

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRONİK DESTEK SİSTEMLERİNDE GERÇEK ZAMANLI TEHDİT
RADAR PARAMETRELERİ ÇIKARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ
İsmail Emre ORTATATLI

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hamza KURT

NİSAN 2017

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....
Prof.Dr. Osman EROĞUL
Müdür

Bu tezin yüksek lisans derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

.....
Doç.Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 131211043 numaralı yüksek lisans öğrencisi İsmail Emre ORTATATLI'nın ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "ELEKTRONİK DESTEK SİSTEMLERİNDE GERÇEK ZAMANLI TEHDİT RADAR PARAMETRELERİ ÇIKARIMI" başlıklı tezi 10.04.2017 tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı: **Prof.Dr. Hamza KURT**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Jüri Üyeleri: **Yrd.Doç.Dr. Yakup ÖZKAZANÇ (Başkan)**
Hacettepe Üniversitesi

Yrd.Doç.Dr. Harun Taha HAYVACI
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.



İsmail Emre ORTATATLI

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

ELEKTRONİK DESTEK SİSTEMLERİNDE GERÇEK ZAMANLI TEHDİT RADAR PARAMETRELERİ ÇIKARIMI

İsmail Emre ORTATATLI

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof.Dr. Hamza KURT

Tarih: NİSAN 2017

Elektronik destek sistemleri için en önemli ve temel görevlerden biri, radar işaret parametrelerinin çıkarımıdır. Bu parametrelerin analiz edilmesi, elektronik harp sistemlerinde tehdit radarın karakteristik özelliklerinin tespit edilmesi ve sınıflandırılması açısından önem arz etmektedir. Darbe tanımlama kelimesi (DTK) olarak adlandırılan bu parametreler darbe geliş zamanı (TOA), darbe genişliği (PW), darbe genliği (PA), frekans (RF) ve geliş açısı (AOA) olarak sıralanabilir. Elektronik harp sistemlerinde elektronik taarruz (ECM) tekniklerinin gerçekleştirilebilmesi için radar ikaz alıcısı (RWR) ve elektronik destek (ESM) sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Taarruz tekniklerinin gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilebilmesi için alıcı antenler tarafından algılanan işaretlerin, parametre çıkarıcı bloğunda işlenerek tehdit radarların DTK'larının bulunması ve tehdit radarın kimliklendirilmesi gerekmektedir. Bu tez çalışmasında TOA, PW, PA, RF ve AOA gibi en temel DTK parametreleri farklı SNR durumları için FPGA ortamında geliştirilen sinyal işleme algoritmalarıyla gerçek zamanlı olarak çıkarılmış ve sonuçlar hata analizleriyle beraber verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: FPGA, Elektronik destek sistemleri, Radar parametre çıkarımı

ABSTRACT

Master of Science

REAL TIME THREAT RADAR PARAMETER EXTRACTION IN ELECTRONIC SUPPORT SYSTEMS

İsmail Emre ORTATATLI

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof.Dr. Hamza KURT

Date: APRIL 2017

Extraction of the radar signal parameters is one of the most important and fundamental tasks for the electronic support systems. Analysing of these parameters in electronic warfare systems is significant for recognizing and classifying of the characteristics of the threat radar emitters. The parameter list is called as pulse descriptive word (PDW) and these parameters can be sorted as time of arrival (TOA), pulse width (PW), pulse amplitude (PA), frequency (RF) and angle of arrival (AOA). In electronic warfare systems, radar warning receiver (RWR) and electronic support measures (ESM) systems are needed in order to perform electronic counter measures (ECM) techniques. PDW of the threat radars must be found by processing the signals that are received by the antennas in the parameter extractor module so that these techniques can be executed in real-time. In this thesis, basic PDW parameters are extracted in real time and compared for different analysis scenarios on FPGA. The results are given with error analysis.

Keywords: FPGA, Electronic support systems, Radar parameter extraction

TEŞEKKÜR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren, hem lisans hem de yüksek lisans kariyerim süresince beni destekleyen danışman hocam Prof.Dr. Hamza KURT'a, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine ve eğitimim süresince araştırma bursu sağladığı için TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi'ne teşekkür ederim. Tez jürimde bulunmayı kabul edip, tezimin daha değerli hale gelmesi için görüş bildiren değerli hocalarım Yrd.Doç.Dr. Harun Taha HAYVACI ve Yrd.Doç.Dr. Yakup ÖZKAZANÇ'a teşekkür ederim. Hayatım boyunca destek ve dualarıyla her zaman yanımda olan çok değerli aileme, başta Adnan ORDUYILMAZ, Mahmut SERİN ve Ömer ÖZDİL olmak üzere beni motive edip çalışmalarıma katkıda bulunan tüm ekip arkadaşlarıma ve bu tez çalışmasının ortaya çıkmasında büyük katkıları olan TÜBİTAK BİLGEM İLTAREN'e çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
KISALTMALAR	xii
SEMBOL LİSTESİ	xiii
RESİM LİSTESİ	xiv
1. GİRİŞ	1
1.1 Radar	1
1.2 Elektronik Harp	3
1.2.1 Elektronik destek (ES)	4
1.2.2 Elektronik atak (EA)	5
1.2.3 Elektronik korunma (EP)	8
1.3 Darbe Tanımlama Kelimesi (DTK)	8
1.4 Literatür Araştırması	10
1.5 Tezin Amacı ve Önemi	12
2. RADAR PARAMETRELERİ ÇIKARIMI YÖNTEMİ	15
2.1 Analog Dijital Çevirici (ADC)	16
2.2 Kanallaştırıcı	18
2.3 Anten ve Kanal Seçimi	18
2.4 Parametre Çıkarıcı	21
2.4.1 Gürültü seviyesinin bulunması	21
2.4.2 Parametre çıkarımı	21
3. ZAMAN BAZLI PARAMETRELERİN ÇIKARIMI	23
3.1 Zarf Çıkarıcı	23
3.2 Darbe Genişliği ve Darbe Geliş Zamani Parametrelerinin Çıkarımı	25
3.3 Darbe Genliği Parametresinin Çıkarımı	27
4. FREKANS PARAMETRESİNİN ÇIKARIMI	29
4.1 Sayısal Anlık Frekans Ölçümü (DIFM)	30
4.1.1 Anlık frekans ölçümü (IFM) teorisi	30
4.1.2 Sayısal anlık frekans ölçümü (DIFM) FPGA tasarımı	32
4.1.3 Üst üste darbe (POP) durumu	34
4.2 Fast Fourier Transform (FFT)	38
4.2.1 FFT yöntemi teorisi	38
4.2.2 FFT yöntemi FPGA tasarımı	39
4.2.3 Ara değerlendirme (interpolasyon)	41
5. GELİŞ AÇISI PARAMETRESİNİN ÇIKARIMI	43
5.1 Genlik Karşılaştırmalı Yön Kestirimi	43
5.2 Faz Karşılaştırmalı Yön Kestirimi	45

5.2.1 Korelasyon tabanlı FK yön kestirimi	47
5.2.2 FFT tabanlı FK yön kestirimi	47
6. ANALİZLER	49
6.1 Zaman Bazlı Parametrelerin Analizleri	49
6.1.1 Darbe geliş zamanı ve darbe genişliği analizleri	49
6.1.2 Darbe genliği analizi	51
6.2 Frekans Parametresi Analizi	53
6.3 Geliş Açısı Parametresi Analizi	58
6.3.1 Genlik karşılaştırmalı yön kestirimi analizi	58
6.3.2 Faz karşılaştırmalı yön kestirimi analizi	60
Korelasyon tabanlı FK yön kestirimi analizi	60
FFT tabanlı FK yön kestirimi analizi	61
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	63
KAYNAKLAR	67
ÖZGEÇMİŞ	71



ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1: Tipik bir ESM/RWR sistemi blok diyagramı	5
Şekil 1.2: Tahrip etmeyen elektronik taarruz	6
Şekil 1.3: Darbe parametreleri	8
Şekil 1.4: Darbe başlangıç ve bitişinde oluşan dürtüler	11
Şekil 2.1: Radar parametreleri çıkarımı yöntemi	15
Şekil 2.2: EW uygulamaları için kullanılan analog sayısal çeviriciler	16
Şekil 2.3: Analog sinyalin ADC ile örneklenmesi ve kanallaştırıcı çıkışındaki I/Q işaret	17
Şekil 2.4: Örnek bir kanallaştırıcı grafiği	18
Şekil 2.5: Genlik karşılaştırması ile Gaussian anten örüntüsü için teorik yön bulma ölçüm hataları	19
Şekil 2.6: Anten yerleşimi	20
Şekil 2.7: Parametre çıkarıcı	21
Şekil 3.1: Farklı SNR değerlerine sahip darbelerin zarfları	23
Şekil 3.2: Farklı taplı kayan ortalama için darbe zarfları	24
Şekil 3.3: 8 ve 16 taplı kayan ortalamalar için darbe zarfları	25
Şekil 3.4: Eşik seviyeleri	26
Şekil 3.5: Multi-trigger problemi	26
Şekil 3.6: Darbe zarfında PA hesaplanan bölge	27
Şekil 4.1: Frekans parametresi çıkarımı blok diyagramı	29
Şekil 4.2: IFM blok şeması	30
Şekil 4.3: IFM frekans hesaplaması	32
Şekil 4.4: Farklı gecikmelerde anlık frekansa karşı faz kestirimi	33
Şekil 4.5: Belirsizlik giderici algoritma	34
Şekil 4.6: POP durumu için frekans kestirimi blok şeması	35
Şekil 4.7: POP durumunda zamanla değişen genlik	36
Şekil 4.8: POP durumunda periyodik olarak değişen anlık frekans	37
Şekil 4.9: I/Q sinyal, darbe zarfı, anlık frekans ve FFT sonucu	39
Şekil 4.10: POP durumunda I/Q sinyal, darbe zarfı, anlık frekans ve FFT sonucu	40
Şekil 4.11: MOP durumunda I/Q sinyal, darbe zarfı, anlık frekans ve FFT sonucu	41
Şekil 4.12: Jain metodu ile gerçekleştirilen ara değerlendirme algoritması	42
Şekil 5.1: Genlik karşılaştırma yönteminde kullanılan antenlerin örüntüsü	44
Şekil 5.2: Genlik karşılaştırma yönteminde geliş açısı-güç oranı grafiği	44
Şekil 5.3: Genlik karşılaştırma yöntemi FPGA tasarımı	45
Şekil 5.4: Örnek bir faz karşılaştırmalı anten dizilimi	45
Şekil 5.5: Korelasyon tabanlı faz karşılaştırma yöntemi FPGA tasarımı	47
Şekil 5.6: FFT tabanlı faz karşılaştırma yöntemi FPGA tasarımı	47
Şekil 6.1: SNR değerine bağlı TOA kestirim hatası	50
Şekil 6.2: SNR değerine bağlı PW kestirim hatası	50

Şekil 6.3: SNR değerine bağlı PA kestirim hatası	51
Şekil 6.4: Tap sayısına bağlı PA kestirim hatası	52
Şekil 6.5: Darbe uzunluğuna bağlı PA kestirim hatası	52
Şekil 6.6: PW=0.2 us için SNR değerine bağlı RF kestirim hatası	53
Şekil 6.7: PW=1.6 us için SNR değerine bağlı RF kestirim hatası	54
Şekil 6.8: Ara değerlendirme ile FFT (N=16) iyileştirme	55
Şekil 6.9: Ara değerlendirme ile FFT (N=256) iyileştirme	55
Şekil 6.10: Farklı gecikmeli DIFM'lerin SNR değerine bağlı RF kestirim hatası	56
Şekil 6.11: İyileştirilmiş DIFM ve FFT metodlarının karşılaştırılması	56
Şekil 6.12: Kısa darbeler (PW=200 ns) için GK yöntemi hatası	59
Şekil 6.13: Uzun darbeler (PW=1.6 us) için GK yöntemi hatası	59
Şekil 6.14: Kısa darbeler (PW=200 ns) için FK yöntemi hatası	60
Şekil 6.15: Uzun darbeler (PW=1.6 us) için FK yöntemi hatası	61
Şekil 6.16: Kısa FFT (N=16) için FK yöntemi hatası	62
Şekil 6.17: Uzun FFT (N=256) için FK yöntemi hatası	62

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 6.1: Farklı tap sayısı için TOA ve PW parametresi kestirim hataları . . .	51
Çizelge 6.2: Farklı frekans değerleri için kestirim hataları (PW=0.2 us)	54
Çizelge 6.3: Δf değerlerine bağlı olarak kestirim hatası	57
Çizelge 6.4: SNR değerlerine bağlı olarak kestirim hatası	57
Çizelge 6.5: PR değerlerine bağlı olarak kestirim hatası	58

KISALTMALAR

ESM	: Elektronik Destek Sistemleri (Electronic Support Measures)
EW	: Elektronik Harp (Electronic Warfare)
DTK	: Darbe Tanımlama Kelimesi (Pulse Discriptive Word)
TOA	: Geliş Zamanı (Time Of Arrival)
PW	: Darbe Genişliği (Pulse Width)
PA	: Darbe Genliği (Pulse Amplitude)
RF	: Radyo Frekansı (Radio Frequency)
AOA	: Geliş Açısı (Angle Of Arrival)
FPGA	: Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (Field Programmable Gate Array)
SNR	: Sinyal Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio)
CW	: Sürekli Dalga (Continious Wave)
PRI	: Darbe Tekrarlama Aralığı (Pulse Repetition Interval)
ES	: Elektronik Destek (Electronic Support)
EA	: Elektronik Atak (Electronic Attack)
EP	: Elektronik Korunma (Electronic Protection)
ECM	: Elektronik Taarruz (Electronic CounterMeasure)
ECCM	: Elektronik Korunma (Electronic Counter-CounterMeasure)
RWR	: Radar İkaz Alıcısı (Radar Warning Receiver)
ELINT	: Elektronik İstihbarat (Electronic Intelligence)
JSR	: Karıştırma Sinyal Oranı (Jamming to Signal Ratio)
RGPO/I	: Menzil Kapısı Çekme (Range Gate Pull Off/In)
VGPO/I	: Hız Kapısı Çekme (Velocity Gate Pull Off/In)
DRFM	: Sayısal Radyo Frekans Hafızası (Digital Radio Frequency Memory)
RCS	: Radar Kesit Alanı (Radar Cross Section)
MOP	: Darbe İçi Modülasyon (Modulation On Pulse)
PRF	: Darbe Tekrarlama Frekansı (Pulse Repetition Frequency)
CVR	: Kristal Video Alıcı (Crystal Video Receiver)
DRX	: Dijital Almaç (Digital Receiver)
IFM	: Anlık Frekans Kestirimi (Instantaneous Frequency Measurement)
DIFM	: Sayısal Anlık Frekans Kestirimi (Digital Instantaneous Frequency Measurement)
ADC	: Analog Sayısal Çevirici (Analog to Digital Converter)
IF	: Ara Frekans (Intermediate Frequency)
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)
GK-YK	: Genlik Karşılaştırmalı Yön Kestirimi
FK-YK	: Faz Karşılaştırmalı Yön Kestirimi
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
POP	: Üst Üste Darbe (Pulse On Pulse)
SMA	: Basit Kayan Ortalama (Simple Moving Average)

SEMBOL LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler Açıklama

c	Işık hızı
t	Zaman
f_D	Doppler frekansı
V	Hız
λ	Dalga boyu
θ	Açı
f	Frekans
w	Radyal frekans
Δf	Frekans farkı
τ	Gecikme miktarı
ϕ	Faz

RESİM LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Resim 1.1: Örnek bir arama radarı	2
Resim 1.2: Elektronik harp	3
Resim 1.3: Örnek bir RWR pilot ekranı	4
Resim 1.4: Aegis isimli bir denizaltıdan atılan torpido	6



1. GİRİŞ

Bu tez çalışmasında elektronik destek (ESM) sistemleri için hayati önem taşıyan tehdit radar parametrelerinin gerçek zamanlı olarak çıkarımı ele alınmıştır. Ancak konunun ve öneminin tam olarak anlaşılabilmesi için radar, elektronik harp (EW) ve darbe tanımlama kelimeleri (DTK) gibi sistem ve kavramlar hakkında bilgi sahibi olunması gerekmektedir. Bu yüzden giriş bölümünde bu kavramlar hakkında yüzeysel bir bilgi verilmiş, literatürde kullanılan alıcı modelleri ve parametre bulucu yöntemler açıklanmış, tezin amaç ve önemi bildirilmiştir.

İkinci bölümde sistemin akış şeması anlatılmış, parametre çıkarımında izlenen yöntem ve sistem bileşenlerinden bahsedilmiştir. Sonraki üç bölümde sırasıyla zaman bazlı parametrelerin (TOA, PW ve PA) çıkarımı, frekans parametresinin (RF) çıkarımı ve geliş açısı parametresinin (AOA) çıkarımı hem teorik olarak açıklanmış hem de kullanılan yöntemlerin FPGA tasarımları verilmiştir. Altıncı bölümde her bir parametrenin analizleri yapılmış, kullanılan yöntemlerin farklı SNR durumları altında başarımları performansları sunulmuştur. Yedinci ve son bölümde ise sonuçlar özetlenmiş, öneriler ve gelecek dönemde yapılması planlanan çalışmalar hakkında bilgi verilmiştir.

1.1 Radar

Radar, radyo dalgalarını kullanarak objelerin menziline, açısını veya hızını tespit etmeyi sağlayan bir obje tespit sistemidir. Uçak, gemi, motorlu araç veya hava durumu tahminleri için kullanılabilir. Radar teknolojisi ve sistemleri 2. dünya savaşı öncesinde ve sonrasında bazı devletler tarafından gizlice geliştirilmeye başlanmıştır. Radar terimi 1940 yılında Birleşik Devletler donanması tarafından İngilizce RAdio Detection And Ranging (radyo ile tespit etme ve menzil tayini) kelimelerinin kısaltması olarak icat edilmiştir. Daha sonra İngiltere'de haricindeki diğer dillerde de sadece baş harflerin kullanılması ile ortak bir terim haline gelmiştir [1].

Radarlar genel olarak arama ve izleme gibi fonksiyonları yerine getirmek üzere kullanılırlar. Arama radarları belirli bir bölgeyi gözetlemek ve hedefleri tespit etmek amacıyla kullanılan radar sistemleridir. İzleme radarları ise tespit edilen tehditleri menzil, doppler ve açıda takip etmek amacıyla kullanılan radar sistemleridir. Askeri uygulamalarda kullanılan izleme radarlarına atış kontrol radarları da denilmektedir. Arama radarının anteni geniş bir gözetleme bölgesini belirli bir örüntüde dönüş yaparak sürekli olarak tarama yapar. Bu esnada bir hedef tespiti gerçekleşirse tespit edilen tehdidin menzil, hız ve açı bilgileri kabaca belirlenerek daha hassas bir tespit işlemi için izleme radarına aktarılır. İzleme radarı arama radarından gelen bilgiye göre çok daha dar bir bölgeyi kontrol ettiği için tehdidin bilgilerini çok daha hassas ve doğru bir şekilde çıkartabilir. Böylece hedef menzil, hız ve açıda sürekli olarak takip edilerek izleme radarının anteninin sürekli olarak hedefe doğrultulması sağlanır.



Resim 1.1: Örnek bir arama radarı

Bir radar sisteminde objelerin özelliklerinin kestirimi için temel olarak elektromanyetik dalga üretici, gönderici anten, alıcı anten, alıcı sistem ve işlemci birimi bulunmaktadır. Radyo dalgaları darbeli veya sürekli dalga (CW) olarak üretildikten sonra gönderilir ve tespit edilmek istenen objeden yansıdıktan sonra alıcıya geri döner. Böylece objenin menzili, hızı ve yönü hakkında bilgi edinilir. Hedef yansımalarının bir darbe takrarlama aralığı (PRI) içerisindeki konumu hedefin menzil bilgisini verir. Hedef ekosunun frekansı ile gönderilen sinyalin frekansı arasında meydana gelen doppler kayması ile hedefin hız bilgisi çıkarılabilir. Radar darbesinin gönderildiği anda radar anteninin baktığı yön ise hedefin açı bilgisinin elde edilmesini sağlar. c ışık hızı ve t yansıma zamanı olmak üzere bir cismin radara olan menzili Denklem (1.1)'de verilen formül ile bulunur [2].

$$R = \frac{c \times t}{2} \quad (1.1)$$

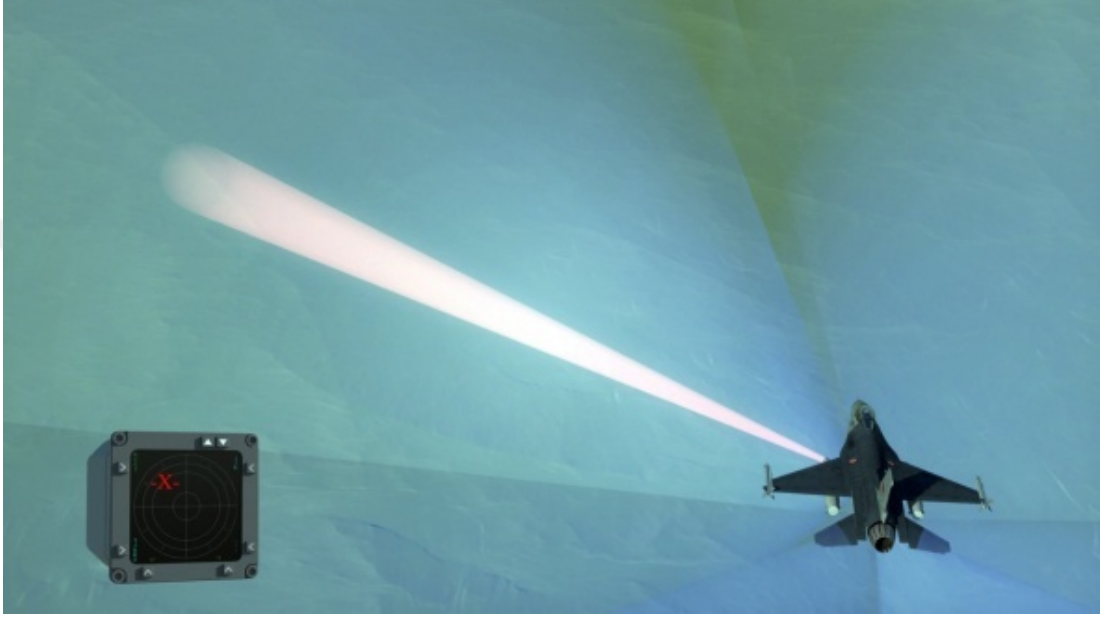
Radar sistemlerinde sabit ve hareketli hedefleri birbirinden ayırt etmek ve hareketli cisimlerin hızlarını tespit etmek amacıyla Doppler etkisi kullanılır. Tespit edilmek istenen obje radara yaklaşacak şekilde hareket ediyorsa radar antenine dönen sinyalin frekansı, antenden gönderilen sinyalin frekansından daha fazla olacaktır. Aynı şekilde obje radardan uzaklaşıyorsa alınan işaretin frekansı gönderilen işaretin frekansından daha az olacaktır. Eğer hem radar sistemi hem de obje hareketli ise bu durumda frekans farkı göreceli hıza göre hesaplanmalıdır. Örnek teşkil etmesi açısından, sabit bir radar ve radarın baktığı doğrultudan farklı bir doğrultuda hareket etmekte olan bir uçağı ele alalım. Bu durumda doppler frekans kayması Denklem (1.2)'deki gibi hesaplanır [2].

$$f_D = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta \quad (1.2)$$

Bu eşitlikte f_D doppler frekansını, V uçağın hızını, λ sinyalin dalga boyunu ve θ ise radarın baktığı yön ile hedefin uçuş yönü arasındaki açıyı temsil etmektedir.

1.2 Elektronik Harp

Elektromanyetik enerji ve çeşitli teknikler kullanılarak düşman kuvvetlerinin tespit edilmesini ve karıştırılmasını sağlayan, elektromanyetik spektrumun tehdit radar sistemleri tarafından kullanılmasını engellerken dost kuvvetlerce kullanılmasını sağlamak amaçlı yapılan askeri faaliyetlerin tümüne elektronik harp (EW) veya elektronik savaş denir. Bu elektronik sistemler askeri kaynakları düşman tehdidinden korumak için kullanılır.



Resim 1.2: Elektronik harp

Tarihten bazı örnekler vermek gerekirse 1905 yılında Rus torpido botu Gromky, bir Japon kruvazörü olan Igumrad'ın telsiz haberleşmesini karıştırdı [3]. 1916 yılında 1. Dünya Savaşı esnasında İngiliz sahil radyo yön bulucuları ile Alman donanmasının hareketleri belirlendi ve bu bilgi doğrultusunda İngiliz donanması konuşlandırılarak başarılı sonuç elde edildi [4]. 1941 yılında ise 2. Dünya Savaşı sırasında müttefik kuvvetler tarafından balonlarla taşınan radar yansıtıcıları ve aldatma sinyalleri ile sahte çıkartma filoları yaratılarak Normandiya çıkartması öncesinde Alman savunması zayıflatıldı [5].

Elektronik harp başlığı altında incelenebilecek sistemlerden en önemlileri şöyle sıralanabilir:

- 1) Elektronik destek (ES), ikaz sistemleri olarak kullanılır ve elektronik ortam hakkında bilgi toplar.
- 2) Elektronik atak (EA), düşman sistemlerini çeşitli taarruz teknikleri ile karıştırır veya bozar.
- 3) Elektronik korunma (EP), aldatılmama algoritmalarıyla ekipmanları elektronik taarruza karşı korur.

1.2.1 Elektronik destek (ES)

Elektronik destek sistemleri, düşman tarafından yayılan elektromanyetik enerjinin istihbarat sağlamak amacıyla tespitini, gerektiğinde kaydedilerek işlenmesini ve kimliklendirilmesini sağlayan askeri destek sistemleridir. Gerekli olan durumlarda elektronik taarruz ve elektronik korunma sistemlerine tehditle ilgili parametreleri sağlar. ES sistemlerinde herhangi bir yayın yapılmaz ve sistem sürekli dinleme halindedir. Bu yüzden pasif bir elektronik harp bileşenidir. Bu sistemin en önemli bileşenleri antenler ve alıcı devreleridir. Radar ikaz alıcıları (RWR) ve elektronik istihbarat sistemleri (ELINT) elektronik destek sağlayan uygulamalardır.

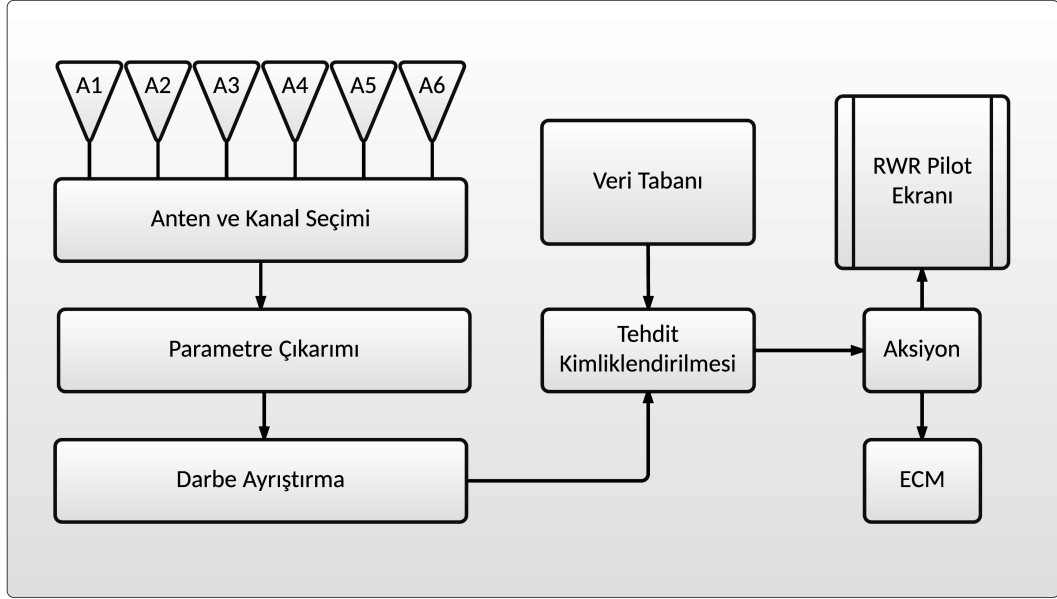
RWR'lar radar sistemlerinin radar emisyonlarını tespit eden basit yapılı ve düşük hassasiyetli ES sistemleridir. Kendini koruma amaçlı kullanılırlar ve gerçek zamanlı çalışarak bir tehdit radar sistemine ait olabilecek sinyali tespit ederek mürettebata anında uyarı verirler. Yüksek bir bant genişliğine ve oldukça hızlı bir reaksiyon zamanına sahip olmalıdırlar. Şekil (1.3)'te örnek bir RWR pilot ekranı gösterilmiştir. RWR pilot ekranında gösterilen tehditlerin merkeze olan uzaklığı, tehditten alınan sinyalin gücüne göre belirlenmektedir. Yüksek güçlü sinyale sahip tehditler merkeze daha yakın gösterilmektedir. Örnek şekildedeki 16 simgesi F-16 uçağını temsil etmektedir. Pilot ekranında gösterilen karakterin daire içerisinde gösterilmesi, o emiterin hedef platforma kilitlendiğini göstermektedir.



Resim 1.3: Örnek bir RWR pilot ekranı

ESM/RWR sistemleri uçak, helikopter, gemi, denizaltı veya karaya konuşlanmış platformlarda kullanılabilir. ESM/RWR sisteminde alınan radar sinyali işlenerek tehdit radarın tanınması için darbe tanımlama kelimeleri (DTK) üretilir. Tehdidin gerçek zamanlı olarak tespiti ve DTK'ların gerçek zamanlı olarak çıkarılması uçağın zamanında manevra yapabilmesi ve gerekli elektronik taarruz tekniklerini uygulayabilmesi açısından hayati önem taşımaktadır. Çok kısa zamanda tepki ve gerçek zamanlı sinyal işleme gerektirdiği için bu sistemlerin kapasitesi ve doğruluk yüzdesi sınırlıdır. Şekil (1.1)'de tipik bir ESM/RWR sistemi blok diyagramı verilmiştir [6].

Elektronik istihbarat (ELINT) sistemleri ise yüksek hassasiyetli ES sistemleridir. Temel görevi düşman radarlarının ve haberleşme cihazlarının yerlerini tespit etmek ve ilgili parametrelerini çıkarmaktır. RWR sistemlerine benzer şekilde tehdit radarın ko-



Şekil 1.1: Tipik bir ESM/RWR sistemi blok diyagramı

numunun belirlenmesi ve tehdit radara ait özelliklerin belirlenmesi için sinyal işleme algoritmaları kullanılır. Ancak bu sistemler gerçek zamanlı olarak çalışmazlar. Bu yüzden daha ayrıntılı ve kompleks operasyonlar gerçekleştirilebildiği için doğruluk yüzdesi RWR sistemlerine oranla daha yüksektir. RWR sistemleri tarafından ölçülmesi gerekmeyen polarizasyon ve darbe içi modülasyon gibi parametrelerin de ölçümü yapılabilir.

1.2.2 Elektronik atak (EA)

Radar elektronik atak sistemi, radar ESM sistemleri tarafından taktik sahada tespit ve teşhis edilerek, yerleri belirlenmiş hedef radarları köreltmek veya aldatmak amacıyla kullanılır. Bu sistemlerde elektromanyetik enerji silah olarak kullanılır ve böylece düşmana ait sistemlerin çalışma performanslarının düşürülmesi, etkisizleştirilmesi, çalışamaz hale getirilmesi veya tahrip edilmesi sağlanır. Elektronik taarruz (ECM) sistemleri olarak da adlandırılan bu sistemler tahribe yönelik taarruz ve tahrip etmeyen taarruz olarak ikiye ayrılabilir [7].

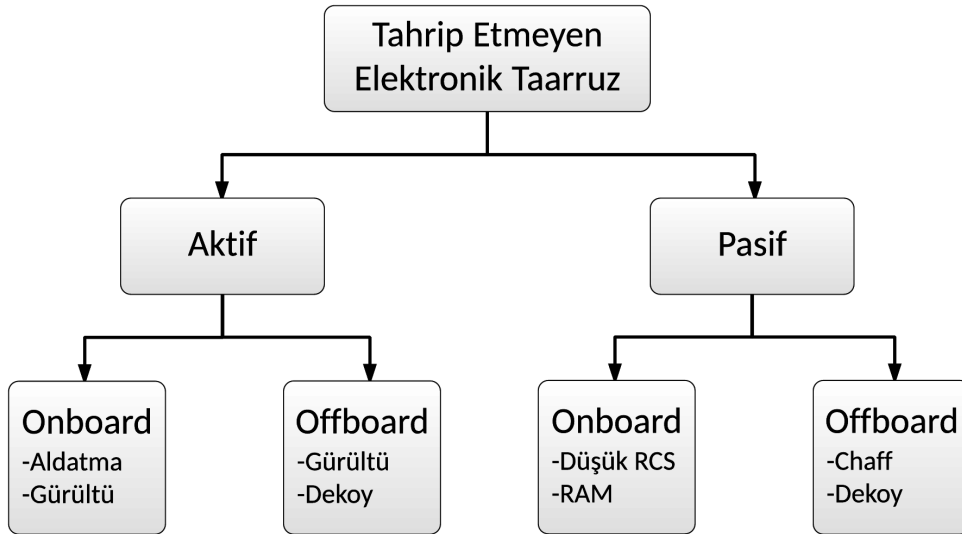
Tahribe yönelik taarruzda top, tüfek, anti radyasyon füzeleri ve yönlendirilmiş enerji silahları kullanılır. Füzeler elektromanyetik alanın yayıldığı kaynağa yönelerek düşman platformunu tahrip ederken, yönlendirilmiş enerji silahları X-ray, optik lazer veya yüksek güçlü mikrodalga ışınlar ile düşmanın elektronik cihazlarına onarılmaz zararlar verir.

Tahrip etmeyen elektronik taarruz ise aktif ve pasif teknikler olmak üzere ikiye ayrılır. Aktif tarruz tekniklerinde sinyal gönderilirken, pasif tekniklerde herhangi bir sinyal gönderilmeden tehdit radarların faaliyetleri etkisiz hale getirilmeye çalışılır. Onboard teknikler platform üzerinde gerçekleşirken, offboard teknikler platform dışında gerçekleştirilir [7].



Resim 1.4: Aegis isimli bir denizaltıdan atılan torpido

Aktif onboard uygulaması gürültü veya değişik modülasyonlarda karıştırma ve aldatma işaretlerinin gönderilmesiyle gerçekleştirilir [8]. Gürültü tekniğinde radara yüksek güçte gürültü sinyali gönderilerek hedef yansımalarının bastırılması amaçlanır. Böylece radar alıcı sisteminde, anlamlı bir sinyal görülemeyecek ve hedef tespiti yapılamayacaktır. Etkili bir gürültü karıştırması yapabilmek için üretilen gürültü sinyalinin, alıcı gürültüsünün karakteristiği olan beyaz gauss gürültüsü şeklinde olması gerekmektedir. Karıştırma tekniğinde tehdit radar sensör sistemini taciz etmek, maskeleyerek veya sistemin kullanışlı bir sinyal elde etmesini engellemek amacıyla tehdiye bilinçli olarak bozucu sinyaller gönderilir. Aldatma tekniklerinde ise tehdit radara kasıtlı olarak aldatıcı işaretler gönderilir ve böylece radarın yanlış bilgi elde etmesi amaçlanır. Ayrıca etkin karıştırma için 0-40 dB arasında JSR (jamming to signal ratio) gerekmektedir. JSR, karıştırıcı sinyal gücünün hedef ekosu gücüne oranını ifade etmektedir.



Şekil 1.2: Tahrip etmeyen elektronik taarruz

Aktif onboard uygulamalarda menzil, hız ve açıda aldatma teknikleri uygulanabilir. Menzilde aldatma için RGPO/I ve sahte hedef teknikleri, hızda aldatma için VGPO/I tekniği, açıda aldatma için ise şaşı göz ve çapraz polarizasyon teknikleri oldukça sık tercih edilmektedir.

RGPO menzil aldatma tekniğinde karıştırıcı, hedef ekosuna göre belirli bir gecikmesi olan sahte hedef darbeleri göndererek, radarın menzil kapısını ileri kaydırmayı amaçlarken, RGPI tekniğinde ise menzil kapısını geri kaydırmayı amaçlar. Böylece hedefe kilitlenmiş radarın kısa bir zaman içerisinde hedefini kaybetmesi amaçlanmaktadır. Bunun için radardan gelen darbe sinyali kaydedilir ve bir miktar gecikmeyle birlikte radara geri gönderilir. Ancak RGPI tekniğinin uygulanabilmesi için radar tarafından takip edilen hedef üzerindeki darbelerin varış zamanının bilinmesi gerekir. Bu tekniğin başarılı olabilmesi için 0-6 dB civarında bir JSR gerekmektedir. Sahte hedef menzil aldatma tekniğinde de benzer şekilde tehdit radar ekranında birçok sahte hedef oluşturularak düşman radar operatörünün gerçek hedef ile sahte hedefler arasındaki farkı ayırt edememesi sağlanmaktadır. Karıştırıcının sahte hedef üretebilmesi için tehdit radarın frekans ve PRI değerinin bulunması gerekir.

VGPO/I hız aldatma tekniğinde karıştırıcı, hedef ekosuna göre belirli bir doppler kayması olan sahte hedef darbeleri göndererek radarın yanlış bilgi çıkarmasını sağlar. Şaşı göz tekniği ise tek darbe (mono pulse) antenin açıda hata yapmasına yol açan bir ECM tekniğidir.

Bütün bu ECM tekniklerinin etkin olabilmesi için toplam sistem gecikmesinin oldukça kısa olması gerekmektedir. Bunun için dijital radyo frekans hafızaları (DRFM) kullanılmaktadır. Elektronik taarruz uygulamasında önemli bir yere sahip olan DRFM, RF sinyalleri yakalama, kaydetme, modüle etme ve tekrar göndermek için kullanılan bir ECM alt sistemidir [7]. Bu sayede dalga formları kaydedilir ve evre uyumlu çıkış sağlanır. RF sinyallere zaman (menzil), frekans (doppler) ve genlik (RCS) modülasyonu sağlar.

Aktif offboard teknikleri platform dışında uygulanırlar. Offboard gürültü tekniği, onboard gürültü tekniğindeki benzer bir sinyal gönderilerek uygulanır ancak teknik, radarın hedeflediği uçak tarafından değil, bu uçağa eskortluk eden başka bir platform tarafından uygulanır. Aktif dekoyma uçaktan serbest bırakıldıktan sonra uçağa doğru gelen güdümlü mermiyi ayartmak için alınan radar sinyalini tekrar ederek gönderir ve böylece merminin hedefi kaçırması sağlanır.

Pasif onboard tekniklerinde platformun radar ve diğer algılayıcılar tarafından algılanmasını önlemek için emisyon ve yansımalarının azaltılması amaçlanır. Bunun için uçaklarda RAM (RF soğurucu materyal) kullanılır ve uçaklar düşük RCS değerine sahip olacak şekilde tasarlanır.

Pasif offboard dekoyma, gerçek hedef karakteristiklerini taklit etmek üzere tasarlanmış fiziksel aldatma cihazlarıdır. Pasif dekoyma herhangi bir sinyal gönderilmez. Sadece yüksek RCS değerine sahip bir geometri tasarlanarak radarın asıl platform yerine dekoymaya kilitlenmesi hedeflenir. Chaff ise dağıtılmış metal yansıtıcılardan oluşan hacimsel parazit yankının bir formudur. Chaffin etkili olabilmesi için chaff RCS'inin hedef RCS'inden çok daha büyük olması gerekmektedir. Tipik olarak metal giydirilmiş fiyberden oluşmaktadır.

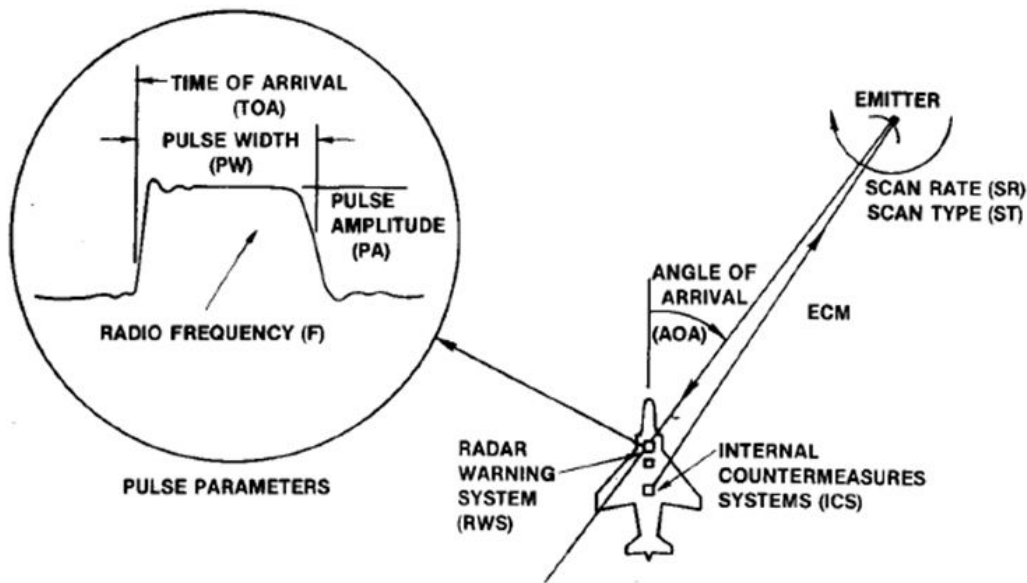
1.2.3 Elektronik korunma (EP)

ECCM olarak da adlandırılan elektronik korunma sistemleri, elektronik taarruz tekniklerinin etkisini azaltmayı veya tamamen yok etmeyi amaçlayan, karıştırma sinyallerine karşı direnç uygulayan askeri sistemlerdir. Düşman elektronik taarruzuna karşı dost sistemlerin korunması amacıyla uygulanan prosedür veya yöntemlerden bazıları darbe sıkıştırma (chirp veya LFM), frekans atlamalı darbe üretimi ve yükselen kenar takibi metodlarıdır.

Darbe sıkıştırma tekniğinde radar alıcısındaki sinyal gücünün artırılması amaçlanır. Bunun için sinyalin frekansı darbe içerisinde zamanla değiştirilir [9]. Bu sinyal hedeften döndükten sonra radar alıcısı tarafından sinyalin üretildiği forma uygun bir şekilde işlenerek gürültü ve diğer karıştırıcı sinyallere göre daha baskın ve güçlü hale geleceği için ECM tekniklerinin etkinliği azaltılır. Frekans atlamalı teknikte gönderilen sinyalin frekansı her bir darbeye değiştirilir ve alıcı zaman penceresinde sadece ilgili frekansa sahip sinyaller alınır. Böylece ortamdaki karıştırıcılar sinyalin bir sonraki frekansını tahmin edemez ve gerekli ECM tekniklerini uygulayamaz. Yükselen kenar menzil takibi ise RGPO tekniğine karşı radarın direncini artırır ve tekniğin etkinliğini yok eder. RGPO tekniğinde ECM uygulayan hedef radara geciktirilmiş darbeler gönderdiği için yükselen kenar takibi ile ekoların gücü değil başlangıç noktası esas alınır ve radar menzil kapasitesini ileri çekmez [8].

1.3 Darbe Tanımlama Kelimesi (DTK)

Bir EW alıcısı, radar tarafından gönderilen darbeye gerekli bütün bilgiyi çıkartabilmelidir. Şekil (1.3)'te bir darbenin temsili şekli ve sahip olduğu parametreler gösterilmiştir [10].



Şekil 1.3: Darbe parametreleri

Darbe alıcıya ulaştıktan sonra bulunması gereken parametrelerden en önemlileri şunlardır:

- 1) Geliş zamanı (TOA)
- 2) Darbe genişliği (PW)
- 3) Darbe genliği (PA)
- 4) Frekans (RF)
- 5) Geliş açısı (AOA)
- 6) Darbe içi modülasyon (MOP)
- 7) Darbe tekrarlama aralığı (PRI)
- 8) Anten polarizasyonu

TOA parametresi darbenin ESM sistemine ulaşma anını ifade eder ve tehdit radarın PRI değerinin bulunmasında kullanılarak elektronik taarruz tekniklerinin doğru zamanlamayla uygulanabilmesini sağlar. PW parametresi tehdit radar tipi hakkında kabaca bilgi edinilmesini sağlar. Örneğin silah sistemine sahip radarlar genellikle kısa darbeler kullanırlar. Bu darbelerin süresi onlarca nano saniyeden yüzlerce mikro saniyeye kadar uzanabilir. Ancak elektronik harpte radar sinyali sürekli dalga (CW) olarak da dizayn edilmiş olabilir. Bu durumda darbe genişliği daha önceden belirlenmiş bir değerden (birkaç yüz mikro saniye) daha uzundur ve CW işaret tespit edilmesi durumunda CW bayrağı aktive edilir. PA parametresi ise tehdit radarın tarama paternini belirlemeye yardımcı olur. Aynı zamanda radarın uzaklığı hakkında da bilgi verir ancak PA ile kestirilen menzil bilgisinin doğruluğu çok yüksek değildir. Güvenilir bir PA bilgisi ile efektif bir ters kazanç karıştırması uygulanabilir. Bu teknikte karıştırıcı sinyalin genliği radarın sinyal gücüyle ters orantılı olacak şekilde ayarlanır ve radarın tarama örüntüsünün bozulması amaçlanır [10].

RF frekans spektrumu 2 GHz ile 100 GHz'lik bandı kapsar ancak en çok kullanılan frekans bant aralığı 2 GHz-18 GHz bandıdır [12]. Bu bant aralığında çalışan radarların frekans parametresinin bulunması hem darbe ayrıştırma için hem de karıştırma ve aldatma tekniklerinin uygulanabilmesi için çok önemlidir. Şekil (1.1)'deki blok diyagramında gösterilen darbe ayrıştırma bloğu sayesinde, alınan darbelerin frekans parametresine göre karşılaştırılması sonucu ortamdaki farklı radarların darbe trenleri ayrıştırılır ve böylece hedeflerin daha kolay kimliklendirilmesi sağlanır [11]. Tehdit radarın frekansı ve kimliğinin belirlenmesiyle birlikte karıştırıcının bütün enerjisi ilgili frekans bandına yoğunlaşarak etkin bir ECM yapılmış olur.

AOA parametresi ise yükseliş (elevation) ve kerteriz (azimuth) düzleminde olmak üzere iki kategoride incelenebilir. Ancak bu iki açının birlikte bulunması zorlu bir işlem olduğu için bu tez çalışmasında sadece kerteriz açısı kestirimi yapılmıştır. AOA parametresi radarın konumuyla ilgili önemli bir bilgi sağladığı için ve ilk dört parametrede olduğu gibi radar tarafından kolayca değiştirilemeyeceği için en güvenilir ancak bulunması en zahmetli parametredir.

Ucunda silah bağlı radarlar, haberleşme sinyallerinin aksine oldukça basit dalga formları üretirler. Bu radarların büyük bir çoğunluğu darbeleri RF sinyalleri üretirken bazı radarlar darbe içi modülasyonlu (MOP) sinyaller kullanır. Bu yüzden otomatik MOP tanıma fonksiyonu da dijital alıcı sistemleri için önem taşımaktadır. Darbe içi modülasyona sahip sinyallerde genellikle frekans modülasyonlu sinyaller kullanılır ve bu sinyallere chirp denir.

Darbe tekrarlama aralığı (PRI) ve darbe tekrarlama frekansı (PRF) da darbeleri radar sinyalleri için en önemli parametrelerden biridir. Birkaç yüz Hz'den 1 MHz seviyesine kadar uzanabilir. Radarların çoğu sabit bir PRF değerine sahiptir. Bazı radarlar aşamalı PRI kullanırlar yani bir darbe grubu kendini belli bir PRF ile tekrar eder. Bazı radarlar ise çevik (agile) ya da tamamen rasgele PRI kullanabilirler. Agile PRI radarlarda, PRI değeri belli bir paterne göre darbeden darbeye değişirken, rasgele PRI tipli radarlarda PRI değeri hiçbir örüntüye sahip değildir ve PRI değeri her darbeye tamamen rastgele belirlenir [12].

Bazı alıcı sistemlerinde, alınan sinyallerin polarizasyonu da ölçülmektedir. Bu parametre çapraz polarizasyon ECM tekniğinin gerçekleştirilebilmesine yardımcı olur. Bu teknikte karıştırıcı sinyalin polarizasyonu, alınan sinyalin polarizasyonuna göre 90° olacak şekilde ayarlanır. Polarizasyon parametresi temel olarak farklı polarizasyonlardaki antenlerin çıkış güçlerinin karşılaştırılması ile bulunur [10].

1.4 Literatür Araştırması

Elektronik harp sistemlerinde literatürde uygulamaya bağlı olarak birçok alıcı çeşidi kullanılmaktadır. Bunlar kristal video alıcı (CVR), ara katmanlı (superheterodyne) alıcı, kanallaştırıcı alıcı, ifm alıcı, bragg cell alıcı, microscan alıcı ve sayısal alıcı (DRX) olarak sıralanabilir. Sayısal alıcılar hariç bütün alıcılar analog yapıdadır.

Literatürde geliştirilen ilk alıcılar kristal video alıcılar olup, bu alıcılar diğer elektronik harp alıcıları arasında en basit yapıya sahip olanıdır [13]. Bu alıcılar oldukça geniş bant genişliğine sahiptir ancak input sinyalinin frekansını ölçme yeteneği yoktur ve sadece ilgili bantta bir darbeleri mikrodalga enerji olup olmadığını tespit ederler. Giriş sinyali, kristal dedektörler aracılığıyla video sinyallerine dönüştürülürler ve sonrasında sinyal işleme algoritmalarıyla frekans parametresi hariç diğer parametreler bulunur.

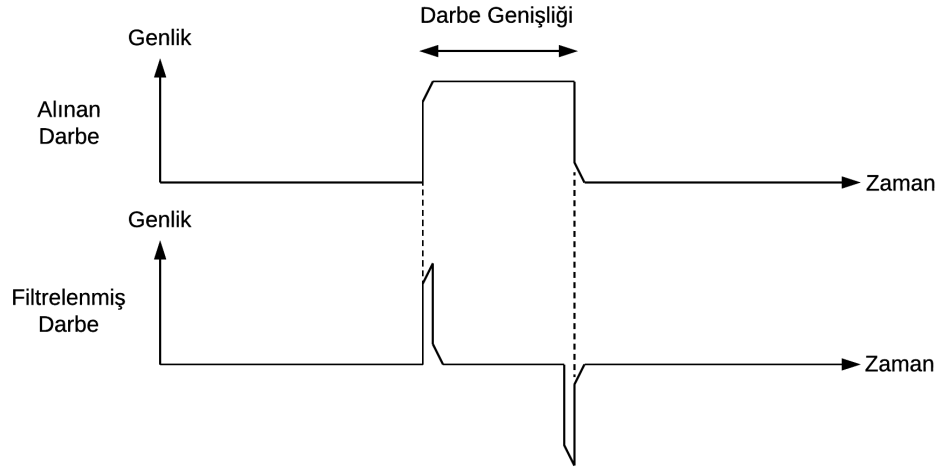
IFM alıcılar ilk olarak 1948 yılında Earp tarafından tasarlanmıştır [14]. IFM alıcı, sinyalin frekansını ölçmek için geciktirme hatları kullanarak input sinyali ile geciktirilmiş sinyalin arasındaki faz farkını bulur [10]. Çalışma mantığı olarak girişteki sinüsoidal sinyal ikiye bölünür ve bu sinyallerden biri sabit bir süre boyunca geciktirilir. Böylece iki kanal arasında bir faz farkı oluşur. Bu faz farkı ve geciktirme zamanı bilgisi kullanılarak işaretin frekansı ölçülür. Bu yöntemin ayrıntılı anlatımı ve ilgili eşitlikler DIFM bölümünde verilmiştir. Analog IFM alıcılar frekans parametresini yüksek doğrulukla ölçebilmesine rağmen aynı anda gelen darbelerin frekansını ayrı ayrı bulamamaktadır.

CRV ve IFM alıcılar yoğun sinyal ortamlarında yetersiz kaldığı için aynı anda gelen sinyallerin parametrelerini ayrı ayrı bulabilmek amacıyla kanallaştırıcı alıcılar kullanılmaktadır. Kanallaştırıcı yapısında bir filtre bankası kullanılır ve tüm bant daha küçük bantlara bölünerek sinyaller frekanslarına göre farklı kanallara ayrılır [7]. Böylece her bir kanaldaki sinyal birbirinden bağımsız şekilde işlenerek parametreler bulunmuş olur. Kanallaştırıcı yapısı ile ilgili daha ayrıntılı bilgi ikinci bölümde verilmiştir.

Dijital alıcılar ise analog dijital çevirici (ADC) teknolojisinin gelişmesiyle birlikte günümüzde en çok tercih edilen alıcılar haline gelmiştir. Bu tip alıcılarda input sinyali ara frekans (IF) katına indirildikten sonra yüksek hızlı ve büyük nicemleme seviyeli ADC'ler ile sayısal işarete dönüştürülür [12].

Dijital ortamda gerçekleştirilen sinyal işleme ile gerekli parametreler çıkarılır. Bütün sinyal işleme sayısal olarak yapıldığı için analog alıcılara oranla daha güvenilir ve gürbüz bir parametre çıkarımı yapılabilir. Bu tarz alıcılarda performansı büyük oranda ADC belirler. ADC'nin örnekleme frekansı alıcı bant genişliğini belirlerken, ADC bit sayısı ise alıcının dinamik alanını belirler. Bu tez çalışmasında dijital bir alıcı sistemi kullanılmış, analog işaretler ADC ile sayısallaştırıldıktan sonra ise kanallaştırıcı ile daha küçük bantlara ayrılmıştır. Bu sistem aynı anda farklı frekans kanalına düşecek sinyallerin tespit edilmesini ve bu sinyallerin parametrelerinin kayıp olmadan çıkarılmasını sağlamaktadır. Bunun için birden fazla parametre çıkarıcı bloğunun kullanılması gerekmektedir. Ancak bu çalışmada amaç parametre çıkarımı için tasarlanan sinyal işleme bloklarının algoritmasını anlatmak olduğu için sadece tek bir parametre çıkarıcı bloğu kullanılmıştır. Kullanılan FPGA kartının kaynak miktarı yeterince fazla ise parametre çıkarıcı bloğu sayısı artırılabilir veya her bir kanal için parametre çıkarıcı bloğu kullanılabilir.

Dijital alıcılarda her bir parametrenin çıkarımı için literatürde farklı yöntemler mevcuttur. TOA ve PW parametrelerinin çıkarımında literatürde kullanılan bir yöntemde darbe öncelikle yüksek geçirgen bir filtreden geçirilir. Böylece Şekil (1.4)'te gösterildiği gibi darbenin yükselen kenarında pozitif bir dürtü, alçalan kenarında ise negatif bir dürtü oluşur. Pozitif dürtü anında başlatılan bir sayaç negatif dürtü anında durdurulur ve bu sayacın o andaki değeri darbe genişliği parametresini verir [15].



Şekil 1.4: Darbe başlangıç ve bitişinde oluşan dürtüler

Bu parametrelerin çıkarımında kullanılan diğer bir yöntemde ise adaptif eşikleme yöntemi kullanılmıştır [16]. Bu yöntemde sabit bir eşik seviyesi kullanmak yerine darbenin gücüne bağlı olarak değişken bir eşik seviyesi kullanılmıştır. Alınan sinyal ikiye ayrılmış ve ayrılan sinyallerden biri belirli bir miktar geciktirilip negatifi alınıp güçlendirilmiştir. Daha sonra bu iki sinyal birbiri ile sürekli olarak toplanmış ve sıfırı geçen ilk noktada TOA tetiği aktive edilmiştir. [17]'deki çalışmada ise yine adaptif bir eşikleme kullanılmış ancak bir önceki yöntemden farkı algoritmanın geciktirme miktarından bağımsız hale getirilmesidir. İlgili çalışmada aynı zamanda PA ve SNR ölçümü de yapılmıştır.

Frekans parametresinin çıkarımında literatürde kullanılan tasarımlardan bazıları IFM alıcı, DRX alıcı ve kanallı alıcılardır (brag-cell, compressive/microscan) [12]. Bu parametrenin çıkarımında radar işaretinin karakteristiğine ve hesaplama yüküne bağlı olarak çeşitli algoritmalar kullanılabilir. Frekans parametresinin çıkarımında literatürde spektrogram tabanlı tekrarlı yöntemler [18], DFT tabanlı yöntemler [19], taban bant işaretin fazının sıfır geçişleri ve anlık frekans ölçümü tabanlı yöntemler [20] kullanılmıştır. [21]'de tek bitlik analog sayısal dönüştürücüye sahip bir IFM alıcı ile analog bir IFM alıcının anlık frekans ölçüm performansı karşılaştırılmaktadır. Ayrıca otomatik darbe içi modülasyon bulucu yöntemler de kullanılmaktadır [22].

Literatürde genellikle “tek darbeden yön bulma” olarak adlandırılan anlık geliş açısı kestirimi için uygun biçimde yerleştirilmiş birden çok anten kullanılır. AOA parametresinin bulunması amacıyla kullanılan temel yöntemler genlik karşılaştırmalı yön kestirimi (GK-YK), faz karşılaştırmalı yön kestirimi (FK-YK) ve zaman farkı ile geliş açısı ölçme (TDOA) metotlarıdır. Bunlar frekans farkı ile geliş açısı ölçme (FDOA) yöntemi de eklenebilir, ancak bu yöntemin tek darbeye başarımını yeterli seviyelere ulaştıracak tasarımlar henüz yeterince olgunlaşmamıştır. TDOA yönteminin başarımı ise ölçümü gerçekleştirecek antenlerin birbirlerinden olabildiğince uzağa yerleştirilmesine bağlıdır [23]. Geriye kalanlardan FK-YK yöntemi, GK-YK yöntemine göre daha hassas yön bularak yüksek doğruluk verir fakat alıcı sistemi daha karmaşık ve daha maliyetlidir [24]. Yüksek hassasiyet istenmeyen durumlarda sistem karmaşıklığı ve maliyetinin az olması nedeniyle GK-YK kullanılmaktadır.

FK-YK yönteminde en az iki farklı kanal arasındaki faz farkı kullanılarak yüksek doğrulukta yön tayini yapılabilir [8]. Faz farkı ölçümünde hem ilinti tabanlı [25] hem de FFT tabanlı [26] yöntemler kullanılmaktadır.

1.5 Tezin Amacı ve Önemi

Bu tezin amacı elektronik destek sistemleri için hayati önem taşıyan tehdit radar parametrelerinin (TOA, PW, PA, RF ve AOA) geliştirilen algoritma ve yöntemlerle FPGA kartında gerçek zamanlı olarak çıkarılması ve elde edilen sonuçların farklı SNR ve senaryolar için analiz edilmesidir. Bunun için sistem tasarlanmış ve kodlar VHDL donanım tanımlama dilinde yazılmıştır.

Artık savaşlar daha çok elektronik harbe dayalı olarak yapıldığı için elektronik harp teknikleri savaşların sonucunun belirlenmesinde çok daha önemli rol oynar hale gelmiştir. Bu yüzden olası tehditlerden korunmak ve tehditlere karşı uygun karıştırma tekniklerinin uygulanması için erken uyarı sistemleri hayati önem arz etmektedir. Bunun için de gerçek zamanlı ve sistem gecikmesi en aza indirilmiş bir sistem dizayn etmek ve kullanmak gerekmektedir. Tekniklerin de hızlı ve hassas bir şekilde uygulanması elektronik harp sisteminin en önemli görevlerinden biridir.

Bir tehdit radarı önemli bir bilgiye sahip olabilir ve birkaç saniye içinde bir uçak ya da bir gemiye karşı harekete geçebilir. Elektronik harp alıcısının mermi güdümlü bir radara ait sinyal tespit etmesi, füzenin ateşlenmesine çok kısa bir süre kaldığı anlamına gelmektedir. Bu yüzden elektronik harp sisteminin bu tarz sinyallere mümkün olan en kısa sürede reaksiyon göstermesi son derece önemlidir. Eğer bu kritik süre içerisinde bir önlem alınamaz ise bu sisteme elektronik harp sistemi demek yanlış olur, çünkü bu

sistem bir uçağı ya da gemiyi istenilen şekilde koruyamaz. Bu yüzden gerçek zamanlı çalışan bir sistem kullanmak şarttır. Alıcı sistem, sinyali aldıktan birkaç mikro saniye sonra parametreleri çıkarmak zorundadır.

Diğer bir taraftan elektronik harp bilgisi sadece bazı askeri akademilerde ya da bazı üniversitelerde kısa zaman dilimlerinde öğretildiği için elektronik mühendislerinin sadece çok az bir kısmı bu konuda uzmanlaşmaktadır. Bu yüzden hem mühendislerin hem bilim adamlarının bu alanda fikir alışverişi yapması ve birlikte yenilikler sunması zor hale gelmektedir. Bu yüzden bu alanda yazılmış bir teze ihtiyaç duyulmuştur.

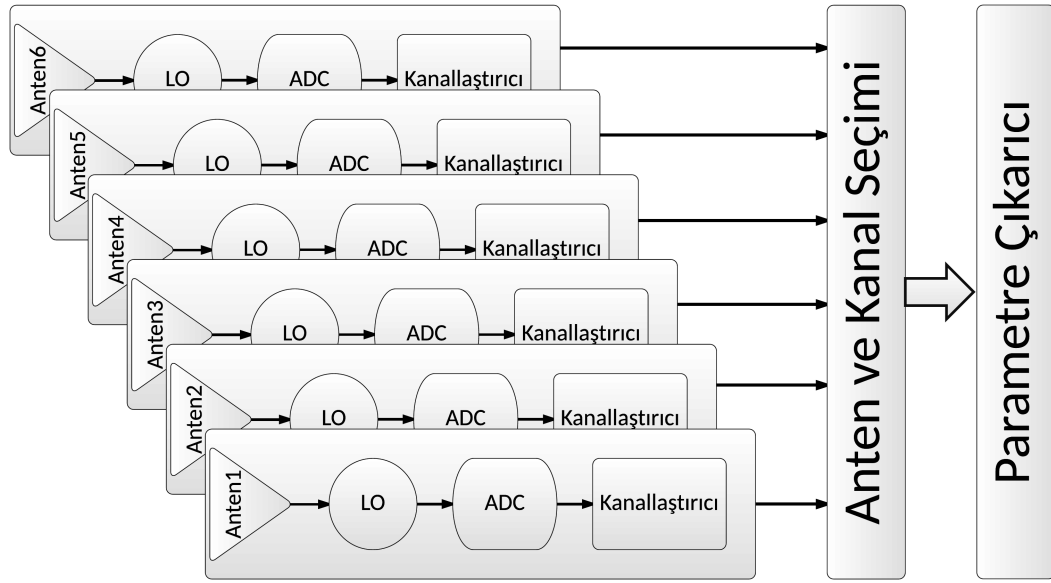
Bu tezde bütün çalışmalar dijital sistemler kullanılarak gerçek zamanlı olarak yapılmıştır. Böylece hızlıca bulunması gereken DTK'lar darbe bitiminden çok kısa bir süre sonra hassas ve yüksek doğrulukla çıkarılmaktadır. Bütün bu DTK'ların gerçek zamanlı olarak çıkarılması ve bütün parametrelerin çıkarım yöntemlerinin bu çalışmada toplanması teze özgün nitelik kazandırmaktadır.





2. RADAR PARAMETRELERİ ÇIKARIMI YÖNTEMİ

Radar tespiti yapan sistemler düşman radar sinyallerini tespit etmek için kullanılır. Bu tezde genel olarak elektronik harp almanları için gerekli olan sayısal sinyal işleme tasarımı üzerinde durulmuştur. Bu almanların, modern teknolojinin gereksinimlerini karşılayabilmesi için oldukça büyük anlık bant genişliğine (yaklaşık 1 GHz) sahip olması gerekmektedir [12]. Almanlar sinyal işlemcileri ile birlikte işlev görürler. İşlemciler, alıcı tarafından alınan sinyalleri işlemek ve analiz edip düşman tehdidini kimliklendirmek için kullanılırlar. Düşman sisteminin tanısı konulduktan sonra bilgi ECM sistemine aktarılır ve bu sistem düşman operasyonunu bozmak için en uygun yöntemi belirler.



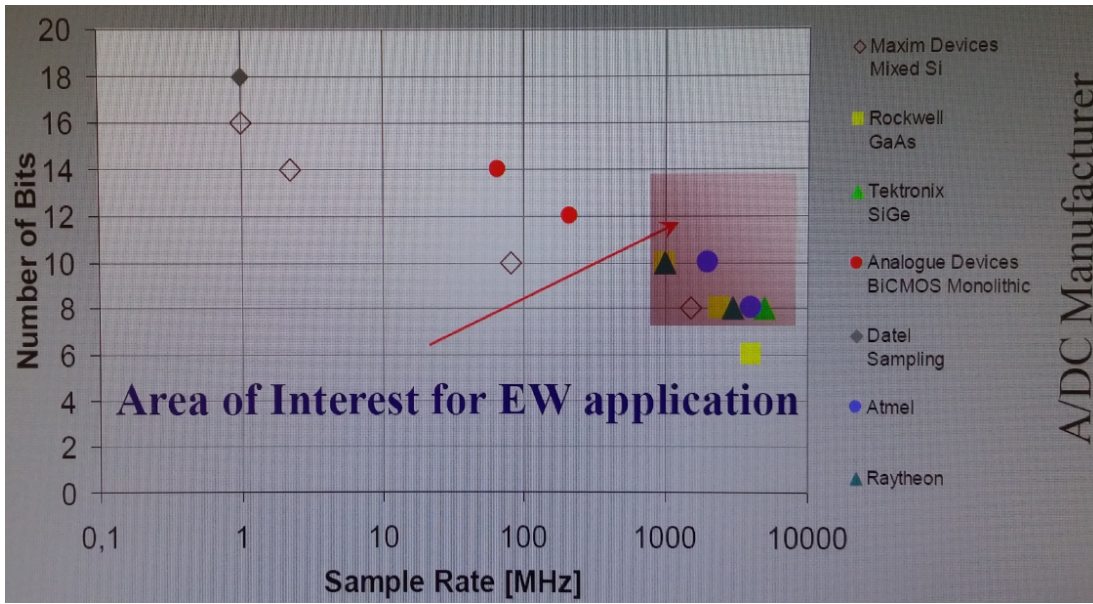
Şekil 2.1: Radar parametreleri çıkarımı yöntemi

Parametrelerin çıkarılabilmesi için 360 derece yarıyı kapsayacak şekilde eşit aralıklarla dizilmiş 6 adet antenden alınan sinyaller Şekil (2.1)'de gösterildiği gibi LO (lokal osilatörden) geçtikten sonra ADC'ler ile örneklenerek sayısallaştırılır ve kanallara bölünür.

Anten seçimi bloğunda AOA parametresi hariç diğer parametrelerin çıkarımı için en güçlü sinyale sahip anten seçilirken, AOA parametresinin hesaplanabilmesi için bu antene ek olarak en güçlü sinyale sahip ikinci anten de belirlenir. Kanal seçimi bloğunda ise tehdit radar sinyalinin düştüğü frekans bandı belirlenir ve bu kanaldaki sinyal parametre çıkarıcı bloğuna gönderilir.

2.1 Analog Dijital Çevirici (ADC)

Analog sinyallerin sayısal veriye dönüştürülmesi için gerekli olan ilk cihaz analog dijital çeviricidir. Analog sinyallerin geniş bant işarete çevirilebilmesi için ADC'lerin oldukça yüksek örnekleme hızıyla çalışması gerekmektedir. Nyquist kriterine göre, kullanılan ADC'nin örnekleme frekansı teorik olarak sistem için gerekli olan anlık bant genişliğinin en az 2 katı olmalıdır. Ancak pratikte ADC'nin örnekleme frekansının 0.4 katına karşılık gelen anlık bant genişliği işlenebilmektedir. Örneğin, örnekleme frekansı 1 GHz olan bir ADC ile 400 MHz'lik bir anlık bant genişliği sağlanabilir. Bu durumda 0-500 MHz'lik bant birinci Nyquist bölgesine, 500-1000 MHz'lik bant ikinci Nyquist bölgesine ve 1000-1500 MHz'lik bant üçüncü Nyquist bölgesine karşılık gelmektedir. Ancak üçüncü Nyquist bölgesinden itibaren sinyalin gücü çok düşmektedir.



Şekil 2.2: EW uygulamaları için kullanılan analog sayısal çeviriciler

ADC ile örnekleme işleminden sonra frekans spektrumundaki birinci ve ikinci Nyquist bölgesi $f_s/2$ frekansına göre simetrik hale gelir. Bu yüzden hangi Nyquist bölgesinde çalışılacak ise o frekans bandı, bir bant geçiren filtre olan örtüşme önleyici (anti-aliasing) filtreden geçirilir.

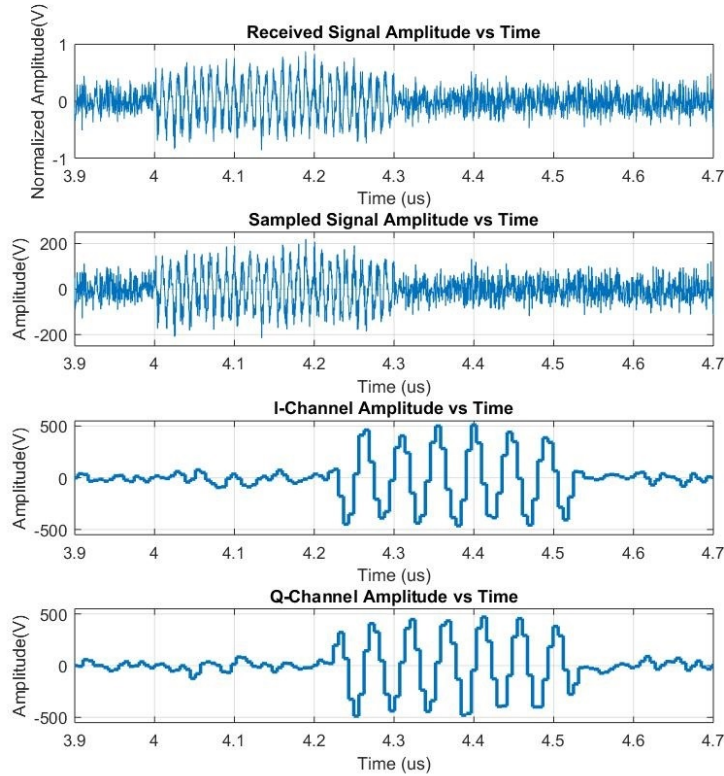
Sinyal ADC ile örneklendikten sonra, sinyalin frekansının tamsayı katlarında bu sinyalin harmonikleri meydana gelmektedir. Eğer birinci Nyquist bölgesinde çalışılırsa sinyalin harmonikleri de filtreden (anti-aliasing) geçeceği için istenmeyen bir durum ortaya çıkacaktır [8]. Örneğin f_s frekansı 1 GHz olan bir ADC ile 150 MHz'lik bir sinyal örneklense 300 MHz ve 450 MHz frekanslarında harmonikler meydana gelecektir. Böyle bir durumda birinci Nyquist bölgesinde (0-500 MHz) filtre kullanılması uygun olmayacaktır. Ancak ikinci Nyquist bölgesine filtre koyulup bu bölgede çalışılırsa, sinyalin harmonikleri filtrenin dışında kalacağı için daha uygun bir seçim yapılmış olacaktır. Aynı örnekle açıklamak gerekirse, 150 MHz'lik sinyal ADC'den geçtikten sonra frekans spektrumunda hem 150 MHz'de hem de 850 MHz'de simetrik olarak elde edilecektir. 850 MHz frekansının 2 katı olan 1700 MHz frekansı ikinci Nyquist bölgesinin (500-1000 MHz) dışında kalacağı için harmonikten arındırılmış bir filtreleme yapılmış olacaktır.

Büyük bant genişliği için yüksek örnekleme frekansı gerekirken, verinin minimum ni-cemleme hatasıyla sayısallaştırılabilmesi için de ADC'nin yüksek bit sayısına sahip olması gerekir. Bu iki hedefi de tutturabilmek oldukça güçtür ancak ADC teknolojisi-ndeki gelişmeler bu gereksinimi mümkün hale getirmiştir. Şekil (2.2)'den de görüleceği üzere 2 GHz ve daha yüksek örnekleme frekansına sahip ADC'lerin örnekleme bit sayıları yaklaşık 8-10 bit civarındadır.

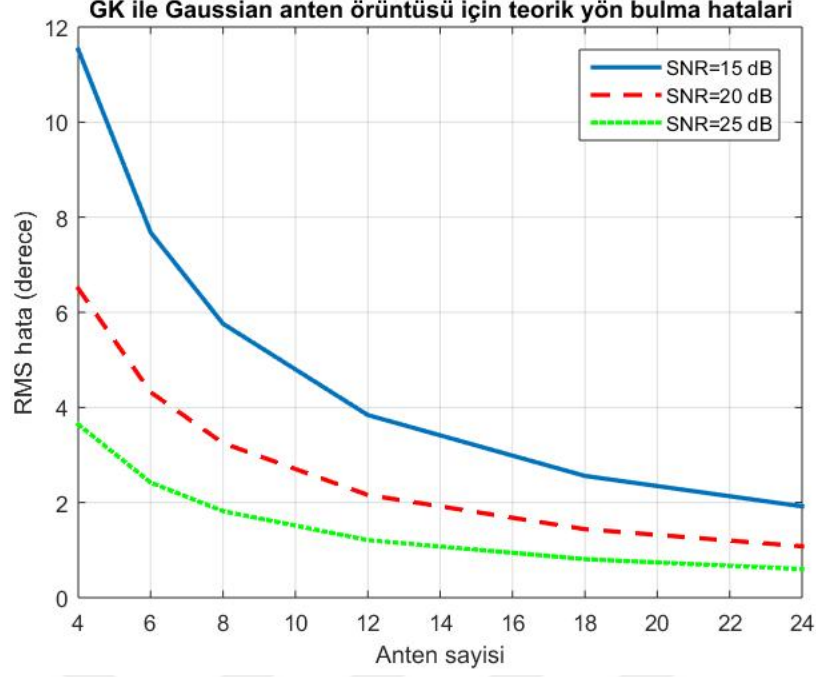
ADC performansları çok yüksek seviyelere ulaştığı için yüksek hızda dijital sinyal iş-leme, ESM/RWR alıcı dizaynlarında yeni bir çağ başlatmıştır. ADC'ler kristal dedek-törlerin yerini almış ve yüksek kalitede bilgiye erişebilmeyi sağlamıştır. Üst üste darbe (POP) durumunda bile ADC'ler gerçek zamanlı yüksek hızda sinyal işlenmesine ola-nak sağladığı için hassas parametre ölçüm implementasyonu mümkün hale gelmiştir. ADC'nin maksimum örnekleme hızı maksimum anlık DRX bant genişliğini belirler-ken ADC bit sayısı da DRX'in anlık dinamik alanını belirler [9]. D dinamik alanı, n ise ADC örnekleme bit sayısını belirtmek üzere dinamik alan için yaklaşık hesap Denklem (2.1)'de verildiği şekilde yapılabilir.

$$D = n \times 6.02 \text{ dB} \quad (2.1)$$

ADC'ler tarafından sayısal veriye dönüştürülen sinyal, FPGA ortamında işlenebilmesi için kanallaştırıcı bloğuna girer. Anten tarafından alınan analog işaret, ADC ile örnek-lenmiş sayısal işaret ve kanallaştırıcı çıkışındaki seçilmiş kanalda elde edilen I/Q işaret Şekil (2.3)'de gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere kanallaştırıcı bloğunun iş-lem gecikmesi nedeniyle I/Q işaret bir miktar gecikmeli çıkmıştır.



Şekil 2.3: Analog sinyalin ADC ile örneklenmesi ve kanallaştırıcı çıkışındaki I/Q işaret

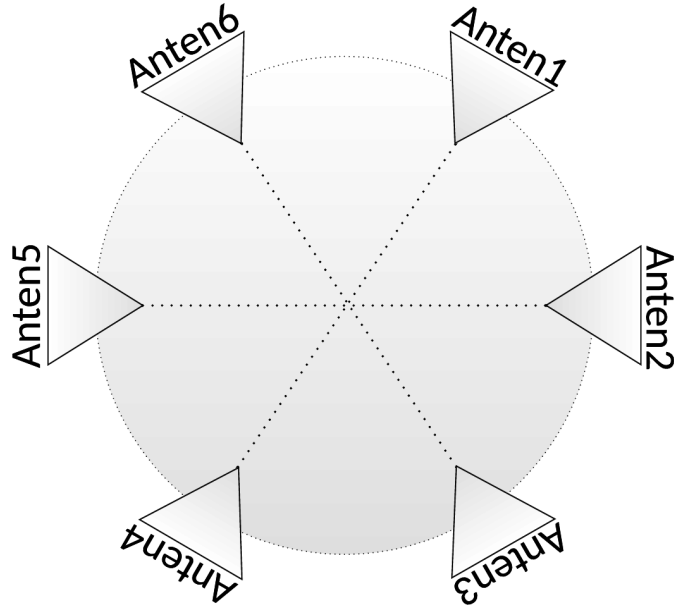


Şekil 2.5: Genlik karşılaştırması ile Gaussian anten örüntüsü için teorik yön bulma ölçüm hataları

Genlik karşılaştırma yönteminde kullanılan anten sayısı uygulamadan uygulamaya değişiklik göstermektedir. ELINT gibi çok hassas ölçüm istenen sistemlerde oldukça fazla sayıda anten kullanılarak yüksek doğruluk değerleri elde edilebilir. Ancak bu tez çalışmasında geliştirilen sistem gerçek zamanlı ve hızlı tepki gerektiren bir RWR sistemi olduğu için en az anten ile maksimum doğruluk elde edilebilecek optimum bir tasarım yapılmaya çalışılmıştır. RWR sistemleri için geliştirilen sistemlerde genlik karşılaştırması metodunun tipik doğruluk değeri 3° - 10° RMS arasındadır. Bu değerleri sağlayacak minimum anten sayısı 6 olduğu için bu tez çalışmasında 6 tane antenin eş aralıklarla 360 dereceyi kapsayacak şekilde yerleştirildiği durum ele alınmış ve tasarım buna göre yapılmıştır. Şekil (2.6)'da gösterildiği üzere her bir anten 60'ar derecelik aralıklarla yerleştirilmiştir.

Parametre çıkarımının hangi antenden alınan sinyallere göre yapılacağını belirlemek için 6 anten çıkışının her birinin sonrasındaki ADC'nin örneklediği işaretlerin gücünü bulmak için bir zarf çıkarıcı kullanılır. Bütün yönlerdeki sinyallerin gücü bulunduktan sonra en güçlü sinyalin alındığı anten belirlenir ve parametre çıkarımı ilgili antenin aldığı işaretler ile yapılır. Ancak geliş açısı parametresinin bulunabilmesi için en az 2 antenden alınan sinyallerin işlenmesi gerektiği için en güçlü sinyale sahip 2. anten de bulunur ve geliş açısı bulma bloğuna gönderilir.

Seçilen antenin çıkışındaki sinyal kanallaştırıcı bloğuna girer ve bunun sonucunda her bir kanalda dar bantlı kompleks işaret elde edilir. Bu aşamadan sonra kanal seçimi yapılmalıdır. Çünkü geniş banttaki sinyal kanallaştırıcının sadece bir veya birkaç komşu kanalında elde edilmiştir [12]. İlgili kanal hangisi ise o kanal parametre çıkarıcıya girer. Bunun için her bir kanaldaki kompleks sinyale dönüştürülmüş radar sinyallerinin zarfları çıkarılır ve hangi kanalda en yüksek güçte sinyal varsa o kanal seçilerek parametre çıkarımına başlanır.



Şekil 2.6: Anten yerleşimi

Ortamda aynı anda birden fazla tehdit varsa ve bu tehdit radar sinyalleri farklı frekans kanalına düşerse kayıp olmaması için birden fazla parametre çıkarıcı bloğunun paralel olarak çalışması gerekir. Bu durumda en güçlü ikinci sinyale sahip kanalın da seçilmesi ve bu sinyalin ikinci parametre çıkarıcı bloğuna gönderilmesi gerekir. Ancak bazı yoğun elektronik harp ortamlarında alıcı antenler çok daha fazla sinyali de aynı anda alabilir. Bu durumda tasarım ve gereksinime göre daha fazla parametre çıkarıcı bloğu kullanmak ve ilgili kanalları doğru bir şekilde bu bloklara bağlamak gerekir. Bu da sistem gecikmesini artıran bir işlemdir ve sinyal gücüne göre tüm kanalların sıralanması ve hatasız olarak kanal seçimi işleminin yapılması gerekir.

Diğer bir alternatif ise kanallaştırıcının kanal sayısı kadar parametre çıkarıcı bloğu kullanmak ve her bir kanallaştırıcı çıkışını bir parametre çıkarıcıya atamaktır. Bu durumda ise hem sistem tarafından tüketilen güç hem de kullanılan kaynak sayısı artacak ve belki de kullanılan FPGA kartında kaynak sıkıntısı yaşanacaktır. Bu yüzden donanım maliyeti, kartın güç tüketimi ve ısınma problemlerinin iyi analiz edilmesi ve optimum seçimlerin yapılması gerekmektedir.

Ortamda birden fazla tehdit varsa ve bu tehdit radar sinyalleri aynı frekans kanalına düşerse bu duruma pulse on pulse (POP) denir. Bu durumda tek bir parametre çıkarıcı bloğu yeterli olacaktır ancak her bir tehdit parametresinin doğru olarak çıkarılması daha zor ve karmaşık hale gelecektir. Bu senaryonun gerçekleşmesi halinde sinyallerinin frekanslarının ve güçlerinin birbirine olan farkları sistemin çalışma performansını etkileyen en önemli unsur olacaktır.

Bu tez çalışmasında genel olarak aynı anda sadece 1 tane tehdidin olduğu durumlar üzerinde durulmuş ve tasarım buna göre yapılmıştır. Ancak frekans parametresi analizlerinde POP durumu için de bazı özel senaryolar ele alınmış ve sonuçlar hata miktarları ile birlikte paylaşılmıştır.

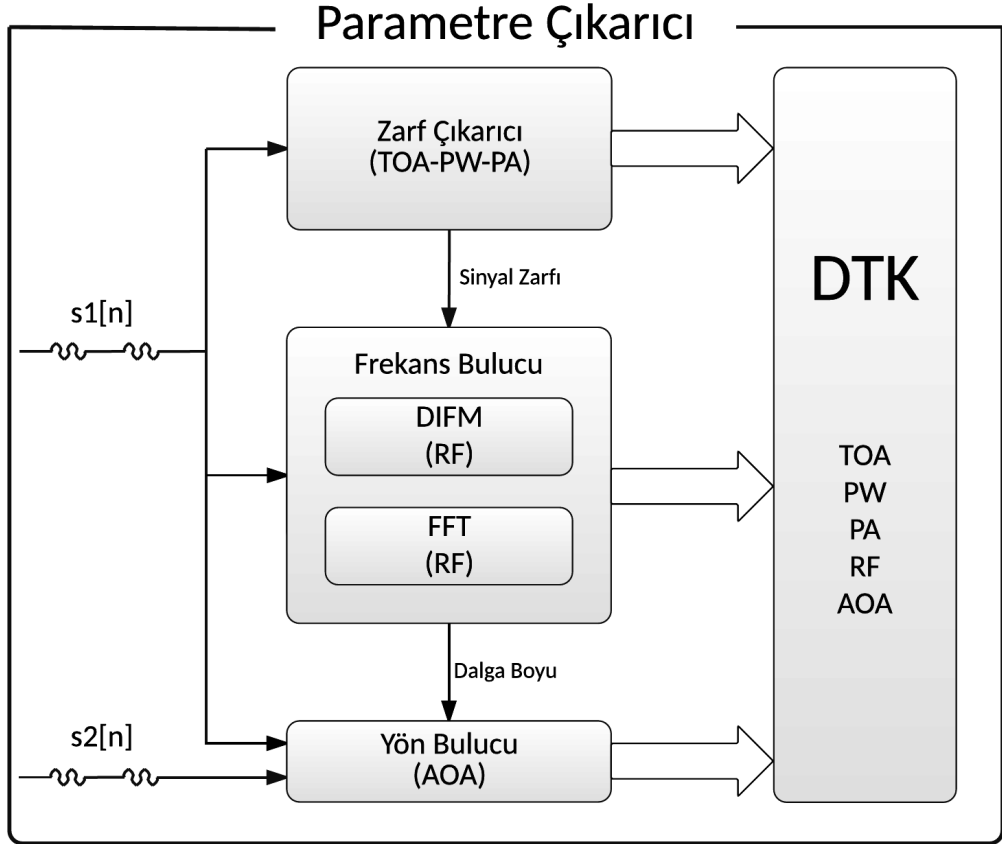
2.4 Parametre Çıkarıcı

2.4.1 Gürültü seviyesinin bulunması

En güçlü frekans kanalı seçildikten sonra ortamda bir radar sinyali olup olmadığının tespit edilmesi için öncelikle gürültü seviyesinin tespit edilmesi gerekir. Daha sonra bu gürültü seviyesi hesaba katılarak sistem için önceden belirlenmiş yanlış alarm olasılığı parametresine göre bir eşik seviyesi belirlenir ve bu eşik seviyesine göre ortamda tehdit olup olmadığına karar verilir. Eğer sinyalin gücü eşik seviyesini geçerse sinyal parametre çıkarıcı bloğuna aktarılır ve parametre çıkarımına başlanır.

2.4.2 Parametre çıkarımı

Ortamda tehdit olduğu belirlendikten sonra sinyal parametre çıkarıcı bloğuna girer. Parametre çıkarıcı bloğunda zaman bazlı parametrelerin (TOA, PW, PA) çıkarılması için zarf çıkarıcı bloğu, frekans parametresinin (RF) çıkarılması için DIFM ve FFT blokları, geliş açısı parametresinin (AOA) çıkarılması için ise yön bulucu blok kullanılmıştır. Her bir bloğun ve yöntemin detaylı açıklamaları ilgili bölümlerde verilmiştir.



Şekil 2.7: Parametre çıkarıcı



3. ZAMAN BAZLI PARAMETRELERİN ÇIKARIMI

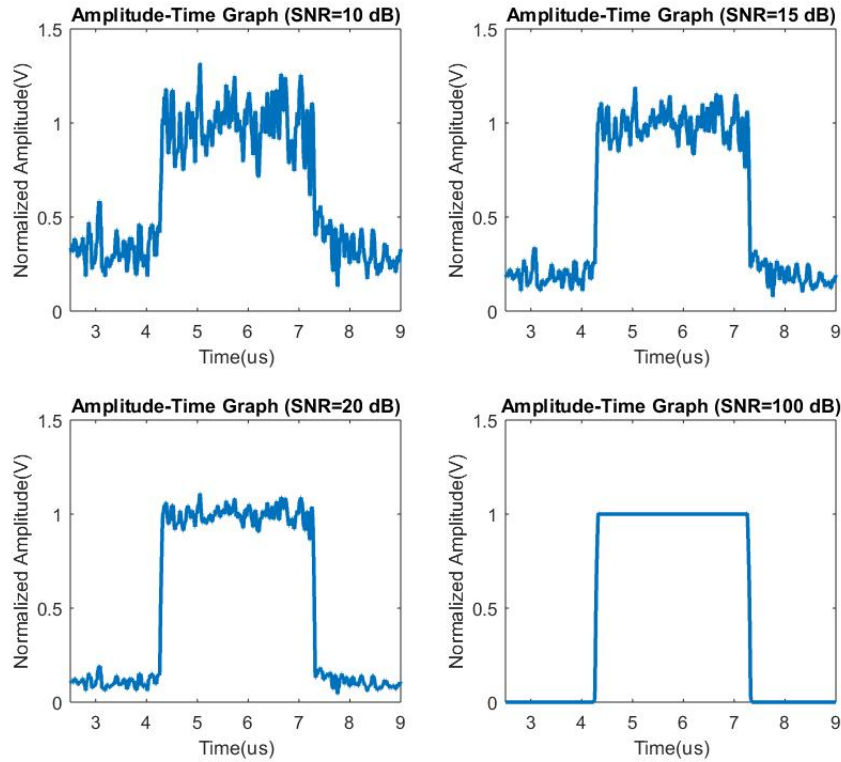
Parametre çıkarıcı bloğunda bütün parametrelerin çıkarımı için gerekli olan birim zarf çıkarıcıdır. Parametre çıkarıcı bloğuna giren I/Q formatındaki sinyal öncelikle zarf çıkarıcı bloğuna girer. Bu blok sayesinde darbe sinyalinin zaman parametreleri olan TOA, PW ve PA değerleri bulunur. Aynı zamanda RF ve AOA parametrelerinin çıkarımında kullanılacak olan darbe zarfı bilgisi de zarf çıkarıcı blok sayesinde elde edilir.

3.1 Zarf Çıkarıcı

Sinyalin zarfı Denklem (3.1)'de verilen formüle göre anlık olarak hesaplanır.

$$A = \sqrt{I[n]^2 + Q[n]^2} \quad (3.1)$$

Örnek oluşturması açısından Şekil (3.1)'de farklı SNR değerlerine sahip darbelerin zarfları gösterilmiştir.

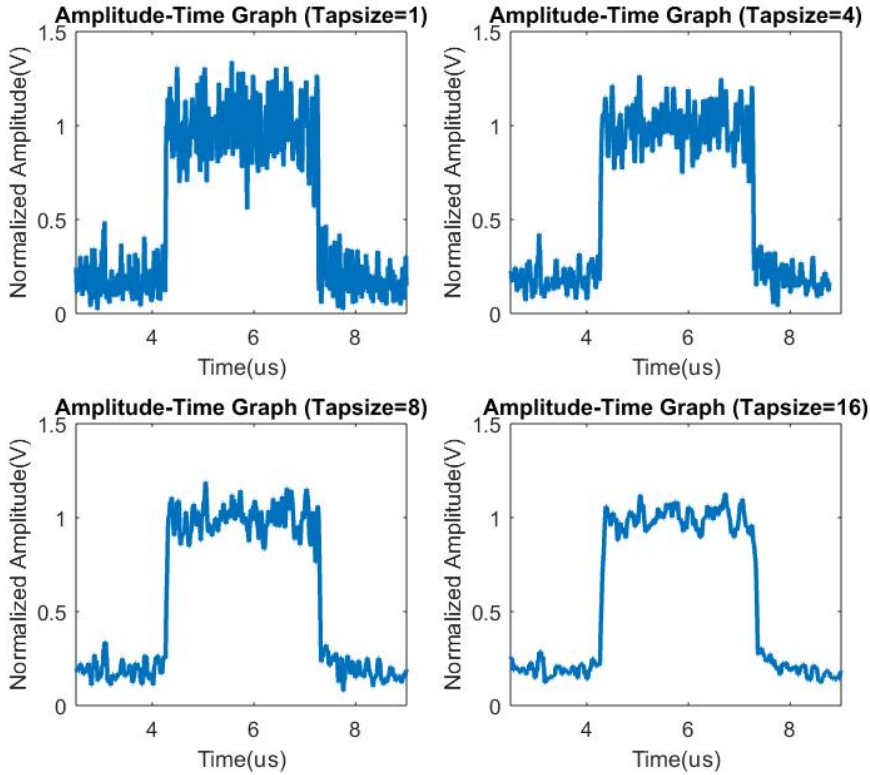


Şekil 3.1: Farklı SNR değerlerine sahip darbelerin zarfları

Bu hesaplama her bir sinyal örneği için sürekli olarak yapılır ve böylece sinyalin zarfı çıkarılır. Ancak çıkarılan bu zarf sinyalinin SNR seviyesi ölçüm doğruluğu ve tehdit radar darbesinin tespiti için yeterli olmayabilir. Özellikle düşük SNR'lı sinyallerin zarfındaki dalgalanmalar parametre çıkarımında hatalara neden olmaktadır. Daha doğru ve güvenilir bir zarf çıkarmak için kayan ortalama bloğu kullanmak gerekir. Kayan ortalama bloğu düşük geçirgen bir filtre özelliği taşıdığı için gürültünün bastırılmasına katkıda bulunur. Kayan ortalama bloğu eşit ağırlıklı (simple moving average) olabileceği gibi ihtiyaca göre değişken ağırlıklı bir ortalama bloğu da kullanılabilir. Bu tez çalışmasında eşit ağırlıklı bir blok kullanılmıştır. Eşit ağırlıklı n uzunluğunda bir kayan ortalama (SMA) denklemi (3.2)'deki gibi formüle edilmektedir.

$$SMA = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} p_{M-i} = \frac{p_M + p_{M-1} + \dots + p_{M-(n-1)}}{n} \quad (3.2)$$

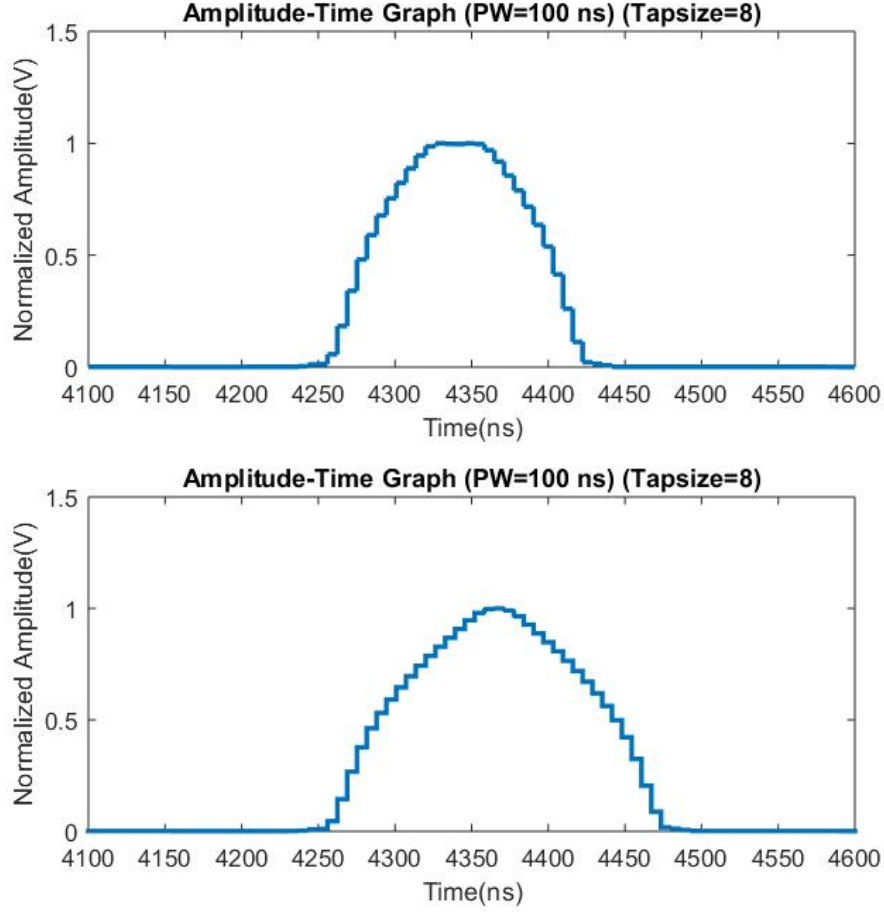
Kayan ortalama bloğu algılanması gereken minimum PW değerine ve örnekleme periyoduna bağlı olarak 4, 8 ya da 16 taplı olabilir. Kayan ortalama işleminin tap sayısı 2 katına çıktıkça zarf sinyalinin SNR seviyesi 3 dB artar. Böylece zarf sinyali daha temiz ve ölçüm doğruluğu için daha uygun bir seviyeye gelir.



Şekil 3.2: Farklı taplı kayan ortalama için darbe zarfları

Ancak tap sayısının artması ekstra bir gecikmeye sebep olacağı için parametrenin çıkarılması daha fazla zaman alacaktır. Bu yüzden optimum bir tap sayısı belirlemek gerekir. Burada önemli olan nokta, algılanması istenen minimum PW değerinin örnekleme periyoduna oranının tap sayısından büyük olmasıdır. Örneğin kullanılan parametre çıkarıcı bloğunun örnekleme periyodu 8 ns ve ölçülmesi gereken PW değeri

100 ns ise tap sayısı maksimum 12 olmalıdır. Bu durumda TOA, PW ve PA parametrelerinin doğru olarak çıkarılması ve darbe zarfının tam olarak elde edilebilmesi için 8 taplık bir kayan ortalama bloğu kullanmak uygun olacaktır.



Şekil 3.3: 8 ve 16 taplı kayan ortalamalar için darbe zarfları

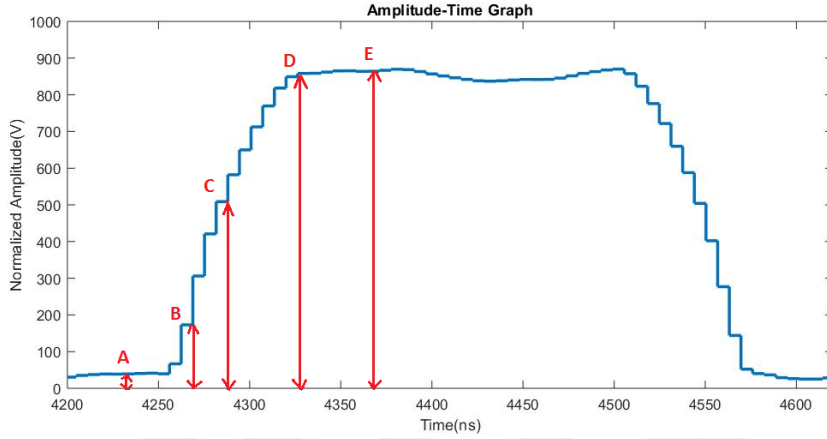
Şekil (3.3)'teki grafikten de görüleceği üzere 100 ns uzunluğunda bir darbenin zarfı 8 taplı filtre ile daha net bir şekilde elde edilirken, 16 taplı filtre ile tam olarak elde edilememiştir. Bunun sebebi filtrenin boyunun zarfın boyundan uzun olmasıdır.

3.2 Darbe Genişliği ve Darbe Geliş Zamanı Parametrelerinin Çıkarımı

Sinyalin zarfı çıkarıldıktan sonra ortamda bir tehdit sinyali olup olmadığının tespiti işlemine geçilir. Sinyal zarfı gürültü seviyesine göre belirlenen eşik değerini (threshold1) geçerse ortamda bir tehdit olduğu anlaşılır ve parametre çıkarımı işlemine geçilir. TOA ve PW parametrelerin hesaplanmasında kullanılacak olan eşik seviyesi (threshold2) ise daha hassas bir ölçüm yapılabilmesi için sinyalin gücüne bağlı olarak belirlenir. Bu eşik seviyesi sinyal zarfının tepe noktasının yarısına (3 dB thresholding) karşılık gelmektedir. Bunun için zarf sinyali threshold1 seviyesini geçtikten sonra zarf çıkarıcının tap sayısına göre belirli bir süre boyunca maksimum seviye aranır. Örneğin 8 taplı bir zarf çıkarıcı kullanılıyorsa bu değer iki katı yani 16 örnek içinde tepe noktası aranır. Zarf sinyali sürekli bir önceki maksimum noktayla karşılaştırılır ve anlık değer

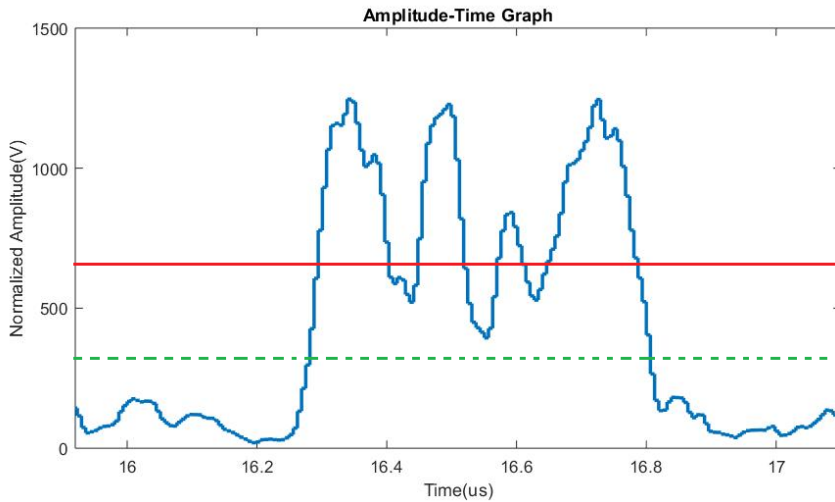
önceki maksimum değerden yüksek ise maksimum değer güncellenir. 16 örnek sonra bu işlem sonlanır ve maksimum değer elde edilir. Bu seviyenin yarısına karşılık gelen seviye TOA ve PW ölçümünde kullanılacak olan eşik seviyesine karşılık gelir.

Şekil (3.4)'te A noktasının gürültü seviyesini, B noktası gürültü seviyesine göre belirlenen eşik seviyesini (threshold1), C noktası darbe başlangıcını belirten eşik seviyesini (threshold2), D noktası PA parametresinin hesaplanmaya başladığı eşik seviyesini, E noktası ise darbe zarfının tepe noktasını göstermektedir.



Şekil 3.4: Eşik seviyeleri

Zaman bazlı parametrelerin çıkarılabilmesi için sistem çalışmaya başladığı ilk andan itibaren bir sayaç tutulur ve değeri her bir örnekte artırılır. Zarf sinyalinin eşik seviyesini (threshold2) geçtiği ilk noktada TOA tetiği aktive edilir. Bu tetiğin aktif olduğu andaki sayaç değeri örnekleme periyodu ile çarpılır ve TOA parametresi bulunmuş olur.



Şekil 3.5: Multi-trigger problemi

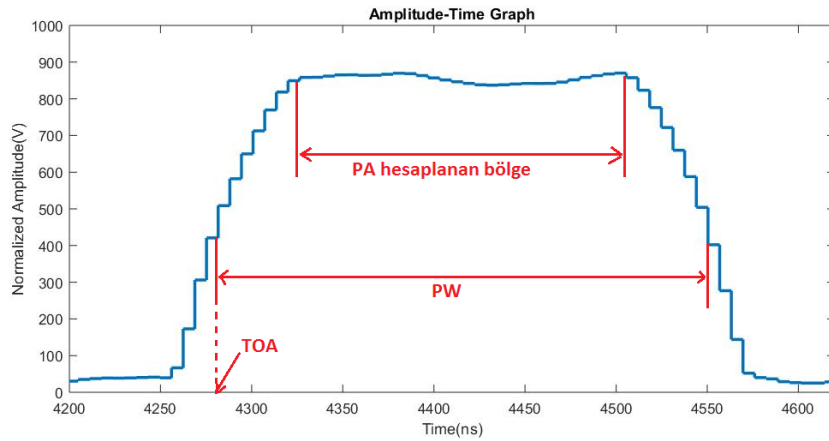
Ortamdaki gürültüden dolayı özellikle düşük SNR seviyelerinde darbe zarfı yüksek salınımlar yapabilir. Bu durumda darbe zarfı birden fazla kez eşik seviyesinin üstüne çıkıp tekrar eşik seviyesinin altına inebilir ve böylece bir darbe için birden fazla yanlış

TOA parametresi bulunabilir. Bu duruma çoklu tetikleme (multi-trigger) problemi denir [10]. Örneğin Şekil (3.5)'te kırmızı ile gösterilen çizgi hem darbe başlangıcı hem de darbe bitişi için kullanılmış eşik seviyesi olsaydı darbe 4 parçaya bölünmüş ve hatalı parametre çıkarılmış olacaktı.

Multi-trigger problemini önlemek için darbe bitiş zamanının (TOD) belirlenmesi aşamasında yeni bir eşik seviyesi (threshold3) kullanılır. Bu eşik seviyesi de Şekil (3.5)'te kesikli yeşil çizgiyle gösterilmiş olup genel olarak threshold2 değerinin 3 dB aşağısına koyulur [10]. Darbe zarfının bu seviyenin altına indiği ilk noktada TOD tetiği aktive edilir ve bu andaki sayaç değeri ile TOA anındaki sayaç değeri arasındaki fark hesaplanarak örneklem periyoduyla çarpılır. Ancak TOD için daha düşük bir eşik seviyesi kullanıldığı için hesaplanan PW değeri, darbenin gerçek PW değerinden daha büyük olacaktır. Bu durum da dikkate alınarak hesaplanan PW değerinden birkaç örnek periyodu kadar çıkarılarak daha doğru bir PW hesaplaması yapılır. Zarf çıkarıcının tap sayısı arttıkça darbe başı ve sonundaki eğim de artacağından doğru bir PW hesabı için çıkarılacak olan bu miktar zarf çıkarıcının tap sayısına göre ayarlanmalıdır. TOD için belirlenen eşik seviyesi darbenin tepe noktasının 4'te 1'i kadar olduğu için çıkarılacak olan miktar da tap sayısının 4'te 1'i kadar olmalıdır.

3.3 Darbe Genliği Parametresinin Çıkarımı

Sinyal genliğinin bulunması için sinyal zarfının çıkış ve iniş zamanlarının dışında kalan kararlı seviyedeki bölümünde darbe zarf değerlerinin ortalaması alınır. Ortalama alma işlemi, sinyal zarfı maksimum noktadayken başlar ve darbe inişinin başladığı ana kadar devam eder. Şekil (3.6)'da PA parametresinin hesaplandığı bölge diğer zaman parametrelerinin belirlendiği zaman dilimleri gösterilmiştir.



Şekil 3.6: Darbe zarfında PA hesaplanan bölge

$$PA_{avg} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Z[n] \quad (3.3)$$

Denklem (3.3)'te PA_{avg} ortalama genlik değerini, N ortalaması alınan örnek sayısını, $Z[n]$ ise anlık genlik değerini göstermektedir.

Logaritmik olarak bir genlik hesabı yapılması için hesaplanan ortalama değerin logaritması alınır ve 20 ile çarpılarak dB cinsinden bir genlik değeri bulunur. Ancak tam doğru bir genlik hesabı için kalibrasyon yapılması gerekir. Kalibrasyon işleminde 0 dB genliğe sahip bir sinyal için hesaplamalar yapılır ve bir sonuç elde edilir. Bulunan bu sonuç kalibrasyon miktarıdır ve her seferinde bu miktar kadar toplama işlemi yapılır. PA_{dB} kalibre edilmiş genlik değerini, PA_{cal} kalibrasyon miktarını belirtmek üzere Denklem (3.4)'te bu işlemler formülize edilmiştir.

$$PA_{dB} = 20 \times \log(PA_{avg}) + PA_{cal} \quad (3.4)$$

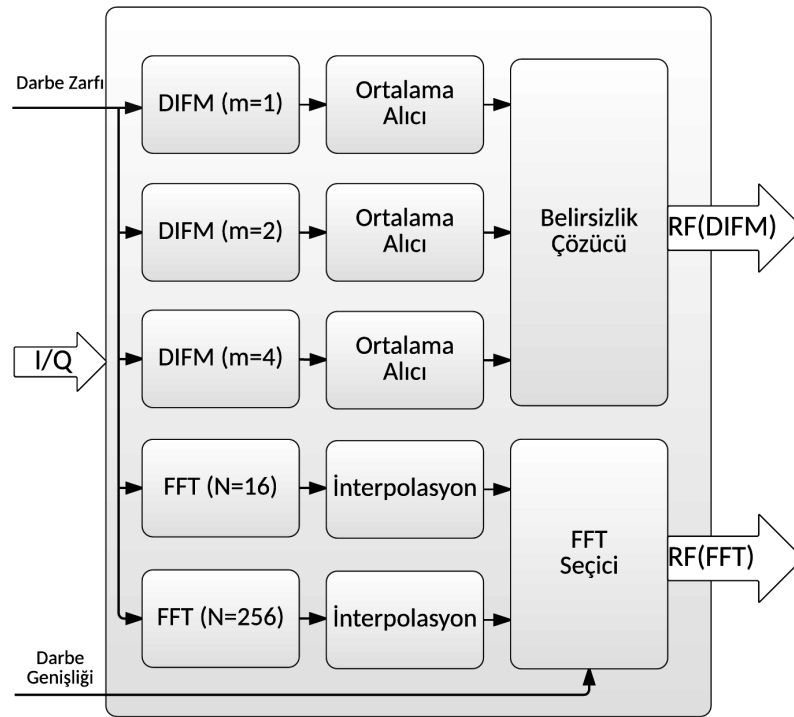
Genlik parametresi çıkarımı işlemi açıklanırken ADC'nin bütün frekans bandında aynı performansta çalıştığı ve genlik değişimi yaşanmadığı varsayımı yapılmıştır.



4. FREKANS PARAMETRESİNİN ÇIKARIMI

Tehdit radarlara karşı elektronik taarruz yapılabilmesi için tehdit radarın çalıştığı frekans bandının mutlaka bilinmesi gerekmektedir. Böylece uygulanacak karıştırma (jamming) işleminde gönderilecek sinyalin bütün enerjisi belli bir frekans aralığında yoğunlaşabilir.

Bu tez çalışmasında, DIFM ve FFT olmak üzere iki farklı yöntem ile frekans parametresinin gerçek zamanlı çıkarımı FPGA ortamında gerçekleştirilmiştir ve farklı koşullar altında gerçek zamanlı uygulamada karşılıklı analizler yapılmıştır. Bu yöntemlerin çalışma prensibi teorik olarak açıklanmış ve FPGA üzerinde oluşturulan frekans parametresi çıkarıcı blokların tasarımı ve ilgili modüller verilmiştir. Kullanılan yöntemler farklı SNR ve darbe genişliği değerleri için uygulanmış, bu yöntemlerin başarımlarının analizi yapılmıştır.



Şekil 4.1: Frekans parametresi çıkarımı blok diyagramı

Frekans parametresi çıkarımında, parametre çıkarıcı bloğuna giren sinyal zarf çıkarıcıdan gelen darbe zarfı bilgisine göre frekans işleme bloklarında işlenir. DIFM metodunda tehdidin frekansı darbe boyunca anlık olarak çıkarılmaktadır. Hesaplanan anlık frekans değerleri darbe zarfı boyunca ortalama alma bloğuna girer ve bulunan ortalama değer sinyalin frekans parametresi olarak raporlanır. FFT metodunda ise darbe

genişliği değerine göre farklı uzunlukta FFT blokları kullanılabilir. Bu çalışmada darbe genişliği 1.6 us'den küçük olan darbeler için 16'lık, bu değerden daha uzun darbeler için ise 256'lık FFT blokları kullanılarak tasarım yapılmıştır. Eğer darbe zarfı boyunca birden fazla kez FFT dönüşümü yapılmışsa, her bir FFT sonucu hesaplanan frekans değerlerinin ortalaması alınarak frekans parametresi raporlaması yapılmıştır.

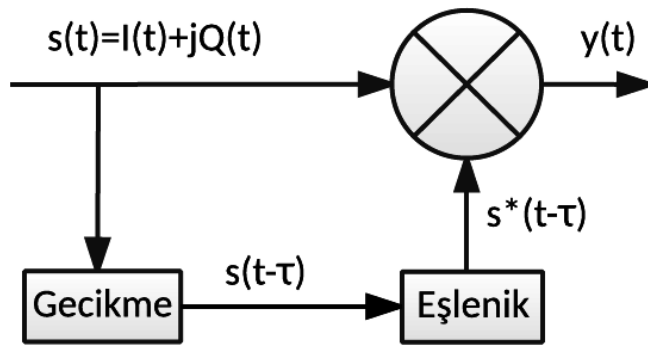
4.1 Sayısal Anlık Frekans Ölçümü (DIFM)

DIFM yönteminde sinyalin frekansı anlık olarak çıkarılmaktadır. DIFM bloğunda I/Q işaret ile bu işaretin belirli bir süre geciktirilmişinin eşleniği çarpılır. Elde edilen işaret ters tanjant bloğuna girer ve faz değeri hesaplanır. Bulunan sonuç alınan işaretin τ kadar zamandaki faz değişimini ifade ettiği için, bu sonuç $2\pi\tau$ 'ya bölünür ve anlık frekans değeri bulunur. Ayrıca zarf dedektörü bloğundan gelen darbe zarfı bilgisine göre zamanla değişen anlık frekans değerlerinin zarf süresince ortalaması alınır ve tehdit radar işaretinin frekans parametresi çıkarılır. Bu bölümde öncelikle teorik denklemler verilmiş, sonrasında ise bu yöntemin FPGA tasarımı ve POP durumu anlatılmıştır.

4.1.1 Anlık frekans ölçümü (IFM) teorisi

Bu bölümde sürekli zamanlı işaretler için verilen teorik denklemlerin anlatımında IFM kısaltması kullanılmış, sayısal (digital) kelimesi kısaltmadan çıkartılmıştır.

Anlık frekans ölçümü (IFM) yönteminde farklı zamanlardaki işaret değerlerinin fazlarının tek tek hesaplanıp farklarını almak yerine işaret bilinen belirli süre (τ) geciktirilip eşleneği alınarak Şekil (4.2)'de gösterildiği gibi sinyalin kendisiyle çarpılır [27].



Şekil 4.2: IFM blok şeması

Alınan işaretin anlık fazının, $\phi(t)$, türevi sinyalin radyal frekansı, $\omega(t)$, olarak tanımlanabilir.

$$\omega(t) = 2\pi f(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (4.1)$$

Anlık frekans bilgisi, $f(t)$, sayısal türev yaklaşımı yani faz farklarının zaman farkına oranıyla hesaplanabilir.

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\tau} \quad (4.2)$$

Denklem (4.3) ile gösterildiği şekilde karmaşık bir sayısal sinyal zamanda τ kadar geciktirilip eşleniği alınarak Denklem (4.4) ile gösterilen forma getirilmektedir.

$$s(t) = \cos(\omega t + \phi) + j\sin(\omega t + \phi) \quad (4.3)$$

$$s^*(t - \tau) = \cos(\omega t - \omega\tau + \phi) - j\sin(\omega t - \omega\tau + \phi) \quad (4.4)$$

Daha sonra anlık olarak çarpılan sinyaller Denklem (4.5) ile gösterilen çıkış sinyalini oluşturmaktadır.

$$\begin{aligned} y(t) &= s(t)s^*(t - \tau) \\ &= \cos(\omega t + \phi)\cos(\omega t - \omega\tau + \phi) \\ &\quad + \sin(\omega t + \phi)\sin(\omega t - \omega\tau + \phi) \\ &\quad + j[\sin(\omega t + \phi)\cos(\omega t - \omega\tau + \phi)] \\ &\quad - j[\cos(\omega t + \phi)\sin(\omega t - \omega\tau + \phi)] \end{aligned} \quad (4.5)$$

Çıkış sinyali $y(t)$ 'nin reel kısmı iki terimden oluşmaktadır. Bu terimler trigonometrik ters dönüşüm formülleri kullanılarak açılabilir.

$$\cos(\omega t + \phi)\cos(\omega t - \omega\tau + \phi) = \frac{1}{2}[\cos(\omega\tau) + \cos(2\omega t + 2\phi - \omega\tau)] \quad (4.6)$$

$$\sin(\omega t + \phi)\sin(\omega t - \omega\tau + \phi) = \frac{1}{2}[\cos(\omega\tau) - \cos(2\omega t + 2\phi - \omega\tau)] \quad (4.7)$$

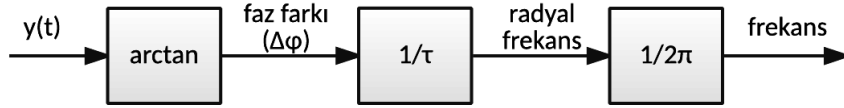
Böylece çıkış sinyalinin reel kısmı $I = \cos(\omega\tau)$ şeklinde elde edilir. Aynı şekilde çıkış sinyalinin sanal kısmı da iki terimden oluşmaktadır.

$$\sin(\omega t + \phi)\cos(\omega t - \omega\tau + \phi) = \frac{1}{2}[\sin(2\omega t + 2\phi - \omega\tau) + \sin(\omega\tau)] \quad (4.8)$$

$$\cos(\omega t + \phi)\sin(\omega t - \omega\tau + \phi) = \frac{1}{2}[\sin(2\omega t + 2\phi - \omega\tau) - \sin(\omega\tau)] \quad (4.9)$$

Böylece çıkış sinyalinin sanal kısmı $Q = \sin(\omega\tau)$ olarak elde edilir.

Faz farkı bilgisi ise $y(t)$ sinyalinin sanal teriminin reel terimine oranının ters tanjant değeri bulunarak hesaplanabilir.



Şekil 4.3: IFM frekans hesaplaması

$$\Delta\phi = \arctan \left[\frac{\sin(\omega\tau)}{\cos(\omega\tau)} \right] \quad (4.10)$$

Faz farkının zaman farkına oranıyla radyal frekans hesaplanır. Frekans hesabı için ise radyal frekans 2π 'ye bölünür.

$$f = \frac{1}{2\pi\tau} \arctan \left[\frac{\sin(\omega\tau)}{\cos(\omega\tau)} \right] \quad (4.11)$$

4.1.2 Sayısal anlık frekans ölçümü (DIFM) FPGA tasarımı

Gürültü göz ardı edildiğinde DIFM bloğu girişindeki karmaşık sinyal Denklem (4.12)'de gösterildiği şekilde ifade edilebilir.

$$z[n] = x[n] + jy[n] = e^{j2\pi f_i n T_s} \quad (4.12)$$

Burada f_i anlık frekansı, T_s ise örnekleme periyodunu göstermektedir. Ayrık zamanda m birim gecikme $z[n-m] = e^{j2\pi f_i (n-m) T_s}$ sinyaliyle ifade edilebilir. Bu sinyalin karmaşık eşleniği $z^*[n-m] = e^{-j2\pi f_i (n-m) T_s}$ ile gösterilmiştir. DIFM bloğunun bir sonraki adımında $z[n]$ ve $z^*[n-m]$ sinyallerinin anlık özilihtisi (autocorrelation) alınır.

$$\begin{aligned} R[m] &= z[n]z^*[n-m] = e^{j2\pi f_i n T_s} e^{-j2\pi f_i (n-m) T_s} = e^{j2\pi f_i m T_s} \\ &= \cos(2\pi f_i m T_s) + j\sin(2\pi f_i m T_s) \end{aligned} \quad (4.13)$$

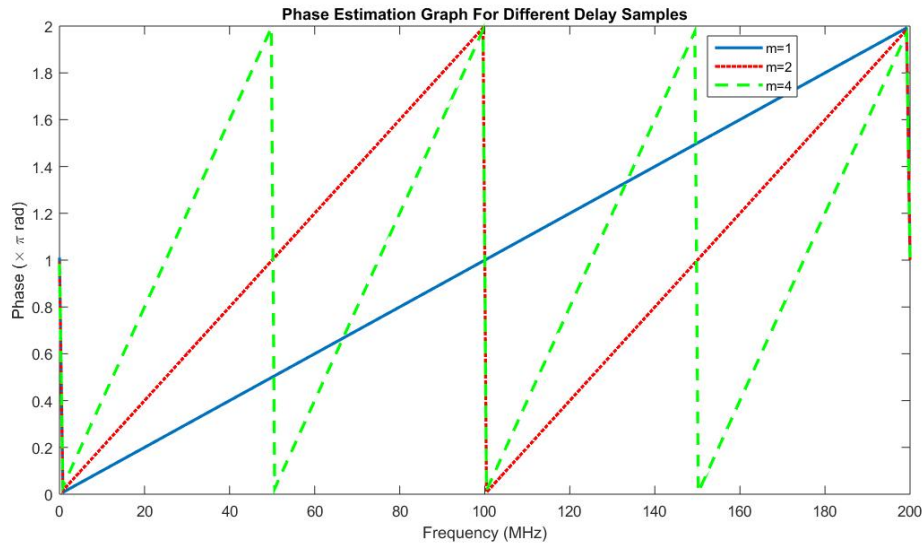
Frekans kestirimi, $R[m]$ sinyalinin fazı kestirilerek yapılabilir. $R[m]$ 'in fazı ters tanjant fonksiyonu yardımıyla bulunur.

$$\theta[m] = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}(R[m])}{\text{Re}(R[m])} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{\sin(2\pi f_i m T_s)}{\cos(2\pi f_i m T_s)} \right] \quad (4.14)$$

Anlık frekans bilgisi, $R[m]$ 'in fazının zamana göre türevi alınarak bulunur. Yapılan çalışmada frekansı kestirilecek sinyalin herhangi bir frekans ya da genlik kipleme kullanmadığı varsayılmıştır. Kipsiz bir radar darbesinin frekansı Denklem (4.15)'teki gibi bulunur.

$$f_i = \frac{\theta[m]}{2\pi m T_s} = f_s \frac{\theta[m]}{2\pi m} \quad (4.15)$$

Denklem (4.15)'ten de görüleceği gibi frekans kestiriminin yapılacağı bant genişliği m ile ters orantılı olarak değişmektedir. $m=1$ örneklilik gecikmelerde frekans kestirimi f_s 'lik bir frekans bandından yapılır. Bu bant, $\theta[m] = 2\pi$ olarak kestirildiğinde Nyquist kriterinin izin verdiği en büyük sinyal bant genişliğine karşılık gelmektedir. Gecikme miktarı arttıkça frekans kestiriminin yapıldığı bant genişliği $\frac{f_s}{m}$ 'e düşmektedir. Böylece, çözünürlük arttığı için kestirimin doğruluğu artmaktadır. Ancak, merkez frekansı $\frac{f_s}{m}$ 'den büyük olan radar darbeleri için frekans kestirim sonuçları $\frac{f_s}{m}$ 'lik bandın üzerinde tekrar etmektedir. Bu da frekans kestiriminde bir belirsizliğe neden olmaktadır [28].

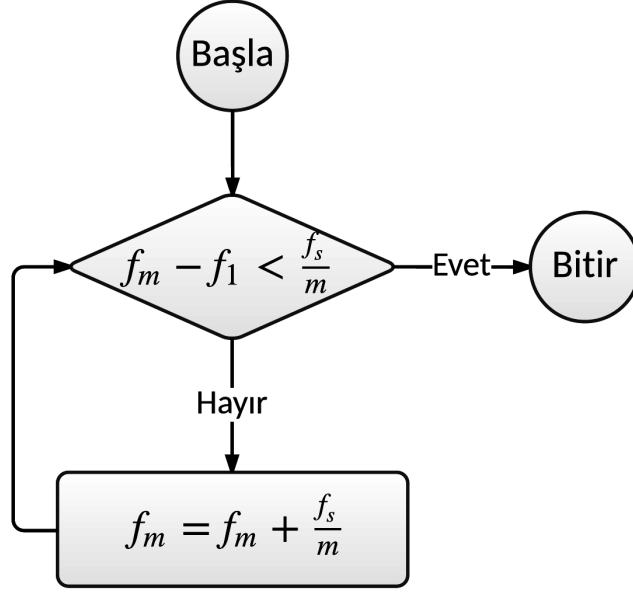


Şekil 4.4: Farklı gecikmelerde anlık frekansa karşı faz kestirimi

Bu belirsizliğin giderilmesi için farklı gecikmelere sahip DIFM blokları birlikte kullanılmalıdır. Böylece hem kestirim belirsizliği çözülmüş hem de kestirim doğruluğu artırılmış olacaktır. Şekil (4.1)'de farklı gecikmelere sahip olan DIFM bloklarının frekans kestiriminde birlikte kullanımını gösteren yapı belirsizlik çözücü blok ile birlikte verilmiştir.

Örnek şemada f_m ile gösterilen frekanslar sırasıyla $m=1$, $m=2$ ve $m=4$ örnek geciktirilmiş DIFM bloğunun bulunduğu frekansı ifade etmektedir. Denklem (4.15)' den de görüldüğü üzere $m=1$ gecikmeli DIFM bloğunun sonucunda bir belirsizlik durumu yoktur. Ancak alınan sinyalin frekansı $\frac{f_s}{m}$ 'den büyük olduğu durumlarda m örnek gecikmeli blokta ölçüm belirsizliği oluşur. Bu belirsizliği çözmek için diğer blokların sonucuna referans olması açısından öncelikle f_1 bulunarak kabaca bir frekans kestirimi yapılır. Sonrasında $m>1$ durumu için ölçümler yapılır ve Şekil (4.5)'te gösterilen belirsizlik giderici algoritmadaki adımlar uygulanır [29].

Belirsizlik durumunu gidermek için geliştirilen algoritmada, m örnek gecikmeli bloğun sonucu f_m ile 1 örnek gecikmeli bloğun sonucu f_1 arasındaki farkın mutlak değeri ($|f_m - f_1|$), $\frac{f_s}{m}$ 'den küçük oluncaya kadar f_m ölçümü $\frac{f_s}{m}$ ile toplanarak güncellenir.



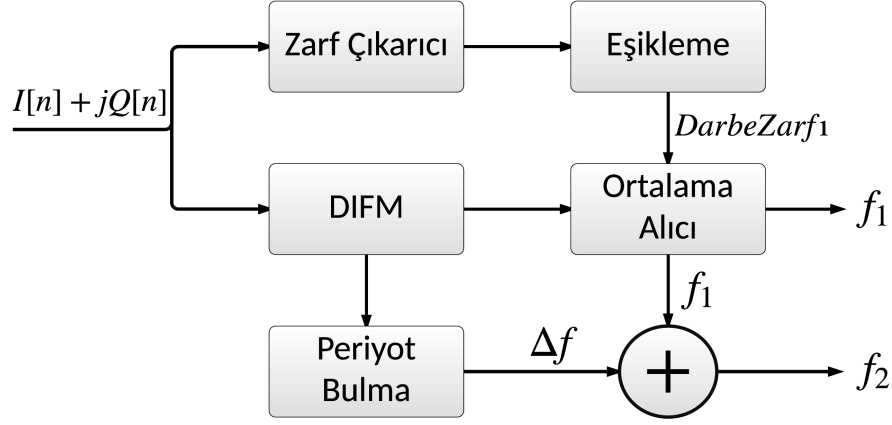
Şekil 4.5: Belirsizlik giderici algoritma

Örneğin tehdidin frekansı 75 MHz, örnekleme frekansı ise 200 MHz olsun. $m=1$ gecikmeli DIFM bloğunda faz farkı kestirimi $\theta = 0.755\pi$ olarak bulunmuştur. Buna karşılık gelen frekans kestirimi Denklem (4.15)'e göre $f_1 = 0.3775f_s = 75.5$ MHz olarak bulunur. Aynı tehdit frekansı için $m=4$ gecikmeli DIFM bloğunda faz farkı kestirimi $\theta = 0.996\pi$ bulunur. Buna karşılık gelen frekans kestirimi Denklem (4.15)'e göre $f_4 = 0.1245f_s = 24.9$ MHz olarak bulunur. Frekans kestirimindeki belirsizlik göz önüne alınarak $|f_4 - f_1| < \frac{f_s}{4}$ olacak şekilde f_4 'ün $\frac{f_s}{4}$ ve katlarına karşılık gelen toplamalarına bakılır. İlk toplamda $|f_4 - f_1|$ üzerindeki koşul sağlandığı için $f_4 = f_4 + \frac{f_s}{4} = 24.9 + 50 = 74.9$ MHz olarak frekans parametresi raporlanır.

4.1.3 Üst üste darbe (POP) durumu

Sürekli daha karışık hale gelen elektronik harp ortamlarında yüzlerce tehdit radarı ile karşılaşılabilir. Bu tehdit radarların hepsinin parametrelerinin çıkarılması ve bu parametrelere göre de düşman kuvvetlerine elektronik karıştırma tekniklerinin uygulanması gerekmektedir. Tehdit radarların darbe sinyalleri farklı zamanlarda gelebileceği gibi aynı zamanda da gelebilir ve sinyaller üst üste binebilir [15]. Bu durumda üst üste binen sinyallerin parametrelerinin her birinin doğru olarak bulunması, radar ikaz alıcılarının temel görevlerinden biridir.

Kanallaştırıcı kullanılan dijital alıcılar sayesinde anlık olarak çakışan sinyaller eğer farklı kanallara düşüyor ise her birinin parametresi birbirinden bağımsız olarak paralel bir şekilde çıkarılabilir [13]. Ancak bu sinyallerin frekans değerleri her zaman birbirinden yeterince uzakta olmayabilir. Böyle bir durumda aynı frekans kanalına birden fazla sinyal gireceği için parametre çıkarımı oldukça zor hale gelse de SNR seviyesi çok düşük olmadıkça her iki emiter darbesinin de frekans parametresini ayrı ayrı hesaplamak mümkündür [30].



Şekil 4.6: POP durumu için frekans kestirimi blok şeması

Her iki sinyalin de frekansını bulmak için geliştirilen DIFM tabanlı yöntemin blok şeması Şekil (4.6)'da gösterilmiştir. Zarf çıkarıcıdan gelen POP durumu bilgisine göre DIFM modülünde hesaplanan anlık frekans değerlerinin ortalaması alınarak öncelikle f_1 frekansı hesaplanmıştır. Daha sonra anlık frekans sonucundaki maksimum ya da minimum noktalar arasındaki zaman farkı bilgisinden yararlanılarak Δf bulunmuş, buna bağlı olarak da f_2 frekansı hesaplanmıştır. Bu blok şemasında kabaca gösterilen frekans işleme adımlarını teorik olarak açıklayalım. Frekans değerleri f_1 ve f_2 olan iki farklı emiterden gelen sinyal Denklem (4.16)'daki gibi yazılabilir [12].

$$s(t) = e^{-j2\pi f_0 t} (e^{j2\pi f_1 t} + R e^{j2\pi f_2 t}) \quad (4.16)$$

Bu denklemde f_0 lokal osilatörün frekansını, R ise $0 \leq R \leq 1$ olmak üzere ikinci sinyalin genliğini ifade etmektedir. İlk ve yüksek güçlü sinyalin genliği 1 kabul edilmiş ve $t=0$ anında her iki sinyalin de fazlarının sıfır olduğu varsayımları yapılmıştır.

$p(t)=1+R\cos(2\pi\Delta f t)$ ve $q(t)=R\sin(2\pi\Delta f t)$ olmak üzere denklemi tekrar yazalım.

$$s(t) = e^{-j2\pi f_0 t} e^{j2\pi f_1 t} (1 + R e^{j2\pi\Delta f t}) = e^{-j2\pi f_0 t} e^{j2\pi f_1 t} [p(t) + jq(t)] \quad (4.17)$$

Bu denklemde $\Delta f=f_2-f_1$ frekans farkını ifade etmektedir. Aynı eşitlik genlik ve faz cinsinden de yazılabilir.

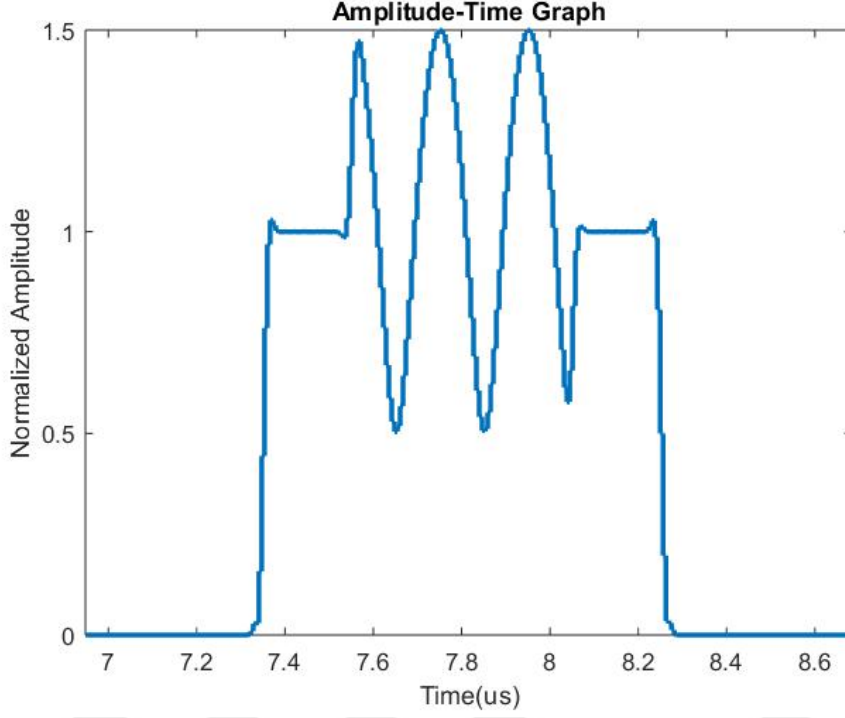
$$s(t) = e^{-j2\pi f_0 t} E(t) e^{j\theta(t)} \quad (4.18)$$

$E(t)$ ve $\theta(t)$ işaretin zaman bağımlı zarf ve anlık fazını ifade etmektedir.

$$E(t) = \sqrt{p(t)^2 + q(t)^2} = \sqrt{2 + 2R\cos(2\pi\Delta f t)} \quad (4.19)$$

$$\theta(t) = 2\pi f_1 t + \tan^{-1} \left[\frac{q(t)}{p(t)} \right] \quad (4.20)$$

Denklem (4.19)'da görüldüğü üzere eğer ortamda birden fazla sinyal varsa toplam işaretin darbe zarflarının genliği zamanla değişir hale gelmektedir. Bu yüzden farklı zamanlardaki genlik değerini ölçerek ortamda bir ya da daha fazla sinyal olduğu bilgisi çıkarılabilir. POP durumu varlığını belirlemek ve her iki sinyalin de frekanslarını bulmak için toplam sinyalinin genliği ve anlık frekansı bulunmalıdır.



Şekil 4.7: POP durumunda zamanla değişen genlik

Şekil (4.7)'de POP durumunda elde edilen örnek bir genlik grafiği gösterilmiştir. Darbenin başında tek sinyal durumunda genlik değerleri sabit bir değerdeyken, darbe ortasında ikinci bir sinyal daha alınmış ve bunun sonucunda genlik zamanla değişir hale gelmiştir. Darbe sonuna doğru ikinci sinyalin darbesi bitmiştir ve böylece genlik seviyesi ilk sinyalin genlik seviyesine geri dönmüştür.

Denklem (4.1)'de ifade edildiği gibi anlık frekans, $f(t)$, fazın, $\theta(t)$, türevine eşittir.

$$\begin{aligned}
 f(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d[\theta(t)]}{dt} = f_1 + \frac{1}{2\pi} \left(\frac{p\dot{q} - q\dot{p}}{p^2 + q^2} \right) \\
 &= f_1 + R\Delta f \left[\frac{R + \cos(2\pi\Delta ft)}{1 + R^2 + 2R\cos(2\pi\Delta ft)} \right] \\
 &= f_1 + R\Delta f k_r(t)
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

Denklem (4.21)'deki \dot{p} ve \dot{q} terimleri p ve q terimlerinin t'ye göre türevine karşılık gelmektedir.

$$k_r(t) = \left[\frac{R + \cos(2\pi\Delta ft)}{1 + R^2 + 2R\cos(2\pi\Delta ft)} \right] \tag{4.22}$$

$k_r(t)$ ifadesinin maksimum değeri alabilmesi için $\cos(2\pi\Delta ft)=1$ olmalıdır. Böylece $k_r(t)=1/(1+R)$ 'ye eşit olur. Aynı şekilde minimum değer elde edilebilmesi için ise $\cos(2\pi\Delta ft)=-1$ olmalıdır. Böylece $k_r(t)=-1/(1-R)$ olur. Anlık frekansın alabileceği maksimum ve minimum değerler ise Δf değerinin işaretine bağlıdır.

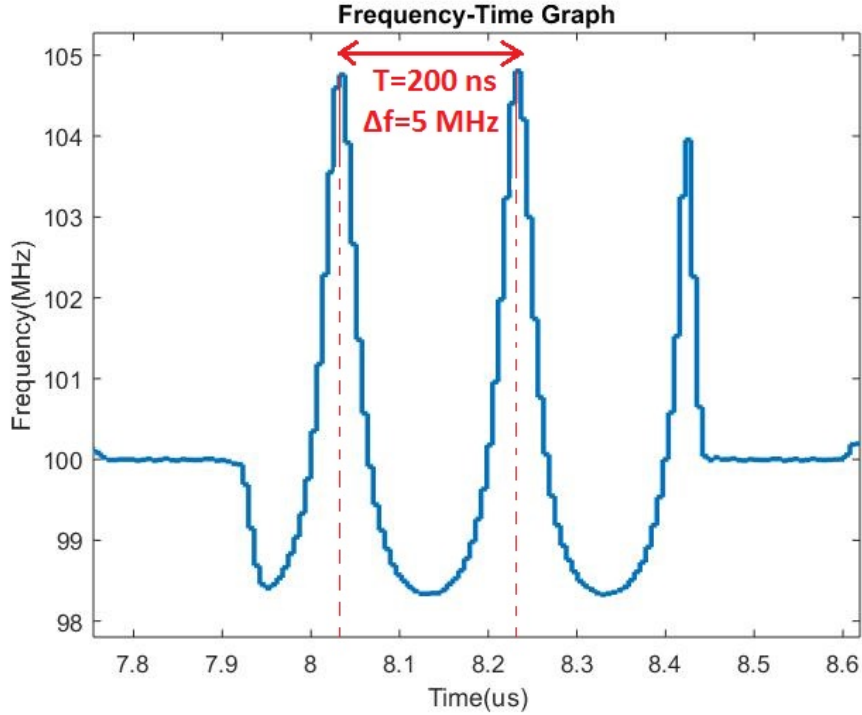
Eğer Δf değeri pozitif ise ($f_1 < f_2$) anlık frekansın maksimum ve minimum değerleri Denklem (4.23) ve (4.24)'teki gibi bulunur.

$$f_{max}(t) = f_1 + \frac{R\Delta f}{1+R} \quad (4.23)$$

$$f_{min}(t) = f_1 - \frac{R\Delta f}{1-R} \quad (4.24)$$

Eğer Δf negatif ise ($f_1 > f_2$) Denklem (4.24)'teki ifade maksimum değere, Denklem (4.23)'teki ifade ise minimum değere karşılık gelir.

Denklem (4.22)'deki $k_r(t)$ ifadesine bakılacak olursa, bu ifadenin $\Delta f T = 1$ durumunda T ile periyodik olduğu görülebilir. Eğer T periyot değeri bulunursa, Δf frekans farkı değeri de hesaplanabilir.



Şekil 4.8: POP durumunda periyodik olarak değişen anlık frekans

Şekil (4.8)'de gösterilen grafik Şekil (4.7)'de genlik grafiği verilmiş olan senaryonun anlık frekans değerlerini göstermektedir. İlk başta ortamda frekansı 100 MHz olan tek bir sinyal mevcutken, darbe ortasında frekansı 95 MHz olan ikinci bir sinyalin alınmasıyla birlikte anlık frekans değerleri periyodik olarak değişmektedir. Darbe bitişine doğru ikinci darbe kaybolduktan sonra anlık frekans değerleri tekrar 100 MHz olarak

ölçülmeye devam etmiştir. Bu örnek senaryonun anlık frekans grafiğinde keskin kısımlar maksimum değerlere karşılık gelmektedir. Buradan Δf değerinin negatif ($f_1 > f_2$) olduğu sonucu çıkarılır. Yukarıda da anlatıldığı gibi bu grafikteki frekans değişimi periyodiktir ve bu periyot maksimum değerlerin zaman indisleri arasındaki farktan yararlanılarak bulunabilir. T ve Δf değerleri bulunduktan sonra da hem güçlü hem de zayıf sinyalin frekansı hesaplanabilir.

Öncelikle güçlü sinyalin frekansını bulabiliriz. Bu frekans elde etmek için anlık frekans değerinin bir periyot süresi boyunca aldığı değerlerin ortalaması alınmalıdır. t_1 herhangi bir başlangıç zamanı ve n bir tamsayı olmak üzere:

$$\begin{aligned} f_{avg} &= \frac{1}{2\pi T} \int_{t_1}^{t_1+nT} \frac{d[\theta(t)]}{dt} dt \\ &= f_1 + \tan^{-1} \left[\frac{q(t_1+nT)}{p(t_1+nT)} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{q(t_1)}{p(t_1)} \right] \\ &= f_1 \end{aligned} \quad (4.25)$$

f_{avg} değeri elde edilebilir. Ayrıca $p(t)$ ve $q(t)$ fonksiyonları T ile periyodiktir, bu yüzden her iki arctan terimleri birbirini götürür. Denklem (4.25)'te görüldüğü üzere $f(t)$ fonksiyonunun bir periyot boyunca alınan ortalaması f_1 değerine eşittir. Yüksek genlikli sinyalin frekansı bulunduktan sonra Δf frekans farkının işaretine ve büyüklüğüne göre zayıf sinyalin frekansı f_2 de bulunabilir.

$$f_2 = f_1 + \Delta f \quad (4.26)$$

4.2 Fast Fourier Transform (FFT)

Bu bölümde öncelikle FFT yönteminin teorik denklemleri verilmiş, sonrasında bu yöntem kullanılarak gerçekleştirilen FPGA tasarımı ve FFT sonucunun doğruluğunu artırmak için kullanılan aradeğerleme (interpolasyon) tekniği anlatılmıştır.

4.2.1 FFT yöntemi teorisi

Frekans parametresi çıkarılacak olan I/Q işaretin N uzunluğunda örneği alınarak ayrık fourier dönüşümü (DFT) katsayıları $X(k)$ Denklem (4.27)'de tanımlanan formüle göre hesaplanır.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (4.27)$$

Denklem (4.27)'deki faz faktörü (W_N) ifadesi Denklem (4.28)'deki gibi tanımlanabilir.

$$W_N = e^{-j2\pi/N} \quad (4.28)$$

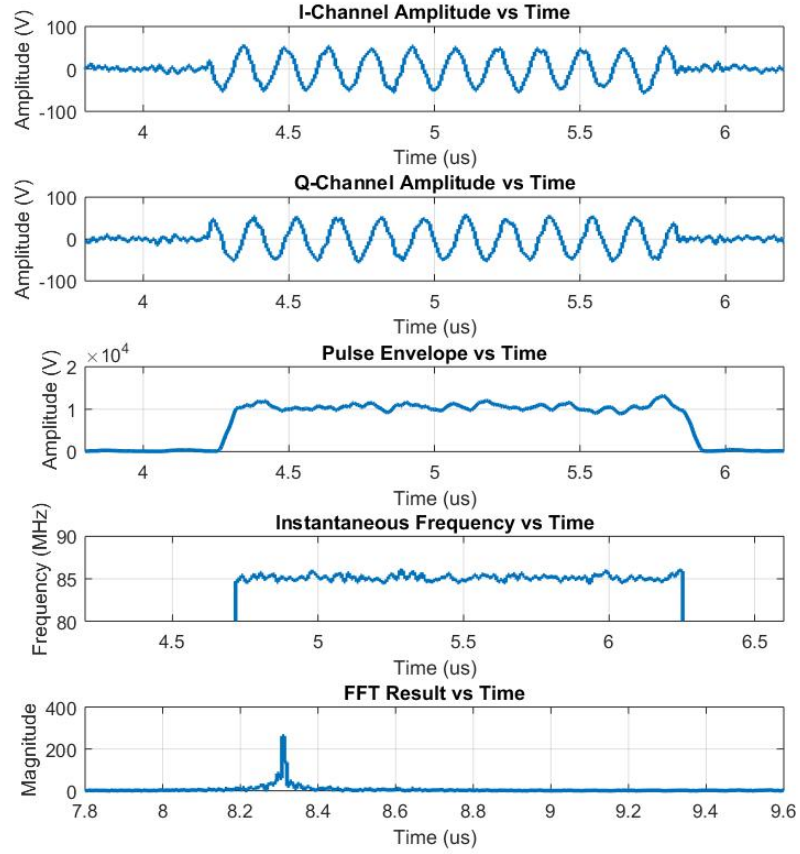
FFT algoritması faz faktörünün simetri ve periyodiklik özelliklerini de kullandığı için DFT hesaplamasına göre daha hızlı ve daha az işlem yüküne sahip olması nedeniyle tercih edilen bir yöntemdir. Klasik FFT algoritması, N uzunluğundaki bir sinyal için DFT'nin $O(N^2)$ olan karmaşıklığını $O(N \log(N))$ düzeyine indirmektedir [31]. FFT genel olarak Denklem (4.29) ve (4.30)'da verilen simetri ve periyodiklik özelliklerini kullanarak veriyi bölüp düşük karmaşıklık seviyelerine ulaşabilmektedir.

Simetri özelliği:

$$W_N^{k+N/2} = -W_N^k \quad (4.29)$$

Periyodiklik özelliği:

$$W_N^{k+N} = W_N^k \quad (4.30)$$

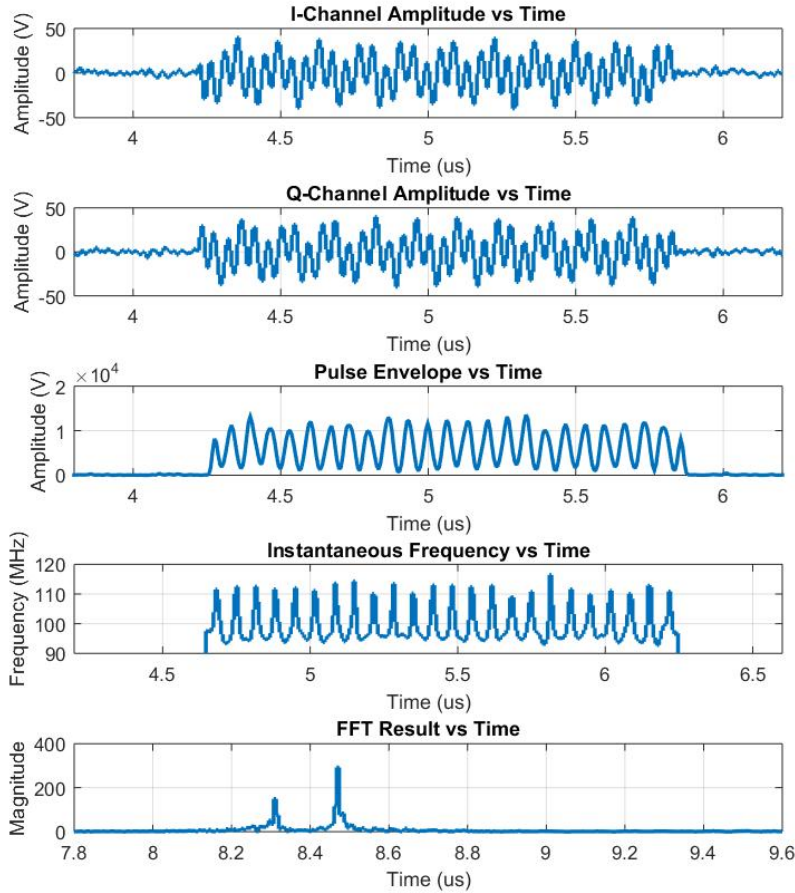


Şekil 4.9: I/Q sinyal, darbe zarfı, anlık frekans ve FFT sonucu

4.2.2 FFT yöntemi FPGA tasarımı

FFT yönteminde tehdit radarın darbe genişliğine göre iki farklı Xilinx FFT çekirdeği bloğu kullanılmıştır. Kısa darbeler için frekans parametresi 16'lık FFT bloğu ile bulunurken, uzun darbeler ve sürekli dalgalar için 256'lık FFT bloğu kullanılmıştır. Zarf dektörü bloğundan gelen darbe tetikleme bilgisine göre işaretin FFT'si hesaplanmaya

başlar ve FFT sonuç vektörü elde edildikten sonra maksimum genliğe sahip FFT noktası bulunarak frekans kestirimi yapılır. Eğer işaretin örnek sayısı FFT uzunluğundan büyük ise hesaplanan frekans değerlerinin ortalaması alınarak radar işaretinin frekans parametresi çıkarılır. Frekans kestirimi açısından FFT yönteminin DFT gibi sürekli frekans uzayının sadece eşit aralıklarla sıralanmış N noktadaki değerini hesapladığı dikkate alınmalıdır. FFT sonucu oluşturulan spektrumdaki en yüksek mutlak değere sahip frekans bini kullanılarak frekans kestirimi yapılabilmektedir.

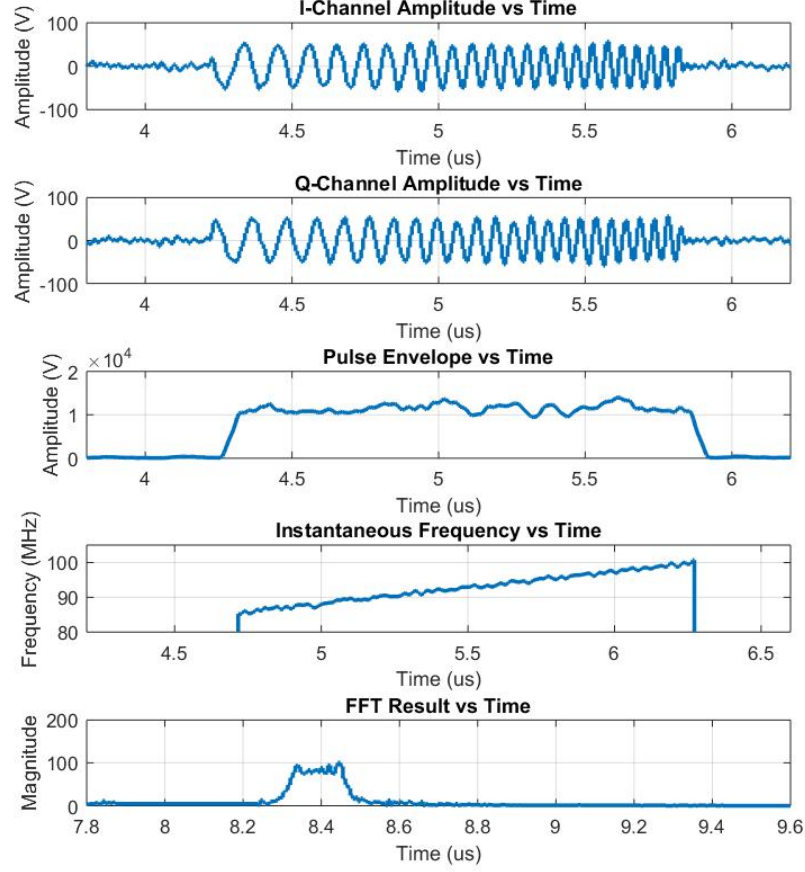


Şekil 4.10: POP durumunda I/Q sinyal, darbe zarfı, anlık frekans ve FFT sonucu

Herhangi bir modülasyon içermeyen ya da POP durumu oluşmamış 1.6 us genişliğinde ve 85 MHz frekansta bir darbenin anlık frekans ve FFT sonucunun zamanla bulunması Şekil (4.9)'da gösterilmiştir. FFT sonucunun zirve yaptığı tek bir nokta olması tek bir tehdit olduğu anlamına gelmektedir ve bu nokta tehdidin frekans değerine karşılık gelmektedir. Örnek şekilden de görüleceği üzere DIFM bloğunun gecikmesi 500 ns civarında iken, 256 uzunluğundaki FFT bloğu yaklaşık 4 us sonra sonuç vermiştir.

POP durumunda ise FFT spektrumunda 2 farklı noktada zirve görülecektir. Bu iki değer de istenen hassasiyet seviyesine göre belirlenen eşik seviyesini geçerse her iki sinyalin de frekansı hesaplanabilir. Şekil (4.10)'da örnek bir POP durumu gösterilmiştir. Bu senaryoda darbe genişlikleri 1.6 us olan 2 darbe tamamen üst üste gelmiştir ve aralarında 6 dB güç farkı bulunmaktadır. Güçlü sinyalin frekansı 100 MHz, zayıf sinyalin frekansı 85 MHz'dir. Şekilde darbe zarfı ve anlık frekans değerlerinin zamana bağlı olarak periyodik bir şekilde değiştiği görülmektedir.

Tehdit radar darbe içi modülasyona sahip bir sinyal kullanıyorsa bu duruma MOP denir. Şekil (4.11)'de frekansı darbe içinde 85 MHz'den başlayıp 100 MHz'e kadar doğrusal olarak artan (chirp) bir sinyal görülmektedir. Bu durumda FFT spektrumunda bu frekans değerleri arasında yüksek güç görülmektedir.

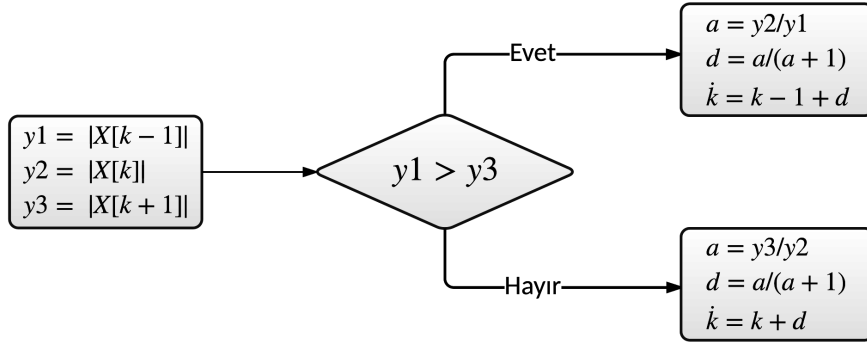


Şekil 4.11: MOP durumunda I/Q sinyal, darbe zarfı, anlık frekans ve FFT sonucu

4.2.3 Ara değerlendirme (interpolasyon)

Tehdit radar sinyalinin frekansı FFT binlerinden birinin üzerine düşmez ise gerçek frekans değerinin yakınındaki FFT binlerinde alınan sinyalin bileşenleri görülecektir. Bu durumda en yüksek güce sahip FFT bininin yakınındaki binlerin mutlak değerleri kullanılarak daha yüksek doğrulukta frekans kestirimi yapılabilir. Literatürde farklı interpolasyon yaklaşımları kullanılarak frekans ölçümleri yapılmıştır. Bu çalışmada Jain metodu kullanılarak aradeğerleme yapılmıştır. Bu yöntemde en yüksek güce sahip FFT bini ile birlikte bir önceki ve bir sonraki binlerin mutlak değerleri hesaplamaya dahil edilerek yeni bir kestirim yapılır. Jain metodundaki algoritma Şekil (4.12)'de verilmiştir.

- k = en yüksek güce sahip FFT bininin numarası
- $|X[i]|$ = i numaralı FFT bininin mutlak değeri
- \hat{k} = interpolasyon sonucu güncellenmiş FFT bininin değeri



Şekil 4.12: Jain metodu ile gerçekleştirilen ara değerlendirme algoritması



5. GELİŞ AÇISI PARAMETRESİNİN ÇIKARIMI

Bir elektronik harp sisteminde geliş açısı (AOA) bilgisi oldukça önemlidir. Çünkü tehdit radarın fiziksel olarak bulunduğu pozisyondan çıkarıldığı için tehdit radar diğer parametrelerini bilinçli olarak değiştirebilse dahi pozisyonunu kısa bir zaman içerisinde değiştiremez. Bu yüzden AOA parametresi elektronik harp ikaz sistemlerinde en güvenilir parametrelerden biridir.

Bu tez çalışmasında genlik karşılaştırma ve faz karşılaştırma metodları ile geliş açısı parametresi FPGA ortamında gerçekleştirilmiştir. Ancak bu iki yöntemde de birden fazla sayıda antene ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca hem antenler hem de alıcılar da faz ve genlikte birbirine eşlenmiş (match) olmalıdır. Bu yüzden AOA parametresi, ölçümü en kompleks ve masraflı olan parametredir.

Genlik ve faz karşılaştırmalı yön bulma yöntemlerinin her ikisinde de en az 2 antene ihtiyaç duyulmaktadır. 360 derecelik bir kapsama alanı elde etmek için 4 ya da daha fazla anten kullanılmalıdır. Bu tez çalışmasında her bir antendeki sinyal gücü zarf dedektörleriyle elde edildikten sonra en kuvvetli sinyale sahip 2 anten seçilir ve yön bulma işlemi bu 2 antenin aldığı sinyaller ile gerçekleştirilir. Şekil (2.6)'da gösterildiği gibi 360° yancayı kapsayacak şekilde eşit aralıklarla dizilmiş 6 adet anten kullanılarak hem genlik karşılaştırmalı hem de faz karşılaştırmalı yön tayinleri gerçekleştirilmiştir.

5.1 Genlik Karşılaştırmalı Yön Kestirimi

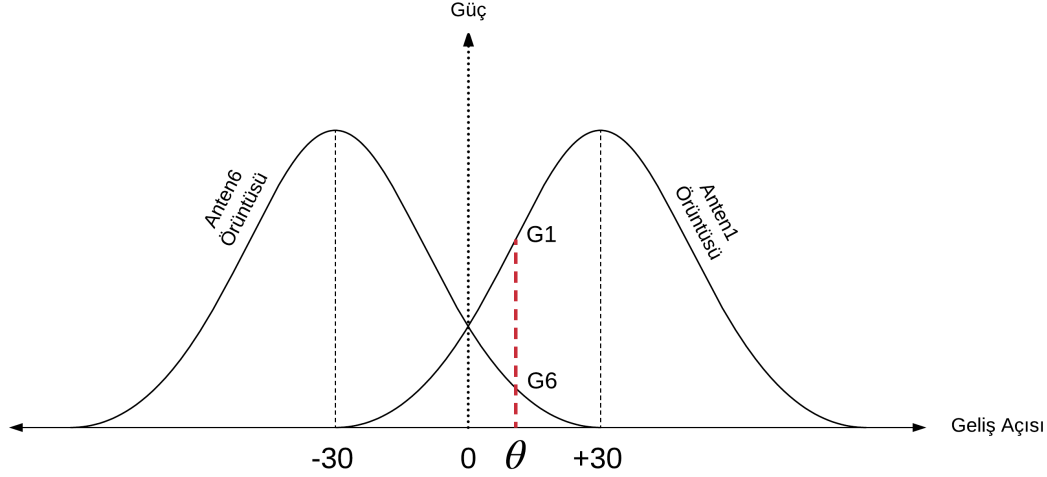
Genlik karşılaştırmalı yön kestirimi (GK-YK) yönteminde kullanılan antenlerin, baktıkları yönlere göre anten ışınma örüntüleri mevcuttur. Bu anten ışınma örüntüleri antenin baktığı açı ve gerçek açı bilgisi kullanılarak oluşturulur. Her bir antene gelen sinyal, o antenden alınırken gelen açığa uygun anten ışınma örüntüsünden etkilenir. GK yöntemde alınan işaretlerin anten ışınma örüntüsünden etkilenen genliklerinin birbirine göre oranlanması sonucu yön tayini gerçekleştirilir [32].

Bu yöntemde temel olarak her bir anten için farklı frekanslarda hangi yönden nasıl bir genlik alınacağına sayısal tabloları tutulur. Kullanılan antenlerden ölçülen genliklerin bu tablolarla karşılaştırılması esasına dayalı olarak yön kestirimi gerçekleştirilir. Geniş frekans aralığında çalışma zorunluluğu ve anten örüntüsünün frekansa bağımlılığı, yüksek çözünürlük için bütün bantlarda küçük açı aralıklarıyla tutulması gereken genlik tablolarının büyük boyutlara ulaşmasına yol açar.

N adet antenin bulunduğu bir GK sisteminde i numaralı antenin ölçtüğü genlik Denklem (5.1)'de gösterildiği şekilde modellenebilir.

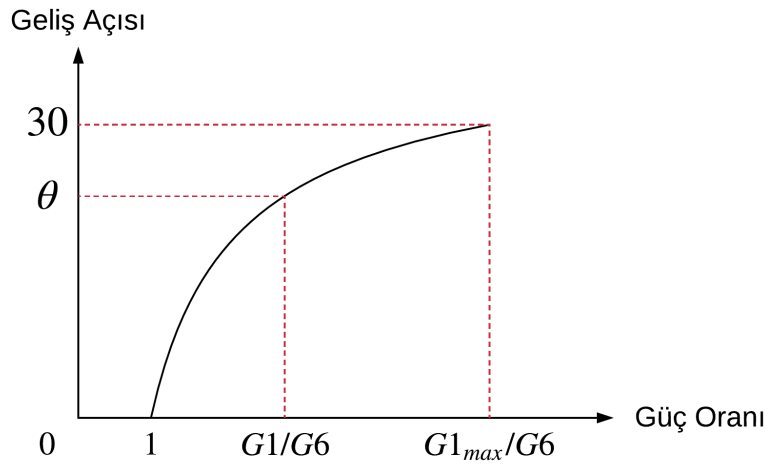
$$s_i = AR_i(\theta - \theta_i) + n_i \quad (5.1)$$

Burada s_i i numaralı antenle ölçülen sinyalin genliğini, θ geliş açısını, θ_i i numaralı antenin baktığı yönü, A sinyalin genliğini, n_i genlik üzerindeki gürültüyü ve R_i i numaralı anten örüntüsünü göstermektedir. Bu modele bağlı olarak tablo tabanlı karşılaştırma vb. metotlar kullanılarak tehdit yönü bulunabilir.



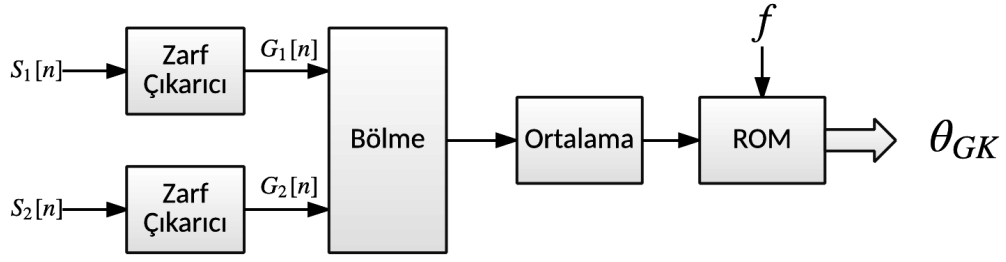
Şekil 5.1: Genlik karşılaştırma yönteminde kullanılan antenlerin örüntüsü

Genlik karşılaştırmalı sistemde alıcı kanalları arasındaki dengesizlik geliş açısı parametre çıkarımındaki en önemli hata kaynaklarından biridir. Özellikle çok yollu (multipath) ortamlarda rastgele genlik dalgalanmaları daha fazla olacağından GK yöntemi bu tarz sinyal ortamları için çok uygun değildir.



Şekil 5.2: Genlik karşılaştırma yönteminde geliş açısı-güç oranı grafiği

Bu tez çalışmasında kullanılan antenlerin kazanç örüntülerinin birbiriyle aynı olduğu varsayımı yapılmıştır. DF sisteminde her bir antenin devamında bir alıcı kanalı bulunmaktadır. Antenler tarafından alınan işaretler RF sistemlerinden geçtikten sonra ADC'ler tarafından örneklenerek sayısal işarete dönüştürülürler ve gerekli sinyal işleme algoritmaları gerçekleştirilmek üzere FPGA birimlerine yönlendirilirler. Her bir

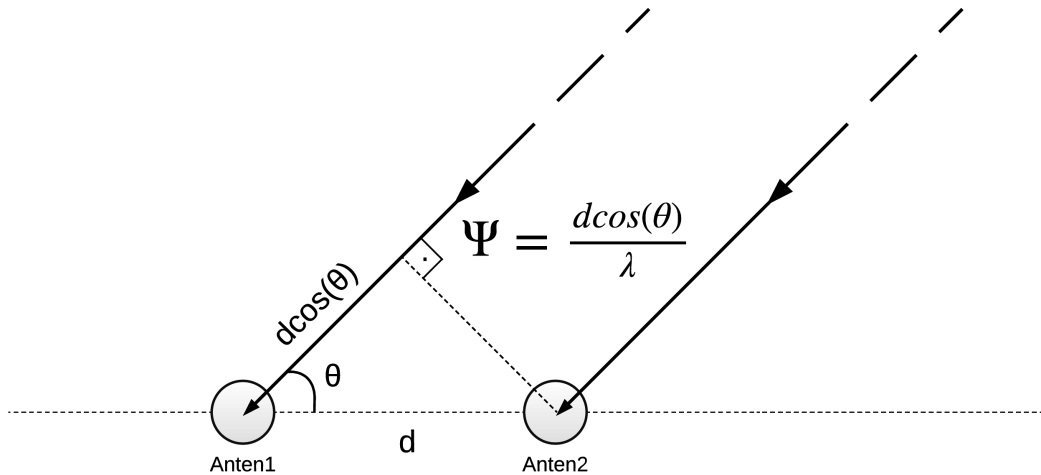


Şekil 5.3: Genlik karşılaştırma yöntemi FPGA tasarımı

kanal için zarf dedektörleri ile ilgili kanalın genlik değeri darbe süresi boyunca bulunur ve en güçlü sinyale sahip iki anten kanalı seçilerek GK-YK bloklarına girer. Zarf çıkarıcı bloklarından gelen genlik değerlerinin oranı bölme işlemi ile bulunur. Genlik değerlerinde gürültüden kaynaklı olarak meydana gelen dalgalanmaların etkisini en aza indirmek için darbe süresi boyunca ortalama alma işlemi uygulanır. Anten örüntü oranları ile hazırlanmış ROM bloğunun çıkışı ile ortalama işleminin sonucu karşılaştırılır ve açıya dönüşümü sağlayacak olan indeks açısı hesaplama bloğuna gönderilir. Bu işlemler neticesinde radar işaretinin geliş açısı bulunur [33].

5.2 Faz Karşılaştırmalı Yön Kestirimi

Faz karşılaştırmalı yön kestirimi (FK-YK) yönteminde tehdit radardan gelen sinyal, anten kazanç örüntüsü tamamen aynı olan her bir antene farklı zamanlarda ulaşmaktadır. Bu durum alınan sinyaller arasında bir faz farkı ($\Delta\phi$) oluşturur. Faz karşılaştırmalı yön kestirimi metodunda faz farkı bilgisi elde edildikten sonra antenler arası uzaklık ve alınan sinyalin dalga boyu gibi parametrelerin kullanılmasıyla açı bilgisi elde edilebilir. Şekil (5.4)'te iki antene θ açısıyla gelen sinyallerin arasında oluşan faz farkı gösterilmiştir.



Şekil 5.4: Örnek bir faz karşılaştırmalı anten dizilimi

θ açısıyla gelen sinyal öncelikle ikinci antene ulaşacak ve $d \cos \theta$ kadar daha yol aldıktan sonra birinci antene ulaşacaktır. Bu zaman dilimi süresince anten 2'ye ulaştığı andaki faz değeri ile anten 1'e ulaştığı andaki faz değerleri arasında $\Delta\phi$ kadarlık bir fark oluşacaktır [34]. Eğer tehdit radar kaynağı her iki antene de eşit uzaklıktaysa sinyal iki antene de aynı anda ulaşacak ve faz farkı sıfır olacaktır. Bu durumda radarın pozisyonu her bir antenin baktığı açılarının tam ortasındaki doğrultu üzerinde olacaktır. Örnek şekildeki senaryoya göre antenlere gelen işaretler Denklem (5.2)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \sin(2\pi f(t + \Delta t)) + n_1(t) \\ s_2(t) &= \sin(2\pi f t) + n_2(t) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Denklemlerde verilen işaretler sinusoidal olarak modellenmiş ve üzerlerine gauss dağılımlı gürültüler eklenmiştir. Antenlere ulaşan sinyaller arasındaki faz farkı ise,

$$\Delta\phi = 2\pi f \Delta t \quad (5.3)$$

olarak yazılabilir. Bu denklemde Δt zaman farkını, f ise alınan işaretin RF değerini ifade etmektedir. Elektromanyetik dalgalar ışık hızında (c) hareket ettiği için radar işaretlerinin antenlere ulaşma süreleri arasındaki fark,

$$\Delta t = \frac{d \cos \theta}{c} \quad (5.4)$$

şeklinde ifade edilebilir. d antenler arasındaki uzaklığı ve λ dalga boyunu belirtmek üzere Denklem (5.3)'teki ifadeyi yeniden yazalım.

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \cos \theta \quad (5.5)$$

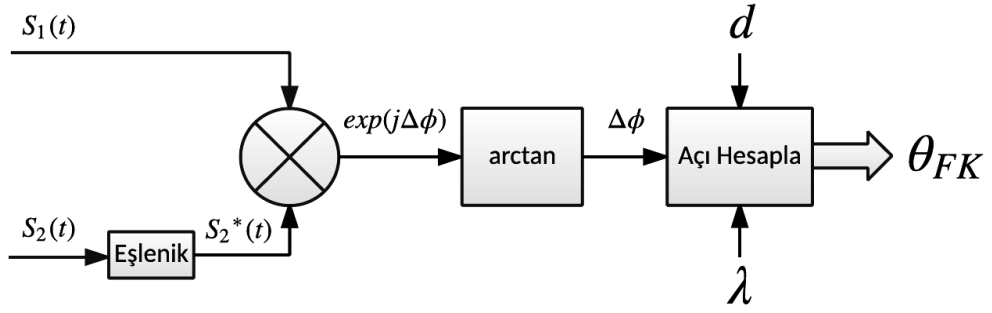
Denklem (5.4) ve (5.5) kullanılarak geliş açısı denklemi yazılabilir.

$$\theta = \arccos \left[\frac{\Delta\phi c}{2\pi f d} \right] \quad (5.6)$$

Denklem (5.5)'teki ifadeye dikkat edecek olursak d/λ oranının oldukça kritik olduğu görülecektir. Faz farkı ölçümünden geliş yönünün belirsizlik olmadan kestirimi için antenlerin arasındaki mesafe en fazla dalga boyunun yarısı kadar olmalıdır. Aksi takdirde faz farkı değeri 2π etrafında dönmektedir. Tehdit sinyalinin RF frekansının çok yüksek olması durumunda dalga boyu çok küçük olacağından antenler arası uzaklığın da çok küçük olması gerekmektedir. Ancak belli bir mesafenin altında anten yerleşimi pratikte mümkün olmayabilir. Bu durumda faz katlanması sonucu oluşacak yön belirsizliğinin giderilmesi için genlik karşılaştırmalı yön bulma metoduyla bütünleşik bir sistem kullanılmalıdır. Böylece genlik karşılaştırma yönteminden elde edilebilecek bir yön arama aralığı içinde faz karşılaştırma işlemi yapılarak doğru ve belirsizlikten arınmış bir kestirim yapılabilir. Faz karşılaştırmalı yön bulma işlemi ilinti (korelasyon) ve FFT tabanlı olmak üzere iki farklı şekilde yapılabilir.

5.2.1 Korelasyon tabanlı FK yön kestirimi

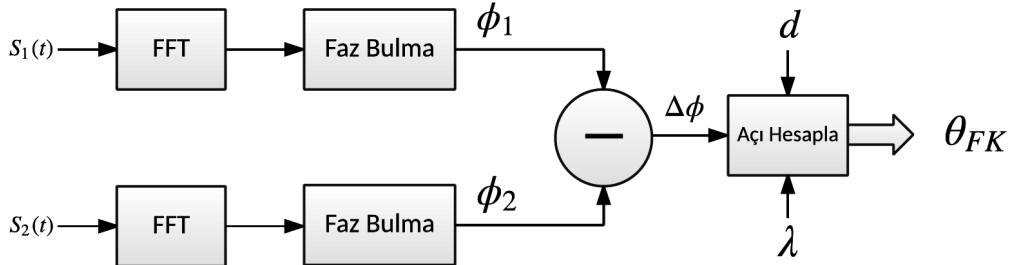
Korelasyon tabanlı yöntemde en kuvvetli iki anten çıkışı belirlendikten sonra senkron iki kanaldan gelen I/Q işaretler kullanılır. Zarf dedektöründen gelen darbe bilgisine göre, darbe süresi boyunca ikinci kanaldan gelen sinyalin eşleniği alınır ve ilk kanaldan gelen sinyal ile kompleks çarpım yapılır. Daha sonra elde edilen sonucun ters tanjantı alınarak iki kanal arasında oluşan faz farkı değeri bulunur. Elde edilen faz farkı değeri, antenler arası uzaklık bilgisi ve frekans işleme bloklarından gelen frekans sonucuna göre Denklem (5.6)'da verilen işlemler yapılarak geliş açısı parametresi çıkarılmış olur. Şekil (5.5)'te korelasyon tabanlı FK-YK yönteminin blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 5.5: Korelasyon tabanlı faz karşılaştırma yöntemi FPGA tasarımı

5.2.2 FFT tabanlı FK yön kestirimi

FFT tabanlı yön kestirimi yönteminde kanallar arası faz farkının bulunması için öncelikli olarak her iki kanaldaki işarete de darbe süresi boyunca FFT dönüşümü uygulanır. FFT işlemi sonucunda her iki kanalda da FFT sonucunun kompleks bileşenleri elde edilir. Bu bileşenler kullanılarak her bir kanal için faz değerleri bulunur. Şekil (5.6)'da FFT tabanlı FK-YK yönteminin blok şeması sunulmuştur [35].



Şekil 5.6: FFT tabanlı faz karşılaştırma yöntemi FPGA tasarımı

İki kanalda da alınan işaretler N uzunluğunda parçalar halinde FFT dönüşüm bloklarına girerler. FFT işlemi sonucunda her bir frekans bileşenine karşılık gelen kompleks

ifadelerin mutlak değeri alınır ve genliği en yüksek olan bileğen sinyalin frekansına karşılık gelir. Aynı zamanda bu frekansa karşılık gelen indisteki değerin ters tanjantı alınır ve ilgili kanaldaki faz değeri hesaplanmış olur. İkinci kanal için de aynı indisteki değerler kullanılır ve aynı işlemler uygulanarak ikinci kanalın fazı bulunur. Bu faz değerleri birbirinden çıkarılarak her bir N uzunluğundaki FFT sonucunda faz farkı çıkarılır. Eğer darbe uzunluğu FFT uzunluğundan daha uzun ise her bir N uzunluğundaki parçanın faz farklarının ortalaması alınır ve geliş açısı sonucu iyileştirilir.



6. ANALİZLER

Bu tez çalışmasında tehdit radar parametreleri çıkarımı için kullanılan sinyaller öncelikle Matlab'da istenilen parametrelerle üretilmiş, sonra bu sinyaller benzetim ortamına aktarılarak FPGA simülasyon programı ISim ile test edilmiştir. Her bir deneme için ilgili SNR seviyesine göre Gauss dağılımlı gürültü eklenmiştir. Analizlerde verilen SNR değerleri kanallaştırıcı çıkışındaki yani parametre çıkarıcı bloğu girişindeki sinyalin gücünün gürültü gücüne oranını ifade etmektedir. Her bir parametre için 100 adet Monte Carlo denemeleri uygulanmış ve parametre çıkarımındaki hatalar RMS olarak sunulmuştur. Hataların RMS olarak hesaplanması Denklem (6.1)'de gösterilmiştir.

$$e_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - x_n^{meas})^2}{N}} \quad (6.1)$$

Denklemden e_{RMS} ifadesi RMS hatayı, x_n gerçek parametreyi, x_n^{meas} ölçülen parametreyi, N ise Monte Carlo deneme sayısını belirtmektedir.

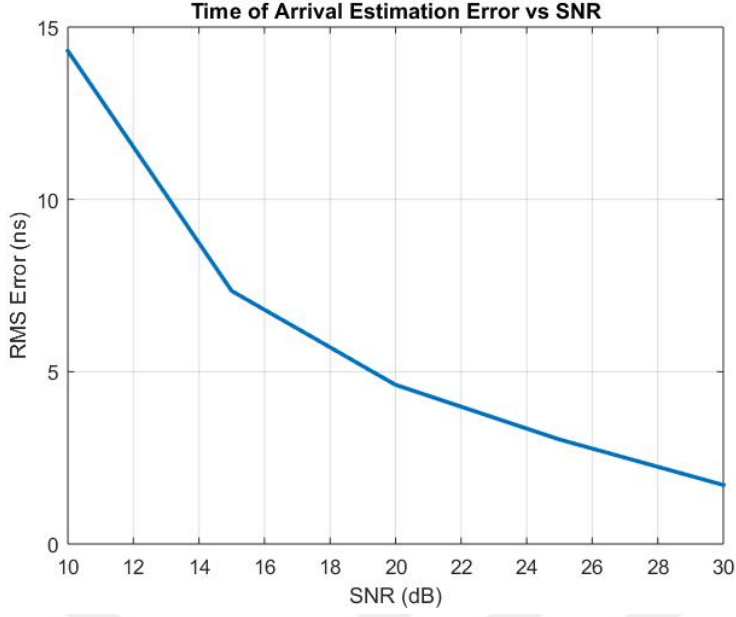
Alıcı için gerekli olan minimum SNR seviyesi uygulamaya göre değişiklik gösterebilir. Eğer aynı yanlış alarm olasılığı ile tespit yapılıyorsa, bu çalışmada olduğu gibi tek bir radar darbesini tespit edip parametre ölçümü yapmak zorunda olan bir alıcı için gerekli olan SNR seviyesi, birden çok radar darbesini entegre edip işlem yapan bir alıcının oranla daha yüksek olacaktır [6]. Bir RWR alıcının oto tespit yapabilmesi için yaklaşık 10-14 dB seviyesinde bir SNR'a ihtiyaç duyulurken, aynı zamanda parametrelerin (TOA, PW, PA ve RF) de bulunması için en az 14-18 dB SNR'a ihtiyaç duyulur. Faz karşılaştırmalı yön kestiriminin doğru yapılabilmesi için yine 14-18 dB SNR gerekirken, genlik karşılaştırmalı yön kestiriminde ise minimum seviye 16-24 dB SNR'dır [6].

6.1 Zaman Bazlı Parametrelerin Analizleri

6.1.1 Darbe geliş zamanı ve darbe genişliği analizleri

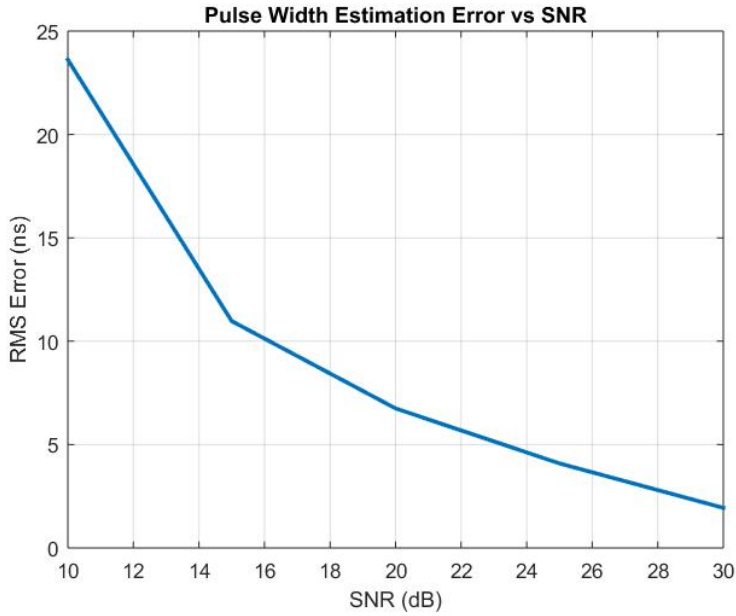
Öncelikle tehdit radar darbe sinyalinin SNR seviyesine göre TOA ve PW parametrelerinin çıkarım doğruluğunu test etmek için benzetimler yapılmıştır. Zarf çıkarıcı bloğunun tap sayısı 8 olacak şekilde tasarım yapılmıştır. Darbe genişliği 500 ns, PRI değeri ise 1000 ns olarak seçilmiştir. Benzetimler sonucu SNR'a bağlı TOA ve PW kestirim hataları sırasıyla Şekil (6.1) ve Şekil (6.2)'deki grafiklerde verilmiştir.

Beklendiği üzere SNR değeri arttıkça darbenin zarfı daha doğru çıkarıldığı için hem TOA hem de PW parametresinin kestirim doğruluğu da artmaktadır. Radar ikaz alıcıları için istenen TOA ve PW ölçüm doğruluğu genellikle 50 ns'dir [7].



Şekil 6.1: SNR değerine bağlı TOA kestirim hatası

Bu tasarımda 10 dB SNR seviyesi için TOA hesabında 14.31 ns hata yapılmıştır. Bu değer bile oldukça yeterli iken 30 dB SNR seviyesinde bu hata 1.71 ns'ye kadar inmektedir. Aynı şekilde PW ölçüm hatası ise aynı SNR aralığında 23.61 ns ile 1.94 ns arasında değerler almaktadır.



Şekil 6.2: SNR değerine bağlı PW kestirim hatası

Kullanılan zarf çıkarıcı bloğunun tap sayısının TOA ve PW parametreleri çıkarımına olan etkisini incelemek için sabit SNR seviyesinde sinyaller kullanılmış, her bir denemede tap sayısı değiştirilmiştir. SNR seviyesi 20 dBm olacak şekilde sinyaller üretilmiş ve PW=500 ns, PRI=1000 ns olarak seçilmiştir. Sonuçlar Çizelge (6.1)'de verilmiştir. Zarf çıkarıcının tap sayısı arttıkça darbe zarfının dalgalanması azalmış ve böylece daha

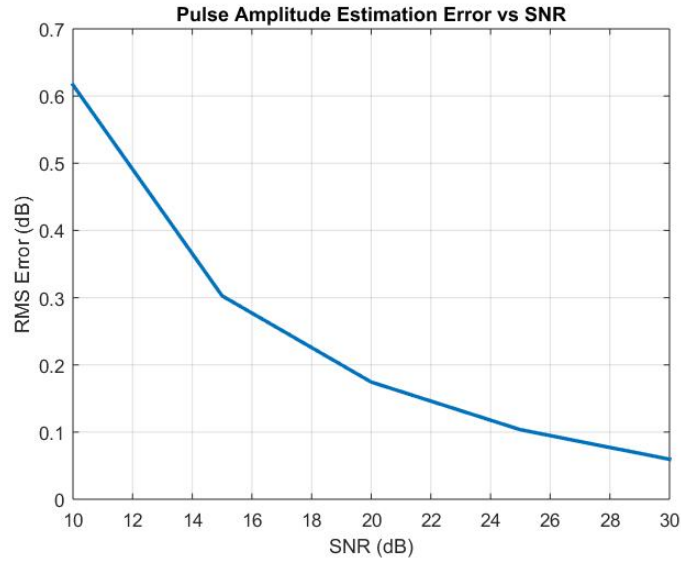
Çizelge 6.1: Farklı tap sayısı için TOA ve PW parametresi kestirim hataları

Tap Sayısı	1	2	4	8	16
TOA Hatası (ns)	4.55	2.57	3.21	4.62	5.33
PW Hatası (ns)	5.23	3.75	4.81	6.75	7.43

temiz bir zarf çıkarılarak multi-trigger probleminin meydana gelme ihtimali azaltılmıştır. Ancak tap sayısının artmasıyla birlikte kayan ortalama bloğunun darbe örnekleriyle dolması da zaman almış ve böylece darbe başında ve sonundaki eğim değiştiği için darbe zarfının belirlenen eşik seviyelerini geçtiği anlar değişmiştir. Darbe başlangıcı ve darbe bitişi için farklı eşik seviyeleri kullanılması nedeniyle tap sayısının artması TOA ve PW parametrelerinin kestirimine olumlu ya da olumsuz bir katkı yapmamıştır. Çizelge (6.1)'de verilen hata değerleri oldukça küçük olup, tap sayısının değerine göre artış ya da azalış şeklinde bir seyir izlenmiştir.

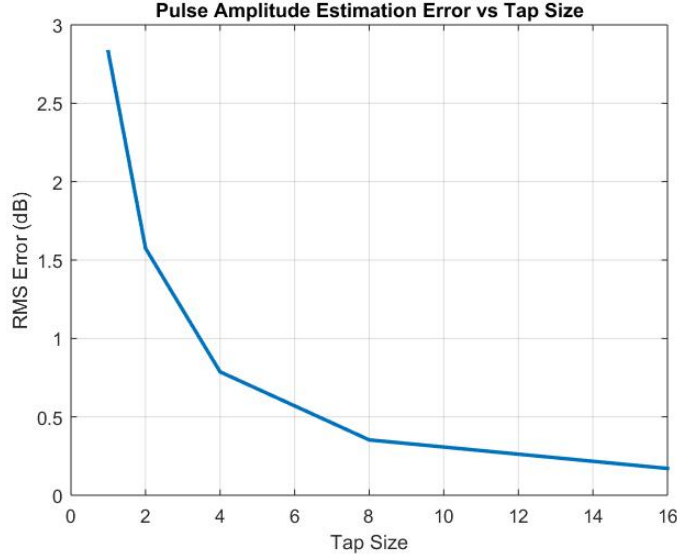
6.1.2 Darbe genliği analizi

Sinyalin SNR seviyesinin PA parametresinin çıkarımına etkisini görmek için sabit tap-size (8) ve sabit PW (500 ns) değerinde farklı SNR durumları için benzetimler yapılmıştır. Sonuçlar Şekil (6.3)'teki grafikte verilmiştir.



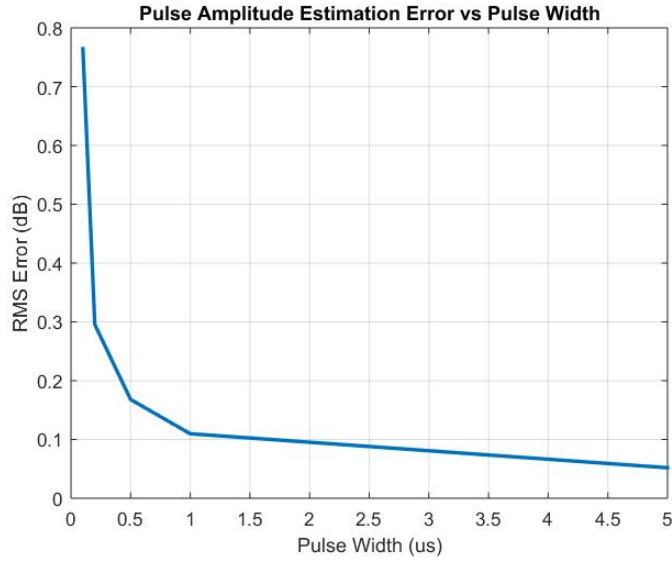
Şekil 6.3: SNR değerine bağlı PA kestirim hatası

Burada da artan SNR seviyesiyle birlikte darbe zarfı süresince darbe genliğindeki dalgalanmalar azalmakta ve daha doğru genlik seviyeleri ortalama işleme dahil edilmektedir. Radar ikaz alıcıları için istenen PA ölçüm doğruluğu genellikle 1 dB'dir [7]. Bu çalışmada 10 dB SNR seviyesi için PA hesabında 0.62 dB hatalı kestirim yapılırken, 30 dB'lere çıkıldıkça hata miktarı 0.06 dB'ye kadar düşmektedir. Zarf çıkarıcının tap sayısının artması TOA ve PW parametrelerinin doğruluğunu pek etkilememesine rağmen genlikteki dalgalanmaları azaltacağından PA parametresine olan etkisini gözlemlemek için sabit SNR (20 dBm) ve sabit PW (500 ns) süresi ile farklı tap sayısı değerleri için denemeler yapılmış, elde edilen veriler Şekil (6.4)'teki grafikte sunulmuştur.



Şekil 6.4: Tap sayısına bağlı PA kestirim hatası

Beklendiği üzere tap sayısının artması sinyal genliğinin ölçümünü önemli derecede iyileştirmiştir. Tap sayısının 1 olması durumunda 2.83 dB'ye varan bir hata mevcutken, 16 taplı bir zarf çıkarıcı ile yapılan PA ölçüm hatası 0.17 dB'ye kadar inmektedir.



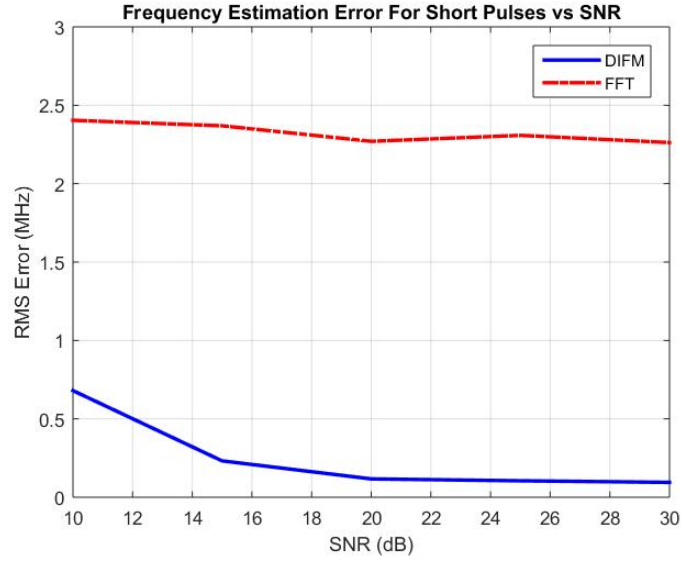
Şekil 6.5: Darbe uzunluğuna bağlı PA kestirim hatası

Son olarak, darbe uzunluğunun PA kestirimine olan etkisini incelemek için çeşitli darbe uzunlukları için sabit tap sayısı (8) ve sabit SNR (20 dBm) seviyesinde benzetimler yapılmıştır. Simülasyonlar sonucu elde edilen sonuçların hata miktarları Şekil (6.5)'teki grafikte verilmiştir.

PA parametresinin çıkarımında zarf çıkarıcı bloğunda darbe zarfı boyunca hesaplanan anlık genlik değerlerinin ortalaması alındığı için darbe süresi önemli rol oynamıştır. Çünkü daha fazla örnek için ortalama almak hatanın azalmasına olumlu katkı yapmaktadır. 100 ns uzunluğundaki kısa darbe için genlik hatası 0.76 dB iken, 5 us'lik uzun darbe için bu hata 0.05 dB seviyesine kadar düşmektedir.

6.2 Frekans Parametresi Analizi

Frekans parametresi analizi için öncelikle DIFM bloğu ile FFT bloğunun herhangi bir modülasyon içermeyen tek darbe durumu için başarımlarının karşılaştırılması yapılmıştır. FFT yönteminde darbe uzunluğu değerine göre iki farklı FFT modülü kullanılmıştır. Darbe genişliği 1 us ve daha kısa olan darbeler için 16'lık FFT bloğu kullanılırken, bu PW değerinden daha uzun darbeler için 256'lık FFT bloğu kullanılmıştır. Bu yüzden darbe uzunluğunun frekans kestirim başarısına olan etkisini incelemek için 0.2 us ve 1.6 us darbe genişliğine sahip sinyaller için farklı SNR değerlerinde benzetimler yapılmıştır. Bu benzetimlerde kullanılan DIFM bloğunun gecikme miktarı 1 örnek kadardır. DIFM ve FFT yöntemlerinin frekans kestiriminde yaptıkları hatalar RMS olarak kısa ve uzun darbeler için sırasıyla Şekil (6.6) ve (6.7)'deki grafiklerde verilmiştir.

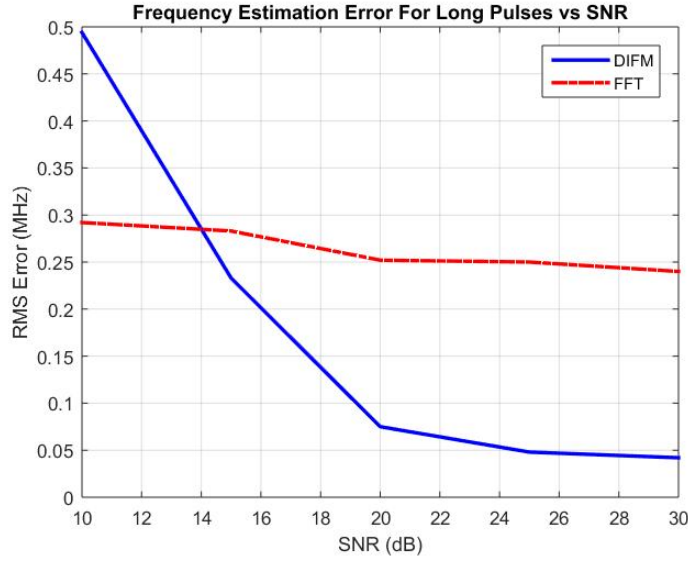


Şekil 6.6: PW=0.2 us için SNR değerine bağlı RF kestirim hatası

DIFM yönteminin SNR'a bağımlılığı FFT yöntemine göre çok daha fazladır. FFT yönteminde SNR değeri hangi seviyede olursa olsun yaklaşık aynı sonuçlar elde edilirken, DIFM yönteminde SNR seviyesi düştükçe kestirim doğruluğu önemli derecede azalmaktadır. Ancak yine de POP durumu oluşmadıkça ve SNR değeri 15 dB'nin altına inmedikçe DIFM yöntemi FFT yöntemine göre daha doğru sonuç vermektedir. Radar ikaz alıcı sistemlerinde frekans parametresinin doğru bulunması için gereken minimum SNR değeri yaklaşık 14-18 dB kadardır [6]. Bu seviyenin biraz daha altı olan 10 dB SNR'da da denemeler yapılmış ancak bu seviyenin altında denemeler yapılmamıştır.

DIFM bloğunda anlık frekans değerlerinin ortalaması alındığı için, FFT yönteminde ise FFT uzunluğuna bağlı olarak çözünürlük miktarı arttığı için beklendiği üzere uzun darbelerde hem DIFM hem de FFT blokları kısa darbelere oranla daha doğru sonuç vermektedir. Kısa darbeler için kullanılan 16'lık FFT bloğunun frekans aralıkları 9.8 MHz, uzun darbeler için kullanılan 256'lık FFT bloğunun frekans aralıkları ise 0.6 MHz dir. FFT yönteminde ekstra bir interpolasyon tekniği de kullanılmadığı için kısa darbelerde FFT sonucunun tek bir indeks kayması bile yüksek hatalara neden olmaktadır. Kısa darbeler için FFT yönteminin RMS hatası yaklaşık 2.3 MHz iken uzun darbe-

lerdeki RMS hata 0.3 MHz'e kadar düşmektedir. RWR sistemlerinde frekans parametresinin hatasının genellikle 2 MHz'den daha düşük olması istendiği için kısa darbeler için FFT yöntemi yerine DIFM yöntemini kullanmak daha uygun olacaktır [7].



Şekil 6.7: PW=1.6 us için SNR değerine bağlı RF kestirim hatası

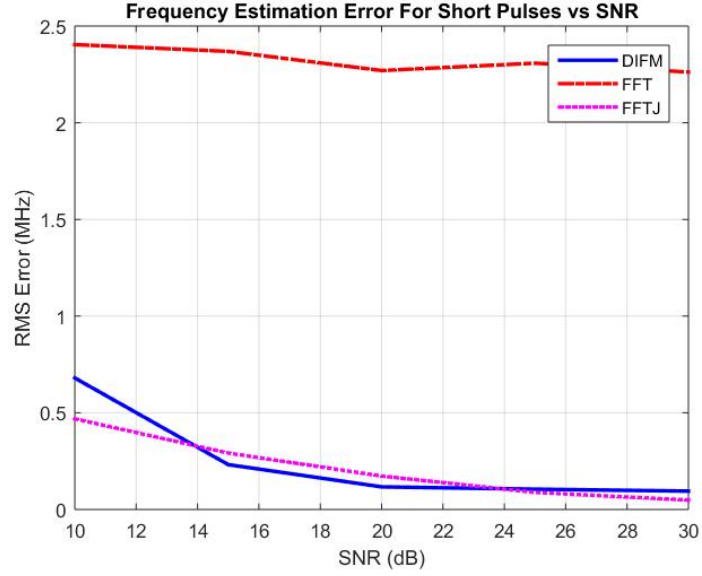
Özellikle kısa darbeler için yapılan denemelerde FFT sonucunun hata miktarını etkileyen bir diğer faktör ise tehdit radar frekansıdır. İnterpolasyon kullanılmadığı için kullanılan FFT bloğunun frekans binlerine uzak olan bir frekansta yayın yapan radarın frekansı daha yüksek hata ile ölçülmektedir. Bu durumu göstermek için farklı frekans değerine sahip tehditler için 20 dB SNR'da 0.2 us uzunluğundaki darbeler için yapılan kestirim hataları Çizelge (6.2)'de verilmiştir.

Çizelge 6.2: Farklı frekans değerleri için kestirim hataları (PW=0.2 us)

Frekans (MHz)	Gerçekleme Hatası (RMS-MHz)	
	DIFM	FFT (N=16)
249	0.112	4.532
251	0.117	2.749
253	0.114	0.476

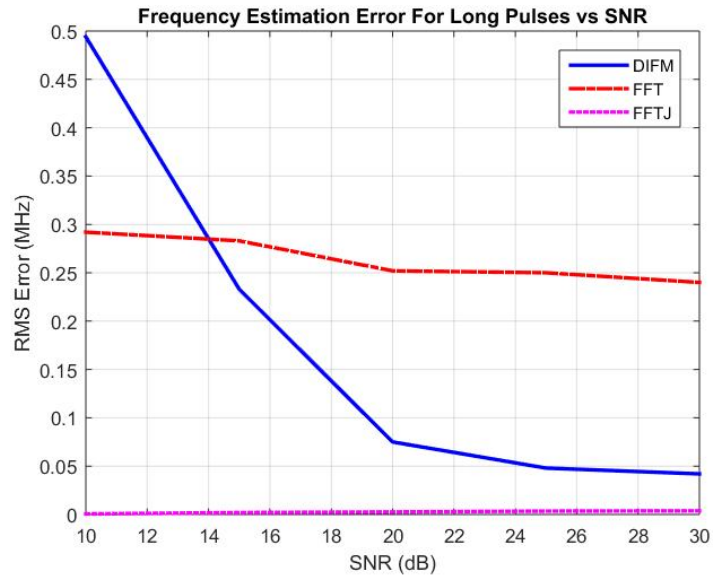
Çizelge (6.2)'ye göre tehdit radarın frekansının DIFM sonucunu etkilemediği gözlemlenirken, FFT tabanlı yöntemin frekans kestirim hatası değişkenlik göstermektedir. Çalışmada kullanılan FFT bloğunun frekans binlerinden bir tanesi yaklaşık 253.5 MHz'e karşılık geldiği için bu değere yakın frekansların daha düşük RMS hatası ile ölçüldüğü gözlenmiştir. Daha hassas FFT tabanlı frekans kestirimi için FFT binleri arasında aradeğerleme işlemleri gerçekleştirilmelidir.

FFT sonucunda elde edilen vektörde en güçlü frekans bini ile sağ ve solundaki frekans binleri hesaba katılarak bir aradeğerleme yapılmıştır. Aradeğerleme işlemi sonucunda iyileştirilen FFT sonucunun hata payı kısa ve uzun darbeler için sırasıyla Şekil (6.8) ve Şekil (6.9)'da verilmiştir.



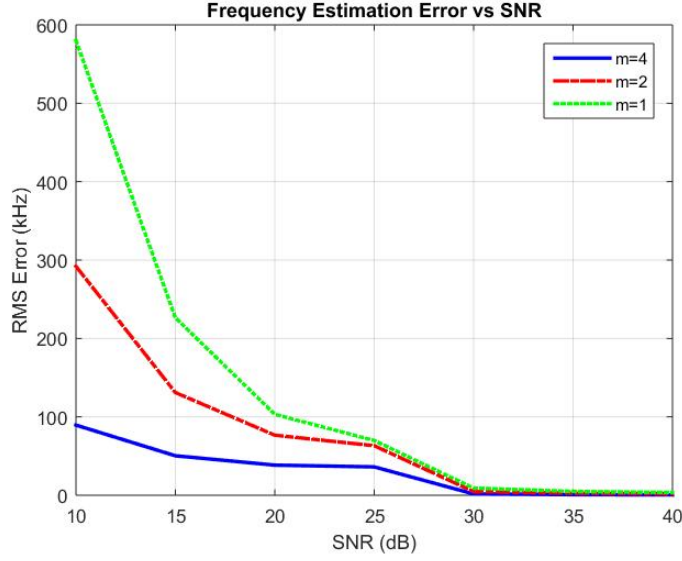
Şekil 6.8: Ara değerlendirme ile FFT (N=16) iyileştirme

Kısa darbeler için gerçekleştirilen interpolasyon sonucu yaklaşık 2.4 GHz olan FFT kestirim hatası DIFM ile aynı hata seviyesine kadar düşmüştür. Aynı işlem uzun darbeler için yapıldığında hatanın neredeyse sıfırlandığı görülmüştür. Böylece kusursuza yakın bir frekans kestirimi yapılabilir. Ancak 256'lık FFT bloğunun sonuç vermesi DIFM metoduna göre çok daha uzun sürmekte ve hızlı tepki gerektiren parametre çıkarımı işleminde bu durum handikap oluşturmaktadır.



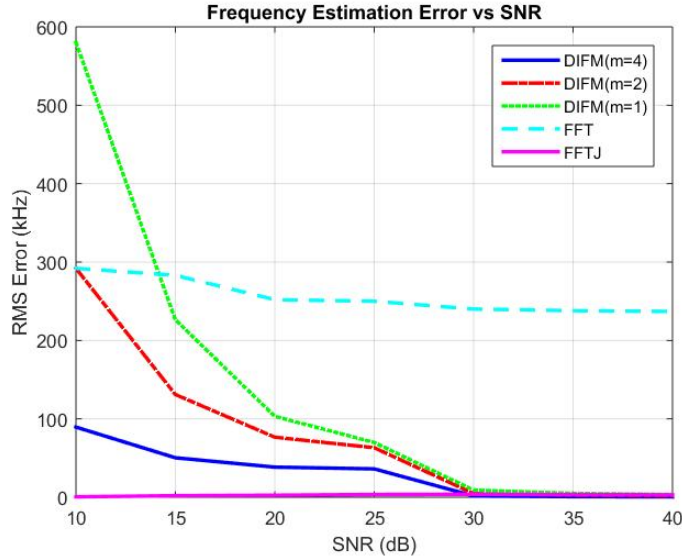
Şekil 6.9: Ara değerlendirme ile FFT (N=256) iyileştirme

DIFM bloğunun ölçüm doğruluğunu artırmak için ise örnek geciktirme miktarı artırılmıştır. Örnek geciktirme miktarının değişimine bağlı frekans kestirimini analiz etmek için farklı SNR'lerde benzetimler yapılmıştır. m örnek geciktirme miktarını belirtmek üzere m=1, m=2 ve m=4 gecikmeli blokların frekans kestirim hatası Şekil (6.10)'daki grafikte verilmiştir. Bu denemelerde darbe uzunluğu 1.5 us olarak seçilmiştir.



Şekil 6.10: Farklı gecikmeli DIFM'lerin SNR değerine bağlı RF kestirim hatası

SNR seviyesi 10 dB civarındayken 1 örnek gecikmeli DIFM bloğunun hatası 580 kHz iken aynı SNR seviyesinde 4 örnek gecikmeli DIFM bloğunun kestirim hatası çözünürlüğün artması sebebiyle 90 kHz'e kadar düşmüştür. SNR arttıkça bütün senaryolar için hata miktarı önemli derecede azalmaktadır. 10 dB-30 dB SNR aralığında $m=4$ gecikmeli DIFM bloğu ile $m=2$ ve $m=1$ gecikmeli bloklara oranla çok daha başarılı sonuçlar elde edilirken, 30 dB SNR'dan sonra gecikme miktarı kaç olursa olsun neredeyse hatasız ölçümler elde edilmiş ve yüksek gecikmeli DIFM bloğunun sunduğu yüksek ölçüm çözünürlüğü ve doğruluğu önemini kaybetmiştir.



Şekil 6.11: İyileştirilmiş DIFM ve FFT metodlarının karşılaştırılması

Hem DIFM hem de FFT yöntemleri iyileştirildikten sonra daha kapsamlı bir analiz yapmak için farklı gecikmeli ($m=1,2,4$) DIFM yöntemleri ile birlikte interpolasyonlu ve interpolasyonsuz FFT yöntemlerinin hata miktarları Şekil (6.11)'de birlikte verilmiştir. Bu denemelerde uzun darbe ($PW=1.6$ us) ve 256'lık FFT bloğu kullanılmıştır.

Aradeğerleme kullanılmayan bir FFT bloğu ile frekans kestirimi yapıldığı zaman 14 dB SNR'dan sonra her durumda hatanın diğer yöntemlere göre daha yüksek olduğu görülmektedir. 10-14 dB SNR bandında ise sadece $m=1$ gecikmeli DIFM bloğuna göre daha az hata ile kestirim yapılmıştır. Ancak aradeğerleme yapılmış bir FFT ile frekans ölçümü yapıldığında neredeyse hatasız bir sonuç elde edilmektedir. DIFM yönteminde ise örnek geciktirme miktarı ne olursa 30 dB'den daha düşük SNR seviyelerinde interpolasyonlu FFT'ye göre ufak da olsa hatalı sonuç bulunduğu gözlenmiştir. Yüksek SNR seviyelerinde ise bütün DIFM'ler interpolasyonlu FFT gibi hatasızına yakın sonuç vermiştir.

POP durumunda ise hem FFT hem de tek gecikmeli DIFM bloğu ile denemeler yapılmıştır. Ancak FFT yönteminin POP durumu için analiz sonuçları ile tek darbe durumu için analiz sonuçları hemen hemen aynıdır. Ara değerleme yapılmış FFT ile elde edilen sonuçlar hatasızına yakındır. Bu yüzden analiz bölümünde FFT durumunun sonuçları verilmemiş, sadece DIFM bloğunun analizleri yapılmıştır. Öncelikle gürültüsüz senaryolar oluşturulmuş ve güçleri arasında 6 dB fark olan iki sinyalin frekanslarının birbirine farklarının DIFM sonucuna nasıl etki ettiği incelenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre hata oranları RMS olarak Çizelge (6.3)'te sunulmuştur.

Çizelge 6.3: Δf değerlerine bağlı olarak kestirim hatası

Δf (MHz)	Gerçekleme Hatası (RMS-MHz)	
	e_{f_1}	e_{f_2}
5	0.0012	0.0797
10	0.1142	0.1202
15	0.4013	1.0263
20	0.8592	0.3905

Darbelerin frekansları arasındaki fark arttıkça güçlü sinyalin frekans kestirim hatasının arttığı gözlemlenmiştir. DIFM sonucunun ortalaması f_1 değerine eşit olduğu için Δf değerinin artması ortalama değerin f_1 frekansından uzaklaşmasına neden olmuştur. f_2 frekansının hata miktarı ise hesaplanan Δf değerinin çözünürlüğü ile alakalıdır. Çünkü işlemcinin örnekleme periyodu DIFM sonucundaki maksimum değerler arasındaki zaman farkını etkilemektedir. Hesaplanan T periyot değerleri işlemcinin örnekleme periyodunun tam katları olduğu için Δf değerinin çözünürlüğü kısıtlanmaktadır.

Çizelge 6.4: SNR değerlerine bağlı olarak kestirim hatası

SNR (dB)	Gerçekleme Hatası (RMS-MHz)	
	e_{f_1}	e_{f_2}
10	0.6988	0.4644
15	0.2195	0.0149
20	0.1549	0.0795
25	0.1379	0.0965

Daha sonra SNR etkisini analiz etmek için güçleri arasında 6 dB fark olan, frekans farkları 10 MHz olan sinyaller DIFM bloğuna girmiştir ve sonuçlar Çizelge (6.4)'te verilmiştir. Bu denemelerde $f_1=100$ MHz ve $f_2=90$ MHz olarak seçilmiştir.

Sonuçlara bakıldığı zaman, SNR seviyesi arttıkça güçlü olan f_1 sinyalinin kestirim sonucunun daha doğru olduğu görülmektedir. Ancak f_2 frekansı için aynı durum söz konusu değildir. Çünkü f_2 frekansı f_1 ve Δf değerleri bulduktan sonra elde edilmektedir ve Δf değerleri bütün denemeler için aynı değeri almıştır. Bu yüzden güçlü olan f_1 sinyali için hata miktarı SNR seviyesinin yükselmesi ile azalırken f_2 sinyali için hata miktarı örnekleme periyodu nedeniyle değişkenlik göstermektedir.

Son olarak gürültüsüz ortamda sinyal güçleri arasındaki farkın DIFM performansına etkisi incelenmiştir. Bu denemelerde yine $f_1=100$ MHz ve $f_2=90$ MHz olarak seçilmiştir. Benzetim sonuçları Çizelge (6.5)'te sunulmuştur.

Çizelge 6.5: PR değerlerine bağlı olarak kestirim hatası

PR (dB)	Gerçekleme Hatası (RMS-MHz)	
	e_{f_1}	e_{f_2}
3	0.2626	0.0282
6	0.1142	0.1202
9	0.0533	0.1811
12	0.0232	0.2112

Yapılan benzetimlerde güçlü olan sinyal ile zayıf olan sinyaller arasındaki güç farkı arttıkça f_1 frekansına sahip sinyal daha baskın hale gelmektedir ve DIFM sonucunda alınan değerlerin ortalaması f_1 'e yaklaşmaktadır. Bu yüzden güç farkı arttıkça güçlü olan sinyalin frekans kestirim hatası azalmaktadır. Zayıf sinyal için ise yine işlemcinin örnekleme frekansı belirleyici olmuştur.

6.3 Geliş Açısı Parametresi Analizi

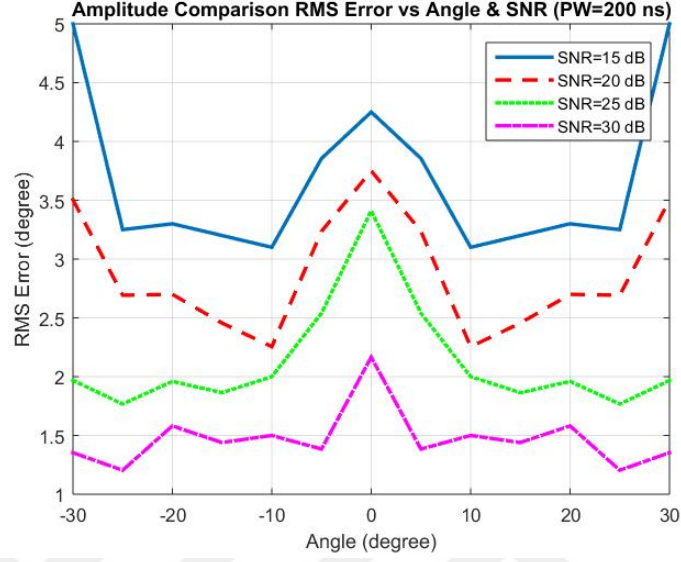
Çalışmada kullanılan antenlerin dizilimi Şekil (2.6)'da gösterildiği şekilde yapılmıştır. Denemelerde anten1 ile anten6 arasına düşecek şekilde 15 dB ve daha fazla SNR'a sahip tehditler oluşturulmuş ve radar işaretlerinin frekanslarında modülasyon olmadığı varsayımı yapılmıştır. Bir numaralı antenin baktığı açı 30, altı numaralı antenin baktığı açı -30 derece olduğu için denemeler bu açı değerleri arasında gerçekleştirilmiştir.

6.3.1 Genlik karşılaştırmalı yön kestirimi analizi

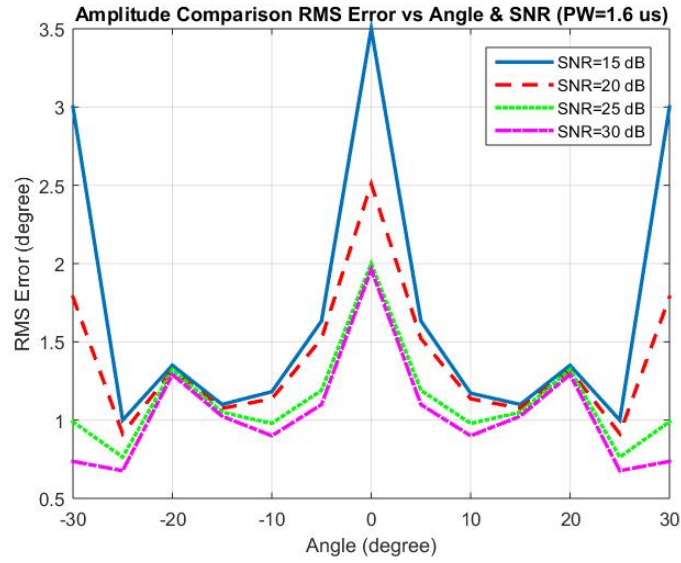
Darbe genişliğine bağlı olarak yapılan GK yön kestirimi hatasını analiz etmek için hem kısa hem de uzun darbeler için farklı SNR değerlerinde benzetimler yapılmıştır.

Hem kısa darbelerde hem de uzun darbelerde SNR değeri arttıkça genlik seviyelerindeki dalgalanmalar azaldığından kestirim hatası azalmaktadır. Uzun darbelerde ortalama alınan örnek sayısı daha fazla olduğu için zarf çıkarıcıların hesapladığı genlik değerleri daha doğru sonuçlar vermiştir. Buna bağlı olarak da genlik oranlarındaki hata azalmış ve kısa darbelere oranla daha iyi yön kestirimi yapılmıştır. Ayrıca uzun darbelerde ortalaması alınan örnek sayısının fazla olması SNR seviyesinin azalmasını da bir miktar tolere etmiş ve özellikle 10-25 derece aralığında SNR seviyesi düşse bile hata

miktarında büyük farklar oluşmamıştır. Uzun darbelerde ortalama hata 15 dB SNR seviyesinde 1.8 derece iken 30 dB SNR seviyesinde 1.3 dereceye düşmektedir. Kısa darbelerin SNR bağımlılığı daha fazla olduğu için yön kestirimindeki ortalama hata 15 dB SNR seviyesinde 3.5 derece iken 30 dB SNR seviyesinde 1.5 dereceye kadar düşmektedir.



Şekil 6.12: Kısa darbeler (PW=200 ns) için GK yöntemi hatası



Şekil 6.13: Uzun darbeler (PW=1.6 us) için GK yöntemi hatası

Yapılan denemeler sonrasında genlik karşılaştırmalı yöntemin performansının sinyalin geliş açısına önemli derecede bağlı olduğu gözlemlenmiştir. 10 ile 25 dereceleri arasından gelen tehditler için yön kestirimi daha başarılı yapılmıştır. Ancak gelen sinyalin açısı, antenlerin birinin baktığı doğrultuya çok yakın olduğu zaman diğer antenin görüş açısından çok uzaklaştığı için yakında kalan anten çok güçlü sinyal almasına rağmen uzakta kalan anten yeterince güçlü sinyal alamamış ve gürültüden daha çok etkilenir hale gelmiştir. Böylece uzakta kalan antenden alınan sinyalin genliği çok doğru bulunamamış ve genlik oranlaması sonucu yapılan açı kestiriminde daha büyük hatalar

oluşmaya başlamıştır. Hata grafiklerine bakıldığında zaman 0 derece civarındaki hatanın da yüksek olduğu görülmektedir. Bu durumun sebepleri ise kullanılan anten örüntülerinin karakteristiği ve oluşturulan genlik tablolarının boyutlarının kısıtlı olmasıdır. Sıfır derece civarında, her bir açı değerine karşılık gelen genlik oranları birbirine çok yakın olduğu için genlik oranlamasında meydana gelen en ufak hata bile tahmin edilen açı değerinin sapmasına neden olmaktadır. Fakat 10 ile 25 derece aralığında her bir açı değerine karşılık gelen genlik oranları birbirine daha uzaktır. Bu yüzden genlik oranlamasında yapılan hatalar tahmin edilen açı değerini çok fazla bozmamaktadır.

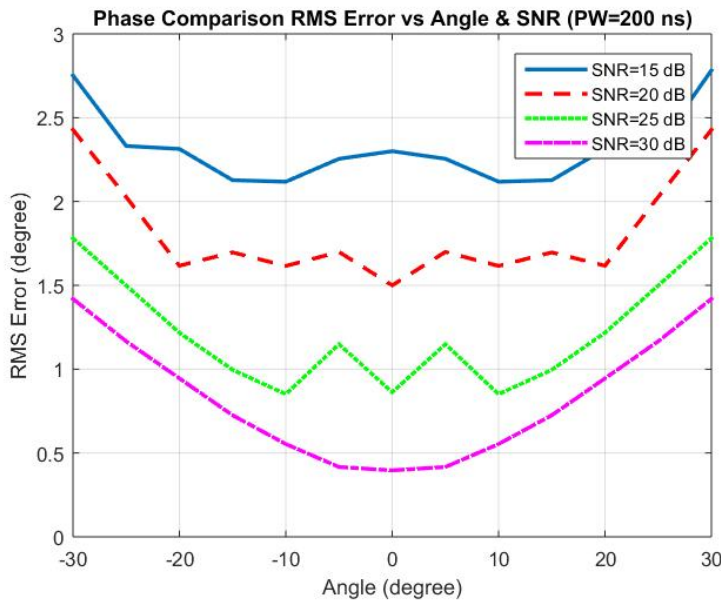
Yapılan bütün denemeler sonucunda GK-YK metodunda en fazla 5 derecelik hata olduğu gözlemlenmiştir. Bu hata da olabilecek en kötü senaryo olan 15 dB SNR ve 30 dereceden alınan kısa bir darbe için oluşmuştur. Ancak GK metodunun asıl amacı hassas bir kestirim yapmak değil, faz karşılaştırmalı metodun belirsizliğini ortadan kaldırmak için bir referans oluşturmaktır. Çünkü FK metod zaten çok daha hassas bir ölçüm yapabilmektedir. Bu yüzden GK metod için kullanılan tabloların boyutları fazla kaynak tüketmemek için kısıtlanmış ve yeterli bilgiyi sağlayacak kadar bir tasarım yapılmıştır.

6.3.2 Faz karşılaştırmalı yön kestirimi analizi

Faz karşılaştırmalı yön kestirimi analizleri için kullanılan simülasyonlarda yüksek frekanslarda oluşan belirsizliklerden kaçınmak için taşıyıcı frekansı 2 GHz olarak seçilmiştir.

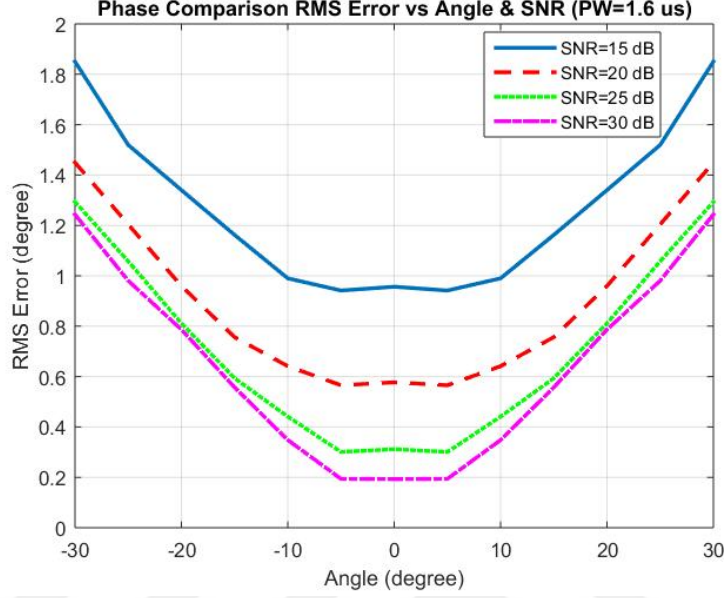
Korelasyon tabanlı FK yön kestirimi analizi

Darbe genişliğine bağlı olarak yapılan FK yön kestirimi hatasını analiz etmek için hem kısa hem de uzun darbeler için farklı SNR değerlerinde benzetimler yapılmıştır.



Şekil 6.14: Kısa darbeler (PW=200 ns) için FK yöntemi hatası

GK-YK analizindeki duruma benzer şekilde, uzun darbeler için yapılan ölçümlerde ortalama alınan örnek sayısı fazla olduğu için daha başarılı bir yön tayini yapılmıştır. Kısa darbeler için yapılan hatalar, uzun darbeler için yapılan hataların yaklaşık iki katı kadar olmuştur. Beklendiği üzere SNR değerinin artması da hataların azalmasını sağlamıştır.



Şekil 6.15: Uzun darbeler (PW=1.6 us) için FK yöntemi hatası

İki antenin baktığı doğrultuların tam ortasına karşılık gelen 0 derecede hata minimum iken 30 dereceye doğru gidildikçe hatanın arttığı gözlenmiştir. Çünkü antenlerden birine yaklaşıldıkça o antendeki güç artmasına rağmen diğer antenin aldığı sinyalin gücü ciddi derecede azalmaktadır. Bu da sinyalin faz bilgisinin daha hatalı elde edilmesine neden olmaktadır. Açı bilgisinin elde edilmesinde faz farkı kullanıldığı için de kestirimdeki hatalar artmaktadır.

FFT tabanlı FK yön kestirimi analizi

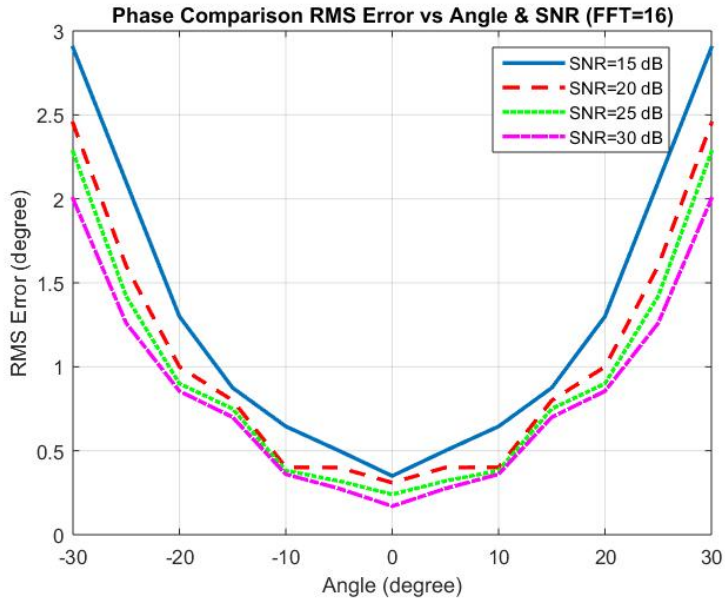
FFT tabanlı yön kestiriminde de frekans parametresinde olduğu gibi yine darbe genişliğine bağlı olarak farklı uzunlukta FFT blokları kullanılmıştır.

Büyük boyutlu FFT ile daha hassas bir dönüşüm yapıldığından, 256'lık FFT ile daha güvenilir bir faz farkı bilgisi elde edilmiştir. Bu yüzden uzun FFT'nin açı kestirim performansı kısa FFT'ye göre daha iyidir.

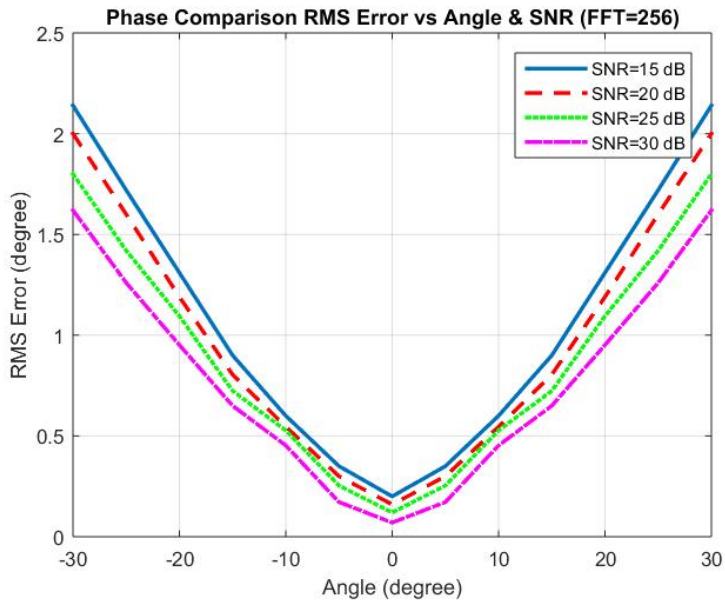
FK yöntem ile GK yöntem karşılaştırıldığında, ister korelasyon tabanlı olsun ister FFT tabanlı olsun FK yöntemin daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir.

FFT bloğunda SNR'a bağlılık daha az olduğu için artan SNR ile daha doğru sonuçlar elde edilse bile sonuçların birbirine yakın olduğu görülmektedir. Korelasyon tabanlı FK-YK ile FFT tabanlı FK-YK yüksek SNR durumu için neredeyse aynı başarıyı elde ederken, düşük SNR durumunda ise özellikle 0-20 derece aralığında FFT'nin daha

başarılı olduğu görülmektedir. Ancak frekans parametresinde olduğu gibi yön kestiriminde de FFT bloğu çok fazla gecikmeye sebep olduğu için korelasyon tabanlı yöntem daha kullanıma uygun bir yöntem olduğu söylenebilir.



Şekil 6.16: Kısa FFT (N=16) için FK yöntemi hatası



Şekil 6.17: Uzun FFT (N=256) için FK yöntemi hatası

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada elektronik destek sistemleri için önemli görevlerden biri olan tehdit radar parametrelerinin çıkarımı gerçek zamanlı olarak FPGA platformunda gerçekleştirilmiştir. DTK olarak adlandırılan TOA, PW, PA, RF ve AOA parametrelerinin hesaplanma yöntemleri verilmiş ve tasarlanan sistemin farklı senaryolar altında performans analizleri yapılmıştır. Frekans ve geliş açısı parametreleri farklı yöntemler ile çıkarılmış ve geliştirilen modüllerin karşılaştırması yapılmıştır.

Savunma sanayinin hızla gelişmesinden dolayı devletlerin elektronik harp gücü günümüzde savaşların sonucunu belirleyen en önemli faktörlerden biri haline gelmiştir. Bu yüzden elektronik destek sistemlerinin geliştirilmesi daha çok önem kazanmakta ve elektronik taarruz tekniklerinin uygulanabilmesi için ön koşul oluşturmaktadır. Savaş esnasında pilota anında uyarı verecek ve karşı atağa geçirebilecek bir sistem için de gerçek zamanlı parametre çıkarımı hayati önem taşımaktadır. Literatürde daha önceden beri kullanılan az hassasiyetli analog alıcılar ile bu ihtiyaç artık sağlanamamaktadır ve bu alıcıların yerini daha hassas ve yüksek hızda sinyal işlemeye olanak tanıyan dijital alıcılar almıştır. Bu tez çalışmasında da bu ihtiyacı karşılamak üzere kanallaştırıcı bir dijital genişbant alıcı modeli önerilmiş ve farklı yöntemlerle parametre çıkarımı gerçekleştirilmiştir.

Geliştirilen alıcı modelinde yüksek hızda ve yüksek bit sayıları ile örnekleme yapabilen ADC'ler ile antenler tarafından alınan analog işaretler sayısal işarete dönüştürülmekte sonrasında ise kanallaştırıcı ile farklı frekans bantlarına ayrılmaktadır. Böylece daha karmaşık sinyal ortamlarında alıcının hiçbir tehdidi kaçırmaması ve eş zamanlı olarak farklı frekans kanallarında parametre çıkarımı sağlanmaktadır. Bu çalışmada asıl amaç parametre çıkarım yöntemlerini ve bu yöntemlerin analizini anlatmak olduğu için sadece tek bir parametre çıkarıcı kullanılmıştır. Ancak bu parametre çıkarıcıların sayısı kullanılan FPGA kartının kaynak miktarına bağlı olarak ihtiyaca göre artırılabilir. Elektronik harp ortamında tehditler farklı yönlerden gelebildiği için birden fazla sayıda anten kullanılarak 360 derece korunma sağlanmalıdır. Bu ihtiyacı karşılamak üzere bu çalışmada 6 adet anten 60 derecelik açıları kontrol edecek şekilde yerleştirilmiş ve geliş açısı parametresi çıkarımı en güçlü 2 sinyale sahip antenler seçilerek yapılmıştır.

Zaman bazlı parametrelerin çıkarımı zarf çıkarıcı bloğu ile yapılmış ve bu blok sayesinde hem ortamda tehdit olup olmadığı saptanmış hem de ortamdaki tehdit radar darbesinin zarfı çıkarılarak TOA, PW ve PA parametreleri hesaplanmıştır. Ayrıca darbe zarfı bilgisine göre frekans ve yön bulucu blokları aktive edilerek diğer parametrelerin çıkarımı için zemin hazırlanmıştır. Zarf çıkarıcı bloğunun performansını etkileyen en önemli unsur bu bloğun tap sayısıdır. Özellikle düşük SNR seviyelerindeki sinyalleri tespit etmek ve işleyebilmek için sistem isterlerine göre optimum bir tap sayısı seçilmelidir. Bu tap sayısı SNR seviyesini yeterli seviyeye çıkaracak kadar fazla ancak düşük darbe genişliğine sahip radarları tespit edebilecek kadar da küçük olmalıdır. Bu

iki isteri birden sağlayacak tap sayısı seçimi yapılarak güvenilir bir parametre çıkarımı yapılabilmektedir.

Gerçekleştirilen bütün denemelerde SNR seviyesinin artmasına bağlı olarak hataların azaldığı gözlemlenmiştir. SNR değeri kaç olursa olsun TOA ve PW kestiriminin hatası her durumda 25 ns'nin altında kalmaktadır. Kısa darbeler için ortalama alınan aralık daha dar olduğu için PA parametresinin hatası uzun darbelere oranla daha fazla olmasına rağmen 8 taplı zarf çıkarıcısının hatası her durumda 0.8 dB'nin altındadır. 1 dB'den daha az hata ile PA parametresi çıkarımı için ise en az 4 taplı bir blok kullanmak gerekmektedir.

Frekans parametresinin çıkarılabilmesi için iki farklı yöntem önerilmiş ve bu blokların karşılaştırması hata analizleri birlikte verilmiştir. Tehdit radarlara karşı etkin bir elektronik taarruz uygulanabilmesi için gecikme süresi minimuma indirilmiş bir blok tasarımı gerekmektedir. Bu yüzden DIFM metodu 15 dB SNR ve üzeri sinyaller için oldukça uygun bir seçenektir. Ancak daha düşük SNR seviyeleri için gürültü bağışıklığı daha yüksek olan FFT yönteminin kullanılması daha güvenilir bir kestirim sağlayacaktır.

Sayısal anlık frekans ölçümü korelasyon tabanlı bir yöntem olup sinyalin faz farkının hesaplanması esasına dayanır. Faz farkını bulabilmek için sinyal bir miktar geciktirilerek eşleniği ile çarpılır ve elde edilen I/Q sinyal ters tanjant bloğuna sokularak faz farkı bulunmuş olur. DIFM bloğunda sinyalin geciktirilme süresi arttıkça anlık frekans kestiriminin çözünürlüğü ve buna bağlı olarak da doğruluğu artmaktadır. Ancak artan gecikme miktarı anlık frekans ölçümüne belirsizlik katmaktadır. Bu belirsizliği gidermek için farklı gecikmeli DIFM modüllerinin paralel olarak kullanılması gerekmektedir.

FFT yönteminde ise kısa ve uzun darbelere göre iki farklı tasarım yapılmıştır. Darbe uzunluğu 1.6 us ve daha kısa olan sinyaller için gecikme süresini en aza indirmek adına 16'lık bir FFT bloğu kullanılırken, daha uzun darbelere ise daha hassas bir ölçüm yapabilmek için 256'lık FFT bloğu kullanılmıştır. FFT metodu uzunluğuna bağlı olarak f_s uzunluğundaki spektrumu N eşit parçaya bölerek işlem yaptığı için çözünürlük değeri kısıtlanmaktadır. Daha kararlı sonuçlar vermesine rağmen kısıtlı bir frekans çözünürlüğü sağladığı için ara değerlendirme kullanılmalıdır. Ara değerlendirme yapılmış bir FFT'li frekans kestiriminin hatası sıfıra yaklaşmaktadır. Ancak bu işlemler hem ekstra gecikme getirmekte hem de özellikle FPGA için işlem kompleksliğine neden olduğundan pek tercih edilmeyen çarpma ve bölme işlemlerini gerekli kılmaktadır.

Geliş açıcı parametresi ise radar ikaz alıcıları için en güvenilir ancak çıkarılması en kompleks ve maliyetli parametre durumundadır. Bu parametrenin çıkarımında genlik ve faz karşılaştırma esasına dayalı iki farklı yöntem kullanılmıştır. Her iki yöntemde de en güçlü 2 anten seçilmiş ve bu antenlerden alınan sinyallerin genlik oranları ve faz farkları bulunarak yön tayini gerçekleştirilmiştir.

Genlik karşılaştırmalı yöntemde antenlerin baktığı yönlere bağlı olarak oluşan ışınma örüntülerine göre alınan işaretin genliği değişmektedir. Antenin baktığı doğrultudan gelen bir sinyalin gücü daha yüksek olurken, antenin yan loblarından gelen sinyallerin gücü daha düşük olarak alınmaktadır. Geliş açısına göre her iki antende de farklı genlikler elde edileceğinden, bu genliklerin oranlanarak tabloda tutulan değerlerle karşı-

laştırılması sonucu yön kestirimi yapılmaktadır. Ancak oluşturulan tabloların boyutları kısıtlı olduğu için açı değerlerinin hesaplanması yeterince hassas ve güvenilir olmamaktadır.

Faz farkına dayalı olarak gerçekleştirilen AOA ölçümünde ise aralarında bir miktar mesafe bulunan iki antenin aldığı sinyaller arasındaki faz farkı kilit rol oynamaktadır. Tek bir tehditten gelen sinyal bir antene ulaştıktan belli bir süre sonra diğer antene ulaşacağı için fazı değişecektir. Frekans ve antenler arası uzaklık değerine bağlı olarak farklı faz farkları oluşabilmektedir. Oluşan bu faz farkı hem korelasyon hem de FFT tabanlı yöntemlerle ölçülebilmektedir. Ayrıca antenler arası mesafe uzaksa veya gelen sinyalin dalga boyu çok küçükse sinyal birkaç periyot kadar gecikebilmekte ve bu durumda bir belirsizlik oluşmaktadır.

Gelecek çalışmalarda frekans parametresinin bulunmasına ek olarak otomatik MOP bulucu bir tasarım yapılarak, bu çalışmada tasarlanan alıcı daha kompleks ve işlevsel hale getirilebilir. Radar tarafından gönderilen sinyal frekans modülasyonlu (FM) ya da faz modülasyonlu (PM) olarak üretilebilir. FM tespiti için anlık frekans ölçümü sonucu hesaplanan frekans değerlerinin değişimi kontrol edilerek veya FFT spektrumundaki frekans dağılımı tespit edilerek frekans modülasyonlu sinyalin bant genişliği bulunabilir. PM için ise öncelikle sinyalin faz atlamaları bulunmalı sonrasında ise sinyalin hangi tür faz modülasyonuna sahip olduğu bilgisine erişilebilir. FFT yönteminin daha da iyileştirilmesi için ise farklı interpolasyon teknikleri geliştirilerek analizler yapılabilir ve aynı anda hem sistem isterini sağlayacak hem de kullanılan kaynak miktarını çok arttırmayacak optimum bir yöntem bulunabilir.

FK yön kestirim belirsizliğinin giderilebilmesi için ise genlik ve faz karşılaştırmalı yöntemler birlikte kullanılarak hibrit bir çözüm oluşturulmalıdır. Bunun için öncelikle GK yöntem sonucu kabaca bir geliş açısı bölgesi tespit edilir. Daha sonra FK yöntemi sonucu hesaplanan açı değerinin bu bölgede olup olmadığı kontrol edilir. Eğer FK sonucu bulunan açı ilgili bölgede değilse sinyalin en az 1 periyot kadar geciktiği sonucu çıkarılır ve faz farkına 2π kadarlık bir faz ilave edilerek işlem tekrarlanır. FK ve GK yöntemlerin sonucu belli bir yakınlığa ulaşana kadar bu işleme devam edilir ve belirsizlik giderilir.



KAYNAKLAR

- [1] **Wikipedia**, Radar — wikipedia, the free encyclopedia, 2017.
- [2] **M. Skolnik**, Radar handbook. McGraw Hill, New York, NY, 2008.
- [3] **Wikipedia**, Battle of tsushima — wikipedia, the free encyclopedia, 2017.
- [4] **Wikipedia**, Anglo-german naval arms race — wikipedia, the free encyclopedia, 2017.
- [5] **D. L. Adamy**, EW 104: Electronic Warfare Against a New Generation of Threats. Artech House, 2015.
- [6] **S. O'Neill**, Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook. Military Bookshop, 2013.
- [7] **D. C. Schleher**, Electronic warfare in the information age. Artech House, Inc., 1999.
- [8] **A. De Martino**, Introduction to modern EW systems. Artech House, 2012.
- [9] **F. Neri**, Introduction to electronic defense systems. SciTech Publishing, 2006.
- [10] **J. Tsui**, Microwave receivers with electronic warfare applications. The Institution of Engineering and Technology, 2005.
- [11] **M. B. Kocamış, H. Abacı, Ş. B. Akdemir, S. Varma and A. Yıldırım**, Deinterleaving for radar warning receivers. In Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), 2016 24th IEEE.
- [12] **J. Tsui**, Digital techniques for wideband receivers, volume 2. SciTech Publishing, 2004.
- [13] **D. Lynch and Institution of Electrical Engineers**, Introduction to RF stealth. Scitech, 2004.
- [14] **E. C. William**, Frequency indicating cathode-ray oscilloscope, January 27 1948. US Patent 2,434,914.
- [15] **D. Adamy**, EW 101: A first course in electronic warfare. Artech House, 2001.
- [16] **D. J. Torrieri**, Arrival time estimation by adaptive thresholding. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, (2) 1974.

- [17] **V. Iglesias, J. Grajal, Y. Ojeda, M. Garrido, A. Sanchez and L. Vallejo**, Real-time radar pulse parameter extractor. In Radar Conference, 2014 IEEE, pages 0371–0375. IEEE, 2014.
- [18] **B. Boashash**, Time-frequency analysis and processing, 2003.
- [19] **Ç. Candan**, A method for fine resolution frequency estimation from three dft samples. IEEE Signal Process. Lett., 18(6):351–354, 2011.
- [20] **T. W. Fields, D. L. Sharpin and J. Tsui**, Digital channelized ifm receiver. In Telesystems Conference, 1994. Conference Proceedings., 1994 IEEE National, pages 87–90. IEEE, 1994.
- [21] **C. Pandolfi, E. Fitini, G. Gabrielli, E. Megna and A. Zaccaron**, Comparison of analog ifm and digital frequency measurement receivers for electronic warfare. In Radar Conference (EuRAD), 2010 European, pages 232–235. IEEE, 2010.
- [22] **V. Iglesias, J. Grajal, P. Royer, A. Sanchez, L. Vallejo and Y. Ojeda**, Real-time low-complexity automatic modulation classifier for pulsed radar signals. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 51(1):108–126, 2015.
- [23] **Ç. H. Başçiftçi**, Direction finding with TDOA in a multipath land environment. PhD thesis, Middle East Technical University, 2007.
- [24] **A. V. İpek**, Implementation of a direction finding algorithm on an FPGA platform. PhD thesis, Middle East Technical University, 2006.
- [25] **R. Wiley**, Electronic intelligence: the interception and analysis of radar signals. Artech House, Norwood, MA, 2006.
- [26] **J. Tsui**, Special design topics in digital wideband receivers. Artech House, 2010.
- [27] **İ. E. Ortatath, M. Serin, Ö. Özdil, A. Yıldırım and A. C. Gürbüz**, Real-time frequency parameter extraction for electronic support systems. In Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), 2016 24th, pages 105–108. IEEE, 2016.
- [28] **D. S. Murthy**, Real-Time Hilbert Transform and autocorrelation for digital wideband communication applications. PhD thesis, Wright State University, 2008.
- [29] **S. A. Yıldırım, A. Orduyılmaz, M. Serin and A. Yıldırım**, Multitab instantaneous frequency measurement receiver. Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), 2017 25th. IEEE, 2017.
- [30] **İ. E. Ortatath, A. Orduyılmaz, M. Serin, A. Yıldırım and H. Kurt**, Real-time radar frequency measurement for pulse-on-pulse condition. In Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), 2017 25th. IEEE, 2017.

- [31] **I. S. Uzun, A. Amira and A. Bouridane,** Fpga implementations of fast fourier transforms for real-time signal and image processing. IEE Proceedings-Vision, Image and Signal Processing, 2005.
- [32] **A. Orduyılmaz, M. Serin, A. C. Gürbüz and A. Yıldırım,** Passive direction finding using amplitude and phase comparison techniques. In Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2014 22nd, pages 935–938. IEEE, 2014.
- [33] **A. E. Gürel, A. Orduyılmaz, S. Yıldırım, İ. E. Ortatath and A. Yıldırım,** Real-time passive direction finding in fpga environment. Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), 2017 25th. IEEE, 2017.
- [34] **A. Orduyılmaz, M. Serin, S. A. Yıldırım, K. Ceyhan and A. C. Gürbüz,** Hybrid phase amplitude direction finding method. In Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2015 23th, pages 109–112. IEEE, 2015.
- [35] **O. Tutaysalır, A. Orduyılmaz, K. Öktem, M. Serin and A. Yıldırım,** Real time wideband direction finding. In Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2015 23th, pages 105–108. IEEE, 2015.



ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : İsmail Emre ORTATATLI

Uyruğu : T.C.

Doğum Tarihi ve Yeri : 12.04.1990 Konya

E-posta : ortatatli@etu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2014 , TOBB ETÜ, Elektrik Elektronik Mühendisliği
(Üstün Başarı Burslu)
- **Yüksek Lisans** : 2017 , TOBB ETÜ, Elektrik Elektronik Mühendisliği
(Araştırma Burslu)

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Yıl	Yer	Görev
2014-Devam	Tübitak Bilgem İltaren	Araştırmacı Mühendis

YABANCI DİL: İngilizce(İleri Seviye), İspanyolca(Temel Seviye)

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **İ. E. Ortatathı**, A. Orduyılmaz, M. Serin, Ö. Özdil, A. Yıldırım and A. C. Gürbüz, "Real-time frequency parameter extraction for electronic support systems," 2016 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), Zonguldak, 2016, pp. 105-108. doi: 10.1109/SIU.2016.7495687
- **İ. E. Ortatathı**, A. Orduyılmaz, M. Serin, Ö. Özdil, A. Yıldırım and H. Kurt, "Real-time radar frequency measurement for pulse-on-pulse condition," 2017 25th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), Antalya, 2017
- A. E. Gürel, A. Orduyılmaz, S. A. Yıldırım, G. Kara, **İ. E. Ortatathı**, M. Serin and A. Yıldırım, "Real-time passive direction finding in FPGA environment," 2017 25th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), Antalya, 2017

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- O. Ozdil, M. Ispir, **I. E. Ortatatl**i and A. Yildirim, "Channelized DRFM for wideband signals," IET International Radar Conference 2015, Hangzhou, 2015, pp. 1-5. doi: 10.1049/cp.2015.1266

