

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**GREEN FONKSİYONU DESTEKLİ HEDEF
YOĞUNLUK FONKSİYONU KULLANARAK DUVAR
ARKASI GENİŞ BANT RADAR GÖRÜNTÜLEME**

DOKTORA TEZİ

Rıdvan Fırat ÇINAR

Enstitü Anabilim Dalı	:	ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
Enstitü Bilim Dalı	:	ELEKTRONİK
Tez Danışmanı	:	Prof. Dr. Aşkın DEMİRKOL

Temmuz 2022

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GREEN FONKSİYONU DESTEKLİ HEDEF
YOĞUNLUK FONKSİYONU KULLANARAK DUVAR
ARKASI GENİŞ BANT RADAR GÖRÜNTÜLEME**

DOKTORA TEZİ

Rıdvan Fırat ÇINAR

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

Bu tez 08.07.2022 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği ile kabul edilmiştir.

Jüri Başkanı

Üye

Üye

Üye

Üye

BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

Rıdvan Fırat ÇINAR

08.07.2022

TEŞEKKÜR

Eğitim hayatımın tacı doktora tezimi tamamlamanın gurur ve heyecanını yaşıyorum. Çalışmamın her sürecinde bana ışık olan, beni cesaretlendiren ve değerli fikirleri ile bakış açımı derinleştiren tez danışmanım, değerli hocam Prof. Dr. Aşkın DEMİRKOL'a sonsuz saygı ve şükranlarımı sunarım.

Değerli, Sakarya Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyeleri, bir aile ortamında çalışmanın huzurunu onlarla yaşadım. Enerjimi yüksek tutan ve yardımlarını esirgemeyen mesai arkadaşlarıma şükranlarımı sunuyorum. Hem jüri sürecindeki hem de çalışmamın doğal akışındaki yapıcı destekleri dolayısıyla Prof. Dr. Ali TANGEL ve Doç. Dr. Muhammet Hilmi NİŞANCI hocalarıma sonsuz teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Ailem bir paragraftan çok fazlası; annem Delal ÇINAR, babam Ali ÇINAR, kardeşim Gökmen ÇINAR, ablam Şirin ÇINAR KÖKLÜ ve değerli eşi Garip KÖKLÜ. Ailemin ve sevdiklerimin desteği bu eserin hayat bulmasındaki motivasyonumdur.

Modern insanın en büyük ihtiyacı olan takdir duygusunu bana her fırsatta yaşatan dostlarım, arkadaşlarım; onlar başarılarımdaki görünmeyen kahramanlar. Selam ve sevgilerimle.

Ayrıca bu çalışmanın maddi açıdan desteklenmesine olanak sağlayan Sakarya Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Komisyon Başkanlığına teşekkür ederim (Proje No: 2017-50-02-019). EMC Test ve Kontrol Hizmetleri A.Ş.'ne ve sayın Refik ALEMDAR'a gerçekleştirme çalışmalarındaki kıymetli katkılarından dolayı şükranlarımı sunuyorum.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
TABLOLAR LİSTESİ.....	xii
ÖZET	xiii
SUMMARY	xiv

BÖLÜM 1.

GİRİŞ	1
1.1. Teknolojinin Güncel Durumu.....	2
1.2. Tezin Amacı ve Önemi.....	3
1.3. Metodoloji	4
1.4. Bilimsel Katkı.....	5
1.5. Araştırma Boşlukları.....	6
1.6. Tezin Planı	7

BÖLÜM 2.

RADAR VE DUVAR ARKASI RADAR KAVRAMLARI	10
2.1. Radarın Tanımı	10
2.2. Radar Tarihçesi.....	11
2.3. Duvar Arkası Radar Konsepti.....	13
2.4. Duvar Arkası Radar Tarihçesi	14
2.5. Literatürde Duvar Arkası Algılama Teknikleri	15

BÖLÜM 3.

UWB TEKNIĞİ VE UWB SİSTEMLER.....	20
3.1. Giriş	20
3.1.1. UWB kavramı.....	21
3.1.2. UWB kavramının temelleri	22
3.1.3. UWB sistemler için standartlar ve karşılaştırması	23
3.1.4. UWB teknolojilerinin kullanım alanları	25
3.2. Çalışma Frekansı, Çözünürlük ve Anten Boyutları İlişkileri	26
3.3. Sistem Özelliklerinin Belirlenme Kriterleri	28
3.4. Ortogonal Dalga Formları	30
3.5. UWB İmpuls Tekniği	31
3.5.1. Gauss darbesi ve türevleri.....	32
3.5.2. Gauss-sine dalga formu	34
3.5.3. Sinc darbesi	36
3.5.4. Diğer UWB radar dalga formları.....	37
3.5.5. UWB belirsizlik fonksiyonları.....	38
3.6. Faz Uyumlu ve Faz Uyumlu Olmayan Görüntüleme	39
3.7. Sistem Tasarımının Görüntüleme Performansı Üzerine Etkisi	40
3.8. Radyasyonel Yayılma Alanları.....	41
3.8.1. Uzak alan (Fraunhofer) bölgesi	41
3.8.2. Reaktif yakın alan	42
3.8.3. Işıma (Fresnel) yakın alanı	42
3.8.4. Radar dizilerinde yayılımsal alanlar	43
3.9. Antenler ve Anten Parametreleri	44
3.9.1. Işın genişliği	45
3.9.2. Yönlülük	45
3.9.3. Işıma deseni	45
3.10. Elektromanyetik Ölçüm Metotları	46

BÖLÜM 4.

DUVAR ARKASI RADAR TEKNIĞİ	48
4.1. Çözünürlük Kriterleri	48

4.2. Frekans ve Yayılma-Nüfuz.....	49
4.3. Ara Ortam ve Frekans Tepkisi.....	50
4.4. Teorik Yansıma Modeli.....	51
4.5. Huzme Biçimlendirme.....	52
 BÖLÜM 5.	
DUVAR ARKASI GÖRÜNTÜLEME MODELİ.....	54
5.1. Duvar Arkası Görüntüleme için Duvarın Modellenmesi.....	54
5.1.1. Işıma alanı – huzme biçimlendirme ilişkisi.....	54
5.1.2. Duvarın görüntüleme matematiğine etkisi	55
5.1.3. Duvarın odaklamaya ve algılanan konuma etkisi.....	57
5.1.4. Eşdeğer duvar geometrisi	59
5.2. Parametre Kestirimleri.....	60
5.2.1. Duvar katman sayısının kestirimi	61
5.2.2. DOA, TOA ve zayıflama kestirimleri	63
5.2.3. Duvar katmanlarına ait elektriksel parametrelerinin kestirimi	65
5.3. Green Fonksiyonları	67
5.3.1. Laplace denklemi.....	69
5.3.2. Dalga denklemi.....	70
5.3.3. Helmholtz eşitliği	71
5.4. Radar Topolojisinin Belirlenmesi.....	72
5.5. Lineer Dizi ile Duvar Arkası Görüntüleme	74
5.5.1. Lineer dizi için şematik gösterim ve notasyon	74
5.5.2. İki boyutlu serbest uzay Green fonksiyonunun radar yayılımı için yorumu	76
5.5.3. Yakın alan UWB huzme biçimlendirme	78
5.5.4. UWB duvar arkası radar görüntüleme için yakın alan girişim modeli.....	82
5.5.5. Açısal domen üzerinde odaklama.....	86
 BÖLÜM 6.	
UYGULAMA	92

6.1. Zaman Domeni Tekniği.....	92
6.2. Benzetim Çalışması	93
6.2.1. Benzetime ait blok diyagram	93
6.2.2. Benzetime ait RF verici tasarımı	94
6.2.3. Benzetime ait RF alıcı tasarımı	97
6.2.4. Anten seçimi ve ölçümleri.....	98
6.2.5. Materyal özelliklerinin benzetimi.....	101
6.2.6. CAD destekli benzetim.....	103
6.3. Hedef Modelleri.....	104
6.4. Parametre Kestirimleri Uygulaması	106
6.5. Laboratuvar Gerçekleme Çalışmaları	107
6.5.1. Laboratuvarda kullanılan ekipman	107
6.5.2. Hedef modelleri ve model duvar uygulaması.....	108
6.5.3. Laboratuvar ölçüm düzenekleri	109
6.6. Alınan Verinin Ön İşlemesi.....	112
6.7. Huzme Biçimlendirme İçin Uygulama Şematığı.....	112
6.8. Ardıl İşaret İşleme	114
6.8.1. Süreç gürültüsünün temizlenmesi.....	114
6.8.2. Ön duvar radar parazitlerinin bastırılması	114
6.8.3. Hedef imzası tanıma ve hedef sınıflandırma	118

BÖLÜM 7.

SONUÇLAR VE YORUMLAR.....	119
7.1. Sonuçlara Dair Ön Yorumlar.....	119
7.2. Sonuçların Değerlendirilmesi	120
7.3. Duvara Ait Radar Parazitlerinin Bastırılması Uygulaması.....	122
7.4. Tartışma	124
7.5. Özet.....	126

KAYNAKLAR	127
-----------------	-----

EKLER.....	140
------------	-----

ÖZGEÇMİŞ	143
----------------	-----

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

T_{dr}	: Odaklama için çift yönlü gecikme değeri
L_{cl}	: Gürültü öz değerlerinin yakınlığı
R_x	: Alıcı anten
TR_x	: Transceiver, Alıcı-verici
T_x	: Verici anten
g_b	: Geri yönlü Green fonksiyonu
g_d	: Çift yönlü kombine Green Fonksiyonu
g_f	: İleri yönlü Green fonksiyonu
t_p	: Puls süresi
$u_c(\cdot)$	: Kombine noktasal yayılım fonksiyonu
Δ_x	: x eksenindeki sapma
Δ_y	: y eksenindeki sapma
ε_0	: Vakum geçirgenliği
ε_r	: Bağlı dielektrik sabiti
θ_0	: Dizi merkezi ile yapılan normal açı
θ_m	: m indisli verici ile yapılan açı
θ_n	: n indisli alıcı ile yapılan açı
σ_{RCS} , RCS	: Radar Cross Section, Radar Kesit Alanı
ADC	: Analog to Digital Converter, Analog Dijital Dönüştürücü
AIC	: Akaike Information Criteria, Akaike Bilgi Kriteri
Attn.	: Attenuation, Zayıflama
BP	: Back Projection, Geri Yayılım
CS	: Compressive Sensing, Sıkıştırılmış Algılama
DAC	: Digital to Analog Converter, Dijital Analog Dönüştürücü
DOA	: Direction of Arrival, Varış Yönü - Açısı

EC	: European Commission, Avrupa Komisyonu
EM	: Elektromanyetik
ESPRIT	: Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques, Dönel Değişmezlik Tekniği ile Sinyal Parametrelerinin Tahmini
FCC	: Federal Communication Commission, Federal İletişim Komisyonu
FDTD	: Finite Difference Time Domain, Zamanda Sonlu Farklar Metodu
FNBW	First Null Bandwidth, İlk Sıfır Bant Genişliği
GPR	: Ground Penetrating Radar, Yere Nüfuz Eden Radar
GPS	: Global Positioning System, Küresel Konumlandırma Sistemi
HPBW	Half Power Bandwidth, Yarı güç Bant Genişliği
Hz	: Hertz
IR	: Interference Region, Girişim Alanı
LOS	: Line of Sight, Görüş hattı
MDL	: Minimum Description Length, Minimum Tanım Uzunluğu
MHz	: Mega Hertz
MIMO	: Çoklu girişli çoklu çıkışlı dizi
MUSIC	: Multiple Signal Classification, Çoklu Sinyal Sınıflandırma
NB	: Narrow-Band, Dar Bant
NLOS	: Non-Line of Sight, Görüş hattında olmayan
RCS	: Radar Cross Section, Radar Kesit Alanı
RF	: Radyo Frekansı
SAR	: Sentetik Açıklıklı Radar
SFR	: Stepped Frequency Radar, Basamak Frekanslı Radar
SVD	: Singular Value Decomposition, Tekil Değer Ayrışımı
TLS	: Total Least Square, En Küçük Kareler
TOA	: Time of Arrival, Varış Zamanı
TWI	: Through the Wall Imaging, Duvar Arkası Görüntüleme
TWIR	: Through the Wall Imaging Radar, Duvar Arkası Görüntüleme Radarı

UWB	: Ultra-Wide Band, Çok Geniş Bant
VNA	: Vector Network Analyzer, Vektör Ağ Analizörü
WLAN	: Wireless Local Area Netowrk, Kablosuz Yerel Alan Ağı
G	: Frekans domeni Green fonksiyonu
GHz	Giga Hertz
$H(\cdot)$	: Heaviside step fonksiyonu
I	: İmaj fonksiyonu, Görüntü
M	: Alıcı eleman sayısı
N	: Verici anten sayısı
c	: Işık hızı sabiti
d	: Anten dizisinin eleman aralığı
f	: Frekans
g	: Zaman domeni Green fonksiyonu
$p(\cdot)$	: Gönderilen sinyal
r, R	: Menzil
$s(\cdot)$	: Alınan sinyal
t	: Zaman
$u(\cdot)$	: Nokta yayılım fonksiyonu
$\delta(\cdot)$	: Delta Dirac dağıtımı
ε	: Elektrik geçirgenlik
θ	: Normal açı
θ'	: Eşdeğer normal açı
λ	: Dalga boyu
μ	: Manyetik geçirgenlik
$\sigma(\cdot)$	: Hedef yoğunluk fonksiyonu
τ	: Gecikme
ω	: Açısal frekans

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Duvar arkası radar görüntüleme operasyonu.	13
Şekil 2.2. Modellenmiş duvar zayıflama grafiği.....	16
Şekil 3.1. FCC'nin UWB iç ve dış mekân uygulamaları için belirlediği mask	23
Şekil 3.2. UWB tabanlı uygulamalar için kullanılan Gauss darbesinin ve yedinci mertebeye kadar türevlerinin zaman domeni grafik gösterimi.	33
Şekil 3.3. Yedinci mertebeye kadar gauss darbelerine ait PSD grafikleri ve FCC sınırlarına olan uyumları.....	34
Şekil 3.4. Örnek Gauss-sine darbesi ve frekans domeni görünümü.	35
Şekil 3.5. Sinc işaretinin grafik gösterimi.....	36
Şekil 3.6. Farklı frekans bantları için aşağıdaki avantajlar ve dezavantajlar.	40
Şekil 3.7. Faz dizisi ile yakın alan görüntüleme, odaklama ve eğimli dalga cephesinin oluşumu.....	44
Şekil 4.1. Tek geçişli ve çift geçişli ara ortam ölçüm düzenekleri.	49
Şekil 4.2. Duvar genlik modeli - reflektogram	51
Şekil 5.1. Basitleştirilmiş uzak ve yakın alan huzme biçimlendirme.	55
Şekil 5.2. Katman geçişleri için kırılma geometrisi.	57
Şekil 5.3. Farklı ortam parametrelerine sahip ara ortamın algılanan hedef konumuna olan etkisi.	58
Şekil 5.4. Katmanlı ara ortamın yayılma geometrisine olan etkisi, 'hava-katmanlı duvar-hava' ara yüzü formu.	59
Şekil 5.5. Katmanlı ara ortamın yayılma geometrisine olan etkisi, basitleştirilmiş, kombine 'katmanlı duvar-hava' formu.	60
Şekil 5.6. Duvar parametrelerinin elde edilmesi için duvar iç yansımalarının geometrisi.....	65
Şekil 5.7. Lineer sensor dizisi ile görüntüleme geometrisi.	75

Şekil 5.8. 2D zaman domenini Green fonksiyonunun $r=1,5$ m için örnek zaman – genlik grafiği.	77
Şekil 5.9. Tek yönlü ultra geniş bant diyafram açıklık dizisinin maksimum girişim bölgesinin (IR) temsili.	83
Şekil 5.10. Açısal domen tarama ve taşınan yeni koordinasyon ekseninin gösterimi.	86
Şekil 6.1. Benzetime ait blok diyagram.	93
Şekil 6.2. Sinc darbe işareti için verici tasarımının ADS benzetimi.	95
Şekil 6.3. Gauss-sine darbe işareti için verici tasarımının ADS benzetimi.	95
Şekil 6.4. Sinc darbe işareti için verici tasarımının ADS benzetimi sonuç ekranı..	96
Şekil 6.5. Gauss-sine modülasyonlu darbe işareti için verici tasarımının ADS benzetimi sonuç ekranı.	97
Şekil 6.6. Alıcı tasarımının ADS benzetimi.	98
Şekil 6.7. Seçilen Vivaldi antenin ön ve arkadan görünüşü.	99
Şekil 6.8. (a) Ölçüm düzeneğinin genel görüntüsü. (b) Antene ait aktif çalışma bölgesinin sınırlandıran 10 dB seviyesine ait alt frekans değerinin işaretlenmesi. (c) Antene ait aktif çalışma bölgesinin sınırlandıran 10 dB seviyesine ait üst frekans değerinin işaretlenmesi.	100
Şekil 6.9. Anten ölçümüne ait S_{11} parametrelerinin ölçümü.	101
Şekil 6.10. Üç katmanlı duvara ait, materyallerin kombine frekans cevaplarının benzetiminin yapılması için düzenlenen üç boyutlu sahne tasarımı. (a) Ölçüm boyutları ve 3D sahne. (b) Segmentasyon (c) Port: Z_{min} (d) Port: Z_{max}	101
Şekil 6.11. Üç katmanlı örnek duvara ait, materyallerin kombine frekans cevabı (iletim).	102
Şekil 6.12. Üç katmanlı örnek duvara ait, materyallerin kombine frekans cevabı (yansıma).	102
Şekil 6.13. Üç boyutlu ölçüm sahnesi benzetiminin perspektif görüntüsü.	103
Şekil 6.14. Zaman domeninde alınmış bir geri yansıma.	104
Şekil 6.15. Dihedral ve trihedral köşe yansıtıcı modelleri.	105

Şekil 6.16. Üç katmanlı ara ortam için, katman mesafeleri, geliş açıları ve kümülatif zayıflama değerlerinin TLS-ESPRIT yöntemi ile kestirimi..	107
Şekil 6.17. Ölçüm ekipmanı.....	108
Şekil 6.18. Gerçekleme çalışmaları için üretilen hedef modelleri (a) 30 cm ön yüz ayrıt uzunluğuna sahip trihedral köşe yansıtıcı (b) 30 cm kenar uzunluğuna sahip levha plaka yansıtıcı.....	108
Şekil 6.19. Gerçekleme çalışmaları için inşa edilen model duvar.	109
Şekil 6.20. Duvara ait (a) tek geçişli ölçümlere ait gerçekleme düzeneği (b) çift geçişli ölçümlere ait gerçekleme düzeneği; Huni gönderici anten ve Vivaldi alıcı anten ikilisi için (c) zaman domen veri alma konfigürasyonu (d) ölçüm düzeneğinin genel görüntüsü.....	110
Şekil 6.21. Zaman ekseninde alınan tek bir yankı.	111
Şekil 6.22. 9 alıcı elemana sahip Vivaldi dizisinin 1,9 GHz için ışıma deseni.....	112
Şekil 6.23. Huzme biçimlendiriciye ait uygulama şematığı.	113
Şekil 6.24. Huzme biçimlendiriciye ait diyagram.....	113
Şekil 6.25. SVD dönüşümünün şematik gösterimi.	115
Şekil 6.26. 2D dalgacık dönüşümünün şematik diyagramı.....	117
Şekil 7.1. Duvar gecikme etkisi kompanse edilmemiş hedef alanı görüntüsü.....	120
Şekil 7.2. Duvar gecikme etkisi kompanse edilmemiş hedef alanı benzetimi.	120
Şekil 7.3. Duvar gecikme etkisi kompanse edilmiş hedef alanı görüntüsü.....	121
Şekil 7.4. Duvar gecikme etkisi kompanse edilmiş hedef alanı benzetimi.	121
Şekil 7.5. İmajın dalgacık dönüşümü ile alt bantlara ayrılması.	122
Şekil 7.6. SVD dönüşümü ile diyagonal bileşenin görüntülenmesi.....	123
Şekil 7.7. Duvara ait radar parazitlerini bastırma uygulaması. (a) Uygulamadan elde edilen görüntü için sonuç. (b) Benzetimden elde edilen görüntü için sonuç.	123

TABLolar LİSTESİ

Tablo 3.1. FCC standartları kapsamında duvar arkası görüntüleme sistemleri için teknik gereksinimler	24
Tablo 3.2. ECC kapsamında duvar arkası görüntüleme sistemleri için teknik gereksinimler	25
Tablo 4.1. Tipik Duvar Malzemeleri için Dielektrik Sabiti ve Kayıp Tanjantı.	50
Tablo 4.2. Huzme biçimlendirme yaklaşımlarına ait sistematik şema.....	52
Tablo 6.1. Kullanılan antene ait özellikler ve parametreler.	99

ÖZET

Anahtar Kelimeler: Duvar Arkası Radar Görüntüleme, Aktif Sensörler, Vivaldi Anten Dizisi, Green Fonksiyonları, Hedef Yoğunluk Fonksiyonları.

Bu tezde, duvar arkasındaki hedefleri tespit etmek ve görüntülemek için Green fonksiyonlarını kullanan, zaman domeninde çalışan bir huzme biçimlendirme algoritması sunulmuştur. Geliştirilen algoritma, açı ve menzil parametreleri tarafından belirlenen benzersiz bir hedef yoğunluk fonksiyonunu elde eden iki aşamalı bir odaklama sürecini ifade etmektedir. Odaklama görevine yardımcı olmak için yeni bir Green işlev yaklaşımı ortaya atılmıştır. Bu işlevin matematiksel çıkarımı algoritmik olarak verilmiştir. Duvar arkası görüntüleme sistemlerinin doğası, tasarımın ötesinde ekstra avantajlar ve zorluklar getiren Ultra Geniş Bant sistemlerinin kullanılmasını gerektirmektedir. Bu sistemler, standartları, özellikleri ve engellerin arkasını görmedeki rolleri hakkında ayrıntılı bir çerçeve sunulmuştur. Gelişmiş bir matematiksel duvar modeli, elektromanyetik kırınım ve yayılma yasalarına atıfta bulunularak analiz edilmiştir. Algoritmada kullanılması istenen duvar parametrelerinin hesaplanması için radar sisteminin veri ve geometrisini kullanan modern algoritmalar çalışılmıştır. Radar ile görüntüleme geometrisi hedefin farklı noktalardan aydınlatılmasını gerektirdiğinden uygulama tarafında Ultra Geniş Bant Vivaldi antenlerinden oluşan bir anten dizisi tasarlanmıştır. Hem Vivaldi antenlerinin hem de tasarlanan anten dizisinin teknik analizleri ve simülasyonları yapılmıştır. Tasarlanan sistem üzerine yapılan hem benzetim hem de gerçekleştirme çalışmalarında, geliştirilen algoritmanın odak görevini yerine getirdiği ve alınan ham verilerden açı - menzil parametreleri ile hedef yoğunluk fonksiyonunu başarıyla haritalayabildiği gözlemlenmiştir.

WIDEBAND THROUGH WALL RADAR IMAGING USING GREEN'S FUNCTION AIDED TARGET DENSITY FUNCTION

SUMMARY

Keywords: Through Wall Radar Imaging, Active Sensors, Vivaldi Antenna Array, Green's Function, Target Density Functions.

This thesis presents a beamforming algorithm operating in the time domain, which employs Green's functions to detect and display targets behind the wall. The developed algorithm refers to a two-stage focusing process that reconstruct a unique target density function determined by the angle and range parameters. A novel Green's function approach is put forward to aid the focusing task. The mathematical derivation is given in the algorithmic form. The nature of through wall imaging systems requires the employment of Ultra-Wideband systems which brings extra advantages and challenges beyond design. A detailed framework is presented about these systems, their standards, features and their role in seeing through the obstacles. An advanced mathematical wall model is analyzed with reference to electromagnetic diffraction and propagation laws. Modern algorithms using the data and geometry of the radar system are presented in order to compute the parameters of the wall, which are desired to be used in the algorithm. Since the imaging geometry with radar requires the target to be illuminated from different points, an antenna array consisting of Ultra-Wideband Vivaldi antennas is designed on the application side. Technical analyzes and simulations of both Vivaldi antennas and the designed antenna array are executed. In both simulation and implementation studies on the designed system, it is observed that the developed algorithm fulfills the focusing task and can successfully map the target density function with angle - range parameters from the raw data received.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Optik geçirgenliği kısıtlı olan nesnelerin arkasını görüntülemek için gereken teknolojiler; sivil savunma, medikal görüntüleme ve askeri güvenlik gibi alanlarda birçok nedenle hayati derecede elzem olmasına karşın mühendislik açısından büyük zorluklar getirdiği için karmaşık süreç ve metotları devreye almayı zorunlu kılmaktadır. Bu noktada, hem görüntülemede avantaj sağlayabilecek yükseklikteki çözünürlüklere ulaşma ihtiyacı hem de söz konusu ortamlara nüfuz edebilme gerekliliği, tüm teknik ve pratik zorluklarına rağmen Ultra Geniş Bant (UWB) dalga formlarının kullanımına dikkati çekmektedir.

Geniş iletim bant aralıklarının kullanılması; yüksek doğrulukta menzil tayini, yayılımın zayıflamasına karşı direnç, etkileyici ara ortam (engel) nüfuz yeteneği ve girişimlerin bastırılması dahil olmak üzere bir dizi fayda sağlar. Bununla birlikte, UWB sinyallerinin oluşturulması, alınması ve işlenmesi, araştırma ve yeniliklerin yanı sıra uygun radyo alıcı-verici (T-R) tasarımı ve standardizasyon çerçevelerini göz önünde bulundurmayı gerektiren önemli zorluklar ortaya çıkarmaktadır.

Tüm bu özellikler göz önüne alındığında, çok kısa darbeler kullanan UWB radarları, özellikle kısa menzilde birçok engel tespiti, hedef belirleme ve görüntüleme uygulamaları için büyük ilgi görmektedir. UWB radarları, mikro saniyeler mertebesinde genişliğinde darbeler kullanan geleneksel radarların -tipik olarak- 15 metrenin altındaki engelleri tespit edemediği kısa menzillerde çalışmaktadır. Üstelik bunlar, taşıyıcı frekansın olmaması nedeniyle bir ara elektronik aşama değildir. Bu nedenle, bu sistem geleneksel radara göre daha basit bir uygulamaya ve daha düşük maliyete sahiptir. Dikkate alınan uygulamaya göre, uygun UWB dalga formunun seçilmesi gerekir. Aslında, her dalga formu belirli bir çapraz korelasyon fonksiyonu verir ve bu fonksiyonun elde edilen tepe noktaları alıcıda kolayca tespit edilebilir

olmalıdır. UWB radarlar [1] için senaryonun teknik gereksinimlerini karşılayabilecek farklı dalga biçimleri kullanılabilir; örneğin: Gauss darbesi ve türevsel formları, tek ve çift döngü darbeleri, örneğin: Gegenbauer ve Hermite fonksiyonları [2].

Duvar arkası görüntüleme (TWI) ve genel olarak binaların iç yapısının görüntülenmesi son yıllarda büyük ilgi görmüştür. Duvar arkası görüntülemedeki can alıcı nokta duvarın varlığıdır [3], [4]. Geleneksel görüntü oluşumları çoğunlukla, duvar arkası görüntülemede geçerli olmayan homojen yayılma ortamı varsayımına dayanmaktadır. Elektromanyetik (EM) dalganın kırılması, yayılma yolunun artık düz bir çizgi olmadığı, duvarın ön ve arka yüzeylerinde meydana gelebilir. Geleneksel görüntü oluşumları, yani geri projeksiyon (BP) algoritması, duvarın etkisi hesaba katılmazsa yine de çalışsa da radar performansını düşürecek, duvarın arkasındaki hedeflerin oluşturulmuş görüntüsü bulanıklaşacak ve gerçekliklerinden uzaklaşacaktır. Duvarın arkasındaki hedeflere iyi bir odaklanma kalitesi elde etmek için, duvar parametrelerinin bilinmesi veya tahmin edilmesi gereken görüntüleme prosedürü sırasında duvarın etkisi telafi edilmelidir. Bu noktada radarlar, ilgilenilen hedef alanındaki bilgilerin, alınan elektromanyetik yankılardan potansiyel olarak çıkarılmasına olanak sağlayan bir süreci mümkün kılar.

Bu nedenle duvar arkası ile ilgilenen radar çalışmaları, analog-dijital elektronik, güç elektroniği, elektromanyetik, sinyal işleme, bilgi teorisi ve veri bilimi gibi birçok bilim dalının bir arada değerlendirildiği çok disiplinli bir çalışma alanıdır.

1.1. Teknolojinin Güncel Durumu

Duvar arkası radar görüntüleme problemlerinde, tekniklerin uygulanabilirliği ve çalışma performanslarının dışında tasarımın insan tarafından kullanılabilirliği de önemli bir faktördür. Cihazın taşınabilir ve hafif olması üzerine kurgulanan talep beraberinde birçok teknik problemi, dolayısı ile geliştirilmeye muhtaç başlıkları da beraberinde getirmektedir. UWB duvar arkası radar araştırmaları, farklı algılama ortamlarına ve amaçlarına göre iki kategoriye (insan bilgisi tespiti ve engellerin iç

yapılarının bilgi edinimi) ayrılabilir. Çalışma grupları bu ihtiyaçlara farklı teknikler kullanarak cevap vermeye çalışmaktadır.

UWB duvar arkası radar görüntüleme sistemlerinin tasarımına ve uygulanmasına odaklanan bazı temsili araştırma kurumları ve kuruluşları bulunmaktadır: Timedomain Ltd., MIT ve Villanova Üniversitesi (ABD); Cambridge danışmanlık şirketi (Birleşik Krallık); İsrail'in Camero-Tech şirketi (İsrail); ve Rusya'daki deneysel çalışmalar tasarım bürosu; Çin'de, üniversitelerle iş birliğine dayalı ilişkiler kuran ve Xi'an Biken Teknoloji Geliştirme Ltd., (Çin); Novasky Elektronik teknolojisi Ltd., (Çin); Çin Radyo Dalgası Yayılımı Araştırma Enstitüsü ve Pekin LSJ teknoloji geliştirme Ltd. (Çin), STM A.Ş., Aselsan (Türkiye). Alanın popülerliği bu çalışma gruplarına her gün yenilerinin eklenmesine ve ürünün endüstriyel olarak ulaşılabilirliğinin kolaylaşmasını sağlamaktadır.

Nüfuz kabiliyetine sahip radar cihazları, kritik faaliyetlerde kullanılmak üzere duyulan yoğun ihtiyacın var ettiği bir teknikler bütünüdür. Dolayısı ile bu tekniklerin her bir adımı için yapılabilecek geliştirmeler sonuçların sağlığına dair katkıyı verecektir.

1.2. Tezin Amacı ve Önemi

Uzaktan algılama alanı, çeşitli uygulamalar için bir dizi ilginç görüntüleme yaklaşımı geliştirmiştir. Duvar içinden algılama faaliyetlerinin amacı yapı ve doğasını ayırt etmek, işgalcilerin yerini tespit etmek, hatta bina içindeki nesneleri tanımlamak, sınıflandırmak ve oda yerleşimlerinin belirlenmesi dahil çeşitli amaçlarla binaların içini görme arzusunun ele alan nispeten yeni bir alandır.

Duvar arkası algılama, polis, itfaiye ve kurtarma, acil yardım görevlileri ve askeri operasyonlar tarafından oldukça arzu edilir. Doğru algılama ve görüntüleme, bir polis gücünün bir rehine krizindeki bir binanın doğru bir tanımını almasına veya itfaiyecilerin yanan bir yapının içinde mahsur kalan insanları bulmasına izin verebilir. Özünde, duvar arkası algılama teknolojisinin amacı gizlenmiş alanlara görüş sağlamaktır.

Bu tez çalışmasında duvar arkasındaki hedeflerin lineer anten dizisi ile tespit edilmesi ve görüntülenmesi için bir radar sinyal işleme algoritmasının oluşturulmasıdır. Bu nedenle impuls radarlarının görüntüleme sistemlerindeki yetenekleri değerlendirilecektir. Görüntüleme algoritması zaman domeninde Green fonksiyonunu da içerecek şekilde hazırlanacaktır. Oluşturulan algoritmaya ait matematiksel çıkartım, alternatif darbe türleri ve radar geometrileri ile uyumlanabilir bir genel çerçeveyi ifade edecektir. Formülasyonu yapılan yaklaşım algoritmik bir biçimde uygulamaya yönelik olarak sunulacak ve benzetim aracılığı ile gerçekleştirilebilirliği teyit edilip gerçek uygulamaya geçirilecektir.

Geliştirilecek olan metot ve sistemin arama ve kurtarma, askeri operasyonlar, bina içi gözetim ve sivil birçok alanda kullanılması hedeflenmektedir. Belirtilen alanlarda, hızlı hedef tespiti operasyonların sağlıklı ilerlemesi için şarttır. Araştırma alanında duvar gibi bir engeli kaldırmak için TWRI (Through Wall Radar Imaging, Duvar Arkası Radar Görüntüleme) gibi güçlü bir yaklaşım gerekmektedir. Bu yaklaşımın ortaya net bir şekilde konulması için sisteme ait doğal fenomenler sistemin tasarımı içinde ifade edilecek ve algoritma güçlendirilecektir. Amaç iyi bir görüntünün elde edilmesinin yanı sıra hızlı ve güvenli çalışan, görüntüleme senaryosundaki olası değişimlere toleransı yüksek olan, dolayısı ile gerçek hayatta karşılaşılabilecek uygulama alanlarına uygun bir sistem tasarımı üretmektir. Tasarımın basamaklı bir şekilde sorunlara yaklaşan modüler yapısı farklı senaryolar altında bazı ara basamakların yeniden şekillendirilip uyumlandırılması hususunda avantaj sağlayacaktır.

1.3. Metodoloji

Beton, tuğla, alçı panel gibi optik geçirgenliği kısıtlı olan ortamların arkasındaki hedeflerin haritalandırılmasını hedefleyen bir radar tasarımını içeren bu tez zaman domeninde geliştirilmiş bir algoritmanın teorik ve pratik sonuçlarını içermektedir. Buna yönelik olarak planlanan metodoloji aşağıdaki adımları içermektedir.

- TWRI sistemleri için mevcut yöntemlerin ve bu yöntemlere ait olası zorlukların değerlendirilmesi, geliştirilecek yeni sisteme ait teknik ayrıntıların saptanması, yöntemin literatüre uygunluğunun saptanması ve yapılabilirliğinin değerlendirilmesi,
- Özgün algoritmanın geometrik ve teknik planlarının oluşturulması, hedef yoğunluk fonksiyonunun teorik olarak elde edilmesini sağlayan matematiksel sürecin oluşturulması,
- Geliştirilen yöntemin nümerik metotlar, donanım seviyesinde tasarım yapan programlar ve CAD (Bilgisayar Destekli Tasarım, Computer Aided Design) destekli paket programlar kullanılarak benzetiminin yapılması, sonuçların elde edilmesi,
- Laboratuvar çalışmalarına ait hazırlıklarının yapılması, yöntemdeki kısıtların laboratuvar şartları ve reel uygulamalar adına çapraz değerlendirilmesi, malzeme ve hizmet temini,
- Geliştirilen yöntemin laboratuvar şartlarında elde edilmesi ve sonuçların benzetimlere uyumluluğunun değerlendirilmesi, sonuçların tez içinde ifade edilmeye uygun hale getirilmesi.

1.4. Bilimsel Katkı

- UWB Sinyal üretimi ve kullanımı için bir çerçeve sunulmuştur. Sinyallerin dünya çapında kullanılan standartlar içerisindeki kullanımı için yasal çerçeve sunulmuş ve bu sınırlar içerisinde kullanımı sağlanmıştır.
- TWI sistemlerinin incelenmesi için elektromanyetik fenomenleri içeren matematiksel ve uygulamalı model sentezlenmiştir.
- UWB puls sinyalleri ile duvar arkası görüntüleme yapabilmek için Green yaklaşımlarını içeren bir matematik arka plan sentezlenmiştir. Yeni bir görüntüleme fonksiyonu oluşturulmuş bu görüntüleme fonksiyonunun matematiksel çıkartımı ayrıntılı bir şekilde ele alınmıştır.
- Çok katmanlı simülasyon modeli ile gerçeğe en yakın simülasyon modeli kurulmuş, görüntüleme aşamasının farklı aşamalarının görüntülemeye olan cevabı farklı simülasyon yaklaşımları ile çözülmüştür. Simülasyonun donanım

seviyesinde olması sağlanmış ve sistemin sağlıklı işleyişi referanslar ile desteklenmiştir. Bu benzetim çerçevesi, sistemde yapılacak geometrik, matematik ve teknik değişikliklerin sonuçlarının sistem genelinde incelenebilmesi ve değerlendirilebilmesi için adım adım sonuçların gözlemlenebileceği şekilde, ayrıntıları ile sunulmuştur.

- Verilen uygulama çerçevesinde farklı tip malzeme ve hedeflerin elektromanyetik özellikleri ile bu düzeneklerin sunulan sinyal, sistem ve görüntüleme formasyonuna olan tepkileri incelenmiştir.
- UWB sinyaller ile duvar arkası görüntüleme sonrası son-işleme üzerine uygulamalar verilmiştir. Ön duvar radar parazitlerinin bastırılması için alt uzay yöntemleri kullanılmıştır.

1.5. Araştırma Boşlukları

Yeni bir uygulama alanı olan duvar arkası görüntüleme birçok çalışma disiplini bir araya getirmesi nedeniyle araştırma boşluklarını da beraberinde getirmektedir. Bu disiplinlerin her birinde deterministik ve yüksek kararlılık ile çıktı veren algoritmalar, yöntemler ve uygulamaların geliştirilmesi gerekmektedir. Bu bölümde bu boşluklar genel hatları ile sunulmuştur.

- Öncelikle, puls ile çalışmadan kaynaklı olarak dönen sinyallerin gürültü içerisinde tespiti fiziksel olarak bu tekniğin kullanılmasını zorlaştırmaktadır. Bundan dolayı sinyalin tespiti, gürültüden temizlenmesi başlı başına zorluklar getirmekte ve yeni tekniklerin kullanılmasını gerektirmektedir. Teorik olarak köklü olmasına rağmen uygulamada yeni olan UWB sistemlerin, dar bant sistemlerin ötesinde ayrı tekniklerle işlenmesi gerekmektedir. Bu nedenle UWB sinyal işleme üzerine yeni yaklaşımlar sonuçlar açısından umut verici olacaktır.
- Buna rağmen radar paraziti (clutter) ve bozulmalar görüntülemenin ayrıntılı yapılmasına engel olmaktadır. Hedefin türünün, canlı bir hedef ise pozisyonunu belirlemek özellikle arama-kurtarma ve güvenlik alanlarında

hedefe yönelik operasyonlar için önemlidir. Düşük radar kesiti olan nesnelerin tespiti silah olabilecek nesnelerin tespiti için işe yarar olacaktır.

- Karmaşık radar senaryoları da doğal olarak karmaşık yaklaşımlar gerektirir. Belirli bir ara ortam modelinden ve düzenli bir ara ortam yapısından bağımsız, yüksek toleranslı çalışabilecek elektromanyetik yayılım modelleri bu alanda yeni başlıklar oluşturabilir.
- Duvar parametrelerinin belirlenmesi adına tam kararlılıkta çalışan bir model ve daha az operasyonel ayrıntı ve maliyet getiren tekniklerin geliştirilmesi bilinmeyen parametre sayısını azaltacağı için görüntülemeyi kolaylaştırıp daha kararlı sonuçları sağlayacaktır.
- Çoklu hedeflerin tespiti ve takibi bir diğer çalışma boşluğudur. Kablosuz ağlar gibi mevcut iç mekân UWB haberleşme sistemlerinin hedef konum tespit ve takibinde kullanılması bir diğer ilginç başlıktır.

1.6. Tezin Planı

Aşağıda planı sunulmuş olan bu tez çalışmasında, Ultra geniş bant teknikler kullanılarak duvar arkasındaki hedefleri görüntüleme üzerine teorik ve pratik arka plan sistematik olarak sunulacak şekilde ele alınmıştır. Geliştirilen algoritma ve uygulamaların literatür üzerindeki yeri tez boyunca sunulan referanslar ve ekler ile desteklenmiştir.

1. Bölüm olan Giriş bölümünde, bu tezde ileri sürülen çalışmanın güncel durumu, literatürdeki yeri, zorlukları ve katkı faktörlerinden bahsedilmiştir. Tezin amacı, metodolojisi, planı ve organizasyonu bu bölümde verilmiştir. Araştırma boşlukları ve çalışma alanının yönü üzerinde durulmuştur.

2. Bölümde, radar kavramı, radarın tarihçesi, duvar arkası radar ile görüntüleme ile ilgili arka planın yanı sıra her konu başlığı altına yayılacak şekilde de verilecek olan referans çalışmalar için genel çerçeve oluşturacak geniş bir literatür taraması da bu bölümde verilmiştir.

3. Bölümde, UWB sistemlerinin temellerinin anlatılması, teknik gereksinimleri ile bunların uygulama alanlarına olan etkileri değerlendirilecektir. UWB sinyal formları ile çalışma esaslarına da değinilerek ele alınacaktır. Yasal kısıtlar, UWB sistemlerin tasarımında önemli bir etkindir ve dünyanın çeşitli bölgelerinde farklı standartlar ile tasarımları söz konusudur. Bu dalga formlarının kullanımının hangi standartlar ve kurallar çerçevesinde düzenlendiği üzerinde durulacaktır. UWB sistemlere ait kavramsal bilgiler, sinyal, yayılma, tasarım özellikleri, elektromanyetik arka plan verilecektir. Bölümün amacı tezde kullanılan yöntem ve bilgilerin UWB ve radar literatürleri içerisindeki yerini vurgulamaktır. Uygulama bölümlerinde, geriye yönelik olarak bu kısımlara verilen referanslar ile UWB tekniklerinin etkileri ve uygulama esasları pekiştirilecektir.

4. Bölümde, duvara nüfuz eden radar yöntemlerinin teknik detayları ve analizleri incelenecektir. Bunun için eşdeğer modeller, şematik gösterimler ve matematiksel ifadeler kullanılacaktır. UWB radarların hangi temel özelliklerinin duvar arkası görüntüleme sistemlerinde nasıl ele alınması gerektiği başlıklar altında işlenecektir.

5. Bölümde, duvar modelinin de görüntüleme matematiği içine dahil olması ile oluşturulacak yeni görüntüleme fonksiyonunu sentezlenecektir. Dizi anten tekniklerinin kullanılacağı bu form, karmaşık yansıma ölçümlerinden anlamlı hedef görüntüsünü ayıklamak üzere ham elektromanyetik veriyi işleyecek şekilde oluşturulacaktır. Bu yöntemin sağlıklı bir şekilde işlenmesi için sistemin yapısı, UWB davranışları ve çalışılan koşulların gerektirdiği özel elektromanyetik yayılım değişkenleri ve yayılım ortamını modelleyen bir Green fonksiyonu yaklaşımı ele alınacaktır. Tezde kullanılan gelişmiş parametre kestirim ve huzme biçimlendirme algoritmaları bu bölümde ayrıntılandırılacaktır. Algoritmaya ait radar sisteminin teknik ve topolojik özellikleri radar matematiğine uygun bir şekilde şekillendirilecektir.

6. Bölüm olan Uygulama bölümünde, çoklu disiplinli bir çalışma olan TWI görüntüleme için, her görevi yapmak üzere ayrı uygulama ve tekniklerin uygulandığı, çok yönlü, donanım seviyesinde bir benzetim çerçevesi açıklayıcı bir şekilde ele alınacaktır. Gerçekleme çalışmasına ait ekipman, teknik ve uygulama esasları bu

bölümün diğer ana kısmını teşkil edecektir. Uygulamaya ait esaslar daha önceki bölümlerde değinilen teknik ve matematiksel temellerle desteklenir nitelikte sunulacaktır.

7. Bölümde çıktılar hakkındaki beklentiler ve sonuçlar sunulacak ve değerlendirilecek, çıktıların analizleri yapılarak tartışılacaktır. Yöntemlerin uygulama ve teorideki başarısı ve katkıları tartışılacaktır.

Son kısımda kaynakça, hemen ardından tez boyunca değinilen ekler ve özgeçmiş bulunmaktadır.



BÖLÜM 2. RADAR VE DUVAR ARKASI RADAR KAVRAMLARI

2.1. Radarın Tanımı

Radar, RAdio Detection and Ranging ifadesinin kısaltması, Radyo Algılama ve Menzil Sistemi anlamına gelir. Temel olarak bir cismin radarın yerleştirildiği noktadan konumunu ve mesafesini tespit etmek için kullanılan elektromanyetik bir sistemdir. Basit bir izah ile, uzaya mikrodalga aralığında enerji yayarak ve nesnelerden gelen yankıyı veya yansıyan sinyali izler.

Radar, belirli mesafelerdeki farklı nesneleri fark etmek, izlemek, bulmak ve tanımlamak için kullanılan elektromanyetik bir sensördür. Radarın çalışması, yankıları ve onlardan geri dönüşleri gözlemlemek için elektromanyetik enerjiyi hedefler yönünde iletmeyle. Burada hedeften kasıt gemiler, uçaklar, astronomik cisimler, otomotiv araçları, uzay araçları, yağmur, insanlar, kuşlar, böcekler vb. ‘den başka bir şey değildir. Hedefin yerini ve hızını tespit etmekten öte, bazen hedefin şekli ve boyutu ile de ilgilenebilir.

Kızılötesi ve optik algılama cihazlarıyla karşılaştırıldığında radarın temel amacı, zorlu ortam koşullarında uzaktaki hedefleri keşfetmek ve mesafelerini, menzillerini hassasiyetle belirlemektir. Radar, hedefleri yerleştirmek için bir aydınlatma kaynağı olarak bilinen kendi vericisine sahiptir. Genellikle, frekanslar 400 MHz'den 40 GHz'lere çıkabilen, Hertz cinsinden hesaplanan elektromanyetik spektrumun mikrodalga alanında çalışır [5]–[7].

Bir radar hedefe ait bilgileri içeren sinyali değerlendirirken, hedef tarafından saçılan elektromanyetik dalganın, iletilen dalga formunun bir fonksiyonu olmasının yanı sıra, aynı zamanda hedefin hem uzaysal hem de materyal özelliklerine ait bilgilerin

içerildiği bir fonksiyonu olduğu ele alınır. Hedefin ya birden çok saçılma merkezinden ya da uzayda dağıtılmış bir saçılma sürekliliğinden oluştuğunu varsayılır. Daha sonra iletilen dalga biçimi hedeften yansıtıldığında, hedef üzerinde uzaysal olarak ayrılmış birçok nokta tarafından geri yansıtılır. Bu noktaların farklı malzeme kombinasyonları varsa, yansıyan olay enerjisinin fraksiyonu, noktaların malzeme kombinasyonlarının bir fonksiyonu olacaktır. Ayrıca, hedefin çeşitli noktalarından saçılan dalgalar, uzayda farklı noktalarda yapıcı ve yıkıcı bir şekilde eklenerek uzayda bir girişim modeli oluşturacaktır.

2.2. Radar Tarihçesi

Radarın II. Dünya Savaşı'nın askeri zorunluluktan kaynaklanan bir yan ürünü olduğu yaygın bir varsayımdır. Hiser'e göre, bu sadece savaşın pratik kullanıma uygun büyük miktarlarda radar ekipmanı ürettiği ölçüde doğrudur. Aslında, tüm radarların altında yatan temel ilke ilk olarak 1886'da fizikçi Heinrich Hertz tarafından elektromanyetik dalgaların çeşitli nesnelerden yansıtılabildiğini ve hatta uygun reflektörlerle ışınlara odaklanılabildiğini keşfettiğinde gözlemlendi.

1904'te, Alman mühendis Hulsmeyer'e, gemiler için bir engel detektöründe elektromanyetik dalgaların kullanılması için önerilen bir yöntem ve gemiler için seyrüsefer yardımı konusunda birkaç ülkede patent verildi. 1922'de Marconi, radyo tespiti için kısa dalgaların kullanılmasını istedi. Bu başlangıçlardan itibaren radar yavaş yavaş gelişti; aniden keşfedilen bir bilim değildi. Sonraki yıllarda elektromanyetik dalgalar üzerinde çalışan çeşitli araştırmacılar, bu dalgaları üst atmosferden yansıttı ve iyonosfer olarak bilinen bir dizi iyonize tabakanın varlığını doğruladı.

1922'de, Columbia Bölgesi'ndeki Potomac ve Anacostia nehirlerinin birleştiği yerde bulunan ABD Deniz Araştırma Laboratuvarı'nda Dr. A. Hoyt Taylor ve arkadaşları tarafından yansıyan elektromanyetik dalgaların pratik kullanımı için bir öneri sunuldu. Gemiler verici ve alıcı arasından geçerken önemli bir sinyal alımı kaybını keşfettiklerinde, nehrin bir tarafından diğer tarafına nispeten yüksek frekanslı radyo

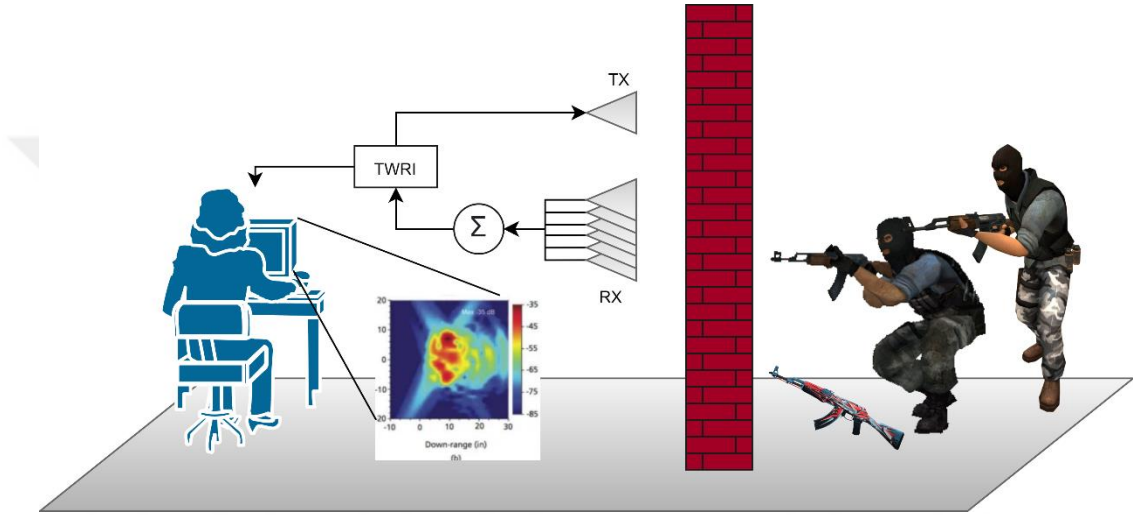
iletişimlerini deniyorlardı. Bu durum, radyo dalgalarının dūřman gemilerinin varlığını tespit etmek için kullanılabileceği sonucuna varmalarına neden oldu.

II. Dūnya Savařı'na kadar, arařtırmalar hem sūrekli dalga hem de darbeli radyo sinyallerinde devam etti. 1925'te, Carnegie Enstitūsū, darbeli radyo dalgalarını kullanarak iyonosferik çalıřmaları bařlattı. Lawrence Hyland (ABD Deniz Kuvvetleri Arařtırma Laboratuvarları) tarafından yapılan daha fazla deney ve çalıřma, sūrekli dalgalar kullanarak hem gemileri hem de uçakları tespit etmenin pratik olduęunu gōsterdi (1930). Hyland, radyo "sinyal" olerinin ara sıra ve gizemli bir řekilde dalgalandıęını fark etti (tepe ve dūřūřleri gōsterme). Yakında Bolling Field'a inen ve kalkan uçakların iletilen radyo enerjisinin kūuk bir bōlūmūnū geri yansıttıęını fark etti. 1934'te, Ordu Sinyal Birlięi (sūrekli dalgalar kullanarak) ok kısa mesafelerde hedefleri tespit etti, ancak deneylerinin bir sonucu olarak, hedefleri daha uzun mesafelerde gōzlemlemek için darbeli enerji kullanma olasılıęını önerdi. 1935'te İngiltere'de Robert Watson-Watt, Ordu'nun önerisiyle neredeyse aynı bir sistem önerdi ve aynı yıl bařarılı ekipman üretmeye devam etti. Radarın ile ilgili çalıřmalar, özellikle bir uçak erken uyarı sistemine olan ihtiyaın ūlkenin hayatta kalması için gerekli bir unsur olarak algılandıęı Būyūk Britanya'da hızla ilerlemiřtir. 1937'de İngilizler, karasal tabanlı radar erken uyarı istasyonları aęının inřasına bařladı. Bu proje İngilizleri radar teknolojisinin geliřtirilmesinde dięer ulusların çok ilerisine yerleřtirdi. İngilizler tarafından saęlanan en kritik geliřmelerden biri, radar aęlarında kullandıkları yūkksek gūlū bir verici tūp osilatōr olan magnetrondu.

Amerika Birleřik Devletleri'nin II. Dūnya Savařı'na girmesiyle birlikte, Atlantik'in batı yakasında radarın hızlandırılmıř geliřtirilmesine olan ihtiyaç tamamen fark edildi. Silahlı Servislerin Laboratuvarları, radar arařtırma ve geliřtirmede bazı gerçek ilerlemeler kaydetmiřlerdi, ancak tesis ve personelleri o kadar ciddi řekilde sınırlıydı ki, ABD adına pratik radar alanında yeterince ilerleyebilmek için sert önlemler gerekiyordu. 1942'de Būyūk Britanya ile tūm radar bilgileri, arařtırma, geliřtirme ve hatta üretimi bir araya getirmek için bir dūzenleme yapıldı. Amerika Birleřik Devletleri Hūkūmeti, Massachusetts Institute of Technology'de (MIT) bir Radyasyon Laboratuvarı'na sponsor oldu ve bunu finanse etti. MIT'de, gōrev ūzerinde çalıřmak

için yüzlerce bilim insanı bir araya geldi. Bell Telephone Laboratories tarafından maddi olarak desteklenen bu proje, ABD ve İngiltere'yi radar geliştirme ve uygulama konusunda düşmanlarının çok ilerisine yerleştirmeyi kısa sürede başardı. Bu üstünlük pozisyonu müttefiklere askeri bir avantaj sağladı ve bu kesinlikle çatışmada başka türlü mümkün olandan daha erken bir çözüme ulaşılmasına neden oldu.

2.3. Duvar Arkası Radar Konsepti



Şekil 2.1. Duvar arkası radar görüntüleme operasyonu.

Opak engellerin arkasını görmenin altında yatan konsept, radar ve sonar görüntülemeye benzer. Spesifik olarak, metalik olmayan bir duvarla karşılaşıldığında, RF sinyalinin bir kısmı duvara nüfuz edecek, nesneleri ve insanları yansıtacak ve kapalı bir odanın içindeki hedeflerin konum, durum ve türlerine dair bir imza ile geri dönecektir. Bu yansımaları yakalayarak, bir duvarın arkasındaki nesneleri görüntüleyebiliriz. Bu tür yansımaları yakalayabilen bir cihaz inşa etmek zordur, çünkü duvarı iki kez geçtikten sonra sinyal gücü azalır. Duvarın kendisinden gelen yansımalar, odanın içindeki nesnelerden gelen yansılardan çok daha güçlüdür. Duvardan yansımalar, alıcının analogdan dijitale dönüştürücüsünü (ADC) bunaltarak, duvarın arkasındaki nesnelerden gelen yansılardan kaynaklanan çok küçük değişiklikleri kaydetmesini engeller. Bu davranış, bir kameranın önündeki aynanın kameranın flaşını yansıtmasına benzer olduğu ve sahnedeki nesneleri yakalamasını engellediği için 'flaş etkisi' olarak adlandırılır.

Duvar arkası radar görüntüleme (TWRI) tekniği birçok majör problem içeren bu araştırma alanında tüm problemlere ait çözümleri içeren, çok disiplinli bir teknikler bütünüdür. Duvardan arkası radar, düşük maliyetli radyo ve görüntü işleme teknolojisinin ortaya çıkmasıyla mümkün olan birçok kısa menzilli radar uygulamasından biridir. Polisten itfaiyeye ve acil kurtarma hizmetlerine kadar uzanan alanda görev yapan personel, genellikle, ilgili alanı görmeden yeni bir senaryo hakkında mevcut bilgileri en üst düzeye çıkarmaya ihtiyaç duyar. Yararlı bilgiler, bir binanın içinde insanların hayatta olup olmadığından, kaç kişinin bulunduğu, hareketlerinin ne olduğuna ve yaşam belirtilerinin ölçümlerine kadar uzanır.

2.4. Duvar Arkası Radar Tarihçesi

Duvar arkasını hedefleyen algılama sistemleri en iyi şekilde, gelişimini yönlendiren uygulamalara bakılarak değerlendirilebilir. Bu tür sistemlerin nihai arzusu, geleneksel önlemlerle görülemeyen alanlarda ayrıntılı bilgi sağlamaktır. Jeoloji ve tıbbi görüntüleme ortamlarındaki başarılarından esinlenen alan araştırmacılar, duvar malzemelerine nüfuz etmek ve odaların ve binaların içeriğini ve yapısını en iyi şekilde tahmin etmek için radyo frekansı (RF) ve diğer algılama metotlarını uygulamaya çalıştılar. Duvar arkası algılama, 90'ların sonlarından beri literatürde belgelenen özel uygulamalarla, yere nüfuz eden radar sistemlerinin duvarlara uygulanmasından büyüdü ve ilk safhada yakın mesafeden tek bir duvarın ötesini algılamada yeteneklerini gösterdi. Ferris ve Currie, 1998'de TWI sistemi için ilk olgun teknolojiyi sunmuş ve ilerlemenin önümüzdeki on yıl içinde gerçekleşmesini beklemiştir [8]. Bugüne kadar TWI üzerine olan araştırmalar, alıcı-verici tasarımı, elektromanyetik yönler, sinyal işleme, algılama, görüntüleme, sınıflandırma ve hedeflerin tanımlanması üzerine odaklanmıştır. TWI çalışmaları aynı zamanda çeşitli görüntüleme uygulamaları için makul kazanç sağlayan yüksek bant genişliğine sahip bir tasarımların da araştırma motivasyonunu şekillendirmektedir.

Uygulamalar, bir yapı içindeki hareket hakkında bilgi aranmasına veya yapı ve içeriğinin görüntülenmesine göre ayırt edilebilir. Duvar arkası görüntülemeye hesaba katılmak zorunda olan yayılma fenomenleri, elektromanyetik dalgaların kullanımını

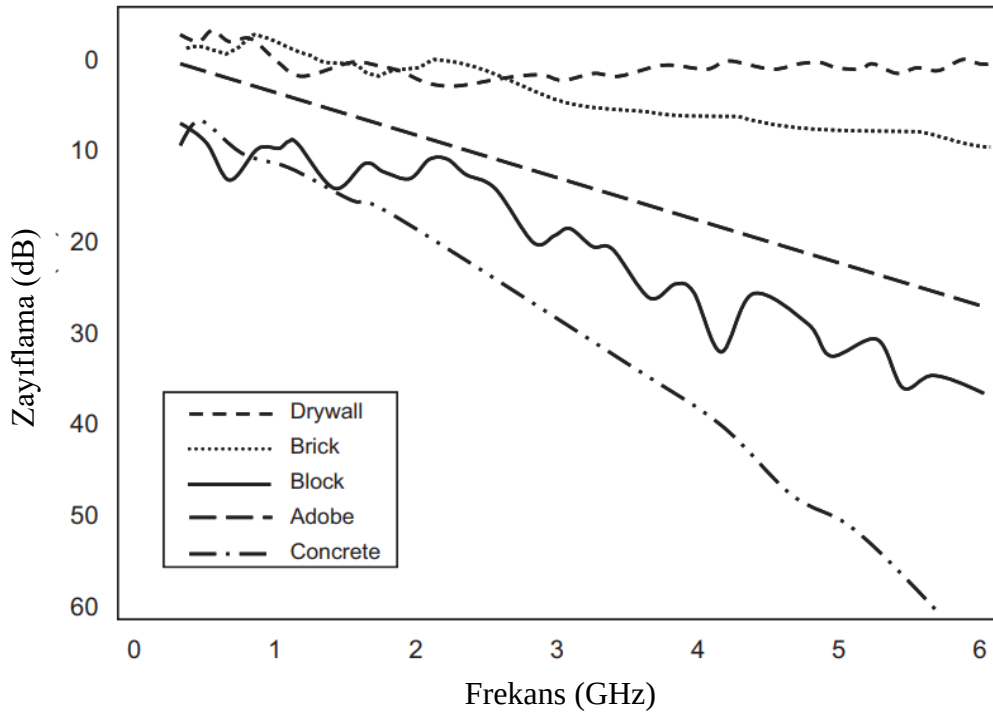
sonar ve termal görüntüleme metotlarına göre daha güçlü ve etkili sonuç veren aynı zamanda uygulamada esneklik sağlayan bir seçenek olarak ortaya sürmektedir [9].

2.5. Literatürde Duvar Arkası Algılama Teknikleri

Arama kurtarma, savunma gibi kritik endüstrilerdeki ihtiyaçları karşılamak adına optik olarak saydam olmayan engeller arkasına saklı hedeflerin tespit ve görüntülenmesi için duvar arkası görüntüleme (TWRI – Through Wall Radar Imaging) teknikleri geliştirilmiştir. Bu metotların teknik anlamda geçmişi eskilere dayansa da literatürde UWB sinyal işleme olanaklarının gelişmesi, kendine özgü problemlerin çözümü üzerine araştırmacıları cesaretlendirmiştir [10].

Duvar ötesi görüntülemeye dair ilk ayrıntılı örnekler 2005'te Y. Yang ve A. E. Fathy'nin referans eserinde görülmüştür. Bu eserde 10 GHz merkez frekanslı 600 MHz bant genişliğine sahip bir radar tasarımı, duvar malzemesinin nümerik simülasyonu ve görüntüleme sisteminin gelişmiş simülasyonu hakkında bilgiler de verilmiştir [11], [12].

2008'de US Army Lab.'a bağlı çalışan M. Farwell ve ekibi farklı geometri ve yansıtma parametrelerine sahip malzemelerin (oluklu duvar, alçı levha, eski beton) farklı frekanstaki ve bant genişliğindeki sinyallere olan tepkileri ve UWB TWRI tasarım esaslarını derinlemesine incelemiştir (Şekil 2.2.) [13].



Şekil 2.2. Modellenmiş duvar zayıflama grafiği [13].

T. Jin ve ekibi ile F.H.C. Tivive ve ekibinin iki ayrı çalışmasında, ultra geniş bant radar görüntüleme, geri projeksiyon algoritmaları, otomatik imaj odaklama ve duvar görüntülemeye en önemli hususlardan biri olan radar paraziti bastırma algoritmaları işlenmiştir [14], [15].

Nitekim nüfuz etkili radarlar, arama kurtarma çalışmaları amacıyla, 2015'te JPL ve 2016'da ENCA tarafından, Nepal depremi ve Lily Madeni felaketlerinde başarılı bir şekilde kullanılmıştır [16], [17].

TWI radarlarında tek boyutlu sistemler, bir hedefe menzil sağlar, ancak bir açı sağlamaz. Ekstra boyut, birden fazla hedefi ayırma ve muhtemelen ayırt etme yeteneği sağlar [18]. Sistemler, ilgilenilen aralıkların ötesindeki aralıklardaki algılamaları açık bir şekilde engelleyebilir ve istenen hedef hareketini operatörün hareketinden daha kolay ayırt edebilir. Sistemler genellikle bir verici antene ek olarak tek bir alıcı antenden oluşur (bazen her iki işlev için tek bir anten kullanılabilir). Menzil tayini, radar teknolojisinin gelişmesinin temel nedenlerinden biridir, ancak duvar arkası radar sistemlerinin çoğunda kısa mesafeli menziller bazı özel zorluklar sağlar [19]. Hedef

aralığı elde etmek için genellikle üç yöntem kullanılır, ultra geniş bant darbeleri, dual frekanslar ve basamaklı sürekli dalgalar. İki boyutlu sistemler, menzil ve açı boyutlarında sahneden bir kesit sağlar. Bu konu ile ilgili olarak Nag, Barnes, Payment ve Holladay'ın [20]; Ahmad, Frazier, Amin ve Kassam'ın [21] ve Song, Yu ve Liu'in [22] ile verilen referanslarına başvurulabilir.

2-D gösterimi, elemanları eş doğrusal olan daha büyük bir anten dizisi pahasına, hareket ettiricinin daha iyi lokalizasyonunu gerektirir. 2 boyutlu sistemler, nesnelerin yerleşimine bağlı olacaktır; bu, görüş alanının bozulmasına yol açabileceği anlamına gelir. 3 boyutlu sistemler, menzil, azimut ve yükseklik eksenlerinde, daha yüksek işlem gereksinimleri pahasına, görüş alanının hacimsel bir temsiliyi temsil etmeye çalışır [23].

TWRI tasarımları [24] de gösterildiği gibi bina içerisinde hedef konumlama ve görüntüleme konusunda başarılı olduğunu göstermiştir. Ancak sinyalin elektromanyetik özellikleri farklı ($\epsilon, \mu, \tan(\sigma)$) ortamlardan geçmeleri sebebi ile hedefin gerçek pozisyonundan sapma göstererek hatalı konumda görülebileceği ortaya çıkmıştır, bu nedenle yeniden odaklama algoritmalarına ihtiyaç duyulmuştur. M. Dehmollian ve G. Wang ayrı çalışmalarda sinyal zayıflaması, yeniden odaklama gibi sorunları ele almışlardır [24]–[27].

Doğal olarak bu özelliklerde bir radar uygulaması için sistemin çalışacağı merkez frekans ve bant genişliği hem nüfuz özellikleri hem de görüntü çözünürlüğü ve kalitesi açısından son derece önemlidir. Sinyalin duvar içerisinde aşırı zayıflamasını önlemek için özellikle beton duvar üzerinde çalışan sistemler için 3 GHz in altındaki frekanslar ile çalışan sistemleri kullandıkları görülmektedir [13]. Bu frekanslarda sinyal zayıflaması daha yüksek frekanslara göre kabul edilebilir seviyede olacaktır [28], [29]. Frekans ve bant genişliği seçimi sistemin tüm aşamalarını etkileyeceği için dikkatle yapılmalıdır numaralı kaynaklar bu parametrelerin seçimi hakkında yararlıdır [30], [31]. Duvar parametrelerinin çıkarılması ve modellenen duvar yansımalarının tutarlı çıkarılmasının, sinyal - duvar - radar paraziti oranını önemli ölçüde iyileştirdiği gösterilmiştir [32].

J. Moulton ekibi ve F. Ahmad ekibi “arka plan çıkarma” prensiplerini kullanan duvar arkası görüntülemeye radar paraziti bastırma hususundaki sonuçları [33] ve [23] numaralı referanslarda mevcuttur. Bu çalışmalarda görüntü duvar parametrelerinin veya modelinin bilinmesi durumunda ham veriden çıkarılması ile elde edilmiştir. Ek olarak geri yansımaları azaltan algoritmalar [23] ve [34]’te öne sürülmüştür.

Bunun yanında [15]’te C. Tivive tarafından duvar engeline ait elektriksel karakteristikleri belirlemek üzere Tekil Değer Ayrışımı (SVD) gibi güçlü algoritmaları devreye alan ve [34]’da Y.J. Ren tarafından, yaygın anten dizilerinin sağladığı geometrik referans farklılıklarını kullanarak duvarın kalınlık katman vb. diğer karakteristiklerini ortaya koyan çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Alt dizi yöntemlerinin ve alt spektral yöntemlerin yüksek doğruluk sağlamak açısından avantajlı sonuçlar sağladığı ortaya çıkmıştır [35].

[36] ve [37]’de Solimene ve Soldovieri tarafından lineer ters yansıma problemi (LISP) ve bilinmeyen ara ortam parametreleri altında, basit şartlarda görüntüleme yapabilen teknikler işlendi. Bu yöntemler 2D ve 3D, tek katmanlı ve çok katmanlı, kayıpsız ve çoklu yansıma ortamları için aynı ekip tarafından geliştirildi[38]–[40]. [41]’de bir duvar arkası görüntülemeye değişiklik algılayan basit bir strateji üzerine bir çalışma sunulmuştur.

Çok katmanlı duvar arkası görüntülemeye en güçlü yaklaşımlardan biri de tomografik yaklaşımlardır. İşlem süresinin uzun olması gibi bir dezavantaja rağmen bu yöntemler hedefin türünü, belirleyebildiği için önemlidir. [42] ve [43]’de Zhang ve ekibi tarafından gerçek zamanlı TWRI ile multi-frekans multi-mono statik düzende Born, Green’s ve Fourier yöntemlerini esas alarak, çok katmanlı engel arkasındaki hedeflerin görüntülenmesi sağlanmıştır. Ayrıca görüntüleme operasyon süresinin azaltılmasına dair yaklaşımlar önerilmiştir [44]–[46]. Bu çalışmalarda 3D adaptif huzme biçimlendirme ve lineer ters yansıma yöntemleri sıklıkla görülmektedir.

Amin ve Zhang, [47]–[50] referanslı yayınlarında data alınma ve işleme süresini kısaltan ve aynı zamanda daha az data ile işlem yapabilen sıkıştırılmış algılama tekniklerini (CS - Compressive Sensing) ileri sürmüştür.

Bu bölümün kapsamı dışında, anten ve sistem tasarımı alanlarında TWRI uygulamaları için önemli çalışmalar yapılmıştır. Elektromanyetik modelleme için Burkholder ve ekibinin [51]; Dogaru ve Le'nin [52], [53]; Chang, Burkholder, Volakis, Marhefka, ve Bayram'ın [54]; polarimetrik modeller için Yemelyanov, Engheta, Hoorfar, ve McVay, [55]; Dogaru ve Le'nin [56]; Zhang, Hoorfar, Thajudeen, ve Ahmad'in [42], [46], dalga cephesi kompanzasyonu ile hareket hatası bastırma için Ahmad, Amin, ve Kassam'ın [57]; Ahmad, Amin, ve Mandapati'in [58]; Yoon, Amin, ve Ahmad'in [59]; Dehmollaian ve Sarabandi'nin [24], Bragg saçılması ve elektromanyetik saçılma fenomenleri için [20] ile gösterilen referansları belirleyici düzeyde bilgiler sağlamaktadır.

TWRI operasyonlarında oda içinde bulunan hedefin gölge etkisinden kaynaklanan hatalı hedefler oluşturma durumu, hayalet hedef etkisi adı ile ilk kez [60]'de Martone tarafından ortaya konmuştur. Bunun üstesinden gelmek için uzaysal olarak dağıtılmış çoklu alıcı ve vericileri kullanan MIMO (Multiple Input – Multiple Output) radarlar [61] ve [62]'de önerilmiştir. [61]'da evre uyumlu olmayan değişikliklerin belirlenmesi ile hedef ve hayalet hedef arasındaki farklar belirlenerek hedef analizi yapılmaktadır. [62]'ta ise birinci dereceden hayalet hedeflerin en önemli bozucular olduğu ortaya sürülmektedir.

[63]–[66] ve [67]'te TWRI radarların canlı objeleri yaşam belirtilerini tespit etmesi üzerine özellikle; UWB pulslarının mikro-doppler tespiti yapabilme kabiliyeti ile ilgili bir dizi çalışma yapılmıştır.

Duvar arkası radar görüntüleme ile ilgili gerçekleştirilen bazı diğer tez çalışmaları için [68]–[77] numaralı referanslar incelenebilir.

BÖLÜM 3. UWB TEKNİĞİ VE UWB SİSTEMLER

3.1. Giriş

UWB radarları kısa süreli dalga paketleri yerine elektromanyetik darbeleri kullanır. Bu nedenle dalga şekli frekans düzleminde incelendiğinde enerji geniş bir frekans ölçeğine yayılmıştır. Kısa darbe genişlikleri UWB darbelerini mükemmel bir radar tespit ve görüntüleme aracı haline getirmektedir. Yüksek bant genişliği hedef konusunda daha çok bilgi alınmasını sağlamaktadır. Örnek, tipik bir UWB darbesi $1ns$ den kısa süreli olup serbest uzayda 30 cm civarında bir dalga boyuna denk gelmektedir. Aksine, tipik bir dar bant radar dalgası 1 us yani 300 m dalga boyuna sahip olabilmektedir. Bu yüzden puls süresinin azaltılması hedef doğasına ait veri sürelerini sınırlamaktadır. Ayrıca darbe (puls) yapısının kullanılması UWB sistemlerinin geliştirilmesi açısından da önemlidir. UWB sistemleri çok yüksek veri hızlarına da erişebilir, girişim olasılığını önemli ölçüde azaltabilir. Bu durum UWB için özelleştirilmiş yüksek performanslı modülasyonların geliştirilmesini gerektirir.

Bir UWB radar veya algılayıcı sistemi, öncelikli olarak sistem bileşenlerinden ziyade, sinyal hedef etkileşimlerinde yer alan fiziksel olgular ele alındığında, UWB iletişim sistemlerinden daha alışılmışın dışında yapıdadırlar. UWB radarlarda, gönderilen sinyal, çoğu zaman ilgilenilen yerde uzaysal boyut olarak hedeften daha kısadır. UWB sinyalleri söz konusu olduğunda radar kesitinin tanımı hala geçerlidir, ancak hem UWB iletilen sinyaldeki frekans bileşenleri sayısı büyüktür hem de hedef üzerindeki farklı saçılma bileşenleri yalnızca farklı rezonans frekansları değil, aynı zamanda hedef üzerindeki mekânsal ayrışması nedeniyle, farklı zamanlarda aydınlatan kısa süreli UWB sinyalini yansıtır. Bu nedenle, UWB radarlarında dönen sinyal, zamanla kesintisiz olarak dağılmış ayrı geri yansımaların süper pozisyonunu ifade eder ve hedef

üzerinde ayrı mekânsal etkileşimleri yansıtan, çok sayıda, zamanda ayrılmış saçılma matrisinden oluşur.

UWB radarlar için üretilen ultra kısa süreli darbeler ışık hızında yol alır. Kat etme süresi göz önüne alındığında UWB radarlar iki genel sınıfta toplanabilir: kısa menzil ve uzun menzil radarları. Uzun mesafe radarları daha çok, uzaktan algılama ve ufuk ötesi amaçlar için kullanılırken kısa mesafe UWB radarları ise endüstriyel ve ticari amaçlarla kullanılmaktadır.

Ultra geniş bant (UWB) terimine ait kavramsal standartlar ilk olarak 90'lı yılların başında tanıtılmıştır ve genellikle büyük bir görelî bant genişliğine (taşıyıcı frekansın bant genişliğine oranı) veya büyük bir mutlak bant genişliğine sahip olan sinyalleri ifade etmektedir. Büyük iletim bant genişliklerinin kullanılması, doğru aralık, yayılım sırasında oluşabilecek kayıplara karşı sağlamlık, etkileyici engel nüfuzu ve parazit bastırma dahil olmak üzere bir dizi fayda sağlar. Bununla birlikte, UWB sinyallerinin üretilmesi, alınması ve işlenmesi, uygun radyo düzenleme ve standardizasyon çerçevelerinin yanı sıra araştırma ve yenilik gerektiren önemli zorluklar ortaya çıkarmaktadır.

UWB teknolojisi için tanınan ilk uygulama, kısa mesafelerde yüksek hızlı veri iletimiydi. Ancak daha birçok uygulama alanında yüksek veri işleme ihtiyacının gerekliliği keşfedilmiş ve gerçekleştirilmek üzeredir. Bunlar, örneğin; ölçüm cihazları, konum izleme, görüntüleme, gözetleme ve malzeme analiz cihazlarıdır. Özellikle, bu uygulamaların daha da geliştirilmesi, mevcut radyo düzenleyici çerçevenin sürekli revizyonlarını gerektirmektedir [78]–[80].

3.1.1. UWB kavramı

Ultra Geniş Bant (UWB) radyo, iletişim ve menzil için ultra düşük güçle kısa darbeler kullanan, devrim niteliğinde, gücü sınırlı ve hızla gelişen bir teknolojidir. Bir UWB puls radyo sisteminin son derece yararlı olduğu; yüksek veri hızı, yüksek hassasiyet aralığı, sönümleme sağlamlığı ve düşük maliyetli alıcı-verici uygulaması gibi çeşitli

tatmin edici özellikler sağladığı bulunmuştur. UWB, düşük maliyetli sensör ağları için çok umut vericidir. UWB, kablosuz iletişim, ağ oluşturma, radar, görüntüleme ve konumlandırma sistemlerinde büyük ilerlemeleri mümkün kılan, benzersiz özelliklere sahip, hızla gelişen bir teknolojidir. UWB, FCC'nin onayından sonra akademik endüstride olağanüstü bir ilgi kazandı. UWB tanımına %20'den daha büyük bir oransal bant genişliğine ve 500 MHz'den daha büyük bir toplam bant genişliğine sahip herhangi bir kablosuz sistem girer [78], [79].

3.1.2. UWB kavramının temelleri

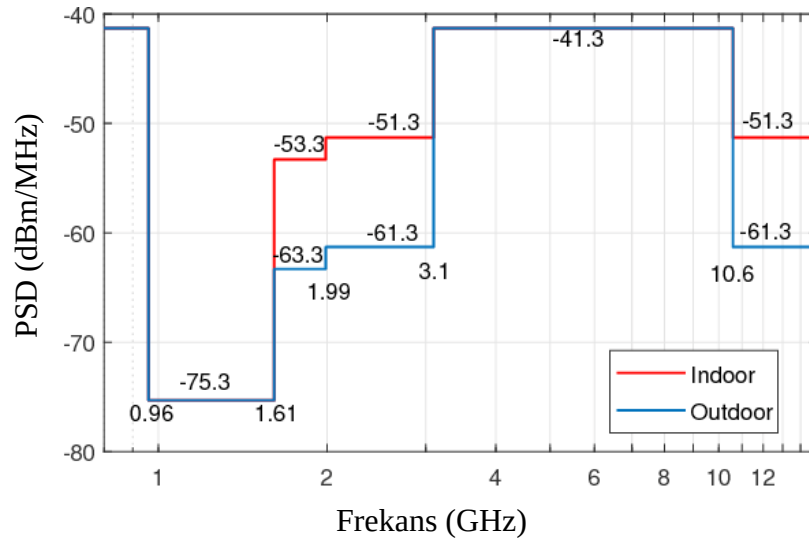
UWB terimi nispeten geneldir, farklı alanlarda çeşitli uygulamaları içerir; veri iletişimi, konum ve izleme, görüntüleme sensörleri, nesne tanımlama, kısa menzilli radar gibi çeşitli uygulama alanlarına göre, UWB sinyallerini üretmenin ve modüle etmenin farklı yolları vardır. UWB'nin yaygın olarak kullanılan bir tanımı şudur: Bir UWB sistemi, genellikle geleneksel sistemlerle ilişkili olandan çok daha büyük bir bant genişliğine sahip olan sistemdir. Bu tanım, işgal edilen bant genişliğinin kapsamının UWB'yi geleneksel sistemlerden veya sinyallerden ayıran temel özellik olduğunu ima eder. Tabii ki, bu ifade bant genişliğinin anlamı üzerinde daha fazla ayrıntı gerektirir. Özellikle, UWB'nin tanımını belirli bir sinyal oluşturma formuyla kısıtlamaz. Somut olarak, UWB terimi, tüm frekans bandını anında kapsayan popüler kısa darbe sistemleri ile sınırlı değildir. UWB'nin her farklı uygulama alanı, kendi özel ihtiyaçlarını ve bakış açılarını yansıtan kendi tanımını formüle etmiştir. Bununla birlikte, işgal edilen bant genişliğinin kapsamı, tüm tanımlarda temel bir özellik olarak görünmektedir.

Ek olarak, dünya çapındaki düzenleyici otoriteler, bir RF sinyalini bir UWB sinyali olarak nitelendirmek için spektrum gerekliliklerini ve sinyal parametrelerini tanımlamıştır. Minimum sinyal bant genişliği ile birlikte, düzenleyici otoriteler UWB sinyalleri için maksimum yayılan güç spektral yoğunluğunu ve tepe gücünü tanımlamıştır. Düzenleyici makamlar, UWB düzenlemesine tabi olan cihazların endüstriyelendirilmeden önce radyo düzenleme gereksinimlerine uygunluğunu göstermek için test edilmesini şart koşar. UWB cihazlarıyla ilgili olarak, ulusal ve

uluslararası düzenleyici makamlar, uygunluğu test etmek için gereksinimleri ve test ve ölçüm prosedürlerini belirtir.

3.1.3. UWB sistemler için standartlar ve karşılaştırması

FCC, bir UWB vericisini ‘zamanın herhangi bir noktasında’ 0.20'ye eşit veya daha büyük bir göreceli bant genişliğine sahip olan veya göreceli bant genişliğinden bağımsız olarak 500 MHz'e eşit veya daha büyük bir mutlak bant genişliğine sahip olan kasıtlı bir yayıcı olarak tanımlar. UWB bant genişliği, 10 dB güç seviyesi bant genişliği olarak tanımlanır. Ayrıca genel kuralların yanı sıra, kullanım alanları ve yayılım ortamına (iç mekân UWB sistemleri, taşınabilir UWB sistemleri, yeraltı radarları ve duvar arkası görüntüleme sistemleri, duvar içi görüntüleme sistemleri, gözetim sistemleri, tıbbi görüntüleme sistemleri, araç radar sistemleri) göre bu maddeler, alt maddeler oluşturarak kategorik kurallar sunmaktadır. Bu tanımla FCC, çalışması sırasında zamanda UWB vericisi için minimum bir bant genişliği gereksinimi ortaya koydu.



Şekil 3.1. FCC'nin UWB iç ve dış mekân uygulamaları için belirlediği mask [81].

FCC komisyonu lisanslı servisler ile oluşabilecek potansiyel girişimleri engellemek için, uygulama kategorileri özelinde elektromanyetik bandın farklı aralıkları için farklı güç limitleri belirlemiştir Tablo 3.1. UWB duvar arkası görüntüleme sistemleri için

güç limitlerinin bantlara olan dağılımını göstermektedir. Burada belirlenen bant üzerinde 1 MHz'lik çözünürlük bant genişliği üzerinden değerlendirme yapılmaktadır. Bununla birlikte maksimum operasyonel iletim süresi 10 saniye ile sınırlandırma kuralına tabi tutulmuştur [81].

Tablo 3.1. FCC standartları kapsamında duvar arkası görüntüleme sistemleri için teknik gereksinimler [81].

Frekans Aralığı	Maksimum ortalama güç spektral yoğunluğu - EIRP
960 - 1610 MHz	-75,3 dBm/MHz
1610 - 1990 MHz	-53,3 dBm/MHz
1990 MHz üstü	-51,3 dBm/MHz

ABD'nin aksine, Avrupa'daki genel UWB cihazları için düzenleme çok daha yenidir, Avrupa Komisyonu'nun ilk kararı Mart 2006'da kabul edildi, ECC/DEC/(06)04 [82]. Bu ECC Kararı, öncelikle, iletişim uygulamaları sağlayan UWB iç mekân ve el tipi cihazlara yönelik pazar talebine yanıt vermeyi amaçlamıştır. Ancak, ağırlıklı olarak dış mekân kullanımı ile karakterize edilen bazı UWB cihazları kategorileri (yani sabit dış mekân kurulumları, karayolu ve demiryolu araçlarındaki kurulumlar, uçan modellerde, uçaklarda ve diğer havacılıkta) açıkça hariç tutulmuştur. ECC, ultra geniş bant teknolojisini kullanan ekipmanı, "50 MHz'den daha geniş bir frekans aralığına yayılan radyo frekansı enerjisinin kasıtlı olarak üretilmesini ve iletilmesini içeren, radyo iletişim hizmetlerine tahsis edilen birkaç frekans bandının üst üste gelebileceği, kısa menzilli radyo iletişimi için ayrılmaz bir parça veya aksesuar olarak teknolojiyi içeren ekipman" olarak tanımlamıştır [83]. Benzer bir şekilde, ECC de her UWB cihaz kategorisi için özel emisyon limitlerini benimser. Tablo 3.2. Çeşitli bant aralıkları için maksimum ortalama güç spektral yoğunlukları için ECC tarafından düzenlenen standartları sunmaktadır.

ABD ve Avrupa düzenlemelerini karşılaştırırken, "Ultra Geniş Bant" teriminin resmi tanımıyla ilgili ilginç bir fark ortaya çıkıyor. FCC, kabaca "UWB" cihazları için karakteristik olarak 500 MHz'lik bir minimum bant genişliği veya herhangi bir zamanda en az %20'lik bir göreceli bant genişliği olarak tanımlanırken, Avrupa Komisyonu sadece 50 MHz minimum bant genişliğine sahip cihazları zaten UWB cihazları olarak kabul etmektedir. UWB emisyonunun minimum bant genişliği

gereksinimini işgal etmesi gereken zamana ilişkin özel bir gereklilik, Avrupa düzenlemesinde mevcut değildir.

Tablo 3.2. ECC kapsamında duvar arkası görüntüleme sistemleri için teknik gereksinimler [82].

Frekans aralığı	Maksimum ortalama güç spektral yoğunluğu - EIRP
1,6 GHz altı	-90 dBm/MHz
1,6 – 2,7 GHz	-85 dBm/MHz
2,7 – 3,4 GHz ^{1,2}	-70 dBm/MHz
3,4 – 3,8 GHz ^{1,2}	-80 dBm/MHz
3,8 – 4,2 GHz ^{1,2}	-70 dBm/MHz
4,2 – 4,8 GHz ^{1,2}	-70 dBm/MHz
4,8 - 6 GHz	-70 dBm/MHz
6 – 8,5 GHz	-41,3 dBm/MHz
8,5 – 10,6 GHz ²	-65 dBm/MHz
10,6 GHz üstü	-85 dBm/MHz

¹ 3,1 – 4,8 GHz bandı içinde, Düşük Doluluk Oranı (LDC) azaltma tekniğini uygulayan cihazların maksimum ortalama e.i.r.p ile çalışmasına izin verilir. -41,3 dBm/MHz spektral yoğunluk ve maksimum e.i.r.p. 50 MHz'de tanımlanan 0 dBm.

² 3,1 – 4,8 GHz ve 8,5 - 9 GHz bantları dahilinde, Algıla ve Önle (DAA) azaltma tekniğini uygulayan cihazların (bkz. Ek 3) maksimum ortalama e.i.r.p ile çalışmasına izin verilir. -41,3 dBm/MHz spektral yoğunluk ve maksimum e.i.r.p. 50 MHz'de tanımlanan 0 dBm.

Aslında FCC'nin öne sürdüğü "zaman eksenindeki herhangi bir noktada" ölçüm alma ifadesi, ölçüm açısından net değildir. Kesin olarak uygulanırsa, "zamandaki herhangi bir nokta" aslında "ölçülen herhangi bir örnekte" olarak yorumlanabilir ve bu da bir örnekleme için bant genişliğinin tanımlanamaması sorununu sağlar. Bir ölçüm prosedürü, incelenen sinyalin ilgili tüm spektral bileşenlerini yakalayabilmek için pratik olarak bir ortalama gözlem süresini dikkate almalıdır.

3.1.4. UWB teknolojilerinin kullanım alanları

UWB sistemlerin kullanım alanlarını değerlendirirken geleneksel dar bant sistemler üzerine olan avantajları ile değerlendirmek doğru yaklaşım olacaktır.

Birkaç GHz'lik bant genişliği nedeniyle, UWB sistemleri kısa bir zaman aralığında birkaç yüz Mb/s'den fazla veri iletim hızını destekleyebilir ve bu da yüksek data oranı gerektiren kablosuz iletişim sistemleri için yeni hizmetler ve uygulamalara olanak tanır. Tipik UWB darbelerinin nano-saniye seviyesindeki süreleri nedeniyle, UWB

sistemleri iyi bir zaman domenı çözünürlüğüne sahiptir, konum ve izleme uygulamaları için santimetre, hatta milimetre düzeyinde doğruluk sağlayabilir. UWB sinyalleri uygun şartlarda engellerden geçebilir ve bu nedenle hem görüş hattı olan (LOS) hem de görüş hattı olmayan (NLOS) ortamlarda çalışabilir. UWB sinyali için güç spektral yoğunluğu çok düşüktür. UWB sistemleri gürültü tabanının altında çalıştığından, istenmeyen kullanıcıların UWB sinyallerini algılaması son derece zordur. Bu da yüksek güvenliklı elektronik sistemler için UWB'yi iyi bir seçenek haline getirir. Düşük güç spektral yoğunluğunun benzersiz karakteri, UWB sisteminin hücresel sistemler, kablosuz yerel alan ağları (WLAN), küresel konumlandırma sistemleri (GPS) vb. gibi diğer hizmetlerle bir arada var olmasına izin verir.

Bu avantajlar, UWB radyosunun gelecekteki kablosuz iletişim ve lojistik, güvenlik uygulamaları, tıbbi uygulamalar, ev aletlerinin kontrolü, arama-kurtarma, çocukların denetimi ve askeri uygulamalar dahil olmak üzere diğer birçok uygulama için çok çekici bir çözüm haline gelmesini sağlar [84].

3.2. Çalışma Frekansı, Çözünürlük ve Anten Boyutları İlişkileri

Shannon'un bilgi kuramına göre [85] bir sistemin taşıyabileceği maksimum bilgi miktarının temel faktörü bant genişliğidir ve bilgi miktarı ile doğru orantılıdır. UWB radarlarının bilgi içeriğinin dramatik artışının nedeni, sinyalin daha küçük darbe genişliğine sahip olmasıdır. Örnek bir radar darbesinin boyu 1 μ s'den 1 ns'ye değiştiğinde, darbe hacminin araştırma derinliği 150 m'den 15 cm'ye düşer. Hızlı değişen bir dalganın taşıyacağı bilgi miktarının da belirtilen girişim modeli gereği daha az belirsiz alım yapacağı için artacağını, gözetleme alanını araştırılan radar cihazının inceleme derinliğinin daha ayrıntılı ve daha hassas hale gelebileceğini söyleyebiliriz. UWB radarının azaltılmış sinyal uzunluğunun kendine özgü avantajları vardır: Tespit edilen hedef menzil ölçüm doğruluğunu iyileştirebilir. Bu, tüm koordinatlar için radar çözünürlüğünün iyileştirilmesi ile sonuçlanır, çünkü hedeflerin bir koordinat tarafından çözülmesi, diğer koordinatlar tarafından çözümlerini gerektirmez.

UWB sistemler hedefin sınıflarını ve türlerini tanımlamakta başarılıdır, çünkü alınan sinyal sadece bir bütün olarak hedef hakkında değil, aynı zamanda bileşen unsurları hakkında da bilgi taşır. Hedefler, her biri farklı yankı fenomenlerine işaret eden birçok yansıtıcının toplamı olarak ele alınabilir. Daha geniş bant aralığında çalışma imkânı, dolayısı ile yüksek zaman çözünürlüğü bu bileşenlerin ifade ettiği farklı tepkilerin net olarak gözlemlenip analiz edilebilmesi hususunda yararlı olacaktır. Yağmur, sis, aerosol vb. nedenlerle oluşacak pasif parazit radar etkilerini azaltır. Bunun nedeni, küçük bir puls hacmi için, parazit kaynağının saçılma kesitinin hedefin saçılma kesitine göre azalmasıdır.

Anten modelindeki parazit boşluklarını ortadan kaldırma pahasına, hedefleri düşük yükseklik açılarında gözlemlerken stabiliteyi artırır. Bunun nedeni, ana sinyalin ve herhangi bir yere dönüş sinyalinin antene farklı zamanlarda ulaşması ve böylece seçimlerini mümkün kılmasıdır. Işınlanmış hedeflerin sekonder radyasyon (ikincil yayılım) modelinin lob yapısının ortadan kaldırılması pahasına bir hedefi gözlemleyerek hedef tespit olasılığını ve iyileştirilmiş stabiliteyi artırır, çünkü hedefin ayrı bölümlerinden yansıyan salınımlar karışmaz ve iptal olmaz, daha düzgün bir radar kesiti sağlar. Deterministik veya sezgisel olarak, ikincil veya çok yollu yansımaları modelleyip iptal eden algoritma ve matematiksel modellerin tasarlanıp uygulanabilmesine imkân verir. Yayılan sinyal özelliklerini değiştirerek fiziksel olarak daha küçük ve uygun boyutlara sahip bir anten modeli tasarlama imkânı verir. Radarın harici dar bant elektromanyetik radyasyon etkilerine ve gürültüye karşı bağımsızlığını iyileştirir. Radar için ölü bölge değerini azaltır, hedef gölgeleme etkileri çözülebilir. Algılanması zor bir sinyal tasarlanarak radarın gizliliği artırılabilir [19].

Operasyonel merkez frekansı – bant genişliği seçimi, donanım tasarımı-uygulaması ve radar görüntüleme fiziği arasında dikkate alınması gereken birtakım varsayımlar ve çelişkiler vardır. Bunlardan en önemlisi sinyal zayıflama miktarını direkt etkileyen nüfuz kayıplarıdır. Malzeme içindeki nüfuz kaybı frekansla artar, bu nedenle düşük frekanslarda çalışmak gerekir. Bileşenlerin ve antenlerin boyutları frekans ile azalır, bu durum yüksek frekanslarda çalışmayı gerektirir. Menzil çözünürlüğü mutlak bant genişliği ile doğru orantılıdır, bu durum da idealde yüksek frekanslar ile çalışmayı

gerektirir. Bunlar ile birlikte, UWB duvar arkası görüntüleme sistemleri için belirlenen çeşitli yasal standartlar spektral ölçeğin düşük frekanslardaki bandında kısıtlamalar getirmektedir [19]. Bu unsurların etkileri ile baş etmek, tasarım sırasında donanım veya sistem gereksinimlerinden feragat etmeyi gerektirecektir. Örneğin anten boyutunu daha pratik seviyelere taşımak için çalışılan frekans bandının alt sınırını, uygulamanın gerçekleştirilebileceği azami seviyede artırmak gerekir.

3.3. Sistem Özelliklerinin Belirlenme Kriterleri

Duvar arkası görüntüleme radarları için frekans veya zaman domeni yöntemleri ile geliştirilen sistemler tasarlanabilir. Sistem performansı ise donanım öğelerinin seçimi ve görüntüleme sistemindeki düzenlemeleri ile belirlenir.

Zaman domeni impuls sistemlerinde, alıcı çok daha karmaşıkken, vericinin donanım açısından uygulanması nispeten kolaydır. Elektronik devrelerin doğal cevapları bir impuls sinyalini üretmek için gereken altyapıyı sağlayabilir. Ancak sinyalin minimum kayıpla elde edilebilmesi için çok yüksek örnekleme hızına ihtiyaç vardır, bu da sistemleri fiziksel olarak hantallaştırabilir. Alıcı ön ucunun, iletilen impulsların bant genişliğini kapsamak için geniş bant olması gerektiğinden, bu sistemler, iletilen impulsların bandının herhangi bir yerinde güçlü karışan sinyallere duyarlıdır. Paraziti en aza indirme amacı ile belirli frekansları filtrelemek için donanımsal yöntemleri kullanmak pratik değildir.

Çoğu impuls radar sistemi uygulaması, alınan sinyal ile ilişkili faz bilgisi sağlamaz. Bu, anten ve elektronik performansı ile ilişkili frekansa bağlı sistem etkilerini hesaba katmak için alınan sinyal üzerinde düzeltmeler yapmayı zorlaştırır ve görüntü oluşum sonuçlarını iyileştirmek için entegrasyonun etkinliğini azaltır.

Frekans domeni sistemleri için hem verici hem de alıcı için donanım uygulaması temel zorlukları beraberinde getirir. İmpuls sistemleri gibi, ön uç geniş bant olmalıdır. Bununla birlikte, algılama çok dar bir bant üzerinden gerçekleştirilir, böylece girişim etkilerini belirli frekanslarla sınırlandırır. Faz bilgisi, çoğu frekans alan sistemi için

tespit edilen sinyalde korunur. Bu, frekansa bağılı sistem etkilerini hesaba katmak için alınan sinyale düzeltmelerin uygulanmasını kolaylaştırır ve tutarlı entegrasyon yoluyla görüntü işlemeyi geliştirme yeteneğini geliştirir.

Bir anten dizisini, tarama için anahtar kontrollü tek bir radar alıcı-vericisi kullanmak, donanım miktarı en aza indirildiğinden çekicidir. Ancak, algılama işlemi için gereken verilerin tam çerçevesini toplamak daha uzun zaman alır ve senkronizasyon için optimum bir senkronizasyonu da hesaba katmak gerekir. Bir frekans domeni uygulamasında sistemin hassasiyeti, antenle dizisindeki ardışık arasındaki boşlukla ayarlanır. Aralıkları artırarak antenler arasındaki elektromanyetik sızıntıları azaltmak ve izolasyonu sağlamak, dinamik aralığın artırılmasına olanak tanır.

Tek vericili çoklu alıcı yaklaşımı, verilerin tüm antenlerden paralel olarak toplanmasına izin vererek, saptama işlemi için gereken verilerin tam çerçevesini toplama süresini azaltma avantajına sahiptir. Bununla birlikte, tutarlı algılamayı korumak için, tüm alıcılara ortak darbe saati ve yerel osilatör sinyalleri sağlamak gerekir. Ortak bağılı bir yerel osilatör olmadan, her bir alıcıdaki sahte gürültü bileşenleri uyumlu olmayacaktır ve değişiklik algılama işlemi sırasında kaldırılmayacaktır. Paralel olarak alma, herhangi bir işleme aralığı sırasında taranan dizi sistemine göre daha fazla verinin toplanmasını sağlar ve SNR'yi (sinyal-gürültü oranı) iyileştirir. Bu, gerçek zamanlı bir işlem için daha fazla donanım ve daha fazla hesaplama maliyetiyle gelir.

Her anten için bir radar içeren çoklu bağımsız radar tasarımı, radarların ayrı ayrı hareket etmesine, görüntüleme ve algılama gerçekleştirmek için birlikte çalışmasına izin verir. Bununla birlikte, bu konfigürasyon, uyumlu çalışmayı sürdürmek için radarların dahili saatlerinin eş zamanlanması ve görüntü işlemeyi gerçekleştirmek için anten konumlarının birbirine göre hassas bir şekilde konumlandırılabilmesini gerektirir. Çoklu alıcı konfigürasyonunda olduğu gibi, her bir radar sensörü aynı anda yankı alır ve SNR'yi iyileştirir. Donanım daha karmaşık, hantal ve maliyetli olmasına ve bu konfigürasyonda işlemenin daha zor olmasına rağmen, mimarisinin işbirlikçi yapısı nedeniyle daha geniş bir operasyonel seçenekler yelpazesine izin verir.

Anten seçimi ve dizi yapılandırması, sisteme özgü performans etkileri sağlar. Sistemin çapraz menzil çözünürlüğü anten yapısı ve dizi topolojisi ile doğrudan ilişkilidir. Bununla birlikte anten dizisinin açıklığı ve minimum çalışma frekansı tarafından ayarlanır. Çapraz aralıktaki çözünürlüğü, bir dizideki antenler arasındaki aralıkla belirlenir ve hedef olarak yanlış yorumlanabilen öğeler, görüntünün yeniden yapılandırılması sırasında yapay öğeler olarak görünür. Frekans domeni yaklaşımları için anten dizisi aralığı ek bir sorun teşkil eder. Verici ve alıcı antenler arasındaki doğrudan yol ile alınan sinyal, alınan en büyük genliğe sahip olduğundan ve alıcı dinamik aralığının üst sınırını belirlediğinden, anten aralığı sistem hassasiyetini belirler.

Dinamik aralığın sınırlandırılmasına ek olarak, bu sinyal zaman alanına dönüştürüldüğünde keskin bir yükselme süresine sahiptir ve genellikle menzil yan kanatları olarak adlandırılan bir sinc tepkisi yaratır. Statik görüntüleme için, bu yanıt bir gürültü kaynağıdır ve menzili yakın olan küçük hedefleri gizleyecektir. Bununla birlikte, hareketi algılamak için değişiklik algılaması gerçekleştirirken, bu gürültü tutarlı olduğu için kaybolur. Verici açıkken alıcı kapatıldığı için zaman domeni sistemlerinde bu sorun yoktur.

Darbe modülasyonu ise, yüksek frekanslı yan bantlar oluşturur; ancak bunlar, alıcının ara frekans bant genişliğinin dışında kalır ve algılanan sinyalde görünmez. Darbe modülasyon aralığı sırasında vericinin kapalı olduğu zaman dilimiyle ilişkili bir görev döngüsü kaybı vardır [19], [86].

3.4. Ortogonal Dalga Formları

Ortogonal dalga formları, pratikte, çok düşük çapraz korelasyona sahip dalga formları olarak tanımlanır. MIMO-SAR sistemi, aynı frekans bandında birden fazla verici anteni eşzamanlı olarak etkinleştirerek serbestlik derecelerinden hem menzil hem de çapraz menzil domeninde maksimum seviyede yararlanır. Bu sinyaller için ortogonalite elde etmek için, karşılıklı olarak ortogonal dalga formlarının aynı anda iletilmesi önerilmiştir. [78] ve [87]'de bunun yalnızca sinyal-gürültü oranı azaltılmış

küçük tarama genişlikleri için işe yaradığı açıkça gösterilmiştir. Gönderilen s_a ve alınan s_b sinyalleri arasındaki ortogonalite koşulu tipik olarak şu şekilde formüle edilmiştir [19], [88]:

$$\int_0^T s_a(t) s_b^*(t + \tau) dt = 0, \quad a \neq b \quad (3.1)$$

Ortogonal frekanslarda, alt taşıyıcıların her bir tepe noktasının tümü, diğer alt taşıyıcıların boş değerleri ile aynı hizadadır. Spektral enerjinin bu örtüşmesi, sistemin orijinal sinyali geri kazanma yeteneğine müdahale etmez.

Pratikte, zaman gecikmelerinin tüm değerlerinde mükemmel sonuç verebilecek bir ortogonalite mümkün değildir, ancak gerçekçi bir senaryoda düşük çapraz korelasyonlu dalga formları tasarlamak temel amaçtır.

3.5. UWB İmpuls Tekniği

Bir UWB cihazını çalıştırabileceğiniz geniş frekans aralığı ile, UWB spektrumunu kullanmanın çeşitli yolları vardır. İki temel yaklaşımdan birincisi taşıyıcılı ve diğeri taşıyıcısız tabanlı modülasyondur. Sinyal modeli üzerinde hem zaman hem frekans domeninde tam kontrol, sistemin tasarımının sağlıklı olması açısından hayati önem taşımaktadır. Gauss darbe formu gibi sinüzoidal olmayan UWB dalga formları durumunda, iletim veya alım sırasında her bir endüktif eylem, dalga formunu zaman ekseninde türevsel olarak değiştirir [78]. Bu, dalga formuna bağlı olabilecek alıcıların tasarımında, korelasyon tespit şemalarında ve sinyal entegrasyonunda potansiyel sorunlara yol açar.

Bu bölümde UWB sistemlerde kullanılan bazı elektromanyetik darbe türleri ve bu darbe türlerinin bu sistemler için değerlendirilmesini sağlayacak araçlar incelenecektir.

3.5.1. Gauss darbesi ve türevleri

Aşağıdaki denklem, iletilen n 'inci mertebeden zaman türevi Gauss darbelerinin normalleştirilmiş genel ailesini şu şekilde gösterir:

$$T_n(t) = \frac{t_c^n \left(\frac{n}{2}\right)!}{n!} \frac{d^n}{dt^n} e^{-\frac{t^2}{t_c^2}} \quad (3.2)$$

Burada n , türevin derecesidir. Zaman sabiti t_c 'yi daha önce darbe süresi için kullanılan darbe genişliği t ile karıştırmayın. Gauss sinyali neredeyse her zaman $\pm 3t_c$ içinde gerçekleşir. Gauss darbeleri ile tasarım amaçları için, darbe genişliği zaman sabiti $t \approx 6t_c$ olduğunu varsayabilirsiniz. Bu fonksiyonun normalleştirilmesinin tüm n değerleri için Gauss fonksiyonunun birim maksimum genliğe sahip olmasını sağladığını unutmayalım.

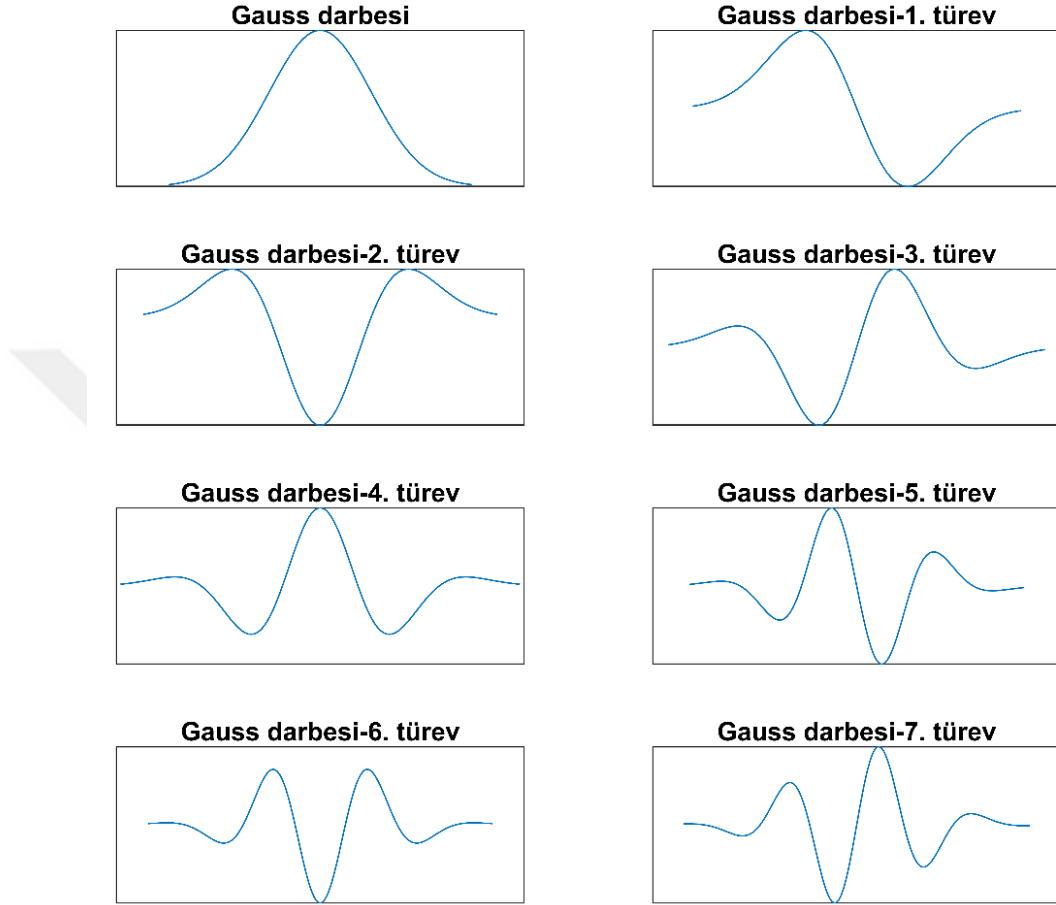
Dalga formundaki değişiklik frekans içeriğini etkileyecek ve n 'inci türev Gauss darbesi aşağıdaki gibi bir frekans domeni formuna sahip olacaktır:

$$F_n(\omega) = \frac{t_c^n \left(\frac{n}{2}\right)!}{n!} (j\omega)^n \sqrt{pt_c^2} e^{-\frac{t_c^2 \omega^2}{4}} \quad (3.3)$$

Bu iki eşitlik hem gauss türlerinin seçimi ve dalga formunun parametrelerinin kontrolü açısından önem arz etmektedir.

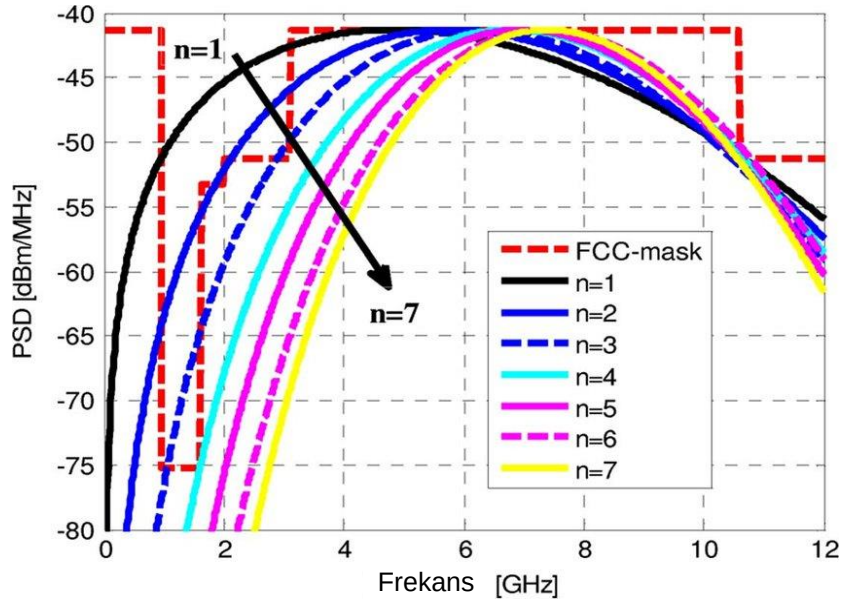
Açıklayıcı bir örnek olarak, 7,5 GHz'lik geniş spektrumu işgal etmek için tipik bir şekilde 4. derece veya 7. derece Gauss darbesi kullanılır. Bu tür darbe şemaları için darbe oluşturma devresi, açık frekans çevrimi gerektirmeden doğrudan UWB bandına düşen bir darbe üretir. Bu tür şemalarda, darbeyi farklı şekillerde şekillendiren bir filtreyi uyarmak için bir temel bant darbesi kullanılır. Tüm spektrumu işgal etmek için Gauss tabanlı darbe şekilleri ve türevleri kullanılır. Anahtar, daha yüksek mertebeden türevlerle daha yüksek sayıda sıfır geçiştir (Şekil 3.2.). Bu sıfır geçişleri, darbeyi herhangi bir belirgin taşıyıcı oluşturma olmadan etkin bir şekilde taşıyıcı

modülasyonlu bir dalgacık gibi gösterir. Bu alanda, tüm UWB spektrumunu kaplayan filtre yanıtını kullanan darbeleri üreten çeşitli yayınlanmış tasarımlar vardır [78], [87], [89], [90].



Şekil 3.2. UWB tabanlı uygulamalar için kullanılan Gauss darbesinin ve yedinci mertebeye kadar türevlerinin zaman domeni grafik gösterimi.

Şekil 3.2.'deki grafiklerin oluşturulması hakkında EK 1: Gauss Darbesi ve Türevlerine Ait MATLAB Kodları incelenebilir.



Şekil 3.3. Yedinci mertebeye kadar gauss darbelerine ait PSD grafikleri ve FCC sınırlarına olan uyumları [91].

İdeal Gauss darbesi, bazı UWB radar sistemlerinde anteni uyarmak için kullanılan yaygın bir elektrik akımı darbesine yaklaşıır. Bu, UWB impuls (video puls) sinyal yayılımının modellenmesi ve antenlerin endüktif işlemlerinde zaman farklılaşmasından kaynaklanan dalga formu bozulmalarının tanımlanması için ideal bir örnek oluşturur. Gauss türevli bir sinyalin her alımı ve iletimi, merkez frekansı ve spektrumunda değişikliklerle farklı bir dalga formu üretir. Diğer non-sinüzoidal dalga formları her endüktif süreç ile kendi özel yollarıyla değişecektir. Birçok UWB radarı, büyük anlık bant genişlikleri elde etmek için non-sinüzoidal sinyal dalga formları kullanır. Sistem performansını en üst düzeye çıkarmak, tasarımcının bu değişiklikleri tanımasını ve alıcıları tasarlarırken kullanmasını gerektirir. Gösterilen yöntemleri herhangi bir sinüzoidal olmayan veya kısa süreli dalga formuna uygulayabilirsiniz.

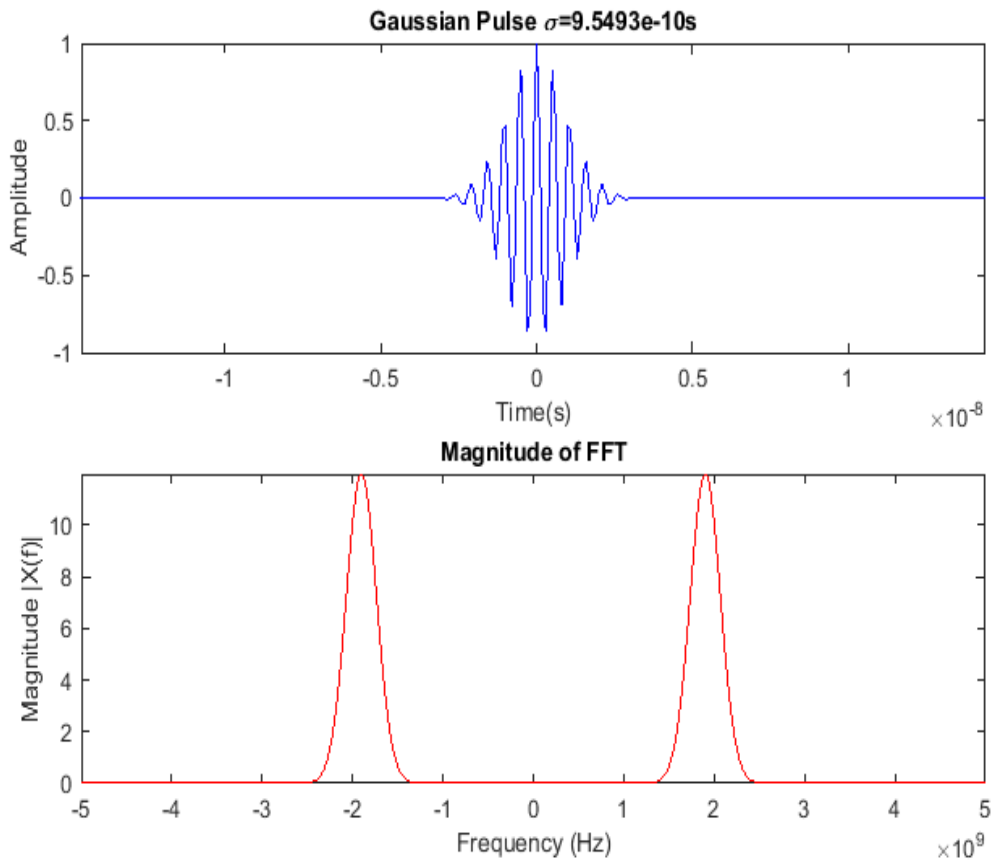
3.5.2. Gauss-sine dalga formu

Bu form, bir Gauss zarfı tarafından modüle edilen sinüs dalgası sinyalleri olan sinüs-Gauss dalgalarının örneklerini ifade etmektedir. Bunlar, sinyalin merkezi frekansı (f_c) ve standart sapma (σ) ile karakterize edilir.

İstatistiksel olarak anlamlı, aşırı sinyal enerjisi için bir zaman-frekans araması için, şablon olarak Gauss-sine sinyalleri doğal bir seçimdir. Zaman-frekans alanında minimum hata belirsizliğine sahiptirler.

Şekil 3.4. uygulamada kullanılmak üzere tasarlanan 1,9 GHz merkez frekansına sahip 1,4 GHz – 2,4 GHz bant aralığında bulunan bir Gauss-Sine işaretine ait çıktıları göstermektedir. Uygulama için EK 2: Gauss-Sine İşareti MATLAB Kodları incelenebilir.

Bu sinyalin üretilmesi için Gauss darbesini daha yüksek bir frekansa modüle etmek (ve sinyali gerçek değerli tutmak) gerekir. Bunun için, f_c sinyalin taşınacağı merkez frekans, taşıyıcı frekansı olmak üzere, sinyali $\cos(2 * \pi * t * f_c)$ ile çarpmanız gerekir [78], [80], [90].



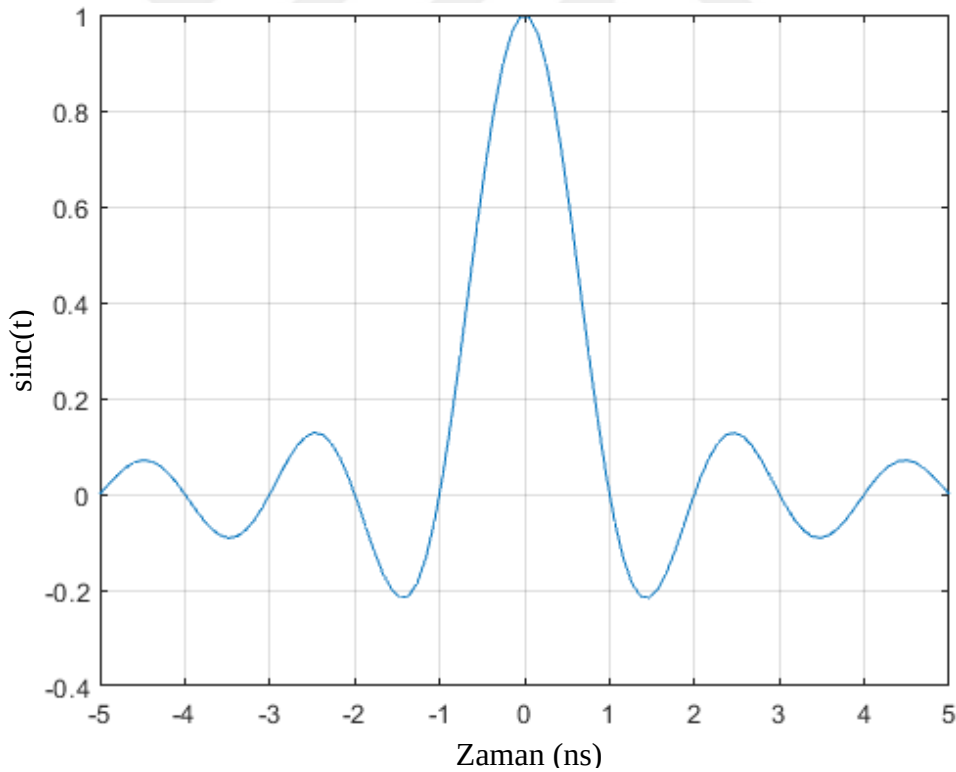
Şekil 3.4. Örnek Gauss-sine darbesi ve frekans domeni görünümü.

3.5.3. Sinc darbesi

Bir sinc fonksiyonu aşağıdaki şekilde tanımlanır ve görünümü Şekil 3.5.'deki gibidir.

$$\text{sinc}(t) = \begin{cases} \frac{\sin(\pi t)}{\pi t} & , \quad t \neq 0 \\ 1 & , \quad t = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Bir sinc darbesi tüm pozitif ve negatif tamsayılarda sıfırdan geçer ($t = \pm 1, \pm 2, \dots$), fakat $t = 0$ anında maksimumu olan 1 değerine ulaşır. Bu, bir darbeye çok arzu edilen bir özelliktir, çünkü dijital iletim sistemlerindeki bozulmanın önemli bir nedeni olan semboller arası girişimin önlenmesine yardımcı olur. Bir sinc fonksiyonunun ve diğer herhangi bir sinyalin çarpımı, tüm pozitif ve negatif tamsayılarda sıfır geçişleri de garanti eder [78], [80], [87], [90].



Şekil 3.5. Sinc işaretinin grafik gösterimi.

Grafiğe ait uygulamanın ayrıntıları için EK 3: Sinc İşareti MATLAB Kodları incelenebilir.

3.5.4. Diğer UWB radar dalga formları

Basamak frekanslı radar (SFR) sinyalleri, zaman ekseninin her ardışık bölümünde tek ton frekanslar gönderilerek sentezlenebilir. Farklı sinüzoidal frekansların toplanarak ve bir darbe dizisi iletilmesi ile oluşturulur. Her darbenin genişliği, iletilen en yüksek ve en düşük frekans arasındaki aralık tarafından belirlenir. Tekrarlama aralığı, iletilen frekanslar arasındaki mesafeye göre belirlenir. Bir darbe dizisi, farklı frekansları birer birer ileterek ve daha sonra bunları toplayarak da sentezlenebilir. Basamak frekans radarı bunu yapar ve bir seferde yalnızca bir frekansın iletildiği sırayla tek ton frekansları iletir. Her frekans için faz ve genlik, yansıyan sinyalin ölçülür profili ve radar yansıtma profili, alınan frekansların Fourier dönüşümünü alıp ters çevirilerek elde edilir [92].

UWB sistemlerinde yaygın olarak kullanılan bir diğer radar tekniği, Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga (FMCW) radarıdır. Bu radar da SFR tekniğinde olduğu gibi frekans alanındaki verileri toplamaktadır. SFR’da olduğu gibi frekansı adım adım değiştirmek yerine, zamanın bir fonksiyonu olarak frekans lineer olarak değiştirilir. Alınan sinyal, yani iletilen sinyalin gecikmeli versiyonu, iletilen sinyal ile çarpılır. Yayılma gecikmesinden dolayı alınan sinyal, iletilen sinyalden farklı bir frekansa sahip olacaktır, dolayısıyla mikserden sonraki sinyal, reflektörün menzili ile orantılı bir vuruş frekansına sahip olacaktır. Sayısallaştırmadan sonraki sinyal, SFR ile aynıdır ve radar yansıtma profilini elde etmek için bir ters Fourier dönüşümü kullanılabilir [92].

Gürültü dalga formu radarında ise anten tarafından rastgele bir gürültü sinyali iletilir. İletilen sinyal geri yansıtılır ve iki yönlü seyahat gecikmesi tarafından verilen bir süre sonra alıcıya girer. Alınan sinyal yükseltilir ve iletilen gürültü sinyalinin gecikmeli bir versiyonu olan bir referans sinyali ile ilişkilendirilir. Referans sinyali alınan sinyalle aynı miktarda geciktirildiğinde, güçlü bir korelasyon değeri beklenebilir. En basit olanı, doğru gecikmeyi sağlayan belirli bir uzunluğa sahip bir kablodur. Korelatör olarak bir mikser ve bir alçak geçiren filtre kullanılabilir. Başka bir uygulama, iletilen sinyalin analog sinyale dönüştürülmeden ve alınan sinyalle ilişkilendirilmeden önce

dijital olarak örneklendiği ve geciktirildiği bir dijital RF belleği kullanmaktır. Hem iletilen sinyalin hem de alınan sinyalin sayısallaştırıldığı ve bir bilgisayarda depolandığı tam dijital bir korelasyon yapılabilir. Daha sonra, iletilen ve alınan sinyalin Fourier dönüşümü alınarak çapraz spektrum hesaplanarak çapraz korelasyon yapılabilir. Bir gürültü radarı için korelasyon tepe-gürültü oranı, zaman bant genişliği çarpımına yakındır. 40 dB'lik bir tepe-gürültü oranı için ortalama 10.000 örnek toplanmalıdır. Bir analog korelatör için, her aralık hücresi için bu sayıda yeni örnek toplanmalıdır. Dijital korelatör kullanılıyorsa, tüm aralık hücreleri için aynı toplanan örnekler kullanılabilir. Bu nedenle darbe tekrarlama frekansı, bir dijital korelatör için bir analog korelatörden çok daha yüksektir. Bir gürültü radarındaki örnekleme, tek bitlik bir ADC ile yapılabilir [93].

Kodlu (darbe sıkıştırma) dalga biçimleri, ortalama gücü artırmak (daha yüksek algılama performansı için) ve yine de kısa bir darbenin avantajlarını korumak için geleneksel dar bant radarlarda da kullanılır. Çok dar darbe genişlikleri nedeniyle UWB dalga biçimlerinde ortalama güç özellikle düşüktür. Bu nedenle, UWB radarlarında ortalama gücü artırmak için kodlanmış dalga biçimleri kullanmak daha da önemlidir. Geleneksel radarlarda, darbe sıkıştırma dalga biçimleri taşıyıcıyı faz kodlaması ile üretilir [94].

3.5.5. UWB belirsizlik fonksiyonları

Belirsizlik fonksiyonlarının UWB formu faz bilgisinden bağımsız olmasıyla dikkat çeker ve şu şekilde ifade edilebilir.

$$\chi_{uwb}(\tau, \alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{a} s(t) s(a(t - \tau)) dt \quad (3.5)$$

Burada $\sqrt{a}$ normalizasyon içindir, böylece sinyal enerjisi sabit tutulur. UWB sinyalleri için bu büyük τ değeri, zamanın bir fonksiyonu olarak $\chi(\tau, \alpha)$ tepe noktasının şeklini çok dar hale getirir, böylece eşleşen bir UWB alıcısının hassas zaman çözünürlüğü

yeteneğini destekler. Bu tip bir UWB fonksiyonu fazdan bağımsız bir radar probleminde, örneğin puls radarında kullanılabilir [95].

3.6. Faz Uyumlu ve Faz Uyumlu Olmayan Görüntüleme

Bir darbe radar sisteminde faz uyumu, iletilen ve alınan darbeler arasındaki faz ilişkilerini tanımlar. Faz uyumlu (coherent) radarlar, bir darbe dizisinden yankı fazının ölçülmesi yoluyla bir hedef hakkında ek bilgi çıkarabilir. Faz uyumlu görüntüleme teknikleri menzil ve çapraz menzil üzerinde yüksek çözünürlükler sağlayabilir ancak faz bilgisinin elde edilme süreci donanım ve yöntemlerin karmaşıklığını da beraberinde getirecektir. Bunun nedeni faz uyumlu radar sinyallerinde fazın değişiminin genliğin değişimine göre çok daha hızlı olması, dolayısı ile fazda elde edilecek hatalara karşı radar alıcısının yüksek derecede bağımsızlık gösterememesidir.

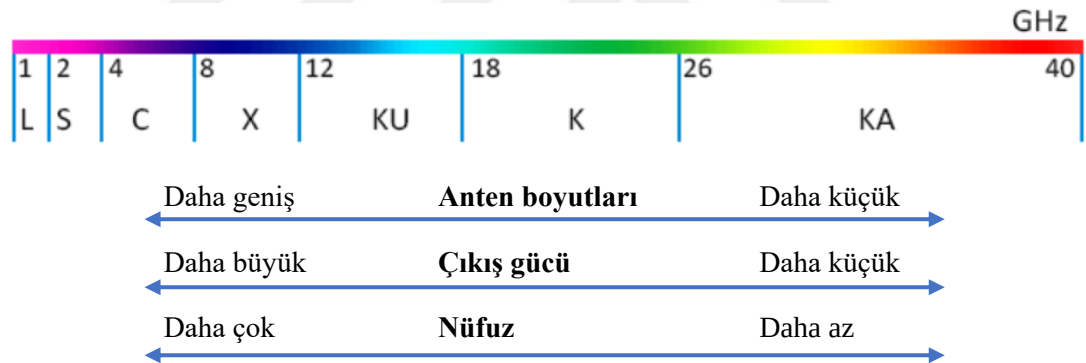
Buna karşılık sinyal fazını içermeyen, faz uyumlu olmayan (non-coherent) radar sistemleri, görüntüleme matematiğinin basitliği ve toleransı açısından faz uyumlu görüntüleme sistemlerine karşı birtakım avantajlara sahiptir. Duvar arkası görüntülemenin dağınık doğası da hesaba katılırsa bu avantaj bu sistemlerde daha da anlamlı hale gelir.

Faz uyumlu olmayan şemalar optimal olmasa da radar konumlandırma ve işleme gereksinimlerini önemli ölçüde tasarımcı lehine azaltır, bu da düşük proses maliyetini mümkün kılar. Ayrıca azaltılmış donanım karmaşıklığı sayesinde duvara nüfuz eden radar görüntüleme ve konumlandırma için taşınabilir çözümler sağlar. Faz uyumlu olmayan duvar arkası görüntüleme sistemlerinde yapılan görüntülemenin kalitesinin anten konumlandırma hatası ve duvar parametrelerinin tespitindeki kusurlara verdiği tolerans, bu sistemlerin tercih edilmesindeki güçlü nedendir. Bu kusurların neden olduğu gecikme farkları dalga boyuna oranla ihmal edilebilecek seviyelere denk gelecektir. Elektriksel özellikleri belli olmayan bir ortamda çalışmak; duvar kalınlığı, katman sayısı, malzeme özellikleri, elektriksel özellikler gibi parametrelerin tahmin yöntemlerinin çalışma güvenliği konusunda sorular yaratır.

Bununla birlikte gerçek uygulamalardaki homojen olmayan ara ortam yapıları da bu zorlukta etken olacaktır. Daha sağlıklı bilgi toplayan algoritmalar odaklamada o derece iyi sonuçları sağlayacaktır.

3.7. Sistem Tasarımının Görüntüleme Performansı Üzerine Etkisi

Tuğla ve beton bina duvarlarından algılama gibi oldukça karmaşık bir ortamda iyi çalışmak için yüksek dinamik aralığa sahip sağlam bir radar prototipin geliştirilmesi gerekir. Radar alıcı-vericisinin, radar hedeflerinden gelen küçük dağınık sinyalleri algılaması ve bina duvarından gelen güçlü yansımaları tolere etmesi gerekir. Geniş bant antenlerin, bölücülerin ve anten dizilerinin tasarımı, özellikle daha büyük bir görelî bant genişliği gerektirdiğinden, daha düşük UWB bandında oransal bant genişliklerinin denk geldiği mutlak bant genişlikleri yeterli çözünürlük seviyesini karşılayamayacak seviyede olabilir (Şekil 3.6.).



Şekil 3.6. Farklı frekans bantları için aşağıdaki avantajlar ve dezavantajlar.

Alıcı verici tasarımındaki performansa yönelik tercihler, gönderme ve alma işlevleri için ayrı veya ortak anten elemanları kullanma seçeneğiyle ilgilidir. Bu karar büyük oranda seçilen dalga formunun teknik özellikleri ile ilgilidir. Örneğin, bir puls dalga biçimi iletilirse, aynı anten elemanı, ardışık işaretlerin zaman üzerinde ayrıştırılıp çoğullanması ile hem gönderme hem de alma için kolaylıkla kullanılabilir. SFCW veya FMCW ile daha uzun bir darbe kullanılıyorsa, TWRI uygulamaları için ilgili nispeten kısa gidiş-dönüş sinyal yayılım süreleri nedeniyle, dalga biçimi hala iletilirken sinyal alımına izin vermek için verici ve alıcı anten elemanları farklı olmalıdır. Sinyal süresi,

frekans değişim oranı, sinyal tekrarlama aralığı ve anahtarlama süresi gibi birçok etmen burada rol alacaktır. Bu durumda, güçlü doğrudan iletme-alma sinyalinin alıcılardaki non-lineer uyarılmalardan veya en kötü durumda alıcıların doyurulmasını önlemek için gönderme ve alma elemanları arasında yeterli izolasyon olmalıdır. Bu izolasyon, basit fiziksel ayırma, adaptif sinyal iptali ve donanım geçişı dahil olmak üzere çeşitli yollarla gerçekleştirilebilir.

3.8. Radyasyonel Yayılma Alanları

Yakın alan ve uzak alan, verici anten gibi bir nesnenin etrafındaki elektromanyetik alanın (EM) bölgeleri veya bir nesneden yayılan radyasyonun sonucudur. Işınımsal olmayan yakın alan davranışları antene veya saçılan nesneye yakinken, elektromanyetik radyasyon uzak alan davranışları daha uzak mesafelerde baskındır. Anten çevresindeki yayılma alanları temel olarak üç grupta değerlendirilebilir. Bu alanlar arasında fiili bir süreksizlik olmadığı sadece varsayımlara tabii olduğu da unutulmamalıdır.

3.8.1. Uzak alan (Fraunhofer) bölgesi

Bu bölgede ışınım deseni mesafe ile şekil değiştirmez (alan $1/R$ ile orantılı değişse de güç yoğunluğu $1/R^2$ ile orantılı değişmesine rağmen). Aynı zamanda bu bölgede, ışınım yönünde düzlemsel dalgalar olarak yayılan, birbiri ile ortogonal olan E ve H alanları hakimdir.

Eęer antenin maksimum lineer boyutu D ise, bölgenin uzak alan sayılabilmesi için aşığıdaki 3 şart sağlanmış olması gerekmektedir.

$$R \gg \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3.6)$$

$$R \gg D \quad (3.7)$$

$$R \gg \lambda \quad (3.8)$$

Yukarıdaki birinci ve ikinci denklem, antenin farklı bölümlerinden belirli bir yönde yayılan gücün yaklaşık olarak paralel olmasını sağlar. Bu, uzak alandaki alanların düzlem dalgaları gibi davranmalarını sağlar. $\gg$ işareti eşitsizliğin sol tarafının sağ tarafın dan çok büyük olduğunu ifade etmekle birlikte, 10 katı bir büyüklük tatmin edici bir miktardır.

Son olarak, üçüncü uzak alan denklemi incelendiğinde, yayılan bir antenin yakınında, tipik olarak E-alanlarına ve H-alanlarına $1/R^2$ ve $1/R^3$ gibi mesafelerle azalan reaktif bölgeler (bkz. Reaktif yakın alan bölgesi, aşağıda) vardır.

3.8.2. Reaktif yakın alan

Antenin hemen yakınındaki reaktif alandır. Bu bölgedeki alanlar ağırlıklı olarak reaktif alanlardır, yani yayılan E-alanlar ve H-alanlar birbirine 90 derece açı ile ortogonal ve eş evrelidir. Bu bölgenin sınırları genel olarak aşağıdaki gibi verilir:

$$R < 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (3.9)$$

3.8.3. Işıma (Fresnel) yakın alanı

Yayılan yakın alan veya Fresnel bölgesi, yakın ve uzak alanlar arasındaki bölgedir. Bu bölgede, reaktif alanlar baskın değildir; yayılan alanlar ortaya çıkmaya başlar. Bununla birlikte, Uzak Alan bölgesinden farklı olarak, burada radyasyon modelinin şekli mesafe ile önemli ölçüde değişebilir. Uzak alan yaklaşımlarında ele alınan düzlemsel veya çizgisel dalga cephesi varsayımının ötesinde, yayılım alanının ve dalga boyunun menzile ile olan matematiksel ilişkisinin yakın alan matematiğinde hesaba katılması gerekir.

Bölge genellikle şöyle ifade edilir;

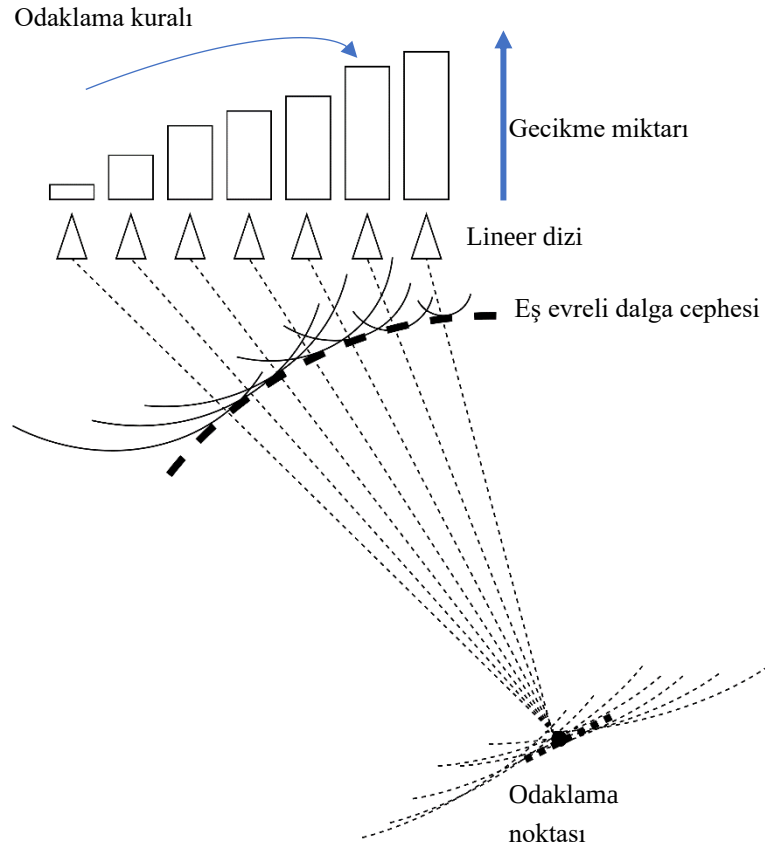
$$0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3.10)$$

D değerlerine ve dalga boyuna bağlı olarak, bu alanın olabileceğini veya olmayabileceği de unutulmamalıdır.

3.8.4. Radar dizilerinde yayılımsal alanlar

Radar dizisi söz konusu olduğunda, dizi ile görüntüleme işlemi kısa mesafelerde geniş açılar üzerinde yapılabileceği için, hedefler anten dizisinin elemanlarının her biri için uzak alanda bulunmasına rağmen dizinin toplamı için yakın alan geometrisi temel alınarak gerçekleştirilebilir. Bu durum huzme biçimlendirmeye ait geometrik yaklaşımı temelden şekillendirir, parametre kestirimi ve odaklama gibi temel ihtiyaçlar için dizi boyunca lineer olmayan bir değişim gösteren ama yine de bir deterministik bir geometrik kurala tabi olan, farklı referanslara olanak sağlar [19].

Şekil 3.7.'yi incelediğimizde yakın alan görüntülemeye dalga cephesinin kat ettiği menzilin her eleman için farklı olması durumunda dalga cephesinin şeklinin eğimli formunun şematik gösterimini içermektedir. Odaklanılan nokta, yankı alınan yeni bir kaynak olarak varsayıldığında, tüm dizi üstündeki toplam girişim modeli için odak noktası üstündeki dalgaların iz düşümlerinin üst üste olan gösterimlerine dikkat edelim.



Şekil 3.7. Faz dizisi ile yakın alan görüntüleme, odaklama ve eğimli dalga cephesinin oluşumu.

3.9. Antenler ve Anten Parametreleri

Bir antenin performansını tanımlamak için, bazen birbiriyle ilişkili çeşitli parametreler kullanırız. Bu bölümde bu parametrelerden önemli olanları hakkında bilgiler sunulacaktır.

Başlıca ilişkili parametreler şunlardır:

- Radyasyon modeli, ışın genişliği
- Güç
- Yönlülük, kazanç, açıklık
- Radyasyon direnci

3.9.1. Işın genişliği

Kiriş genişliği, kirişin eşit fakat zıt tarafından başlayan ortak noktadan ölçülen ana kirişin (bir yöndeki maksimum kiriş) açısal ayrımıdır. Işın genişliği ile ilgili ana parametreler, Yarı Güç Işın Genişliği (HPBW) ve İlk Sıfır Işın Genişliğidir (FNBW). HPBW, radyasyon yoğunluğunun ışının maksimum gücüne kıyasla yarı güce sahip olduğu açıdır. Yarım güç maksimumun 3 dB altında olduğu için 3 dB ışın genişliği olarak da adlandırılır. Radyasyon modelinin ilk sıfırları arasındaki açısal ayrım FNBW olarak adlandırılır. Işın genişliği, bir bölgeyi hedeflemek veya gerekli ilgi alanını kapsamak için kullanılabilir. Bu nedenle, huzme genişliği ve yönlülük, anten radyasyon modelinin odaklanma yeteneğini tanımladıkları için yakından ilişkilidir [96]–[98].

3.9.2. Yönlülük

Antenden belirli bir yöndeki radyasyon yoğunluğunun, tüm yönlerde ortalaması alınan radyasyon yoğunluğuna oranıdır. Ortalama radyasyon yoğunluğu: anten tarafından yayılan toplam gücün 4π 'ye bölümü. Daha basit bir ifadeyle, izotropik olmayan bir kaynağın yönlülüğü, belirli bir yöndeki radyasyon yoğunluğunun izotropik bir kaynağınkine oranına eşittir.

$$D = D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (3.11)$$

Yön belirtilmezse, maksimum radyasyon yoğunluğunun yönü belirtilir.

$$D_{max} = D_0 = \frac{U}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (3.12)$$

3.9.3. Işıma deseni

Işıma deseni, elektromanyetik (EM) dalganın hareket yönünün bir fonksiyonu olarak antenin ışıma alanı radyasyon özelliklerinin matematiksel bir fonksiyonu veya

grafiksel bir temsili olarak tanımlanır. Bir radyasyon modeli, kazanç, yönlülük, elektrik alanı veya radyasyon vektörü gibi çeşitli nicelikleri temsil edebilir. Sonuç olarak, sırasıyla kazanç modeli, elektrik alan modeli veya radyasyon vektörü modeli terimleri kullanılır.

Radyasyon modelleri yani, işlevi, iki boyutlu veya üç boyutlu olabilir. Üç boyutlu durumda (θ, ϕ, r) parametreleri ile temsil edilir, diğer durumda, radyasyon modeli, verilen $\theta = \theta_0$ veya $\phi = \phi_0$ açıları için üç boyutlu radyasyon modelinin bir dilimini temsil eder [99], [100]. Tipik olarak, bu fonksiyonun büyüklüğü ile ilgileniyoruz ve bu genellikle maksimum değeri 1 olacak şekilde normalleştirilir. Genlik için bir model fonksiyonu tanımlayalım:

$$f_E = |f(\theta, \phi)|/f_{max} \quad (3.13)$$

Güç yoğunluğu, genliğin karesiyle orantılıdır ve bazen bir güç dağılımı fonksiyonu kullanılır. Güç dağılımı fonksiyonu, genlik dağılımı fonksiyonunun basitçe karesidir:

$$f_p = (f(\theta, \phi)/f_{max})^2 \quad (3.14)$$

Desen, desibel (dB) olarak ifade edilirse genlik ve güç modelleri arasında fark olmaz [99]–[101].

$$f_{dB} = 20 \log_{10}(|f(\theta, \phi)|/f_{max}) = 20 \log_{10}(f_E) = 10 \log_{10}(f_p) \quad (3.15)$$

3.10. Elektromanyetik Ölçüm Metotları

Mikrodalga frekanslarında malzemelerin elektromanyetik davranışını değerlendirmek için belirleyici analizler gereklidir. Bu nedenle, farklı malzemeleri farklı şartlardaki davranışlarını test etmek için çeşitli mikrodalga ölçüm teknikleri geliştirilmiştir. Uygulamada bu bilgilerin edinilmesinde kullanılan metodun belirlenmesi çoğu zaman çalışılan fiziksel şartlara bağlıdır. Üzerinde araştırma yapılan materyal hakkında bir ön bilgi var ise, önceden edinilmiş bir bilgi kütüphanesinin yararlı olması olasıdır, ancak

gerçekçi olarak ele alınan bir senaryo ölçüm yapılan ortamda bilinmezliklerin üstesinden gelmeyi gerektirecektir. Ele alınan ortam; boyut, ara ortamın içerdiği maddenin hali ve sertliği, geometrik şekil olarak çok farklı zorluklar çıkarabilir. Bu nedenle, çeşitli şartlar için geliştirilmiştir: eş eksenli prob yöntemi, iletim hattı (veya dalga kılavuzu) yöntemi, boşluk rezonansı yöntemi, serbest uzay yöntemi, vb. [102], [103].

Bu çalışmadaki deneysel şartlar, özellikleri bilinmeyen ve optik olarak bilgi toplamanın mümkün olmadığı duvarın varlığı nedeniyle serbest uzay yöntemlerini gerektirmektedir. Serbest uzay yöntemleri tutarlı uygulamada ölçüm ortamına yıkıcı müdahalelerde bulunmadan bilgi toplamak için uygundur. Temelde iki tür ölçüm düzeneğinden bahsedilebilir; alıcı ve vericinin duvarın iki tarafında ayrı ayrı bulunduğu düzenek tutarlı bilgi toplamak için iyidir fakat ara ortam (engel) arkasına sensör yerleştirme gereksiniminden dolayı uygulanabilirliği laboratuvar şartlarında mümkündür. Diğer bir seçenek ise alıcı ve vericinin duvarın aynı tarafında bulunduğu, sinyal yankılarını dizi ve multi-lateral süreç ile işleyen düzeneklerdir. Duvar arkası görüntüleme için bu seçenek idealdir. Bunun başarılabilmesi için ara ortamın elektromanyetik dalgaya göstereceği fiziksel tepkileri modelleyebilen Snell ve Fresnel yasalarından yararlanılır.

BÖLÜM 4. DUVAR ARKASI RADAR TEKNIĞİ

4.1. Çözünürlük Kriterleri

Dizi anten ile görüntülemeye çapraz menzil boyunca çözünürlük;

$$\delta_y = \frac{R_d c}{2 f_c L_{array}} \quad (4.1)$$

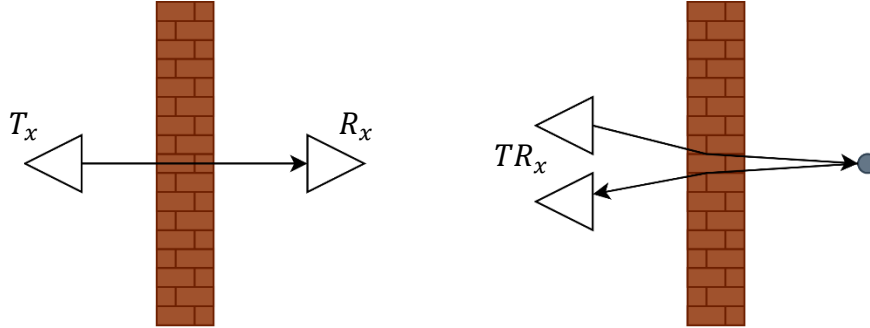
Burada R_d hedefin bulunduğu menzil, L anten dizisinin uzunluğu ve f_c dalga formunun merkez frekansıdır. Benzer bir şekilde menzil boyunca çözünürlük ise;

$$\delta_x = \frac{c}{2 \Delta f} \quad (4.2)$$

Burada ise Δf gönderilen dalga formunun bant genişliğidir.

Bunlar ile birlikte görüntü biçimlendirmesinde hesaba katılması gereken iki önemli unsur daha vardır. Huzme biçimlendirme yalnızca ölçüm verilerinin tam mevcut olduğu durumda geçerlidir. Eksik veya yetersiz örneklenmiş veriler, ciddi şekilde bozulmuş bir görüntü kalitesine yol açar. İkinci olarak, çoklu yansımalarla bağlı ek sinyal bileşenleri, huzme biçimlendirme yaklaşımında hesaba katılmaz. Bu nedenle, geleneksel görüntü oluşumu, önceki bölümde gösterildiği gibi istenmeyen hayalet hedeflere yol açabilir [104], [105].

4.2. Frekans ve Yayılma-Nüfuz



Şekil 4.1. Tek geçişli ve çift geçişli ara ortam ölçüm düzenekleri.

Materyal özelliklerinin ölçümü için tek ve çift geçişli ölçüm yöntemleri önerilmiştir (Şekil 4.1.). Tek geçişli ölçüm yöntemleri laboratuvar şartlarında materyal özelliklerine ve yansıma-yayılma fenomenlerine ait kütüphanelerin oluşturulması ve bu verilerin bir ön bilgi olarak kullanılması durumunda geçerlidir. Duvar arkası radar görüntüleme işleminde ara ortamın özellikleri operasyon esnasında kestirilecek-ölçülecek ise duvarın iç kısmından ya da duvar arkasındaki bir hedeften net bir geri yansıma alması gerekir. Burada, hedefin varlığının mutlaka gerektiğini ve hedefin cevabının da alınan işarete dahil olacağını, dolayısı ile bilinmeyen hedef ortamının etkisinin değerlendirilip hesaba katılması gerektiğini ekleyelim.

İç mekân yapı malzemeleri iki gruba ayrılabilir: Alçı levha, ahşap kapı, kontrplak ve cam gibi yeknesak yapılarla homojen ve tuğla, beton blok ve ofis bölmesi gibi muntazam olmayan heterojen yapılar. Ölçülecek numune homojen değilse, çıkarılan parametreler eşdeğer bir üniform levhanın etkin parametreleri olacaktır. Duvar ve eşdeğeri, aynı yayılan alanlar $(\vec{E}^i, \vec{H}^i)$ için aynı iletilen alanları $(\vec{E}^t, \vec{H}^t)$ verir.

Bu konuyla ilgili benzetim çalışması Bölüm 6.2.5.'da verilmiştir.

4.3. Ara Ortam ve Frekans Tepkisi

Doğal olarak, farklı malzemeler atomik yapılarına ve fiziksel özelliklerine bağlı olarak farklı derecelerde dağılma ve zayıflama sergilerler. Beton, elektriksel özellikleri söz konusu olduğunda, açık ara en çeşitli yapı malzemesidir. Nem içeriği, kümelenme yoğunluğu, homojenlik, gözeneklilik, katkı maddelerinin yoğunluğu vb. faktörler ara ortam için doğru bir fiziksel modelin belirlenmesinde önemli rol oynar. Benzer argümanlar kerpiç ve tuğla gibi blok yapı malzemeleri için de yapılabilir. Ahşap, kâğıt ve cam gibi diğer yapı malzemelerinin benzer sorunları vardır. Bir dizi araştırmacı, bu malzemelerin bazılarının elektriksel özelliklerini farklı uygulamalar için ve farklı frekans aralıklarında deneysel ve teorik yöntemler kullanarak araştırmıştır [106]–[108]. Bu çalışmalarda, nem ve su içeriğinin etkileri ayrıca vurgulanır. Ancak genel olarak, %50'nin üzerindeki nem seviyeleri için iletim kayıpları önemli ölçüde artar.

Tablo 4.1. Tipik Duvar Malzemeleri için Dielektrik Sabiti ve Kayıp Tanjantı.

Malzeme	Dielektrik Sabiti*	Kayıp Tanjantı
Pleksiglas	3,4	0,04
Naylon	3,8	0,02
Cam	4 – 9	0,01
Kâğıt	3	0,08
Ahşap	1,2 – 4,5	0,01
Mika	5,4	0,0003
Porselen	6	0,014
Beton (kuru)	5	0,1
Beton (yaş)	7	0,7
Buz	4,2	0,12
Toprak	3 – 4	0,017

* Dielektrik sabiti, malzemenin enerji depolama kapasitesinin bir ölçüsüdür. Bir malzemenin ϵ ile gösterilen geçirgenliği, dielektrik sabitinin ile boş uzayın ϵ_0 değeri ile çarpımıdır.

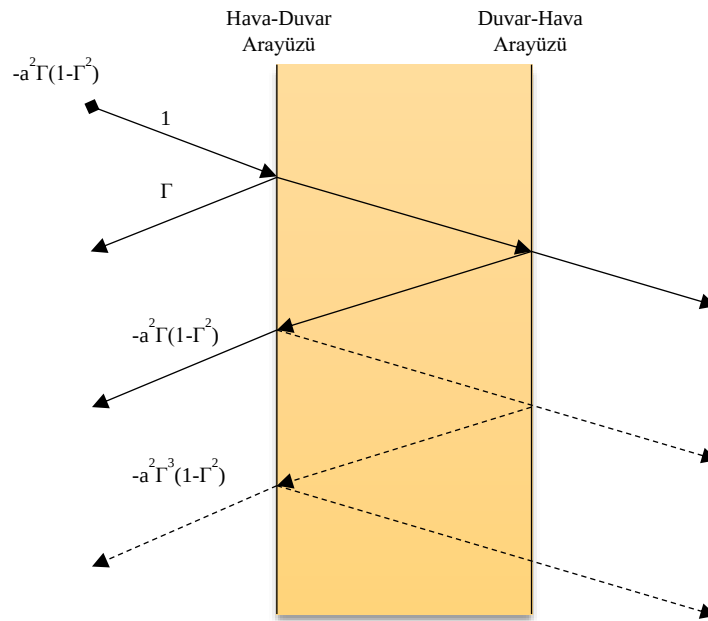
Malzeme özelinde incelenecek olursa kuru olan tüm tuğla türleri için dielektirik sabiti çok değişmez, reel kısım 3,7 ve 4 arasında değişirken sanal kısım 0,12 ve 0,6 arasında değişir. Artan nem miktarı ile bu değer reel kısım 3 ve 10 arasında değişirken sanal kısım 0,12 ve 2,0 arasında daha geniş sayılabilecek bir aralıkta değişken değerler alır. Kuru beton türleri için bu değer çok farklılaşmaz ve reel kısım için 5 ile 7 ve sanal kısım için 0,1 ile 0,7 arasındadır. Aşağıdaki tabloda bu malzemeler için çalışmalarda elde edilmiş dielektirik sabiti ve kayıp tanjantı değerleri verilmiştir.

Kayıpların polisitren, alçı levha ve ahşap gibi hafif yapı malzemelerinde daha az olduğunu söyleyebiliriz.

Tablo 4.1. tipik olarak duvarlarda kullanılan çeşitli malzemelerin düşük frekanslı (neredeyse statik) dielektrik sabitlerini listeler [19], [106]–[108].

4.4. Teorik Yansıma Modeli

Elektromanyetik dalgaların serbest boşluktan dielektrik ortamlara doğru etkileşimi sırasında, dalganın bir kısmı yüzeyden geri yansırken kalan kısmı dielektrik ortamda iletilir [109], [110]. Ara ortam ile ilgili bilgiler bu zayıf yansımalarla ait bilgilerden elde edilir. Şekil 4.2.'de görülen temsili duvar genlik modeli- reflektogramda dalganın eğimli geliş açısının yalnızca çoklu yansımaların daha iyi gösterilmesi için çizildiğini ekleyelim [111].



Şekil 4.2. Duvar genlik modeli - reflektogram. [111].

4.5. Huzme Biçimlendirme

Huzme biçimlendirmede, bir sensör dizisi yardımıyla gürültü ve girişim sinyallerinin varlığında bazı belirli yönlerden gelen ilgili sinyali kestirmeye çalışıyoruz. Bu sensörler farklı uzaysal konumlarda bulunur ve uzayda yayılan dalgaları örnekler. Toplanan uzamsal örnekler daha sonra karışan sinyalleri zayıflatmak/yok etmek ve istenen sinyali uzaysal olarak elde etmek için işlenir. Sonuç olarak, istenen sinyallere işaret eden "ışınlar (beams)" ve müdahaleci (interfering) olanlara doğru "sıfırlar (nulls)" ile dizi sisteminin belirli bir uzaysal yanıtı elde edilir.

Uygulamada, dizi tüm ortamı aynı anda etkili bir şekilde yayamaz. Bunun yerine, merkezi eksen z eksenine bir θ açısı oluşturan nispeten dar bir ışın boyunca bir enerji atımı gerçekleştirilir. Enerji darbesinin böyle bir ışın boyunca odaklanması, çok sayıda dizi elemanından iletilen modüle edilmiş elektromanyetik darbelere uygun zaman gecikmeleri uygulanarak elde edilir. Yayılan dokuyu keyfi olarak incelemek yerine, şimdi, son dalanan (odaklanan) koordinatı, iletilen enerjinin yayılmasıyla koordineli olarak, zaman içinde ayarlamak zorunda kalıyoruz. Bu, pratik olarak, tespit edilen sinyalleri uygun zamanla değişen gecikmelerle birleştirerek, merkezi iletim eksenine boyunca her noktadan yansıyan enerjinin yoğunluğunu gösteren bir sinyal elde edebileceğimiz anlamına gelir. Bu bölümün geri kalanı boyunca, bu huzme biçimindeki sinyali oluşturmak için açık bir ifade türetiyoruz.

Tablo 4.2. Huzme biçimlendirme yaklaşımlarına ait sistematik şema.

Huzme Biçimlendirme			
Dar Bant		Geniş Bant	
Geleneksel	Adaptif	Geleneksel	Adaptif
Phase Shift Beamformer (zaman)	LCMV Beamformer (frekans)	Time Delay Beamformer (zaman)	Frost Beamformer (zaman)
	MVDR (Capon) Beamformer (frekans)	Sub-band Phase Shift Beamformer (frekans)	Time Delay LCMV Beamformer (frekans)
			Sub-band MVDR Beamformer (frekans)
			GSC Beamformer (zaman)

Huzme biçimlendirme (beamforming), frekans filtrelemenin uzaysal eşdeğeridir ve iki sınıfa ayrılabilir: veriden bağımsız (geleneksel) ve verilere bağımlı (adaptif). Tüm huzme biçimlendirme algoritmaları, bazı yönlerden gelen sinyalleri vurgulamak ve diğer yönlerden gelen sinyalleri ve gürültüyü önlemek için tasarlanmıştır [112], [113]. Tablo 4.2.'de huzme biçimlendirme yaklaşımlarına ait sistematik şema verilmiştir.



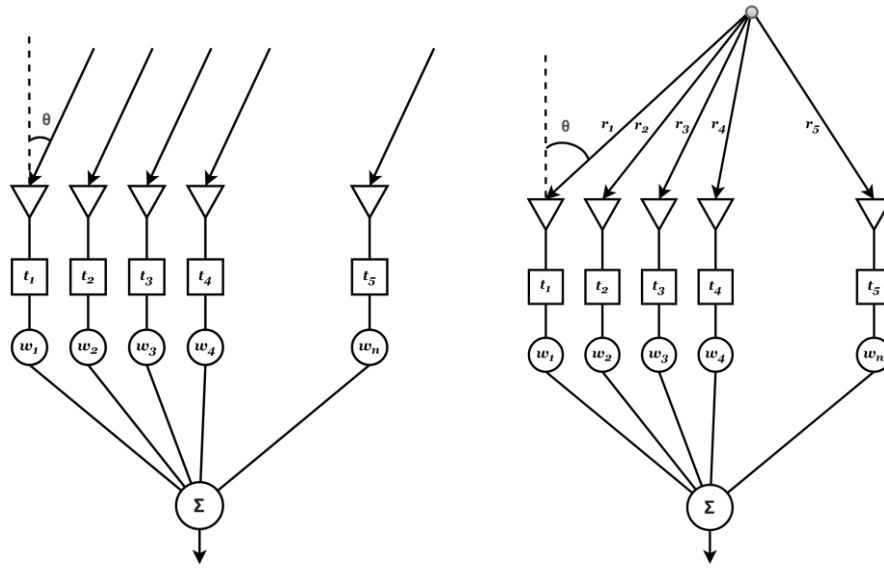
BÖLÜM 5. DUVAR ARKASI GÖRÜNTÜLEME MODELİ

5.1. Duvar Arkası Görüntüleme için Duvarın Modellenmesi

SAR ve multi-lateral tekniklerin çoğu, duvarlardan ve nesnelerden geçen sinyallerle karşılaşılabilir gibi yayılma bozulmalarını genellikle ihmal eder. Bozulmalar performansı düşürür ve hedef ve duvar lokalizasyonlarında belirsizliklere yol açabilir. Elektromanyetik dalgalar birinci duvar boyunca yayıldıktan sonra, serbest uzay varsayımları artık geçerli değildir. Sonuç olarak, boş alan yaklaşımları görüntüleme sistemlerini birinci duvara taşıyabilir, ancak yayılma etkileri daha sonra daha sonraki görüntüleme sonuçlarını etkileyecektir. Gölgeleme, zayıflama, çok yol, yansıma, kırılma, kırınım ve dağılma, tümü, ilk ara yüzden sonra sinyallerin nasıl yayılacağına rol oynar. Yayılma etkilerini hesaba katmadan, binaların içindeki içeriklerin görüntülenmesi ciddi şekilde etkilenecektir. Bu nedenle görüntü oluşturma yöntemleri, dizi işleme teknikleri, hedef tespiti, görüntü keskinleştirme, radar parazitleri ve çok yönlü yansıma tanımlama - bastırma paradigmaları uyum içinde çalışmalı ve altta yatan algılama probleminin doğası ve özellikleri açısından yeniden incelenmelidir [114].

5.1.1. Işıma alanı – huzme biçimlendirme ilişkisi

Duvar arkası radar görüntüleme uygulamaları kısa menzilli uygulamalar olmasına rağmen, sahne boyutları, hedef alanın menzili ile kullanılan sinyalin dalga boyu arasındaki matematiksel ilişkiyi alarak, uzak alan veya yakın alan bölgesini yayılımsal olarak temsil edebilir. Bu kriterin yaklaşık sınırları Balanis tarafından [97] numaralı referansta sunulmuştur. Çalışılan alanın önemi tamamen elektromanyetik dalgaların yayılma geometrisi ile ilgilidir, yakın alan yaklaşımı dalga cephesini küresel veya silindirik olarak dikkate alırken, uzak alan ise teorik olarak düzlemsel bir dalga ön şeklini dikkate alır.



Şekil 5.1. Basitleştirilmiş uzak ve yakın alan huzme biçimlendirme.

Şekil 5.1.'deki gösterim, hedeften yansıyan yankının uzak ve yakın alan geometrisinde hangi yaklaşımlarla ele alınacağını göstermektedir. Uzak alan yaklaşımında alınan tüm yankılar için eş menzilli bir matematik kurgulanırken, yakın alan matematiğinde geometrik farklar mutlaka hesaba katılarak odaklama işlemi yapılır.

5.1.2. Duvarın görüntüleme matematiğine etkisi

Elektromanyetik dalgaların farklı dielektrik katmanlardaki fiziksel davranışları bir dizi Snell ve Fresnel yasaları ile ifade edilmektedir. Toplam yayılma süresinin ve açısının doğru belirlenmesi, görüntüleme algoritmasında kritik bir adımdır. Katman içindeki sinyalin hızı boş alana göre daha yavaştır. Bu, belirli bir verici, hedef ve alıcı konumu kümesi için daha uzun yayılma sürelerine neden olacaktır. Bir radar sinyalinin bir duvarın içinde belirli bir mesafe duvarında seyahat etme süresi şu şekilde verilir:

$$t_{inwall} = \frac{d_{inwall}}{v_{wall}} \quad (5.1)$$

burada, v_{wall} dsinyalin duvar içindeki yayılma hızıdır. Beton gibi manyetik olmayan malzemeler için elektromanyetik sinyalin hızı şu şekilde verilir:

$$v_{wall} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r_wall}}} \quad (5.2)$$

burada c serbest uzaydaki elektromanyetik yayılım hızı, yani ışık hızı ve ϵ_{r_wall} duvarın göreceli elektromanyetik geçirgenlik sabitidir. Boş alan yayılımına kıyasla katmanlardaki gecikme süresi daha sonra şu şekilde belirlenir:

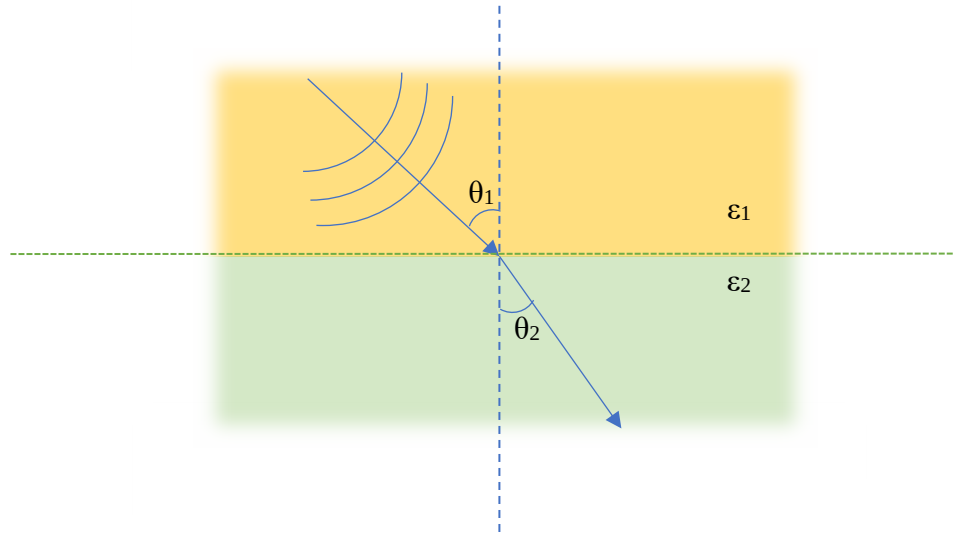
$$t_{delay} = \frac{d_{inwall}}{c} (\sqrt{\epsilon_{r_wall}} - 1) \quad (5.3)$$

Dolayısıyla, katmanlardan kaynaklanan seyahat süresi farkı, m katman sayısını temsil etmek üzere, görüntüleme algoritmasına aşağıdaki şekilde dahil edilebilir.

$$t_i = \sum_m \left(\frac{d_{inwall}}{c} (\sqrt{\epsilon_{r_wall}} - 1) \right) + \frac{(R_{Tx_i} + R_{Tx_i}(n))}{c} \quad (5.4)$$

Katmanları temsil eden terimde, yüksek ϵ_{r_wall} eşdeğer elektriksel geçirgenlik değerleri söz konusu olduğunda -arzu edilirse- parantez içindeki ifade, yani -1 terimi ihmal edilerek sadeleştirilebilir [115], [116].

Katman sınırlarındaki açı ilişkileri için ise Şekil 5.2.'de görülen yansıma-kırılma geometrisine ait Snell yasası (μ çoğu durumda 1 kabul edilmek üzere ve ϵ^* kompleks dielektrik sabiti olmak üzere) şu şekildedir;



Şekil 5.2. Katman geçişleri için kırılma geometrisi.

$$k_0 \sin \theta_0 = k_1 \sin \theta_1 \quad (5.5)$$

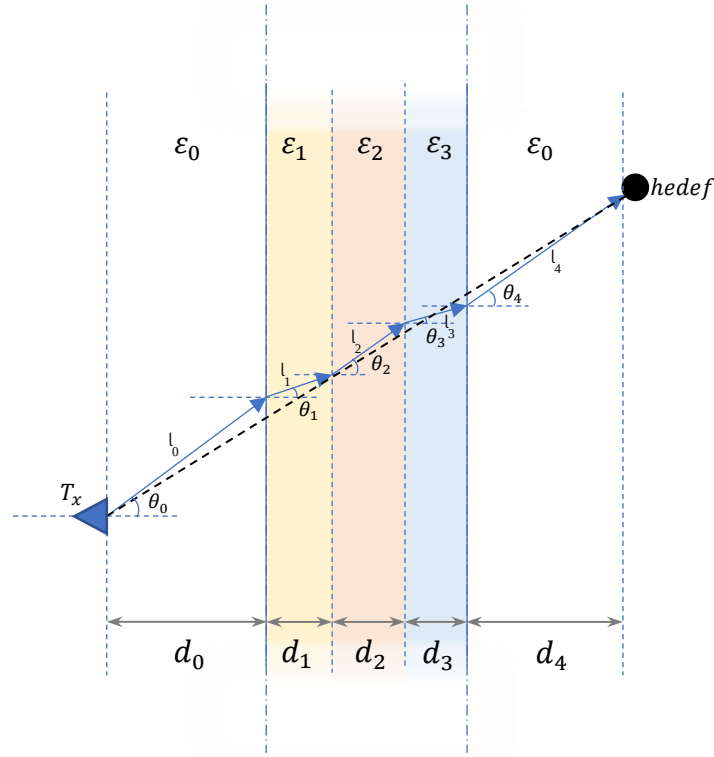
$$k_n = \sqrt{\mu \epsilon^*} \quad (5.6)$$

5.1.3. Duvarın odaklamaya ve algılanan konuma etkisi

Elektromanyetik özellikleri farklı olan çok katmanlı bir ara ortam boyunca yol alan bir elektromanyetik dalganın, her ortamda farklı hızlarla seyredeceğini ele alırsak, bu yayılım yolunun artık düz olduğunu söyleyemeyiz. $\epsilon = 1$ dielektrik sabitine sahip olduğu varsayılan hava ve ϵ dielektrik sabitine sahip tek katmanlı bir duvar ortamı arasındaki dalga yayılımını ele alalım. Şekil 5.3.'te gösterilen θ_i geliş açısı ve θ_0 kırılma açısı arasındaki ilişki aşağıda verilen Snell yasası ile açıklanabilir.

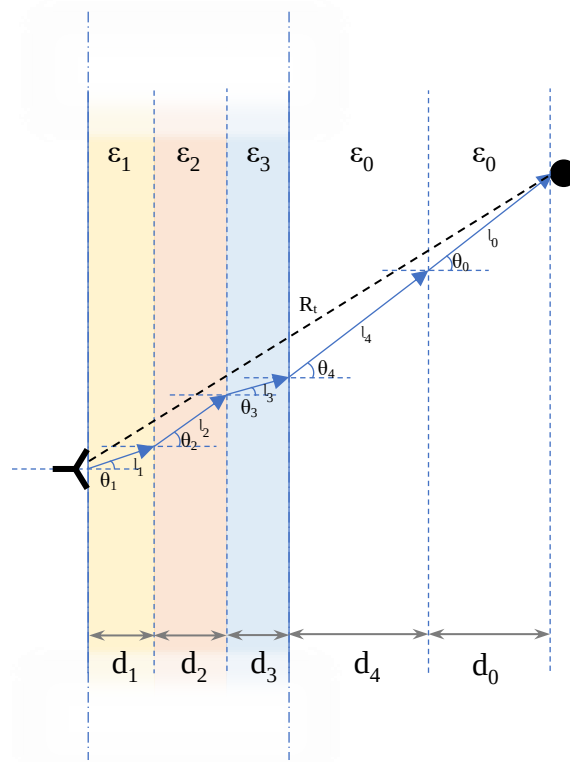
Aynı ilişki θ_{n_i} ve θ_{n_0} dönüş açılarında da bulunacağı için model simetrik olarak işleme alınabilir. Sinyal gücü kaybı, yayılma hızındaki değişim ve dalganın bir dielektrik ortam içinde ve dışında yayılırken bükülme etkisi, güvenilir ve doğru görüntüleme için dikkate alınması gereken önemli faktörlerdir. Bunun yapılmaması, belirlenmiş bir piksel için odaklanma gecikmelerinde hatalara neden olur ve bu da hedeflerin konumlarının belirlenmesinde ve odaklamada hatalara neden olur. Diğer bir

5.1.4. Eşdeğer duvar geometrisi



Şekil 5.4. Katmanlı ara ortamın yayılma geometrisine olan etkisi, 'hava-katmanlı duvar-hava' ara yüzü formu.

Bu analizi basitleştirmek için, anten dizisinin duvara yerleştirildiği varsayılmıştır, ancak basit geometrik değerlendirmelerden optik yol uzunluklarının dizi ile nokta hedef arasındaki duvarın konumuna göre değişmediği çıkarılabilir. Sonuç olarak, bu bölümdeki sonuçlar sıfırdan farklı bir uzaklaşma mesafesi genel durumu için de geçerlidir. Görüntüleme geometrisinin duvarın konumundan bağımsız olarak ele alınabilmesi avantajını sağlayan etken sinyalin yayılma doğrultusunun normalle yaptığı açının havadan duvara giriş ve duvardan havaya çıkış ara yüzlerinde aynı olmasıdır. Dolayısıyla, katmanlı duvar yapısının sinyalin yayılım doğrultusu (LOS) yönünde arzu edilen miktarda kaydırılması varsayımı; yayılım süresini, yönünü ve sinyalin toplam kat ettiği mesafeyi değiştirmeyecektir. Yukarıda, Şekil 5.4.'te verilen örnekte 'hava-katmanlı duvar-hava' ara yüzü formunun eşdeğeri olan basitleştirilmiş, kombine 'katmanlı duvar-hava' formu şematik olarak Şekil 5.5.'te verilmiştir.



Şekil 5.5. Katmanlı ara ortamın yayılma geometrisine olan etkisi, basitleştirilmiş, kombine ‘katmanlı duvar-hava’ formu.

Dolayısı ile sinyalin kat etme süresi ve yolu ele alındığında gecikmedeki değişimi şekillendirecek eşdeğer menzil mesafesi kırılma geometrisi de hesaba katılarak aşağıdaki ifade ile gösterilebilir;

$$L = \sum_{i=0}^n l_{i(\text{eşdeğer})} \quad (5.8)$$

5.2. Parametre Kestirimleri

Duvara nüfuz eden bir radar problemi için ilk engel, radar odaklanması ve menzil üzerindeki önemli etkileri nedeniyle duvar parametrelerinin belirlenmesidir. Güvenilir işleme için yüksek doğruluk gerekir. Reelde bu bilgilerin, ön bilgi olarak kesin olarak bilinmesi durumunda algoritmanın içinde temsili sonuçların güvenilirliği optimize edilebilir. Duvar parametresi tahmini ve hesaplaması ile ilgili çalışmalar radar literatüründe mevcuttur [4]. Bu çalışmalardaki ana hedefler, duvar kalınlığı, katman

sayısı ve dielektrik sabiti gibi parametrelerin doğru bir şekilde tahmin edilmesidir. Ayrıca, uygulamanın basitliği başka bir gerekliliktir: pratik kullanım için dizinin büyüklüğü, donanımın fizibilitesi, merkez frekansı ve bant genişliği, görüntüleme-ışın oluşturma algoritmalarının karmaşıklığı ile komple sistemin büyüklüğü arasındaki değişimler (takaslar) arzu edilen kriterler olarak kabul edilebilir.

Malzemelerin elektriksel özellikleri üzerine yapılan araştırmalar, sinyallerin malzemeler boyunca nüfuz etme kabiliyetinin, sinyalin frekansı ve malzemenin elektriksel özellikleri ile yüksek oranda ilişkili olduğunu göstermektedir.

Çalışmada bu fiziksel parametrelerin belirlenmesi için sadece-zaman-gecikmesi verilerini süreçten geçiren ‘time-delay-only’ yaklaşımının teorik basitliğinin avantajı ile geometrik denklemler duvar modeli üzerinden Snell yasaları temel alınarak oluşturulmuştur. Formülasyonun sonuçlandırılmasında sembolik işlem yapan paket yazılımlar kullanılmıştır.

5.2.1. Duvar katman sayısının kestirimi

Verilen parametre kestirimi algoritmalarında duvardaki katman ara yüzlerinden geri yansıyan sinyal sayısının, dolayısı ile katman sayısının belli olduğu varsayılmıştır. Bu sayı, algoritmanın uygulanabilmesi için gereklidir, çünkü dizi işleme algoritmaları hesaplanacak özdeğer ve vektör sayısını bu sayı ile belirlemektedir. Bu nedenle bu sayının doğru kestirilmesi geri kalan tüm işlemlerin sağlıklı olarak yapılabilmesi için hayatidir. Bunun için katman ara yüzeylerinden geri alınacak her bağımsız yansıma yeni bir sinyal kaynağı olarak ele alınır. Neticede kaynakların her birine atanacak parametre sayıları, M katman sayısı ile doğrudan ilişkili olacaktır.

Kaynak sayısını kestiren algoritmalar doğal olarak kullanılan sinyalin dalga boyu ve ortamın homojenliğinden etkilenir; çünkü algoritma çıktısı olan M sayısı, çoklu yansıma ve girişim sinyalleri gibi tüm olay sinyallerini içerecektir. Katmanlı bir duvar yapısı ele alındığında ara yüzeylerden yansıyan sinyaller, kullanılan sinyalin dalga boyuna oranla birbirlerine yakın kaynaklardan yapılmış alımları ifade edeceğinden, bu

durum uzaysal çözünürlüğün ve kullanılan anten dizisinin yapısının bu işlem özelinde önemini ifade etmeye yetmektedir. [117]

[117]–[119] numaralı referanslar ile verilen çalışmaların ışığında, sinyal sayısını tahmin etmek için yaklaşımları sunulmaktadır. Algoritmalar, M kestirilen sinyal sayısının, N eleman sayısı ile gürültü öz değerlerinin sayısının farkına eşit olduğunu göstererek başlar. Bu öz değerlerin tümü ideal durumda eşittir ve tanımlanması kolaydır. Pratikte korelasyon matrisinin kestirim özelliğinden dolayı gürültü öz değerleri eşit olmayıp birbirine yakındır. Bu nedenle algoritmalar, öz değerlerin yakınlığının bir kestirimini kullanır. Korelasyon matrisini kestirmek için K_s adet anlık görüntü kullanılırsa ve d adet sinyal olduğu varsayılırsa, gürültü öz değerlerinin yakınlığının bir ölçüsü, bu öz değerlerin geometrik ortalamalarının aritmetik ortalamalarına oranı olacaktır.

$$L_{cl}(d) = -K_s(N - 1) \log \left\{ \frac{[\prod_{n=d+1}^N \lambda_n]^{1/(N-d)}}{\frac{1}{n-d} \sum_{n=d+1}^N \lambda_n} \right\} \quad (5.9)$$

Bu yakınlık ölçüsüne dayanarak, Wax ve Kailath iki bilgi teorisi tabanlı kriter tanımlar. Bunlardan birincisi Akaike Bilgi Kriteri (Akaike Information Criterion - AIC) ve diğeri Minimum Tanım Uzunluğu (Minimum Description Length - MDL) kriterleridir [118]. Bu yöntemlere ait matematik alt yapı (5.10) ve (5.11) numaralı eşitlik setlerinde sunulmaktadır.

Akaike Bilgi Kriteri için denklem seti;

$$\left. \begin{aligned} AIC(d) &= L_{cl}(d) + d(2N - d) \\ AIC(d) &= -K_s(N - d) \log \left[\frac{[\prod_{n=d+1}^N \lambda_n]^{1/(N-d)}}{\frac{1}{n-d} \sum_{n=d+1}^N \lambda_n} \right] + d(2N - d) \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

ve Minimum Tanım Uzunluğu için denklem seti;

$$\left. \begin{aligned} MDL(d) &= L_{cl}(d) + d(2N - d) \log(K_s) \\ MDL(d) &= -K_s(N - d) \log \left[\frac{[\prod_{n=d+1}^N \lambda_n]^{1/(N-d)}}{\frac{1}{n-d} \sum_{n=d+1}^N \lambda_n} \right] + \frac{1}{2} d(2N - d) \log(K_s) \end{aligned} \right\} \quad (5.11)$$

Arzu edilen sinyal sayısı kestirimi, bu ölçümlerin minimuma ulaştığı noktadır. Bu iki kestirim tekniği nadiren de olsa farklı sinyal sayılarını verebilmektedir. Yazarlar, MDL yaklaşımının tarafsız kestirimlerle sonuçlandığını, AIC yaklaşımının ise taraflı kestirimler verdiğini göstermektedir. Genel olarak, bu nedenle, MDL yöntemi, AIC yaklaşımından daha güvenli sonuçlar vermektedir. Tutarlı yaklaşım bu iki sonucun paralel olarak elde edilip karşılaştırılması olacaktır [117]–[121].

Literatür bu konuda geliştirilebilecek daha tutarlı algoritmalara açıktır.

5.2.2. DOA, TOA ve zayıflama kestirimleri

Radar sistemlerinde sinyalin varış zamanı varış yönü ve zayıflama özelliklerini elde edebilmek adına algoritmalar mevcuttur. Korelasyon alıcıları, diğer adıyla uyumlu filtre, zaman gecikmesi tahminlerini elde etmek için literatürde yaygın olarak kullanılır. Bununla birlikte, çoklu yansımaların, iletilen bir sinyalin korelasyon çözünürlüğüne oranla daha yakın aralıklarla yerleştirildiği çoklu yankılı bir ortamda zaman gecikmeleri kestirilmeye çalışılırsa, korelasyon alıcısının performansı dolayısı ile zaman gecikmesi kestirimlerinin kalitesi düşer. Bunun nedeni, korelasyon alıcısının yakın aralıklı gecikmeleri ayırt edememesidir. Bu algoritmalar klasik sinyal işleme tekniklerini kullanır ve gürültü adaptasyonları sınırlıdır. Gürültü ve çoklu yansımalar altında yapılan kestirimler, yüksek hata miktarları ile alınacak olası sonuçlar, radar görüntüsünde dağınıklık, hatta daha ciddi durumlarda radar görüntüleme geometrisinde ciddi parametrik değişimlere yol açacaktır.

Literatürden, bu tür problemlerin, süper çözünürlük yöntemlerini kullanan ESPRIT ve MUSIC gibi modern radar algoritmaları tarafından etkin bir şekilde çözülebileceği sonucu çıkmaktadır [122]–[124]. Bu amaç için bunlardan biri olan En Küçük Kareler Toplamı Destekli Sinyal Parametrelerinin Rotasyonel Değişmez Tekniklerle Kestirimi

(TLS-ESPRIT) [125], [126] kullanılmıştır. Yöntem dizi formunu devreye alan zaman domenindeki gecikme kestirimlerini, karmaşık sinüzoidallere ait frekansların kayıp bileşenleri bulmaya dönüştüren bir alt-spektral yöntemdir. Bu algoritma, tüm diziden daha az sayıda verici/alıcı öğeye sahip yeni bir "sanal" doğrusal alt diziler oluşturur. Orijinal dizinin ardışık verici/alıcı elemanlarından gelen sinyallerin integrasyonu sayesinde, sanal elemanlarının her birinde değerlendirilen sinyal-gürültü oranının daha büyük olması sağlanır.

ESPRIT algoritmasının prosedürünü daha iyi anlamak adına, ESPRIT'in temel bir sınıfı olan TLS-ESPRIT algoritması [125] hakkında basit bir akış sunulacaktır. Kovaryansa dayalı TLS ESPRIT algoritmasının özeti aşağıdaki gibi formüle edilmiştir.

Algoritma alınan radar verisini taşıyan Z matrisinden elde edilebilecek R_z korelasyon matrisinin bir $\hat{R}_z$ kestiriminin elde edilmesi ile başlar. Ardından bu korelasyon matrisinin öz değer ayrışımı [127] yapılır.

$$\hat{R}_z = \bar{E} \Lambda_1 \bar{E}^H \quad (5.12)$$

Algoritma önceki bölümlerde gösterilen yöntemlerden biri kullanılarak kestirimi yapılan veya ön bilgisi bulunan duvar katman sayısı bilgisi $\hat{r}$ 'nin tespiti ile işlemlere devam eder. Bu bilgi algoritmanın çıkışında elde edilecek gecikmelerin sayısını da önceden tanımlar.

En büyük $\hat{r}$ adet özdeğere karşılık gelen $\bar{E}$ 'deki $\hat{r}$ adet öz vektörlerini içeren E_S elde edilir, şu şekilde ifade edilir.

$$E_S = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

İki alt matris E_x ve E_y yeniden aşağıdaki şekilde düzenlenir, bu matrisin özdeğer ayrışımı [127] yapılır. Ardından elde edilen E matrisi $\hat{r} \times \hat{r}$ adet alt matrislere bölünür.

Snell yasaları bölümünde anlatılan temel kurallar gereği dalganın ilerlediği ortamın elektriksel eşdeğeri hesaba katıldığında, ara ortam düzlemine dik doğrultuda yayılan dalga için uzaklık ve açılar adına aşağıdaki eşitlikleri yazabiliriz. τ_0 ve τ_1 gecikme süreleri duvardan gelen birincil ve ikincil yansımalar tespit edilerek

$$d_a + d_w \cdot \sqrt{\epsilon_r} = \frac{\tau_0 c}{2} \quad (5.19)$$

$$d_w = \frac{\frac{\tau_0 c}{2} - d_a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.20)$$

ve;

$$\sin(\theta'_1) = \frac{\sin(\theta_1)}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.21)$$

d_a uzunluğu, duvardan ilk yansıyan sinyalin gecikmesi ile kolaylıkla ölçülebilir. Yayılma ortamı hava olduğu için, basitçe serbest uzay yayılma parametreleri yaklaşık olarak kullanılabilir. d_w için ise duvarın elektromanyetik parametreleri bilinmek zorundadır. Aynı şekilde verici ve ikinci alıcı anten arasındaki yayılma geometrisi aşağıdaki denklem çifti ile ifade edilebilir.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d_a}{\sin(\theta_1)} + \frac{d_w}{\sin(\theta'_1)} &= \frac{\lambda}{4} \\ \frac{d_a}{\cos(\theta_1)} + \frac{d_w}{\cos(\theta'_1)} \sqrt{\epsilon_r} &= \frac{\tau_0 c}{2} \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

Bu ifadede yukarıda belirtilen, bilinenler yerine konulduğunda denklemlerin ortak çözümü için gereklilikler sağlanmış olacaktır.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d_a}{\sin(\theta_1)} + \frac{\frac{\tau_0 c}{2} - d_a}{\frac{\sin(\theta_1)}{\sqrt{\varepsilon_r}}} &= \frac{\lambda}{4} \\ \frac{d_a}{\cos(\theta_1)} + \frac{\frac{\tau_0 c}{2} - d_a}{\frac{\cos(\theta_1)}{\sqrt{\varepsilon_r}}} \sqrt{\varepsilon_r} &= \frac{\tau_1 c}{2} \end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

Denklemlere ait çözüm kümesi aşağıdaki gibidir.

$$(\theta_1, \varepsilon_r) = \left[\frac{\frac{\sin\left(\frac{2\tau_0 c}{\lambda}\right)}{\left(2d_a - c\tau_1 \cos\left(\sin\left(\frac{2\tau_0 c}{\lambda}\right)\right)\right)^2}}{\left(2d_a - c\tau_1\right)^2}, \frac{\frac{\pi - \sin\left(\frac{2\tau_0 c}{\lambda}\right)}{\left(2d_a - c\tau_1 \cos\left(\pi - \sin\left(\frac{2\tau_0 c}{\lambda}\right)\right)\right)^2}}{\left(2d_a - c\tau_1\right)^2} \right] \quad (5.24)$$

Görüldüğü gibi çözüm kümesi denklemleri sağlayan iki seçenek sunmaktadır. Ancak ikinci sütundaki çözüm çifti θ_1 açısının geniş açı olması nedeni ile pratik ile uyumsuzdur. Bu eşitlik diğer tüm alıcılar için de aynı şekilde yazılabilir. Bu denklem çiftleri tüm dizi için oluşturulduğunda aşırı tanımlı bir eşitlik seti bu parametrelerin yüksek hassasiyette kestirimi için elde edilmiş olur. Duvarın gecikmeye olan düzensiz etkisi nedeni ile bu aşırı tanımlı sistemin lineer bir ara değerlendirme sürecine tabi olmayacağını söyleyebiliriz. Burada bir başka yaklaşım olarak sezgisel yöntemler veya gelişmiş ara değerlendirme yöntemleri kullanılabilir.

5.3. Green Fonksiyonları

Green fonksiyonları esasında, dalgaların yayılma problemleri için belirli sınır koşullarını karşılayan bir noktasal kaynak için homojen olmayan Helmholtz denkleminin temel çözümüdür. İntegral eşitlikleri için son derece önemlidir ve ayrıca bir dalga denkleminin impuls tepkisi olarak hizmet eder. Dalga'nın kaynak noktasından gözlemci konumuna yayılmasını içeren problemlerin çözümü için görev alırlar. Gerekli sınır koşullarını sağlayan Green fonksiyonu elde edildikten sonra kaynaktan uzak herhangi bir noktadaki dalga yoğunluğu integral eşitliği ile kolayca

hesaplanabilir. Bu süreçte karşılaşılabilecek en büyük sorun, belirli bir sınır koşulunu karşılayan bu Green fonksiyonlarını oluşturma sürecindedir. İnceleme hem gözlemci hem de hedef ortamı statik iken, iki boyutlu ve üç boyutlu, frekans ve ayrıca zaman domeninde serbest uzay Green fonksiyonlarını kapsar. Kullanılan bu yöntemlerin her biri, Green fonksiyonunun karşılayacağı farklı sınır koşullarına bağlıdır. Bir anten dizisi ile yapılacak duvar arkası görüntüleme sistemi bu senaryo ile örtüşmektedir.

İntegral denklemleri, dalga problemleri için yöntemler arasında, özellikle sonsuzdaki radyasyon sınır koşulunun otomatik olarak yerine getirilmesinden dolayı sonsuz bir alandaki yayılma problemleri için daha özlü formülasyonlardır. İntegral denklemleri, genellikle elektromanyetik problemlerin Gauss teorisi ve Green fonksiyonunu kullanan kısmi diferansiyel denklemlerinin alternatif bir formülasyonudur. Green fonksiyonu, empedans yüzeyinin sınır koşulunu sağlayan bir nokta kaynak için homojen olmayan elektromanyetik dalga denkleminin ve Helmholtz denkleminin temel çözümüdür. Fiziksel olarak, bir birim nokta kaynağının uygulanmasının neden olduğu bir sistemin impuls yanıtıdır, dalga'nın yayılımı açısından, dalga'nın farklı yayılma özellikleri olan bir ortamda kaynaktan alıcıya yayılmasını karakterize eder. Green fonksiyonları, aynı etki alanı içinde farklı noktalarda bulunan bir kaynak tarafından uygulanan bir ölçüm noktasındaki temel elektromanyetik basıncı eşit olarak temsil eder. Belirli bir sınır koşulunu karşılayan Green fonksiyonu bir kez bilindiğinde, elektromanyetik alan özellikleri kaynak noktası dışındaki herhangi bir noktada (kaynak noktasındaki tekillikten kaçınmak için) kolayca hesaplanabilir. Green fonksiyonları çeşitli koordinat sistemlerinde ve domenlerde sentezlenebildiği için radar senaryolarında, huzme biçimlendirme algoritmalarında, akustik sistemlerde, yakın ve uzak alan girişim modellerinde vb. alanlarda kullanılabilir. Yayılma ve saçılma ile ilgili problemlerin çözümünde Green fonksiyonları, bu tür problemlerin hesaplanmasını kolaylaştıran özlü bir matematiksel ifade sağlar. Ele alınan herhangi bir yayılma probleminde, Green fonksiyonları, bu sistem için kaynak (neden) ve tepki (etki) ile ilgilidir.

Bu bölümde, duvar arkası radar senaryosundaki ara ortam ve serbest uzayda yayılma problemlerini çözmek için kullanılan ve literatürde mevcut olan Green fonksiyonlarını

özetlemeyi amaçladık. Bu alana uygulanabilen farklı Green fonksiyonları literatürde mevcuttur, ancak kapsamımızı yalnızca çeşitli elektromanyetik problemlerin analizinde kullanılan serbest uzay Green fonksiyonları ve bu fonksiyonların ara ortamdaki farklı elektriksel özellikler için özelleştirilmiş hallerine yoğunlaştıracacağız. Sentezlenecek Green fonksiyonu formülasyonları duvar ara katmanı ile kullanılacak ve farklı elektromanyetik cevaplara sahip senaryolara uygulanabilecek nitelikte olacaktır [128].

5.3.1. Laplace denklemi

Aşağıdaki denklemi x gözlenen noktanın konumu ve y de kaynağın konumu olmak koşulları ile ele alalım;

$$\nabla^2 G = -\delta(\vec{x} - \vec{y}) \quad (5.25)$$

Yukarıdaki eşitliğin merkezi y 'de bulunan ve $r = |\vec{x} - \vec{y}|$ olan bir Σ küresi boyunca integralini alalım;

$$\int \nabla^2 G dx = -1 \quad (5.26)$$

diverjans teoremini kullanırsak;

$$\int \nabla^2 G dx = \int_{\Sigma} \nabla G \cdot \vec{n} d\Sigma = \frac{\partial G}{\partial n} 4\pi r^2 = -1 \quad (5.27)$$

türevli eşitliğin çözümü bize (5.28)'deki serbest uzay Green fonksiyonunu verir;

$$G = \frac{1}{4\pi r} = \frac{1}{4\pi |\vec{x} - \vec{y}|} \quad (5.28)$$

5.3.2. Dalga denklemi

Aşağıdaki eşitlik için küresel simetrik bir çözüm arıyoruz;

$$\left(\nabla^2 - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) G = -\delta(\vec{x} - \vec{y}) \delta(t - \tau) \quad (5.29)$$

böyle bir eşitliğin çözümü aşağıdaki formdadır;

$$G = \frac{f\left(t - \tau \mp \frac{|\vec{x} - \vec{y}|}{c_0}\right)}{4\pi|\vec{x} - \vec{y}|} \quad (5.30)$$

Burada f rastgele bir fonksiyon olup $r \neq 0$ için Green fonksiyonu aşağıdaki eşitliği sağlar;

$$\left(\nabla^2 - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) G = 0 \quad (5.31)$$

$r \rightarrow 0$ için;

$$\begin{aligned} \left(\nabla^2 - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) G &\rightarrow f(t - \tau) \nabla^2 \left(\frac{1}{4\pi r} \right) = f(t - \tau) (-\delta(\vec{x} - \vec{y})) \\ &= -\delta(\vec{x} - \vec{y}) \delta(t - \tau) \end{aligned} \quad (5.32)$$

Dolayısı ile $f(t) = \delta(t)$ olduğu için, zaman domeninde ve üç boyutlu uzaydaki Green fonksiyonu şu şekli alır;

$$G = \frac{\delta\left(t - \tau \mp \frac{|\vec{x} - \vec{y}|}{c_0}\right)}{4\pi|\vec{x} - \vec{y}|}, \quad t < \tau \quad (5.33)$$

Burada $|\vec{x} - \vec{y}|$ ifadesi noktasal kabul edilen kaynak ile yine noktasal olarak kabul edilen hedef noktası arasındaki mesafeyi vektörel farkın genliği olarak ifade etmektedir. Buna dair açık ifade şöyledir;

$$|\vec{x} - \vec{y}| = R = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2} \quad (5.34)$$

Kaynak tarafından y 'de üretilen sinyalin x 'teki gözlemci konumuna varması için geçen süreye, gecikme süresi veya emisyon süresi (t_e) olarak adlandırılır.

$$t_e = t - \frac{|x - y|}{c} \quad (5.35)$$

[129] numaralı referansa görülebileceği gibi iki boyutlu uzayda ise serbest uzay Green fonksiyonu ise aşağıdaki gibidir;

$$G_{f2D}(\mathbf{x}, t | \mathbf{y}, t) = \frac{1}{2\pi} \frac{H\left(t - \tau \mp \frac{|\vec{x} - \vec{y}|}{c_0}\right)}{\sqrt{(t - \tau)^2 - \frac{|\vec{x} - \vec{y}|^2}{c_0^2}}} \quad (5.36)$$

Burada $|\vec{x} - \vec{y}| = r = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}$ ve H ise Heaviside step fonksiyonudur. Benzer bir şekilde tek boyutlu uzay düşünüldüğünde 1- serbest uzay Green fonksiyonu zaman domeninde şu şekilde karşımıza çıkar;

$$G_{f1D}(\mathbf{x}, t | \mathbf{y}, t) = \frac{c_0}{2\pi} H\left(t - \tau \mp \frac{|\vec{x} - \vec{y}|}{c_0}\right) \quad (5.37)$$

5.3.3. Helmholtz eşitliği

ω açısal frekanslı harmonik dalgalar için, $g(r) \exp(-j\omega t)$ formunda çözümler arayalım. $g(r)$ Green fonksiyonu Helmholtz denklemi olarak bilinen sabit frekans dalga denklemini sağlar,

$$\left(\nabla^2 + \frac{\omega^2}{c_0^2}\right)g = -\delta(\vec{x} - \vec{y}) \quad (5.38)$$

$r \neq 0$ için $k = \omega/c_0$ ve K sabit olmak üzere $g = K \exp(\pm jkr)/r$ aşağıdaki eşitliği sağlar;

$$\left(\nabla^2 + \frac{\omega^2}{c_0^2}\right)g = 0 \quad (5.39)$$

$r \rightarrow 0$ olduğu için;

$$\begin{aligned} \left(\nabla^2 + \frac{\omega^2}{c_0^2}\right)g &\rightarrow K \nabla^2 \left(\frac{1}{r}\right) = K(-4\pi\delta(\vec{x} - \vec{y})) \\ &= -\delta(\vec{x} - \vec{y}) \end{aligned} \quad (5.40)$$

$K = 1/4\pi$ olduğundan, frekans düzleminde;

$$g(r) = \frac{e^{\pm ikr}}{4\pi r} \quad (5.41)$$

Bu sonucun, Green fonksiyonunun genel ifadesi kullanılarak doğrudan elde edilebileceğine dikkat çekebiliriz.

5.4. Radar Topolojisinin Belirlenmesi

Radar topolojisinin seçimindeki belirleyici nedenlerden bahsetmek istersek, geleneksel olarak, çapraz menzil çözünürlüğü, görüntülenecek hedef alanını farklı açılardan aydınlatarak elde edilir. Bu, düşük frekanslar için çok hantal hale gelecek olan yüksek kazançlı yönlü antenin kullanılmasını gerektirir. Ayrıca, yavaş mekanik tarama ihtiyacı pratik değildir, uygulama zorlukları barındırır.

Diğer bir seçenek ise sentetik açıklıklı radar (SAR) kullanmaktır. Geniş bir açıklık sentezlemek için anteni büyük bir mesafe boyunca hareket ettirerek çapraz menzil

boyunca odaklı bir çözünürlük elde edilebilir. Bu yöntem, nispeten uzun veri toplama süresinin yanı sıra sensor hareket yörüngesinin hassas bir şekilde doğru konumlandırılmasını veya hata payının uyarlamalı bir şekilde işleme alınmasını gerektirir. Hedefleri gerçek zamanlı olarak izlemek için bir sorun haline gelecektir. Bu nedenlerle, zorlu uygulamalar için avantajlı sayılabilecek veri toplama süresi sağlayan birden fazla verici ve alıcıya sahip anten dizisi kullanma seçimine başvurmak zorunda kalıyoruz. Bu durumda da doğal olarak sistemin hantal olabilecek yapısı ile baş edebilmek adına donanım üstünde geliştirmeler olasıdır.

Geleneksel olarak, radar dizisi algılama için iki tür teori vardır, monokromatik teori ve impuls teorisi. Bunlar arasında en yaygın görüş, dar bant uzak alan varsayımlarına dayanmaktadır. Nyquist kriterini karşılamak ve ızgara loblarından kaçınmak için düzgün bir dizinin elemanlarının dalga boyunun yarısından ($\lambda/2$) daha az aralıkla yakın yerleştirilmesi gerektiğini belirtir [130], [131]. Bu, radar dizisinin fiziksel boyutunda ve dolayısıyla çözünürlükte uygulama çerçevesinde bir alt sınır oluşturur. Böyle bir yaklaşım altında matematiksel formülasyon büyük ölçüde basitleştirilebildiğinden, arkasındaki fiziksel fenomenin daha kolay ve daha doğrudan anlaşılmasına yol açar. Bu nedenle, araştırmacılar, farklı uygulamalar için dizi tasarlamak için bir başlangıç noktası olarak bu tür dar bant uzak alan yaklaşımını yaygın olarak kullanırlar ve geniş bant yakın alan davranışını asimptotik bir fenomen olarak ele alırlar.

Diğer yandan geniş bant puls radar uygulamalarında, sinyalin doğasına ait avantajlar yukarıdaki varsayımların ötesinde tasarımda esnekliğe imkân sağlayacak özelliklere izin vermektedir. Puls teorisi darbeler ne kadar kısa olursa ve dizi seyrek de olsa, ızgara lob sorunlarına bile yol açmadan girişimin o kadar küçük olduğunu iddia eder. Buradaki avantajın asıl kaynağı dizinin kısa darbeyi yakalayıp işleme alabilme yeteneğinden gelmektedir. Bu konuda yapılan [132] referanslı çalışmada belli bir aralık belirlemek yerine pratik olabilecek şekilde dizinin anten elemanlarının basitçe birbirinden ayrılmasının ve algılamanın birkaç döngüde kümülatif bir şekilde yapılmasının, yan loblardaki sönümleyici etkinin devreye girmesi dolayısı ile iyi bir genlik tepkisi sağlayacağını göstermiştir [133]–[136].

Pratikte, görüntüleme/dizi mühendisleri, sistemlerinin mutlak bant genişliği yeteri kadar geniş olmasına rağmen ızgara lobu sorunları yaşarlar. Bu konudaki çalışmalar ve teknik deneyimler, elemanlar arası açıklığın artırılmasının bir devrilme noktasından sonra diyafram odaklama üzerinde bozucu etkiler yaratmaya başladığını göstermektedir [136]. Bu durumda odaklama görevini kaliteli bir şekilde yerine getiren bir dizi tasarımında hem dar bant hem de geniş bant yayılma fenomenlerinin dikkate alınması gerekmektedir.

5.5. Lineer Dizi ile Duvar Arkası Görüntüleme

Bu bölümde ilk aşamada lineer dizi ile menzil doğrultusunda odaklama üzerine görüntüleme eşitliğinin elde edilmesi sağlanacaktır. Önerilen huzme biçimlendirme algoritması daha sonra açı domeni boyunca odaklama yapacak ikinci aşamayı sunacaktır.

5.5.1. Lineer dizi için şematik gösterim ve notasyon

Öncelikle, N adet verici ve M adet alıcıya sahip, alıcıları $d = \lambda/2$ aralıklarla yerleştirilmiş lineer bir sensor dizisi ele alalım. Dizinin simetrisini ve LOS hattının konumunu avantaja çevirmek için merkezdeki öge 0 indisi ile belirtilmiştir. Verici öge T_x ve alıcı öge R_x 'in konumu sırası ile r_{T_x} ve r_{R_x} ile dizinin merkezine olan uzaklıklar temel alınarak vektörel olarak ifade edilmektedir.

Verici, tasarlanan puls benzeri UWB dalga formunu iletmek üzere konumlandırılmıştır. Puls dalga formları pratikte mümkün olmasa da yükseltilmiş *sinc* veya gauss puls formları gibi zaman eksenini boyunca yüksek ana lob - yan lob oranına sahip ‘puls benzeri’ dalga formlarını üretmek mümkündür. Matematiksel olarak ideal puls $\delta(t)$ olarak işleme alınması sonuçların rahatlığı açısından sakıncalı değildir.

Yönlü UWB antenler ile oluşturulmuş bir lineer dizi ile iki boyutlu tarama yapmak mümkündür, bu geometri yatay ekseninde sahnenin hedef yoğunluk haritasını çıkarmak için kullanılabilir. Planar düzlem üzerindeki iki boyutlu serbest uzay Green fonksiyonu ile başlayalım.

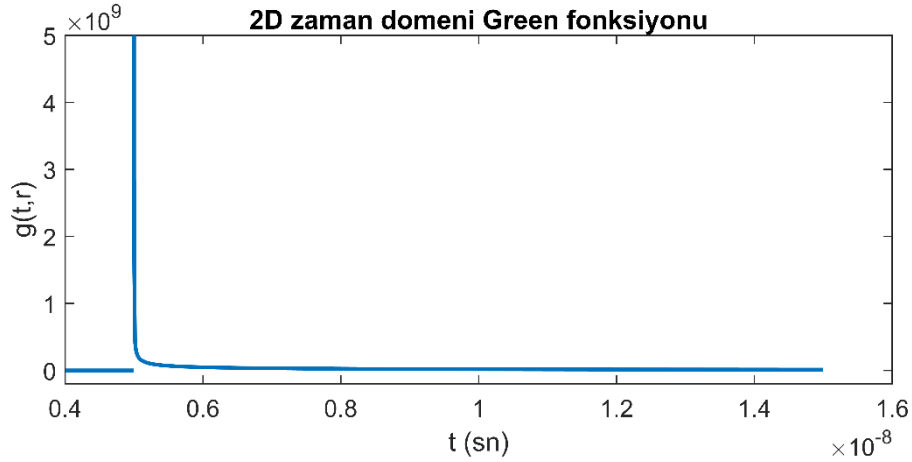
5.5.2. İki boyutlu serbest uzay Green fonksiyonunun radar yayılımı için yorumu

Bir dalga denkleminin Green fonksiyonu, bir nokta kaynak için dalga denkleminin çözümüdür. Ve bir nokta kaynağa bağlı dalga denkleminin çözümü bilindiğinde, genel bir kaynağa bağlı çözüm, lineer süper pozisyon ilkesi ile elde edilebilir. İki boyutlu bir düzlem ele alındığında Green fonksiyonunun, eş elektriksel uzaklıklar için yaklaşık çember formatında bir cephe oluşturacağını söyleyebiliriz [137].

(5.43)’te gösterilen, zaman domeninde tanımlı iki boyutlu serbest uzay Green fonksiyonunun delta Dirac fonksiyonuna olan yakınlığını analiz edelim. Bu fonksiyonun impuls dağıtımına olan benzerliğinin kullanılabilmesi UWB sistemlerin matematiğine uygunluğu açısından işe yarar bir özellik olacak, fonksiyon görüntüleme fonksiyonunda modüler olarak kullanılabilir. Burada, fonksiyon üzerinde aranan özelliklere göre delta Dirac fonksiyonu (5.44)’te özetlendiği gibi, kabaca, sonsuz değere sahip olduğu başlangıç noktası dışında her noktada sıfır veren sabit alana sahip ideal bir dağılım olarak düşünülebilir.

$$g_{2D}(t, r) = \frac{1}{2\pi} \frac{H(t - \tau - r/c)}{\sqrt{(t - \tau)^2 - \frac{r^2}{c^2}}} \quad (5.43)$$

$$\left. \begin{aligned} \delta(t) &= \begin{cases} +\infty & , \quad t = 0 \\ 0 & , \quad t \neq 0 \end{cases} \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dx &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (5.44)$$



Şekil 5.8. 2D zaman domeni Green fonksiyonunun $r=1,5$ m için örnek zaman – genlik grafiği.

Tanımlanan Green fonksiyonunun Şekil 5.8.’de verilen örnek grafiğinde fonksiyonun değeri paydayı sıfır yapan $\tau = r/c$ noktasındaki düşey asimptot üzerine yakınsar ve fonksiyonun şekli r menziline bağlı olarak değişmez.

Fonksiyon, altında kalan alan hedefin bulunduğu menzilden bağımsız olarak sabittir. Aşağıda bu alanı ifade eden integrasyonun sonucu görülebilir.

$$\int_{r/c}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{(t-\tau)^2 - \left(\frac{r}{c}\right)^2}} dt = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) & , \quad \tau = \frac{r}{c} \text{ ise} \\ \text{tanımsız} & , \quad \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (5.45)$$

Green fonksiyonunun payında bulunan ve $H(\cdot)$ ile gösterilen Heaviside step fonksiyonu $t = R/c$ üzerinde bulunan düşey asimptotun sol tarafında fonksiyonun değerini sıfıra çekmektedir, bu nedenle integralin sınırları r/c ve sonsuz arasında belirlenmiştir. Reel bir uygulamada hedefe ait cevabın, hedefin olduğu noktadan itibaren alınıyor olması, nedensellik ilkesi ile de açıklanabilir. Dolayısı ile H

fonksiyonunun ifadede varlığı anlamlıdır. Fonksiyonun $\tau = r/c$ ile ifade edilen eş menzillerden oluşan çemberde Dirac delta dağılımının desteklediği bölge boyunca genliğinin bir şekilde mevcut olması ve diğer durumlarda tanımsız olması, fonksiyonun belirtilen gecikme değerindeki noktaya odaklama görevini yerine getireceğini gösteriyor. İntegrasyondan elde edilen sabit değer ışığında bu fonksiyonun delta Dirac fonksiyonunun (5.46)'da eşdeğeri ifade edilen ölçeklenmiş bir yaklaşımını sağladığı ve puls benzeri bir form olarak ele alınabileceği varsayılabilir.

$$g_{2D} = \frac{1}{2\pi} \frac{H(t - \tau - r/c)}{\sqrt{(t - \tau)^2 - \frac{r^2}{c^2}}} \equiv \frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \cdot \delta\left(t - \tau - \frac{r}{c}\right) \quad (5.46)$$

$$\equiv 0.14 \cdot \delta(t - \tau - r/c)$$

Bu sonuçla Green fonksiyonunun fiziksel olarak, radar sensör dizisinin toplam yayılım yoğunluğunun dizinin bakış açısındaki (broadside) yarı düzlem olduğunu söylersek, bu düzlem üzerinde R kadar uzaklıktaki noktaları birleştiren çember üzerindeki dağıtımı olduğu belirtilebilir. Noktasal formdaki teorik hedef gelen sinyali yansıtır ve yeni bir kaynak olarak alıcı konumunda tekrar Green fonksiyonu ile modellenenebilir.

5.5.3. Yakın alan UWB huzme biçimlendirme

İleri yönlü zaman domeni Green fonksiyonu g_f , etkin vericiden $r_f = |r_0 - r_{Rx}|$ uzaklıktaki mesafedeki bir noktasal hedef için r_f/c gecikme değeri ile şu şekilde ifade edilir;

$$g_f(t, r) = \frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \cdot \delta(t - r_f/c) \quad (5.47)$$

Bununla birlikte geri yönlü Green modeli g_b hedef ve alıcı anten arasındaki gecikme r_b/c göz önüne alınarak yazılabilir.

$$g_b(t, r) = \frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \cdot \delta(t - r_b/c) \quad (5.48)$$

Dolayısı ile yayılmaya ait toplam impuls cevabı bu ileri ve geri yöndeki Green fonksiyonlarının konvolüsyonu olacaktır. İfade edilecek olursa;

$$g_d(t, r) = g_f(t, r) * g_b(t, r) \quad (5.49)$$

$$g_d(t, r) = \frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \cdot \delta(t - r_f(t, r)/c) * \frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \cdot \delta(t - r_b(t, r)/c) \quad (5.50)$$

$$g_d(t, r) = \left(\frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \right)^2 \delta(t - r_f/c - r_b/c) \quad (5.51)$$

Bu eşitlik tek bir hedefin alıcı verici çifti üzerindeki impuls tepkisidir. Obje uzayını noktasal hedeflerin toplamı olarak tanımlamak gerekirse, idealde ulaşılmaya çalışılan dağılım;

$$\sigma(r, \theta) = \int_0^r \int_{\theta_{min}}^{\theta_{max}} A_{r,\theta} \delta(r - r_o) \delta(\theta - \theta_o) dr d\theta \quad (5.52)$$

Buradaki ifade iki koordinat bileşenine sahip her bir gözlem noktasına ait A genliklerinin dağılımıdır. İki boyutlu bir görüntü ifadesi için farklı koordinat eksenlerine ait iki adet Dirac ifadesi eşitlikte bulunmaktadır. Başlangıç için dizi antenin odaklama sırasında tek bir açı üzerine odaklandığını düşünürsek

$$\sigma_{r_o}(r, t) = \int_0^r A_r \delta(r - r_o) dr \quad (5.53)$$

Burada A_r hedef üzerindeki yoğunluğun radar çıkışındaki genliğidir. Bu hedef dağılımının her bir alıcı verici çiftinde algılanan yanıtı, her bir hedef noktasına ait iki yönlü g_d Green fonksiyonunun görüntülenen uzay boyunca süper pozisyonu olacaktır [129].

$$\left. \begin{aligned} u(t) &= \int_{r_0} g_d \cdot \sigma_{r_0}(r, t) dr_0 \\ &= \int_{r_0} \left(\frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \right)^2 \delta \left(t - r_f/c - r_b/c \right) \cdot \sigma_{r_0}(r, t) dr_0 \end{aligned} \right\} \quad (5.54)$$

Gönderilen UWB dalga formu $p(t)$ ile gösterilirse, reel anlamda alınan yankı seti;

$$u(t) = \int_{r_0} g_d \cdot \sigma_{r_0}(r, t) * p(t) dr_0 \quad (5.55)$$

Gönderilen $p(t)$ dalga formunun daha önceden belirtildiği gibi bir puls benzeri bir dalga formu olduğunu aklımızdan çıkarmayalım. Alınan dalganın açık formu şu hale gelir;

$$u(t) = \int_{r_0} \left(\frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \right)^2 \delta \left(t - r_f/c - r_b/c \right) \cdot \sigma_{r_0}(r, t) * p(t) dr_0 \quad (5.56)$$

Yayılma ortamının cevabına ek olarak Bölüm 6.2.4.'te gösterilecek olan, kullanılan antenlerin doğal ışınma örüntüsü ve Bölüm 4.2.'de ele alınan ara ortama ait malzemelerin elektriksel özelliklerinden kaynaklanan frekans cevabının etkisi Green fonksiyonları üzerinde kombine bir şekilde gösterilebilir. Bu etki kullanılan bant genişliğine göre basitleştirilmiş olarak bir karmaşık sayıyla da ifade edilebilir ya da frekans üzerinde farklı bölgeler için farklı seviyelerde hesaba alınacak bir değerler dizisi veya fonksiyon olarak da ele alınabilir. Görüntüleme geometrisinde dalganın ara ortam ile etkileşimi, yayılma açısı ve ara ortam içindeki yayılma menzili ile değişeceğinden huzme biçimlendirme algoritmasında Green fonksiyonu her oluşturulduğunda bu değer yeniden hesaplanmalı ve devreye alınmalıdır. Kullanılan antene ait ışınma deseni alıcı ve verici antenlerin farklı türler olması durumunda da ayrı ayrı devreye alınabilir. Bu cevabın toplamı zaman ekseninde $\eta_{\theta,r}(t)|_d$ ile gösterilirse;

$$\left. \begin{aligned} g_f'(t, r) &= \eta_{\theta, r}(t)|_f \cdot g_f(t, r) \\ g_b'(t, r) &= \eta_{\theta, r}(t)|_b \cdot g_b(t, r) \end{aligned} \right\} \quad (5.57)$$

$$\eta_{\theta, r}(t)|_d = \eta_{\theta, r}(t)|_f * \eta_{\theta, r}(t)|_b \quad (5.58)$$

Böylece sistemin kombine edilmiş noktasal yayılım fonksiyonu $u_c(t)$, menzil boyunca aşağıdaki hale gelir;

$$u_c(t) = \int_{r_0} \eta_{r, \theta}(t) \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \right)^2 \delta(t - r_f/c - r_b/c) * p(t) dr_0 \quad (5.59)$$

Alınan sinyalin ifadesine tekrar dönecek olursak;

$$s(t) = \int_r u_c(t) * \sigma_{r_0}(r, t) dr \quad (5.60)$$

$$s(t) = \int_r \int_{r_0} \eta_{r, \theta}(t) \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \right)^2 \delta(t - r_f/c - r_b/c) * \sigma_{r_0}(r, t) * p(t) dr_0 dr \quad (5.61)$$

İfade, gönderilen sinyal ve ara ortam tepkisinin, tüm menzil boyunca hedef yoğunluk fonksiyonu dağılımı üzerine olan projeksiyonunu ifade etmektedir. Bu ifade hedef düzlemi için toplam sinyal modeli idi. Görüntünün elde edilmesi için huzme biçimlendirici üzerinde bir odaklama kuralı belirlemek gerekir. Bu kural eşdeğer menzil üzerinden çift yönlü yayılıma ait zaman gecikmesine ve zaman değişken t 'ye bağlı aşağıdaki ifadedir ve hedef yarı düzlem üzerinde menzil boyunca odaklamayı sağlayacaktır.

$$T_{foc} = (r_f/c + r_b/c) \quad (5.62)$$

Böylece menzil boyunca odaklanmış imaj fonksiyonu, odaklama kuralı uygulanarak aşağıdaki şekilde oluşturulabilir.

$$I(r, t) = \int_r \int_{r_0} s(t + T_{foc}) dr_0 dr \quad (5.63)$$

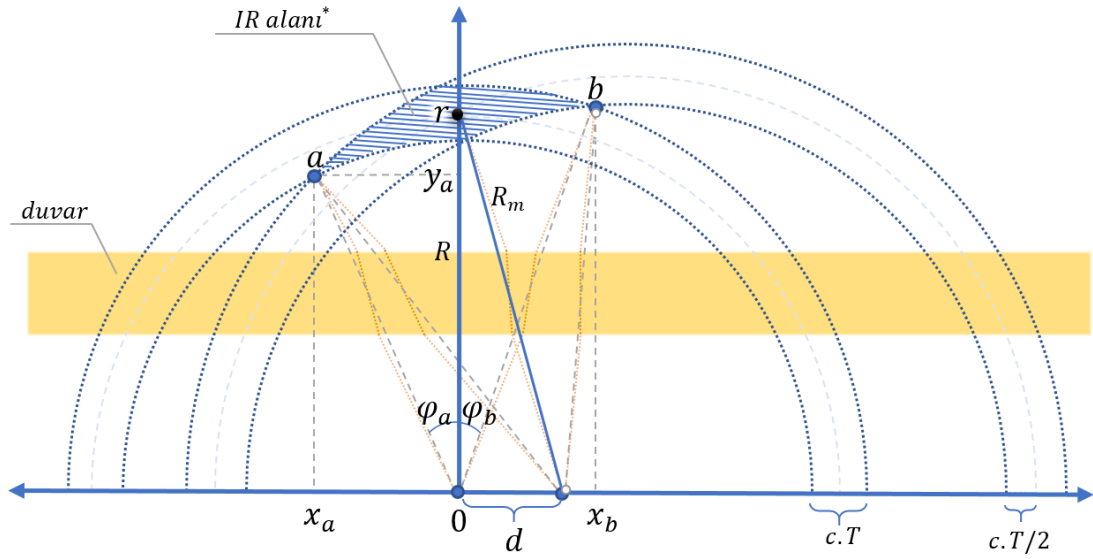
$$I(r, t) = \int_r \int_{r_0} \eta_{r,\theta}(t) \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \ln(\sqrt{2} + 1) \right)^2 \delta \left(t - r_f/c - r_b/c + T_{foc} \right) * \sigma_{r_0}(r, t) \\ * p(t + T_{foc}) dr_0 dr \quad (5.64)$$

Bu sonuç odaklanma noktalarına ait geri projeksiyonları ifade eder. Burada eklenmesi gereken bir husus, $I(r, t)$ imaj fonksiyonunun menzil boyunca odaklanma kalitesi gönderilen sinyalden ve yayılma ortamından bağımsız değildir. Hedefin yoğunluk fonksiyonu da ifade içerisinde etkin durumda olduğundan dolayı görüntü kalitesi üzerinde etkilidir.

5.5.4. UWB duvar arkası radar görüntüleme için yakın alan girişim modeli

Duvar arkası görüntüleme özelindeki girişim bölgesinin analizinde, dar bant girişim modellerinin ve hatta homojen bir ortamda operasyonel olan klasik UWB sistemlerin de ötesinde hesaba katılması gereken ekstra faktörler mevcuttur.

Geleneksel dar bant dizisi analizi, monokromatik dalgaların sürekli uzaysal girişimine dayanır. Bunun aksine, UWB darbesinin kısa süresi, bu tür bozucu koşulların tüm uzay düzlemi boyunca gözlenmesine izin vermez. Huzme biçimlendirme işlemi sırasında, tüm dizi elemanlarından gelen darbeler yalnızca odaklanılan konum etrafında girişim yapar. Bu nedenle, dar bant sistemlerde ele alınan girişim modelleri yalnızca bu bölgede geçerlidir. Girişim bölgesi kısaca “IR” olarak adlandırılır. Bu bölgenin dışında, parazit olmaması nedeniyle bir UWB dizisinin hem ızgara lobu hem de yan lob oluşmaz.



- * Girişimi ifade eden taralı bölge için belirleyici sınırlar a ve b noktaları olup, bu noktalar (x, y) koordinatları ile temsil edilmektedir. r odaklama noktasına ait dikey izdüşümü 0 ile temsil edildiğinde en yakın dizi elemanı orijine d kadar bir uzaklıkta kabul edilir. Daha yüksek açılı bileşenler hesaba alınmamıştır. Girişimin etkin alanı için kabul edilen eş eksenli genişlik ise, c ışık hızı ve T puls genişliği olmak üzere $c.T$ çarpımı ile ifade edilmiştir.

Şekil 5.9. Tek yönlü ultra geniş bant diyafram açıklık dizisinin maksimum girişim bölgesinin (IR) temsili.

Öncelikle, yakın alandaki bir UWB dizisinin maksimal girişim bölgesini belirleyelim. Şekil 5.9. bir gönderici açıklığından iletilen darbelerin girişimini göstermektedir. Tek yönlü doğrusal dizi burada basitlik açısından ele alınmıştır. r odak noktasının, dizinin görüş doğrultusunda ve R uzaklığında olduğu varsayılır. Darbe süresi T 'dir ve dalga alanı, c ışık hızında boş alan içinde yayılır. Burada dikey yöndeki tüm uzaklıkların gibi ortamın elektriksel özellikleri ve duvarın etkisi hesaba alınarak Snell yasaları kullanılarak, Bölüm 5.1.2., 5.1.3., ve 5.1.4.'te gösterildiği şekilde tekrar değerlendirilmiş eşdeğer uzaklıklar olduğunu ekleyelim. Girişim alanını bir kesişim bölgesi olarak oluşturan eş menzil eğrileri de duvarın varlığının etkisi ile pratikte kusursuz birer çember parçası değildir, ancak buradaki fark gönderilen işaretin dalga boyuna göre çok az olduğu için hedef görüntüsün dağılması üzerindeki etkisinin çok düşük olduğu varsayılarak ihmal edilebilir.

Dizinin tüm elemanları hesaba katıldığında, maksimum girişim bölgesi; hesaplama kolaylığı açısından odak noktasının dizi üzerine dik iz düşümü orijin sayılmakla

birlikte, varsayılan d aralığı ile orijine en yakın elemanından yayılan darbeler tarafından yaratılır. Bu tür girişim bölgesi, odaklama noktasının veya ana lobun her iki yanında bulunan iki kesişme noktaları olan (x_a, y_a) ve (x_b, y_b) ile işaretlenir. Bu iki nokta, yayılan darbelerin girişim modeli üzerindeki iç ve dış kenarları arasındaki kesişmeler olarak tahmin edilebilir.

Bu iki noktanın konumları, dizinin yakın alandaki maksimum girişim bölgesini belirler. Bu bölgenin dışında, farklı dizi elemanlarından yayılan darbelerin toplamı birbirleriyle çakışmayı önleyerek daha yüksek açıda ızgara loblarını önler, dolayısıyla UWB bir sinyal için göz önüne alındığında, daha yaygın bir alan için bu analiz önemsizdir. Denklem setlerinden (5.66) ve (5.68)'de açıkça görülmektedir ki, d aralığı ne kadar büyükse, puls genişliği T ne kadar kısa olursa ve hedef R ne kadar yakınsa, girişim bölgesi o kadar küçük olacaktır. x_a ve y_a için Şekil 5.9.'da gösterilen, daha önce Bölüm 5.1.4.'te formüle edilerek verilen eşdeğer duvar modeli göz önüne alınarak oluşturulan eşitlikleri ifade edersek, $R_m = \sqrt{R^2 + d^2}$ için;

$$\left. \begin{aligned} x_a^2 + y_a^2 &= R - \frac{cT}{2} \\ (x_a + d)^2 + y_a^2 &= R_m + \frac{cT}{2} \end{aligned} \right\} \quad (5.65)$$

ve bu eşitliklerin ortak çözümü;

$$\left. \begin{aligned} x_a &= -\frac{R - R_m + d^2 - cT}{2d} \\ y_a &= \sqrt{\left(\left(R - \frac{cT}{2}\right)^2 - x_a^2\right)} \end{aligned} \right\} \quad (5.66)$$

aynı şekilde diğer uç nokta olan b noktasının konumu, x_b ve y_b için;

$$\left. \begin{aligned} x_b^2 + y_b^2 &= R + \frac{cT}{2} \\ (x_b - d)^2 + y_b^2 &= R_m - \frac{cT}{2} \end{aligned} \right\} \quad (5.67)$$

ve bu eşitliklerin ortak çözümü de şöyledir;

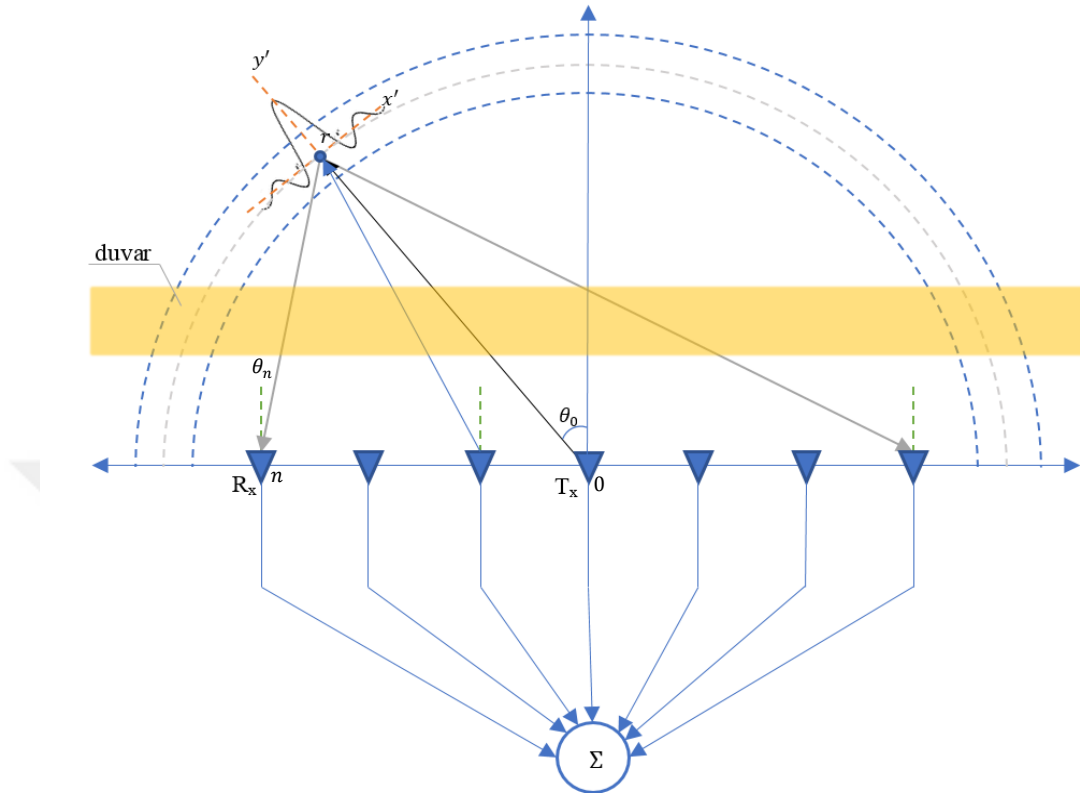
$$\left. \begin{aligned} x_b &= \frac{R - R_m + d^2 + cT}{2d} \\ y_b &= \sqrt{\left(R - \frac{cT}{2}\right)^2 - x_b^2} \end{aligned} \right\} \quad (5.68)$$

Girişim alanı, nokta yayılım fonksiyonunun odaklama alanına yakın bölgelerdeki genliğinin en yüksek olduğu bölgeyi ifade eder. Bu nedenle nokta yayılım fonksiyonunun daha küçük bir alana yoğunlaşması girişim alanını küçülteceği için görüntü netliği konusunda fikir verecektir.

Yukarıdaki iki ifadede görüleceği gibi, radarların doğasına uygun olarak payda bulunan T değerinin azalması ve paydada bulunan d değerinin artması, x değerlerini ve y değerlerini odaklanılmak istenen noktaya doğru yaklaştıracak için maksimum yayılma alanının odaklanma lehine küçülmesinin sağlayacaktır. Bu da dizi boyutu, eleman aralığı ve dinamik görüntüleme mesafesinin girişim bölgesinin boyutu üstündeki etkilerini göstermektedir. İdealde ulaşılmaya çalışılan şart aşağıdaki gibidir:

$$Min (|\varphi_a| + |\varphi_b|) \quad (5.69)$$

5.5.5. Açısal domen üzerinde odaklama



Şekil 5.10. Açısal domen tarama ve taşınan yeni koordinasyon ekseninin gösterimi.

Yakın alan girişim modelinden bir önceki bölümden bahsetmiştik. Zaman domeninde işlevsel olan UWB puls radar uygulamalarında yakın alan görüntüleme fiziğinde girişim modellerinin yapıcı ve sönümleyici etkileri, görüntülemenin geometrisindeki açısal değişimler de kullanılarak avantaja dönüştürülebilir. Ortogonal dalga formlarının bu özelliğinin çapraz menzil eksenini boyunca kullanımı Bölüm 3.4.'te vurgulanmıştır. Bu bölümde eş menzile sahip fakat değişen açı üzerindeki tarama eksenini yönünde hedef yoğunluk fonksiyonunun elde edileceği bir algoritma sunulacaktır. UWB görüntüleme tekniklerinde, çapraz menzil veya eş-menzilli açısal domen boyunca yapılan hedef yoğunluğu çıkarımı işlemlerinde, klasik yöntemler tek frekans üzerinde işlem yapmayı gerektiren dar bant yaklaşımını [138] ele alır. Burada menzil üzerindeki gözlem süresini uzun tutarak puls sinyaline ait geniş bant özelliklerinden ve puls sinyalinin yan loblardaki sönümleyici özelliklerinden çapraz menzil görüntülemeye de yararlanmaya çalışacağız.

Şekil 5.10.'u inceleyelim. Odaklanılacak nokta üzerindeki projeksiyonları açısal olarak normalize etmek için koordinat eksenini, algılaması yapılan nokta ile verici antenin eşdeğer yayılım doğrultusunun eğiklik açısı olan θ_0 kadar döndürülerek, yani açı normalize edilerek işlem yapılacaktır. Böylece dizi üzerindeki her bir elemanın vericiye göre olan açısal farkı işleme yansıtılacaktır. Hedefin olduğu noktaya taşınan ve açısal olarak normalize edilen bu yeni koordinat ekseninde verici için açısal fark 0 iken diğer tüm alıcılarda belli bir değere sahip olacaktır. Bu açısal fark, noktadan yansıyan sinyalin, dönüştürülmüş koordinat eksenini olan (x', y') üzerindeki projeksiyonunun açı farkının kosinüsü kadar zaman ekseninde sıkışmış bir şekilde diziyeye yansımaları anlamına gelir.

Şekil 5.10.'da görülen θ_0 geliş açısı ve $R(r_0) = t/c$ menzil mesafesinde bir r noktasının dizi boyunca cevabı için önce merkezdeki tek bir alıcı üzerindeki cevabını inceleyelim.

$$s(\theta) = \int_{t-cT/2}^{t+cT/2} \sigma_q \cdot g_d(\cdot) * p(t \cdot \cos(\theta - \theta_0)) dt \quad (5.70)$$

Burada $g_d(\cdot)$ yayılım ortamına ait impuls tepkisini ifade eden iki yönlü Green fonksiyonudur, bu fonksiyonun sentezlenmesine ait bilgiler Bölüm 5.5.3.'te ayrıntılı olarak ele alınmıştı. Yukarıdaki eşitlik algılanan θ_0 açısal konumundaki noktasal teorik bir hedefin $c \cdot T$ süresi boyunca gözlemlenmesi ile dizi merkezinde elde edilecek yankısını ifade etmektedir. Burada sadece $\theta = \theta_0$ için $\cos(\theta - \theta_0)$ değerinin 1 olduğunu, dolayısı ile sinyalin taşınan yeni koordinat eksenine projeksiyonunda zaman üzerinde herhangi bir ölçekleme etkisinin olmadığını belirtebiliriz. Tek verici için tüm alıcıları ifade etmek üzere alıcı dizisini sonsuz sürekli formda bir integral ile ifade edelim. θ_n , n indisli alıcının normal eksen ile olan açısı olmak üzere, bu alıcılardaki toplam yankı;

$$s(\theta_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{t-cT/2}^{t+cT/2} \sigma_q \cdot g_d(\cdot) * p((t - tp) \cdot \cos(\theta - \theta_0 - \theta_n)) dt dn \quad (5.71)$$

n değerine ait integrali ile, θ_n açısının dizi boyunca değişimini göz önüne alarak dizinin hedef noktasındaki değerini yorumlayalım. n değişkenine bağlı olan $p((t - tp) \cdot \cos(\theta - \theta_0 - \theta_n))$ ifadesinin dizi boyunca integralini hesaplayalım.

$p(t)$ dalga formunun sinc veya bant geçiren yüksek tek mertebeli (ör: 1., 5. veya 7. mertebe) gauss puls gibi puls benzeri bir sinyal olduğunu varsayarak buradaki işlemleri devam ettirmek için sinc dalga formuna ait integrasyonu örnek olarak aşağıdaki gibi ele alabiliriz;

$$\left. \begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} p((t - tp) \cdot \cos(\theta - \theta_0 - \theta_n)) dn \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}((t - tp) \cdot \cos(\theta - \theta_0 - \theta_n)) dn \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin((t - tp) \cdot \cos(\theta - \theta_0 - \theta_n))}{((t - tp) \cdot \cos(\theta - \theta_0 - \theta_n))} dn \\ &= \pi \delta(\theta - \theta_0 - \theta_n) \end{aligned} \right\} \quad (5.72)$$

Zamanda ölçeklenmiş sonsuz sayıda sinc fonksiyonunun integralinin alındığı düşünülürse bu sonuç anlamlıdır. Yorumlamak gerekirse, göndericinin dizi merkezinde alıcının ise algılanan noktaya θ_n açısı ile baktığı $(\theta - \theta_0 - \theta_n)$ normalize edilmiş açı değerinde sistem yüksek bir çıkış verirken yan loblarda toplamın getirdiği sönümleyici etki, fonksiyonu (x', y') ekseninin orijininde ölçeklenmiş bir puls değerine götürmektedir [139], [140]. Ek bir bilgi olarak, reel uygulamalarda sınırsız ve sürekli formda bir radar dizisi ele alınamayacağı için bu integralin yerine tüm alıcı antenleri ayırık bir model olarak ele alan bir toplam işareti ile de ifade edilebilir, sonuç yine de (5.72)'de belirtilen puls sonucuna yakınsayacaktır. Benzer bir sonucun, zaman düzleminde ana lob – yan lob oranı yüksek olması nedeniyle yukarıda bahsi edilen bazı gauss dalga formları ile de elde edilebileceğini ekleyelim [80], [141].

(5.72)'de elde edilen sonuçları (5.71)'de yerine yerleştirirsek,

$$s(\theta_n) = \int_{t-cT/2}^{t+cT/2} \sigma_q \cdot g_d(\cdot) * \pi \cdot \delta(\theta - \theta_0 - \theta_n) dt \quad (5.73)$$

Tek bir θ_n açısı için elde edilen bu ifadeyi taranabilen tüm açısal domen boyunca bir integral ile ifade edersek,

$$s(\theta) = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{t-cT/2}^{t+cT/2} g_d(\cdot) \cdot \sigma(\theta) * \pi \cdot \delta(\theta - \theta_0 - \theta_n) dt d\theta \quad (5.74)$$

Hedefin bulunduğu odaklanma noktası üzerindeki radyal gözlem süresini ifade eden $-cT/2$ ve $+cT/2$ gözlem aralığına sahip zaman kapısı, aralıktaki gücün r noktasındaki puls işaretine yoğunlaşmış olmasından dolayı ihmal edilerek ifade daha da sade bir forma dönüştürülebilir. Buradaki unsur, t süresinin gözlemlenen hedeflerin bulunduğu eğri yörünge boyunca sabit oluşu ve tamamının merkezdeki göndericiye t_p süreye sahip bir elektromanyetik olarak eşdeğer menzilde bulunmasıdır.

$$s(\theta) = \pi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sigma(\theta) \cdot g_d(\cdot) * \delta(\theta - \theta_0 - \theta_n) d\theta \quad (5.75)$$

Buraya kadar tüm ifadeler merkezdeki tek vericiye karşılık birçok alıcıya sahip diziler için oluşturuldu. Birden fazla vericinin bulunduğu çok giriş çok çıkışlı MIMO radarlarda (5.76)'te görüleceği gibi (5.75) ifadesi her vericiye karşılık tüm alıcılar için teker teker oluşturulup süper pozisyonu alınırsa MIMO dizinin çıkışı elde edilmiş olacaktır. Burada dikkat edilmesi gereken bir husus, dizi merkezinde olmayan elemanlar için t_p süresinin lineer olmayan bir şekilde değişken olacağı ve hesaplanıp bir vektör olarak devreye alınması gerekliliğidir. Bu şekilde gönderilen sinyalin projeksiyonlarına ait tepe noktaları taşınan yeni koordinat merkezinin orijin noktasına yığılmış olacaktır.

$$s(\theta) = \pi \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sigma(\theta) \cdot g_d(\cdot) * \delta(\theta - \theta_0 - (\theta_n - \theta_m)) d\theta dr \quad (5.76)$$

Yukarıdaki ifade tarama açısı boyunca sinyal modelini ifade ediyor. Burada θ_m verici elemanın hedefe göre olan eğim açısıdır. θ tarama açısı boyunca hedef yoğunluğunu elde edelim.

$$u(t, \theta) = \sigma(\theta) \cdot g_d(\cdot) * \delta(\theta - \theta_0 - (\theta_n - \theta_m)) \quad (5.77)$$

Dalganın ara ortam ile etkileşimi, yayılma açısına olan bağıllığı ve ara ortam içindeki yayılma tepkisi önceki bölümlerde ele alınmıştı. Bu, benzer bir şekilde Green fonksiyonuna ve sonrasında noktasal yayılım fonksiyonuna (PSF) yansıtılabilir.

$$\left. \begin{aligned} g_f'(\theta_m, t) &= \eta_{\theta_m, r}(\theta_m, t)|_f \cdot g_f(\theta_m, t) \\ g_b'(\theta_n, t) &= \eta_{\theta_n, r}(\theta_n, t)|_b \cdot g_b(\theta_n, t) \end{aligned} \right\} \quad (5.78)$$

Bu cevabın toplamı zaman ekseninde $\eta_{\theta, r}(\theta)|_d$ ile gösterilirse, kombine edilmiş sistem cevabı $u_c(t, \theta)$, (5.80)'deki gibi yazılabilir;

$$\eta_{\theta, r}(\theta)|_d = \eta_{\theta, r}(\theta, t)|_f * \eta_{\theta, r}(\theta, t)|_b \quad (5.79)$$

$$u_c(t, \theta) = \eta_{\theta, r}(\theta)|_d \cdot g_d(\cdot) \cdot \sigma(\theta) * \delta(\theta - \theta_0 - (\theta_n - \theta_m)) \quad (5.80)$$

Açısal domen boyunca odaklama için kural aşağıdaki gibi belirlenirse;

$$\theta_{foc} = (\theta_0 + (\theta_n - \theta_m)) \quad (5.81)$$

yukarıda nokta yayılım fonksiyonu gösterilen sistem için sinyal modelinden hedef yoğunluğunu aşağıdaki formda elde edebiliriz.

$$I(\theta) = \pi \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} s(t, \theta) d\theta dr \quad (5.82)$$

$$I(\theta) = \pi \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sigma(\theta) \cdot \eta_{\theta,r}(\theta)|_d \cdot g_d(\cdot) \quad (5.83)$$

$$* \delta(\theta - \theta_0 - (\theta_n - \theta_m) + \theta_{foc}) d\theta dr$$

Açısal ekseninde bu yoğunluk fonksiyonu elde edilirken menzil üzerinde her iki yönlü yayılım çiftinde duvarın etkisi ile açı menzili ve yayılım ortamının elektromanyetik özelliklerine farklı tepkiler vereceğinden her iki yöndeki Green fonksiyonlarının huzme biçimlendirme işlemi boyunca her odaklanılan nokta için yeniden oluşturulması gerekir. Huzme biçimlendirme blok şematiği verildiğinde, bu husus tekrar vurgulanacaktır.

BÖLÜM 6. UYGULAMA

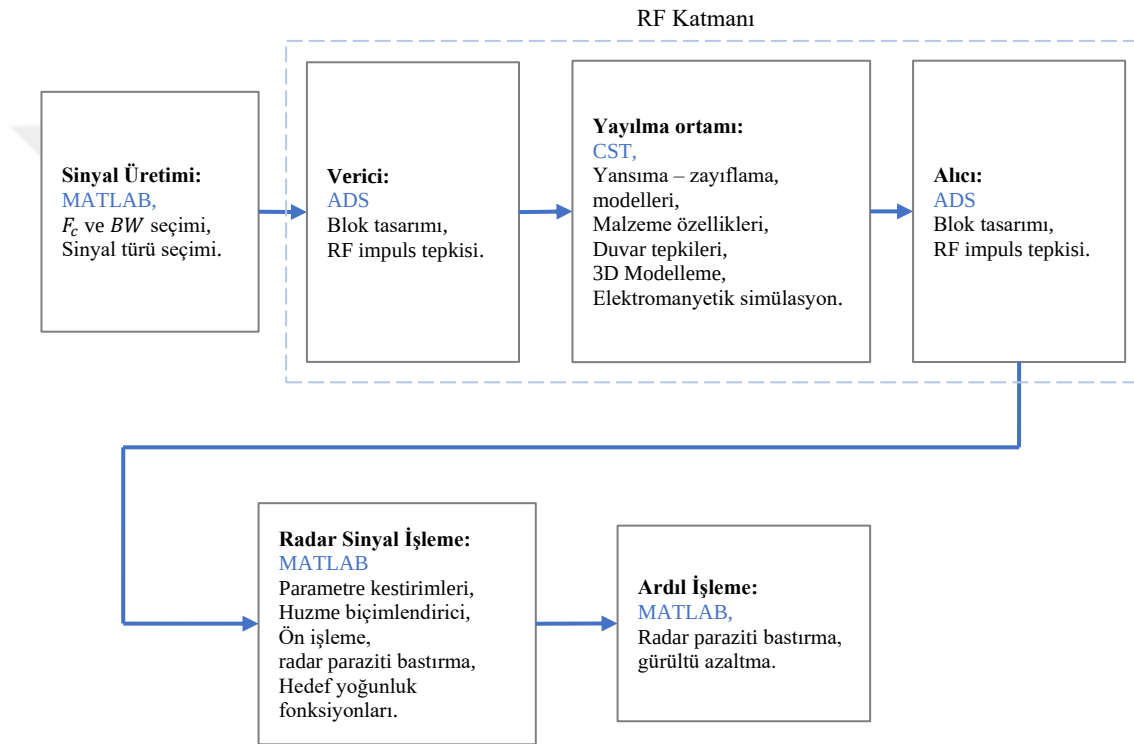
6.1. Zaman Domeni Tekniğı

Zaman domeni tekniğinde, duvar boyunca sinyal yayılımının geniş bant ölçümleri için, yeterince uzun sessiz aralıklarla ayrılmış çok kısa zaman genişliğine sahip Gauss gibi puls benzeri darbelerin periyodik bir dizisi kullanılır. Bu darbeler, ihmal edilebilir sinyal bozulmalarına neden olmak için yeterince büyük bir bant genişliğine sahip geniş bantlı ve düzgün bir cevaba sahip bir anten aracılığıyla yayılır. Alıcı tarafta, sinyal başka bir geniş bant anten tarafından yakalanır ve dijital örnekleme osiloskobu gibi bir geniş bant alıcısı aracılığıyla algılanır. Tipik ölçüm düzeneğı, enine elektromanyetik dalgalar üreten bir çift verici ve alıcı geniş bantlı antenden, bir darbe üretici, bir dijital örnekleme osiloskobu ve bir tetikleyici puls sinyal üreticinden oluşur. Puls üretici, düşük kayıplı bir geniş bant RF kablo aracılığıyla verici antene bağlanır, ancak puls üreticileri toplam gücü geniş bir bant üzerinde paylaştırdığı için frekans başına düşen güç miktarı az olabilmektedir. Daha yüksek miktarlarda yayılan güce ihtiyaç duyulması durumunda, verici antenin besleme noktasında düşük gürültülü geniş bantlı bir güç amplifikatörü kullanılabilir. Alıcı anten, geniş bantlı bir kablo aracılığıyla dijital örnekleme osiloskobuna bağlanır. Alınan sinyal gücünü artırmak için, alıcı antenin çıkış terminallerinde düşük gürültülü bir puls amplifikatörü kullanılmalıdır. Amplifikatörler, ilgilenilen spektrum aralığı üzerinde sabit bir kazanç ve lineer faz özelliklerine sahip olmalıdır. Bu durum kısa süreli UWB darbe yapılarının yükseltme işlemlerinde klasik yaklaşımların ve ekipmanların ötesinde yaklaşımlar ve ekipmanlar gerektirebilir. Yayılma kanalının hem gönderen hem de alan taraflarının senkronizasyonu, zaman domeni ölçümlerinde önemli bir gerekliliktir. Senkronizasyonu sürdürmek için, puls üretici ve dijital örnekleme osiloskobu arasında düşük titreşimli bir tetikleme sinyali oluşturulur. Örnekleme osiloskobu arka planda bir ön tetikleyici gerektirir [142].

6.2. Benzetim Çalışması

Bu bölümde benzetime ait aşamalar sistematik bir biçimde sunulacaktır. Birçok aracın devreye alındığı, katmanlı benzetim yapısı görsel ve şematik olarak sunulup her aşamada beklenen sonuçlar paylaşılacaktır.

6.2.1. Benzetime ait blok diyagram



Şekil 6.1. Benzetime ait blok diyagram.

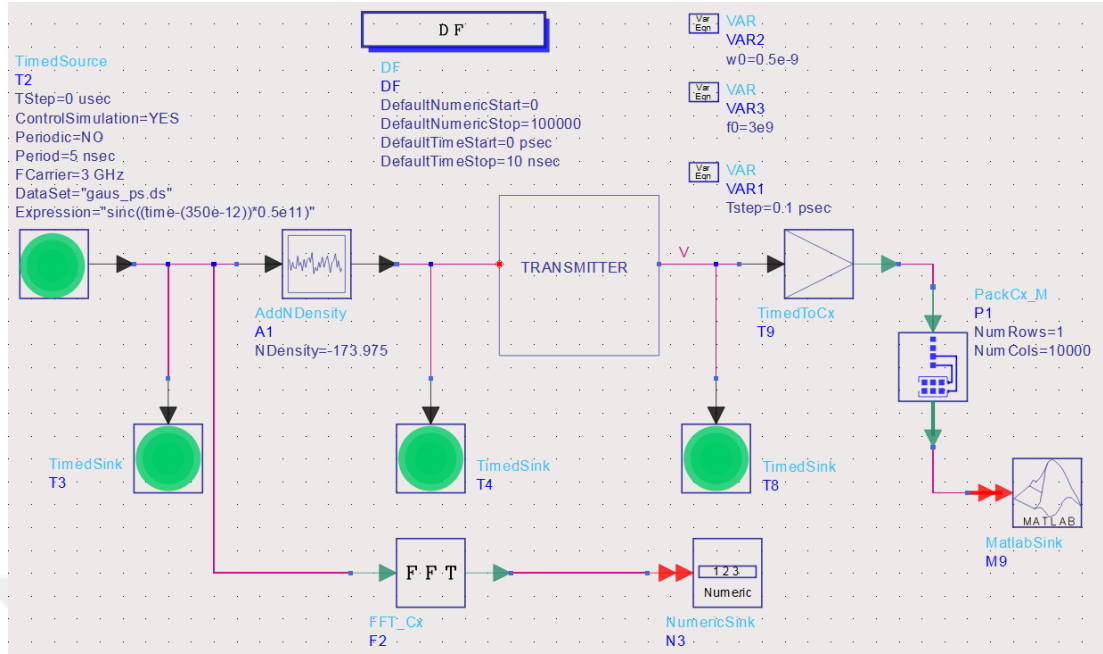
Şekil 6.1.'de duvar arkası görüntüleme sistemine ait donanım düzeyinde bir benzetimin akış şeması verilmiştir. Puls sinyallerinin üretimi, belirlenen frekans aralığı, çalışma frekansı ve örnekleme kriterlerine uyularak, MATLAB ve CST ortamında yapılacaktır. Verici ve alıcı katlarına ait zaman domenli cevaplarının simülasyona katılması gerçek bir sistemin tepkilerini simülasyona taşıyacaktır. Verici ve alıcıya ait donanımın benzetimleri aslına uygun olarak ADS yazılımı üzerinden oluşturulacaktır. Verici ve alıcıda kullanılan Vivaldi anten dizilerine ait parametreler için gerçekleştirilmede kullanılan antenlerin ölçülmüş olan parametreleri veya benzetim araçları ile

oluşturulan benzetim sonuçları kullanılacaktır. Gerçekleme ortamının üç boyutlu modeli CST üzerinde oluşturulacak ve zaman domeninde analiz edilerek örneklenmiş veriler elde edilecektir. Sinyallerin yayılım ve yankı geometrisi üç boyutlu animasyonlar üzerinden takip edilebilecektir. Radar sinyal işleme bloğunda öncelikle alınan sinyaller ön işlemeye tabi tutulduktan sonra, problemde kullanılacak ortam ve ara ortam parametreleri kestirilecektir. Ardından alınan ham sinyallerden, önerilen görüntüleme metotları ile radar görüntüsünün elde edilmesi işlemleri gerçekleştirilecektir. Son olarak da duvarın etkisi ve sinyal işlemenin doğasından kaynaklanan radar parazitlerinin ve gürültülerin giderilmesi için görüntüleme sonrası işlemler yapılacaktır.

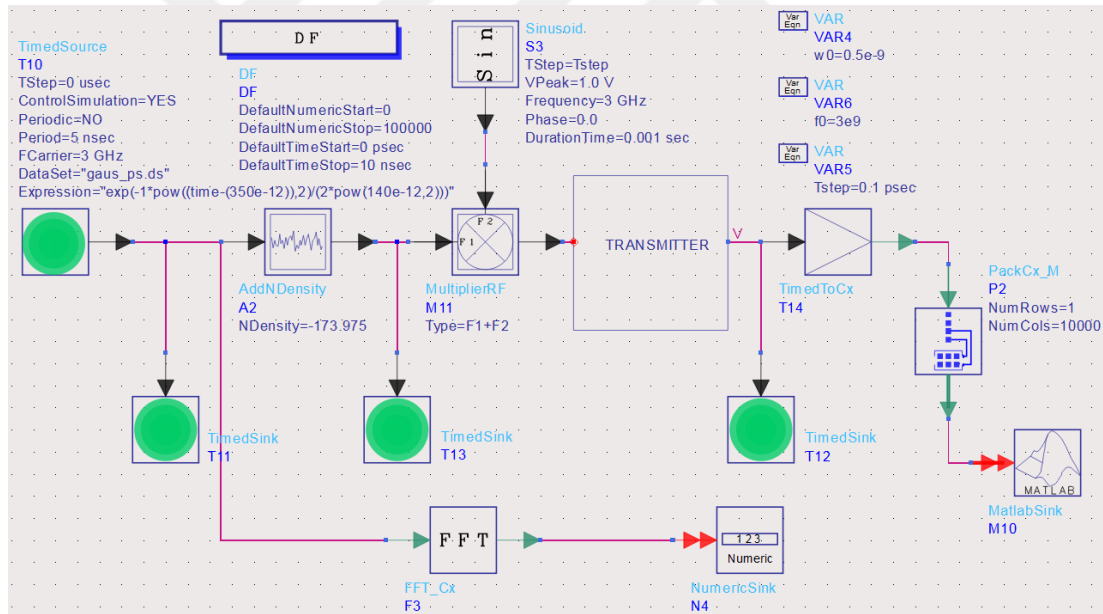
Şekil 6.1.'deki diyagram göz önüne alındığında, reel bir uygulamada, radar ham verisi, radar sinyal işleme bloğundan hemen önce elde bulunur. Dolayısı ile bu bloktan önceki her veri ya tasarım kriteridir ya da kestirilmesi gereken bir parametredir.

6.2.2. Benzetime ait RF verici tasarımı

Gönderici tasarımında ADS kullanılmıştır ve sonuçlar başarı ile alınmıştır. ADS, Keysight firması tarafından üretilen donanım düzeyinde simülasyon yapmaya imkân veren bir paket yazılımdır. Kurulan gönderici tasarımı aşağıdaki şekillerde gösterilmektedir. Şekil 6.2. bir sinc işaretine ait verici çıkışındaki cevabın benzetimini gerçekleştirir. Şekil 6.3. ise aynı şekilde, Gauss-sine işaretine ait cevabı simüle eder.



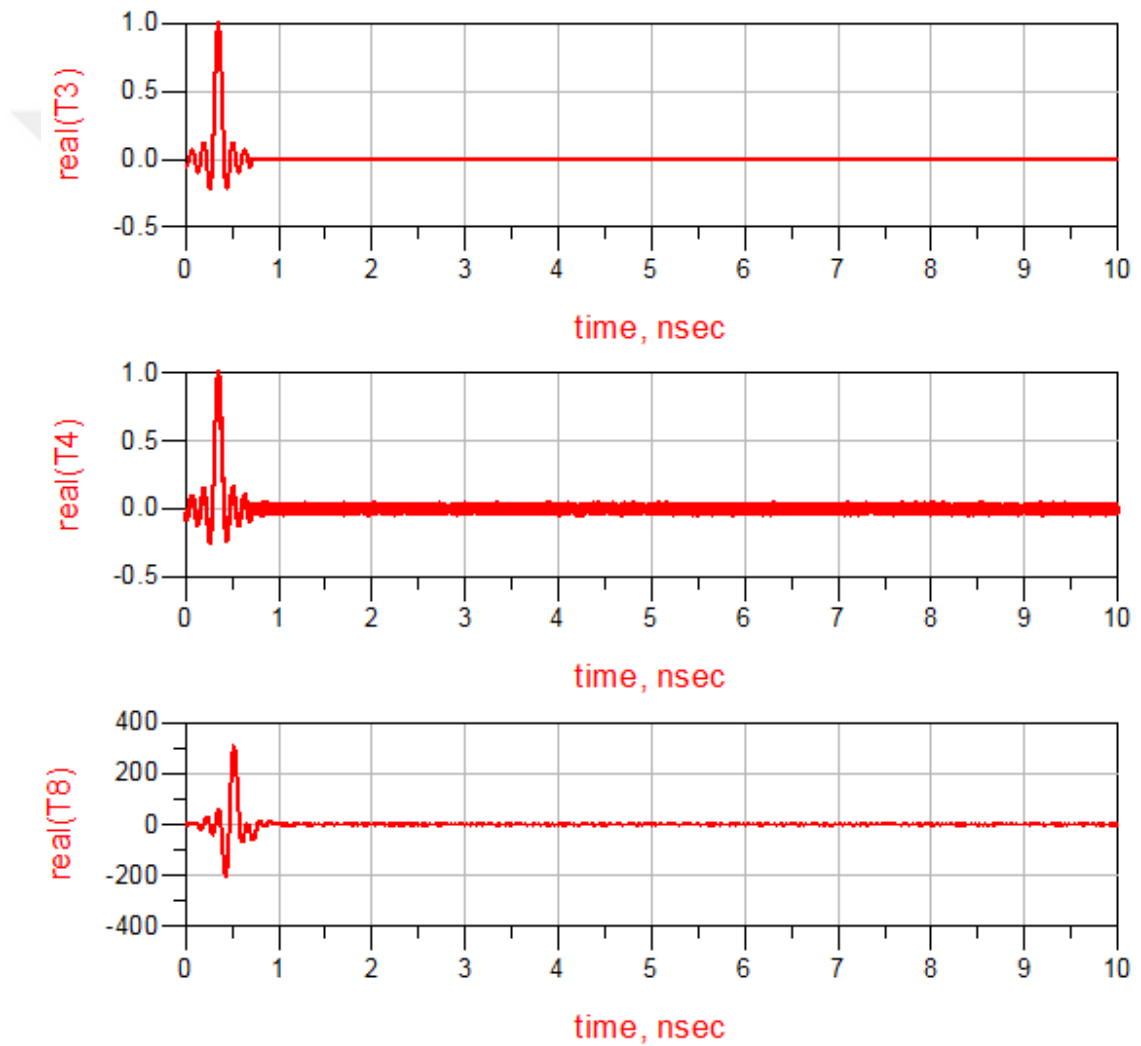
Şekil 6.2. Sinc darbe işareti için verici tasarımının ADS benzetimi.



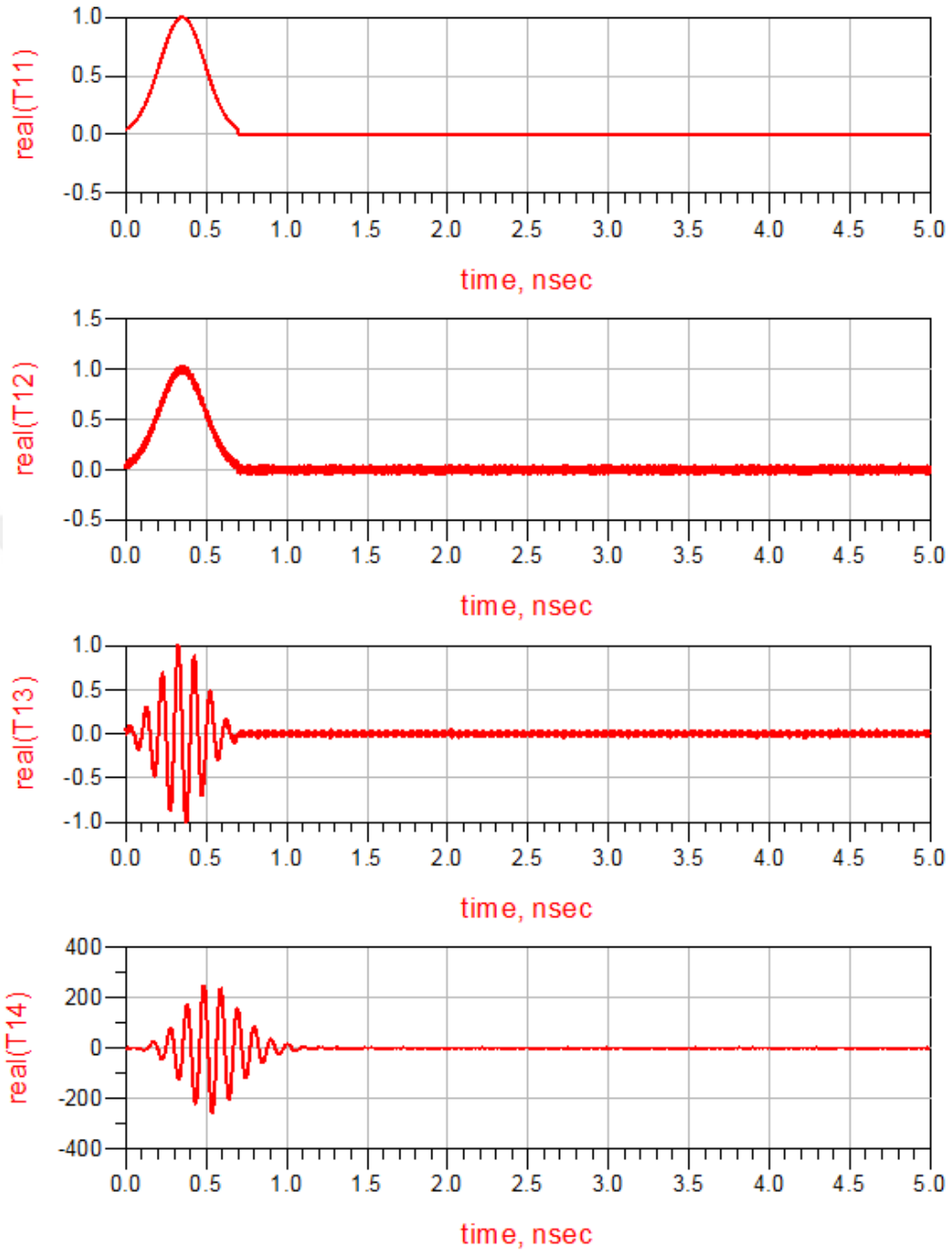
Şekil 6.3. Gauss-sine darbe işareti için verici tasarımının ADS benzetimi.

Sistemin sinyal girişi MATLAB üzerinden vektör formunda ve ADS programının zaman domeni fonksiyon oluşturan hazır blokları kullanılarak yapılmış ve bu sinyalin göndericideki her bir elemanın çıkışında ölçümleri görüntülenmiştir. Neticede zaman domeninde işaret işlenen bu uygulamada sinyalin göndericinin impuls tepkisine bağlı olarak sahip olacağı değişim ve antende gönderilmeden hemen önceki son hali

görüntülenmiştir. Benzetimin çıkışındaki MATLAB bloğu ile, göndericinin son kısmında bulunan antene ait transient cevap uygulanabilir. Böylece üç boyutlu modelleme için, gönderilen sinyalin donanım düzeyindeki bir formu elde edilmiş olur. Şekil 6.4.'te örnek bir sinc impuls ve Şekil 6.5.'te ise Gauss-sine sinyallerinin verici girişindeki ve çıkışındaki ölçümlerinin benzetim sonuçları verilmiştir. Benzetim çıktıları, zaman domeninde ölçüm için kullanılan “TimedSink” ile etiketlenen bloklar aracılığıyla alınmıştır.



Şekil 6.4. Sinc darbe işareti için verici tasarımının ADS benzetimi sonuç ekranı.

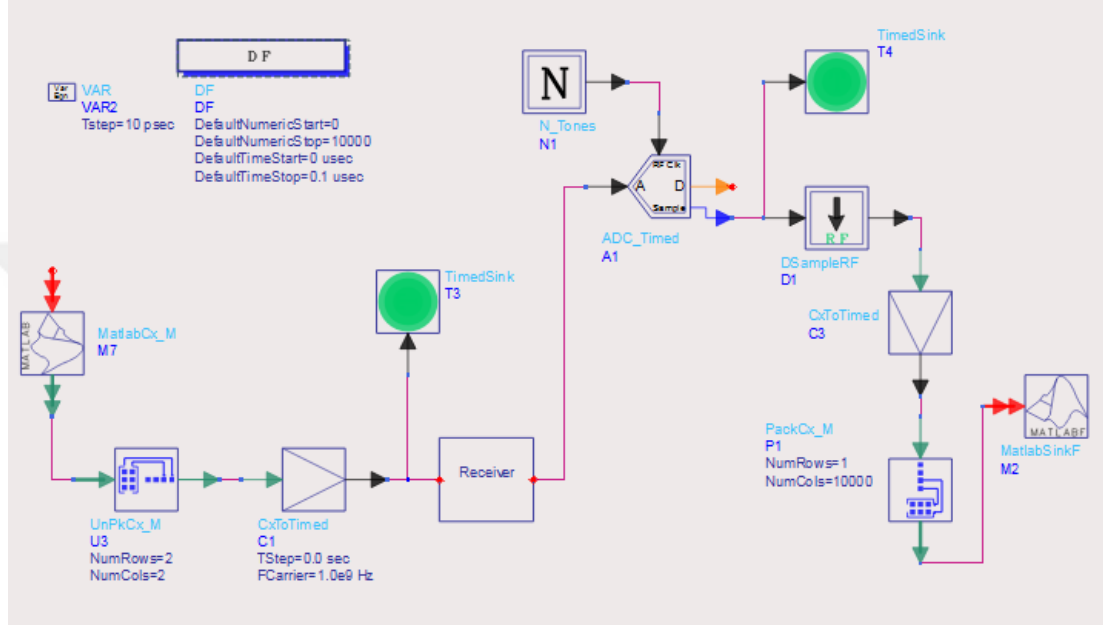


Şekil 6.5. Gauss-sine modülasyonlu darbe işareti için verici tasarımının ADS benzetimi sonuç ekranı.

6.2.3. Benzetime ait RF alıcı tasarımı

Alıcı benzetimi, reel bir alıcının impuls tepkisini simüle edip ham veriye uygulamaktadır. Burada önemli olan bir husus tasarımda kullanılan her bir modülün ve alt tasarımın kullanılan sinyale ve senaryonun gereklerine uygun seçilmesidir.

Alıcı tasarımının da ADS ve bu programla uyumlu çalışan ‘Import’ ve ‘Export’ blokları bulunan MATLAB programı kullanılmıştır. Bir alt öge olarak alıcı modülü tasarlanmıştır ve bu sisteme veri başarı ile verilip sonuçları alınmıştır. Tasarım kriterlerinin netleşmesi ile bu modülün sonuçları da tutarlı hale gelmektedir. Şekil 6.6. tasarıma ait ekran görüntüsünü içermektedir.



Şekil 6.6. Alıcı tasarımının ADS benzetimi.

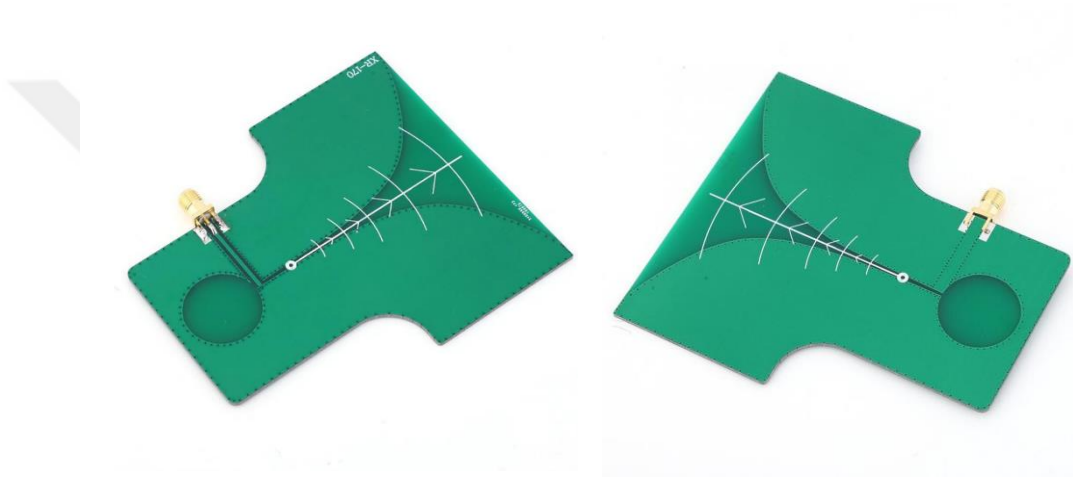
Şekil 6.6.’da M2 ile gösterilen ‘MatlabSinkF’ bloğunun çıktısı radar ait işlenmemiş ham veridir. Bu veri matrisi ile ön işlemler, huzme biçimlendirme, odaklama ve ardıl işleme adımları gerçekleştirilir.

6.2.4. Anten seçimi ve ölçümleri

Vivaldi anteni [143], [144], birçok uygulamaya sahip yürüyen dalga sızdırmalı klasik ultra geniş bant, uçtan ışımalı (end-fire) bir antendir. Geniş frekans aralığında iyi empedans kararlılığı gösterir. Teorik olarak sınırsız bant genişliği boyunca sabit bir ışın genişliği ile çalışır. Dar bant sistemler için geleneksel parametreler antenin performansını değerlendirmek için yeterlidir, ancak ultra geniş bant uygulamalarında bu parametreler antenin uygulanabilirliği için parametrelerin frekans ekseninin farklı bölgelerinde değişebilecek davranışları ve elektromanyetik fenomenlerin

değişebilirliği de değerlendirilmelidir. Aslında ultra geniş bant anten, darbeleri bozulmalarla iletir ve anten performansı, dağılım parametreleri, yani transfer fonksiyonu, grup gecikmesi ve aslına uygunluk faktörü vasıtasıyla da değerlendirilmelidir. Vivaldi antenlerde, neredeyse sabit transfer fonksiyonuna ve grup gecikmesine sahip olan sinyal önemli ölçüde bozulmaz [97].

Uygulama için katalog bilgilerine göre 1,4 ile 10,5 GHz bant aralığında işlevsel olan, görünümleri ve özellikleri aşağıda verilmiş olan Vivaldi tipi anten kullanılmıştır.



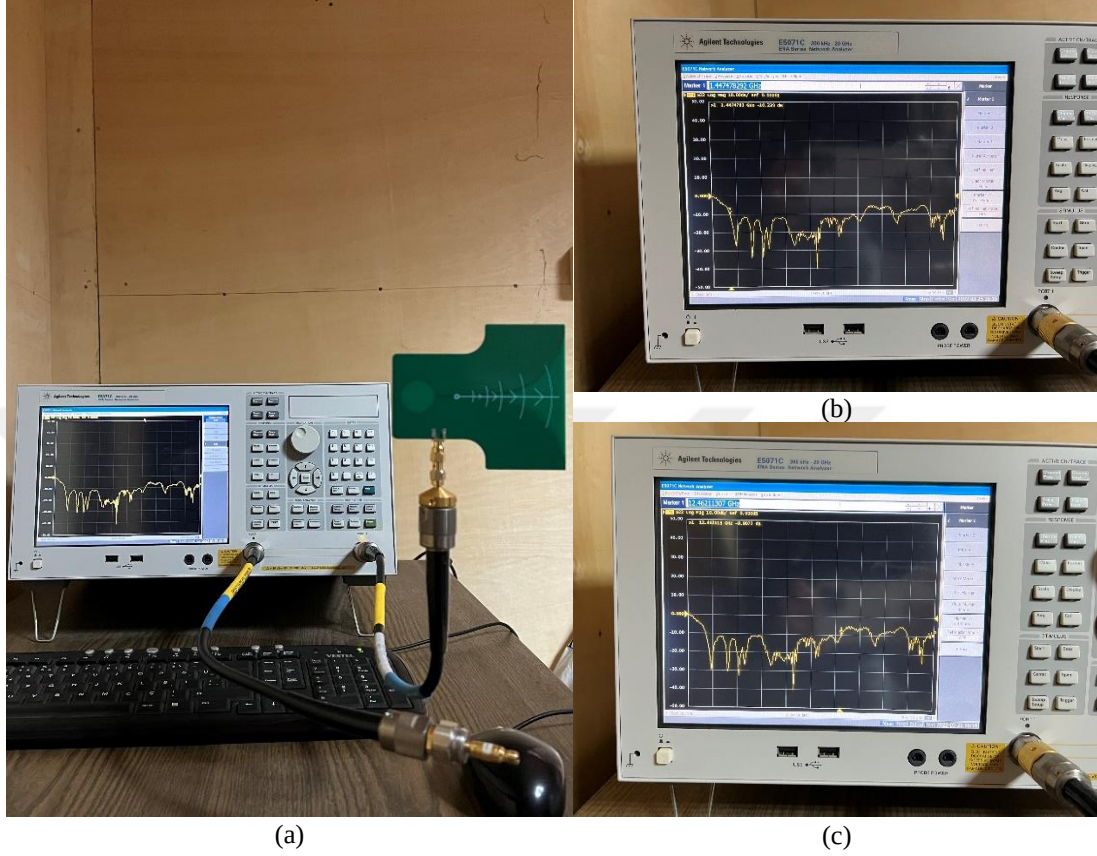
Şekil 6.7. Seçilen Vivaldi antenin ön ve arkadan görünüşü.

Tablo 6.1. Kullanılan antene ait özellikler ve parametreler.

Özellik	Açıklaması
Öge türü	: UWB anten
Malzeme	: PCB-RT5870
Frekans aralığı	: 1,4-10,5 GHz
Boyut	: 100x85 mm
Polarizasyon yöntemi	: Doğrusal polarizasyon
Anma kazancı	: 7dBi
Dönüş kaybı	: 10dB
Duran voltaj	: <2,0
Güç kapasitesi	: 10W
Ara yüz formu	: SMA dişi (erkek vida ve iç delik)

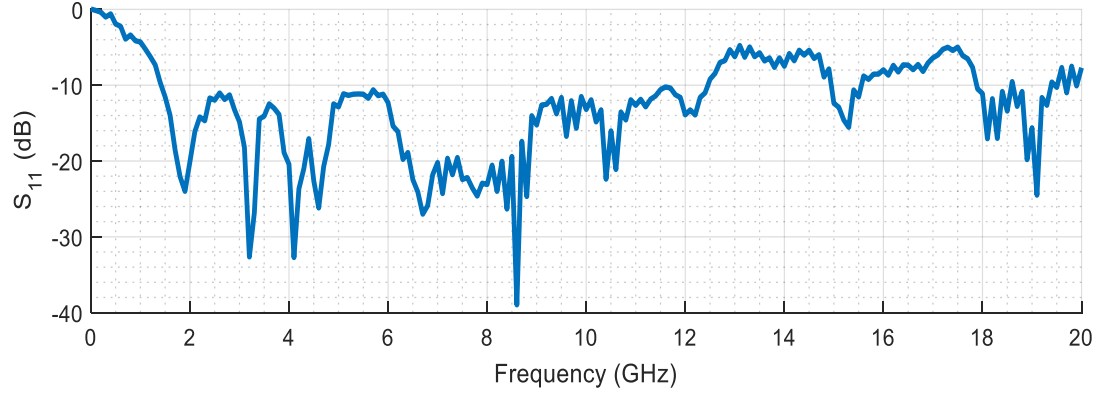
Vivaldi antenlere ait ölçümler laboratuvar ortamında yapılmıştır ve ölçümlere ait görüntüler Şekil 6.8.'te verilmiştir. Şekil 6.8. (a) ölçüm düzeneğinin genel görüntüsünün içermektedir. Şekil 6.8. (b) antene ait aktif çalışma bölgesini sınırlandıran 10db seviyesine ait alt frekans değeri ve Şekil 6.8. (c) üst frekans değerini

içeren seviyelerin vektör ağ analizörü (VNA: Agilent Technologies E5071C) üzerinde kursör ile işaretlenmiş görüntülerini içermektedir.



Şekil 6.8. (a) Ölçüm düzenine genel görüntüsü. (b) Antene ait aktif çalışma bölgesinin sınırlandırılan 10 dB seviyesine ait alt frekans değerinin işaretlenmesi. (c) Antene ait aktif çalışma bölgesinin sınırlandırılan 10 dB seviyesine ait üst frekans değerinin işaretlenmesi.

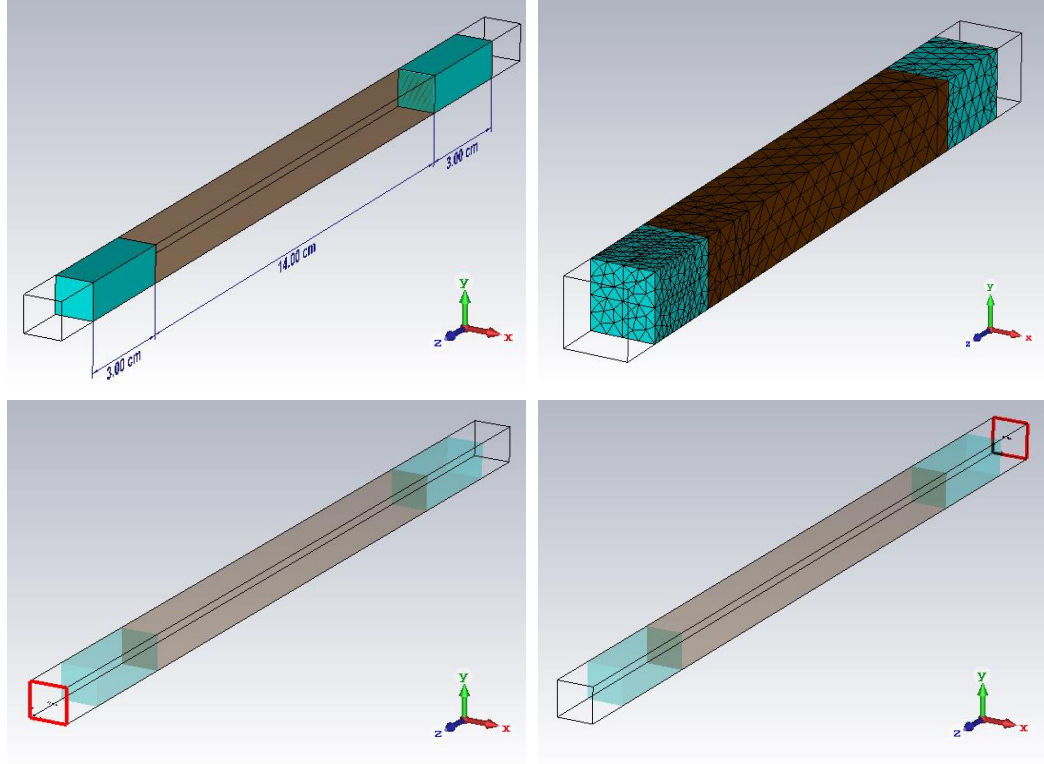
Şekil 6.9. bu ölçüme ait değerlerin grafiğini göstermektedir. Anten 1,44-12,44 GHz bandında 10 dB sınırının üstünde kalmaktadır. Düşük frekanslarda ara ortamın geçirgenliği daha yüksek olacağı için TWRI uygulamalarında düşük frekanslara ait cevaplar daha önemlidir.



Şekil 6.9. Anten ölçümüne ait S_{11} parametrelerinin ölçümü.

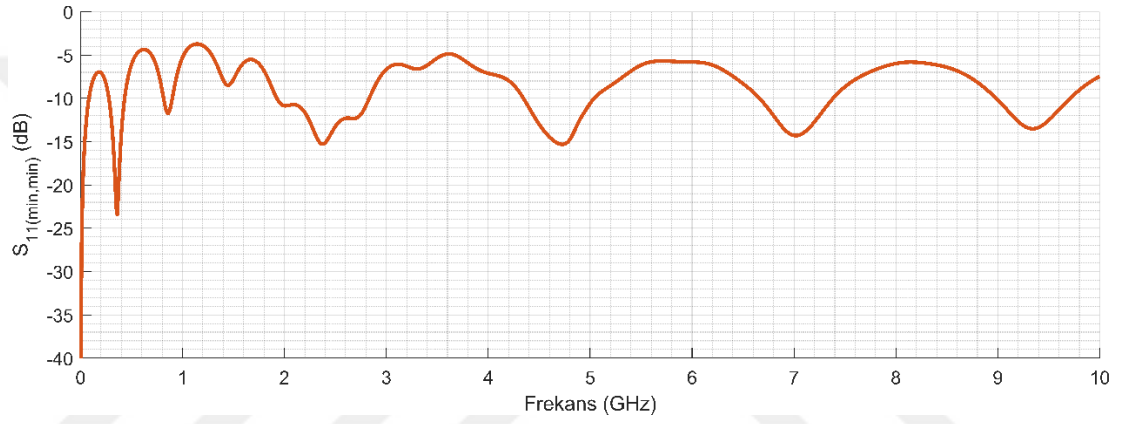
6.2.5. Materyal özelliklerinin benzetimi

Materyallerin frekans ekseninin farklı bölmelerindeki cevaplarını incelemek için CST yazılımının frekans düzleminde işlem yapan çözümcüsü kullanılmıştır.

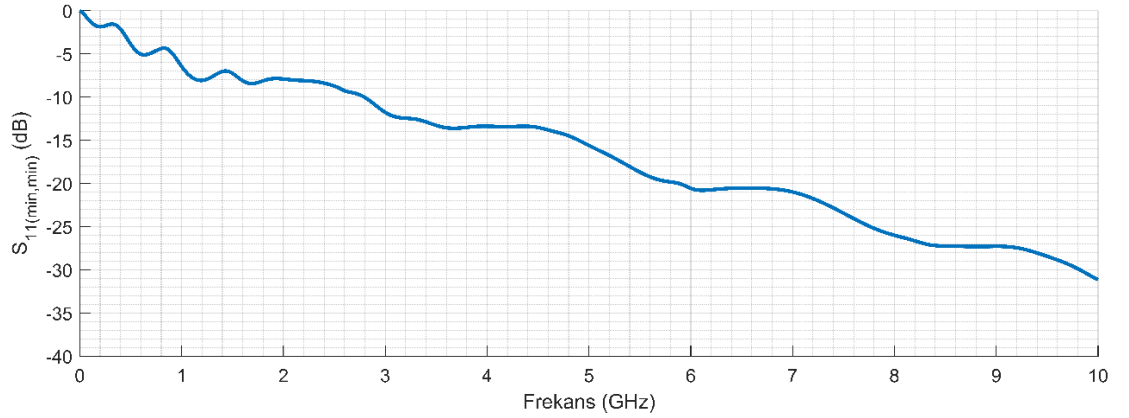


Şekil 6.10. Üç katmanlı duvara ait, materyallerin kombine frekans cevaplarının benzetiminin yapılması için düzenlenen üç boyutlu sahne tasarımı. (a) Ölçüm boyutları ve 3D sahne. (b) Segmentasyon (c) Port: Z_{min} (d) Port: Z_{max} .

Şekil 6.10.'da üç katmanlı duvara ait, materyallerin kombine frekans cevaplarının benzetiminin yapılması için düzenlenen üç boyutlu sahne tasarımı görülmektedir. CST yazılımı tüm ara ortamın benzetimini sahneye ait küçük bir kesit üstünden kolaylıkla yapabilmektedir. Şekildeki sahne üzerinde, daha önce Bölüm 4.2.'de ele alınan tek ve çift geçişli ölçümler yapılmıştır. Şekil 6.11. bu tek geçişli iletim frekans cevabını içeren S_{11} parametrelerinin grafik gösterimini içermektedir. Şekil 6.12. ise çift geçişli iletim frekans cevabını içeren S_{21} parametrelerinin grafiğini içermektedir. Bu frekans cevapları odaklama algoritmasında ifade edilmiştir.



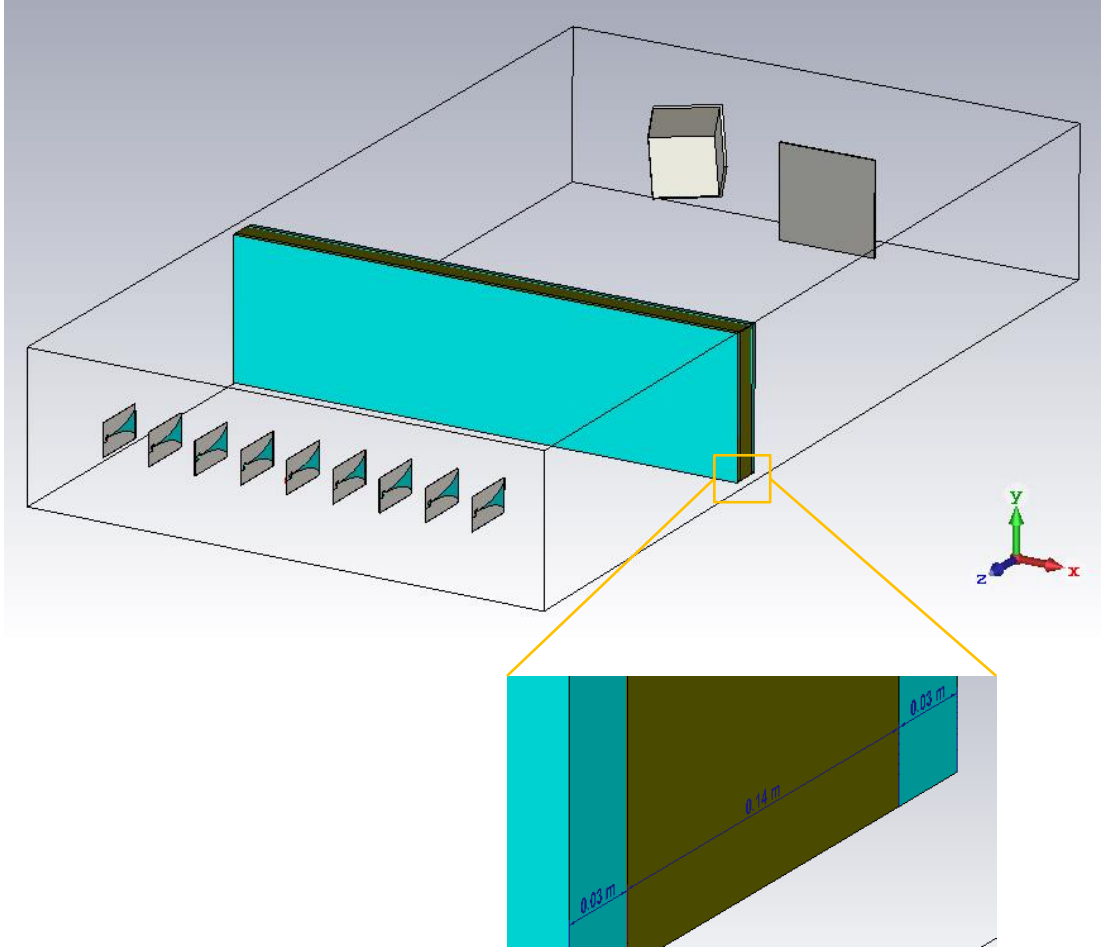
Şekil 6.11. Üç katmanlı örnek duvara ait, materyallerin kombine frekans cevabı (iletim).



Şekil 6.12. Üç katmanlı örnek duvara ait, materyallerin kombine frekans cevabı (yansıma).

6.2.6. CAD destekli benzetim

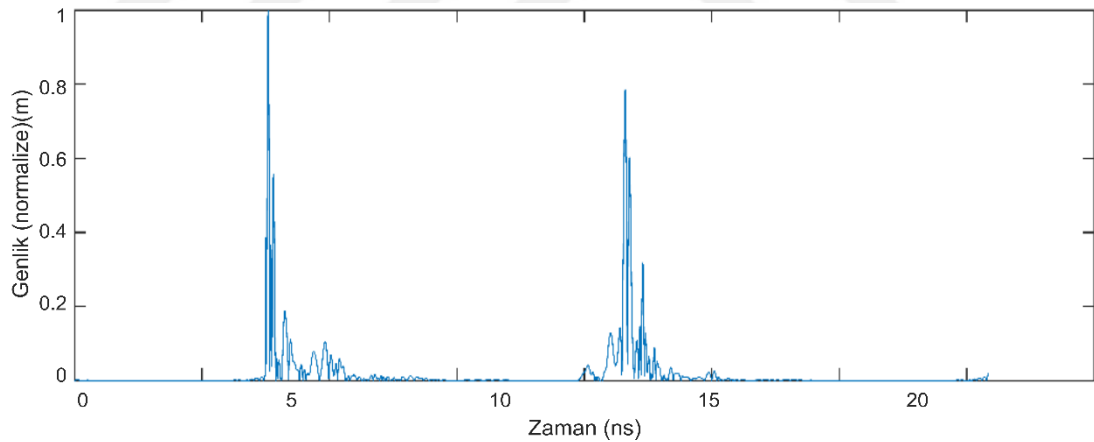
CAD destekli benzetimde CST paket yazılımı üzerinde ölçüm düzeneğinin ve ortamlarının üç boyutlu bir modellemesi yapılmıştır. CST yazılımı, adaptif segmentasyon yaparak, normalde işlem yükü ve yoğun bellek kullanımı gerektiren FDTD gibi zaman domeni elektromanyetik simülasyonlarını optimum şartlarda yapılması için gelişmiş araçlar sunar. Yazılım ortamı, işlem yapılacak sinyal için içeri aktarma ve çalışılacak etkin frekans aralığını özgürce seçme imkânı vermektedir. Antenlerin tahrik yüzeyine uygulanacak işaret, daha önce üretilmiş ve RF vericinin impuls cevabı hesaba katılmış bir kopyasıdır. Bununla birlikte nesnelere ait malzemelerin hazır kütüphane üzerinden içe aktarılması veya gerekli parametreler yardımı ile kütüphaneye eklenmesi de olanaklıdır.



Şekil 6.13. Üç boyutlu ölçüm sahnesi benzetiminin perspektif görüntüsü.

Şekil 6.13.'yi incelediğimizde üç katmanlı bir duvar yapısı ile birlikte, farklı yansıtma özellikleri ve şekilleri olan üç adet hedef nesnesi görmekteyiz. Hedef alanı sınırlanmış olup çoklu yansımaları elemek için sınırların dışı açık yapıda tercih edilmiştir. Neticede elde edilecek veri her bir alıcı anten için zaman domeninde alınan yankılardır.

Alıcı antenlerde, zaman domeni üzerinde alınmış bir geri yansıtma Şekil 6.14.'te temsil edilmektedir. Bu geri yankıların koleksiyonu radar sistemine ait alınan işlenmemiş veriyi temsil eder. Örnek geri yansıtma, ana yansıtıcı unsurlardan alınan güçlü cevapları içermektedir ve gönderici-alıcı antenler arasındaki ilk etkileşim bastırılmıştır. Zaman ekseninin, hedeflerden geri yansıyan işaretleri gidiş ve dönüş için $2t$ süresi ile temsil edildiğini ekleyelim. $t = 4,5$ ns anından başlayan geri yansıtma grubu ön duvardan alına güçlü yankı, duvar cevabı ve katmanların ara yüzeylerinden gelen geri yansımalarıdır. $t = 10$ ns ve sonrasında algılanan yansıtma ise trihedral bir köşe yansıtıcısının cevabını ifade etmektedir.

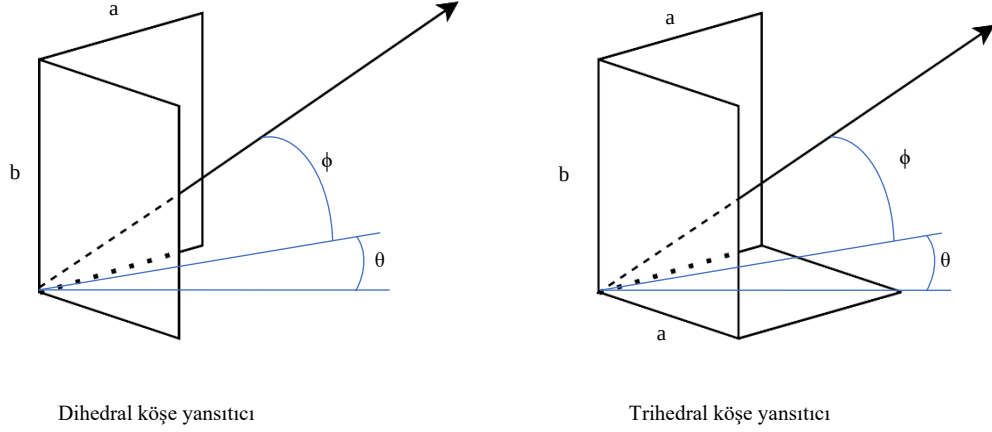


Şekil 6.14. Zaman domeni üzerinde alınmış bir geri yansıtma.

6.3. Hedef Modelleri

Uygulamada kullanılabilecek iki ana tip köşe yansıtıcı vardır, dihedral ve trihedral. Dihedral köşe yansıtıcının ortogonal düzlemlerde iki yüzeyi trihedral köşe yansıtıcının ise üç yüzeyi vardır. İkisinin çizimleri, genel olarak kullanılan koordinat sistemleriyle birlikte aşağıda gösterilmiştir. Çoğu anten çalışmasında olduğu gibi, yükseklik açısı

için phi ve azimut açısı için theta kullanma kuralları burada da uygulanmaktadır. Küresel koordinat sistemlerinin hem azimut hem de yükseklik için sıfır açılarının maksimum (genellikle aynasal olarak adlandırılır) dönüş verecek şekilde olduğuna dikkat edin.



Şekil 6.15. Dihedral ve trihedral köşe yansıtıcı modelleri.

Bu sayfadaki denklemler için radar kesiti ifadelerine başvuruyoruz. Radar kesitini belirtmek için σ_{RCS} ifadesini kullanalım. Radar kesiti aynı zamanda frekansın karesinin bir fonksiyonudur. Her iki tip köşe yansıtıcının ana eksenleri boyunca maksimum kesiti için denklemler:

Dihedral köşe yansıtıcı için;

$$\sigma_{RCS} = \frac{8\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \quad (6.1)$$

Trihedral köşe yansıtıcı için;

$$\sigma_{RCS} = \frac{12\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \quad (6.2)$$

Bunlarla birlikte düz plaka yansıtıcılarının da aynasal dönüş denklemini vermiş olalım.

$$\sigma_{RCS} = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \quad (6.3)$$

Bu eşitlikler ile birlikte, yüksek frekanslarda, özellikle çoklu yüzeylere sahip yansıtıcılarda radar kesit alanının katsayı ve kuvvetlerle birlikte dramatik bir şekilde artacağı söylenebilir [6], [7].

6.4. Parametre Kestirimleri Uygulaması

Parametre kestirimleri ile ilgili öncelikli olarak göz önüne alınması gereken şey, bu bilgilerin doğru kestiriminin sonuçlara olan doğrudan etkisidir. Dolayısı ile bir ön bilgi olarak kesin bilinen veriler algoritmada direkt olarak kullanılmalıdır.

Katman sayısı kestiriminin ardından, simülasyonda tasarlanan katmanlı duvar yapısı için TLS-ESPRIT algoritması alıcı-verici dizisi için işlevsel hale getirildiğinde algoritma aşağıdaki çıktıyı vermektedir. TLS-ESPRIT algoritması katman sayısı kestiriminden aldığı değeri oluşturacağı matrisin özdeğer sayısını atamak için kullanır. Bu noktada algoritmaya manuel müdahale mümkündür. Katman sayısı kestiriminin sonuç üzerine olan etkisi takip edilerek bu kestirimin cevabı adaptif bir şekilde belirlenebilir. Ancak bu işlem hem görüntü netliğinin takibi için ayrı bir yaklaşım gerektirmektedir, hem de işlem yükü olarak dezavantajlıdır.

Şekil 6.13.'daki benzetim düzeneği için TLS-ESPRIT algoritması uygulaması yapılmıştır ve Şekil 6.16.'deki ekran çıktısı elde edilmiştir. Üç katmanlı duvar yapısı için ilk güçlü yansımanın duvarın ön yüzü ve kalan üç yansımanın duvarın ara yüzlerinden yansıdığı, duvarın düzgün homojene yakın bir yapıda olduğu varsayılmıştır.

DOA =				
	0.0125	0.1391	0.0026	0.1017
Attn =				
	1.0664	0.9194	0.7301	0.7038
TOA =				
	4.5512	4.5802	5.3990	5.4124

Şekil 6.16. Üç katmanlı ara ortam için, katman mesafeleri, geliş açıları ve kümülatif zayıflama değerlerinin TLS-ESPRIT yöntemi ile kestirimi.

6.5. Laboratuvar Gerçekleme Çalışmaları

Bu bölümde benzetimi yapılan çalışmanın laboratuvar şartlarında gerçekleştirilmesi ile ilgili ayrıntılar, gerçekleştirme düzeneği ve şartları ile ilgili ayrıntılar ele alınacaktır.

6.5.1. Laboratuvarda kullanılan ekipman

Laboratuvar çalışmalarında yapılan tüm ölçümler, çok yollu yansımaları engellemek, sadece hedef ve ortam tepkisini ölçmek adına tüm ölçümler RF piramit soğurucular ile kaplı, tam yankısız odada yapılmıştır (10 KHz-18 GHz). Gönderici-alıcı antenlerin, ara ortamın ve hedeflerin konumlama ölçümleri yapılmıştır. Hedef ve antenlerin destekleri olabildiğince LOS hattının dışında tutulmuştur ve istenmeyen yankılar için hafif ve ince destek malzemeleri kullanılmaya özen gösterilmiştir.

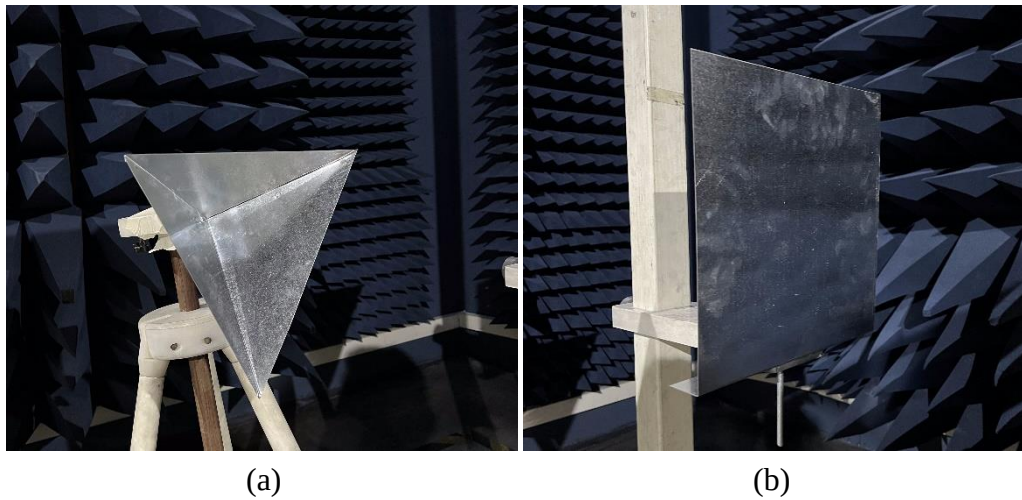
UWB puls işaretinin üretimi için Tektronix marka fonksiyon jeneratörü tanımlanan fonksiyonun matematiksel olarak tanımlanması ve programlanması ile kullanıma alınmıştır. UWB işaretin genişliği 1 ns olarak ayarlanmıştır. Çıkışta alınan zayıf genlikli sinyal, frekans ekseninin tüm noktalarında düzgün bir cevap ile yükseltme yapmak, dolayısı ile işaretin şeklini korumak için PST AR 1000-2000-10 puls yükselteciye verilmiştir ve gönderici antene işaret sağlanmıştır. Alınan işaretlerin zaman domen ölçümleri için alıcı tarafında Tektronix DPO 7254 dijital osiloskop

kullanılmıştır (Şekil 6.17.). İletim için empedans uyumlu kayıpsız mikrodalga kablolar ve uygun SMA konektörler kullanılmıştır. Anten ve malzemelere ait S-parametrelerinin ölçümleri için Agilent Technologies E5071C ve spektrum ölçümleri için Rohde&Schwarz EMI-3 1166.5950.03 EMI test cihazı devreye alınmıştır.



Şekil 6.17. Ölçüm ekipmanı.

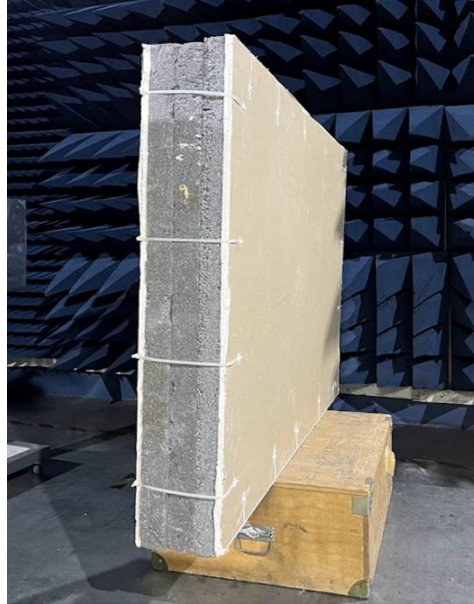
6.5.2. Hedef modelleri ve model duvar uygulaması



Şekil 6.18. Gerçekleme çalışmaları için üretilen hedef modelleri (a) 30 cm ön yüz ayırıt uzunluğuna sahip trihedral köşe yansıtıcı (b) 30 cm kenar uzunluğuna sahip levha plaka yansıtıcı.

Uygulamada kullanılan radar hedef modellerini inceleyecek olursak, Şekil 6.13.'teki sahnede bulunan köşe yansıtıcı ve levha plaka yansıtıcı hedef modelleri gerçekleştirme çalışmaları için de üretilmiştir. Üretilen modellere ait görüntüler Şekil 6.18.'da gösterilmiştir. Karşılaştırma için her iki tasarımın da ayrit uzunlukları 30 cm olarak tercih edilmiştir.

Eşit ayrit uzunluklarına sahip bu yansıtıcı modelleri için aktif radar kesit alanları arasındaki oran, (6.2) ve (6.3) numaralı eşitlikler birlikte değerlendirildiğinde öngörülebilmektedir.



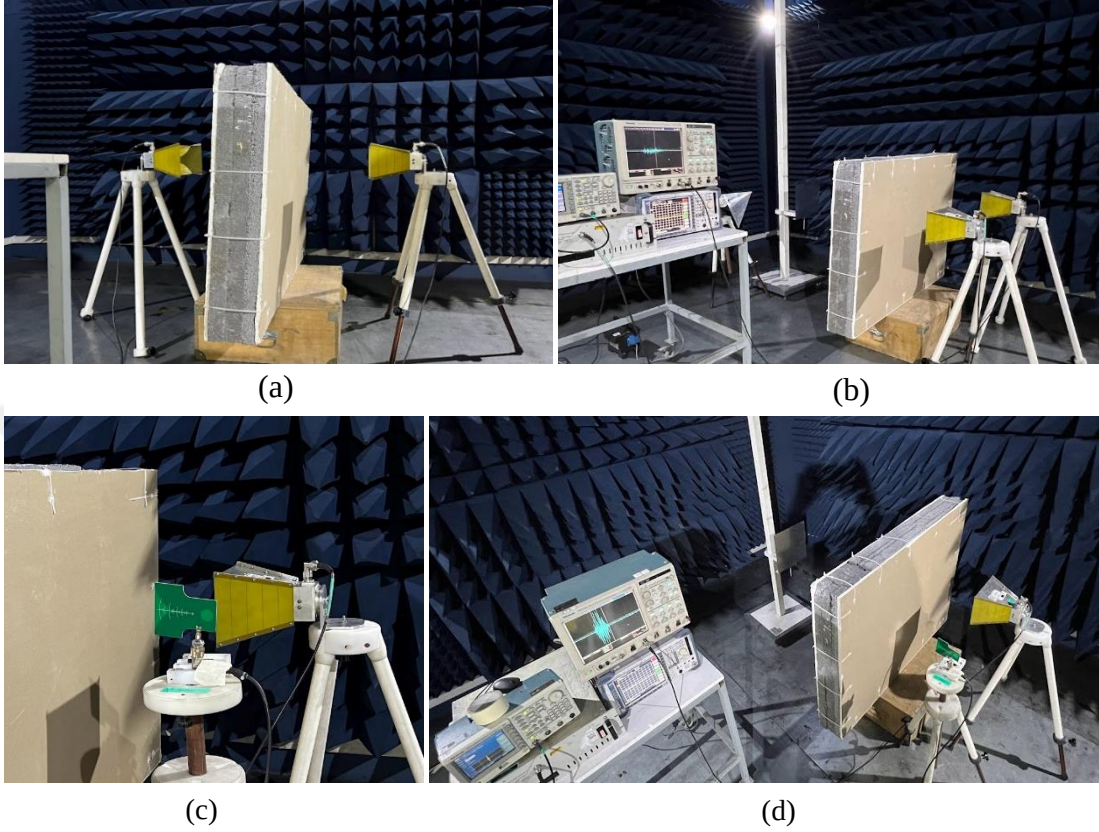
Şekil 6.19. Gerçekleme çalışmaları için inşa edilen model duvar.

Laboratuvar çalışmalarında kullanılacak model duvar Şekil 6.13. içerisinde gösterilen ayrit ve katman uzunlukları ile benzetimdeki ölçüm ve parametrelere uygun şekilde inşa edilmiştir (Şekil 6.19.).

6.5.3. Laboratuvar ölçüm düzenekleri

Duvara ait tek ve çift geçişli duvar ölçümlerine ait gerçekleştirme düzeneği Şekil 6.20. (a) ve Şekil 6.20. (b)'de gösterilmiştir. Bu ölçümün amacı duvara ait elektriksel parametreler ve zayıflama miktarlarının pratik doğrulamasını yapmaktır. Bu nedenle

ilk olarak antenlerin radyasyonel cevabını ölçmek için engel olmaksızın antenlerin ölçümü yapılmıştır.

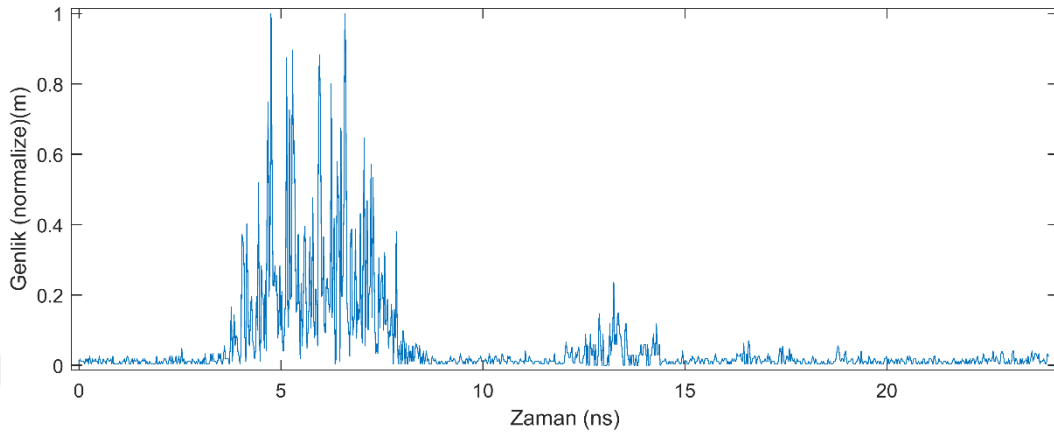


Şekil 6.20. Duvara ait (a) tek geçişli ölçümlere ait gerçekleştirme düzeneği (b) çift geçişli ölçümlere ait gerçekleştirme düzeneği; Huni gönderici anten ve Vivaldi alıcı anten ikilisi için (c) zaman domen veri alma konfigürasyonu (d) ölçüm düzeneğinin genel görüntüsü.

Benzer bir şekilde, hedeften ve ön duvar katmanlarından zaman ekseninde ifade edilen yankıları almak için Şekil 6.20. (c)'de gösterilen anten konfigürasyonu ve Şekil 6.20. (d)'de gösterilen ölçüm düzeneği kullanılmıştır.

Şekil 6.21. zaman ekseninde alınan tek bir yankıyı göstermektedir. Burada ilk dikkati çeken ön duvardaki güçlü ve dağınık yansımadır. UWB sinyaller ile çalışmak doğal olarak yoğun bir dağılma ve gürültü ile uğraşmayı gerektirir. Burada ilk dikkate alınması gereken şey tekrarlı pulsların ortalamasının ilintili olmayan gürültüleri elimine edeceğidir. Ölçeklenmemiş gösterim duvardan gelen yankının çok yüksek genliği sebebi ile duvar arkasındaki hedeften gelen işaretin zayıf görünmesine neden olmaktadır. Duvar yankısı, çoklu yansımalar ve duvar içindeki tepki nedeni ile

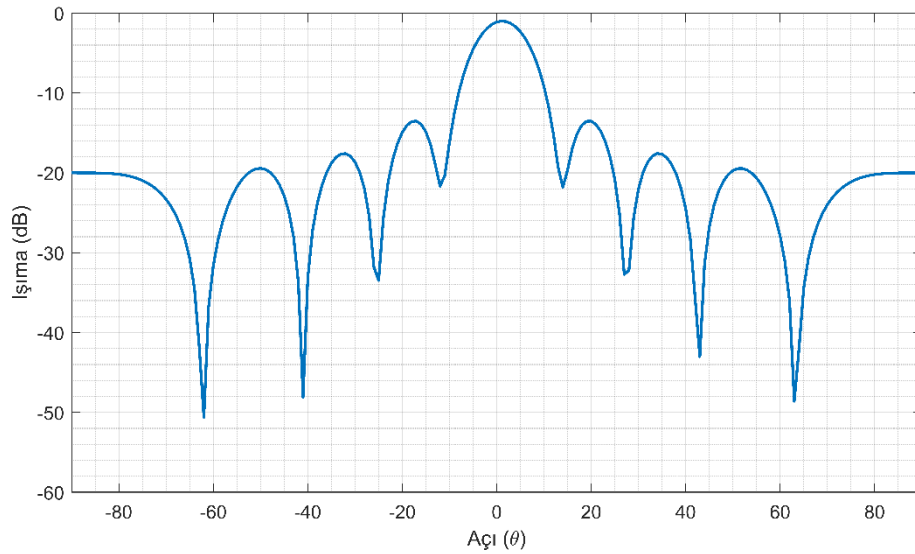
dağıntıdır. Şekil 6.21.'de 4,5 ns'de gelen yankı 2 metre mesafedeki kare levha yansıtıcıya ait yankıyı belirtmektedir. Sinyalin hedef konumu üstündeki şekli, gürültü, duvar cevabı, hedefin cevabı ve işaretin şekli gibi birçok etmen tarafından belirlenir.



Şekil 6.21. Zaman ekseninde alınan tek bir yankı.

Uygulamanın esas bölümünü oluşturan dizi işleme için ölçümler zamanda çoğullanan bir şekilde farklı referans noktalarından alınmıştır. Duvara 60 cm mesafeden lineer bir aralık ile alınan ölçümler radara ait ham veri koleksiyonunu oluşturmuştur. Datanın zaman senkronizasyonu ve ölçümdeki zaman hatalarının giderilmesi, ön duvarın ilk tepkisinin gecikme süresine göre ayarlanmıştır. Bu lineer ölçümlerde dizi merkezine konumlanmış bir adet huni göndericiye karşılık merkez çevresine konumlanmış 9 konumdan Vivaldi anten ile alım yapılmıştır ve data oluşturulmuştur. Lineer dizi aralıkları daha önce de ele alındığı üzere yarım dalga boyundan daha az seviyeye çekilerek anten dizisi boyutlarından tasarruf edilmiştir (yaklaşık $\lambda/3$).

Dokuz elemanlı Vivaldi anten dizisi için çalışma bandı boyunca düzgün bir frekans cevabı elde edilmiştir. Operasyonel frekans bandının merkezi olan 1,9 GHz seviyesinde ölçülen radyasyon deseni Şekil 6.22.'de gösterilmiştir. Yan loblar için yaklaşık 13 dB'lik bir düzey tespit edilmiştir. 3 dB ışın genişliği bu frekans düzeyinde 10 derece civarındadır.



Şekil 6.22. 9 alıcı elemana sahip Vivaldi dizisinin 1,9 GHz için ışıma deseni.

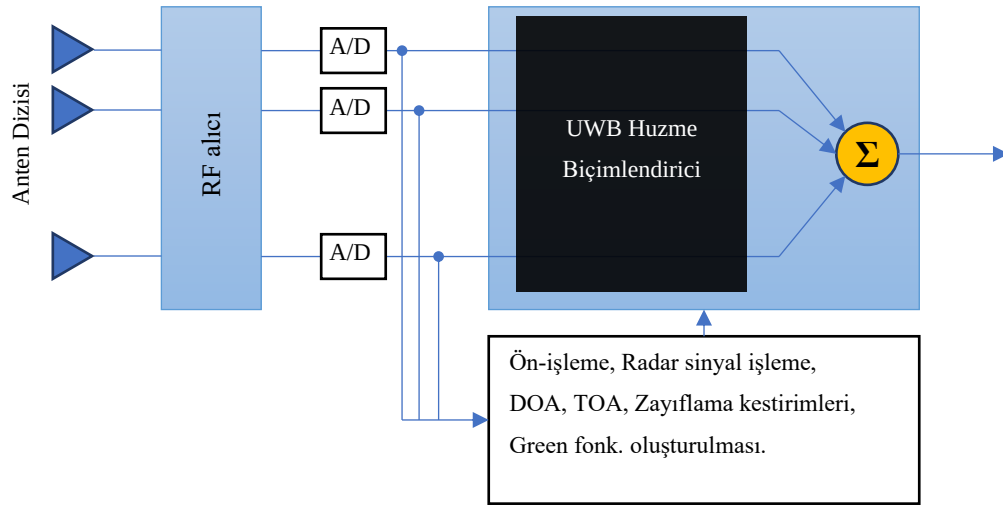
6.6. Alınan Verinin Ön İşlemesi

Uygulamadaki ilk karşılaşılan ön işleme problem, spektruma yayılmış olan gürültünün temizlenmesidir. Pratikte, aktif RF elemanları kullanılacağı gibi veri alımından sonra zaman veya frekans domeni üzerinde tanımlı Boxcar fonksiyonu gibi bant sınırlı bir filtre kullanılabilir. Ancak görüntüde oluşabilecek tüm bozulmaların kaynağının gürültü olduğunu söylemek hata olur. Ön duvara ait kusurlar ve çok yollu yansımalar da ön duvar radar paraziti (front wall clutter) denilen ve görüntüde olması istenmeyen, hedef alanını bozabilecek hatta bastırabilecek etkileri meydana getirebilir. Burada hedef alanı gözlemine dar bir zaman kapısında tutmak hedef alanından duvarı yok etmek için yeterli olabilir. Ancak imaj geneline yayılan, duvardan kaynaklanan radar parazitlerini bastırmak için daha deterministik bir yaklaşım gerekir. Alt uzay yöntemleri ile işlev kazanan bir yöntem Bölüm 6.8.2.'de sunulmuştur.

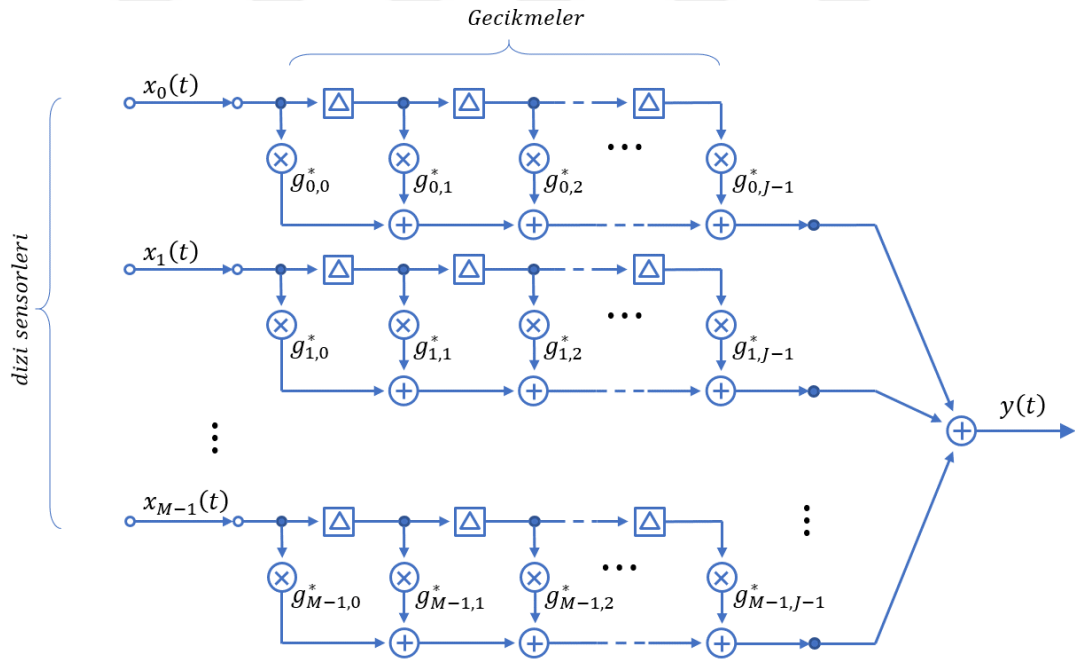
6.7. Huzme Biçimlendirme İçin Uygulama Şematiği

Şekil 6.23. ve Şekil 6.24. huzme biçimlendiriciye ait uygulama şematiğini göstermektedir. RF alıcı ile ekolar toplandıktan sonra sayısal işaret işlemeye uygun hale getirilmek üzere Nyquist kriterlerine uygun bir şekilde örneklenir. Örneklenen data ile huzme biçimlendiriciye ait ön veriler ve parametreler sentezlenip algoritmanın

içinde kullanılabilir. Şekil 6.24.'de görüldüğü gibi UWB huzme biçimlendirici bir zaman gecikmesi hattına eşlik eden Green fonksiyonu filtrelemesi ile dizi bilgisini işlemektedir.



Şekil 6.23. Huzme biçimlendiriciye ait uygulama şematığı.



Şekil 6.24. Huzme biçimlendiriciye ait diyagram.

Zaman alanı işlemeye dayalı geniş bant huzme biçimlendirme, genellikle Şekil 6.24.'de gösterildiği gibi kademeli filtreler kullanılarak gerçekleştirilir. Daha

geniş bir bant genişliğine sahip sinyallerin işlenmesi için daha büyük bir hesaplama çabasına yol açan daha fazla filtreye ihtiyaç vardır. Δ ile gösterilen gecikme ifadelerinin ve g ile gösterilen Green fonksiyonlarının şemanın her noktasında eşdeğer modele göre iki yönde de tekrar oluşturulup hesaplanmak durumunda olduğunu ekleyelim.

6.8. Ardıl İşaret İşleme

Radar işaret işleme adımları, yankıdan alınan ham veriden görüntünün işlenmemiş hali elde edildikten sonra; ideal şartlar altında, gönderilen sinyalden tam bağımsız olan hedef yoğunluk fonksiyonunu bir sonraki aşamaya aktarır. Aktarılan bu veri radarın veri alma yeteneklerine ve çözünürlüğüne bağlı olarak, hedef imzası ve kesit alanı gibi anlamlı bilgilerin yanında radar paraziti ve gürültü gibi anlamsız bilgiler de içerir. Ardıl işaret işleme adımları bu görüntünün temizlenmesi, düzenlenmesi ve hedefe dair verilerin bu veriden elde edilmesi adımlarını içerir.

6.8.1. Süreç gürültüsünün temizlenmesi

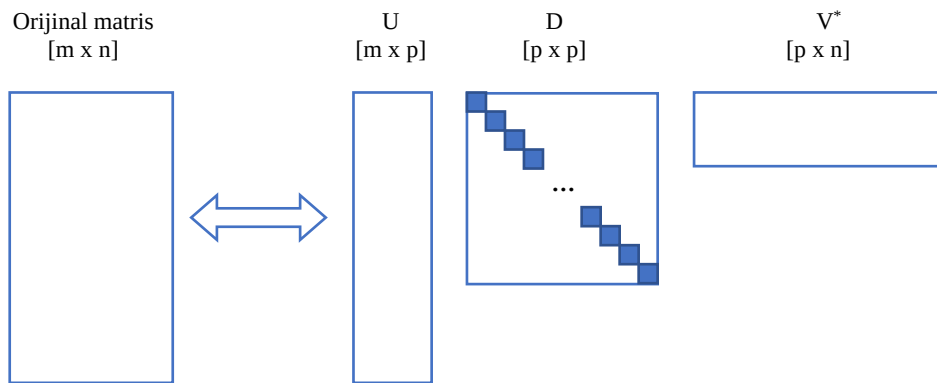
Verinin ön işleme adımlarına benzer bir şekilde frekans düzlemine yayılan kaynağı belirsiz olan radar parazitleri ile birlikte süreç ve veri gürültüsü uygun bir fonksiyon ile temizlenebilir. Daha üst düzeyde bir işlem için veriye uyumlu bir adaptif yöntem tercih edilebilir.

6.8.2. Ön duvar radar parazitlerinin bastırılması

Duvar arkası görüntüleme sistemlerinde ön duvar, final imajı üzerinde güçlü radar parazitlerinin toplamı olarak görünmekte ve imajın geneli üzerinde, çoğu zaman hedefi bile gizleyebilecek yayılmış bir bozucu etkisi bulunmaktadır. Ön duvar radar parazitlerinin bastırılmasına yönelik çalışmalarda duvarın konumu, arka plan radar parazitlerinin yoğunluğu ve dizi işleme tekniklerine bağlı birçok yöntem önerilmiştir [141]. Bu yöntemler görüntüleme yapılan sahne hakkında ön bilgilerin yüksek bir kararlılıkla alınmış olmasını gerektirmektedir. Reel uygulamalarda bu tür bilgiler

görüntüleme sisteminde elde bulunmaz veya kurulan algoritmaların ve yöntemlerin bu bilgilere en asgari düzeyde bağlı olması tercih edilir. Arka plan veya referans sahne ölçümlerine bağlı olarak hedef alanını elde eden teknikler teorik olarak mevcuttur [145], [146] ancak pratikte uygulaması zor ve düşük performanslıdır. Hedef alanını farklı açılardan (ör: birbirine dik iki duvar) gören çoklu dizi kullanımı iyi sonuçlar verebilmektedir ancak kurulumdaki pratik dezavantajları nedeniyle tercih edilmesi mantıklı değildir [141].

Esasında, hedef alanından alınan toplam sinyalin içerisinde ön duvardan yansıyan sinyalleri içeren güçlü elektromanyetik dönüşler mevcuttur. Ortogonal alt uzay projeksiyonlarını devreye alan yöntemler duvarın elektromanyetik imzasını çıkarmak için kullanılabilir. Bunu sağlamak için duvar alt uzayını ve hedef alt uzayını içeren uzay-frekans ölçümlerinden oluşturulan veri matrisine tekil değer ayrışımı (Singular Value Decomposition- SVD) uygulanır. Bu şekilde alınan sinyallere ait geniş matris kavramsal olarak daha küçük bir veri uzayı ile temsil edilmiş olmaktadır. [127]' de anlatılan dalgacık dönüşümü ve tekil değer ayrışımı ile yüksek ilintili matris satır sütunlarının elenmesi yöntemine dayalı bir sinyal işleme yaklaşımı uygulanmıştır. Bu yöntemde dalgacık de-kompozisyonu alınan bir matrisin elde edilen 4 alt bandından her biri Şekil 6.25.'te şematik gösterimi verilen SVD yöntemi ile ayrıştırıldıktan sonra D bandında elde edilen diyagonal matrisin içinden ayıklanacak özellikler ile ön duvardan yansıyan sinyaller gibi alt uzayda mevcut olduğu belirlenebilen bölgeler bastırılabilir.



Şekil 6.25. SVD dönüşümünün şematik gösterimi.

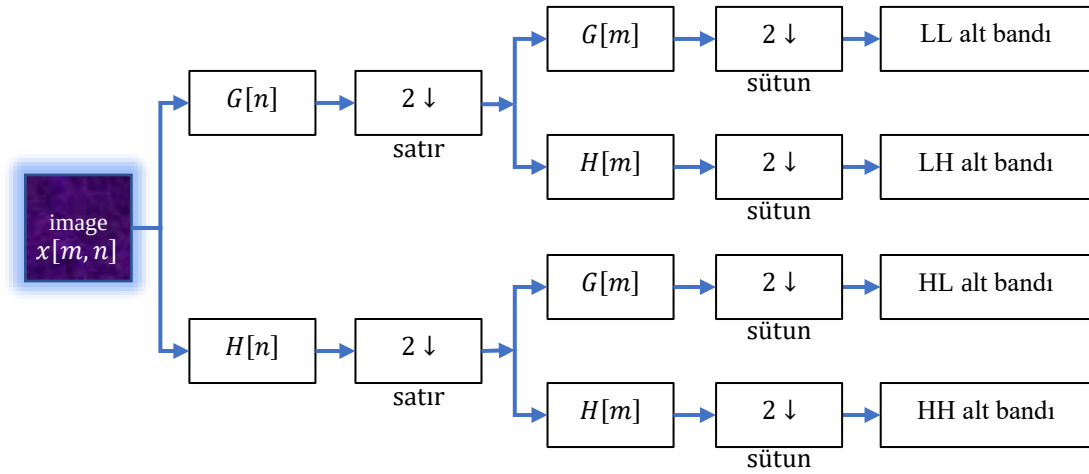
M anten pozisyonu ve N menzil hücresini ifade etmek üzere $M \times N$ boyutunda bir S tarama matrisini ele alalım. S matrisinin tekil değer ayrışımı şöyle ifade edilir;

$$S = UDV^T = \sum_{i=1}^r u_i \sigma_i v_i^T \quad (6.4)$$

ve $U = [u_1, u_2, \dots, u_M]$ ve $V = [v_1, v_2, \dots, v_M]$, sağ ve sol tekil değerleri içeren üniter matrislerdir. U ve V 'nin sütunları sırasıyla SS^T ve S^TS özvektörlerini içerir, D matrisi ise köşegeninde N adet sıfırdan büyük özdeğerleri içeren $N \times N$ diagonal matristir. Bu eşitlikte verinin bulunduğu matris öz-bileşenlerinin lineer bir kombinasyonu olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$S = \sum_{i=1}^N w_i (u_i v_i^T) = w_1 \mathbf{E}_1 + w_2 \mathbf{E}_2 + \dots + w_N \mathbf{E}_N \quad (6.5)$$

Bu yöntemin daha etkili uygulaması için 2 boyutlu bir dalgacık dönüşümü ile elde edilecek frekans spektrumunun farklı bölgeleri üzerindeki alt bantlar, tekil değer ayrışımı yönteminde giriş olarak kullanıldığında daha ayrıştırılabilir sonuçlar verecektir. Dalgacık dönüşümü, çözünürlük ve ölçek kavramını verir. Bu yöntemin temelleri dalgacık dönüşümü ile gürültü gidermeden gelmektedir. Dalgacık ile gürültü gidermede, bir görüntüden gelen gürültüyü farklı ölçeklerde eşiklemek için çok seviyeli bir dalgacık dönüşümü kullanılır. Bu metodun ayrıntıları için [147] ile gösterilen referansa başvurulabilir.



* $G(n)$ ve $H(n)$, sırasıyla alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrelerin katsayılarını ifade etmek üzere 2 boyutlu bir dalgacık dekompozisyonu dijital filtreler ve örnek azaltma yardımı ile şekildeki gibi yapılabilir. Dekompozisyon çıktısı farklı seviyelerdeki alt bantlardır ve ters dalgacık dekompozisyonu bu alt-bantlardan orijinal domene dönmek için kullanılabilir.

Şekil 6.26. 2D dalgacık dönüşümünün şematik diyagramı [148].

Bir S matrisine dalgacık ayrıştırması işlemi uygulandığında seri filtreler ve örnek azaltma işlemleri sonucunda Şekil 6.26.'de şematik olarak gösterildiği gibi dört adet yönlü alt-bant oluşur. Bu alt bantlar paralel olarak yukarıda (6.4) ile verilen eşitlik üzerinden tekil değer ayrışımı işlemine ait yeni alt bantlara ayrıştırılır. Bu aşamada hedef, gürültü, arka plan ve ara ortama ait öz değerleri içeren hücreler diyagonal matrisin üzerinde deneyimsel yöntemler ile tespit edilebilir. Bu özelliklerin işaret ettiği öz değerler ayıklanarak veya ağırlıklandırılarak elimine edilir. Daha geniş yayılım gösteren bölgelere ait öz değerler diyagonal matrisin sıfıra yakın bölümlerinde kendini gösterecektir.

Dalgacık gürültü gidermede gürültü gerçek görüntüden çok daha zayıftır, ancak duvara nüfuz eden radarda duvar tepkisi hedef tepkisinden çok daha güçlüdür. Bu nedenle, gürültüyü temsil eden katsayıları eşiklemek yerine, duvar yanıtını içeren katsayıları kaldırmak için eşiklenebilir. Bu ayıklama-ağırlıklandırma işlemi sonrasında algoritma geriye doğru işletilip tüm alt bantlar ana imajı tekrar oluşturmak üzere çarpılarak SVD sonucu tersine çevrilir ve imaj domenine dönülür.

6.8.3. Hedef imzası tanıma ve hedef sınıflandırma

UWB dalga biçimlerinin bir avantajı, farklı ölçeklerin saçılma özelliklerine yanıt verebilmeleri ve böylece dar bant dalga biçimlerine kıyasla daha iyi hedef tanımayı kolaylaştırmalarıdır. Bir dezavantaj, UWB radarlarında ihtiyaç duyulan çeşitli geniş bant bileşenlerinin daha yüksek maliyeti ve daha düşük performansdır.

Hedef hakkında alınan bilgiler çıkarıldıktan sonra, sistemin tanımlayacağı hedefler hakkında bilgi içeren mevcut bir veri tabanı ile karşılaştırılabilir ve aydınlatılan hedefin ne olduğuna dair bir karar verilebilir. Bu, alınan sinyalin modellenmesi ve ardından kitaplıktaki hangi hedefin alınan sinyal kullanılarak oluşturulan modele en uygun olduğuna karar vermek için “Maximum Likelihood” (ML), “Majority Voting” (MV) veya “Maximum a Posteriori” (MAP) gibi istatistiksel bir tahmin yöntemi kullanılarak yapılır.

Elektromanyetik saçılım teorisi, UWB radarı tarafından aydınlatılan karmaşık hedeflerin ve gizli hedeflerin darbe tepkisinin, farklı dalgaların iki bölümünden oluştuğunu gösterir: a) erken tepki, darbe bileşeni, hedefin süreksiz sınırından kaynaklanır; b) radyasyon bileşeni olan geç yanıt, doğal frekans noktasındaki hedef indüksiyon akımından kaynaklanır. Sinyal dalga cephesi ile hedefin etkileşimi için üretilen hedefin erken tepkisi, hedefin kısmi elektromanyetik özelliklerini yansıtır. Olay dalgası uzayda hedefi geçtiğinde, erken müdahale biter, geç müdahale hemen başlar. Bu süre içinde hedefin tüm elektromanyetik özellikleri, sebepten bağımsız rezonans frekansı olarak ifade edilir. Ayrıca, her saçılma merkezi bir dağılma kanalı olarak kabul edilir. Gelen dalganın genliği zamanla azalacak ve yavaş yavaş artacaktır [149].

BÖLÜM 7. SONUÇLAR VE YORUMLAR

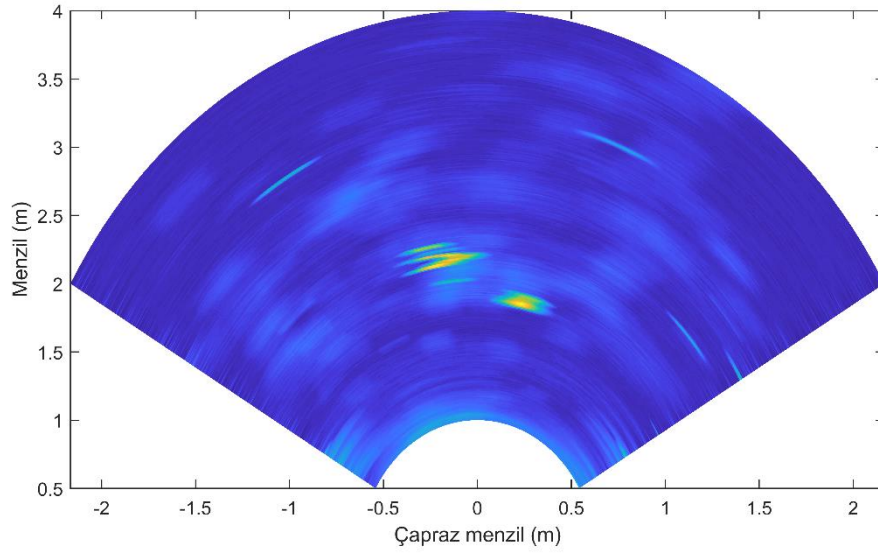
7.1. Sonuçlara Dair Ön Yorumlar

Oluşturulan huzme biçimlendirme algoritması teknik olarak veriden bağımsız, yani uyarlamalı olmayan konvansiyonel bir yaklaşım olsa da hedef alanının sonuç üzerindeki dağılımının etkisi büyüktür. Genel olarak TWI senaryolarında hedef alanı seyrek dağılımlı bir yaklaşımla [150], [151] ele alınabiliyor olsa da henüz algılamanın başından beri görüş alanımızda olmayan bir ortam için algoritmanın veriden bağımsızlığı olası zayıflıkların önüne geçecektir. Yine de algılamanın doğası gereği seyrek olan bir hedef alanından alınan verinin, girişim modelindeki keskin cevaplar nedeniyle sinyal işleme sürecinde daha iyi bir sonuç vermesi beklenir.

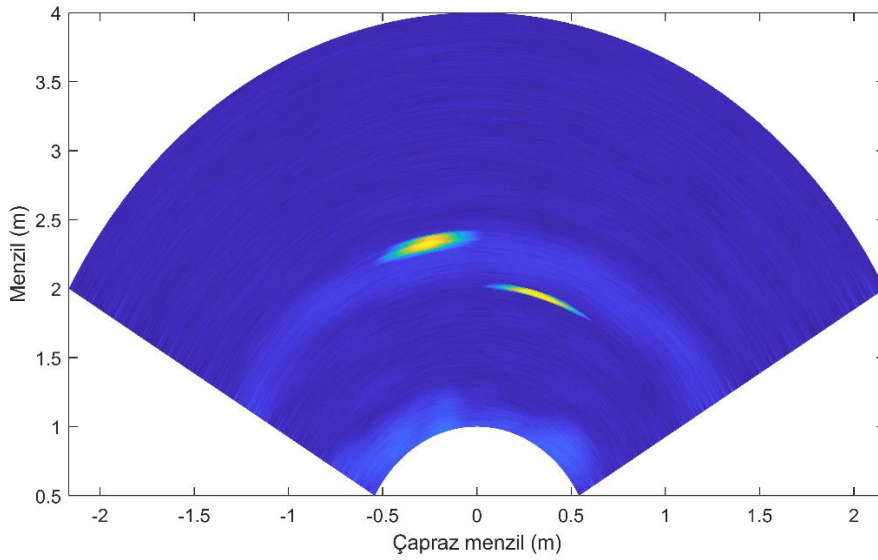
Benzetim çalışması donanım seviyesinde tasarlanarak, sürecin tüm modellenebilen ve ölçülebilen tepkileri benzetim içerisinde ifade edilmeye çalışılmıştır. Gerçek uygulama doğal olarak hesaplanamayan değişkenleri de içerir. Temel amaç belirgin olan etkenleri gerçeğe en yakın hassasiyetle inceleyebilecek sistemin tasarımını yapıp bu sistem tasarımının parametrik olarak tüm etkenleri kolayca ayarlayabilecek durumda hizmet etmesini sağlamaktır. Tasarlanan benzetim şematığı katmanlı yapısı ile sistem içerisindeki tüm majör etkenlerin denetiminin yapılmasına olanak sağlamıştır. Yine de gerçek bir uygulamaya benzerlik, gerçek bir uygulamanın temel parçalarının analizini gerektirir. RF alıcı-verici, anten ve ortam özellikleri; yani doğal olarak bileşenlerin hesaplanamayan tepkilerini ölçüm veya yaklaşım yolu ile hesaba katmak sonuçlar açısından yararlı olmuştur. Donanım düzeyinde benzetim, parçalar arasındaki empedans uyumu gibi pratikte deneyimlemenin ciddi zaman ve imkân gerektirdiği işlemler için esnek bir ortam sağlamıştır.

7.2. Sonuçların Değerlendirilmesi

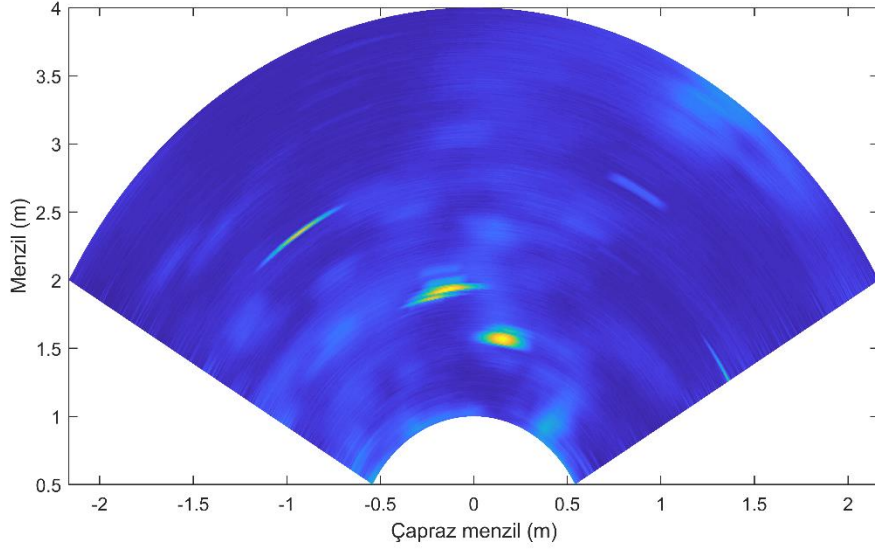
Geliştirilen UWB huzme biçimlendirme algoritmasının ve parametre kestirim şemağının kabiliyetini ve performansını test etmek için çoklu statik nesnelerin radar görüntüsü incelenerek değerdendirmeler yapılmıştır. Huzme biçimlendirme algoritması -60 ve +60 derecelik açı içerisinde tarama yapacak şekilde çalıştırılmıştır. Duvar tepkisinin oransal baskınlığını grafik gösterimde kompanse etmek için sadece hedef alanı alınmıştır.



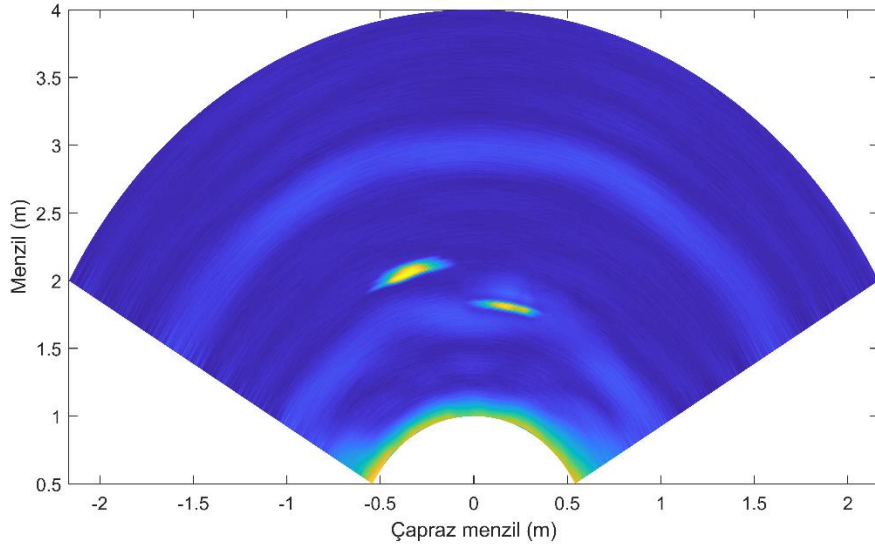
Şekil 7.1. Duvar gecikme etkisi kompanse edilmemiş hedef alanı görüntüsü.



Şekil 7.2. Duvar gecikme etkisi kompanse edilmemiş hedef alanı benzetimi.



Şekil 7.3. Duvar gecikme etkisi kompanse edilmiş hedef alanı görüntüsü.



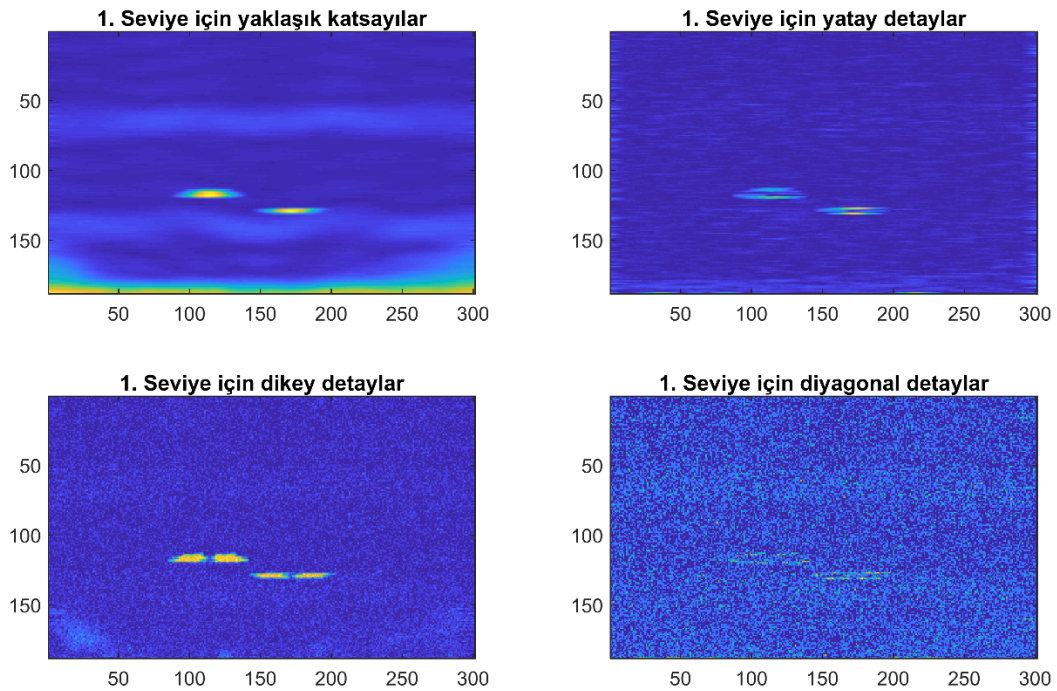
Şekil 7.4. Duvar gecikme etkisi kompanse edilmiş hedef alanı benzetimi.

Uygulama çıktıları duvarın gecikmeye olan etkisinin algoritmada hesaba alındığı ve alınmadığı görüntüleme işlemlerinin, ölçüm ve benzetime dayalı sonuçlarını sunmaktadır. Ara ortamın yayılım hızına, dolayısı ile toplam yayılma süresine olan etkisi nihai sonuçta hedef konumlarında kayma ve odaklama kayıplarına yol açmaktadır. Görüntülerde duvara ait ana radar paraziti yığını alınmamasına rağmen duvar konumuna yakın bölgelere ve hedef alanına yayılmış olan radar paraziti yığınları görünür seviyededir. Ölçüm ortamına ait stant, zemin ve destek gibi hedef dışındaki yansıtıcılar ile hedeflerin çok yollu yansımaları da görüntülerde görülmektedir.

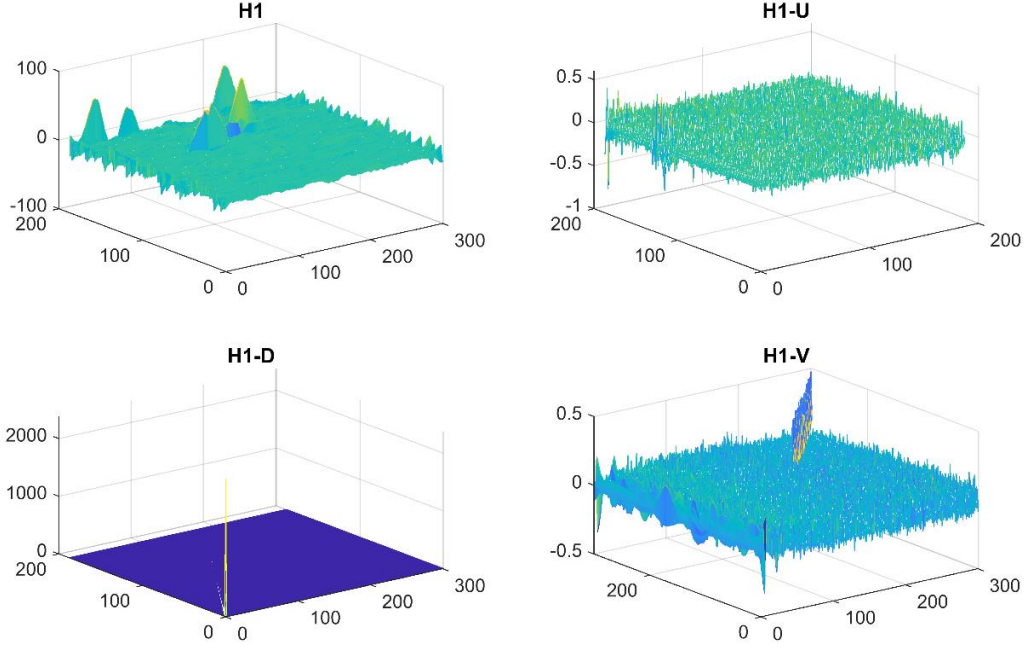
Sinyalin ön işleme ve görüntülerin ardıl işlemesi esnasında gürültü giderme işlemlerinin gerçekleştirildiğini ekleyelim. 1 GHz bant genişliğine sahip işaret ve sistem için çözünürlük maksimum 15 cm olup menzilde ve çapraz menzilde hedefi ayırt edebilecek seviyede bir çözünürlüğe ulaşılmıştır. Algoritma odaklama görevini menzil ve çapraz menzil üstünde gerçekleştirmektedir.

7.3. Duvara Ait Radar Parazitlerinin Bastırılması Uygulaması

Duvar radar parazitlerinin bastırılması ile ilgili metot Bölüm 6.8.2.'de verilmişti. Yöntem sadece ön duvar radar parazitlerin bastırmakla kalmamakta, ön duvar ile ilintili olan ve hedef alanına yayılan tüm radar parazitlerinin kaldırılması için Şekil 7.5.'te gösterilen dalgacık dönüşümünün alt bantlarında SVD ayrışımı aracılığı ile diyagonal bant üzerinde yapılan ayıklama işlemi (Şekil 7.6.) kullanmaktadır.



Şekil 7.5. İmajın dalgacık dönüşümü ile alt bantlara ayrılması.

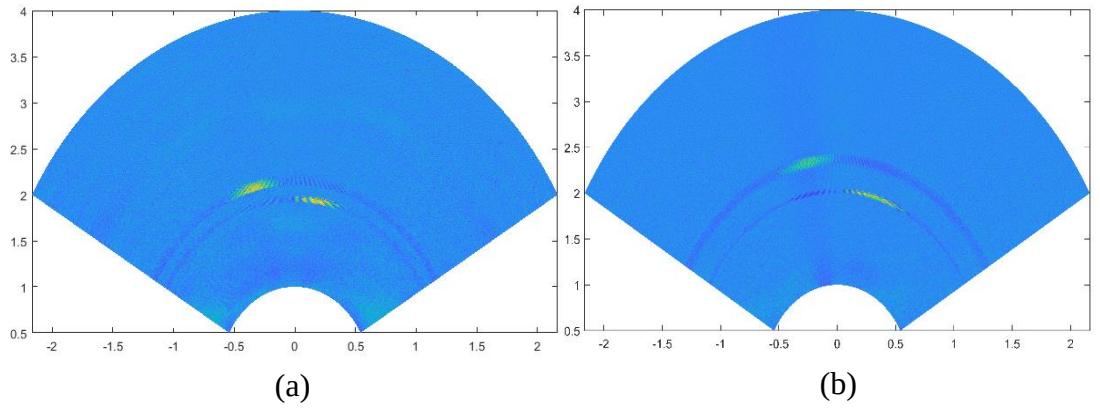


* SVD dönüşümüne ait bu görsel dalgacık dönüşümünden elde edilen 4 bandın sadece bir tanesine aittir. Bu işlem diğer 3 alt bant için de uygulanır.

Şekil 7.6. SVD dönüşümü ile diyagonal bileşenin görüntülenmesi.

Şekil 7.5. ve Şekil 7.6. ya ait alt grafiklerin tümünde eksenler, imaj domeninde işlem yapıldığı için azaltılmış örnek sayısını temsil etmektedir.

İşlemlerin ardından tüm dekompozisyon ters yönde toparlandığında, uygulamadan elde edilen imaj için Şekil 7.7. (a) benzetimden elde edilen imaj için ise Şekil 7.7. (b) elde edilir.



Şekil 7.7. Duvara ait radar parazitlerini bastırma uygulaması. (a) Uygulamadan elde edilen görüntü için sonuç. (b) Benzetimden elde edilen görüntü için sonuç.

Sonuçlar algoritmanın başarılı bir şekilde radar parazitlerini bastırdığı ve duvar arkası görüntüleme operasyonunda ardıl işaret işlemede kullanılabileceğini göstermektedir.

7.4. Tartışma

Duvar arkası görüntüleme sistemlerinin geliştirilmesi adına önerilen yöntemlerde dizi tabanlı görüntüleme sunduğu güçlü potansiyel ile ön plana çıkmaktadır. Sentetik açıklık teknolojileri, uygulamadaki pratik eksikliği ve maliyet nedeniyle yaygınlık kazanamamıştır. Ayrıca hedefin gerçek zamanlı takibi ile ilgili endüstriyel talep bu alanda daha radikal yöntemlerin ihtiyacını doğurmuştur. UWB teknolojisinin sunduğu olanaklar ve gerçek diyafram açıklığına sahip anten dizilerinin birleşimi, yüksek çözünürlük kapasitesi olan, güvenilir ve uygun maliyetli görüntüleme sensörlerine yönelik artan talebe kullanışlı bir çözüm sunar. Bu tezin içeriği, ileriye doğru atılmış önemli bir adımı ve yüksek çözünürlüklü, yüksek performanslı, düşük maliyetli UWB görüntüleme sistemlerinin geliştirilmesine katkıyı temsil etmektedir.

Yayılm ortamının elektromanyetik modellemesi duvar arkası görüntülemenin en zorlu kısmını ifade etmektedir. Görüntüleme matematiğinin arka planında bulunan Green fonksiyonları, elektromanyetik yayılım ortamının serbest uzay, ara ortam ve karmaşık senaryolu ara ortam için kompakt bir esneklikle modellenmesi adına temel oluşturmuştur. Ara ortam için Green fonksiyonları, serbest uzay Green fonksiyonu ve ara ortamın elektriksel özelliklerine bağlı parametreler kullanılarak oluşturulmuş ve eşdeğer yayılım sahnesi modelleri önerilmiştir.

Hedef yoğunluk fonksiyonlarının elde edilmesi bu tezde önerilen görüntüleme algoritması için nihai amaçtır. Açık-menzil parametreleri kullanılarak anten dizisinin bakış hattındaki noktalardan odaklı bilgiler edinmesi sağlanmıştır. Duvarın elektromanyetik cevabı nedeni ile hedef yoğunluk fonksiyonuna ait değişkenler yeniden hesaplanarak devreye alınmış ve odaklı görüntü elde edilmiştir. Formülasyonda ideal şartlar alınsa da pratikte (R, θ) kapalı yüzeyinin sınırlı bir kısmı integrasyon için mevcuttur, bu durumda sadece ileri formülasyon, yansıtıcıların kesin görüntülerini sağlamaz. Sınırlı açıklık, aynı yansıtıcılığa sahip hedeflerin, farklı

konumları nedeniyle, farklı dizi yanıtlarına sahip olmasına neden olur. Daha büyük mesafede bulunan hedef, daha zayıf dizi tepkisine sahiptir, çünkü saçılan alanın daha küçük kısımları açıklık tarafından yakalanır. Merkezi hedeflerle karşılaştırıldığında dizinin kenarına yakın hedefler için aynı durumdan bahsedilebilir.

Açıkça söylenebilir ki, algoritmanın çıktısı, hedef yoğunluğu yüksek olan bir noktanın tüm görüntülenen alan boyunca olan dağılımıdır. Dolayısı ile algoritma hedef noktası çevresinde yoğunlaşmış bir genlik cevabına sahipken yoğun hedef noktasından uzaklaştıkça Green fonksiyonunun çıktısında görüleceği gibi bu cevabın genliği dramatik bir şekilde azalacaktır.

Tezin son bölümündeki uygulamada tercih edilen yüksek oransal bant genişliğine sahip UWB puls, radarın menzil boyunca çözünürlüğünü yakın mesafeli yüksek çözünürlüklü algılama doğasına uygun seviyelere getirirken, ızgara loblarındaki yok etme özelliği ile dizinin ihtiyacı olan anten elemanı sayısının azaltılmasına da imkân verir. Klasik dar bant yaklaşımlarında standart olarak kullanılan yarım dalga boyu ($\lambda/2$) mesafeler ile aralıklandırılmış hantal dizi yaklaşımı, geniş bant sistemler için esnetilip daha kompakt cihazlar tasarlanmanın önünü açacaktır. UWB işaret, sistem ve dizilerin kullanımı, geleneksel SAR sistemlerine kıyasla eleman yoğunluğunun, veri toplama süresinin, görüntüleme için hesaplama maliyetlerinin ve sistem maliyetlerinin önemli ölçüde azaltılmasına olanak tanır. Buna karşılık sistemlerin karmaşık ve hassas yapısı geliştirmeler için çaba gerektirir. Bu temelde, algoritmanın formülasyonundaki geometrinin açık bir şekilde ifade edilmesi ile dizide anten elemanlarının aktif kullanımındaki değişiklikler vasıtasıyla lineer ve lineer olmayan alt dizi teknikleri pratik bir şekilde uygulanabilir, radar parazitleri ve yan kulakçık bastırma gibi özelleştirilmiş teknikler için yeterli esneklik dizi yapısında mevcuttur. Tezde açıklanan çalışmalarla, çeşitli zorlu uygulamalar için dizi tabanlı ultra geniş bant görüntüleme sisteminin pratik uygulanabilirliği gösterilmiştir.

7.5. Özet

Bu tezde bir engelin arkasındaki statik bir hedef alanı hakkında bilgi elde etmek için kullanılabilecek saçılma ilkelerinin kestirimini yapmak için bir yaklaşım, benzetim altyapısı ve gerçek bir uygulamaya ait sonuçlar sunduk. Yaklaşımımız, bir binadan gelen radar geri saçılım tepkisini hedef yoğunluk fonksiyonunun haritalamasına dönüştüren dizi tabanlı bir algılama geometrisi kullanılarak geliştirilen algoritmanın başarılı sonuçlar vermesi ile tamamlanmıştır. Yaklaşımın hem benzetim hem de gerçek uygulama ile doğrulanması sağlanmıştır. Tez organizasyonu bu yaklaşımın tüm ayrıntılarını içerecek şekilde hazırlanmış ve sunulmuştur. Sunulan yöntemin parametrelere yönelik geniş ve ayrıntılı değerlendirme vaadi, bu tezdeki yaklaşımları uyarlanabilir ve geliştirilebilir kılmaktadır.

Kullanım alanları özelindeki yoğun ihtiyaç bu tezin getirilerini hem bilim hem de endüstri adına önemli kılmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] C. Chambers, S. R. Cloude, P. D. Smith, A. Milne, K. Trafford, and D. M. Parkes, "Wavelet processing of ultra wideband radar signals," IEE Colloquium on Antenna and Propagation Problems of Ultrawideband Radar, IET, pp. 1–4, 1993.
- [2] L. Sakkila, C. Tatkeu, Y. ElHillali, A. Rivenq, F. ElBahhar, and J.-M. Rouvae, "Short Range Radar Based on UWB Technology," in Radar Technology, InTech, 2010. doi: 10.5772/7172.
- [3] E. J. Baranoski, "Through-wall imaging: Historical perspective and future directions," J Franklin Inst, vol. 345, no. 6, pp. 556–569, Sep. 2008, doi: 10.1016/j.jfranklin.2008.01.005.
- [4] T. Jin and A. Yarovoy, "A Through-the-Wall Radar Imaging Method Based on a Realistic Model," International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2015, 2015, doi: 10.1155/2015/539510.
- [5] Habibur. Rahman, Fundamental Principles of Radar. CRC Press LLC, 2019. doi: 10.1201/9780429279478.
- [6] M. I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems," Sensor Review, vol. 19, no. 2, 1999, doi: 10.1108/sr.1999.08719bae.001.
- [7] M. I. Skolnik, Radar Handbook. 2008. doi: 10.1007/s10194-006-0268-4.
- [8] D. D. Ferris and N. C. Currie, "Survey of current technologies for through-the-wall surveillance (TWS)," Proc. SPIE 3577, Sensors, C3I, Information, and Training Technologies for Law Enforcement, vol. 3577, pp. 62–72, 1998.
- [9] E. J. Baranoski, "Through-wall imaging: Historical perspective and future directions," J Franklin Inst, vol. 345, no. 6, pp. 556–569, Sep. 2008, doi: 10.1016/j.jfranklin.2008.01.005.
- [10] P. K. M. Nkwari, S. Sinha, and H. C. Ferreira, "Through-the-Wall Radar Imaging: A Review," IETE Technical Review, vol. 35, no. 6, pp. 631–639, Nov. 2018, doi: 10.1080/02564602.2017.1364146.

- [11] M. Mahfouz, A. Fathy, Y. Yang, E. E. H. Ali, and A. Badawi, "See-through-wall imaging using ultra wideband pulse systems," in *Proceedings - 34th Applied Image Pattern Recognition Workshop, AIPR 2005*, 2005, pp. 48–53. doi: 10.1109/AIPR.2005.40.
- [12] Yunqiang Yang and A. E. Fathy, "See-Through-Wall Imaging Using Ultra Wideband Short-Pulse Radar System," in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 3B, pp. 334–337. doi: 10.1109/APS.2005.1552508.
- [13] M. Farwell, J. Ross, R. Luttrell, D. Cohen, W. Chin, and T. Dogaru, "Sense through the wall system development and design considerations," *J Franklin Inst*, vol. 345, no. 6, pp. 570–591, Sep. 2008, doi: 10.1016/j.jfranklin.2008.01.004.
- [14] T. Jin, B. Chen, and Z. Zhou, "Image-Domain Estimation of Wall Parameters for Autofocusing of Through-the-Wall SAR Imagery," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 51, no. 3, pp. 1836–1843, Mar. 2013, doi: 10.1109/TGRS.2012.2206395.
- [15] F. H. C. Tivive, A. Bouzerdoum, and M. G. Amin, "A Subspace Projection Approach for Wall Clutter Mitigation in Through-the-Wall Radar Imaging," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 53, no. 4, pp. 2108–2122, Apr. 2015, doi: 10.1109/TGRS.2014.2355211.
- [16] P. Ngwenyama, "A critical investigation into missing persons in underground mines and related tracking technology," *Doctoral dissertation, University of Pretoria*, 2018.
- [17] Jet Propulsion Laboratory California Institute of Technology, "DHS and NASA Technology Helps Save Four in NEPAL Earthquake Disaster," *US Department of Homeland Security Science and Technology Directorate*, vol. 5, 2015.
- [18] R. Dilsavor et al., "Experiments on wideband through-the-wall radar imaging (Invited Paper)," *Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery XII*, vol. 5808, p. 196, May 2005, doi: 10.1117/12.607742.
- [19] M. G. Amin, *Through-the-Wall Radar Imaging*. CRC Press, 2017. doi: 10.1201/9781315218144.
- [20] Yunhan Dong, B. C. Forster, and C. Ticehurst, "A new decomposition of radar polarization signatures," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 36, no. 3, pp. 933–939, May 1998, doi: 10.1109/36.673684.
- [21] F. Ahmad, G. J. Frazer, S. A. Kassam, and M. G. Amin, "Design and implementation of near-field, wideband synthetic aperture beamformers," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 40, no. 1, pp. 206–220, Jan. 2004, doi: 10.1109/TAES.2004.1292154.

- [22] Lin-Ping Song, Chun Yu, and Qing Huo Liu, "Through-wall imaging (TWI) by radar: 2-D tomographic results and analyses," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 43, no. 12, pp. 2793–2798, Dec. 2005, doi: 10.1109/TGRS.2005.857914.
- [23] F. Ahmad, Yimin Zhang, and M. G. Amin, "Three-Dimensional Wideband Beamforming for Imaging Through a Single Wall," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 5, no. 2, pp. 176–179, Apr. 2008, doi: 10.1109/LGRS.2008.915742.
- [24] M. Dehmollaian and K. Sarabandi, "Refocusing Through Building Walls Using Synthetic Aperture Radar," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 46, no. 6, pp. 1589–1599, Jun. 2008, doi: 10.1109/TGRS.2008.916212.
- [25] M. Dehmollaian and K. Sarabandi, "Refocusing through single layer building wall using synthetic aperture radar," in *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2007, pp. 2558–2561. doi: 10.1109/IGARSS.2007.4423366.
- [26] G. Wang and M. G. Amin, "Imaging Through Unknown Walls Using Different Standoff Distances," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 10, pp. 4015–4025, Oct. 2006, doi: 10.1109/TSP.2006.879325.
- [27] F. Ahmad and M. G. Amin, "Multi-location wideband synthetic aperture imaging for urban sensing applications," *J Franklin Inst*, vol. 345, no. 6, pp. 618–639, Sep. 2008, doi: 10.1016/j.jfranklin.2008.03.003.
- [28] F. Ahmad, Y. Zhang, and M. G. Amin, "Three-dimensional wideband beamforming for imaging through a single wall," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 5, no. 2, pp. 176–179, 2008, doi: 10.1109/LGRS.2008.915742.
- [29] J. Moulton, S. Kassam, F. Ahmad, M. Amin, and K. Yemelyanov, "Target and change detection in synthetic aperture radar sensing of urban structures," in *2008 IEEE Radar Conference*, May 2008, pp. 1–6. doi: 10.1109/RADAR.2008.4721104.
- [30] M. Dehmollaian and K. Sarabandi, "Analytical, numerical, and experimental methods for through-the-wall radar imaging," in *2008 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Mar. 2008, pp. 5181–5184. doi: 10.1109/ICASSP.2008.4518826.
- [31] Y. S. Yoon and M. G. Amin, "Spatial filtering for wall-clutter mitigation in through-the-wall radar imaging," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, no. 9, pp. 3192–3208, 2009, doi: 10.1109/TGRS.2009.2019728.

- [32] R. Chandra, A. N. Gaikwad, D. Singh, and M. J. Nigam, "An approach to remove the clutter and detect the target for ultra-wideband through-wall imaging," *Journal of Geophysics and Engineering*, vol. 5, no. 4, pp. 412–419, Dec. 2008, doi: 10.1088/1742-2132/5/4/005.
- [33] J. Moulton, S. Kassam, F. Ahmad, M. Amin, and K. Yemelyanov, "Target and change detection in synthetic aperture radar sensing of urban structures," in *2008 IEEE Radar Conference*, May 2008, pp. 1–6. doi: 10.1109/RADAR.2008.4721104.
- [34] Yu-Jiun Ren, Chieh-Ping Lai, Pin-Heng Chen, and R. M. Narayanan, "Compact Ultrawideband UHF Array Antenna for Through-Wall Radar Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1302–1305, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2009.2037985.
- [35] B. Eva Lagunas Targarona, M. Nájjar Martón, and M. G. Amin, "Compressive sensing based candidate detector and its applications to spectrum sensing and through-the-wall radar imaging," 2014.
- [36] R. Solimene, F. Soldovieri, G. Prisco, and R. Pierri, "Three-Dimensional Through-Wall Imaging Under Ambiguous Wall Parameters," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, no. 5, pp. 1310–1317, May 2009, doi: 10.1109/TGRS.2009.2012698.
- [37] F. Soldovieri, R. Solimene, and F. Ahmad, "Sparse Tomographic Inverse Scattering Approach for Through-the-Wall Radar Imaging," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, no. 12, pp. 3340–3350, Dec. 2012, doi: 10.1109/TIM.2012.2210454.
- [38] R. Solimene, R. di Napoli, F. Soldovieri, and R. Pierri, "TWI for an Unknown Symmetric Lossless Wall," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 8, pp. 2876–2886, Aug. 2011, doi: 10.1109/TGRS.2011.2110656.
- [39] R. Solimene, F. Soldovieri, and G. Prisco, "A Multiarrray Tomographic Approach for Through-Wall Imaging," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 46, no. 4, pp. 1192–1199, Apr. 2008, doi: 10.1109/TGRS.2008.915754.
- [40] F. Soldovieri and R. Solimene, "Through-Wall Imaging via a Linear Inverse Scattering Algorithm," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 513–517, Oct. 2007, doi: 10.1109/LGRS.2007.900735.
- [41] F. Soldovieri, R. Solimene, and R. Pierri, "A simple strategy to detect changes in through the wall imaging," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 7, pp. 1–13, 2009, doi: 10.2528/PIERM09030902.

- [42] W. Zhang and A. Hoorfar, "Three-Dimensional Real-Time Through-the-Wall Radar Imaging With Diffraction Tomographic Algorithm," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 51, no. 7, pp. 4155–4163, Jul. 2013, doi: 10.1109/TGRS.2012.2227059.
- [43] W. Zhang, "Two-Dimensional microwave tomographic algorithm for radar imaging through multilayered media," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 144, pp. 261–270, 2014, doi: 10.2528/PIER13090305.
- [44] W. Zhang, "Three-dimensional through-the-wall imaging with multiple-input multiple-output (MIMO) radar," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 28, no. 15, pp. 1935–1943, Oct. 2014, doi: 10.1080/09205071.2014.950434.
- [45] W. Zhang and A. Hoorfar, "Three-Dimensional Synthetic Aperture Radar Imaging Through Multilayered Walls," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 1, pp. 459–462, Jan. 2014, doi: 10.1109/TAP.2013.2287274.
- [46] W. Zhang, A. Hoorfar, C. Thajudeen, and F. Ahmad, "Full polarimetric beam-forming algorithm for through-the-wall radar imaging," *Radio Science*, vol. 46, no. 5, pp. 0–16, 2011, doi: 10.1029/2010RS004631.
- [47] W. Zhang, M. G. Amin, F. Ahmad, A. Hoorfar, and G. E. Smith, "Ultrawideband Impulse Radar Through-the-Wall Imaging with Compressive Sensing," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, pp. 1–11, 2012, doi: 10.1155/2012/251497.
- [48] W. Zhang and A. Hoorfar, "A Generalized Approach for SAR and MIMO Radar Imaging of Building Interior Targets With Compressive Sensing," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1052–1055, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2015.2394746.
- [49] M. G. Amin and F. Ahmad, "Compressive sensing for through-the-wall radar imaging," *Journal of Electronic Imaging*, vol. 22, no. 3, p. 030901, Jul. 2013, doi: 10.1117/1.JEI.22.3.030901.
- [50] M. Amin, *Compressive Sensing for Urban Radar*. CRC Press, 2017. doi: 10.1201/b17252.
- [51] R. J. Burkholder, R. J. Marhefka, and J. L. Volakis, "Radar imaging through cinder block walls and other periodic structures," in *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jul. 2008, pp. 1–4. doi: 10.1109/APS.2008.4619258.
- [52] C. Le, T. Dogaru, L. Nguyen, and M. A. Ressler, "Ultrawideband (UWB) Radar Imaging of Building Interior: Measurements and Predictions," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, no. 5, pp. 1409–1420, May 2009, doi: 10.1109/TGRS.2009.2016653.

- [53] T. Dogaru and C. Le, "SAR Images of Rooms and Buildings Based on FDTD Computer Models," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, no. 5, pp. 1388–1401, May 2009, doi: 10.1109/TGRS.2009.2013841.
- [54] P. C. Chang, R. J. Burkholder, J. L. Volakis, R. J. Marhefka, and Y. Bayram, "High-Frequency EM Characterization of Through-Wall Building Imaging," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, no. 5, pp. 1375–1387, May 2009, doi: 10.1109/TGRS.2009.2016082.
- [55] K. M. Yemelyanov, N. Engheta, A. Hoorfar, and J. A. McVay, "Adaptive Polarization Contrast Techniques for Through-Wall Microwave Imaging Applications," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, no. 5, pp. 1362–1374, May 2009, doi: 10.1109/TGRS.2009.2015569.
- [56] T. Dogaru and C. Le, "Through-the-wall small weapon detection based on polarimetric radar techniques," 2009. Accessed: May 29, 2022. [Online]. Available: <https://apps.dtic.mil/sti/citations/ADA510201>
- [57] F. Ahmad, M. Amin, S. K.-I. transactions on, and undefined 2005, "Synthetic aperture beamformer for imaging through a dielectric wall," *ieeexplore.ieee.org*, vol. 41, no. 1, pp. 271–283, 2005, doi: 10.1109/TAES.2005.1413761.
- [58] F. Ahmad, M. G. Amin, and G. Mandapati, "Autofocusing of Through-the-Wall Radar Imagery Under Unknown Wall Characteristics," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 16, no. 7, pp. 1785–1795, Jul. 2007, doi: 10.1109/TIP.2007.899030.
- [59] Y. S. Yoon, M. G. Amin, and F. Ahmad, "MVDR beamforming for through-the-wall radar imaging," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, no. 1, pp. 347–366, 2011, doi: 10.1109/TAES.2011.5705680.
- [60] A. Martone, C. Le, and K. Ranney, "Coherent and non-coherent change detection for through the wall sensing of moving targets," in 2011 IEEE RadarCon (RADAR), May 2011, pp. 256–261. doi: 10.1109/RADAR.2011.5960539.
- [61] J. Liu, L. Kong, X. Yang, and Q. H. Liu, "First-Order Multipath Ghosts' Characteristics and Suppression in MIMO Through-Wall Imaging," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 1315–1319, Sep. 2016, doi: 10.1109/LGRS.2016.2583795.
- [62] Jun Hu, Yongping Song, Tian Jin, Biying Lu, Guofu Zhu, and Zhimin Zhou, "Shadow Effect Mitigation in Indication of Moving Human Behind Wall via MIMO TWIR," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 12, no. 3, pp. 453–457, Mar. 2015, doi: 10.1109/LGRS.2014.2345777.

- [63] L. Chioukh, H. Boutayeb, D. Deslandes, and K. Wu, "Noise and Sensitivity of Harmonic Radar Architecture for Remote Sensing and Detection of Vital Signs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 1847–1855, Sep. 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2343934.
- [64] Yanming Xiao, J. Lin, O. Boric-Lubecke, and M. Lubecke, "Frequency-tuning technique for remote detection of heartbeat and respiration using low-power double-sideband transmission in the ka-band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 2023–2032, May 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.873625.
- [65] A. Droitcour, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, J. Lin, and G. T. A. Kovacs, "Range Correlation and I/Q Performance Benefits in Single-Chip Silicon Doppler Radars for Noncontact Cardiopulmonary Monitoring," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 838–848, Mar. 2004, doi: 10.1109/TMTT.2004.823552.
- [66] J. C. Lin, "Noninvasive microwave measurement of respiration," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 10, pp. 1530–1530, 1975, doi: 10.1109/PROC.1975.9992.
- [67] Y. Wang, "UWB Pulse Radar for Human Imaging and Doppler Detection Applications," *Doctoral Dissertations*, May 2012.
- [68] Z. Li, "Research and implementation of some key circuits in through-wall detecting radar," *Wuhan University*, 2011.
- [69] Xiaoxiang. Liu, "A Study of Through-The-Wall Radar and its Application to Urban Sensing," 2009.
- [70] S. v. Ioda, Y. O. Vasiliev, and V. N. Marchuk, "Features of Through-Wall Radars Development for Detecting of Moving Objects behind Optically Opaque Barriers," 2020. doi: 10.1088/1742-6596/1632/1/012020.
- [71] J. Guo, "The research and design of the software system for through-the-wall radar," *Wuhan University*, 2011.
- [72] Z. M. Wang, "Research on high gain uwb antenna for through-wall radar," *Sichuan University*, 2010.
- [73] A. A. Mostafa, "Segmentation and Classification for Through-the-Wall Radar Imaging," *Technische Universitaet Darmstadt*, 2012.
- [74] P. C. Chang, "Physics-Based Inverse Processing and Multi-path Exploitation for Through-Wall Radar Imaging," 2011.
- [75] X. WANG, "The Impementation and Analysis of Through Wall Radar Systems," 2009.

- [76] S. R. Price, "A study of adobe wall moisture profiles and the resulting effects on matched illumination waveforms in through-the-wall radar applications," Mississippi State University, 2015.
- [77] C. Thajudeen, "Electromagnetic approaches to wall characterization, wall mitigation, and antenna design for through-the-wall radar systems," 2013.
- [78] J. D. Taylor, *Ultra-wideband radar technology*. CRC Press, 2001.
- [79] I. Oppermann, M. Hamalainen, and J. Iinatti, *UWB: Theory and applications*. Wiley, 2005. doi: 10.1002/0470869194.
- [80] J. D. Taylor, "Ultra-Wideband Radar Overview," in *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*, CRC Press, 2020, pp. 1–10. doi: 10.1201/9781003068112-1.
- [81] The Office of the Federal Register (OFR), "Code of Federal Regulations (CFR), Part 15 - Radio Frequency Devices, Subpart F - Ultra- Wideband Operation. 47 CFR § 15.510 - Technical requirements for through-wall imaging systems.," 2022.
- [82] ECC Decision (04)04, "The harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz," no. December 2011, 2011.
- [83] A. Wilzeck, M. D. P. Guirao, and E. Dimitrov, "UWB Technology and Regulation," 2010.
- [84] M. Santhanam, "Uwb Technology and Its Applications – a Survey," 2011.
- [85] M. R. Bell and M. H. Mahmood, "Information theory and radar waveform design," in *Waveform Design and Diversity for Advanced Radar Systems*, Institution of Engineering and Technology, 2012, pp. 37–62. doi: 10.1049/PBRA022E_ch2.
- [86] T. Rommel, A. Patyuchenko, P. Laskowski, M. Younis, and G. Krieger, "An orthogonal waveform scheme for imaging MIMO-Radar applications," in *Proceedings International Radar Symposium*, 2013, vol. 2, pp. 917–922.
- [87] J. D. Taylor, *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. CRC Press, 2020. doi: 10.1201/9781003068112.
- [88] T. Rommel, A. Patyuchenko, P. Laskowski, M. Younis, and G. Krieger, "An orthogonal waveform scheme for imaging MIMO-Radar applications," in *Proceedings International Radar Symposium*, 2013, vol. 2, pp. 917–922.
- [89] Apsel, Wang, and Dokania, *Design of Ultra-Low Power Impulse Radios*, vol. 110, no. 9. 2017.

- [90] A. Grami, *Introduction to Digital Communications*. Elsevier, 2016. doi: 10.1016/C2012-0-06171-6.
- [91] S. T. Abraha et al., "Performance evaluation of IR-UWB in short-range fiber communication using linear combination of monocycles," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 8, pp. 1143–1151, 2011, doi: 10.1109/JLT.2011.2120595.
- [92] S.-E. Hamran, "Radar Performance of Ultra Wideband Waveforms," in *Radar Technology*, InTech, 2010. doi: 10.5772/7171.
- [93] S. R. J. Axelsson, "Noise radar for range/doppler processing and digital beamforming using low-bit adc," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 41, no. 12, pp. 2703–2720, Dec. 2003, doi: 10.1109/TGRS.2003.816665.
- [94] N. T. Huyen, N. le Cuong, and P. Thanh Hiep, "Proposal of UWB-PPM with Additional Time Shift for Positioning Technique in Nondestructive Environments," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 17, p. 6011, Aug. 2020, doi: 10.3390/app10176011.
- [95] M. Dawood and R. M. Narayanan, "Generalised wideband ambiguity function of a coherent ultrawideband random noise radar," *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, vol. 150, no. 5, p. 379, 2003, doi: 10.1049/ip-rsn:20030702.
- [96] V. Antti and A. Lehto, *Radio engineering for wireless communication and sensor applications*. 2003.
- [97] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, Inc., 2016.
- [98] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Edition. 2012.
- [99] D. B. Miron, "Antenna Fundamentals I," *Small Antenna Design*, pp. 9–41, 2006, doi: 10.1016/b978-075067861-2/50004-0.
- [100] L. Vallozzi, C. Hertleer, and H. Rogier, "Latest developments in the field of textile antennas," in *Smart Textiles and Their Applications*, Elsevier, 2016, pp. 599–626. doi: 10.1016/B978-0-08-100574-3.00026-6.
- [101] V. Koncar, *Smart textiles and their applications*. 2016. doi: 10.1016/C2014-0-03772-0.
- [102] A. Regmi, "Reflection Measurement of Building Materials At Microwaves," 2016.

- [103] M. T. Jilani, M. Zaka, A. M. Khan, M. T. Khan, and S. M. Ali, "A Brief Review of Measuring Techniques for Characterization of Dielectric Materials," *International Journal of Information Technology and Electrical Engineering (ITEE)*, vol. 1, no. 1, pp. 1–5, 2012.
- [104] M. A. Richards, J. A. Scheer, and W. A. Holm, *Principles of modern radar: Basic principles*. Institution of Engineering and Technology, 2010. doi: 10.1049/sbra021e.
- [105] M. Leigsnering, "Sparsity-Based Multipath Exploitation for Through-the-Wall Radar Imaging," 2015.
- [106] J. Jemai, T. Kumer, A. Varone, and J.-F. Wagen, "Determination of the Permittivity of Building Materials through WLAN Measurements at 2.4 GHz," in *2005 IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2005, vol. 1, pp. 589–593. doi: 10.1109/PIMRC.2005.1651504.
- [107] B. Hinopoulos, "A Determination of Building Materials Dielectric Constant in the Microwave Region," *Review of Scientific Instruments*, vol. 42, no. 7, pp. 1064–1067, Jul. 1971, doi: 10.1063/1.1685280.
- [108] S. S. Zhekov, O. Franek, and G. F. Pedersen, "Dielectric Properties of Common Building Materials for Ultrawideband Propagation Studies [Measurements Corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 62, no. 1, pp. 72–81, Feb. 2020, doi: 10.1109/MAP.2019.2955680.
- [109] I. Vilović, R. Nad, Z. Šipuš, and N. Burum, "A non-destructive approach for extracting the complex dielectric constant of the walls in building," in *Proceedings Elmar - International Symposium Electronics in Marine*, 2008, vol. 2, pp. 609–612.
- [110] Y. Huang and M. Nakhkash, "Characterisation of layered dielectric medium using reflection coefficient," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1207–1208, Jun. 1998, doi: 10.1049/el:19980862.
- [111] M. Aftanas, J. Sachs, M. Drutarovský, and D. Kocur, "Efficient and fast method of wall parameter estimation by using UWB radar system," *Frequenz*, vol. 63, no. 11–12, pp. 231–235, 2009, doi: 10.1515/FREQ.2009.63.11-12.231.
- [112] Tuan Do-Hong and P. Russer, "Signal processing for wideband array applications," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 57–67, Mar. 2004, doi: 10.1109/MMW.2004.1284944.
- [113] H. Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Optimum Array Processing*, vol. Part IV, no. S1. 2004.
- [114] M. G. Amin and F. Ahmad, "Through-the-Wall Radar Imaging: Theory and Applications," 2014, pp. 857–909. doi: 10.1016/B978-0-12-396500-4.00017-X.

- [115] S. S. Gauthier and W. Chamma, "Surveillance through concrete walls," in *Sensors, and Command, Control, Communications, and Intelligence (C3I) Technologies for Homeland Security and Homeland Defense III*, Sep. 2004, vol. 5403, p. 597. doi: 10.1117/12.533691.
- [116] P. Lorrain and D. Corson, Lorrain, P., & Corson, D., 1st ed. San Francisco: WH Freeman and Co., 1970.
- [117] Pinyuen Chen and M. C. Wicks, "A procedure for detecting the number of signal components in a radar measurement," in *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference* [Cat. No. 00CH37037], 2000, pp. 451–456. doi: 10.1109/RADAR.2000.851876.
- [118] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications, part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations," in *Adaptive Antennas for Wireless Communications*, 2009, pp. 95–145. doi: 10.1109/9780470544075.ch2.
- [119] D. B. Williams, *Detection: Determining the number of sources*. CRC Press, 2009.
- [120] M. Wax and T. Kallath, "Detection of signals by information theoretic criteria," in *Adaptive Antennas for Wireless Communications*, 2009, pp. 184–189. doi: 10.1109/9780470544075.ch2.
- [121] B. Nadler, "Nonparametric Detection of Signals by Information Theoretic Criteria: Performance Analysis and an Improved Estimator," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 5, pp. 2746–2756, May 2010, doi: 10.1109/TSP.2010.2042481.
- [122] J. S. Wang and Z. X. Shen, "An improved music to a estimator for RFID positioning," in *IEE Conference Publication*, 2002, vol. 2002, no. 490, pp. 478–482. doi: 10.1109/radar.2002.1174758.
- [123] F. X. Ge, D. Shen, Y. Peng, and V. O. K. Li, "Super-resolution time delay estimation in multipath environments," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, no. 9, pp. 1977–1986, 2007, doi: 10.1109/TCSI.2007.904693.
- [124] H. K. Hwang, H. K. Hwang, Z. Aliyazicioglu, M. Grice, and A. Yakovlev, "Direction of Arrival Estimation using a Root-MUSIC Algorithm," *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2008 Vol II*, vol. II, pp. 19–21, 2008.
- [125] H. Saarnisaari, "TLS-ESPRIT in a time delay estimation," in *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1997, vol. 3, pp. 1619–1623. doi: 10.1109/vetec.1997.605832.

- [126] B. Ottersten, M. Viberg, and T. Kailath, "Performance Analysis of the Total Least Squares ESPRIT Algorithm," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 5, pp. 1122–1135, 1991, doi: 10.1109/78.80967.
- [127] J. N. Franklin, *Matrix Theory*. Mineola, N.Y.: Dover Publications, 2000.
- [128] A. R. Okoyenta, H. Wu, X. Liu, and W. Jiang, "A Short Survey on Green's Function for Acoustic Problems," in *Journal of Theoretical and Computational Acoustics*, Sep. 2020, vol. 28, no. 2. doi: 10.1142/S2591728519500257.
- [129] G. Barton, *Elements of Green's Functions and Propagation: Potentials, Diffusion, and Waves*. 1989.
- [130] R. C. Hansen, *Phased array antennas*. Wiley, 2009.
- [131] H. J. Visser, *Array and Phased Array Antenna Basics*. Wiley, 2006. doi: 10.1002/0470871199.
- [132] O. T. von Ramm and S. W. Smith, "Beam Steering with Linear Arrays," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-30, no. 8, pp. 438–452, Aug. 1983, doi: 10.1109/TBME.1983.325149.
- [133] M. G. M. Hussain and A. S. Al-Zayed, "Aperture-sparsity analysis of ultrawideband two-dimensional focused array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 7, pp. 1908–1918, Jul. 2008, doi: 10.1109/TAP.2008.924699.
- [134] M. G. M. Hussain, "Characteristics of ultra-wideband electromagnetic missile generated by focused two-dimensional array," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 49, pp. 143–159, 2004, doi: 10.2528/PIER04030301.
- [135] V. Murino, A. Trucco, and A. Tesei, "Beam pattern formulation and analysis for wide-band beamforming systems using sparse arrays," *Signal Processing*, vol. 56, no. 2, pp. 177–183, Jan. 1997, doi: 10.1016/S0165-1684(96)00166-1.
- [136] J. L. Schwartz and B. D. Steinberg, "Ultrasparse, ultrawideband arrays," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 45, no. 2, pp. 376–393, Mar. 1998, doi: 10.1109/58.660149.
- [137] W. C. Chew, *Waves and fields in inhomogeneous media*. New York, NY, 1995.
- [138] V. Borkar, A. Ghosh, ... R. S.-D. S., and U. 2010, "Radar cross-section measurement techniques," *Defence Science Journal*, vol. 60, no. 2, p. 204, 2010.
- [139] R. Baillie, D. Borwein, and J. M. Borwein, "Surprising Sinc Sums and Integrals," *The American Mathematical Monthly*, vol. 115, no. 10, pp. 888–901, Dec. 2008, doi: 10.1080/00029890.2008.11920606.
- [140] G. Almkvist and J. Gustavsson, "More remarkable sinc integrals and sums," *arXiv*, May 2014, doi: 10.48550/ARXIV.1405.1265.

- [141] J. D. Taylor, "Through-Wall Single and Multiple Target Imaging Using MIMO Radar," Sep. 1995.
- [142] R. V. de Jough, M. Hajian, and L. P. Ligthart, "Antenna time-domain measurement techniques," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 5, pp. 7–11, Oct. 1997, doi: 10.1109/74.637102.
- [143] J. D. S. Langley, P. S. Hall, and P. Newham, "Novel ultrawide-bandwidth Vivaldi antenna with low crosspolarisation," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 23, pp. 2004–2005, 1993, doi: 10.1049/el:19931336.
- [144] A. Mehdipour, K. Mohammadpour-Aghdam, and R. Faraji-Dana, "Complete dispersion analysis of vivaldi antenna for ultra wideband applications," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 77, pp. 85–96, 2007, doi: 10.2528/PIER07072904.
- [145] L. Liang and X. Xu, "Background Extraction Based on a New Calibrator in Radar Cross Section Measurements," in *2018 12th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)*, Dec. 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICSPCS.2018.8631729.
- [146] L. A. Muth, C. M. Wang, and T. Conn, "Robust separation of background and target signals in radar cross section measurements," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no. 6, pp. 2462–2468, Dec. 2005, doi: 10.1109/TIM.2005.858126.
- [147] S. Mallat, *A Wavelet Tour of Signal Processing*. Elsevier, 2009. doi: 10.1016/B978-0-12-374370-1.X0001-8.
- [148] D. R. Nayak, R. Dash, and B. Majhi, "Brain MR image classification using two-dimensional discrete wavelet transform and AdaBoost with random forests," *Neurocomputing*, vol. 177, pp. 188–197, Feb. 2016, doi: 10.1016/j.neucom.2015.11.034.
- [149] L. Donghong, Z. Yongshun, C. Zhijie, and C. Junbin, "UWB radar target recognition based on time-domain bispectrum," *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 274–278, Jun. 2006, doi: 10.1016/S1004-4132(06)60047-9.
- [150] M. G. Amin and F. Ahmad, "Compressive sensing for through-the-wall radar imaging," *Journal of Electronic Imaging*, vol. 22, no. 3, p. 030901, Jul. 2013, doi: 10.1117/1.JEI.22.3.030901.
- [151] Y. Sun, S. Zhang, and Z. Cui, "Group sparsity based imaging algorithm for TWRI under wall parameter uncertainties," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 40, no. 1, pp. 251–260, Jan. 2018, doi: 10.1177/0142331216652467.

EKLER

EK 1: Gauss Darbesi ve Türevlerine Ait MATLAB Kodları

```
function [k t] = gaussiankernel(sigma, mertebe,
sigma2szeRatio)
%% Yükleme
if sigma2szeRatio<=0
    sigma2szeRatio = 3 + 0.25 * mertebe - 2.5/((mertebe-
6)^2+(mertebe-9)^2);
end
sigmaMin = 0.5 + mertebe^(0.62) / 5;
if sigma < sigmaMin
    warning('!');
end
boyut = ceil(sigma2szeRatio*sigma);
t = -boyut:boyut; % satır vektör
t = t(:); % sütun vektör
%% Hesaplama
sigma2 = sigma^2;
sqrt2 = sqrt(2);
temel_gauss = exp(- t.^2 / (2*sigma2) );
x = t / (sigma*sqrt2);
switch mertebe
    case 0, part = 1;
    case 1, part = 2*x;
    case 2, part = -2 + 4*x.^2;
    case 3, part = -12*x + 8*x.^3;
    case 4, part = 12 - 48*x.^2 + 16*x.^4;
    case 5, part = 120*x - 160*x.^3 + 32*x.^5;
    case 6, part = -120 + 720*x.^2 - 480*x.^4 + 64*x.^6;
    case 7, part = -1680*x + 3360*x.^3 - 1344*x.^5 +
128*x.^7;
    otherwise
        mertebe=0;
end
k = (-1).^mertebe .* part .* temel_gauss;
%% NORMALIZE
norm_default = 1 / sum(sum( temel_gauss ));
norm_hermite = 1/(sigma*sqrt2)^mertebe;
k = k .* ( norm_default * norm_hermite );

%% son %%
```

EK 2: Gauss-Sine İşareti MATLAB Kodları

```
% fc=1.9 GHz Gauss modülasyonlu Sinüs işareti
% MATLAB kodları

%% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear; clc;

%% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
dt = 0.2e-9; %Nyquist
fs = 1/dt; %örnekleme frekansı
fn = fs/2;
n = 1000;
t= dt * (-n/2 : n/2); %zaman dizisi

Edam=[22 02 26 ; 22 05 02];

f1 = 1.4e9 ; f2 = 2.4e9;
fc = (f1+f2)/2; %fc = 1.9e9;

sigma = (1/pi)*(3/(f2-f1))
varyans = sigma^2

xt = cos (2*pi*t*fc) .* (exp(-
t.^2/(2*varyans)))/sqrt(2*pi*varyans);
xt = xt/max(max(xt));
subplot(2,1,1) ; plot(t,xt,'b'); %edam
title (['Gaussian Pulse \sigma=' , num2str (sigma) , 's']);
xlabel ('Zaman(s)') ; ylabel ('Genlik');
%axis([-0.02 0.02]);

xf = fftshift(fft(xt));
f = fs*(-n/2:n/2)/n; %Frekans Vektörü
subplot (2,1,2) ; plot (f,abs(xf),'r') ; title ('FFT'nin
Büyüklüğü');
xlabel ('Frekans (Hz)'); ylabel ('Büyüklik |X(f)|');
```

%% %%% son %%% %%

EK 3: Sinc İşareti MATLAB Kodları

```
% 1ns Sinc işareti
% MATLAB kodları

%% %%%%%%%%%%%

clear; clc;

%% %%%%%%%%%%%

t = linspace(-0.5,0.5); % ns
y = sinc(t);

plot(t,y)
grid
xlabel('Zaman(ns)');
ylabel('sinc(t)');

%% %%% son %%% %
```

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Rıdvan Fırat ÇINAR

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Yılı
Doktora	Sakarya Üniversitesi / Fen Bilimleri Enstitüsü / Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2022
Yüksek Lisans	Sakarya Üniversitesi / Fen Bilimleri Enstitüsü / Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2015
Lisans	İnönü Üniversitesi / Mühendislik Fakültesi / Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2011
Lise	Samandağ Yüksel Acun Anadolu Lisesi	2005

İŞ DENEYİMİ

Yıl	Yer	Görev
2015-Halen	Sakarya Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2014-2015	Batman Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YABANCI DİL

İngilizce, Fransızca.

ESERLER (makale, bildiri, proje vb.)

1. R. F. Cinar, A. Demirkol, and Z. Demir, “An ambiguity function aided target density function for radar imaging,” Optoelectronics and Advanced Materials, Rapid Communications, vol. 9, no. 5–6, pp. 850–854, 2015.

2. R. F. Cinar and A. Demirkol, "An active sensor imaging for dense target environments," *Optoelectronics and Advanced Materials, Rapid Communications*, vol. 14, no. 11–12, pp. 501–508, Nov. 2020.
3. R. F. Cinar, F. Kocadag, and A. Demirkol, "Kalman filter aided target density function for radar imaging," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 19, pp. 5602–5604, Oct. 2019, doi: 10.1049/joe.2019.0415.
4. R. F. Cinar, A. Demirkol, and Z. Demir, "Radar imaging by a tomographic target density function.", in *IET Conference Publications*, 2015, vol. 2015, no. CP677, pp. 5. doi: 10.1049/cp.2015.1292.
5. R. F. Cinar, A. Demirkol, and F. Kocadag, "Radar range profile processing by using one dimensional time domain Green's function," in *Proceedings of International Conference on Engineering Technologies (ICENTE'21)*, 2021, p. 78.
6. R. F. Cinar and A. Demirkol, "Reconstruction of a radar target density function using radon transform," in *2016 CIE International Conference on Radar (RADAR)*, Oct. 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/RADAR.2016.8059328.

HOBİLER

Klasik gitar, mineraloji, basketbol, su kayağı, serpme balıkçılığı, uzay teknolojileri.