

**BİR RADAR HEDEF ORTAM SİMÜLATÖRÜ İÇİN  
RASTGELE PÜRÜZLÜ DÜNYA YÜZEYİ ÜZERİNDE  
ELEKTROMANYETİK DALGA SAÇILIMININ  
MODELLENMESİ**

**MODELING OF ELECTROMAGNETIC WAVE  
SCATTERING OVER RANDOM ROUGH EARTH  
SURFACE FOR A RADAR TARGET ENVIRONMENT  
SIMULATOR**

**MEHMET FATİH DİNÇ**

**PROF. DR ÖZLEM ÖZGÜN**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim - Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

olarak hazırlanmıştır.

Sevgili eşim Fatma Zehra Din ve oğlum Yiğit Aliyar Din' e...

## ÖZET

### **BİR RADAR HEDEF ORTAM SİMÜLATÖRÜ İÇİN RASTGELE PÜRÜZLÜ DÜNYA YÜZEYİ ÜZERİNDE ELEKTROMANYETİK DALGA SAÇILIMININ MODELLENMESİ**

**Mehmet Fatih DİNÇ**

**Yüksek Lisans, Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Özlem ÖZGÜN**

**Eş Danışman: Prof. Dr. Şimşek DEMİR**

**Eylül 2020, 120 sayfa**

FMCW radar, akıllı füze sistemlerinde patlama etkisini artırmak için yaklaşım sensörü olarak kullanılmakla birlikte akıllı araç, endüstri ve depo doluluk uygulamalarında da sıklıkla kullanılmaktadır. Ayrıca FMCW tabanlı bu teknoloji, helikopter ve İHA' ların tüm operasyonel koşullarda hassas iniş-kalkış yapmasını sağlayan sensör olarak da kullanılmaktadır. Bu kapsamda, yerli olarak geliştirilen sensörün platform öncesi masaüstü işlevsellik testlerinin gerçekleştirilmesini sağlayan ayrıntılı test sisteminin çalışma prensibi verilmiştir. Çalışmada, tek bir nokta kaynaktan yansıma olduğu varsayımı ile yaklaşım testlerinin gerçekleştirildiği bu test sisteminin gelişmiş hali olan ve yeryüzü yansımalarını gerçekte olduğu gibi dağınık yeryüzü parçalarından kaynaklanan çoklu ve karmaşık yapısı ile hesaplayan bir Radar Hedef Ortam Simülatörü (RHOS) tasarım ayrıntıları verilmiştir.

Bu tezde, RHOS hesaplama hücresi içerisinde dağınık ve farklı yükseklikteki yeryüzü parçalarından olan yansımaların hesaplanması kısmında kullanılan RCS verisinin gerçek yüzeyler ile hesaplanması sağlanmıştır. Böylelikle RHOS hâlihazırda kullandığı ve

önceden ölçülmüş veriler üzerinden bir istatistik ile atanan RCS değerlerini kullanmak yerine gerçek yüzeyler üzerinden istenilen yaklaşma açısı ile yeryüzü RCS değerini hesaplama yeteneğine sahip olmuştur.

Tez kapsamında yeryüzü RCS verilerinin elde edilmesi için bir yüksek frekans tekniği olan PO kullanılmış ve bu kapsamda bir MATLAB kod bloğu geliştirilmiştir. Geliştirilen yazılımın doğrulanması için öncelikle basit nesnelere üzerinden PO ile elde edilen sonuçlar FEKO ve CST ile hesaplanan RCS sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Sonraki adımda ise deniz yüzeyinin dinamik ve karmaşık yapısından dolayı farklı geliş açıları ve frekanslarda yüzey RCS'i PO yazılımı ile hesaplanmış ve sonuçlar CST sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Bu kapsamda deniz yüzeyinin sürekli değişen yapısından dolayı belirlenen dağılımlarla oluşturulan çok sayıda yüzey üzerinden RCS hesaplaması yapılarak Monte Carlo analizi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca yüzey üzerinde ileri ve geri yöndeki yansımaların analizleri yapılarak deniz yüzeyinin davranışı çıkarılmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** FMCW, RHOS, PO, Elektromanyetik Yayılım, RCS, Monte Carlo

## **ABSTRACT**

### **MODELING OF ELECTROMAGNETIC WAVE SCATTERING OVER RANDOM ROUGH EATR H SURFACE FOR A RADAR TARGET ENVIRONMENT SIMULATOR**

**Mehmet Fatih DİNÇ**

**Master of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering**

**Supervisor: Prof. Dr. Özlem ÖZGÜN**

**Co- Supervisor: Prof. Dr. Şimşek DEMİR**

**September 2020, 120 pages**

FMCW radar is used as a burst sensor to increase the explosion effect in smart missile systems, but it is also frequently used in smart vehicle, industry and warehouse occupancy applications. In addition, this FMCW-based technology is used as the sensor that enables helicopters and UAVs to land and take-off precisely in all operational conditions. In this context, the working principle of the detailed test system is given that provides the pre-platform desktop functionality tests of the sensor which locally developed. In the study, the design details of a Radar Target Environment Simulator (RTES), which is the developed version of this test system, where the approach tests are carried out with the assumption that there is reflection from a single point source, and which calculates the earth reflections with the multiple and complex structure originating from scattered earth fragments.

In this thesis, it is provided to calculate the RCS data used in the calculation of the reflections from distributed and different height of surface patches in the RHOS calculation cell with real surfaces. Thus, RHOS have ability to calculate the Earth RCS value over real surfaces with desired grazing angle, instead of using the RCS values are currently used and assigned with a statistic over the previously measured data.

Within the scope of the thesis, PO, which is a high frequency technique, has been used to obtain earth RCS data and a MATLAB code block has been developed in this context. In order to verify the developed software, the results obtained with PO over simple objects were compared with the RCS results calculated with FEKO and CST. In the next step, due to the dynamic and complex structure of the sea surface, the surface RCS at different grazing angles and frequencies were calculated with PO software and the results were compared with the CST results. In this context, Monte Carlo analysis was performed by calculating RCS over a large number of surfaces created with the real distributions determined due to the constantly changing structure of the sea surface. In addition, by analyzing the forward and backward reflections on the surface, the behavior of the sea surface has been obtained.

**Keywords:** FMCW, RHOS, PO, Electromagnetic Propagation, RCS, Monte Carlo

## TEŞEKKÜR

Öncelikli olarak tüm lisansüstü öğrenimim boyunca her türlü destek ve yardımını benden esirgemeyerek derin bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım ve bu tezin ilk aşamasından son adımına kadar bana rehberlik eden danışmanım Sayın Prof. Dr. Özlem ÖZGÜN' e olan sevgi ve şükranlarımı iletmeğ isterim.

İş hayatında patronum, akademik alanda hocam olarak her an yanımda olan ve tüm bilgi ve teknik perspektifinden yararlandığım, tez boyunca desteğini benden esirgemeyen ikinci danışmanım Sayın Prof. Dr. Şimşek DEMİR' e ve ayrı ayrı tüm PRF ARGE A.Ş. ailesine sonsuz şükranlarımı sunarım.

Tüm bu süreçte yanımda olan ve beni motive ederek çalışma azmimi artıran sevgili eşim Fatma Zehra DİNÇ' e; babam Zafer DİNÇ' e; annem Emine DİNÇ' e; kardeşlerim Ahmet Emre DİNÇ ve Mustafa Veli DİNÇ' e ve son olarak ailemizin yeni üyesi Yiğit Aliyar DİNÇ' e sonsuz teşekkür ederim.

Mehmet Fatih DİNÇ

Eylül 2020, Ankara

# İÇİNDEKİLER

ABSTRACT .....	iii
TEŞEKKÜR .....	v
İÇİNDEKİLER.....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Literatür Taraması .....	1
1.2. Tezin Akışı .....	5
2. RADAR.....	8
2.1. Radar Öncesi Hedef Tespit Yöntemleri .....	9
2.2. Radar Tarihçesi.....	10
2.3. Radar Çalışma Prensipleri .....	11
2.4. Radar Denklemi.....	13
2.4.1. Boşluk Zayıflaması .....	13
2.4.2. Denklem Çıkarımı.....	14
2.4.3. Radar Kesit Alanı (RCS) .....	16
2.4.4. Radar Frekansları .....	17
2.4.5. Radar Kayıpları .....	18
2.5. Genel Radar Tipleri .....	19
2.5.1. Darbeli Radar .....	19
2.5.2. Sürekli Dalga Radarı.....	21
2.5.3. Frekans Modüleli Sürekli Dalga Radarı.....	22
3. SENSÖR VE TEST CİHAZI .....	26
3.1. FMCW Radar Kullanım Alanları .....	26
3.2. Sensör Tasarımı .....	31
3.3. Test Sistemi Tasarımı .....	35



3.4. Radar Hedef Ortam Simülatör (RHOS) Tasarımı.....	38
3.4.1. Düz Yeryüzü Yansıması.....	39
3.4.2. Gerçek Yeryüzü Yansıması.....	42
4. YÖNTEM VE DOĞRULAMA .....	49
4.1. Radar Kesit Alanı Tanımı ve Modellemeleri.....	49
4.2. Radar Kesit Alanı Hesaplama Yöntemleri.....	55
4.2.1. Momentler Metodu (Method of Moments (MoM)).....	56
4.2.2. Sonlu Elemanlar Metodu (Finite Element Method (FEM)) .....	58
4.2.3. Sonlu Farklar Yöntemi (Finite Difference (FD)) .....	60
4.2.4. Zamanda Sonlu Farklar Yöntemi (Finite Difference Time Domain (FDTD)).....	61
4.2.5. Geometrik Optik Yaklaşımı (Geometric Optics).....	63
4.2.6. Fiziksel Optik Yaklaşımı (Physical Optics (PO)) .....	64
4.3. PO Yazılımı Çalışma Prensipleri .....	66
4.3.1. Hedef Yüzeyi Üçgenleme.....	66
4.3.2. Yüzey Üçgeni Koordinat Dönüşümü .....	67
4.3.3. Yüzey Yaması Elektromanyetik Yansıma Analizi.....	69
4.4. PO Yazılım Doğrulama.....	72
4.4.1. PO Yazılımı ile İntegral Temelli Çözücünün Karşılaştırması.....	72
4.4.2. PO Yazılımı ile Yüksek Frekanslı Modellerin Karşılaştırması.....	77
5. ANALİZ VE SONUÇLAR.....	81
5.1. Deniz Yüzeyi Özellikleri .....	81
5.1.1. Genel Özellikler.....	81
5.1.2. Deniz Yüzeyleri için Spektrum Modelleri.....	85
5.2. Deniz Yüzeyi Yansıma Analizi.....	90
5.3. Deniz Yüzeyi Monte Carlo Analizi .....	99
5.4. İleri ve Geri Yönlü Analiz .....	105
6. YORUM.....	113
7. KAYNAKLAR .....	114
ÖZGEÇMİŞ.....	120

# ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1 Pasif akustik konumlama örnekleri .....	9
Şekil 2.2 Monostatik Radar Sistemi .....	11
Şekil 2.3 Bistatik Radar Sistemi .....	12
Şekil 2.4 Örnek bir savaş uçağı RCS'i [47] .....	16
Şekil 2.5 Darbeli Radar Blok Şeması .....	19
Şekil 2.6 Darbe Radar Sinyalleri .....	20
Şekil 2.7 Sürekli Dalga Radarı Blok Diyagramı .....	21
Şekil 2.8 FMCW Radar Blok Diyagramı .....	22
Şekil 2.9 Gönderilen ve alınan sinyal dalga formları .....	24
Şekil 2.10 Durağan hedefin oluşturduğu vuru frekansı .....	24
Şekil 2.11 Yaklaşan hedefin oluşturduğu vuru frekansı .....	25
Şekil 2.12 Vuru Frekansı Değişimi [43] .....	25
Şekil 3.1 Yaklaşım Sensörü IF Sinyalindeki Zamana Bağlı Genlik Değişimi .....	27
Şekil 3.2 CW Yaklaşım Sensör Örnekleri .....	27
Şekil 3.3 M734A1 Yaklaşım Sensörü .....	28
Şekil 3.4 Yüksek Çözünürlüklü Radar Yaklaşım Sensörü .....	29
Şekil 3.5 Yaklaşım Sensörü RF Ön Katı Blok Şeması .....	32
Şekil 3.6 Yaklaşım Sensörü Analog ve Sayısal Blok Şeması .....	33
Şekil 3.7 RF Güç Bölücü Sonuçları [11] .....	34
Şekil 3.8 Test Sistemi Genel Blok Şeması .....	35
Şekil 3.9 Test Sistemi RF Blok Şeması .....	37
Şekil 3.10 Yükseklik Sensör Vuru Frekansı Değişimi .....	37
Şekil 3.11 Diferansiyel Düz Yüzey Elemanı .....	40
Şekil 3.12 Sensör ile yeryüzü arasındaki gerçek mesafeler .....	41
Şekil 3.13 İki Düzlemli Basit Yaklaşım Yüzeyi .....	42
Şekil 3.14 Basit bir Dijital Arazi Yükseklik Verisine (DTED) göre oluşturulmuş dünya yüzeyi .....	44
Şekil 3.15 DTED Veri Matrisinin Üçgenleme Yapısı .....	45
Şekil 3.16 (a) Örnek bir üçgenleme sonrası her bir yama için ağırlık merkezi ve yüzey normaleri (b) Tek bir yama için orijin ve sensör pozisyonuna göre mesafe ve yüzey alanının belirlenmesi [5] .....	46
Şekil 3.17 Çoklu Yama Yansıması .....	48
Şekil 4.1 RCS Etki Parametreleri .....	50
Şekil 4.2 Cessna 151 RCS verisi [43] .....	51
Şekil 4.3 İletken bir küresel nesnenin monostatik radar kesit alanı .....	52
Şekil 4.4 RCS hesaplamasında MoM çalışma prensibi .....	56
Şekil 4.5 MoM Yöntemi RCS Hesaplama Geometrisi .....	57
Şekil 4.6 FEM Model Yüzeyi Elemanları .....	59

Şekil 4.7 FD türev yaklaşımları .....	61
Şekil 4.8 Geometrik Optik Işın İzleme Yapısı .....	63
Şekil 4.9 PO Yazılımı Basit Hedef Yüzeyi Üçgenleme .....	66
Şekil 4.10 PO Yazılımı Kompleks Hedef Yüzeyi Üçgenleme .....	66
Şekil 4.11 Yüzey Yaması Koordinat Dönüşümü .....	67
Şekil 4.12 Rastgele Yerleşimli Yüzey Yaması .....	68
Şekil 4.13 Rastgele Yerleşimli Yüzey Yaması Tanımlamaları .....	70
Şekil 4.14 RCS Hesaplamaları için Düzlemsel Nesne (a) 5 derecelik geliş açısı (b) 45 derecelik geliş açısı (c) 85 derecelik geliş açısı .....	72
Şekil 4.15 Düzlemsel PEC Levha için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 45 derece) .....	73
Şekil 4.16 Düzlemsel PEC Levha için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 85 derece) .....	74
Şekil 4.17 Düzlemsel PEC Levha için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 5 derece) .....	74
Şekil 4.18 RCS Hesaplamaları için Konik Nesne (a) 45 derecelik geliş açısı (b) 85 derecelik geliş açısı ..	75
Şekil 4.19 Konik PEC Nesne için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 45 derece) ..	76
Şekil 4.20 Konik PEC Nesne için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 85 derece) ..	76
Şekil 4.21 FEKO RCS Doğrulamaları için Düzlemsel Nesne (a) 45 derecelik geliş açısı (b) 90 derecelik geliş açısı .....	77
Şekil 4.22 Düzlemsel PEC Levha için PO ve FEKO RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 45 derece) .....	78
Şekil 4.23 Düzlemsel PEC Levha için PO ve FEKO RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 90 derece) .....	78
Şekil 4.25 Küresel PEC Nesne için PO ve FEKO RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 45 derece) .....	79
Şekil 4.26 Küresel PEC Nesne için PO ve FEKO RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 180 derece) .....	80
Şekil 5.1 Belirli gözlem noktaları için bir boyutlu deniz yüzeyi yapısı .....	83
Şekil 5.2 Moskowitz in verdiği farklı rüzgâr hızlarına göre yapılmış deniz yüzeyi ölçüm sonuçları (1964) [50] .....	86
Şekil 5.3 PM Spektrumunda Rüzgâr Hızı, Periyot ve SWH arasındaki ilişki [50] .....	87
Şekil 5.4 Pierson-Moskowitz Modeline göre oluşturulmuş 1D deniz yüzeyi .....	88
Şekil 5.5 Pierson-Moskowitz Modeline göre oluşturulmuş 3D deniz yüzeyi .....	88
Şekil 5.6 Hasselman tarafından sunulan ve farklı deniz kabarmaları için ölçülmüş dalga spektrumları ...	89
Şekil 5.7 Ortalama Yükseklik Değeri 2 cm olan Deniz Yüzeyi (a) 5 derecelik geliş açısı (b) 45 derecelik geliş açısı (c) 85 derecelik geliş açısı .....	91
Şekil 5.8 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 5 derece) .....	92
Şekil 5.9 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 45 derece) .....	93

Şekil 5.10 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 85 derece) .....	93
Şekil 5.11 Ortalama Yükseklik Değeri 5 cm olan Deniz Yüzeyi (a) 5 derecelik geliş açısı (b) 45 derecelik geliş açısı (c) 85 derecelik geliş açısı .....	94
Şekil 5.12 Orta Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 5 derece) .....	95
Şekil 5.13 Orta Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 45 derece) .....	95
Şekil 5.14 Orta Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 85 derece) .....	96
Şekil 5.15 Ortalama Yükseklik Değeri 10 cm olan Deniz Yüzeyi .....	97
Şekil 5.16 Yüksek Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 5 derece) .....	98
Şekil 5.17 Yüksek Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 45 derece) .....	98
Şekil 5.18 Yüksek Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 85 derece) .....	99
Şekil 5.19 Zamanla değişen deniz yüzeyi örnekleri .....	100
Şekil 5.20 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için Monte Carlo Sonucu (Geliş Açısı:5 derece) .....	101
Şekil 5.21 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için Monte Carlo Sonucu (Geliş Açısı:45 derece) .....	102
Şekil 5.22 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için Monte Carlo Sonucu (Geliş Açısı:85 derece) .....	103
Şekil 5.23 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Monte Carlo Sonuçları (Geliş Açısı: 45 derece) .....	104
Şekil 5.24 Monte Carlo Analizinin Doğrulanması (Geliş Açısı: 45 derece) .....	104
Şekil 5.25 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Frekans Bandındaki Geri Yansımaları Sonuçlarının Monte Carlo Analizi (Geliş Açısı: 5 derece, Gözlem Açısı: 5 derece) .....	105
Şekil 5.26 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Frekans Bandındaki Geri Yansımaları Sonuçlarının Monte Carlo Analizi (Geliş Açısı: 45 derece, Gözlem Açısı: 45 derece) .....	106
Şekil 5.27 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Frekans Bandındaki İleri Yönlü Yansımaları Sonuçlarının Monte Carlo Analizi (Geliş Açısı: 5 derece, Gözlem Açısı: 175 derece) .....	107
Şekil 5.28 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Frekans Bandındaki İleri Yönlü Yansımaları Sonuçlarının Monte Carlo Analizi (Geliş Açısı: 45 derece, Gözlem Açısı: 135 derece) .....	108
Şekil 5.29 Yüzey Pürüzlülüğünün Frekans Bağımlılığı .....	109
Şekil 5.30 Yüzey Pürüzlülüğü ile Yüzey Yansıtıcılığının Karşılaştırılması (Geliş Açısı: 5 derece) .....	109
Şekil 5.31 Yüzey Pürüzlülüğü ile Yüzey Yansıtıcılığının Karşılaştırılması (Geliş Açısı: 45 derece) .....	110
Şekil 5.32 Yüzey Pürüzlülüğü ile RRF Karşılaştırılması (Geliş Açısı: 5 derece) .....	111
Şekil 5.33 Yüzey Pürüzlülüğü ile RRF Karşılaştırılması (Geliş Açısı: 45 derece) .....	112

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1 IEEE Radar Frekans Bantları [42] .....	17
Çizelge 2.2 Radardaki Tipik Kayıp Değerleri [42] .....	18
Çizelge 3.1 Yaklaşım Sensörü Örnekleri [5] .....	30
Çizelge 3.2 Yaklaşım Sensörü Karakteristiği [11].....	34
Çizelge 4.1 Belirli Yaklaşım Açılarına Göre Ölçülmüş RCS Verileri (dB değerleri) .....	53
Çizelge 4.2 Yeryüzü Radar Kesit Alanlarının Sabit Gama Modelleme Parametreleri [5].....	54
Çizelge 5.1 Dünya Meteoroloji Organizasyonunun verdiği deniz koşulları .....	83
Çizelge 5.2 Douglas'ın verdiği deniz koşulları [49] .....	85

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Kısaltmalar

CW	Sürekli Dalga
FMCW	Frekans Modüleli Sürekli Dalga
GNSS	Küresel Konumlama Uydu Sistemleri
RCS	Radar Kesit Alanı
PO	Fiziksel Optik
FDTD	Zamanda Sonlu Farklar Yöntemi
PEC	Mükemmel Elektriksel İletken
RF	Radyo Frekansı
IF	Ara Frekans
Hz	Hertz
IEEE	Uluslararası Elektrik Elektronik Mühendisleri Birliği
LO	Lokal Osilatör
FM	Frekans Modülasyonu
HARPS	Yüksek Çözünürlüklü Radar Yaklaşım Sensörü
İHA	İnsansız Hava Aracı
EH	Elektronik Harp
VCO	Gerilim Kontrollü Osilatör
PCB	Baskı Devre Kartı
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
DC	Doğru Akım
PC	Kişisel Bilgisayar
DDS	Direk Sayısal Sentezleyici
PGA	Programlanabilir Kazançlı Yükselteç

RHOS	Radar Hedef Ortam Simülatörü
DTED	Sayısal Arazi Yükseklik Verisi
NIMA	Ulusal Görüntüleme ve Haritalandırma Enstitüsü
3D	Üç Boyutlu
FEM	Sonlu Eleman Metodu
FD	Sonlu Farklar
MoM	Momentler Metodu
GO	Geometrik Optik
GTD	Geometrik Kırınım Teorisi
MEC	Eşdeğer Akımlar Metodu
ABC	Soğuran Sınır Koşulları
PML	Mükemmel Uyumlu Katmanlar
MTI	Hareketli Hedef Gösterici





# 1. GİRİŞ

## 1.1. Literatür Taraması

CW radar teknolojisi füzelerin savaş ortamındaki özel koşullarda kontrollü olarak istenilen yükseklikte ve önceden belirlenmiş yeryüzü yansıtıcılığı ile patlama sinyalinin üretilmesi için kullanılmaktadır. Bu kapsamda II. Dünya Savaşı sırasında aktif olarak kullanılan ve günümüzde de çeşitli türevlerinin bulunduğu M513, M514, M517, M532, M728, M766 ve AB-104 gibi CW temelli yaklaşım sensörleri bulunmaktadır [1]-[4].

CW radar temelli yaklaşma sensörleri sıklıkla kullanılmakta ve yeryüzü yüksekliğini yaklaşımdan kaynaklanan Doppler etkisi ile gelen sinyalin genliğinin önceden belirlenmiş eşik değerini aşıp aşmadığını kontrol ederek tespit etmektedir. Fakat birçok farklı etmenlerden dolayı yeryüzünden yansıyan sinyallerde bozulmalar ve değişimler meydana gelmekte bu nedenle CW radarlar net yükseklik ölçmek yerine sadece belli bir mesafe içerisine girildiğini söyleyebilmektedir [5]. Fakat FMCW radar temelli sensörler kullanılarak vuru frekansı kayması ile platformun yerden yüksekliği yüksek çözünürlükte ölçülebilmektedir. FMCW temelli radarlar genel olarak akıllı füze sistemlerinin yaklaşım sensörü olarak mühimmatların patlama etkisinin artırılması için sıklıkla kullanılmaktadır [6]-[8]. Hali hazırda MK 43 MOD 1, DSU-33 A/B, HARPS, FMU-110/B, FMU-113/B ve AB-104 gibi FMCW tabanlı yaklaşım sensörleri çeşitli füzelerde yükseklik tayini için kullanılmaktadır[5]-[8]. Ayrıca FMCW radar teknolojisi özellikle son günlerde sıklıkla çalışılan alanlardan biri olan otonom ve akıllı araç teknolojilerinde mesafe sensörü olarak [9] ve endüstrinin birçok alanında mesafe ölçmek ve depo doluluk oranlarını hassas olarak belirlemek [10] gibi ticari uygulamalar içinde kullanılmaktadır.

FMCW radar füze yaklaşma sensörü olarak kullanılmasının yanı sıra özellikle askeri tip helikopterler ve insansız hava araçları için hassas iniş-kalkış altimetre sistemi olarak da kullanılmaktadır. [11]-[14] Askeri tip helikopterler ve insansız hava araçları, genel olarak kendileri için özel olarak hazırlanmış beton/asfalt zeminlere iniş-kalkış yapmalarına rağmen özellikle savaş alanında engebeli arazilere iniş yapmak zorunda kalmaktadır. Savaş ortamında toz, sis, duman, yağmur vb. çok sayıda çevresel faktörden dolayı görüş mesafesi oldukça azalmakta ve iniş esnasında problem oluşmaktadır. Platform üzerinde bulunan aktif radar ya da GNSS temelli sensörler de Elektronik Harp sistemleri tarafından

etkisiz hale getirilebileceği için hassas mesafe ölçümü yapabilen ve çevresel faktörlerden etkilenmeyen FMCW tabanlı yükseklik sensörü özgün olarak ülkemizde geliştirilmiştir [11].

Bu tez kapsamında [11]'de tasarım ayrıntıları verilen FMCW tabanlı yükseklik sensörünün İHA ya da helikopter platformuna entegrasyonu öncesinde masaüstü işlevsellik testlerinin yapılmasına olanak sağlayan test sistemi ayrıntıları verilmiştir. Ayrıca bu test sisteminin yeryüzü yaklaşımını daha doğru gerçekleştirebilmek adına geliştirilmekte olan Radar Hedef Ortam Simülasyonunun (RHOS) ayrıntıları verilmiş ve dağınık yeryüzü parçalarından kaynaklanan yeryüzü yansımalarının hesaplama temelleri verilmiştir. Burada helikopter iniş-kalkış sensörünün ve test sistemlerinin verilmesindeki ana amaç yeryüzü yansıma analizlerinin gerçek bir sisteme girdi olarak kullanılacağını vurgulamaktır. Bu kapsamda deniz yüzeyinin karmaşık ve sürekli değişen dinamik yapısından dolayı yansıma ve RCS hesaplama analizlerinde kullanılmıştır.

Gerçek yüzeylerin doğal bir davranışı olan pürüzlülük özellikle yüzeye gelen elektromanyetik dalgaların yayılmasındaki etkileri belirlemektedir. Eğer yansıma analizinin yapılacağı yüzey düz bir yapıda ise gelen dalga aynı optik teoride olduğu gibi geliş açısı ile beraber sadece ileri yönde yansıma yapacak ve diğer açılara yayılım minimal olacaktır. Burada yüzeye gelen dalganın geliş açısı ve polarizasyonu ile Fresnel yansıma katsayısı yansıma karakteristiği belirlenmiş olur. Fakat eğer yüzeyde bir pürüzlülük meydana gelirse gelen düzlemsel dalga sadece ileri yönde yansıma yerine aynı zamanda diğer açılara da pürüzlülüğü nispetinde yayılım yapar. Burada dalganın geliş açısına göre yüzeyin durumu ve yüzeyin maddesinden kaynaklanan yansıma katsayısı ile saçılma açıları değişmektedir. Ayrıca yüzeyin pürüzlülük değeri arttıkça saçılmalar artmakla birlikte aynı zamanda çoklu yansıma etkileri de artmaktadır [15].

Pürüzlü yüzeylerden meydana gelen yansıma problemi uzun zamandır araştırmacıların ilgisini çekmiş ve stratejik çalışma alanları olan radar görüntüleme, radar izleme, medikal ultrasonografi, optik ve astronomi gibi alanlarda sıkça çalışılmış bir konudur. Bu problemin hali hazırda direk olarak yeryüzü yansımalarını verecek kapalı formda bir formülasyonu problemin doğasından ve istatistiksel parametrelerinden çok uzak olduğu

için araştırmacıların ilgisi günümüzde de devam etmektedir [15]. Bu kapsamda, rastgele engebeli kara ve deniz yüzeyleri üzerinde çalışmakta olan çeşitli radar (askeri ve sivil), haberleşme ve test sistemlerinin çalışması sırasında göstereceği performansların tasarım aşamasından itibaren doğru tahmin edilebilmesi için çalışılacak yüzeylerin doğru olarak modellenmesi ve bu yüzeylerden kaynaklanacak elektromanyetik yayılım etkilerinin doğru bir şekilde modellenmesi önem arz etmektedir. Pürüzlü yüzeylerden kaynaklanan yansımaların modellenmesinde en erken matematiksel hesaplamayı Rayleigh ortaya koymuş ve yeryüzünün pürüzlülük derecesinin belirlenmesine yarayan Rayleigh kriteri belirlenmiştir. Böylece gelen ve yansıyan iki ışının fazları arası fark az ise yüzeyin pürüzsüz olduğu sonucuna ulaşılır. Fazlar arası fark ne kadar artarsa yüzey pürüzlülüğünde aynı oranda artmaktadır.

Rastgele pürüzlü yüzeylerden kaynaklanan elektromanyetik yayılımın simüle edilmesinde analitik, yaklaşım ve tüm dalga teknikleri gibi çözümler teknikleri kullanılmaktadır. Aşağıda verilen iteratif ve yaklaşımsal yöntemler elektromanyetik yayılım analizi yapmakta kullanılmaktadır. Ayrıca pürüzlü yüzeyler üzerinde gerçekte saçılım ve yayılmaları detaylı bir biçimde anlatan kitaplar [26]-[27]'de verilmiştir.

- **Kirchoff Yaklaşımı:** Dalga boyuna göre büyük yüzeylerin bölgesel olarak düz olduğunun varsayıldığı ve yüzeyde oluşan teğet alanların gelen ve yansıyan dalgaların toplamı olarak tanımlanır [16]-[18],
- **Geometrik Optik Yaklaşımı:** Yansıma katsayılarının aydınlatılan bölgenin geliş açılarının geometrik ortalaması ile orantılı olduğu kabul edilir [19],
- **Küçük Pertürbasyon Yaklaşımı:** Yüzeye iletilen ve yansıyan elektromanyetik alanların pertürbasyon serileri olarak tanımlanan düzlem dalgaların superpozisyonunda küçük ölçekli pürüze sahip olduğu varsayılır [20]-[21],
- **Fiziksel Optik Yaklaşımı:** Yüzey üzerinde indüklenen akımların yansıtıcı yüzeydeki her noktada bölgesel yarıçaplarının büyük ve yüzeylerin konveks kabul edilir [22],

- **Stokastik Yansıma Yaklaşımı:** Hesaplamaları ve kabulleri Kirchoff ve PO yaklaşımları ile aynı temelli olan fakat tek bir ışın yansıması yerine her bir bölgesel düzlem dalganın birçok ışından oluştuğu şeklinde kabul edilir [23],
- **Küçük Ölçek Yaklaşımı:** Kirchoff yaklaşımı ve Small Perturbation yaklaşımının birleştirilmesinden oluşur [24].
- **Ağırlıklandırılmış Eğrilik Yaklaşımı:** Her iki yaklaşımın frekans limitlerinin birleştirilmesi ile oluşur[24]
- **Faz Değişim Yaklaşımı:** Karmaşık faz bilgisinin değişim serisi olarak tanımlanır [25]

Bu yaklaşımlara ek olarak full dalga çözümler sunabilen; frekans kümesinde elektromanyetik sınır koşul ve hacim integral denklemlerinin çözümünde kullanılan Method of Moments [28], yine frekans kümesinde eleman temelli bölüntülemeler ile çalışan ve diferansiyel denklem temelli varyasyonlu bir yöntem olan Finite Element Method [29], zaman kümesinde sonlu farklar yöntemi ile Maxwell denklemlerinin çözümünü sağlayan Finite Difference Time Domain (FDTD) [30] yöntemleri de pürüzlü yüzeylerden kaynaklanan yayılım etkilerinin analizinde sıklıkla kullanılmaktadır.

Deniz yüzeyinden olan yansımaların genlik ve faz karakteristiklerinin belirlenmesinde en sık kullanılan parametre ‘Normalize edilmiş ortalama RCS’ olarak tanımlanan yüzey yansıtıcılığıdır. Normalize edilmiş ortalama RCS verisine Maxwell denklemlerini direk olarak çözerek ulaşmak mümkündür. Fakat deniz yüzeyi PEC olarak tanımlansa bile bu yol ile sonuca ulaşmak işlem yükü açısından oldukça zorlayıcıdır [31]. Bu nedenle Ament [32] ve Miller-Brown [33] tarafından deniz yüzeyi üzerinde ölçülmüş bazı verilerden yola çıkılarak denizin geometrisi ve durumu ile tanımlanan ve istatistiksel olarak pürüzlü deniz yüzeyinden olan yansımaların hesaplanabildiği basit formda denklemler geliştirmişlerdir.

Deniz yüzeylerinin istatistiksel dağılımlarla tanımlanmasında düşük çözünürlüklü radarlarda Rayleigh dağılımı kullanılırken, yüksek çözünürlüklü radarlarda deniz yüzeyi için olasılık dağılım fonksiyonlarının tanımlanmasında Lognormal, Weibull ve K-Distribution gibi dağılımlar kullanılmaktadır [34]. İlk kez Jakeman [35] tarafından 1976

senesinde tanımlanan ve özellikle düşük yaklaşma açılı radarlar için deniz yüzeyi tanımlanmasında çok yaygın olarak kullanılan K-Distribution modeli diğer dağılım modellerine göre daha doğru sonuçlar ortaya koymaktadır. Bu dağılım genel olarak yarı ölçüme dayalı bir modeldir ve yansıyan dalga analizleri yapıldığında ölçülen verilerin dağılımının K-Distribution'a en iyi şekilde uyum sağladığı gözlemlenmektedir [36]. Ayrıca deniz yüzeyinin sürekli değişen dinamik yapısından dolayı yapılan ölçümlerle tanımlanan istatistiksel modeller Pierson–Moskowitz spektrumu [37], Elfouhaily spektrumu [38], Bjerkaas-Riedel spektrumu [39] ve Philips spektrumu [40] deniz yüzeyi oluşturmada sıklıkla kullanılmaktadır.

## 1.2. Tezin Akışı

Tezin birinci bölümünde FMCW radar kullanım alanlarının örnekleri ve hali hazırda kullanılan yaklaşım sensörlerinin bilgileri aktarılmıştır. Ayrıca bu bölümde deniz yüzeyi üzerindeki yansıma analizleri için literatürde kullanılan analitik ve ölçüme dayalı çalışmaların bir özeti de sunulmuştur.

Tezin ikinci bölümü olan 'RADAR' başlığı altında, radar buluşu öncesinde özellikle birinci dünya savaşı ile ikinci dünya savaşı arasında kullanılan tespit yöntemleri, radarın özet bir şekilde tarihçesi, radarın monostatik ve bistatik modlarının çalışması, genel blok diyagramları ve kullanılan bileşenlerin görevleri ayrıntılı olarak aktarılmıştır. Radar Denklemi bölümünde ise verici – hedef – alıcı yolunda radar sinyalinin tüm durumları matematiksel olarak ortaya konmuş ve radar kesit alanı ile radarın çalışma frekansları aktarılmıştır. Temel radar parametreleri aktarıldıktan sonra genel radar tipleri olan darbeli radar, sürekli dalga radarı ve frekans modüleli sürekli dalga radarlarının blok diyagramları ve çalışma prensipleri anlatılmıştır. Bu kapsamda frekans modüleli sürekli dalga radarı tez kapsamında incelenen sensör ve test sisteminin temelini oluşturduğu için daha ayrıntılı olarak üstünde durulmuştur.

Tezin üçüncü bölümü olan 'SENSÖR ve TEST CİHAZI' başlığı altında, FMCW radar kullanım alanları incelenmiş ve askeri anlamda sıklıkla kullanım alanını oluşturan füze ve mühimmat yaklaşım sensörleri ayrıntılı olarak incelenmiştir. Mühimmatlar için

geliştirilen yaklaşım sensörlerinin ayrıntılı incelenmesinden sonra PRF ARGE A.Ş. bünyesinde geliştirilen, helikopter ve insansız hava araçlarının askeri operasyon ortamlarında otomatik ve hassas iniş – kalkış yapmalarını sağlayan FMCW radar temelli sensör aktarılmıştır. Daha sonra bu sensörün platform entegrasyonu öncesinde masaüstü işlevsellik testlerinin gerçekleştirilmesinde kullanılan ve hem yeryüzü yaklaşım simülasyonunu hem de haberleşme, frekans, bant taraması gibi özelliklerinin doğrulanmasını sağlayan test sistemi ayrıntıları aktarılmıştır. Mevcut sistemlerin aktarılmasından sonra yeryüzü yansıma analizlerinin gerçek yüzeyler için dağılmış yüzey parçalarından olan çoklu yansımalarla yapılmasını sağlayan Radar Hedef Ortam Simülatörü (RHOS) ayrıntıları verilmiştir. Burada tez kapsamı dışında geliştirilmiş ve doğrulanmış olan sensör ve test cihazının ayrıntılarının verilmesinin ana nedeni tez kapsamında yapılan yeryüzü yansıma analizlerinin kullanılmak istendiği platformun anlatılmasıdır. Böylelikle gerçek bir test sisteminin yansıma analizlerinde ölçümlere ve bu ölçümlerden çıkan matematiksel olasılık modellerine göre yeryüzü yansımalarının modellenmesi yerine gerçek yüzeylerden olan yansımaların elektromanyetik analiz ile test sisteminin kullanımına sunulması hedeflenmiştir.

Tez içeriğinde dördüncü başlık olan ‘YÖNTEM ve DOĞRULAMA’ bölümünde, Bölüm 3’de verilen RHOS’un yeryüzü yaklaşım analizi yaparken kullandığı yüzey RCS verilerinin daha gerçekçi yüzeyler için gerçek RCS verileri ile elde edilmesi aktarılmıştır. RCS’in teorik anlamı ve genel modellemelerinin verildiği bu bölümde ayrıca literatürde geçen nümerik RCS hesaplama yöntemleri ayrıntılı olarak aktarılmıştır. Tez kapsamında yüzey RCS hesaplamalarında Fiziksel Optik (Physical Optics (PO)) yöntemi kullanılacağı için bu yöntemin matematiksel temelleri daha ayrıntılı olarak aktarılmıştır. Genel bilgiler verildikten sonra tez kapsamında geliştirilen ve PO yöntemi kullanarak yüzey RCS hesaplamalarının yapılmasını sağlayan yazılımın genel çalışma prensibi verilmiştir. Bu bölümde son adım olarak, geliştirilen yazılımın doğrulanması için basit nesnelere farklı geliş açılara göre CST (İntegral Çözücü) ve FEKO programları ile yapılmış analiz sonuçları ile PO yazılımı ile aynı nesnelere için yapılan analiz sonuçları karşılaştırılarak karmaşık yüzeyler için de PO yazılımı doğrulanmıştır.

Geliştirilen yazılımın basit nesnelere doğrulanmasından sonra, beşinci başlık olan ‘ANALİZ ve SONUÇLAR’ bölümünde yüzey yansımaları analizlerinde dinamik bir yapıya sahip olan deniz yüzeyleri genel özellikleri ve ölçüm sonuçlarına dayanan spektrum modelleri aktarılmıştır. Daha sonra tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı ile tek bir deniz yüzeyi için farklı geliş açılarını ile yapılmış analizlerle elde edilmiş RCS sonuçları ile CST programı ile hesaplanan RCS sonuçları karşılaştırılmıştır. Bir sonraki adımda deniz yüzeyinin dinamik yapısının analize katılarak tek bir yüzey ile işlem yapmak yerine deniz yüzeyi dağılım modellerine göre oluşturulmuş çoklu sayıdaki yüzey üzerinden Monte Carlo analiz sonuçları verilmiştir. Ayrıca ileri ve geri yönlü yansımaları analizleri ile yüzey davranışları elde edilmiştir.

## 2. RADAR

Radar kelime manası olarak Radyo Tespit ve Mesafe Tayini (Radio Detection and Ranging (RADAR)) kelimelerinin kısaltılması olarak verilmektedir. Radar insanoğlunun yaşadığı ortamda özellikle görsel algılamasının kapasitesini arttırmak amacıyla kullanılmaktadır. Radar insanoğlunun göz ile yaptığı detaylı algılamaları renk ve karar verme anlamında yapamasa da, göz ile görülemeyen uzaklıktaki nesnelere yön ve uzaklık ölçümünde önemli bir sistem olarak uzun yıllardır sıklıkla çalışılmaktadır. Ayrıca radar sisteminin insanoğluna asıl faydası kötü hava koşullarındaki (yağmur, kar, sis, karanlık, pus vb.) hedeflerin de tespit edilmesini sağlamasıdır. Radarın en büyük özelliği bu gibi zorlu ortamlarda yüksek hassasiyet ile hedef tayini yapabilmesidir. [41]

Genel olarak radar, hedef konumunun ve yönünün belirlenmesini elektromanyetik dalga temelleri ile kablosuz ve uzaktan sağlayan bir sistemdir. Bu çalışma ortamında hedef olarak uçak, gemi, askeri araç vb. nesnelere tespit edilebileceği gibi bazı durumlarda yeryüzü, deniz ve bulutlar da tespit edilmek istenebilmektedir. Radar, hedefin yön ve mesafe tayinini yaparken üzerindeki gönderme birimleri aracılığı ile çalışma frekansında bir elektromanyetik aydınlatma yapar ve daha sonra alma birimleri aracılığı ile sisteme alınan geri yansıyan sinyallerin analizini yaparak yön, mesafe ve göreceli hız gibi verileri ölçebilmektedir. Radar mesafe tayini yaparken gönderilen elektromanyetik sinyal ile hedeften geri yansıyan gelen sinyal arasındaki zaman gecikmesi üzerinden hesaplama yapmaktadır. Açısal yön tayini yaparken yönlü ve dar hüzmeye genişlikli antenlerden gelen sinyal ile ilgili tarama sektörü içerisindeki açısına bakarak karar vermektedir. Hedefe göreceli hareket eden cismin hız tayinini ise gönderilen sinyal ile geri yansıyan sinyal arasındaki frekans farkına bakılarak karar vermektedir.

Çözünürlük, radar ölçümlerinin güvenilirliğinin tayini ve radar tasarımındaki en önemli parametrelerden birisidir. Radar mesafe ölçümündeki çözünürlüğü büyük dalga boylarının kullanılması, açı ve yön ölçümündeki çözünürlüğü ise antenin yönlülüğü ve hüzmeye genişliği ile belirlenmektedir. Hareketli hedeflerin olduğu durumlarda ise mesafe çözünürlüğüne ek olarak Doppler frekansı da eklenerek çapraz bir çözünürlük tanımlanmaktadır. [42]



## 2.1. Radar Öncesi Hedef Tespit Yöntemleri

Radar temelde savaş durumlarında askeri izleme ve silah sistemlerinin kontrolleri gibi ihtiyaçlardan dolayı geliştirilmeye başlanmış olsa da askeri ihtiyaçların dışında sivil uçak, gemi gibi vasıtaların güvenli hareket edebilmesi ve meteorolojik ölçümlerin yapması ile sivil alanlarda da sıklıkla kullanılmıştır. İlk radarın II. Dünya Savaşı zamanında kullanılabilir duruma geldiği bilinmektedir. Fakat insanoğlu I. Dünya Savaşının ortalarında II. Dünya Savaşı zamanına kadar akustik konumlama sistemlerini uçakların motorlarından çıkan seslerin toplanmasıyla pasif algılama olarak kullanmıştır. Pasif algılama sistemleri yüksek kazançlı boynuz tipli antenlerin kullanılması ile insanın duyamayacağı kadar düşük seviyedeki seslerin duyulmasını sağlaması ile çalışmaktadır.

Bu tarz cihazların tarihteki ilk kullanımı, 1915 senesinde İngiltere de Alfred Rawlinson adlı bir komutan tarafından zeplinlerin bulutlu hava koşullarında konumlarının tespit edilebilmesi için motor üzerindeki dönen pervanelere gramofon boynuzu yerleştirilmesi ve böylelikle motordan çıkan gürültünün artırılarak tayin yapması ile başlamıştır. Bu temel sayesinde yeryüzünde de daha uzak mesafelerden gelen seslerin duyulmasını sağlayacak sistemler geliştirilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.1 Pasif akustik konumlama örnekleri

Şekil 2.1(a)'daki sistem Erich von Hornbostel ve Max Wertheimer tarafından 1915 yılında askeri isterler çerçevesinde yönlü bir akustik dinleme cihazı olarak geliştirilmiş ve I. Dünya Savaşından 1934 yılına kadar sahada aktif olarak kullanılmıştır. Şekil 2.1 (b)'de ise 1921' de Amerika'da çok daha uzak mesafedeki uçakların tespitini sağlayan yüksek kazançlı boynuzlar verilmiştir.

## 2.2. Radar Tarihçesi

Radarin temel prensiplerinin keşfi yaklaşık olarak 19. yüzyılın sonlarına ve 20. yüzyıla dayanmaktadır. Radar temelleri 1865 yılında elektromanyetik ışınım teorisinin İngiliz fizikçi James Clerk Maxwell tarafından ortaya atılması ile başlar. Her ne kadar Maxwell elektromanyetik dalgaların varlığını ortaya koysa da 1887 yılında Alman fizikçi Heinrich Hertz deneysel olarak elektromanyetik dalgaları yaratmış ve ölçümlenmiştir. 1897 senesinde ise İtalyan fizikçi Marconi elektromanyetik dalgaları ilk kez çok uzun mesafelere taşımaya başardı. 1900 yılında ise Nicola Tesla elektromanyetik dalgaların yansımaları ile hareket eden cisimlerin tespit edilebileceği fikrini ortaya koydu.

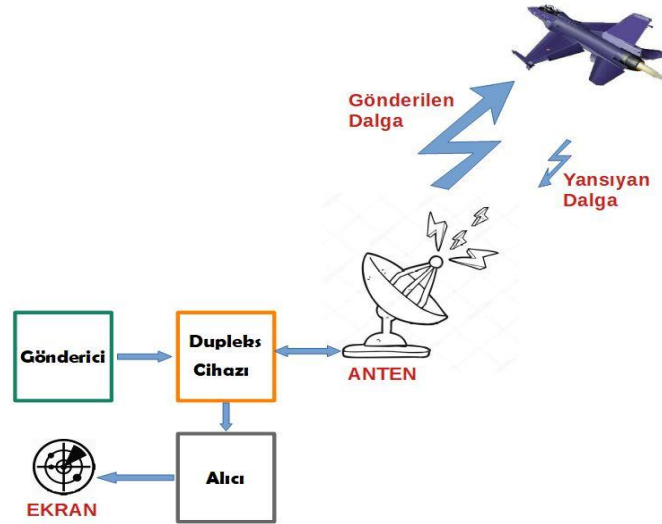
1900'lerin başında Alman mühendis Christian Hülsmeier deniz üzerindeki trafiği kontrol etmek için geliştirdiği ve üzerinde huni şeklinde basit bir anten bulunan telemobiloskopu adını verdiği cihazı icat etti. Hülsmeier bu cihazın ürettiği elektromanyetik sinyalleri hedefe gönderebildiğini ve hedeften geri dönen sinyallerin süresini ölçerek menzil tayinini 3 km ye kadar yapabildiği deneysel olarak ispatladı. Bu ilk radar denemesi için patent başvurusu da yapılırsa, cihaz askeri ve sivil gereksinimlerin çok altında kalmıştı.

1921 senesinde ise belki de radarın hızlı bir şekilde gelişmesini sağlayacak olan yüksek güçlü RF frekans üretici olan magnetron Albert Wallace Hull tarafından geliştirildi. Bu katkıyla beraber 1922 senesinde ABD Donanma Araştırma Laboratuvarından A.H. Taylor ve L.C. Young ilk kez bir tahtadan gemiyi algılamayı başardılar. 1931'de ilk kez bir uçak radar tarafından algılanırken, 1935'de ilk gemi radarı devreye alındı.

Radardaki en büyük gelişmeler II. Dünya Savaşı sırasında olmuştur. II. Dünya Savaşı başlamasından kısa bir süre önce Zincir Ev (Chain Home) olarak bilinen birçok radar istasyonu İngiltere'nin güneyine kurulmuştur. Zincir Evler savaş sırasında deniz üzerindeki alman uçaklarının tespitinde önemli rol oynamıştır. Savaş sonrasında ise bugün hala aktif olarak kullanılan radar teknolojisi kullanılmaya başlanmıştır. Günümüzde ise radarlar otomobil teknolojilerinden, meteorolojik ölçümler ve askeri gereksinimlere varıncaya dek birçok alanda sıklıkla kullanılmaktadır [42].

### 2.3. Radar Çalışma Prensibi

Radar genel çalışma prensibi olarak çeşitli nesnelere yansıyan elektromanyetik dalgaların özelliklerini kullanarak nesne ile alakalı bilgileri analiz eden bir cihazdır. Aslında bu durum akustik prensibinde de yayılan bir ses dalgasının nesnelere çarpıp gözlemciye geri dönmesi gibidir. Radar, gönderme birimleri ile belirli tipte (darbe ya da sürekli dalga) elektromanyetik sinyal ile anten hüzmesi içerisinde kalan alanı aydınlatır ve eğer hüzme içerisinde bir nesne varsa gönderilen bu elektromanyetik dalga o nesneye çarpıp geri döner. Alıcı birimleri ise geri dönen sinyali radar sistemi içerisinde alır ve çeşitli karar verme algoritmaları ile hedefin bilgilerine erişilir. Geri dönen sinyal ile gönderilen sinyal arasındaki zaman farkına bakılarak hedef mesafesi, frekans değişimine bakılarak hızı gibi veriler elde edilir [41].

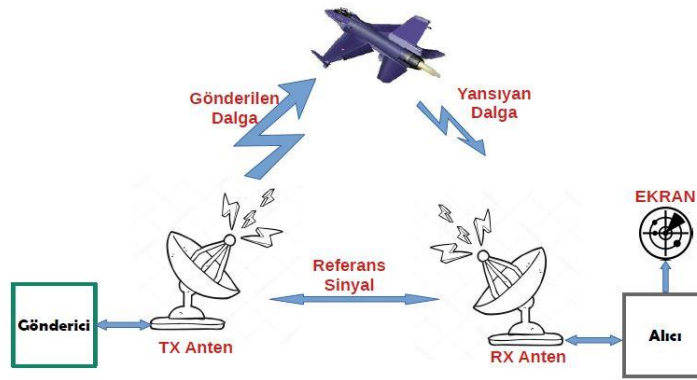


Şekil 2.2 Monostatik Radar Sistemi

Şekil 2.2’de basit monostatik bir radar blok şeması verilmiştir. Görselden de anlaşılacağı üzere monostatik radarda hem gönderici hem de alıcı için tek anten kullanılmaktadır. Dupleks Cihazı ise gelen sinyalin gönderme ya da alma birimlerinin hangisine aktarılacağını belirler. Böylelikle hem gönderme için hem de alma için ayrı ayrı antenler kullanılmasına gerek kalmaz. Alıcı bloğuna gelen sinyal üzerinde çeşitli modifikasyon ve ölçümler yapılarak hedefin karakteristiği ekranda gösterilir.

Şekil 2.3’de bistatik radar çalışma sisteminin blok şeması genel hatları ile verilmiştir. Burada monostatik radardan farklı olarak gönderici ve alıcı birimler farklı konumlarda bulunmakta ve gönderme ve alma yollarında farklı antenler kullanılmaktadır. Gönderici

birimi göndermeç anteni aracılığıyla önceden belirlenen tipte elektromanyetik dalga ile hedefi aydınlatır. Hedefe çarpan elektromanyetik dalgalar hedef yansıtıcılık katsayısı ve geometrik şekle bağlı olarak her yöne yansıma yapar. İleri yönde yansıyan elektromanyetik dalgalar almaç anteni aracılığıyla alıcıya gönderilir. Aynı zamanda göndermeç birimi ile almaç biriminin direk gördüğü yoldan referans işaretini gönderir. Referans işareti ile hedeften yansıyarak gelen sinyal çarpılarak IF'e indirilen sinyal almaç birimi içerisinde işlenerek hedef ile alakalı verilere ulaşılır. Bistatik radarlar monostatik radarlar ile karşılaştırıldığında maliyet ve ölçümleme zorluğu açısından çok daha zorluklar içermektedir.



Şekil 2.3 Bistatik Radar Sistemi

**Gönderici:** Bu birim genel olarak kontrol edilebilen osilatör ve yük kazançlı yükseltici birimlerinden oluşmaktadır. Osilatör biriminde üretilen RF sinyal yüksek kazançlı yükselteç birimine gönderilir ve burada gücü artırılır. Yükselteç olarak magnetron, klystron, hareketli dalga tüpleri gibi tüp teknolojileri kullanılabilen gibi katı hal yükselteçleri de kullanılabilir [42].

**Dubleks Birimi:** Bu birim anten biriminde oluşabilecek yüksek güçlü geri dönen sinyallerden ve göndericinin aktif olduğu durumlarda yüksek güçlerden alıcı birimini korumak için kullanılır. Ayrıca yayın basma ve dinleme sekansları arasındaki kontrolü sağlamaktadır.

**Anten:** Radarlarda antenler elektromanyetik sinyalleri ortama göndermek ve hedeften yansıyarak gelen sinyalleri almaya birimine göndermek için kullanılır. Kayıpların minimuma indirilmesi ve daha uzak mesafelere sinyal göndermek ve almak için genellikle yüksek kazançlı ve dar hüzmeli antenler (faz dizili anten, boynuz anten,

parabolik anten vb.) kullanılmaktadır. Anten boyutu radar çalışma frekansı ve buna bağlı olarak dalga boyu ile orantılı olduğu için tasarıma başlanmadan önce bu parametreler doğru belirlenmelidir.

**Alıcı:** Anten birimi hedeften yansiyarak gelen elektromanyetik sinyallerin toplanıp RF işaret olarak iletildiği ve genellikle süperheterodin tipli olan birimdir. Alıcı birimi gelen bu sinyali gürültüden ve diğer karışan sinyallerden ayırdığı gibi aynı zamanda ekranda düzgün bir biçimde frekans, uzaklık, hız gibi verilerinin gösterilmesi için sayısallaştırma ve karar verme işlemlerine tabii tutar. Burada alıcının kendisi de gürültüler ürettiği için genellikle ilk katta eko sinyali düşük gürültülü yükselteçler ile yükseltilerek sayısal devrelerin sinyal gürültü oranının içerisinde karar vermesini kolaylaştırır. Aynı zamanda bu birim içerisinde yüksek frekanstaki radar sinyallerinin işlenebilmesini sağlamak için IF bandına indirgeyici devreler bulunmaktadır.

**Ekran:** Gözlem radarları ekran olarak genellikle plan pozisyon göstergesi formatında katot ışın tüpü kullanırlar. Plan Pozisyon Göstergesi yoğunluk modüleli harita benzeri bir yapıda olup hedefin konumunu ve açısını polar koordinat şeklinde göstermektedir [42].

## 2.4. Radar Denklemi

### 2.4.1. Boşluk Zayıflaması

Bir elektromanyetik dalga uzay boşluğunda yayılırken yansıma kayıpları ve diğer kayıplar haricinde mesafeye bağlı olarak güç yoğunluğunda kayıp meydana gelmektedir. Bir yön-bağımsız anten elektromanyetik enerjiyi her yöne aynı seviyede gönderir. Gönderici antenden alıcı antenine ulaşacak olan güç mesafeye bağlı olarak azalmaktadır. Bu kaybı gösteren matematiksel formül aşağıda verilmiştir.

$$Boş\ Uzay\ Yol\ Kaybı = 20 \log \frac{4\pi R f}{c} (dB) \quad (2.1)$$

$R$  = Göndermeç ve almaç antenleri arası mesafe (m)

$f$  = Radar Frekansı (Hz)

$c$  = Işık Hızı (m/s) ( $3 \times 10^8$  m/s)

## 2.4.2. Denklemın Çıkarımı

Radar denklemi radar göndermeç birimlerinden gönderilen elektromanyetik enerjinin yayılmasından başlayarak, yansıyan dalgaların alınmasına kadar geçen süreçteki tüm fiziksel ilişkileri içerir. Radar denkleminin en genel formu bistatik radar için Denklem 2.2’de verildiği gibidir. Bu denklemde sinyal polarizasyon kayıpları ve yansıma kayıpları göz ardı edilmiştir.

$$P_r = P_t \frac{G_t}{4\pi R_t^2} \frac{\sigma}{4\pi R_r^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad (2.2)$$

$P_r$ = Almaç antenine ulaşan güç

$P_t$  = Göndermeç anteninden gönderilen güç

$G_t$ = Göndermeç anten kazancı

$G_r$ = Almaç anten kazancı

$\sigma$ = Radar Kesit Alanı

$\lambda$ = Dalga Boyu

$R_r$ = Hedef ile almaç arasındaki mesafe

$R_t$ = Hedef ile göndermeç arasındaki mesafe

Genel hatları ile verilen radar denklemi, denklemin daha iyi anlaşılmasını sağlamak için 3 parçaya bölünebilir. Denklemın birinci bölümü Denklem 2.3’de hedefe yönlendirilmiş güç yoğunluğu formülü olarak verilmiştir.

$$S_t = P_t \frac{G_t}{4\pi R_t^2} \quad (2.3)$$

Burada göndermeç anten kazancı belirlenen yönde izotropik bir antene göre güç yoğunluğunun ne kadar fazla olduğu olarak tanımlanmaktadır. Denklemden de anlaşılacağı üzere hedef ile göndermeç arasındaki mesafe bilgisi paydada olduğu için uzaklık arttıkça hedefe ulaşan elektromanyetik enerji yoğunluğu karesel olarak

azalmaktadır. Denklemin ikinci bölümü ise Denklem 2.4'te almaç anten yönündeki izotropik olarak yansıyan güç yoğunluğu olarak verilmiştir. Aslında bu denklem almaç yönünde hedeften yansıyan dalgaların gücünü sembolize etmektedir.

$$S_r = \frac{\sigma}{4\pi R_r^2} \quad (2.4)$$

Denklemin son bölümü ise Denklem 2.5'te almaç anteninin efektif alanı olarak verilmiştir. Bir antende efektif alan, alıcı modunda çalıştırılan antenin gelen elektromanyetik gücü ne kadar verimli aldığı olarak açıklanmaktadır. Böylelikle üç adımda radar sinyalinin göndermeç anteninden çıkıp hedefe çarptıktan sonra almaç antenine ulaşmasına kadar geçen süreçte hangi adımlardan geçtiği verilmiştir.

$$A_e = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad (2.5)$$

Radar mesafe denklemi radar sisteminin çalışma prensiplerinin tamamını içerisinde barındırmaktadır. Denklem 2.2'de verilen radar denklemi göndermeç ve almaç antenlerinin farklı konumlarda olduğu bistatik durum için verilmiştir. Monostatik radar da ise hedef ile almaç ve göndermeç arasındaki mesafeler ve anten kazançları aynı olduğu için denklem daha kompakt bir hale gelmektedir. Denklem 2.6'de monostatik durum için radar denklemi verilmiştir.

$$P_r = P_t \frac{G_t}{4\pi R_t^2} \frac{\sigma}{4\pi R_r^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} = \frac{P_t G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.6)$$

Tüm bu hesaplamalarda atmosferik ve elektriksel devrelerden kaynaklanan kayıplar ihmal edilerek verilmiştir. Aynı zamanda buradan yola çıkarak, alıcı kısmında gürültüden ayırt edilerek algılanabilecek minimum sinyal gücü ve göndermeç gücü biliniyorsa radarın maksimum menzili de hesaplanabilmektedir. Bir radarın maksimum mesafesi Denklem 2.7'de verilmiştir.

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{rmin} (4\pi)^3}} \quad (2.7)$$





#### 2.4.4. Radar Frekansları

Günümüzde sıklıkla kullanılan radarlar genel olarak mikrodalga bandı frekanslarda yayın yapmaktadırlar. Her ne kadar geçmişteki radarların 100 MHz ile 36 GHz bandında çok sayıda uygulaması olsa da birkaç MHz’de çalışan HF bandı ufuk ötesi radarlardan 240 GHz’lere kadar ulaşan deneysel milimetre dalga radarları da günümüzde çalışılmaktadır.

Radar frekans bantları, II. Dünya Savaşı sırasında farklı frekanslarda kullanılan radarlara L, S ve X gibi isimlerin askeri amaçlarla verilmesi ile başlamış, savaş sonrasında ise hem kısaltma olması amacıyla hem de mikrodalga bandını küçük alt bantlara bölme işleminde kullanılmıştır. Böylelikle bir radardan bahsederken en temel parametre olan frekans değerini ilgili bandın isimleri ile anılmasına başlanmıştır ve mühendisler dünyasında genel kabul görmüştür. Çizelge 2.1’de IEEE tarafından yayınlanan radar frekans listesi bulunmaktadır.

Çizelge 2.1 IEEE Radar Frekans Bantları [42]

BANT	Nominal Frekans
HF (High Frequency)	3-30 MHz
VHF (Very High Frequency)	30-300 MHz
UHF (Ultra High Frequency)	300-1000 MHz
L	1-2 GHz
S	2-4 GHz
C	4-8 GHz
X	8-12 GHz
Ku	12-18 GHz
K	18-27 GHz
Ka	27-40 GHz
V	40-75 GHz
W	75-110 GHz
mm	110-300 GHz

#### 2.4.5. Radar Kayıpları

Denklem 2.6' da verilen radar denkleminde radar kayıpları dikkate alınmamıştır. Normal çalışma ortamında radar denklemi revizyona uğrar ve yaklaşık değeri 20 dB'leri bulan kayıplar denkleme eklenir. Bir radarda oluşabilecek genel kayıplar Çizelge 2.2'de verilen tipik değerlerde gerçekleşmektedir.

**Anten Örneklemeye Kayıpları:** Anten örneklemeye kayıpları -3 dB hüzmeye genişliği içinde hedeften alınan n adet yankı genliğinin antenin çizgesi ile modülasyonu sonucu ortaya çıkan kayıplardır.

**Bant Genişlik Kayıpları:** Bant genişliği kayıpları Ara Frekans (IF) Bant Genişliğindeki uyumsuzluklar sonucu meydana gelir. Daha dik darbe kenarı ve bunun sonucu olarak daha iyi menzile çözünürlüğü elde etmek için, İşaret-Gürültü Oranını olumsuz etkilemesine rağmen, radarlarda uygun bir Süre-Bant Genişliği çarpımı kullanılır.

**Dalgalanma Kayıpları:** Bu tür kayıplar frekansa ve bakış açısına bağlı olarak RCS değerindeki aşırı dalgalanmalardan meydana gelmektedir.

**Tümlev Alma Kayıpları:** Tümlev alma kayıpları alınan toplam enerjinin n adet darbeye düzgün olmayan dağılımı sonucu ortaya çıkar.

Çizelge 2.2 Radardaki Tipik Kayıp Değerleri [42]

Kayıp Türü	Tipik Değer
Atmosferik Kayıplar	1.2 dB
Anten Örneklemeye Kayıpları	1.3 dB
Bant Genişliği Kayıpları	1.2 dB
Süzgecin yanlış ayarlanması sonucu oluşan kayıplar	0.8 dB
Dalgalanma kayıpları	8.4 dB
Tümlev alma kayıpları	3.2 dB
Muhtelif işaret işleme kayıpları	3 dB
İletim hattı kayıpları (alıcı)	1 dB
İletim hattı kayıpları (gönderici)	1 dB
<b>Toplam Radar Sistem Kaybı</b>	<b>21.1 dB</b>

## 2.5. Genel Radar Tipleri

### 2.5.1. Darbeli Radar

Günümüzde en sık kullanılan radar tipi olan darbeli radar, hedefe doğru belirlenen frekans ve yüksek güce sahip ve bir taşıyıcı sinüs ile modüle edilen dikdörtgen darbeler gönderirler. Göndermeç birimi içerisinde bulunan sinyal üretici belirli aralıklarla aç-kapa yaptırılarak bu tür darbeler radarın misyonuna göre değişecek biçimde oluşturulur ve anten birimleri ile hedefe gönderilir. İkinci bir sinyal gitmeden önce gönderilmiş olan ilk sinyal beklenir. Her bir darbe arasında bu şekilde beklemeler yaptığı için, darbenin tekrarlama frekansının seçimi, radarın menzili gibi parametrelerini belirler.

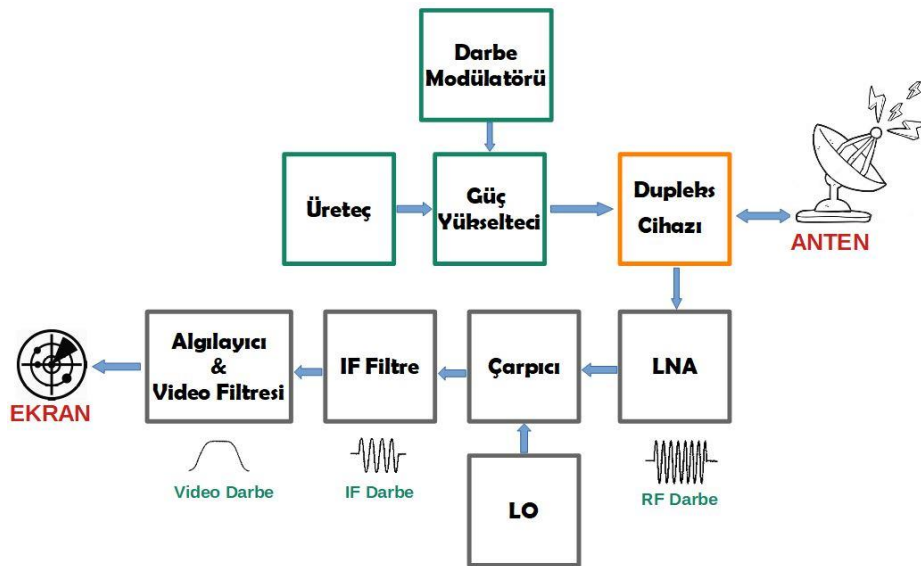
Hedef ile radar arasındaki mesafe ise, radar göndermeç birimlerinin gönderdiği elektromanyetik enerjinin hedefe çarpıp geri dönmesine kadar geçen süre miktarı ile belirlenir. Elektromanyetik dalgalar havada ışık hızı ile hareket ettiği için mesafe Denklem 2.8' de verildiği gibi bulunur.

$$R = \frac{c T_r}{2} \quad (2.8)$$

$c$  = Işık Hızı ( $3 \times 10^8$  m/s)

$T_r$  = Göndermeç ile almaç arasında geçen toplam süre

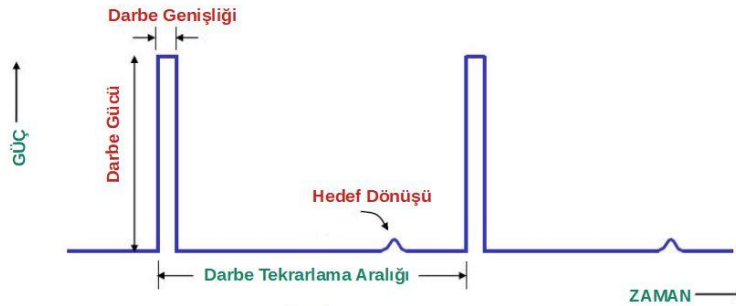
Burada mesafe bulunurken 2 ile bölünmesinin nedeni elektromanyetik sinyallerin iki yönlü olarak gidip gelmesinden kaynaklanmaktadır. Radar sinyalinin her bir mikro saniyelik yolculuğu 150 metrelik mesafeye denk gelmektedir.



Şekil 2.5 Darbeli Radar Blok Şeması

Şekil 2.5’de basitleştirilmiş bir darbeli radar blok diyagramı verilmiştir. Burada gönderme kısmında şekilde verildiği gibi üreteç ve yükselteç modüllerinin ayrı olması durumunda yükselteç olarak katı hal yükselteci, klystron ve hareketli dalga tüpleri kullanılmaktadır. Daha yüksek ortalama çıkış güçleri ihtiyaçlarında ise üreteç ve yükseltecin bir arada bulunduğu magnetronlar sıklıkla kullanılmaktadır. Üreteç modülünde üretilen sinyal modülatör yardımıyla oluşması gereken darbe genişliğine denk gelecek biçimde aç kapa yaptırılarak darbeler oluşur ve anten birimi aracılığıyla hedefe gönderilir. Genellikle dar hüzmeye genişliği ve yüksek kazançla sahip olan anten ile tarama yaptırılarak hedeften dönen eko sinyalleri anten birimiyle alınır ve dubleks cihazı ile alıcıya gönderilir.

Darbeli radarlarda genellikle ‘superheterodin’ tipinde olan alıcıya gelen eko sinyali Şekil 2.6’de verildiği üzere gönderilen darbelere göre gücü çok düşüktür. Öyle ki gönderilen darbenin gücü megavatlara ulaşırken hedeften dönen darbenin gücü yaklaşık olarak mikrovat seviyelerindedir. Bu nedenle alıcının ilk katında gelen eko sinyaline düşük gürültülü güç yükselteci ile kazanç uygulanır.



Şekil 2.6 Darbe Radar Sinyalleri

Kazanç sağlanarak gürültü içerisinde kaybolmaması sağlanan eko sinyali işlenebilmek için temel banda indirilmek için çarpıcı yardımıyla LO ile çarpılarak frekansı düşürülür ve çeşitli filtrelerden geçirilerek ekrana gönderilir.

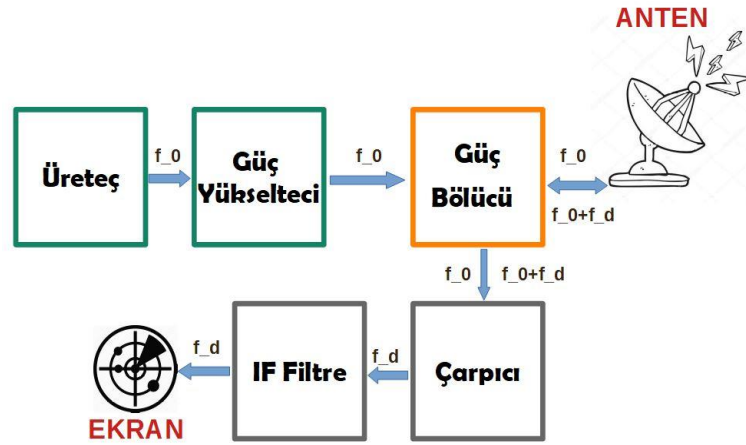
Eğer hedef ile radar arasındaki mesafe çok uzun olursa ve bu durum hedeften yansıyan sinyal gelemeden bir sonraki darbenin göndermesine neden olursa mesafe belirsizliği ortaya çıkar. Maksimum açık mesafe ile darbe tekrarlama frekansı arasındaki ilişki Denklem 2.9’da verilmiştir. ( $f_p$ : Darbe Tekrarlama Frekansı)

$$R_{açık} = \frac{c}{2f_p} \quad (2.9)$$

## 2.5.2. Sürekli Dalga Radarı

Sürekli dalga radarları darbeli radarlardan farklı olarak, yüksek frekanslı bir sinyali sürekli olarak anten birimleri aracılığıyla hedefe göndermektedir. Sürekli olarak yayın yapıldığı için eko sinyali de sürekli olarak alıcı birimlerine ulaşmaktadır. Eko sinyalinin alınması yayın yapılan bölgede bir hedefin olduğuna işaret eder ve eko sinyalinin özellikleri analiz edilerek hedef anlamlandırılır. Eko sinyalinin gücü ile hedefin mesafesi ve büyüklüğü bulunabilir. Ayrıca frekans spektrumunda bir değişiklik olursa bu durumda hedefle alakalı bilgi vermektedir [41].

Sürekli dalga radarı için genel blok diyagramı Şekil 2.7’de verilmiştir. Üreteç birimde  $f_0$  frekansında üretilen sürekli dalga anten birimi aracılığıyla hedefe gönderilir. Eğer hedef hareket halindeyse dönen sinyalde bir  $f_d$  kadar Doppler frekans kayması meydana gelir. Böylelikle dönen sinyalin frekansı  $f_0 + f_d$  olur. Eğer yaklaşan bir hedef varsa pozitif, uzaklaşan bir hedef var ise negatif bir frekans kayması meydana gelir. Çarpıcı bölümünde gönderilen sinyal ile yansıyan sinyalin çarpılması sonucunda Doppler frekansındaki sinyal elde edilir. Genellikle bu tür radarlar trafik hız denetimlerinde sıklıkla kullanılmaktadır.



Şekil 2.7 Sürekli Dalga Radarı Blok Diyagramı

Hareket eden cismin yarattığı Doppler kaymasını gönderilen sinyalin frekansı ve göreceli hız etkilemektedir. Hareketli cismin oluşturduğu Doppler frekans kayması Denklem 2.10’da verildiği gibidir. Burada  $V_r$  göreceli hız bilgisini vermektedir.

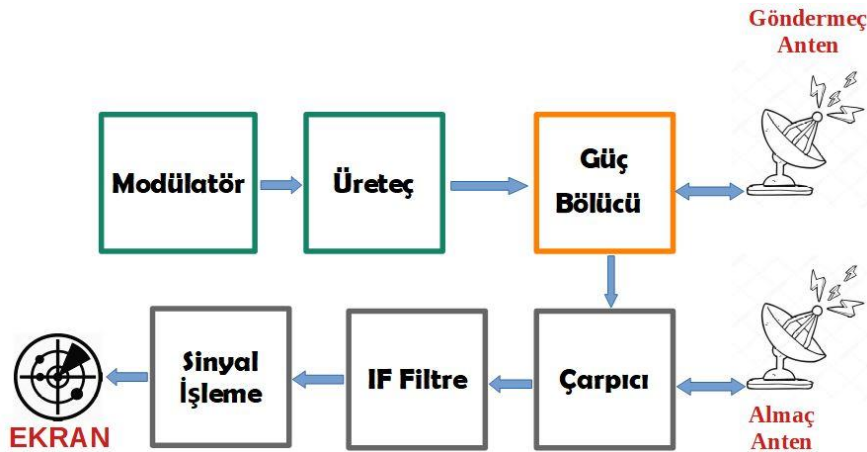
$$f_d = \frac{2v_r f_0}{c} \quad (2.10)$$

### 2.5.3. Frekans Modüleli Sürekli Dalga Radarı

Sürekli dalga radarlarının bir türü olan frekans modüleli sürekli dalga radarı (FMCW), sürekli dalga radarının ölçemediği radar ile hedef arasındaki mesafeyi ölçebilmektedir. Bilindiği üzere hareket eden cisimler Doppler frekans kaymasına neden olmaktadır. Radara  $R$  uzaklıktaki bir hedeften yansıyan sinyalin neden olduğu faz kayması  $4\pi R / \lambda$  kadardır. Fakat hedefin göreceli bir hareket yapması durumunda mesafe ve faz kayması zamana bağlı olarak değişmektedir. Bu durum açısal frekans temelinde Denklem 2.11’de verilmiştir.

$$w_d = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{dR}{dt} = \frac{4\pi V_r}{\lambda} \quad (2.11)$$

FMCW radarda hedefe gönderilen sinyalin frekansı belirlenen bantta sürekli olarak değiştirilmektedir. Frekanstaki bu değişim eğer bir hedef varsa geri dönen sinyalde bir gecikme olacağı için gönderilen frekans ile çarpıldığında bir frekans farkı meydana gelmektedir. Çarpılan sinyal hedefin mesafesi ve hareketi ile alakalı bilgiler vermektedir. Burada her bir farklı mesafeden yansıyan sinyalin yaratacağı zaman gecikmesi farklı olacağı için sinyal alındıktan sonra gönderim sinyali ile çarpıldığında farklı vuru frekansları meydana gelecektir. FMCW radarın bir diğer avantajı ise darbeleri radarlara göre daha kolay yapıya sahip olmasıdır [41].



Şekil 2.8 FMCW Radar Blok Diyagramı

Genelleştirilmiş bir frekans modüleli sürekli dalga radarı blok diyagramı Şekil 2.8’de verilmiştir. FMCW radarlarda çalışma durumunda sürekli olarak belirlenen formda frekans değiştirilmesi gerektiğinden kaynak olarak gerilim kontrollü osilatörler kullanılmaktadır. Frekans değişim formu farklı tiplerde olabildiği gibi genellikle testere dişi formunda kullanılmaktadır. Bunun yanında üçgen biçimli, dikdörtgen biçimli ve merdiven basamağı biçimli frekans modülasyonları da kullanılmaktadır. Burada gönderilen FM modülasyonlu sinyalin formu Denklem 2.12’de verildiği gibidir.  $A_{tx}$  gönderilen sinyalin genliğini,  $\theta_{tx}$  ise zamana bağlı olarak değişen faz bilgisini vermektedir.

$$s_{tx}(t) = A_{tx} \cos(\theta_{tx}(t)) \quad (2.12)$$

Gönderilen sinyalin bir hedefe çarpması sonucu geri yansıma mekanizması ile alıcıya tekrar ulaşan sinyal Denklem 2.13’de verilmiştir. Denklemden de görüldüğü üzere zaman gecikmesine bağlı olarak hem alınan sinyalin gücünde hem de fazında bir değişim vardır. Bu da farklı uzaklıktaki hedeflerden olan yansımaların farklı zaman gecikmeleri ile gelmesinden kaynaklanmaktadır. Burada  $\phi_0$  yansımadan kaynaklanan faz kaymasını vermektedir.

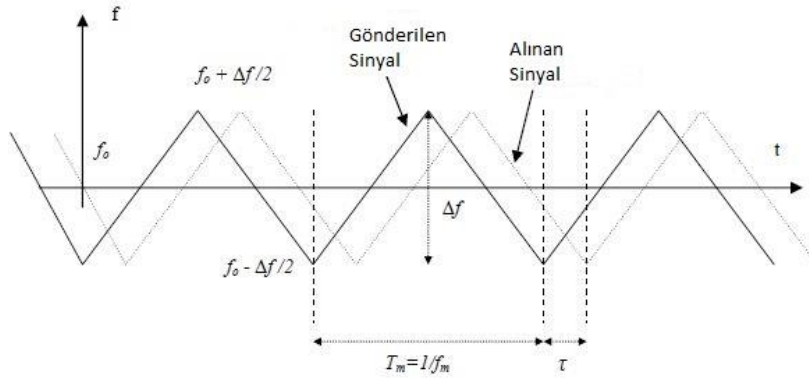
$$s_{rx}(t) = A_{rx}(t - \tau) \cos(\theta_{tx}(t - \tau) - \phi_0) \quad (2.13)$$

Gönderilen sinyal ile hedefe çarpıp yansıyarak  $\tau$  zaman kayması ile gelen sinyal çarpıldıktan sonra elde edilen sinyal formu ise Denklem 2.14’te verilmiştir. Burada  $\phi_d$  gönderilen sinyalden olan sızmanın fazını,  $U_d(t)$  genliğini ve  $A_l$  ise kazancını vermektedir. Denklemdaki ilk terim hedefin hızını ve uzaklığını verirken, ikinci terim ise istenmeyen ve hesaplamalarda büyük problem yaratan sızma sinyallerini vermektedir.

$$s_m(t) = A_m(t, \tau) \cos(\phi_d(t) - \theta_{tx}(t - \tau) - \phi_0) + A_l U_d(t) \quad (2.14)$$

Üçgen formunda bir modülasyon uygulanması durumunda oluşan sinyaller Şekil 2.9’da verilmiştir. Sinyal formunda gösterilen  $f_0$  gönderilen sinyalin merkez frekansını,  $\Delta f$  uygulanan FM modülasyonundaki frekans değişimini,  $f_m$  modülasyon sinyalinin

frekansını ve  $\tau$  ise yansıyan sinyal ile gönderilen sinyal arasındaki zaman kaymasını vermektedir.

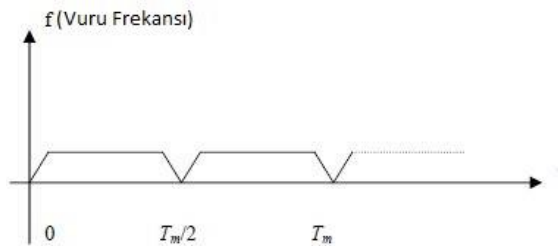


Şekil 2.9 Gönderilen ve alınan sinyal dalga formları

Yansıyan sinyal ile gönderilen sinyal arasındaki zaman kayması farklı uzaklıktaki hedefler için farklı kaymalara denk geleceğinden bunların oluşturacağı vuru frekansları da farklı olacaktır. Böylelikle hedefin radara olan uzaklığı vuru frekansının ölçümüyle saptanmaktadır. Denklem 2.15’de zaman kaymasına bağlı olarak gerçekleşen vuru frekansı verilmiştir. Burada  $\Delta f$  frekans değişimini,  $f_m$  modülasyon frekansını verir.

$$f_b = f_i(t) - f_i(t - \tau) = \alpha\tau = \frac{4 \Delta f R f_m}{c} \quad (2.15)$$

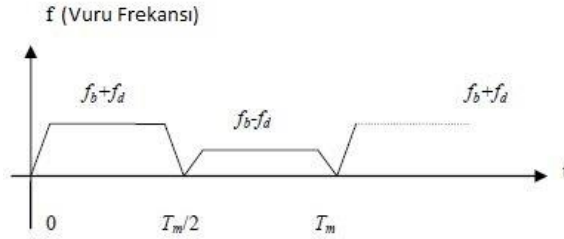
Şekil 2.10’da durağan bir hedefin oluşturduğu vuru frekansının zamana göre değişimi verilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere FM modülasyonun değişim noktalarında çukurlar oluşsa da normal durumda sabittir.



Şekil 2.10 Durağan hedefin oluşturduğu vuru frekansı

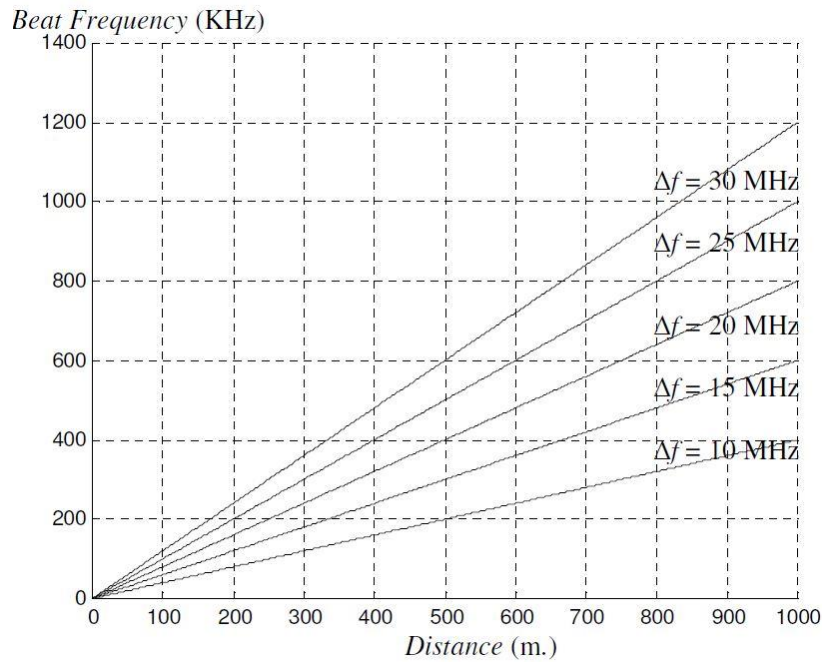


Şekil 2.11’de ise FMCW radara doğru yaklaşan bir hedefin oluşturduğu vuru frekansının zamana göre değişimi verilmiştir. Burada durağan hedefte olduğu gibi FM modülasyon değişimlerinde çukurlar oluşmuşsa da, modülasyonun yükselen kenarında pozitif Doppler kayması düşen kenarında ise negatif Doppler kayması hareketten dolayı vuru frekansına eklenmektedir.



Şekil 2.11 Yaklaşan hedefin oluşturduğu vuru frekansını

Verilen zaman bölümünde gönderilen sinyalin frekansındaki daha fazla değişim olması, daha doğru gönderim zamanı elde edilmesine neden olur. Burada modülasyon frekansının ve modülasyon değişimi tamamen mesafe ölçümündeki hassasiyet gereksinimiyle belirlenmektedir. Şekil 2.12’de ise 3 kHz’lik bir FM modülasyonu olması durumunda farklı  $\Delta f$ ’ler için oluşan vuru frekansları verilmektedir.



Şekil 2.12 Vuru Frekansını Değişimi [43]

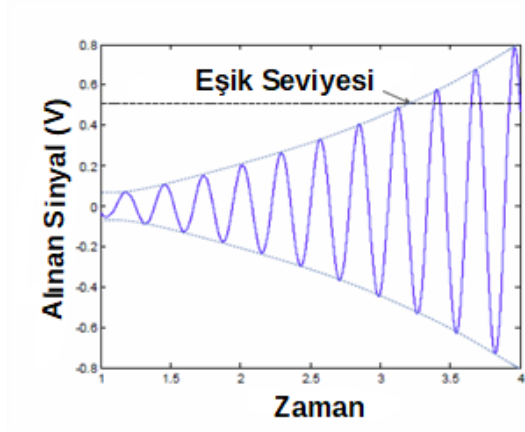
### 3. SENSÖR VE TEST CİHAZI

#### 3.1. FMCW Radar Kullanım Alanları

FMCW radar, sivil ve askeri tip uygulamalarda günümüzde sıklıkla kullanılmaktadır. Özellikle akıllı füzelerde, yüksekliğin ölçülerek patlama etkisinin artırılmasını sağlayacak sistemlerde en yaygın kullanılan tekniktir. Bu sistemlere tapa ismi verilmekte ve füzenin yere çarpması ile patlama sinyali üreten mekanik tapa ile füze yere çarpmadan yüksekliği ölçerek istenilen yükseklikte patlama sinyali üreten elektronik tapa olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Elektronik olarak RF, manyetik, endüktif, kapasitif, elektrostatik, sismik ve akustik tapa tipleri günümüzde sıklıkla kullanılmaktadır.

Füzelerde özellikle savaş ortamlarında bulunan sis, toz ve diğer etmenlerden dolayı lazer işaretleme ya da kamera gibi sistemler düzgün çalışmamaktadır. Bu nedenlerle havadan atılan füzelerde patlama yüksekliğinin belirlenmesinde RF ve Milimetrik Dalga yükseklik sensörleri kullanılmaktadır. Füzenin üzerinde bulunan bu tip bir yaklaşım sensörü ile ateşleme sinyali, hedefe çarpmadan önce belirlenen uzaklıkta füzenin patlama etkisinin artırılması için kontrollü bir biçimde üretilebilmektedir.

Optimum patlama yüksekliğinin belirlenmesinde ise füzenin hedefe yaklaşım açısı, füzenin tipi (kara-kara, hava-hava, hava-kara, balistik vb.), füze harp başlığının büyüklüğü, hedef ve yeryüzü tipleri gibi parametreler kullanılmaktadır. Fakat genel olarak, taktik füzelerde 2-12 m arasında ateşleme sinyalinin üretilmesi füze patlama etkisini maksimum seviyede olmasını sağlamaktadır. Füzelerde en yaygın biçimde kullanılan yaklaşma sensörleri yansıma genlik seviyesi kırma tekniğini kullanmaktadır. Füze üzerinde bulunan yaklaşım sensörü tek bir frekansta sürekli olarak yayın yapar ve hareketli platformun yere yaklaşması sayesinde oluşan Doppler sinyaline bakar. Bu sinyalin genliği yeryüzü yansıtıcılık bilgisine göre önceden belirlenmiş olan eşik seviyesini aştığında Şekil 3.1’de verildiği gibi ateşleme sinyali üretilmektedir. Tanımlanan yeryüzü yansıtıcılık bilgisi ile üretilen ateşleme sinyali füzenin tam olarak yüksekliğini verememekte fakat 2-12 metre arasında bir aralıkta olduğunu göstermektedir [1].



Şekil 3.1 Yaklaşım Sensörü IF Sinyalindeki Zamana Bağlı Genlik Değişimi

Havan ve topçu sınıfı mermilerde optimum patlama etkisinin oluşturulması için gerekli olan yaklaşma yüksekliğinin ölçülmesi ihtiyacı kapsamında ilk olarak II. Dünya Savaşı sırasında yaklaşma sensörü uygulamaları yapılmıştır [2]. Şekil 3.2’de ise sürekli dalga Doppler sensörü prensibi ile çalışan yaklaşım sensör örnekleri verilmiştir.

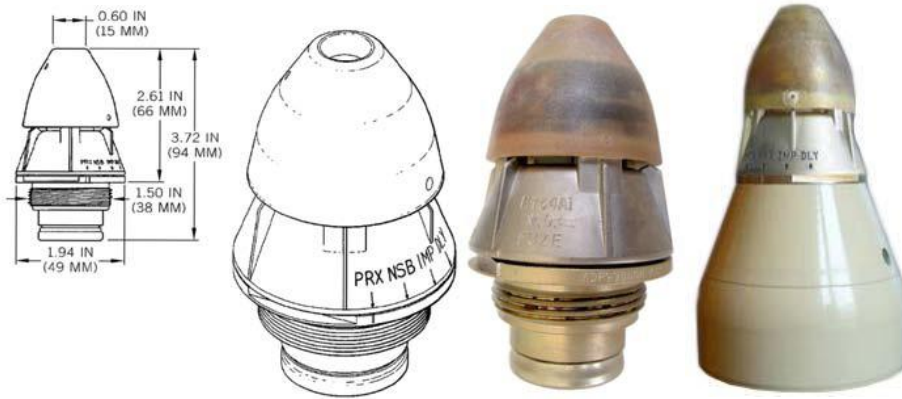


Şekil 3.2 CW Yaklaşım Sensör Örnekleri

Burada kullanılan yaklaşma algılama tekniği ile sensör üzerinde bulunan göndermeç anteni aracılığıyla tek bir frekansta yayın yapılmakta ve almaca gelen sinyalde yaklaşımdan dolayı oluşan Doppler frekans kaymasının genliğinin önceden belirlenen eşik değerini aşması ile patlama sinyali üretilmektedir. Bu tip sensörler mühimmat yüksekliğinin tam değerini verememekle beraber bir yükseklik değeri arasına girildiğini bildirmektedir. Örneğin M514 sensörü 1 ile 10 metre arasında bir ateşleme sinyali üretmektedir. Fakat burada tam net bir yükseklik verilemediği için özellikle yeryüzü şekillerinden kaynaklı olarak hatalı ateşleme sinyali üretilebilmektedir. Yüzey üzerinde

bulunan farklı yansıtıcılardan olan yansımalar farklı enerji seviyelerinde gerçekleşecek ve örneğin eğer yeryüzünde yüksek yansıtıcılığı bulunan bir malzeme olursa geri yansıyan sinyalin genliği eşik değerini ilgili yükseklik aralığına girmeden aşacak ve bu da füzenin hatalı ateşleme sinyali üretmesine neden olacaktır. Özellikle dar yaklaşma açılarında ve düşük yansıtıcılı yüzey tiplerinde Doppler sinyali önceden belirlenen eşik değerini aşamamakta ve bu durum da ateşleme sinyali üretilmemektedir. Bu nedenle yüzey yansıtıcılık ve yaklaşma açıları ile eşik değerlerinin yeniden belirlenmesi gerekmektedir. Bu nedenle M766 yaklaşma sensörü içerisinde bulunan devreler ile füzenin atıldığı yeryüzü bilgisine göre eşik değerleri güncellenebilmektedir. Pilot füzeyi fırlatmadan önce hangi tipte bir yüzeye ve hangi tipte bir hedefe doğru atıldığı bilgisini uçak bilgisayarını aracılığıyla füze bilgisayarına bildirir ve böylelikle yüzey tipine göre yaklaşma sensöründeki eşik değerleri güncellenmektedir [6-[8].

Doppler frekans kayması tekniği kullanan yaklaşım sensörlerinde özellikle dar açılarda ve farklı yansıtıcı türlerinin bulunduğu bölgelerde yanlış ateşleme sinyali oluşturması ve patlama yüksekliğinin yansıyan sinyalin genliğine bakılarak karar verilmesinden dolayı, patlama yüksekliğinin tam olarak tayin edilebildiği FMCW radar temelli yaklaşım sensörleri kullanılmaktadır. Şekil 3.3’de ise özellikle havan mermileri için kullanılan M734A1 yaklaşım sensörü verilmiştir. Bu yeni teknoloji ile beraber FMCW yöntemi temelli ilk yaklaşım sensörü uygulanmış ve bir mühimmata hassas yaklaşım kabiliyeti kazandırılmıştır. Böylelikle mühimmat istenilen yükseklikte ateşlenerek maksimum patlama yüksekliği hassas bir biçimde seçilebilmektedir. Bu sensörde 0-1 m arasında ateşleme yüksekliği ve 1-5 m arasında yaklaşım yüksekliği kabiliyetleri bulunmaktadır.



Şekil 3.3 M734A1 Yaklaşım Sensörü

Havan sınıfı mühimmatlarda kullanılan FMCW sensörler ilk olarak M734A1 ile birlikte' hayata geçirilmiş olsa da daha sonra bu alanda birçok gerçekleştirme örnekleri olmuştur. Özellikle muharip uçaklarda kullanılan mühimmatlarda yüksek irtifalı yaklaşım sensörleri çoklu sayıda kullanılmaktadır. Örneğin F-16 tipi savaş jetinde FMU-56 ve FMU-110 yaklaşım sensörleri kullanılmaktadır. FMU-56 ana mühimmat içerisinde bulunan alt mühimmatlara ateşleme sinyali üretmek için 100 -1000 metre arasında yüzde onluk bir hassasiyet içerisinde fonksiyonellik göstermektedir. FMU-110 da ise 80-1000 metre arasında yüksek hassasiyet ile optimum patlama etkisini yaratacak ateşleme sinyalini üretebilmektedir. Her iki sensör de FMCW radar temelli çalışarak füzenin yere olan yüksekliğini hassas biçimde ölçerek patlama işaretini üretmektedir. Bu sistemlerle beraber füzelerin burun kısmında yaklaşma sensörü olarak kullanılan ve alt füzelerin yere yakın bir konumda patlamasını sağlayan FMCW radar temelli sistemlerde bulunmaktadır. Bu kapsamda MK 43 MOD 1, DSU-33 A/B, FMU-113/B ve AB-104 sensörleri genel maksatlı mühimmatlarda yaklaşma sensörü olarak sıklıkla kullanılmaktadır [6],[7].

Balistik mühimmatlar için ise genel maksatlı mühimmatlarda kullanılan DSU-33 ve havanlarda kullanılan M743A1 sensörleri ile muadil olan Yüksek Çözünürlüklü Radar Yaklaşım Sensörü (High Accuracy Radar Proximity Sensor (HARPS)) [8] geliştirilmiştir. Şekil 3.4 de verilen bu sensör toprak, beton, deniz, yoğun yeşillik ve çöl gibi ortamlarda yaklaşım hızı 30 ile 500 m/s ve yaklaşım açısı 15 – 90 derece aralıklarında ateşleme sinyalini yere  $5\pm 1$  metre hassasiyetle üretmektedir. Ayrıca HARPS +5 dBm ile -25 dBm arasındaki yüzey yansıtıcılık verisine göre eşik değerlerini güncelleyerek doğru ateşleme sinyalini yüzey farklılıklarını da hesaba katarak üretebilmektedir.



Şekil 3.4 Yüksek Çözünürlüklü Radar Yaklaşım Sensörü

Yaklaşım sensörlerinde kullanılan bir başka teknoloji de Milimetrik Dalga temelli sistemlerdir. Bu teknolojinin kullanılmasında özellikle füze sistemlerinde elektronik sensörler için mekanik boyutlar oldukça küçük olması gibi sorunların aşılabilmesidir. Bu tarz sistemlerde frekans çok yüksek olduğu için dalga boyu düşecek ve buna bağlı olarak hem yüksek kazanç hem de boyut avantajı sağlamaktadır. Fakat bu tip teknolojiler yeni olduğu için alt yapı ve uygulanabilirliği yeni yeni çalışılmaktadır.

Genel olarak yaklaşım sensörleri havan, ağır toplar ve genel maksatlı mühimmatlarda optimum patlama yüksekliğinin belirlenmesinde kullanılan elektronik sistemlerdir. Çizelge 3.1’de günümüzde füze sistemlerinde kullanılan yaklaşım sensörleri ve bunlara ait parametreler verilmiştir.

Çizelge 3.1 Yaklaşım Sensörü Örnekleri [5]

Sensör	Kullanım Alanı	Patlama Yüksekliği	Teknik
M513, M513B	Havan	1–10 m	Doppler
M514A3	Ağır Top	> 10 m	Doppler
M517	Havan	1–10 m	Doppler
M532	Havan	1–10 m	Yaklaşma Açısı
M728	Havan + Ağır Top	1–10 m	Yaklaşma Açısı
M766	Hava Savunma	-	Yeryüzü Seçimli Doppler
M734A1	Havan	0-1 m, 1-5 m	FMCW
FMU-56B/B, D/B	Küme Bomba (F-16)	80 – 1000 m	FMCW
FMU-110/B	Küme Bomba (F-16)	100 – 1000 m	FMCW
FMU-113/B	Genel Kullanım	5 m	FMCW
HARPS	Genel Kullanım	5±1 m	FMCW-DDR

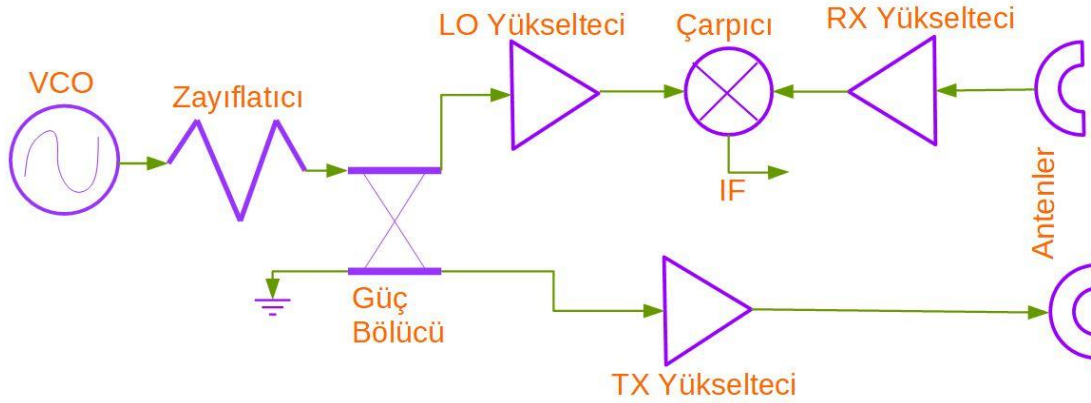
### 3.2. Sensör Tasarımı

FMCW radarların bir diğer kullanım alanı da helikopter ve drone sistemleridir. İnsansız hava araçları (İHA) ve uçaklar genel olarak kendileri için özel olarak hazırlanmış beton/asfalt pistlere iniş yaparken, özellikle askeri amaçlı kullanılan helikopter sistemlerinde görev alanından kaynaklı olarak engebeli arazilere inilmesi gerekmektedir. Sivil helikopterler ve insanlı insansız hava araçları beton zeminde görev durumunda lazer ve optik temelli sistemler kullanarak iniş – kalkış işlemlerini başarılı bir biçimde gerçekleştirebilmektedir. Fakat askeri helikopterler ya da drone sistemleri engebeli araziye inmesi durumunda hem savaş ortamının getirdiği toz, duman gibi engellerden hem de yağmur, sis ve kar gibi meteorolojik engellerden dolayı optik ve diğer iniş - kalkış sistemleri ile görev yapabilmesi zorlaşmaktadır. Bu gibi sıkıntıların aşılması için ise özellikle drone ve İHA'lara aktif konumlama sistemleri (GNSS) entegre edilerek iniş – kalkış işlemleri GNSS uydularından gelen konum ve yükseklik bilgilerine göre yapılabilmektedir. Savaş ortamında kullanılan birçok cihazda GNSS konumlama temelli sistemler kullanıldığı için Elektronik Harp (EH) sistemleri ile küresel konumlama sistemleri içerisinde bulunan tüm frekans bantları kapatılarak sistemlerin çalışmaması ya da kör hale gelmesi sağlanmaktadır. Bu nedenle özellikle savaş ortamlarında kullanılan askeri tip helikopterler ve drone sistemleri için FMCW radar temelli yaklaşım sensörleri kullanılabilir.

Toz, sis, kar yağışı ve benzeri kötü hava koşullarında radar sistemi gerçek iniş yapılacak alan ile aradaki parazitik engellerin arasındaki farkı algılayabilmelidir. Optik sistemler açık hava koşullarında hassas mesafe ölçümleri için elverişli sistemler olmasına rağmen, görüş seviyesinin düştüğü durumlarda avantajlarını kaybetmektedir. Bu amaçla değerlendirildiğinde doğrusal Frekans Modüleli Sürekli Dalga (LFMCW) yöntemi ile çalışan bir radar uygun bir seçimdir. Literatür incelendiğinde çok yüksek frekansta (94 GHz) ve geniş bantlı çalışan FMCW radar uygulamalarının helikopter sistemlerinin iniş – kalkış operasyonları için kullanıldığı tespit edilmiştir.[12]-[14]

Bu kapsamda PRF ARGE A.Ş bünyesinde geliştirilen ve üretim test-kalifikasyon sürecinde olan FMCW radar temelli yaklaşım sensörü [11]'de ayrıntılı olarak verilmiştir. Şekil 3.5'te helikopterler ve dronelar için geliştirilen yaklaşım sensörünün RF ön kat

devre şeması verilmiştir. FMCW radarın doğasından kaynaklı olarak radar yayın esnasında önceden belirlenen bantta frekansını değiştirmesi gerektiğinden sinyal üretici olarak Gerilim Kontrollü Osilatör (VCO) kullanılır. VCO'nun kontrol pinine FMCW radar tipine göre FM modülasyonunu sağlayacak gerilim verilir (üçgen, testere vb.). VCO'nun ürettiği RF sinyal öncelikli olarak eşit RF güç bölücüsünde bölünerek göndermeç hattında güçlendirilir ve göndermeç anteninden yayın yapılır. Sinyal aynı zamanda almaç hattında düşük gürültülü yükselteç ile güçlendirilerek çarpıcının LO girişini sürmek için de kullanılır. Göndermeç biriminden gönderilen FM modülasyonlu sinyal bir yaklaşım olması durumunda zaman gecikmeli olarak almaç birimlerine ulaşır. Almaç birimleri ile alınarak güçlendirilen bu sinyal ile gönderilen sinyal çarpıldığında çarpıcının IF çıkışında ilgili mesafeye denk gelecek vuru frekansında bir sinyal meydana gelir. Böylelikle hedef veya yeryüzü hakkında hız ve mesafe bilgisi üretilmektedir.



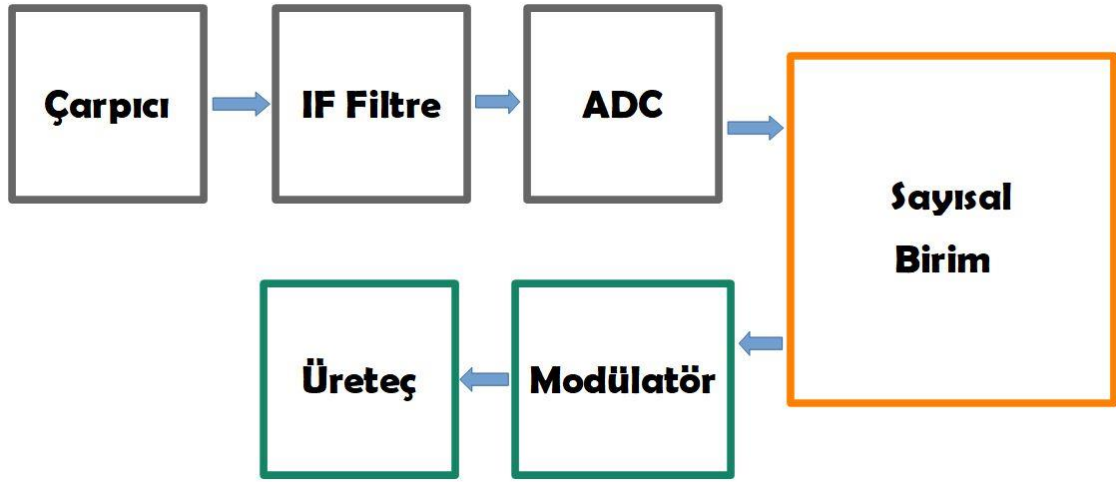
Şekil 3.5 Yaklaşım Sensörü RF Ön Katı Blok Şeması

Şekil 3.6'da ise tasarlanan yaklaşım sensörünün Analog ve Sayısal blok şeması verilmektedir. Burada gelen sinyalin genlik seviyesi çok düşük olduğu için işlenebilmesi için düşük bantta yüksek kazanç uygulanır. Böylelikle gelen sinyalin gürültü sinyalleri ile ayrıştırılması mümkün olmaktadır. Kazanç verilerek genliği arttırılan dönen sinyal daha sonra yüksek geçiren filtreden geçirilir. Burada filtre uygulanmasının nedeni modül üzerinde bulunan almaç ve göndermeç antenlerinin birbirleri ile olan girişimi sonucunda mikser çıkışında bir yaklaşımı temsil edecek vuru frekansına sahip sinyal üretilmesinin önüne geçmektir. Filtrelenen ve kazanç sağlanan dönen sinyal daha düşük geçiren filtreye tabii tutularak sayısal birime gönderilir. Sayısal birim üzerinde bulunan Analog – Dijital



Dönüştürücü sayesinde sayısallaştırılan sinyalin FFT'si alınarak frekans bandındaki konumu ve genliği ölçülerek mesaj arayüzü ile kullanıcıya gönderilir.

Sayısal birim dâhili Dijital – Analog çeviricisi ile VCO'ya uygulanacak olan VCO\_Kontrol sinyalini sürekli olarak üreterek, önceden tanımlanan FM modülasyonu ile FMCW radarın yayın yapmasını sağlamaktadır. Böylelikle frekansı sürekli olarak değiştirilen RF sinyali göndermeç birimleri ile hedefe gönderilerek hedef mesafe çevrimi tamamlanmış olur.



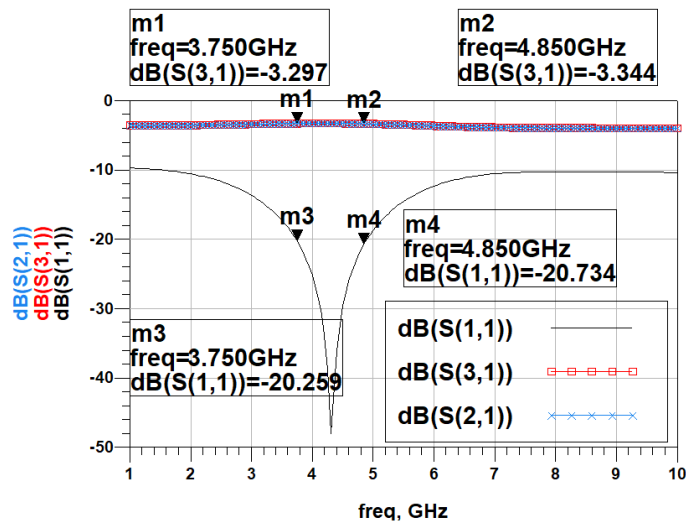
Şekil 3.6 Yaklaşım Sensörü Analog ve Sayısal Blok Şeması

Çizelge 3.2' de ise tasarlanan FMCW yaklaşım sensörünün tüm sistem karakteristiği verilmiştir. Sensör VCO\_Kontrol girişine verilen üçgen sinyal ile 4.2 GHz etrafında 350 MHz'lik bir bantta değişen radar sinyali üretir. Bu frekans değişimi üçgen formda olup modülasyon frekansı 977 Hz'dir. Bu formda üretilen sinyal hedefe gönderilir ve almaç çıkışında oluşan sinyalin FFT'si 512 nokta ile alınarak hedef mesafesi 1.5 – 50 m aralığında  $\pm 0.5$ m hassasiyet ile ölçülür. SNR seviyesi yüksek olduğunda ise bu seviyeden daha iyi çözünürlük elde edilebilmektedir. Tasarlanan ve üretimi devam eden sistemde cm seviyesinde çözünürlük hedeflenmiştir.

Çizelge 3.2 Yaklaşım Sensörü Karakteristiği [11]

<b>Dalga Biçimi</b>	FMCW
<b>Tarama Şekli</b>	Üçgen
<b>FM Tarama Frekansı</b>	977 Hz
<b>Bant Genişliği</b>	350 MHz
<b>Taşıyıcı Frekans</b>	4.2 GHz
<b>FFT Nokta Sayısı</b>	512 Nokta
<b>Menzil Ölçüm Aralığı</b>	1.5 – 50 m
<b>Menzil Çözünürlüğü</b>	0.5 m

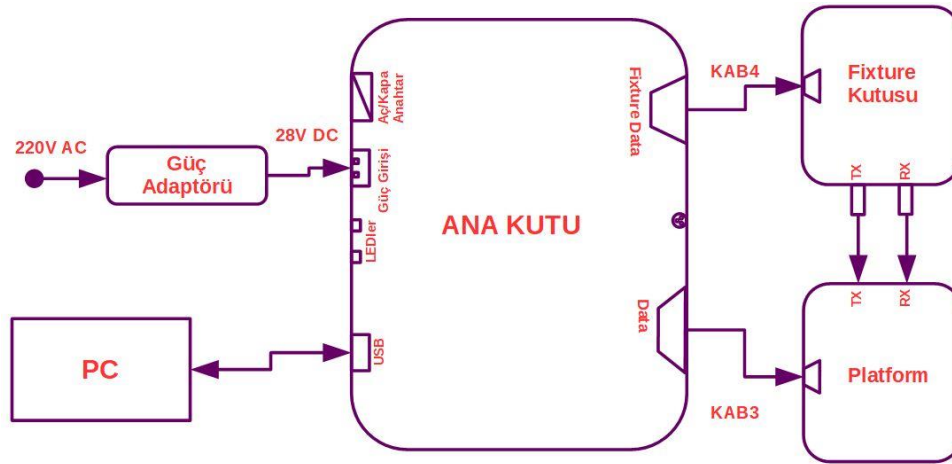
Helikopterlerin hassas iniş-kalkış işlemlerinde yükseklik belirlemek için kullanılan bu FMCW radar temelli sensörün tasarımında kullanılan tüm yükselteç, VCO ve çarpıcı gibi RF bileşenler ile sayısal ve analog devrelerde kullanılan tüm bileşenler hazır olarak alınmıştır. Fakat RF güç bölücü ve antenler özgün olarak tasarlanmış ve üretilmiştir. Bu kapsamda tasarlanan RF güç bölücüsüne ait S-Parametre sonuçları Şekil 3.7’de verilmiştir. FMCW radar bandı içerisinde hem geri yansıyan sinyaller -20 dB’nin altında gerçekleşmiş hem de güç tam olarak dengeli bir biçimde bölünmüştür. Ayrıca anten tasarımı çok katmanlı olarak Rogers 4003 malzeme kullanılarak HFSS programında tasarlanmış ve geniş bantta 10 dB maksimum kazanç elde edilmiştir.



Şekil 3.7 RF Güç Bölücü Sonuçları [11]

### 3.3. Test Sistemi Tasarımı

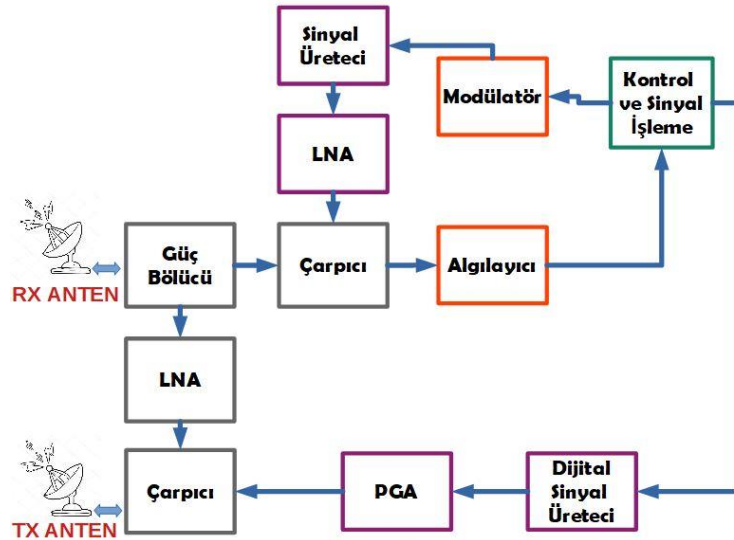
Bölüm 3.2’ de tasarımı anlatılan, askeri ve sivil helikopterlerin iniş-kalkışında hassas yükseklik ölçümü yapılmasını sağlayan FMCW radar temelli sensörün platforma entegrasyonu öncesinde masaüstü işlevsellik testlerinin yapılması ihtiyacı olmuştur. Bu kapsamda tasarlanan ve Şekil 3.8’de genel blok şeması verilen test düzeneği, helikopter yükseklik sensörünün tüm alt modlarının doğrulanması amacı ile geliştirilmiş olan donanım ve gömülü yazılımlarına ek olarak bilgisayar kontrol arayüz yazılımlarından oluşan basit bir ‘Radar Simülatörü’ olarak çalışmaktadır. Şekil 3.8’de verilen test sistemi harici hiçbir test cihazına ihtiyaç duymadan yükseklik sensörünün elektriksel, yazılımsal ve RF gereksinimlerinin tümünü doğrulamak için kullanılmaktadır.



Radar Simülatörü işlevsellik olarak ‘Destek Sistemi’ ve ‘Test Sistemi’ olmak üzere iki ana sistemden oluşmaktadır. Destek Sistemi PC ve güç adaptöründen, Test Sistemi ise tüm elektronik sistemlerden ve antenlerden oluşmaktadır. Tasarlanan bu Radar Simülatör sistemi, test edilecek olan sensörün, yazılımsal mesaj arayüzüne uygun biçimde gerekli haberleşme testlerini çoklu tekrar olacak biçimde yaparak sistemin haberleşme açısından işlevsellik ve çoklu sayıdaki testlerde haberleşmede bir sorun teşkil edip etmediğini test eder.

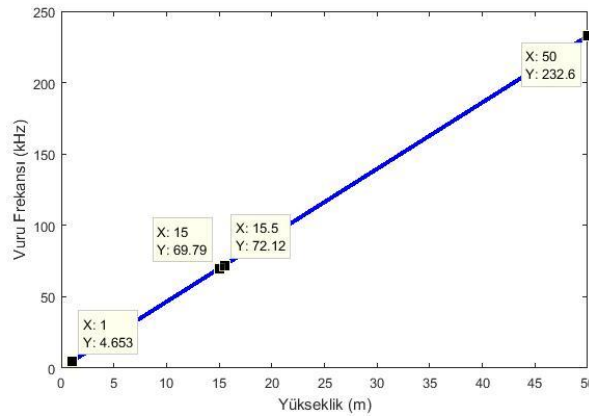
Şekil 3.9’da ise tasarlanan Radar Simülatörün RF blok şeması verilmiştir. Almaç hattında yükseklik sensörünün ürettiği üçgen modülasyonlu RF sinyali alıp, MCU kontrolüyle gerilim kontrollü üreteç birimi ile ürettiği sinyali çarparak test kaleminin hangi frekansta yayın yaptığını ölçebilmektedir.

Göndermeç hattında ise almaç hattından aldığı modülasyonlu sinyale, PC arayüzünden gönderilen yükseklik bilgisine denk gelen vuru frekansı DDS ve PGA ile eklenerek yeniden yükseklik sensörüne gönderilir. Böylelikle yükseklik sensörü gönderdiği sinyal ile gelen sinyali çarparak aradaki frekans kayması ile yüksekliği test edebilmektedir. Aynı zamanda PC arayüzü otomatik modda çalıştırılarak seçilen platform hızı, açısı ve yeryüzü yansıtıcılık bilgilerine göre hassas olarak yükseklik sensörünün doğru yükseklik değerini ölçüp ölçmediği kontrol edilmektedir. Arayüzden seçilen yeryüzü yansıtıcılık verisine göre sensörün gönderdiği sinyale eklenecek olan ve yüksekliğe denk gelen vuru frekansının genliği de programlanabilir kazançlı yükselteç birimi ile ayarlanmaktadır. Böylelikle yüksek yansıtıcılığa sahip olan yeryüzü tipi seçilmiş ise genlik PGA ile arttırılacak, düşük yeryüzü yansıtıcılığı olan bir yüzey seçilmiş ise genlik PGA ile düşürülecektir. Aynı zamanda arayüz üzerinden seçilen platform hızı, açısı ve yeryüzü yansıtıcılık verileri Radar Simülatörü aracılığı ile sensöre gönderilerek, sensörün gelen sinyalleri anlamlandırmasında kullanacağı parametreler önceden yüklenmiş olur. Böylelikle test sisteminden gönderilen vuru frekansının, Doppler kayması kadar olan kısmının çıkarılması ve yansıtıcılık verisine göre gelen sinyalin eşik seviyesi değiştirilir.



Şekil 3.9 Test Sistemi RF Blok Şeması

Şekil 3.10’da Bölüm 3.2’de tasarımı anlatılan, askeri ve sivil helikopterlerin iniş-kalkışında hassas yükseklik ölçümü yapılmasını sağlayan FMCW radar temelli sensörün yüksekliğe bağlı olarak göreceği vuru frekans değerleri verilmiştir. Buradaki vuru frekansları Denklem 2.15’de verilen formüle göre tasarlanan sensörün parametreleri ile 1 m den 50 m’ye kadar hesaplanmıştır. Vuru frekansı olarak maksimum 50 m’de 232.6 kHz minimum 1 m’de 4.65 kHz’lik bir frekans kayması oluşmaktadır. Ayrıca 15 m’de 69.79 kHz, 15.5 m’de 72.12 kHz hesaplanmış böylece yarım metrede yaklaşık olarak 2.5 kHz’lik değişim olduğu görülmüştür. Bu nedenle test sistemi maksimum 232.6 kHz’lik bir vuru frekansı üretebilecek elektronik devrelere sahiptir. Test sistemi bu frekanstaki sinyalleri üreterek RF ön kat devreleri ile sensörden gelen sinyalin üzerine ekleyerek sensöre geri gönderir ve böylelikle sensör yükseklik ölçümünü masaüstünde yapar.



Şekil 3.10 Yükseklik Sensör Vuru Frekansı Değişimi

### 3.4. Radar Hedef Ortam Simülatör (RHOS) Tasarımı

Günümüzde özellikle askeri alanda (füze yaklaşma sensörü, helikopter iniş-kalkış sensörü, insansız hava aracı iniş-kalkış vb.) sıklıkla kullanılan FMCW radar temelli yaklaşım sensörlerinde yükseklik belirlemedeki ana problem yeryüzü yansıtıcılık seviyelerinin değişmesidir. Farklı yeryüzü yansıtıcılığına ve farklı yeryüzü şekillerinden yansıyan elektromanyetik sinyallerin sensör kısmında farklı enerji seviyelerinde gelmesi yükseklik tayininde hatalara neden olmaktadır. Böylelikle örneğin füze harp başlığı içerisinde FMCW radar temelli bir yaklaşım sensörü kullanılıyorsa önceden belirlenen patlama yüksekliğinde hata yapılarak farklı bir yükseklikte mühimmatın aktive edilmesine neden olabilmektedir. Buna ek olarak, yeryüzü yansıtıcılığından kaynaklanan zamanda ve çalışılan ortamdaki değişimler de doğru yükseklik tayini yapılmasını engellemektedir. Bu nedenle füze gibi çok hızlı hareket eden sistemlerde yüksek geliş açısı ve yeryüzü tipindeki değişimler doğru yükseklik tayini için sorun teşkil etmektedir.

Bu kapsamda Bölüm 3.3’de tasarım ayrıntıları test sistemi, sensörün işlevselliğini test ederken yaklaşma simülasyonunda tek bir nokta kaynaktan yansıma varmış gibi kabul edip tek frekansta ve önceden belirlenmiş genlikte bir vuru sinyali göndermektedir. Fakat gerçek durumda özellikle sensör çalışma frekansının yüksek olduğu durumlarda, dalga boyunun küçülmesi ile yeryüzü formundan kaynaklanan yükseklik farklılıkları ve yansıtıcılık değişimleri yükseklik tayininde hatalara neden olmaktadır. Bu nedenle MATLAB ortamında geliştirilmekte olan yeni Radar Hedef Ortam Simülatörü (RHOS) yazılımının geliştirilmekte olan yeni donanıma entegre edilmesi ile dağınık hedeflerden olan yansımaların test sistemi üzerinde bulunan RF devreler ile gönderilmesi sağlanacaktır. Bu bölümde RHOS analiz yazılımı kapsamında öncelikli olarak matematiksel modeller ve düz bir yama yüzeyinden olan yansımalar, dağınık yama yüzeylerden olan yansımalar ve bunların RCS’e göre modellemeleri verilmektedir. Ayrıca RHOS yazılımının arayüzünden seçilebilecek dağılımlara ve yeryüzü şekillerine göre belirli sensör yüksekliğine ulaşacak olan çoklu yansımaların matematiksel modelleri ve bunların oluşturacağı vuru sinyallerinin genlik eşik seviyelerinin seçilmesi verilmektedir.

### 3.4.1. Düz Yeryüzü Yansıması

Radar çalışma prensibinde anlatılan toplam yansıyan dalga hesaplamalarında Denklem 2.2 bistatik durum için verilmiştir. Bölüm 3.2’de tasarımı verilen helikopter iniş-kalkış sensörü ise üzerinde özdeş almaç ve göndermeç antenleri bulundurduğu için monostatik radar olarak çalışmaktadır. Bu durumda toplam almaç kanallarına ulaşan sinyal gücü Denklem 3.1’de verildiği gibi olmaktadır. Verilen sensör de monostatik durum geçerli olduğu için göndermeç ve almaç için ayrı ayrı kazanç ve mesafe tanımlamaları yapılmamaktadır.

$$P_r = P_0 \frac{G_0^2 \lambda^2 \sigma F^4}{(4\pi)^3 R^4} \quad (3.1)$$

$P_r$  = Almaç antenine ulaşan sinyal gücü

$P_t$  = Göndermeç anteninden gönderilen güç

$G_0$  = Anten kazancı

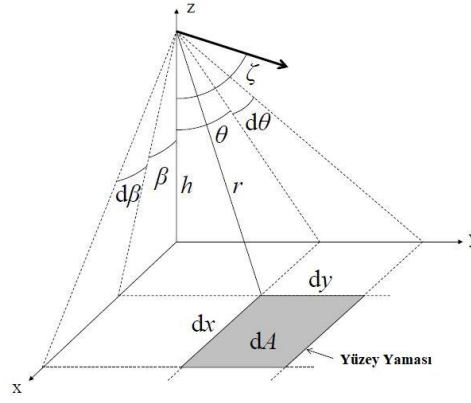
$\sigma$  = Radar Kesit Alanı

$\lambda$  = Dalga Boyu

$R$  = Sensör yüksekliği

$F$  = Anten Yayılım Faktörü

Fakat bu hesaplama ideal durum için geçerli olup gerçek durumda sensör konumuna ve yere yaklaşım açısına bağlı olarak farklı enerji seviyelerinde sinyaller görülmektedir. Bunların başlıca nedenleri; sensör yere yaklaşım açısı ve konumuna göre yeryüzü şeklinde oluşabilecek değişimler, açıya bağlı olarak yeryüzü yansıtıcılık katsayısında meydana gelen RCS değişimleri, açıya bağlı olarak anten ışınma şeklinden kaynaklanan ani değişimlerdir. Bu nedenlerden dolayı sensör almancına ulaşan sinyal gücünde ani değişimler meydana gelebilmektedir [5]. Aynı zamanda tasarlanan sensör FMCW radar temelli bir sensör olarak çalıştığı için yeryüzü şeklinde meydana gelen değişimler farklı vuru frekansları oluşturacak bu da sensörün yanlış yükseklik ölçmesine neden olacaktır. Bu bölümde düz yüzeyden olan yansımalar incelendiği için yükseklikteki ani değişimler ihmal edilerek sadece anten yayılım faktöründeki ve yeryüzü RCS’indeki ani değişimler ele alınmıştır.



Şekil 3.11 Diferansiyel Düz Yüzey Elemanı

Şekil 3.11’de dalga boyuna göre oldukça küçük bir düz dalga yüzey parçası verilmiştir. Sensör konumu ve anten hüzme genişlikleri  $\theta$  ve  $\beta$  açılarındaki ele alındığında bu yüzey parçasından olan yansıma ile alınan güç hesabı Kartezyen koordinat sistemine göre Denklem 3.2’de verilmiştir.

$$dP_r = \frac{P_0 G_0^2 \lambda^2 \sigma(\alpha) F^4(\theta, \beta, \zeta) dA}{(4\pi)^3 r^4} \quad (3.2)$$

Burada verilen formül tek bir yüzey parçasından alınan güç hesabı için kullanılmaktadır. Fakat tüm yüzeyin toplam yansımalarını bulmak için hem yükseliş ekseninde hem de yanca ekseninde sensörün aydınlatabildiği tüm yüzey alanlarından olan yansıyan sinyal güçlerini anten hüzme genişlikleri integral sınırları olarak kabul ederek integralleme işlemi yapılarak bulunur. Burada kartezyen koordinat sistemi için  $(\zeta - \theta)$  yükseliş eksenindeki açı değişimi,  $\beta$  ise yanca yönündeki açı değişimi olarak tanımlanmış ve sensör ekseninde y-z düzleminde yükseliş ekseninde olduğu varsayımı ile dönen sinyal analizleri yapılmıştır. Denklem 3.3’de ise hüzme genişlikleri hesaba katıldığındaki toplam aydınlatılan yüzeylerden olan toplam yansıma hesaplanabilmektedir.

$$P_r = \frac{P_0 G_0^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \int_{\theta=\zeta-\theta_B/2}^{\zeta+\theta_B/2} \int_{\beta=-\phi_B/2}^{\phi_B/2} \sigma(\alpha) F^4(\theta, \beta, \zeta) dx dy \quad (3.3)$$

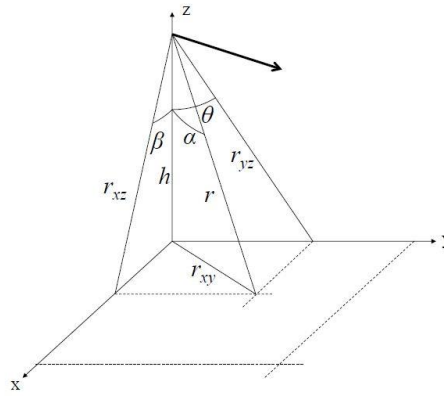


Burada direk olarak  $x$  ve  $y$  eksenlerine göre hesaplama yapmak yerine anten aydınlatma açılarına göre hesap yapıldığında sensör ile yeryüzü arasındaki olan görüş mesafesi ve buna ait diferansiyel eleman Denklem 3.4' de verildiği gibidir.

$$dA = dx dy = \frac{r_{xz}}{\cos(\beta)} \frac{r_{yz}}{\cos(\theta)} d\beta d\theta = \frac{h^2}{\cos^2(\beta)\cos^2(\theta)} d\beta d\theta$$

$$r = \frac{h}{\sqrt{1+\tan^2(\beta)+\tan^2(\theta)}} \quad (3.4)$$

Şekil 3.12'de ise sensörün gerçek konumunun küçük bir düz dalga yüzey parçasına olan mesafelerinin  $x$ - $y$ ,  $x$ - $z$  ve  $y$ - $z$  düzlemlerinde  $r_{xy}$ ,  $r_{xz}$  ve  $r_{yz}$  ile ifade edilerek, bu mesafeler üzerinden açılara bağımlı olarak toplam uzaklık ve aydınlatılan alan bilgisi tanımlanabilmektedir.



Şekil 3.12 Sensör ile yeryüzü arasındaki gerçek mesafeler

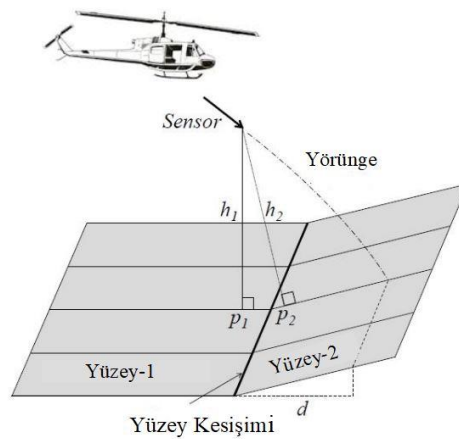
Eğer Denklem 3.4'te verilen ve açılara bağımlı olarak aydınlatılan bölgenin ve mesafelerin tanımlanabildiği eşitlikler Denklem 3.3'e entegre edilirse, tüm alandan yansıyan güç; sensör açısına, anten hüzme açısına ve açılara bağlı RCS verilerine göre Denklem 3.5'te verildiği gibi olmaktadır.

$$P_r = \frac{P_0 G_0^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 h^2} \int_{\theta=\zeta-\frac{\theta_B}{2}}^{\zeta+\frac{\theta_B}{2}} \int_{\beta=-\frac{\phi_B}{2}}^{\frac{\phi_B}{2}} \frac{\sigma(\alpha) f^4(\theta, \beta, \zeta)}{[1 + \tan^2(\theta) + \tan^2(\beta)]^2 \cos^2(\theta) \cos^2(\beta)} d\theta d\beta \quad (3.5)$$

### 3.4.2. Gerçek Yeryüzü Yansıması

Bölüm 3.4.1’de düz bir yüzey parçasından yola çıkarak yine düz olarak kabul edilen yaklaşım yüzeyinin tamamından yansıyacak olan sinyal gücü hesaplanmıştır. Oysaki gerçek durumda bu ideal varsayımların dışında yaklaşım yüzeyinde birçok bozukluklar oluşmaktadır. Şekil 3.13’te değişimli yüzeylerin en basit hali olan iki düzlemlilik yaklaşım yüzeyi verilmiştir. Eğer bu tip bir yüzeye yaklaşım yapılırsa helikopter üzerinde bulunan yaklaşım sensörüne (eğer anten hüzmesi iki yüzeyi de aydınlatırsa) aynı anda iki yüzeyden olan yansımalar gelecek ve yükseklik tayini yapılırken bu iki sinyale göre bir hesaplama işlemi yapılacaktır.

[5]’de sensörün hem Yüzey-1 üzerinde olduğu andaki geri yansımalar hem de Yüzey-2 üzerinde olduğu andaki geri yansıma sinyalleri, belirlenen anten hüzme genişlikleri ve yüzey RCS’i üzerinden hesaplanmış ve yükseklik tahminleri yapılmıştır. Yüzey yansıtıcılığının ve RCS’in sabit olarak kabul edildiği hesaplamalarda her iki yüzey üzerinden yaklaşma için yükseklik tahmini yapılmıştır. Yapılan bu yükseklik tahminindeki hata oranı yüksekliğin fazla olduğu durumlarda yaklaşık olarak %20 civarında olmasına rağmen özellikle yeryüzüne yaklaşıldıkça hata oranı minimize olmaktadır. Ayrıca yapılan tahmindeki en yüksek hata oranı %60 ile yüzeylerin kesişim yerindeki geçiş sırasında meydana gelmiştir. Çalışmada ayrıca sensörün Yüzey-1 ve Yüzey-2 üzerinde bulunma hallerinde en yüksek genliğe sahip Doppler Frekans kaymalı sinyalin işlenmesi ile yükseklik tayini yapılmış ve her iki durum için de tahmin ile gerçek yükseklik arasındaki hata payları ayrı ayrı hesaplanmıştır.



Şekil 3.13 İki Düzlemlilik Basit Yaklaşım Yüzeyi

Yukarıda anlatılan yöntem ile yükseklik gerçekleştirilmesi ancak her iki yüzeyinde düz olduğu durumlarda geçerliliğini korumaktadır. Oysaki gerçek durumda yaklaşma yüzeyi üzerinde birçok girinti-çıkıntı (pürüzlülük) bulunmaktadır. Bu nedenle dağınık yeryüzü parçalarından olan yansımaların bu yöntemle hesaplanması mümkün değildir. Ayrıca, tasarlanan sensörün FMCW tabanlı olduğu düşünüldüğünde aynı anda farklı yüksekliklere sahip yüzeylerden yansıma olduğu için farklı vuru frekanslı sinyaller üretilmektedir. Aynı zamanda farklı yükseklik ve farklı yeryüzü yansıtıcılığından dolayı yansıyan sinyal güçleri de farklı olacaktır. Bu nedenle, tasarlanan test sisteminin daha gerçekçi olarak çalışması için tüm bu yansımaların hesaplanarak ilgili vuru frekansına ve güçlerine sahip sinyallerin oluşturup sensöre yeryüzü yansımalarının gerçekleştirilmesi için geri gönderilmesi gerekmektedir.

Bölüm 3.3’de tasarım ayrıntıları verilen ve helikopterlerin hassas iniş-kalkış yapmasını sağlayan sensörlerin tüm donanımsal ve yazılımsal işlevlerini test eden cihaz, yeryüzü yansımalarının gerçekleştirilmesinde tek bir nokta kaynaktan yansıma oluyor kabul ederek vuru frekansını önceden yeryüzü tiplerine göre belirlenmiş olan genliklerde bu temelle dayanarak oluşturmaktadır. Oysaki gerçek durumda yaklaşma yüzeyinde birçok pürüzlülük bulunmakta ve tek bir nokta kaynak yerine dağınık yeryüzü noktalarından yeryüzü tipi ve yeryüzü RCS’ in bağlı olarak farklı yansımalar aynı anda olmaktadır. Bu kapsamda Bölüm 3.3’te verilen test sisteminin bir üst versiyonunun tasarımı yapılmakta ve böylelikle helikopter iniş-kalkış sensörünün testinde yeryüzü yansımalarının daha gerçekçi olarak simüle edilmesi hedeflenmektedir.

Radar Hedef Ortam Simülatörü (RHOS) olarak çalışacak bu yeni test cihazı mevcut arayüze eklenecek MATLAB temelli bir simülatör yardımıyla arayüzden girilecek olan yeryüzü bilgisi ile yansıyacak olan sinyalleri hesaplayıp sensöre daha doğru vuru frekanslarına sahip test sinyalleri gönderecektir. Ayrıca simülatörün hesapladığı dağınık yeryüzü parçalarından olan yansımaların sensöre aynı anda basılması için donanımda da iyileştirmeler yapılmaktadır. RHOS arayüzü üzerinde yeryüzü şekli dinamik olarak girilebileceği gibi ayrıca önceden verilen ölçüm sonuçlarına dayalı yeryüzü verileri girilerek de oluşturulabilecektir. Bu kapsamda, sensör performansının daha iyi analiz edilmesini sağlamak için Dijital Arazi Yükseklik Verisi (Digital Terrain Elevation Data (DTED)) ile daha gerçekçi yeryüzü tipi bilgisi elde ederek yeryüzünden yansıyan sinyal

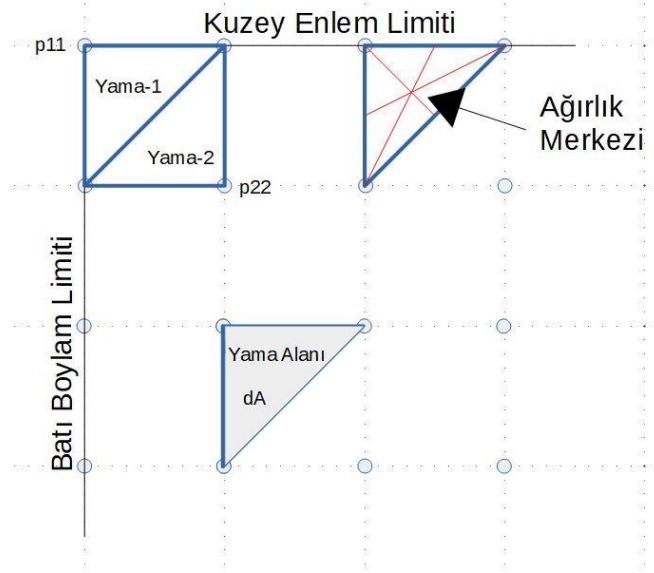
analizi daha gerçekçi olarak yapıлып yansıyan sinyal güçleri, Doppler frekans kaymaları ve FMCW temelli vuru frekansları bulunacaktır. Tasarlanan ortam simülatoründe Dijital Arazi Yükseklik Verileri (DTED) sadece daha gerçekçi yeryüzü verilerinin elde edilmesi aşamasında kullanılacaktır. Ayrıca DTED verisi seçilmediği durumda arayüz üzerinde sunulan yeryüzü şekli oluşturma penceresinden istenilen yansıtıcılık seçilerek yeryüzü şekilleri oluşturulabilecektir.

DTED, NIMA enstitüsü tarafından ölçümlere dayalı olarak geliştirilmiş arazi yükseklik verileri olarak bize gerçek yeryüzü şekilleri oluşturmada kaynak oluşturmaktadır. Farklı çözünürlüklerde tanımlamaları mevcut olan DTED, verilen çözünürlükte teorik olarak yaklaşık  $\pm 32$  km büyüklükteki bir alanın 9 km ile -12 km arasındaki yükseklik bilgilerini verebilmektedir. DTED, seçilen veri tipine göre belirlenen çözünürlükte tüm yüzey için matris şeklinde yükseklik bilgilerini içermektedir. Şekil 3.14’de basit bir DTED verisine göre oluşturulmuş yeryüzü görüntüsü verilmiştir. Burada ‘DTED Level 2’ tipinde çözünürlük 30 m olacak şekilde verilen verilerle oluşan matris içerisinde her satır ve sütuna denk gelen yükseklik bilgileri işlenerek görüntü elde edilmiştir. Enlem düzleminde 1 derecelik alan içerisinde tanımlanan alt hücrelerden oluşan DTED verisi enlem de m adet boylam da n adet yükseklik verisinden oluşmaktadır.



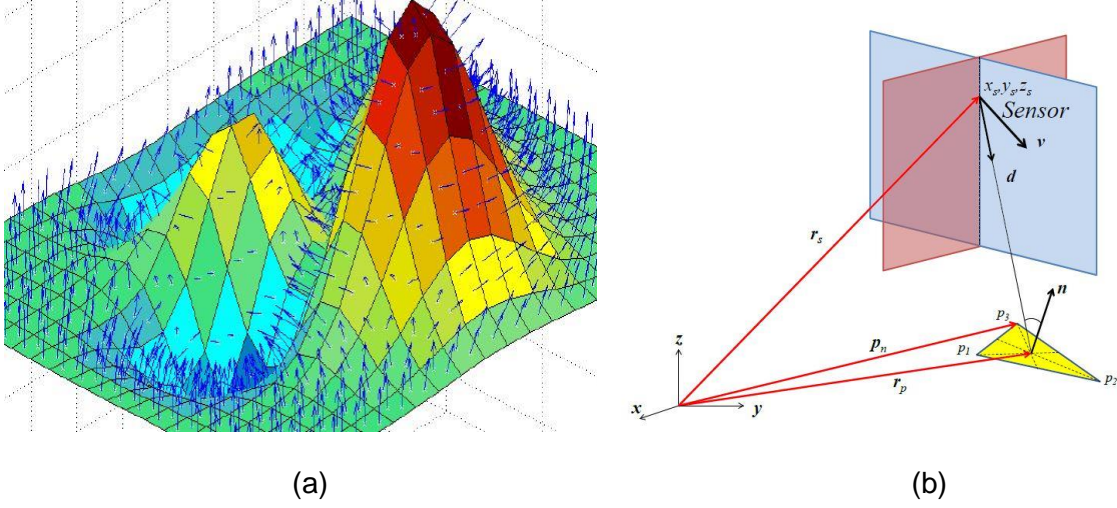
Şekil 3.14 Basit bir Dijital Arazi Yükseklik Verisine (DTED) göre oluşturulmuş dünya yüzeyi

Şekil 3.15'te ise RHOS'ta yeryüzü şeklinin gerçekçi olarak oluşturulmasını sağlayan DTED veri matrisinin yeryüzü yansımalarının hesaplanması için nasıl üçgenlendiği verilmiştir. Bu üçgenleme işleminde DTED verisini oluşturan her nokta bir yama üçgeninin köşe noktasını oluşturmaktadır. Böylelikle tüm yüzey noktaları için belirlenen çözünürlükte yükseklik verisini içeren DTED'den üçgenleme yaparak yansıma yüzeyi tüm ayrıntıları ile kapsanmış olmaktadır.



Şekil 3.15 DTED Veri Matrisinin Üçgenleme Yapısı

Tüm bu üçgenleme işlemi bittikten sonra ise algoritma içerisinde sensör yükseklik ve pozisyonuna göre sensör antenin hüzmesi ile aydınlatabildiği yama yapısı çıkartılarak görünürlük matrisi oluşturulmaktadır. Burada sensör hüzmesi dışında ya da gölgede kalan yamalara denk gelen görünürlük matris noktaları 0 değerini alırken, görünebilir yamalara denk gelen matris noktaları 1 değerini almaktadır. Böylelikle belirli bir ölçümleme anında çıkartılan bu görünürlük matrisi ile aydınlatılmayan ya da gölgede kalan yamalardan olan yansımalar hiç hesaba katılmamaktadır. Sensör pozisyonu her değiştiğinde ise bu görünürlük matrisi güncellenerek yansıma değerleri hesaplanmaktadır. Görünürlük matrisi sonrasında ise her bir yama için Şekil 3.16 (a)'da verildiği gibi ağırlık merkezi hesaplanır ve buradan hareketle yüzey normalleri hesaplanır. Daha sonra görünürlük matrisi ile bu matris çarpılarak yansıma olmayacak yamalara ait veriler elimine edilir.



Şekil 3.16 (a) Örnek bir üçgenleme sonrası her bir yama için ağırlık merkezi ve yüzey normalleri (b) Tek bir yama için orijin ve sensör pozisyonuna göre mesafe ve yüzey alanının belirlenmesi [5]

Yansımaya yüzeyini oluşturan tüm yamalar için görünürlük matrisi ve ağırlık merkezleri ile normal vektörleri bulunduktan sonra Şekil 3.16 (b)'da verildiği gibi her bir yama için sensör konumu ile yama arasındaki uzaklık vektörü bulunmaktadır. Şekilden de anlaşılacağı üzere her bir yama  $x$  ve  $y$  ekseninde tanımlanan üç adet köşe noktasından ve bu noktalara ait yükseklik verileri ile tanımlanmaktadır. Bu nedenle yamaya ait her bir köşe noktası Denklem 3.6'da verildiği gibi  $x$ ,  $y$  ve  $z$  eksenlerinde tanımlanabilir.

$$\vec{p}_n = p_n(x) \hat{a}_x + p_n(y) \hat{a}_y + Z(p_n) \hat{a}_z \quad (3.6)$$

Yukarıda verildiği üzere yansımaya yüzeyini oluşturan her bir yama için ağırlık merkezleri ve normal vektörleri hesaplanmıştır. Şekil 3.16 (b)'den de anlaşılacağı üzere sensör konumunun ve yama ağırlık merkezi (normal) konumlarının orijine olan vektörleri hesaplanarak sensör ile ilgili yama arasındaki mesafe bulunmaktadır. Yama ağırlık merkezi vektörü Denklem 3.7'de verildiği gibi her bir yama için ayrı ayrı hesaplanır. Denklem 3.8'de ise sensör mevcut konumu ile ilgili yama arasındaki uzaklık verilmiştir.

$$\vec{r}_p = \frac{p_1(x)+p_2(x)+p_3(x)}{3} \cdot \hat{a}_x + \frac{p_1(y)+p_2(y)+p_3(y)}{3} \hat{a}_y + \frac{Z(p_1)+Z(p_2)+Z(p_3)}{3} \hat{a}_z \quad (3.7)$$

$$\vec{d} = \vec{r}_p - \vec{r}_s \quad (3.8)$$

Tüm bu noktalar ve vektörler hesaplandıktan sonra ilgili yamanın yüzey alanı ilgili köşe noktaların sağ el kuralına göre çapraz çarpılmasıyla Denklem 3.9’da verildiği gibi elde edilir. Böylelikle yansıma analizi için mevcut sensör konumuna göre aydınlatılan yama alanları bulunur.

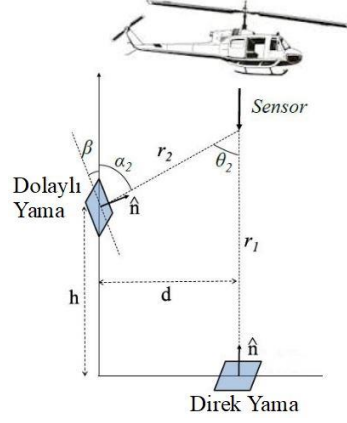
$$dA_p = \frac{1}{2} \sqrt{\det \begin{vmatrix} p_1(x) & p_2(x) & p_3(x) \\ p_1(y) & p_2(y) & p_3(y) \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}^2 + \det \begin{vmatrix} p_1(y) & p_2(y) & p_3(y) \\ Z(p_1) & Z(p_2) & Z(p_3) \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}^2 + \det \begin{vmatrix} Z(p_1) & Z(p_2) & Z(p_3) \\ p_1(x) & p_2(x) & p_3(x) \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}^2} \quad (3.9)$$

Yansıma yüzeyindeki tek bir yama için sensör anlık konumu ile olan mesafe ve yüzey alanı bilgileri elde edildikten sonra Denklem 3.10’da verilen formül ile verilen yamadan olan yansıma sinyali bulunur.

$$dP_r = \frac{P_0 G_0^2 \lambda^2 \sigma(\alpha) F^4(\beta) dA_p}{(4\pi)^3 |\vec{d}|^4} \quad (3.10)$$

Burada yansıyan sinyalin gücünü bulurken kullanılan RCS sensör ve yama arasındaki yaklaşma açısındaki yansıtıcılık değeri, anten yayılım faktörü ( $F$ ) ise yama ağırlık merkezi ile sensör konum vektörü arasındaki açığa ( $\beta$ ) karşılık gelen değeri kullanılmaktadır. Tüm yüzey yamaları için bu değerler sensörün anlık konumu için hesaplanırsa toplam yansıyan sinyal gücü bulunabilir. Ayrıca bu yüzey yamaları farklı yüksekliklerde ve farklı açılarda olduğu için Denklem 3.8’de hesaplanan sensör ile yama arasındaki mesafeden dolayı farklı vuru frekansları üretecektir. RHOS yazılımı Denklem 2.15 kullanarak hesaplanmış olan yama uzaklıklarının oluşturacağı vuru frekanslarını ve yansıyan sinyal güçlerini hesaplamaktadır.

Ayrıca RHOS simülatörü yüzey yamalarından olan yansımaları ayrı ayrı incelerken aynı zamanda yansıma yüzeyini oluşturan diğer yamalardan olan çoklu yansımaları da incelemektedir.



Şekil 3.17 Çoklu Yama Yansıması

Şekil 3.17’de helikopter iniş kalkışı sırasında yansıma yüzeyini oluşturan farklı konum ve yükseklikteki yamalardan olan çoklu yansıma modeli verilmiştir. Burada özellikle yükseklik ve sensör anten hüzmeye açısı ile yeryüzü yansıtıcılığı hesaba katıldığında Denklem 3.11’de verildiği gibi dolaylı yamadan olan yansıyan sinyal gücü, sensörün direk olarak gördüğü sinyal gücünden daha fazla olabilmektedir.

$$dP_{r_1} < dP_{r_2} \Rightarrow \frac{P_0 G_0^2 \lambda^2 \sigma(\alpha_1) F^4(\theta_1, \phi_1, \zeta) dA_1}{(4\pi)^3 r_1^4} < \frac{P_0 G_0^2 \lambda^2 \sigma(\alpha_2 + \beta) F^4(\theta_2, \phi_2, \zeta) dA_2}{(4\pi)^3 r_2^4} \quad (3.11)$$

Burada özdeş yamalar ile yansıma yüzeyi tanımlandığı için yama yüzey alanları eşit olmaktadır. Yansıyan sinyal gücü anten hüzmeye açısı ve yeryüzü RCS açısı ile tanımlanmaktadır. Ayrıca yansıyan sinyal gücü yama yüksekliği ile ters orantılı olup daha uzaktaki yamalardan daha az sinyal yansımaktadır. Bu kapsamda [5]’de dolaylı yamadan yansıyan sinyal gücünün direk yama yansımasının uzaklık ile orantısı verilmiştir. Eğer yaklaşma açısı ile orantılı olarak Denklem 3.12’de verilen  $d/h$  oranı belli bir değerden düşük olursa dolaylı yama yansıması direk yama yansımasından daha fazla olmaktadır. RHOS simülatörü tüm bu durumlar için direk ve dolaylı yama yansımaları ile bu yamalardan olan yansımaların oluşturacağı vuru frekanslarını hesaplayarak test sisteminin daha doğru simülasyon sinyalleri üretmesini sağlamak için arayüz yazılımı ile entegreli olarak çalışacaktır.

$$\frac{d}{h} < \frac{\sin(\alpha_2) G(\alpha_2, \beta, \theta_B)}{\sin(\alpha_2) - \cos(\alpha_2) G(\alpha_2, \beta, \theta_B)} \quad (3.12)$$



## 4. YÖNTEM VE DOĞRULAMA

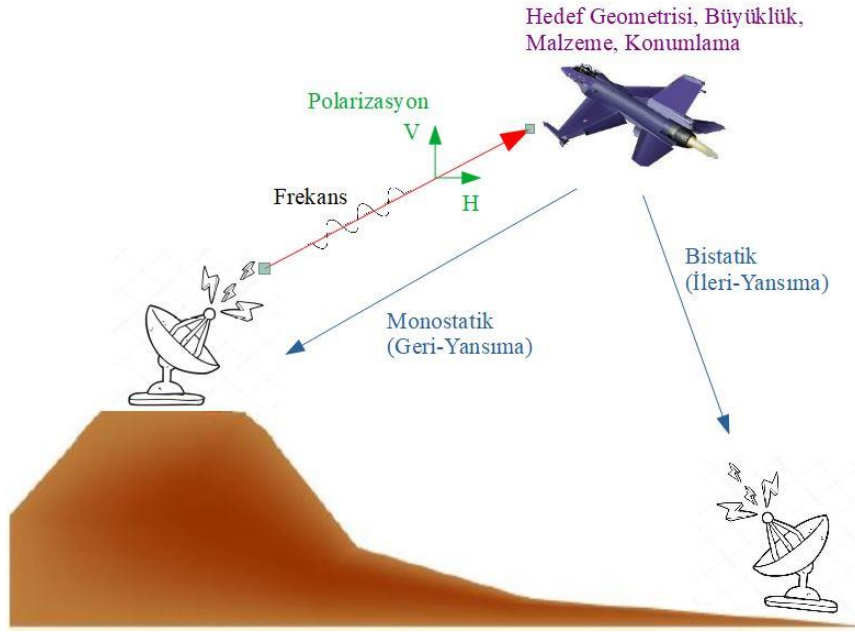
### 4.1. Radar Kesit Alanı Tanımı ve Modellemeleri

Bölüm 2’de ayrıntılı olarak verildiği üzere bir radar, hedef tespiti yapabilmek için eko (geri yansıma) sinyaline ihtiyaç duymaktadır. Bu geri yansıma ise hedefin yansıtıcılık ve şekline bağlı olarak değişmektedir. Bu nedenle her bir hedef için hedefin efektif alanı olarak açıklanan, hedefin yansıtma davranışını gösteren ve gönderilen güç yoğunluğu ile yansıyan güç yoğunluğu oranı ile tanımlanan Radar Kesit Alanı (Radar Cross Section (RCS)) ortaya konulmuştur. Her ne kadar ilk radar çalışmalarında eko alanı ya da efektif alan olarak anılsa da teknik olarak Radar Kesit Alanı literatürde kalıcı olarak kullanılmaktadır. Denklem 4.1’de RCS’in matematiksel tanımı verilmiştir. Formülden de anlaşılacağı üzere uzaklık sonsuza giderken yani uzaklıktan bağımsız olarak bir hedefin RCS’i gelen dalga ile yansıyan dalgaların karelerinin oranları ile tanımlanmaktadır. Bu denklemin çıkarımında hedefin gelen dalga gücünü aldığı ve daha sonra her yönde aynı şekilde yansıma yaptığı kabul edilmiştir [41].

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2} \quad (4.1)$$

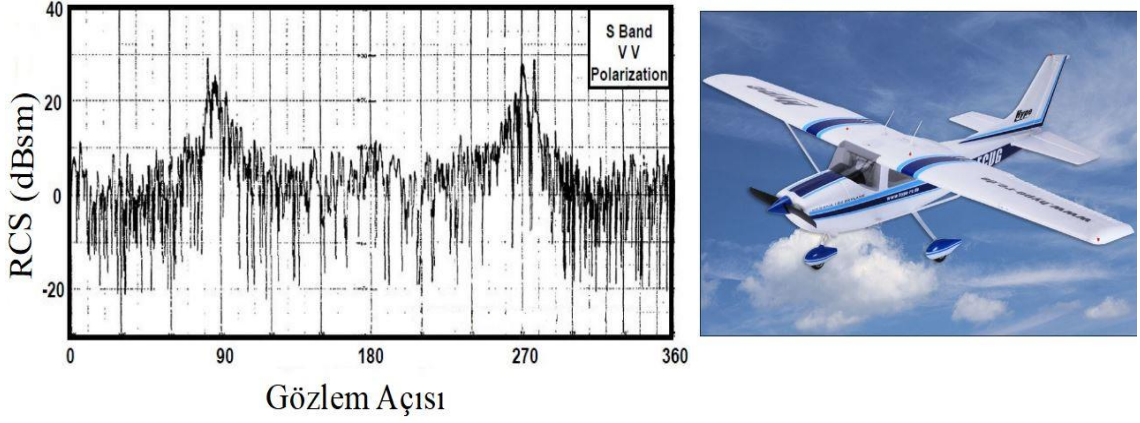
Eğer hedef her yöne aynı derecede yansıma yapabilen türde bir şekle sahipse bu hedefin RCS’i özdeş olmakta ve tüm yönlerde aynı yansıyan sinyal gücü değeri elde edilmektedir. Fakat normal şartlarda çalışılan hedefler yüzey tiplerinden ve diğer etmenlerden dolayı tüm açılarda farklı yansımalar yapmaktadır. Şekil 4.1’de ise RCS üzerinde etkisi olan tüm parametreler verilmiştir. RCS üzerinde gönderilen sinyal frekansı önemli rol oynamaktadır. Frekans arttıkça doğal olarak dalga boyu küçüleceği için hedef, dalga boyuna göre büyük olmaya başlayacak ve daha küçük ayrıntılardaki çoklu yansımalar ile RCS üzerinde değişikliğe neden olacaktır. Ayrıca gönderilen sinyal polarizasyonun da dikey ve yatay olması durumuna göre yansımada farklılığa neden olacaktır. Gönderilen sinyale ek olarak tespit edilmeye çalışılan hedef üzerindeki geometri, hedefin büyüklüğü, hedefin üzerinde kullanılan malzeme (doğal bir hedef ise yansıtıcılık) ve sinyalin geliş konumu da yansıma üzerinde etkili olacak ve bu durum da RCS’in değişmesine neden olacaktır. Ayrıca geliş açısının hedefin hangi pozisyonuna denk geldiğinin önemli olduğu kadar yansıma açısı da çok önemlidir. Bu kapsamda Şekil 4.1’de verildiği üzere radar

tespit yapısıyla hem monostatik hem de bistatik yansımalar ile hedef tespit edilebilmektedir. Radardan gelen sinyal ile gözlem sinyalinin aynı açıda olduğu monostatik durum için geri yönlü yansıma (geliş yönündeki RCS verisi), gelen sinyal ile gözlem sinyalinin farklı açılarda olduğu bistatik durum için ileri yönlü yansıma (alıcı yönündeki RCS verisi) sinyalleri üzerinden tespit yapılır. Böylelikle radar yapısının da tespitte kullanılan RCS verisi üzerindeki etkisinin önemi verilmiştir.



Şekil 4.1 RCS Etki Parametreleri

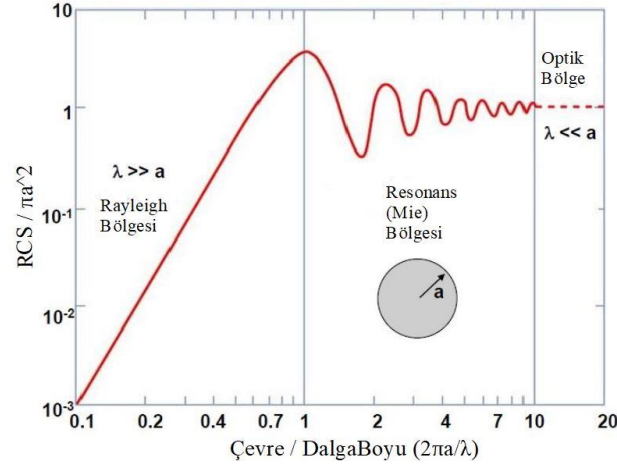
Bilindiği üzere RCS açıya bağlıdır ve tespit alıcısı yönündeki RCS değeri, hedefin radar tarafından karakterize edilmesini sağlamaktadır. Bu kapsamda Şekil 4.2’de Cessna 15 tipindeki bir uçağın ölçüme dayalı RCS verisi verilmiştir. Buradan da anlaşılacağı üzere farklı gözlem noktalarında farklı RCS değerleri ölçülmüştür. Özellikle 90 ve 270 derecelere denk gelen kanat bölgelerinden olan yansımaların diğer bölgelere göre daha fazla olduğu görülmektedir. Bu nedenle yansıyan sinyal değerleri farklı bölgelerde değişim gösterir. Bu durum da radarın farklı hedefler tespit etmesine neden olabilecektir.



Şekil 4.2 Cessna 151 RCS verisi [43]

Özellikle basit yüzeylerden olan yansımaların hesaplanarak radar kesit alanlarının bulunmasında bir elektromanyetik sınır değeri yeterli olabilirken, daha karmaşık hedeflerden olan yansımaların hesaplanmasında bir nümerik elektromanyetik yaklaşım tekniği ya da ölçüme dayalı verilerden yola çıkarak radar kesit alanı hesaplanabilmektedir. Eğer bir küre gibi her yöne aynı oranda yansıma yapan bir hedef inceleniyorsa, bu nesnenin radar kesit alanı aydınlatılan bölgenin alanı ile eşit olmaktadır. Şekil 4.3’de her yöne eşit şekilde yayılım yapan küresel bir hedefin büyüklüğü ile monostatik radar kesit alanı ilişkisi verilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı üzere bir kürenin radar kesit alanı direk olarak fiziksel kesit alanı ile orantılıdır. Burada radar kesit alanının değişimini veren 3 adet bölge bulunmaktadır.

Eğer kürenin çevresi gelen sinyalin dalga boyundan oldukça düşük ise hedefin radar kesit alanı değişimi dalga boyunun dördüncü kuvveti ile olur ve bu bölgeye Rayleigh Bölgesi ismi verilir. Ayrıca bu fenomen, gökyüzünün neden mavi olduğunu da açıklamaktadır. Güneşten gelen ışınlar dünya yüzeyine doğru ilerlerken beyaz ışık olarak gelmekte ve bu esnada birçok parçacığa çarparak saçılmaktadır. Saçılma yoğunluğu ise güneş ışığının dalga boyuna bağlı olarak değişmekte ve Şekil 4.3’de verildiği gibi Rayleigh bölgesinde dalga boyu azaldıkça saçılma miktarı artmaktadır. Böylelikle beyaz ışığın içinde bulunan mavi ışığın dalga boyu kırmızı ışığa göre çok daha düşük olduğu için mavi ışık çok daha fazla saçılım yaparak gökyüzünün mavi olarak görülmesini sağlamaktadır.



Şekil 4.3 İletken bir küresel nesnenin monostatik radar kesit alanı

Gelen sinyalin dalga boyunun kürenin yarıçapından çok daha küçük olduğu durumlarda ise hedefin radar kesit alanı yaklaşık olarak kendi fiziksel kesit alanı ile eşit düzeyde olmaktadır. Bu bölgeye optik bölge ismi verilmekte ve geometrik optik yaklaşımlarının geçerli olduğu bölge olarak tanımlanmaktadır. Rayleigh bölgesi ile optik bölge arasında kalan kısım ise rezonans (Mie) bölgesi olarak adlandırılmaktadır. Bu bölgede kürenin elektriksel alanı dalga boyunun katları ile değişmekte ve radar kesit alanı frekansın değişimi ile osilasyon yaptığı bölgedir [42].

Genellikle radar hesaplamalarında küre gibi basit nesnelere yerine daha karmaşık olan gemi ve uçak benzeri hedefler kullanılmaktadır. Bu hedeflerin radar kesit alanları ise büyük oranda frekans ve gözlem açısı ile hızlı bir şekilde değişmektedir. Askeri uygulamalarda radarlara yakalanma ihtimalini azaltmak için radar kesit alanının minimize edilmesi sağlanmaktadır. Bu çalışmada verilen uygulamada ise yerden olan yansımalar üzerinden RCS hesaplaması yapıldığı için yeryüzünü oluşturan tüm yama parçalarından olan yansımalar ayrı ayrı hesaplanıp daha sonra birleştirilerek tüm yüzeyin gerçek RCS verisine ulaşılmaktadır.

Helikopter üzerinde bulunan ve hassas iniş-kalkış yapılmasını sağlayan FMCW tabanlı yükseklik sensörü için hedef yeryüzü olduğu için yeryüzünden yansıyan dalgalar hesaplanarak RCS verisi ve vuru frekansı ile bu frekanstaki sinyalin genlik seviyeleri hesaplanmakta ve RHOS donanımları ile sensöre daha doğru test sinyalleri

gönderilmektedir. Burada hedef yeryüzü olduğu ve sensör FMCW temelli olduğundan sensörün çalışma frekansı sürekli olarak değiştirilmekte ve yansıyan sinyal seviyesi de bunlara bağlı olarak değişim göstermektedir. Yüzey yansıma modellemeleri genel olarak rastgele süreçlerle açıklanmakta ve olasılık istatistikleri ile tanımlanabilmektedir. Bazı ölçülmüş veriler üzerinden hesaplanan olasılık dağılımları incelendiğinde de mevcut bazı rastgele olasılık fonksiyonları ile örtüştüğü görülmüştür. Özellikle yeryüzü yansımaları incelendiğinde bu tipteki yüzeylerden olan yansımaların olasılık dağılım fonksiyonlarının Rayleigh, Ricean ve Log-Normal dağılımlara benzerlik gösterdiği sonucuna ulaşılmıştır. Ölçüm sonuçlarına bakıldığında ise Radar Kesit Alanı olasılık yoğunluk fonksiyonunun Denklem 4.2’de verilen Gauss dağılımına sahip olduğu görülmektedir. Burada  $h$  yeryüzü yükseklik verisini,  $\sigma$  yeryüzü yansımalarının standart sapmasını,  $a$  ise ortalama değerini vermektedir.

$$p(h) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(h-a)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (4.2)$$

Yeryüzü yansıma analizleri tamamen rastgele süreçler üzerinden tanımlanmakta ve direk olarak bir matematiksel model üzerinden ifade edilmektedir. Bu nedenle birçok enstitü ve kurumun yaptığı ölçüm verileri üzerinden oluşturulan olasılık yoğunluk fonksiyonları kullanılmaktadır. Çizelge 4.1’de bazı ölçülmüş yeryüzü yansıtıcılık verileri tablo halinde verilmiştir. Burada kullanılan  $Y$  notasyonu geliş açısına bağlı olarak RCS verisi ifade etmekte ve  $\sigma_0/\sin(\psi)$  olarak modellenmektedir. Çizelge 4.1’den de anlaşılacağı üzere ölçülen yansıtıcılık verisi geliş açısı ve frekansa göre farklılık göstermektedir. Tüm bu yansıyan sinyal seviyesi ve RCS verileri de rastgele değişen olasılık yoğunluk fonksiyonları ile açıklanmaktadır.

Çizelge 4.1 Belirli Yaklaşım Açılımlarına Göre Ölçülmüş RCS Verileri (dB değerleri)

<i>Yeryüzü Tipi</i>	<i>Ortalama</i> $Y_m$	<i>UHF</i>		<i>L</i>		<i>S</i>		<i>X</i>		<i>Ku</i>	
		$Y_m$	$Y_{max}$	$Y_m$	$Y_{max}$	$Y_m$	$Y_{max}$	$Y_m$	$Y_{max}$	$Y_m$	$Y_{max}$
<i>Asfalt Yol</i>	-25	-37	-30	-32	-28	-28	-22	-23	-10	-23	-17

<i>Tarla</i>	-22	-32	-18	-	-	-	-10	-18	-10	-19	-10
<i>Orman</i>	-16	-22	-12	-15	-8	-17	-10	-15	-10	-15	-8
<i>Ağaçlık Tepe</i>	-15	-16	-	-	-	-	-	-13	-6	-15	-8
<i>Şehir Merkezi</i>	-11	-6	2	-11	-4	-15	-5	-12	-3	-	-

Farklı yeryüzü tipleri için ölçümlenmiş veriler üzerinden yapılan analizlerle yeryüzü yansıtıcılığının geliş açısı ve frekans bağımlılığının tanımlandığı Sabit Gama modeli geliştirilmiş ve Denklem 4.3’de matematiksel modeli verilmiştir. Çizelge 4.2’de mevcut ölçülmüş veriler üzerinden oluşturulmuş Sabit Gama Model parametreleri verilmektedir. Mevcut RHOS yazılımı her bir yeryüzü yaması için anlık olarak geliş açısını hesaplamakta ve bu modele göre rastgele bir Radar Kesit Alanı verisi üretmektedir. Bu çalışmada ortaya konan hesaplamalarla gerçek yüzeylerden olan yansımalar hesaplanarak yaklaşma yüzeyinin gerçek RCS verileri geliş açısına ve gözlem açısına göre verilecek ve bu doğru veriler üzerinden RHOS yazılımı geri yansıyan sinyalleri hesaplayarak sensöre daha doğru test sinyallerini geri besleme olarak verecektir.

$$P(\psi) = a e^{b(\psi)} + c e^{d(\psi)} \quad (4.3)$$

Çizelge 4.2 Yeryüzü Radar Kesit Alanlarının Sabit Gama Modelleme Parametreleri [5]

<i>Yeryüzü Tipi</i>	$\sigma_{min}$ (dB)	$Y$ (dB)	$\sigma_{max}$ (dB)	<i>Yeryüzü Parametreleri</i>			
				<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>
<i>Asfalt Yol</i>	-40	-25	-5	0.4642	-0.4400	0.0153	-0.0523
<i>Tarla</i>	-37	-22	-2	0.9261	-0.4400	0.0304	-0.0523
<i>Orman</i>	-31	-16	4	3.6874	-0.4390	0.1178	-0.0509
<i>Ağaçlık Tepe</i>	-30	-15	5	4.6422	-0.4390	0.1483	-0.0509
<i>Şehir Merkezi</i>	-26	-11	9	11.6608	-0.4388	0.3708	-0.0507

## 4.2. Radar Kesit Alanı Hesaplama Yöntemleri

Radar çalışma ortamında genel olarak tespit edilmek istenen hedefler (uygulamamızda yeryüzü) basit yüzeylerden daha çok orman, deniz, çalılık, çöl vb. yeryüzü hedefleri ve kamyon, tank, füze, gemi, radar sistemleri, uçaklar vb. savaş hedefleri çok karmaşık şekillere sahiptirler. Bu nedenle bu tarz hedeflerin Radar Kesit Alanı hesaplamalarında genel olarak analitik metotlar kullanılmamaktadır. Bu tip hedeflerin yansımaları ile RCS hesaplamaları için bilgisayarın işlem gücünü kullanarak Maxwell denklemlerinin çözümleri ile yansıma hesaplaması yapan nümerik elektromanyetik metotları sıklıkla kullanılmaktadır. Nümerik Elektromanyetik Metotları ayrıca anten, dalga kılavuzları analizleri ve dalga yayılım modellemeleri gibi elektromanyetik dalga yayılım, saçılım ve yansıma gibi problemlerin çözümünde sıklıkla kullanılmaktadır. Özellikle bilgisayar üzerinde bulunan MATLAB ve diğer matematiksel temelli yazılımlarla bu tarz analizler yapılabileceği gibi hali hazırda bulunan FEKO, CST, HFSS ve SONNET gibi 3D elektromanyetik analiz yazılımları da bu temelleri kullanarak ilgili hesaplamaları yapmaktadır.

Nümerik Elektromanyetik Metotları genel olarak diferansiyel denklem modellerinin kullanıldığı Sonlu Eleman Metodu (Finite Element Method(FEM)), Sonlu Farklar Metodu (Finite Difference(FD)) ve Zamanda Sonlu Farklar Metodu (Finite Difference Time Domain (FDTD)) ile integral denklem modellemelerinin kullanıldığı Momentler Metodu (Method of Moments (MoM)) adlandırılırlar. Ayrıca elektriksel boyutu büyük ve büyük işlem yükü gerektiren durumlar için tanımlanmış Geometrik Optik (Geometrical Optic (GO)), Fiziksel Optik (Physical Optic (PO)), Geometrik Kırınım Teorisi (Geometrical Theory of Diffraction (GTD)), Fiziksel Kırınım Teorisi (Physical Theory of Diffraction (PTD)) ve Eşdeğer Akımlar Metodu (Method of Equivalent Currents (MEC)) gibi yüksek frekans asimptotik yaklaşımları da bulunmaktadır.

Bu tezde özellikle sensör temelinde yeryüzü yansımaları inceleneceği ve yeryüzünün dinamik olarak DTED ve diğer veriler üzerinden RCS hesaplamaları yapılacağı için bu bölümde nümerik elektromanyetik yöntemlerle yansıyan dalga ve dolayısıyla RCS hesaplama metotları verilmiştir.

#### 4.2.1. Momentler Metodu (Method of Moments (MoM))

MoM yöntemi genel olarak gerçek akımların açıklanmasını sağlayacak Maxwell eşitliklerinin integral formlarının çözülmesi ile tanımlanmaktadır. Şekil 4.4’de MoM yönteminin RCS hesaplamasında kullandığı yansıyan dalgaların nasıl elde edildiği verilmiştir. Burada aydınlatılan cisim üzerinde oluşan yüzey eşlenik akımlarının yeniden yayılım yapması ile bir yansıyan dalga oluşmaktadır. Yani MoM yöntemindeki ana amaç tüm yüzey üzerinde gelen dalganın oluşturduğu indüklenmiş akımların bulunup, bu akımlardan meydana gelecek yeni yayılımların hesaplanmasıdır.



Şekil 4.4 RCS hesaplamasında MoM çalışma prensibi

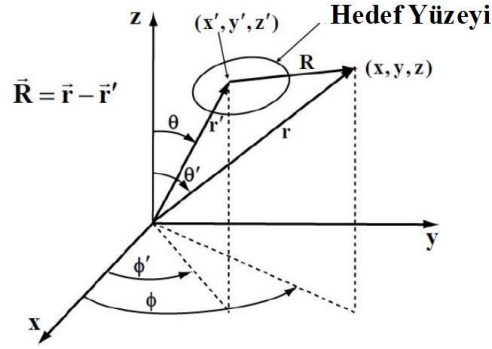
MoM yönteminin en temel avantajı bilinmeyen fonksiyonların bilinen basit formdaki baz fonksiyonlarının ağırlıklandırılmış toplamları olarak tanımlanması ve bunun her yüzey yaması için yapılması ile basit lineer cebir yöntemleri ile sonuca ulaşılabilir. MoM yönteminin bir diğer avantajı ise RCS hesaplama probleminde kesin ve yüksek doğrulukta bir sonuç vermektedir. Denklem 4.4’de Maxwell eşitliklerinden türetilerek elde edilen dalga denklemi (Helmholtz Eşitliği) verilmiştir. Dalga denkleminin sonucu eşitliğin sağında da görüldüğü üzere yüzey akımlarıdır.

$$\nabla_t^2 E_z + k^2 E_z = j\omega\mu J_z \quad (4.4)$$

Şekil 4.5’de MoM temelinde RCS hesaplamasında hedef ve gözlem noktası arasındaki geometrik ilişki verilmektedir. Buna göre hedef üzerinde oluşan elektrik alan ‘Green’s



Fonksiyonu' Denklem 4.5'de verilmiştir. Burada  $H_0^{(2)}$  terimi Hankel fonksiyonunun sıfır dereceli ikinci tipidir.



Şekil 4.5 MoM Yöntemi RCS Hesaplama Geometrisi

$$E_z = -\frac{k\eta}{4} I H_0^{(2)}(k|r - r'|) \quad (4.5)$$

Elektrik alanın 'Green's Fonksiyonu' kullanılarak tüm hedef yüzeyi üzerinde Denklem 4.5 yazılarak toplandığında yüzey üzerinde endükte olan akımlar gelen dalga cinsinden Denklem 4.6'daki gibi olmaktadır. Böylelikle bilinmeyen olan yüzey akımları toplamı değeri bilinen gelen dalga cinsinden yazılmış olur.

$$\frac{k\eta}{4} \oint_{r' \in C'} J_z(r') H_0^{(2)}(k|r - r'|) dl' = E_z^i(r) \quad (4.6)$$

MoM yöntemi kapsamında bu fonksiyonuna yukarıda verilen adımlar uygulanırsa, öncelikli olarak bilinmeyen yüzey akımları baz fonksiyonlarının ağırlıklı çarpımı cinsinde yazılarak ağırlık fonksiyonu ile formu bilinen bir yapıda toplam fonksiyonu biçiminde yazılır. Böylelikle matris çarpımı ile bakılacak olduğunda  $[A_{ij}] [x] = [b_i]$  formuna dönüşür. Bu terimlerin tam olarak ne anlama geldikleri Denklem 4.7'de verilmiştir. Bu kapsamda  $[A_{ij}] [x] = [b_i]$  matris sistemi çözülerek bilinmeyen ve  $x$  ile temsil edilen yüzey akımları değerlerine ulaşılır.

$$A_{ij} = \frac{k\eta}{4} \oint_{r' \in C'} H_0^{(2)}(kR) dl' \quad b_i = E_z^i(r_i) \quad (4.7)$$

Yüzey akımları değerleri her bir yüzey yaması için ayrı ayrı hesaplanarak toplam yüzey akım yoğunluğu elde edilir. Daha sonra bu akımlar yeniden yayılım yaparak Denklem 4.8’de verilen yansıyan elektriksel alan değerine ulaşılır. Buradan Denklem 4.9’daki RCS değerine ulaşılır. Bu hesaplama iki boyut için anlatılmıştır. Aynı çıkarımların MoM yönteminde üç boyutlu halleri de mevcuttur. [44]

$$E_z^S(r, \phi)|_{uzak\ alan} = \frac{k\eta}{4} \sqrt{\frac{2j}{\pi kr}} e^{-jkr} \oint_{r' \in C'} J_z(r') H_0^{(2)}(k|r - r'|) dl' \quad (4.8)$$

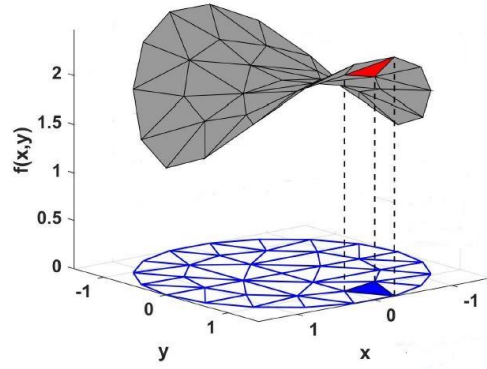
$$\sigma_{2D} = \lim_{r \rightarrow \infty} 2\pi r \frac{|E_{uzak\ alan}^S|^2}{|E^i|^2} \quad (4.9)$$

#### 4.2.2. Sonlu Elemanlar Metodu (Finite Element Method (FEM))

Elektromanyetik yansıma analizlerinde sıklıkla kullanılan bir diğer nümerik elektromanyetik yöntemi de FEM’dir. Yöntem önceleri uçak gövdelerinin mekanik genleşme analizlerini yapmak için kullanılsa da daha sonraki yıllarda bilimin her alanında diferansiyel fonksiyon temelli bir çözüm metodu olarak sıklıkla tercih edilmiştir.

Bu yöntem kısmi diferansiyel eşitliklerden oluşmuş sınır değer problemine yaklaşık bir sonuç vermek için varyasyonel bir model olarak ortaya konmuştur. Yöntemdeki ana mantık çok karmaşık olarak tanımlanmış olan yansıma problemi için yüzeyin basite indirgeyerek çözüme götürmektir. Yansıma yüzeyi baz fonksiyonları ile üçgen ya da çokgen olarak tanımlanmış çok sayıda basit ve küçük sonlu eleman adı verilen alt bölgelere bölünmektedir.

Şekil 4.6’da FEM yönteminde kullanılan elemanların üç boyutlu bir yüzey için oluşturulma şekli verilmiştir. Buradan da anlaşılacağı üzere yüzey üzerinde oluşturulan yüzey yamalarının bir izdüşümü alınarak eleman matrisi oluşturulmakta ve bu elemanlar üzerinden sınır değer problemleri çözülerek sonuca ulaşılmaktadır [44].



Şekil 4.6 FEM Model Yüzeyi Elemanları

Denklem 4.10'da genelleştirilmiş dalga denklemi verilmiştir. Burada  $f$  terimi, PEC yapıdaki malzemeler için sıfır iken diğer dielektrik malzemelerde  $k_0^2 (\epsilon_r - 1) E_z^i$  olarak gelen dalga ve malzeme özellikleri ile tanımlanmaktadır.

$$\nabla_t^2 E_z^S + k_0^2 \epsilon_r E_z^S = -f \quad (4.10)$$

Yansıma ve yayılım problemlerinde gelen olarak elektrik ve manyetik alan bileşenleri sonsuza kadar uzanmakta ve bir kapalı alan içerisinde incelenmemektedir. FEM yönteminde ise problem domeni soğuran sınır koşulları (Absorbing Boundary Conditions (ABCs)) ya da mükemmel uyumlu katmanlar (Perfectly Matched Layers (PMLs)) ile sınırlandırılarak sınır koşul değerleri ile tanımlanmaktadır. Denklem 4.11'de eleman matrisi verilmiştir. Eleman matrisleri birleştirilerek elde edilen global matris denklemi çözümlenerek saçılan alan hesaplanır.

$$A_{ij}^e = \int_{S^e} \left( \frac{dN_i^e}{dx} \frac{dN_j^e}{dx} + \frac{dN_i^e}{dy} \frac{dN_j^e}{dy} \right) ds - \int_{S^e} k_0^2 \epsilon_r N_i^e N_j^e ds \quad b_i^e = \int_{S^e} N_i^e f ds \quad (4.11)$$

Yansıma yüzeyi üzerinde indüklenen elektrik ve manyetik akımları yeniden yayılım yaptırılarak uzak alandaki saçılan elektrik ve manyetik alan bulunur. Elektrik ve manyetik

alan ifadeleri Denklem 4.12’de verildiği gibidir. Burada J elektrik akımı, M ise manyetik akımı ifade etmektedir.

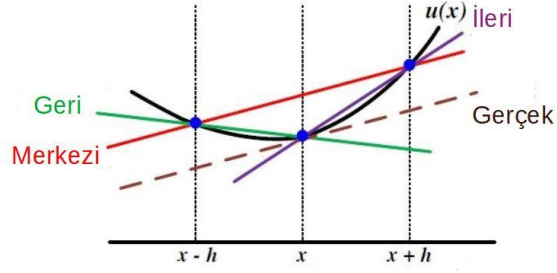
$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{uzak alan}^S(\mathbf{r}) &= jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} [\hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{M}(\mathbf{r}') + \eta \hat{\mathbf{r}} \times (\hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{J}(\mathbf{r}'))] e^{-jkr} ds' \\ \mathbf{H}_{uzak alan}^S(\mathbf{r}) &= jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} [\mathbf{J}(\mathbf{r}') \times \hat{\mathbf{r}} + \frac{1}{\eta} \hat{\mathbf{r}} \times (\hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{M}(\mathbf{r}'))] e^{-jkr} ds' \end{aligned} \quad (4.12)$$

Tüm yüzey elemanları için hesaplanan bu elektrik ve manyetik alan bileşenleri elde edildikten sonra MoM yöntemindeki gibi gelen sinyal ile orantılı olarak RCS hesaplaması yapılmaktadır. FEM yöntemi yeryüzü ya da hedef RCS hesaplamaları dışında statik ve zaman değişimli elektromanyetik problemlerin çözümünde de sıklıkla kullanılmaktadır. Özellikle dalga kılavuzları içerisinde temel modların hesaplanması da bu yöntemle yapılabilmektedir.

#### 4.2.3. Sonlu Farklar Yöntemi (Finite Difference (FD))

Sonlu Farklar yöntemi temel mantık olarak Maxwell eşitliklerindeki diferansiyel formların çözümüne bir yaklaşım uygulayarak eşitlikleri çözmekte ve böylelikle yüzey akımları ve yansıyan dalga hesapları yaparak yüzey RCS’i hesaplamaktadır. Yöntemde Maxwell denklemleri ve sınır değer koşulları hedef yüzeyine ve yüzeyi oluşturan bölünmüş küçük hücrelerin sınırına yönlendirilir. Yöntemdeki ana yapı dalga denkleminde bulunan tüm türevsel ifadelerin kendi sonlu farklar yaklaşımı ile ifade edilerek gerçek denkleme bir yaklaşık lineer ve basit formda bir form kazandırmaktır. Böylelikle her bir yüzey hücresi bu yaklaşım uygulanıp toplam yansıyan sinyal ifadesi basit formdaki denklem sisteminin çözümü ile mümkün olabilmektedir. Şekil 4.7’de sonlu farklar yönteminde kullanılan ve türev ifadesini yaklaşım ile ifade ederek denklemi basit forma sokmaya yarayan yöntemler verilmiştir. Denklem 4.13’de ise bu yöntemlerin matematiksel ifadeleri verilmiştir [44].

$$u'(x) = \frac{u(x+h)-u(x)}{h} \quad u'(x) = \frac{u(x)-u(x-h)}{h} \quad u'(x) = \frac{u(x+h)-u(x-h)}{2h} \quad (4.13)$$



Şekil 4.7 FD türev yaklaşımları

#### 4.2.4. Zamanda Sonlu Farklar Yöntemi (Finite Difference Time Domain (FDTD))

Bölüm 4.2.3' de anlatılan sonlu farklar metodunun zaman boyutunda yapıldığı Zamanda Sonlu Farklar (FD-TD) yöntemi RCS hesaplamasında sıklıkla kullanılmaktadır. FDTD yönteminde Maxwell denklemlerinin türevsel formlarının farklar denklemlerine dönüştürülerek zaman boyutunda çözülmektedir. Maxwell denklemlerinden de bilindiği üzere herhangi bir zamandaki elektriksel alandaki değişim manyetik alanda da bir değişime neden olmaktadır. Bu nedenle FD'den farklı olarak bu özellik uygulanarak, farklar denklemleri olarak tanımlanan Maxwell denklemleri zamanda elektriksel alan için sıralamalı olarak çözümlenerek daha sonra hesaplanan bu elektriksel alanlardan bir sonraki adımdaki manyetik alan sonucuna ulaşılır. Bu özelliğinden dolayı yöntem geniş bantlı uygulamalarda kullanım kolaylığı sağlamaktadır.

Yöntemin dezavantajı ise hesaplamaya başlamadan önce yapılacak olan yansıma yüzeyinin küçük parçalara ayrılması sırasında meydana gelebilecek merdivenleme hatası ya da çok sayıda bölüntüleme yaparak hafıza sorunu yaratmasıdır.

Bu yöntemde kullanılan yaklaşım metodunun ana yapısını göstermek için Denklem 4.14'de Maxwell denklemlerinin birinci denkleminin türevsel ve integral formları verilmiştir.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon \frac{d\mathbf{E}}{dt} \text{ (Türev Formu)} \quad \oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \varepsilon \int_S \frac{dE_z}{dt} ds \text{ (İntegral Form)} \quad (4.14)$$

Denklem 4.15’de ise yukarıda integral formda verilen Maxwell birinci denkleminin Sonlu Farklar yaklaşımına göre yeniden düzenlenmiş hali vardır. Burada görüldüğü üzere denklemin hem sağ hem de sol kısmında integral ve türev operasyonlarından kurtulmuştur.

$$\varepsilon \int_s \frac{d E_z}{dt} ds \cong \varepsilon \frac{d E_z(m,k)}{dt} (\Delta l)^2 \quad (4.15)$$

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \left[ H_x \left( m, k - \frac{1}{2} \right) + H_y \left( m + \frac{1}{2}, k \right) - H_x \left( m, k + \frac{1}{2} \right) - H_y \left( m - \frac{1}{2}, k \right) \right] \Delta l$$

Denklem 4.16’da ise Denklem 4.15’de verilen Maxwell birinci denkleminin zaman ve konuma göre Zamanda Sonlu Farklar Yöntemine göre yaklaşım formu verilmiştir. Burada elektriksel alanın zaman ve konuma göre değişimi verilmiştir. Bu eşitlik zaman ve konuma göre sıralamalı olarak çözüldüğünde belirlenen zaman ve konuma ulaşıldığındaki elektriksel alan sonucunu vermektedir [44].

$$E_z^n(m, k) = E_z^{n-1}(m, k) \left[ H_x^{n-0.5} \left( m, k - \frac{1}{2} \right) + H_y^{n-0.5} \left( m + \frac{1}{2}, k \right) - H_x^{n-0.5} \left( m, k + \frac{1}{2} \right) - H_y^{n-0.5} \left( m - \frac{1}{2}, k \right) \right] \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta l} \quad (4.16)$$

Aynı şekilde Maxwell denklemlerinin ikinci denkleminde yola çıkarak Denklem 4.17’de verilen manyetik alan değerleri Zamanda Sonlu Farklar yöntemi ile elde edilebilir. Böylece yansıyan elektrik ve manyetik alanı bularak cisim RCS’i hesaplanabilir.

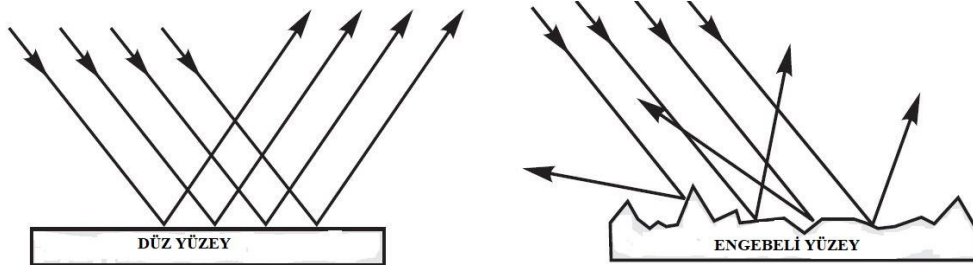
$$H_x^{n+0.5} \left( m, k + \frac{1}{2} \right) = H_x^{n-0.5} \left( m, k + \frac{1}{2} \right) - [E_z^n(m, k + 1) - E_z^n(m, k)] \frac{\Delta t}{\mu \Delta l}$$

$$H_y^{n+0.5} \left( m + \frac{1}{2}, k \right) = H_y^{n-0.5} \left( m + \frac{1}{2}, k \right) + [E_z^n(m, k + 1) - E_z^n(m, k)] \frac{\Delta t}{\mu \Delta l} \quad (4.17)$$

#### 4.2.5. Geometrik Optik Yaklaşımı (Geometric Optics)

Işın izleme yöntemleri elektriksel olarak büyük nesnelere yansıma analizlerinde kullanılan mikrodalga optik yaklaşımlarıdır. Genel olarak ışınların izlenerek yansıma analizlerinin yapıldığı bu yaklaşımlar Geometrik Optik (GO) ve Geometrik Kırınım Teorisi (GTD) kullanılmaktadır. Burada basit bir ortamda ışın izleme için kullanılan yansıma ve saçılma temelleri optik yaklaşımlarla aynıdır. Yansıma ve saçılma analizlerinde kullanılan her iki yöntem aynı zamanda hedef boyutunun dalga boyuna göre çok büyük olduğu optiksel bölge için RCS analizleri için de kullanılır.

Yöntemde yüzeyden yansıyan tüm dalgaların yoğunluğu tamamen yansıma yüzeyinin üzerindeki geometri ile birebir uyumludur. Ayrıca her iki yöntem de optik bazlı olduğu için gelen dalgadan yansımış olan dalgalar ile kırılmış bileşenleri de içermektedir. Şekil 4.8’de verildiği üzere GO’ da aynı optik teoride olduğu gibi gelen ışınlar yüzey durumuna göre yansımaktadır. Burada düz yüzeyde geliş açısı ile beraber ileri yönlü bir yansıma olmakta fakat engebeli yüzeyde geliş açısı ve yüzey tipine bağlı olarak farklı noktalarda yansıma yapmaktadır.



Şekil 4.8 Geometrik Optik Işın İzleme Yapısı

Geometrik Optik yaklaşımı yapısı gereği çok sayıda yansıma noktası tanımlanması gereği sadece sınırlı sayıda uygulama için anlamlı hale gelmektedir. Ayrıca bu yaklaşım özellikle köşe noktalardan ya da tepelerden olan saçılmaları elde edemediği ve gölgede kalan bölgelerden yansımaları neden olduğu için problemin çözümünde hatalara neden olmaktadır. Bu nedenle Keller saçılım etkilerinin elde edilebildiği Geometrik Kırınım Teorisi (GTD) ortaya koymuştur. Fakat bu yaklaşımda da GO’da olduğu gibi gölgede kalan bölgelerden olan yansımalar ve çok saydaki yansıma noktasından dolayı benzer problemleri yaşamaktadır [45].

#### 4.2.6. Fiziksel Optik Yaklaşımı (Physical Optics (PO))

Bu bölümde tez kapsamında yapılan RCS hesaplamalarının temeli olan Fiziksel Optik (Physical Optics (PO)) yaklaşımı verilmiştir. Tezde kullanılan hesaplamaların temeli olduğu için bu bölümde genel çerçeve çizilmiş, ilerleyen bölümlerde hem matematiksel hem de yazılımsal yapısı ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Aynen GO'da olduğu gibi PO yöntemi de optiksel bölge olarak tanımlanan hedef yüzeyinin dalga boyundan çok büyük olduğu durumlarda geçerlidir. Bu nedenle genel olarak bu tür yöntemler yüksek frekans nümerik yöntemleri olarak da adlandırılmaktadır.

PO yöntemi bölgesel olarak aydınlatılan hedef yüzey parçalarında oluşan yüzey akımlarının hedef yüzeylerinin düz ve pürüzsüz olması durumunda kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntemin diğer bir ismi de tanjant yüzey yöntemidir. Bu yönteme göre eğer hedef yüzeyi üzerindeki her nokta sonsuz bir yarım düzlem olarak kabul edilirse, böylelikle görüntü teorisi yüzey akımlarının direk olarak gelen dalganın manyetik alan bileşeni ve yüzey normaleri ile tanımlanmasına olanak sağlamaktadır. Denklem 4.18'de PO yaklaşım metodu verilmiştir. Buradan hareketle yüzey akımları gelen dalganın manyetik alan bileşeni ile elde edilir ve yüzey akımları yeniden yayılım yaptırılarak yansıyan elektrik alan bilgisine ulaşılır. Daha sonra diğer metotlarda olduğu gibi yansıyan elektrik alan ve gelen alan bilgisi ile hedef RCS'ine ulaşılabilir.

$$\vec{J} = 2\hat{a}_n \times \vec{H}_i \quad (4.18)$$

PO metodu yaygın olarak yüksek frekanslı elektromanyetik problemler için kullanıldığında ileri yöndeki gözlem noktalarındaki analizlerde bazı sonuç hataları gözlemlenmektedir. Fakat bu hatalar çoklu yansıma, kırınım, saçılım ve diğer yansıma davranışlarının modellenmesine engel olmamaktadır. Bu tür yansıma mekanizmalarının olması beklenen hedef yüzeyleri için PO yöntemi farklı yöntemlerle birleştirilerek yüzey yansıma analizleri yapılabilmektedir [45].

Bu metoda bir örnek verilecek olunursa  $x$ - $y$  düzleminde uzanan  $a$  genişliğinde  $b$  uzunluğunda düz bir yüzeyden olan yansıma analizi aşağıda verildiği gibidir. Burada



küresel koordinat sistemine göre gelen dalganın elektriksel ve manyetik alanlarından yola çıkarak PO yöntemi ile yüzey akımları tanımlanarak düzlemden olan yansımalar hesaplanır. Öncelikli olarak küresel koordinat sistemine göre  $\theta$  ile tanımlanmış elektrik alan ve buna bağlı olarak  $\phi$  ile tanımlanmış manyetik alan ifadeleri Denklem 4.19'da verilmiştir. Burada  $\eta_0$  ortamın (havanın) özdeğer empedansı olarak verilmiştir.

$$\vec{E}_i = \hat{a}_\theta e^{jk(\hat{a}_{r_i} \cdot \vec{r})} \quad \vec{H}_i = -\frac{\hat{a}_{r_i}}{\eta_0} \times \vec{E}_i = \left(-\frac{2}{\eta_0}\right) \hat{a}_\phi e^{jk(\hat{a}_{r_i} \cdot \vec{r})} \quad (4.19)$$

Küresel koordinat sistemine göre gelen dalganın hem elektrik alan hem de manyetik alan bileşenleri elde edildikten sonra Denklem 4.18'de verilen PO yaklaşımına göre yüzey üzerinde indüklenen akımlar Denklem 4.20'de verildiği gibi gelen dalganın manyetik alan bileşeni ile tanımlanır.

$$\vec{J} = -\frac{4}{\eta_0} \hat{a}_n \times \hat{a}_\phi e^{jk(\hat{a}_{r_i} \cdot \vec{r})} \quad (4.20)$$

Yüzey akımları PO yaklaşımına göre tanımlandıktan sonra, bu akımlar yeniden yayılım yaparak yüzeyden yansıyan dalga ifadeleri elde edilmektedir. Bunun için öncelikle denklem 4.21'de verilen manyetik vektör potansiyel ifadesi elde edilir.

$$\vec{A} = \frac{\mu}{2\pi\eta_0} \frac{e^{jkR_s}}{R_s} \hat{a}_n \times \hat{a}_\phi \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-b/2}^{b/2} e^{2jk(\hat{a}_{r_i} \cdot \vec{r})} dx dy \quad (4.21)$$

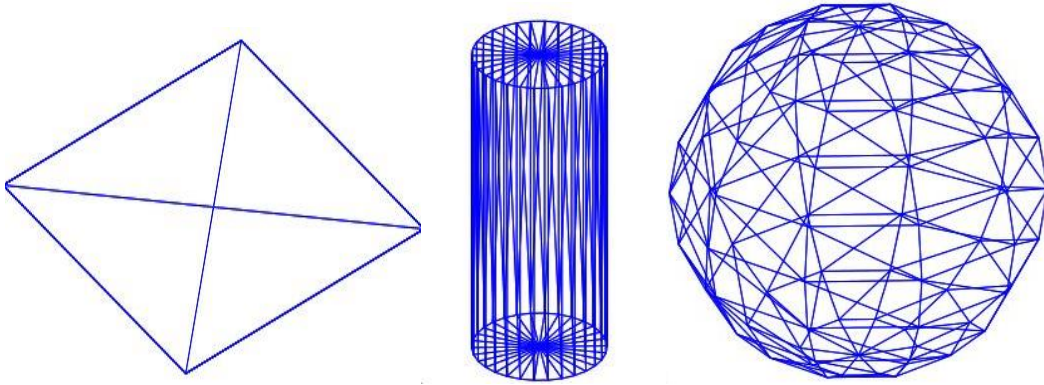
Manyetik vektör ifadesi elde edildikten sonra Denklem 4.22'de yerine koyularak yansıyan elektrik alan bileşeni elde edilmiş olur.

$$\vec{E}_s = -j\omega (\hat{a}_\theta \cdot \vec{A}) \quad (4.22)$$

### 4.3. PO Yazılımı Çalışma Prensibi

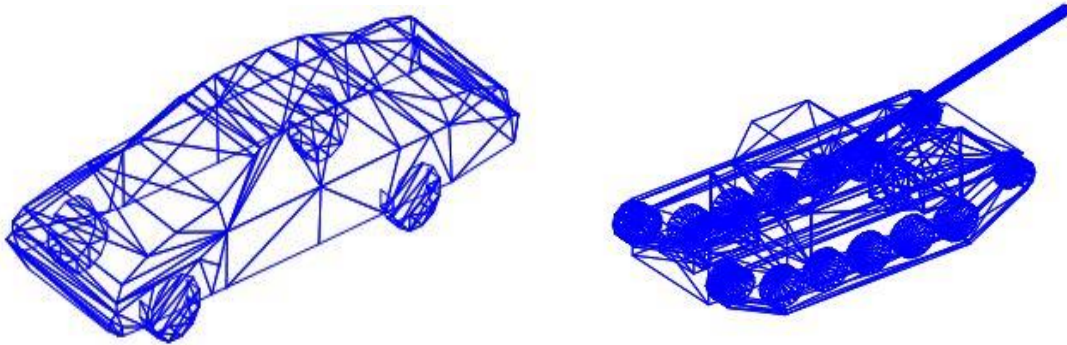
#### 4.3.1. Hedef Yüzeyi Üçgenleme

Tüm diğer nümerik elektromanyetik analiz metotlarında olduğu üzere geliştirilen PO yazılımında da yansıma hesaplamaları hedef yüzeyi küçük parçalara ayrılarak elde edilmektedir. Ayrıca PO yaklaşım metodu bölgesel olarak aydınlatılan hedef yüzeyinin düz ve pürüzsüz olduğu sonsuz tanjant yüzeyine yakınsanarak, yüzey üzerinde indüklenen akımları gelen dalga manyetik alan bileşeni ile orantılı olarak tanımlamaktadır. Bu nedenle PO yaklaşımında yansıma analizinin yapılacağı yüzeyler küçük parçalara ayrılmaktadır. Şekil 4.9’da PO yansıma analizlerinde kullanılan düzlem, silindir ve küre gibi hedeflerin yüzey yamaları ile ayrılmış hali verilmektedir.



Şekil 4.9 PO Yazılımı Basit Hedef Yüzeyi Üçgenleme

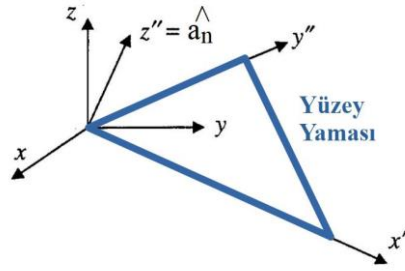
Şekil 4.10’da ise PO yaklaşımı ile yansıma analizi yapılabilen yazılım için araba ve tank gibi karmaşık hedeflerin yüzey yamaları ile ayrılmış hali verilmektedir.



Şekil 4.10 PO Yazılımı Kompleks Hedef Yüzeyi Üçgenleme

### 4.3.2. Yüzey Üçgeni Koordinat Dönüşümü

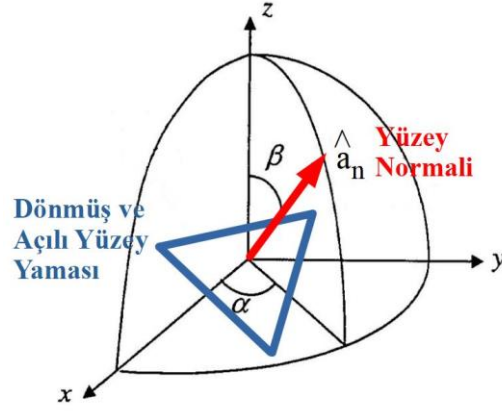
Bölüm 4.3.1’de anlatılan hedef yüzeyi üzerinde üçgenleme ile yüzey yamalarının oluşturulmasından sonra, genel olarak yamaların tanımlandığı düzlemler tam olarak genel koordinat sistemine uyumlu olmadığı için bir koordinat dönüşümü yapılır. Bu kapsamda yama koordinatları ile genel koordinat sistemini birbirine tam uyumlu hale getirebilmek için birçok dönüşüm işlemi yapılmaktadır. Şekil 4.11’de bir yüzey yamasının genel koordinat sistemi ile kendi koordinat sistemi arasındaki ilişki verilmiştir. Burada genel koordinat sistemi  $(x, y, z)$  ile tanımlanırken, yüzey yaması  $(x'', y'', z'')$  ile tanımlanmıştır. Yüzey yaması üçgen biçiminde oluşu ve iki boyutlu olduğu için  $x''$  ve  $y''$  ekseninde uzanırken,  $z''$  ekseninde ise yüzey normali tanımlanmaktadır. Şekil yüzey yama üçgeninin tüm boyutlarının farklı birer koordinat sistemine denk geldiğini göstermektedir. İşlemleri doğru ve sistematik olarak yapabilmek için tüm yüzey yamalarının ilgili koordinat dönüşümleri yapılarak küresel koordinat sistemi olan  $(x, y, z)$ ’e oturtulmalıdır [46].



Şekil 4.11 Yüzey Yaması Koordinat Dönüşümü

Şekil 4.12’de karmaşık bir yüzey tipine sahip nesne üzerinde PO analizi için oluşturulmuş bir yüzey yaması gerçek haliyle rastgele yerleşimli olarak verilmiştir. Bu yüzey yamasının genel koordinat sistemine dönüşümü için iki adet dönüşüm işlemi gerekmektedir. İlk dönüşüm işlemi z ekseninde  $\alpha$  açısı kullanılarak yapılır ve dönüşüm sonrasında yama  $(x', y', z')$  koordinatlarına referanslanır. İkinci dönüşüm işlemi ise  $y'$  ekseninde  $\beta$  açısını kullanarak yapılır ve dönüşüm sonrasında yüzey yaması  $(x'', y'', z'')$  koordinatlarına aktarılır. Denklem 4.23’te  $\alpha$  ve  $\beta$  açılarının tanımlamaları verilmiştir.

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{n_y}{n_x}\right) \quad \beta = \cos^{-1}(\hat{a}_z \cdot \hat{a}_n) \quad (4.23)$$



Şekil 4.12 Rastgele Yerleşimli Yüzey Yaması

Denklem 4.24 ve 4.25’de birinci ve ikinci koordinat dönüşümlerinin cebirsel ifadeleri verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha & 0 \\ -\sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$\begin{bmatrix} x'' \\ y'' \\ z'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 & -\sin \beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \beta & 0 & \cos \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Genel koordinat sistemi ile rastgele yerleştirilmiş yamaya ait koordinat arasındaki geçiş ise Denklem 4.26’da verilen cebirsel işlemin uygulamasıyla ortaya çıkmaktadır.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \left( \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 & -\sin \beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \beta & 0 & \cos \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha & 0 \\ -\sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} x'' \\ y'' \\ z'' \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Burada  $x$ ,  $y$  ve  $z$  eksenlerinin direk olarak bilinmediği durumlar için ise aynı dönüşümler küresel koordinat sisteminde tanımlanmış birim vektörler üzerinden de yapılabilmektedir. Denklem 4.27’de birim vektörler üzerinden yapılan dönüşümün cebirsel ifadesi verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} u'' \\ v'' \\ w'' \end{bmatrix} = \left( \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 & -\sin \beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \beta & 0 & \cos \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha & 0 \\ -\sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

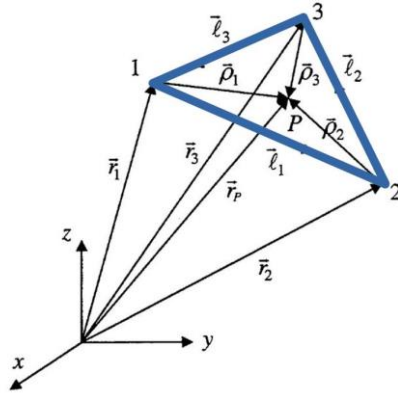
Denklem 4.28'de ise  $u$ ,  $v$  ve  $w$  birim vektörlerinin küresel koordinat sistemi değişkenleri ile tanımlanmış matematiksel ifadeleri verilmiştir. PO RCS analizleri kapsamında geliştirilen bu yazılım yansıyan dalga hesaplamaları öncesinde yüzey yamaları için bu dönüşümleri uygulamaktadır.

$$\begin{aligned} u &= \sin \theta \cos \phi & v &= \sin \theta \sin \phi & w &= \cos \theta \\ u'' &= \sin \theta'' \cos \phi'' & v'' &= \sin \theta'' \sin \phi'' & w'' &= \cos \theta'' \end{aligned} \quad (4.28)$$

#### 4.3.3. Yüzey Yaması Elektromanyetik Yansıma Analizi

Şekil 4.13'te hedef geometrisi üzerinde tanımlanmış ve rastgele yerleşime sahip bir yüzey yamasının orijine göre ayrıntılı tanımlamaları verilmiştir. Burada ilgili yüzey yamasına ait köşe noktalar Kartezyen koordinat sistemine göre tüm noktalar için  $x_n, y_n, z_n$  üçlüsü ile  $n=1, 2, 3$  olacak şekilde tanımlanmıştır. Ayrıca her bir yüzey yaması için köşe noktalar saat yönünün tersine göre numaralandırılmış ve böylelikle tüm yüzey normallerinin sağ el kuralına göre yüzeyin dışına doğru tanımlanması garanti edilmiştir [46]. Denklem 4.29'da ise her bir köşe nokta için tanımlanan ve Şekil 4.13'te görülen pozisyon vektörlerinin tanımlaması verilmiştir.

$$\vec{r}_n = x_n \hat{a}_x + y_n \hat{a}_y + z_n \hat{a}_z \quad (4.29)$$



Şekil 4.13 Rastgele Yerleşimli Yüzey Yaması Tanımlamaları

Yüzey yamasını oluşturan üçgen doğruları  $(l_1, l_2, l_3)$  ise köşe noktalar için tanımlanan pozisyon vektörleri yardımıyla Denklem 4.30'da verildiği gibi bulunmaktadır.

$$\vec{l}_1 = \vec{r}_2 - \vec{r}_1, \vec{l}_2 = \vec{r}_3 - \vec{r}_2, \vec{l}_3 = \vec{r}_1 - \vec{r}_3 \quad (4.30)$$

Yüzey yamasını oluşturan köşe vektörlerin herhangi ikisinin sağ el kuralı gereği çapraz çarpımları ile yüzey normali Denklem 4.31'de verildiği üzere hesaplanır. Ayrıca köşe vektörlerinin yine çapraz çarpımları ile yüzey yamasının toplam alanı Denklem 4.32'deki formülle hesaplanır.

$$\vec{n} = \frac{\vec{l}_1 \times \vec{l}_3}{|\vec{l}_1| |\vec{l}_3|} = n_x \hat{a}_x + n_y \hat{a}_y + n_z \hat{a}_z \quad (4.31)$$

$$A = \frac{1}{2} |\vec{l}_1 \times \vec{l}_3| \quad (4.32)$$

Tüm bu vektörel hesaplamalara ek olarak, sağ el kuralına göre hesaplanan normal vektörünün olduğu taraf dış yüzey olarak adlandırılmakta ve bu yüzeye gelen bir düzlemsel dalga için  $(\theta_i, \phi_i)$  yaratacağı yayılım vektörü Denklem 4.33'de verilmiştir.

$$\hat{a}_{k_i} = -\hat{a}_r = -(\hat{a}_x \sin\theta_i \cos\phi_i + \hat{a}_y \sin\theta_i \sin\phi_i + \hat{a}_z \cos\phi_i) \quad (4.33)$$

Yayılim vektörü hesaplandıktan sonra yansıma analizleri kapsamında yüzey yama düzlemine gelen düzlemsel dalgaların matematiksel ifadeleri Denklem 4.34'te verilmiştir.

$$\begin{aligned}\vec{E}_i &= (E_{i\theta} \hat{a}_\theta + E_{i\phi} \hat{a}_\phi) e^{-j(\vec{k}_i \cdot \vec{r})} \\ \vec{H}_i &= \frac{\vec{k}_i \times \vec{E}_i}{\eta_0} = \frac{1}{\eta_0} (E_{i\theta} \hat{a}_\theta - E_{i\phi} \hat{a}_\phi) e^{-j(\vec{k}_i \cdot \vec{r})}\end{aligned}\quad (4.34)$$

Burada  $\eta_0$  serbest uzayın özdeğer empedansı ve  $\vec{k}_i = k \hat{a}_{k_i}$  ( $k=2\pi/\lambda$ ) olarak tanımlanmıştır. PO yöntemi temellerinde anlatıldığı üzere yüzey üzerinde indüklenen akımlar yüzeye gelen düzlemsel dalganın manyetik bileşeni ile Denklem 4.35'te verildiği gibi yazılmaktadır. Burada  $h$  değişkeni  $h = \vec{r}_p \cdot \hat{a}_{r_i} = x_p u_i + y_p v_i + z_p w_i$  olarak tanımlanmaktadır.

$$\vec{J}_s = 2 \hat{a}_n \times \vec{H}_i = \frac{2}{\eta_0} \hat{a}_n \times (E_{i\theta} \hat{a}_\theta - E_{i\phi} \hat{a}_\phi) e^{-j k_i \cdot h} \quad (4.35)$$

Yüzey yaması üzerinde indüklenen yüzey akımları elde edildikten sonra bu akımlar Huygen's prensibine göre yeniden yayılım yaparak Denklem 4.36' da verilen yansıyan dalgayı oluşturmaktadır. Burada  $g$ ,  $g = \vec{r}_p \cdot \hat{a}_r = x_p u + y_p v + z_p w$  olarak tanımlanmaktadır.

$$\vec{E}_s = \frac{j k Z_0}{4\pi r} e^{-jkr} \iint \vec{J}_s e^{jkg} dS_p \quad (4.36)$$

Yüzey yaması üzerinde indüklenen akımların oluşturduğu yansıyan elektriksel alan hesaplandıktan sonra Denklem 4.37'de verilen formül ile PO yaklaşımı ile yüzey RCS'i hesaplanmaktadır. Bu işlemler tüm yüzey yaması için yapılar ilgili koordinat değişimi ile benzer bir tabana çekilerek toplanıp tüm analiz edilen yüzey için RCS hesaplanmaktadır [46].

$$\sigma_{PO} = \lim_{r \rightarrow \infty} 2\pi r \frac{|\vec{E}_s|^2}{|\vec{E}_i|^2} \quad (4.37)$$

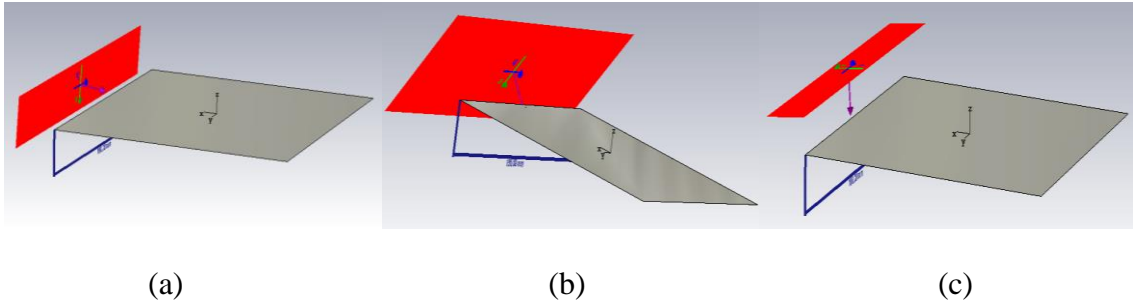
#### 4.4. PO Yazılım Doğrulama

Bu bölümde tez kapsamında hazırlanan ve Bölüm 4.3’de ayrıntılı olarak çalışma prensibi anlatılan PO temelli RCS hesaplama yazılımının basit nesnelere ile doğrulanması yapılmıştır. Burada MATLAB temelli yazılımla hesaplanan RCS verileri ile CST ve FEKO gibi farklı 3 boyutlu elektromanyetik analiz yazılımları ile hesaplanan RCS sonuçları karşılaştırılarak basit nesnelere (düzlem, küre, koni, silindir vb.) için yazılım fonksiyonelliği doğrulanmıştır. Burada FEKO, yüksek frekanslı metodların doğrulanmasında tercih edilmiştir.

##### 4.4.1. PO Yazılımı ile İntegral Temelli Çözücünün Karşılaştırması

PO RCS hesaplama yazılımı doğrulanması kapsamında ilk basit nesne olarak Şekil 4.14’de verilen 2 m x 2 m lik düzlemsel ve malzeme olarak PEC (Perfectly Electrical Conductor) levha kullanılmıştır. Bölüm 4.2.6’da ayrıntılı olarak anlatıldığı üzere PO yöntemi bir yüksek frekans yöntemi olmasından dolayı dalga boyuna göre büyük nesnelerin analizinde geçerli olmaktadır. Bu nedenle doğrulamada kullanılan düzlemsel levha 2 m x 2 m boyutunda seçilmiş ve Ku bantta yaklaşık olarak 100 lambda x 100 lambda boyutuna denk geldiği için geçerli bir analiz ortaya konmuştur. Denklem 4.38’de matematiksel ifadesi verilen ve RCS hesabı için aydınlatma sinyali olarak kullanılan düzlem dalga lineer polarizasyonda ve 12 GHz’de olacak şekilde kullanılmıştır. Burada gelen dalganın  $\theta$  ve  $\phi$  açılarındaki genlik değerinin 1 olduğu kabul edilmiştir.

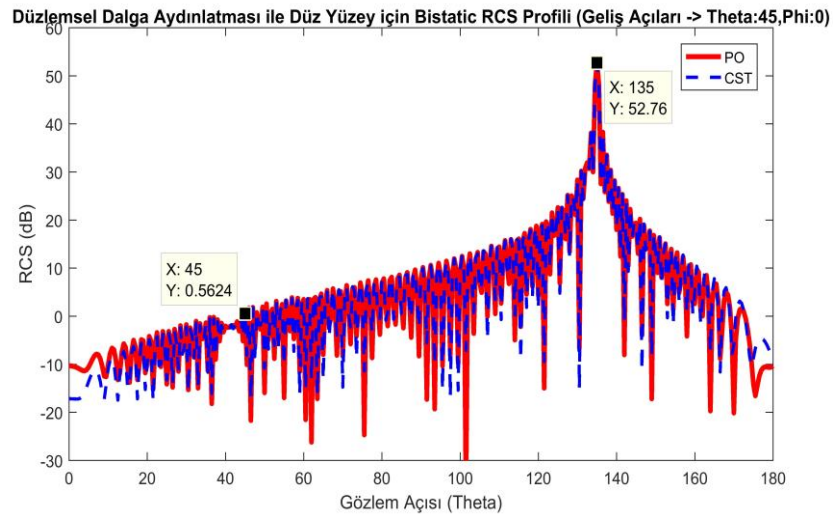
$$\vec{E}_i = (\hat{a}_\theta + \hat{a}_\phi) e^{-j(\vec{k}_i \cdot \vec{r})} \quad (4.38)$$



Şekil 4.14 RCS Hesaplamaları için Düzlemsel Nesne (a) 5 derecelik geliş açısı (b) 45 derecelik geliş açısı (c) 85 derecelik geliş açısı

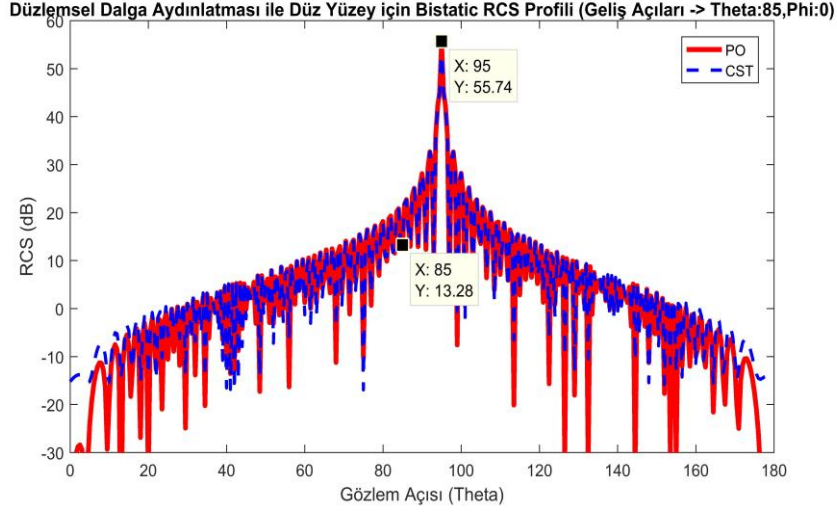


Şekil 4.15’ de  $x$ - $y$  düzleminde 2 m x 2 m boyutundaki düzlemsel PEC levha için Şekil 4.14(b)’ de verildiği üzere geliş açısı  $\theta$ : 45 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada PO yaklaşım metodunda öncelikli olarak  $\phi$  gözlem açısı 0 derecede sabit tutularak  $\theta$  gözlem açısı 0-90 dereceler arası taranmış ve geri yöndeki yansımalar bulunmuştur. Daha sonra  $\phi$  gözlem açısı 180 dereceye alınarak aynı şekilde  $\theta$  gözlem açısı 0-90 dereceler arasında taranmış ve ileri yöndeki yansımalar bulunmuştur. Son adım olarak geri ve ileri yöndeki sonuçlar birleştirilerek tüm yüzeyin elektromanyetik yansımaya sonucuna ulaşılmıştır. Şekilden de anlaşılacağı üzere maksimum yansımaya beklenildiği üzere 135 derecede görülmüş ve CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



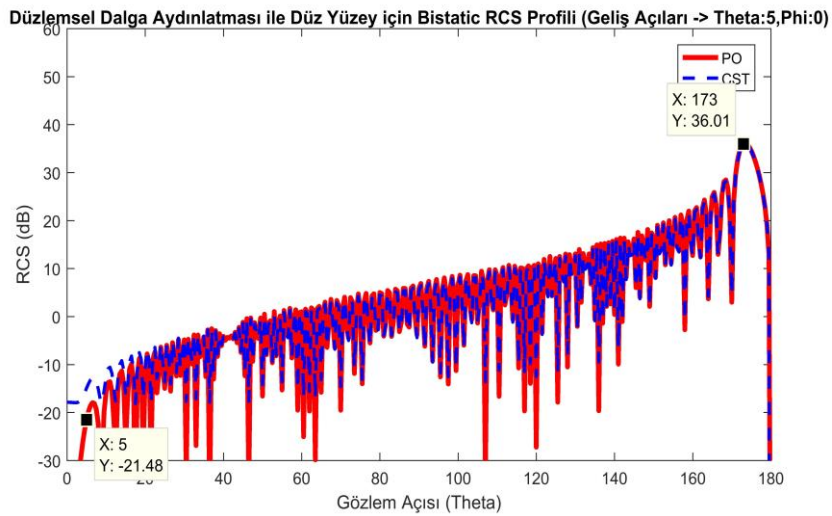
Şekil 4.15 Düzlemsel PEC Levha için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 45 derece)

Şekil 4.16’da 2 m x 2 m boyutundaki düzlemsel PEC levha için Şekil 4.14(c)’ de verildiği üzere geliş açısı  $\theta$ : 85 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 85 derece geliş açısı kullanarak yüksek geliş açılarında yazılımın doğrulanması yapılmıştır. Şekilde verildiği üzere maksimum yansımaya 95 derecede görülmüş ve CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



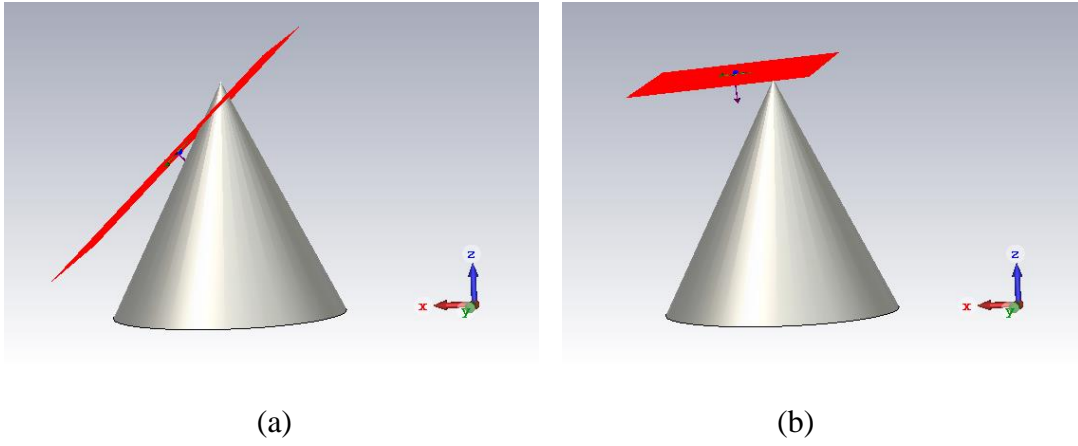
Şekil 4.16 Düzlemsel PEC Levha için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açılı: 85 derece)

Şekil 4.17’de 2 m x 2 m boyutundaki düzlemsel PEC levha için Şekil 4.14(a)’ da verildiği üzere geliş açısı  $\theta: 5$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 5 derece geliş açısı kullanarak düşük geliş açılarında yazılımın doğrulanması yapılmıştır. Şekilde verildiği üzere maksimum yansıma 173 derecede görülmüş ve CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



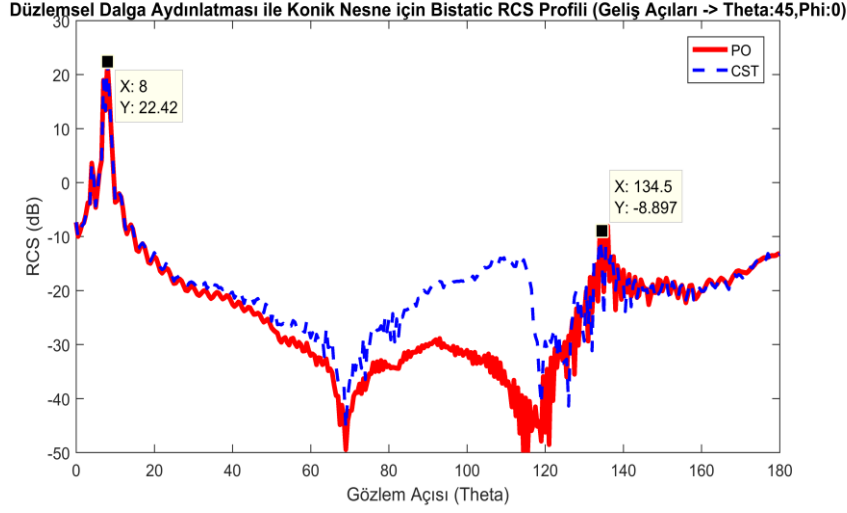
Şekil 4.17 Düzlemsel PEC Levha için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açılı: 5 derece)

PO RCS hesaplama yazılımı doğrulaması kapsamında ikinci basit nesne olarak Şekil 4.18’de verilen taban yarıçapı 1 m ve yüksekliği 2 m olan ve malzeme olarak PEC (Perfectly Electrical Conductor) koni kullanılmıştır. PO yönteminin dalga boyuna göre büyük nesnelerin analizinde geçerli olmasından dolayı seçilen konik nesne Ku bantta yaklaşık olarak 100 lambda x 100 lambda boyutuna denk geldiği için geçerli bir analiz ortaya konmuştur.



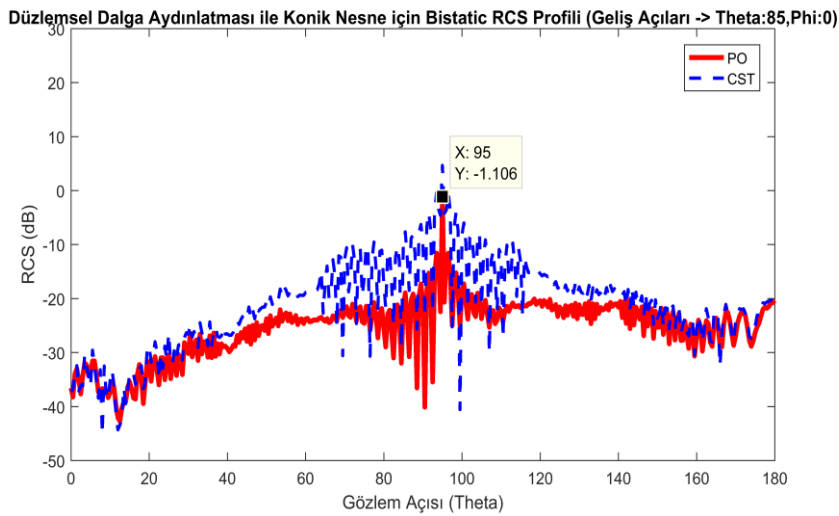
Şekil 4.18 RCS Hesaplamaları için Konik Nesne (a) 45 derecelik geliş açısı (b) 85 derecelik geliş açısı

Şekil 4.19’da x-y düzleminde taban yarıçapı 1 m ve yüksekliği 2 m olan ve malzeme olarak PEC konik nesne için Şekil 4.18(a)’ da verildiği üzere geliş açısı  $\theta$ : 45 ve  $\phi$ : 0 olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada konik nesne ile doğrulama işlemi düzlemsel bir nesne yerine yüzey yamaları farklı eksenlerde bulunan bir nesnenin PO sonuçlarının tutarlılığını saptamak için kullanılmıştır. Ayrıca farklı düzlemlerdeki yüzey yamalarının olması kurgulanan koordinat dönüşümünün de doğrulanmasını sağlamaktadır. Düzlemsel levhada 45 derecelik geliş açısı ile yansıma analizi yapıldığında maksimum yansıma 135 derecede olurken koninin dış yüzeyinden dolayı geliş açısı ile beraber her ne kadar 135 derecede ileri yönlü bir yayılım olsa da gelen dalganın birçoğu geri yansiyarak 8 derecede yüksek bir RCS’e neden olmuştur. Burada CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



Şekil 4.19 Konik PEC Nesne için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 45 derece)

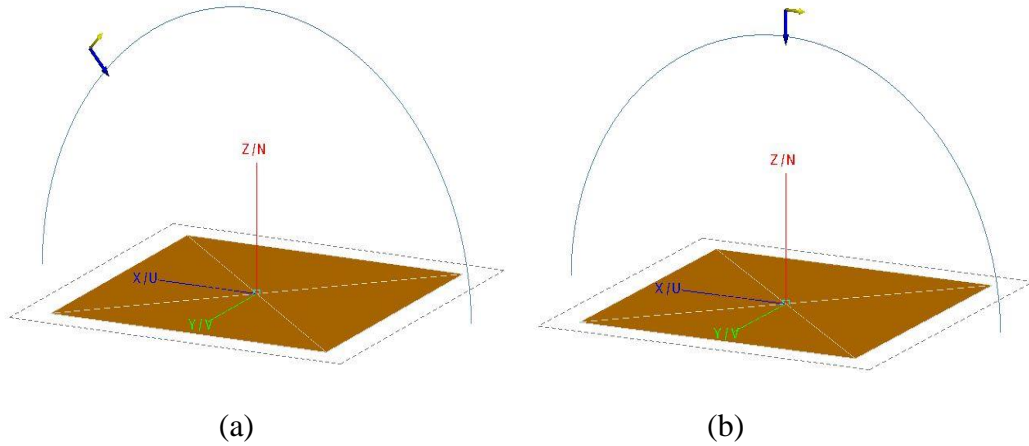
Şekil 4.20’de ise aynı konik nesne için Şekil 4.18(b)’ de verildiği üzere geliş açısının 85 derece olduğu durum için PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 85 derece yaklaşım açısı ile koninin üst kısmından neredeyse dik olarak gelen bir sinyalin yarattığı yansıma modellenmiştir. Geliş açısına bağlı olarak konik nesnenin yan yüzeyinin görüldüğü durumlarda geriye doğru saçılım olurken, 90 dereceye doğru yaklaşıldıkça etrafa saçılım olmakla birlikte düzlemsel levhada olduğu gibi ileri yönlü yansımalar baskın olmaktadır.



Şekil 4.20 Konik PEC Nesne için PO ve CST RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 85 derece)

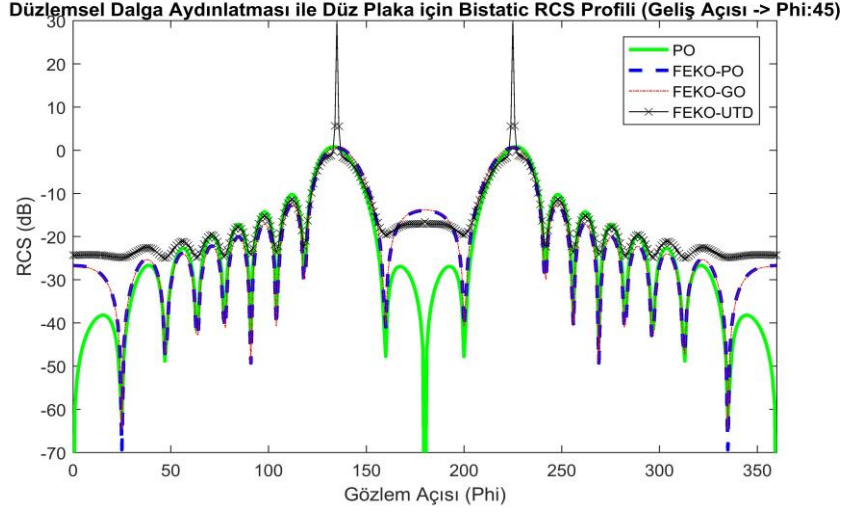
#### 4.4.2. PO Yazılımı ile Yüksek Frekanslı Modellerin Karşılaştırması

Tez kapsamında geliştirilen PO yazılımının integral temelli direk modelleme yöntemleri ile hesaplanmış RCS verilerinin doğrulanmasından sonra benzer şekilde basit nesnelerin diğer yüksek frekans metotları ile doğrulanması gerekmiştir. Bu kapsamda FEKO yazılımı kullanılarak içerdiği yüksek frekans çözücülerle elde edilen RCS sonuçları ile MATLAB tabanlı PO yazılım ile hesaplanan RCS sonuçları karşılaştırılmıştır. Böylece hem FEKO ve MATLAB tabanlı programın kullandığı PO yaklaşımının tutarlılığı hem de diğer yaklaşım modellerinin bu sonuçlara ne kadar yakınsadığı saptanmıştır. Bu simülasyonda da, Denklem 4.38’ de matematiksel ifadesi verilen ve RCS hesabı için aydınlatma sinyali olarak kullanılan düzlem dalga lineer polarizasyonda ve 12 GHz’ de olacak şekilde kullanılmıştır. Burada gelen dalganın  $\theta$  ve  $\phi$  açılarındaki genlik değerinin 1 olduğu kabul edilmiştir.



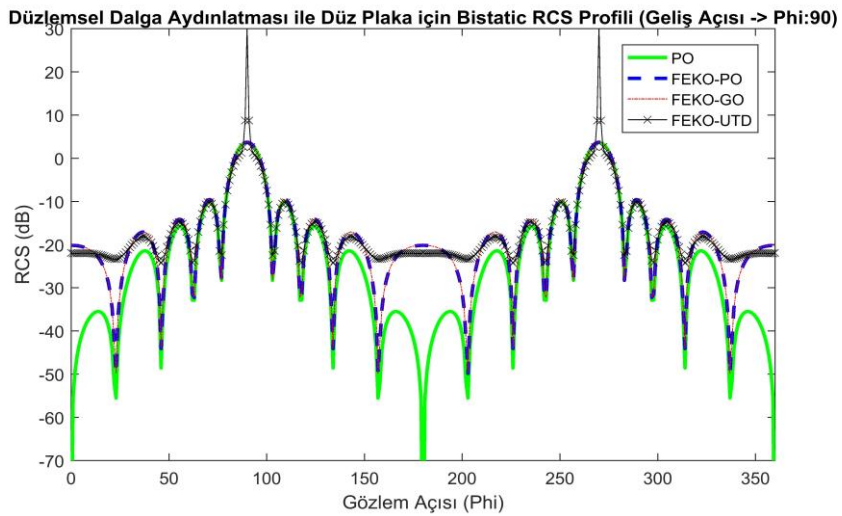
Şekil 4.21 FEKO RCS Doğrulmaları için Düzlemsel Nesne (a) 45 derecelik geniş açısı  
(b) 90 derecelik geniş açısı

Bu kapsamda Şekil 4.22’de 20 cm x 20 cm boyutundaki düzlemsel PEC levha için Şekil 4.21(a)’ da verildiği üzere geniş açısı 45 derece olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak PO yaklaşım metodu ve FEKO ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada diğer yaklaşım metotları olan Geometrik Optik (GO) ve Düzgün Kırınım Teorisi (Uniform Theory of Diffraction (UTD)) de kullanılarak düzlemsel levha için doğrulama yapılmıştır. Şekilde verildiği üzere maksimum yansımaya beklenildiği üzere 135 derecede ve ayna simetrisi olarak 235 derecede görülmüştür.

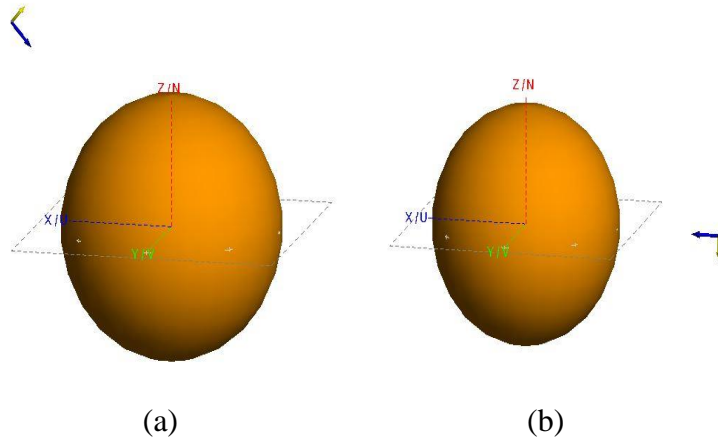


Şekil 4.22 Düzlemsel PEC Levha için PO ve FEKO RCS Sonuçları Karşılaştırması  
(Geliş Açısı: 45 derece)

Şekil 4.23’de 20 cm x 20 cm boyutundaki düzlemsel PEC levha için Şekil 4.21(b)’ de verildiği üzere geliş açısı 90 derece olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi yapılarak PO yaklaşım metodu ve FEKO ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Şekilde verildiği üzere maksimum yansıma beklenildiği üzere 90 derecede ve ayna simetrisi olarak 270 derecede görülmüştür. Böylelikle FEKO sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.

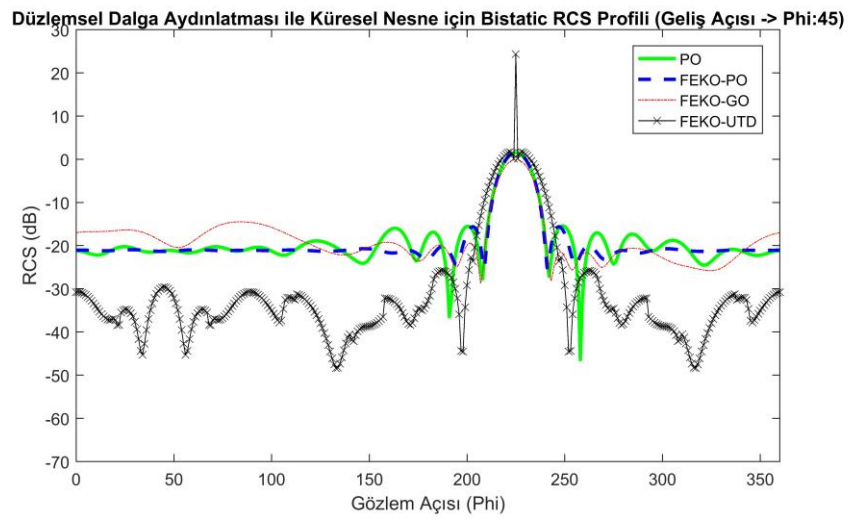


Şekil 4.23 Düzlemsel PEC Levha için PO ve FEKO RCS Sonuçları Karşılaştırması  
(Geliş Açısı: 90 derece)



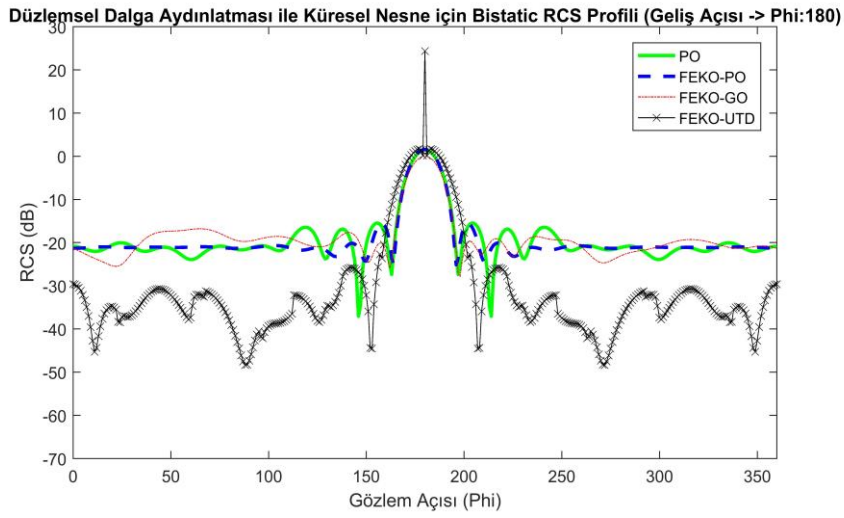
Şekil 4.24 FEKO RCS Doğrulamaları için Küresel Nesne (a) 45 derecelik geliş açısı (b) 180 derecelik geliş açısı

Şekil 4.25'te ise yüzey yamaları farklı koordinatlarda bulunan nesnelere için de yaklaşım modellerinin doğrulanması için küresel PEC bir nesne için RCS sonuçları verilmiştir. Burada yarıçapı 20 cm olan ve Şekil 4.24(a)'da verilen bir küre için geliş açısı 45 derece olacak şekilde elektromanyetik yansımaları analiz yapılarak PO metodu ve FEKO ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Özellikle geri yönde yöntemler arasında büyük farklılıklar gözlemlense de, ileri yönlü analizde beklenildiği üzere 235 derecede maksimum yansıma görülmüş ve yöntemlerin benzer sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.



Şekil 4.25 Küresel PEC Nesne için PO ve FEKO RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 45 derece)

Şekil 4.26’te aynı küresel PEC nesne için Şekil 4.24(b)’ de verilen geliş açısı 180 derece olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak PO metodu ve FEKO ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Özellikle dış açılarda yöntemler arasında büyük farklılıklar gözlemlense de, ileri yönlü analizde beklenildiği üzere gelen işaretin çoğu geri yansımış ve 180 derecede maksimum yansımaya görülmüş ve yöntemlerin benzer sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.



Şekil 4.26 Küresel PEC Nesne için PO ve FEKO RCS Sonuçları Karşılaştırması (Geliş Açısı: 180 derece)



## 5. ANALİZ VE SONUÇLAR

### 5.1. Deniz Yüzeyi Özellikleri

#### 5.1.1. Genel Özellikler

Bu bölümde özellikle deniz ortamında radarın çalışması sırasında kaçınılmaz olarak deniz yüzeyinden olan geri yansımalar ile karşılaşıldığı ve bu nedenle deniz yüzeyi üzerinde bulunan tekne, sürat botu, denizaltı şamandırası vb. küçük boyutlu hedeflerin tespit edilmesinde birçok sorunla karşılaşılmıştırdan dolayı deniz yüzeyi incelenmiştir. Deniz yüzeyindeki yüksek geri yansımalar ile hedeften direk olarak yansıyan sinyaller birbirine karışarak hedefin tespitini olumsuz olarak etkilemektedir. Ayrıca deniz ve gemi radarlarının dışında uzay kaynaklı yüksek hassasiyet ve yüksek çalışma frekanslarına sahip ve deniz akımları, deniz buzları ve dalgalar gibi deniz bilimi ile ilgili verilerin toplanmasında kullanılan radarlar 100 kilometrekarelik bölgelerden geri yansıyan sinyaller ile işlemler yaptığı için deniz yüzeyi radar çalışmasında özel bir yere sahiptir. Buna ek olarak, tez kapsamında tasarım ayrıntıları verilen ve helikopterlerin hassas iniş-kalkışı için kullanılan FMCW radar temelli sensör de operasyon sırasında deniz yüzeyine yaklaşma ya da gemiye iniş-kalkış yapması gerektiğinden dolayı deniz yüzeyi önem arz etmektedir. Radarların deniz yüzeyleri kapsamında çalışması sırasında meydana gelen sorunlar sadece deniz yüzeyi yüksekliğinin zamanla değişmesinden değil aynı zamanda deniz yüzeyinden kaynaklanan Doppler kaymasının dinamik olarak değişmesinden kaynaklanmaktadır. Kara yüzeyinde geri yansıma probleminin çözümü için MTI kullanılırken deniz yüzeyindeki geri yansımaların elimine edilmesi için deniz yüzeyinin davranışı ile zamanla değişmesinden dolayı uyarlanabilen MTI kullanılmaktadır.

Deniz yüzeyinin daha iyi karakterize edilmesi ile bu tip yüzeylerden olan geri yansımaların elimine edilmesi için uzun yıllardır radar sinyal işleme uygulamalarında bu problem sıklıkla çalışılmıştır. Bu kapsamda radar geliştiren bilim insanları deniz yüzeyinin bu karakteristiğini daha iyi anlayarak, geri yansıyan sinyallerin davranışına uygun sinyal işleme stratejileri ve farklı koşullardaki sistem performansını geliştirmek için çalışmışlardır. Deniz yansıma analizlerinde önemli adımlardan bir tanesi de yüzeyden geri yansıyan sinyallerin ortam ve zaman parametreleri ile uyumlu olarak uygun istatistiksel modeller geliştirilmesidir. Bu modeller geniş alanlardan yansıyan sinyallerin radar parametreleri, çevre koşulları ve radar dalga formları ile uyumlu olması

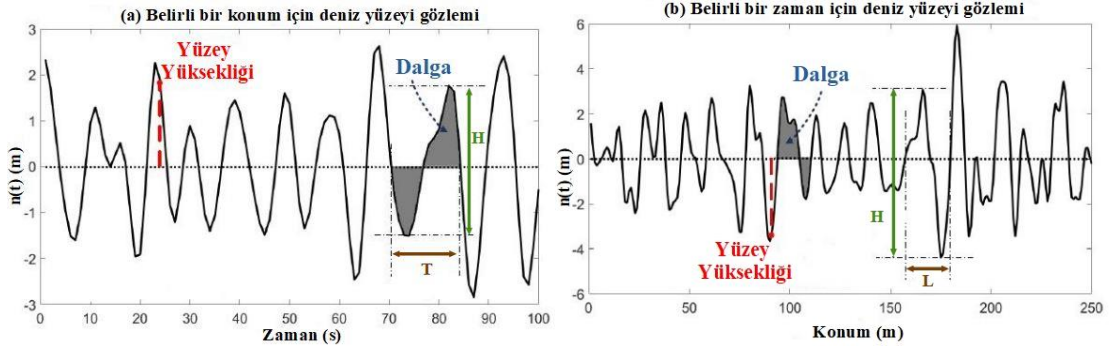
gerekmektedir. Modellemelerde kullanılan bazı deniz yüzeyi ile alakalı özellikler aşağıda verildiği gibidir. Bunlar,

- Yüzey yansıtıcılığı,  $\sigma^0$ .
- Deniz yüzeyi üzerinden yansıyan sinyaldeki genlik ve güç dağılımları.
- Yansıyan sinyalin spektrumu.
- Yansıyan sinyalin zamanla değişimi.
- Polarizasyon yansıma matrisi.
- Yansıyan sinyalin genliği üzerindeki anlık zıplamalar.

Her ne kadar tüm bu parametreler kullanılsa da deniz yüzeyinin davranışının belirlenmesinde en sık kullanılan ve genellikle birim alanın ortalama RCS'i olarak tanımlanan yüzey yansıtıcılığı  $\sigma^0$ , deniz yüzeyinin dinamik olarak değişen davranışının ortalama bir değer ile belirlenmesini sağlamaktadır.

Bu çalışmada deniz yüzeyi ve onun farklı yüzey yansıma modelleriyle zaman ve ortam bağımlılığı verilmiştir. Ayrıca deniz yüzeyi ile ilgili terminoloji, yapı ve deniz koşulları verilmiştir. Bu kapsamda öncelikli olarak Şekil 5.1'de belirli bir konum noktası ve belirli bir zaman noktası 1D deniz yüzeyi yapısı verilmiştir. Burada hem zamanda hem de konumda bir grafik verildiği için dalga yüksekliği H, periyot T ve uzunluk L değişkenleri ile yüzeyler tanımlanmıştır. Burada yüzey yüksekliği durgun deniz seviyesine (0 m) bağımlı olarak belirli bir zaman aralığında iki başarılı maksimum ve minimum hareketlerle belirlenmiştir. Dalga yüksekliği olan H ise deniz dalgasının minimum ve maksimum noktaları arasındaki dikey mesafe olarak belirlenmiştir. Benzer olarak periyot T de sabit konum için zamanla değişen dalganın değişim süresi olarak, dalga uzunluğu L ise sabit bir zaman için dalganın iki tepe noktası arasındaki uzunluk olarak tanımlanmaktadır [47]. Deniz yüzeyi karakteristiği için kullanılan bir diğer önemli parametre ise Denklem 5.1'de verilen üç maksimum dalga yüksekliğinin ortalaması olarak tanımlanan Önemli Dalga Yüksekliği (Significant Wave Height (SWH))'dir. Ayrıca bu parametre ile deniz koşulları belirlenmektedir [48]. Natanson [47] ise genel bir

yaklaşım ile bu ortalama yükseklik verisini  $H_{1/3} = 4 \sigma_h$ , deniz dalgası yüksekliğinin standart sapması olarak tanımlamıştır.



Şekil 5.1 Belirli gözlem noktaları için bir boyutlu deniz yüzeyi yapısı

$$H_{1/3} = \frac{1}{N/3} \sum_{i=1}^{N/3} H_i \quad (5.1)$$

Deniz yüzeyinin zamansal ve konumsal durumda karakterize edilmesi ile deniz yüzeyinin oluşturulması ve analiz edilmesine olanak sağlanmaktadır. Bu kapsamda zamansal frekans olarak  $w = 2\pi / T$ , konumsal dalga numarası olarak  $w = 2\pi / L$  tanımlanmaktadır. Bu temel parametreler tanımlandıktan sonra Çizelge 5.1’de verilen deniz koşulları da yüzey ile alakalı davranış verilmektedir [42].

Çizelge 5.1 Dünya Meteoroloji Organizasyonunun verdiği deniz koşulları

<i>Deniz Koşulu</i>	<i>SWH (m)</i>	<i>Tanımlama</i>
0	0	Sakin
1	0 – 0.1	Sakin Dalgalı
2	0.1 – 0.5	Pürüzsüz - Dalgacıklı
3	0.5 – 1.25	Hafif Dalgalı

4	1.25 – 2.5	Orta Dalgalı
5	2.5 – 4	Pürüzlü
6	4 – 6	Çok pürüzlü
7	6 – 9	Yüksek Dalgalı
8	9 – 14	Çok Yüksek Dalgalı
9	> 14	Olağanüstü

Deniz yüzeyi matematiksel olarak ortaya konulurken farklı genlik, frekans, faz ve yöne sahip sinüs formundaki dalgaların toplamları olarak Denklem 5.2’de verildiği gibi Fourier serileri olarak tanımlanabilmektedir. Denklemde  $n(t)$  belirli bir zaman noktasındaki yüzey yüksekliği,  $a_i$   $i$  numaralı bileşenin Rayleigh dağılımına sahip genliği,  $w_i$   $i$  numaralı bileşene ait zamansal frekans ve  $\alpha_i$  ise  $i$  numaralı bileşenin normal dağılıma sahip fazı olarak tanımlanmaktadır.

$$n(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(w_i t + \alpha_i) \quad (5.2)$$

Denklem 5.2’de 1 boyutlu olarak tanımlanan yüzey yüksekliği parametresi deniz yüzeyini modellemekte zayıf kalmaktadır. Bu nedenle Denklem 5.3’de 3 boyutlu olarak deniz yüzeyini tanımlamaya yarayan Fourier serileri formülü verilmiştir. Burada  $k$  uzamsal dalga sayısını,  $\theta_j$  ise dalganın yayılma yönünü temsil etmektedir. Böylelikle 1D olarak tanımlanan formüle  $x$  ve  $y$  konumsal boyutlarının da eklenmesiyle 3D Fourier serileri olarak deniz yüzeyi tanımlanabilmektedir.

$$n(x, y, t) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M a_{i,j} \cos(w_i t - k_i x \cos \theta_j - k_i y \cos \theta_j + \alpha_{i,j}) \quad (5.3)$$

### 5.1.2. Deniz Yüzeyleri için Spektrum Modelleri

Deniz yüzeyinin matematiksel olarak daha güvenilir ve daha gerçekçi olarak modellenmesi için rüzgâr hızı, kabartı ve su derinliği gibi parametreler temelli birçok formülasyon geliştirilmeye çalışılmıştır. Bu kapsamda genel olarak deniz dalgalarının spektrumu Denklem 5.4’de verildiği gibidir.

$$S(w) = \frac{A}{w^5} e^{-B/w^4} \quad (5.4)$$

Spektrum üzerindeki alan gibi spektrum varyansı, üç maksimum dalga yüksekliğinin ortalaması olarak tanımlanan  $H_{1/3}$  verisi ile tanımlanmaktadır. Ayrıca  $H_{1/3}$  (SWH) verilerine göre tanımlanan ve Çizelge 5.1’de verilen deniz koşulları tablosuna rüzgâr parametresi de eklenerek Douglas’ın ayrıntılı deniz koşulları tablosu Çizelge 5.2’de verilmiştir. Bu bölümde yapılan çeşitli ölçümlere dayalı deniz yüzeyi spektrumlarından Pierson – Moskowitz ve JONSWAP modelleri anlatılmıştır. Fakat literatürde bu modellere ek olarak Elfouhaily [38], Bjerkaas – Riedel [39] ve Philips [40] spektrum modelleri bulunmaktadır.

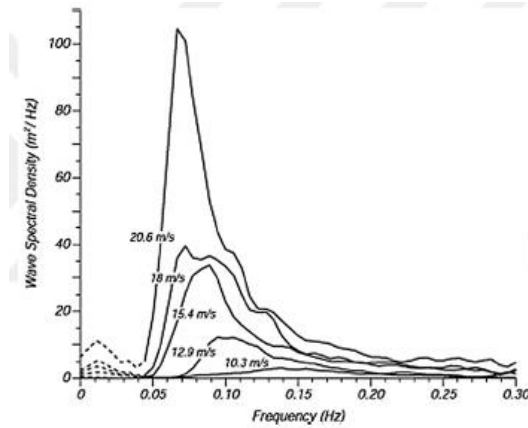
Çizelge 5.2 Douglas’ın verdiği deniz koşulları [49]

<i>Deniz Koşulu</i>	<i>SWH (ft)</i>	<i>Rüzgâr Hızı (kn)</i>	<i>Kabartı (nmi)</i>	<i>Süre (h)</i>	<i>Tanımlama</i>
1	0 – 1	0 – 6	-	-	Sakin
2	1 – 3	6 – 12	50	5	Sakin Dalgalı
3	3 – 5	12 – 15	120	20	Pürüzsüz - Dalgacıklı
4	5 – 8	15 – 20	150	23	Hafif Dalgalı
5	8 – 12	20 – 25	200	25	Orta Dalgalı
6	12 – 20	25 – 30	300	27	Pürüzlü

7	20 – 40	30 – 50	500	30	Çok pürüzlü
8	>40	>50	700	35	Yüksek Dalgalı

### 5.1.2.1. Pierson - Moskowitz Spektrum Modeli

Kuzey Atlantik üzerinde yapılan çok sayıdaki radar ölçümlerinden sonra, elde edilen veriler ile Pierson ve Moskowitz deniz yüzeyinin tümünden alınan veriler olduğunu kabul edilerek bir spektrum modeli geliştirmişlerdir [37]. Bu yaklaşım modeli tam gelişmiş deniz yüzeyi kabulü ile diğer modellere göre daha basit bir yapıdadır. Deniz yüzeyi üzerinde yapılan birçok ölçüme dayanan ve farklı rüzgâr seviyelerine göre yapılmış ölçüm sonuçları Şekil 5.2’de verilmiştir [50].



Şekil 5.2 Moskowitz in verdiği farklı rüzgâr hızlarına göre yapılmış deniz yüzeyi ölçüm sonuçları (1964) [50]

Şekil 5.2’de verilen ve Pierson - Moskowitz modele göre çizilmiş ölçüm sonuçları ile ilgili geliştirilmiş iyi bir yaklaşım modeli Denklem 5.5’de verilmiştir. Burada  $w$  açısız frekans,  $w_p$  spektrumun maksimum açısız frekansı,  $g$  yerçekimi ivmesi ve  $\alpha$  ise Philips sabitini vermektedir. Denklem 5.6’da ise maksimum frekans ve maksimum periyodun rüzgâr hızı ( $U$ ) ile orantısı verilmiştir.

$$S(w) = \frac{2\pi\alpha g^2}{w^5} e^{-5w_p^4/4w^4} \quad (5.5)$$

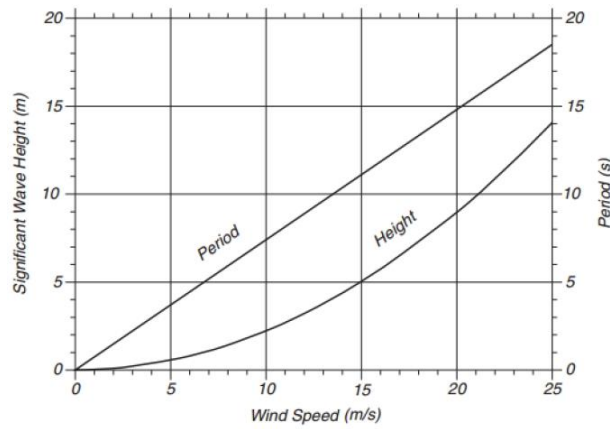
$$w_p = \frac{0.855 g}{U} \quad T_p = \frac{2\pi}{w_p} = \frac{U}{0.136 g} \quad (5.6)$$

Denklem 5.7’de ise deniz yüzey yüksekliğinin varyansı verilmiştir. Yüzey yükseklik varyansını bulmak için Denklem 5.5’de verilen dağılım modelinin tüm  $w$  üzerinden integral alınması ile ortaya konulmuştur. Ayrıca, Natanson [47] genel bir yaklaşım ile ortalama yükseklik verisini  $H_{1/3} = 4 \sigma_h$ , deniz dalgası yüksekliğinin standart sapması ile tanımlamıştır. Natanson’ un bu yaklaşımına göre bulunan varyans yerine konulduğunda ortalama yükseklik verisi (SWH) Denklem 5.8’de verildiği gibi olmaktadır.

$$\sigma_h^2 = \int_0^\infty S(w)dw = 2.47 \times 10^{-3} \frac{U^4}{g^2} \quad (5.7)$$

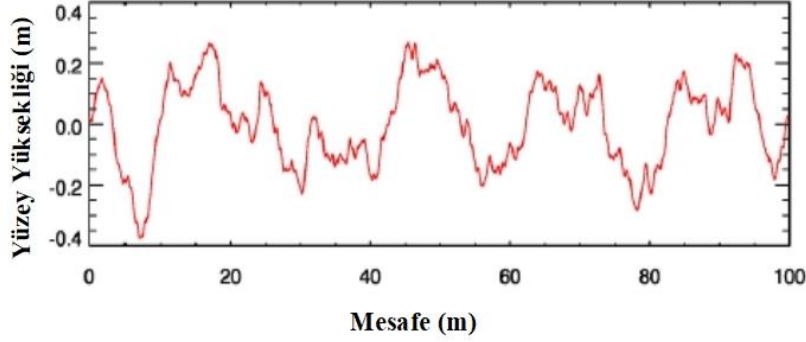
$$H_{1/3} = 4 \sigma_h = 0.22 \frac{U^2}{g} \quad (5.8)$$

Şekil 5.3’de ise Pierson-Moskowitz spektrumu için rüzgâr hızı, maksimum bileşen periyodu ve SWH arasındaki ilişkiyi veren grafik verilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı üzere rüzgâr hızı arttıkça periyot lineer olarak artmasına rağmen yükseklik üstel olarak artmaktadır. Bu ilişki deniz yüzeyi oluşturma da kullanılmaktadır.



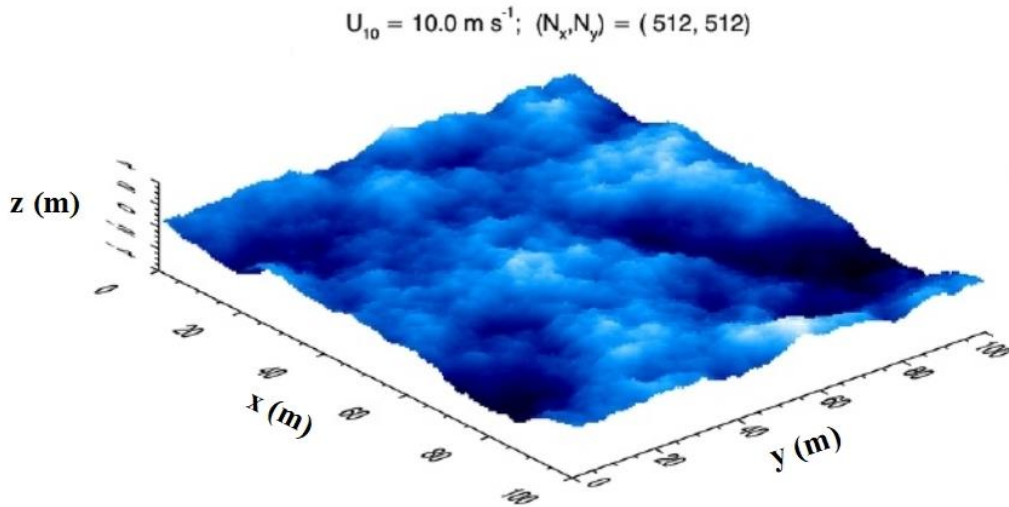
Şekil 5.3 PM Spektrumunda Rüzgâr Hızı, Periyot ve SWH arasındaki ilişki [50]

Tüm bu matematiksel temeli kullanarak ve zamandan bağımsız olarak Pierson-Moskowitz spektrumu ile oluşturulmuş 1D deniz yüzeyi örneği Şekil 5.4’de verilmiştir. Burada yüzey oluşturulurken deniz yüzeyinin 10 metre üzerindeki rüzgâr hızı olarak  $U=5$  m/s, deniz yüzey mesafesi olarak 100 m ve 1024 nokta kullanılmıştır.



Şekil 5.4 Pierson-Moskowitz Modeline göre oluşturulmuş 1D deniz yüzeyi

Şekil 5.5’de ise Pierson–Moskowitz modeline göre deniz yüzeyinin 10 metre yukarısındaki rüzgâr hızı 10 m/s ve  $x$ - $y$  düzleminde 100x100 m lik bir alanı kapsayacak deniz yüzeyi modeli verilmiştir. Burada  $x$ - $y$  düzlemlerinin her ikisinde de 512’şer nokta kullanılarak deniz yüzeyi oluşturulmuştur. Böylelikle yeryüzü yansıma analizlerinde kullanılmak üzere gerçekçi bir model ile 3D olarak yüzeyler elde edilmiştir.

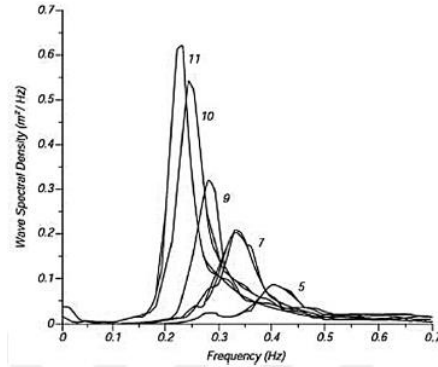


Şekil 5.5 Pierson-Moskowitz Modeline göre oluşturulmuş 3D deniz yüzeyi



### 5.1.2.2. JONSWAP Spektrum Modeli

Deniz yüzeyi modellemeleri kapsamında 1964 senesinde Pierson–Moskowitz’in geliştirdiği modelden sonra, Kuzey Denizi Ortak Dalga Gözlem Projesinde (Joint North Sea Wave Observation Project (JONSWAP)) Hesselman ve arkadaşları tam gelişmiş deniz modeli geçerli olsa bile dalgalar arası etkileşimin hala geçerli olduğunu ortaya koymuştur. Buna ek olarak Pierson–Moskowitz spektrumunun tam gelişmiş deniz kabulü nedeniyle sınırlı da olsa gerçekleşen kabarmaları modelleyemediği sonucuna ulaşılmıştır [51]. Pierson–Moskowitz modeline göre deniz yüzeyi tanımlamasında daha gerçekçi bir model sunan ve daha keskin bir dalga formuna sahip olan JONSWAP spektrum modeline ait farklı deniz kabarma durumlarına göre oluşturulmuş dalga spektrumu Şekil 5.6’da verilmiştir.



Şekil 5.6 Hasselman tarafından sunulan ve farklı deniz kabarmaları için ölçülmüş dalga spektrumları

JONSWAP spektrumuna ait yaklaşım modeli Denklem 5.9’da verilmiştir. Form olarak Pierson – Moskowitz modeline çok benzemekle birlikte temel farkı modeli geliştirmeye yarayan tepe geliştirme faktörü  $r$  eklenmiştir. Ayrıca Denklem 5.10’da PM modelinden farklı olarak ayrıntılı geliştirme parametreleri verilmiştir.

$$S(w) = \frac{\alpha g^2}{w^5} e^{-5w_p^4/4w^4} \Upsilon^r \quad (5.9)$$

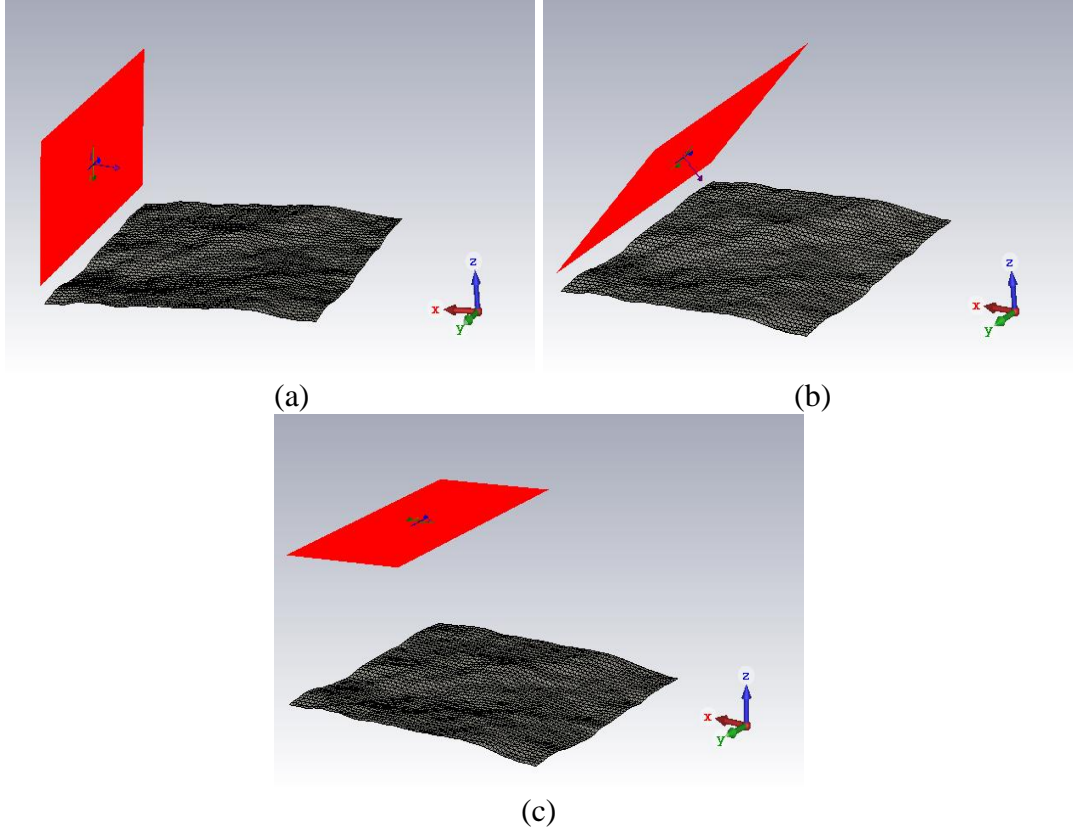
$$r = e^{-(w-w_p)^2/2\sigma^4 w_p^2} \quad \Upsilon = 3.3 \quad \sigma = 0.08$$

$$\alpha = 0.076 \left(\frac{U^2}{Fg}\right)^{0.22} \quad w_p = 22 \left(\frac{g^2}{FU}\right)^{1/3} \quad (5.10)$$

## 5.2. Deniz Yüzeyi Yansıma Analizi

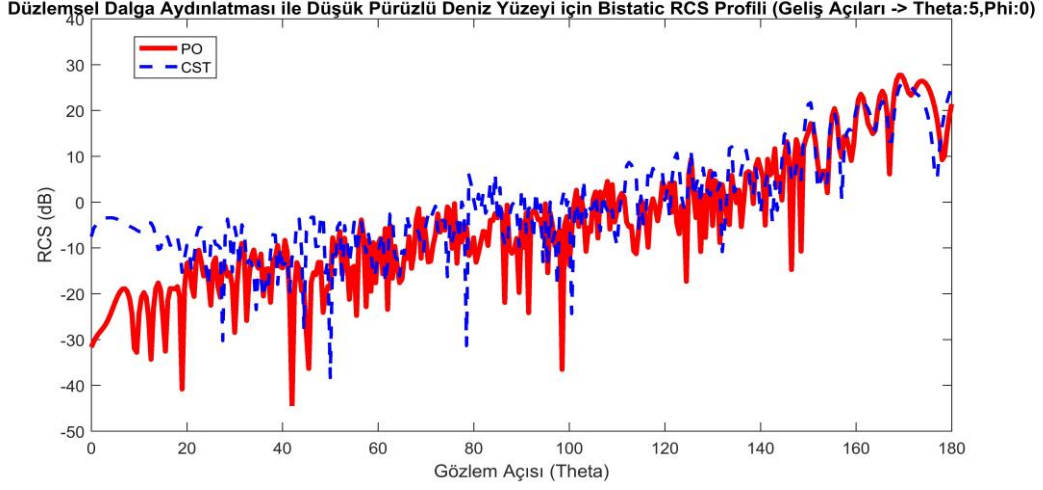
Bu bölümde farklı ortalama yükseklik verilerine göre rastgele olarak gerçekçi bir model ile oluşturulmuş deniz yüzeylerinin farklı geliş açlarına göre yansıma analiz sonuçları verilmiştir. Analiz kapsamında dar (0-10 derece) , normal (30-60 derece) ve dik (80-90 derece) geliş açlarına göre tez kapsamında geliştirilen MATLAB tabanlı PO yaklaşım yazılımı ile aynı yüzeyler ve yaklaşma açıları için CST ile hesaplanan RCS verileri karşılaştırılarak deniz yüzeyleri üzerinde PO yaklaşım yazılımının doğrulanması yapılmıştır. Her iki analizde PO yaklaşımının yüksek frekansta geçerli olmasından dolayı gelen sinyal Ku Bantta (12-18 GHz) tanımlanmıştır.

Bu kapsamda öncelikli olarak Şekil 5.7’de verilen, pürüzlülük değeri olarak ortalama yükseklik verisi 2 cm olan ve  $x$ - $y$  düzleminde uzanan 2m x 2m boyutundaki deniz yüzeyinin yansıma analizleri yapılmıştır. Burada Bölüm 4.2.6’da ayrıntılı olarak anlatıldığı üzere PO yöntemi bir yüksek frekans yaklaşım yöntemi olmasından dolayı dalga boyuna göre büyük nesnelerin analizinde geçerli olmaktadır. Bu nedenle doğrulamada kullanılan düzlemsel levha 2 m x 2 m boyutunda seçilmiş ve Ku bantta yaklaşık olarak 100 dalgaboyu x 100 dalgaboyu boyutuna denk geldiği için geçerli bir analiz ortaya konmuştur.



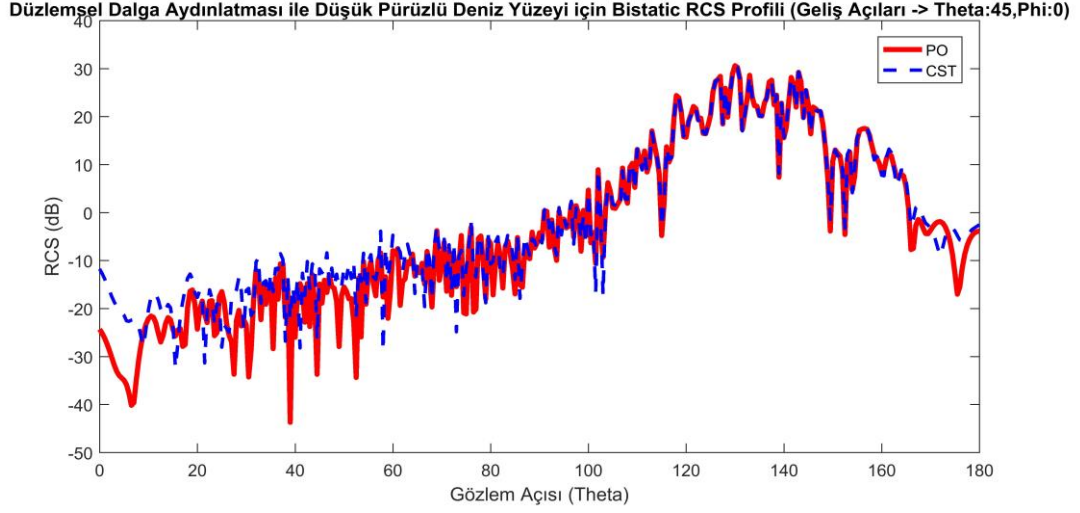
Şekil 5.7 Ortalama Yükseklik Değeri 2 cm olan Deniz Yüzeyi (a) 5 derecelik geliş açısı (b) 45 derecelik geliş açısı (c) 85 derecelik geliş açısı

Şekil 5.8’de 2 m x 2 m boyutunda ve düşük pürüzlülük değerine (Ortalama Yükseklik: 2 cm) sahip deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta: 5$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansımaları analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 5 derece geliş açısı kullanarak düşük geliş açılarında deniz yüzeyi için yansımaları analizinin doğrulanması yapılmıştır. Şekilde verildiği üzere maksimum yansımaları 169 derecede görülmüş ve CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



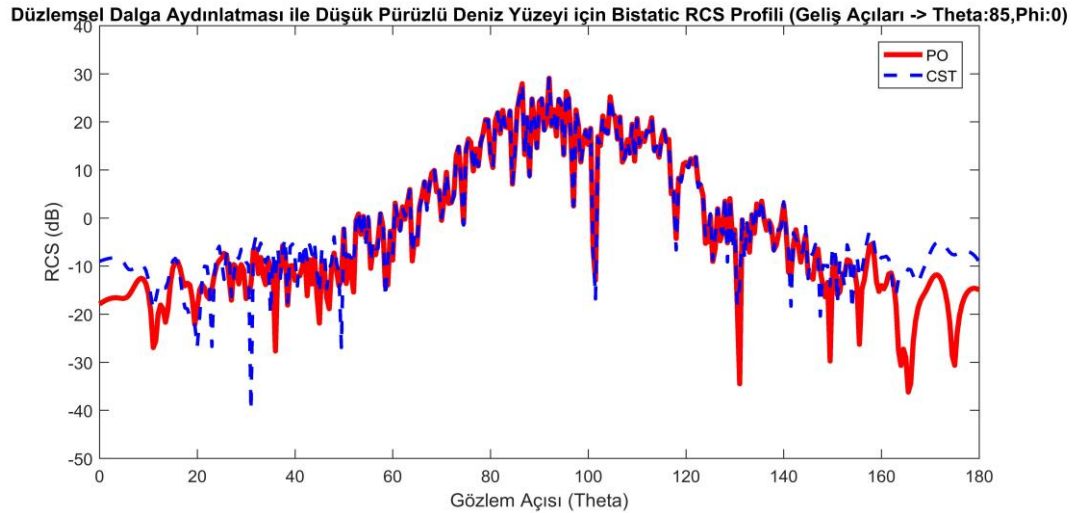
Şekil 5.8 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 5 derece)

Şekil 5.9’da aynı değerlere sahip deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta$ : 45 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 45 derece geliş açısı kullanarak ortalama geliş açılarında deniz yüzeyi için yansımaya analizindeki saçılmaların görülmesi hedeflenmiştir. Şekilde verildiği üzere maksimum yansımaya 130 derecede görülmüş ve CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



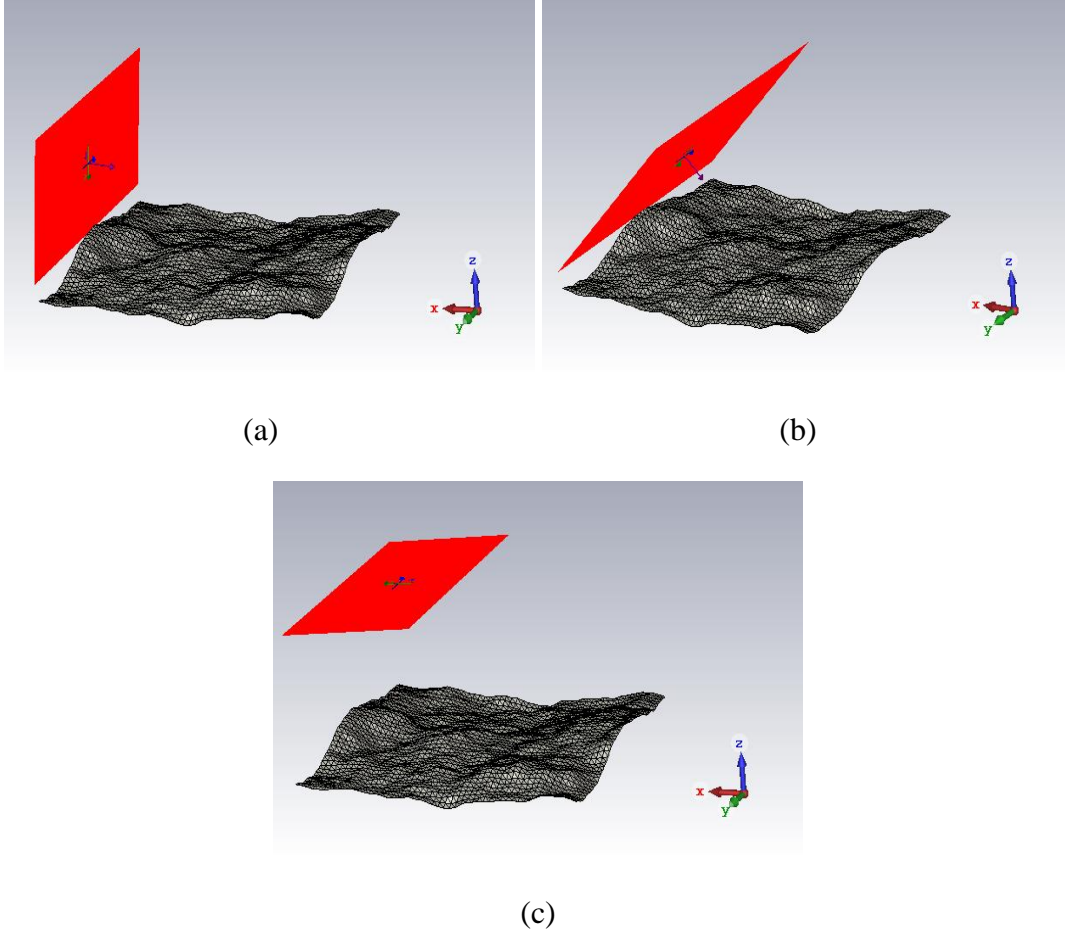
Şekil 5.9 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 45 derece)

Şekil 5.9’da aynı değerlere sahip deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta$ : 85 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 85 derece geliş açısı kullanarak dik geliş açılarında deniz yüzeyi için yansımaya analizindeki saçılmaların görülmesi hedeflenmiştir. Şekilde verildiği üzere maksimum yansımaya 92 derecede görülmüş ve CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



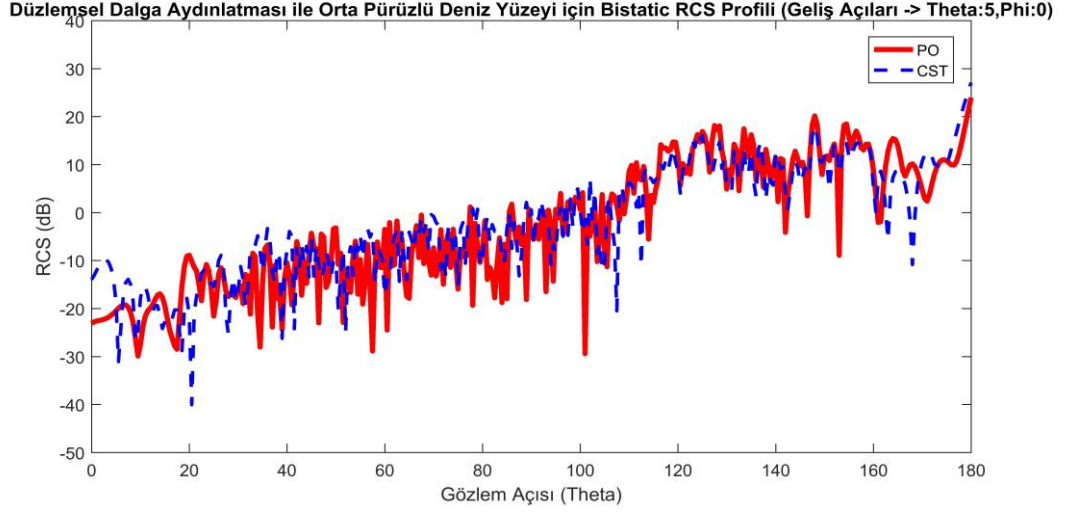
Şekil 5.10 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 85 derece)

Yüzey pürüzlülüğü artırılarak Şekil 5.11’de verilen, pürüzlülük değeri olarak ortalama yükseklik verisi 5 cm olan ve  $x$ - $y$  düzleminde uzanan 2 m x 2 m boyutundaki deniz yüzeyinin yansıma analizleri farklı geliş açlarına göre yapılmıştır.



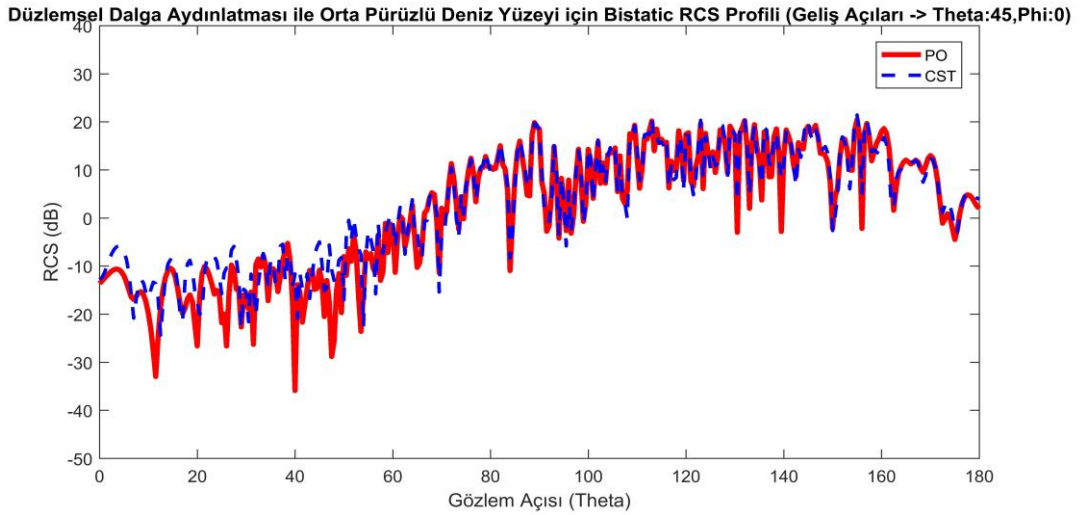
Şekil 5.11 Ortalama Yükseklik Değeri 5 cm olan Deniz Yüzeyi (a) 5 derecelik geliş açısı (b) 45 derecelik geliş açısı (c) 85 derecelik geliş açısı

Şekil 5.12’de 2 m x 2 m boyutunda ve orta seviye pürüzlülük değerine (Ortalama Yükseklik: 5 cm) sahip deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta$ : 5 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 5 derece geliş açısı kullanarak düşük geliş açılarında deniz yüzeyi için yansıma analizinin doğrulanması yapılmıştır. Şekilde verildiği üzere tüm gözlem noktalarında saçılmalar görülmüş ve CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



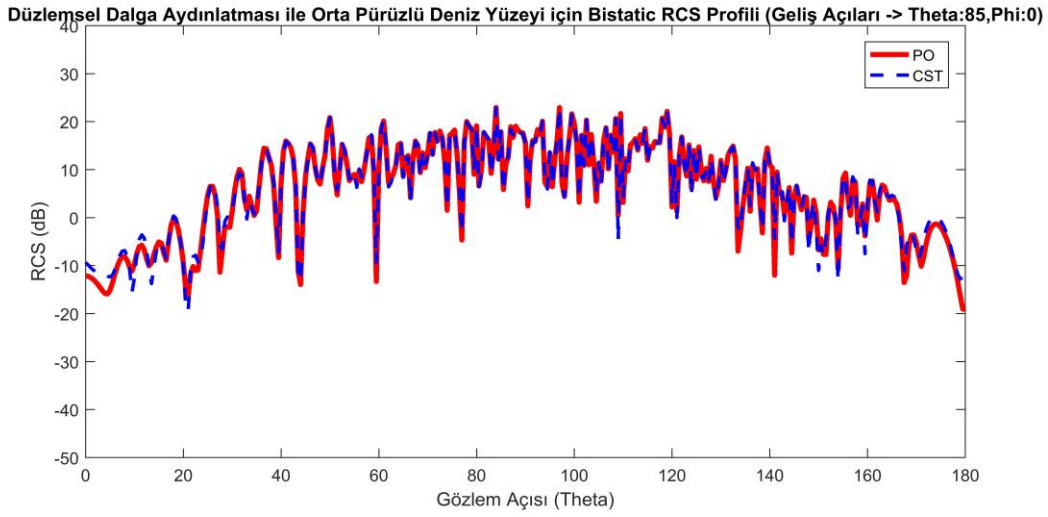
Şekil 5.12 Orta Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 5 derece)

Şekil 5.13’de aynı değerlere sahip deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta$ : 45 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 45 derece geliş açısı kullanarak ortalama geliş açılarında deniz yüzeyi için yansımaya analizindeki saçılmaların görülmesi hedeflenmiştir. Şekilde verildiği üzere maksimum yansımaya 132 derecede olmasına rağmen genel olarak tüm gözlem noktalarında saçılmalar görülmüştür. Aynı zamanda CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



Şekil 5.13 Orta Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 45 derece)

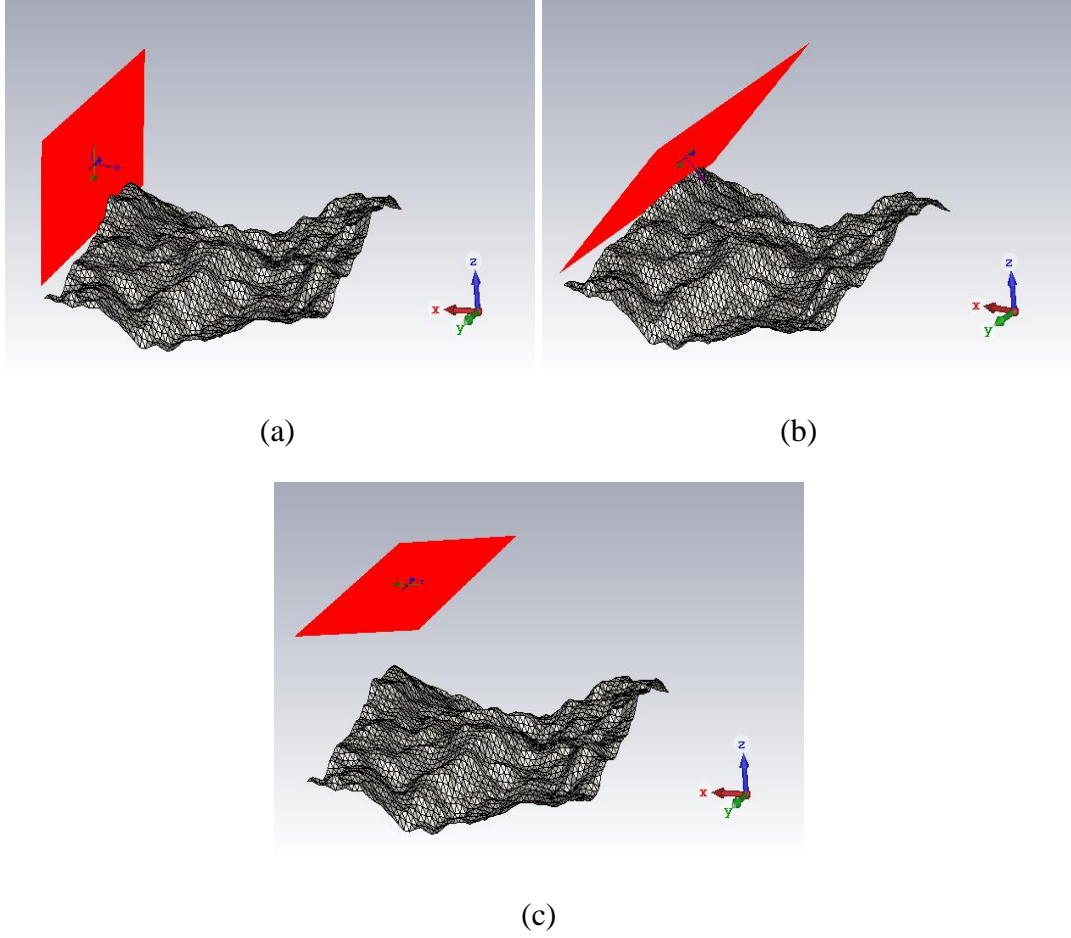
Şekil 5.14’de aynı değerlere sahip deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta$ : 85 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 85 derece geliş açısı kullanarak dik geliş açılarında deniz yüzeyi için yansıma analizindeki saçılmaların görülmesi hedeflenmiştir. Şekilde verildiği üzere maksimum yansıma 116.5 derecede olmasına rağmen genel olarak tüm gözlem noktalarında saçılmalar görülmüştür. Ayrıca CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



Şekil 5.14 Orta Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 85 derece)

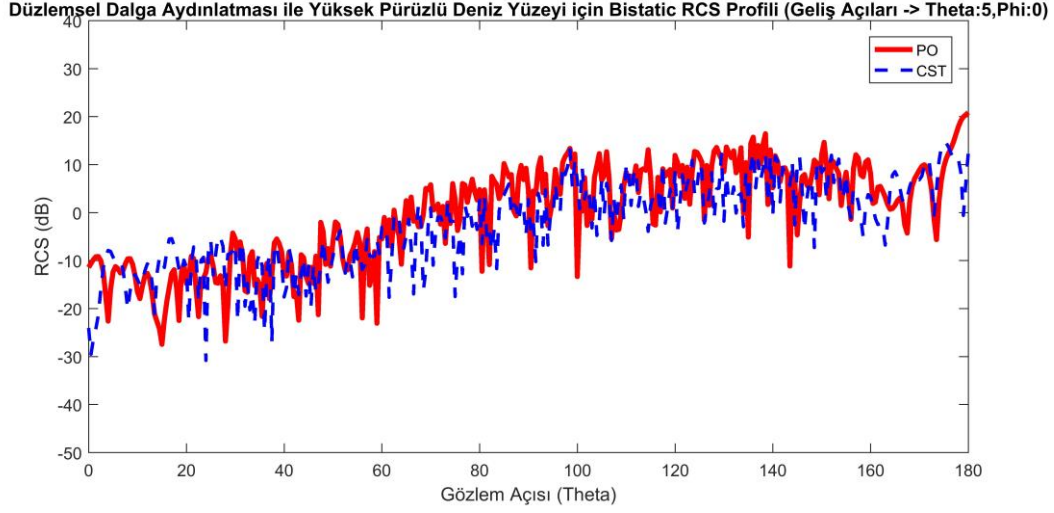
Yüzey pürüzlülüğü artırılarak Şekil 5.15’ de verilen, pürüzlülük değeri olarak ortalama yükseklik verisi 10 cm olan ve  $x$ - $y$  düzleminde uzanan 2 m x 2 m boyutundaki deniz yüzeyinin yansıma analizleri farklı geliş açlarına göre yapılmıştır.





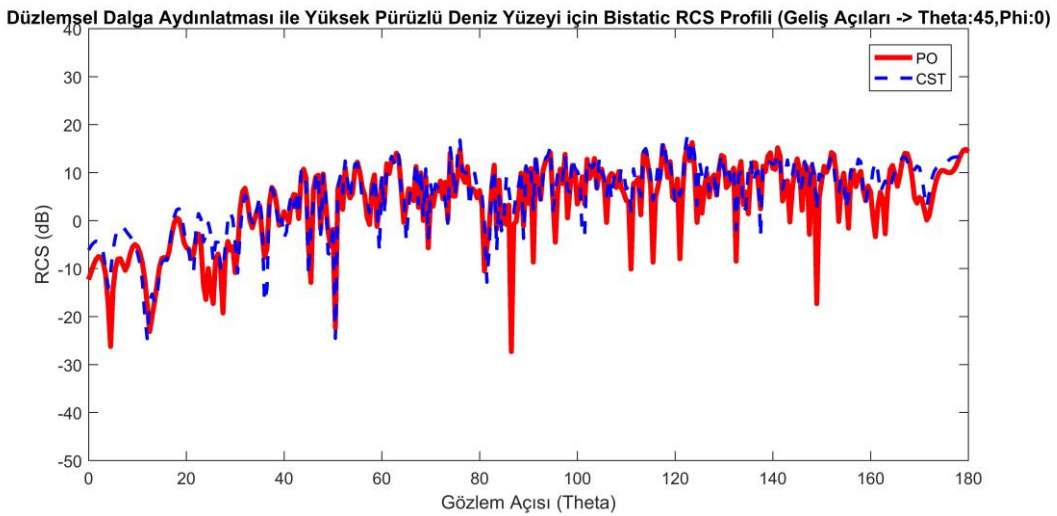
Şekil 5.15 Ortalama Yükseklik Değeri 10 cm olan Deniz Yüzeyi (a) 5 derecelik geliş açısı (b) 45 derecelik geliş açısı (c) 85 derecelik geliş açısı

Şekil 5.16'de 2 m x 2 m boyutunda ve yüksek pürüzlülük değerine (Ortalama Yükseklik: 10 cm) sahip deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta: 5$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 5 derece geliş açısı kullanarak düşük geliş açılarında deniz yüzeyi için yansımaya analizinin doğrulanması yapılmıştır. İleri yöndeki yansımaya 175 derece civarı olmasına rağmen genel olarak tüm gözlem noktalarında saçılmalar görülmüştür. Ayrıca CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



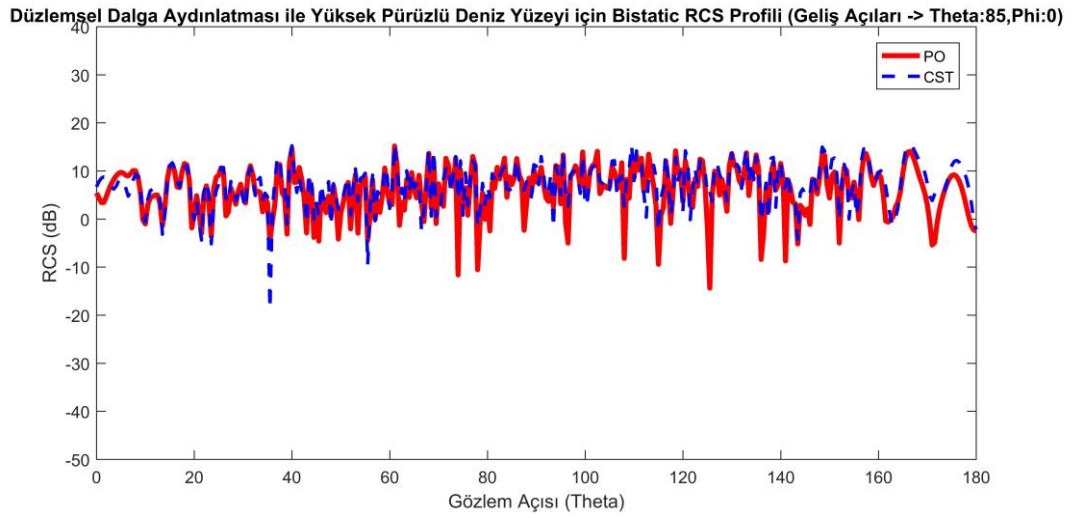
Şekil 5.16 Yüksek Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 5 derece)

Şekil 5.17’de aynı değerlere sahip deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta$ : 45 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 45 derece geliş açısı kullanarak ortalama geliş açılarında deniz yüzeyi için yansımaya analizindeki saçılmaların görülmesi hedeflenmiştir. İleri yönlü yansımaya beklenildiği üzere 135 derecelik gözlem açısında çıkmayıp tüm gözlem noktalarında bir saçılma meydana gelmiştir. Aynı zamanda CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.



Şekil 5.17 Yüksek Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 45 derece)

Şekil 5.18’ de aynı değerlere sahip deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta$ : 85 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi yapılarak PO metodu ve CST (İntegral Çözücü) ile hesaplanmış RCS sonuçları verilmiştir. Burada 85 derece geliş açısı kullanarak dik geliş açılarında deniz yüzeyi için yansıma analizindeki saçılmaların görülmesi hedeflenmiştir. Şekilde görüldüğü üzere ileri yönlü yansıma olmayıp genel olarak tüm gözlem noktalarında saçılmalar görülmüştür. Ayrıca CST sonuçları ile PO yazılımı sonuçları benzerlik göstermiştir.

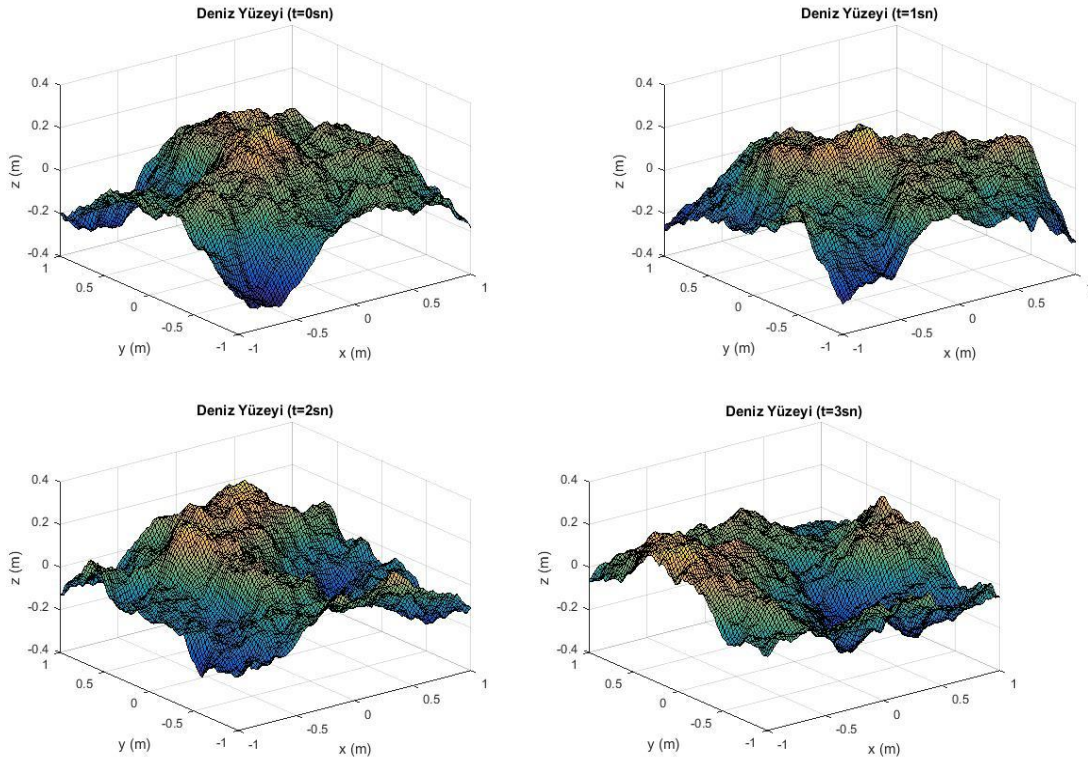


Şekil 5.18 Yüksek Pürüzlü Deniz Yüzeyi için PO ve CST RCS Sonuçları (Geliş Açısı: 85 derece)

### 5.3. Deniz Yüzeyi Monte Carlo Analizi

Bölüm 5.2’de yapılan tüm elektromanyetik yansıma analizleri farklı geliş açıları ve farklı yüzey pürüzlülüklerine sahip tek yüzey için tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı ve CST programı yapılmıştır. Oysaki denizde oluşan gel-git ve dalgalanma hareketlerinden dolayı dinamik olarak zamanda sürekli değişmektedir. Bu nedenle belirli bir istatistik içerisinde sürekli olarak değişen deniz yüzeyinin elektromanyetik analize göre ileri ve geri yöndeki yansıma davranışının daha iyi modellenebilmesi için Monte Carlo analizine ihtiyaç vardır.

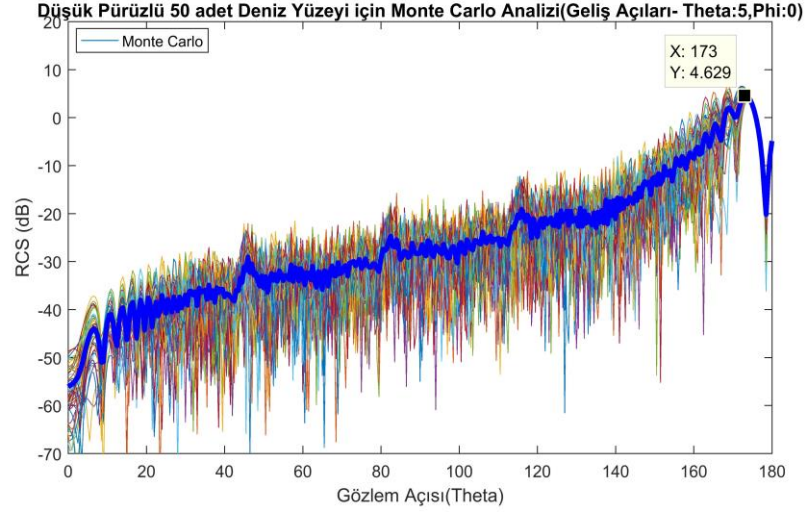
Şekil 5.19’da 2 m x 2 m lik bir boyutta, ortalama yükseklik verisi  $h = 10$  cm olacak şekilde deniz yüzeyi dağılımı ile rastgele oluşturulmuş 4 adet deniz yüzeyi bulunmaktadır. Burada deniz yüzeyinin 4 saniyede gelgit ve dalgalar tarafından gerçekleşen form değişiklikleri net bir şekilde görülmektedir. Her ne kadar burada 4 adet yüzey gösterilse de tez kapsamında deniz yüzeyinin davranışının ortaya konulması için 50 adet yüzey kullanılarak çok daha iyi bir örnekleme ile sonuçlar ortaya konmuştur.



Şekil 5.19 Zamanla değişen deniz yüzeyi örnekleri

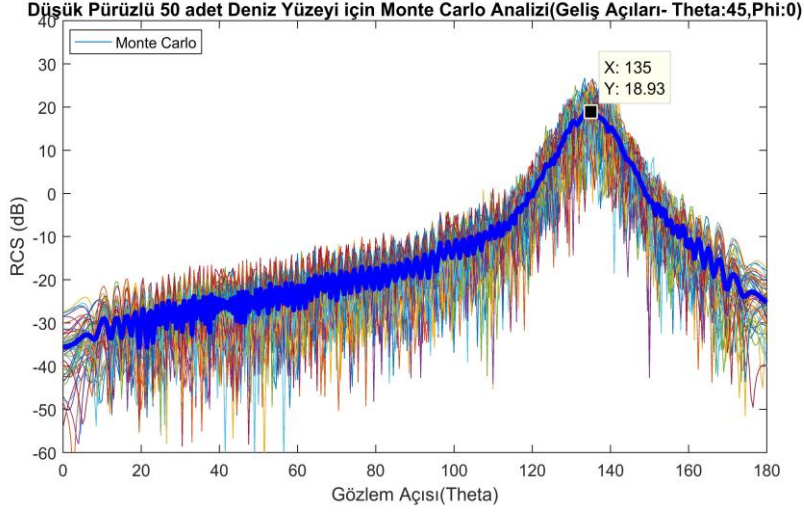
Bu bölümdeki ana amaç dinamik değişime sahip deniz yüzeyinin farklı Monte Carlo simülasyonları ile ileri ve geri yöndeki yansıma davranışları ile istatistiksel özelliklerinin ortaya çıkarılmasıdır. Bu kapsamda belirlenen ortalama yükseklik verisi ve deniz olasılık dağılım fonksiyonlarına göre rastgele oluşturulmuş çoklu sayıdaki yüzeyin yansıma analizlerinin belirlenen geliş açıları ile ayrı ayrı yapılarak tüm yüzeylerin anlık davranışları hesaplanmıştır. Daha sonra tüm yüzeylerin yansıyan elektriksel alanları toplanarak ortalama alınmış ve tüm gözlem açılarındaki ortalama elektriksel alan bileşenleri bulunmuş ve Monte Carlo analizi ortalama elektrik alan ile yapılarak ortalama yüzey davranışı bulunmuştur.

Monte-Carlo analizleri kapsamında öncelikli olarak pürüzlülük değeri olarak ortalama yükseklik verisi 1 cm (düşük pürüzlü yüzey) olan ve  $x$ - $y$  düzleminde uzanan 2 m x 2 m boyutundaki deniz yüzeylerinden belirlenen dağılım ile rastgele olarak 50 adet yaratılmıştır. Şekil 5.20’de rastgele üretilmiş bu deniz yüzeyleri için geliş açısı  $\theta$ : 5 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi PO metodu yapılarak elde edilmiş tüm yüzeyler ve ortalama (Monte-Carlo) RCS sonuçları verilmiştir. Burada 5 derece geliş açısı kullanarak düşük geliş açılarında deniz yüzeyi için yansımaya analizinin doğrulanması yapılmıştır. Tek başına bir yüzey için analiz yapıldığında ileri yöndeki yansımalarda saçılma olurken Monte-Carlo analizi ile 173 derece maksimum RCS gözlemlenmiştir.



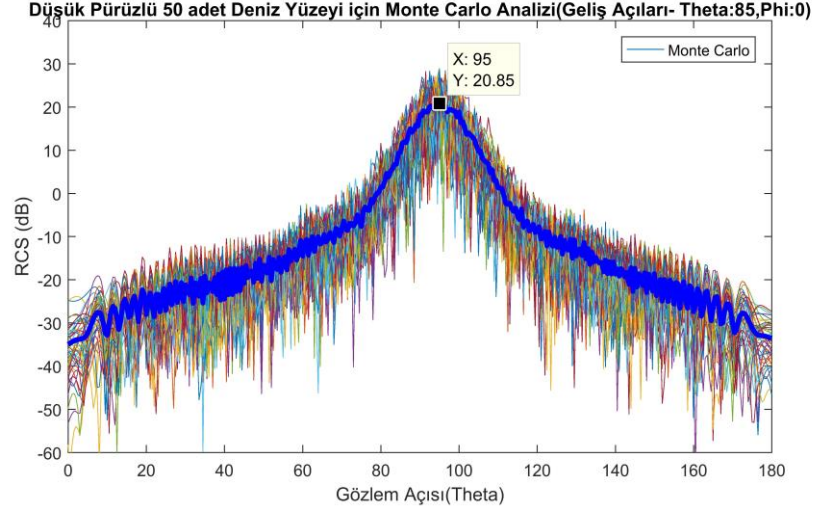
Şekil 5.20 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için Monte Carlo Sonucu (Geliş Açısı:5 derece)

Şekil 5.21’de aynı 50 adet deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta$ : 45 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi PO metodu yapılarak elde edilmiş tüm yüzeyler ve ortalama (Monte-Carlo) RCS sonuçları verilmiştir. Tek başına bir yüzey için analiz yapıldığında ileri yöndeki yansımalarda saçılma olurken Monte-Carlo analizi ile 135 derece maksimum RCS gözlemlenmiştir.



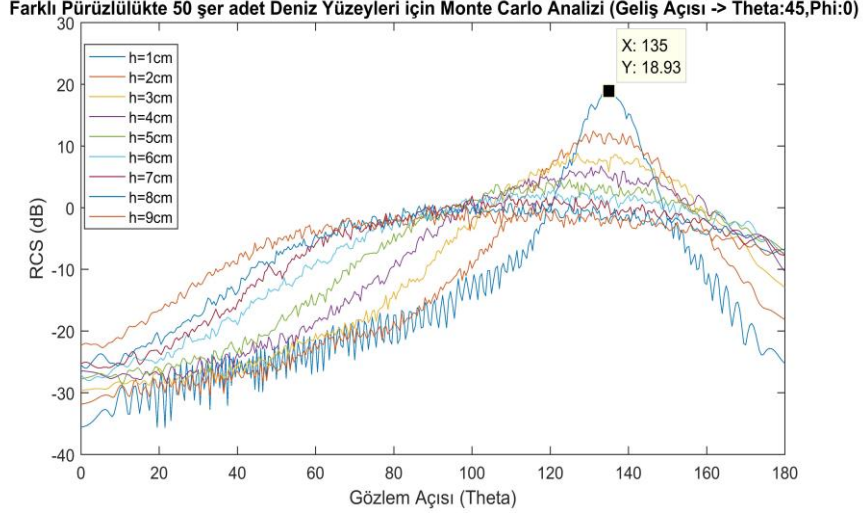
Şekil 5.21 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için Monte Carlo Sonucu (Geliş Açısı:45 derece)

Şekil 5.22’de aynı 50 adet deniz yüzeyi için geliş açısı  $\theta$ : 85 ve  $\phi$ :0 olacak şekilde elektromanyetik yansımada analiz PO metodu yapılarak elde edilmiş tüm yüzeyler ve ortalama (Monte-Carlo) RCS sonuçları verilmiştir. Burada 85 derece geliş açısı kullanarak dik geliş açılarında deniz yüzeyi için yansımada analizindeki saçılmaların görülmesi hedeflenmiştir. Tek başına bir yüzey için analiz yapıldığında ileri yöndeki yansımada saçılma olurken Monte-Carlo analizi ile 95 derece maksimum RCS gözlemlenmiştir.



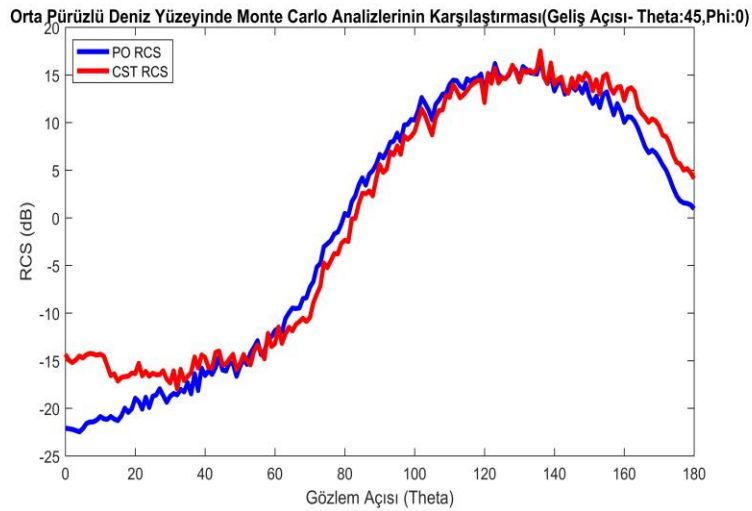
Şekil 5.22 Düşük Pürüzlü Deniz Yüzeyi için Monte Carlo Sonucu (Geliş Açısı:85 derece)

Şekil 5.23’de 2 m x 2 m boyutunda ve ortalama yükseklik değeri olarak 1cm’den 9 cm’ye kadar değişen deniz yüzeylerinin geliş açısı  $\theta:45$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı ile elde edilmiş Monte Carlo sonucu verilmiştir. Burada tüm ortalama yükseklik değerleri için deniz yüzeyi olasılık dağılım fonksiyonuna göre 50’şer adet yüzey rastgele oluşturulmuş ve Ku bantta elektromanyetik analizleri ayrı ayrı yapılarak yansıyan elektrik alan bulunmuş daha sonra ortalama alınarak Monte Carlo sonuçlarına ulaşılmıştır. Şekilde verildiği üzere ortalama yükseklik verisinin 1 cm olduğu durumda maksimum yansımaya beklenildiği gibi 135 derecede oluşurken, ortalama yükseklik verisi arttıkça tüm gözlem açılarında doğru bir saçılma olmuş ve 135 derecedeki RCS değerinde azalma meydana gelmiştir.



Şekil 5.23 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Monte Carlo Sonuçları (Geliş Açısı: 45 derece)

Yapılan Monte Carlo analizlerinin tutarlılığının kontrol edilmesi için Şekil 5.24’de 2 m x 2 m boyutunda ve ortalama yükseklik değeri olarak 5 cm olacak şekilde deniz yüzeyi olasılık fonksiyonu ile rastgele oluşturulmuş 50 adet yüzeyin geliş açısı  $\theta:45$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analiz sonuçları verilmiştir. Burada yüzeyler için yansımaya analizi ayrı ayrı hesaplanıp daha sonra ortalama yansıyan elektrik alan bulunmuş ve deniz yüzeyi RCS’i hem tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı hem de CST ile elde edilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı üzere CST ve PO yazılımlarının sonuçları her ne kadar çok düşük (0 derece civarı) ve çok yüksek (180 derece civarı) açılarda farklılık gösterse de diğer tüm gözlem açılarında uyumludur. Böylelikle PO ile yapılan Monte Carlo analizinin doğrulanması yapılmıştır.

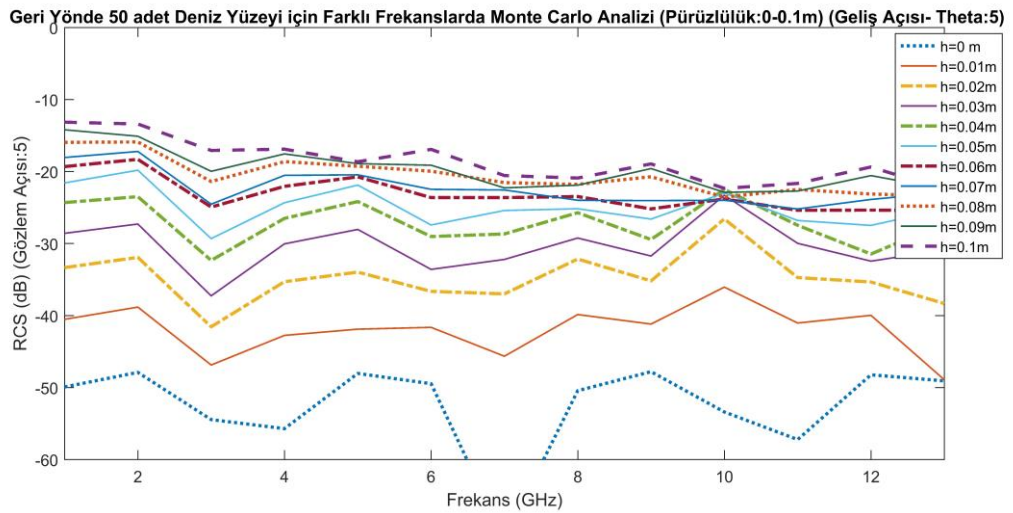


Şekil 5.24 Monte Carlo Analizinin Doğrulanması (Geliş Açısı: 45 derece)



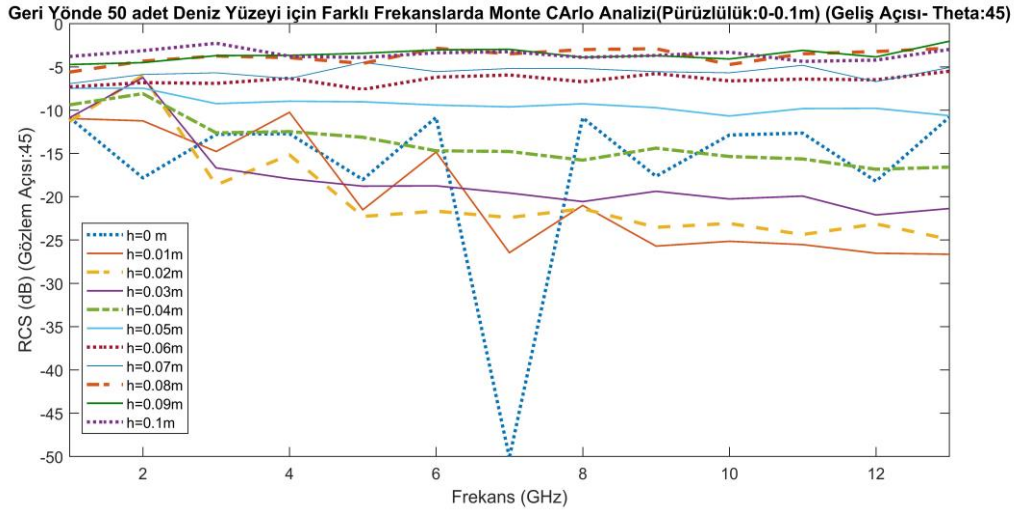
#### 5.4. İleri ve Geri Yönlü Analiz

Bu aşamaya kadar yapılan tüm elektromanyetik yansıma ve Monte Carlo analizleri PO yönteminin yüksek frekans yaklaşımında (nesnelerin dalga boyuna göre büyük olması) çalıştığı için önceden seçilen 2 m x 2 m boyutundaki düz plaka ve deniz yüzeyleri üzerinde Ku bantta yapılarak PO yaklaşımının geçerli olduğu bölgede kalınmıştır. Fakat diğer frekans bölgelerinde aynı yüzeyler için PO yaklaşımının geçerliliği ve yüzeylerin elektromanyetik davranışları incelenmemiştir. Şekil 5.25’de ortalama yükseklik değeri düz yüzey ( $h = 0$  cm) den yüksek pürüzlülük ( $h = 10$  cm) değerine kadar artacak şekilde oluşturulmuş yüzeyler için geliş açısı  $\theta:5$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde analizi tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı ile yapılarak geri yansımalarının 1-13 GHz aralığındaki davranışı verilmiştir. Burada yüzey yansımaları hesaplamaları yapılırken tek bir yüzey kullanılmamış bunun yerine her bir ortalama yüzey yüksekliği verisi için 50’şer adet yüzey oluşturulmuş ve hepsi için geri yöndeki yansıyan dalga hesaplanmış ve tüm bunların ortalamaları alınarak Monte Carlo analizi yapılmıştır. Ayrıca tüm bu işlemler 1-13 GHz bandında 1’er GHz lik adımlarla tekrarlanmış ve frekans bağımlılığı hesaplanmıştır. Şekilde verildiği üzere geri yöndeki yansımaların değeri pürüzlülük arttıkça geliş açısı dar olduğu için artmaktadır. Ayrıca geri yansıma analizinde düz yüzey ( $h = 0$  cm) için 7 GHz de ani bir düşüş gözlemlenmiştir.



Şekil 5.25 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Frekans Bandındaki Geri Yansıma Sonuçlarının Monte Carlo Analizi (Geliş Açısı: 5 derece, Gözlem Açısı: 5 derece)

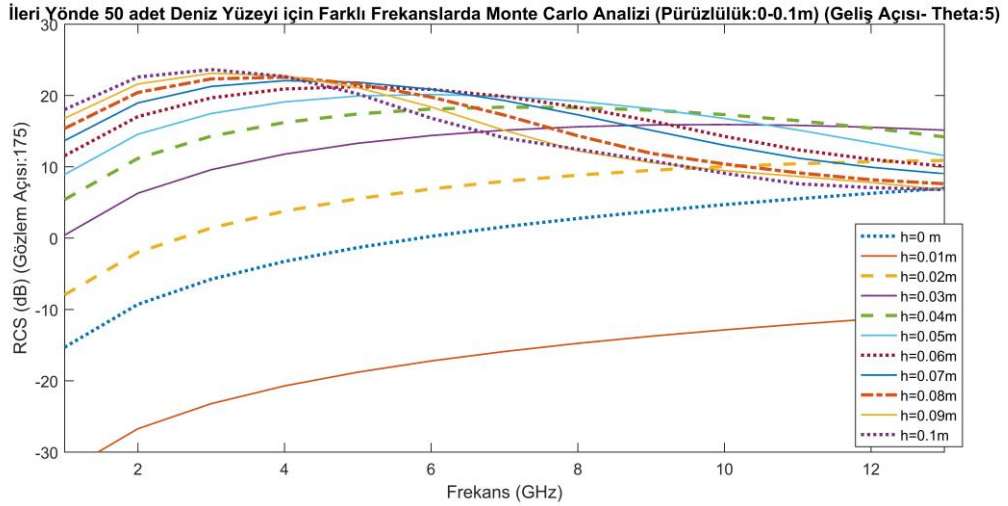
Şekil 5.26'da aynı yüzeyler için geliş açısı  $\theta:45$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı ile yapılarak geri yansımalarının 1-13 GHz aralığındaki davranışı verilmiştir. Burada yüzey yansımaları hesaplamaları yapılırken tek bir yüzey kullanılmamış bunun yerine her bir ortalama yüzey yüksekliği verisi için 50'şer adet yüzey oluşturulmuş ve hepsi için geri yöndeki yansıyan dalga hesaplanmış ve tüm bunların ortalamaları alınarak Monte Carlo analizi yapılmıştır. Ayrıca tüm bu işlemler 1-13 GHz bandında 1'er GHz'lik adımlarla tekrarlanmış ve frekans bağımlılığı hesaplanmıştır. Şekilde verildiği üzere geri yöndeki yansımaların değeri pürüzlülük arttıkça yüksek frekanslarda doğrusal olarak artmakla birlikte düşük frekanslarda PO yaklaşımının geçerli olmamasından dolayı sonuçlar doğrusal olmamıştır. Ayrıca geri yansıma analizinde düz yüzey ( $h = 0$  cm) için 7 GHz'de ani bir düşüş gözlemlenmiştir.



Şekil 5.26 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Frekans Bandındaki Geri Yansıma Sonuçlarının Monte Carlo Analizi (Geliş Açısı: 45 derece, Gözlem Açısı: 45 derece)

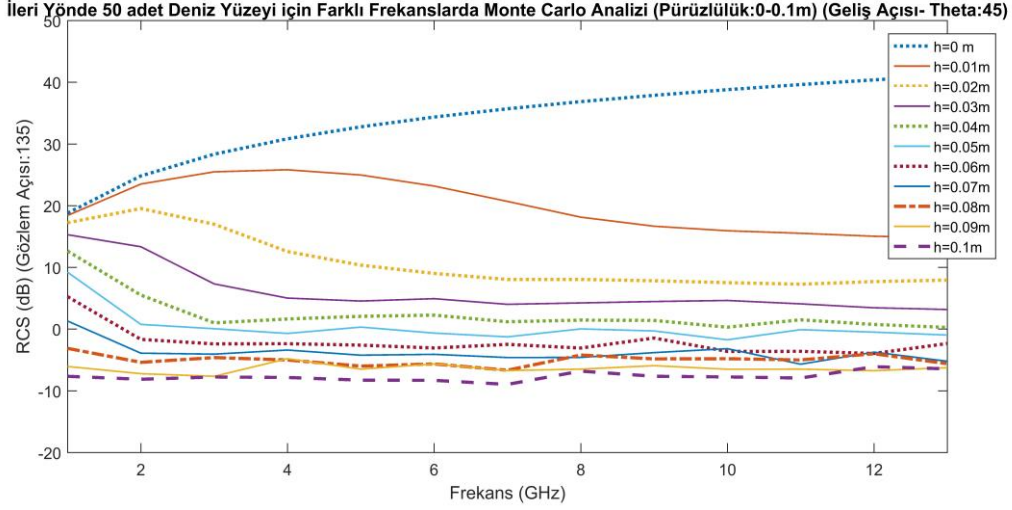
Şekil 5.27'de aynı yüzeyler için geliş açısı  $\theta:5$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı ile yapılarak ileri yöndeki yansımalarının (gözlem açısı: 175 derece) 1-13 GHz aralığındaki davranışı verilmiştir. Burada yüzey yansımaları hesaplamaları yapılırken tek bir yüzey kullanılmamış bunun yerine her bir ortalama yüzey yüksekliği verisi için 50'şer adet yüzey oluşturulmuş ve hepsi için geri yöndeki yansıyan dalga hesaplanmış ve tüm bunların ortalamaları alınarak

Monte Carlo analizi yapılmıştır. Ayrıca tüm bu işlemler 1-13 GHz bandında 1'er GHz'lik adımlarla tekrarlanmış ve frekans bağımlılığı hesaplanmıştır. Şekilde verildiği üzere ileri yöndeki yansımaların değeri pürüzlülük arttıkça düşük frekanslarda doğrusal olarak artmakla birlikte yüksek frekanslarda geliş açısının dar olmasından dolayı doğrusallık bozulmaktadır.



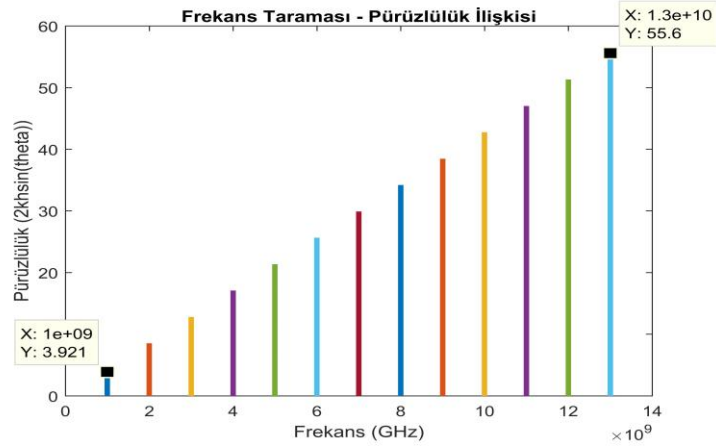
Şekil 5.27 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Frekans Bandındaki İleri Yönlü Yansıma Sonuçlarının Monte Carlo Analizi (Geliş Açısı: 5 derece, Gözlem Açısı: 175 derece)

Şekil 5.28'de aynı yüzeyler için geliş açısı  $\theta:45$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı ile yapılarak ileri yöndeki yansımalarının (gözlem açısı: 135 derece) 1-13 GHz aralığındaki davranışı verilmiştir. Burada Monte Carlo analizi yapılırken tüm ortalama yükseklik değerleri için 50 şer adet yüzey oluşturulmuş ve analiz tüm bu yüzeylerin ortalaması ile yapılmıştır. Şekilde verildiği üzere ileri yöndeki yansımaların değeri pürüzlülük arttıkça tüm frekanslarda doğrusal olarak artmaktadır.



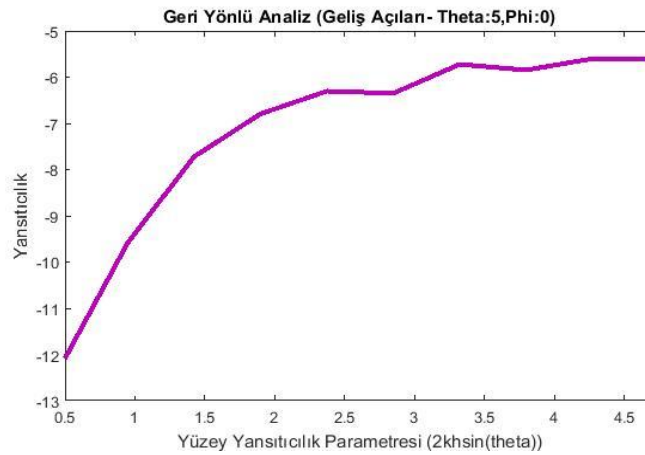
Şekil 5.28 Farklı Pürüzlülüğe Sahip Deniz Yüzeylerinin Frekans Bandındaki İleri Yönlü Yansıma Sonuçlarının Monte Carlo Analizi (Geliş Açısı: 45 derece, Gözlem Açısı: 135 derece)

Bu aşamaya kadar yapılan elektromanyetik yansıma analizlerinde yüzey pürüzlülük değeri olarak ortalama yükseklik verisi ( $h$ ) ile tanımlanmıştır. Oysaki literatürde [27] yüzey pürüzlülüğü sadece ortalama yükseklik değeri ile tanımlanmak yerine geliş açısı ve dalga numarası (bağlantılı olarak frekans) ile  $r = 2kh \sin(\theta_{geliş})$  olarak tanımlanmıştır. Şekil 5.29’da ortalama yüzey yükseklik değeri ( $h$ ) 0 cm – 10 cm olacak şekilde yüzey pürüzlülük değerlerinin 1 – 13 GHz aralığındaki davranışı verilmiştir. Burada geliş açısı olarak 45 derece kullanılmıştır. Şekilde verildiği üzere yüzey pürüzlülüğü frekans değişimine oldukça bağımlı olup 1 GHz’de maksimum 3.91 değerini alırken aynı yüzeyler için 13 GHz de 55.6 değerini almaktadır. Bu aşamadan sonra yapılan tüm analizlerde pürüzlülük değeri olarak  $r = 2kh \sin(\theta_{geliş})$  kullanılmıştır.



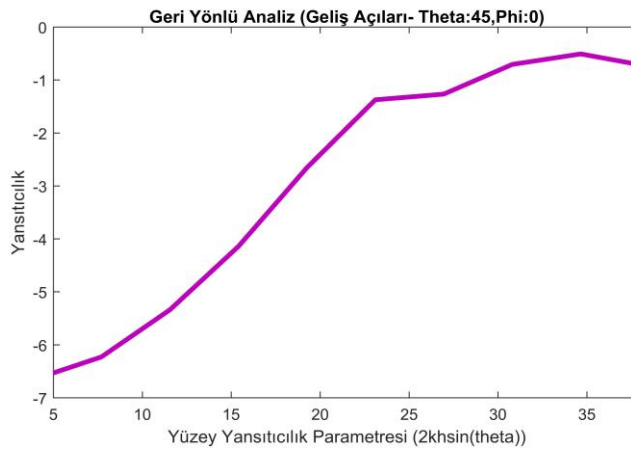
Şekil 5.29 Yüzey Pürüzlülüğünün Frekans Bağımlılığı

Bir yüzeyin yansıtıcılık (reflectivity) değeri monostatik elektromanyetik analiz yapıldığında aydınlatma yönünde geri yansıyan dalganın aynı boyuttaki düz plakanın alanına oranı olarak tanımlanmaktadır. Geri yönlü analizler kapsamında öncelikli olarak Şekil 5.31’de ortalama yükseklik değeri 1 cm den 10 cm değerine kadar 1’er cm lik adımlarla artacak şekilde rastgele oluşturulmuş yüzeyler için geliş açısı  $\theta:5$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak elde edilmiş yüzey yansıtıcılık değerleri bulunmaktadır. Geri yansıyan sinyaller bulunurken 50 adet yüzeyin Monte Carlo analizi yapılmış ve denizin düşük geliş açısındaki davranışı elde edilmiştir. Şekilde verildiği üzere yüzey pürüzlülük değeri arttıkça geri yansıyan sinyaller artmakta ve böylelikle yüzey yansıtıcılığı artmaktadır.



Şekil 5.30 Yüzey Pürüzlülüğü ile Yüzey Yansıtıcılığının Karşılaştırılması (Geliş Açısı: 5 derece)

Geri yönlü analiz kapsamında ikinci olarak Şekil 5.31’de aynı yüzeyler için geliş açısı  $\theta:45$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi yapılarak elde edilmiş yüzey yansıtıcılık değerleri bulunmaktadır. Geri yansıyan sinyaller bulunurken 50 adet yüzeyin Monte Carlo analizi yapılmış ve denizin ortalama geliş açısındaki davranışı elde edilmiştir. Şekilde verildiği üzere yüzey pürüzlülük değeri arttıkça geri yansıyan sinyaller artmakta ve böylelikle yüzey yansıtıcılığı artmaktadır. Aynı zamanda düşük geliş açında maksimum -6 gibi değerler yerine burada sıfır değerine yaklaşılmış bu da düşük yaklaşma açılarına göre geri yönde daha fazla yansıma olduğunu göstermektedir.



Şekil 5.31 Yüzey Pürüzlülüğü ile Yüzey Yansıtıcılığının Karşılaştırılması (Geliş Açısı: 45 derece)

İleri yönlü yansıma analizleri kapsamında elde edilen RCS değerleri aynı zamanda pürüzlü bir yüzeyin yansıma katsayısındaki azalmayı tespit için kullanılabilir. Literatürde pürüzlü bir yüzeyin ileri yöndeki yansıması ile düz bir yüzeyin ileri yöndeki yansımasının oranı yüzeyin pürüzlülük azalma faktörü (Roughness Reduction Factor (RRF)) olarak tanımlanmaktadır [15]. Denklem 5.11’de verilen RRF, diğer bir deyişle bu değer pürüzlü yüzeyin yansıma katsayısını bulmaya yarayan normalize edilmiş uzak dalga bileşenidir.

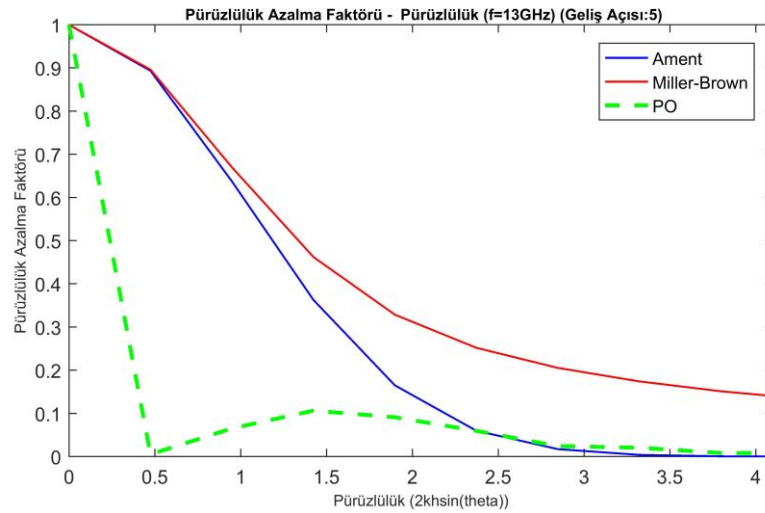
$$\gamma = \frac{|u_{\text{pürüzlü}}(\theta_{\text{ileri}})|}{|u_{\text{düz}}(\theta_{\text{ileri}})|} = \frac{|\Gamma_{\text{pürüzlü}}|}{|\Gamma_{\text{düz}}|} \quad (5.11)$$

Ayrıca direk olarak deniz yüzeyleri üzerinden elektromanyetik analizlerinin yapılmasının mümkün olmadığı durumlarda RRF hesaplamaları için Denklem 5.12’de verilen Ament [32] ve Miller-Brown [33] yaklaşım modellemeleri kullanılmaktadır.

$$\gamma_{AMENT} = \exp\left(-\frac{1}{2} (2kh \sin(\theta))^2\right) \quad (5.12)$$

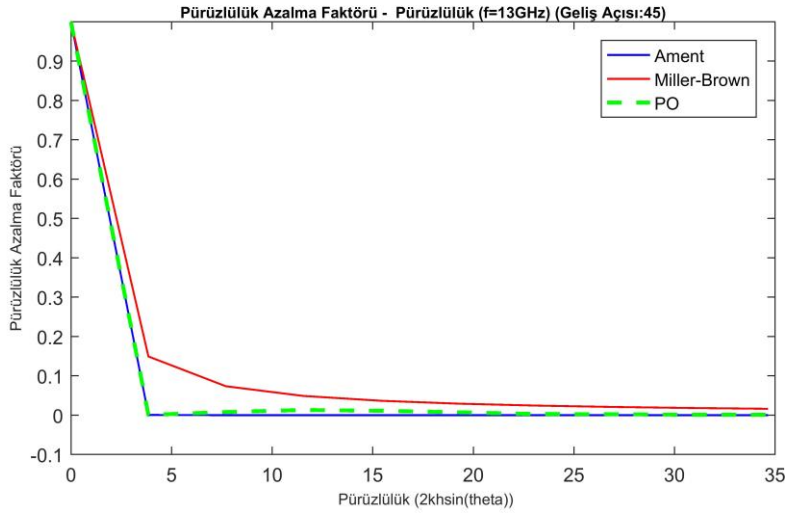
$$\gamma_{MILLER-BROWN} = \exp\left(-\frac{1}{2} (2kh \sin(\theta))^2\right) I_0\left(-\frac{1}{2} (2kh \sin(\theta))^2\right)$$

İleri yönlü analizler kapsamında öncelikli olarak Şekil 5.31’da ortalama yükseklik değeri 1 cm’den 10 cm değerine kadar 1’er cm lik adımlarla artacak şekilde rastgele oluşturulmuş yüzeyler için geliş açısı  $\theta:5$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansımaya analizi yapılarak elde edilmiş RRF değerleri bulunmaktadır. Burada tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı ile aynı değerler için Ament ve Miller-Brown yaklaşımı ile elde edilen RRF sonuçları karşılaştırılmıştır. Şekilde verildiği üzere RRF değeri düşük geliş açısı için farklılık göstermekle beraber yüksek pürüzlülük değerlerinde paralellik göstermiştir.



Şekil 5.32 Yüzey Pürüzlülüğü ile RRF Karşılaştırılması (Geliş Açısı: 5 derece)

İleri yönlü analiz kapsamında ikinci olarak Şekil 5.33’ de aynı yüzeyler için geliş açısı  $\theta:45$  ve  $\phi:0$  olacak şekilde elektromanyetik yansıma analizi yapılarak elde edilmiş RRF değerleri bulunmaktadır. Burada tez kapsamında geliştirilen PO yazılımı ile aynı değerler için Ament ve Miller-Brown yaklaşımı ile elde edilen RRF sonuçları karşılaştırılmıştır. Şekilde verildiği üzere RRF değerleri tüm pürüzlülük değerlerinde paralellik göstermektedir.



Şekil 5.33 Yüzey Pürüzlülüğü ile RRF Karşılaştırılması (Geliş Açısı: 45 derece)



## 6. YORUM

Tez kapsamında öncelikli olarak FMCW radar teknolojisi ile birlikte bu teknolojinin özel bir uygulaması olan helikopter ve İHA platformlarının farklı operasyonel ortam ve çevre koşullarında yüksek hassasiyette iniş-kalkış yapmasına olanak sağlayan ve PRF ARGE A.Ş tarafından yerli ve milli olarak geliştirilen yükseklikölçer sensör tanıtılmıştır. Aynı zamanda bu sensörün platform entegrasyonu öncesinde laboratuvar ortamında masaüstü işlevsellik testlerinin gerçekleştirilmesini sağlayan ve tek bir nokta kaynaktan yansıma kabulü ile yeryüzü yaklaşma simülasyonu yapan test cihazı tasarım ayrıntıları aktarılmıştır. Bununla beraber yeryüzü yansımalarının dağınık ve farklı yükseklikteki yeryüzü parçalarından kaynaklanacak biçimde daha gerçekçi yapılabileceği RHOS test sistemi önerilmiştir. RHOS test sisteminin yeryüzü yansıma simülasyonunda donanımları aracılığı ile sensöre yeryüzü sinyalleri basarken kullandığı hesaplamada hali hazırda kullanılan ve çeşitli ölçüm ve istatistiksel parametrelere göre rastgele atanan yeryüzü RCS bilgisi gerçek yüzeyler üzerinden hesaplanarak istenilen yaklaşma açısı ve frekansta yeryüzü yansıma davranışı belirlenmesinin temeli oluşturulmuştur. Böylece tez kapsamında geliştirilen kod bloğu RHOS hesaplama hücresi içerisine eklenerek yeryüzü yansıma analizinde kullanılacak olan RCS verisi gerçek yüzeyler üzerinden daha doğru bir biçimde üretilebilecektir.

Çalışmada tüm elektromanyetik yansıma analizleri yapılırken aydınlatma düzlemsel dalgası TMz modunda dikey polarize olarak tanımlanmıştır. İlerleyen çalışmalarda özellikle düşük geliş açılarında problem doğasına daha uygun olacağı için yatay polarize dalgalarla yüzeylerin aydınlatılması ve buna karşı gösterdikleri davranış modellenmelidir. Ayrıca RHOS sisteminin kullandığı DTED verilerinin tez kapsamında geliştirilen koda eklenerek daha gerçekçi yükseklik verilerine sahip yüzeyler ile çalışılabilir. Geliştirilen PO RCS hesaplama kodu yüzey kırınım etkilerini hesaba katmamaktadır. İlerleyen çalışmalar da kırınım etkilerinin de koda dâhil edilerek daha doğru yansıma analizleri yapması sağlanmalıdır.

Çalışmada yüksek frekans (özellikle Ku bandı) için 2 m x 2 m boyutundaki deniz yüzeyi üzerinden yansıma analizi yapılmıştır. Gelecek çalışmalarda, daha düşük frekanslar kullanan yükseklikölçer ve diğer platformlar için daha büyük yüzeyler (örneğin 100m<sup>2</sup> ve

üzeri) için geliştirilen PO kodu ile birlikte yeryüzü RCS hesaplamaları yapılabilir. Ayrıca yapılan analizlerde yüzey maddesi olarak PEC malzeme yerine farklı tip malzemeler kullanılarak RCS üzerindeki malzeme parametresinin karakteristiği çıkarılabilir. Buna ek olarak sadece deniz yüzeyi kullanmak yerine deniz yüzeyi ve kara yüzeyinin birlikte bulunduğu daha karmaşık yüzey geometrileri (örneğin deniz üzerinde bir gemi) ve yüzey maddelerinin içerildiği problemlerin çözümü için analizler yapılabilir. Sensör için ise tez kapsamında dünyadaki örneklerinin verildiği gibi FMCW teknolojisinin farklı bir uygulama alanı olan mühimmat ve füzeler için yaklaşma sensörü yerli ve milli olarak geliştirilebilir.

## 7. KAYNAKLAR

- [1] W. Hinman and C. Brunetti, "Radio Proximity-Fuze Development", Proceedings of the IRE, vol. 34, no. 12, pp. 976-986, 1946.
- [2] R. Burns, "Early history of the proximity fuze (1937–1940)", IEE Proceedings A Science, Measurement and Technology, vol. 140, no. 3, p. 224, 1993.
- [3] L. Brown, "The origins of the proximity fuze", In Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International, volume 2, pages 425–428, Jun 1998
- [4] M.A. Kolodny. "Radar proximity fuzing and the cold war paradigm" In Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, pages 1–4, 5-10, Jun 2011
- [5] A. Vural, " Precise Height Estimation by Differential Amplitude Measurement for An Airbone CW Doppler Proximity", ODTÜ Doktora Tezi, 2012
- [6] M. Perrin. "New Generation Naval Artillery Multi-Function Fuze", 56th Annual Fuze Conference, 2012
- [7] R. P. Hertlein and M. Miner, "Extended Range Guided Munition Height-of-Burst Sensor", NDIA Fuze Conference, 2013
- [8] R. P. Hertlein, "High Accuracy Radar Proximity Sensor (HARPS)", 48th Annual NDIA Fuze Conference, 2004
- [9] E. Lissel, H. Rohling, and W. Plagge, "Radar sensor for car applications", In Vehicular

Technology Conference, 1994 IEEE 44th, volume 1, pages 438–442, Jun 1994

[10] S. Fericean, A. Dorneich, R. Droxler, and D. Krater, "Development of a microwave proximity sensor for industrial applications", *Sensors Journal, IEEE*, 9(7):870–876, Jul 2009

[11] A. Sağlam, M.F. Dinç, M. Tonga ve Ş. Demir, "FMCW Radar Tekniği Kullanılarak Yüksek Çözünürlüklü İHA İniş – Kalkış Altimetre Sistemi", *URSI-TÜRKİYE IX. Bilimsel Kongresi*, 2018

[12] M. Rangwala, F. Wang and K. Sarabandi, "Study of Millimeter-Wave Radar for Helicopter Assisted-Landing System", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 2, pp. 13-25, 2008

[13] M. Rangwala, J. Lee and K. Sarabandi, "Design of FMCW Millimeter-Wave Radar for Helicopter Assisted Landing", *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pp. 4183-4186, 2007

[14] A. Pagels, M. Hagelen, G. Briese and A. Tessmann, "Helicopter Assisted Landing System - Millimeter-Wave against Brown-Out," *2009 German Microwave Conference*, pp. 1-3, Munich, 2009

[15] O. Ozgun and M. Kuzuoglu, "A Domain Decomposition Finite-Element Method for Modeling Electromagnetic Scattering From Rough Sea Surfaces With Emphasis on Near-Forward Scattering," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 1, pp. 335-345, Jan. 2019

[16] S. C. Wu, M. F. Chen and A. K. Fung, "Scattering from non-Gaussian randomly rough surfaces-cylindrical case," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 26, no. 6, pp. 790-798, Nov. 1988

[17] S. O. Rice, "Reflection of electromagnetic waves from slightly rough surfaces," *Commun. Pure Appl. Math.*, vol. 4, nos. 2–3, pp. 351–378, Aug. 1951

[18] N. C. Bruce, "Kirchhoff calculations of the coherent scatter from a series of very rough surfaces," *Appl. Opt.*, vol. 34, no. 24, pp. 5531–5536, 1995

[19] K. Tang and R. Buckius, "The geometric optics approximation for reflection from two-dimensional random rough surfaces", *International Journal of Heat and Mass Transfer*, vol. 41, no. 13, pp. 2037-2047, 1998

- [20] M. Fiaz and M. Ashraf, "Scattering from PEMC rough surface using small perturbation method", *Waves in Random and Complex Media*, vol. 27, no. 1, pp. 15-27, 2016
- [21] Y. Brelet and C. Bourlier, " SPM numerical results from an effective surface impedance for a one-dimensional perfectly-conducting rough sea surface ", *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 81, pp. 413-436, 2008
- [22] C. Macaskill and B. Kachoyan, "Iterative approach for the numerical simulation of scattering from one- and two-dimensional rough surfaces", *Applied Optics*, vol. 32, no. 15, p. 2839, 1993
- [23] D. Didascalou, M. Dottling, N. Geng and W. Wiesbeck, "An approach to include stochastic rough surface scattering into deterministic ray-optical wave propagation modeling", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 7, pp. 1508-1515, 2003
- [24] A. Khenchaf, "Overview of random rough surface scattering EM models: Application to the sea surface," 2010 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, pp. 653-656, Sydney, NSW, 2010
- [25] T. Yang and S. Broschat, "A comparison of scattering model results for two-dimensional randomly rough surfaces", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 12, pp. 1505-1512, 1992
- [26] A. Ishimaru, "Wave propagation and scattering in random media and rough surfaces", *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, no. 10, pp. 1359-1366, 1991
- [27] L. Tsang, J. A. Kong, and K. H. Ding, *Scattering of Electromagnetic Waves: Theories and Applications*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2002.
- [28] R. Axline and A. Fung, "Numerical computation of scattering from a perfectly conducting random surface", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 3, pp. 482-488, 1978
- [29] O. Ozgun and M. Kuzuoglu, "Implementation of coordinate transformations in periodic finite-element method for modeling rough surface scattering problems", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 26, no. 4, pp. 322-329, 2016

- [30] C. Moss, F. Teixeira, Y. Yang and Jin Au Kong, "Finite-difference time-domain simulation of scattering from objects in continuous random media", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 40, no. 1, pp. 178-186, 2002
- [31] K. Ward, S. Watts, R. Tough, I. of Engineering, Technology, and I. of Electrical Engineers, *Sea clutter: scattering, the K-distribution and radar performance* 2nd Edition. IET radar, sonar and navigation series, Institution of Engineering and Technology, 2013.
- [32] W. Ament, "Toward a Theory of Reflection by a Rough Surface", *Proceedings of the IRE*, vol. 41, no. 1, pp. 142-146, 1953
- [33] A. R. Miller, R. M. Brown, and E. Vegh, "New derivation for the rough-surface reflection coefficient and for the distribution of sea-wave elevations," *IEE Proc. H-Microw., Opt. Antennas*, vol. 131, no. 2, pp. 114–116, Apr. 1984
- [34] H. Giffiths, "Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance - [Book Review]", *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 22, no. 1, pp. 28-28, 2007
- [35] E. Jakeman, P. N. Pusey. "A model for non-Rayleigh Sea Clutter", *IEEE Trans. On A. P. .*, pp. 806-814, 1976
- [36] K. D. Ward, "Compound representation of high resolution sea clutter", *Electron Lett*, vol. 17, pp. 561-563, 1981
- [37] W. J. Pierson, Jr., and L. Moskowitz, "A proposed spectral form for fully developed wind seas based on the similarity theory of S. A. Kitaigorodskii," *J. Geophys. Res.*, vol. 69, no. 24, pp. 5181–5190, 1964
- [38] T. Elfouhaily, B. Chapron, K. Katsaros, and D. Vandemark, "A unified directional spectrum for long and short wind-driven waves," *J. Geophys. Res.*, vol. 102, no. C7, pp. 15781–15796, 1997
- [39] A. W. Bjerkaas and F. W. Riedel, "Proposed model for the elevation spectrum of a wind-roughened sea surface," *John Hopkins Univ., Appl. Phys. Lab., Baltimore, MD, USA, Tech. Rep. TG 1328*, 1979
- [40] O. Phillips, "The equilibrium range in the spectrum of wind-generated waves", *Journal of Fluid Mechanics*, vol. 4, no. 04, p. 426, 1958

- [41] M.I. Skolnik, 'Introduction to Radar Systems', McGraw Hill, Newyork, Second Edition, 2000
- [42] M.I. Skolnik. 'Radar Handbook'. McGraw Hill, Second Edition, 1990.
- [43] R.M. O'Donnell, 'Radar System Engineering', IEEE New Hampshire Section Lecturer Notes, Lecture 7 Part 1, 2010
- [44] Ozgun, O., & Kuzuoglu, M. , 'Computational Methods in Electromagnetics', Hacettepe University E.E.E. Lecturer Notes, 2018
- [45] Mahafza B. R. 'Radar System Analysis and Design Using MATLAB', CRC Press, Third Edition, 2013
- [46] Garrido, Elmo Jr., Graφical User Interface for a Physical Optics Radar Cross Section Prediction Code, Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey, California, September 2000
- [47] F. Nathanson, J. Reilly, and M. Cohen, Radar Design Principles: Signal Processing and the Environment. Scitech Pub., 1999
- [48] L. Holthuijsen, Waves in Oceanic and Coastal Waters. Cambridge University Press, 2007
- [49] K. Ward, S. Watts, R. Tough, I. of Engineering, Technology, and I. of Electrical-Engineers, Sea clutter: scattering, the K-distribution and radar performance 2nd Edition. IET radar, sonar and navigation series, Institution of Engineering and Technology, 2013.
- [50] "Ocean-wave spectra - wikiwaves." [Online]. Available: [http://www.wikiwaves.org/Ocean-Wave\\_Spectra](http://www.wikiwaves.org/Ocean-Wave_Spectra), 2012. Accessed on 07/22/2017.
- [51] K. Hasselmann et al., "Measurements of wind wave growth and swell decay during the joint north sea wave project (jonswap)," Dtsch. Hydrogr. Z., vol. 8, p. 95, 1973.