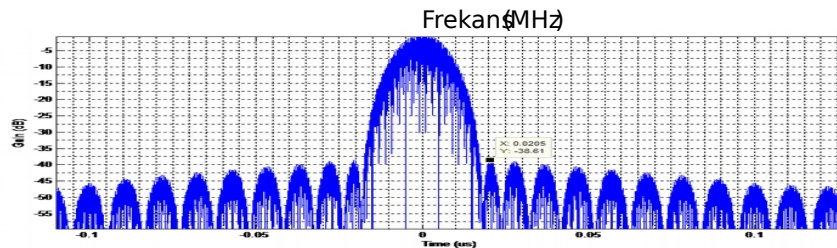
Şekil 3.10 Taylor 30 katsayısı ile oluşturulan Taylor NLFM FFT grafiği

Genlik



Şekil 3.11 LFM işaretinin işlem kazancı grafiği

Genlik



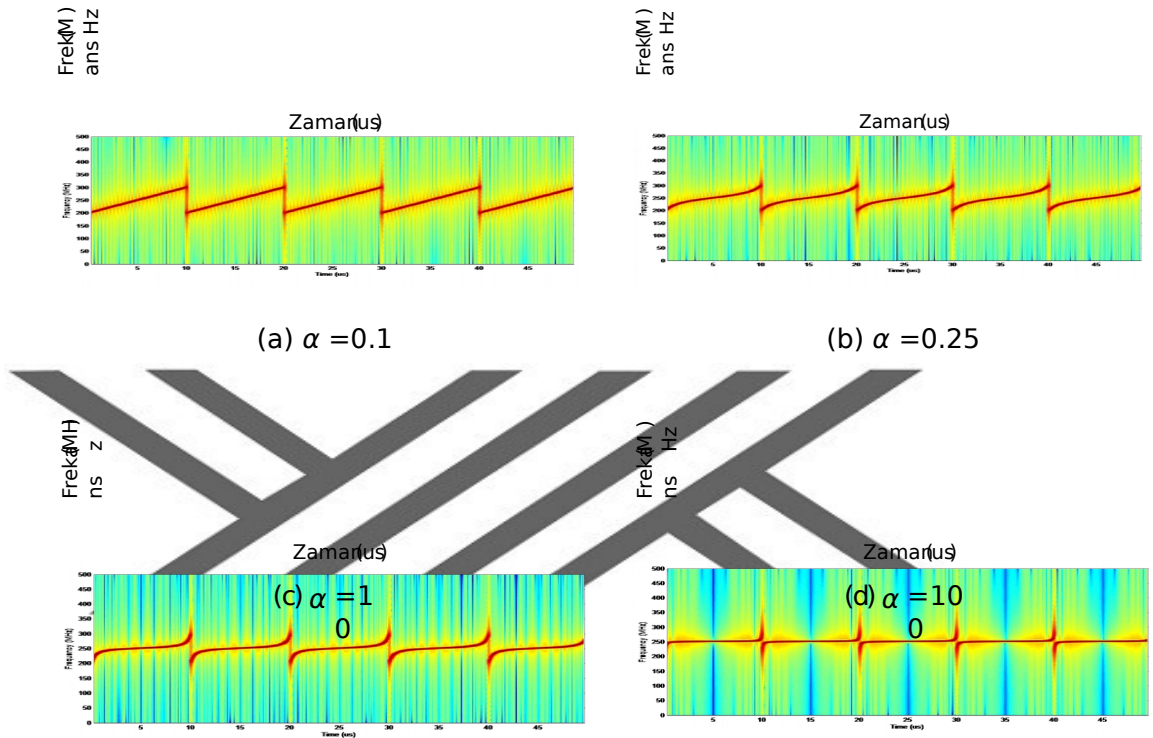
Şekil 3.12 Taylor NLFM işaretinin işlem kazancı grafiği

Tanjant formülü kullanarak oluşturulan NLFM dalga biçimi Es, itlik (3.9)'de sunulmuştur

(Skolnik 2008). Burada β yan lob seviyesini kontrol eden bir parametre olarak Es, itlik (3.10)'de tanımlanmaktadır. Burada kullanılan α parametresi frekand değişiminin eğimini tanımlayan parametredir ve sıfırdan başlayarak sonsuza kadar gitmektedir. Bu parametrenin değerine göre dalga biçimi değişmektedir. $\alpha = 0$ için LFM is, areti oluşmakta ve α değeri büyüdükçe dalga biçimindeki yassılık artmaktadır. Bu etkiler farklı α değerleri için Şekil 3.13'de daha detaylı olarak görülmektedir.

$$f(t) = B + \frac{2\beta t}{\tan(\frac{\tau}{2\alpha})}, -\frac{\tau}{2} \geq t < \frac{\tau}{2} \quad (3.9)$$

$$\beta = \tan^{-1}(\alpha), 0 \geq t < \infty \quad (3.10)$$



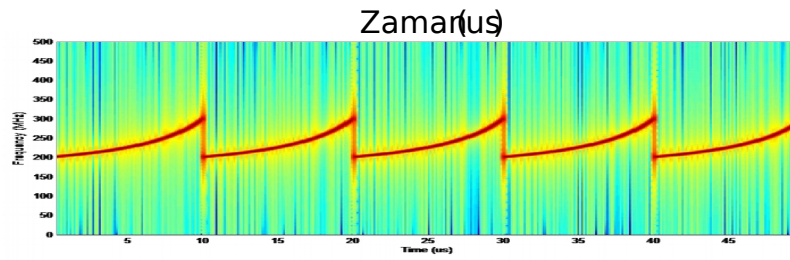
Şekil 3.13 Farklı α değerleri ile oluşturulan tanjant NLFM is, aretleri

Hiperbolik NLFM, hedefin is, aret üzerinde oluşturduğu doppler etkisinden daha az etkilenen NLFM formudur ve Es, itlik 3.11'da tanımlanmıştır (Yang ve Sarkar 2006). Burada f_c taşıyıcı frekans, k

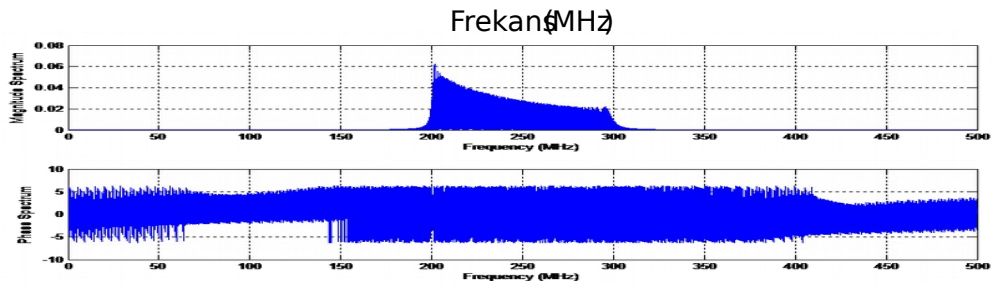
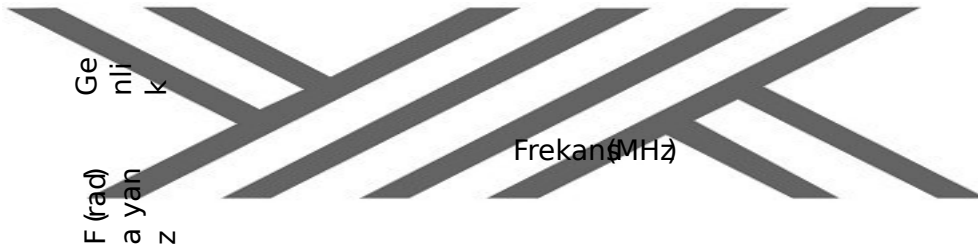
ise başlangıç ve bitiş frekanslarına bağlı olarak tanımlanan katsayıdır. Hiperbolik NLFM, LFM işarete benzer işlem kazanç değerleri sağlamaktadır fakat doppler etkisinde işlem kazancı çok düşmeyen bir NLFM işaret tipidir. Örnek bir hiperbolik NLFM işaretin zaman-frekans ve FFT grafiği Şekil 3.14 ve Şekil 3.15’de sunulmuştur.

$$f(t) = \frac{1}{1 + kt} f_c \quad (3.11)$$

Zaman (µs)



Şekil 3.14 Hiperbolik NLFM işaretin STFT grafiği



Şekil 3.15 Hiperbolik NLFM işaretin FFT grafiği

3.2 Faz Modülasyonları

Faz modülasyonlu işaretler taşıyıcı bir frekansta bulunan işaretin faz değerlerinin bir örüntüye göre değiştirilmesi ile elde edilir. Fazın zaman boyunca değişimine göre ikili faz değişimleri, çoklu faz kodları ve çok zamanlı faz kodları olarak gruplandırılabilir.

3.2.1 İkili faz kodlaması (BPSK)

İkili Faz Kodlaması (BPSK) sinyal üzerinde fazın iki farklı değer ($[0, \pi]$ radyan) arasında değiştirilmesi temeline dayanır. Faz değişiminin sıklığı üretilen sinyalin bant genişliğini etkilemektedir (Pace 2009). BPSK modülasyon türünde en çok modülasyon Barker kodlamasıdır. Barker kodlu modülasyon türünde kısa kod uzunluğu ile yüksek kazanç elde edilmektedir. Yan kulakçık seviyesi kodun boyunun artması ile azalmaktadır. Kısıtlı bir set olarak kod uzunluğu $[2, 3, 4, 5, 7, 11, 13]$ değerlerinden birini alabilmektedir. Çizelge 3.1'de Barker kodu yapısı ve yan kulakçık bastırma oranları sunulmuştur.

Çizelge 3.1 Barker kod yapısı

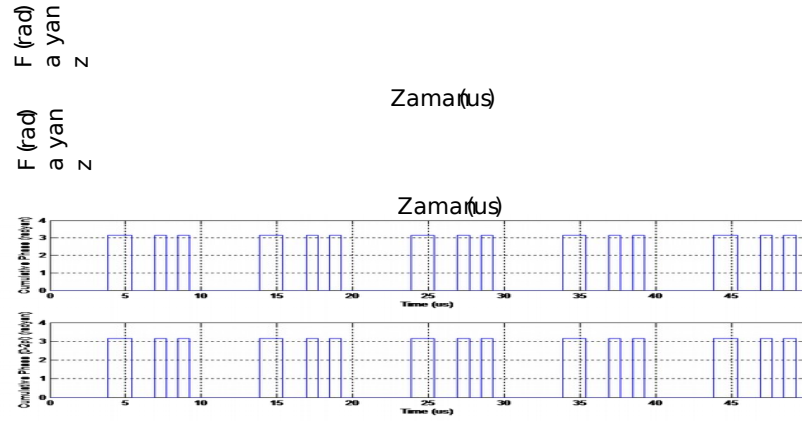
Kod Sembolü	Kod uzunluğu	Kod yapısı	Yan Kulakçık bastırma (dB)
B_2	2	[+ - ; +]	6.
B_3	3	[+ - +]	9.
B_4	4	[+ - + - ; + + -]	12.
B_5	5	[+ - + + -]	14.
B_7	7	[+ - + + - + -]	16.
B_{11}	11	[+ - + - + - + - + - + -]	20.
B_{13}	13	[+ - + - + - + - + - + - + -]	22.

Radar işaret simülöründe üretilen 13'lü Barker kodlu işaretin zaman-faz grafikleri Şekil

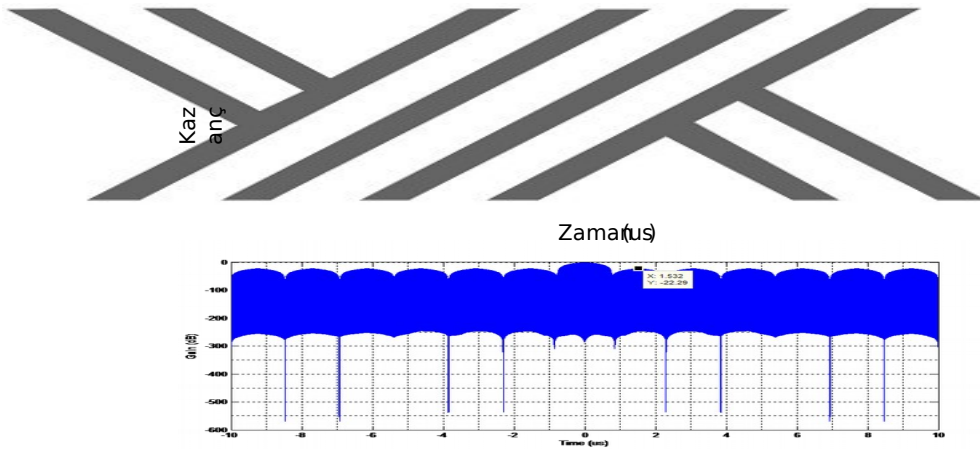
3.16'de sunulmuştur. Barker 13 koduyla modüle edilmiş işaretin uyumlu filtre çıktısı Şekil 3.17'de sunulmuştur. Şekil 3.17 incelendiğinde Çizelge 3.1 ile uyumlu olarak uyumlu filtre çıktısı elde edilmiştir.

3.2.2 Çokfazlı kodlar

Çokfazlı kodlamalı sinyaller, BPSK sinyallerine göre daha karmaşık yapıdadırlar. Sabit frekanstaki taşıyıcı sinyalin faz bilgisi, zamana bağlı olarak değiştirilmektedir. Sinyalin hangi fazlar arasında kaydırılacağı ve faz atlama süreleri her bir kod ailesine özgü



Şekil 3.16 Barker 13 faz değişim grafiği

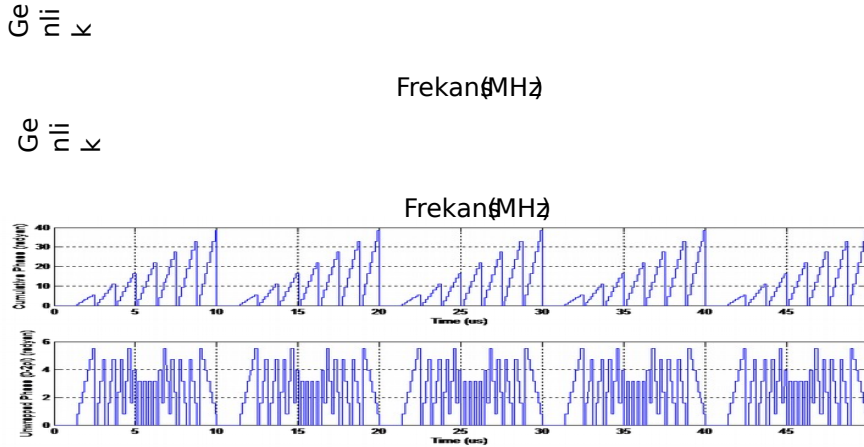


Şekil 3.17 Barker 13 uyumlu filtre çıktısı

yapıdadır. Bunlar sırasıyla Frank, P1, P2, P3, P4 kodlarıdır. Çokfazlı kodlamalı LPI radar sinyalleri için işlem kazancı kod uzunluğu ile ilintilidir (Pace 2009).

Frank kodlarında N^2 darbe parçası N faz Frank kodu olarak tanımlanırken, fazındaki değişim, $\Delta\phi = 2\pi/N$ olarak hesaplanır. Frank kodlu sinyal i örnek sayısı ve j frekans numarasını göstermek üzere, j frekansının i 'inci örneğini gösteren Esitlik (3.12) 'de verilmiştir. Örnek olarak 8×8 bit Frank kodunun zaman içindeki faz değişimi Şekil 3.18'de sunulmuştur.

$$\varphi_{i,j} = \frac{2\pi}{N}(i-1)(j-1), i, j = 1, 2, \dots, N \quad (3.12)$$



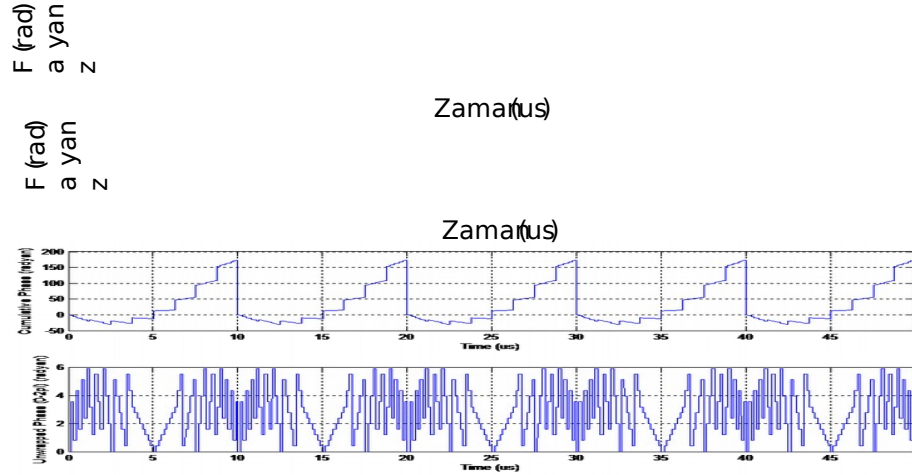
Şekil 3.18 8×8 Frank kod faz değişimi

Burada fazın değişim oranının kademeli olarak artırıldığı gözlenmektedir.

Frank kodu ve P1 kodu aynı sayıda yani N^2 eleman içermektedir. i belli bir frekanstaki örnek numarasını göstermek üzere, ve j frekans numarasını göstermek üzere, i numaralı örneğin j frekansındaki fazı

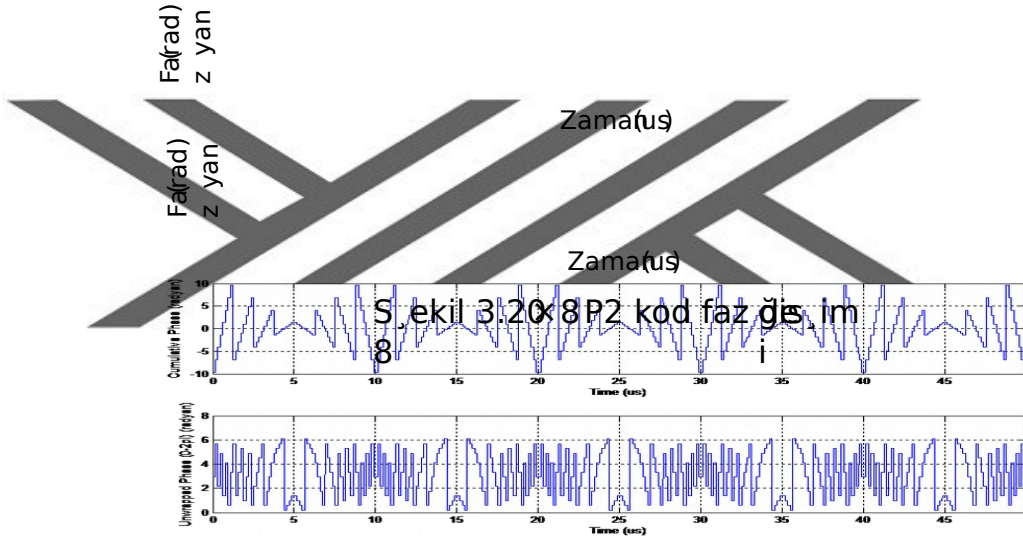
Esitlik (2.3)'de sunulmuştur (Pace 2009). Örnek olarak 8×8 bit P1 kodunun zaman içindeki faz değişimi Şekil 3.19'de sunulmuştur.

$$\varphi_{i,j} = \frac{-\pi}{N} [N - (2j-1)][(j-1)N + (i-1)], i, j = 1, 2, \dots, N \quad (3.13)$$



Şekil 3.19 8×8 P1 kod faz değişimi P2 kodu, P1 kodlarındaki faz değişimlerine sahiptir ama başlangıç faz değeri farklıdır. P2 kodu N değerinin çift olduğu durumlarda geçerlidir ve her bir kod grubu sıfır faza göre simetriktir. Bu faz değerleri Esitlik (3.14)'de sunulmuştur (Pace 2009). Örnek olarak 8×8 bit P2 kodunun zaman içindeki faz değişimi Şekil 3.20'de sunulmuştur.

$$\varphi_{i,j} = \frac{-\pi}{N} [2j-1-N][2i-1-N], i, j = 1, 2, \dots, N \quad (3.14)$$



P3 kodu dogrusal frekans modülasyonunun lokal osilatör vasıtasıyla temel banta indirilmesi ve temel banttaki I ve Q bileşenlerini Nyquist oranın örneklenmesiyle elde edilmiştir. Faz değerleri Esitlik (3.15)'de sunulmuştur (Pace 2009). Örnek olarak 8×8 bit P3 kodunun zaman içindeki faz değişimi Şekil 3.21'de sunulmuştur.

$$\phi_{i,j} = \frac{\pi(i-1)^2}{N}, i = 1, 2, \dots, N \quad (3.15)$$

P4 kodu P3 kodunda olduğu gibi doğrusal frekans modülasyonundan türetilmiştir. Faz değişimleri Esitlik (3.16)'de sunulmuştur (Pace 2009). Örnek olarak 8×8 bit P4 kodunun zaman içindeki faz değişimi Şekil 3.22'de sunulmuştur.

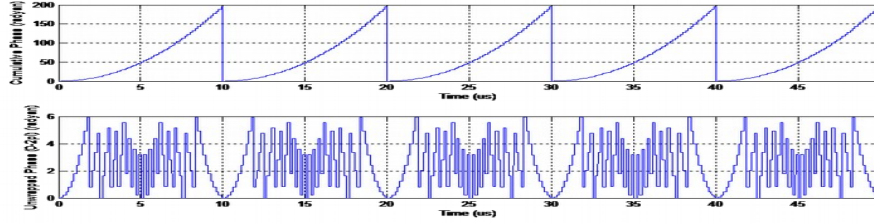
$$\phi_{i,j} = \frac{\pi(i-1)^2}{N} - \pi(i-1), i = 1, 2, \dots, N \quad (3.16)$$

F (rad)
a yan
z

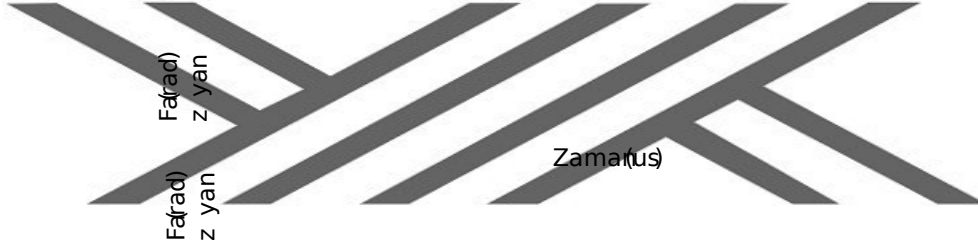
Zama(tus)

F (rad)
a yan
z

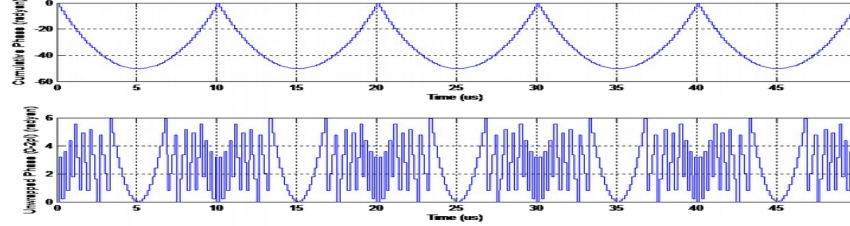
Zama(tus)



S,ekil 3.21 8x8 P3 kod faz degis,imi



Zama(tus)



S,ekil 3.22 8x8 P4 kod faz degis,imi

3.2.3 Çokzamanlı kodlar

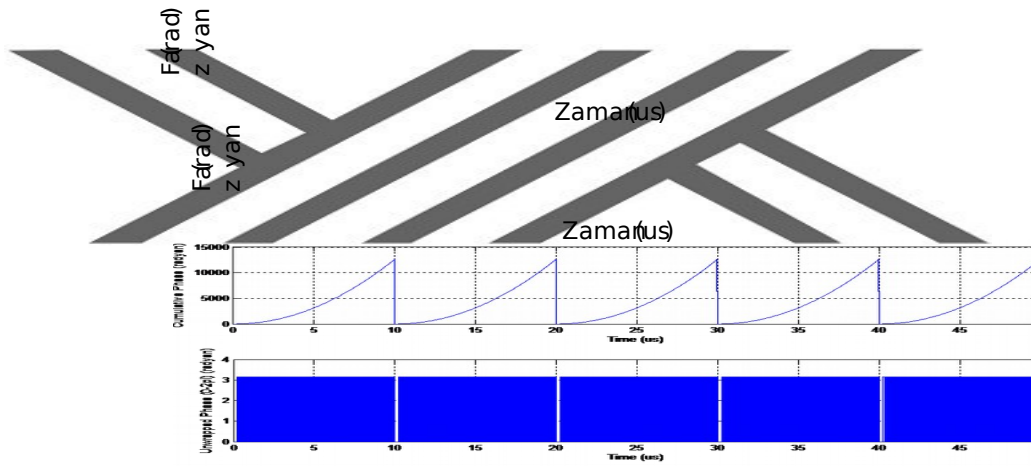
Çokzamanlı kodlamalı is,aretler, çokfazlı kodlamalı is,aretlerin özel bir durumundan ortaya çıkmaktadırlar. Çokfazlı yapıda olduğu gibi, sabit bir frekansa sahip olan taşıyıcı is,aretin fazının birden fazla degerde kaydırılması ile olus,turulmaktadır. Faz degis,im sıklıkları degis,tirilerek kodlama elde edilir. Is,arete LPI özelligi, faz de gis,iminin gerçekles,me aralığının zaman boyunca ayarlanması ile sağlanmaktadır. Is,aretin bant genis,ligini belirleyen unsur, fazlar arasındaki de gis,imin en hızlı oldu gu aralı gın süresidir.

Çokfazlı kodlamada, kodlama süresi boyunca bit süreleri karesel olarak değişir.

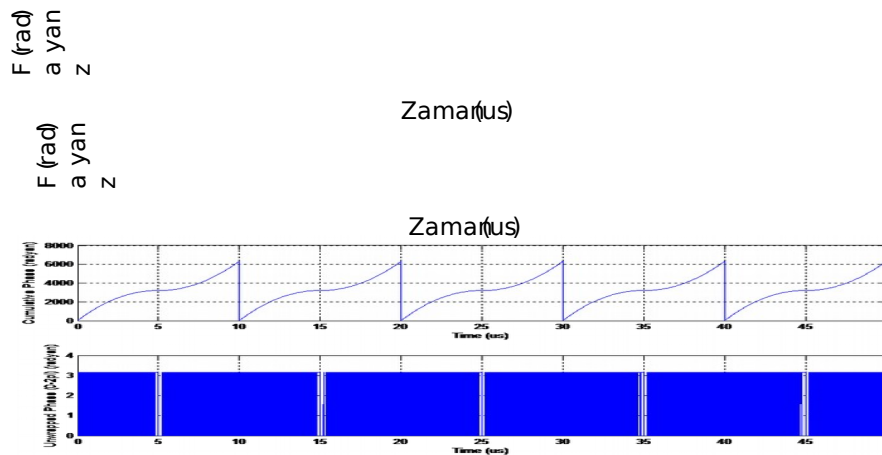
T1 ve T2 kod aileleri, kodlama süresini Frank, P1 ve P2 kodlarında olduğu gibi eşit aralıklı bölmelere ayırır ve her bölme içinde bit süreleri eşittir. T1 ve T2 kodlarının faz zaman değişimleri Eşitlik (3.17) ve Eşitlik (3.18)'de verilmiştir (Pace 2009). Örnek olarak 8×8 bit P2 kodunun zaman içindeki faz değişimi Şekil 3.20'de sunulmuştur.

$$\varphi_{T1} = \text{mod} \left[\frac{2\pi}{2\pi n} \text{INT} \left[\frac{jn}{T} (kt - jt) \right], 2\pi n \right] \quad (3.17)$$

$$\varphi_{T2} = \text{mod} \left[\frac{2\pi}{2\pi n} \text{INT} \left[\frac{2j-k+1}{T} (kt - jt) \right], 2\pi n \right] \quad (3.18)$$



Şekil 3.23 T1(2) kod faz değişimi (k=4)



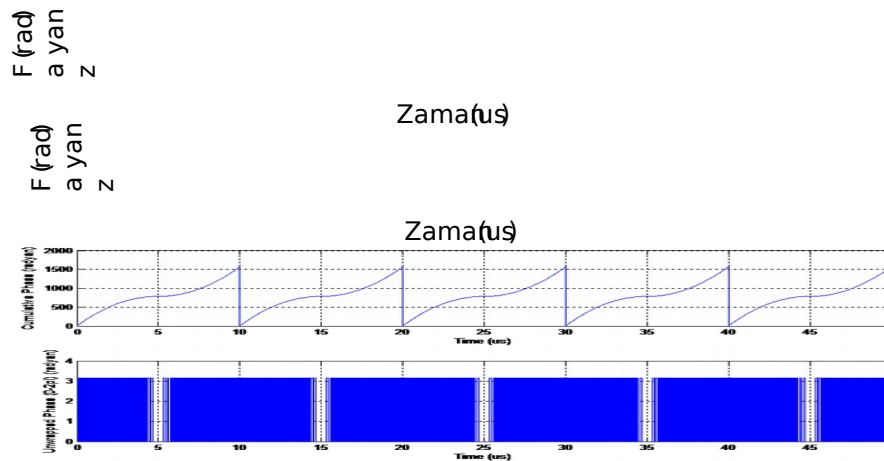
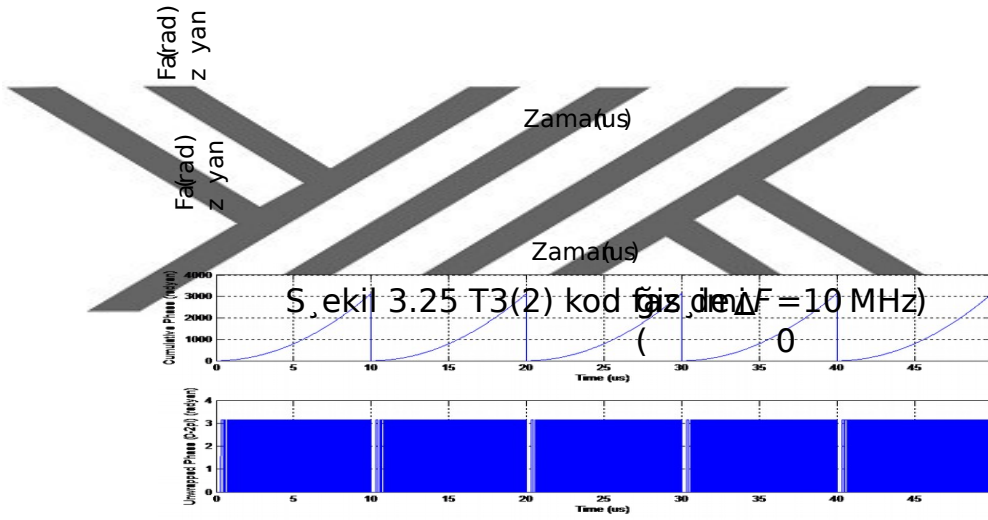
Şekil 3.24 T2(2) kod faz değişimi (k=4)

T3 ve T4 kod ailelerinde ise bölmeler yoktur. En kısa bit süresini belirleyen unsur, bant genişliği de ğeridir. T3 ve T4 kodlarının faz zaman de ğisimleri Es, itlik (3.17) ve Es, itlik ğ (3.18)'de verilmi ŝtir (Pace 2009). Denklemlerde T toplam kod süresini, n faz sayısını ve

ΔF bant genişliğini belirtmektedir. T3 ve T4 kodlarının faz zaman de ğisiminin grafikleri ğ S, ekil 3.25 ve S, ekil 3.26'de sunulmu ŝtur.

$$\varphi_{T3} = \text{mod} \left[\frac{2\pi n \Delta F t^2}{2T}, 2\pi n \right] \quad (3.1)$$

$$\varphi_{T4} = \text{mod} \left[\frac{2\pi n \Delta F t^2}{2T} - \frac{n \Delta F t}{2}, 2\pi n \right] \quad (3.2)$$



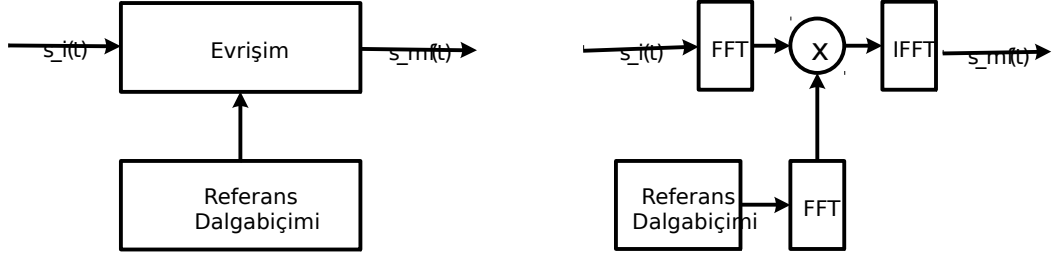
Radar is,aret simülatöründe faz ve frekans modülasyonlarını içeren darbeli ve sürekli is,aretlerin üretilmesi ve kaydedilmesi gerçekles,tirilmektedir. Kaydedilmiş is,aretler tekrar oynatılıp farklı is,aretlerle birles,tirilip çoklu is,aret ortamı senaryosu gerçekles,tirilebilmektedir. Bu altyapı sayesinde gelis,tirilecek sinyal analiz programına veri saglanması buradan gerçekles,tirilecektir. Bu ortamda olus,turulmuş is,aretler kullanılarak test gerçekles,tirilmis,tir.

3.3Gerçek Zamanlı LPI Sinyal Üretimi ve Uyumlu Filtre Tasarımı

Bölüm 2.4 'de belirtildiği üzere, LPI radarlarda uyumlu filtre sa,glayarak is,lem yapılan bandın daraltılması ve gürültü tabanının düş,ürülmesini saglayarak sinyal is,leme kazancı saglamaktadır. Analog ve sayısal olarak uygulanabilmekle birlikte modern radarlarda sayısal uygulama tercih edilmektedir (Skolnik 2008). Bu tez çalis,masında daha az yer kaplayan ve pratik olarak uygulanabilen sayısal uyumlu filtre yapısı gerçeklenmis,tir.

Uyumlu filtre zaman ekseninde uygulandığında darbe süresi uzadıkça sayısal filtre tasarımı güçles,mektedir. Frekans ekseninde ise bir PRI boyunca radarın kendi sinyali ve hedeften dönen sinyallere FFT uygulanır. Kompleks çarpım is,leminden sonra ters FFT uygulanır (Serin vd. 2010). Uzun PRI süreleri için kullanım alanı ve hesaplama süresi artmaktadır. Bu yöntemler Ş,ekil 3.27'de özetlenmis,tir. Ş,ekil 3.27a'da sunulduğu üzere zaman alanında evris,im tabanlı uyumlu filtre radar sinyalinden alınan örnekler ile yansıma sinyalinin filtrelenmesi ş,eklinde uygulanır. Evris,im tabanlı uyumlu filtre Es,itlik (3.21) ile tanımlanmış,tır. Es,itlik (3.21)'de $y[n]$ Ş,ekil 3.27a'da sunulan $s_{mf}(t)$ uyumluk filtre çıktısını, $x[n]$ giriş is,aretini, $s_i(t)$, $h[n]$

uyumlu filtre dizisini belirtmektedir. filtre katsayıları Şekil 3.27a'da uyumlu filtre katsayıları olan $h[n]$ 'in edilmesi sunulmuştur.



(a) Evrişim tabanlı MF

(b) FFT tabanlı MF

Şekil 3.27 Geleneksel sayısal MF uygulaması

$$y[n] = x[n] * h[n] = \sum_{k=0}^{N-1} x[k]h[n-k] \quad (3.21)$$

Frekans ekseninde uyumlu filtre uygulaması öncelikle gönderilen ve alınan sinyallerinin FFT'sinin alınmasıyla başlamaktadır. FFT katsayıları çarpılarak ters FFT uygulanır. Bu işlemler Eşitlik (3.22)'de özetlenmiştir. Burada $x[n]$ ve $h[n]$ sinyallerinin FFT dönüşümleri $X[W]$ ve $H[W]$ ile belirtilmiştir.

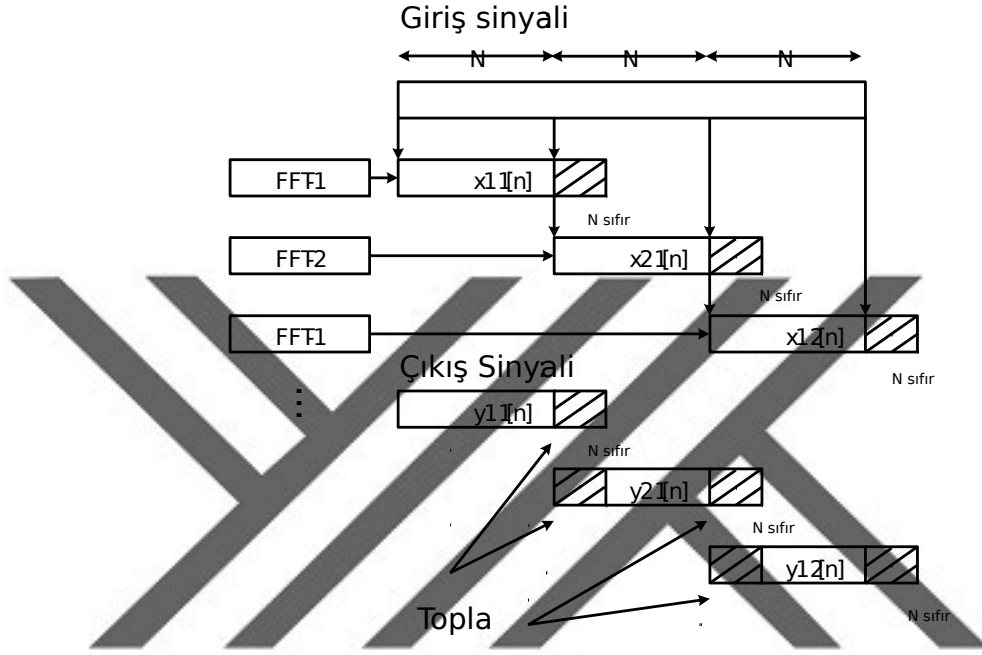
$$y[n] = IFFT[X[W] \times H[W]^*] = IFFT[FFT(x[n]) \times FFT(h[n])^*] \quad (3.22)$$

Kısa darbeleri radarlarda geleneksel MF uygulaması kolaylıkla uygulanmaktadır. Fakat darbe süreleri uzadıkça sayısal ortamda filtre uygulaması zorlaşmaktadır. Darbe süresi uzun olan LPI radarlarda MF uygulamasının zaman ekseninde uygulanması çok kaynak gerektirmektedir. N örnek bulunan radar darbesi için zaman alanında

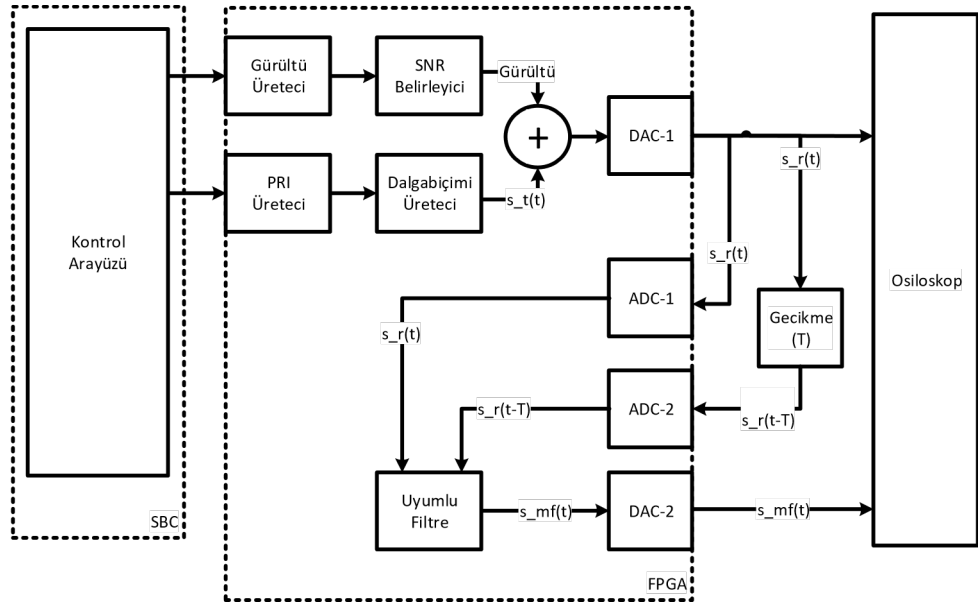
MF uygulaması için N^2 hesaplama yapılırken frekans ekseninde $\frac{1}{2} N[\log_2 N]$ karmaşıklıkta hesaplama yapılmaktadır. Geleneksel FFT tabanlı uyumlu filtre uygulamalarında bütün PRI periodunun FFT'si alınması gerekmektedir. Bunun mümkün olmadığı durumlarda daha küçük FFT parçaları alınarak MF uygulaması yapılabilir. Küçük FFT uygulamalarında ise PRI süresi ayırık olarak parçalara ayrılır ve FFT

süresi kadar çözünürlük mevcuttur. İki FFT süresi arasına düşen darbelerde sorun oluşmaktadır.

Bu tez çalışmasında özgün olarak geliştirilen *overlap-add* tabanlı MF uygulaması yüksek FFT büyüklüğü ve düşük çözünürlüklü MF problemlerini ortadan kaldırmaktadır. *overlap-add* tabanlı MF yapısında alınan sinyal pencerelenerek segmentlere ayrılır. Her bir segment için FFT tabanlı algoritma uygulanır ve çıkan sonuçlar toplanarak bütüncül filtreleme gerçekleştirilmiş olur (Smith 1999). Şekil 3.28 önerilen *overlap-add* tabanlı MF yöntemi için fonksiyonel akışını ifade etmektedir. N büyüklüğünde segmentlere ayrılan alınan işaretin her bir parçası $[x_{11}[n], x_{12}[n], x_{13}[n], \dots]; [x_{21}[n], x_{22}[n], x_{23}[n], \dots]$ olarak ifade edilmektedir. Her bir parça için N kadar sıfır eklenir ve Fourier dönüşümü gerçekleştirilir (Ozdil vd. 2012). Frekans ekseninde çarpım işlemi gerçekleştirilerek elde edilen katsayıların ters Fourier dönüşümü gerçekleştirilir. Çıktı sinyali olarak $([y_{11}[n], y_{12}[n], y_{13}[n], \dots]; [y_{21}[n], y_{22}[n], y_{23}[n], \dots])$ dizisi oluşturulur. Çıktı işaretlerinden ikincisi, $y_2[n]$, N kadar kaydırılarak ilk, $y_1[n]$ ve kaydırılmış sinyal, $y_2[n]$, toplanarak MF sonucu elde edilir. MF uygulaması döngüsü için Şekil 3.29'de verilen kurulum gerçekleştirilmiştir.

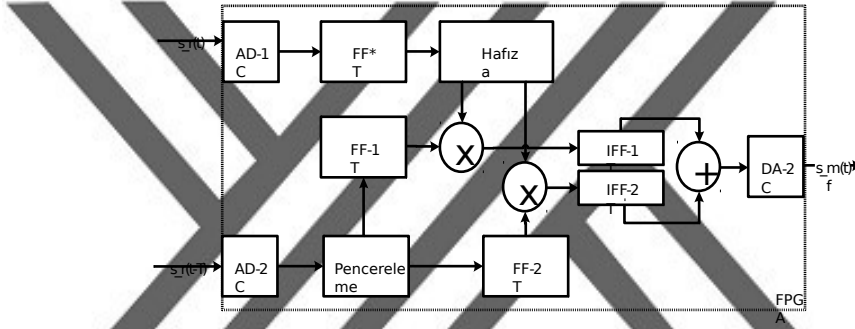


S, ekil 3.28 Overlap-add tabanlı MF yapısı



S, ekil 3.29 Uyumlu filtre ve radar sinyal simülatörü FPGA gerçekenmesi blok s, ema Uyumlu filtre uygulamasında üç ana modül bulunmaktadır. Bunlardan ilki radar is, aret simülatörü olup bu modülde temel bantta sinyal üretimi gerçeken, tirilmektedir (Orduyilmaz vd. 2013). Hedefin modellendiği modülde ise menzil de, gerine göre, gecikme ve güç azaltımı yapılmaktadır. Son modülde ise radarın alıcı kısmı modellenerek MF uygulanmaktadır. S, ekil 3.30'de alıcı kısımda kullanılan uyumlu filtre yapısı sunulmuş, tur. Radardan ve

hedeften alınan işaretleme analog sayısal dönüştürücü (ADC) ile sayısallaştırılır. Sayısallaştırılan FFT, kompleks çarpım ve IFFT blokları ile işlenir. FFT dönüştürmelerinde Xilinx tarafından sağlanan hazır modüller kullanılmıştır. Aralıksız işaretleme için "Pipeline" modu kullanılmıştır.



Şekil 3.30 Uyumlu filtre FPGA gerçekleştirilmesi blok şeması

Alınan FFT büyüklüğü radarın uzunluğunun iki katı olarak ayarlanır. Fourier dönüştürümü yapılan katsayılar her bir segmentle çarpım için kaydedilir ve alıcı kısım ile senkron şekilde tekrar oynatılır. Örnek olarak yapılan uygulamayı Modelsim ortamında Şekil 3.31’de verilmiştir. Alınan işaretleme iki parçaya bölünerek işlenir. Sırayla her bir parça için FFT alınır ve Şekil 3.32’de sunulan yöntem uygulanır. Gönderilen ve alınan işaretlerin FFT sonuçları çarpılır. Radar katsayıları Esitlik (3.23)’de verilmiştir. Hedef katsayıları Esitlik (3.24)’de sunulmuştur. Çarpım ise Esitlik (3.25)’de sunulmuştur. Burada $X(W)$ gönderilen işaretin ve $H(W)$ ise alınan işaret katsayıları olarak alınmıştır. FPGA ortamında Mf uygulaması Şekil 3.33’de verilmiştir.

$$X[W] = a+bi \Rightarrow a = \text{re}X(W), b = \text{im}X(W) \quad (3.2)$$

3)

$$H[W] = c+di \Rightarrow c = \text{re}H(W), d = \text{im}H(W) \quad (3.2)$$

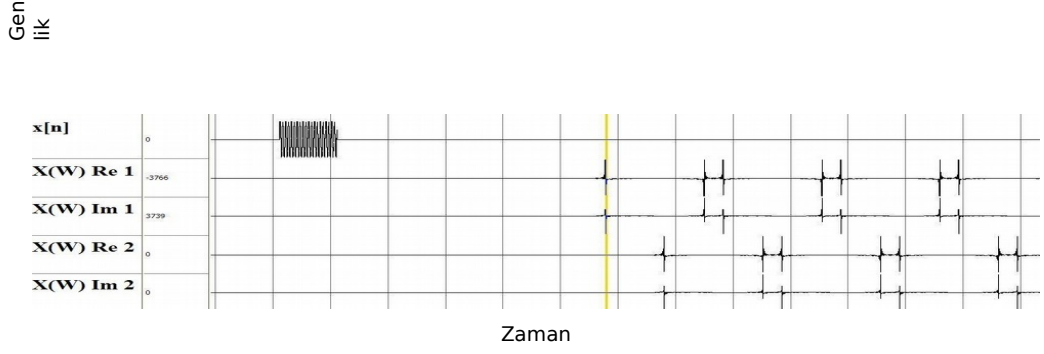
4)

4)

(3.2

$$X(W) \times H(W)^* = (a+bi) \times (c-di) = (ac+bd) + (bc-ad)i \quad (3.2)$$

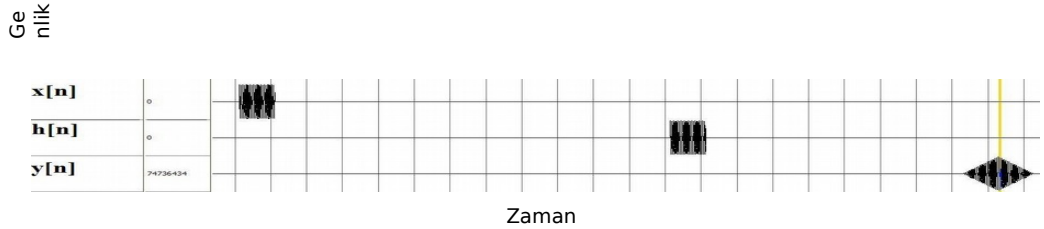
5)



S_ekil 3.31 Modelsim ortamında radar iş_aretini ve frekans dönüş_ümü



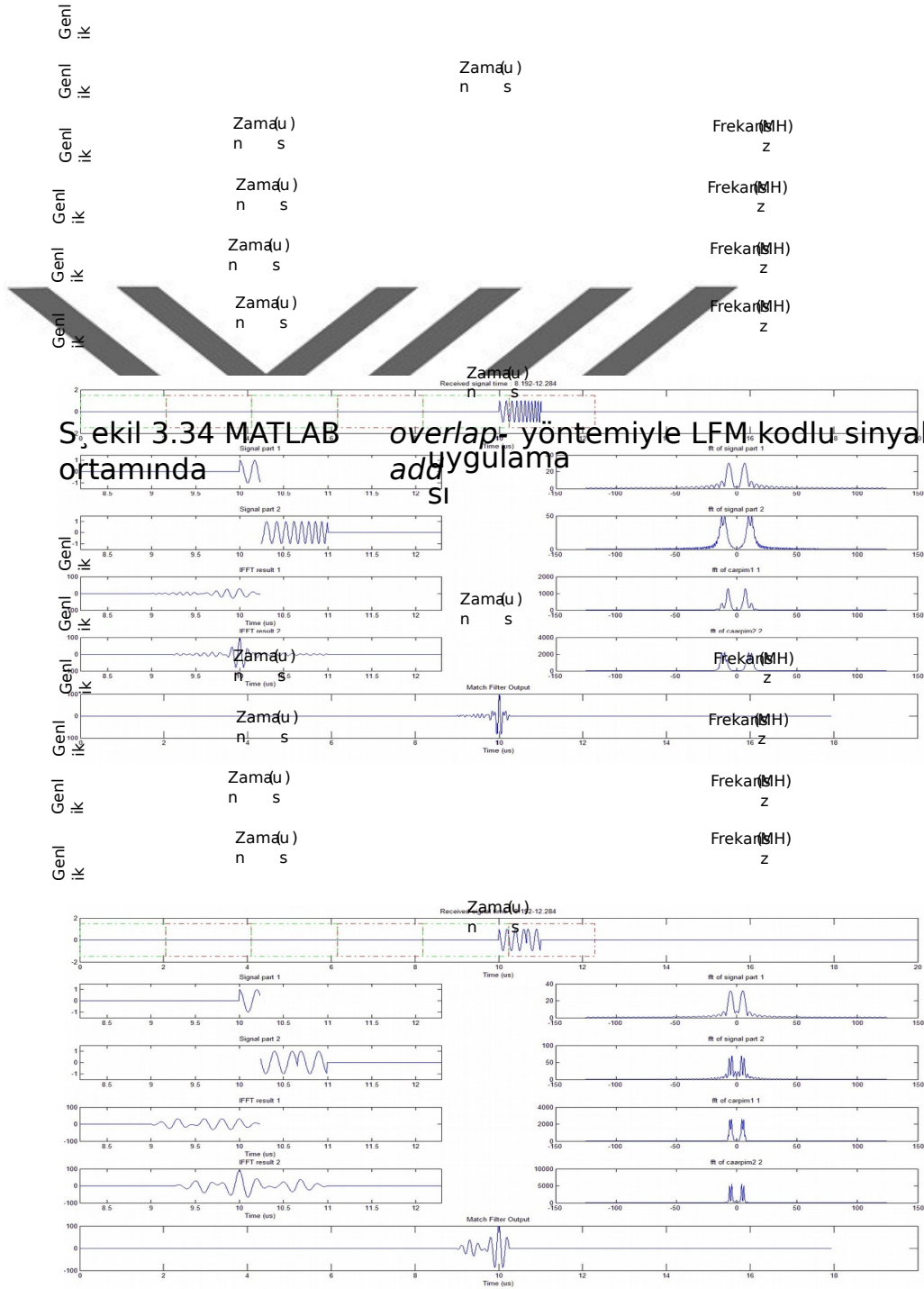
S_ekil 3.32 Modelsim ortamında hedef iş_aretini ve frekans dönüş_ümü



S_ekil 3.33 Modelsim ortamında frekans alanındaki uyumlu filtre uygulaması çıktısı

FPGA ortamında benzetimi yapılan MF uygulamasının MATLAB ortamında benzetim çalışması S_ekil 3.34'de verilmiştir. Burada yeşil ve mavi pencerelere düşen LFM modülasyonlu sinyaller ve ilgili sinyallerin FFT dönüşümleri sunulmuştur. Bu sinyallerin ayrı ayrı referans radar sinyali ile $E_{s, itlik}$ (3.25)'de verildiği gibi çarpımı ve IFFT sonuçları sunulmuştur. En son kısımda ayrı ayrı elde edilen

parçalar toplandığında bütün bir MF çıktısı oluşmaktadır. Benzer şekilde Barker kodlamalı sinyale uygulanan MF çıktısı Şekil 3.35'de sunulmuştur.



Şekil 3.34 MATLAB ortamında *overlap-add* yöntemiyle LFM kodlu sinyal için MF uygulaması

Şekil 3.35 MATLAB ortamında *overlap-add* yöntemiyle Barker kodlu sinyal için MF uygulaması

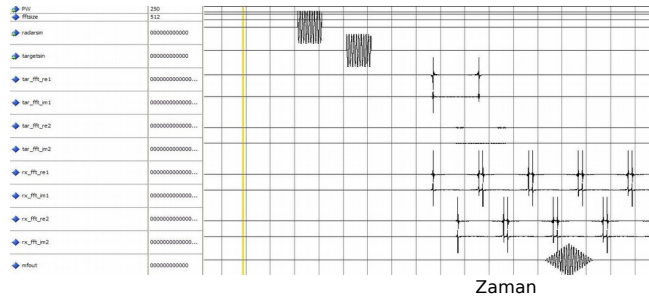
Bu tez çalışmasında benzetimi gerçekleştirilen MF uygulaması Virtex-5 FPGA kartında gerçekleştirilmiştir. Radar darbesinde Barker ve LFM modülasyonu kullanılmıştır. Öncelikle radar darbesinde kullanılan LFM modülasyonu parametre listesi Çizelge 3.2’de sunulmuştur.

Çizelge 3.2 LFM modülasyonu parametre listesi

Darbe Genişliği	2,5 μs
PRI	100 μs
Bant Genişliği	40 MHz
Frekans	70 MHz

Darbeçer modülasyonu içermeyen ve LFM modülasyonu içeren radarlar için MF uygulaması Şekil 3.36 ve Şekil 3.37’de gösterilmiştir. Bu radarlar hedef sinyallerini belirli bir gecikmeyle alınıyor ve hedef sinyallerini oluşturmaktadır.

Genlik



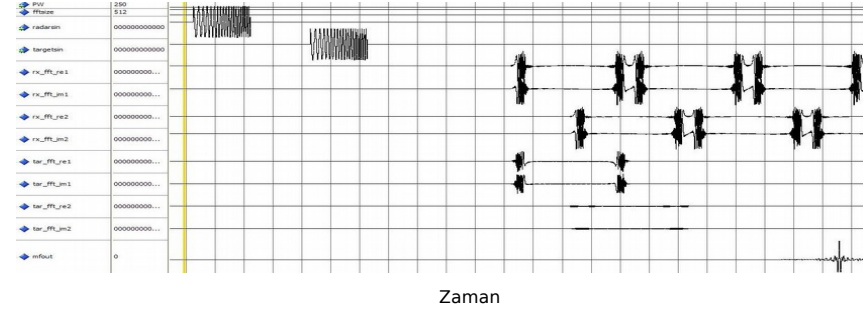
Şekil 3.36 Modülasyonsuz sinyal için modelsim ekranında MF çıktı sinyali

Şekil 3.34 ve Şekil 3.35’de MATLAB ortamında gösterildiği gibi alınan işaret üzerine düşen iki pencerede oluşan sinyallerin FFT sonuçlarını $[tar_fft_re1; tar_fft_im1]$ ve

[$tar_f_ft_re2$; $tar_f_ft_im2$] sinyal çifti oluşturulmaktadır. Bu FFT sonuçları ile radara ait

FFT sonuçlarının [$rx_f_ft_re1$; $rx_f_ft_im1$] ve zamandaki kaydırılmış hallerini

Genlik



Şekil 3.37 LFM modülasyonlu sinyal için modelsim ekranında MF çıktı sinyali

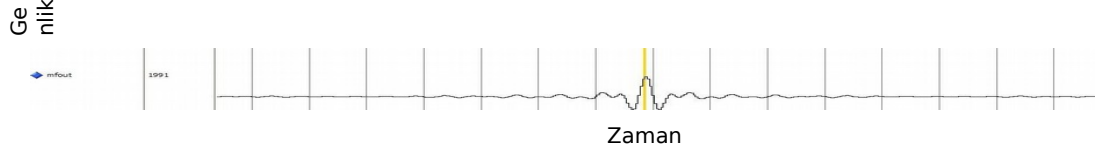
[$rx_f_ft_re2$; $rx_f_ft_im2$] Esitlik (3.25)'de belirtildiği gibi birebir kompleks çarpım yapılmıştır. Çarpım sinyaline IFFT dönüşümü uygulanarak $mfout$ MF çıktı sinyali ortaya çıkmaktadır. Bölüm 2'de belirtildiği üzere modülasyonsuz sinyal için Şekil 2.11 ile uyumlu olarak üçgen şeklinde MF çıktısı oluşmaktadır. Şekil 3.37'de ise, Bölüm 2'de belirtildiği üzere LFM modülasyonlu sinyal için Şekil 2.13 ile uyumlu olacak şekilde MF çıktısı oluşmaktadır.

Benzer şekilde Barker modülasyonu için MF modelsim çalışması yapılmıştır. Bu çalışmada Barker modülasyonu parametre listesi Çizelge 3.3'de sunulmuştur. Bu değerler kullanılarak üretilen Barker modülasyonlu sinyalin ve LFM modülasyonlu sinyallerin Modelsim ortamında benzetimi yapılan MF çıktılarının yakınlasmış hali Şekil 3.38'de sunulmuştur.

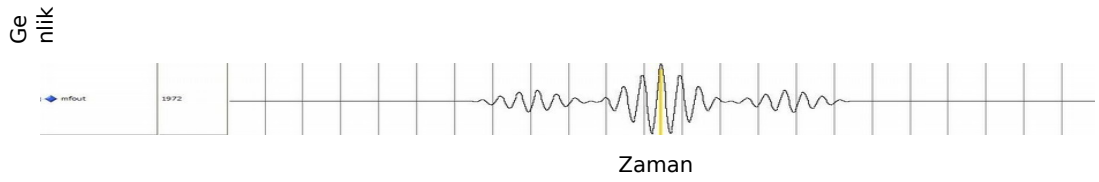
Çizelge 3.3 Barker modülasyonu parametre listesi

Darbe	2,5
-------	-----

Genişliği	μs
PRI	100 μs
Bant Genişliği	40 MHz
Kod uzunluğu (N)	3



(a) LFM



(b) Barker

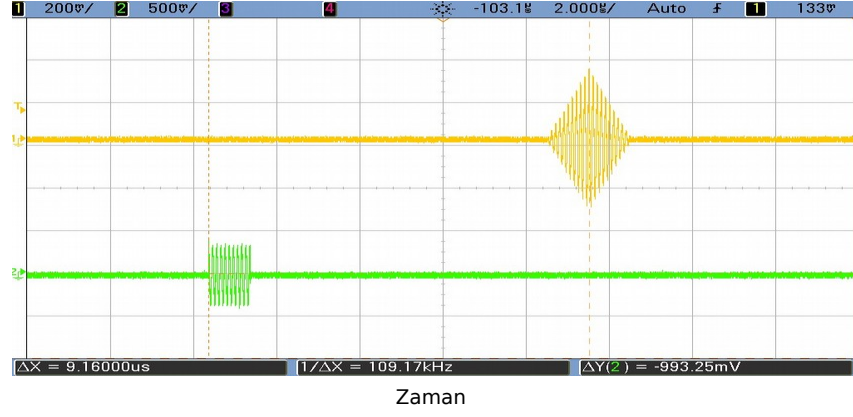
Şekil 3.38 Modelsim ortamında modülasyonlu sinyaller için MF çıktıları

MATLAB ortamında modelledip, Modelsim ortamında benzetimi yapılan MF yapısı

FPGA ortamında gerçekleştirilmiştir. Üzerinde Virtex-5 çipi bulunan bir FPGA kartında

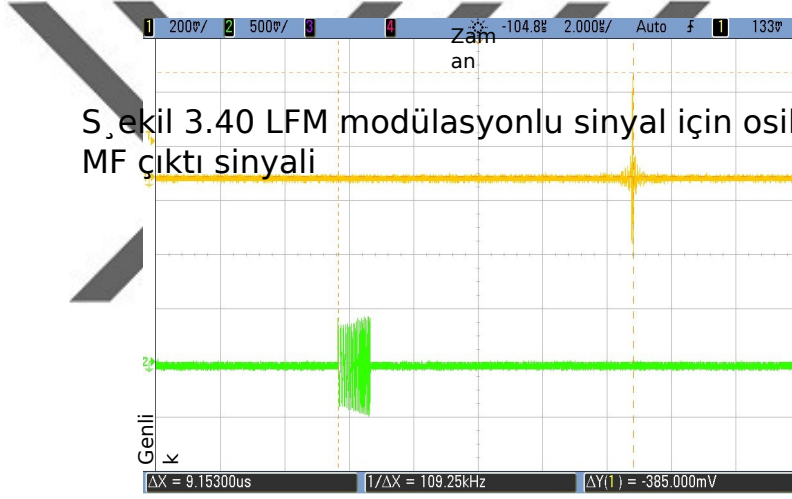
Şekil 3.30'de belirtilen tasarım uygulanmıştır. Gerçeklenen tasarımın modülasyonsuz, LFM ve Barker modülasyonlu sinyallerin MF osiloskop çıktıları Şekil 3.39 - Şekil 3.41'de sunulmuştur.

Gen
lik



S_{ekil 3.39} Modülasyonsuz sinyal için osiloskop ekranında MF çıktı sinyali

Geni
k



S,ekil 3.40 LFM modülasyonlu sinyal için osiloskop ekranında MF çıktı sinyali



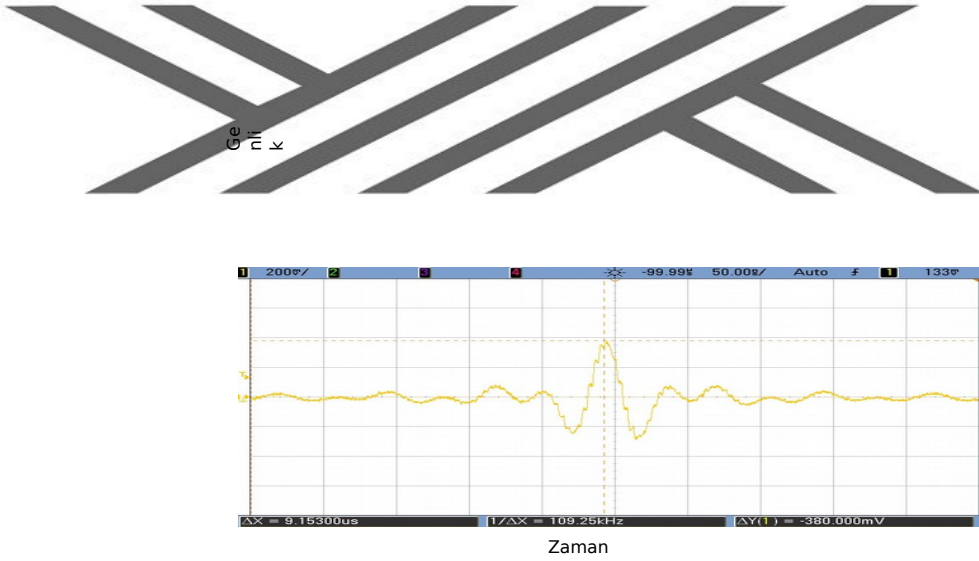
Zaman

S,ekil 3.41 Barker modülasyonlu sinyal için osiloskop ekranında MF çıktı sinyali

S,ekil 3.39 - S,ekil 3.41 incelendiginde *overlap-add* yöntemiyle MF uygulamasında FFT ve IFFT blokları kullanılığında hedef sinyalin

alınması ile MF çıktısının oluşturulması arasında MF işlem süresi bulunduğu gözlenmektedir. Burada yeşil renkle belirtilen radar darbesi hedef sinyalden dönen işareti tanımlamaktadır. Sarı renkle kodlanan işaret ise MF çıktısıdır. Hedef darbesi ile MF çıktısı arasında geçen süre ölçüldüğünde $9,15 \mu s$ çıkmaktadır. Bu süre MF hesaplama zamanını ifade etmektedir. FPGA üzerinde FFT, IFFT, kompleks çarpım ve toplama işlemleri bu süreyi ortaya çıkarmaktadır.

LFM ve Barker modülasyonlu sinyallerin MF osiloskop çıktılarının yakınlaştırılmış hali Şekil 3.42- Şekil 3.43'de sunulmuştur. Şekil 3.38'de sunulan modelsim grafikleriyle uyumlu olarak Şekil 3.42 - Şekil 3.43'de sunulan osiloskop MF çıktılarının uyumlu olduğu gözlenmektedir.

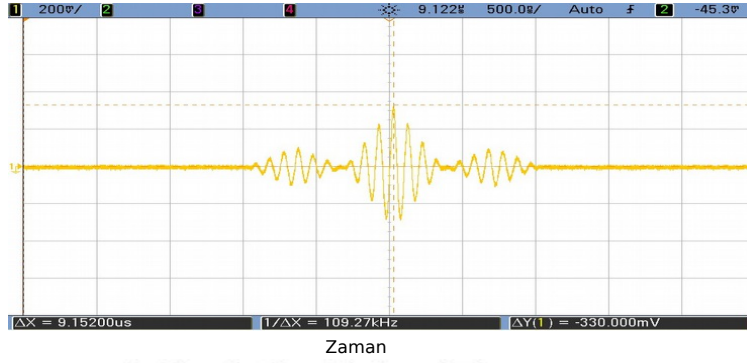


Şekil 3.42 LFM modülasyonlu sinyali yakınlaştırılmış MF osiloskop çıktısı

Bu çalışmada Çizelge 3.2'de belirtildiği şekilde $2,5 \mu s$ darbe uzunluğu için MF uygulaması gerçekleştirilmiştir. Uygulanan MF yönteminin NLFM dalgabirimlerini içerecek şekilde genişletilmesi ile daha yüksek darbe sıkıştırma kazancı olan dalgabirimleri FPGA

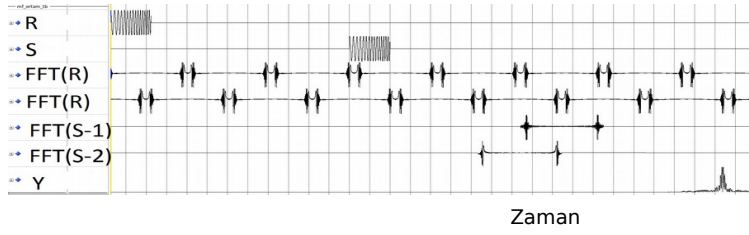
ortamında üretilmiş tir. Şekil 3.9'de sunulan 30 katsayılı Taylor NLFM modülasyonlu işaret kullanılmış tir. LFM ve NLFM dalga biçimleri arasındaki kazanç farkları Şekil 3.44 ve Şekil 3.45 'de sunulan modelsim benzetim sonuçları ile görülmektedir.

Genlik



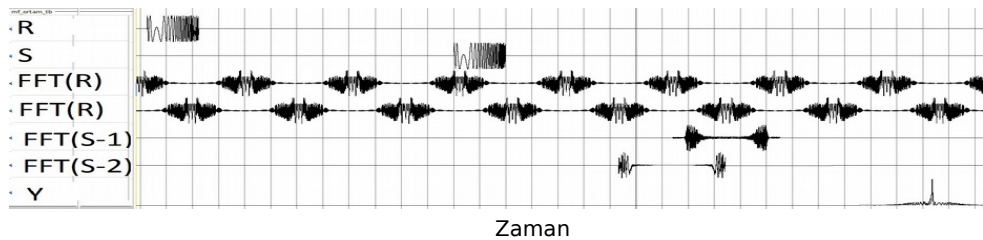
Şekil 3.43 Barker modülasyonlu sinyali yakınlaştırılmış, MF osiloskop çıktısı

Genlik

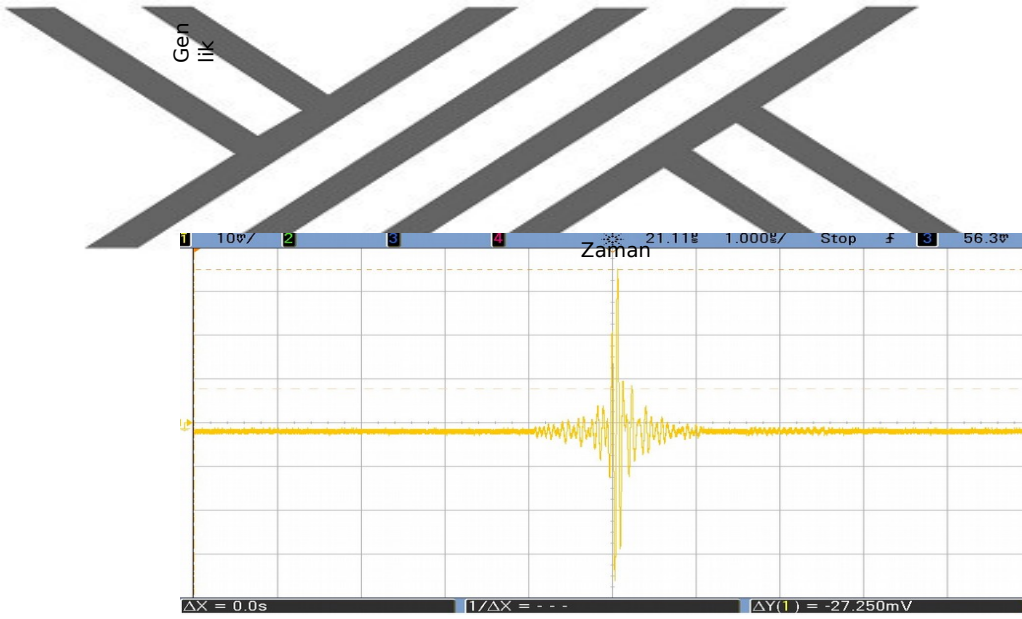


Şekil 3.44 LFM modülasyonlu sinyal için modelsim ekranında MF çıktı sinyali

Genlik



S,ekil 3.45 Taylor NLFM mod,ulasyonlu sinyal i,çin modelsim ekranında MF ,çıktı sinyali S,ekil 3.44'de R ve S radar sinyali ve hedef eko sinyalidir. $FFT(R)$, $FFT(S - 1)$ ve $FFT(S - 2)$ sinyalleri sırasıyla S,ekil 3.30'de tasarımı sunulan radar sinyalinin FFT sonucu, hedef sinyali birinci FFT blok sonucu ve hedef sinyali ikinci FFT blok sonucudur. Y sinyali MF ,çıktısıdır. NLFM mod,ulasyonlu is,aretin FPGA ,zerinde ger,çeklenmesi sonucu elde edilen MF ,çıktısı S,ekil 3.46'de sunulmuştur.



S,ekil 3.46 Taylor NLFM mod,ulasyonlu sinyal i,çin osiloskop ekranında MF ,çıktı sinyali

Bu b,olum kapsamında ger,çekles,tirilen ,alısmalar sonucunda farklı LPI radar FM/PM mod,ulasyonlu is,aretler MATLAB ortamında modellenmiştir. Çoklu is,aret ortamı oluşturacak şekilde istenilen farklı mod,ulasyonlar benzetimde aynı zamanda ve aynı frekans bandında oluşturulabilmektedir. Benzer şekilde modellenen is,aretlerin FPGA ortamında ,retilebilmesine yönelik altyapı oluşturulmuştur. Modelsim benzetim ortamında farklı LPI radar dalgabiçimleri analiz edilmiştir. ,zg,un olarak geliştiren FFT tabanlı

MF algoritması küçük FFT blokları kullanılarak büyük FFT sürelerinde yapılabilecek olan MF uygulamasının zaman ve kullanılan kaynak bakımından daha etkin şekilde yapılmasını sağlamıştır. FPGA kartı üzerinde gerçekleştirme ile gerçek radar sinyalleri üretilmiş ve MF çıktısı analog olarak osiloskopta gözlenmiştir. Bu bölümde oluşturulan altyapı Bölüm 4 ve Bölüm 5’de gerçekleştirilecek olan LPI radar sinyal analiz, ayırma ve sınıflandırma için LPI radar sinyal kaynağı olarak kullanılacaktır.

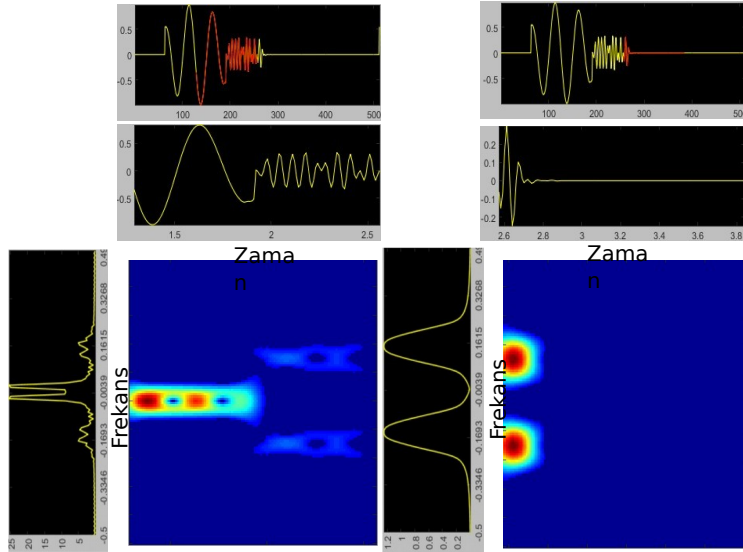
4. ZAMAN-FREKANS ANALİZİ

Tez çalışmasının bu bölümünde LPI radar işaretlerinin tespiti için zaman-frekans analizleri gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda kuramsal temelleri Bölüm 2.6.1’de sunulan analizlerden WVD, STFT, düzeltilmiş WVD ve CWD, çevrimdışı olarak çalışacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Bu dönüşümler temel olarak Bölüm 4.1’de sunulduğu gibi LPI radar işaretinin enerjisinin zaman-frekans ekseninde yoğunlaştırılıp daha sonra Bölüm 4.2 modülasyon tespit algoritmaları ile algılanması edilmesine dayanmaktadır. Bu işlemler sayesinde uyumlu filtre kazancına yakın seviyede işlem kazancı elde edilip hassasiyet seviyesinin düşülerek daha düşük güçte alınan LPI radar işaretlerinin algılanması hedeflenmiştir. Ayrıca bu tez çalışması kapsamında özgün olarak gerçek zamanlı spektrum algılama algoritmaları geliştirilerek Bölüm 4.1’de belirtilen STFT dönüşümü FPGA kartında gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen algoritma Bölüm 4.3 detaylarını sunulduğu şekilde ultra geniş bantta çalışması özelliği sayesinde LPI radar gibi geniş bantlı işaretlerin anlık hızlı şekilde algılanmasını sağlamaktadır.

4.1 Zaman-Frekans Dönüşümleri

LPI radarların tespitinde Bölüm 2.6.1'da belirtilen dönüşümlerden ilk olarak doğrusal bir dönüşüm olan STFT uygulanmıştır. STFT temelde FFT dönüşümünün pencerelenmiş şekilde uygulanmasını içermektedir. Pencere boyutunun değişimi Bölüm 2.6.1'da belirtildiği gibi zaman-frekans çözünürlüklerini de değiştirmektedir. LPI radarda uygulanan modülasyonun tam olarak tespiti için en uygun zaman-frekans çözünürlüklerinde işlem yapılmalıdır. Çok bileşenli örnek bir sinyal için STFT dönüşümü Şekil 4.1'de sunulmuştur. Burada pencere boyu W olarak 32 alınmıştır. Genel olarak incelendiğinde frekans çözünürlüğünün düşük olmasından frekans ayırımının kötü olduğu gözlenmektedir.

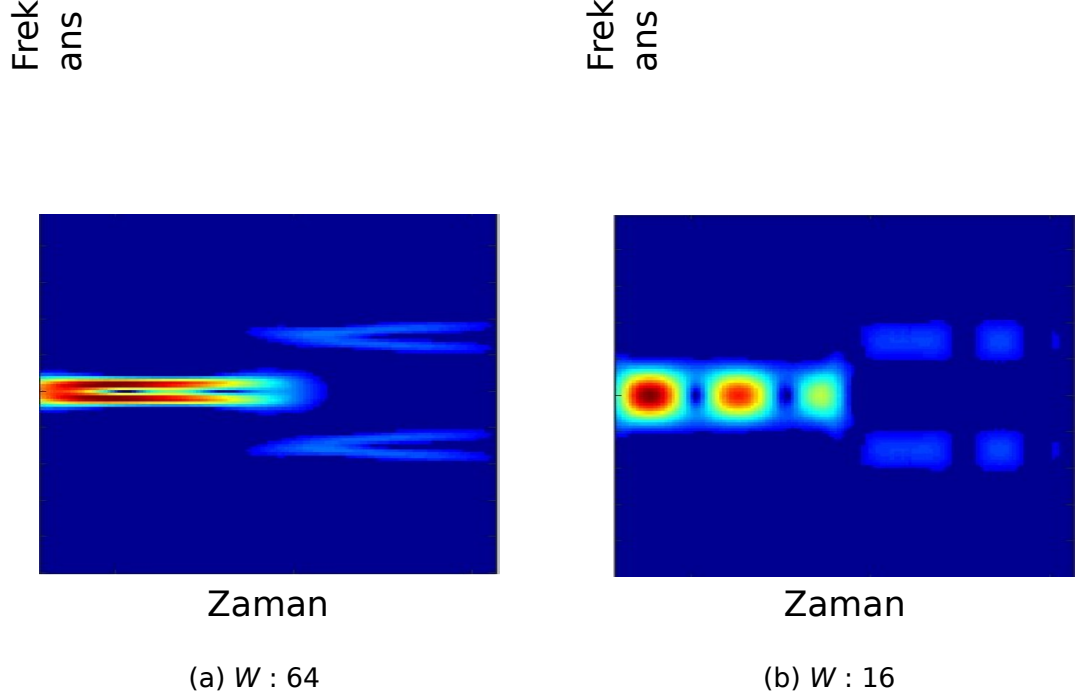
Aynı sinyal için farklı pencere uzunluklarında $W : [16;64]$ STFT uygulandığında Şekil



Şekil 4.1 STFT Dönüşümü

iki sinyalin frekans ekseninde birbirinden ayrıştırılması gözlenmektedir. Çözünürlüğü arttıkça her bir frekans çözünürlük hücresinin bant genişliği azalır. Esitlik (2.19) de verildiği gibi kullanıldığında her bir çözünürlük hücresine bant genişliği azalır. Gürültü olduğundan hassasiyet seviyesi düşer ve azalır.

4.2'de sunulan grafikler elde edilmiştir. Şekil 4.2a'da frekans çözünürlüğünün artması ve Frekans gi azalmaktadır.



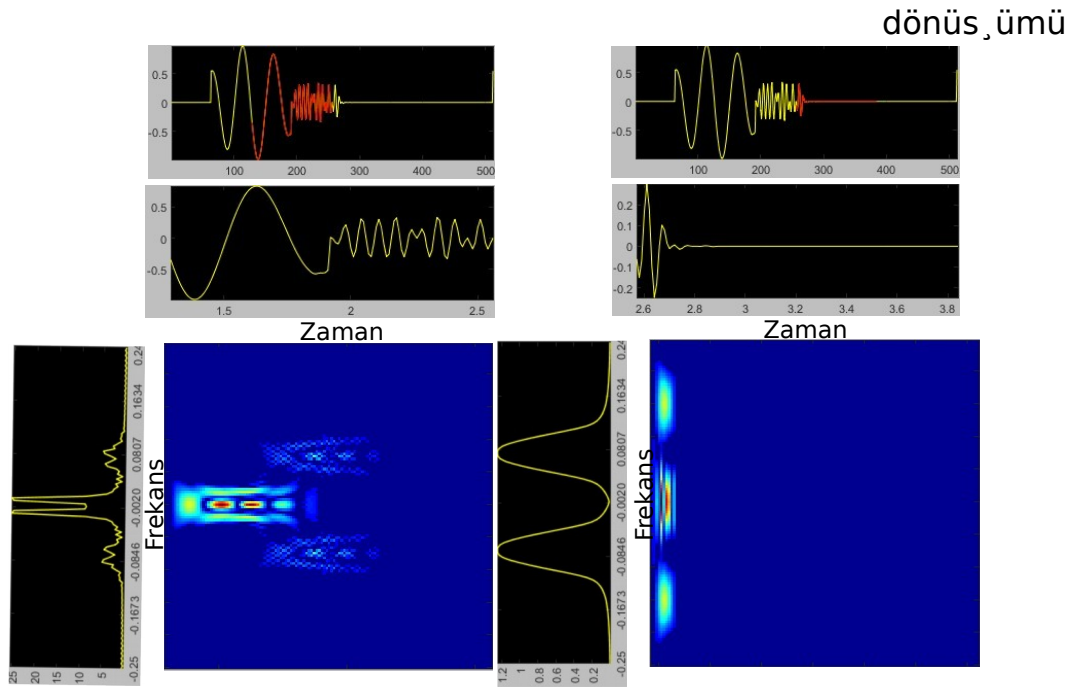
Şekil 4.2 Farklı pencere uzunlukları (W) için STFT dönüşümü

LPI radarların tespiti için frekans çözünürlüğünün mümkün olduğunca artırılması gerekmektedir. Frekans çözünürlüğünün artırılması gerçek zamanlı FPGA ortamında uygulamasında kullanılan FPGA kaynağı kullanımı ve hesaplama zamanının artmasına neden olmaktadır. STFT'nin FPGA ortamında uygulanmasına dair detaylar Bölüm 4.3'de sunulmuştur. Frekans çözünürlüğünün artırılması durumunda Şekil 2.4'de belirtildiği gibi zaman çözünürlüğü azalmaktadır. Şekil 4.2b'de pencere boyu azaldığından yüksek zaman çözünürlüğü ve düşük frekans çözünürlüğü görülmektedir. LPI radar sinyalleri uzun sinyaller olduğundan sadece LPI radar sinyal tespiti göz önünde bulundurulduğunda zaman çözünürlüğünün önemi kalmamaktadır. Ancak, LPI modülasyon

ayrıştırma ve sınıflandırma işlemleri için hem frekans hem de zaman da iyi

çözünge ihtiyaç
lülü duyulmaktadır.

He zam hem de freka ekseninyüks çözüngr WV
m an m e ns de ek lü ü D
sunmaktaDetayları Bölüm 2.6.1'de sunulan WVD dönüs,ümü,
dır temel olarak
kendisiyle filtrelen sinyalin spektrogramı olarak tanımlanır. Örnek bir
sinyalin WVD
dönüs,ümü S,ekil 4.3'da
sunulmuş,tur.

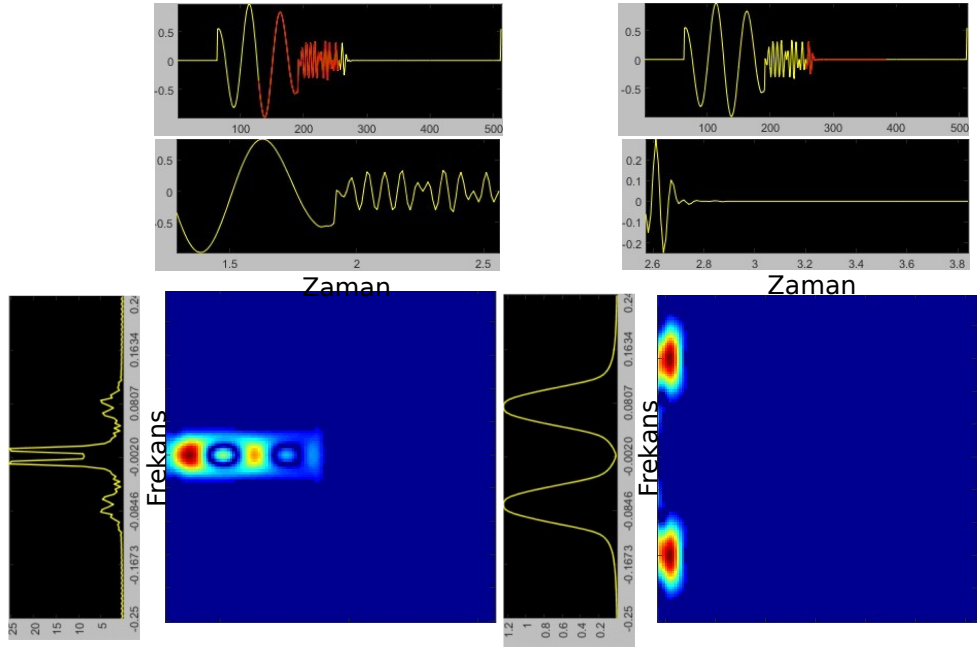


S,ekil 4.3 WVD Dönüs,ümü

S,ekil 4.3'de sunulan sinyalin ilk bölümünde iki farklı sinyalin zaman ve frekansta hassas s,ekilde yüksek çözünürlükle tespiti mümkündür. Burada dikkat edilmesi gereken nokta Bölüm 2.6.1'de Es,itik (2.42)'de verilen iki sinyalin evris,imi sonucu oluş,an çapraz terim varlığıdır. Bu örnekte çapraz terimlerin genlikseviyesi temel sinyallerden daha yüksekte~ oluş,maktadır. Bu çapraz terimlerin azaltılmasına yönelik olarak literatürde çeş,itli çalı,s,malar bulunmaktadır (Erdogan vd. 2017, Gulum vd. 2008, Gulum vd. 2017). Çapraz terimler gerçek sinyallerin ayirt edilmesinde büyük sorun

olus,turmaktadır. Çapraz terimlerin sayısı ve yüksek genlik seviyeleri VWD dönüs,ümünü çoklu is,aret ortamı için iyi bir seçenek olmaktan çıkarmaktadır.

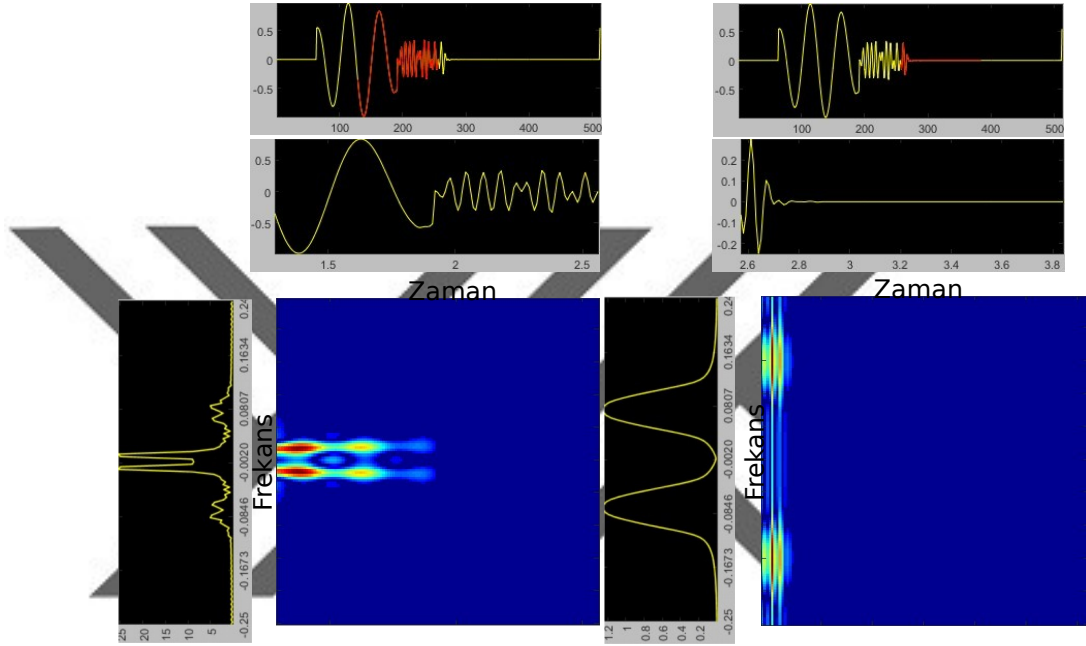
Aynı sinyalin çapraz terim problemini ortadan kaldırmak amacıyla gelis,tirilen ve formülasyonu Bölüm 2.6.1'de Es,itik (2.47)'de verilen PWVD dönüs,ümü sonucu S,ekil 4.4'de sunulmus,tur. Bu dönüs,üm sonucunda VWD dönüs,ümüne göre frekans çözünürlüğünde kötüle,sme olus,tu,gu gözlenmektedir. Ayrıca çapraz terimlerin ortadan, kalktığı bir zaman-frekans imgesi olus,maktadır. Zaman çözünürlü, gü yüksektir. PWVD, dönüs,ümü VWD'e bezner s,ekilde yüksek is,lem gücü gerektirmektedir ve gerçek zamanlı uygulamalar için uygun bir yapıda bulunmamaktadır.



S,ekil 4.4 PWVD Dönüs,ümü

Aynı sinyalin, WVD'de görülen çapraz terimleri kısmen ortan kaldıran ama bir yandan da zaman ve frekans çözünürlüğünü koruyan bir dönüs,üm olan CWD dönüs,üm sonucu S,ekil, 4.5'de sunulmus,tur.Bu dönüs,ümde zaman ve frekans çözünürlük degerinin yüksek oldu,gu gözlenmektedir. WVD dönüs,ümüne göre frekans

çözürlüğü kötüler,se de iki sinyali ayırtı edebilecek seviyede kaldığı gözlenmektedir.



Şekil 4.5 CWD Dönüşümü

STFT, VWD veya CWD gibi dönüşümler kullanılarak oluşturulan zaman-frekans imgelerinde LPI radarlar tarafından oluşturulan modülasyon örüntülerini farklı çözünürlüklerde tespiti mümkün kılınmaktadır. Bu tez çalışmasında bu imgelerin işlenerek Hough dönüşümü gibi farklı algoritmalarla modülasyon tespiti gerçekleştirilmektedir.

4.2 Modülasyon Tespit Algoritmaları

LPI radar işaretlerine Bölüm 4.1'de belirtilen zaman-frekans dönüşümlerinden biri uygulanarak elde edilen zaman-frekans imgesinde modülasyon tespit algoritmaları uygulanarak modülasyonun örüntüsü çıkarılmaktadır. Modülasyonun alınan işaret üzerinde oluşturduğu frekans değeri etkisi bu örüntü üzerinden çıkarılmaktadır. Bu örüntüler girdi kabul edilerek Bölüm 5'de belirtilen ayrıştırma ve

sınıflandırma algoritmaları uygulanmaktadır. Bu tez çalışması kapsamında Hough dönüşümü ve frekans eşleştirme algoritmaları gerçekleştirilmiştir.

4.2.1 Hough dönüşümü

Hough dönüşümü Bölüm 2.6.3'de detayları verildiği şekilde zaman-frekans imgesi resim üzerinde örüntüleri tespit etmek için kullanılmaktadır. Hough dönüşümü gerçekleştirilmeden önce imge öncelikle *grayscale* formuna çevrilir. Daha sonra *sobel* kenar filtresi kullanarak imgedeki kenarlar elde edilir. Kenarları içeren bu imge üzerinde Hough dönüşümü hesaplanır. Dönüşümdeki yüksek değerler optimize edilen bir eşik değeri de dikkate alınarak bulunur. Normal imgede bu değerlere karşılık gelen noktalardan geçen doğrular belirlenir.

Hough dönüşümü ile imge üzerinde doğrular bulunduktan sonra, darbelere karşılık gelen bölgeleri en iyi şekilde temsil etmek için Hough dönüşümü ile belirlenen doğrular kullanılarak bir doğru belirlenir. Bu ise iki şekilde yapılabilir. İlki doğruların orta noktalarını kullanarak birbirine belirli bir mesafeden yakın olan doğrular belirlenerek bu doğruların ortalaması alınarak o bölgedeki darbeyi temsil eden doğru olarak atanır.

Diğer yöntemde ise ilkinе benzer şekilde herhangi iki noktası arasındaki mesafe belirli bir eşik değerinden düşük olan doğrular bulunur. Bu yöntemde doğruları temsil etmek için birden fazla doğru kullanılır. Bu doğrulardan bir tanesi yatay diğeri ise dikey eksene yakın olacak şekilde dir. Yakın olan doğrular belirlendikten sonra dikey eksene yakın doğruyu belirlemek için bu doğruların başlangıç ve bitiş noktalarının sırası ile piksel satır değeri olarak

en küçük ve en büyük degerleri seçilir. Buna ek olarak, piksel satır degerinin küçük olanı için hangi dogrunun ilk noktasının satır degeri küçük ise onun sütun degeri alınır. Benzer şekilde, piksel satır degerinin büyük olanı için hangi dogrunun son noktasının satır degeri büyük ise onun sütun degeri alınır. Dikey eksene yakın olan dogruyu belirlemek için yapılan işlemlerin aynısı yatay eksene yakın olan dogruyu belirlemek için yapılır. Yukarıda anlatıldığı şekilde darbelere karşılık gelen bölgeler önce yatay ve dikey eksene yakın olmak kaydıyla dogrular ile temsil edilir. Daha sonra bu dogruların uzun olanı darbeyi temsil eden tek dogru olarak belirlenir. Bu dogru bulunduğundan sonra darbenin özellikleri ve darbe ile ilgili işlemler sadece bu dogru kullanılarak hesaplanır.

Yöntemlerin başarı sonuçlarını elde etmek için 3 farklı senaryo dikkate alınmıştır. Bu senaryolarda gürültü miktarları 0 dB, 10 dB ve 20 dB olmak üzere 3 seviye de tutulmuştur. Dinleme süresi 100 μ s'dir. Buna ek olarak, her bir gürültü seviyesi için 3 farklı darbeyi yayın dikkate alınmıştır. Bu yayınların özellikleri 3 senaryo için de aynıdır.

Kullanılan örnekleme frekansı (F_s) 2500 MHz ve STFT dönüşümü için pencere boyu,

$W_p = 102$ olarak belirlenmiştir. Çizelge 4.1'de kullanılan yayınların özellikleri verilmiştir.

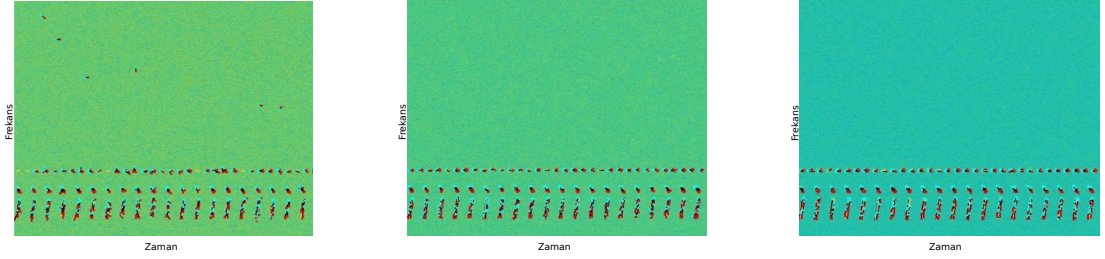
Çizelge 4.1'de kullanılan yayınların özellikleri

Çizelge 4.1 LPI radar (LFM) özellikleri

Yayınlar	Modülasyon Tipi	Frekans (MHz)	BW (MHz)	PRI (μ s)
1	LFM - Üçgen	70	1	3
2	LFM - Azalan	90	9	5
3	LFM - Artan	90	20	5

0 0

Dikkate alınan yöntem ile dinleme aralığındaki darbelerin merkez frekansı ve bant genişliği kestirimi $SNR : [-10, 0, 10]$ dB için yapılmıştır. Çizelge 4.1’de verilen yayınlar içeren STFT imgelerinin Hough dönüşümü sonrasında elde edilen çıktıları Şekil 4.6’da sırası ile sunulmuştur.

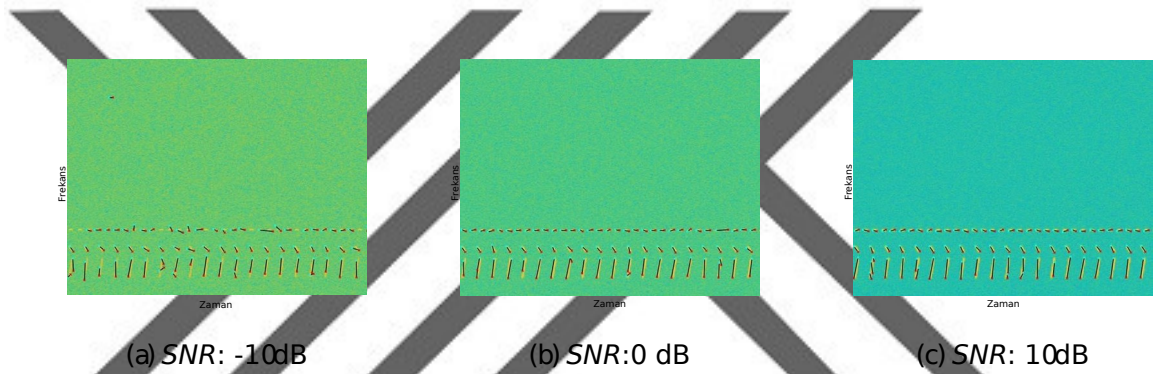


(a) $SNR : -10$ dB

(b) $SNR : 0$ dB

(c) $SNR : 10$ dB

Şekil 4.6 Üretilen yayınların Hough dönüşümü ham çıktısı Buna ek olarak, kullanılan yöntem sonucu darbelerin doğrular ile gösterim çıktıları ise $SNR : [-10, 0, 10]$ dB değerleri için sırası ile Şekil 4.7’de sırası ile sunulmuştur. Şekil 4.7’de sunulan grafiklerde HD’nin SNR seviyesine hassas olduğu görülmektedir. Ayrıca, zaman ve frekans çözünürlüğüne bağlı olarak modülasyon geniş bir alan kapladığı durumlarda birden çok çizgi oluşmakta ve bunların elenmesi ve birleştirilmesi konusu gündeme gelmektedir. Bu nedenlerden HD uygulamasından önce ve sonra belirli bir ön işleme algoritmaları koşturulması gerekmektedir. HD’nin avantajlı yönü ise modülasyona bütüncül olarak bakıldığından daha sonraki ayırma ve sınıflandırma kısmı için gerekli imge parçasının oluşturulmasında başarılı şekilde modülasyon merkezini çıkarmaktadır.



(a) $SNR: -10$ dB

(b) $SNR: 0$ dB

(c) $SNR: 10$ dB

Şekil 4.7 Üretilen yayınların Hough dönüşümü çıktısı

HD'nin modülasyon parametrelerinin kestirim performansını gözlemlemek için 100 koşullu Monte Carlo simülasyonları gerçekleştirilmiştir. 10 farklı deneme ele alınmıştır. Deneylerde ortalama kare hatanın karekökü merkez frekansı F ve bant genişliği BW hesaplamasında hata ölçütü olarak kullanılmıştır. Bu deneylerin sonuçları farklı denemeler için Esitlik 4.2'de verilmiştir.

Bu koşulların ortalamaları alındığında \sim merkez frekans ve bant genişliğinde \sim $SNR : -10$ dB için [144.66;25.58], $SNR : 0$ dB için [20.53;22.71] ve $SNR : 10$ dB için [19.99;20.44] hata yapıldığı gözlenmiştir. \sim Esitlik 4.2'de verilen sonuçlara ek olarak farklı yayınlar için de ortalama kare hatanın karekökü değerleri de hesaplanarak Esitlik \sim

4.3'de sonuçlar sunulmuştur.

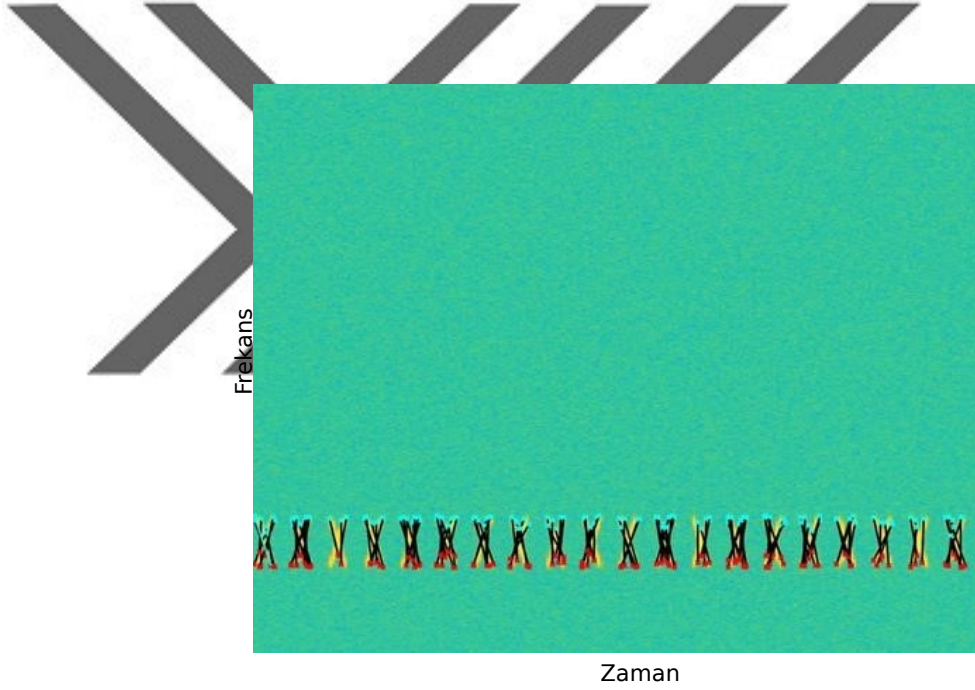
Çizelge 4.2 Frekans Ölçüm doğrulukları \sim

Deneme	-10 dB		0 dB		10 dB	
	F (MHz)	BW (MHz)	F (MHz)	BW (MHz)	F (MHz)	BW (MHz)
1	165.13	23.35	19.38	18.53	22.89	19.46
2	75.52	25.36	19.49	20.63	14.19	20.64
3	187.38	26.88	21.28	21.96	23.19	19.74
4	37.58	25.85	22.56	27.07	20.35	21.47
5	210.52	26.99	18.24	20.43	17.54	20.42
6	170.59	26.91	21.42	22.96	20.29	22.16
7	160.33	24.05	24.58	23.19	20.30	20.62
8	88.20	28.07	19.72	24.08	22.29	18.65
9	42.34	24.65	19.61	24.53	21.60	18.18
10	108.97	23.64	19.05	23.69	17.31	19.06

SNR (dB)	Hata (MHz)	
	F	BW
-10	33.8 2	32.5 4
0	25.6 2	29.3 0
10	24.7 5	26.0 5

Simülasyonlar ile ilgili dikkate alınması gereken bir diğer nokta ise Hough dönüşümü çıktılarıdır. Şekil 4.6'da görülebileceği üzere Hough dönüşümü imgelerde darbelerin bulunduğu bölgeleri fazla sayıda doğru ile belirlemektedir. Bu doğrulardan darbeyi en iyi şekilde temsil eden doğru elde edildikten sonra imgelerden görülmektedir ki bazı darbeler seçilen eşik değerlerinden dolayı birden fazla doğru ile temsil edilmektedir. Bu ise sonuçlarda hataya yol açmaktadır. İmgede bulunan çizgilerin kalınlığının az olduğu durum olan bant genişliğinin 100 MHz olduğu durumda darbeler tek bir doğru ile temsil edilebilmektedir. $SNR : -10$ dB değerinde hata miktarının yüksek çıkmasının sebebi hatalı olarak tespit edilen yayınlardan kaynaklanmaktadır.

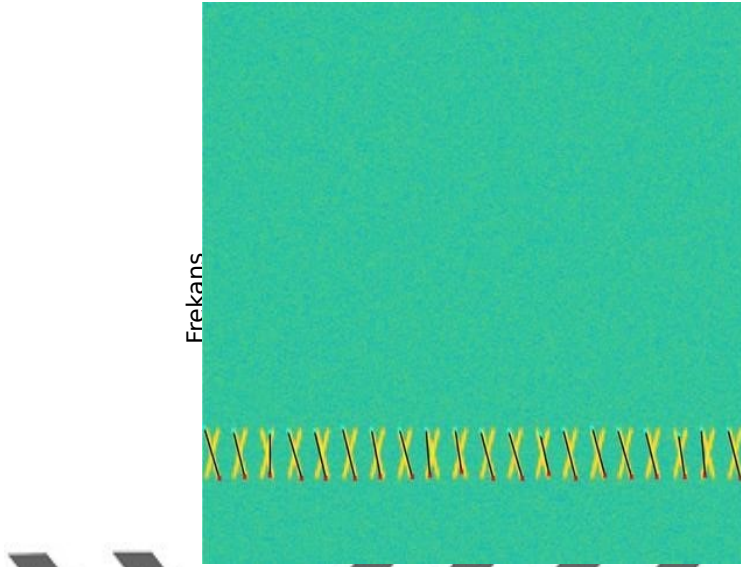
Simülasyonlar için yukarıda üretilen sinyallere ek olarak daha zor durumlarda sistem performansını test etmek adına, keskin sinyaller durumu da ele alınmıştır. Buna ek olarak, daha zor senaryoları denemek adına birbiri ile keskin darbeler üretilip deneme yapılmıştır. Bu darbeler 500 MHz merkez frekansı ve 200 MHz'lik bant genişliğine sahiptir. SNR değeri olarak yüksek belinerek 10 dB kullanılmıştır. Darbelerin biri testere diskinde azalan LFM ile üretilirken diğer testere diskinde artan LFM ile üretilmiştir. Bu yayınların ham Hough dönüşümü çıktısı Şekil 4.8'de sunulmuştur.



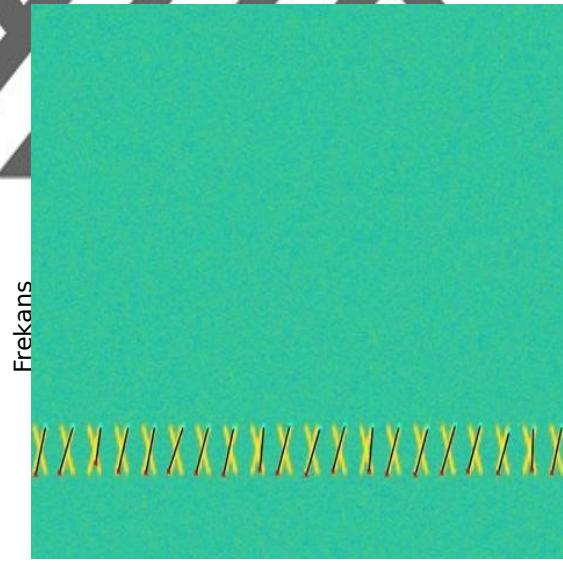
S,ekil 4.8 çapraz s,ekilde kesis,en darbelerin 20 dB SNR degerindeki Hough d,önüs,ümü

ıktısı

Önceki simülasyonlardan farklı olarak bu durumda Hough d,önüs,ümünde elde edilen doğruların uzunluğunun limitlendiği ve ardından kesis,en darbe çiftlerini tek bir doğru ile temsil etmek hatalı sonuca yol açacağından eğgimleri 0'dan büyük ve küçük doğrular üzerinde işlem yapacak şekilde ilerlenmiştir. Doğruları eğgimlerine göre ayırdıktan sonra raporun başında açıklanan yöntem ile eğimi 0'dan küçük ve büyük olanlar ayrı ayrı uygulanır. Elde edilen sonuçlar sırasıyla S,ekil 4.9 ve S,ekil 4.10'de sunulmuştur.



S,ekil 4.9 çapraz s,ekilde kesis,en darbelerin azalan LFM mod,ulasyonu biles,enleri



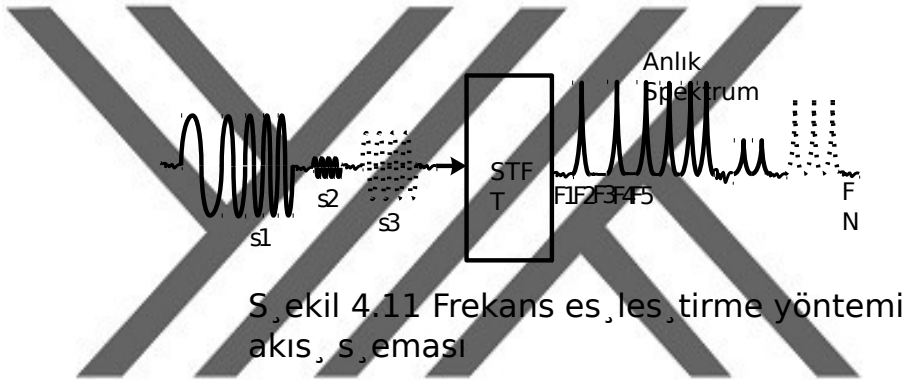
S,ekil 4.10 çapraz s,ekilde kesis,en darbelerin artan LFM mod,ulasyonu biles,enleri

Bu sonuçları kullanarak ham Hough d,ön,üş,ümde çizgi bulutunda farklı iki mod,ulasyonun varlığı tespit edilebilmektedir. Hough d,ön,üş,üm uygulaması genel olarak incelendiğ,inde iş,lem yükü fazla olduğundan çevrimdışı uygulamalar için uygun gör,ülmemektedir. Baş,arımının arttırılması için imgenin ön iş,leme tabi tutulması

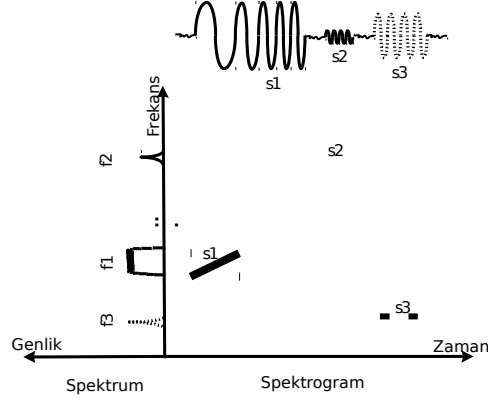
gerekmektedir. Elde edilen modülasyon çizgilerinin de son işleme tabi tutulup uygun şekilde birleştirilmesiyle modülasyon parametreleri daha doğru çıkarılmaktadır. Bu işlemlere rağmen analiz sonuçları incelendiğinde modülasyon parametreleri kestiriminde büyük hatalar oluşmaktadır.

4.2.2 Frekans eşleştirme

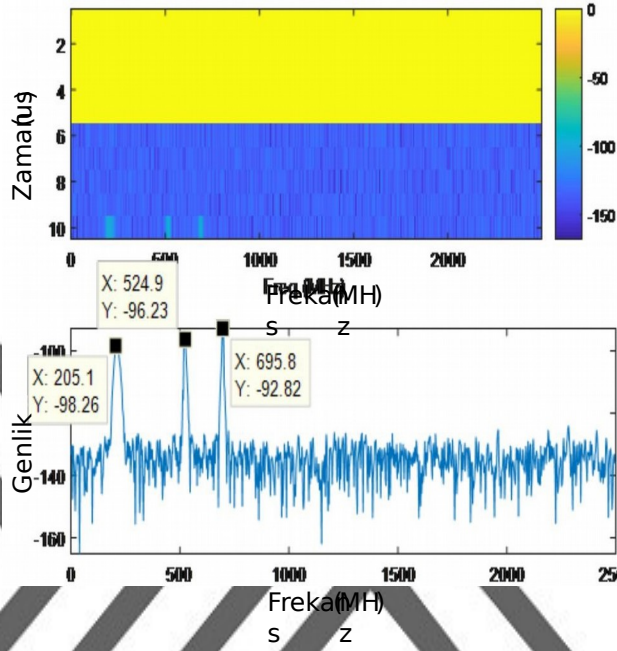
Frekans eşleştirme yöntemi temel olarak STFT dönüşümünde her bir pencerede FFT dönüşümleri elde edilen tek boyutlu spektrum sinyali üzerinde frekans tespiti ve takibini içermektedir. Bu yöntemin akışı Şekil 4.11'de sunulmuştur.



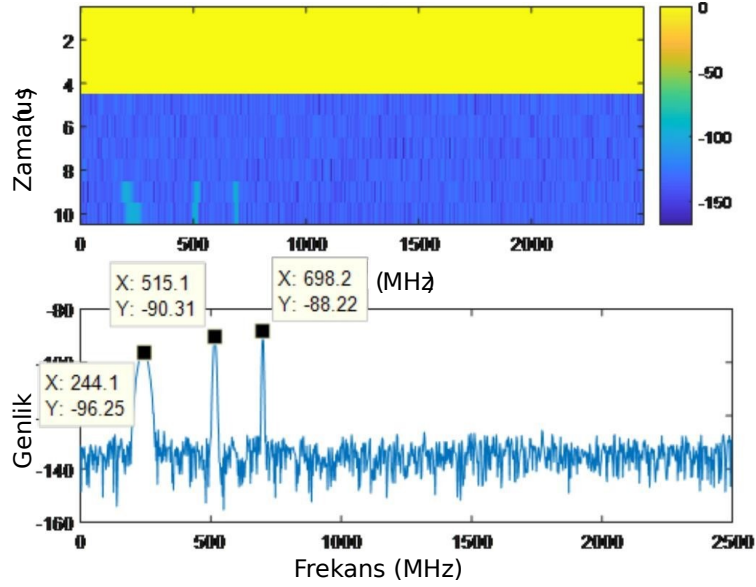
Şekil 4.11'de örnek olarak $[f_1; f_2; f_3]$ frekanslarını içeren $[s_1; s_2; s_3]$ sinyalleri STFT dönüşümünden geçirildiğinde FFT alınan pencere boyu kadar genişlikte olan F_1, \dots, F_N adımlarla anlık spektrumu çıkarılmaktadır. Aynı sinyaller için spektrum ve spektrogram bilgisi Şekil 4.12'da sunulmuştur.



S_{ekil 4.12} 3 sinyal için spektrum ve spektrogram bilgisi
 Bir önceki anda elde edilen frekans değerleri F_n ile bir sonraki adımlarda alınan frekans değerleri F_{n+1} 'nin birbiriyle karşılaştırılması mantığına dayanmaktadır. Örnek olarak 3^ü sinyal için spektrum ve spektrogram çıktıları S_{ekil 4.13} ve S_{ekil 4.14}'de sunulmuştur.



S_{ekil 4.13} 3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (Aktivite Başlangıcı) (F1)



S_{ekil 4.14} 3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (Aktivite Devamı) (F2)
Burada örnekleme frekansı $F_s = 2500$ MHz alınırsa sinyalin FFT çözünürlüğü böylece

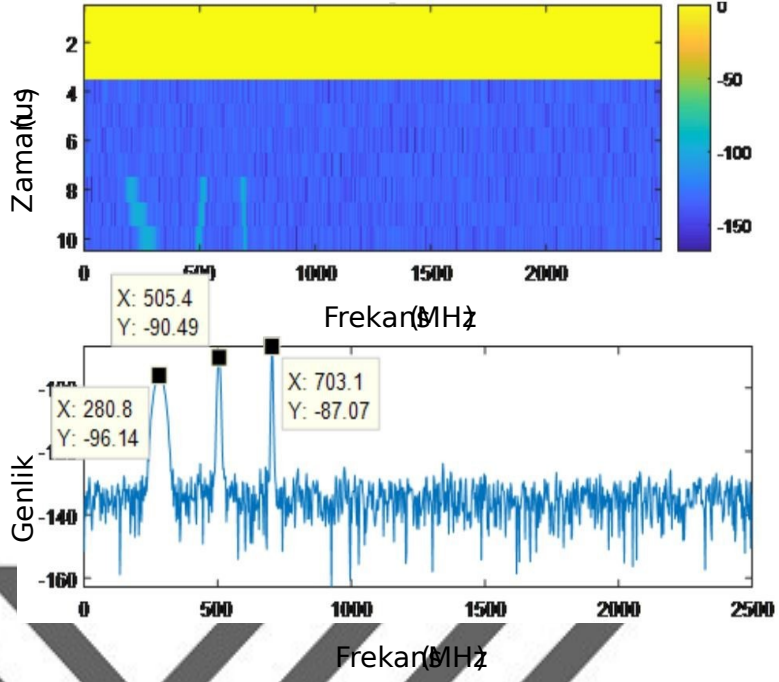
1.22 MHz ($2500 / 2014$) olur. S_{ekil 4.13} ve S_{ekil 4.14}'de hem spectrogram hem de anlık FFT sonuçları yer almaktadır. Spectrogram çıktısında sinyal aşağıdan yukarı doğru akmaktadır. İlk 5 zaman kesitinde ortamda aktivite yoktur. Altıncı zaman kesitinde üç farklı aktivite aynı anda başlamıştır. Bu aktivitelerin merkez frekansları ve bant genişlikleri sırasıyla [300; 500; 700] MHz ve [200; 50; 10] MHz'dir. Her *frame*'de yayının belli bir bandı yakalanmaktadır. Ayrıca, yayınlar $SNR : 20$ dB'de üretilmiştir.

Aktivitelerin tespiti eşik seviyesi yardımıyla yapılır. Her anlık spektrum çıktısının gürültü seviyesi ortalama olarak tespit edilir ve gürültü seviyesine belli bir değer eklenerek eşik seviyesi hesaplanır.

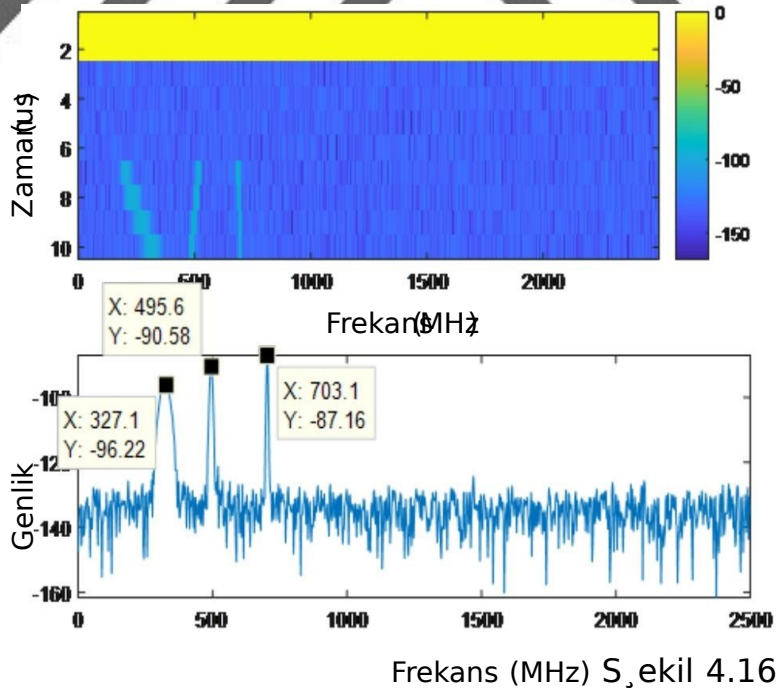
Eşik seviyesini geçen her yayın aktivite olarak kabul edilmektedir.

Bu aktivitenin anlık merkez frekansı ve bant genişliği tespit edilmektedir. Düşük SNR'lı (0 dB) yayınlarda eşik seviyesi ile aktivite tespiti zor yapılmaktadır. Ondan dolayı daha yüksek SNR'larda çalışma yapılmıştır.

S,ekil 4.13'de anlık FFT'lerde aktivitelerin merkez frekansları g,sterilmektedir ([205.1; 524.9; 695.8] MHz). Bir sonraki zaman ksitinde ise spectrogram ve spektrum sunulmus,tur. Aktivitelerin merkez frekansları yer degis,tirmis,tir ([244.1; 515.1; 698.2] MHz). Son iki zaman kesitinden de anlas,ilacagi üzere birinci aktivite yukarı yönlü LFM, ikinci aktivite as,agi yönlü LFM bir sinyaldir. Aktiviteler 4 zaman kesiti daha devam etmektedir ve bu kesitlere ait spektrum ve spektrogram çıktıları S,ekil 4.15 - S,ekil 4.18'te sunulmus,tur. Aktiviteler bittigi vakit zaman kesitlerinde raporlanmıs, aktiviteler arasında ilişki kurulur ve takip saglanır. Böylece tüm yayın raporlanmıs, olur. Yayınların merkez frekansı [294.1; 504.1; 698.2] MHz ve bant genis,likleri [183.1; 46.3; 9.7] MHz olarak raporlanmıs,tır. Aktivitelerin bas,langıç zamanı ve aktivitelerin devam süresi de ayrıca raporlanır. Tespitlerin toplanması ve is,lenmesi sonucu modülasyonları çıkarımı gerçek zamana yakın bir sürede çıkarılabilmesi öngörülmektedir. Hough dönüşümü denemelerinde kullanılan is,aretlerinin is,lenmesi sonucu örnek olarak S,ekil 4.19'de sunulmus,tur. Bu yöntemde frekansların degerleri ve sınıflandırması grafikten ve data üzerinde ayrı ayrı yapılabilir. Bu özelligi ile temel sınıflandırma hızlı s,ekilde yapılabilir.

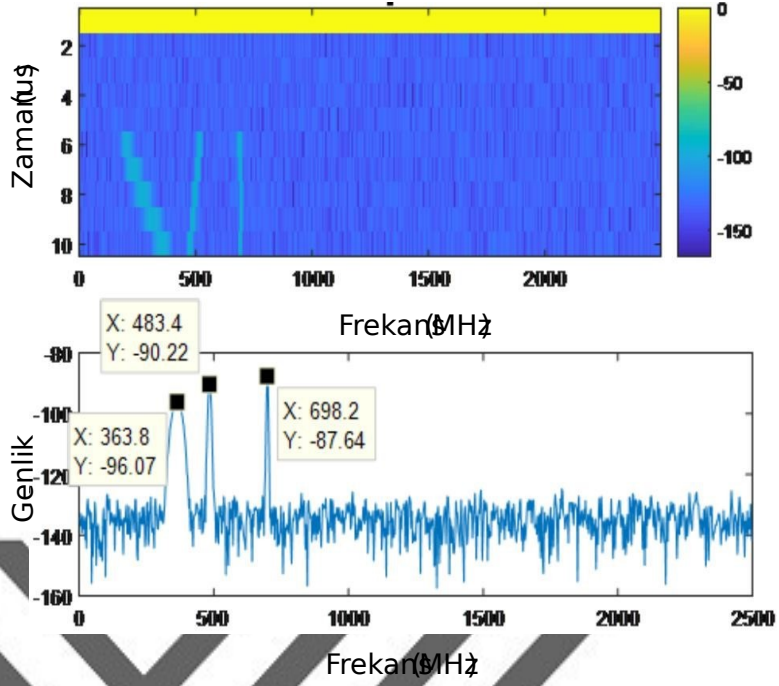


S, ekil 4.15 3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (FN+2)

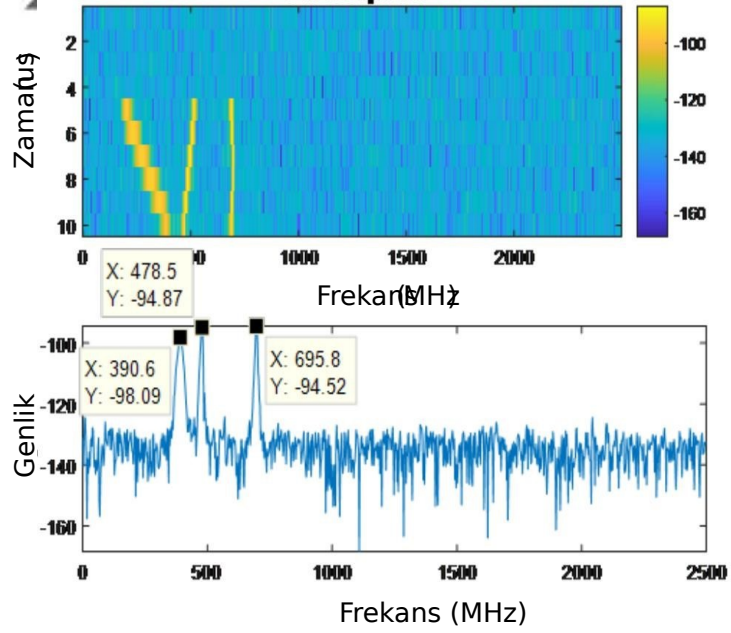


Frekans (MHz) S, ekil 4.16

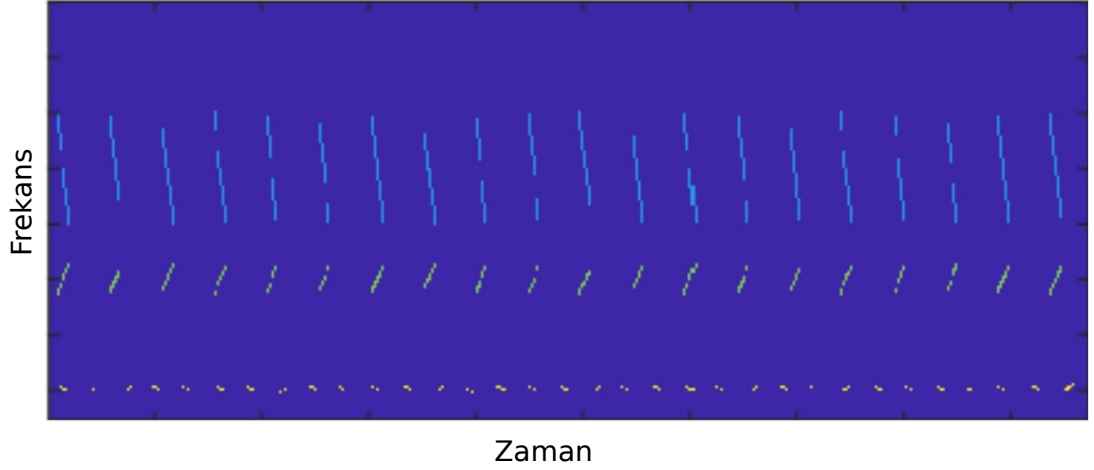
3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (FN+3)



Şekil 4.17 3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (FN+4)



Şekil 4.18 3 sinyal için ilk spektrum çıktısı (Aktivite Raporla) (FN+5)



Şekil 4.19 Frekans
eslesirme sonucu

4. Gerçek Zamanlı Spektrum 3 Algılama

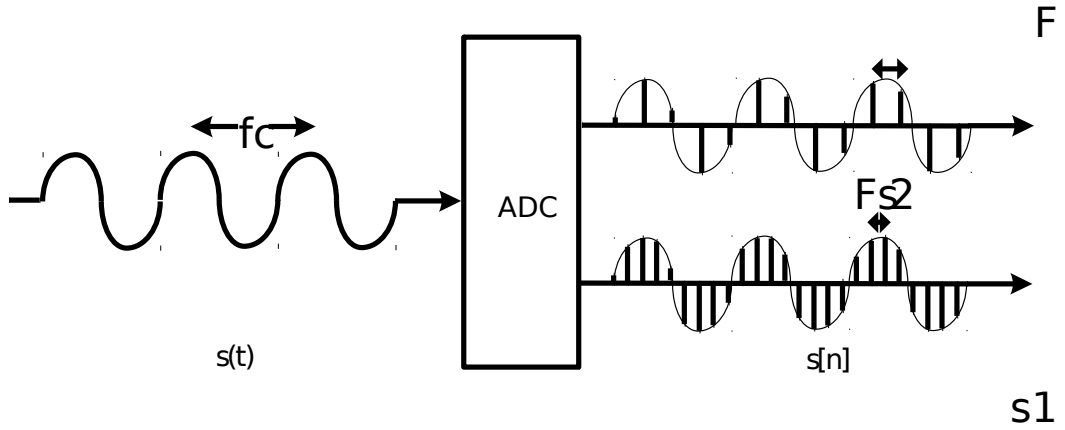
Bölüm 4.1 ve Bölüm 4.2’de çevrimdışı olarak farklı dönüşümler uygulanarak LPI radar modülasyon tespiti çalışmaları sunulmuştur. Bu tez çalışmasında özgün olarak gerçek zamanlı olarak ultra geniş bantta spektrum algılama algoritmaları geliştirilerek LPI radarlar gibi geniş bantlı ve düşük çıkış gücü olan tehditlerin tespiti gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı spektrum algılama ihtiyacı Bölüm 1.1’de de belirtildiği gibi modern elektromanyetik ortamda yoğun ve karmaşık sinyallerin aynı zamanda üst üste bulunmasından ortaya çıkmaktadır. Radar ve muhabere sinyallerinin aynı bantlarda gözlenebilmektedir (Liu vd. 2019). LPI radarların düşük çıkış gücü EH alanlarının bulunduğu konumlarda diğer muhabere sistemlerin alınan işaretler sinyal analizini zorlaştıracak şekilde girişim yapmasına sebep olmaktadır. Bu zor koşullarda EH almacının LPI radar ve diğer modern radar sistemlerini gerçek zamanlı olarak otomatik olarak algılaması ve sınıflandırması ve bu tehdit radara karşı hızlı şekilde karşı tedbir uygulaması gerekmektedir. Bu amaç için sistem geliştirme çalışmaları kapsamında farklı programlar yürütülmektedir (Anonymous 2019). Hızlı ve doğru şekilde elektronik harp ortamını

bütüncül resminin çıkarılması gerçek zamanlı spektrum algılama ile mümkündür.

Spektrum algılama problemi Bölüm 2.5'de de sunulduğu gibi geleneksel ve modern sistemler için yoğun şekilde çalışılmıştır (Yucek ve Arslan 2009, Sun vd. 2013, Akyildiz vd. 2008). Temel olarak spektrum algılama dar ve geniş bant olarak ayrılmaktadır (Arjoun ve Kaabouch 2019). Dar bantlı algılamada her bir bantta belirli bir süre kalarak tarama yapılmaktadır ve her bir adımda sinyal tespiti enerji tespiti (Ranjan ve Singh 2016, Ruan vd. 2015, Alom vd. 2017, De Carvalho vd. 2015), CSP (Yawadave Wei 2016, Ilyas vd. 2016, Tian vd. 2011), uyumlu filtre (Zhang vd. 2014), kovaryans (Zeng ve Liang 2007, 2008, 2009) yöntemleriyle sağlanmaktadır. Sıralı frekans taraması LPI radar gibi geniş bantlı işaretlerin özellikle çoklu işareti ortamında tespitini zorlatmaktadır (Tsui 2004, 2010).

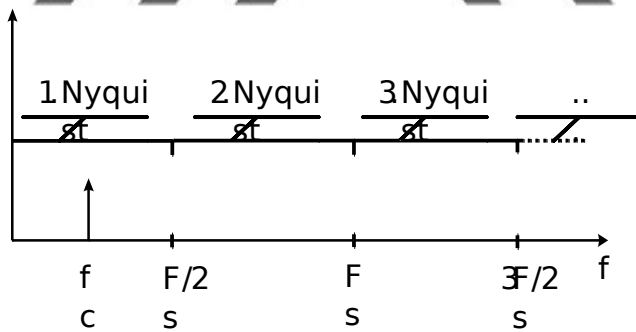
Modern geniş bantlı almaç yapılarında Bölüm 2.5'de de sunulduğu gibi FPGA tabanlı çözümler sunulmaktadır (Adamy 2001). Geniş bantlı çözümler de kendi içinde Nyquist and alt-Nyquist yöntemler olarak ikiye ayrılmıştır. Alt-Nyquist yöntemleri olarak sıkıştırılmış algılama algoritmaları kullanılmaktadır (Polo vd. 2009, Khalaf vd. 2015).

Nyquist tabanlı geniş bant almaç yapıları, LPI radarlar gibi yüksek IBW değerlerine sahip tehdit sinyallerini işlemek için Şekil 4.20'de belirtildiği gibi yüksek örnekleme hızlarına, F_s , sahip olmalıdır.



Şekil 4.20 Alınan işaretin ADC ile örneklenmesi
 Kullanılan ADC'nin analog bant genişliğine (ABW) göre alınan sinyalin Şekil 4.21'de sunulduğu gibi farklı Nyquist bölgelerinde sinyalin islenmesi mümkündür. F_s değerleri yükseldikçe islenen gürültü bant genişliği artmaktadır. Gürültü azaltılması için çokfazlı ve FFT tabanlı kanallaştırıcı yapıları kullanılmaktadır (Sanches vd. 2008). Çokfazlı kanallaştırıcı yapılarında bant belirli genişlikte bantlara bölünerek her bir bant bağımsız olarak islenmektedir. LPI radar gibi düşük güçlü sinyallerin algılanması için hassasiyet seviyesinin

tüketimi (Kishore ve Sangeetha 2017), güç tüketimi (Farahmand ve Zahabi 2014), bant genişliği (Lin 2000), çözünürlük (Mahdavi S. Li, vd. 7) ve geliştirilmiş FFT kanallaştırıcı yapıları bulunmaktadır. Ayrıca belirli FFT büyüklüğü için geniş bantlı, hızlı ve verimli FFT yapıları geliştirilmiştir (Lin vd. Nakhate 2018, Pritha ve Kalaiyarasi 2016).



düs,ürülmesi için bant sayısı arttıkça kanallas,tıcı yapısının karmas,ıklığı ve kullandığı FPGA kaynak miktarı çok artmaktadır.

FFT tabanlı kanallas,tırıcı yapısı kaynak tüketimi ve uygulama kolaylığı açısından verimli bir yöntem olarak bu tez çalış,masında kullanılmış,tır. Literatürde hız (Munjuluri ve Garimella 2015), kaynak (2008) gibi farklı amaçlarla 2005, Bansal ve

S,ekil 4.21 Frekans ekseninde örnekleme ve Nyquist bölgeleri

Güncel olarak, genis, bantlı almaç yapıları için Çizelge 4.4'de belirtildiği gibi farklı FPGA kart tasarımları ve ADC çipleri bulunmaktadır.

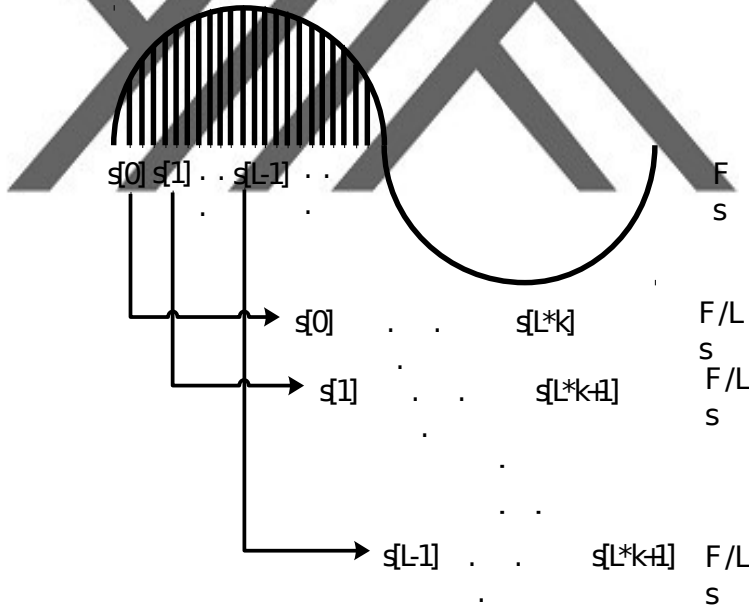
Bu tez çalış,masında geliştirilen ultra genis, bantlı, ayarlanabilir, parametrik FFT yapısı (UWB-FFT), farklı ADC'lerle örnekleme sinyallerinin farklı F_s degerlerinde is,lenmesine olanak sağlamaktadır ve Çizelge 4.4'de belirtilen farklı uygulamalar için üretilmiş, bütün Çizelge 4.4 Modern FPGA kart özellikleri

Model	ADC Sayısı	F_s GSPS	<i>bit</i> sayısı	IBW GHz	ABW GHz
WB-A25G (Anonymous 2019)	1/2	25/12.5	8	6	15

AMC591 (Anonymous 2019)	2/4	56/28	8	7	17
VPX589 (Anonymous 2019)	2	6.4	12	3	6.4
VP430 (Anonymous 2019)	8	4	12	1.6	4
AV129 (Anonymous 2019)	4	3	14	1.2	8

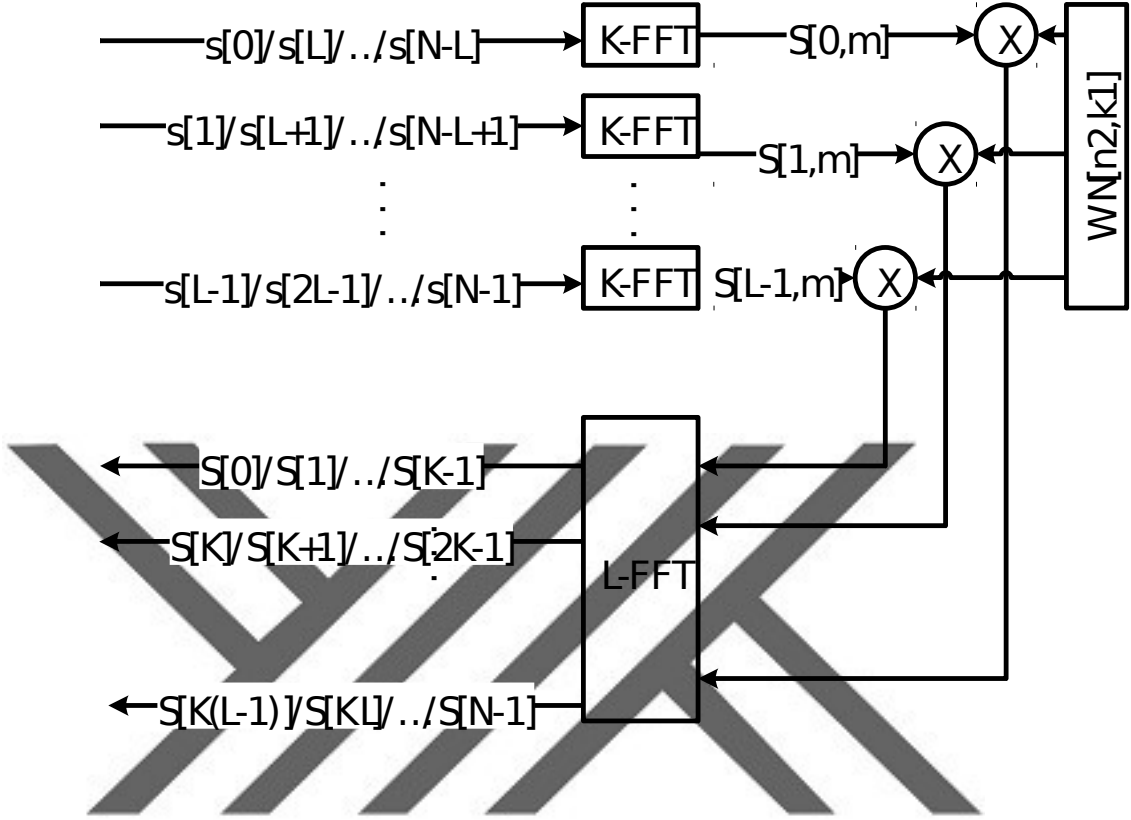
konfigürasyonlarda kullanılabilir.

Yeni nesil ADC'lerin örnekleme hızı yüksek olmasına rağmen FPGA çiplerinin işlem hızları nispeten daha düşüktür. Şekil 4.22'de gibi, ADC'ler hızda örneklenen işaretleri kanallara ayırarak paralel şekilde FPGA'ye göndermektedir.



Şekil 4.22 Kanallı ADC örnekleme

Geliştirilen algoritma kanallı şekilde alınan işaretleri $s[n]$, paralel L kanal olarak işlemektedir. Her bir kanalda F_s/L örnekleme hızıyla örneklenen işaret $[s[1], \dots, s[L \cdot k + 1]]$ bulunmaktadır. Şekil 4.23'de sunulan UWB-FFT yapısında temel olarak her bir kanala küçük FFT dönüşümleri uygulanıp daha sonra bu kanallar birleştirilmektedir.



Şekil 4.23 Ayarlanabilir ultra geniş bant FFT yapısı (UWB-FFT)

Bu yapıda her bir kanalda K boyutunda FFT alana K -FFT yapısı bulunamaktadır. Elde edilen $[S[0,m]; \dots; S[L-1,m]]$ ara FFT sonuçları Esitlik (2.3) ile tanımlanan $W_N[n2, k1]$ twiddle faktörleriyle çarpılarak L boyutlu paralel L -FFT yapısına sokulmaktadır. Her bir kanaldan çıkan işaret sıralanarak N boyutlu UWB-FFT sonucu, $[S[0]; \dots; S[K]; \dots, S[N-1]]$, elde edilmektedir.

Geliştirilen UWB-FFT yapısı gerçek zamanlı olarak ayarlanabilir olduğundan alınan sinyalin özelliğine göre ayarlama yapılabilmektedir. N kanal sayısı sabit kalmakla birlikte her bir kanala düşen küçük FFT boyutu değiştirilebilmektedir ve böylece zaman-frekans çözünürlüğü ayarlanmaktadır.

4.3.1 UWB-FFT formülasyon

Sayısal STFT formülasyonu Es, itlik (4.1)'de sunulmuştur. Burada zaman-frekans çözünürlüğü pencere büyüklüğü ($\sim N$) ile ayarlanmaktadır.

$$FFT\{s[n]\}(k, w) = S(k, w) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n]w[n-k]e^{-jwn} \quad (4.1)$$

Es, itlik (4.1)'de $w[n]$ pencereleme fonksiyonudur ve Es, itlik (4.2) ile tanımlanmıştır.

(4.2)



$$w[n] = \begin{cases} 1 & \text{if } n < N \\ 0 & \text{if } n \geq N \end{cases}$$

N boyutlu FFT Es, itlik (4.3) ile tanımlanmıştır.

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n)W_N^{kn} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.3)$$

Burada k FFT indeksi, n ise örnek indeksidir. W fonksiyonu Es, itlik 4.4 ile tanımlanır.

$$W_{Nkn} = e^{-j2\pi kn/N} \quad (4.4)$$

n ve k değerlerini Es, itlik 4.5 ve Es, itlik 4.6 ile tanımlarsak,

$$n = Kn_1 + n_2, \quad n_1 = 0, 1, \dots, L-1, \quad n_2 = 0, \dots, K-1 \quad (4.5)$$

$$k = Lk_2 + k_1, \quad k_1 = 0, 1, \dots, L-1, \quad k_2 = 0, \dots, K-1 \quad (4.6)$$

Es, itlik (4.7) and Es, itlik (4.8) elde edilir.

$$\sum_{k_1=0}^{L-1} \sum_{k_2=0}^{K-1} (Kn_1 + n_2) \quad (4.7)$$

$$S(Lk_2 + k_1) = \sum_{n_1=0}^{L-1} \sum_{n_2=0}^{K-1} s(Kn_1 + n_2) W_{N(Lk_2 + k_1)}$$

$$S(Lk_2 + k_1) = \sum_{n_1=0}^{L-1} \sum_{n_2=0}^{K-1} s(Kn_1 + n_2) W_{N(KLn_1k_2)} W_{N(Kn_1k_1)} W_{N(Ln_2k_2)} W_{N(n_2k_1)} \quad (4.8)$$

Eğer $N = K \cdot L$ alınırsa Es, itlik 4.9 elde edilir.

$$S(Lk_2 + k_1) = \sum_{n_1=0}^{L-1} \sum_{n_2=0}^{K-1} s(Kn_1 + n_2) W_{L^{-1}k_1} W_{K(n_2k_2)} W_{N(n_2k_1)} \quad (4.9)$$

Es, itlik (4.9) sıralaması değis, tirilirse Es, itlik 4.10 edilir.

$$\sum_{n_1=0}^{L-1} \sum_{n_2=0}^{K-1} s(Kn_1 + n_2) W_{K(n_2k_2)} W_{N(n_2k_1)}$$

$$S(Lk_2 + k_1) =$$

Buradaki faktör (TF) Es, itlik 4.11 ile tanımlanır.

$$TF \rightarrow W_{N(n_2k_1)}, \quad n_2=0 \dots, K-1 \quad k_1=0 \dots, L-1$$

$$W_{N(n_2k_1)} W_{L(n_2k_1)} \quad (4.10)$$

Es, itlik (4.10) ile Şekil 4.23'de verilen UWB-FFT yapısı tanımlanmaktadır.

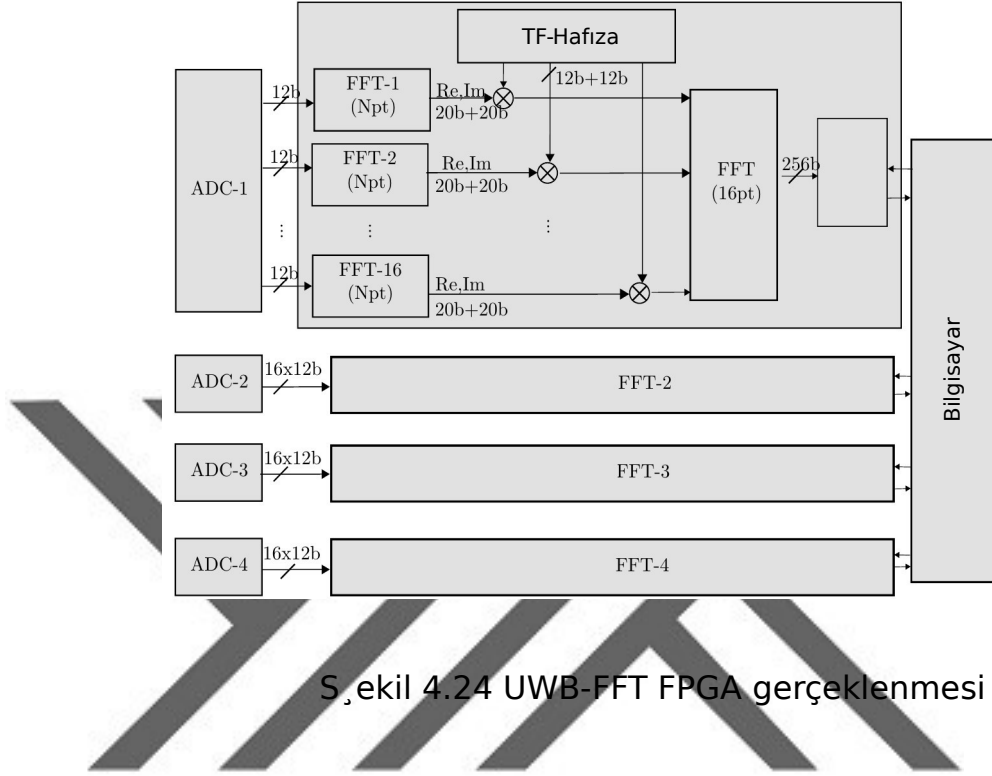
$$(4.11)$$

Ayarlanabilir UWB-FFT yapısı farklı parametrelerle farklı FPGA kartlarında uygulanabilecek şekilde parametrik olarak tasarlanmıştır. Örnek bir FPGA kartında gerçekleştirilmesi ile performansı gözlenmiştir.

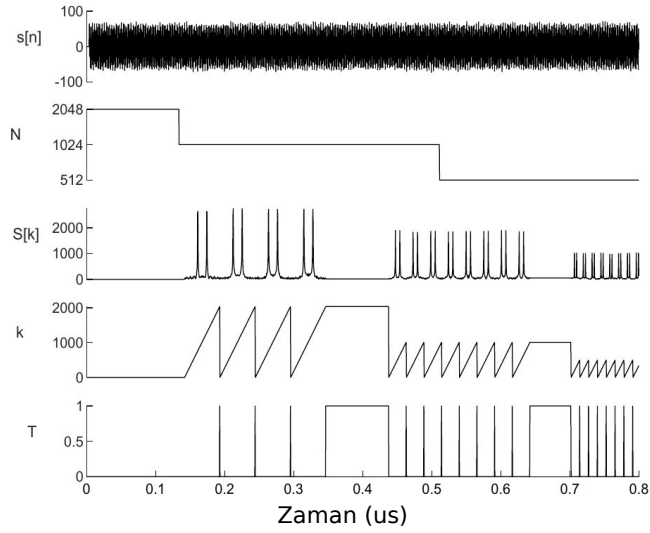
4.3.2 FPGA uygulaması

UWB-FFT tasarımının FPGA gerçekleştirilmesinde Xilinx Virtex 7 690t çipi içeren bir kart kullanılmıştır. Bütün tasarımda *fixed-point* hesaplama

yöntemi kullanılmıştır. FPGA üzerinde gerçekleştirilen tasarım Şekil 4.24'de sunulmuştur. ADC-1 yolunda detaylandırılan tasarım diğer ADC sinyalleri içinde çoğaltılmıştır ve böylece 4 farklı ADC girdisi için UWB-FFT çıktısı üretilebilmektedir. Pipeline işlemeye uygun olan UWB-FFT modülünde, 16 kanal (herbiri 12 bit) ADC örnekleri [8,16,32,64,128] uzunluğunda K – FFT bloklardan geçirilir. Paralel FFT bloklarının çıkışları rastgele erişim hafızlarında (RAM) tutulan TF katsayıları ile çarpılır. Her bir kanaldaki çarpım sinyali daha sonra L –FFT modülünde paralel olarak FFT dönüşümü uygulanarak $S[k]$ çıktıları oluşturulur. Burada kullanılan kontrol sinyalleri Şekil 4.25'de sunulmuştur.



S_{ekil 4.24} UWB-FFT FPGA gerçeklenmesi



S_{ekil 4.25} FPGA uygulaması kontrol sinyalleri

Burada N FFT büyüklüğünü belirlediğinden N 'de oluşan değışime bağımlı olarak $S[k]$ çıktısında farklı çözünürlükte spektrum elde edilir. N küçüldükçe daha kısa sürede ve daha sık spektrum çıktısı oluşmaktadır. 256 bit (gerçek ve sanal) UWB-FFT ıktısı hafızaya kaydedilerek daha sonra bilgisayara analiz için aktarılır.

4.3.3 Analizler

Gelis tirilen UWB-FFT modülünün örnek bir FPGA gerçe klemesi için ADC örnekleme hızı 2.5 GSPS olan bir kart seçilmi s tir. Algoritmanın performansını gözlemlenmek için 900 MHz bant genis ligine yayılmış 4 tane sinyal, [1.35;1.65;1.95;2.25] GHz, ile denemeler gerçe kletirilmiş tir. Analizler için kullanılan sinyallerin diger üzere hem spektrum analizöre (SA) hem de FPGA kartına girisine ba böylece aynı sinyali iki farklı ölçümüne grulanması mümkün ve kayna do olmaktadır.

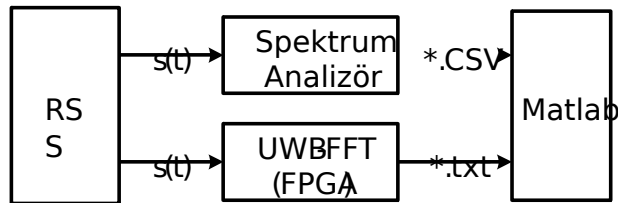
Çizelge 4.5 900 MHz bantında 4 radar sinyal genis li parametreleri

Parametre	Deger
PW - τ (μ s)	1
PRI (μ s)	10
PRF - f_{PRF} (kHz)	100
Frekans (GHz)	[1.35 1.65 1.95 2.25]
ADC kanal sayısı (L)	16
Kanal FFT büyüklüğü (K)	128
Toplam FFT büyüklüğü (N)	2048
Toplam FFT süresi (ns)	819,.
FFT çözünürlüğü (MHz)	1.22

Çizelge

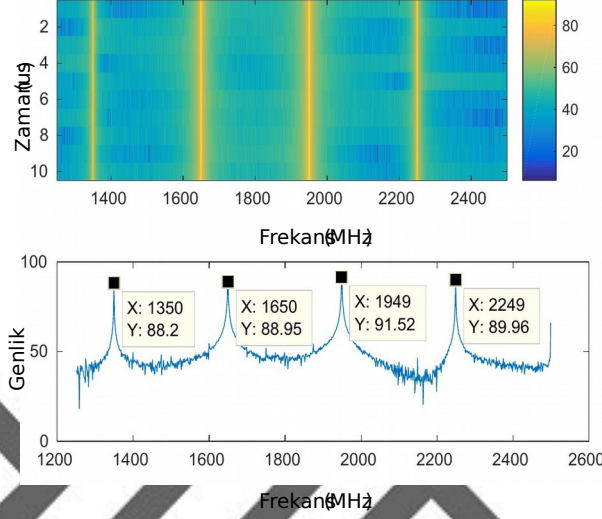
Analizlerde üretici sunulduğu

parametreleri 4.5'de sunulmuş tur. radar sinyal S_ekil 4.26'de

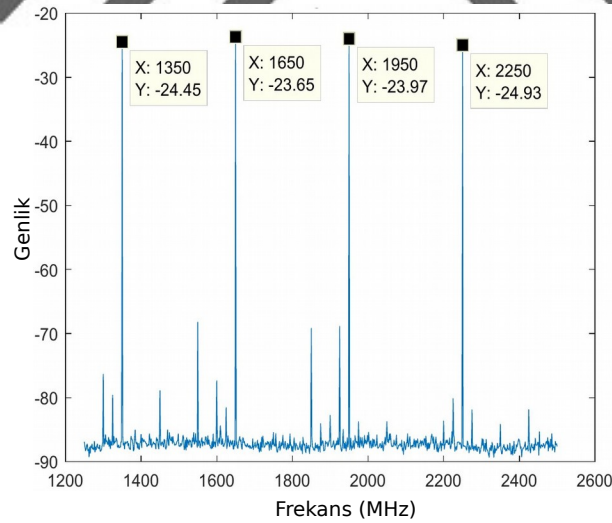


S_ekil 4.26 Gerçe k zamanlı radar sinyali analiz kurulumu Spektrum analizör ölçümleri ".csv" uzantılı bir dosyaya ve FPGA üzerinde kos turan

UWB-FFT ölçümleri ise ".txt" uzantılı dosyaya kaydedilir. Frekans bilgisi sürekli olarak FPGA kartından Matlab arayüzünü kullanılarak çekilmektedir. İlk olarak 4 CW sinyal için ölçüm sonuçları Şekil 4.27 ve Şekil 4.28'de sunulmuştur.



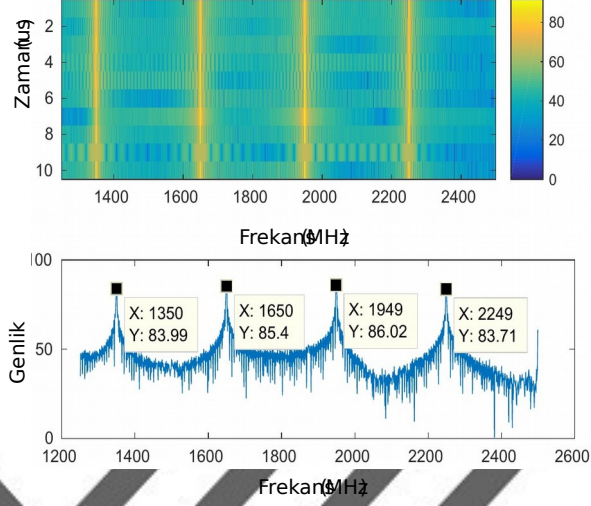
Şekil 4.27 4 CW sinyal için FPGA ölçümü



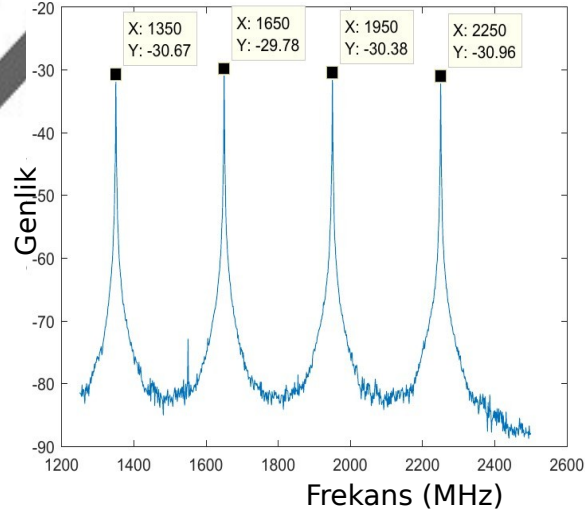
Şekil 4.28 4 CW sinyal için SA ölçümü

Spektrum analizör analog olarak ölçüm yaptığı ve frekans çözünürlüğü hassas olduğu için sinyal spektrumunda eteklenme görülmemektedir. FPGA ölçümünde pencerelenmiş FFT çıktısı

sunulduğu için etkilenme görülmektedir ve elde edilen frekans ölçümü SA ölçümü ile örtüşmektedir. Aynı ölçüm sinyalleri darbeli hale getirilip tekrarlanırsa Şekil 4.29 ve Şekil 4.30'de sunulan çıktılar elde edilmektedir.



Şekil 4.29 4 darbeli sinyal için FPGA ölçümü

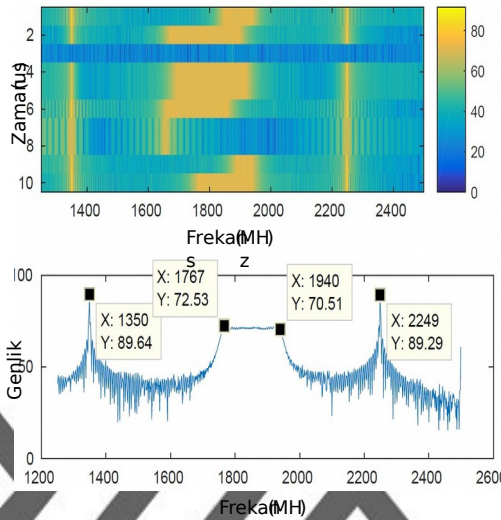


Şekil 4.30 4 darbeli sinyal için SA ölçümü

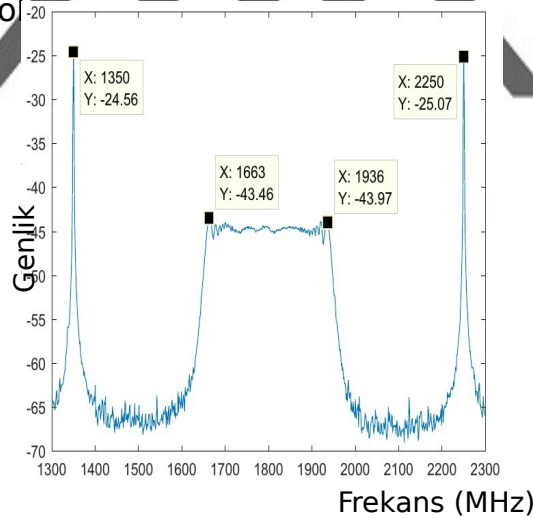
Sinyaller darbeli hale getirildiğinden FPGA ölçümlerinde spektrum genliğinde azalma meydana gelmiştir. SA çıktısı pencerelenmiş,

is_aretı ölçtüğünden eteklenme görülmüs_tür. Darbeli sinyaller için de frekans ölçümleri örtüs_mektedir.

Bir sonraki analizde ise iki tane sabit frekanslı sinyal çıkarılıp LFM modülasyonu uygulanan is_aret kullanılmıs_tur. Uygulanan LFM is_aretinin parametreleri Çizelge 4.5'de sunulmus_tur. Diğer iki sinyal tutularak 900 MHz geniş_li_ ginde anlık olarak zamanda üst_üste binen sinyallerin ölçüm kabiliyeti test edilmektedir. Bu sinyaller için elde edilen ölçüm sonuçları S_ekil 4.31 ve S_ekil 4.32'de sunulmus_tur.



S_ekil 4.31 2 sabit frekanslı sinyal ve 1 LFM sinyali için FPGA ölçümü



S_ekil 4.32 2 sabit frekanslı ve 1 LFM sinyali için SA ölçümü

LFM modülasyonlu sinyal Çizelge 4.5'de belirtildiği gibi 1650 – 1950 MHz arasını 1 μ s'de taramaktadır. Toplam FFT pencere genişliği Çizelge 4.5'de belirtildiği gibi 819.2ns olduğundan tarama frekanslarının bir kısmı FFT penceresine girmemektedir. Bu durum Şekil 4.31'de sunulan spektrogram imgesinde gözlenmektedir. Spektrogram imgesi incelendiğinde toplamda 1650-1950 frekans taraması farklı FFT pencerelerinde ölçülmektedir. Bütün modülasyonun tek seferde spektrumda gözlenebilmesi için FFT penceresi boyu LFM tarama süresinden fazla olmalıdır.

Bu analizler sonucunda gerçekleştirilen UWB-FFT tasarımının ultra geniş bantta frekans ölçümü kabiliyeti doğrulanmıştır. $F_s/2 = 1.25$ GHz'lik anlık bant genişliğini Çizelge 4.5'de belirtildiği gibi 1.22 MHz'lik bant genişliğine göre gerçek zamanlı olarak düşürerek bu tez çalışmasında hedeflenen hassasiyet seviyesinin düşürülmesi sağlanmıştır. Bu kabiliyet bu tez çalışmasında Bölüm 2.3'de belirtildiği gibi LPI radarların tespiti için büyük işlem kazancı sağlayarak hassasiyet seviyesinin düşürülmesini sağlamaktadır.

Frekans ölçüm analizlere ek olarak UWB-FFT ayarlanabilir yapısının sağladığı zaman-frekans çözünürlüğü analizleri gerçekleştirilmiştir. Bu analizlerde LPI radarlarda uygulanan modülasyonun doğru zaman-frekans çözünürlüklerinde işlenerek modülasyon içeriğinin ortaya çıkarılması hedeflenmiştir. Bu kabiliyet Bölüm 5'de sunulan ayırma ve sınıflandırma sahfasının doğruluğunu etkilemektedir. Zaman-frekans çözünürlük analizleri yanısıra aynı UWB-FFT modülü 4 farklı ADC sinyali için çoklanarak saten geniş olan anlık bant genişliğinin ADC sayısınca katlanması hedeflenmiştir.

Gerçek zamanlı olarak ayarlanabilen zaman-frekans çözünürlük değerinin değişiminin farklı sinyal girdilerinde oluşturduğu farklılıklar 4 farklı senaryo ile analiz edilmiştir. Çevik sinyal (Senaryo 1), modülasyon içeren karmaşık sinyal (Senaryo 2), çoklu sinyal (Senaryo 3) ve yoğun sinyal (Senaryo 4) ortamları farklı sinyal bileşenleri ile analiz edilmiştir. En son senaryoda (Senaryo 5) çoklu ADC kullanımında elde edilen spektrum çıktıları sunulmuştur. Bu senaryolarda kullanılan sinyal parametreleri Çizelge 4.6'de sunulmuştur. Çizelge 4.6'de sunulduğu gibi farklı FFT büyüklükleri ile analizler gerçekleştirilmiştir. Bu analizler için Şekil 4.33'de sunulan kurulum ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.33'de FPGA tabanlı radar sinyal simülatörü (RSS) sinyal kaynağı olarak kullanılmıştır (Orduyılmaz vd. 2013). RSS 2.5 GHz'e kadar radar sinyali üretebilmektedir.

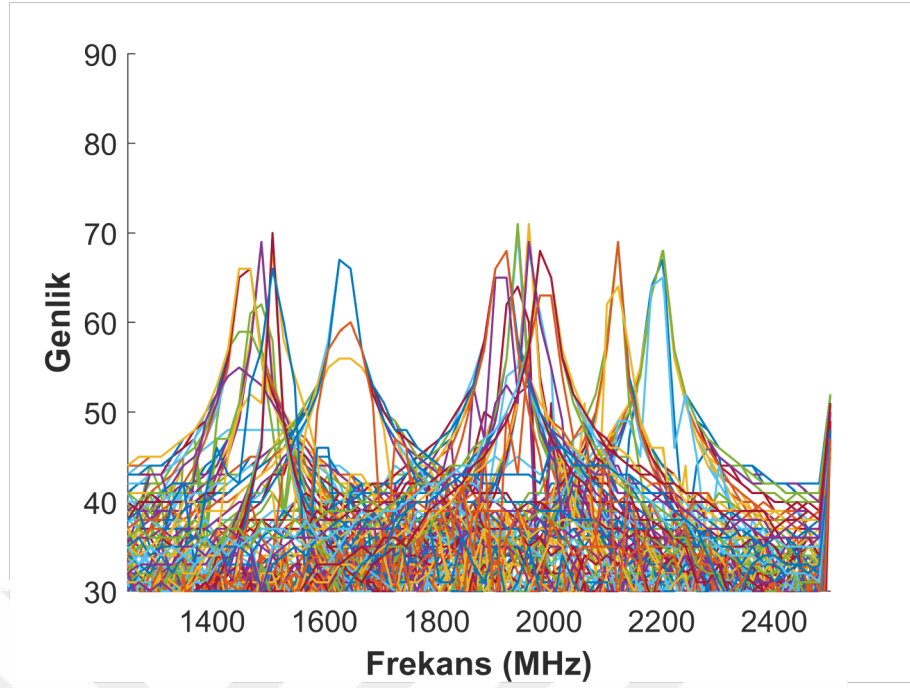
Çizelge 4.6 Zaman-frekans çözünürlük analizleri sinyal parametreleri

Parametre	Değer
PW - τ (μ s)	0.2
PRI (μ s)	1
Frekans Senaryo 1	[1.4-2.2] GHz rasgele 10 elemanlı çevik
Frekans Senaryo 2	[1.35; 2.25] GHz sabit frekans [1.65-1.95] GHz CW LFM
Frekans Senaryo 3	[1.35; 1.355; 1.65; 1.1.66] GHz [1.93; 1.95; 2.21; 2.25] GHz 8 darbeleri
Frekans Senaryo 4	[1.35] GHz CW, [1.4-2.0] GHz çevik, [1.65-1.95] GHz CW LFM, [2.2; 2.24] GHz 2 darbeleri
ADC kanal sayısı - L	16
Kanal FFT büyüklüğü	[8; 16; 32; 64; 128]
Toplam FET büyüklüğü - K	[8; 256; 512; 1024; 2048]
Bölücü - N	
Frekans çözünürlüğü (MHz)	[19.52; 9.76; 4.88; 2.44; 1.22]
Zaman çözünürlüğü (ns)	[51.2; 102.4; 204.8; 409.6; 819.2]

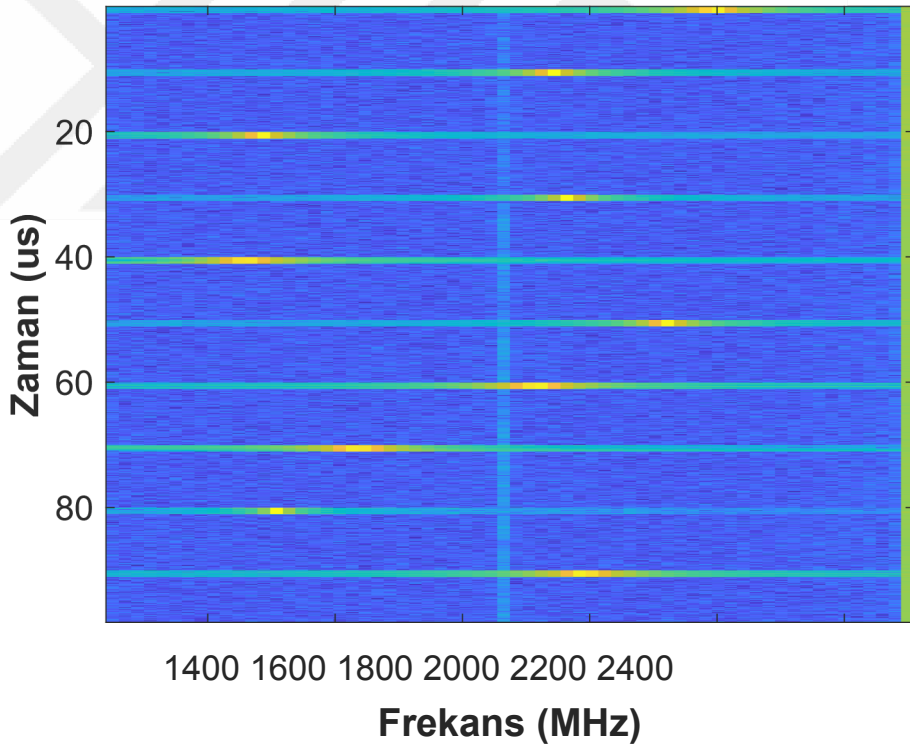
Senaryo 1:

Bu senaryoda, geleneksel EH almaçlarının tespit etmekte zorlandığı çevik radarların UWB-FFT modülü ile tespiti analiz edilmektedir. 10 rasgele frekans örünüüsüne sahip çevik radarın parametreleri Çizelge 4.6'de sunulmuştur. Çevik radarın farklı zaman-frekans çözünürlüklerinde spektrum ve spektrogram analizleri Şekil 4.34 - Şekil 4.37'de sunulmuştur.

Şekil 4.34 incelendiğinde düşük frekans çözünürlüğünde ölçülen spektrumların üstüste çizildiği görülmektedir. Çevik radar sinyalinin ugradığı frekans adımları tespit edilebilmektedir ancak frekans çözünürlüğü düşük olduğundan birbirine yakın olan frekans adımlarının ayrıştırılması zorlaşmaktadır. Aynı sinyalin Şekil 4.35'de sunulan spektrogramı incelendiğinde zaman çözünürlüğü yüksek olduğundan darbelerin süresi



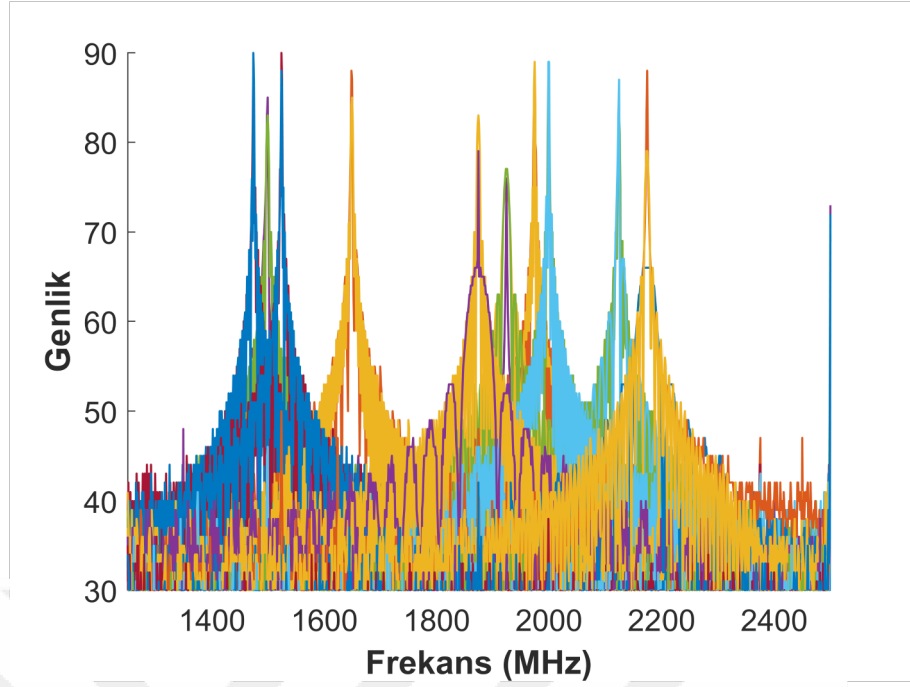
Şekil 4.34 Çevik sinyal $N : 128$ için spektrum çıktısı



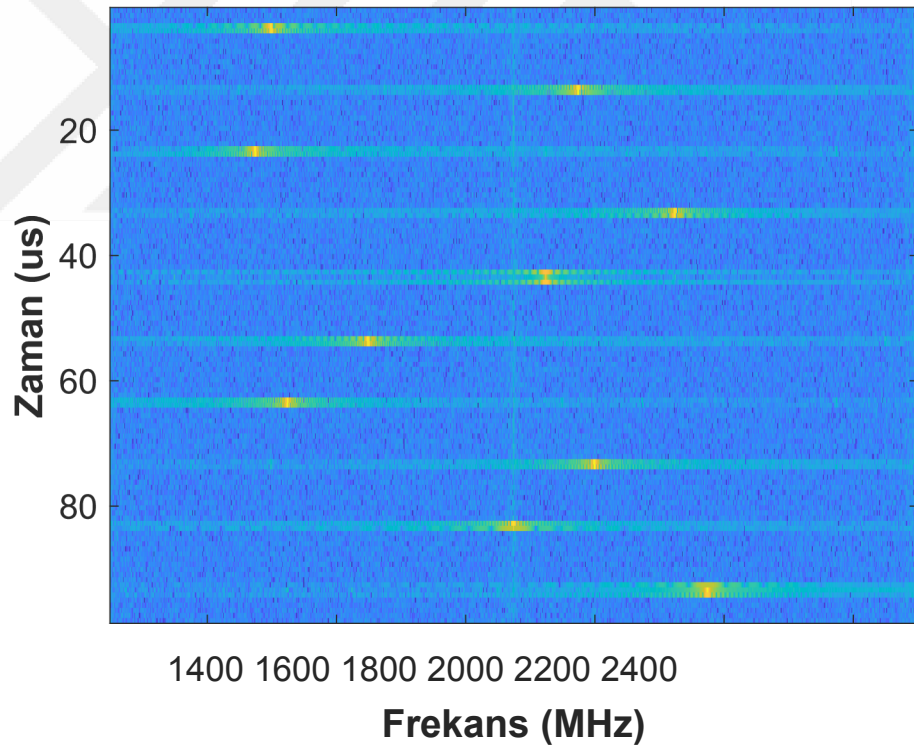
Şekil 4.35 Çevik sinyal $N : 128$ için spektrogram çıktısı

dogru olarak kestirilebilmektedir. Daha yüksek frekans çözünürlüğü sunan Şekil 4.36'de sunulan spektrum analizinde frekans adımları net şekilde tespit edilebilmektedir. Şekil 4.37'de sunulan spektrogram çıktısında ise darbelerin genişlikleri olduğundan fazla

ölçülmektedir. LPI radar işaretleri uzun süreli olduklarından zaman çözünürlüğünün LPI



Şekil 4.36 Çevik sinyal $N : 2048$ için spektrum çıktısı



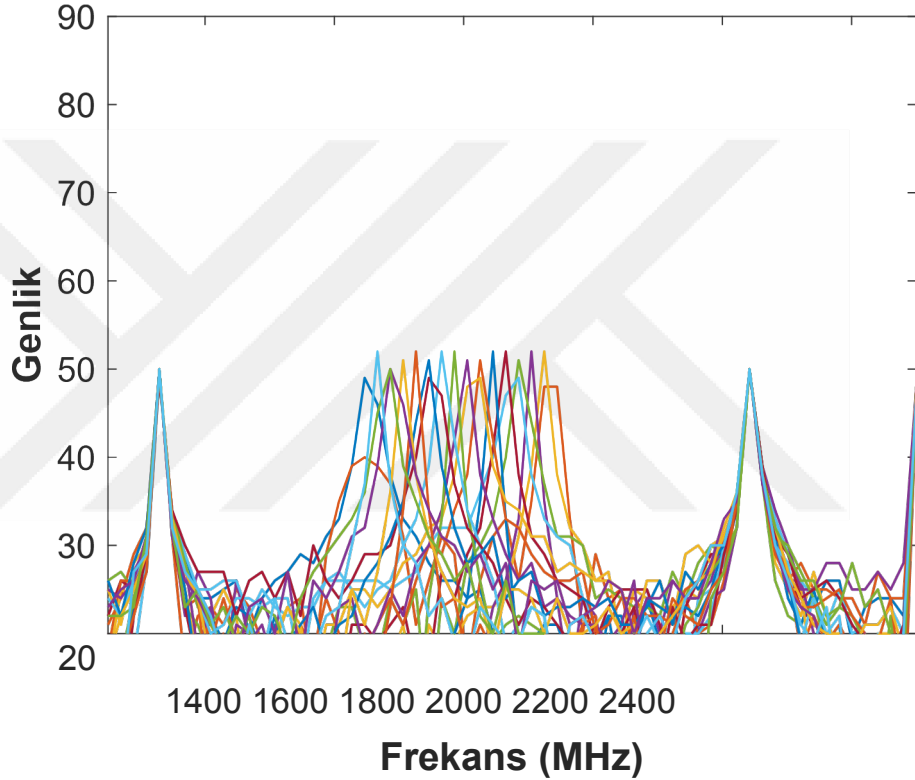
Şekil 4.37 Çevik sinyal $N : 2048$ için spektrogram çıktısı

radar tespiti önemi bulunmamaktadır, ancak modülasyon kestirimi için frekansın zaman içinde değişimini tespit etmek gerekmektedir

zaman çözünürlük de ğerinin de iyi ğ olması gerekmektedir. Bu durum *Senaryo 2*'de LFM modülasyonlu LPI radar sinyali için daha açık şekilde gözlenmektedir.

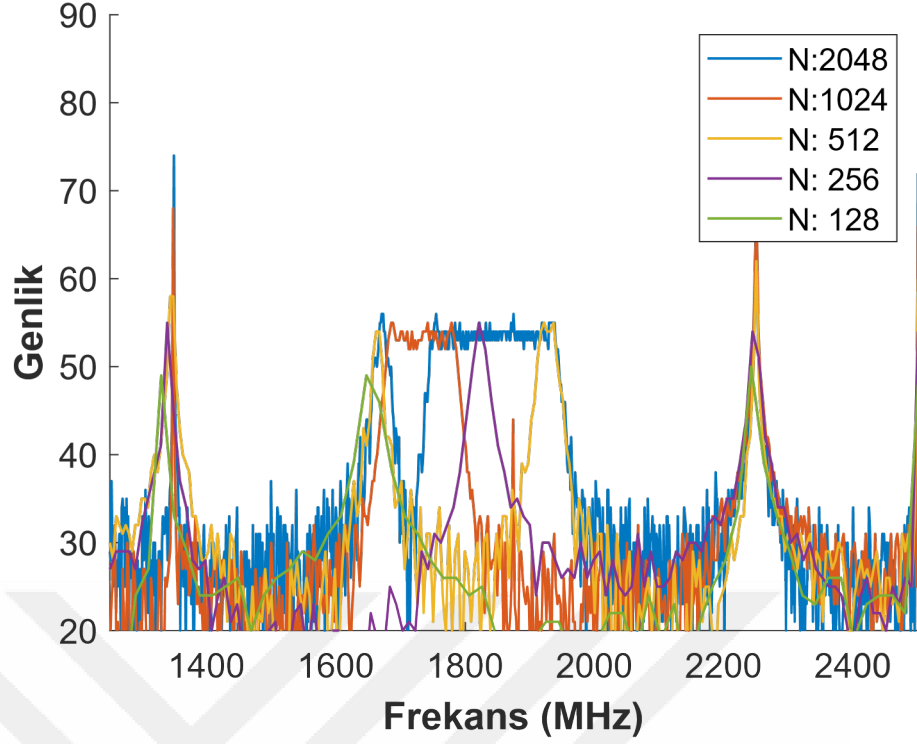
Senaryo 2:

Bu senaryoda geleneksel dar bantlı almaçlarla tespiti zor olan 300 MHz bant genişliğine ğ sahip LFM modülasyonlu is ğaretin gerçek zamanlı analizi gerçekleştirilmiştir. LPI radarların tespiti ve modülasyon kestirimi için gereken zaman-frekans çözünürlüklerinin etkisi analiz edilmiştir. Çizelge 4.6'de verilen sinyal parametreleriyle spektrum ve spektrogram analizleri Şekil 4.38 - Şekil 4.41'de sunulmuştur.



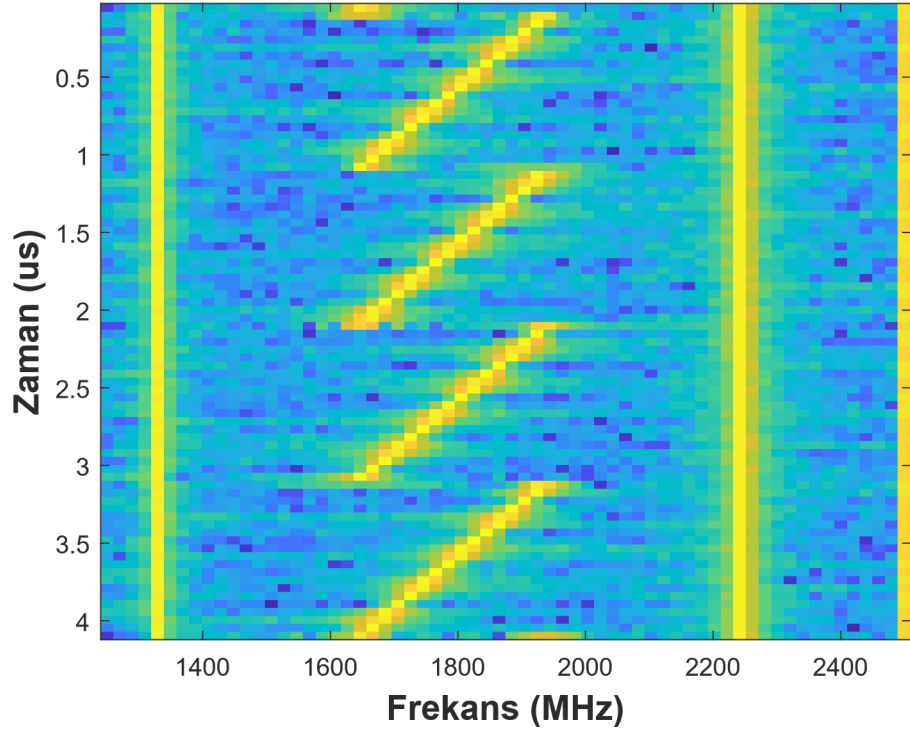
Şekil 4.38 farklı zamanlarda alınan FFT sonuçlarının üst üste çizilmesi sonucu oluşturulmuştur. Şekil 4.25'de sunulduğu gibi kısa süreli FFT pencereleri bütün 300 MHz'lik frekans değişiminin ğ belirli bir bölümünü içerdiginden ğ bütün LFM modülasyonunun çıkarılabilmesi için birden fazla FFT penceresi gerekmektedir. Ayrıca elde edilen

frekans çözünürlüğü nispeten kötüdür. Şekil 4.39'de farklı büyüklüklerde alınan FFT sonuçları üst üste çizdirilmiştir ve böylece FFT pencere büyüklüğünün frekans çözünürlüğüne ve bütün modülasyonun kapsanmasına etkisi analiz edilmiştir. Düşük FFT büyüklüklerinde bütün LFM frekans değişiminin bir kısmı görünürken daha büyük FFT büyüklüklerinde, $N : 2048$, bütün LFM modülasyonunun büyük kısmı analiz

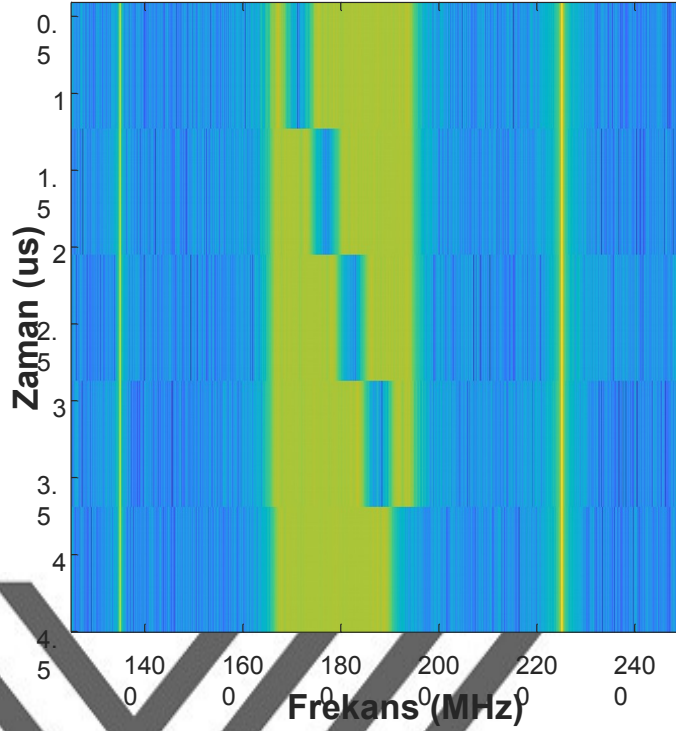


Şekil 4.39 LFM sinyali $N : 128$ için spektrum çıktısı

edilebilmektedir ($819,2 \text{ ns} / 1 \mu\text{s}$). Ayrıca, sabit frekanslı sinyaller için ($[1350; 2250]$ MHz) FFT büyüklüğü arttıkça frekans çözünürlüğü arttığından daha keskin frekans ayrımı yapılabilmektedir.



Şekil 4.40 LFM sinyali $N : 128$ için spektrogram çıktısı

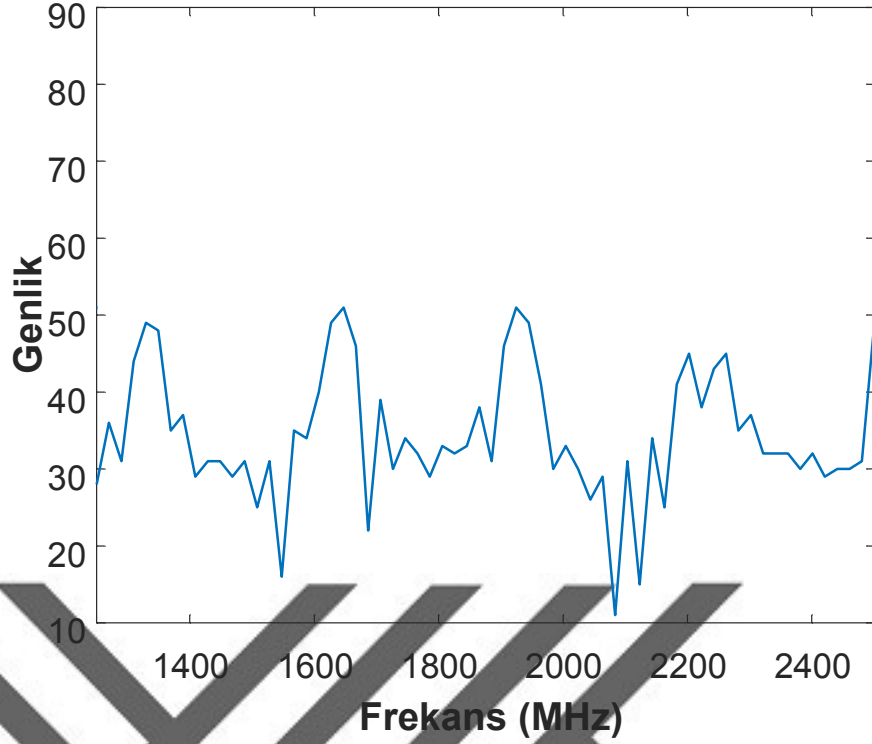


S, ekil 4.41 LFM: için spektrogram sinyali 204 çıktısı

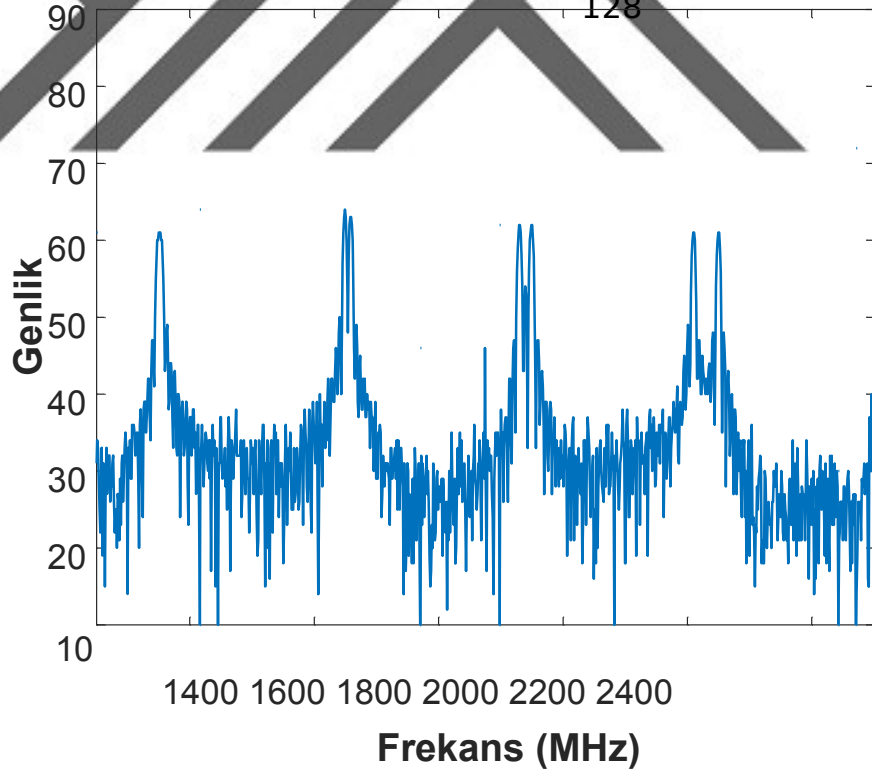
S, ekil 4.40'de bütün LFM frekans modülasyonu net bir şekilde analiz edilip frekansın zamana göre dağılımı çıkarılabilirken, S, ekil 4.41'de LFM göre de modülasyonunun büyük kısmı zaman-frekans bilgisi daha kötü şekilde analiz edilebilmektedir. Yine bu grafikte her bir zaman adımında LFM modülasyonunun büyük kısmı içerilmektedir ($819 \text{ ns} / 1 \mu\text{s}$). S, ekil 4.40'de daha detaylı zaman-frekans bilgisi sunulurken, çoklu spektrum kesitleri 4.2'de sunulan algoritmalar ile analiz edilerek LFM modülasyonu çıkarılabilmektedir. S, ekil 4.41'de ise frekans çözünürlüğü iyi oldu ğ undan düşük güçlü LPI radar tespiti hassasiyet seviyesi azaltıldığından daha mümkün görünmektedir ancak modülasyon detay parametrelerinin çıkarımı ve ayrıştırma ve sınıflandırma için kullanımı daha zordur.

Senaryo 3:

Bu senaryoda çoklu is, aret ortamında yakın frekans bileş, enleri içeren sinyaller kullanılarak frekans çözünürlüğünün etkisi analiz edilmiştir. Çizelge 4.6'de verilen sinyal parametreleriyle spektrum ve spektrogram analizleri S, ekil 4.42 - S, ekil 4.45'de sunulmuştur.



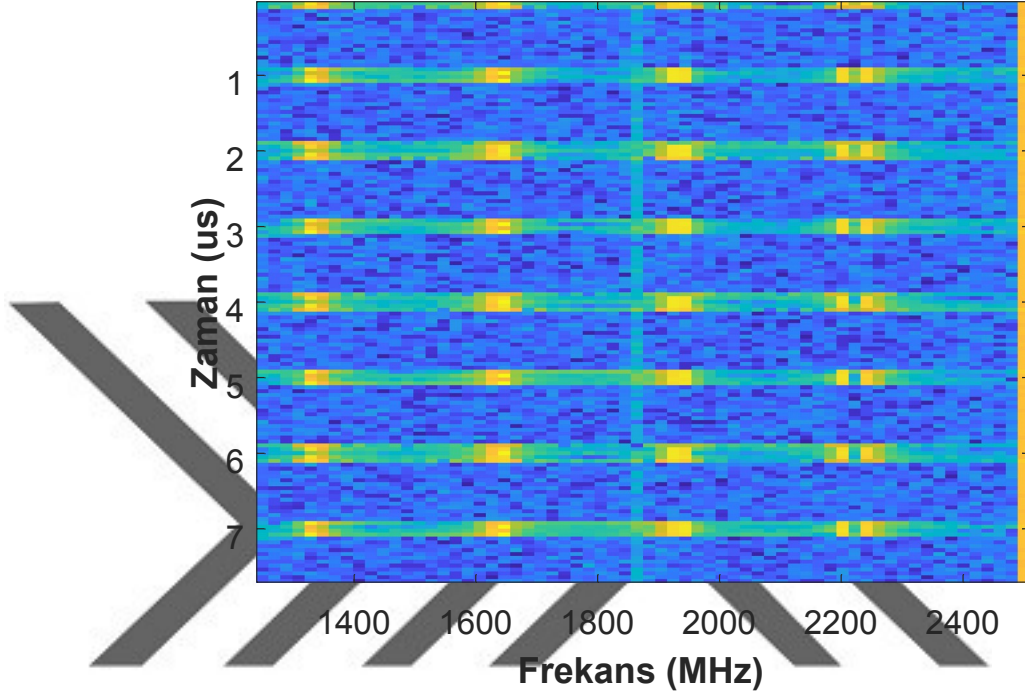
S,ekil 4.42 Yakın koms,ulukta 8 sinyal için spektrum çıktısı



S,ekil 4.43 Yakın koms,ulukta 8 sinyal için $N : 128$ spektrum çıktısı

S,ekil 4.42'de birbirine sırasıyla [5; 10; 20; 40] MHz koms,uluklarda bulunan 4 frekans çiftinin düşük frekans çözünürlüklü spektrum çıktısı sunulmuştur. İlk üç çift kendi içlerinde birbirinden

ayrılmazken 40 MHz frekans farkı bulunan iki sinyal ancak ayırt edilebilmektedir. Ancak, Şekil 4.43'de FFT penceresi boyu büyük olduğundan frekans çözünürlüğü daha iyi olarak 5 MHz komşuluğu hariç diğer çiftler birbirinden rahatlıkla ayrılmaktadır. Bu analizle aynı anda alınan LPI radar işaretlerinin ayrı ayrı tespiti için frekans çözünürlüğünün iyi olması gerektiği sonucuna varılmaktadır.

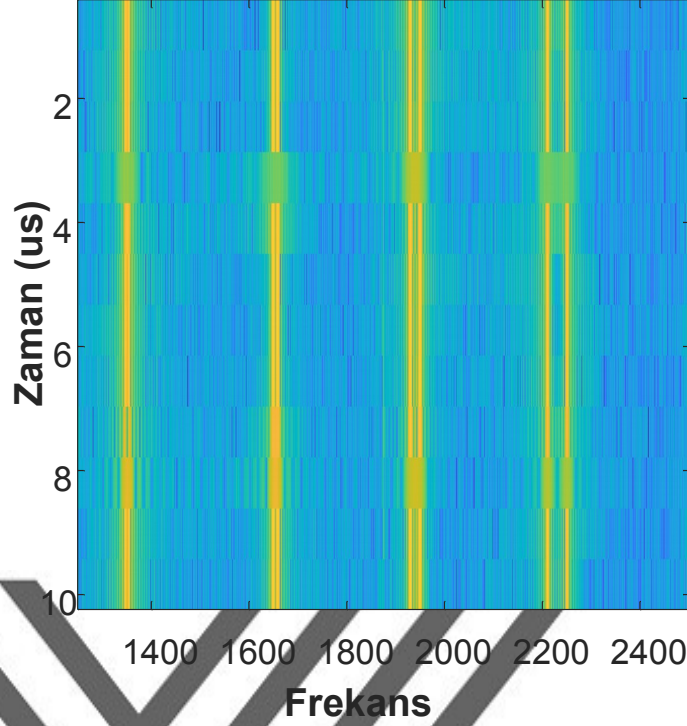


Şekil 4.44 Yakın komşulukta 8 sinyal için $N : 128$ spektrogram çıktısı

Şekil 4.44'de Şekil 4.42'e benzer şekilde son çift (40 MHz komşuluk) hariç diğer frekans çiftleri birbirinden ayrılamamaktadır ancak zaman çözünürlüğü iyi olduğundan darbelerin süresi daha doğru tespit edilmektedir. Şekil 4.45'de frekans çözünürlüğü iyi olduğundan komşu çiftler birbirinden ayrılmaktadır ancak, zaman çözünürlüğü kötü olduğundan alınan işaretler CW sinyal gibi temsil edilmektedir. LPI radarlarda uzun darbe süreleri kullanıldığından darbe başlangıç ve bitiş süresinin hassas bulunması önemli olmamakla birlikte, darbe içerisinde frekans değişimi örüntüsünün

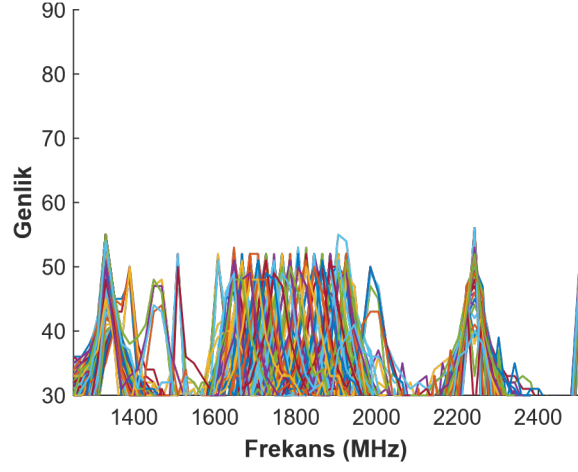
çıkarılıp ayrıştırma ve sınıflandırma için kullanılması gerektiğinden zaman çözünürlüğü çok da kötü olmamalıdır.

Senaryo 4:

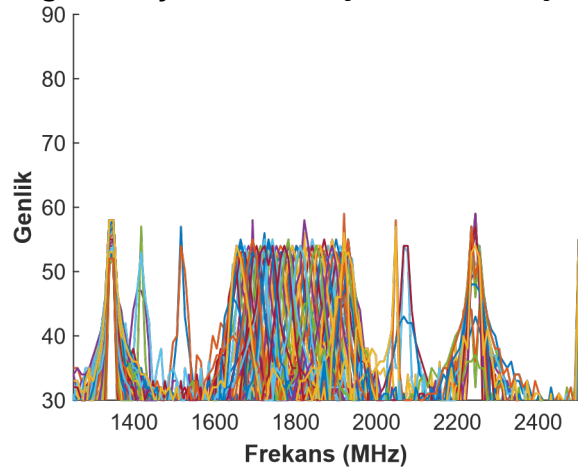


Şekil 4.45 Yakın zamanda 8 spektrogram sinyali için 204 çıktısı

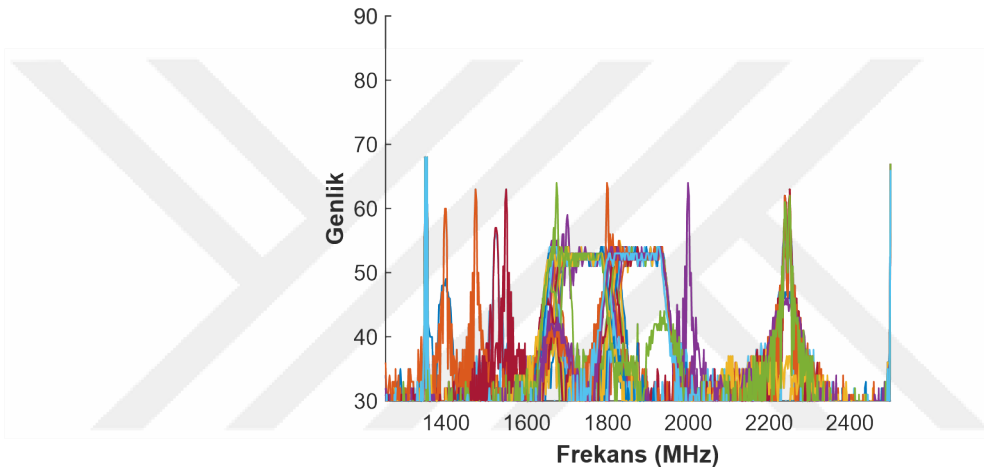
Bu senaryoda, geleneksel sistemlerin gün ve üst üste tespitinde zorlandığı durum ele alınmıştır. 1 CW, 2 yakın frekans darbeleri sinyali, 1 LFM ve 1 adet çevik radar sinyali olmak üzere toplam 5 sinyal içeren bu senaryoda kullanılan sinyallerin özellikleri 4.6'da sunulmuştur. Çoklu ve yoğun sinyal durumunda etkisiz kalan geleneksel almaç yapılarına nazaran UWB-FFT modülü içeren panoramik almaç yapısında bütün EH resmi kolaylıkla analiz edilebilmektedir. Farklı zaman-frekans çözünürlükleri için elde edilen spektrum ve spektrogram çıktıları Şekil 4.46 - Şekil 4.53'de sunulmuştur.



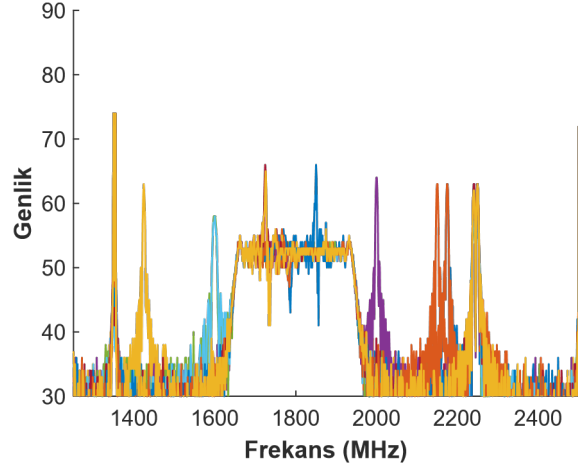
Şekil 4.46 Yoğun sinyal ortamı için $N : 128$ için spektrum çıktısı



Şekil 4.47 Yoğun sinyal ortamı için $N : 256$ spektrum çıktısı

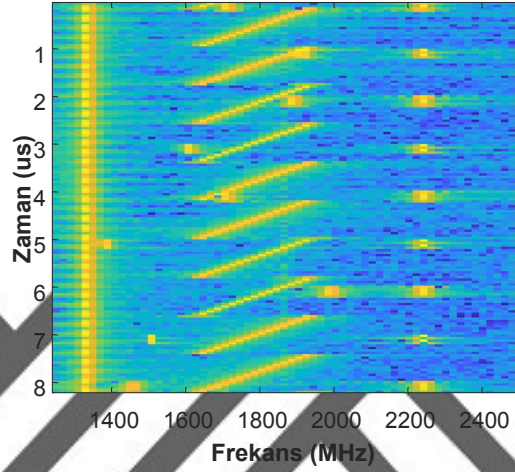


Şekil 4.48 Yoğun sinyal ortamı için $N : 1024$ spektrum çıktısı

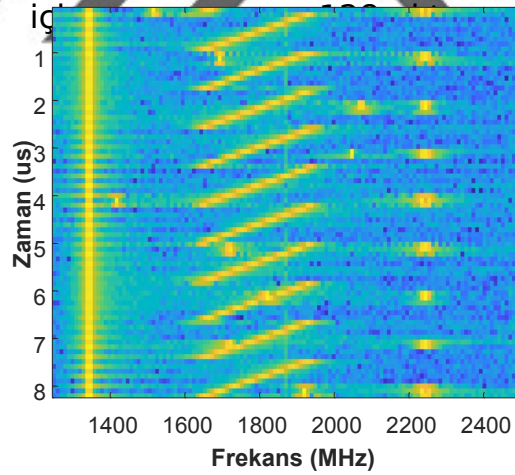


S,ekil 4.49 Yogun sinyal ortamı için $N : 2048$ spektrum ıktısı

S,ekil 4.46'den bas,layarak S,ekil 4.49'e kadar FFT b,uy,kl,ğ, 128'den 2048'e ıkarılmıs,tır. Her bir adımda frekans öz,ün,rl,ğ, artarak hassasiyet seviyesi üs,ür,lm,ş,tür. S,ekil 4.49'de yakın sinyaller ayrıs,tırılırken S,ekil 4.46'de LFM sinyalinin mod,ülasyon adımları daha dogru çıkarılmaktadır. Bölüm 4.2'de belirtilen frekans eş,les,tirme yöntemi spektrum çıktılarını kullanarak mod,ülasyon çıkarımı sağlamaktadır ve örnek olarak S,ekil 4.46'de analiz edildiği gibi belirli bir süre boyunca devam eden mod,ülasyon adımları birbirine bağlanarak mod,ülasyon çıkarımı gerçekles,tirilmiştir. S,ekil 4.48 ve S,ekil 4.49'de sunulduğu gibi daha geniş FFT pencerelerinde ise mod,ülasyon örüntü çıkarımı zorlas,maktadır.

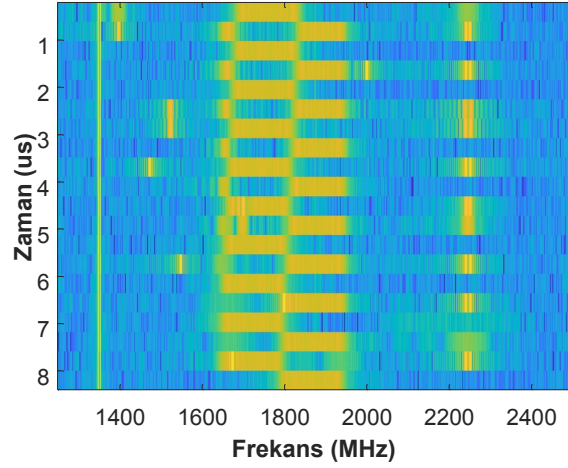


Sekil 4.50'un sinyal ortamı için spektrogram
Yoğun

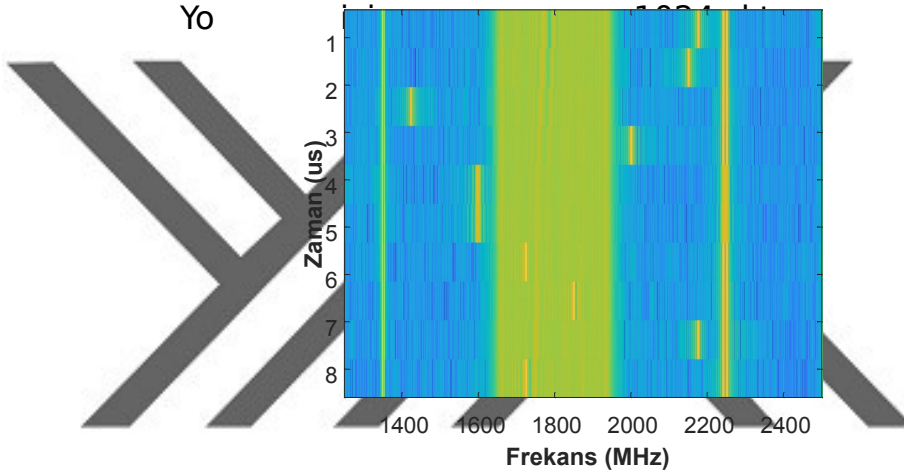


Sekil 4.51 Yoğun sinyal ortamı için $N : 256$ spektrogram çıktısı

Sekil 4.50 ve Sekil 4.51'da birbirine yakın sinyaller hariç diğer sinyaller net olarak analiz edilebilmektedir. Birbirine yakın olan sinyaller tek bir sinyal gibi görünmektedir. Darbeli ve CW işaretler ayrı ayrı tespit edilebilmektedir. LFM modülasyonunun adımları takip edilebilmektedir. Sekil 4.52'de yakın frekanslar ayrıştırılmaktadır ancak LFM



Şekil 4.52 Zayıf sinyal ortamı için $N : 2048$ spektrogram çıktısı



Şekil 4.53 Yoğun sinyal ortamı için $N : 2048$ spektrogram çıktısı

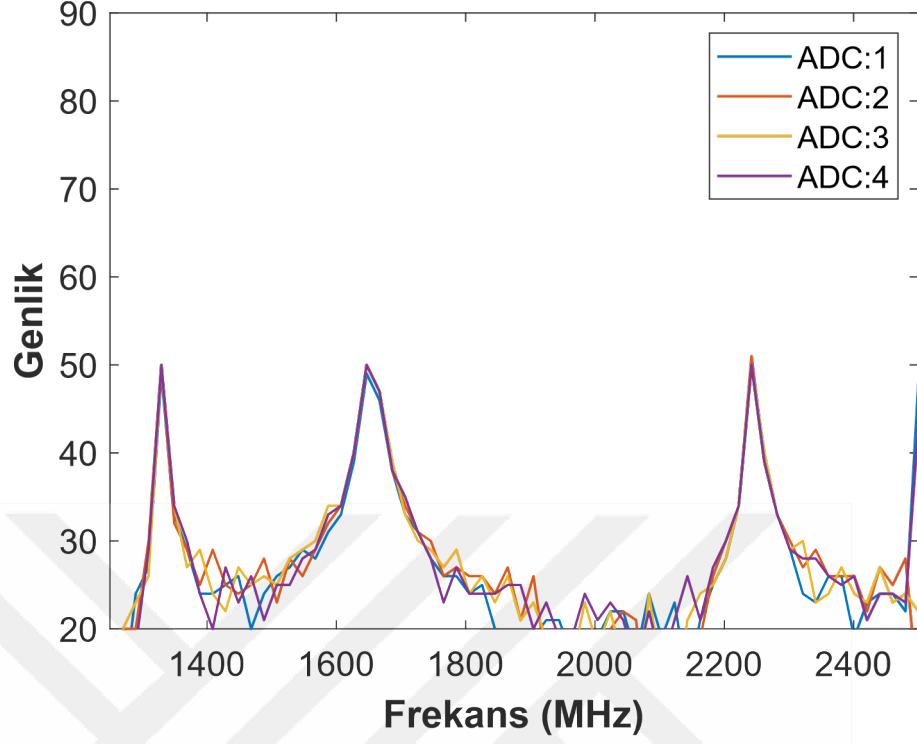
modülasyonu iki basamakta görünmektedir ve böylece modülasyonun zamanla değişim eğrisi tespit edilememektedir. Şekil 4.53'de ise modülasyon adımları tamamen kaybolmaktadır ve darbeleri olan işaretler frekansta ayrışmakla birlikte CW işaret şeklinde gözlenmektedir. Özellikle bu senaryoda belirtilen şekilde yoğun sinyal ortamında farklı zaman-frekans çözünürlüklerinde analiz gerçekleştirilerek sinyallerin ayrıştırılması ve modülasyonlarının kestirimi mümkündür.

Senaryo 5:

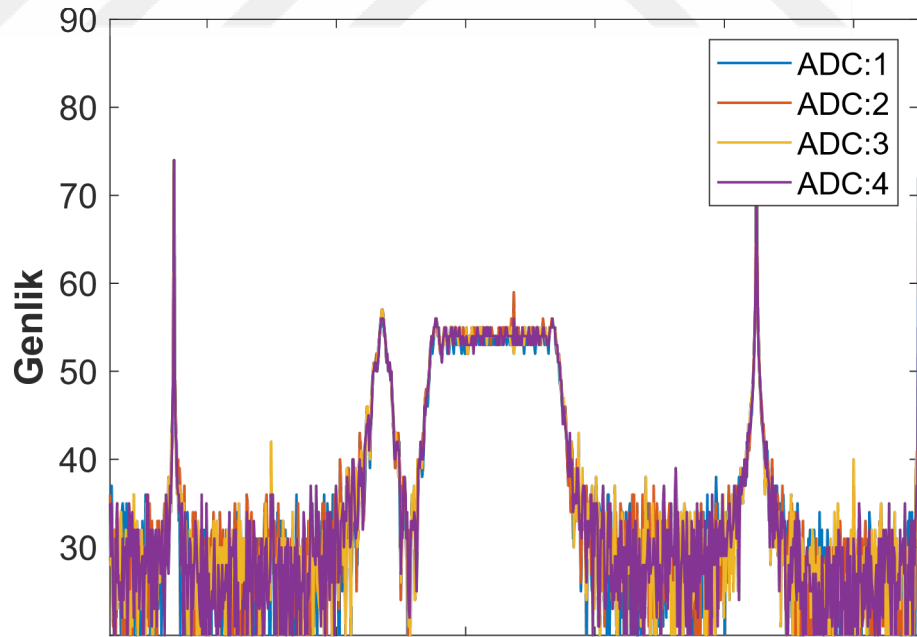
Bu senaryoda diğer 4 senaryodan farklı olarak Senaryo 2'de uygulanan işaret 4 ADC çıkışındaki 4 adet UWB-FFT modülü ile

analiz edilerek bant genişliğinin ADC sayısınınca artırılması sunulmaktadır. Her bir ADC için LPI radar tespit ve modülasyon kestirimi ayrı ayrı yapılabilmektedir. 4 ADC'den aynı sinyal için spektrum çıktıları Şekil 4.54 ve

Şekil 4.55'de sunulmuştur.



Şekil 4.54 Çoklu ADC için $N : 128$ spektrogram çıktısı



Frekans (MHz)

Şekil 4.55 Çoklu ADC için $N : 2048$ spektrogram çıktısı

Şekil 4.54'de düşük frekans çözünürlüğünde 4 ayrı ADC için benzer spektrum çıktılarının alındığı tespit edilmiştir. Şekil 4.55'da ise frekans çözünürlüğü yüksek olduğundan her bir ADC için alınan gürültünün bantlara göre farklılıklar gösterdiği gözlenmektedir. Sayısal panoramik almanın bu 4'lü ADC konfigürasyonunda, her bir ADC kanalına IBW komşuluğunda frekans bantları uygulanarak IBW 4 katına çıkarılmaktadır ve böylece daha büyük bant genişliklerinde gerçek zamanlı spektrum algılama mümkün hale gelmektedir. Ayrıca çok geniş bantlı LPI radar işaretlerinin de analiz edilmesi bu çoklu ADC konfigürasyonu ile mümkün olmaktadır.

Bu tez çalışmasında öncelikle çevrimdışı olarak geliştirilen farklı zaman-frekans analizleri ve modülasyon çıkarımı ile farklı LPI radar modülasyonları tespit edilip parametreleri çıkarılabilmektedir. Ayrıca, özgün olarak geliştirilen panoramik almaç yapısı sayesinde geleneksel almaçların ortaya çıkarmakta zorlanacağı geniş bant LPI radar modülasyonları çıkarımı ve üst üste sinyal durumunda sinyal ayrımı gerçek zamanlı olarak mümkün hale gelmektedir. Geleneksel olarak RWR, ESM ve ELINT sistemlerinde bulunan ayrı ayrı sunulan hızlı tepki süresi, geniş bant genişliği, düşük hassasiyet seviyesi, üst üste sinyal ayrımı ve yüksek çözünürlük gibi özellikler bir araya getirilerek, bütün bu özellikleri bir arada bulunmasını gerektiren çoklu işaret ortamında LPI radar algılanması ve parametrelerinin çıkarılması problemine gerçek zamanlı bir çözüm geliştirilmiştir. Tespit edilen ve modülasyon parametreleri çıkarılan LPI radar sinyallerinin ayrıştırılması ve sınıflandırılması için makine öğrenmesi ve derin öğrenme tabanlı algoritmaların es zamanlı olarak uygulanması ile alınan RF sinyalden

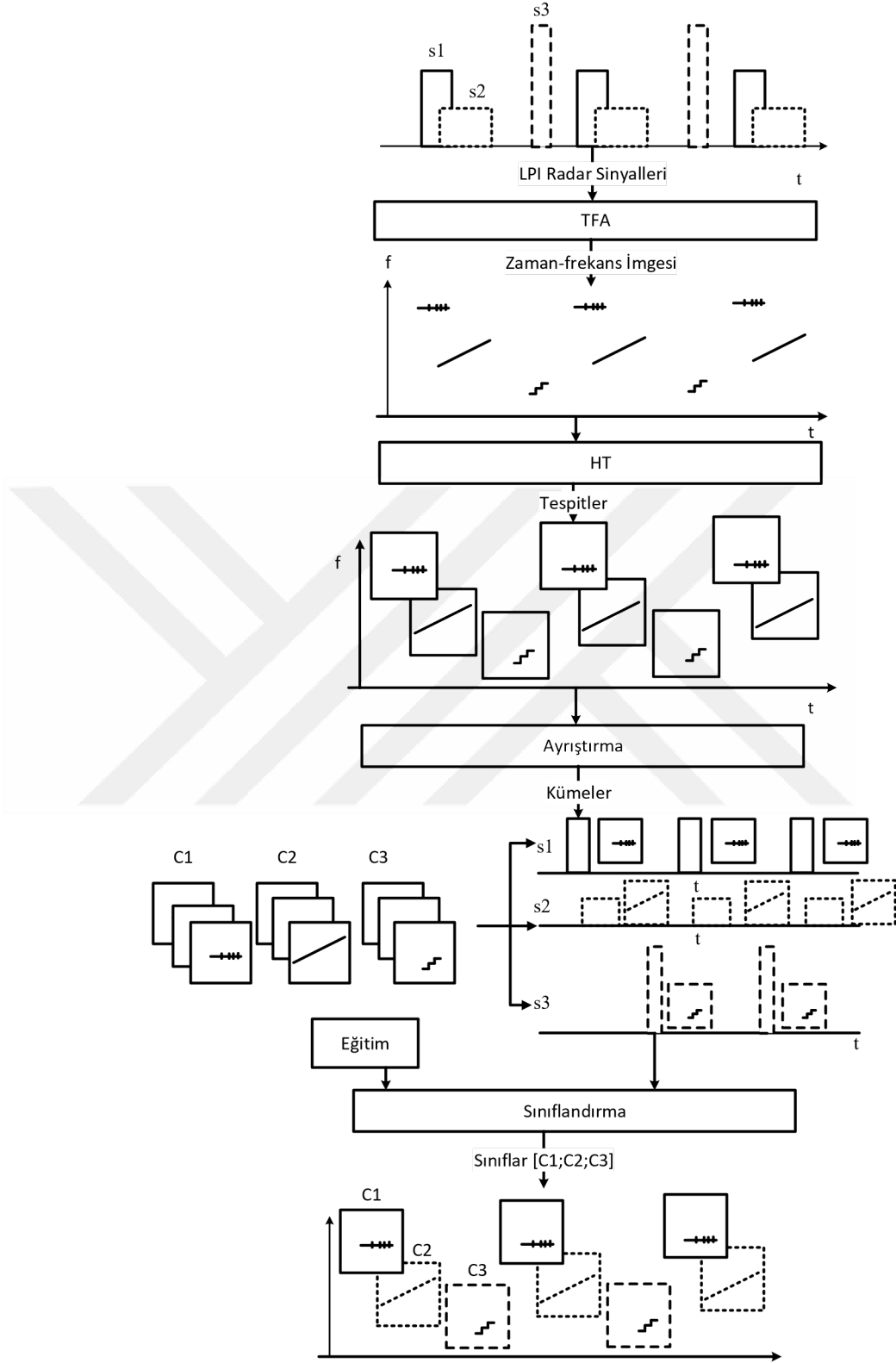
sınıflandırılmış, modülasyon çıktılarına kadar baştan sona bütüncül bir yaklaşım ortaya konulmuştur.

5. AYRIS_TIRMA VE SINIFLANDIRMA

Bu tez çalışmasında özgün olarak çoklu işaretleme ortamı ele alındığından tekil sinyal ortamından farklı olarak sinyallerin parametrelerine göre gruplandırılarak ayrıştırılması gerekmektedir. Daha sonraki safhada gruplardan alınan örneklerle etiketleme yapılarak sınıflandırma gerçekleştirilmektedir. Sınıflandırma probleminin grup olarak ele alınması ile grup içerisinde oluşacak sınıflandırma hatalarının en aza indirgenmesi hedeflenmiştir. Bu tez çalışmasının özeti de olan ayrıştırma ve sınıflandırma blok şeması Şekil 5.1'de sunulmuştur.

Burada farklı özelliklerde s_1, s_2, s_3 LPI radar sinyalleri alınıp daha sonra detayları Bölüm 4.1'de sunulan zaman-frekans dönüşümlerinden STFT dönüşümü uygulanarak zaman-frekans imgesi oluşturulmuştur. Elde edilen zaman-frekans imgesi üzerinde detayları Bölüm 4.2'de sunulan Hough dönüşümü uygulanarak modülasyonlar tespit edilmiştir. Tespit edilen modülasyonların PW, merkez frekans, IBW ve genlik bilgileri kullanılarak detayları Bölüm 5.1'da sunulduğu şekilde ayrıştırma gerçekleştirilerek kümeler oluşturulmuştur. Her bir kümede bulunan tespitler daha önceden eğitilmiş detayları Bölüm 5.2'de sunulduğu şekilde makine öğrenmesi tabanlı sınıflandırma algoritmalarından geçirilerek her bir tespit için sınıf etiketi ($C_1; C_2; C_3$) belirlenmiştir. Burada sınıflar ($C_1; C_2; C_3$), detayları Bölüm 3.1 ve Bölüm 3.2'de sunulan faz ve frekans modülasyonlarından seçilen modülasyon türlerini (Barker, LFM, Basamaklı FM) ifade etmektedir.

Bu son bölümde, kuramsal temelleri Bölüm 2.7’de sunulan yapay sinir ağları ve makine öğrenmesi tabanlı denetimsiz ayrıştırma algoritmalarının analizi Bölüm 5.1’de sunulmuştur. Makine öğrenmesi ve derin öğrenme tabanlı denetimli sınıflandırma analizleri ise Bölüm 5.2’da sunulmuştur.



S,ekil 5.1 Çoklu is,aret ortamında ayris,tırma ve sınıflandırma
5.1Modülasyonların Ayris,tırılması

Bu alt bölümde alınan sinyaller üzerinden radar sayısının tahmini ve sinyallerin kaynaklarına göre otomatik ayrıştırılması islenmiştir. Öncelikle, parametrik olarak tanımlanan radarların parametre vektörü üzerinden ayrıştırılması hedeflenmiştir. Ayrıştırma algoritmalarının ön analizinde kullanılacak radar parametreleri Çizelge 5.1’de sunulmuştur.

Çizelge 5.1 Ayrıştırılan radar parametreleri

Radar / Parametre	PW (μs)	RF (MHz)	genlik (dBm)
1	200	3000	-20
2	300	3000	-20
3	500	3500	-20
4	400	3000-3500	-20
5	500	4000-4200	-20
6	150	5000	-20
7	150-200	6000	-20
8	200-250	7000	-20

Tabloda genel olarak genlik seviyeleri aynı

düşünülmesi ve bazı yayımcılar için frekans genişliği daha geniş bırakılarak üst üste gelme ayrıştırma performansı test edilmiştir. Ayrıştırma algoritmalarından kuramsal temelleri Bölüm 2.7’de sunulan DB-SCAN, *Fuzzy-ART* ve HC kullanılmıştır. Farklı yayımcıların farklı kombinasyonlarda kullanımı ile radar yayımcı sayısından bağımsız deney oluşturulmuştur. DB-SCAN için ϵ and en az nokta sayısı sırasıyla 0.114 and 6 alınmıştır. *Fuzzy-ART* algoritması için *vigilance* ve öğrenme oranı 0.46 ve 0.004 belirlenmiştir. HC’de ise en uzun mesafe 0.53

belirlenmiştir. Her bir yayımcıdan 100 darbe alındığı farz edilmiştir. Ayrıca, PW, RF ve genlik için % 5 hata eklenmiştir.

Ayrıştırma performansının değerlendirilebilmesi için homojenlik, bütünlük ve V-ölçümü kullanılmıştır (Rosenberg ve Hirshberg 2007). V-ölçümü entropi tabanlı bir değerlendirme yöntemidir. Burada amaç radarların darbelerinin ayrı ayrı gruplarda homojen olarak toplaması ve bir radarın darbelerinin iki ayrı grup altında toplanmamasıdır. Ayrıca, diğer bir radarın darbesinin farklı bir grupta olması da istenemeyen bir durumdur.

Homojenlik ölçütü Esitlik (5.1)'de sunulmuştur.

$$h = \begin{cases} 1 & \text{eger } H(C,K) = 0 \\ H(C|K) & \text{diğer } \end{cases} \quad (5.1)$$

Burada, $H(C|K)$ Esitlik (5.2) ve Esitlik (5.3) ile tanımlanır.

$$H(C|K) = - \sum_{k=1}^{|K|} \sum_{c=1}^{|C|} \frac{a_c}{N_g} \log \frac{a_c}{\sum_{c=1}^{|C|} a_c} \quad (5.2)$$

$$H(C,K) = - \sum_{k=1}^{|K|} \sum_{c=1}^{|C|} \frac{a_c}{N_g} \log \frac{a_c}{N_g}$$

Burada N_g darbe C ve K sınıfları ve grupları ifade etmektedir. a_c ise karışıklık matrisini ifade eder. Ayrıca, a_c sınıfına ait kümesinde bulunan c elemanları ifade eder ve $k=1$ ifadesi $c=1$ ifadesiyle aynıdır.

$$k=1 \quad c=1$$

(5.3)

Bütünlük ölçütü belirli bir sınıf elemanlarının belirli bir kümede toplanmasını hedef almaktadır. Bütünlük, önerilen küme dağılımının hangi sınıfta olduğuyla ilgili olarak şartlı entropisi, $H(K|C)$, ile ölçülmektedir. Bütünlük ölçütü Esitlik (5.4) ile tanımlanmıştır.

$$V = \begin{cases} \frac{H(K|C)}{H(K,C)} & \text{if } H(K,C) = 0 \\ 1 & \text{else} \end{cases} \quad \sum_{k=1}^K \frac{1}{N} \quad (5.4)$$

Burada, $H(C|K)$ Esitlik (5.5) ve Esitlik (5.6) ile tanımlanır.

$$H(C|K) = - \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K p_{ck} \log \frac{p_{ck}}{p_c} \quad (5.5)$$

$$H(K|C) = - \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K p_{ck} \log \frac{p_{ck}}{p_k} \quad [5pt]$$

$$H(K,C) = H(C,K) \quad (5.6)$$

$$H(K,C) = H(C,K) \quad (5.4)$$

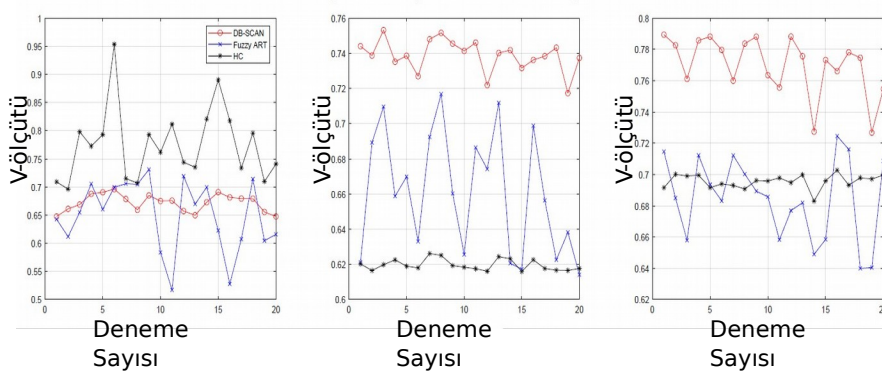
Son olarak, V-ölçütü homojenlik ve bütünlük ölçütlerinin harmonik ortalaması ile Esitlik

(5.7)'de sunulduğu gibi tanımlanır.

$$V = \frac{2hc}{h+c} \quad (5.7)$$

Performans karşılaştırması için öznelilikler [0,1] arasına normalize edilmiştir. DB-SCAN algoritmasında *Eucladian* uzaklıkları komsu noktaların bulunmasında referans alınmıştır. DB-SCAN algoritması yoğun veri olmayan noktaları gürültü olarak atamaktadır bu yüzden gerçek küme sayısı oluşan küme sayısında en az bir tane azdır. Ancak, buna rağmen performans ölçümünde gürültüler de küme olarak

Fuzzy- algoritması, n sayısı 200 Ağda
 ART da h alınmıştır. bulunan
 ağırlıkların, her durumda algoritma HC'de ise
 de edilebilir durdurulmuş tur merkezlerin
 bağlantısı kümelerin birleştilmesi için kriter olarak DB-SCAN
 a belirlenmiştir. Euclidian uzaklık kümeler arasındaki mesafeyi
 algoritmasına benzer şekilde n belirlemek
 için Çizelge 5.1'de parametreleri sunulan radarlar için
 kullanılmıştır. ayrıştırma
 performansları Şekil 5.2'de
 sunulmuştur.

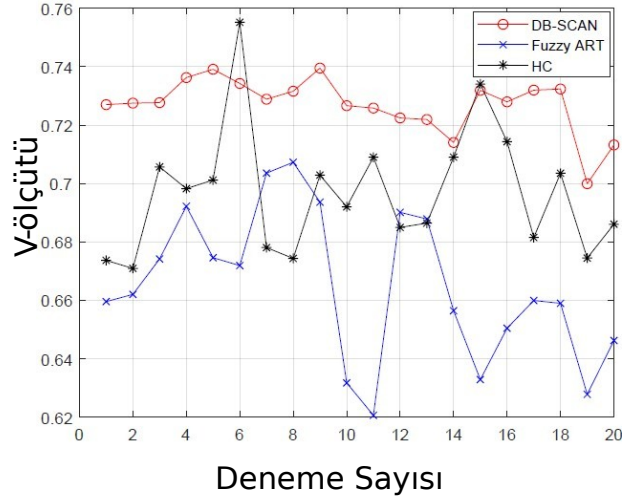


Şekil 5.2 2, 4 ve 8 yayımcı için DB-SCAN, Fuzzy-ART ve HC V-ölçütü grafikleri

HC iki radar durumunda en iyi sonucu verirken çoklu radar ortamında DB-SCAN

algoritması öne çıkmaktadır. Genel performans karşılaştırılması için Şekil 5.3'de her bir yöntem için ortalama V-ölçütü değeri sunulmuştur.

Şekil 5.3'de DB-SCAN genel olarak en iyi sonuçları vermektedir. Fuzzy-ART algoritmasının iyi olduğu yerler olmakla birlikte HC algoritması nispeten daha iyi sonuçlar vermektedir. Çizelge 5.2'de üç algoritma için V-ölçütü değerleri en kötü, en iyi



ve ortalama sonuçlar için sunulmuştur. Çizelge 5.2 DB-SCAN ve Fuzzy-ART sonuçları ve HC için 2, 4 ve 8 radar senaryolarında basarım grafikleri

Şekil 5.3 2, yayımcı için SCAN, Fuzzy ortalama V-

Bu analizde içinde ve arasında

Yöntem/Ölçüt	Homojenlik	Bütünlük	V-ölçütü
DB-SCAN	0.8070 0.8631 0.8431	0.6284 0.6584 0.6461	0.6999 0.7395 0.7270
Fuzzy-ART	0.6382 0.7885 0.7454	0.6069 0.6908 0.6417	0.6206 0.7073 0.6651
HC	0.7058 0.7306 0.7213	0.6757 0.7932 0.7181	0.6709 0.7552 0.6968

4 ve 8 DB-ART ve HC ölçütü

kümeler kümeler ölçümler

gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.2’de en düşük, en yüksek ve ortalama homojenlik, bütünlük ve V-ölçütü ortalama değerleri sunulmuştur. Homojenlik ölçüt değerleri bütünlük ölçüt değerlerinden büyüktür. Bu durum parametrelerin belirli sayıda radar için değil bütün radar

sayılarına uygun şekilde ayarlanmasından kaynaklanmaktadır. Belirli bir sınıftan noktaların kümeler arasında dağılımı bütünlük değeri gerinin azalmasına sebep olmaktadır. Bütün algoritmalar tek bir sınıftan alınan noktalardan oluşan kümeler olduğundan homojenlik ölçütü yüksek çıkmaktadır. DB-SCAN bazı noktaları gürültü olarak işaretlediğinden, gürültü kümesi bütün sınıflardan elemanlar içerebilmektedir. DB-SCAN için bu kümelerin oluşumu performansını düşürmektedir. Bu yüzden DB-SCAN algoritmasında ölçüt değerleri daha düşük kalmaktadır.

Ön analiz sonucunda DB-SCAN algoritmasının diğer ayırma algoritmalarına kıyasla daha üstün olduğu ortaya çıktığından Şekil 5.1’de sunulan bütüncül LPI radar sinyali ayırma ve sınıflandırma altyapısında DB-SCAN algoritması kullanılmıştır. Zaman-frekans imgesinde tespit edilen modülasyonların benzerliklerinin ölçümü için imgelerde benzerlik ölçümü için kullanılan imge *Euclidean* uzaklığı (IMED) ölçütü kullanılmıştır (Wang vd. 2005). İmgedeki pikseller

ve basitliğinden dolayı çok tercih edilmektedir. İMED, tanımlanırken, x, y, M ve N boyutlarında $x = (x^1, x^2, \dots, x^{MN})$ veya $y = (y^1, y^2, \dots, y^{MN})$ imgeleri olarak alınır. y^{kN+l} , (k, l) konumundaki gri seviye parlaklığıdır. 5.8de sunulduğu şekilde tanımlanır.

$$d_E^2(x, y) = \sum_{k=1}^{MN} (x^k - y^k)^2$$

arasındaki uzaysal bağlantıyı ölçer

$kN+l$

Eucladian uzaklık Esitlik

(5.8)

Bu ölçüt, küçük bir bozulmada büyük hatalar oluşturmaktadır ve bu hesaplamada noktalar imgeler olarak düşünülmemektedir. İmgelerde pikseller arasında uzaysal ilişki de mevcuttur. Esitlik (5.8) ile tanımlanan uzaklık hesabında pikseller için parlaklık değerleri arasındaki fark bulunmaktadır. İMED göz önünde bulundurulduğunda, d_{IME}

imge *Euclidean* uzaklığı olarak tanımlanır ve Esitlik 5.9 ile hesaplanır.

$$d_{IME}^2(x,y) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i,j=1}^{MN} \exp\left[-\frac{kP_i - P_j}{2\sigma} (x_i - y_i)(x_j - y_j)\right] \quad (5.9)$$

Burada iki imge $x = (x^1, x^2, \dots, x^{MN})$ ve $y = (y^1, y^2, \dots, y^{MN})$, olarak alınmıştır. Bu iki imge arasındaki uzaklık, $d_{IME}^2(x, y)$, Esitlik 5.9'de sunulmuştur. Burada, P_i , (k, l) konumunda ve P_j ise (k', l') konumundaki noktalar olarak düşünülmüştür. $kP_i - P_j$ değeri Esitlik 5.10'de sunulmuştur.

$$q = \frac{(k - k')^2 + (l - l')^2}{\sigma} \quad (5.10)$$

Bu tez çalışmasında özgün olarak geliştirilen altyapının analizi için toplam 19 sınıftan oluşan Çizelge 5.3'da sunulan modülasyon tipleri kullanılmıştır.

Çizelge 5.3 Analizlerde kullanılan modülasyon tipleri

Faz Modülasyonu	Frekans Modülasyonu
C1-C4: T4-T1 N:13	C11-12: NFLM-Taylor/Tanjant
C5-C8: P4-P1 N:64	C13: Basamaklı Üçgen (StT)
C9: Frank N:64	C14: Basamaklı Azalan (StDC)
C10: Barker N:13	C15: Basamaklı Artan (StUC)
	C16: Sinüsoidal
	C17: Üçgen LFM (SwT)
	C18: Asıgı yönlü LFM

(SwDC)
C19: Yukarı yönlü LFM
(SwUC)

Bu analizde $[-10; 0; 10]$ dB kötü, normal ve iyi SNR seviyesi olmak üzere 3 SNR seviyesinde sinyaller kullanılmıştır. Her bir modülasyon türünde PW ve IBW farklılıklarını da analize dahil etmek için $PW : [6; 6.5; 7; 7.5; 8; 8.5; 9; 9.5; 10]$ μs ve $IBW : [100; 110; \dots; 200]$ MHz olarak alınmıştır. Örnek olarak Şekil 5.4'da artan LFM sinyalinin farklı PW ve IBW değerleri için elde edilen STFT imgeleri sunulmuştur (\sim

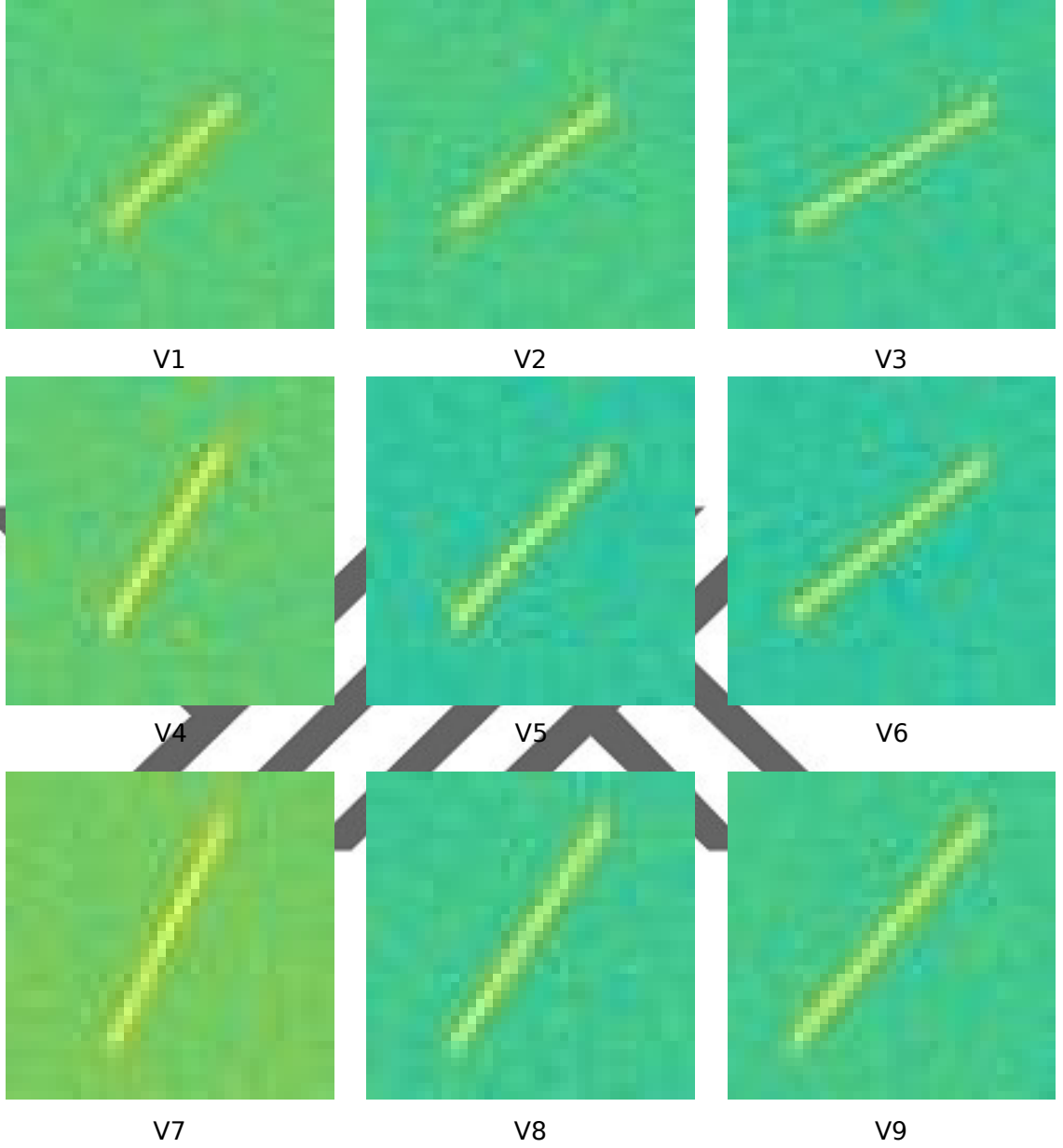
$BW :$

$[100; 150; 200]$ MHz ve $PW : [6; 8; 10]$ μs).

Ayrıca, basamaklı FM için basamak sayısı 5 ve Taylor NLFM için katsayı 30 alınmıştır. Faz kodlu sinyallerde ise, Barker 13 kod'lu olarak, Frank ve P1-P4 kodları 64'lük, T1-T4 kodları 13'lük olarak üretilmiştir. PRI değeri 10^{-6} μs olarak belirlenmiştir. PM sinyallerin faz değişim grafikleri Şekil 5.5- Şekil 5.7'de sunulmuştur.

Diğer parametreler eşit alınmıştır. Örnekleme frekansı 2500 MHz ve STFT imgelerini oluşturmak için 512'lik FFT'ler kullanılmıştır. Bu sinyalleri kullanarak elde edilen STFT yukarıdan aşağıya SNR artmak üzere FM sinyaller için Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'de ve PM sinyaller için Şekil 5.10 ve Şekil 5.11'de sunulmuştur.

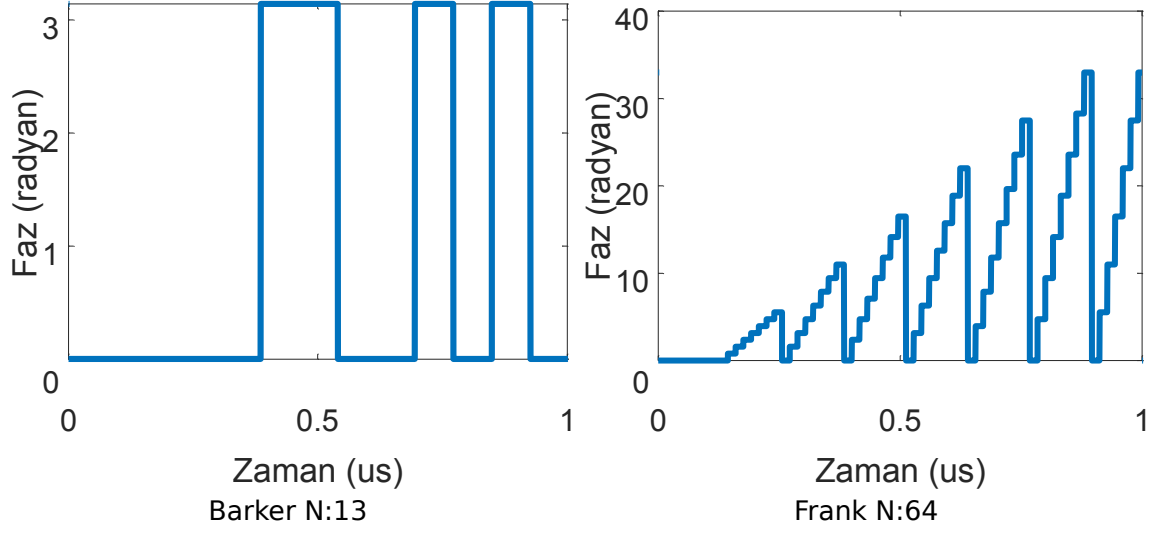
Bu analizde aynı anda 3 tane radar olduğu farzedilerek aynı anda 3 farklı radar tipi bir araya getirilmiştir. SNR olarak $[-10; 0; 10]$ dB değerleri alınmıştır. Bu değerler sırasıyla kötü, ortalama ve iyi SNR seviyelerini ifade etmektedir. Her bir analiz adımında 30 darbe



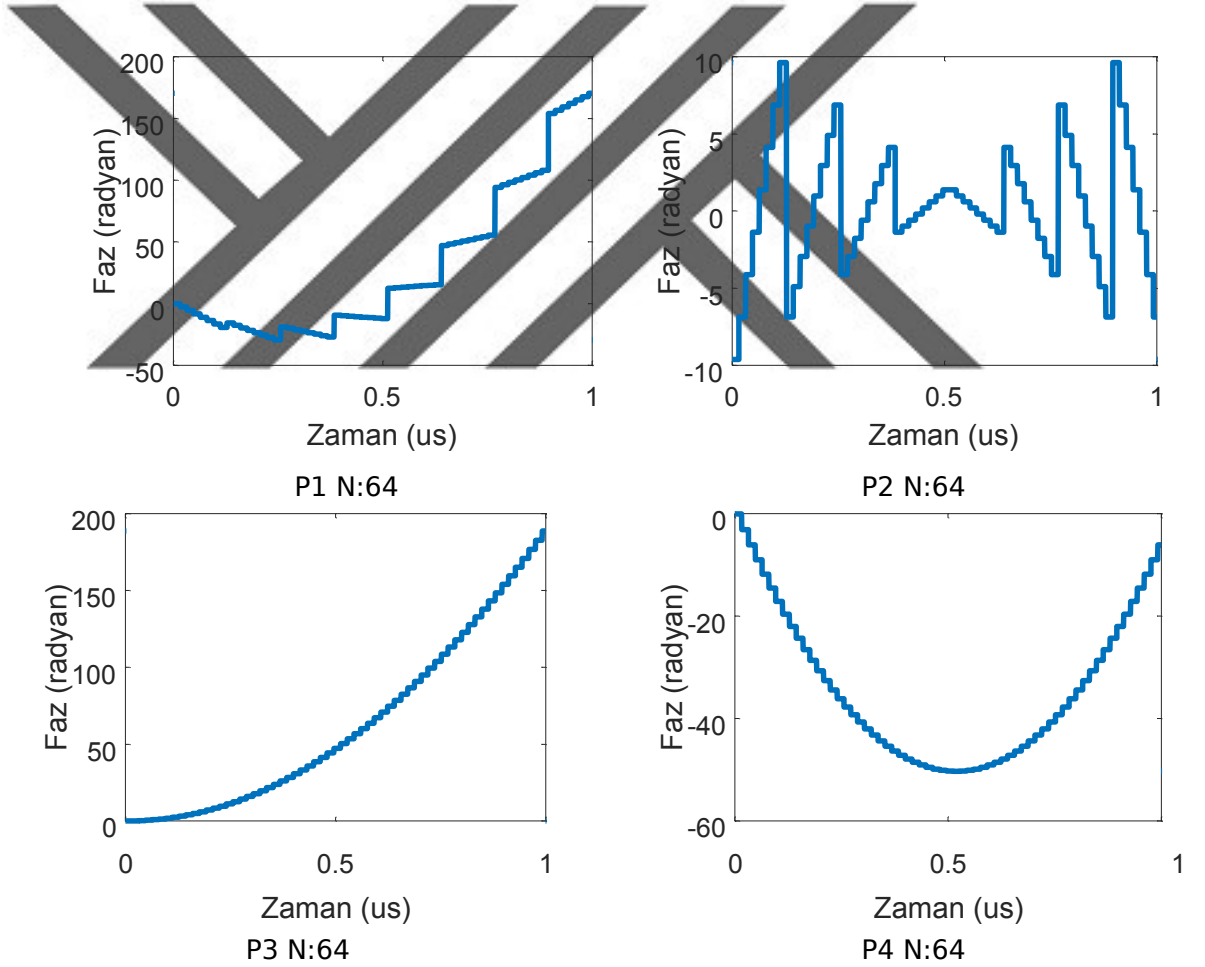
S,ekil 5.4 Aratan LFM sinyal için farklı PW ve IBW için STFT imgeleri [V1-V9]
 (yukarıdan as,ığıya BW : [100; 150; 200] MHz ve soldan sağa PW : [6; 8; 10] μs)

kullanılmış,tır. Her bir kaynaktan es,ıt oranda kullanılmış,tır. DB-SCAN algoritması için ϵ ve en az noktası sayısı parametreleri 211 ve 3 olarak alınmış,tır. Bu analizde elde edilen en d,üş,ük, en yüksek ve ortalama homojenlik, bütünlük ve V-ölçütü degerleri Çizelge 5.4'de sunulmuş,tur.

Çizelge 5.4'de homojenlik en düşük değeri 10 dB hariç 0 olduğundan her nokta bir kümeye atandığı çıkarımı yapılmıştır. Bu durum uzaklık parametresinin veri noktaları

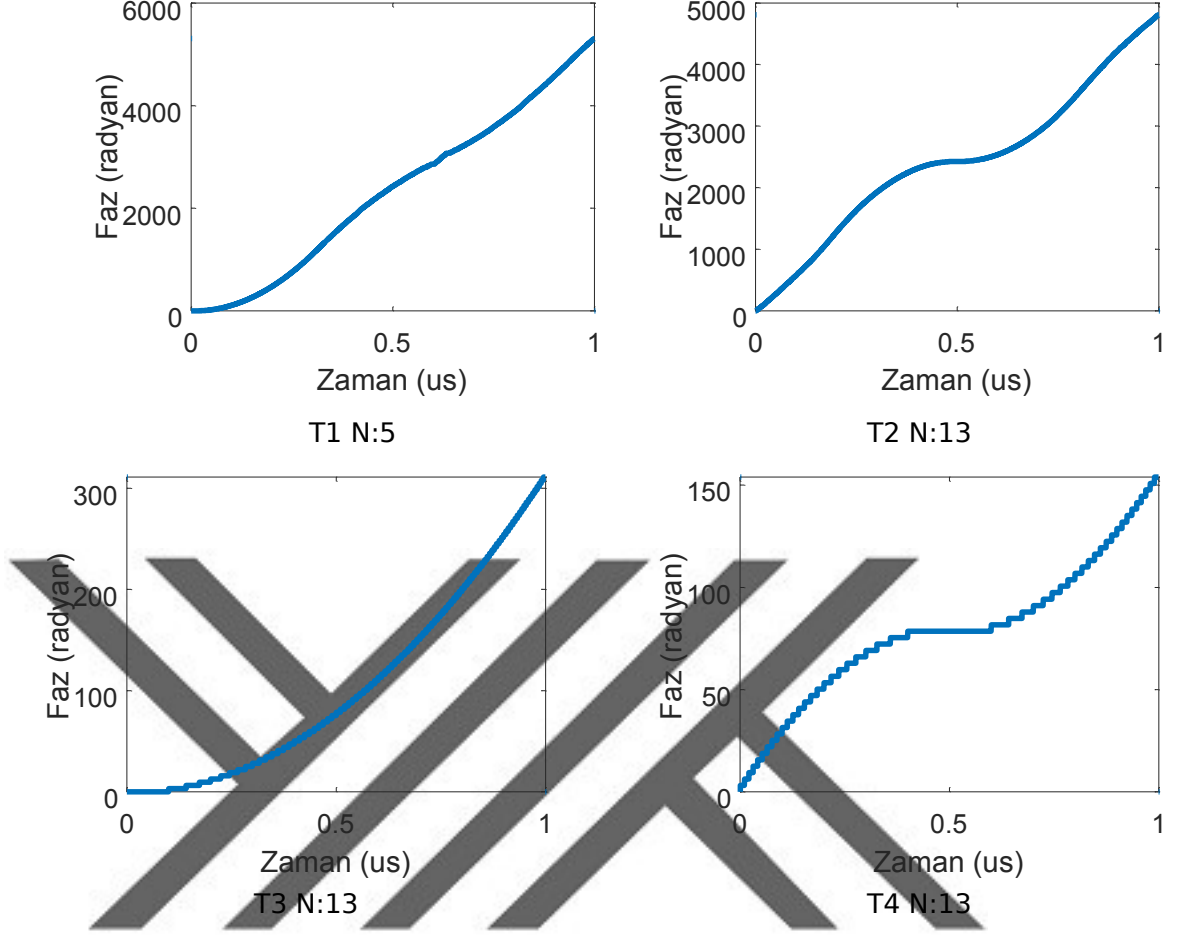


Şekil 5.5 Barker ve Frank modülasyonları için faz değişim grafikleri



Şekil 5.6 P1-P4 modülasyonları için faz değişim grafikleri

arasındaki uzaklıktan büyük olmasıdır. Ayrıca, bütünlük değerleri homojenlik değeriyle büyük olduğu gözlenmiştir. Darbelerin kümeler arasındaki dağılımı

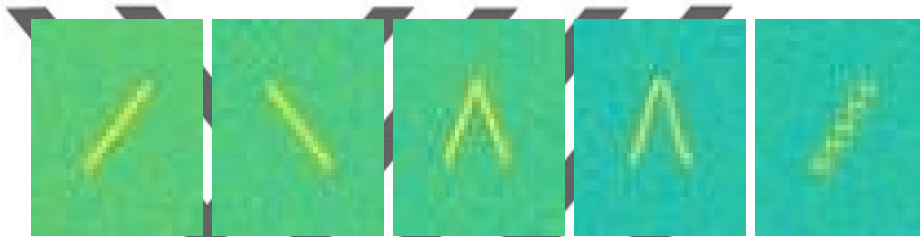
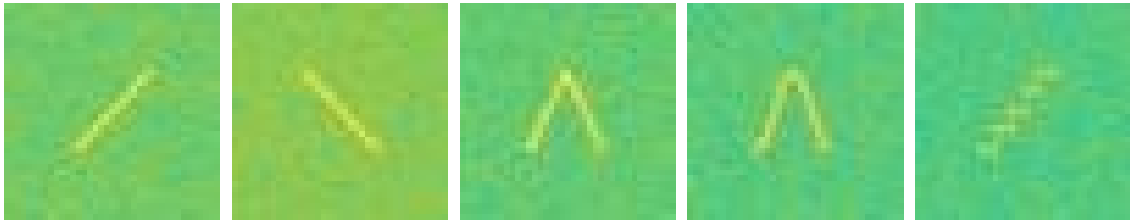
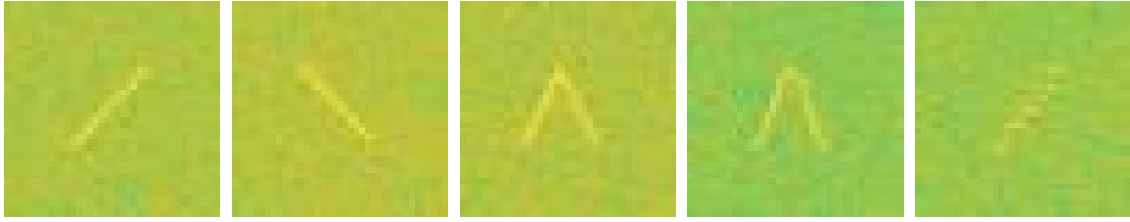


Şekil 5.7 T1-T4 modülasyonları için faz değişim grafikleri

kümeler içindeki dağılımdan daha doğru elde edilmiştir. Bu durum, farklı kaynaklardan üretilen darbeler kümelere daha basarılı şekilde dağılmıştır. Bir kümede bulunan farklı kaynaklardan alınan darbelerin dağılımı daha kötü elde edilmiştir. Son olarak, SNR'a bağlı olarak darbelerin kümelere dağılımı daha basarılı olduğundan V-ölçütü SNR ile birlikte artmaktadır.

Ayrıştırma analizleri sonucunda alınan darbeler farklı kümelere bölünerek sınıflandırma safhasında kümelere bulunan

modülasyonlara daha önceden eğitim verileriyle eğitilmiş, denetimli sınıflandırma algoritmasına hazır hale getirilmiştir.

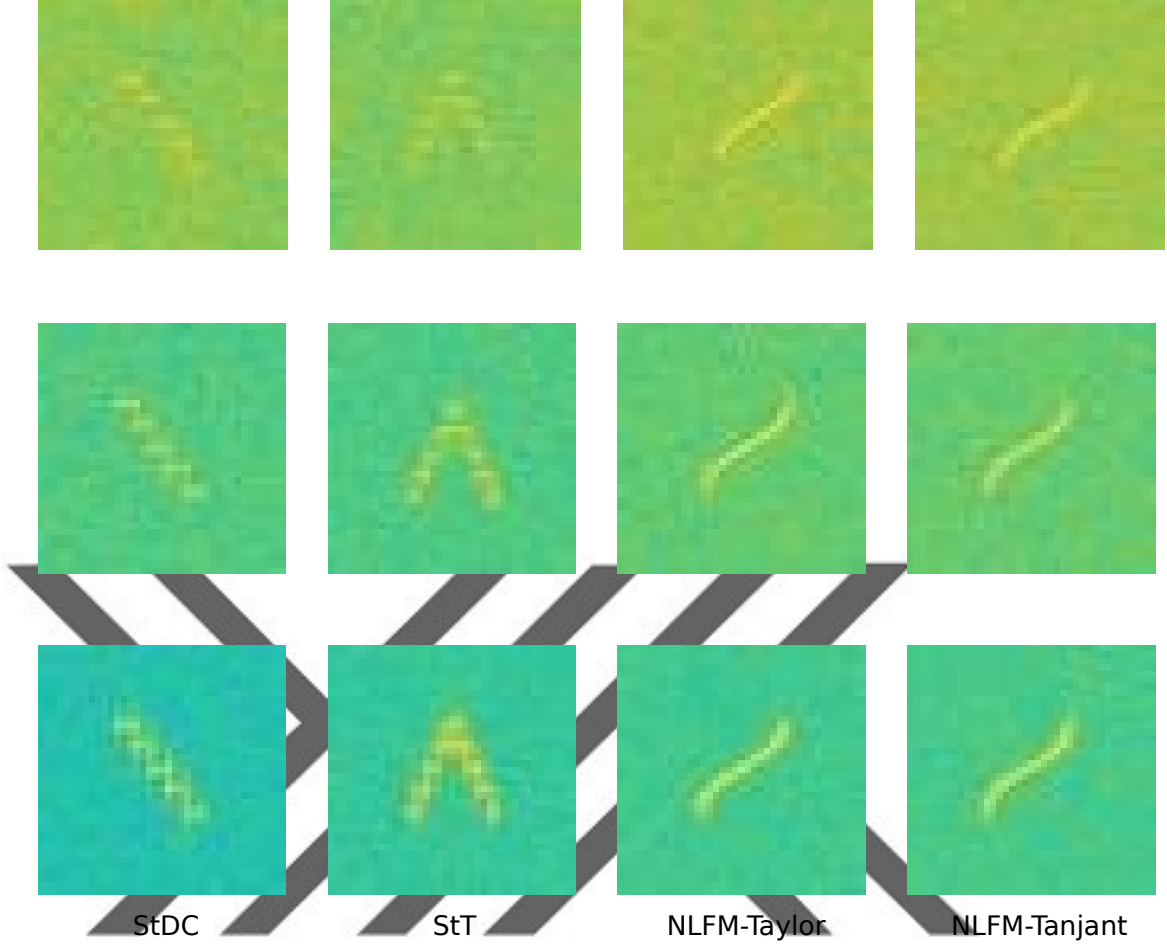


Şekil 5.8 FM sinyalleri (SwUC, SwDC, SwT, Sinusoidal, StUC) için STFT çıktıları (yukarıdağıSN :[-1; 1]dB as, a R 00; 0)

5.2 Modülasyonların Sınıflandırılması

Bu tez çalışmasında kuramsal temelleri Bölüm 2.7’de sunulan makine öğrenmesi tabanlı CNN yapısı kullanılmıştır. CNN yapıları imgeleri girdi olarak kabul etmektedir (LeCun vd. 1998). İmge işlemede, imge bölütleme (He vd. 2017), sınıflandırma (Krizhevsky vd. 2012) ve video işleme (Karpathy vd. 2014) alanlarında öznetelik çıkarımı ve sınıflandırma amaçları için kullanılmaktadır. CNN yapısı itibariyle her bir sinir hücresinin bir bölgeyle bağlantılı olması ile imgeleri verimli bir şekilde işleyebilmektedir. CNN’de girdi imgesi sinir hücreleriyle evrisim gerçekleştirilerek havuzlama gibi doğrusal olmayan işlemler gerçekleştirilmektedir. İmgelerdeki bölgesel benzerlerin çıkarımı için

sinir hücrelerinin ağırlıklarının bilinmesi önemlidir. Son kısımda sınıf olasılıkları sağlanmaktadır. Bu tez çalışmasında, Şekil 5.1'de sunulan analizde, Şekil 5.12'de sunulan 3 evrimsel katmanı içeren CNN yapısı kullanılmıştır.

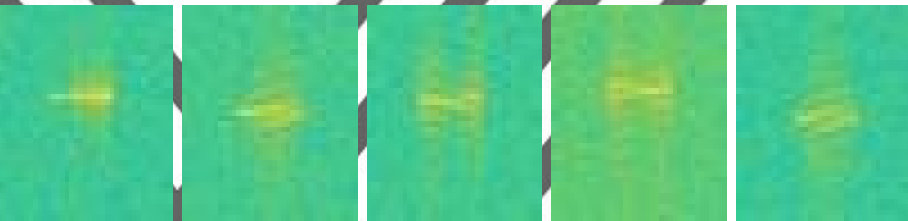
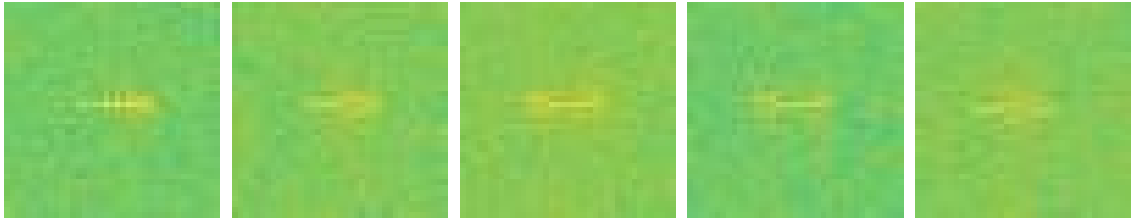
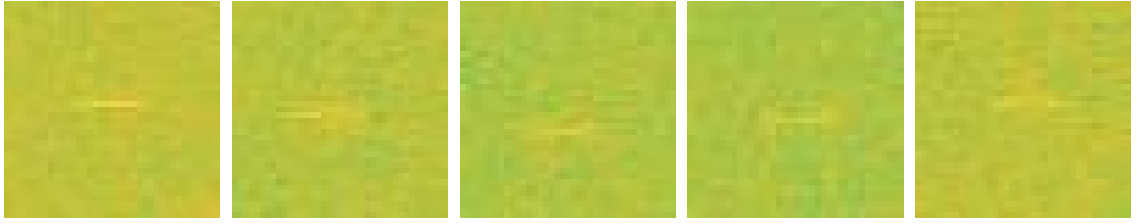


Şekil 5.9 FM sinyalleri (StDC,StT,NLFM-Taylor,NLFM-Tanjant) için STFT çıktıları

(yukarıdan aşağıya $SNR : [-10; 0; 10]$ dB)

Her bir katmandaki filtre sayısı 8, 16 ve 32 olarak alınmıştır. Her bir katmanda evrimsel operasyonundan sonra toplu normalleştirme gerçekleştirilmektedir (Ioffe ve Szegedy 2015). Doğrusal olmayan fonksiyon olarak doğrultulmuş lineer birim seçilmiştir (Nair ve Hinton 2010). Son katman hariç bütün katmanların sonunda hesaplama süresinin azaltılması için 2x2 boyutunda en yüksek havuzlama yapılmıştır.

Gerçekleştirilen analizlerde, sınıflandırma doğruluk oranları performans ölçütü olarak kullanılmıştır. Sınıflandırma yapısı her bir SNR seviyesi için ayrıca eğitilmiştir. Ayrıca, her bir SNR seviyesindeki test setini farklı SNR seviyelerinde eğitilmiş sınıflandırma yapılarına sokarak eğitilen ve test edilen SNR'lar arasındaki örüntü çıkarılmıştır ve böylece farklı ortamlarda elde edilen sinyallerin sınıflandırma performansları gözlenecektir. Belirli bir SNR seviyesinde alınan sinyali, o SNR seviyesine yakın



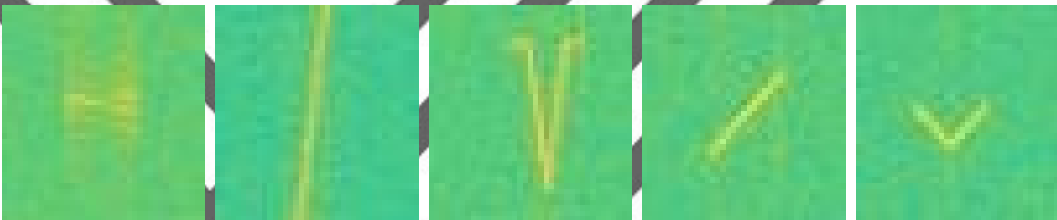
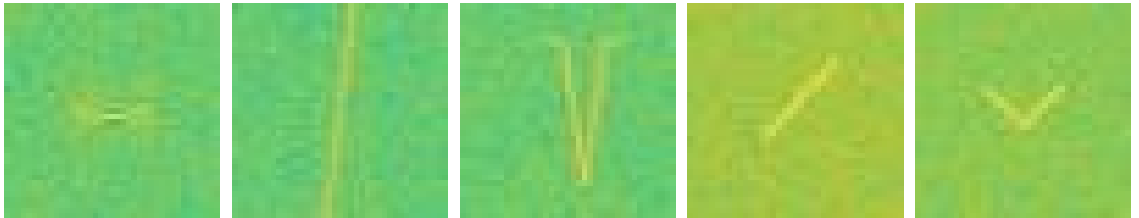
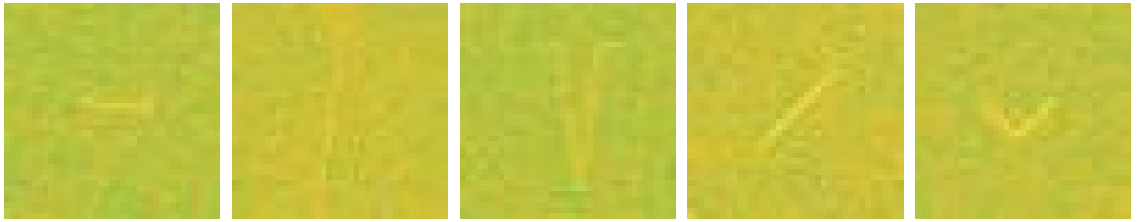
Şekil 5.10 PM sinyalleri (Barker, Frank, P₁-P₃) için STG çıkışları (yukarıdan aşağıya) için eğitim ve test için kullanılan SNR : [-1; 1] dB (R = 00; 0)

seviyede eğitilmiş sınıflandırma yapısıyla test etmek gerekliliği analiz edilmiştir.

Çizelge 5.3'de sunulan her bir modülasyon tipi için eğitim ve test örnekleri aynı SNR seviyesi olduğu durumda, eğitim için 500, geçiş için 100 ve test için 150 örnek kullanılmıştır. Eğitim ve

test SNR seviyeleri farklı oldu ğ u durumda büt ün set hem e ğ gitim ğ hem de test için kullanıldı ğ ından örnek sayısı 750 olmaktadır. Ç izelge 5.5 - Ç izelge 5.7’de ğ sırasıyla SNR : [−10; 0; 10] dB için karış ıklık matrisleri sunulmuşt ur.

Sonuç lar incelendi ğ inde beklenildi ğ i gibi SNR seviyesi yükseldikçe mod ü lasyonun s,ekli ğ daha net gör ü ndü ğ ü nden ğ sınıflandırma do ğ rulu ğ u ğ artmaktadır. Sınıflandırma performansı FM mod ü lasyonlu sinyaller için daha yüksektir. PM mod ü lasyonlarında oluş an faz de ğ iş imleri ğ frekansta kesikli bir de ğ iş ime ğ neden olduğ undan ğ PM mod ü lasyonun spektrumu çok net de ğ ildir. ğ SNR seviyesi yüksek olduğ unda keskin ğ frekans atlamaları daha iyi göz lendi ğ inden sınıflandırma do ğ rulu ğ u büyük oranda ğ



P4

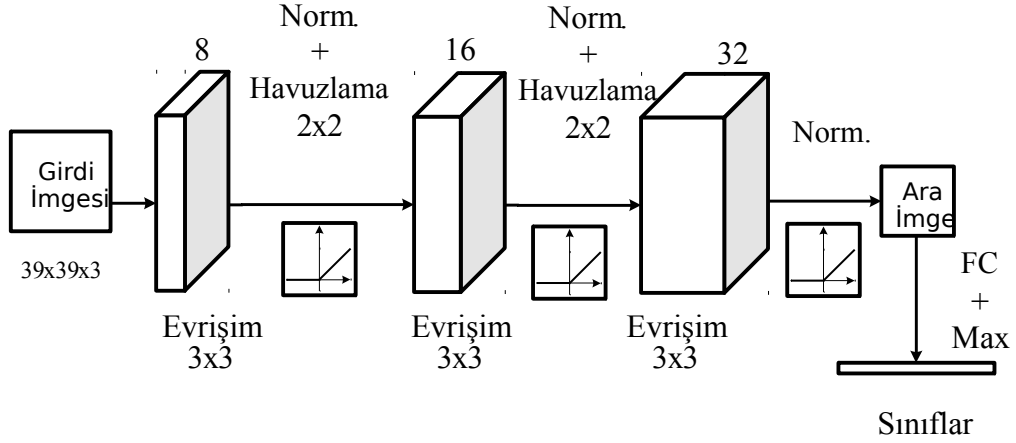
T1

T2

T3

T4

S,ekil 5.11 PM sinyalleri (P4,T1-T4) için STFT çıktı ları (ç ydSNR de ğ i 10, 0, 1]dB) 0



Şekil 5.12 3 katmanlı CNN yapısı

artmaktadır. Genel olarak, FM sinyaller için düşük SNR seviyelerinde bile başarımları yüksektir. FM sinyal sınıflandırmasında NLFM-Taylor ve NLFM-Tanjant sinyalleri Çizelge 5.4 DB-SCAN için başarımları (yukarıdan aşağıya [en kötü, en iyi ve ortalama senaryo])

SNR/ Ölçüm	Homojenlik	Bütünlük	V-ölçütü
-10 dB	0	0.710	0
	1	0.1	1
	0.2026	0.9605	0.255
0 dB	0	0.638	0
	1	0.41	1
	0.5367	0.8635	0.578
10 dB	0.121	0.605	0.213
	11	0.91	0.7
	0.7731	0.7387	0.953
			0
			0.742
			0

birbirine karışmaktadır. PM sinyallerinin sınıflandırmasının bu yöntemle yapılabilmesi için yüksek SNR seviyelerine gerekmektedir. Çizelge 5.8'de farklı SNR kombinasyonlarında sınıflandırma başarımları sunulmuştur.

Beklenildiği gibi SNR seviyeleri aynı olan eğitim ve test setlerinde başarımları yüksektir. Diğer durumlarda, sınıflandırma büyük oranda azalmaktadır. SNR arttıkça performans kaybı azalmaktadır. Örnek olarak SNR, -10 dB ve 0 dB arasında ve 0 dB ve 10 dB arasında değişirse sınıflandırmada oluşan kayıp benzerdir. Yüksek SNR seviyelerinde eğitilmiş veri seti için düşük SNR seviyesinde test seti oluşturulursa performans kaybı büyük oranda artmaktadır. Genel olarak sınıflandırma performansı değerlendirildiğinde 19 modülasyon tipi için iyi SNR seviyesinde (10 dB) % 93.47 başarımlı ve LPI sinyaller için normal kabul edilen 0 dB seviyesinde % 87.47 başarımlı gerçekleştirilmiştir. Birbirine çok benzeyen NFLM türleri ortak kabul edildiğinde başarımları seviyesi daha da yüksektir.

Çizelge 5.5 SNR: -10 dB için karışıklık matrisi

G/K	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9	C10	C11	C12	C13	C14	C15	C16	C17	C18	C19	
C1	144	3	0	0	0	0	0	1	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
C2	0	149	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
C3	2	0	136	1	0	1	0	1	2	0	0	0	0	0	0	7	0	0	0	
C4	6	8	9	123	0	2	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
C5	0	0	0	0	5	10	50	65	16	4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
C6	1	0	0	0	0	65	4	3	77	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
C7	0	0	0	0	4	17	58	48	17	6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
C8	1	0	0	0	7	18	40	73	9	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
C9	0	0	0	0	0	61	2	1	82	3	0	0	0	0	1	0	0	0	0	
C10	0	0	0	0	0	5	3	0	9	133	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
C11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	118	28	0	1	0	1	0	0	2	
C12	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	30	110	1	0	0	1	0	0	7	
C13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	140	1	1	8	0	0	0	
C14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2	148	0	0	0	0	0	
C15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0	0	0	
C16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0	0	
C17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	10	139	1	0
C18	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	149	0
C19	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	10	0	0	0	0	1	0	0	138

Çizelge 5.6 SNR: 0 dB için karışıklık matrisi

G/K	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9	C10	C11	C12	C13	C14	C15	C16	C17	C18	C19
C1	149	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C2	0	139	0	0	0	10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
C3	0	0	150	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

C4	0	0	0	0	150	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C5	0	0	0	0	0	63	0	34	53	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C6	0	0	0	0	0	0	109	4	0	37	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C7	0	0	0	0	0	23	0	89	35	3	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C8	0	0	0	0	0	30	2	39	78	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C9	0	0	0	0	0	0	35	1	0	113	1	0	0	0	0	0	0	0	0
C10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	149	0	0	0	0	0	0	0	0
C11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	131	18	0	0	0	0	0	0	1
C12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	23	127	0	0	0	0	0	0	0
C13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0	0	0	0	0
C14	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	149	0	0	0	0	0
C15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0	0	0
C16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0	0
C17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0
C18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0
C19	0	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	147

Çizelge 5.7 SNR: 10 dB için karışıklık matrisi

G/K	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9	C10	C11	C12	C13	C14	C15	C16	C17	C18	C19
C10	150	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C2	0	149	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
C3	0	0	150	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C4	0	0	0	149	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C5	0	0	0	0	101	6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C6	0	0	0	0	0	136	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C7	0	0	0	0	0	13	0	0	0	111	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C8	0	0	0	0	0	16	0	0	0	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C9	0	0	0	0	0	1	4	0	0	0	145	0	0	0	0	0	0	0	0
C10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0	0	0	0	0	0
C11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	115	34	0	0	0	0	1
C12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0	0	0
C13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0	0
C14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0	0
C15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150	0
C16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	147
C17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150
C18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150
C19	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	150

Çizelge 5.8 Farklı SNR seviyeleri için sınıflandırma sonuçları

Eğitim	Test	Başarımlar
-10 dB	-10 dB	77.54 %
-10 dB	0 dB	68.91 %
-10 dB	10 dB	66.07 %
0 dB	-10 dB	26.53 %
0 dB	0 dB	87.47 %
0 dB	10 dB	77.47 %
10 dB	-10 dB	9.09 %
10 dB	0 dB	57.79 %
10 dB	10 dB	93.47 %

çıkılmaktadır.

Bu tez çalışmasında özgün olarak oluşturulan bütüncül çoklu işaretleme ortamında LPI radar işaretleme ayrıştırılması ve sınıflandırılması altyapısıyla hem ayrıştırmada hem de sınıflandırmada yüksek başarımlar elde edilmiştir.

6. SONUÇ

LPI radarların düşük çıkış güçleri ve yüksek bant genişliği nedeniyle geleneksel almaç yapılarıyla algılanması ve doğru sınıflandırılması olasılığı azalmaktadır. LPI radarların algılanması için modern EH almaç yapılarında hassasiyet seviyesinin azaltılması ve bant genişliğinin artırılması gerekmektedir. Geniş bant genişliği ve düşük hassasiyet seviyesi EH almaçlarının modern elektromanyetik ortamda çoklu sinyal durumu oluşturmaktadır. Bu yoğun sinyal ortamında özellikle LPI radarların sinyallerinin algılanması ve sınıflandırılması için gerçek zamanlı ve LPI radarın uyumlu filtre ile

elde ettiği darbe sıklık, tırma kazancı seviyesinde işlem kazancı sağlayacak ileri seviye sinyal işleme algoritmalarına ihtiyaç bulunmaktadır.

Bu algoritmaların oluşturulması için öncelikle, farklı LPI radar modülasyonları analiz edilip algılama ve sınıflandırma algoritmalarının test edilebilmesi için MATLAB ortamında üretilmiştir. Gerçekleştirilen benzetim ortamında LPI radar sinyallerinin faz, frekans ve uyumlu filtre tepkileri analiz edilerek doğru şekilde dalga biçimi üretimi gerçekleştirilmiştir. Farklı faz ve frekans modülasyonları aynı anda üretilerek çoklu işaretleme ortamı oluşturulmuştur. Özgün olarak, gerçek zamanlı ve çoklu LPI radar sinyali üretimi gerçekleştirilip bunların hızlı ve kaynak tüketimi etkin FFT tabanlı uyumlu filtre yapısı oluşturulmuştur. Böylece hızlı şekilde dalga biçimi değişirebilen ve çoklu işaretleme üretebilen ara frekansta LPI radar simülatörü oluşturulmuştur.

Üretilen sinyallerin analizi ve modülasyon tespiti aşamasında alınan sinyallerin SNR seviyesini iyileştirilmesi için çevrimdışı olarak STFT, WVD ve CWD dönüşümleri uygulanarak zaman-frekans imgesi oluşturulmuştur. Bu dönüşümlerle elde edilen zaman-frekans imgesi üzerinde alınan sinyalin enerjisi belirli bir bölgede yoğunlaştırılarak SNR seviyesinin artırılması sağlanmıştır.

Ayrıca, geniş bantta yayılan LPI radar modülasyon örüntüsü bütün olarak gözlenebilmektedir. Bu örüntüsü kestirimi ve modülasyon tespit için HT dönüşümü uygulanmıştır. Özgün olarak, STFT çıktısında zaman-frekans imgesinde bütüncül analiz yerine her bir FFT penceresinin çıktısında elde edilen frekansların tespiti ve bir sonraki tespit ile eşleştirilmesi gerçekleştirilmiştir.

Geliştirilen bu yöntem ile gerçek zamanlı olarak frekans tespiti ve frekans değişimine bağlı olarak modülasyon örüntüsü çıkarılabilmektedir. Bu tez çalışmasında ayrıca özgün olarak gerçek

zamanlı olarak ultra geniş bantta spektrum algılama yapabilen ve çok kanallı ADC yapılarında kullanılacak ayarlanabilir FFT modülü FPGA ortamında gerçekleştirilerek radar sinyal simülöründe üretilen ara frekans analog LPI radar sinyalleri işleyebilen panoramik sayısal almaç yapısı oluşturulmuştur. Geliştirilen UWB-FFT yapısı farklı FPGA kartlarında gerçekleştirilebilir olduğundan sayısal teknolojiye paralel olarak anlık işlenebilecek bant genişlikleri arttırılabilecektir. Yoğun ve karmaşık çoklu işaretleme ortamında panoramik sayısal almaç LPI radar işaretlerinin bütüncül olarak analiz edilmesi ve parametrelerinin çıkarılması mümkün olmaktadır. Çoklu ADC kullanımı ile ilgili analizlerden elde edilen sonuçlara göre anlık bant genişliklerinin ADC sayısı kadar arttırılması sağlanabilmektedir.

Çoklu işaretleme ortamında alınan LPI radar sinyallerinin öncelikle ayrıştırılması sağlanmıştır. Özgün olarak, ortamda bulunan radar sayısını bilmeden denetimsiz sınıflandırma yöntemleri ile sinyallerin parametrelerine göre DB-SCAN algoritmasını kullanarak kümeleme gerçekleştirilmiştir ve farklı SNR seviyelerinde kümelerin dağılımına yönelik ölçümler gerçekleştirilmiştir. Ayrıştırılan sinyal kümelerinin daha önceden eğitilmiş CNN yapılarıyla makine öğrenmesi tabanlı denetimli sınıflandırma gerçekleştirilmiştir. Bu tez çalışmasında özgün olarak alınan sinyallerin sınıflandırma işlemlerini kendi SNR seviyelerinde oluşturulmuş veri setleriyle eğitilmiş katsayılarla gerçekleştirilmesinin yüksek sınıflandırma doğruluğu sağladığı görülmüştür. LPI radar sinyallerinden FM ve PM modülasyonların olduğu 19 sınıf bulunan benzetim ortamında LPI radar tespit için iyi bir seviye olan 10 dB SNR'da %93.47 ve normal seviye olan 0 dB SNR'da %88.47 sınıflandırma başarımları sağlanmıştır.

KAYNAKLAR

Adamy, D. 2001. EW 101: A first course in electronic warfare (Vol. 101). Artech House, 330, USA.

Akyildiz, I. F., Lee, W. Y., Vuran, M. C. and Mohanty, S. 2008. A survey on spectrum management in cognitive radio networks. IEEE Communications Magazine, 46(4); 40-48.

Alom, M. Z., Godder, T. K., Morshed, M. N. and Maali, A. 2017. Enhanced spectrum sensing based on Energy detection in cognitive radio network using adaptive threshold. International Conference on Networking, Systems and Security (NSysS), 5-8 January, Dhaka, Bangladesh.

Anjaneyulu, L., Murthy, N. S. and Sarma, N. V. S. N. 2008. Identification of LPI radar signals by higher order spectra and neural network techniques. International Conference on Electronic Design, 1-3 December, Penang, Malaysia.

Anonymous. 2019. Web Sitesi: fpga-
<https://www.curtisswrightds.com/products/cots-boards/cards/6u-fpga-processors/champ-wb.html> Eris,im Tarihi: 05.02.2019

Anonymous. 2019. Web Sitesi:
https://www.vadatech.com/media/AMC591_AMC591_Datasheet.pdf Eris,im Tarihi: 08.03.2019

Anonymous. 2019. Web Sitesi:
https://www.vadatech.com/category.php?catid_2=448&catid_1=0&arcid=9 Eris,im Tarihi: 02.04.2019

Anonymous. 2019. Web Sitesi:
<https://www.abaco.com/products/vp430-rfsoc-board> Eris,im Tarihi: 15.06.2019

Anonymous. 2019. Web Sitesi:
<http://www.apissys.com/products/product/av129/25> Eris,im Tarihi: 15.06.2019

Ardoino, R. and Megna, A. 2009. LPI radar detection: SNR performances for a dual channel cross-correlation based ESM receiver. European Radar Conference (EuRAD), 30 September-2 October, Rome, Italy.

Arjoune, Y. and Kaabouch, N. 2019. A comprehensive survey on spectrum sensing in cognitive radio networks: Recent advances,

new challenges, and future research directions. *Sensors*, 19(1); 126.

Bansal, M. and Nakhate, S. 2018. Implementation of fast FFT design for 128-point using Radix-22 CFA. *International Journal of Engineering and Technology*, 7(4); 2646-2650.

Barbarossa, S. 1995. Analysis of multicomponent LFM signals by a combined Wigner-Hough transform. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 43(6); 1511-1515.

Barbarossa, S. and Lemoine, O. 1996. Analysis of nonlinear FM signals by pattern recognition of their time-frequency representation. *IEEE Signal Processing Letters*, 3(4); 112-115.

Camuso, P., Foglia, G., and Pistoia, D. 2009. A comprehensive analysis on detection performances of LPI signals filtering strategies. *European Radar Conference (EuRAD)*, 30 September-2 October, Rome, Italy.

Carpenter, G. A., Grossberg, S. and Rosen, D. B. 1991. Fuzzy ART: Fast stable learning and categorization of analog patterns by an adaptive resonance system. *Neural networks*, 4(6); 759-771.

Chen, T., Liu, L. and Huang, X. 2018. LPI radar waveform recognition based on multi-branch MWC compressed sampling receiver. *IEEE Access*, 6; 30342-30354.

Cone, A. 2019. Web Sitesi: <http://www.upi.com/Defense-News/2019/07/08/BAE-nets-47M-by-DARPA-to-integrate-machine-learning-into-RF-signals-detection/5261562595628/> Eris, im Tarihi: 15.09.2019

De Carvalho, F. B., Lopes, W. T. and Alencar, M. S. 2015. Performance of cognitive spectrum sensing based on energy detector in fading channels. *Procedia Computer Science*, 65; 140-147.

De Luigi, C. and Jauffret, C. 2005. Estimation and classification of FM signals using time frequency transforms. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 41(2); 421-437.

Denk, A. 2006. Detection and jamming low probability of intercept (LPI) radars. Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Electrical Engineering Department, 123, Monterey, California, USA.

- Dobre, O. A., Abdi, A., Bar-Ness, Y. and Su, W. 2007. Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends. *IET Communications*, 1(2); 137-156.
- Dubois, C., Davy, M., and Idier, J. 2005. Tracking of time-frequency components using particle filtering. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 3-25 March, Philadelphia, USA.
- Erdogan, A. Y., Gulum, T. O., Durak-Ata, L., Yildirim, T. and Pace, P. E. 2013. Defining the effective threshold using modified wigner-hough transform in FMCW-signal detection. *IEEE 21st Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 24-26 Nisan, Haspolat.
- Erdogan, A. Y., Gulum, T. O., Durak-Ata, L. ve Yildirim, T. 2014. Digital chirp rate adaptation for optimum FMCW interception using Wigner-Hough transform. *IEEE 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 23-25 Nisan, Trabzon.
- Erdogan, A. Y., Gulum, T. O., Durak-Ata, L., Yildirim, T. and Pace, P. E. 2014. Digital chirp rate adaptation for increased FMCW interception performance in Hough based transforms. *IEEE International Radar Conference*, 13-17 October, Lille, France.
- Erdogan, A. Y. 2015. Fmcw lpi radar signal detection and parameter extraction methods~ based on wigner hough transform. Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Erdogan, A. Y., Gulum, T. O., Durak-Ata, L., Yildirim, T. and Pace, P. E. 2017. FMCW~ signal detection and parameter extraction by cross Wigner-Hough transform. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 53(1); 334-344.
- Ester, M., Kriegel, H. P., Sander, J. and Xu, X. 1996. A density-based algorithm for discovering clusters in large spatial databases with noise. *Second International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 2-4 August, Portland, USA.
- Farahmand, A. and Zahabi, M. R. 2014. An energy efficient, high speed analog FFT processor for MB-OFDM UWB receivers. *International Congress on Technology, Communication and Knowledge (ICTCK)*, 26-27 November, Mashhad, Iran.
- Frank, T., Kraiss, K. F. and Kuhlen, T. 1998. Comparative analysis of fuzzy ART and ART-2A network clustering performance. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 9(3); 544-559.

- García, J. A., Fdez-Valdivia, J., Cortijo, F. J. and Molina, R. 1995. A dynamic approach for clustering data. *Signal Processing*, 44(2); 181-196.
- Geroleo, F. G. and Brandt-Pearce, M. 2012. Detection and estimation of LFM CW radar signals. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 48(1); 405-418.
- Gulum, T. 2007. Enhanced LPI waveform representations for digital electronic warfare intercept receivers. Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Electrical Engineering Department, 217, Monterey, California, USA.
- Gulum, T. O., Pace, P. E. and Cristi, R. 2008. Extraction of polyphase radar modulation parameters using a Wigner-Ville distribution-Radon transform. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 31 March - 4 April, Las Vegas, USA.
- Gulum, T. O., Erdogan, A. Y., Yildirim, T. ve Ata, L. D. 2011. Parameter extraction of FMCW modulated radar signals using Wigner-Hough Transform. *IEEE 12th International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI)*, 21-22 November, Budapest, Hungary.
- Gulum, T. O., Erdogan, A. Y., Durak-Ata, L., Yildirim, T. and Pace, P. E. 2013. Elliptic Gaussian filtering for time-frequency signal analysis. *IEEE Radar Conference (RadarConf)*, 29 April-3 May 2013, Ottawa, Canada.
- Gulum, T. O., Erdogan, A. Y., Guner, K. K., Durak-Ata, L., Yildirim, T. and Pace, P. E. 2014. PWVD resolution considerations for LFM CW signal detection by WHT. *20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 16-18 June, Gdansk, Poland.
- Gulum, T. O. 2015. Enhanced LPI waveform representations for digital electronic warfare intercept receivers. Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Gulum, T. O., Erdogan, A. Y., Ata, L. D., Yildirim, T. and Pace, P. E. 2017. Enhanced LPI waveform representation by ambiguity-domain elliptical Gaussian filtering. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 53(2); 762-777.

- Guner, K. K., Erkmen, B., Gulum, T. O., Erdogan, A. Y., Yildirim, T. ve Ata, L. D. 2015. Improving Wigner-Hough Transform for hardware implementation to intercept LFM CW signals. IEEE 23rd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 16-19 May, Malatya.
- Guner, K. K., Erkmen, B., Gulum, T. O., Erdogan, A. Y., Yildirim, T. and Ata, L. D. 2016. Implementation aspects of Wigner-Hough Transform based detectors for LFM CW signals. 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 27-29 June, Vienna, Austria.
- Guo, Q., Yu, X. and Ruan, G. 2019. LPI Radar Waveform Recognition Based on Deep Convolutional Neural Network Transfer Learning. *Symmetry*, 11(4); 540.
- He, K., Gkioxari, G., Dollár, P. and Girshick, R. 2017. Mask r-cnn. IEEE international conference on computer vision (ICCV), 22-29 October, Venice, Italy.
- Hoang, L. M., Kim, M. J. and Kong, S. H. 2019. Deep Learning Approach to LPI Radar Recognition. IEEE Radar Conference (RadarConf), 22-26 April, Boston, USA.
- Hoang, L. M., Kim, M. and Kong, S. H. 2019. Automatic Recognition of General LPI Radar Waveform using SSD and Supplementary Classifier. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 67(13); 3516-3530.
- Ilyas, I., Paul, S., Rahman, A. and Kundu, R. K. 2016. Comparative evaluation of cyclostationary detection based cognitive spectrum sensing. IEEE 7th Annual Ubiquitous Computing, Electronics and Mobile Communication Conference (UEMCON), 20-22 October, New York, USA.
- Ioffe, S. and Szegedy, C. 2015. Batch normalization: Accelerating deep network training by reducing internal covariate shift. ArXiv Preprint ArXiv:1502.03167.
- Jarpa, P. 2002. Quantifying the differences in low probability of intercept radar waveforms using quadrature mirror filtering. Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Electrical Engineering Department, 155, Monterey, California, USA.
- Karpathy, A., Toderici, G., Shetty, S., Leung, T., Sukthankar, R. and Fei-Fei, L. 2014. Large-scale video classification with convolutional neural networks. IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 24-27 June, Columbus, USA.

Keller, J. 2019. Web Sitesi:
<https://www.curtisswrightds.com/news/articles/mae-apr13-radar-ew.html> Erisim Tarihi: 13.08.2019

Khalaf, T. A., Abdelsadek, M. Y. and Farrag, M. 2015. Compressed measurements based spectrum sensing for wideband cognitive radio systems. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2015; 1-7.

Kishore, G. R. and Sangeetha B. 2017. A New Approach of Area Efficient High Speed 1024 FFT/IFFT Processor. *International Journal for Research in Applied Science and Engineering Technology (IJRASET)*, 5(12); 1550-1559.

Kocaadam, E. ve Ozkcazanc, Y. 2007. LPI Radar Sinyallerinin Ozimge Yaklasimi ile Siniflandirilmesi Classification of LPI Radar Signals via Eigenimage Approach. *IEEE 15th Signal Processing and Communications Applications (SIU)*, 11-13 Haziran, Eskisehir.

Kocaadam, E. 2009. Çokfazlı ve çokzamanlı LPI radar sinyallerinin özimgе yöntemleri ile sınıflandırılması. Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, 300, Ankara.

Kocaadam, E. ve Özkazanç, Y. 2010. Classification of polyphase and polytime LPI radar signals with eigenimage methods. *IEEE 18th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 22-24 Nisan, Diyarbakır.

Kong, S. H., Kim, M., Hoang, L. M. and Kim, E. 2018. Automatic LPI radar waveform recognition using CNN. *IEEE Access*, 6; 4207-4219.

Krizhevsky, A., Sutskever, I. and Hinton, G. E. 2012. Imagenet classification with deep convolutional neural networks. *Advances in Neural Information Processing Systems (NIPS)*, 3-8 December, Lake Tahoe, USA.

LeCun, Y., Bottou, L., Bengio, Y. and Haffner, P. 1998. Gradient-based learning applied to document recognition. *Proceedings of the IEEE*, 86(11); 2278-2324.

Lima Jr, A. 2002. Analysis of Low Probability of Intercept (LPI) Radar Signals Using Cyclostationary Processing. Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Electrical Engineering Department, 187, Monterey, California, USA.

Lin, Y. W., Liu, H. Y. and Lee, C. Y. 2005. A 1-gs/s fft/IFFT processor for UWB applications. *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, 40(8); 1726-1735.

Liu, L., Ren, J., Wang, X. and Ye, F. 2007. Design of low-power, 1GS/s throughput FFT processor for MIMO-OFDM UWB communication system. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 27-30 May, New Orleans, USA.

Liu, Y., Xiao, P., Wu, H. and Xiao, W. 2015. LPI radar signal detection based on radial integration of Choi-Williams time-frequency image. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 26(5); 973-981.

Liu, F., Masouros, C., Petropulu, A., Griffiths, H. and Hanzo, L. 2019. Joint radar and communication design: Applications, state-of-the-art, and the road ahead. Preprint:1906.00789.

López-Risueño, G., Grajal, J. and Sanz-Osorio, A. 2005. Digital channelized receiver based on time-frequency analysis for signal interception. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 41(3); 879-898.

Lunden, J., Terho, L., and Koivunen, V. 2005. Waveform recognition in pulse compression radar systems. *IEEE Workshop on Machine Learning for Signal Processing*, 28 September, Mystic, USA.

Lundén, J. and Koivunen, V. 2007. Automatic radar waveform recognition. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 1(1); 124-136.

Lundén, J. 2009. Spectrum sensing for cognitive radio and radar systems. PhD Dissertation, Helsinki University of Technology, Faculty of Electronics, Communications and Automation, 124, Espoo, Finland.

Mahdavi, N., Teymourzadeh, R. and Othman, M. B. 2007. VLSI implementation of high speed and high resolution FFT algorithm based on radix 2 for DSP application. *5th Student Conference on Research and Development*. 11-12 December, Selangor, Malaysia.

Munjuluri, S. and Garimella, R. M. 2015. Towards faster spectrum sensing techniques in cognitive radio architectures. *Procedia Computer Science*, 46; 1156-1163.

Nair, V. and Hinton, G. E. 2010. Rectified linear units improve restricted boltzmann machines. 27th International Conference on Machine Learning (ICML-10), 21-24 June, Haifa, Israel.

Ong, P. G. and Teng, H. K. 2001. Digital LPI radar detector. Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Electrical Engineering Department, 96, Monterey, California, USA.

Orduyılmaz, A., Kara, G., İspir, M. ve Yıldırım, A. 2013. Electronic attack techniques validation environment. IEEE 21st Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 24-26 Nisan, Haspolat.

Özdil, Ö., İspir, M., Onat, E. ve Yıldırım, A. 2012. Implementation of a FPGA-based overlap-add filter. IEEE 20th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 18-20 Nisan, Mugla.

Özdil, Ö., İspir, M., Onat, E. ve Yıldırım, A. 2012. Implementation of FPGA-based FFT convolution. IET International Conference on Radar Systems, 22-25 October, Glasgow, UK.

Pace, P. E. 2009. Detecting and classifying low probability of intercept radar. Artech House, 893, London, UK.

Persson, C. 2003. Classification and analysis of low probability of intercept radar signals using image processing. Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Electrical Engineering Department, 149, Monterey, California, USA.

Polo, Y. L., Wang, Y., Pandharipande, A. and Leus, G. 2009. Compressive wide-band spectrum sensing. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing ,19-24 April, Taipei, Taiwan.

Pritha, N. and Kalaiyarasi, D. 2016. An effective design of 128 point FFT/IFFT processor UWB application utilizing radix-(16+ 8) calculation. International Journal of Engineering Trends and Technologies(IJETT), 5; 233-238.

Ranjan, A. and Singh, B. 2016. Design and analysis of spectrum sensing in cognitive radio based on energy detection. International Conference on Signal and Information Processing (IConSIP), 6-8 October, Vishnupuri, India.

Rosenberg, A. and Hirschberg, J. 2007. V-measure: A conditional entropy-based external cluster evaluation measure. Joint

Conference on Empirical Methods in Natural Language Processing and Computational Natural Language Learning (EMNLP-CoNLL), 28-30 June, Prague, Czech Republic.

Ruan, L., Li, Y., Cheng, W. and Wu, Z. 2015. A robust threshold optimization approach for energy detection based spectrum sensing with noise uncertainty. IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 15-17 June, Auckland, New Zealand.

Sachin, A. R., Ambat, S. K. and Hari, K. V. S. 2017. Analysis of intra-pulse frequency-modulated, low probability of interception, radar signals. *Sadhanā*, 42(7); 1037-1050.

Sanchez, M. A., Garrido, M., Lopez-Vallejo, M. and Grajal, J. 2008. Implementing FFT-based digital channelized receivers on FPGA platforms. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 44(4); 1567-1585.

Scaglione, A. and Barbarossa, S. 1998. On the spectral properties of polynomial-phase signals. *IEEE Signal Processing Letters*, 5(9); 237-240.

Seffers, G. I. 2019. Web Sites: <https://www.afcea.org/content/smarter-ai-electronicwarfare> Eris, im Tarihi: 03.04.2019

Serin, M., Yilmaz, A. E. ve Navruz, İ. 2010. A comparison on the new electronic attack techniques against pulse compression radars. IEEE 18th Signal Processing and Communications Applications Conference(SIU), 22-24 Nisan, Diyarbakır.

Skolnik, M. 2008. *Radar Handbook*, Third Edition. McGraw-Hill Education, 1352, New York, USA.

Smith, S. W. 1999. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Publishing, 469, San Diego, California, USA.

Sun, H., Nallanathan, A., Wang, C. X. and Chen, Y. 2013. Wideband spectrum sensing for cognitive radio networks: a survey. *IEEE Wireless Communications*, 20(2); 74-81.

Taboada, F. 2002. Detection and classification of LPI radar signals using parallel filter arrays and higher order statistics. Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Electrical Engineering Department, 297, Monterey, California, USA.

- Tezel, C. ve Ozkazanc, Y. 2006. Methods for analysis of LPI radar signals. IEEE 14th Signal Processing and Communications Applications (SIU), 17-19 Nisan, Antalya.
- Tezel, C. 2006. LPI radar sinyallerinin analizi. Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, 153, Ankara.
- Tian, Z., Tafesse, Y. and Sadler, B. M. 2011. Cyclic feature detection with sub-Nyquist sampling for wideband spectrum sensing. IEEE Journal of Selected topics in signal processing, 6(1); 58-69.
- Tilghman, P. 2019. Web Sitesi: <https://www.darpa.mil/attachments/RFMLSIndustryDaypublicreleaseapproved.pdf> Erisim Tarihi: 03.04.2019
- Tilghman, P. 2019. Web Sitesi: <http://www.darpa.mil/program/adaptive-radarcountermeasures> Erisim Tarihi: 15.09.2019
- Tsui, J. B. 2004. Digital techniques for wideband receivers (Vol. 2). SciTech Publishing, 640, USA.
- Tsui, J. B. 2010. Special design topics in digital wideband receivers. Artech House, 440, USA.
- Wan, J., Yu, X. and Guo, Q. 2019. LPI radar waveform recognition based on CNN and TPOT. Symmetry, 11(5); 725.
- Wang, H., Diao, M. and Gao, L. 2018. Low probability of intercept radar waveform recognition based on dictionary learning. 10th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 18-20 October, Hangzhou, China.
- Wang, L., Zhang, Y. and Feng, J. 2005. On the Euclidean distance of images. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 27(8); 1334-1339.
- Wiley, R. G. 2006. ELINT: The interception and analysis of radar signals. Artech House, 469, London.
- Yang, J. and Sarkar, T. K. 2006. Doppler-invariant property of hyperbolic frequency modulated waveforms. Microwave and Optical Technology Letters, 48(6); 1174-1179.
- Yawada, P. S. and Wei, A. J. 2016. Cyclostationary Detection Based on Non-cooperative spectrum sensing in cognitive radio network. IEEE International Conference on Cyber Technology in

Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER), 19-22 June, Chengdu, China.

- Yucek, T. ve Arslan, H. 2009. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 11(1); 116-130.
- Zeng, Y. and Liang, Y. C. 2007. Covariance based signal detections for cognitive radio. *2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, 17-20 April, Dublin, Ireland.
- Zeng, Y. and Liang, Y. C. 2008. Spectrum-sensing algorithms for cognitive radio based on statistical covariances. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58(4); 1804-1815.
- Zeng, Y. and Liang, Y. C. 2009. Eigenvalue-based spectrum sensing algorithms for cognitive radio. *IEEE Transactions on Communications*, 57(6); 1784-1793.
- Zhang, M., Liu, L. and Diao, M. 2016. LPI radar waveform recognition based on time-frequency distribution. *Sensors*, 16(10); 1682-1702.
- Zhang, X., Chai, R. and Gao, F. 2014. Matched filter based spectrum sensing and power level detection for cognitive radio network. *IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*, 3-5 December, Atlanta, USA.
- Zhu, J., Zhao, Y., and Tang, J. 2013. Automatic recognition of radar signals based on time-frequency image character. *IET International Radar Conference*, 14-16 April 2013, Xian, China.
- Zilberman, E. R. and Pace, P. E. 2006. Autonomous time-frequency morphological feature extraction algorithm for LPI radar modulation classification. *International Conference on Image Processing*, 8-11 October, Atlanta, USA.



ÖZGEÇMİŞİ

Adı Soyadı : Adnan
ORDUYILMAZ

Doğum Yeri : İzmir

Doğum Tarihi : 27/08/1981

Medeni Hali : Evli

Yabancı Dili : İngilizce
Eğitim Durumu

Lise : Bursa A.O.S. Fen Lisesi

Lisans : Bilkent Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği (1999-2004)

Yüksek Lisans : Mississippi Eyalet Üniversitesi Mühendislik
Fakültesi Elektrik Mühendisliği (Ağustos 2004
- 2006)

Doktora : Ankara Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği (Ağustos 2008 - Mart
2020)

Çalıştığı Kurum

Tübitak Bilgem İltaren - Başuzman Aras_tırmacı (2006 - Devam
Ediyor)

Uluslararası Kongre

Yar, E., Kocamis, M B., Orduyilmaz, A., Serin, M., Efe, M. 2019. A Complete Framework of Radar Pulse Detection and Modulation Classification for Cognitive EW. 27th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2-6 September 2019, Coruna, Spain.

Orduyilmaz, A., Ispir, M., Serin, M., Efe, M. 2019. Ultra Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Electronic Warfare Applications. IEEE Radar Conference (RADARCONF), 22-26 April, Boston, USA.

Orduyilmaz, A., Kara, G., Serin, M., Yıldırım, A., Gürbüz, A. C., Efe, M. 2015. Real Time Pulse Compression Waveform Generation and Matched Filtering, IEEE Radar Conference(RADARCONF), 10-15 May, Arlington, USA.

Orduyilmaz, A., Kara, G., Serin., M.,Yıldırım, A. ve Efe, M. 2014. Overlap-Add Yöntemi Kullanılarak Frekans Alanında FPGA Tabanlı Uyumlu Filtre Uygulaması, 22. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Konferansı (S'IU), 23-25 Nisan, Trabzon.

Kara, G., Orduyilmaz, A., Serin, M., Yıldırım, A. ve Efe, M. 2014. Elektronik Destek Sistemlerinde Gerçek Zamanlı Darbeçi Modülasyon Çıkarımı. 24. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Konferansı (S'IU), 16-19 Mayıs, Zonguldak.

