



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ



ADIM FREKANSLI SÜREKLİ DALGA
RADAR KULLANARAK KATMANLI
ORTAMDA KATMAN KALINLIĞI
KESTİRİMİ

Hassen ELKİLENİ

DOKTORA TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Ocak-2025
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Hassen ELKİLENİ tarafından hazırlanan “Adım Frekanslı Sürekli Dalga Radar Kullanarak Katmanlı Ortamda Katman Kalınlığı Kestirimi” adlı tez çalışması 17/01/2025 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Başkan

Prof.Dr. Levent SEYFİ

.....

Danışman

Prof.Dr. Ercan YALDIZ

.....

Üye

Doç.Dr. M. Fahri ÜNLERŞEN

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi İbrahim ŞEFLEK

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Yunus Emre ACAR

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Mevlüt UYAN
Enstitü Müdürü

Bu tez çalışması Konya Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Koordinatörlüğü tarafından 211102003 nolu proje ile desteklenmiştir.

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

İmza

Hassen ELKİLENİ

Tarih: 17/01/2025

ÖZET

DOKTORA TEZİ

ADIM FREKANSLI SÜREKLİ DALGA RADAR KULLANARAK KATMANLI ORTAMDA KATMAN KALINLIĞI KESTİRİMİ

Hassen ELKİLENİ

Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Ercan YALDIZ

2025, 109 Sayfa

Jüri

Prof.Dr. Levent SEYFİ
Prof.Dr. Ercan YALDIZ
Doç.Dr. M. Fahri ÜNLERŞEN
Dr. Öğr. Üyesi İbrahim ŞEFLEK
Dr. Öğr. Üyesi Yunus Emre ACAR

Yeraltı katmanlarının veya çok katmanlı yapıların katman kalınlığı kestirimi (LTE), yere nüfuz eden radarın (GPR) en önemli uygulamalarından biridir. Yol kaplamalarının LTE'si, gereken onarım çalışmalarını önermek için mekanik tepkilerin değerlendirilmesinde kullanılabilir. Ulaşım altyapılarının erken ve etkili tahribatsız LTE'si, zamandan tasarruf ve bakım maliyetlerinde azalma sağlamasıyla ekonomik ve toplumsal kalkınma için hayati öneme sahiptir. Barajların ve köprülerin yapısını incelemek için LTE'ye olan ihtiyaç daha acil ve belirgin hale gelmektedir. GPR tabanlı LTE, ani çökmelerin sıklıkla meydana geldiği ve bunun sonucunda birçok can kaybı yaşanan maden ocakları gibi yerlerde çalışanların hayatını korumak ve çalışmaları kolaylaştırmak için hızlı ve güvenli bir yoldur. Bu amaçla farklı radar teknolojilerini kullanan çeşitli sinyal işleme yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemlerin çoğu, GPR sisteminin çıkış verilerini veya görüntülerini analiz etmek ve özellikle güçlü rastgele gürültü ve girişim sinyalleri durumunda doğru LTE'lerini çıkarmak için deneyimli bir radar operatörü gerektirir.

Bu çalışmada, polietilen katman, hava katmanı ve yansıtıcı metal plakadan oluşan çok katmanlı bir ortamı inceleyerek 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz frekans bantlarında ölçüm ve sinyal işleme gerçekleştirmek üzere bir VNA tabanlı adım frekanslı sürekli dalga (SFCW) radarı tasarlanmıştır. SFCW radarın temel bant çıkış sinyallerine temel bileşenler analizi (PCA) ve menzil-FFT hesaplamasını uygulayan yeni bir LTE yöntemi önerilmektedir. SFCW temel bant sinyallerine kör kaynak ayırma (BSS) tekniği olarak PCA uygulanarak, katmanların sınırlarından yansıyan tepe sinyalleri net bir şekilde elde edilir. PCA hesaplamalarında tekil değer ayrışımı (SVD) tekniği kullanılmıştır. Temel bileşenlerin ayrı ayrı işlenmesi nedeniyle, eşikleme işlemi bu temel bileşenlerin menzil-FFT matrislerinde

aktif olarak uygulanabilir hale gelmiştir. Böylece, katmanların sınırlarıyla ilgili radar sinyali tepelerinin ayrımı basitleşmiş ve böylece LTE hatası azalmıştır. Rastgele gürültü ve girişim sinyallerinin varlığına rağmen, önerilen yöntem 2-4 GHz frekans aralığı için %1,37 ve 1,5-5,5 GHz frekans aralığı için %2,14 değerlerinde ortalama maksimum LTE hatası ile iyi sonuçlar vermiştir. 2-4 ve 1,5-5,5 GHz frekans bantlarındaki SFCW radar sinyallerine uygulanan önerilen PCA tabanlı LTE yönteminin LTE hataları, yüzey yansıma yöntemi (SRM) uygulanan sonuçlarla karşılaştırıldığında, ilgili frekanslarda sırasıyla %5,63 ve %2,94 kadar daha düşüktür.

Anahtar Kelimeler: Çok katmanlı ortam, Katman kalınlığı kestirimi, SFCW radarı, Tekil Değer Ayrışımı, Temel bileşen analizi, Yüzey yansıma yöntemi.



ABSTRACT

PhD THESIS

LAYER THICKNESS ESTIMATION IN LAYERED MEDIA USING STEP FREQUENCY CONTINUOUS WAVE RADAR

Hassen ELKILENI

**Konya Technical University
Institute of Graduate Studies
Department of Electrical Electronics Engineering**

Advisor: Prof. Dr. Ercan YALDIZ

2025, 109 Pages

Jury

Prof.Dr. Levent SEYFİ

Prof.Dr. Ercan YALDIZ

Assoc. Prof.Dr. M. Fahri ÜNLERŞEN

Assist. Prof.Dr. İbrahim ŞEFLEK

Assist. Prof.Dr. Yunus Emre ACAR

Layer thickness estimation (LTE) of subsurface layers or multi-layered structures is one of the most important applications of ground penetrating radar (GPR). LTE of the roadway's pavement layers can evaluate their mechanical response to suggest the required repair work. Early and effective non-destructive LTE of transportation infrastructures is vital for economic and social development by saving time and reducing maintenance costs. The need for LTE becomes more urgent and prominent to inspect the structure of the old dams and bridges. GPR-based LTE is a fast and safe way to protect workers' lives and make work easier in places like mines, where sudden collapses frequently occur, and many casualties occur as a result. Several signal processing methods using different radar technologies have been developed for this purpose. Most of these methods require an experienced radar operator with good experience to analyze the output data or images of the GPR system and extract correct layer thickness estimations especially in the case of strong random noise and interference signals.

In this study, a VNA based step frequency continuous wave (SFCW) radar has been designed to perform measurement and signal processing in the 2-4 GHz and 1.5-5.5 GHz frequency bands by examining a multi-layered medium consisting of polyethylene layer, air layer and reflective metal plate. A new LTE method has been proposed which applies principal component analysis (PCA) and range-FFT calculation to the baseband output

signals of SFCW radar. By applying PCA as a blind source separation (BSS) technique to the SFCW baseband signals, the peak signals reflected from the layer boundaries are clearly obtained. Singular value decomposition (SVD) technique has been used in PCA calculations. Due to the separate processing of the principal components, the thresholding process can be actively applied in the range-FFT matrices of these principal components. Thus, the separation of radar signal peaks related to the layer boundaries has been simplified and the LTE error has been reduced. Despite the presence of random noise and interference signals, the proposed method has yielded good results with average maximum LTE error of 1.37% for the 2-4 GHz frequency range and 2.14% for the 1.5-5.5 GHz frequency range. Comparing with surface reflection method (SRM) that has been applied for LTE using SFCW signals in the two frequency ranges mentioned, the proposed PCA-based LTE method has given LTE errors lower than those of the SRM by 5.63% and 2.94% in the frequency ranges 2-4 and 1.5-5.5 GHz, respectively.

Keywords: Multi-layered medium, Layer thickness estimation, Principal component analysis, SFCW radar, Surface reflection method, Singular value decomposition.

ÖNSÖZ

Bu çalışma süresince değerli bilgi ve tecrübeleriyle bana yol gösteren danışmanım Prof. Dr. Ercan YALDIZ'a ve Tez İzleme Komitesi üyeleri Prof. Dr. Levent SEYFİ ve Doç. Dr. Muhammed Fahri ÜNLERŞEN hocalarıma teşekkür ederim. Ayrıca yardımları ve destekleri için Dr. Öğr. Üyesi İbrahim ŞEFLEK ve Dr. Öğr. Üyesi Yunus Emre ACAR'a da teşekkür ediyorum.

Bu çalışma süresince desteklerinden ve sabırlarından dolayı eşime, çocuklarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Hassen ELKİLENİ
KONYA-2024

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT.....	iii
ÖNSÖZ	v
İÇİNDEKİLER	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR	viii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı ve Önemi	1
1.2. Darbeli ve SFCW Radarları Kullanan LTE	2
1.3. LTE İçin Dielektrik Sabitinin Belirlenmesi	4
1.4. Temel Bileşen Analizinin GPR Verilerine Uygulanması	5
1.5. Tezin Organizasyonu	6
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	7
2.1. Darbeli GPR Kullanan LTE Çalışmaları	9
2.2. SFCW GPR Kullanan LTE	12
2.3. GPR Sinyali İşlemede Temel Bileşen Analizi Kullanımı	15
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	22
3.1. GPR Sisteminin Prensipleri	22
3.2. EM Dalga Yayılması ve Saçılmasının Temelleri	25
3.2.1. Elektromanyetik dalga yayılması.....	25
3.2.2. Elektromanyetik saçılma.....	27
3.2.2.1. Düzlemsel bir arayüzden saçılma	27
3.2.2.2. Çoklu düzlemsel katmanlardan saçılma	29
3.3. GPR Verilerinden Katman Kalınlığı Kestirimi	31
3.4. GPR Verilerinden Katmanların Dielektrik Sabitinin Belirlenmesi	33

3.5. NRW Yöntemi Kullanılarak Malzeme Dielektrik Sabitinin Belirlenmesi	35
3.6. Dielektrik Sabiti Kestirimi İçin Yüzey Yansıma Yöntemi	37
3.7. SFCW GPR Sistemi.....	38
3.7.1 SFCW GPR prensipleri.....	38
3.7.2. SFCW GPR tasarımı ve ölçüm düzeneği.....	40
3.7.3. SFCW GPR donanımı ve sistem parametreleri	41
3.8. PCA ve SVD Veri İşleme Teknikleri	45
3.8.1. SVD'nin PCA ile ilişkisi.....	48
3.9. Önerilen PCA Tabanlı LTE Yönteminin SFCW Verilerine Uygulanması.....	51
3.9.1. Önerilen PCA tabanlı LTE yöntemiyle karışık sinyallerin ayrılması.....	54
3.9.2. Önerilen PCA tabanlı LTE yönteminin çok katmanlı ortam için uygulanması..	56
4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....	59
4.1. PE Dielektrik Sabitinin Belirlenmesinde NRW Yönteminin Kullanılması.....	59
4.2. Temel Bant Radar Sinyallerine SRM Yöntemi Uygulanan LTE Sonuçları	60
4.2.1. SRM kullanılarak PE tabakasının dielektrik sabitinin kestirimi.....	60
4.2.2. SRM uygulanan LTE sonuçları	63
4.3. Önerilen PCA Tabanlı LTE Yöntemi Sonuçları.....	64
4.4. Önerilen LTE Yöntemi Performansının SRM ile Karşılaştırılması.....	70
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	72
5.1. Sonuçlar	72
5.2. Öneriler	73
6. KAYNAKLAR	74
7. EKLER	83
7.1. 2-4 GHz frekans aralığında önerilen yöntemin sonuçları	83
7.2. 1.5-5.5 GHz frekans aralığında önerilen yöntemin sonuçları	96

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

B	: Bant genişliği (Bandwidth)
c	: Işık hızı (Speed of light)
d	: Nesnenin derinliği (Depth of the object)
D	: Nüfuz derinliği (Penetration depth)
E	: Elektrik alan (Electric field)
f	: Frekans (Frequency)
f_1	: Başlangıç frekansı (Start frequency)
F_s	: Örnekleme frekansı (Sampling frequency)
H	: Manyetik alan (Magnetic field)
P	: Kayıp faktörü (Loss factor)
R_{max}	: Maksimum menzil (Maximum range)
ΔR	: Menzil çözünürlüğü (Range resolution)
S	: Antenler arası açıklık (Seperation between antennas)
S_{21}	: İleri İletim Katsayısı (Forward transmission coefficient)
S_{11}	: Yansıma katsayısı (Reflection coefficient)
T	: Yayılma süresi (Propagation time)
Δt	: Çift yönlü yayılma süresi (Two-way propagation time)
α	: Zayıflama sabiti (Attenuation constant)
β	: Faz sabiti (Phase constant)
ϵ	: Elektrik geçirgenlik (Electrical permittivity)
ϵ_r	: Dielektrik sabiti (Dielectric constant)
η	: Ortamın öz empedansı (Intrinsic impedance of medium)
η_0	: Serbest uzayın dalga empedansı (Wave impedance of free space)
Γ	: Yansıma katsayısı (Reflection coefficient)
λ	: Dalga boyu (Wavelength)
μ_0	: Serbest uzayın manyetik geçirgenliği (Magnetic permeability of free space)
μ_r	: Bağlı manyetik geçirgenlik (Relative magnetic permeability)
ω	: Açısal frekans (Angular frequency)

σ	: İletkenlik (Conductivity)
v	: Dalganın hızı (Speed of wave)
θ_i	: Geliş açısı (Angle of incidence)
θ_t	: İletim açısı (Transmission angle)
τ	: İletim katsayısı (Transmission coefficient)

Kısaltmalar

2D	: İki Boyutlu (Two Dimensional)
ADC	: Analog-Dijital Dönüştürücü (Analog-to-Digital Converter)
BSS	: Kör Kaynak Ayırma (Blind Source Separation)
BWE	: Bant Genişliği Ekstrapolasyonu (Bandwidth Extrapolation)
CMP	: Ortak Orta Nokta (Common Midpoint)
CS	: Sıkıştırılmış Algılama (Compressed Detection)
CW	: Sürekli Dalga (Continuous Wave)
DAQ	: Veri Toplama Cihazı (Data Acquisition Device)
DC	: Doğru Akım (Direct Current)
EMD	: Ampirik Mod Ayrışımı (Empirical Mode Decomposition)
ESPRIT	: Dönme Değişmezlik Teknikleriyle Sinyal Parametrelerinin Kestirimi (Estimation of Signal Parameters by Rotation Invariance Techniques)
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
FMCW	: Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga (Frequency Modulated Continuous Wave)
FWFI	: Tam Dalga Formu Ters Çevirme (Full Waveform Inversion)
GPR	: Yere Nüfuz Eden Radar (Ground Penetrating Radar)
IDFT	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform)
IF	: Ara Frekans (Intermediate Frequency)
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform)
LNA	: Düşük Gürültülü Amplifikatör (Low Noise Amplifier)
LTE	: Katman Kalınlığı Kestirimi (Layer Thickness Estimation)
MUSIC	: Çoklu Sinyal Sınıflandırması (Multiple Signal Classification)

NWR	: Nicholson Ross Weir
PCA	: Temel Bileşenler Analizi (Principal Component Analysis)
PE	: Polietilen (Polyethylene)
SFCW	: Adım Frekanslı Sürekli Dalga (Step Frequency Continuous Wave)
SNR	: Sinyal-Gürültü Oranı (Signal-To-Noise Ratio)
SRM	: Yüzey Yansıma Yöntemi (Surface Reflection Method)
STFT	: Kısa Süreli Fourier Dönüşümü (Short Time Fourier Transform)
SVD	: Tekil Değer Ayrışımı (Singular Value Decomposition)
SVR	: Destek Vektör Regresyonu (Support Vector Regression)
TE	: Enine Elektrik (Transverse Electric)
TM	: Enine Manyetik (Transverse Magnetic)
VNA	: Vektör Network Analizörü (Vector Network Analyzer)
XCMP	: Genişletilmiş Ortak Orta Nokta (Extended Common Midpoint)

1. GİRİŞ

1.1. Tezin Amacı ve Önemi

Yer altı radarının (GPR) icadından ve yer altı katmanlarını veya çok katmanlı yapıları incelemeye kullanılmasından bu yana, birçok radar teknolojisi ve farklı sinyal işleme yöntemi geliştirilmiştir. Bu tekniklerin ve yöntemlerin çoğu bazı sorunlardan veya dezavantajlardan muzdariptir. Bu dezavantajlardan biri, GPR sistemi tarafından üretilen verileri veya görüntüleri analiz etmede kapsamlı deneyime sahip bir radar operatörüne ihtiyaç duyulmasıdır. İncelenen katmanlı yapılar için net inceleme sonuçları elde etmeyi engelleyen birçok olumsuz etki vardır. Bu olumsuz etkiler arasında rastgele gürültü sinyalleri, rastgele girişim ve kararsız DC güç kaynağından kaynaklanan istenmeyen sinyaller bulunur. Gelişmiş sinyal işlemenin kullanılmasına rağmen, bazen katman sınırlarından yansıyan sinyaller ile yararlı sinyalleri maskeleyebilen diğer istenmeyen sinyaller arasında ayırım yapmak zor olabilir. Ek olarak, işlem süresi, gerçek zamanlı algılama yeteneği ve devrelerin düşük maliyeti pahasına sinyal işleme karmaşıklığı ortaya çıkmaktadır. Ayrıca yeterli nüfuz etme derinliğinin sağlanması ve yüksek tespit doğruluğu konusunda da sorunlar bulunmaktadır. Örneğin, yeterli nüfuz derinliğine ulaşmak için, darbeleri radar yüksek güçte kısa bir darbe sinyali göndermelidir, bu da devrelerin maliyetini artırır. Öte yandan, adım frekanslı sürekli dalga (SFCW) radarında, nüfuz derinliğinin artması, tespit doğruluğunda bir azalmaya eşlik eder. Rastgele gürültü ve girişim sinyalleri arasında katmanların sınırlarından yansıyan yararlı sinyalleri açık ve etkili bir şekilde yeniden oluşturabilen sinyal işleme yöntemi bulma ihtiyacı vardır. Aynı zamanda, GPR'ın yapısı bu yöntemle uyumlu olmalı ve gereken nüfuz yeteneğini ve tespit doğruluğunu sağlamalıdır.

Bu tez çalışmasında, temel bileşen analizi (PCA) esas alınarak ve SFCW radar çıkış taban bant sinyallerine uygulanabilen yeni bir katman kalınlığı kestirimi (LTE) yöntemi önerilmektedir. Ayrıca, çok katmanlı yapıları incelemek için 1,5-5,5 GHz arası çalışan SFCW radar sistemi tasarlanmış ve önerilen sinyal işleme tekniğiyle birlikte kullanılmıştır.

Bu tez çalışmasında önerilen yöntemin, 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz frekans bantlarında SFCW radarı taban bant çıkış verilerine uygulanmasındaki etkinliğinin araştırılması

amaçlanmıştır. Amaç, geleneksel yöntemlere kıyasla düşük LTE hataları ile net, doğru ve yorumlanması kolay katman kalınlığı kestirimi yapmada uygun ve etkili bir çözüm sağlamaktır. Tasarlanan SFCW radar sisteminin yapısı ve önerilen yöntemin uygulanması, gelecekte gerçek zamanlı olarak doğru LTE sonuçları elde etmek için geliştirilebilir.

Farklı ortamlarda katman kalınlığının belirlenmesi, jeolojiden endüstriye ve hatta tıbbi uygulamalara kadar birçok alanda kritik öneme sahiptir. Günümüzde, tabakalı bir ortamın LTE'si, GPR'ın en önemli uygulamalarından biridir. İnşaat mühendisliğinde, yol kaplama katmanlarının kalınlığını kestirmek, yoğun trafik seviyeleri sırasında mekanik tepkilerini değerlendirmek ve gerekli onarım çalışması türünü önermek için ilgi duyulan başlıca konulardan biridir (Plati ve ark., 2020; Rasol ve ark., 2022). Ulaşım altyapılarının etkili ve zamanında tahribatsız katman kalınlığı testi, aşırı bakım ve onarım maliyetlerinde yapılan tasarruf ile ekonomik ve sosyal kalkınmada avantajlar sağlayacaktır (Dérobert ve ark., 2001; Plati ve ark., 2020; Mercedes ve ark., 2021).

Beton yapıların kalan hizmet ömrünü tahmin etmek (Al-Qadi ve Lahouar, 2005; Bigman, 2023; Kuchipudi ve ark., 2022; Wang ve ark., 2022; Bigman ve Day, 2022; Zhang ve ark., 2022) ve güvenli kullanılabilirliği sağlamak için LTE gerekli olmakla birlikte, eski barajların ve köprülerin yapısını incelemek için LTE'ye olan ihtiyaç daha acil ve belirgin hale geliyor (Bigman, 2023; Bigman ve Day, 2022). Ani çökmelerin sıklıkla meydana geldiği ve birçok can kaybına neden olduğu maden ocağı duvarları ve tavanları içindeki katmanların durumunu bilerek maden ekiplerinin işlerini kolaylaştırmak ve hayatlarını korumak için GPR tabanlı LTE, hızlı ve güvenli bir yol olarak kabul edilir. Birçok endüstriyel ve tıbbi alanda LTE teknolojisine duyulan ihtiyacın yanı sıra, gezegenlerin yüzey katmanlarının incelenmesinde yer altı radarıyla donatılmış insanlı veya insansız uzay araçlarına da ihtiyaç duyulmaktadır (Dorizon ve ark., 2016; Oudart ve ark., 2021; Hervé ve ark., 2020).

1.2. Darbeli ve SFCW Radarları Kullanan LTE

Son zamanlarda, GPR tabanlı LTE tekniklerinde darbeli radarlar ve SFCW radarları kullanılmaktadır. Her ikisi de geniş bantlı elektromanyetik (EM) dalgaları gönderir ve katmanlar arasındaki dielektrik sabiti (ϵ_r) kontrastından yararlanarak katmanların sınırlarını tespit etmek için yansıyan sinyalleri işler (Kuchipudi ve ark., 2022; Bigman ve Day, 2022).

Katman kalınlığı bilgisi, yansıyan sinyallerin genliğinden ve zaman gecikmesinden çıkarılabilir.

SFCW radar teknolojisi, darbeleri radarlara göre üstün avantajları nedeniyle son yıllarda en başarılı ve yaygın olarak kullanılan teknolojiler arasında kabul edilmektedir (Kozlov ve ark., 2022; Bigman ve Day, 2022; Acar ve ark., 2021; Acar ve ark., 2021; Jia ve ark., 2019; Liu ve ark., 2018; Tronca ve ark., 2018). Daha geniş dinamik aralığı, daha yüksek zamansal verimliliği, daha büyük hassasiyeti ve radyo frekansı girişimine karşı daha yüksek bağışıklığı nedeniyle, bu tür radarın LTE için tasarımı ve özellikle modern elektronik cihazlarla kullanımı giderek daha popüler hale gelmektedir. SFCW tekniği, öncelikle daha büyük derinlikleri araştırmak için düşük iç gürültü ile daha yüksek bir dinamik aralığa ulaşmayı amaçlamaktadır. Ağ analizörü geniş bir çalışma frekans aralığına sahip olduğundan, antenlerin frekans bandı ve uygulama türü seçilerek hem derin hem de sık katman testleri yapılabilir. Ayrıca, darbeleri radarlarla karşılaştırıldığında SFCW, enerjiyi zamana yayarak düşük iletim gücü gerektirir. Bu nedenle, darbeleri radarlarda sorunlara neden olan elektronik elemanların doğrusal olmayan bozulması SFCW sistemlerinde önlenir (Tronca ve ark., 2018). SFCW radarı, geleneksel darbeleri GPR sistemlerinin bir dezavantajı olarak kabul edilen algılama çözünürlüğü ve nüfuz derinliği arasındaki ödünleşmeyi aşan çok geniş bir algılama aralığıyla, derin olmayan nesnelerin yüksek algılama çözünürlüğünü birleştirir (Tronca ve ark., 2018; Hoegh ve ark., 2015).

Yayılma kayıplarını telafi etmek için zamanla üstel değişen kazanç, vericiden alıcıya doğrudan sinyali kaldırmak için arka plan çıkarma, gürültüyü azaltmak için topluluk ortalaması ve sinyal tespitini iyileştirmek için dalgacık dekonvolüsyonu gibi ön işleme yöntemleri GPR sinyaline uygulanır. Genel olarak, katman kalınlığı, katmanların arayüzlerinden yansıyan GPR sinyallerinin iki yönlü zaman gecikmesinden tahmin edilir. İnce katmanların yüzeylerinin yankılarını ayırma yeteneği, sinyal işleme yoluyla zaman çözünürlüğünün iyileştirilmesini veya GPR sinyalinin etkili bant genişliğinin genişletilmesini gerektirir (Bastard ve ark., 2007). SFCW radar çözünürlüğü bant genişliğine bağlı olduğundan, ince tabaka kalınlığı kestirimi için zaman çözünürlüğünü iyileştirmek amacıyla yüksek çözünürlüklü sinyal işleme yöntemleri kullanılmıştır (Thomas ve ark., 2017). İnce katman kalınlığı kestirimi için, GPR sinyalinin zaman gecikmesi genellikle geleneksel hızlı Fourier dönüşümü (FFT) tabanlı yöntemler (ters FFT, uyumlu filtre veya

çapraz korelasyon yöntemleri) ve alt uzay yöntemleri adı verilen model tabanlı yöntemler (çoklu sinyal sınıflandırması (MUSIC), dönme değişmezlik teknikleriyle sinyal parametrelerinin kestirimi (ESPRIT), root-MUSIC ve root-min-norm) dahil olmak üzere spektral analiz yöntemleri kullanılarak tahmin edilir. Alt uzay yöntemleri tutarlı (kohorent) sinyalleri işleyebilir ve örtüşen yankıları ayırma yeteneğine sahiptir (Bastard ve ark., 2007). Zaman gecikmesini ve kaldırım dielektrik sabitini tahmin eden destek vektör regresyonu (SVR) yöntemi gibi makine öğrenme algoritmaları (örneğin, sinir ağları) daha yakın zamanda tanıtılmıştır (Bastard ve ark., 2014). SVR, hem örtüşen hem de örtüşmeyen yankılar için iyi bir performansla kaldırım kalınlıklarını kestirmek ve düşük hesaplama süresi için yeterince doğru bir çözüm sağlamıştır.

Otomatik LTE sistemleri için bazı çalışmalar yapılmıştır. GPR sinyallerinden hedeflerin otomatik olarak tanınması iki ana kategoriye ayrılabilir: geleneksel makine öğrenmesi yöntemleri ve şu anda popüler olan derin öğrenme yöntemleri. Makine öğrenmesi yöntemleri, sinyal özelliği çıkarma ve model oluşturmaya odaklanır (Zhang ve ark., 2022). Çok katmanlı ortamlarda birçok gerçek zamanlı uygulamanın uygulanabilir hale gelmesi için doğru ve hesaplama açısından verimli düzlem dalga modelleri geliştirilmiştir.

1.3. LTE İçin Dielektrik Sabitinin Belirlenmesi

Çoğu GPR tabanlı LTE yönteminde, katman kalınlığı dielektrik sabiti ϵ_r ve bu katman içinde yayılan ve yansıyan darbenin iki yönlü yayılma süresi kullanılarak belirlenir (Loizos ve Plati, 2007). Katman kalınlığını doğru bir şekilde belirlemek için, farklı katmanların dielektrik sabiti ϵ_r değeri bilinmelidir. Dielektrik sabitini belirlemek için iyi bilinen yöntemlerden biri Nicholson Ross Weir'dir (NWR). Bu yöntem, bu çalışmada tasarlanan SFCW radar sistemi ile incelenen deneysel katmanlı ortamda polietilen tabakanın dielektrik sabitini belirlemek için kullanılmıştır. Ayrıca, yüzey yansıma yöntemi (SRM), her katmanın dielektrik sabitini tahmin edebilen geleneksel LTE yöntemlerinden biridir. Bu yöntem, derinlik boyunca düzgün dielektrik özelliğe sahip kayıpsız bir katman varsayar. SRM, ϵ_r derinlik boyunca değiştiğinde yanlış kestirimler vermesine rağmen, birçok çalışmada (Cui ve ark., 2021; Sui ve ark., 2024; Liu ve Sato, 2014) diğer LTE yöntemlerinin sonuçlarını değerlendirmek için bir referans yöntemi olarak kullanılmıştır. Bu tezde önerilen yeni LTE yönteminin

sonuçlarını değerlendirmek için, tasarlanan SFCW radarın temel bant sinyallerine SRM de uygulanmıştır.

1.4. Temel Bileşen Analizinin GPR Verilerine Uygulanması

Doğru sonuçların ve kısa işlem sürelerinin elde edilmesi için büyük miktarlarda verinin analiz edilmesi ve yorumlanmasına yönelik güvenilir yöntemlere ihtiyaç vardır. Temel bileşen analizi (PCA), özellik uzaylarının boyutunu azaltan yöntemlerden biridir (Duda ve ark., 2001). PCA, modern veri analizinin temelini oluşturmuştur (Abujarad ve ark., 2006; Kaplan ve ark., 2010; Kaczmarek ve ark., 2014; Richardson, 2009). Büyük ve karışık bir veri setinin boyutunu küçültmek ve içinde barındırdığı temel bilgilerin ortaya çıkarılması için etkili bir şekilde kullanılabilir. PCA, tahmin sürecinde yalnızca gözlenen değişkenler arasındaki kovaryansları kullanan bir istatistiksel yaklaşımdır. Değişkenlerin Gauss dağılımına sahip, doğrusal ve durağan olduğu varsayılır. PCA, orijinal değişkenlerden (frekans veya zaman örnekleri) mümkün olduğunca fazla bilgi korurken, nispeten az sayıda rastgele sıfır ortalamalı değişkenin ilişkisiz doğrusal birleşimini türetir. PCA algoritması iki yaklaşım kullanılarak gerçekleştirilebilir: verilerin kovaryans matrisinin özdeğer ayrışımı ve veri matrisinin tekil değer ayrışımı (SVD). PCA, tek bir A-tarama ve önceden kaydedilmiş GPR görüntülerinin alınan izlerini değerlendirecek değerlendirme faktörleri oluşturmak için kullanılmıştır.

GPR verilerindeki karmaşayı azaltmak çok önemlidir. GPR sinyalleri, havadaki ve topraktaki anten kuplajından, sistem içi gürültüden ve yararlı bilgileri maskeleyebilecek istenmeyen yansılardan kaynaklanan istenmeyen etkiler içerir (Tebchrany ve ark., 2014). Karmaşayı azaltmak için işlenmemiş GPR verilerinin ortalama değerini alarak çoğunlukla arka plan sinyal kestirimine bağlı olarak basit ortalama çıkarma, iki boyutlu dijital filtreleme, dalgacık paketi ayrışımı, olabilirlik oranı testi, parametrik sistem tanımlama ve Kalman filtresi gibi yaklaşımlar kullanılmıştır (Abujarad ve ark., 2004; Potin ve ark., 2006; Kempen ve ark., 2001; Merwe ve ark., 2000; Zoubir ve ark., 2002). Bu yöntemlerde, doğrudan dalga, hava-toprak arayüzü ve radar sisteminin zaman kayması (titreşim) nedeniyle tamamen ortadan kaldırılamazken, PCA'nın uygulanması, GPR'daki doğrudan kuplajı ve yer

yansımaları başarıyla ortadan kaldırmıştır (Tebchrany ve ark., 2014; Kaczmarek ve ark., 2014).

Bu çalışmadaki temel gelişme, farklı sinyal kaynaklarını ayırarak LTE sonuçlarını iyileştirmek için SFCW radarının alıcı çıkışındaki temel bant sinyalleri seviyesinde aktif bir şekilde PCA'nın uygulanmasıdır. Radar verilerinin ilk 15 PCA temel bileşeni işlenmiş, ardından katmanların sınırlarıyla ilgili tepe noktalarını ayırt etmek için eşikleme uygulanmıştır. Bu yöntem, iki farklı frekans bandında SFCW radar sinyalleri kullanılarak test edilmiştir. 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz bantları için sonuçlar, önerilen yöntemin sırasıyla %1,37 ve %2,41 hata oranıyla yüksek bir LTE performansına sahip olduğunu göstermektedir. 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz frekans aralıklarında aynı temel bant sinyallerine uygulanan SRM ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin LTE hatası sırasıyla %5,63 ve %2,94 oranında daha iyidir.

1.5. Tezin Organizasyonu

Bu çalışmada, çok katmanlı bir ortam için LTE ölçümünde kullanılmak üzere tasarlanmış SFCW radarının yapısı ve PCA tabanlı LTE önerilen yönteminin uygulaması ve analizi ayrıntılı olarak tartışılan ana konulardır.

Bu tez beş ana bölüme ayrılmıştır. Bir sonraki bölümde literatürdeki benzer konulardaki bilimsel çalışmalar ele alınmıştır. Üçüncü bölümde çalışmalar kapsamında ölçümlerde ve sonuçların işlenmesinde kullanılan malzemeler ve yöntemler ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Dördüncü bölümde önerilen yöntemin deneysel ölçüm sonuçlarına uygulanması tanıtılmış ve tartışılmış; performansı SRM ile karşılaştırılmıştır. Son bölümde çalışma sonuçları bir bütün olarak değerlendirilmiş ve benzer konularda çalışacaklara önerilerde bulunulmuştur.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Yirminci yüzyılın başında icadından bu yana radar birçok gelişmeye uğramış ve çok çeşitli uygulamalar için kullanılmıştır. İlk modeller, hedef menzili veya konumu hakkında herhangi bir bilgi edinmeden, hareket eden hedeflerin neden olduğu Doppler frekans kaymasından yararlanan HF ve VHF bantlarını kullanan sürekli dalga (CW) radar sistemleriydi. Daha sonra, birden fazla anten kullanan CW radarları, menzil tespiti yeteneği olmadan azimut verileriyle hedefleri ayırt edebiliyordu. Daha sonra, dielektrik sabiti bilinen yayılma ortamda hedeften yansıyan darbelerin zaman gecikmesini ölçerek menzili tahmin edebilen darbe radarı ortaya çıktı. Darbe radarı iyi bir menzil doğruluğu sağlamasına rağmen, yüksek güçlü, geniş bantlı darbe sinyalleri üretmenin zorluğu uygulama alanlarını pratik olarak sınırlamaktadır. Frekans modülasyonlu sürekli dalga (FMCW) radarında bu sorun ortadan kaldırılmıştır. FMCW radarında çalışma frekansı ölçüm sırasında üçgen dalgaya göre doğrusal olarak değiştirilir. Geleneksel CW radar ile karşılaştırıldığında FMCW radar özelliği sayesinde yansıyan sinyalin zaman gecikmesinin ilk kez ölçülmesi gibi ek ölçüm olanakları elde edilmiştir. Alınan sinyal, gönderilen sinyalin zaman gecikmeli ve frekans kaydırmalı bir kopyasıdır. Hedefin uzaklığı iki yönlü zaman gecikmesi kullanılarak hesaplanabilirken, hedefin hızı frekans değişimi kullanılarak hesaplanabilir. FMCW radar sistemlerinde zaman gecikmesi, alınan sinyal spektrumundaki tepe noktaları arasındaki merkez frekans değişiminden yararlanılarak tahmin edilir. Geniş bir bant genişliğinde frekansı doğrusal olarak değiştirmek zordur. Bu nedenle, genellikle FMCW radarları küçük çalışma bant genişliği (BW) ile çalışır ve bu düşük menzil çözünürlüğü ile sonuçlanır (Acar ve ark., 2021). Adım frekanslı sürekli dalga SFCW radarı, birbirine yakın birkaç hedefi ayırt edebilecek geniş BW ile tasarlanabilir. Radar teknolojisi, bilgisayarların radar verilerini analiz etmek ve yorumlamak için kullanılmasının yanı sıra, donanım ve yazılım bakımından da geliştirilmeye ve iyileştirilmeye devam etmektedir. SFCW radarı, belirlenen geniş bir bant genişliği boyunca doğrusal olarak adım adım artan bir frekansa sahip bir sürekli dalga yayar.

Yere nüfuz eden radar (GPR), lazer, kızılötesi termal görüntüleme ve ultrason teknolojileri, katman kalınlığı kestiriminde (LTE) önemli bir role sahip olan tahribatsız tekniklerdir (Yang ve ark., 2024). GPR, yüzeyin altında veya duvarların veya engellerin arkasındaki nesnelerin ve katmanların elektromanyetik dalgalar kullanılarak incelenmesini

ve konumlandırılmasını sağlar. Geniş bantlı bir elektromanyetik dalgayı yer altı katmanlarına gönderir ve farklı katmanların veya bir nesnenin dielektrik sabitindeki farka ve nesnenin gömüldüğü ortama göre kontrast alanlarından yansıyan dalgaları alır, işler ve analiz eder. GPR'ın ilk kullanımı bir buzulun derinliğini belirlemek için olmuştur. 1950'lerin sonlarında, GPR opak bir yalıtkan ortamın yüzeyinin altında bulunan heterojenliklerin şeklini, boyutunu ve kalınlığını tespit etmek ve tahmin etmek için test edilmiştir. Günümüzde GPR birçok alanda kullanılmaktadır: (1) jeofizikte yeryüzü tortularının yapısını tahmin etmek ve ana kayanın, su tablalarının vb. derinliğini ve kalınlığını bulmak, (2) arkeolojide gömülü arkeolojik yapıları tespit etmek, (3) kara mayınlarını tespit etmek, (4) binalar, köprüler, kaldırımlar, tüneller vb. gibi sivil yapıların durumunu değerlendirmek.

LTE, birçok uygulamada GPR'ın önemli kullanımlarından biridir. GPR tabanlı LTE'nin çeşitli avantajları vardır. Bu avantajlar, EM dalga yayılımının yüksek hızı nedeniyle ham inceleme verilerinin hızlı bir şekilde elde edilmesi, hedef arayüze kadar EM dalga yayılma süresini ölçerek katman kalınlığının kestirilebilmesi, çeşitli katmanları haritalayan hemen hemen sürekli ölçümler yapma olanağı ve aynı anda birden fazla arayüzü algılama yeteneği olarak sıralanabilir. Bu tezde, SFCW radar çıkışındaki taban bant sinyallerinin yorumlanması ve analizini iyileştirmek için temel bileşen analizli (PCA)'ni benimseyen yeni bir LTE yöntemi sunulmuştur.

Bu bölümde, darbeli radar ve SFCW radarın farklı frekans aralıklarında GPR kullanılarak farklı katmanların dielektrik sabitinin belirlenmesi de dahil, çok katmanlı ortamlar için LTE yöntem ve tekniklerinin özetlenmesi ve sunulmasına odaklanılmıştır. Ayrıca, bu tezde LTE hatasını azaltmak için kullanılan PCA tekniği de dahil olmak üzere LTE'nin doğruluğunu artırmayı amaçlayan yeni teknikler özetlenmiştir. Ayrıca, hedef tespiti ve çok katmanlı ortamların yapısının incelenmesi için kullanılan farklı SFCW radar tasarımları incelenmiştir.

LTE uygulamalarında birkaç tahribatsız teknik arasında GPR kullanımı, çeşitli avantajlarla öne çıkmaktadır (Yang ve ark., 2024). Örneğin, güvenli, konforlu ve kesintisiz ulaşımı garanti eden yoğun trafikli otoyolların kullanılabilirliğinin erken ve periyodik olarak değerlendirilmesinde GPR tabanlı LTE'nin önemli büyüktür (Kuchipudi ve ark., 2022). Ayrıca, GPR kullanımı zamandan tasarruf sağlar ve ulaşım altyapısı katmanlarının bakım maliyetlerini önemli ölçüde azaltır (Plati vd., 2020). Diğer yandan, LTE, eski beton köprüler

ve barajlar durumunda olası tehlikelerden kaçınmak için acil hale gelir (Bigman, 2023). Ayrıca, kömür madeni işçilerinin işini kolaylaştırır ve hayatlarını tehdit edebilecek tehlikeli çökmeleri tahmin etmelerini sağlar. Son olarak, endüstriyel ve tıbbi alanların yanı sıra, insansız uzay araçları kullanılarak gezegenlerin yüzey katmanlarının incelenmesi için de GPR tabanlı LTE'ye ihtiyaç duyulmaktadır (Oudart ve ark., 2021).

Katman kalınlığı, incelenen ortamın farklı katmanları arasındaki dielektrik sabiti kontrastı nedeniyle gönderilen sinyalin yansımalarına göre belirlenir (Kuchipudi ve ark., 2022; Wang ve ark., 2022; Bigman ve Day, 2022; Zhang ve ark., 2022; Plati ve ark., 2020; Rasol ve ark., 2022; Mercedes ve ark., 2021; Lai ve ark., 2018; Fauchard ve ark., 2003; Zhao ve ark., 2016; Zhao ve ark., 2015). İnce katmanları tespit etmek için gereken zaman çözünürlüğü, sinyal işleme veya GPR'ın etkin bant genişliğini genişletme yoluyla iyileştirilebilir (Oudart ve ark., 2021; Hervé ve ark., 2020; Sala ve Linford, 2012; Tjora ve ark., 2004; Leckebusch, 2011; Yong ve ark., 2020; Tronca ve ark., 2018; Bastard ve ark., 2007). GPR sisteminin iyi kalibrasyonu LTE hatasını azaltır (Li ve ark., 2006; Fauchard ve ark., 2003). Bazı çalışmalarda, kullanılan veri analiz tekniğine bağlı olarak %2,9 ile %7,5 arasında değişen LTE hatası bildirilmiştir (Maser, 2003; Lahouar ve ark., 2002; Al-Qadi ve ark., 2003). Darbeli radar ve SFCW radarı için birçok LTE yöntemi geliştirilmiştir.

2.1. Darbeli GPR Kullanan LTE Çalışmaları

Darbeli GPR tabanlı LTE yöntemlerinde, bir katman kalınlığını belirlemek için gönderilen darbenin iki yönlü yayılma süresi ve ϵ_r değeri birlikte kullanılabilir (Al-Qadi ve Lahouar, 2005; Lai ve ark., 2018; Loizos ve Plati, 2007). Bir katman içindeki dalga hızı (ve dolayısıyla ϵ_r), katmanlı ortamdan alınan numune bilgileri ve GPR verilerinin karşılaştırılmasıyla belirlenebilir. Bir yüzey katmanı için ϵ_r değeri, yüzeyinden yansıyan sinyalin genliği ile aynı mesafeye yerleştirilen metal bir plakadan yansıyan sinyalin genliği karşılaştırılarak belirlenebilir. Yüzey yansıma yöntemi (SRM), derinlik boyunca düzgün dielektrik özelliğe sahip kayıpsız bir katman varsayımı kullanan bir LTE yöntemidir. Bir önceki katmanın ϵ_r değerine ek olarak, gelen ve yansıyan darbelerin genliğine bağlı olarak bir katmanın ϵ_r değerini tahmin eder. Leng ve Al-Qadi (2014) çalışmalarında SRM, ϵ_r 'yi tahmin etmek için hava-kuplajlı bir GPR sistemiyle birlikte kullanılır. SRM, ϵ_r derinlik

boyunca değiştiğinde yanlış tahminler vermesine rağmen, (Cui ve ark., 2021; Sui ve ark., 2024; Liu ve Sato, 2014) gibi birđok diğer LTE yönteminin sonuçlarını değerlendirmek için bir referans yöntem olarak kullanılmıştır. Bazı LTE yöntemleri, verici ve alıcı arasındaki ofseti adım adım artırırken kaydedilen yansıyan GPR sinyallerinden dalga hızını tahmin etmek için çoklu ofset ölçümleri kullanır (Lai ve ark., 2018; Liu ve Sato, 2014; Leng ve Al-Qadi, 2014). Bu tür ölçümleri kullanan LTE yöntemleri esas olarak ortak orta nokta (CMP) yöntemi (Fauchard ve ark., 2003; Mercedes ve ark., 2021) ve ortak kaynak yöntemi (Liu ve Sato, 2014) olarak kategorize edilebilir. Fauchard ve ark. (2003), çok katmanlı yapıların GPR deneysel verilerinden her bir katmanın kalınlığını ve hızını hesaplamak için CMP yöntemine dayalı sayısal bir yeniden yapılandırma geliştirdiler. Sonuçlar ilk iki veya üç katmanda yeterli düzeyde doğruluk gösterdiği rapor edilmiştir. Benedetto ve ark. (2017) çalışmalarında LTE için hiperbolik hız analizi yöntemi kullanılmıştır. Otomatik LTE, (Wang ve ark., 2022) çalışmasında sunulmuştur.

Cui ve ark. (2021) çalışmalarında SRM ile karşılaştırıldığında %1,3 daha az bir LTE hatası ile yüzey nem etkisini azaltmak için genişletilmiş ortak orta nokta (XCMP) tabanlı bir LTE yaklaşımı önerdiler. Ayrıca, Sui ve ark., (2024), GPR anten titreşimlerinin etkilerini en aza indirmek için bir yükseklik düzeltme SRM'ni kullanarak LTE doğruluğunu iyileştirmişlerdir. Bu yöntem kullanılarak 1., 2. ve 3. katmanın LTE hatası, SRM ile karşılaştırıldığında sırasıyla %13,3, %19,9 ve %17,4 oranında iyileştirildiği bildirilmiştir. SRM'nin dezavantajından kaçınmak için, katmanın ortalama ϵ_r değerini, katman içindeki GPR dalgasının ortalama hareket hızına dayalı yeni sinyal işleme ve sayısal analiz teknikleriyle tahmin etmek için XCMP yöntemi önerildi (Zhao ve ark., 2016; Leng ve Al-Qadi, 2014; Plati ve ark., 2020; Wang ve ark., 2022). Bu nedenle sonuçlar, katman derinliği boyunca herhangi bir dielektrik sabiti değişimini dikkate almayan SRM'den elde edilen sonuçlara kıyasla tüm katman için daha temsildir (Plati ve ark., 2020). Wang ve ark. (2024) çalışmalarında, hassasiyet analizi ve kenar tespiti gerçekleştirerek derinlik boyunca düzgün olmayan ϵ_r ile gerçek zamanlı LTE için XCMP'yi değiştirdiler. Bu değişiklik, LTE hatasını SRM ile karşılaştırıldığında %3,87 oranında iyileştirdi. Geri hesaplama kullanan geleneksel LTE yöntemlerinin aksine, Wiwatrojanagul ve ark. (2017), dalga hızının başlangıç değerini önererek ve daha sonra x-t düzleminde tek bir nokta elde edene kadar hız değerini yinelemeli

olarak değiştirirken hiperbolik yansımaları değerlendirerek beton örtü kalınlığını %3,12 ortalama hatayla tahmin etmişlerdir.

Lahouar ve Al-Qadi, (2008), bir eşik veya uyumlu filtre dedektörü kullanarak güçlü yansımaları otomatik ve yinelemeli olarak tespit ederek çok katmanlı yansımaların sorununu başarıyla çözmüşlerdir. Çalışmada tespit edilen darbeler, llen GPR sinyaline benzer bir sinyal sentezlemek için bir yansıma modelinde kullanılır. Sentezlenen sinyali ölçülen sinyalden çıkarmanın, daha sonra aynı yöntem kullanılarak yinelemeli olarak tespit edilen maskelenmiş zayıf yansımaları ortaya çıkardığı bildirilmiştir.

Al-Qadi ve ark. (2010) alışmalarında, temiz balastın LTE'si için bir zaman-frekans analizi kullanmışlardır. Yöntem, yansıyan GPR sinyalinin frekans alt bantlarını ayrı ayrı analiz ederek sinyali zaman ve frekans alanlarında aynı anda karakterize eder. Sinyal zayıflamasının frekans ve ortam özelliklerine büyük ölçüde bağlı olduğu düşünüldüğünde, en küçük kareler uydurma yöntemi ile çeşitli alt bant sinyallerinin davranışından kalınlığı tespit etmenin mümkün olabilirliğini rapor etmişlerdir.

Wang ve ark. (2022), %1,6 hata ile asfalt kaplama katmanları için otomatik bir LTE yöntemi önerdiler. Bu yöntem, iki yönlü yayılma süresini tahmin etmek için Canny kenar dedektörü ve gürültü iptali için dalgacık dönüşümü kullanırken, katman arayüzü yansımaları uyumlu filtre yöntemi kullanılarak belirlenmiştir. GPR araştırması sırasında titreşim etkisi, ampirik mod ayrışımı (EMD) yöntemi kullanılarak azaltılmıştır.

Zhao ve ark. (2015) alışmalarında, st üste binen darbelerin çözünürlüğünü artırmak için GPR sinyallerinde düzenlenmiş dekonvolüsyon algoritması kullanılmıştır. Bu yöntem, L-eğrisi yöntemi tarafından verilen düzenleme parametresi kullanılarak maksimum %4,2'lik kalınlık kestirim hatasıyla başarıyla uygulanmıştır. Zhao ve ark., (2018) alışmalarında, 3 mm'lik bir kalınlık kestirim hatasıyla GPR sinyallerinden asfalt beton kaplamalarının ince kalınlığını tahmin etmek için gradyan inişine dayalı doğrusal olmayan bir optimizasyon yaklaşımı geliştirilmiştir.

Yi ve ark. (2018), iki CMP veri setinin karşılaştırılması yoluyla hasarsız asfalt tabakasındaki ilgili referans değerlerinden hız ve kalınlık bakımından küçük sapmaların (CMP yöntemiyle karşılaştırıldığında) ok daha yüksek çözünürlüklü kestirimlerini sağlayabilen yeni bir yöntem önermişlerdir.

Hava-kuplajlı anten sığ katmanların tespitini artırırken, yer-kuplajlı anten test edilen katmanlı yapının gelişmiş analizi için daha fazla ayrıntı sağlar (Eide ve ark., 2014). Bazı çalışmalarda yer veya hava-kuplajlı dizi anten kullanılmıştır (Dong ve ark., 2016; Dérobert ve ark., 2001). Kaldırım kalınlığı kestiriminde, Liu ve Sato, (2014), tek bir Tx ve beş Rx Vivaldi anteni kullanmışlardır ve %10'dan daha az hata elde etmişlerdir.

2.2. SFCW GPR Kullanan LTE

Zaman domenini darbesini doğrudan göndermek yerine, frekans domeninde SFCW radarları tarafından darbe sentezlenir. Darbeli GPR yansıyan dalgaları zaman domeninde işlerken, yansıyan SFCW sinyali frekans domeninde elde edilir ve daha sonra IFFT kullanılarak işlenecek zaman domenine dönüştürülür. Özellikle, bu, ölçülen verileri zaman-frekans domeninde veya menzil domeninde temsil eder (Yong ve ark., 2020). SFCW radarı, geleneksel darbeli GPR sistemlerinin bir dezavantajı olarak kabul edilen algılama çözünürlüğü ve nüfuz derinliği arasındaki dengeyi aşan çok büyük bir algılama aralığıyla derin olmayan nesnelerin yüksek algılama çözünürlüğünü birleştirir (Tronca ve ark., 2018; Hoegh ve ark., 2015). Darbeli radarla karşılaştırıldığında, SFCW radarı enerji zamana yayıldığı için daha düşük gönderme gücü gerektirir. Bu nedenle, SFCW sistemlerinde, darbeli radarlarda sorunlara neden olan devre/sistem bileşenlerinin doğrusal olmayan etkileri önlenir (Tronca ve ark., 2018). Hoegh ve ark. (2015) çalışmalarında, sığ ve daha derin katmanların ve nesnelerin özelliklerini tespit etmek için bir adım frekanslı dizi anten sistemi kullanılmıştır.

SFCW radar sistemini LTE için kullanırken, daha anlamlı bilgileri çıkarmak için başlangıç frekans domenini verileri doğru şekilde işlenmelidir. İyi kalibrasyon ve zaman domenine ters çevirmeden önce uygun bir frekans filtreleme penceresinin uygulanması, SFCW GPR sisteminin ortaya çıkan profil kalitesini iyileştirir ve LTE hatasını azaltır (Li ve ark., 2006; Fauchard ve ark., 2003; Gagarin ve Mekemson, 2016; Sala ve Linfoord, 2012; Leckebusch, 2011). Gagarin ve Mekemson (2016), katmanlı bir otoyol kaplama yapısının her katmanının dielektrik özelliklerini ve kalınlığını tahmin etmek için hava-kuplajlı bir SFCW radarı için kalibrasyon prosedürlerini ve katmandaki EM dalgaının yayılma hızını tahmin etmek için Dix denklemini uygulamıştır. Sala ve Linfoord, (2011), derinliğe göre

değişen bir frekans penceresi uygulayarak SFCW tabanlı LTE sonuçlarını iyileştirmiştir. Leckebusch, (2011), IFFT'yi uygulamadan önce birkaç filtreyi test etmiş ve ilk ve son frekansları kullanmayan Tukey penceresinin en temiz profilleri ürettiğini bulmuştur. Oudart ve ark. (2021) çalışmalarında SFCW radar sinyali işlenirken, yan lob katkısını azaltmak için menzil çözünürlüğü pahasına Hamming penceresi uygulamışlardır. Ayrıca, dahili kuplaj ve anten karışması (*crosstalk*) gibi sabit parazitik sinyalleri bastırmak için sıcaklık düzeltmesi ve ardından serbest uzay ölçümü kaldırma işlemi gerçekleştirilmiştir. Ek olarak, mükemmel bir reflektöre ait yankı spektrumundan elde edilen enstrüman transfer fonksiyonu üzerinde spektrum telafisi (kompanzasyonu) gerçekleştirildi. Son olarak, sabit parazitik sinyalleri daha da azaltmak için DC ofset kaldırma uygulandığı bildirilmiştir.

Hartikainen ve ark., (2018)'nin çalışmasında yalnızca eş-faz bileşeninin genliği kullanılarak, ϵ_r 12–18 GHz SFCW gerçek zamanlı ölçümlerinden doğru bir şekilde hesaplanır. Başka bir çalışmada (Fauchard ve ark., 2015), frekans domeninde 0,4–6 GHz SFCW ile ölçülen S11 parametresinden ϵ_r hesaplanmış ve IFFT aracılığıyla zaman domeni genliğine dönüştürülmüştür. Liu ve Sato (2014) çalışmalarında, anten faz merkezini ve anten ofsetini dikkate alarak anten dizisini kalibre ederek geleneksel yöntemle kıyasla hız ve kalınlık kestirimleri doğruluğunu iyileştirmiştir. Derobert ve ark., (2001), 2,5 cm ortalama katman kalınlığını tespit etme yeteneğine sahip beton katmanlarını test etmek için çok yüksek frekanslı sentetik 0,5-6 GHz SFCW darbeleri üretmiş ve kullanmıştır. Zhao ve ark. (2016), XCMP yöntemi ile çoklu dizili, adım frekanslı 3 boyutlu bir GPR tasarlamış ve 64 mm'den büyük katman kalınlığını doğru bir şekilde tahmin etmişlerdir. Liu ve ark., (2017), VNA tabanlı 0,06-6 GHz SFCW radar sistemi ile ölçülen sinyale Kısa Süreli Fourier Dönüşümü (STFT) uygulayarak zaman-frekans analiz yöntemi ile kaldırım katmanları arasında olabilen hava boşluğu kalınlığı kestirimini yapmışlardır. STFT, temelde zaman domeninde kayan pencereli Fourier dönüşümü olan bir tür FFT'dir. Pencere kaydırıldığında iki boyutlu (2D) bir zaman-frekans görüntüsü elde edilir.

SFCW radarları için hızlı veri toplama gereklidir. Tronca ve ark., (2018), yalnızca Nyquist oranının altındaki birkaç örneğe dayanarak sinyali tam olarak yeniden oluşturmak için sıkıştırılmış algılama (CS) yöntemini önermiş ve bu da veri toplama hızını önemli ölçüde artırmıştır.

Çok ince yol katmanlarının kalınlığını tahmin etme ihtiyacı, sınırlı bant genişliği nedeniyle darbeli GPR tarafından karşılanmaz. İnce katmanlar için LTE'yi geliştirmek için birkaç teknik önerilmiştir. Dekonvolüsyon tekniği, gönderilen dalgacık ile hedef yansıtıcılığı arasındaki evrişimi (konvolüsyonu) kullanır. Zaman veya frekans domenlerindeki dekonvolüsyon, gönderilen sinyalinin önceden bilinmesini gerektirir. Bilinmeyen gelen sinyaller durumunda, optimizasyona dayalı kör dekonvolüsyon yaklaşımı, katmanların kalınlığını tahmin etmek için kullanılabilir (Jia ve ark., 2017). Dekonvolüsyon yöntemleri, GPR sinyallerini işlerken tespit doğruluğunu artırmak için kullanılmıştır (Xia ve ark., 2004; Economou ve ark., 2012; Zhao ve ark., 2015; Zhao ve ark., 2017). Zhao ve ark., (2015), GPR sinyalindeki örtüşen arayüzleri belirlemek için düzenlenmiş dekonvolüsyon ve L-eğrisi yöntemini uygulayarak %4,2'lik bir LTE hatasının elde edildiği ince katmanların kalınlık kestirimini iyileştirmiştir. GPR verilerinin Hilbert spektrum analizi, GPR darbesinin baskın frekansının dalga boyunun dörtte birine eşit kalınlıktaki ince bir katmanı çözebilir (Zhang ve diğ., 2013). Alt uzay yöntemleri, sinyal-gürültü oranı yüksek olduğunda ince LTE için süper çözünürlük sağlar (Bastard ve ark., 2007). Ancak, bu zaman domeni teknikleri katmanlar arasındaki hava dolu mm ölçekli tabakaları çözemez. Oudart ve ark., (2021), yeraltı katmanlarını inceleyen dikey çözünürlüğü artırmak için Bant Genişliği Ekstrapolasyonu (BWE) tekniğini uyarlamış ve 0,5-3 GHz SFCW radar verilerine uygulamıştır. Karmaşık veriler, IFFT uygulanmadan önce yalnızca Hilbert dönüşümü yoluyla dönüş sinyalinin gerçek kısmından türetilir. Aynı radarla, LTE çözünürlüğü 6 cm olduğu ve Mars gezegeninin yüzey katmanı ($\epsilon_r = 4$) için yaklaşık 3 cm olması beklendiği bildirilmiştir (Hervé ve ark., 2020). Dorizon ve arkadaşları (2016), 0,5-3 GHz SFCW radarıyla buz mağaralarının içindeki farklı yerlerdeki buz kalınlığını, saf su buzunda 6 cm çözünürlükle tahmin etmişlerdir.

Zaman gecikmesi kestirimi için standart işleme, geleneksel bir adım frekanslı radar için gözlem verilerinin IFFT'sine veya geleneksel darbeli GPR sistemleri için çapraz korelasyon fonksiyonuna dayanır (Bastard ve ark., 2007). IFFT yöntemi için, bir ağırlıklandırma penceresi sistem hassasiyetini artırır ve çok katmanlı ortamlar için kullanılan zayıf yankıların çözünürlüğü ve algılanabilirliği arasındaki uzlaşmayı tanımlar. Yayılma süresi gecikmesine dayalı LTE için geleneksel işleme, SFCW verileri için IFFT'ye veya darbeli GPR sistemleri için çapraz korelasyon fonksiyonuna dayanır (Bastard ve ark., 2007). Yayılma süresi gecikmesine dayalı LTE yaklaşımları bilgi içeriği ve ileri modellemenin

yeterliliği ile sınırlı olsa da, tam dalga formu ters çevirme (FWFI), iyi bir ileri modele sahip bir ters çevirme yöntemi kullanılarak malzeme karakterizasyonu için daha iyi performansa sahiptir (Ihamouten ve ark., 2018; Karnena ve ark., 2023). SFCW GPR tam dalga ters çevirme problemi, frekans domeninde optimizasyon kullanılarak (Ihamouten ve ark., 2018) çalışmasında incelenmiştir. Modellemedeki yakın alan koşulu dikkate alınarak, ϵ_r ve kaldırım yapılarının kalınlığı iyi bir doğrulukla belirlenmiştir. GPR sinyali süper çözünürlüğü için makine öğrenimi algoritmaları ve destek vektör makinelerinin kullanımı artmıştır, ancak bunlar genellikle model eğitimi için büyük miktarda veri gerektirir (Bastard ve ark., 2014). Süper çözünürlük algoritmalarının bir başka sınıfı, çoklu sinyal sınıflandırması (MUSIC) algoritması gibi alt uzay analizine dayanır, ancak genellikle gürültü alt uzayı bilgisi gerektirir (Zhao ve ark., 2018).

2.3. GPR Sinyali İşlemede Temel Bileşen Analizi Kullanımı

Temel bileşen analizi (PCA), modern veri analizinin temelini oluşturmaktadır (Abujarad ve ark., 2006; Kaplan ve ark., 2010; Kaczmarek ve ark., 2014; Richardson, 2009). PCA, karmaşık veri kümelerinden yararlı bilgileri çıkarmadaki basitliği nedeniyle sinirbilim ve bilgisayar grafikleri gibi çeşitli analiz türlerinde kullanılmıştır. Karmaşık bir veri kümesini, içerdiği temel dinamikleri ortaya çıkarmak için kolayca daha düşük bir boyuta indirgeyebilir. PCA, verilerin temel bileşenler olarak adlandırılan birkaç eksenle ifade edilebileceği ortogonal bir hiper düzlemi bulmak için kullanılır. Görüntü sıkıştırma, parazit yankı reddi ve kör kaynak ayırma (BSS), PCA'nın yaygın uygulamalarıdır. GPR sistemleri ile ilgili olarak, PCA, GPR görüntü verilerinin işlenmesinde ve analizinde kullanılmıştır (Kuchipudi ve ark., 2022; Bostanudin, 2013; Tebchrany ve ark., 2014; Giannakis ve ark., 2019; Abujarad ve ark., 2006). PCA'nın GPR sinyalini işlemedeki birincil amacı, GPR verilerinin boyutunu azaltmak olmuştur (Bostanudin, 2013; Tebchrany ve ark., 2014; Bengio ve ark., 2013; Kaplan ve ark., 2010; Kaczmarek ve ark., 2014). PCA, GPR görüntü verilerinde bulunan gürültü ve parazit yankı (*clutter*) tipi sinyallerden yararlı sinyalleri ayırarak; doğrudan kuplaj, zemin yansıması ve parazit yankı azaltmayı ortadan kaldırmak için başarıyla uygulanmıştır (Bostanudin, 2013; Tebchrany ve ark., 2014; Kaplan ve ark., 2010; Kaczmarek ve ark., 2014). Abujarad ve ark. (2006) çalışmalarında gömülü bir mayını

tespit etmek için 1-4 ve 1,5-20 GHz SFCW radarı A-tarama verilerine PCA uygulamış ve gürültülü sinyaller arasından yararlı sinyalleri çıkarmışlardır.

Tjora ve arkadaşları (2004), arka plan kaldırma için SFCW GPR verileri üzerinde ortalama, medyan ve PCA tabanlı teknikleri test etmiş ve PCA tabanlı yaklaşımın en etkili olduğunu ve doğrudan frekans domeni verilerine uygulanabileceğini rapor etmişlerdir. Ancak, PCA algoritması, verilerden önemli (anlamli) yakın-yüzey anomalilerini de kaldırabilir. Sala ve Linford (2011), ilk 3 ana bileşeni kaldırmış ve veri kalitesinin çok iyileştiğini bildirmişlerdir. Gömülü patlayıcı maddeler durumunda tespit anı hayati önem kazanır. Kaplan ve ark., (2010), zemin dinamik koşullarına göre GPR görüntüleme verilerine PCA uygulayarak gömülü patlayıcı nesnelerin gerçek zamanlı tespitinin başarısına katkıda bulunmuştur.

PCA, veri boyutsallığını azaltmak için kullanılan kör kaynak sinyal işlemeye dayalı yöntemlerden biridir. Sinyal ayırma, veri sıkıştırma, veri görselleştirme, görüntü analizi, yüz tanıma, kara mayınları tespiti ve desen tanıma gibi çeşitli alanlarda oldukça popülerdir (Kumlu ve Erer, 2019). PCA, tahminde yalnızca gözlenen değişkenler arasındaki kovaryansın kullanıldığı ikinci dereceden bir istatistiksel yöntemdir (Abujarad ve ark., 2006). Bu sistemde, verilerin en büyük varyansı ilk koordinata (ilk temel bileşene) aittir. Verilerdeki varyansın çoğu parazit yankılardan kaynaklanıyorsa, ilk temel bileşeni ihmal ederek verileri yeniden yapılandırarak bu yankılar giderilebilir (Ehrnsperger ve ark., 2021).

2.4. SVD ve PCA Kullanarak Parazit Yankıları Azaltma Çalışmaları

Radar verilerinden parazit yankıları azaltma amacıyla kullanılan SVD ve PCA'ya dayalı istatistiksel yöntemler araştırılmıştır. Bu yöntemler, giriş verilerinin istatistiksel özelliklerini araştırır ve onu farklı alt uzaylara ayırır: hedef, parazit yankı ve gürültü. Gürültü ve parazit yankı alt uzayları atılırken, hedefleri içeren bileşenler seçilir. sinyal ve görüntü işlemede gürültü giderme için birçok SVD uygulaması mevcuttur (Bi ve ark., 2018; Kumlu, 2018; Bostanudin, 2013; Grzegorzcyk ve ark., 2013).

SVD, GPR verilerini farklı bileşenlere karşılık gelen farklı alt uzaylara ayrıştırabilen bir matrisi ayrıştırmak için kullanışlı bir yöntemdir (Abujarad ve ark., 2005; Garcia ve ark.,

2017). GPR sinyallerini yeniden oluşturmak için etkili (faydalı) sinyaller içeren bileşenler seçilerek gürültü bastırılabilir. Her bileşen tekil bir değere karşılık geldiğinden, gürültü gidermenin temel problemi, faydalı sinyallere karşılık gelen uygun tekil değerlerin seçilmesidir. GPR sinyal gürültüsünün giderilmesi için kurtarılan verilerin SNR'sine dayalı bir ölçüt uygulanmıştır (Liu ve ark., 2017). GPR sinyallerinin arka plan gürültüsünü gidermek için Yerel enerji oranı kuralı kullanılmıştır (Shen ve ark., 2010). Riaz ve ark. (2013) bulanık c-ortalama (FCM) kümeleme kuralını, aşırı karışık GPR görüntülerinde birden fazla hedefi çıkarmak için kullanmıştır. Bu amaçla parazit yankı, gürültü ve hedef sinyallerinin örtüşen sınırları doğru bir şekilde ayrılmış ve geleneksel SVD'nin performansı iyileştirilmiştir. (Khan ve ark., 2010) çalışmasında, alınan bir GPR sinyalinin arka planını kaldırmak için ortalama çıkarma ve SVD kullanılmıştır. Parazit yankının büyük bir kısmını önemli ölçüde ortadan kaldırmak için ortalama çıkarma ile işbirliği içinde bir Özdeğer tabanlı arka plan kaldırma yöntemi kullanılır.

(Song ve ark., 2016) çalışmasında SVD, rastgele gürültüyü ve doğrudan dalgaları gidermek için kullanılır, ancak doğrudan dalga giderildiğinde yatay sahte sinyaller ortaya çıkar. Rastgele gürültünün ve bu sahte sinyallerin bastırılmasını iyileştirmek için, frekans alanında Hankel matrisine dayalı bir SVD yöntemi (Bi ve ark., 2018) çalışmasında önerilmiştir. SVD'ye dayalı gürültü giderme yöntemleri etkili ve uygulanması kolay olmasına rağmen, iki boyutlu veri matrisini ayrıştırmak için tasarlanmıştır ve etkili sinyalleri tek boyutlu verilerdeki gürültüden tamamen ayıramaz. Bu sorunu çözmek için, tek boyutlu veriler Hankel matrisi gibi birçok matris türüne dönüştürülebilir. (Xue ve ark., 2019) çalışmasında, GPR verileri için gürültüyü bastırmak üzere pencere uzunluğu optimize edilmiş bir Hankel matrisinin SVD'sine dayalı bir yöntem önerilmiştir. İlk olarak, orijinal verilerin Hankel matrisini ayrıştırmak için SVD kullanılır; burada Hankel matrisinin pencere uzunluğu, tekil değerlerin dördüncü merkezi momentinin dördüncü kökü kullanılarak optimize edilir. Daha sonra, tekil değerlerin fark spektrumu kullanılarak bir eşik oluşturulur. Bu eşik, faydalı sinyallerin bileşenleri ile gürültünün bileşenleri arasında ayırım yapmak içindir. Son olarak, gürültü bastırma için, faydalı sinyallere karşılık gelen tekil değerlerle Hankel matrisi yeniden oluşturulur. Yeniden oluşturulan Hankel matrisinden gürültü giderilmiş veriler elde edilir. Deneysel olarak, önerilen yöntem farklı algılama senaryoları altında gürültü giderme performansını etkili bir şekilde iyileştirebilir (Xue ve ark., 2019).

(Liu ve ark., 2017) çalışmasında, rastgele gürültüyü ve doğrudan dalgayı ortadan kaldırmak için SVD tabanlı bir GPR sinyal işleme yöntemi sunulmuştur. Tekil değerlerin seçilmesinde genel ve nicel bir kriter belirlenmiştir. Uygun tekil değerlerin seçilmesi, tespit sonuçlarını iyileştirmiştir.

SVD yönteminin temel sınırlaması, zemin karmaşasını veya hedefi tamamen yeniden oluşturmak için ana bileşenlerin seçilmesidir. (Chen ve ark., 2019) çalışması, zemin karmaşasına dayalı olarak zemin karmaşasının ana bileşenlerinin tekil değerlerinin sayısını, $N = 0.2634D + 1.3086$ doğrusal bir fonksiyonla hassas bir şekilde belirleyebilen yeni bir yöntem önerdi; burada D , RMSH (açık hali) değerini temsil eder. Ayrıca, hedefleri vurgulamak için kontrastı iyileştiren bir histogram eşitleme algoritması geliştirildi. Önerilen strateji, saha GPR verilerine başarıyla uygulandı. (Torbaghan ve ark., 2020) çalışması, yol yüzeyindeki çatlakların otomatik tespiti için bir yöntem önermiştir. GPR görüntüsündeki güçlü arka plan karmaşasını gidermek için SVD yöntemi uygulandı, ardından rastgele gürültüyü gidermek için bir medyan filtresi uygulandı. Deneysel olarak, bu yöntemin otomatik çatlak tespiti için performansı doğrulandı.

Yüzey verilerinden doğrudan dalga, yatay bantlama ve çınlama kaldırılırken düşük dereceli özgörüntü (eigenimage) filtresinin (SVD ile kullanılır) olası olumsuz etkilerinden kaçınılmalıdır. Bunun için, (Downs ve ark., 2021) çalışmasında, özgörüntü filtrelemenin etkisini araştırmak için seyrek kör dekonvolüsyon (sparse blind deconvolution, SBD) kullanmıştır. SVD ve SBD yaklaşımları, GPR görüntülerini etkili bir şekilde gürültüden arındırmıştır.

(Yılmaz ve ark., 2024) çalışmasında, karmaşık enkaz ortamlarında toplanan 0,5-1,25 GHz SFCW radar verilerinde bulunan solunum sinyali, SVD uygulanarak parazit yansıma ve gürültüden ayrıldı. Daha sonra, gürültü seviyesini azaltmak için Tekil Spektrum Analizi (SSA) kullanıldı. (Yılmaz ve ark., 2025) çalışmasında, hayati belirti verileri SVD kullanılarak yeniden oluşturuldu ve menzil profili MUSIC algoritması ile elde edildi. Hem ham verilerin hem de SVD ile yeniden oluşturulan verilerin menzil profilleri kullanılarak tespitler yapıldı. Tespit sonuçları daha sonra daha fazla doğruluk için Tekil Spektrum Analizi kullanılarak yeniden test edildi. Bu yöntem, test edilen ortamda hayati belirtileri tespit edebilmiştir.

PCA, muhtemel ilişkili değişkenlere sahip bir veri karışımını doğrusal olarak ilişkili olmayan değişkenler kümesine dönüştüren ortogonal doğrusal bir dönüşüm olarak çalışır. Basitçe, karışımı baz vektörlerinin doğrusal bir kombinasyonu olarak yeniden ifade eder. İlişkili bileşenlerin sayısı yüksekse, algoritmanın doğruluğu artar (Kumlu ve Erer, 2019). Ayrıca, PCA kullanılarak parazit yankıları azaltmak için tamamlayıcı bir yöntem olarak SVD'nin kullanılabileceği duvar içi görüntülemelerde, PCA önemli bir rol oynar (Kabourek ve ark., 2012). Duvar arkasında duran insan hedeflerini tespit etmede, ahşap kapı hariç (Rane ve ark., 2016) tüm engel senaryolarında SVD, Wavelet'ten daha iyi performans gösterir. (Zhang ve ark., 2023) çalışmasında verimliliği artırmak için, ağırlıklı nükleer norm en aza indirmeye dayalı bir duvar ve inşaat demiri parazit yankılarını bastırma yöntemi olarak, rastgele SVD kullanımı önerilmiştir. (Li ve ark., 2025) çalışmasında, çift kanallı Yazılım tanımlı radyo (SDR) platformuna dayalı duvar içi SFCW radarı için pencereleme tabanlı SVD-PCA yaklaşımı kullanan bir duvar karmaşası azaltma yaklaşımı önerildi. Duvar parazit yankısı ve gürültü işlendi ve konum bilgisi geleneksel yöntemlerden daha üstün bir doğrulukla verimli bir şekilde çıkarıldı. Yankıyı etkili bir şekilde bastırmak ve sinyal-gürültü oranını artırmak için çeşitli teknikler önerildi. ICA ve PCA'yı benzersiz bir algoritma olarak birleştirmek, GPR parazit yankısı ortadan kaldırma ve hedef sinyali (su sızıntıları) çıkarma yeteneğini göstermiştir (Abd Shehab ve ark., 2019).

PCA'nın performansı hedef sinyalin ana bileşenlerinin seçiminden etkilenir. PCA'nın sağlam bir eşiği olmadığından ve ana bileşenlerin yapay seçimine bağlı olduğundan, (Shen ve ark., 2010) çalışmasında iki kısımdan oluşan bir otomatik seçilme kuralı önerilmiştir. İlk kısım, zeminden yansıyan dalgayla ilgili ana bileşeni atmak için ortalama enerjiyi kararlı eşik değeri yapar. Diğerleri arka plan sinyalleriyle ilgili ana bileşeni atar. Kalan ana bileşenler gürültüyü, zeminden yansıyan dalgayı ve arka plan sinyallerini bastırmak için yeniden yapılandırılır (Shen ve ark., 2010). (Zhu ve ark., 2017) çalışmasında, hedef sinyalin ana bileşenlerini seçmek için geliştirilmiş bir ana bileşen seçim kuralı önerilmiştir. İlk olarak, tekil değerlerin fark spektrumu doğrudan dalga ve güçlü hedef sinyali çıkarmak için kullanılır ve ardından, zayıf hedef sinyalin ana bileşeninin ağırlıklarını belirlemek için Fuzzy-C ortalama kümeleme algoritması kullanılır. Son olarak, güçlü hedef sinyalin ve zayıf hedef sinyalin ana bileşenleri, hedef sinyali elde etmek için yeniden yapılandırılır. Bu, parazit yankı sinyallerini etkili bir şekilde ortadan kaldırır ve daha fazla hedef bilgisi ayırır.

Canlı nesne tespiti için, (Ehrnsperger ve ark., 2021) çalışmasında değiştirilmiş bir ana bileşen analizi (MPCA) önerilmiştir. MPCA’da, kovaryans matrisini hesaplamak için cıvıltıları kullanmak yerine, cıvıltıların her zaman adımı işlenir. Bu, gerekli hesaplama süresini azaltırken PCA’nın iyi performansını korur (Ehrnsperger ve ark., 2021).

PCA’nın anormal veriler için düşük toleransı vardır, bu nedenle düşük saçılmaların daha etkili tespiti için gürbüz temel bileşen analizi (RPCA) algoritması önerilmiştir (Boudrouz ve ark., 2024). RPCA algoritması, orijinal matris X ’i (SVD filtrelemesinden sonraki artık alt uzay) benzersiz bir şekilde düşük ranklı bir matris L ve seyrek bir matris S ’ye ($X=L+S$) ayırır. RPCA, matris L ’nin rank fonksiyonunu ve S ’nin parametre sayısını en aza indirerek gürültüyü ortadan kaldırır. Adım frekanslı duvar içi radarın hedef tespiti için doğruluğunu artırmak için SVD ve RPCA’ya dayalı bir parazit yankı bastırma algoritması önerilmiştir (Gao ve ark., 2023). SVD duvar karışıklığının çoğunu filtrelemiş ve RPCA artık duvar gürültüsünü ve diğer parazit yankı sinyallerini daha da bastırmıştır. Algoritma, menzil profili kalitesini iyileştirmiştir.

Gürbüz temel bileşen analizi (RPCA) yöntemi, gürültülü GPR ölçümlerinden düşük ranklı bir matrisi kurtarabilir. RPCA yöntemi, eşik seçimine duyarlıdır (Boudrouz ve ark., 2024; An ve ark., 2021; Gao ve ark., 2023). (An ve ark., 2021) çalışmasında, RPCA’ya dayalı bir duvar içi insan hareketi özelliği geliştirme yaklaşımı, 0,38 - 4,4 GHz SFCW MIMO radarı kullanıldığında sabit parazit yankıları gidermek ve çoklu yol etkilerini azaltmak için uygulanmış, ardından hareket sınıflandırması için 2D-PCA ve evrişimli sinir ağı (CNN) teknolojisi kullanılmıştır. Bu yöntem, geleneksel ortalama değer çıkarmaya dayalı yöntemden daha iyi performans göstermektedir.

(Kumar ve ark., 2021) çalışmasında, Dalgacık tabanlı gürültü giderme (gradyan büyüklüğü ve eşikleme ile) kullanılarak ve görüntüyü yeniden oluşturma yönteminde bir adım olarak PCA’yı kullanarak rastgele gürültü etkileri ortadan kaldırıldı. Önerilen yöntem SVD tekniklerinden daha iyi performans göstermektedir.

(Sharma ve ark., 2017) çalışmasında, bazı SFCW çalışmalarında, ortalama ve medyan çıkarma gibi çıkarma yöntemleri SVD, PCA, ICA ve eğitim yöntemleriyle karşılaştırılmıştır. Deneysel VNA tabanlı 1-2 GHz SFCW GPR verileri için, eğitim yöntemi en yüksek sinyal-parazit yankı oranını (SCR) göstermektedir. (Abujarad ve ark., 2004) çalışmasında, ortalama

ıkarma, olabilirlik oranı testi, sistem tanımlama, alt uzay SVD tekniği ve dalgacık dönüşümü 1,5-4 GHz adım frekanslı GPR verilerine uygulanmış ve dalgacık dönüşümü diğer teknikleri geride bırakmıştır. Basamaklı frekanslı GPR kullanılarak metalik olmayan kara mayını tespiti için, (Abujarad ve ark., 2005) alışmasında ortalama çıkarma işleminden sonra ilk önce SVD uygulanmış ve hedef tahmin edilmiştir. Bundan sonra, tutarlı sonuçlar elde etmek için doğrudan SVD kullanılarak bir arka plan tahmin edilmiştir. (Abujarad ve ark., 2006) alışmasında, PCA ve ICA'yı kör kaynak sinyal işleme teknikleri olarak kullanarak antipersonel kara mayınlarının tespiti için 1-20 GHz adım frekanslı GPR verilerindeki parazit yankının azaltılmasını inceledi. Deneysel olarak, ICA PCA'ya kıyasla daha fazla iyileştirme sundu. Öte yandan, PCA'nın sayısal uygulaması daha kolaydır.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümün ilk iki kısmında, GPR sisteminin prensipleri ve EM dalga yayılımı ve saçılmasının temelleri tanıtılmıştır. Üçüncü ve dördüncü kısımlarda GPR verilerinden katman kalınlığı kestirimi ve katmanların dielektrik sabitinin belirlenmesi yöntemleri açıklanmıştır. Beşinci ve altıncı kısımlarda dielektrik sabiti kestirimi için Nicholson Ross Weir (NRW) yöntemi ve yüzey yansıma yönteminin kullanımı açıklanmıştır. Yedinci kısımda, SFCW GPR sisteminin prensipleri ve tasarımı ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Son olarak, PCA ve SVD tekniklerinin prensipleri ve yeni önerilen PCA tabanlı LTE yönteminin SFCW verilerine uygulanması tanıtılmış ve bazı örneklerle tartışılmıştır.

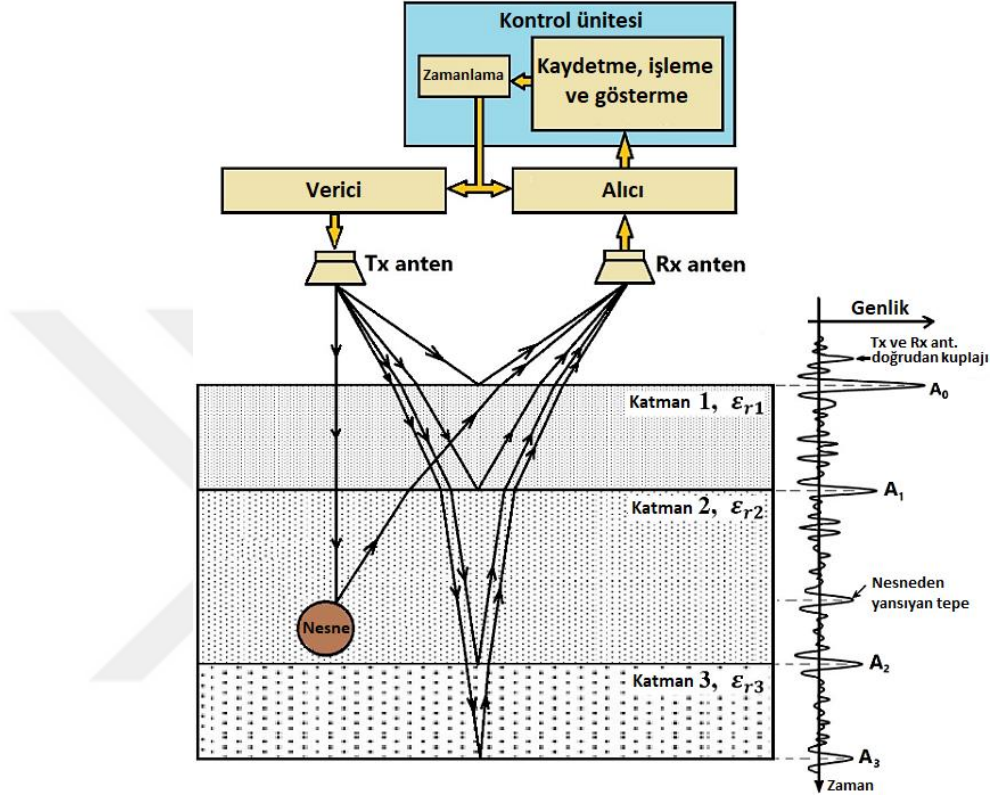
3.1. GPR Sisteminin Prensipleri

Yere nüfuz eden radar (GPR), yüksek frekanslı geniş bantlı elektromanyetik (EM) dalgalar kullanarak yeraltı katmanlarının ve nesnelerinin özelliklerinin gerçek zamanlı araştırılmasında kullanılan tahribatsız bir test/inceleme aracıdır. Kısa bir sürede yüksek çözünürlüklü veri sağlayabilir. GPR sistemi, antenler ve bir kontrol ünitesi ile donatılmış bir verici ve alıcıdan oluşur. Şekil 3.1, GPR sisteminin blok diyagramını ve 2. katmanında bir nesne bulunan çok katmanlı ortam için A-tarama sinyalinin bir temsilini göstermektedir. A-tarama, GPR sabit bir konumda bulunurken ölçülen GPR verisidir.

B-tarama verileri, bir araştırma hattı boyunca sabit bir ayırma ofsetiyle antenleri hareket ettirerek belirli konumlarda veri toplanarak elde edilen tüm A-taramalarının birleştirilmesiyle üretilir. Bir dizi A-tarama verileri toplandıktan sonra, 2B görüntü oluşturmak için B-tarama veri seti elde edilir. Alınan sinyalin genliği bir renk skalasıyla temsil edildiğinde, noktasal yansıtıcı cisim hiperbolik bir anomali olarak görünür. Üç boyutlu (C-tarama) veri kümesi, antenleri x-y düzleminde düzenli bir ızgaraya göre hareket ettirerek elde edilebilir.

Darbeleri radar vericisi, kısa bir EM enerji darbesi yayar ve bunu Tx anteni aracılığıyla incelenecek çok katmanlı yeraltına gönderir. Alıcı, belirli bir zaman periyodu için yankıları toplar. GPR sistemleri, çalışma prensibine bağlı olarak temelde iki kategoriye ayrılabilir: zaman domenli radarı ve frekans domenli radarı. Darbe radarı ve cıvıltı (*chirp*) radarı zaman

domeninde çalışır ve zaman domeni radarları olarak adlandırılırlar. Darbe radarı kısa taban bantlı darbe sinyallerini doğrudan yayar.



Şekil 3.1. GPR sisteminin blok diyagramı ve 2. katmanında bir nesne bulunan çok katmanlı ortam için A-tarama sinyalinin bir temsili.

Bu nedenle verici devresi nispeten basittir, ancak düşük dinamik aralığa sahiptir ve veri toplama devresini karmaşıktırır. Tasarım maliyetini ve karmaşıklığını büyük ölçüde artıran yüksek hızlı, yüksek çözünürlüklü bir analog-dijital dönüştürücü (ADC) gerektirir. Chirp radar veya frekans modülasyonlu sürekli dalga (FMCW) radarı, taban bantlı darbe sinyallerini doğrudan yaymaz, ancak darbe gönderme ve alma etkisini sentezler. FMCW radarı, frekans modülasyonu ve darbe radarı yeteneklerini birleştiren FM ve darbe sıkıştırma kullanır.

Basit bir darbe radarına göre bir chirp radarının bazı avantajları; menzilde ve menzil çözünürlüğünde artış, karşılaştırılabilir performans için daha düşük tepe giriş gücü, daha yüksek gürültü bağışıklığı seviyesi, azaltılmış güç kaynağı voltajı ve biraz daha fazla parazite dirençli radar mimarisidir. Adım Frekanslı Sürekli Dalga (SFCW) radarı, frekans domeni

radarına bir örnektir. Hem SFCW hem de FMCW radarları, benzer şekilde veri topladıkları için aynı domende çalışır, ancak sinyal üretimi ve alımı farklıdır. SFCW radarı, daha düşük çalışma frekans bandının kullanılması gereken ve aynı zamanda düşük gürültü figürü ile yüksek çözünürlüğün gerekli olduğu uygulamalarda daha iyi performans gösterir. FMCW radarlarıyla karşılaştırıldığında SFCW radarının dezavantajı, uzun veri toplama süresidir (Acar, 2021). Bu, yeraltı ortamını araştırmak için kısa darbeyi ayrı frekans kümesinden oluşan geniş bantlı basamaklı frekans sinyali olarak sentezler. Her frekansı sırayla yayar ve bunlara karşılık gelen geri saçılmış sinyaller tüm frekans bandı boyunca alınır ve toplanır. Daha sonra, ortam inceleme sonuçlarını göstermesi için, işlenecek kanal dürtü tepkisini sentezlemek için ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) gerçekleştirilir. Ayrıca, sinyal-gürültü oranını (SNR) iyileştirmek ve güç spektral yoğunluğunu şekillendirme olasılığıyla dinamik aralığı artırmak için her adım frekansı için dar bantlı gürültü filtrelemesi kolayca uygulanabilir.

SFCW GPR, yüksek hızlı Analog-Dijital Dönüştürücüler (ADC'ler) gerektirmez. Çünkü yüksek frekanslı sinyal bir Ara Frekans (IF) sinyaline demodüle edilir ve bu da sistem maliyetini çok düşürür. Diğer taraftan, bir dezavantaj olarak, farklı frekansları ayrı ayrı üretmek, yaymak ve almak uzun çalışma süresi gerektirir ve bu da algılama verimliliğini (hızını) azaltır. Bir ortamdaki EM dalganın hızı, frekans, iletkenlik, dielektrik sabitine (ϵ_r) ve bağlı manyetik geçirgenliğe (μ_r) bağlıdır. Bir malzemedeki EM dalganın hızı (v), Denklem (3.1) ile verilir:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\frac{\epsilon\mu}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2}} + 1 \right)^{1/2}}} = \frac{c}{\sqrt{\left(\frac{\epsilon_r \mu_r}{2} \right) ((1 + P^2)^{0.5} + 1)}} \quad (3.1)$$

burada μ manyetik geçirgenlik, ϵ elektrik geçirgenliktir. $P = \sigma / \omega \epsilon$ kayıp faktörü olup, EM dalganın frekansının, ortam iletkenliği ve elektrik geçirgenliğinin bir fonksiyonudur (Ni ve ark., 2010; Reppert ve ark., 2000). Nüfuz derinliği (D), ortamdaki dalga hızı ve yayılma süresi geçmişinin ilişkilendirilmesiyle belirlenebilir. Bu, yayılma süresi T ve $T_x - R_x$ antenleri arası açıklık S alınır, Denklem (3.2)'nin kullanılmasına olanak tanır.

$$D = \frac{\sqrt{(T.v)^2 - S^2}}{2} \quad (3.2)$$

Komşu katmanlar arasındaki dielektrik sabitlerindeki kontrast, EM dalga yansımaları etkiler. Kontrast ne kadar büyükse, yansıyan enerji miktarı da o kadar büyük olur. Yansıyan

enerji oranı, yansıma katsayısı (Γ) ile verilir ve hızlardaki kontrast ve daha temel olarak, komşu ortamların dielektrik sabitlerindeki kontrast tarafından belirlenir. Yansıma katsayısı bölüm 3.2.2'de tartışılacaktır.

Daha düşük radar frekansları için, dielektrik özellikler ve iletkenlik, bir ortamın hızını belirlemede baskın bir rol oynar. Manyetik olmayan malzemeler ($\mu_r = 1$) ve kayıpsız malzemeler ($P = 0$ veya yüksek frekanslarda ve/veya çok düşük iletkenlikte) için, EM dalganın bir katman içindeki yayılma hızı Denklem (3.3)'teki gibi olur.

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.3)$$

3.2. EM Dalga Yayılması ve Saçılmasının Temelleri

Çok katmanlı bir ortamı incelemek için bir EM dalga gönderildiğinde, homojen katmanlar arasındaki sınırlardaki süreksizlik nedeniyle yansıma ve kırılma olayları meydana gelir. Yeraltı katmanları arasındaki veya bir nesne ile bulunduğu ortam arasındaki dielektrik sabitindeki kontrast, yansıyan GPR sinyallerinin genliğine katkıda bulunur. EM enerjinin bir kısmı, elektriksel geçirgenlikte (dielektrik sabiti ϵ_r) herhangi bir değişiklikle karşılaşıldığında yüzeye doğru geri yansıtılır ve kalan kısmı bir miktar kırılma ile bir sonraki katmana nüfuz eder. EM dalgalar farklı dielektrik sabitlerine sahip katmanlardan açılı bir şekilde geçtiğinde yayılma yönünde bir değişikliğe neden olur. Buna kırılma denir.

3.2.1. Elektromanyetik dalga yayılması

Elektromanyetik (EM) dalgaların homojen bir tabaka boyunca yayılımı Maxwell denklemlerine uyar. Bu denklemler, elektrik alan ve manyetik alan ile bunların bulunduğu ortamın elektriksel ve manyetik özellikleri arasındaki ilişkileri ifade eder. Bir elektrik geçirgenlik ϵ , iletkenlik σ ve manyetik geçirgenlik μ olan, kaynaksız bir ortam için, Maxwell'in bağlı denklemlerinin tek bir alan denklemine indirgenmesi, dalga denklemini verir (Lahouar, 2003). Açısal frekansı ω olan zaman-harmonik EM alanları için (fazör $e^{j\omega t}$ ye göre zaman değişimi olduğu varsayılırsa), $\mathbf{r}$ vektörü ile tanımlanan bir uzaysal noktadaki karmaşık elektrik alanı $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ için dalga denklemi, Denklem (3.4) ile verilir.

$$\nabla^2 \mathbf{E}(\mathbf{r}) + \omega^2 \mu \epsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon}\right) \mathbf{E}(\mathbf{r}) = 0 \quad (3.4)$$

Elektrik alanı x eksenine paralel ve yalnızca z koordinatına bağlı olduğunda, ikinci dereceden diferansiyel denklem, (3.5)'deki gibi olur:

$$\frac{d^2}{dz^2} E_x(z) + \omega^2 \mu \epsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon}\right) E_x(z) = 0 \quad (3.5)$$

Denklem (3.5) için bir çözüm, Denklem (3.6)'dır:

$$E_x(z) = E_0^+ e^{-jkz} + E_0^- e^{jkz} \quad (3.6)$$

Burada,

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon}\right)} = \beta - j\alpha, \quad \alpha, \beta \geq 0 \quad (3.7)$$

k dalga sayısı, α zayıflama sabiti (Np/m) ve β faz sabitidir (rad/m). Denklem (3.6)'deki ilk terim +z yönünde hareket eden bir dalgayı ve ikinci terim -z yönünde hareket eden bir dalgayı temsil eder. +z yönünde hareket eden dalganın zamanla değişen gösterimi aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$E_x(z, t) = \text{Re}\{E_0 e^{-j(\beta - j\alpha)z} e^{j\omega t}\} = E_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z), \quad z > 0 \quad (3.8)$$

$$\frac{d}{dt}(\omega t - \beta z) = 0 = \omega - \beta \frac{dz}{dt} \Rightarrow v = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} \quad (3.9)$$

Frekans ve ortam parametrelerine bağlı olarak α ve β için ifadeler, Denklem (3.7)'nin karesini alarak, gerçekte ve sanal kısımlarını eşitleyerek ve ardından aynı anda α ve β için çözerek türetilir:

$$\alpha = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon}\right)^2} - 1 \right)} \quad (3.10)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon}\right)^2} + 1 \right)} \quad (3.11)$$

İyi dielektrik malzemeler ve yüksek frekans için, $(\sigma / \omega \epsilon)^2$ değeri genellikle 1'e kıyasla çok küçüktür. Dahası, katman malzemelerinin manyetik olmayan doğası varsayıldığında, manyetik geçirgenlik $\mu \approx \mu_0$ olur, μ_0 serbest uzayın manyetik geçirgenliğidir. Bu nedenle, α , β ve v için yaklaşık değer veren ifadeler aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\alpha = \frac{\sigma}{2} \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.12)$$

$$\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_r} \quad (3.13)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.14)$$

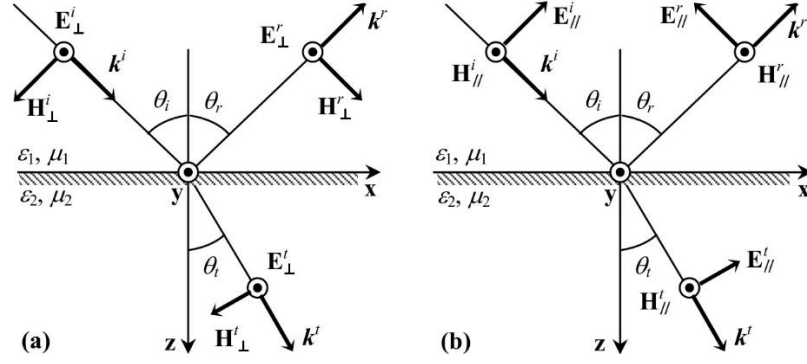
Burada $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi \, \Omega$ serbest uzayın dalga empedansıdır. ϵ_r genellikle karmaşıktır. Gerçek kısmı ortamdaki enerji depolanmasını temsil ederken, sanal kısmı dielektrik etkilerden kaynaklanan kaybı temsil eder. Ancak, iletim kaybı genellikle dielektrik etki kaybından çok daha yüksek olduğundan, dielektrik sabiti, Denklem (3.12) ile belirtildiği gibi iletim kaybı hesaba katıldığında gerçek bir sayı olarak düşünülebilir. Dahası, birçok malzeme için, bir ortamın dielektrik sabiti EM dalgalarının frekansına bağlıdır. Sonuç olarak, farklı frekanslardaki sinyal bileşenleri farklı hızlarda hareket edecek ve bu da sinyalin bozulmasına (dağıtıcı ortam) neden olacaktır. Veri yorumlamasını kolaylaştırmak için, ϵ_r frekansa göre bir sabit olarak düşünülebilir.

3.2.2. Elektromanyetik saçılma

Bir gelen dalga test edilen ortamın EM özelliklerinde bir süreksizlikle karşılaştığında, EM saçılma meydana gelir. Bu süreksizlik, iki katman arasındaki arayüz veya bir katman içindeki düzensiz şekilli bir kusur olabilir. Bu süreksizliğin geometrisine, malzemelerin özelliklerine ve gelen sinyalinin frekansına bağlı olarak dalga yansıtılır, kırılır veya kırınır.

3.2.2.1. Düzlemsel bir arayüzden saçılma

Düzlemsel bir arayüzden saçılma, Şekil 3.2’de gösterildiği gibi yansıyan ve iletilen sinyaller üretir. Yansıma ve iletim katsayıları, arayüz boyunca elektrik ve manyetik alanların teğetsel bileşenlerinin sürekliliği (sınır koşulları) kullanılarak bulunabilir. Eğik gelen bir dalga için, gelen alanın polarizasyonuna bağlı olarak yansıma ve iletim katsayıları için iki çözüm bulunabilir.



Şekil 3.2. Düz bir arayüzden eğik yansıma ve iletim: (a) TE, (b) TM.

Gelen alanın polarizasyonu, arayüze dik olan ve gelen dalganın yayılma yönü tarafından oluşturulan düzlem olan geliş düzlemine göre tanımlanır. Enine elektrik (TE veya dik, Şekil 3.2.a) dalgası, elektrik alanı geliş düzlemine dik olan bir dalgayı temsil eder. Enine manyetik (TM veya paralel, Şekil 3.2.b) dalgası, elektrik alanı geliş düzlemine paralel olan bir dalgayı temsil eder (manyetik alan bu düzleme diktir). 1. ortam (ϵ_1 ve μ_1) ile 2. ortam (ϵ_2 ve μ_2) arayüzündeki sınır koşullarını sağlayan yansıma ve iletim katsayıları aşağıdaki gibi bulunabilir (Balanis, 1989):

TE polarizasyonu için:

$$\Gamma_{\perp} = \frac{-\eta_1 \cos \theta_t + \eta_2 \cos \theta_i}{\eta_1 \cos \theta_t + \eta_2 \cos \theta_i} \quad (3.15)$$

$$\tau_{\perp} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_1 \cos \theta_t + \eta_2 \cos \theta_i} \quad (3.16)$$

TM polarizasyonu için:

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t} \quad (3.17)$$

$$\tau_{\parallel} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t} \quad (3.18)$$

burada Γ ve τ sırasıyla yansıma ve iletim katsayılarını temsil eder. η_1 ve η_2 ; 1. ve 2. ortamların öz empedanslarıdır ve kayıpsız ortamda $\eta_{1,2} = \sqrt{\mu_{1,2}/\epsilon_{1,2}}$ ile verilir. θ_i ve θ_t geliş ve iletim açıları olup, Snell kırılma yasasıyla ilişkilidir:

$$k_1 \sin \theta_i = k_2 \sin \theta_t \quad (3.19)$$

Rayleigh'in düzlem dalga kriterine göre, Denklem (3.20) koşulu sağlanıyorsa katmanın yüzeyi, pürüzsüz olarak kabul edilir (Lahouar, 2003):

$$\sigma < \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i} \quad (3.20)$$

burada σ zemin düzensizliğinin (*ground irregularity*) standart sapması ve λ gelen sinyalin dalga boyudur. Örneğin, $f_{\max} = 1,5$ GHz ($\lambda=0,2$ m) normal gelişte, $\sigma=\lambda/(8\cos\theta_i)=25$ mm değerini verir.

Pürüzsüz katman yüzeyi için, doğrusal olarak polarize edilmiş GPR gelen sinyali yansıma sırasında depolarize olmaz. Sonuç olarak, TE durumu için, yansıyan ve iletilen karmaşık elektrik alanları sırasıyla şu şekilde olacaktır: $\mathbf{E}^r = \Gamma_{\perp} \mathbf{E}^i$ ve $\mathbf{E}^t = \tau_{\perp} \mathbf{E}^i$, burada $\mathbf{E}^i$ gelen elektrik alanıdır. TM durumu için, yansıyan ve iletilen karmaşık manyetik alanlar sırasıyla şu şekilde olacaktır: $\mathbf{H}^r = \Gamma_{\parallel} \mathbf{H}^i$ ve $\mathbf{H}^t = (\eta_1/\eta_2) \tau_{\parallel} \mathbf{H}^i$, burada $\mathbf{H}^i$ gelen manyetik alanıdır. Normal (yüzeye dik) gelişte ($\theta_i = \theta_t = 0^\circ$), yansıma ve iletim katsayıları azalacaktır:

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} = \frac{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad (3.21)$$

$$\tau = \frac{2\eta_2}{\eta_1 + \eta_2} = \frac{2\sqrt{\epsilon_{r1}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad (3.22)$$

burada ϵ_{r1} ve ϵ_{r2} sırasıyla 1. ve 2. ortamların dielektrik sabitleridir. Her iki denklemin sağ tarafı iyi dielektrik, manyetik olmayan bir ortam için elde edilir. Normal gelişte, yansıyan ve iletilen alanlar gelen alanlarla aşağıdaki denklemlere göre ilişkilidir:

$$\mathbf{E}^r = \Gamma \mathbf{E}^i \text{ ve } \mathbf{H}^r = -\Gamma \mathbf{H}^i \quad (3.23)$$

$$\mathbf{E}^t = \tau \mathbf{E}^i \text{ ve } \mathbf{H}^t = (\eta_1/\eta_2) \tau \mathbf{H}^i \quad (3.24)$$

3.2.2.2. Çoklu düzlemsel katmanlardan saçılma

Homojen, manyetik olmayan ($\mu_i = \mu_0$) düzlemsel katmanlardan oluşan çok katmanlı N+1 ortam için normal gelişte, her katman arayüzündeki yansıma ve iletim katsayıları Denklem (3.25) ve (3.26)'de olduğu gibi elde edilir.

$$\Gamma_i = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r,i}} - \sqrt{\varepsilon_{r,i+1}}}{\sqrt{\varepsilon_{r,i}} + \sqrt{\varepsilon_{r,i+1}}} \quad (3.25)$$

$$\tau_i = \frac{2\sqrt{\varepsilon_{r,i}}}{\sqrt{\varepsilon_{r,i}} + \sqrt{\varepsilon_{r,i+1}}} = 1 + \Gamma_i \quad (3.26)$$

Üst katman, hava-kuplajlı bir sistem için havadan veya toprak-kuplajlı bir sistem için 1. toprak katmanı yüzeyinden oluşabilir. Son katman yarı-sonsuz olarak kabul edilir.

Katmanların dielektrik sabitleri arasındaki kontrastın küçük olduğu varsayıldığında, $|\Gamma_i| \ll 1$ elde edilir ve arayüzler arasındaki çoklu yansımalar ihmal edilebilir. Sonuç olarak, alıcıdaki yansıyan sinyal, katman arayüzlerinin her birinden gelen ana yansımaları içerecektir. Bu varsayımlarla ve normal gelen sinyal için, verici/alıcı antene referanslı giriş yansıma katsayısı $\Gamma_{in}(\omega)$ aşağıdaki gibi yaklaşık olarak hesaplanabilir:

$$\Gamma_{in}(\omega) = \Gamma_0 e^{-2jk_0 d_0} + \Gamma_1 (1 - \Gamma_0^2) e^{-2j(k_0 d_0 + k_1 d_1)} + \dots + \Gamma_{N-1} (1 - \Gamma_0^2) \dots (1 - \Gamma_{N-2}^2) e^{-2j(k_0 d_0 + k_1 d_1 + \dots + k_{N-1} d_{N-1})} \quad (3.27)$$

burada d_i ve k_i i'inci katmanın kalınlığı ve dalga sayısıdır. Γ_i , denklem (3.25) ile verilen i'inci katman ile bir sonraki katman arasındaki arayüzdeki yansıma katsayısıdır. (3.27)'deki $(1 - \Gamma_i^2)$ terimleri, dalganın her bir arayüz boyunca çift yönlü iletiminden kaynaklanır (aşağı doğru $\tau_i = 1 + \Gamma_i$ ile ve yukarı doğru $\tau_i = 1 - \Gamma_i$ ile). Üstel katsayılar $e^{-2jk_i d_i}$, dalganın i'inci katmanda yayılmasını temsil eder. Denklem (3.27) yeniden yazılırsa:

$$\Gamma_{in}(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} \Gamma_n [\prod_{i=0}^{n-1} (1 - \Gamma_i^2)] e^{-2j \sum_{i=0}^n k_i d_i} \quad (3.28)$$

$|\Gamma_i| \ll 1$ için, denklem (3.27) ve (3.28) aşağıdaki gibi daha da basitleştirilebilir:

$$\Gamma_{in}(\omega) = \Gamma_0 e^{-2jk_0 d_0} + \Gamma_1 e^{-2j(k_0 d_0 + k_1 d_1)} + \dots + \Gamma_{N-1} e^{-2j(k_0 d_0 + k_1 d_1 + \dots + k_{N-1} d_{N-1})} \quad (3.29)$$

$$\Gamma_{in}(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} \Gamma_n e^{-2j \sum_{i=0}^n k_i d_i} \quad (3.30)$$

(3.30) denkleminde (3.7), (2.14), (2.15) ve (2.24) denklemleri kullanılırsa:

$$\Gamma_{in}(\omega) = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r,0}} - \sqrt{\varepsilon_{r,1}}}{\sqrt{\varepsilon_{r,0}} + \sqrt{\varepsilon_{r,1}}} e^{-2j\frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon_{r,0}}d_0} e^{-\frac{\sigma_0\eta_0 d_0}{\sqrt{\varepsilon_{r,0}}}} + \dots +$$

$$\frac{\sqrt{\varepsilon_{r,N-1}} - \sqrt{\varepsilon_{r,N}}}{\sqrt{\varepsilon_{r,N-1}} + \sqrt{\varepsilon_{r,N}}} e^{-2j\frac{\omega}{c}(\sqrt{\varepsilon_{r,0}}d_0 + \dots + \sqrt{\varepsilon_{r,N-1}}d_{N-1})} e^{-\eta_0\left(\frac{\sigma_0 d_0}{\sqrt{\varepsilon_{r,0}}} + \dots + \frac{\sigma_{N-1} d_{N-1}}{\sqrt{\varepsilon_{r,N-1}}}\right)} \quad (3.31)$$

Bu denklem aşağıdaki şekilde daha kompakt hale getirilebilir:

$$\Gamma_{in}(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sqrt{\varepsilon_{r,n}} - \sqrt{\varepsilon_{r,n+1}}}{\sqrt{\varepsilon_{r,n}} + \sqrt{\varepsilon_{r,n+1}}} e^{-2j\frac{\omega}{c}\sum_{i=0}^n \sqrt{\varepsilon_{r,i}}d_i} e^{-\eta_0 \sum_{i=0}^n \frac{\sigma_i d_i}{\sqrt{\varepsilon_{r,i}}}} \quad (3.32)$$

3.3. GPR Verilerinden Katman Kalınlığı Kestirimi

GPR sistemleri, yeraltı katmanlarını incelemek ve jeolojik arayüzleri belirlemek için yansıma ve kırılmayı kullanabilir. ε_r 'deki fark, daha sonra bir nesne veya katman sınırı olarak yorumlanabilecek yeraltı özelliklerindeki değişimin bir göstergesidir. Yansıyan sinyallerin zaman gecikmesi ve genliği, katman kalınlığı veya nesne derinliği ve yeraltı özelliklerinin doğası hakkında bilgi sağlar.

Ortamdan yansıyıp R_x antenine gelen sinyaller alınır, karşılık gelen değişimler kaydedilir ve işlenir. Anten tasarımı ve frekansının seçimi, belirli uygulamaya ve araştırmanın derinliğine bağlıdır. Arkeolojik araştırma uygulamalarında gerektiği gibi, daha yüksek frekanslar, sıg derinlikler için daha iyi çözünürlük sağlar. Öte yandan, jeolojik haritalama ve tesis kusurlarının tespitinde gerektiği gibi, daha düşük frekanslar daha derine nüfuz eder, ancak daha düşük çözünürlüktedir. Toplanan GPR verileri, yeraltı görüntüleri oluşturmak için işlenir ve yorumlanır. Yeraltı özelliklerini görselleştirmek için sinyal işleme teknikleri kullanılır. Radargramda görüntülenen bilgi veya veri görüntüleri, sonuçları doğru bir şekilde yorumlamak için deneyimli bir GPR operatörü gerektirir. Yansıyan sinyallerin geri dönmesi için geçen süre ölçülür. Bu süre, Denklem (3.33)'e göre nesnenin derinliğini ve konumunu veya katmanların sınırlarını bulmak için kullanılabilir.

$$d = \frac{v \cdot \Delta t}{2} = \frac{c \cdot \Delta t}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.33)$$

Burada d nesnenin derinliği, Δt çift yönlü yayılma süresi, v EM dalganın yayılma hızı (hava veya vakum için $v=c=3\times 10^8$ m/s) ve ϵ_r yayılma ortamının dielektrik sabitidir.

GPR sinyallerinin nüfuz derinliği, ortamın elektriksel iletkenliğine σ ve iletilen sinyalin frekansına ve gücüne bağlıdır. σ yüksek olduğunda nüfuz derinliği azalır (yüksek sinyal zayıflaması). Yüksek çözünürlüklü tespit için yüksek frekans kullanılabilir, ancak bu nüfuz derinliğinin azalmasına neden olur. Düşük frekans kullanılması, nüfuz derinliğini artırır, ancak daha düşük çözünürlüklü tespiti neden olur. Etkili tespit için, daha derinlere nüfuz edebilecek kadar düşük frekansta sinyal gönderen ve yüksek tespit çözünürlüğü elde etmek için çok geniş bant genişliğine sahip, ultra geniş bantlı GPR sistemleri kullanılır.

Şekil 3.1’de gösterilen yansıyan darbeler arasındaki zaman farkı, kalınlığını belirlemek için araştırılan katmanın dielektrik sabitiyle birlikte kullanılabilir. i ’inci katmanın kalınlığı Denklem (3.34)’e göre hesaplanabilir (Al-Qadi ve Lahouar, 2005):

$$d_i = \frac{c \cdot \Delta t_i}{2\sqrt{\epsilon_{ri}}} \quad (3.34)$$

burada d_i , i ’inci katmanın kalınlığıdır, Δt_i , i ’inci katmandan geçen EM dalgasının iki yönlü yayılma süresidir. c , serbest uzaydaki ışık hızıdır ve ϵ_{ri} , i ’inci katmanın dielektrik sabitidir.

Hava-kuplajlı GPR sistemleri iyi bir radar sinyali verir ve genellikle yüzeyden 15–50 cm yukarıda bulunan antenler kullanılarak otoyol hız araştırmalarına olanak tanır. Ancak, anten tarafından gönderilen EM enerjisinin bir kısmının yüzey tarafından geri yansıtıldığı yerlerde nüfuz derinliği sınırlı olacaktır. Öte yandan, yer-kuplajlı GPR sistemleri daha derin bir penetrasyon sağlar, ancak sınırlı bir araştırma hızına sahiptir. Hava-kuplajlı bir sistem tarafından elde edilen ölçüm verileri, bir sonraki kısımda gösterileceği gibi, katmanların dielektrik sabitinin tahmin edilmesine olanak tanır. Bu tezde işlenen tüm ölçüm verileri, hava-kuplajlı bir GPR sistemi kullanılarak elde edilmiştir. Verilerin yorumlanmasını kolaylaştırmak için, uzak alandaki yayılan dalgayı normal gelen enine EM (TEM) düzlem dalga olarak kabul etmek tercih edilmiştir.

3.4. GPR Verilerinden Katmanların Dielektrik Sabitinin Belirlenmesi

EM dalganın yayılma hızı, yayılma ortamının dielektrik sabitinin değerine bağlıdır. Bu nedenle, katmanların geçirgenliğinin veya dielektrik sabitinin ϵ_r doğru bir şekilde belirlenmesi, doğru LTE sonuçları elde etmek için çok önemli bir adımdır. Denklem (3.34)'ten, çift yönlü yayılma süresi Δt_i 'yi doğru bir şekilde ölçtükten sonra, katman kalınlığını belirlemek için dielektrik sabiti ϵ_n 'yi bilmek gerekir. GPR sinyalinin birden fazla yansıma içermediği varsayımıyla, n'inci katman arayüzündeki bağıl yansıma genliği Denklem (3.35) ile verilir (Lahouar, 2003):

$$\frac{A_n}{A_{inc}} = \frac{\sqrt{\epsilon_{r,n}} - \sqrt{\epsilon_{r,n+1}}}{\sqrt{\epsilon_{r,n}} + \sqrt{\epsilon_{r,n+1}}} \left[\prod_{i=0}^n (1 - \gamma_i^2) \right] e^{-\eta_0 \sum_{i=0}^n \frac{\sigma_i d_i}{\sqrt{\epsilon_{r,i}}}} ; n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.35)$$

burada N katman sayısı, A_n n'inci katman arayüzündeki yansıma genliği, $\epsilon_{r,n}$ ve σ_n sırasıyla n'inci katmanın dielektrik sabiti ve iletkenliğidir (hava katmanı için $\epsilon_{r,0}=1$ ve $\sigma_{n0}=0$), Γ_i denklem (3.36)'de verilen i'inci arayüzdeki yansıma katsayısıdır, η_0 serbest uzayın dalga empedansıdır ($\eta_0 \approx 120\pi \Omega$) ve A_{inc} gelen sinyalin genliğidir. A_{inc} yansıma yüzeyine yerleştirilen ideal bir reflektör metal plaka kullanılarak ölçülebilir.

$$\Gamma_i = \frac{\sqrt{\epsilon_{r,i}} - \sqrt{\epsilon_{r,i+1}}}{\sqrt{\epsilon_{r,i}} + \sqrt{\epsilon_{r,i+1}}} \quad (3.36)$$

Birinci katmanın dielektrik sabiti $\epsilon_{r,1}$, n'yi sıfırla değiştirerek Denklem (3.35)'dan elde edilir.

$$\epsilon_{r,1} = \left(\frac{1 + [A_0/A_{inc}]}{1 - [A_0/A_{inc}]} \right)^2 \quad (3.37)$$

Burada A_0 , Şekil 3.1'de gösterildiği gibi 1. yüzey yansımasının genliğidir. İkinci katmanın dielektrik sabiti $\epsilon_{r,2}$, $n = 1$ için Denklem (3.35) kullanılarak ve Denklem (3.37)'de hesaplanan $\epsilon_{r,1}$ değeri kullanılarak hesaplanır.

$$\epsilon_{r,2} = \epsilon_{r,1} \left(\frac{(1 - [A_0/A_{inc}]^2) e^{-\eta_0 \frac{\sigma_1 t_1 c}{2\epsilon_{r,1}} - [A_1/A_{inc}]} }{(1 - [A_0/A_{inc}]^2) e^{-\eta_0 \frac{\sigma_1 t_1 c}{2\epsilon_{r,1}} + [A_1/A_{inc}]} } \right)^2 \quad (3.38)$$

Burada A_1 , Şekil 3.1'de gösterildiği gibi 2. arayüz yansımasının genliğidir ve σ_1 ve t_1 sırasıyla 1. katmanın iletkenliği ve iki yönlü yayılma süresidir. Benzer şekilde, $\epsilon_{r,3}$, Denklem (3.35)'daki n'nin 2 ile değiştirilmesiyle bulunur:

$$\varepsilon_{r,3} = \varepsilon_{r,2} \left(\frac{(1-[A_0/A_{inc}]^2)e^{-\frac{\eta_0 c}{2} \left(\frac{\sigma_1 t_1}{\varepsilon_{r,1}} + \frac{\sigma_2 t_2}{\varepsilon_{r,2}} \right)} - \gamma_1 A_1/A_{inc} - A_2/A_{inc}}{(1-[A_0/A_{inc}]^2)e^{-\frac{\eta_0 c}{2} \left(\frac{\sigma_1 t_1}{\varepsilon_{r,1}} + \frac{\sigma_2 t_2}{\varepsilon_{r,2}} \right)} - \gamma_1 A_1/A_{inc} + A_2/A_{inc}} \right)^2 \quad (3.39)$$

burada A_2 , Şekil 3.1’de gösterildiği gibi 3. arayüz yansımasının genliğidir. Γ_1 katsayısı, Denklem (3.36) ile $i = 1$ için verilen 2. arayüzdeki yansıma katsayısıdır. Aynı işlem, n ’inci katmanın dielektrik sabiti $\varepsilon_{r,n}$ ’yi aşağıdaki gibi hesaplamak için yinelemeli olarak tekrarlanabilir:

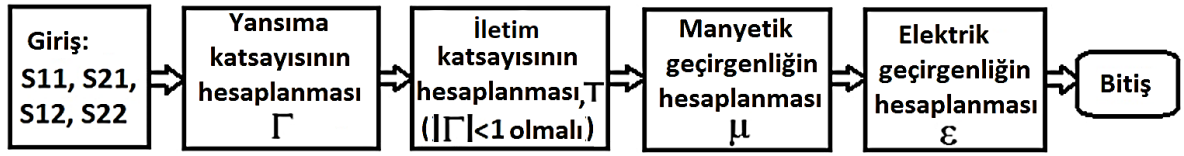
$$\varepsilon_{r,n} = \varepsilon_{r,n-1} \left(\frac{(1-[A_0/A_{inc}]^2)e^{-\frac{\eta_0 c}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\sigma_i t_i}{\varepsilon_{r,i}} - \sum_{i=1}^{n-2} \gamma_i A_i/A_{inc} - A_{n-1}/A_{inc}}{(1-[A_0/A_{inc}]^2)e^{-\frac{\eta_0 c}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\sigma_i t_i}{\varepsilon_{r,i}} - \sum_{i=1}^{n-2} \gamma_i A_i/A_{inc} + A_{n-1}/A_{inc}}} \right)^2 \quad (3.40)$$

Yukarıdaki denklemler, yalnızca ε_r ’nin derinliğe göre değişmediği homojen katmanlar için doğrudur.

Yeraltı katmanlarının dielektrik sabitini bilmek için çeşitli yaklaşımlar kullanılmıştır. Bir yöntem, bilinen kalınlıktaki bir yeraltı katmanının arka yüzeyinden yansıyan GPR sinyalinin ölçülen iki yönlü yayılma süresini kullanır. Burada, yeraltı katmanının kalınlığı, o katmanın bir numune parçasından bilinebilir. Ayrıca, bir katmanın dielektrik sabiti, bilinen bir derinlikte katmanın arkasına bir metal plaka yerleştirilerek belirlenebilir. Daha sonra, dielektrik sabiti, metal plakadan yansıyan GPR sinyalinin ölçülen iki yönlü yayılma süresinden ve metal plakanın bilinen derinliğinden hesaplanabilir. Laboratuvar da bazı ölçüm yöntemleri de kullanılmıştır. Katmanların dielektrik özellikleri, yapılarına, gözenekliliğine, nem içeriğine vb. bağlı olarak değişir. Tahribatsız bir yaklaşım, hava kuplajlı bir GPR anteni kullanılarak kaydedilen yansıyan genlikten yansıma katsayısının hesaplanmasına dayanır. Sonucu, yüzey pürüzlülüğüne ve antenin havadaki yüksekliğine bağlıdır. Başka bir tahribatsız yaklaşım, dielektrik sabitini normal bir yer-kuplajlı GPR sistemi kullanılarak kaydedilen yüzey dalgalarından türetir, ancak hava ve malzeme içindeki doğrudan dalgaları ayırmada zorluk çeker. Yüzey yansıma yöntemi (SRM), kayıpsız homojen tabakaların ε_r değerini ve kalınlığını tahmin etmek için kullanılan tahribatsız yöntemlerden biridir.

3.5. NRW Yöntemi Kullanılarak Malzeme Dielektrik Sabitinin Belirlenmesi

Nicholson Ross Weir (NRW) yöntemi, homojen polietilen malzemesinin dielektrik sabitini (ϵ_{r-PE}) belirlemek için kullanılmıştır. 98,5×89,50×5 cm PE plakası üzerinde yapılan serbest uzay (S parametreleri) ölçümlerinin verileri, Matlab kullanılarak NRW yöntemine göre işlenmiştir. İşlem, dielektrik sabitinin mutlak değerine dayanır. ϵ_r değerine ait matris verileri rasyonel transfer fonksiyonu ile filtrelenmiştir. Kullanılan NRW yönteminin uygulama aşamaları Şekil 3.3'te gösterilmiştir.



Şekil 3.3. Kullanılan NRW yönteminin uygulama aşamaları.

NRW prosedürü aşağıdaki denklemlerden türetilmiştir (Kuek ve ark., 2012):

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2} \text{ ve } S_{21} = \frac{T(1-\Gamma^2)}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (3.41)$$

S_{11} ve S_{21} doğrudan ağ analizöründen elde edilebilir. Yansımaya katsayısı Γ aşağıdaki gibi çıkarılabilir:

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (3.42)$$

Burada

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (3.43)$$

Doğru kökü bulmak için $|\Gamma_1| < 1$ koşulu gereklidir. İletim katsayısı T şu şekilde yazılabilir:

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (3.44)$$

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma_1}{\Lambda(1 - \Gamma) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (3.45)$$

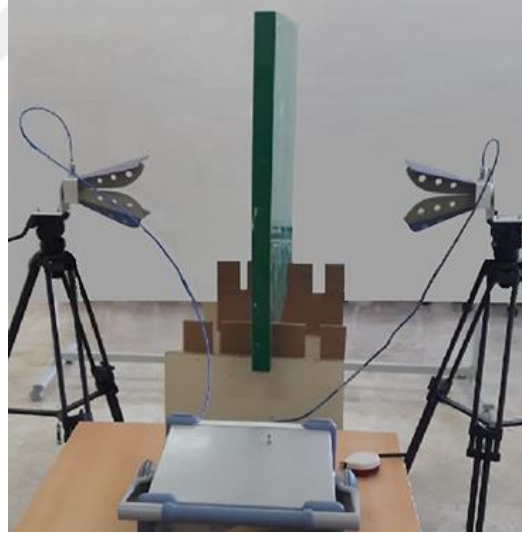
burada λ_0 serbest uzay dalga boyu, λ_c kesme dalga boyudur ve

$$\frac{1}{\Lambda^2} = \left(\frac{\epsilon_r \mu_r}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \right) = - \left(\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right)^2 \quad (3.46)$$

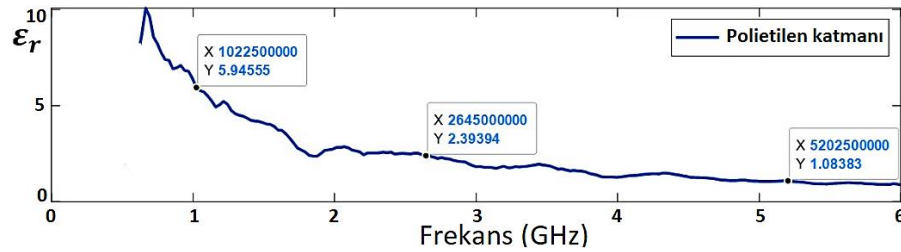
burada L malzeme uzunluğu, ϵ_r bağıl elektrik geçirgenlik ve μ_r bağıl manyetik geçirgenliktir.

$$\epsilon_r = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r} \left(\frac{1}{\lambda_c^2} - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2 \right) \quad (3.47)$$

NRW yöntemini kullanarak ϵ_{r-PE} 'yi belirlemek için kullanılan serbest uzay ölçüm düzeneği Şekil 3.4'de gösterilmektedir. Şekil 3.5'de ise NRW yöntemi ile elde edilen PE dielektrik sabiti ϵ_{r-PE} frekanslı fonksiyon olarak gösterilmektedir. Bölüm 4.1'de bu yöntemin sonuçları açıklanacaktır.



Şekil 3.4. NRW yöntemini kullanarak ϵ_{r-PE} 'yi belirlemek için serbest uzay ölçüm düzeneği.



Şekil 3.5. NRW yöntemi ile elde edilen PE dielektrik sabiti ϵ_{r-PE}

3.6. Dielektrik Sabiti Kestirimi İçin Yüzey Yansıma Yöntemi

Yüzey yansıma yöntemi (SRM), bir katmanın dielektrik sabitini, önceki katmanın değerine ek olarak, gelen ve yansıyan darbelerin genliğine bağlı olarak tahmin eder (Cui ve ark., 2021; Sui ve ark., 2024). SRM, 1. katmanın dielektrik sabitini elde etmek için Denklem (3.37)'i uygular. Denklem (3.38)'da $\sigma \approx 0$ 'ı kullanmak, bu yöntemle 2. katman dielektrik sabitini tahmin etmede kullanılan Denklem (3.48)'i verir.

$$\varepsilon_{r,2} = \varepsilon_{r,1} \left(\frac{(1-[A_0/A_{inc}]^2)-[A_1/A_{inc}]}{(1-[A_0/A_{inc}]^2)+[A_1/A_{inc}]} \right)^2 \quad (3.48)$$

A_0 , birinci katmanın ön yüzeyinden yansıyan EM dalganın genliğini temsil eder. A_1 , birinci ve ikinci katman arasındaki yüzeyden yansıyan EM dalganın genliğini temsil eder. A_{inc} , gelen EM dalganın genliğidir. Bu genlik, dielektrik sabiti tahmin edilecek birinci katmanın ön yüzeyine aynı mesafede ideal bir reflektör kullanılarak R_x anteninde ölçülebilir. Gelen EM dalganın genliği A_{inc} , hava katmanında kayıpsız yayılım varsayıldığında, ideal reflektörden yansıyan EM dalganın ölçülen genliğine yaklaşık olarak eşittir. $\varepsilon_{r,3}$ değeri, Denklem (3.39)'tan $\sigma_1 \approx 0$, $\sigma_2 \approx 0$ iken Γ_1 , Denklem (3.36)'ye göre yerine konur ve Denklem (3.49)'de olduğu gibi türetilir.

$$\varepsilon_{r,3} = \varepsilon_{r,2} \left(\frac{(1-[A_0/A_{inc}]^2)-\frac{\sqrt{\varepsilon_{r,1}}-\sqrt{\varepsilon_{r,2}}}{\sqrt{\varepsilon_{r,1}}+\sqrt{\varepsilon_{r,2}}}A_1/A_{inc}-A_2/A_{inc}}{(1-[A_0/A_{inc}]^2)-\frac{\sqrt{\varepsilon_{r,1}}-\sqrt{\varepsilon_{r,2}}}{\sqrt{\varepsilon_{r,1}}+\sqrt{\varepsilon_{r,2}}}A_1/A_{inc}+A_2/A_{inc}} \right)^2 \quad (3.49)$$

Diğer katmanların dielektrik sabiti, Denklem (3.41)'den benzer şekilde türetilir.

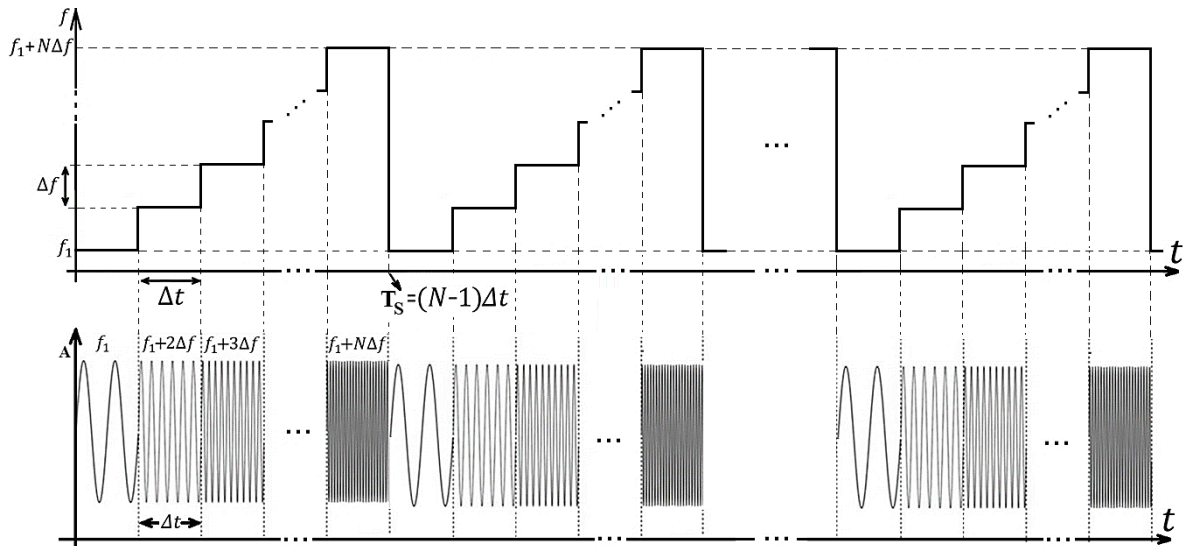
SRM, dielektrik sabitini ve katman kalınlığını tahmin etmek için kullanılan popüler bir geleneksel yöntemdir. Bu yöntem, yeni katman kalınlığı tahmin yöntemlerinin sonuçlarını değerlendirmek için hala bir referans olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada, Polietilen ve havadan oluşan katmanlı ortamda tasarlanmış adım frekanslı sürekli dalga radarının (SFCW) 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz bantlarında ölçülen verilerine SRM de uygulanmıştır. Bu yöntemin LTE sonuçları, sonraki bölümde tartışılacaktır.

3.7. SFCW GPR Sistemi

3.7.1 SFCW GPR prensipleri

Adım frekanslı sürekli dalga yere nüfuz eden radar (SFCW GPR), frekans domeni radar sistemidir. SFCW sinyali, adım adım artan frekanslarda ardışık sinüs dalgalarından oluşur. Burada “sürekli dalga” terimi, her frekansta sinyalin eş zamanlı olarak gönderilmesini ve alınmasını ifade eder. Bu, darbe GPR’nın dezavantajını (nüfuz derinliği ve algılama çözünürlüğü arasındaki tavizi) aşarak çok geniş bir bant genişliği elde etmeyi amaçlar. Bu nedenle kaydedilen ham veriler, yeraltının frekans tepkisini temsil eder ve zaman domeni tepkisini elde etmek için ters Fourier dönüşümü uygulanabilir. Burada SFCW radar prensiplerinin kısa bir açıklaması verilecektir.

Verici, t_{PRI} zamanı boyunca düzgün bir Δf adım aralıklı N frekanslı sentetik bir darbe üretir; bu darbe tekrarlama aralığıdır (PRI). Şekil 3.6, SFCW radar dalga formunu frekans-zaman ve genlik-zaman domenlerinde göstermektedir. Radar, f_1 frekansından başlayarak N adımda B bant genişliğini tarar. Her tonun zaman aralığı Δt ’dir, bu nedenle zaman taraması $T_s = (N-1)\Delta t$ ’dir. Merkezi frekans $f_c = f_1 + B/2$ ’dir. f_1 başlangıç frekansı, Δf adım frekansı, B bant genişliği, Δt ton süresi, N frekans sayısı, A sinyal genliği ve T_s tarama süresidir. Her bir adımın frekansı Denklem (3.50) ile bulunur (Sipos ve ark., 2020):



Şekil 3.6. Frekans-zaman ve genlik-zaman alanındaki SFCW radar dalga formu.

$$f_n = f_1 + (n - 1)\Delta f ; \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.50)$$

burada f_1 başlangıç frekansdır. Radar sistemi bant genişliği $B = N\Delta f$ 'dir ve (3.51)'de verilen menzil çözünürlüğü ile doğrudan ilişkilidir:

$$\Delta R = \frac{v}{2B} \quad (3.51)$$

burada v ortamdaki EM dalga yayılma hızıdır. Aralık çözünürlüğü ΔR homojen ortam için sabit olduğundan, N sayısı (3.52)'de verilen maksimum menzili belirler:

$$R_{max} = N\Delta R \quad (3.52)$$

Sabit mesafedeki bir hedef için, alıcı, gönderilen sinyalin t süresi boyunca iki yönlü zaman gecikmeli bir versiyonunu alır. Bu sinyal Denklem (3.53) ile tanımlanır:

$$S_n(w_n, t) = A_n \exp(-j(w_n(t + \tau) + \theta_n)) \quad (3.53)$$

burada A_n yansıyan sinyal genliğidir, $w_n = 2\pi f_n$, τ , sinyalin iki yönlü zaman gecikmesi ve θ_n faz ofsetidir. Sinyal daha düşük bir ara frekansa (IF) modüle edildiğinde ve daha sonra aynı fazda ve dördün (IQ) temel bant sinyaline demodüle edildiğinde, yüksek hızlı analogdan dijitalle dönüştürücülere ihtiyaç duyulmaz. Bu bileşenler gönderilen ve alınan sinyallerin genlik ve faz oranı bilgilerini içerir. Tüm frekanslar için IQ temel bant sinyali şöyle verilir:

$$C_n(w_n, \tau) = I_n(w_n, \tau) + jQ_n(w_n, \tau) = \exp(-jw_n\tau) = \exp(-j\phi_n) \quad (3.54)$$

Bir menzil bölmesi (*range bin*) aşağıdaki karmaşık vektörle temsil edilebilir:

$$V = [C_0, C_1, \dots, C_{N-1},] \quad (3.55)$$

V 'nin alınan elemanlarına ters ayrık Fourier dönüşümü (IDFT) uygulamak, zaman domeninde y_n darbe tepkisini verir.

$$y_n = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} C_i \exp\left(\frac{j2\pi ki}{M}\right) \quad (3.56)$$

Burada $0 \leq k < M$. Karmaşık vektör V 'yi IDFT uygulamadan önce sıfırlarla T boyutuna genişletmek çözünürlüğü artırır. Büyüklüğü alınır;

$$|y_n| = \left| \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{L-1} C_i \exp\left(\frac{j2\pi ki}{T}\right) \right| \quad (3.57)$$

Bir hedefin varlığında, sonuç, neden olunan zaman gecikmesine karşılık gelen konumda sentetik bir darbe olarak görünecektir.

3.7.2. SFCW GPR tasarımı ve ölçüm düzeneği

1-5,5 GHz EM dalgalarla çok katmanlı ortamı araştırmak için bir SFCW radarı tasarlanmış, T_x ve R_x antenleriyle desteklenmiştir. Şekil 3.7’de gösterildiği gibi ölçüm düzeneği, RF sinyal üretici olarak ZVL-13 model bir vektör ağ analizörü (VNA), SFCW radarı ve çok katmanlı bir yapıdan oluşur.



Şekil 3.7. SFCW-GPR sisteminin ölçüm düzeneği.

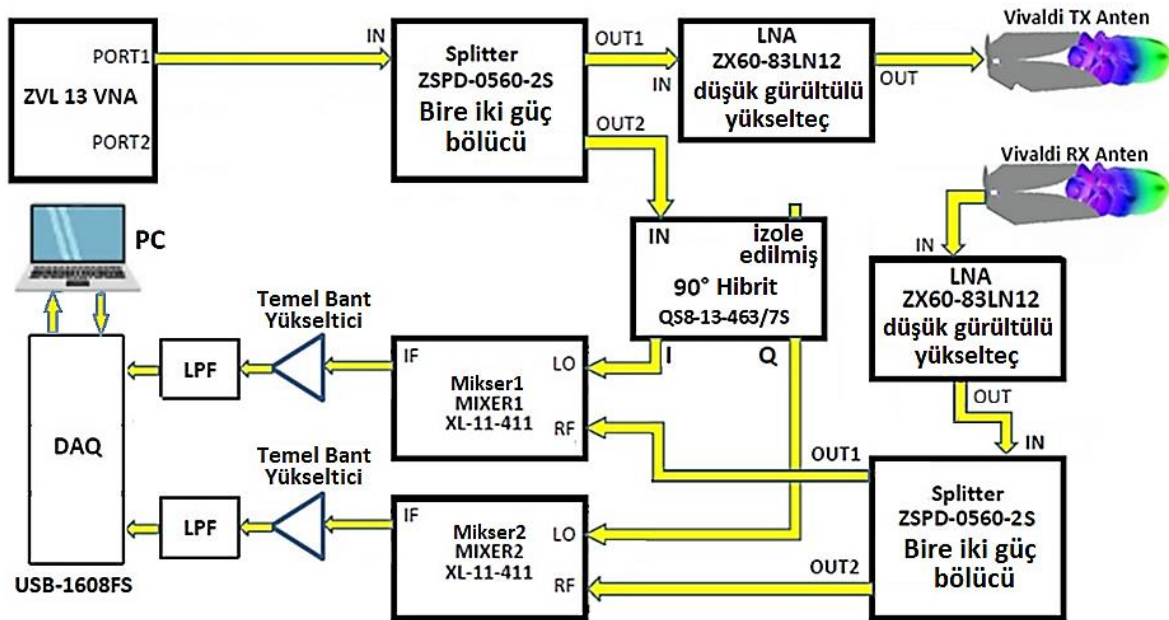
SFCW radarı, ayrı bileşenler kullanılarak sıfır-IF sistemi olarak tasarlanmış ve VNA ile desteklenmiştir. Donanım bileşenleri, aralarındaki uyumluluk ve maksimum sinyal-gürültü oranı SNR dikkate alınarak seçilmiştir. İki anten arasındaki uygun mesafeyi kolayca ayarlamak için antenleri sabitlemek için bir mekanizma oluşturulmuştur. Gerçeklenen SFCW-GPR sistem kutusu ve anten sabitleme mekanizmasının üstten görünümü Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8. SFCW-GPR sistem kutusu ve anten sabitleme mekanizmasının üstten görünümü.

3.7.3. SFCW GPR donanımı ve sistem parametreleri

SFCW-GPR sisteminin blok diyagramı Şekil 3.9’de verilmiştir. Sistemde kullanılan bazı önemli bileşenler Şekil 3.10’de gösterilmiştir. VNA tarafından üretilen 0 dBm SFCW sinyali güç bölücü ile ikiye bölünür. Bölücünün ilk çıkışı 30 dB kazançlı düşük gürültülü amplifikatör (LNA) kullanılarak yükseltilir ve T_x antenine uygulanır. Bölücünün ikinci çıkışı, bir aynı fazda ve bir dördün (IQ) çıkışlar verecek olan 90°-hibrit devrenin girişine uygulanır.



Şekil 3.9. Tasarlanan SFCW-GPR sisteminin blok diyagramı.

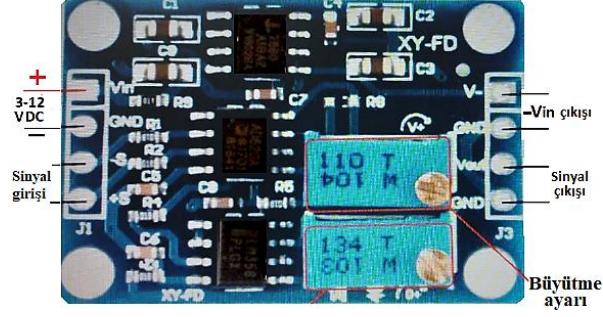


Şekil 3.10. SFCW-GPR sisteminde kullanılan bazı donanım bileşenleri.

R_x anteninden alınan sinyal 30 dB kazançlı LNA ile yükseltilir ve ardından başka bir güç bölücü ile ikiye bölünür. Alıcıdaki ilk mikser kullanılarak, bölücünün ilk çıkışı 90°-hibrit devrenin I çıkışıyla aşağı karıştırılırken, ikinci çıkışı ikinci mikser kullanılarak 90°-hibrit devrenin Q çıkışıyla aşağı karıştırılır. Örnekleme işleminden önce, mikserlerin çıkışındaki I ve Q temel bant sinyalleri alçak geçiren filtreden geçirilir. Daha sonra mikrovolt veya milivolt sinyalleri yükseltebilen 1MHz-BW temel bant yükselteci (AD620) devreleri kullanılarak, ayarlanabilir kazanç, yüksek hassasiyet, düşük ofset ve iyi doğrusallık ile yükseltilir. USB-1608FS model veri toplama cihazı (DAQ), temel bant sinyallerini örnekleme için kullanılır. 16 bit, 8 kanallı, 50 kS/s/kanal eşzamanlı örnekleme sağlar. Kullanılan donanım bileşenleri Çizelge 3.1’de verilmiştir. Şekil 3.11, kullanılan AD620 sinyal yükselteci modülünü göstermektedir.

Çizelge 3.1. SFCW-GPR sisteminde kullanılan donanım bileşenleri.

Bileşen	Açıklaması
ZVL-13	Vektör ağ analizörü (VNA)
USB-1608FS	Veri toplama cihazı (DAQ) 8-Channel, 16-Bit, 50 kS/s/ch
QS8-13-463/7S	Hibrit kuplör 0.5-10 GHz, 3 dB
XL-11-411	Çift dengeli mikser, 1-6000 MHz, DC kuplajlı
LNA	Geniş bant düşük gürültülü yükselteç, 30dB @ 3 GHz, 20 MHz-6 GHz
ZSPD-0560-2S	Bire iki güç bölücü, 500-6000 MHz
Vivaldi Antenler	UWB (0.9-8 GHz), 2.4 GHz’de kazanç 10dBi, 4.0 GHz’de 12dBi, 6.0 GHz’de 13dBi, 1.1 - 6 GHz arası VSWR < 2.0.

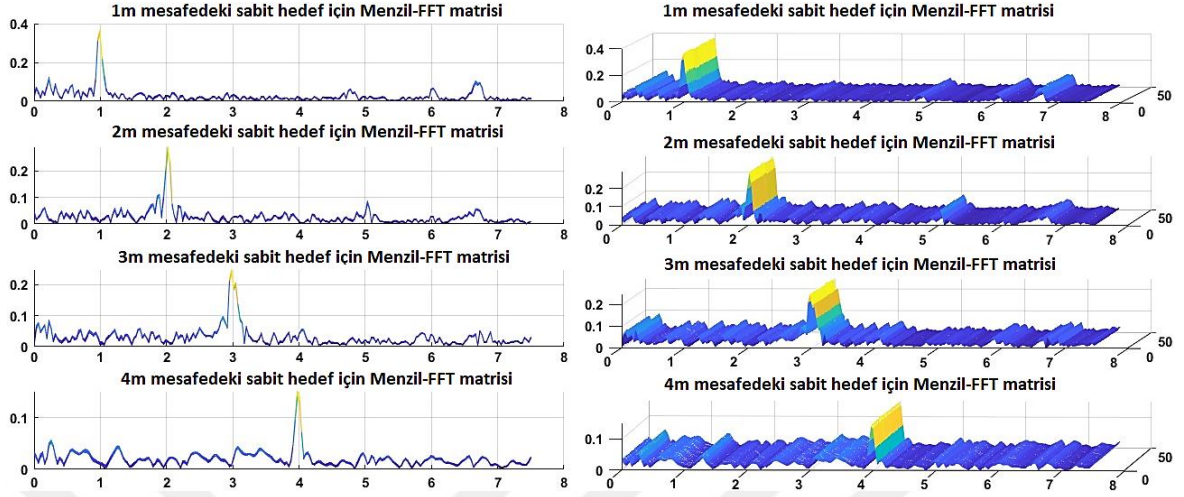


Şekil 3.11. Kullanılan AD620 sinyal yükseltici modülü.

İlk olarak, SFCW radarı zaman domeninde en iyi örneklenmiş I ve Q temel bant sinyallerini elde etmek için kalibre edilmiş ve test edilmiştir. Daha sonra, farklı katmanlı ölçüm düzenekleri ve parametrelerle 300'den fazla deneysel ölçüm gerçekleştirilmiştir. I ve Q taban bant sinyallerinden Denklem (3.58)'a göre DAQ cihazı tarafından örneklenerek veri matrisi oluşturulmuştur:

$$veri\ matrisi = a \cdot I - jb \cdot Q \quad (3.58)$$

Bazen I ve Q bileşenlerinin genlikleri, kullanılan frekans aralığına bağlı olarak değişen 90°-hibrit devrenin tepkisi nedeniyle birbirinden farklılık gösterir. Ayrıca, bağlantılar ve temel bant yükseltecinin uyumsuzluğu da I ve Q genlikleri üzerinde farklı etkilere sahiptir. Bunu telafi etmek için, Denklem (3.58)'e göre veri matrisi oluşturulurken ölçekleme faktörleri a ve b kullanılır. a ve b değerlerinin doğru seçilmesi, Menzil-FFT tepe seviyelerini iyileştirir. Uygun ölçekleme faktörleri a ve b , kullanılan frekans bant genişliğine göre farklı değerler denenerek seçilmiştir. Oluşturulan veri matrisindeki satır sayısı $M=T_O/T_C$ ve sütun sayısı $K=F_S \times T_C$ 'dir; burada T_O toplam gözlem periyodu, T_C chirp sinyali periyodu ve F_S örnekleme frekansıdır. Hedeflerin menzilini tespit etmek için Matlab kodları geliştirilmiştir. Radar performansı testi sırasında, ardışık alınan chirp sinyalleri için Menzil-FFT hesaplanır ve hedeflerin menzili, (Acar ve ark., 2021) çalışmasındaki gibi Menzil-FFT matrisindeki tepe değerlerin konumlarına göre belirlenir. İlk testler, 1, 2, 3 ve 4 m'deki metal plaka hedefleri için çeşitli bant genişliklerinde, $N=201$ ve 101 adımlarda ve farklı T_x ve R_x antenleri arası mesafelerde yapılmıştır. Şekil 3.12, bu testlerin bazı sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 3.12. 1,5-5,5 GHz bandında 1, 2, 3 ve 4 m'deki metal plaka hedefin menzil ölçüm sonuçları, (N=201 adım ve Tx - Rx antenleri arası 40 cm).

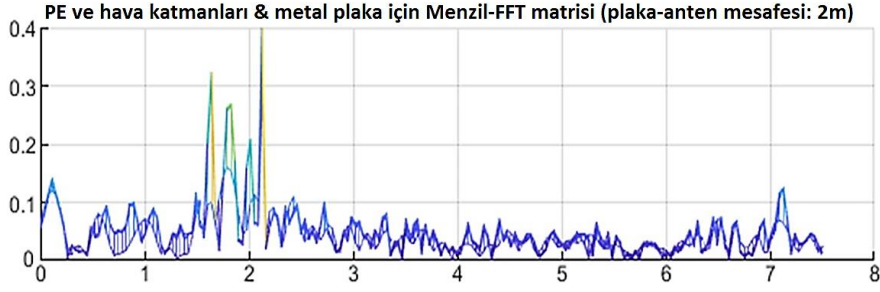
Önerilen LTE yöntemi kullanılarak bazı çok katmanlı yapılar araştırılmıştır. Test edilen katmanlı yapılar şunlardır:

- 1) 18,5 cm'lik bir polietilen (PE) katmanı ve bir metal plaka.
- 2) 18,5 cm'lik PE katmanı, 30 cm'lik hava katmanı ve metal plaka.
- 3) Yalnızca 18,5 cm'lik PE katmanı.

Şekil 3.11'de belirtilen üçlü katmanı göstermektedir. Bahsedilen katmanlı yapılara göre, FFT-Menzil-tabanlı LTE ölçümleri 1, 2 ve 3 m mesafeler için 2-4 ve 1,5-5,5 GHz bantlarında gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.13'teki düzenek ile 2-4 GHz, N=201, Rx-Tx aralığı 40 cm ve 2 m mesafe için elde edilen bir Menzil-FFT matrisi örneği Şekil 3.14'te görülmektedir.



Şekil 3.13. 18,5 cm PE katmanı, 30 cm hava katmanı ve metal yansıtıcıdan oluşan yapı.



Şekil 3.14. Menzil-FFT matrisinin bir örneği.

1,5-5,5 GHz ve 2-4 GHz frekans bantları için geleneksel Menzil-FFT kullanan LTE sonuçları, biraz belirsizlik içeren yaklaşık kestirimlerle sonuçlanmıştır. SFCW radar sistemleri karmaşıktır ve alınan sinyallerden anlamlı bilgiler çıkarmak için önemli işlemler gerektirir. Bu tezde, Menzil-FFT tabanlı LTE'ye eşlik eden belirsizliği en aza indirmek için yeni bir PCA tabanlı LTE yöntemi önerilmiştir.

3.8. PCA ve SVD Veri İşleme Teknikleri

Temel bileşen analizi (PCA), temel bazın doğrusal bir kombinasyonu olarak başka bir baz verir. Yeni baz, verileri en az hata miktarıyla yeniden ifade eder (Richardson, 2009). Verileri bir $k \times l$ $\mathbf{Q}$ matrisi olarak temsil ederek, l sütunları örnekleri ve k satırları değişkenleri (SFCW radardan alınan chirp sinyallerine karşılık gelen temel bant örneklerinin mutlak değerlerini) temsil eder. Matris $\mathbf{Q}$, doğrusal olarak bir $k \times l$ matris $\mathbf{Z}$ 'ye dönüştürülecektir, böylece bazı $k \times k$ matrisi $\mathbf{A}$ için aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{A}\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} a_1 \cdot q_1 & \cdots & a_1 \cdot q_l \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_k \cdot q_1 & \cdots & a_k \cdot q_l \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

$\mathbf{A}$ 'nın satırları $a_1, a_2, \dots, a_k$ satır vektörleridir ve $\mathbf{Q}$ 'nun sütunları $q_1, q_2, \dots, q_l$ sütun vektörleridir. Burada $a_i \cdot q_j$, $a_i, q_j \in \mathbb{R}^k$ olan standart Euclid iç çarpımıdır. Veri matrisi $\mathbf{Q}$, $\mathbf{A}$ matrisinin sütunlarına yansıtılmıştır. $\mathbf{A}$ matrisinin satırları, $\mathbf{Q}$ veri matrisi sütunları için yeni bir baz temsil eder. $\mathbf{A}$ 'nın satırları temel (ana) bileşen yönleri olacaktır.

PCA, verilerinin varyansına göre orijinal baz bağımsızlığını belirler. Yeni baz tanımlamasında kullanılacak maksimum varyansa sahip yönleri belirleyerek, orijinal verileri

de-korelasyona uğratmaya çalışır (Richardson, 2009). $\mathbf{Q}$ 'dan kovaryans matrisi şöyle bulunur:

$$\mathbf{C}_Q = \frac{1}{n-1} \mathbf{Q}\mathbf{Q}^T \quad (3.60)$$

$\mathbf{C}_Q$ 'da diyagonal değerler varyanslardır ve diyagonal olmayan değerler kovaryanslardır. Kovaryans, iki değişken arasındaki korelasyonun bir ölçüsüdür. PCA esasen dönüştürülmüş matris $\mathbf{Z}$ 'deki değişkenlerin mümkün olduğunca korelasyonsuz olması gerektiğini varsayar. Bu nedenle, $\mathbf{C}_Z$ 'deki farklı değişkenler mümkün olduğunca çok küçük kovaryanslar vermelidir. Matris $\mathbf{A}$, $\mathbf{C}_Z$ 'nin diyagonal olması için seçilmelidir. Vektörün yeni bazda ortogonal olduğu varsayımı, $a_1, a_2, \dots, a_k$, doğrusal cebir araçlarını kullanarak bir çözüm bulmayı basitleştirir.

$$\mathbf{C}_Z = \frac{1}{n-1} \mathbf{A}\mathbf{W}\mathbf{A}^T \quad (3.61)$$

burada $\mathbf{W} = \mathbf{Q}\mathbf{Q}^T$ ve $\mathbf{W}$ bir $k \times k$ simetrik matristir, çünkü $(\mathbf{Q}\mathbf{Q}^T)^T = (\mathbf{Q}^T)^T(\mathbf{Q})^T = \mathbf{Q}\mathbf{Q}^T$. Doğrusal cebirden, bir matris kare ve simetrikse her zaman ortogonal olarak diyagonal yapılabilir olacaktır. Dolayısıyla, $\mathbf{W}$, $\mathbf{W} = \mathbf{E}\mathbf{D}\mathbf{E}^T$ ile ifade edilebilir, burada $\mathbf{E}$ bir $k \times k$ ortogonal matristir (sütunları $\mathbf{W}$ 'nin ortogonal özvektörlerini temsil eder) ve $\mathbf{D}$, diyagonal girişlerinde $\mathbf{W}$ 'nin özdeğerlerini içeren bir diyagonal matristir. $\mathbf{W}$ 'nin rankı, r , ortogonal özvektörlerinin sayısı olarak tanımlanır. $\mathbf{A}$ satırlarını $\mathbf{W}$ 'de var olan özvektörler olarak seçmek, $\mathbf{A} = \mathbf{E}^T$ yi (ve tersini) garanti eder. $\mathbf{C}_Z$ şunu verir:

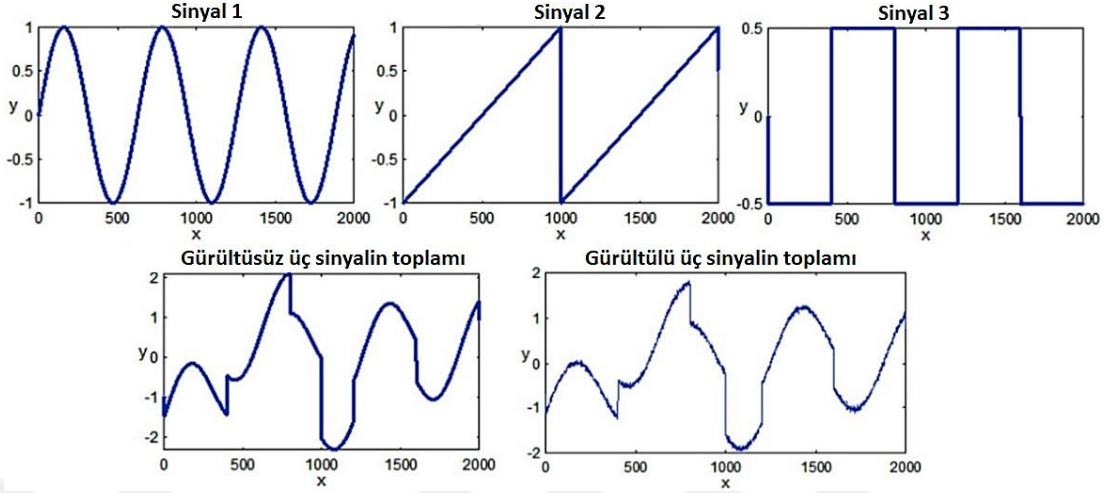
$$\mathbf{C}_Z = \frac{1}{n-1} \mathbf{D} \quad (3.62)$$

En büyük varyans 1. ana bileşene, bir sonraki en büyük varyans ise 2. ana bileşene, vb. atıfta bulunur. $\mathbf{A}$ 'nın satırları kovaryans matrisi $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^T$ 'nin özvektörleridir ve bu satırlar önem sırasına göre olacaktır. PCA ve tekil değer ayrışımı (*singular value decomposition*, SVD) yakından ilişkilidir (Richardson, 2009). $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{l \times k}$ verildiğinde, $\mathbf{B}$ 'nin bir SVD'si $\mathbf{B} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^T$ ile verilir. Burada $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{l \times l}$ ve $\mathbf{V} \in \mathbb{R}^{k \times k}$ ortogonal matrislerdir, $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{l \times k}$ ise diyagonaldır. $\mathbf{\Sigma}$ 'nin diyagonal değerleri negatif değildir ($\mathbf{B}$ 'nin tekil değerleri). Tekil değerler $\mathbf{\Sigma}$ içinde diyagonal olarak en büyükten en küçüğe doğru sıralanır. $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{l \times l}$ ve $\mathbf{V} \in \mathbb{R}^{k \times k}$ nin sütunları sırasıyla $\mathbb{R}^l$ ve $\mathbb{R}^k$ vektör uzayları için tabanlar oluşturur. $\mathbb{R}^l$ deki herhangi bir f vektörü $\mathbf{U}$ sütunlarında bulunan bazdan inşa edilebilirken, $\mathbb{R}^k$ deki herhangi bir g vektörü $\mathbf{V}$

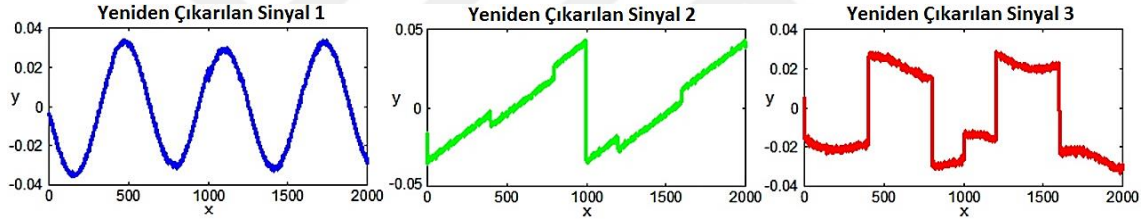
sütunlarında bulunan bazdan inşa edilebilir. İnşa edilen $\hat{f}$ and $\hat{g}$ vektörleri $\hat{f} = \mathbf{U}^T f$ ve $\hat{g} = \mathbf{V}^T g$ ile verilebilir. $f = \mathbf{B}g$ olduğunda $\hat{f} = \mathbf{\Sigma}\hat{g}$ olduğu çıkarılabilir. Eğer domen ve menzül uzayları için bazlar uygun şekilde seçilirse, SVD her matrisin köşegen olduğunu doğrular. Doğrusal cebirden, $\mathbf{B}$ 'nin sıfır olmayan tekil değerleri, $\mathbf{B}\mathbf{B}^T$ veya $\mathbf{B}^T\mathbf{B}$ nin sıfır olmayan özdeğerlerinin karekökleridir. Şu bulunabilir: $\mathbf{B}^T\mathbf{B} = \mathbf{V}(\mathbf{\Sigma}^T\mathbf{\Sigma})\mathbf{V}^T$.

$\mathbf{B}^T\mathbf{B}$ nin aynı özdeğerlere sahip $\mathbf{\Sigma}^T\mathbf{\Sigma}$ ile aynı olduğu gözlemlenmiştir. $\mathbf{\Sigma}^T\mathbf{\Sigma}$ bir kare ($k \times k$) diyagonal matristir, bu nedenle özdeğerler diyagonal değerleridir (bu özdeğerler tekil değerlerin karelerine eşittir). Sıfırdan farklı özdeğerler $\mathbf{B}\mathbf{B}^T$ ve $\mathbf{B}^T\mathbf{B}$ için aynıdır. $\mathbf{B}^T\mathbf{B}$ matrisi için bir özdeğer ayrışımı etkili bir şekilde gerçekleştirilmiştir. $\mathbf{B}^T\mathbf{B}$ simetrik olduğundan, özvektörleri $\mathbf{V}$ 'nin sütunlarıdır. Bu, veri matrisi $\mathbf{Q}$ 'nun SVD'si ile PCA'sı arasındaki pratik ilişkiyi açıklar. $\mathbf{B}^T\mathbf{B}$ nin bir SVD'si gerçekleştirilirse, ana bileşenler $\mathbf{V}$ sütunlarında elde edilecektir. Orijinal verileri ana bileşenler yönlerine yansıtmak için, $\mathbf{V} = \mathbf{A}^T$ olduğunda $\mathbf{Z} = \mathbf{V}^T\mathbf{Q}$ denklemi kullanılabilir. Orijinal verileri kurtarmak için, $\mathbf{Q} = \mathbf{V}\mathbf{Z}$ denklemi kullanılacaktır ($\mathbf{V}$ 'nin ortogonallığı kullanılarak). Kör Kaynak Ayırma, birbirleriyle ve rastgele gürültüyle birleştirilmiş farklı sinyallerin bir karışımından sinyalleri ayırmak için PCA uygulamalarından biridir. Bu karışımın ayrı bileşenleri elde etmek için PCA, grup sinyalinin gürültüsünü gidermek ve yararlı sinyalleri çıkarmak için kullanılabilir.

PCA tekniği kullanılarak, orijinal sinyallerin karışık bir gürültü sinyali ve üç orijinal sinyal kombinasyonundan çıkarılması olasılığı örnek çalışma olarak araştırılmıştır. Test amacıyla, PCA tabanlı kör kaynak ayırma (BSS) uygulayan bir ön örnek yürütülmüştür. Sinüzoidal, üçgen ve kare dalga sinyalleri ve bunların gürültülü ve gürültüsüz toplamı Şekil 3.15'te verilmiştir. Bu birleşik sinyalleri PCA kullanarak analiz ederek hem grup sinyalinin gürültüsünü gidermek hem de orijinal sinyalleri ayırmak mümkündür. Giriş veri matrisi için maksimum varyansın (ortogonal) yönlerini bularak bireysel sinyaller çözülebilir. Ayrıca, bu analiz için SVD'yi tekrar kullanmak mümkündür (Richardson, 2009). Şekil 3.16, karışık (toplam) ve bir gürültü sinyaline sahip üç sinyale PCA tekniği uygulanarak elde edilen yeniden yapılandırılmış sinyalleri göstermektedir. Sonuçlar, üç orijinal sinyalin oldukça kabul edilebilir bir hata ile çıkarıldığını göstermektedir.



Şekil 3.15. Üç orijinal giriş sinyali ve bunların toplam sinyali.



Şekil 3.16. Orijinal sinyallerin gürültülü toplamından yeniden oluşturulan sinyaller.

3.8.1. SVD'nin PCA ile ilişkisi

SVD ve PCA, GPR sinyal işlemede parazit yankıları gidermek için yaygın olarak kullanılan alt uzay tabanlı yaklaşımlardır (Kumlu, 2018). Alt uzay tabanlı yaklaşımlarda, farklı matris ayrışımı kısıtlamaları kullanılarak GPR verileri üzerinde matris ayrışımı gerçekleştirilir. Bu yöntemler, alınan verilerin istatistiksel özelliklerini araştırır ve bunları farklı alt uzaylara ayırır: hedef, parazit yankı ve gürültü. Gürültü ve parazit yankı alt uzayları atılırken, hedefleri içeren bileşenler seçilir (Riaz ve ark., 2013). Çeşitli çalışmalar, SVD ve PCA dahil olmak üzere alt uzay tekniklerine ilgi göstermişlerdir. SVD, herhangi bir matrisi daha basit bileşenlere ayırmak için güçlü bir araçtır; PCA ise verilerdeki en önemli yönleri bulmakla ilgilidir.

SVD, GPR verilerinden çoğu parazit yankıyı ortadan kaldırabilen ve önemli tekil değerleri ve karşılık gelen özvektörleri koruyarak GPR algılama sonuçlarını iyileştirebilen düşük karmaşıklıkta bir yöntemdir (Ehrnsperger ve ark., 2021).

SVD, karmaşık veri matrisi $\mathbf{A}_{N \times D}$ 'yi, bazı yararlı özelliklere sahip daha basit ve daha yorumlanabilir üç çekirdek matrise ayırır: $\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^T$

- $\mathbf{U}_{N \times N}$, sol tekil vektörleri (ortogonal sütunlar, yani $\mathbf{U}^T\mathbf{U} = \mathbf{I}$) temsil eden bir matristir.
- $\mathbf{S}_{N \times D}$, tekil değerlere sahip bir diyagonal matristir. Bu tekil değerler her bir vektörün büyüklüğünü veya önemini yansıtır. $\mathbf{A}$ 'nın tekil değerleri, $\mathbf{S}$ 'nin pozitif girdileridir. Bu tekil değerler, $\mathbf{S}$ 'nin ana köşegeni boyunca azalan düzende dağılır. Bu değerler, $\mathbf{A}\mathbf{A}^T$ ve $\mathbf{A}^T\mathbf{A}$ kovaryans matrislerinin özdeğerlerinin pozitif kareköklerine eşittir. $\mathbf{S}$ 'nin üst kısmı ($D \times D$ kısmı) diyagonaldeki tekil değerleri içerir. Geriye kalan değerler sıfır olacaktır.

- $\mathbf{V}_{D \times D}^T$, $\mathbf{V}^T\mathbf{V} = \mathbf{V}\mathbf{V}^T = \mathbf{I}$ olacak şekilde sağ tekil vektörleri temsil eden bir matristir.

PCA, veri boyutlarını indirmek için temel ve güçlü bir tekniktir. Verinin en çok değiştiği yüksek boyutlu uzaydaki yönleri bulabilir. Bu temel bileşenler, düşük boyutlu uzayın eksenleri haline gelir. Boyutları azaltma, boyutların (özelliklerin) sayısını azaltarak çok boyutlu verilerin görselleştirilmesini ve analizini kolaylaştırır. Yüksek boyutlu bir uzaydan düşük boyutlu bir uzaya veri yansıtmanın amacı, mümkün olduğunca çok önemli bilgiyi korumaktır. PCA, uygulanması hızlı ve basit, etkili ve kullanımı kolay ve ilk veri keşfi için paha biçilmez olduğu için çok yaygın olarak kullanılır.

SVD, özdeğerler ve özvektörlerin bir genelleme türüdür. Özellikle, bir matris $\mathbf{A}$ 'yı, bazı yararlı özelliklere sahip olan üç başka matrise ayırır (matris $\mathbf{U}$, matris $\mathbf{S}$ ve matris $\mathbf{V}^T$). SVD, PCA için gereken izdüşüm vektörlerine ulaşmak için kullanılabilir. Bu fikri açıklamak için, tasarım matrisi $\mathbf{A}$ 'nın SVD'si alınsın (tüm öğelerin $\mathbf{A}$ 'nın satırları boyunca istifleneceği keyfi bir matris). $\mathbf{A}$, üç matrise ayrıştırılır $\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^T$.

$$\begin{array}{|c|} \hline D \\ \hline N \\ \hline \end{array} \mathbf{A} = \begin{array}{|c|} \hline N \\ \hline \end{array} \mathbf{U} \begin{array}{|c|} \hline D \\ \hline N \\ \hline \end{array} \mathbf{S} \begin{array}{|c|} \hline D \\ \hline D \\ \hline \end{array} \mathbf{V}^T$$

(3.63)

Eğer $\mathbf{A}^T$ matrisi, $\mathbf{A}$ ile çarpılırsa, $\mathbf{A}^T\mathbf{A} = \mathbf{V}\mathbf{S}^T\mathbf{U}^T\mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^T$ eşitliği elde edilir.

$\mathbf{U}$ matrisi ortonormal olduğundan $\mathbf{U}^T\mathbf{U}=\mathbf{I}$ ve sonuç olarak $\mathbf{A}^T\mathbf{A} = \mathbf{V}\mathbf{S}^T\mathbf{S}\mathbf{V}^T = \mathbf{V}\mathbf{D}\mathbf{V}^T$ bulunur. Burada, $\mathbf{D} = \mathbf{S}^T\mathbf{S}$, tekil değerlerin karelerinden oluşan köşegen matristir.

$$(\mathbf{A}^T\mathbf{A})\mathbf{V}=\mathbf{V}\mathbf{D}$$

$$\begin{array}{c} \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{A}^T\mathbf{A} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{V} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{V} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{D} \\ \hline \end{array} \\ \text{Özvektörler} \quad \text{Özdeğer} \\ \text{Matrisi} \quad \text{Matrisi} \end{array} \quad (3.64)$$

Aslında bu denklem, öz -değer denklemini özetleyen bir denklemdir. $\mathbf{A}^T\mathbf{A}$, bir $D \times D$ matrisidir ve bunu aynı boyutlu $\mathbf{V}$ matrisi ile çarpılırsa, “ $\mathbf{V}$ çarpı köşegen $\mathbf{D}$ matrisi” aynı sonucu verir. Sadece $\mathbf{D}$ matrisi köşegendir. $\mathbf{V}$ matrisi aslında $\mathbf{A}^T\mathbf{A}$ ’nın özvektörleri olacaktır. $\mathbf{V}$ matrisinin içerdiği V_1 ’den V_D ’ye kadar olan vektörler, özvektörlerdir. $\mathbf{D}$ matrisinin köşegeni üzerinde $\mathbf{A}^T\mathbf{A}$ ’nın tekil değerlerinin karesi olan $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_D$ bulunur ve bunlar tamamen öz değerlerdir. Bu yararlıdır, çünkü $\mathbf{A}^T\mathbf{A}$ aslında tamamen özeldir. Çünkü verinin örnek kovaryans matrisine ($\hat{\Sigma}$) bakılırsa,

$$\hat{\Sigma} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x^{(n)}(x^{(n)})^T = \frac{1}{N} \mathbf{A}^T\mathbf{A} \quad (3.65)$$

bulunur. Bu, $\mathbf{A}^T\mathbf{A}$ a’nın örnek kovaryans matrisi $\hat{\Sigma}$ ’nin ölçeklenmiş bir versiyonu olduğu anlamına gelir. Özvektörler ve özdeğer çiftleri, Denklem (3.65)’in her iki tarafında ölçeklendirilerek elde edilebilir. PCA hesaplamada ölçeklenmiş örnek kovaryans matrisinden ($\hat{\Sigma}$) faydalanılabilmektedir.

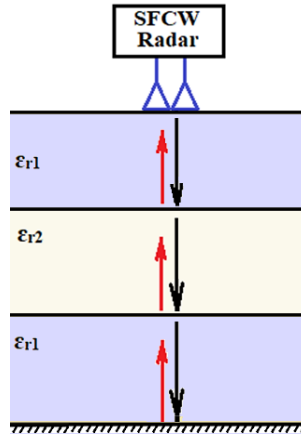
$\mathbf{A}^T\mathbf{A}$ aslında örnek kovaryans matrisinin tamamen ölçekli bir versiyonu olduğundan, PCA’nın projeksiyon vektörlerini elde etmek için örnek kovaryans matrisine ait özdeğerler ve özvektörler hesaplanır. Bu da sadece örnek kovaryans matrisinin SVD’sini hesaplayarak tüm özvektörlerin ve tüm öz değerlerin elde edilebileceği anlamına gelir.

Denklem (3.65) SVD ve PCA arasındaki bağlantıyı gösterir. SVD’deki tekil vektörlerin ve tekil değerlerin PCA’daki temel bileşenler ve varyanslarla nasıl bağlantılı olduğunu açıklar. Bu anlamda, PCA sadece kovaryans matrisine uygulanan SVD’dir. PCA’daki temel bileşenler SVD’deki sağ tekil vektörlerden gelir. PCA, farklı bir teknik gibi görünse de, verilerdeki en fazla değişen bileşenleri koruyarak, boyutların sayısını azaltmaya odaklanılan SVD’nin özel bir uygulamasıdır.

SVD sayısal olarak daha kararlıdır ve büyük veri matrisleri işlenirken hata yapmaya daha az eğilimlidir. Ayrıca, SVD'yi hesaplama, özellikle büyük veri kümeleri için genellikle daha hızlı ve etkilidir. SVD, kovaryans matrisini açıkça hesaplamadan PCA'nın fonksiyonunu yerine getirir. Bu iki nedenden dolayı, genellikle kovaryans matrisinden özdeğerleri ve özvektörleri doğrudan hesaplamada SVD tercih edilir.

3.9. Önerilen PCA Tabanlı LTE Yönteminin SFCW Verilerine Uygulanması

SVD tekniğini kullanan PCA kullanma fikri, birbirine karışmış ve gürültülü birden fazla sinyali ayırabilmesi gerçeğine dayanmaktadır. Son katmanın sonsuz kalınlıkta olduğu üç katmandan oluşan bir ortam varsayımıyla, SFCW radarı ile alınan sinyal, katmanların her üç sınırından yansıyan sinyallerin bir karışımı olacaktır. Buna göre, Şekil 3.13'de gösterilen ölçüm düzeneği, Şekil 3.17'te gösterildiği gibi temsil edilebilir. Bu sinyaller, üç katmanın rastgele yansımaları ve homojen olmaması nedeniyle oluşan gürültü ve diğer istenmeyen çoklu yansıma sinyalleriyle karışacaktır. Alınan SFCW sinyalini işleme yönteminde, belirtilen üç ana bileşen PCA tarafından ayrılacaktır. Daha sonra, her ana bileşen için Menzil-FFT matrisi çıkarılacaktır. Bu matrislerden, her bir katmanın elektriksel geçirgenliği dikkate alınarak üç katmanın kalınlıkları belirlenecektir.



Şekil 3.17. Test edilen katmanlı ortamın basitleştirilmiş gösterimi.

Sınırlardan yansıyan sinyaller, önerilen yöntemle belirgin olarak ayrılmıştır. Bu yöntem, Çizelge 3.2'de listelenen çeşitli ölçüm düzenekleri için 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz

frekans bantlarındaki SFCW temel bant sinyalleriyle test edilmiştir. PCA kullanılan LTE için önerilen sinyal işleme yönteminin adımları Şekil 3.18’de görülmektedir. Sinyal işleme, 2,2 GHz’de Intel (R) Core (TM) i7-3632 QM CPU işlemcili, 8 GB RAM’li ve 64 bit işletim sistemli bir bilgisayarda Matlab kullanılarak yürütülmüştür.

Çizelge 3.2. PCA kullanılarak işlenen SFCW radar ölçümleri.

Katmanlar	Antenden sınırın uzaklığı	Frekans bandı	Frekans adımları	T _x -R _x anten aralığı
PE ve metal yansıtıcı	1 m, 2 m ve 3 m	2-4 GHz	201	40 cm
PE, hava ve metal yansıtıcı	1 m, 2 m ve 3 m			
Sadece PE	1 m, 2 m ve 3 m			
PE ve metal yansıtıcı	1 m, 2 m ve 3 m	1.5-5.5 GHz		
PE, hava ve metal yansıtıcı	1 m, 2 m ve 3 m			
Sadece PE	1 m, 2 m ve 3 m			



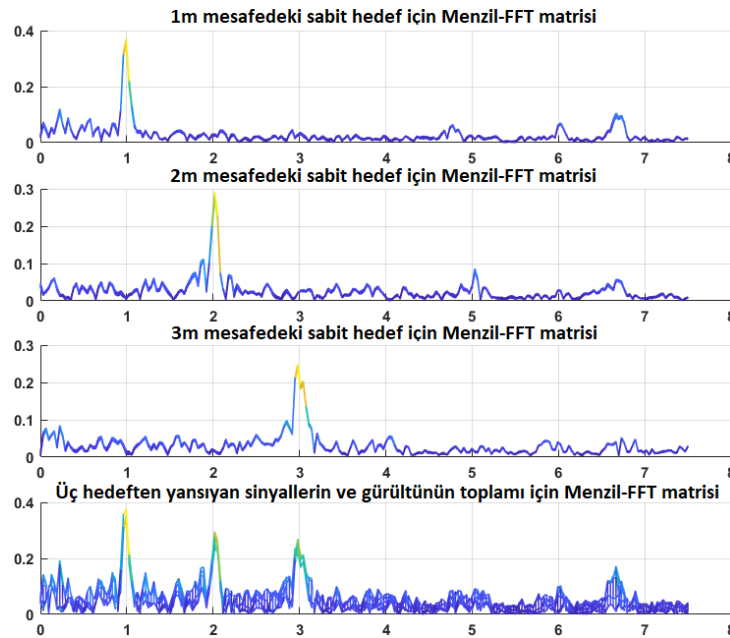
Şekil 3.18. LTE için önerilen PCA tabanlı sinyal işleme yönteminin adımları.

Önerilen yöntemin pratik uygulamasında, SFCW veri matrisi, uygun ölçekleme faktörleri a ve b kullanılarak I ve Q temel bant sinyallerinden oluşturulmuştur. Daha sonra, PCA bileşenleri, veri matrisinin mutlak değerlerine SVD fonksiyonu uygulanarak elde edilmiştir. Daha ayrıntılı sonuçlar için ilk 15 temel bileşen dikkate alınmıştır. Ön işleme

olarak, 15 PCA bileşenine IFFT uygulanmadan önce bu bileşenlerin her birine L noktalı simetrik Hann penceresi (L, chirp'teki örnek sayısıdır) uygulanmıştır. Her katmanın kalınlığı, uygun bir eşikleme seviyesi uygulandıktan sonra ilk 15 ana bileşenin Menzil-FFT matrislerindeki tepe noktalarından tahmin edilmiştir. Kalan tepe noktaları katmanların sınırlarını temsil eder. PCA, şablon eşleştirme veya özellik çıkarma yoluyla yararlı bilgiler çıkarmak için GPR görüntü verilerinin yorumlanmasında kullanılmıştır (Kaczmarek ve ark., 2014). Literatüre göre, bu çalışma, SFCW radarı çıkışındaki taban bant dördün sinyallerinden farklı katmanların kalınlığını belirlemek için PCA yöntemini kullanan ilk çalışmadır. Bu teknik bu çalışmada test edilmiş ve SRM ile karşılaştırılmıştır.

3.9.1. Önerilen PCA tabanlı LTE yöntemiyle karışık sinyallerin ayrılması

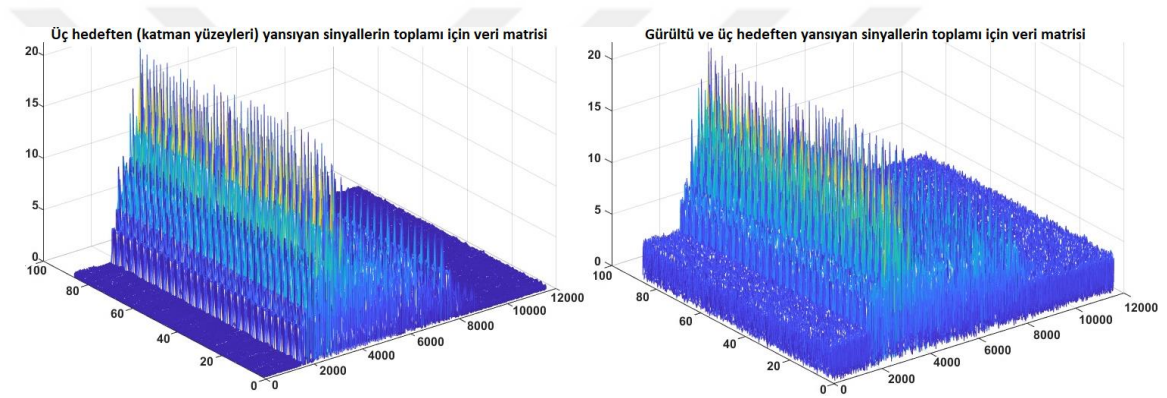
Örnek bir uygulama olarak 1 m, 2 m ve 3 m mesafelerdeki üç ayrı hedeften yansıyan sinyallere rastgele gürültü sinyalinin karıştırılmasıyla oluşturulan karışık sinyale önerilen yeni yöntem uygulanacaktır. Yansıyan sinyaller, üç ölçüm yoluyla her hedef için ayrı ayrı tasarlanmış 1,5-5,5 GHz SFCW radarı kullanılarak ölçülür. Şekil 3.19, 1,5-5,5 GHz SFCW



Şekil 3.19. 1,5-5,5 GHz SFCW radarı ile elde edilen 1m, 2m ve 3m mesafelerde bulunan üç hedefin her birinin Menzil-FFT matrisi ve gürültü ile üç sinyal toplamının Menzil-FFT matrisi.

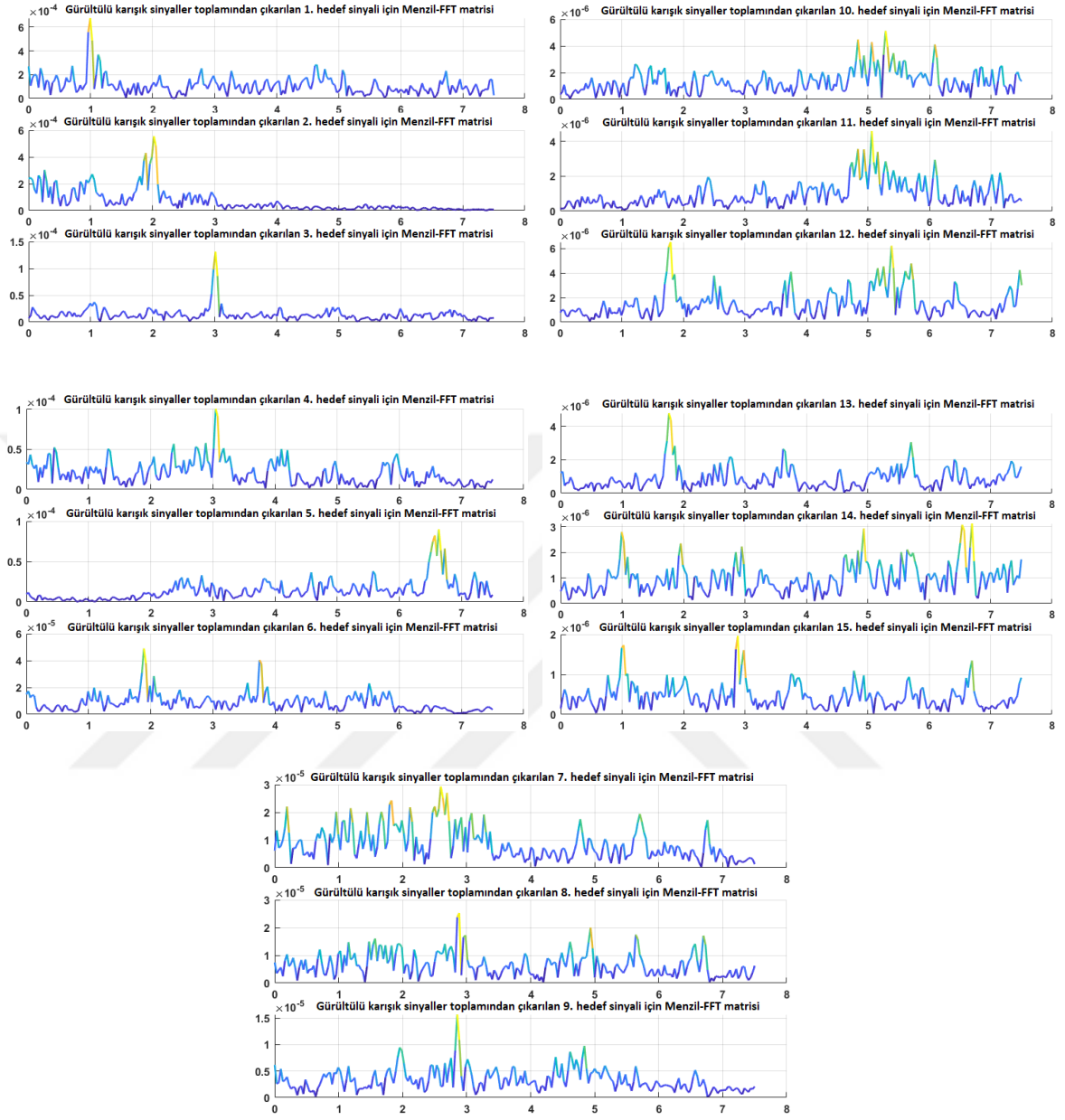
radarı ile elde edilen 1 m, 2 m ve 3 m mesafelerde bulunan üç hedefin her birinin menzil-FFT matrisini ve gürültü ile üç sinyal toplamının Menzil-FFT matrisini gösterir. Gürültü ile üç sinyal toplamı, üç hedef sinyalinin ve gürültü sinyalinin zaman domeni matrislerinin Matlab kullanılarak toplanmasıyla elde edilmiştir. Hedef veri matrisleri, her hedef için ölçüm deneyleri sırasında kaydedilmiştir.

Şekil 3.20, gerçek üç sinyalin toplandığı veri matrisini (sol) ve gerçek üç sinyalin toplamına düzgün dağılmış rastgele gürültü eklenmiş veri matrisini (sağ) göstermektedir.



Şekil 3.20. Üç sinyalin bir araya toplandığı veri matrisi (sol) ve üç sinyalin bir araya toplandığı ve gürültünün de eklendiği veri matrisi (sağ).

Şekil 3.21, ana sinyal bileşenlerinin ilk on beş kestirimini göstermektedir. 1., 2. ve 3. bileşenler üç sınırı temsil eder ve katmanların kalınlıkları hakkında iyi bilgi verebilir.

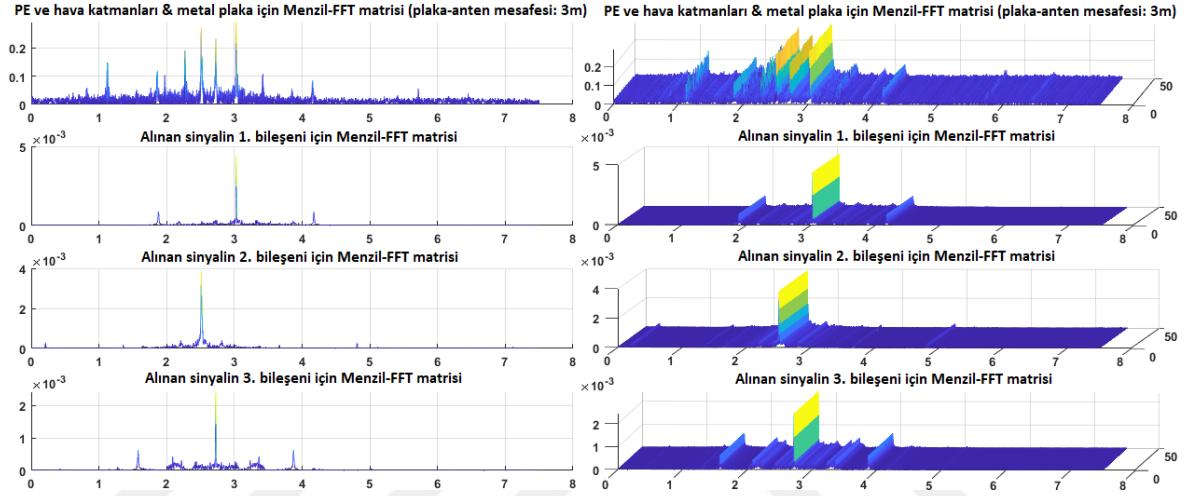


Şekil 3.21. Üç sinyalin ilk 15 ana bileşeninin bir araya toplandığı ve gürültüyle birlikte gösterildiği Menzil-FFT matrisi.

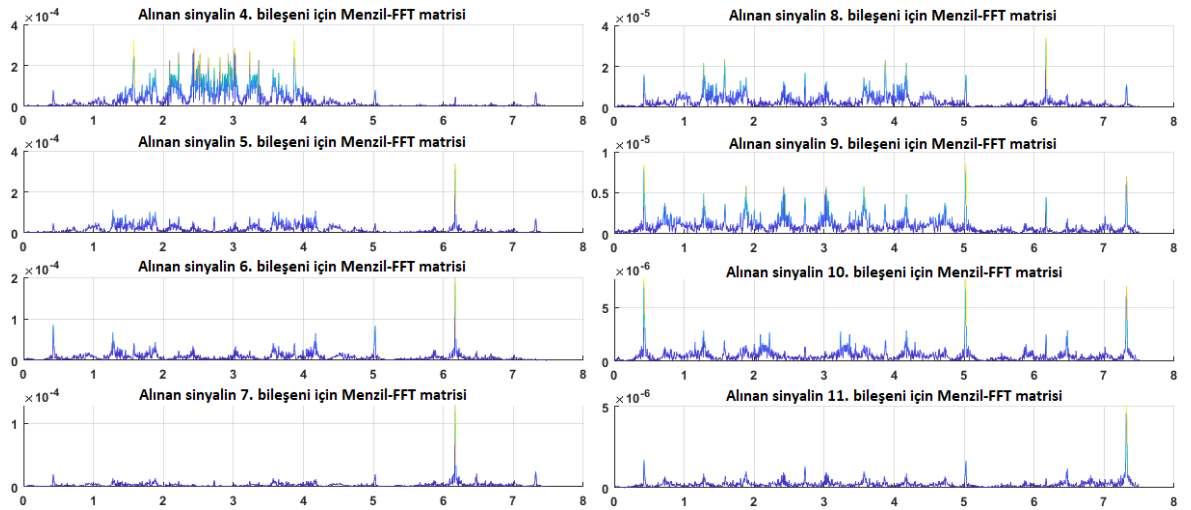
3.9.2. Önerilen PCA tabanlı LTE yönteminin çok katmanlı ortam için uygulanması

Burada, Şekil 3.13'te gösterilen ölçüm düzeneğine ve 2-4 GHz frekans aralığına göre tasarlanan SFCW radarı tarafından elde edilen verilerin işlenmesinde, önerilen yöntemin kullanılmasının sonuçları sunulacaktır. Ölçüm ortamı, 18,5 cm kalınlığında bir polietilen (PE) tabaka, 30 cm kalınlığında bir hava tabakası ve 3 m mesafede bir metal yansıtıcıdan

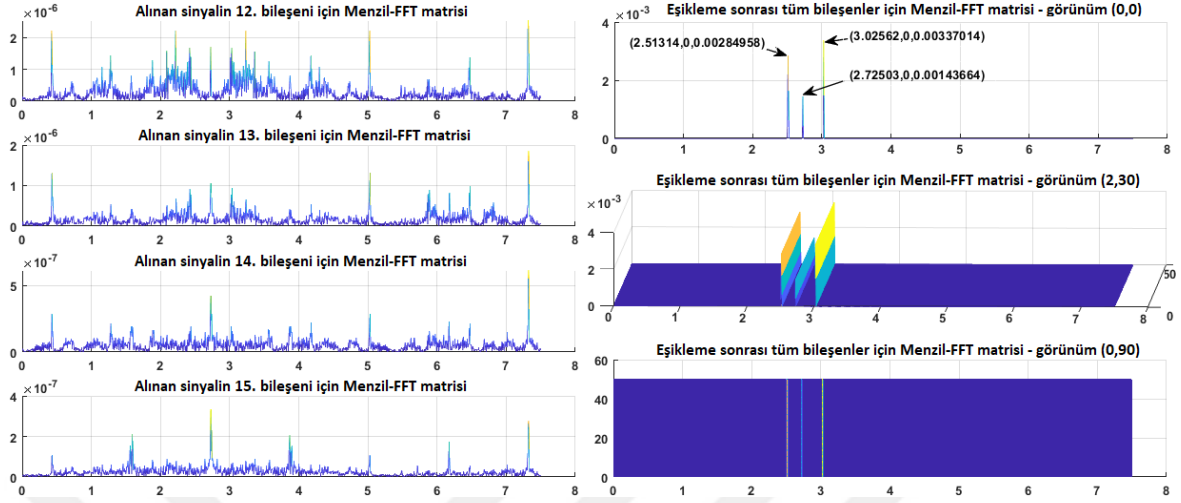
(plaka) oluşur. Şekil 3.22, alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç ana bileşeninin Menzil-FFT matrisi için solda (0,0) görünümünü ve sağda 3B görünümünü göstermektedir. Şekil 3.23, alınan SFCW sinyalinin 4. - 11. ana bileşenlerinin Menzil-FFT matrisini göstermektedir. Şekil 3.24, alınan SFCW sinyalinin 12. - 15. ana bileşenlerinin Menzil-FFT matrisini (solda) ve farklı görünümle eşikleme sonuçlarını (sağda) göstermektedir.



Şekil 3.22. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (Soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünüm)



Şekil 3.23. Alınan SFCW sinyalinin 4. - 11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.



Şekil 3.24. Alınan SFCW sinyalinin 12. - 15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi (sol) ve farklı görünümelerde eşikleme sonuçları (sağ).

Bu örnekten, ilk üç güçlü PCA temel bileşeninin Menzil-FFT matrisinde belirgin şekilde farklı yerlerde ve azalan genliklerle yer aldığını fark edilmektedir. Geriye kalan on iki PCA temel bileşeni azalan genliklere sahiptir ve her temel bileşenin Menzil-FFT matrisinde rastgele konumlarda çok sayıda tepe noktası görünmektedir. Bu nedenle katman sınırları ancak belirli bir eşik seviyesi uygulandığında belirlenebilir. Menzil-FFT matrisindeki temel bileşenlerin genlikleri azalmaktadır ve uygun bir eşik seviyesi uygulandığında yalnızca yüksek genlikli tepeler kalacaktır. Her bir temel bileşenin Menzil-FFT matrisine eşik değeri uygulandıktan sonra kalan tepe noktalarının konumları, her bir katman sınırının menzili hakkında iyi bilgi sağlamaktadır. Sonuçların tartışıldığı bölümde, katman kalınlıkları her katmanın dielektrik sabitinin değerine göre değerlendirilecektir.

Gürültü ve diğer faktörlerden etkilenen SFCW radar ölçüm sinyallerinden test edilen tabakalı yapıların katmanları hakkında yararlı bilgileri çıkarmak için PCA tabanlı LTE yönteminin kullanılmasının etkinliği bu çalışmada ilk kez gösterilmiştir. Tüm ölçülen SFCW verilerinin önerilen yöntemle göre işleme sonuçları sonraki bölümde özetlenecek ve tartışılacaktır.

4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Kısım 3.5’te dielektrik sabiti kestirimi için Nicholson Ross Weir (NRW) yöntemi ve Kısım 3.6’da yüzey yansıma yöntemi (SRM) açıklanmıştır. Bu bölümde, önerilen PCA tabanlı LTE yönteminin ölçüm sonuçları sunulmaktadır. Ayrıca, aynı SFCW temel bant verilerine SRM’nin LTE yöntemi olarak uygulanmasının sonuçları sunulmuş ve tartışılmıştır. Son olarak, önerilen yeni PCA tabanlı LTE yönteminin performansı tartışılmış ve LTE hatası açısından SRM performansı ile karşılaştırılmıştır.

4.1. PE Dielektrik Sabitinin Belirlenmesinde NRW Yönteminin Kullanılması

Şekil 3.3’te gösterilen NRW yönteminin uygulama aşamalarına göre, homojen Polietilen (PE) malzemesinin dielektrik sabiti (ϵ_{r-PE}) serbest uzay S parametreleri ölçümü ile belirlenmiştir. Ölçümlerde 98,5×89,50×5 cm boyutlarında bir PE levhası iki horn antenin arasına Şekil 3.4’deki gibi dikey olarak yerleştirilmiştir. Antenlerin numune ile arasındaki mesafe, numunenin kenarlarının ölçümün doğruluğu üzerindeki etkisi ihmal edilebilecek şekilde seçilmiştir. İki anten, 0,5 - 6 GHz frekans aralığında S parametrelerini ölçmek için bir vektör ağ analizörüne (VNA) bağlanmıştır. Ölçüm sonuçları Matlab kullanılarak NRW’ye göre işlenmiştir.

NRW yöntemi ile elde edilen ϵ_{r-PE} değerlerinin frekansa göre değiştiği Şekil 3.5’deki sonuçlarda görülmektedir. Örneğin, 1,0225; 2.645 ve 5.2025 GHz frekanslarında ϵ_{r-PE} değeri sırasıyla 5,94; 2.39 ve 1,08 olarak ölçülmüştür.

NWR yöntemi düşük frekanslarda doğru sonuçlar vermediğinden, dielektrik sabiti kestiriminin bu kısmı atlanabilir. Bu nedenle, katmanların kalınlığının belirlenmesinde kullanılacak ϵ_{r-PE} değeri 1,5-3,5 GHz ve 3,5-5,5 GHz frekans aralıklarında (sırasıyla $\epsilon_{r-PE}=2,4$ ve $\epsilon_{r-PE}=1,5$) yaklaşık olarak sabit olduğu varsayılabilir. Bazı GPR çalışmalarında, belirli frekans alt bantlarında dielektrik sabitinin sabit olduğu varsayılmıştır (Thomas ve ark., 2017; Strange, 1989). Öte yandan Martinez ve Byrnes’in çalışmasında 750-1500 MHz bandındaki şeyl ve kuvars kumtaşının ortalama dielektrik sabiti dikkate alınmıştır (Martinez ve Byrnes, 2001).

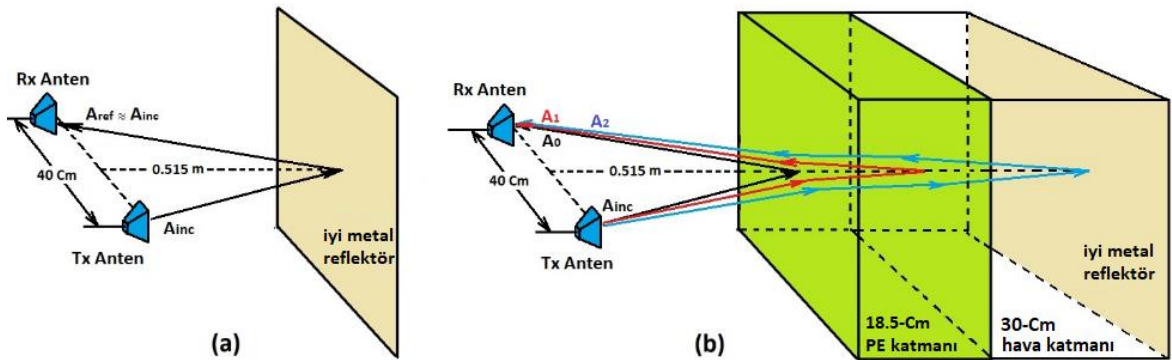
4.2. Temel Bant Radar Sinyallerine SRM Yöntemi Uygulanan LTE Sonuçları

SRM yöntemi, her katmanın derinlikle değişmeyen sabit bir dielektrik sabitine sahip olma varsayımı dezavantajına rağmen, bazı durumlarda kullanılabilecek değerli sonuçlar verir. Önceki bölümlerde sözü geçen darbeli veya SFCW radar kullanan son LTE çalışmalarında olduğu gibi, sonuçları karşılaştırmak için bu yöntem hala kullanılmaktadır. Bu çalışmada, 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz bantlarında PE ve hava katmanlarından oluşan tabakalı bir ortam için SFCW radar verilerine uygulanan SRM sonuçları, daha sonra önerilen PCA tabanlı yöntemin sonuçlarıyla karşılaştırılmak üzere kullanılacaktır.

4.2.1. SRM kullanılarak PE tabakasının dielektrik sabitinin kestirimi

Şekil 4.1’de gösterilen deney düzeneği katmanlı ortam ϵ_{r-PE} ve LTE’yi hesaplamak için kullanılmıştır. Önce 1 m mesafedeki metal plaka için (Şekil 4.1.a) ve daha sonra yalnızca ön yüzü 1 m mesafede olan PE tabakası için (Şekil 4.1.b) gerçekleştirilen 2-4 ve 1,5-5,5 GHz SFCW radar ölçüm verilerine SRM uygulandığında, PE tabakasının dielektrik sabiti ϵ_{r-PE} Denklem (4.1)’e göre hesaplanmıştır (Cui ve ark., 2021; Sui ve ark., 2024).

$$\epsilon_{r-PE} = \left(\frac{1+A_0/A_{inc}}{1-A_0/A_{inc}} \right)^2 \quad (4.1)$$



Şekil 4.1. SRM kullanılarak ϵ_{r-PE} ve LTE'nin hesaplanması için ölçüm düzeneği

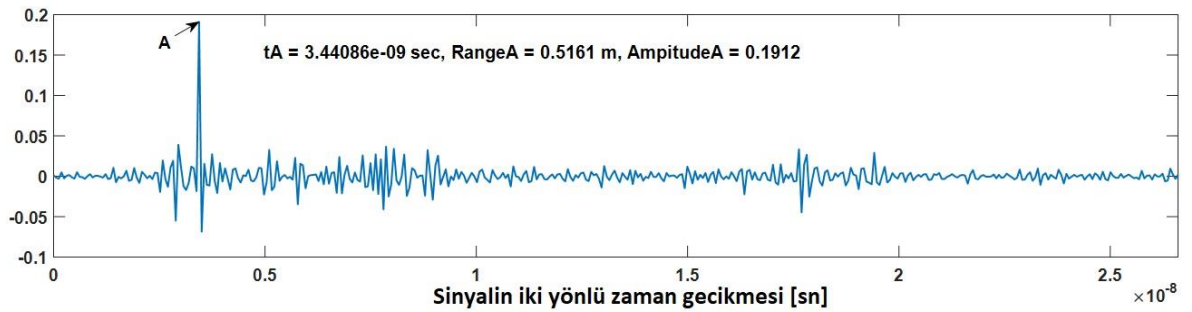
Burada A_0 , ilk katmanın (PE katmanı) ön yüzeyinden yansıyan EM dalgasının genliğini temsil eder. A_{inc} , gelen EM dalgasının genliğidir. Bu genlik, dielektrik sabiti tahmin edilecek ilk katmanın ön yüzeyine aynı mesafede ideal bir metal reflektör kullanılarak R_x anteninde ölçülebilir. Gelen EM dalgasının (A_{inc}) genliği, hava katmanında kayıpsız yayılım varsayıldığında, Şekil 4.1.a’da gösterildiği gibi ideal reflektörden yansıyan EM dalgasının ölçülen genliğine yaklaşık olarak eşittir.

PE katmanı ile reflektör plakası arasında bulunan ikinci katmanın (hava katmanı) ϵ_r değerini tahmin etmek için Denklem (4.2) kullanılabilir (Cui ve ark., 2021; Sui ve ark., 2024).

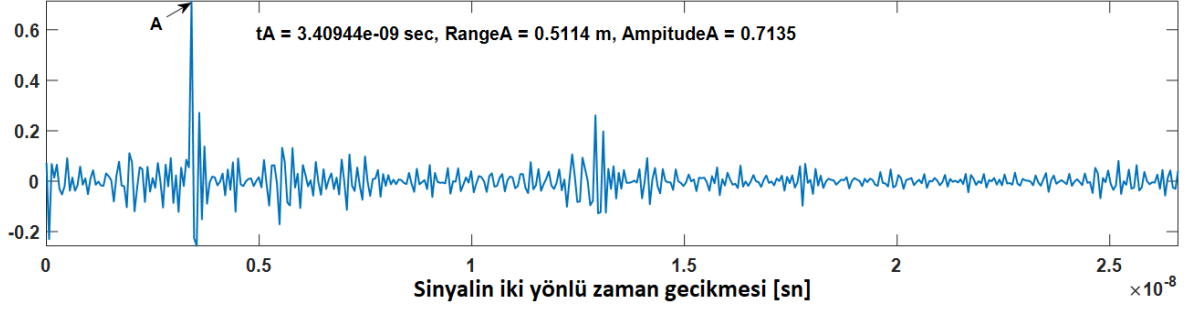
$$\epsilon_{r-2nd\ layer} = \epsilon_{r-1st\ layer} \left(\frac{1 - (A_0/A_{inc})^2 - (A_1/A_{inc})}{1 - (A_0/A_{inc})^2 + (A_1/A_{inc})} \right)^2 \quad (4.2)$$

Burada A_1 , birinci ve ikinci katman arasındaki yüzeyden yansıyan EM dalgasının genliğini temsil eder. Homojen bir katmanın kalınlığı d , o katmanın iki yüzeyi arasındaki çift yönlü seyahat süresi Δt ölçülerek ve test edilen ortamdaki EM hızı v (veya ϵ_r) belirlenerek ve ardından Denklem (3.34)’te yerine konularak tahmin edilebilir.

Şekil 4.2, yalnızca 0,515 m mesafede bulunan metal plakadan yansıyan zaman domeninde 2-4 GHz bandı SFCW radar sinyalini göstermektedir. Şekil 4.5, metal plakadan yansıyan 1,5-5,5 bandı GHz SFCW radar sinyalini göstermektedir. Hava katmanında kayıpsız yayılım ve metalin ideal reflektör olduğu varsayıldığında, 2-4 GHz durumu için $A_{inc} = 0,1912$ ve 1,5-5,5 GHz durumu için $A_{inc} = 0,7135$ ölçülmüştür.



Şekil 4.2. 0,515 m mesafedeki bir metal plakadan yansıyan 2-4 GHz SFCW radar sinyali.



Şekil 4.3. 0,515 m mesafedeki bir metal plakadan yansıyan 1,5-5,5 GHz SFCW radar sinyali.

Şekil 4.4, 18,5 cm kalınlıklı PE ve 30 cm hava katmanları ile 1 m mesafedeki metal plaka için 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz frekans bantlarındaki ölçümlerde alınan SFCW radar sinyallerini göstermektedir. Şekil 4.4.a'dan ve Denklem (4.1)'e göre, $A_0=0,0346749$ olduğu bulunabilir. 2-4 GHz bandında, PE katmanının dielektrik sabiti $\epsilon_{r-PE,2GHz}$ Denklem (4.1) kullanılarak hesaplanabilir.

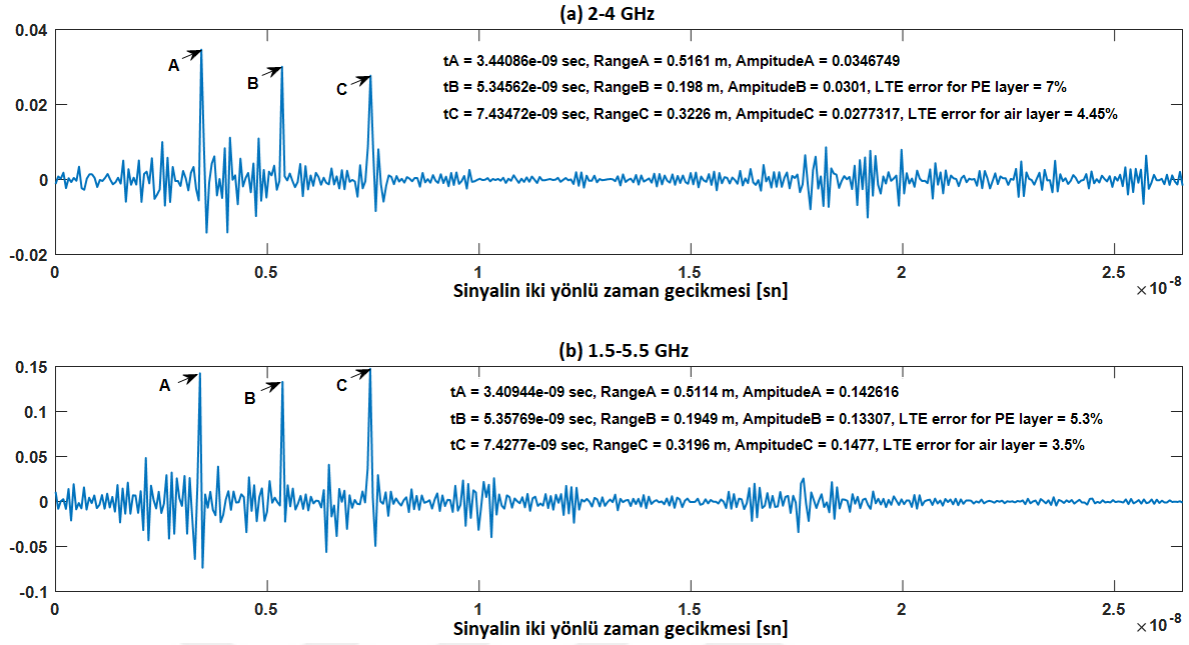
$$\epsilon_{r-PE,2GHz} = ((1+0.0346749 \div 0.1912) \div (1-0.0346749 \div 0.1912))^2 = 2.0825.$$

Şekil 4.4.b'den ve Denklem (4.1)'e göre $A_0=0.142616$ olduğu bulunabilir. 1.5-5.5 GHz bandında, PE katmanının $\epsilon_{r-PE,4GHz}$ değeri Denklem (4.1) kullanılarak hesaplanabilir.

$$\epsilon_{r-PE,4GHz} = ((1+0.142616 \div 0.7135) \div (1-0.142616 \div 0.7135))^2 = 2.24889.$$

2-4 GHz bandındaki ikinci (hava) katmanın dielektrik sabitini ($\epsilon_{r-air-2GHz}$) tahmin etmek için Denklem (4.2) kullanılabilir. Şekil 4.2 ve Şekil 4.4.a'dan $A_{inc}=0,1912$, $A_0=0,0346749$ ve $A_1=0,0301$ bulunabilir. Bu değerler Denklem (4.2)'de kullanıldığında $\epsilon_{r-air-2GHz}=1,0796 \approx 1,08$ elde edilir.

1,5-5,5 GHz bandındaki ikinci (hava) katmanın dielektrik sabitini ($\epsilon_{r-air-4GHz}$) tahmin etmek için Denklem (4.2) kullanılabilir. Şekil 4.3 ve Şekil 4.4.b'den $A_{inc}=0.7135$, $A_0=0.142616$ ve $A_1=0.13307$ bulunabilir. Bu değerleri Denklem (4.2)'de kullanıldığında $\epsilon_{r-air-4GHz}=1.0237 \approx 1.024$ elde edilir.



Şekil 4.4. 18,5 cm PE, 30 cm hava ve 1 m'de metal plaka için ölçülen SFCW sinyalleri, (a) 2-4 GHz frekans bandında ve (b) 1,5-5,5 GHz frekans bandında.

4.2.2. SRM uygulanan LTE sonuçları

Denklem (4.3), katmanların kalınlığını hesaplamak için kullanılmıştır. Çizelge 4.1, 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz frekans bantlarında SRM uygulanarak bulunan PE ve hava için dielektrik sabiti (ϵ_r) ve katman kalınlığı kestirimi (LTE) sonuçlarını göstermektedir.

Çizelge 4.1. 2-4 ve 1,5-5,5 GHz frekans bantlarındaki SRM sonuçları.

Frekans Bandı	PE katmanının kestirimi dielektrik sabiti	Hava katmanının kestirimi dielektrik sabiti	PE katmanının LTE'si	Hava katmanının LTE'si	PE katmanının LTE hatası	Hava katmanının LTE hatası
2-4 GHz	2.0825	1.0796	19.8 cm	31.34 cm	7%	4.45%
1.5-5.5 GHz	2.24889	1.0237	19.49 cm	31.05 cm	5.35%	3.5%

Şekil 4.4.a ve Denklem (4.3)'ten, 2-4 GHz bandında LTE değerleri PE ve hava katmanları için sırasıyla 19,8 cm (LTE hatası %7) ve 31,34 cm (LTE hatası %4,45) olduğu görülebilir. LTE hatası hesaplanırken, SRM kullanarak ölçülen katman kalınlığı ile gerçek katman kalınlığı arasındaki fark, gerçek katman kalınlığı değerine bölünür. Bölmenin sonucu

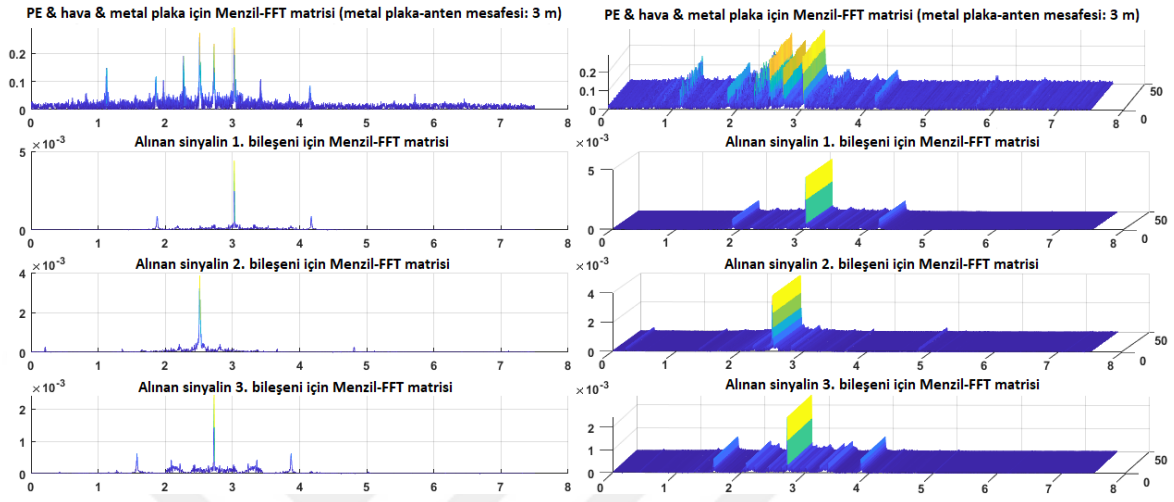
yüzde olarak ifade edilmiştir. Örneğin, PE tabakası durumunda (19,8 cm-18,5 cm)/18,5 cm=0,07027 $\approx$ 7%). Benzer işlemlerle Şekil 4.4.b ve Denklem (4.3)'ten, 1,5-5,5 GHz bandında LTE değerleri PE ve hava katmanları için sırasıyla 19,49 cm (LTE hatası %5,35) ve 31,05 cm (LTE hatası %3,5) olduğu görülebilir.

SRM uygulanan ölçüm sonuçlarına göre 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz bantlarında PE malzemesinin dielektrik sabiti sırasıyla 2,0825 ve 2,24889, PE LTE hataları ise sırasıyla %7 ve %5,35'tir. Söz konusu frekans bantlarında hava katmanı için dielektrik sabiti sırasıyla 1.0796 ve 1.0237'dir ve hava katmanı LTE hataları sırasıyla %4.45 ve %3.5'tir.

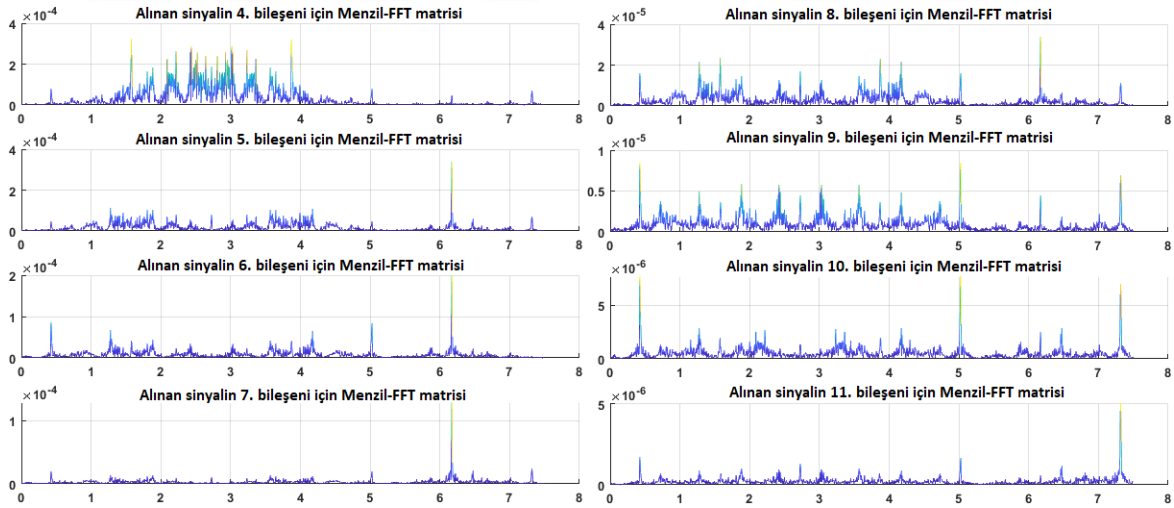
4.3. Önerilen PCA Tabanlı LTE Yöntemi Sonuçları

Çizelge 3.2'deki her bir ölçüm düzeneği için, genel Menzil-FFT matrisi ve ilk 15 PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisleri hesaplanmıştır ve grafikleri çizilmiştir. Daha sonra, grafik verisine uygun bir eşik uygulanarak, kalan tepe noktalarından her katmanın kalınlığı tahmin edilmiştir. Bu tez çalışmasında tasarlanan SFCW radarı kullanılarak, 2-4 GHz frekans bandında ve 1,5-5,5 GHz frekans bandında ölçülen verilerinin işlenmesinde önerilen yöntemin kullanılmasıyla sırasıyla ekteki Şekiller 7.1 ila 7.27 ve Şekiller 7.28 ila 7.54 ile verilen sonuçlar elde edilmiştir. Her ölçüm durumu için, alınan SFCW radar sinyaline ait Menzil-FFT matrisinin tüm cıvıtlarının menzil-genlik grafiklerinin ön görünümü ((0,0) görünümü) ve ilk üç ana bileşeninin 3B görünümleri gösterilmiştir. Daha sonra, 4. - 15. temel bileşenler (0,0) görünümü ile gösterilmiştir. Son olarak, eşikleme işlemi uygulandıktan sonra kalan ana bileşenler, katmanların kalınlık bilgilerini veren farklı görünümde gösterilmiştir. Burada gösterilen tüm ölçümler 201 frekans adımı ve R_x ile T_x antenleri arası 40 cm'lik açıklık içindir. Örnek olarak 2-4 GHz frekans bandında ve 1,5-5,5 GHz frekans bandında 18,5 cm PE, 30 cm hava katmanları ve 3 m'de metal plaka ölçüm düzeni için önerilen yöntemin kullanılmasıyla elde edilen sonuçlar sırasıyla Şekiller (4.5-7) ve Şekiller (4.8-10)'de gösterilmiştir.

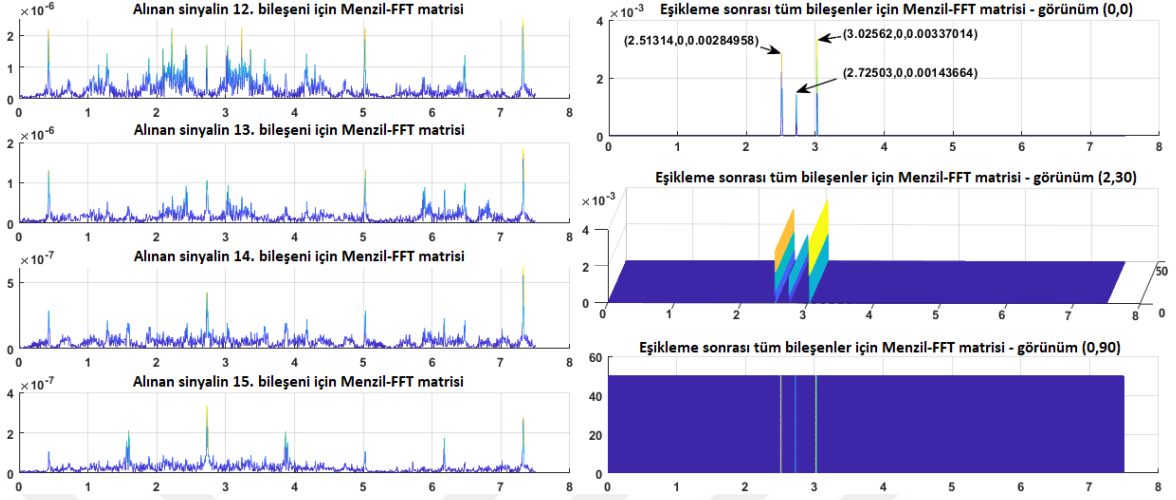
- 2-4 GHz 18,5 cm PE, 30 cm hava katmanları ve 3 m'de metal plaka düzeni için



Şekil 4.5. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

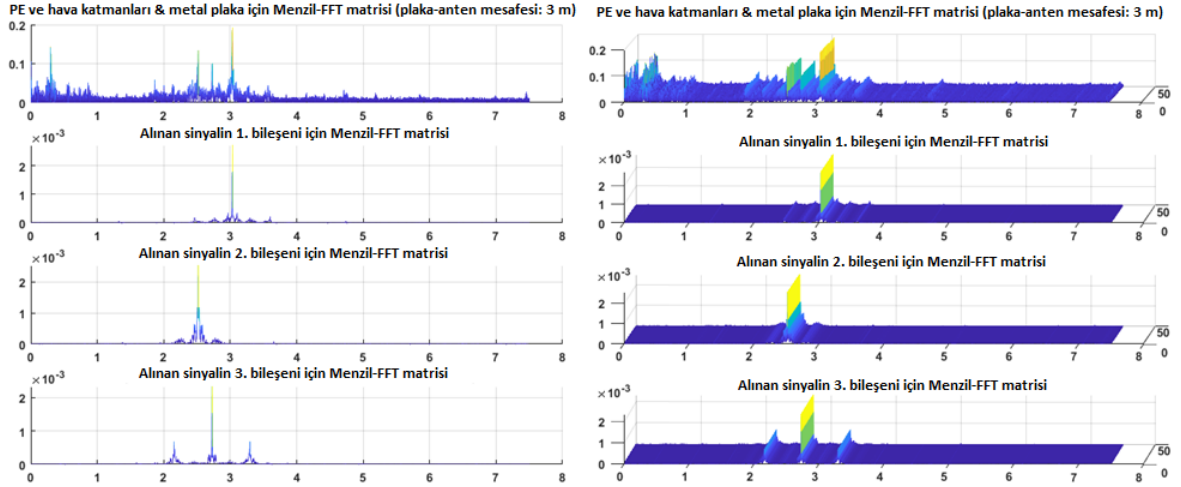


Şekil 7.6. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

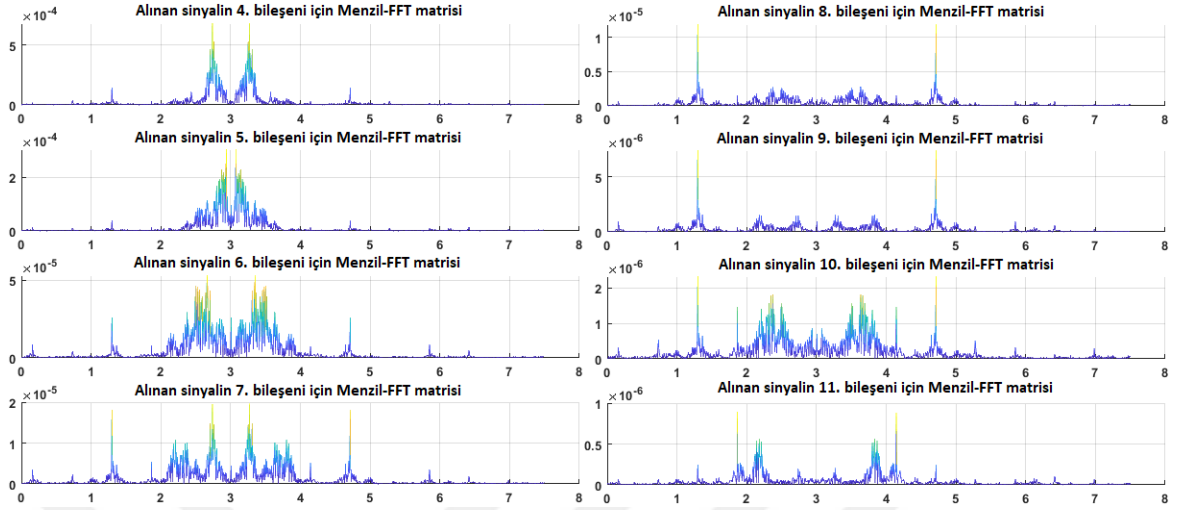


Şekil 7.7. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

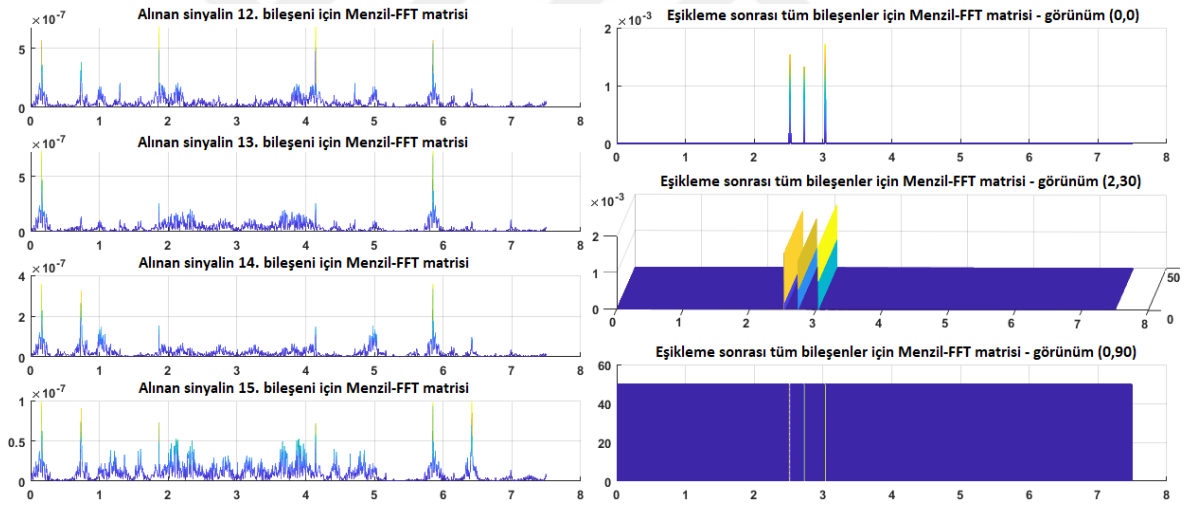
- 1,5-5,5 GHz 18,5 cm PE, 30 cm hava katmanları ve 3 m'de metal plaka düzeni için



Şekil 4.8. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)



Şekil 4.9. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

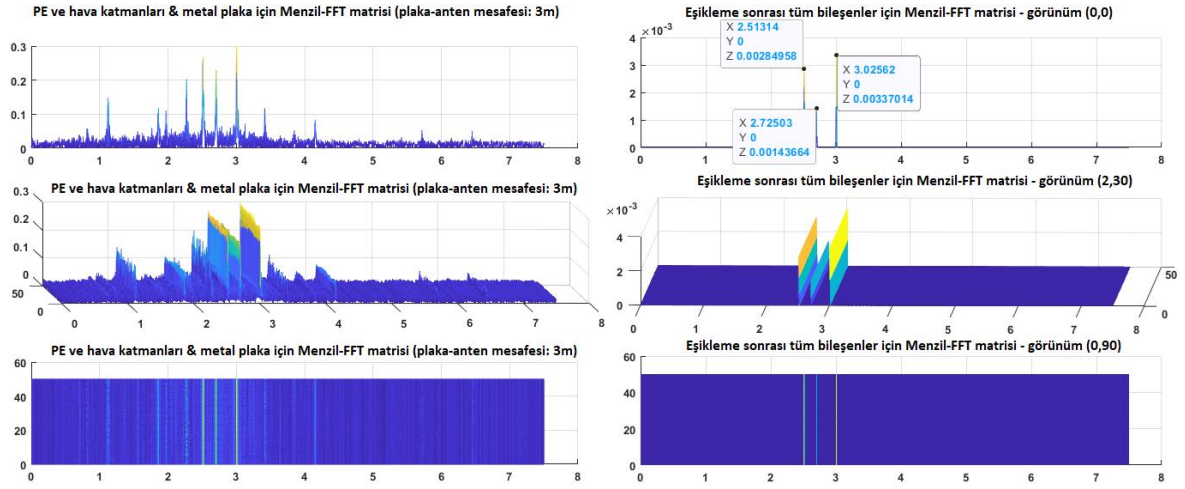


Şekil 4.10. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

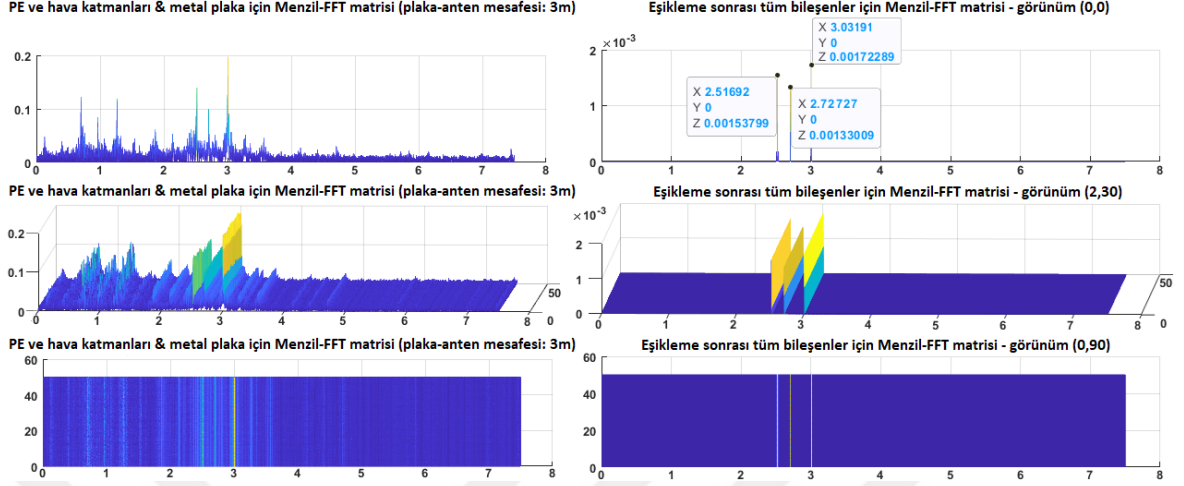
Katman sınırlarından kaynaklanan tepe noktalarının netliği üzerinde gürültünün bir etkisi olmasına ve önemli genliklere sahip diğer tepe noktalarının varlığına rağmen; alınan sinyalin PCA bileşenlerinin çıkarılması, bir eşik sınırı uygulayarak katman sınırlarını doğru şekilde ifade eden ana tepe noktalarının elde edilmesi yeteneğini vermiştir. Alınan SFCW radar sinyaline ait Menzil-FFT matrisinin tüm cıvıtlarının (*chirp*) menzil-genlik grafiklerine önden bakıldığında ((0,0) görünümü), sinyalin tepeleri sabit genliklerle görülmektedir. Bu matrisin 3B görünümünde 50 cıvıltı boyunca tepeler rastgele değişen genliklerle ortaya

çıkılmaktadır. Bu tür tepe noktaları, katman sınırlarının yanlış tahmin edilmesine neden olmuştur. Bahsedilen rastgele değişen genlikler, ölçüm alanındaki bazı yakın hareket eden nesnelerden gelen yansımalar, yakındaki rastgele gürültü kaynakları ve DC güç kaynağındaki kararsızlık sonucu olarak yorumlanabilir. Bu tepe noktaları, en önemli ilk PCA bileşenleri arasında görülmemiştir ve dolayısıyla eşikleme uygulandıktan sonra silinmiştir. Veri matrisinin PCA bileşenlerinin analiz edilmesi, minimum belirsizlik miktarıyla katmanların kalınlığını tespit etmek için eşikleme işleminin uygulanmasını basitleştirmiştir. Grafiklerle verilen sonuçlardan, önerilen PCA tabanlı LTE yöntemi kullanılarak çok katmanlı yapılar için katman sınırlarının ve kalınlıklarının doğru ve etkili bir şekilde belirlenmesinin mümkün olduğu görülmüştür. Gürültü ve diğer faktörlerden etkilenen SFCW radar sinyallerinden, katmanlı yapılarda katmanların bilgilerini çıkarmak için PCA tabanlı LTE yöntemi kullanılmasının etkinliği bu çalışmada ilk kez doğrulanmıştır.

Karşılaştırmak için, Şekil 4.11, 2-4 GHz SFCW temel bant sinyalinin Menzil -FFT matrisini (sol) ve 3 katmanlı ortam için eşikleme sonrasında PCA bileşenlerini (sağ) gösterirken, Şekil 4.12, 1,5-5,5 GHz SFCW temel bant sinyalinin Menzil-FFT matrisini (sol) ve 3 katmanlı ortam için eşikleme sonrasında PCA bileşenlerini (sağ) göstermektedir.



Şekil 4.11. 2-4 GHz SFCW temel bant sinyalinin Menzil-FFT matrisi (sol) ve 3 katmanlı ortam için eşikleme sonrasında PCA bileşenleri (sağ).



Şekil 4.12. 1,5-5,5 GHz SFCW temel bant sinyalinin Menzil-FFT matrisi (sol) ve 3 katmanlı ortam için eşikleme sonrası PCA bileşenleri (sağ).

Tüm ölçümlerin sonuçları Çizelge 4.2’de özetlenmiştir. Katmanlar arasındaki sınırlar ve her katmanın kalınlığı, derinliğe, katmanın konumuna ve frekans aralığına göre farklı doğrulukla tespit edilmiştir. Çizelge 4.3 sınır tespit hatalarını gösterirken, Çizelge 4.4 elde edilen minimum ve maksimum LTE hatalarını göstermektedir.

Çizelge 4.2. Çok katmanlı ortam için SFCW radar ölçümlerinin PCA sonuçları.

Ölçüm düzeni		1. Sınır		2. Sınır		3. Sınır		1. katmanın kalınlığı			2. katmanın kalınlığı			3. katmanın kalınlığı			Tespit hatası (%)			
		Gerçek (m)	Tespit edilmiş (m)	Gerçek (m)	Tespit edilmiş (m)	Hesaplanan (er etkisine göre)	Gerçek (m)	Tespit edilmiş (m)	Hata (%)	Gerçek (m)	Tespit edilmiş (m)	Hata (%)	Gerçek (m)	Tespit edilmiş (m)	Hata (%)	1. Sınır	2. Sınır	3. Sınır		
PE & Metal Yansıtıcı (2-4) GHz	1m	0.815	0.816456	1	1.018990	0.998990			0.815	0.816456	0.18	0.185	0.182534	1.33			0.18	1.90		
	2m	1.815	1.817160	2	2.027480	2.007480			1.815	1.817160	0.12	0.185	0.190320	2.88			0.12	1.37		
	3m	2.815	2.819600	3	3.027750	3.007750			2.815	2.819600	0.16	0.185	0.188150	1.70			0.16	0.93		
PE, Air & Metal Yansıtıcı (2-4) GHz	1m	0.515	0.515666	0.7	0.724543	0.704543	1	1.0248	0.515	0.515666	0.13	0.185	0.188877	2.10	0.3	0.300257	0.09	0.13	3.51	2.48
	2m	1.515	1.515680	1.7	1.724740	1.704740	2	2.02526	1.515	1.515680	0.04	0.185	0.189060	2.19	0.3	0.300520	0.17	0.04	1.46	1.26
	3m	2.515	2.513140	2.7	2.725030	2.705030	3	3.02562	2.515	2.513140	0.07	0.185	0.191890	3.72	0.3	0.300590	0.20	0.07	0.93	0.85
Sadece PE (2-4) GHz	1m	0.815	0.815534	1	1.024270	1.004270			0.815	0.815534	0.07	0.185	0.188736	2.02			0.07	2.43		
	2m	1.815	1.816460	2	2.025320	2.005320			1.815	1.816460	0.08	0.185	0.188860	2.09			0.08	1.27		
	3m	2.815	2.814810	3	3.023150	3.003150			2.815	2.814810	0.01	0.185	0.188340	1.81			0.01	0.77		
PE & Metal Yansıtıcı (1.5-5.5) GHz	1m	0.815	0.813953	1	1.024360	1.002160			0.815	0.813953	0.13	0.185	0.188207	1.73			0.13	2.44		
	2m	1.815	1.816090	2	2.027360	2.005160			1.815	1.816090	0.06	0.185	0.189070	2.20			0.06	1.37		
	3m	2.815	2.820640	3	3.031550	3.009350			2.815	2.820640	0.20	0.185	0.188710	2.01			0.20	1.05		
PE, Air & Metal Reflector (1.5-5.5) GHz	1m	0.515	0.514644	0.7	0.728033	0.705833	1	1.026150	0.515	0.514644	0.07	0.185	0.191189	3.35	0.3	0.298117	0.63	0.07	4.00	2.61
	2m	1.515	1.512550	1.7	1.722800	1.700600	2	2.030330	1.515	1.512550	0.16	0.185	0.188050	1.65	0.3	0.307530	2.51	0.16	1.34	1.52
	3m	2.515	2.516920	2.7	2.727270	2.705070	3	3.03191	2.515	2.516920	0.08	0.185	0.188150	1.70	0.3	0.304640	1.55	0.08	1.01	1.06
Sadece PE (1.5-5.5) GHz	1m	0.815	0.815038	1	1.029090	1.006890			0.815	0.815038	0.00	0.185	0.191852	3.70			0.005	2.91		
	2m	1.815	1.813940	2	2.025250	2.003050			1.815	1.813940	0.06	0.185	0.189110	2.22			0.06	1.26		
	3m	2.815	2.815590	3	3.026890	3.004690			2.815	2.815590	0.02	0.185	0.189100	2.22			0.02	0.90		

Çizelge 4.3. Sınırların tespit hataları.**Çizelge 4.4.** Minimum ve maksimum LTE hataları.

Tespit hatası (%)		Orta	En büyük	En az	LTE hatası (%)	1. Sınır	2. Sınır	3. Sınır
1. Sınır	2-4 GHz	0.10	0.18	0.01	2-4 GHz için en az LTE hatası	0.01	1.33	0.09
	1.5-5.5 GHz	0.09	0.20	0.00	1.5-5.5 GHz için en az LTE hatası	0.005	1.65	0.63
2. Sınır	2-4 GHz	1.62	3.51	0.77	2-4 GHz için en büyük LTE hatası	0.18	3.72	0.20
	1.5-5.5 GHz	1.81	4.00	0.90	1.5-5.5 GHz için en büyük LTE hatası	0.20	3.70	2.51
3. Sınır	2-4 GHz	1.53	2.48	0.85	2-4 GHz için orta en büyük LTE hatası	1.37		
	1.5-5.5 GHz	1.29	1.52	1.06	1.5-5.5 GHz için orta en büyük LTE hatası	2.14		

4.4. Önerilen LTE Yöntemi Performansının SRM ile Karşılaştırılması

Çizelge 4.3'ten, PE katmanının ilk yüzeyinin 2-4 GHz için %0,1'lik ve 1,5-5,5 GHz için %0,09'luk ortalama hata ile doğru bir şekilde tespit edildiği görülebilmektedir. 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz için 2. sınırın ortalama hatası sırasıyla %1,62 ve %1,81'dir. 3. sınır için sırasıyla %1,53 ve %1,29'dur. Algılama doğruluğu 2. ve 3. sınır için biraz düşmüştür. Hava katmanlarıyla karşılaştırıldığında, dalga yayılma hızı Denklem (3.14)'e göre PE katmanı içinde azalacak ve daha sonra iki yönlü zaman gecikmesi daha büyük olacaktır.

Çizelge 4.4, 2-4 GHz için ilk katman LTE hatasının %0,01 ile %0,18 arasında, 1,5-5,5 GHz için ise %0,005 ile %0,2 arasında değiştiğini göstermektedir. Dolayısıyla, ilk katmanın LTE sonuçları 2-4 GHz bandı kullanıldığında biraz daha iyidir. Birinci katmanın maksimum LTE hatası 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz için sırasıyla %0,18 ve %0,2'dir. İkinci katmanın LTE hatası, birinci katmana göre daha büyüktür ve 2-4 GHz için %1,33 ile %3,72 arasında, 1,5-5,5 GHz için ise %1,65 ile %3,7 arasında değişmektedir. Son olarak, üçüncü katman için, LTE hatası 2-4 GHz için %0,09 ile %0,2 arasında ve 1,5-5,5 GHz için %0,63 ile %2,51 arasında değişmektedir.

Genel olarak, önerilen PCA tabanlı yöntemle göre ortalama maksimum LTE hatası dikkate alındığında, 2-4 GHz frekans aralığı (LTE hatası %1,37), 1,5-5,5 GHz frekans aralığına (LTE hatası %2,14) kıyasla daha iyi performans vermiştir. Her iki durumda da önerilen PCA tabanlı yöntem, gürültünün varlığına ve rastgele değişen etkilere rağmen iyi LTE sonuçları vermiştir.

SRM kullanılarak elde edilen ε_{r-PE} değerleri 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz için sırasıyla 2,0825 ve 2,24889 olmuştur. Bu değerler NRW yöntemi ile elde edilen sonuçlarla oldukça uyumludur ve PE katmanının arka yüzeyinin doğru menzilin belirlenmesi için dikkate alınmıştır (Çizelge 4.2). SRM uygulanan sonuçlarda, PE katmanının arka yüzeyinin doğru

menzili, PE katmanının ön ve arka yüzeylerinden yansıyan darbelerin algılanan iki yönlü zaman gecikmelerinden Denklem (3.34) kullanılarak hesaplanmıştır. Bu denklemde d PE katmanının kalınlığı, Δt PE katmanının iki arayüzü arasındaki çift yönlü yayılma süresi, c EM dalganın vakumdaki hızı (3×10^8 m/s) ve ϵ_r PE malzemesinin dielektrik sabitidir.

SFCW radarı tarafından üretilen geniş bant sinyalleri kullanılarak LTE için SRM uygulandığında, sırasıyla 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz frekans aralıklarında %7 ve %5,35 LTE hataları elde edilmiştir (Çizelge 4.1). Bu, önerilen PCA tabanlı LTE yönteminin 2-4 ve 1,5-5,5 GHz frekans aralıklarında LTE hatalarının SRM'ninkinden sırasıyla %5,63 ve %2,94 daha düşük olduğu anlamına gelmektedir. Ayrıca, veri matrisinin PCA bileşenlerinin analiz edilmesi, minimum belirsizlikle katmanların kalınlığını tespit etmek için eşikleme sürecinin yürütülmesini basitleştirmiştir. Eşikleme seviyesi iyi sonuçlar elde etmek için denenerek seçilmiştir. Diğer yandan, karmaşıklık açısından, SRM'e göre önerilen LTE yönteminin sinyal işleme daha karmaşık ve daha uzun zaman gerekmektedir.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Bu çalışmada, katmanlı yapıların kalınlık ve dielektrik sabiti gibi katman özelliklerinin belirlenmesi amaçlanmıştır. Bu amaçla, çeşitli katmanlı yapılar üzerinde ölçümler gerçekleştirmek için 1,5-5,5 GHz VNA tabanlı bir SFCW radarı tasarlanmıştır. Prototipi gerçekleştirilen radar sistemi ile frekans bandı, anten aralığı, malzeme, katman kalınlığı ve mesafesi gibi pek çok kombinasyonda yüzlerce deneysel ölçüm yapılmıştır. Ölçümlerde prototip radar sistemiyle elde edilen temel bant çıkış sinyalleri, önerilen yeni yöntem uygulanarak Matlab ortamında işlenmiştir. Bu yöntem, temel bileşenler analizi (PCA) ve menzil-FFT hesaplamasına dayanmaktadır. PCA'nın kör kaynak ayırma (BSS) tekniği olarak uygulanması, katmanların sınırlarından yansıyan tepe sinyallerinin net bir şekilde çıkarılmasına olanak sağlamıştır. Bu, genel veri matrisinden hesaplanan ilk on beş ana PCA bileşeninin menzil-FFT matrislerine uygun bir genlik eşiği uygulanarak elde edilmiştir. Ana bileşenlerin ayrı ayrı işlenmesi sayesinde eşikleme işlemi uygulanabilir hale gelmiş ve katman sınırlarına ilişkin piklerin ayrımı basitleştirilmiş ve böylece katman kalınlığı kestirimi (LTE)'ndeki belirsizlik en aza indirilmiştir.

Ölçümler 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz olmak üzere iki frekans aralığında gerçekleştirilmiştir. Önerilen PCA tabanlı yöntem, polietilen (PE) malzeme, hava aralığı ve metal reflektör plakadan oluşan çok katmanlı ortamların her iki bantta incelenmesinde test edilmiştir. PE tabakasının kalınlığını tahmin etmek için dielektrik sabitinin bilinmesi gerekmektedir. Serbest uzay ölçümlerinde NRW yöntemini uygulayarak PE'in dielektrik sabiti frekansın bir fonksiyonu olarak belirlenmiştir. Buna göre, 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz frekans aralıklarında PE dielektrik sabitinin ortalama değerleri sırasıyla 2,04 ve 2,55'tir. Ayrıca, ölçümlerde yüzey yansıma yöntemi (SRM) kullanıldığında da PE dielektrik sabiti için yakın sonuçlar elde edilmiştir. SRM kullanılarak elde edilen PE dielektrik sabiti değerleri sırasıyla 2-4 GHz ve 1.5-5.5 GHz için 2.0825 ve 2.24889'dur. Önerilen yöntemde LTE belirlenirken bu değerler dikkate alınmıştır.

Bu tez çalışmasında önerilen PCA tabanlı LTE yöntemi, gürültünün varlığına ve rastgele değişen etkilere rağmen iyi LTE sonuçları vermiştir. Söz konusu yöntem kullanılarak

elde edilen nihai sonuçlar, 2-4 GHz frekans aralığı için ortalama maksimum LTE hatasının %1,37 ve 1,5-5,5 GHz frekans aralığı için %2,14 olduğunu göstermiştir. Bu sonuçlara göre yöntemin en iyi LTE performansı 2-4 GHz frekans aralığında elde edilmiştir.

Ayrıca, önerilen yöntemin performansı SRM yönteminin performansı ile karşılaştırılarak değerlendirilmiştir. Daha önce belirtilen iki frekans aralığında SFCW radarı tarafından üretilen geniş bant sinyalleri ile yapılan ölçüm verilerine SRM yöntemi uygulanarak LTE değerleri alınmıştır. Bu değerlerde 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz frekans aralıklarında sırasıyla %7 ve %5,35 LTE hataları elde edilmiştir. SFCW radar temel bant sinyallerine uygulanan önerilen PCA'ya dayalı yöntemin LTE hataları, 2-4 GHz ve 1,5-5,5 GHz bantlarında sırasıyla %5,63 ve %2,94 değerlerinde olup, SRM kullanılarak elde edilen sonuçlara göre daha düşük olarak elde edilmiştir.

5.2. Öneriler

Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, katmanlı yapılar için katman kalınlığını tahmin etmek amacıyla PCA tabanlı LTE önerilen yönteminin SFCW radar çıkış temel bant sinyallerine uygulanmasının etkinliğini ve önemini göstermiştir. Önerilen yönteme ve uygulanan radar tasarımına göre entegre bir sistemin performansını iyileştirmek ve geliştirmek için öneriler aşağıdaki başlıklar altında özetlenebilir:

- 1) B-taramaları gerçekleştirirken gerçek zamanlı olarak net sonuçlar elde etmek için sinyal işleme tekniklerini iyileştirmek ve geliştirmek.
- 2) Radar sisteminde güç yükselteci ve yüksek yönlülüğe sahip antenler kullanarak sinyal gönderme ve alma performansını iyileştirmek; böylece daha fazla nüfuz derinliğinde farklı yapıları araştırma fırsatı/ihtimali elde etmek.
- 3) Önerilen yöntemi farklı katmanlı yapıları bazı katmanlarda belirli bir nem yüzdesinin ve önemli gürültü seviyelerinin varlığında test etmek.
- 4) Bir süperheterodin radar yapısı için önerilen yöntemin performansını incelemek.

6. KAYNAKLAR

- Abd Shehab, M., Al Obaidi, M. A. S., Hos, I. and Karamzadeh, S., 2019, Subspace Clutter Removal Techniques in GPR Images, *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 82, 139–147.
- Abujarad, F. and Omar, A., 2006, GPR data processing using the component-separation methods PCA and ICA, *Proceedings of the 2006 IEEE International Workshop on Imaging Systems and Techniques*, 59-63.
- Abujarad, F., Jostingmeier, A. and Omar, A.S., 2004, Clutter removal for landmine using different signal processing techniques, *Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar*, Vol. 1, 697-700.
- Abujarad, F., Nadim, G. and Omar, A., 2005, Clutter Reduction and Detection of Landmine Objects in Ground Penetrating Radar Data Using Singular Value Decomposition (SVD), *Proceedings of the 3rd International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar*, p. 37-41.
- Acar, Y. E., 2021, Estimation of Range and Micro-Motions of the Targets Behind the Obstacle with Homodyne SFCW Radar, Ph.D. dissertation, *Selçuk University*, Türkiye.
- Acar, Y. E., Saritas, I. and Yaldiz, E., 2021, An experimental study: detecting the respiration rates of multiple stationary human targets by stepped frequency continuous wave radar, *Measurement*, 167, 108268.
- Acar, Y. E., Saritas, I. and Yaldiz, E., 2021, An S-band zero-IF SFCW through-the-wall radar for range respiration rate, and DOA estimation, *Measurement* 186, 110221.
- Al-Qadi, I. L., Lahouar, S. and Loulizi, A., 2003, Successful application of GPR for quality assurance/quality control of new pavements, *Transportation Research Record No. 1861*, 86-97.
- Al-Qadi, I.L. and Lahouar, S., 2005, Measuring layer thicknesses with GPR – Theory to practice, *Construction and Building Materials*, vol. 19, issue 10, 763-772.
- Al-Qadi, I.L., Xie, W., Jones, D.L. and Roberts, R., 2010, Development of a time–frequency approach to quantify railroad ballast fouling condition using ultrawide band ground-penetrating radar data. *Int. J. Pavement Eng.*, 11, 269-279.
- An, Q., Wang, S., Yao, L., Zhang, W., Lv, H., and Wang, J., 2021, RPCA-Based High Resolution Through-the-Wall Human Motion Feature Extraction and Classification, *IEEE Sens. J.*, 21, 19058–19068.
- Balanis, C. A., 1989, Advanced Engineering Electromagnetics, *John Wiley & Sons*, New York.
- Bastard, C. L., Baltazart, V., Wang, Y. and Saillard, J., 2007, Thin-pavement thickness estimation using GPR with high-resolution and super resolution methods, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, 45, 2511-2519.

- Bastard, C. L., Wang, Y., Baltazart, V. and Derobert, X., 2014, Time delay and permittivity estimation by ground-penetrating radar with support vector regression. *IEEE Geosci Remote Sens Lett*, 11(4), 873-877.
- Benedetto, A., Tosti, F., Bianchini, L. and Amico, F., 2017, An overview of ground-penetrating radar signal processing techniques for road inspections, *Elsevier, Signal Processing*, 201-209.
- Bengio, Y., Courville, A. and Vincent, P., 2013, Representation learning: a review and new perspectives, *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, vol. 35, no. 8, 1798-1828.
- Bi, W., Zhao, Y. An, C. and Hu, S., 2018, Clutter Elimination and Random-Noise Denoising of GPR Signals Using an SVD Method Based on the Hankel Matrix in the Local Frequency Domain, School of Ocean and Earth Science, *Tongji University*, Shanghai, China.
- Bigman, D. P., 2023, Evaluating the feasibility of robotic crawler deployed ground penetrating radar to assess repairs of a concrete hydroelectric dam spillway in Alabama, *Water*, USA, 15, 1858.
- Bigman, D.P. and Day, D.J., 2022, Ground penetrating radar inspection of a large concrete spillway: a case-study using SFCW GPR at a hydroelectric dam, *Case Stud. Constr. Mater.* 16, e00975.
- Bostanudin, N.J.F., 2013, Computational methods for processing ground penetrating radar data, PhD Thesis, *University of Portsmouth*, Portsmouth-UK, 1-208.
- Boudrouz, Y., Serhir, M., Hinostroza, I. and Eyraud, C., 2024, Wall Clutter Mitigation Techniques Comparison for 3D Through-the-Wall Imaging, *Proceedings of the 2024 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and INC/USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/INC-USNC-URSI)*, Firenze, Italy.
- Chen, G., Fu, L., Chen, K., Boateng, C. D. and Ge, S., 2019, Adaptive Ground Clutter Reduction in Ground-Penetrating Radar Data Based on Principal Component Analysis, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 57, no. 6, pp. 3271-3282.
- Cui, L., Ling, T., Xin, J. and Li, R., 2021, FDTD simulation for moisture asphalt pavement thickness and density estimation utilizing ground penetrating radar, *KSCE Journal of Civil Engineering*, 25(9), 3336-3345.
- Dérobort, X., Fauchard, C., Côte, P., Le Brusq, E., Guillanton, E., Dauvignac, J.Y. and Pichot, C., 2001, Step-frequency radar applied on thin road layers. *J. Appl. Geophys*, 47, 317-325.
- Dong, Z., Ye, S., Gao, Y., Fang, G., Zhang, X., Xue, Z. and Zhang, T., 2016, Rapid detection methods for asphalt pavement thicknesses and defects by a vehicle-mounted ground penetrating radar (GPR) system, *Sensors*, 16, 2067.
- Dorizon, S., Ciarletti, V., Plettemeier, D. and Benedix, W.S., 2016, Performance validation of the ExoMars 2018 WISDOM GPR in ice caves, Austria, *Planetary and Space Science*, *Sci* 120, 1-14.

- Downs, C. and Jazayeri, S., 2021, Resolution enhancement of deconvolved ground penetrating radar images using singular value decomposition, *Journal of Applied Geophysics*, Volume 193.
- Duda, R. O., Hart, P. E. and Stork, D. G., 2001, Pattern classification, *John Wiley and Sons Inc.*, 2nd ed., New York.
- Economou, N., Vafidis, A., Hamdan, H., Kritikakis, G., Andronikidis, N. and Dimitriadis, K., 2012, Time-varying deconvolution of GPR data in civil engineering, *Nondestr. Test. Eval.* 27, 285-292.
- Ehrnsperger, M. G., Noll, M., Siart, U. and Eibert, T. F., 2021, Background and Clutter Removal Techniques for Ultra Short Range Radar, *2020 17th European Radar Conference (EuRAD)*, Utrecht, Netherlands, pp. 78-81.
- Eide, E., Valand, P.A. and Sala, J., 2014, Ground-coupled antenna array for step-frequency GPR. In *Proceedings of the 15th International Conference on Ground Penetrating Radar*, Brussels, Belgium, 756–761.
- Fauchard, C., Beaucamp, B. and Laguerre, L., 2015, Non-destructive assessment of hot mix asphalt compaction/density with a step-frequency radar: case study on a newly paved road, *Near Surf. Geophys.*, 13 (3), 289-297.
- Fauchard, C., Derobert, X., Cariou, J. and Cote, P., 2003, GPR performances for thickness calibration on road test sites, *NDT E Int.*, 36, 67-75.
- Gagarin, N. and Mekemson, J., 2016, Step-frequency ground penetrating-radar array calibration requirements to estimate dielectric properties of pavements, *Near Surf Geophys*, 14(2), 105–110.
- Gao, Q., Zhang, H., Wang, J. and Huo, J., 2023, SVD-RPCA-Based Clutter Suppression Method Used for Through-Wall Radar Signal, *Proceedings of the 2023 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Qingdao, China.
- Garcia, F. M., Alvarez L. Y., Arboleya, A. A., Las, H. F., Rodriguez, V. Y., Gonzalez V. B. and Pino, G. A., 2017, SVD-based clutter removal technique for GPR, *In Proceedings of the 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, San Diego, SA, USA, 9–14, pp. 2369–2370.
- Giannakis, I., Giannopoulos, and Warren, A. C., 2019, A machine learning-based fast-forward solver for ground penetrating radar with application to full-waveform inversion, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, 57 (7), 4417-4426.
- Grzegorzczak T.M., Zhang B. and Cornick M.T., 2013, Optimized SVD Approach for the Detection of Weak Subsurface Targets from Ground-Penetrating Radar Data. *IEEE Geosci. Remote Sens. Soc.*, 51:1635–1642.
- Hartikainen, A., Pellinen, T. and Eskelinen, P., 2018, Algorithm to process the stepped frequency radar signal for a thin road surface application, *Construction and Building Materials*, 1090-1098.
- Hervé, Y., Ciarletti, V., Gall, A. L., Corbel, C., Khodja, R. H., Benedix, W.S., Plettemeier, D., Humeau, O., Vieau, A.J., Lustrement, B., Abbaki, S., Bertran, E., Lapauw, L.,

- Tranier, V., Oudart, N., Vivat, F., Statz, C., Lu, Y., Hegler, S. and Hérique, A., 2020, The WISDOM radar on board the Exomars 2022 rover: characterization and calibration of the flight model, *Planetary and Space Science*, vol. 189, 104939.
- Hoegh, K., Khazanovich, L., Dai, S. and Yu, T., 2015, Evaluating asphalt concrete air void variation via GPR antenna array data, *Selvier, Case Stud. Nondestruct. Test. Eval.*, 3, 27-33.
- Ihamouten, A., Bosc, F., Guan, B., Bastard, C., Fauchard, C., Lambot, S. and Derobert, X., 2018, Full-waveform inversion using a stepped-frequency GPR to characterize the tack coat in hot-mix asphalt (HMA) layers of flexible pavements, *NDT & E International*, 17-25.
- Jia, X., Zhao, M., Buzza, M., Di, Y. and Lee, J., 2017, A geometrical investigation on the generalized L_p/L_q norm for blind deconvolution, *Signal Process*, 134, 63-69.
- Jia, Y., Guo, Y., Yan, C., Sheng, H., Cui, G. and Zhong, X., 2019, Detection and localization for multiple stationary human targets based on cross correlation of dual-station SFCW radars, *Remote Sens.*, vol. 11, no. 12, 1428-1450.
- Kabourek, V., Černý, P. and Mazánek, M., 2012, Clutter reduction based on principal component analysis technique for hidden objects detection, *Radioengineering*, vol. 21, no. 1.
- Kaczmarek, P. and Pietrasinski, J., 2014, Principal component analysis in interpretation of a-scan measurements in GPR system, *Proc. 15th Int. Radar Symp.*, 1-5.
- Kaplan, G. B., İçoglu, O., Yoldemir, A. B. and Sezgin, M., 2010, Real-time object detection using dynamic principal component analysis, *Proc. 13th Int. Conf. on GPR*, 1-6.
- Karnena, R. K. and Maiti, S., 2023, An efficient full wave model for investigating layered media using bi-static ground penetrating radar, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 5, 4618-4623.
- Kempen L. V. and Sahli H., 2001, Signal processing techniques for clutter parameters estimation and clutter removal in GPR data for landmine detection, *IEEE Workshop on Statistical Signal Processing Proceedings*, 158-161.
- Khan, U.S., Al-Nuaimy, W., 2010, Background removal from GPR data using eigenvalues, *Proceedings of the 13th International Conference on Ground Penetrating Radar*, Lecce, Italy.
- Kozlov, R., Gavrilov, K., Shevgunov, T. and Kirdyashkin, V., 2022, Stepped frequency continuous-wave signal processing method for human detection using radars for sensing rooms through the wall, *Inventions*, vol. 7, no. 3, 79-98.
- Kuchipudi, S. T., Ghosh and D. Gupta, H., 2022, Automated assessment of reinforced concrete elements using ground penetrating radar, *Automation in Construction*, vol. 140, 104378.
- Kuek, C. Y., 2012, Measurement of dielectric material properties - application note, *Rohde & Schwarz*, RAC0607-0019-1-4E, USA, 1-35.

- Kumar, B. S., Sahoo, A. K. and Maiti, S., 2021, Removal of Clutter and Random Noise for GPR Images, *2021 IEEE 18th India Council International Conference (INDICON)*, pp.1-6.
- Kumlu, D. and Erer, I., 2019, Operations Research for Military Organizations, IGI Global.
- Kumlu, D., 2018, New Clutter Removal Methods for Through Obstacle Target Detection, PHD, *Istanbul Technical University*.
- Lahouar, S. and Al-Qadi, I.L., 2008, Automatic detection of multiple pavement layers from GPR data, *NDT E Int.*, 41, 69-81.
- Lahouar, S., 2003, Development of data analysis algorithms for interpretation of ground penetrating radar data. Ph.D. dissertation, *Dept. Elect. Eng.*, Virginia Tech, Blacksburg.
- Lahouar, S., Al-Qadi, I. L., Loulizi, A., Trenton, C. M. and Lee, D. T., 2002, Approach to determining in situ dielectric constant of pavements: development and implementation at interstate 81 in Virginia, Transportation Research Record No. 1806. *Assessing and Evaluating Pavements*, 81-87.
- Lai, W., Dérobert and Annan, X. P., 2018, A review of ground penetrating radar application in civil engineering: a 30-year journey from locating and testing to imaging and diagnosis, *NDT E Int.*, 96, 58-78.
- Leckebusch, J., 2011, Comparison of a stepped-frequency and a pulsed GPR system, *Archaeological Prospection*, 18(1), 15-25.
- Leng, Z. and Al-Qadi, I., 2014, An Innovative Method for Measuring Pavement Dielectric Constant Using the Extended CMP Method with Two Air-Coupled GPR Systems. *NDT E Int*, 66, 90–98.
- Li, X., Ye, S., Wang, Z., Yuan, Y., Liu, X., Fang, G. and Ma, D., 2025, A Compact Stepped Frequency Continuous Waveform Through-Wall Radar System Based on Dual-Channel Software-Defined Radio, *Electronics*, 14, 527.
- Li, X.T., Wang, D.Y. and Zhang, X.N., 2006, A high-accuracy calibration method for thickness measurements of asphalt pavement using ground penetrating radar, *SATC*, 305-312.
- Liu, C., Song C. and Lu, Q., 2017, Random noise de-noising and direct wave eliminating based on SVD method for ground penetrating radar signals; *Journal of Applied Geophysics*, Volume 144, Pages 125-133.
- Liu, H. and Sato, M., 2014, In situ measurement of pavement thickness and dielectric permittivity by GPR using an antenna array, *NDT E Int.*, 64, 65-71.
- Liu, H., Deng, Z., Han, F., Xia, Y., Liu, Q.H. and Sato, M., 2017, Time-frequency analysis of air-coupled GPR data for identification of delamination between pavement layers, *Constr. Build Mater*, 154, 1207-1215.
- Liu, T., Zhu, Y. and Su, Y., 2018, Method for compensating signal attenuation using stepped-frequency ground penetrating radar, *Sensors*, 18, 1366-1379.
- Loizos, A. and Plati, C., 2007, Accuracy of pavement thicknesses estimation using different ground penetrating radar analysis approaches, *NDT E Int.*, 40, 147-157.

- Martinez, A. and Byrnes, A. P., 2001, Modeling Dielectric-constant values of Geologic Materials: An Aid to Ground-Penetrating Radar Data Collection and Interpretation, *Current Research in Earth Sciences*, Bulletin, 247.
- Maser, K. R., 2003, Non-destructive measurement of pavement layer thickness, *Tech. Rep. California Department of Transportation*, USA, 104.
- Mercedes, S., Vega, P. and Simona, F., 2021, A review of GPR application on transport infrastructures: troubleshooting and best practices, *Remote Sens.*, 13(4), 672.
- Merwe, A. V. D. and Gupta, I. J., 2000, A novel signal processing technique for clutter reduction in GPR measurements of small, shallow land mines. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 38(6), 2627-2637.
- Ni, S. H., Huang, Y. H., Lo, K. F., Lin, D. C., 2010, Buried pipe detection by ground penetrating radar using the discrete wavelet transform, *Computers and Geotechnics*, Vol. 37, Issue 4, 440-448.
- Oudart, N., Ciarletti, V., Gall, A. L., Mastrogiuseppe, M., Herve, Y., Benedix, W. S., Plettemeier, D., Tranier, V., Khodja, R. H., Statz, C. and Lu, Y., 2021, Range resolution enhancement of WISDOM/Exomars radar soundings by the bandwidth extrapolation technique: validation and application to field campaign measurements, *Planetary and Space Science*, ISSN: 0032-0633, volume 197, 105173.
- Plati, C., Loizos, A. and Gkyrtis, K., 2020, Assessment of modern roadways using nondestructive geophysical surveying techniques, *Surveys in Geophysics*, vol. 41, 395-430.
- Potin, D., Duflos, E. and Vanheeghe, P., 2006, Landmines ground penetrating radar signal enhancement by digital filtering, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 44(9), 2393-2406.
- Rane, S.A., Gaurav, A., Sarkar, S., Clement, J.C. and Sardana, H.K., 2016, Clutter suppression techniques to detect behind the wall static human using UWB radar, *Proceedings of the 2016 IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT)*, Bangalore, India.
- Rasol, M., Jorge, C. P., Gracia, V., Solla, M., Fernandes, F., Fontul, S., Cabrera, D., Schmidt, F. and Assadollahi, H., 2022, GPR monitoring for road transport infrastructure: a systematic review and machine learning insights, *Construction and Building Materials*, vol. 324, 126686.
- Reppert, P.M., Morgan, F.D. and Toksoz, M.N., 2000, Dielectric constant determination using ground-penetrating radar reflection coefficients, *J. Appl. Geophys*, 43, 189-197.
- Riaz, M.M. and Ghafoor, A., 2013, Ground penetrating radar image enhancement using singular value decomposition, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Beijing, China, pp. 2388–2391.
- Richardson, M., 2009, Principal component analysis, *Duke University*, Durham, USA.
- Sala, J. and Linford, N., 2011, Processing stepped frequency continuous wave GPR systems to obtain maximum value from archaeological data sets. *Near Surf. Geophys.* 10, 3-10.

- Sharma, P., Kumar, B., Singh, D. and Gaba, S., 2017, Critical analysis of background subtraction techniques on real gpr data, *Defence Science Journal*, vol. 67, no. 5.
- Shen, J.Q., Yan, H.Z. and Hu, C.Z., 2010, Auto-selected rule on principal component analysis in ground penetrating radar signal denoising, *Chin. J. Radio*, 25, 83–87.
- Sipos, D. and Gleich, D., 2020, A lightweight and low-power UAV-borne ground penetrating radar design for landmine detection, *Sensors*, 22, 2234.
- Song, C., Lu, Q., Liu, C. and Gao, Y., 2016, Random noise de-noising and direct wave eliminating in ground penetrating radar signal using SVD method, *Proceedings of the 16th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*, Hong Kong, China, pp. 1–5.
- Strange, A. D., 2007, Robust thin layer coal thickness estimation using ground penetrating radar, Ph.D. dissertation, *Queensland University of Technology*, Australia.
- Sui, X., Leng, Z., Wang, S. and Zhang, S., 2024, Removal of the GPR antenna vibration effect through height shifting correction for enhanced multi-layer asphalt pavement thickness determination, *Automation in Construction*, Vol. 161, 105335.
- Tebchrany, E., Sagnard, F., Baltazart, V., Tarel, J. P. and Dérobert, X., 2014, Assessment of statistical-based clutter reduction techniques on ground-coupled GPR data for the detection of buried objects in soils, *Proc. 15th Int. Conf. on GPR*, 604-609.
- Thomas, S.B. and Roy, L.P., 2017, Signal processing for coal layer thickness estimation using high-resolution time delay estimation methods, *IET Sci., Meas. Tech.*, 8, (11), 1022-1031.
- Tjora S., Eide E. and Lundheim, L., 2004, Evaluation of methods for ground bounce removal in GPR utility mapping, *10th Int. Conf. on GPR*, Delft, Netherlands, 379–382.
- Torbaghan, M., Li, W., Metje, N., Burrow, M., Chapman, D. and Rogers, C., 2020, Automated detection of cracks in roads using ground penetrating radar, *Journal of Applied Geophysics*, Volume 179, 104118.
- Tronca, G., Tsalicoglou, I., Lehner, S. and Catanzariti, G., 2018, Comparison of pulsed and stepped frequency continuous wave (SFCW) GPR systems, *17th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*, Rapperswil, Switzerland, 1-4.
- Wang, S., Leng, Z., Sui, X., Zhang, W., Ma, T. and Zhu, Z., 2024, Real-time asphalt pavement layer thickness prediction using ground-penetrating radar based on a modified extended common mid-point (XCMP) approach. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 1-13.
- Wang, S., Leng, Z., Zhang, Z. and Sui, X., 2022, Automatic asphalt layer interface detection and thickness determination from ground-penetrating radar data, *Elsevier, Construction and Building Materials*, 357, 129434.
- Wang, S., Zhao, S. and Al-Qadi, I.L., 2018, Continuous real-time monitoring of flexible pavement layer density and thickness using ground penetrating radar, *NDT E Int*, 48-54.
- Wang, Y., Qin, H. and Miao, F., 2022, A multi-path encoder network for GPR data inversion to improve defect detection in reinforced concrete, *Remote Sens*, 14, 22.

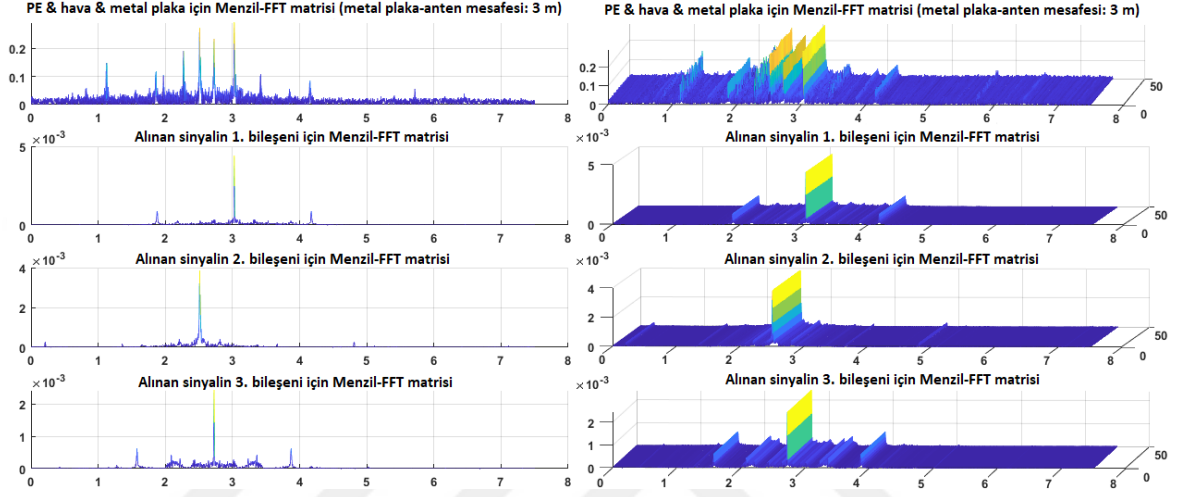
- Wiwatrojanagul, P., Sahamitmongkol, R., Tangtermsirikul, S. and Khamsemanan, N., 2017, A new method to determine locations of rebars and estimate cover thickness of RC structures using GPR data, *Construction and Building Materials*, vol. 140, 257-273.
- Xia, J., Franseen, E.K., Miller, R.D. and Weis, T.V., 2004, Application of deterministic deconvolution of ground-penetrating radar data in a study of carbonate strata, *J. Appl. Geophys.* 56, 213-229.
- Xue, W., Luo, Y., Yang, Y. and Huang, Y., 2019, Noise Suppression for GPR Data Based on SVD of Window-Length-Optimized Hankel Matrix, *Sensors*, 19, 3807.
- Yang, X., Huang, R., Meng, Y., Liang, J., Rong, H., Liu, Y., Tan, S., He, X. and Feng, Y., 2024, Overview of the application of ground-penetrating radar, laser, infrared thermal imaging, and ultrasonic in nondestructive testing of road surface, *Measurement*, vol. 224, 113927.
- Yi, L., Zou, L. and Sato, M., 2018, Practical approach for high-resolution airport pavement inspection with the YAKUMO multi static array ground-penetrating radar system, *Sensors*, 18, 2684.
- Yılmaz, B., Erer, I., Öz, F. and Baykut, S., 2025, Music guided SVD method for the detection of vital signs with SFCW radar, *Signal, Image and Video Processing*, Türkiye, pp. 1-4.
- Yılmaz, B., Öz, F., Erer, I. and Baykut, S., 2024, Detection of Vital Signs in Debris Environment using SFCW Radar, *2024 32nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, Türkiye, pp. 1-4.
- Yong, J., Yong, G., Gang, W., Ruiyuan, S., Guolong, C. and Xiaoling, Z., 2020, Multi-frequency and multi-domain human activity recognition based on SFCW radar using deep learning, *Neuro Computing*, 274-287.
- Zhang, D., Zhao, Y., Meng, H., Qu, X. and Yang, X., 2023, Rebar clutter suppression method based on weighted nuclear norm minimization with random SVD, *Proceedings of the IET International Radar Conference (IRC 2023)*, Chongqing, China.
- Zhang, J., Lu, Y., Yang, Z., Zhu, X., Zheng, T., Liu, X., Tian, Y. and Li, W., 2022, Recognition of void defects in airport runways using ground-penetrating radar and shallow CNN, *Autom. Constr.*, 138, Article 104260.
- Zhang, X.W., Gao, Y.Z. and Fang, G.Y., 2013, Application of Hilbert spectrum analysis in ground penetrating radar thin layer recognition, *Chin. J. Geophys.* 56, 2790-2798.
- Zhao, S. and Al-Qadi, I., 2016, Development of an analytic approach utilizing the extended common midpoint method to estimate asphalt pavement thickness with 3-D ground-penetrating radar, *NDT E Int.*, 78, 29-36.
- Zhao, S. and Al-Qadi, I.L., 2017, Development of regularization methods on simulated ground-penetrating radar signals to predict thin asphalt overlay thickness, *Signal Process.* 132, 261-271.
- Zhao, S., Al-Qadi, I. and Wang, S., 2018, Prediction of thin asphalt concrete overlay thickness and density using nonlinear optimization of GPR data, *NDT E Int*, 100, 20-30.

- Zhao, S., Shangguan, P. and Al-Qadi, I., 2015, Application of regularized deconvolution technique for predicting pavement thin layer thicknesses from ground penetrating radar data, *NDT E Int.*, 73,1-7.
- Zhou, F., Chen, Z., Liu, H., Cui, J., Spencer, B.F. and Fang, G., 2018, Simultaneous estimation of rebar diameter and cover thickness by a GPR–EMI dual sensor, *Sensors*, 6-18 (9).
- Zhu, J., Xue, W., Rong, X. and Yu, Y., 2017, A clutter suppression method based on improved principal component selection rule for ground penetrating radar, *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 53, 29–39.
- Zoubir, A.M., Chant, I.J., Brown, C.L., Barkat, B. and Abeynayake, C., 2002, Signal processing techniques for landmine detection using impulse ground penetrating radar, *IEEE on Sensors Journal*, 41-51.

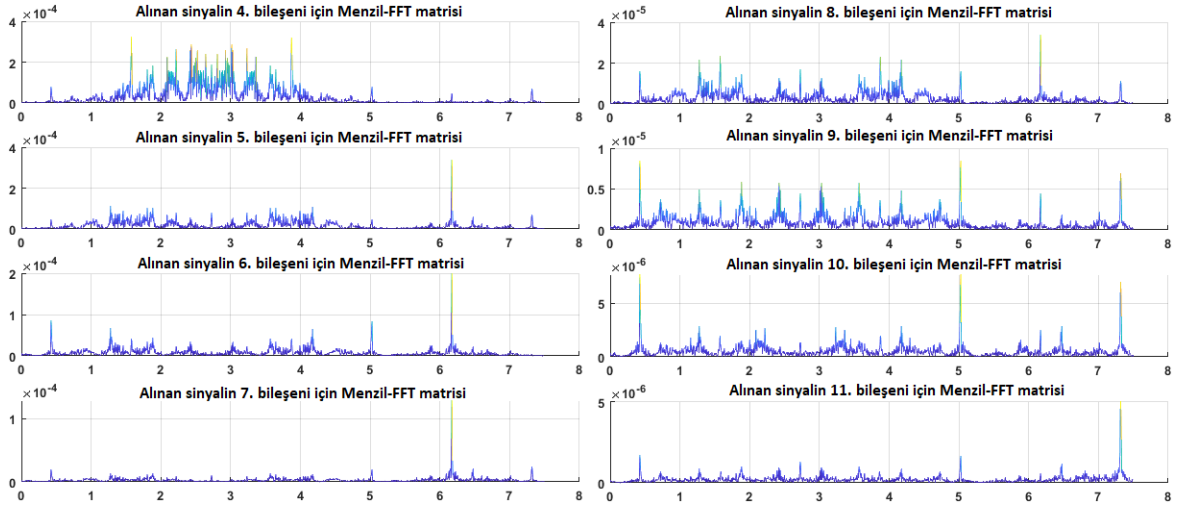
7. EKLER

7.1. 2-4 GHz frekans aralığında önerilen yöntemin sonuçları

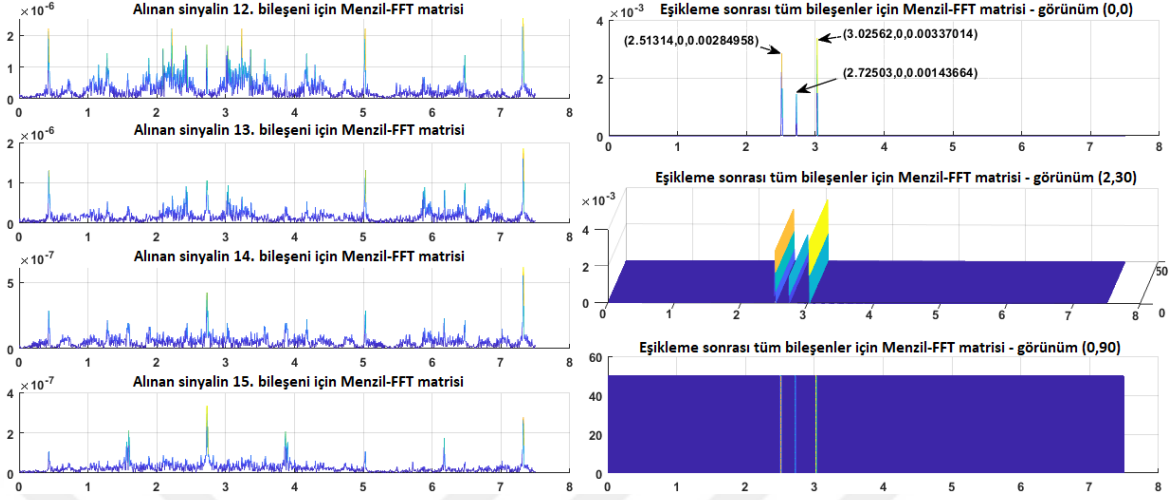
7.1.1. 18,5 cm PE, 30 cm hava katmanları ve 3 m'de metal plaka düzeni



Şekil 7.1. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

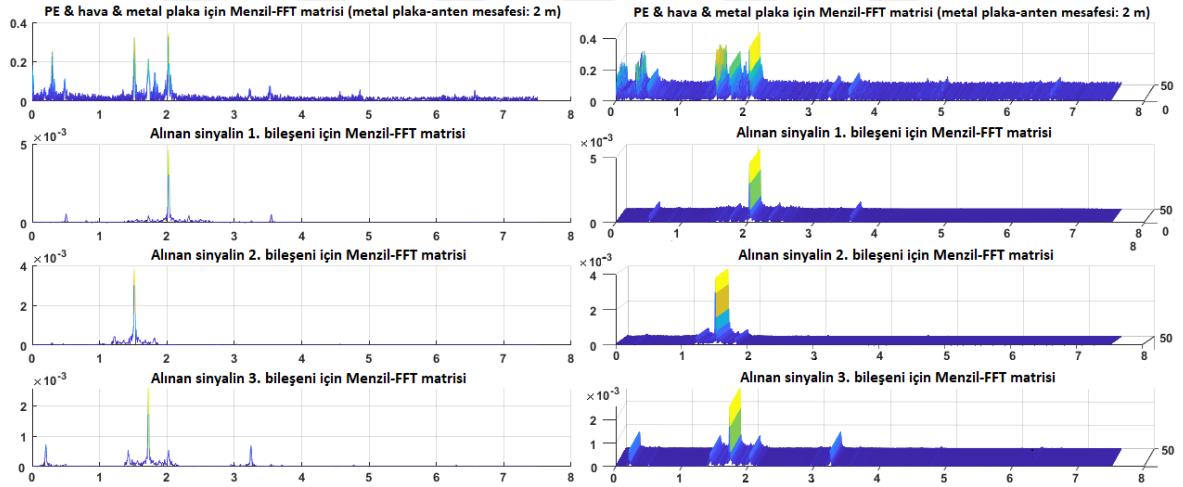


Şekil 7.2. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

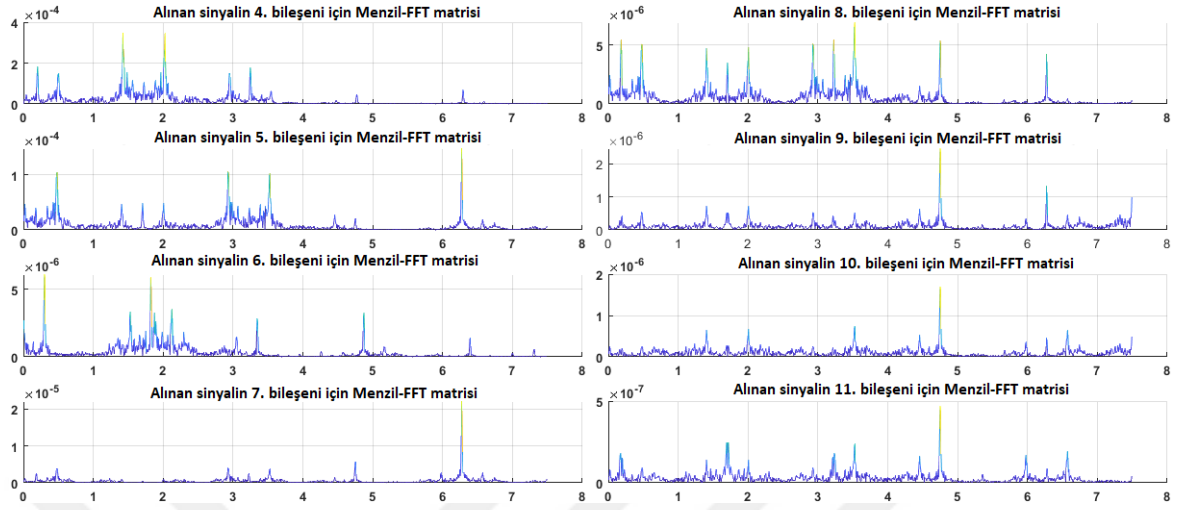


Şekil 7.3. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

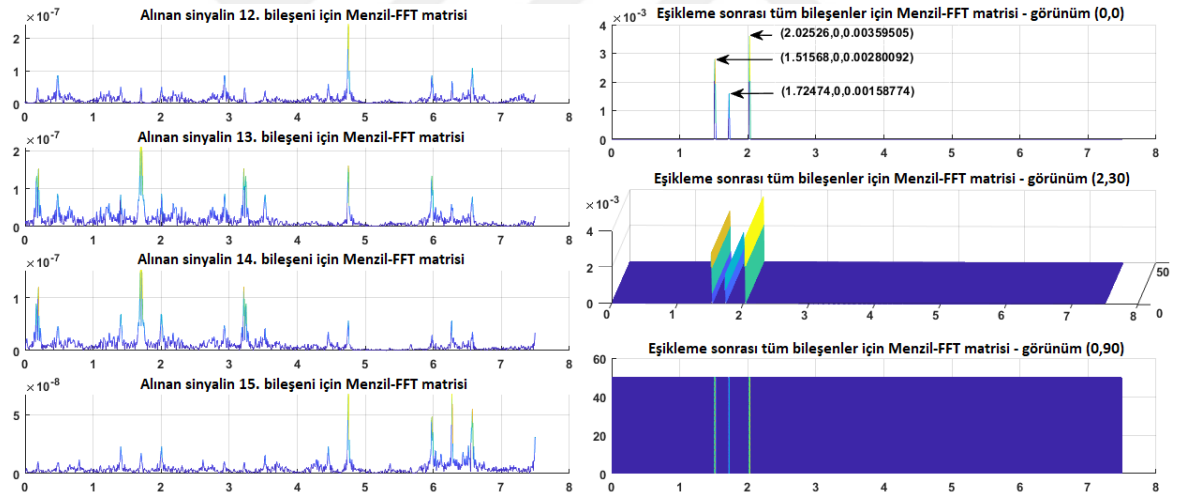
7.1.2. 18,5 cm PE, 30 cm hava katmanları ve 2 m'de metal plaka düzeni



Şekil 7.4. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

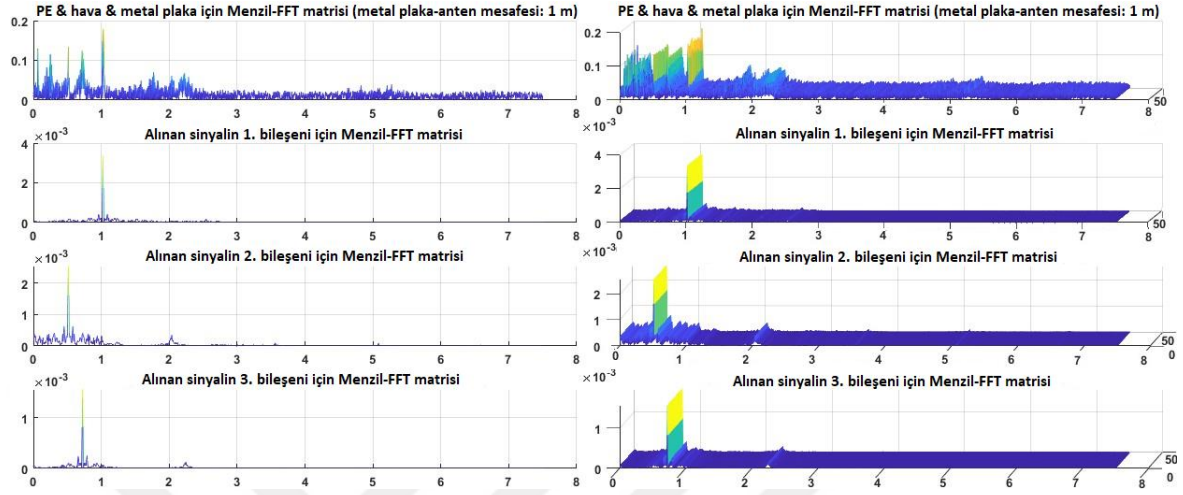


Şekil 7.5. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

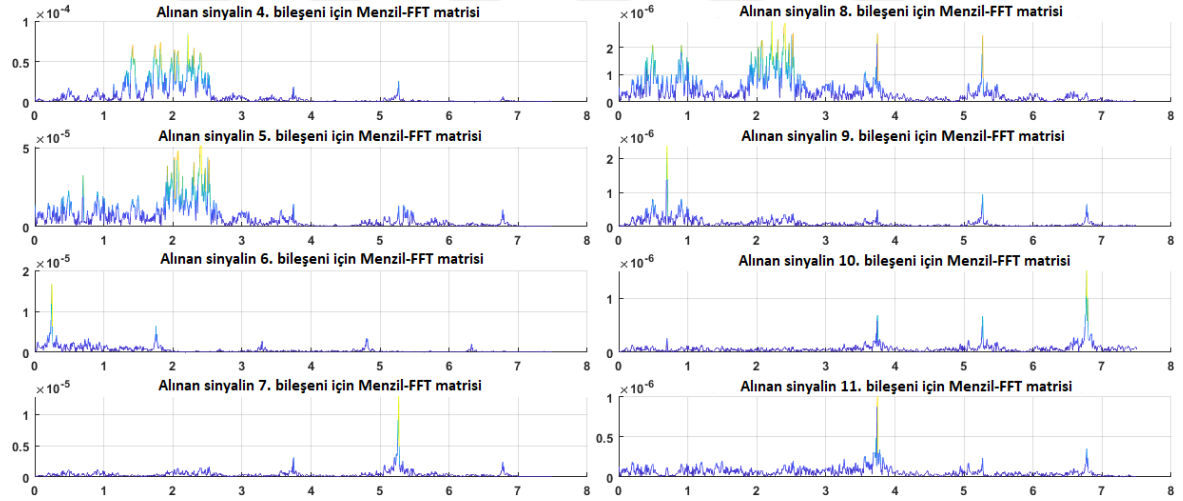


Şekil 7.6. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

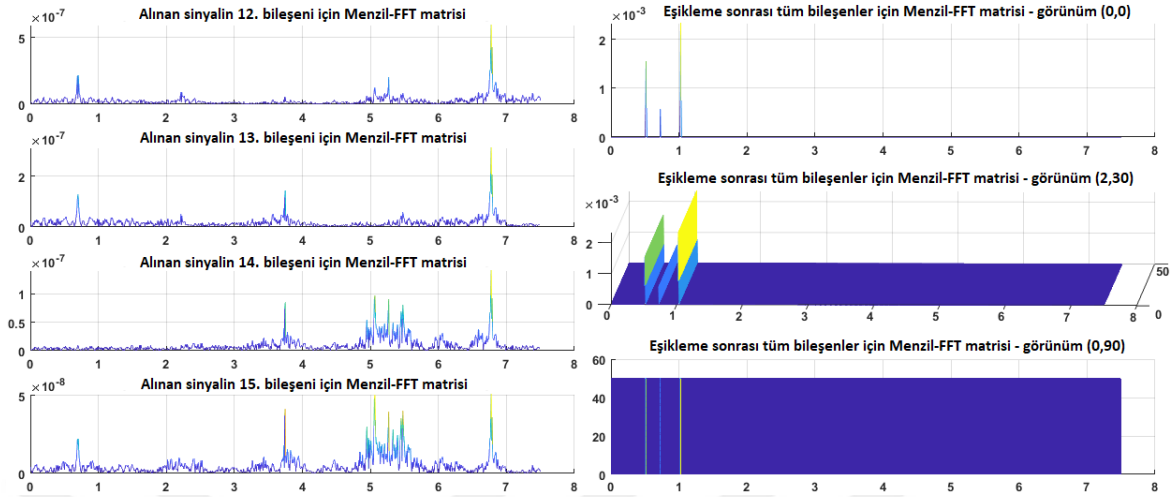
7.1.3. 18,5 cm PE, 30 cm hava katmanları ve 1 m'de metal plaka düzeni



Şekil 7.7. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

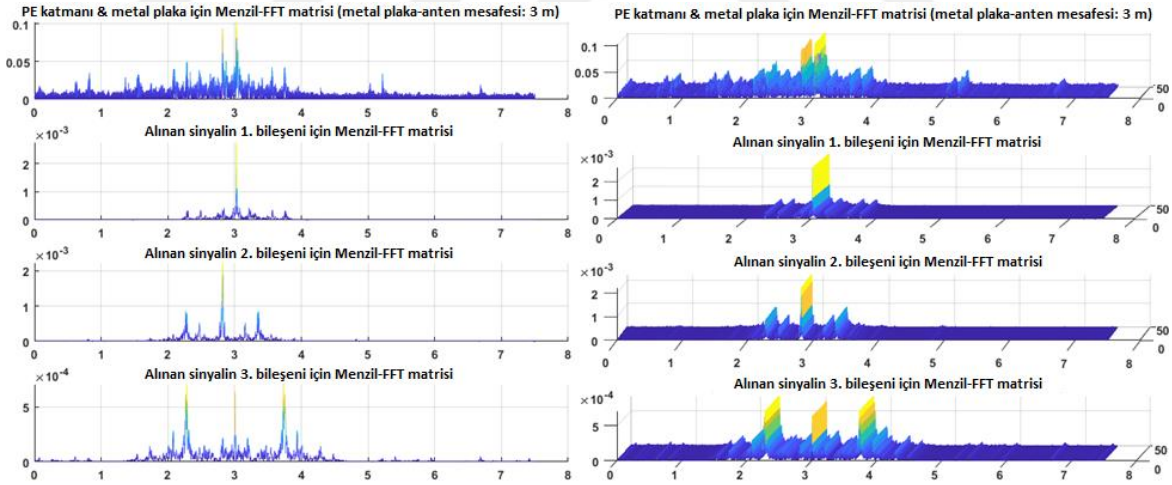


Şekil 7.8. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

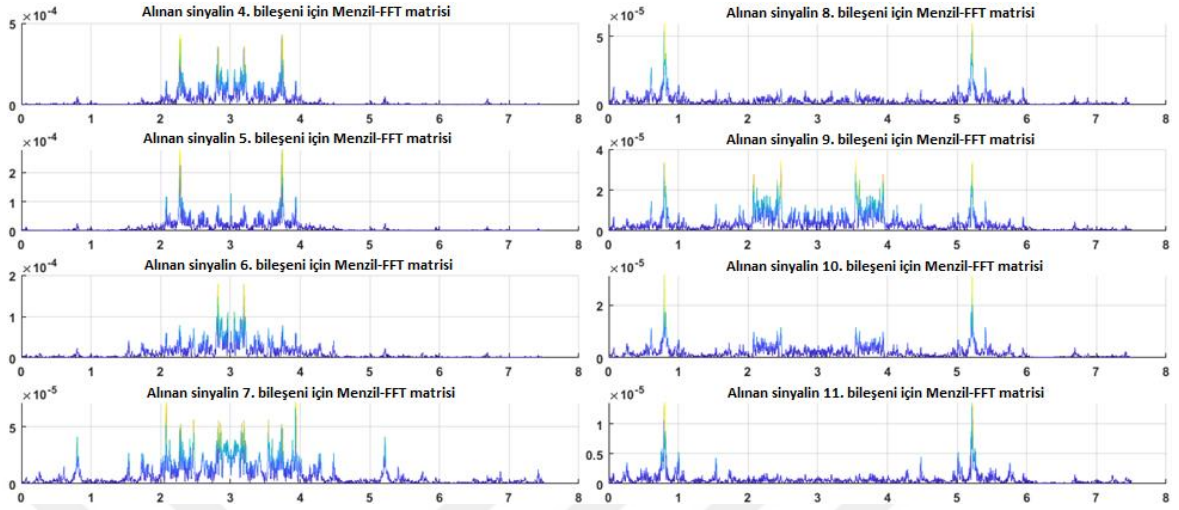


Şekil 7.9. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

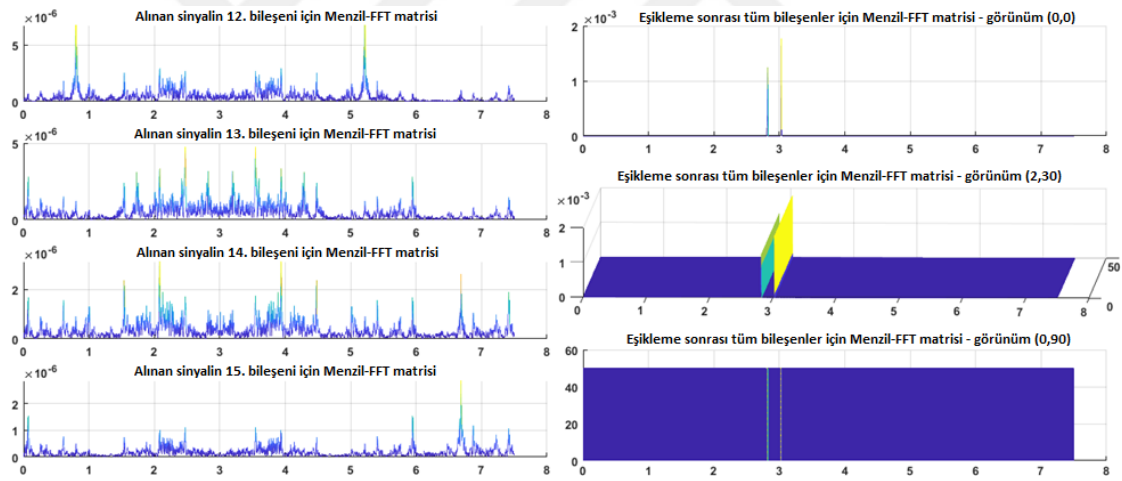
7.1.4. 18,5 cm PE katmanı ve 3 m'de metal plaka düzeni



Şekil 7.10. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

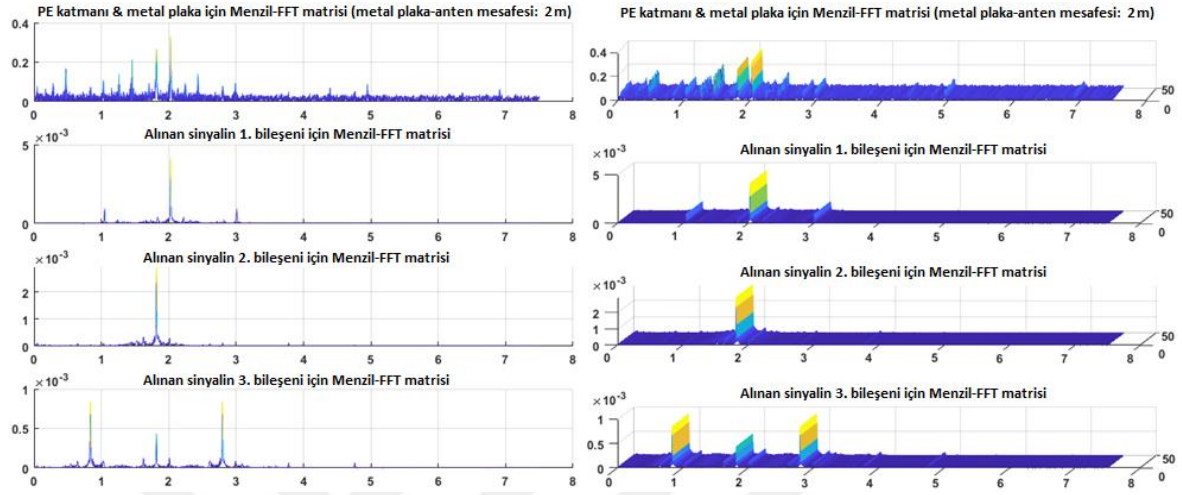


Şekil 7.11. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

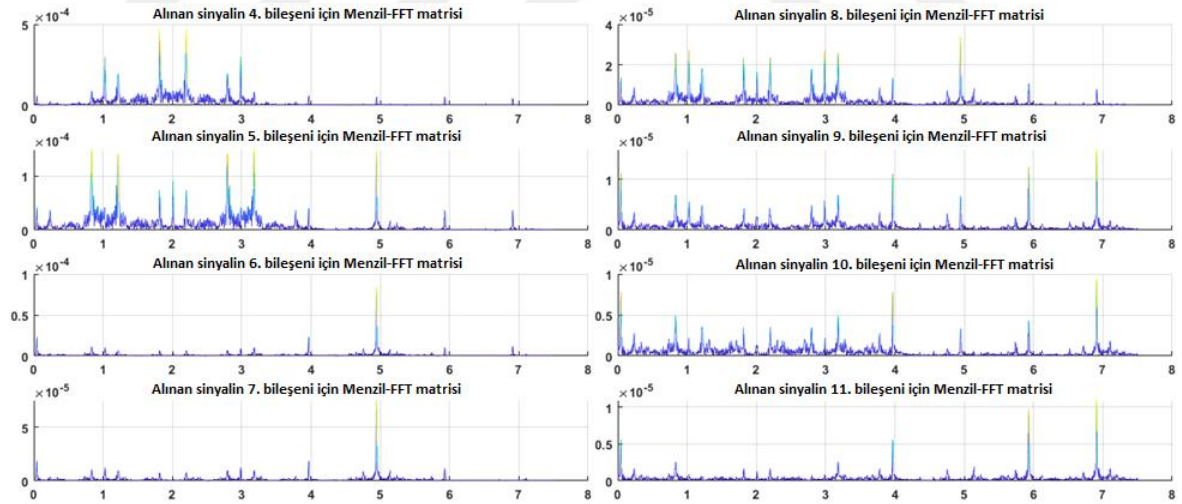


Şekil 7.12. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

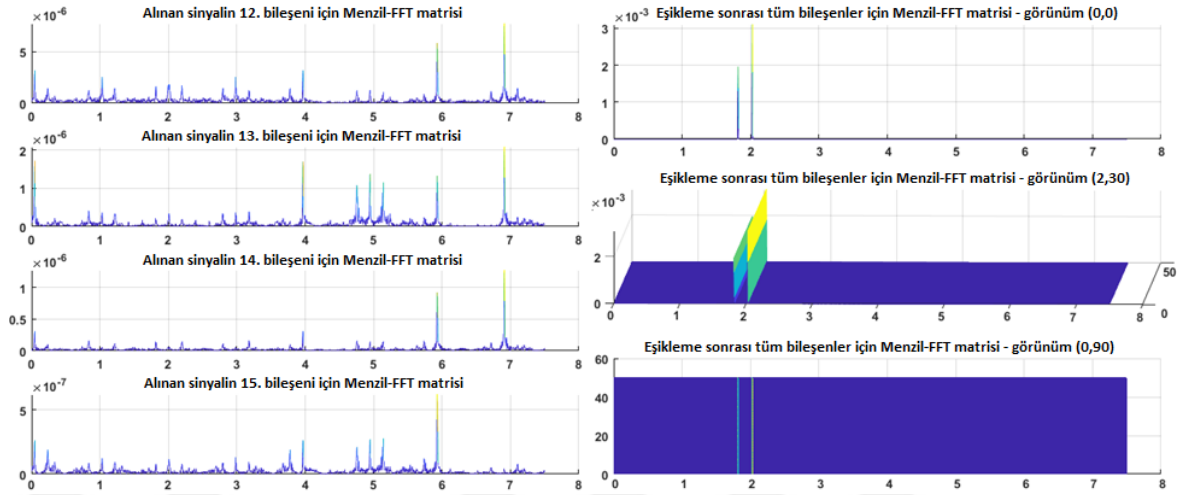
7.1.5. 18,5 cm PE katmanı ve 2 m'de metal plaka düzeni



Şekil 7.13. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

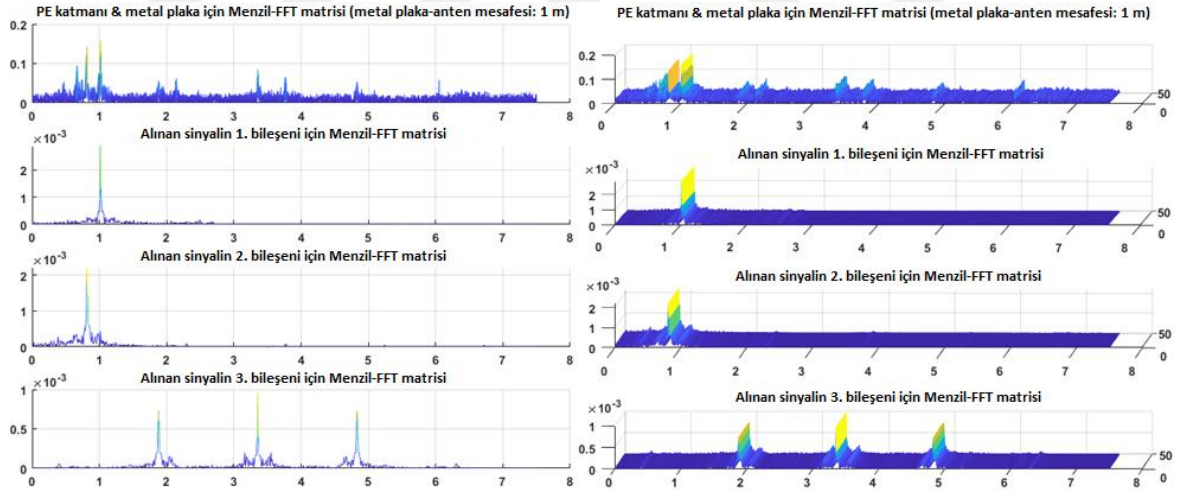


Şekil 7.14. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

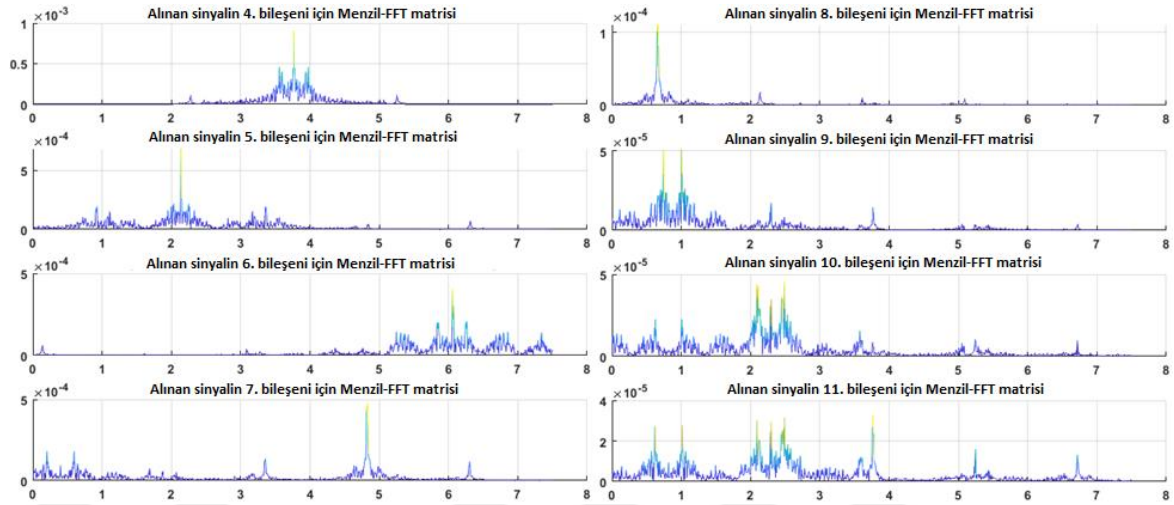


Şekil 7.15. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

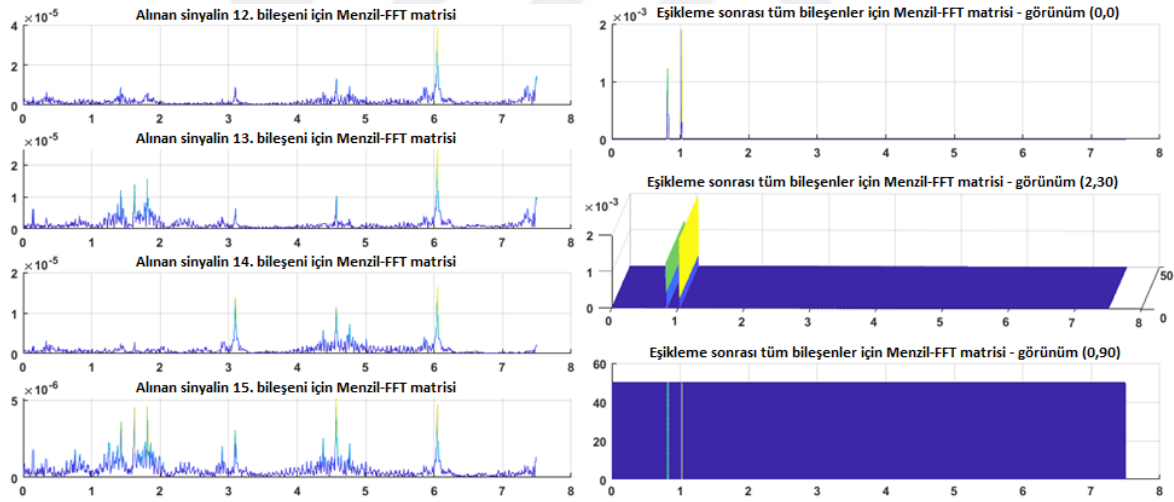
7.1.6. 18,5 cm PE katmanı ve 1 m'de metal plaka düzeni



Şekil 7.16. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

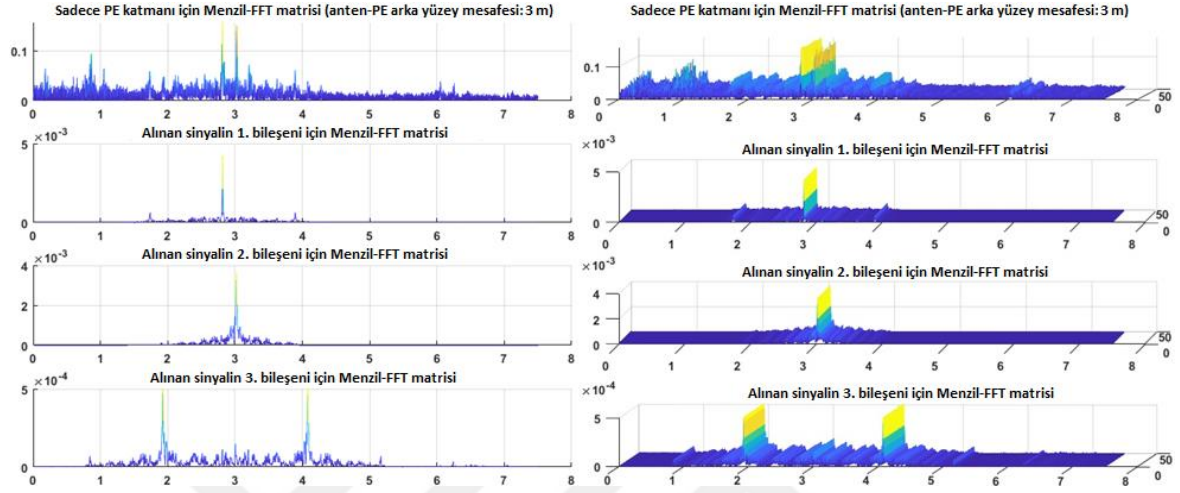


Şekil 7.17. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

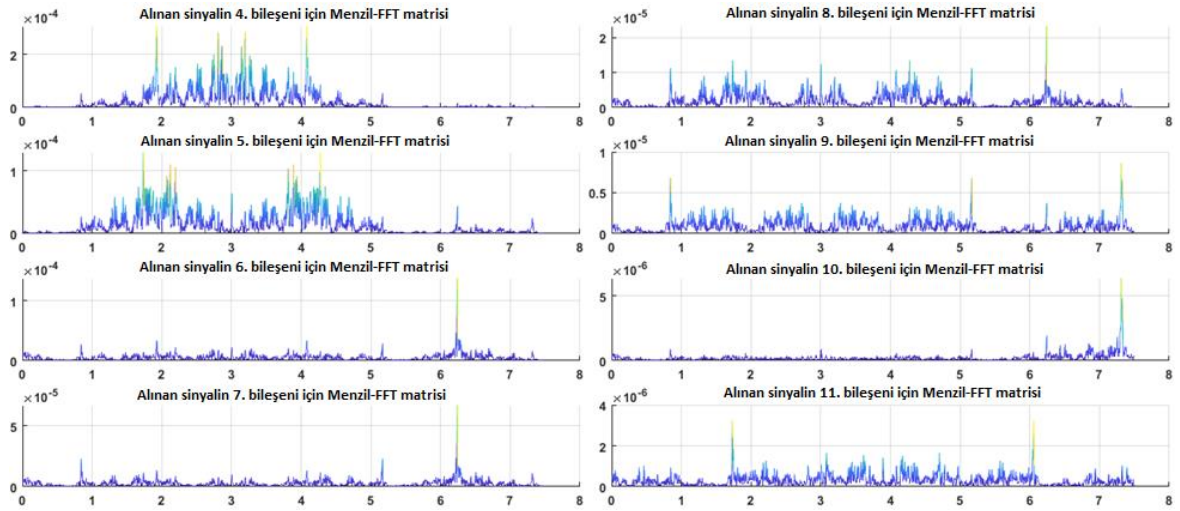


Şekil 7.18. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

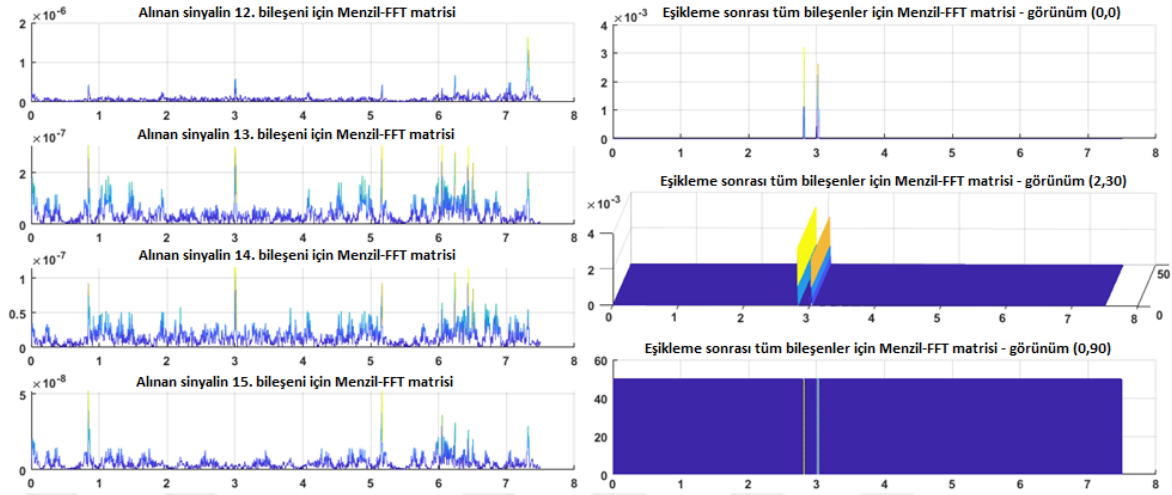
7.1.7. Sadece 18,5 cm PE katmanı için, arka yüzeyi antenlerden 3 m uzaklıkta



Şekil 7.19. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

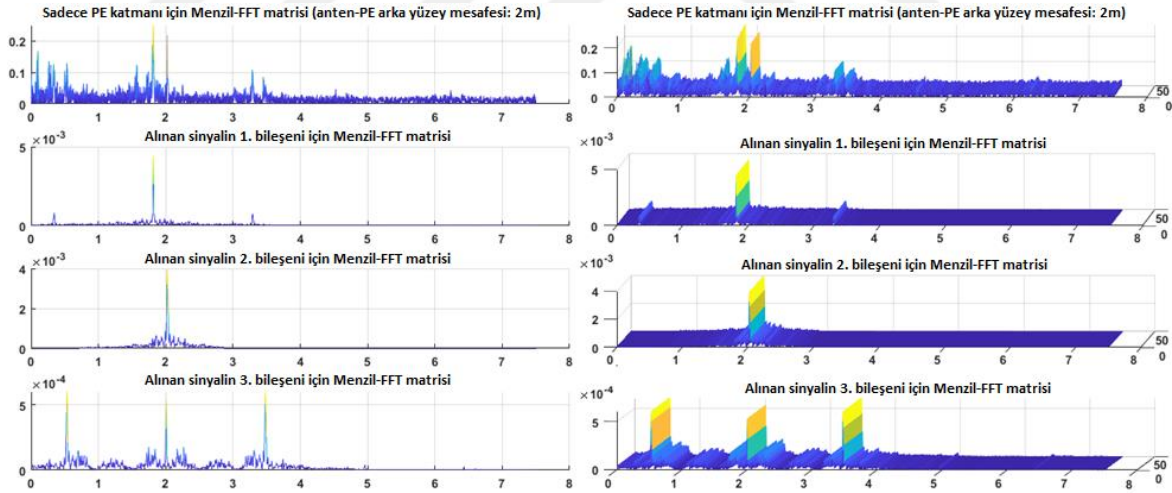


Şekil 7.20. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

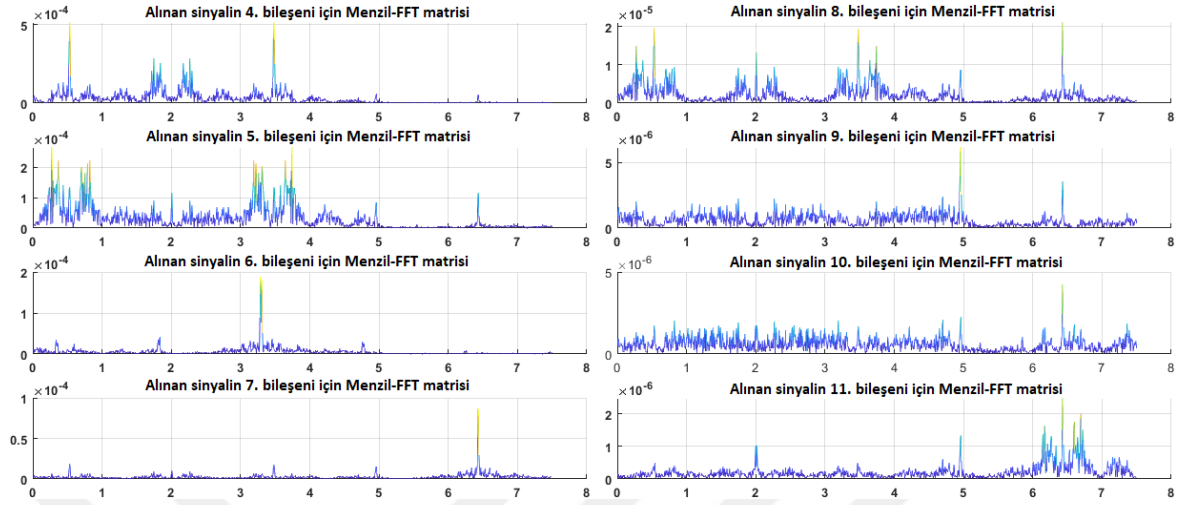


Şekil 7.21. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

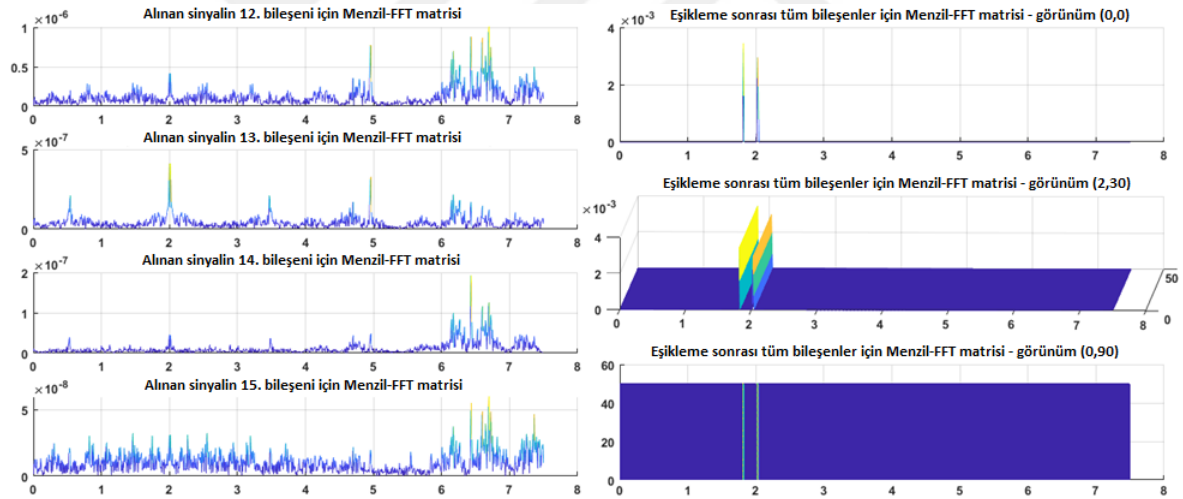
7.1.8. Sadece 18,5 cm PE katmanı için, arka yüzeyi antenlerden 2 m uzaklıkta



Şekil 7.22. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

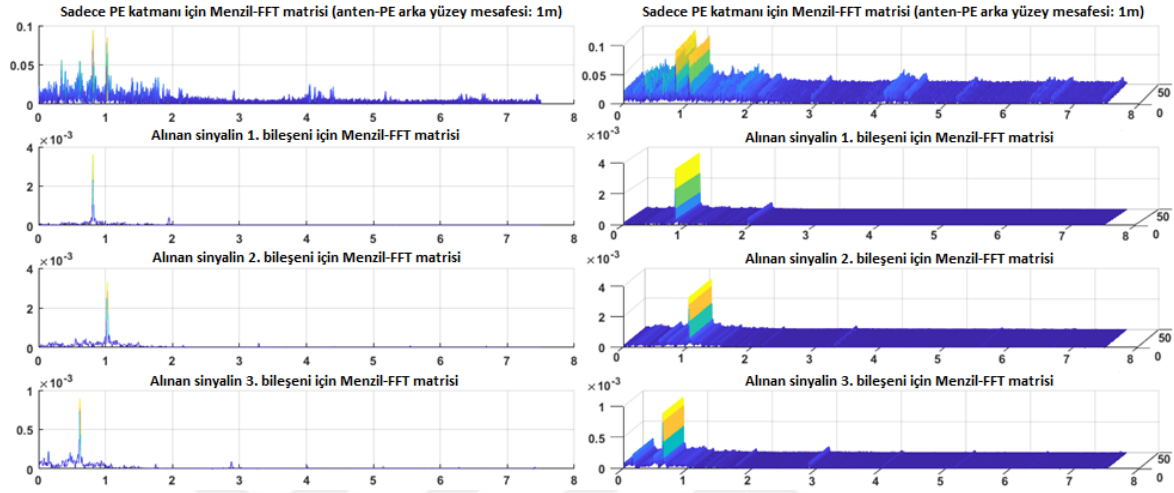


Şekil 7.23. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

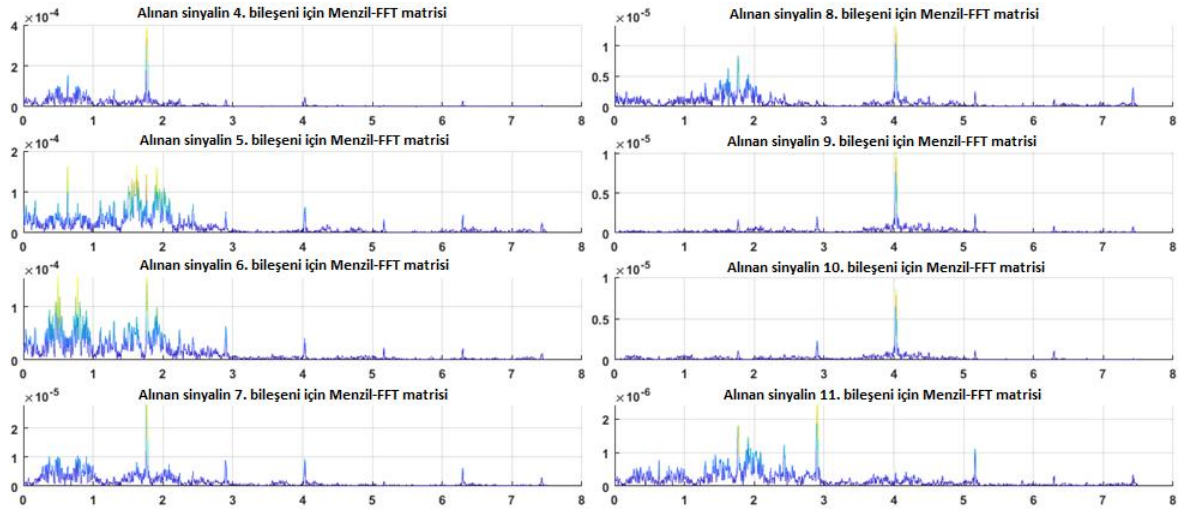


Şekil 7.24. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

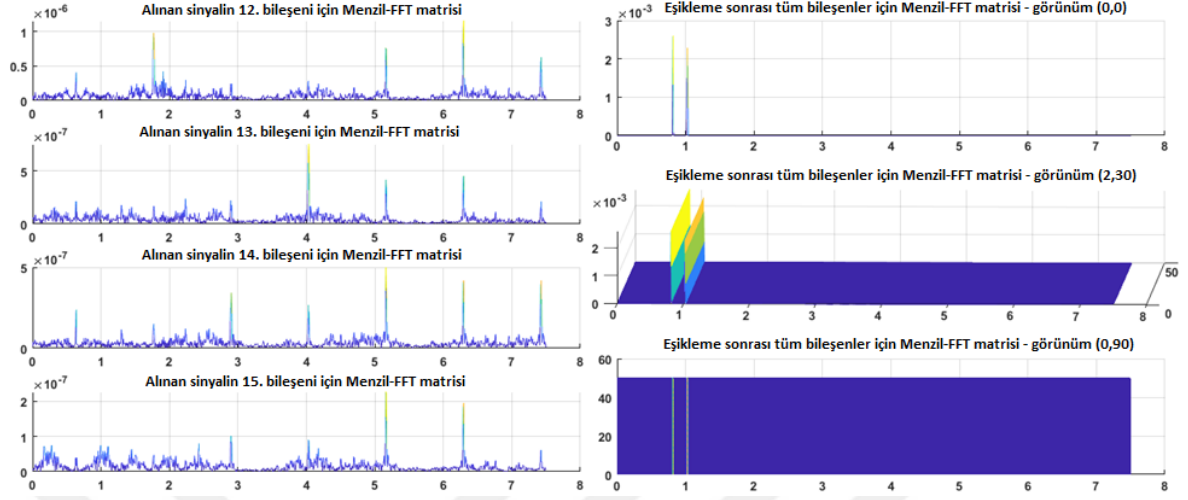
7.1.9. Sadece 18,5 cm PE katmanı için, arka yüzeyi antenlerden 1 m uzaklıkta



Şekil 7.25. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)



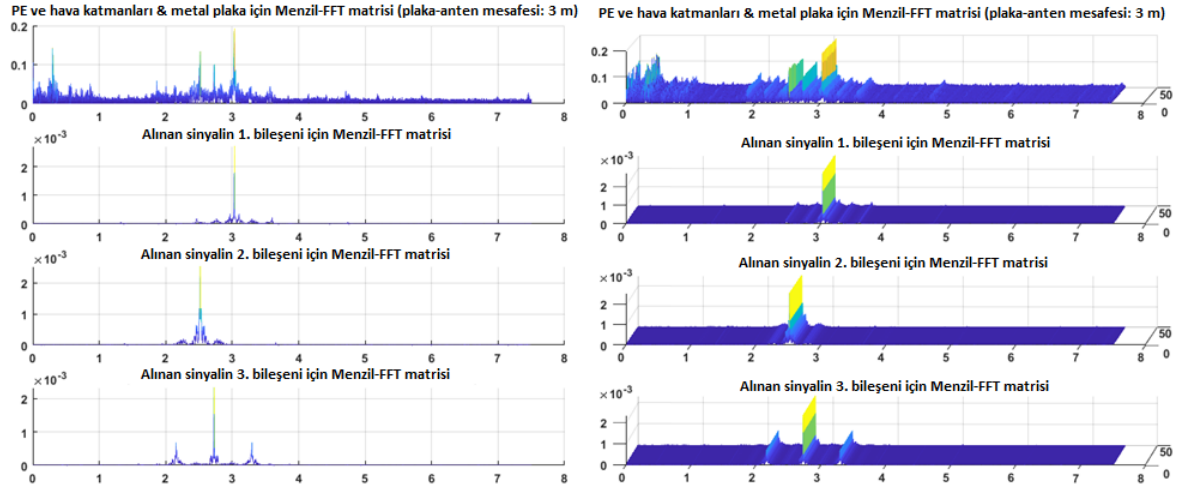
Şekil 7.26. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.



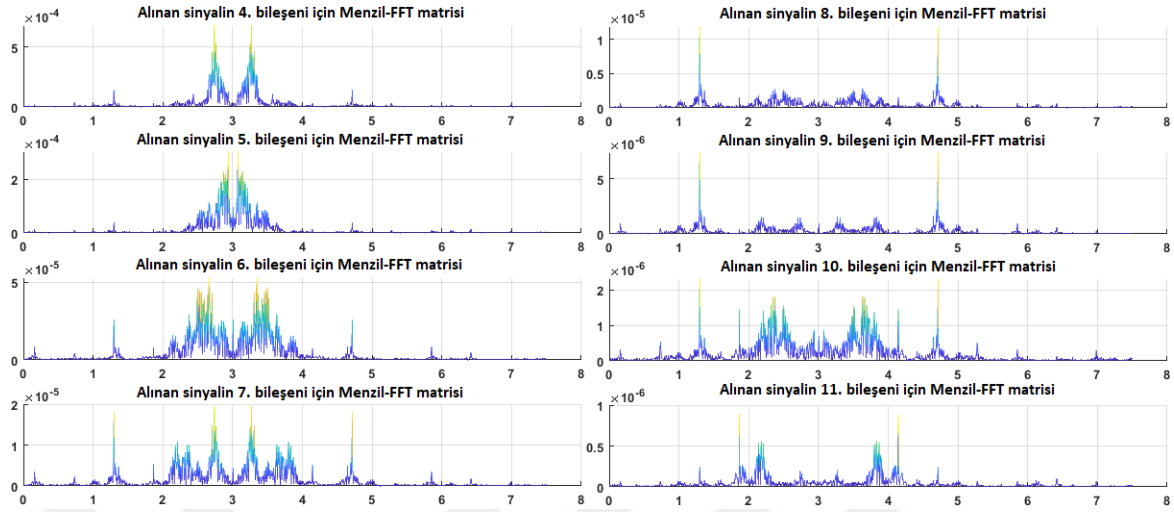
Şekil 7.27. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

7.2. 1.5-5.5 GHz frekans aralığında önerilen yöntemin sonuçları

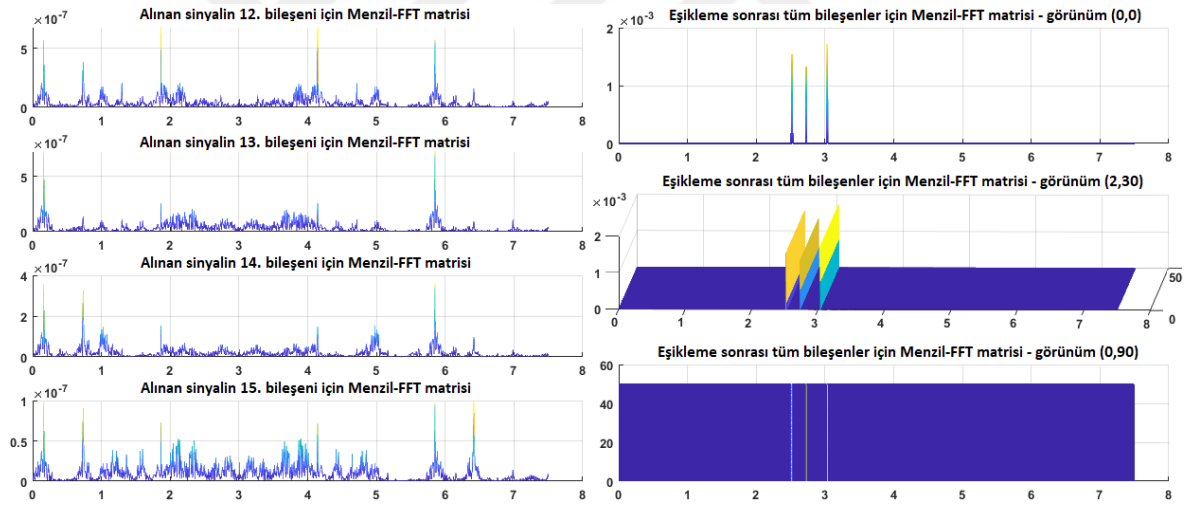
7.2.1. 18,5 cm PE, 30 cm hava katmanları ve 3 m'de metal plakadan oluşan ortam



Şekil 7.28. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

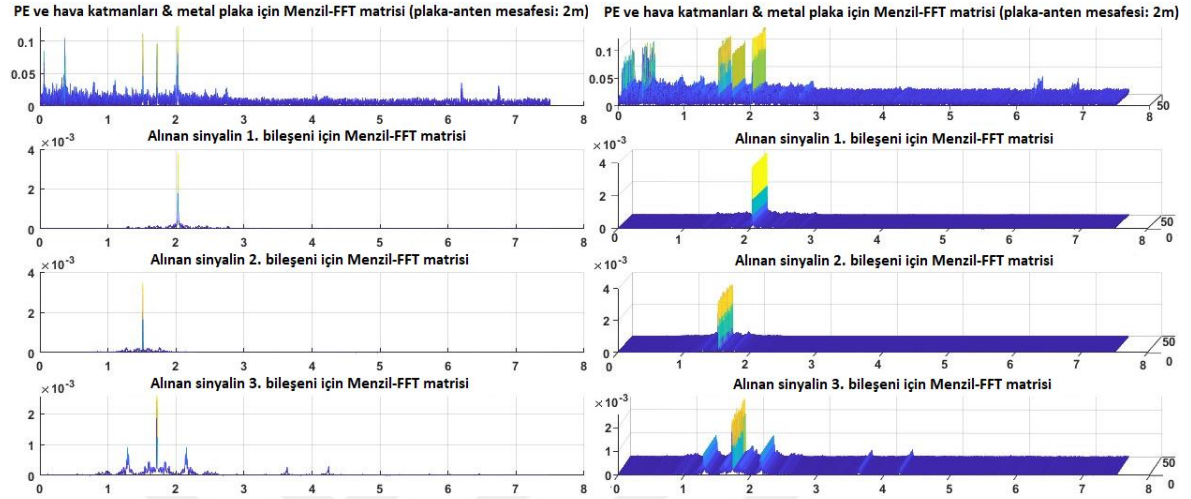


Şekil 7.29. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

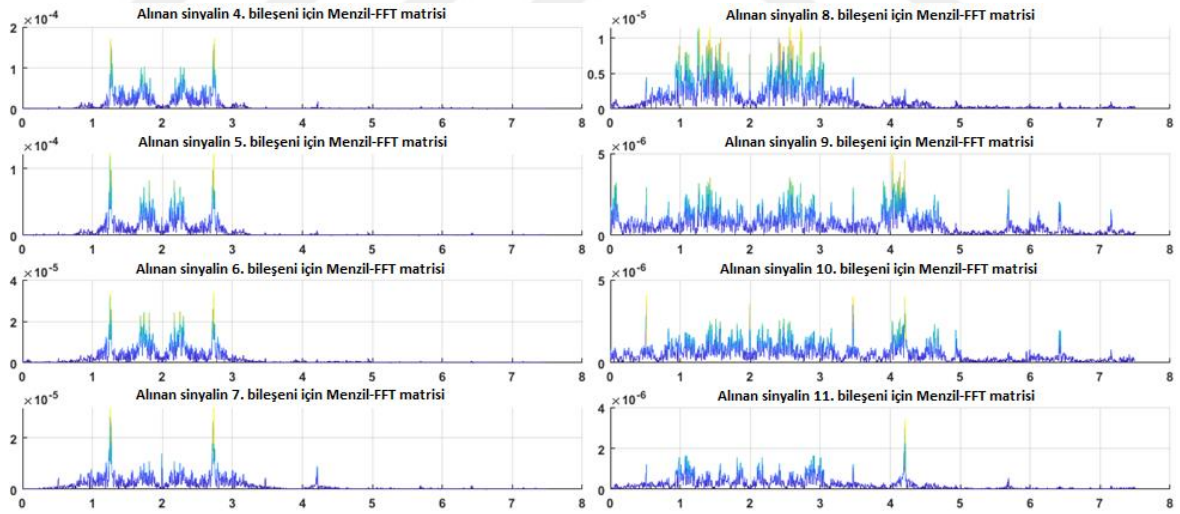


Şekil 7.30. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

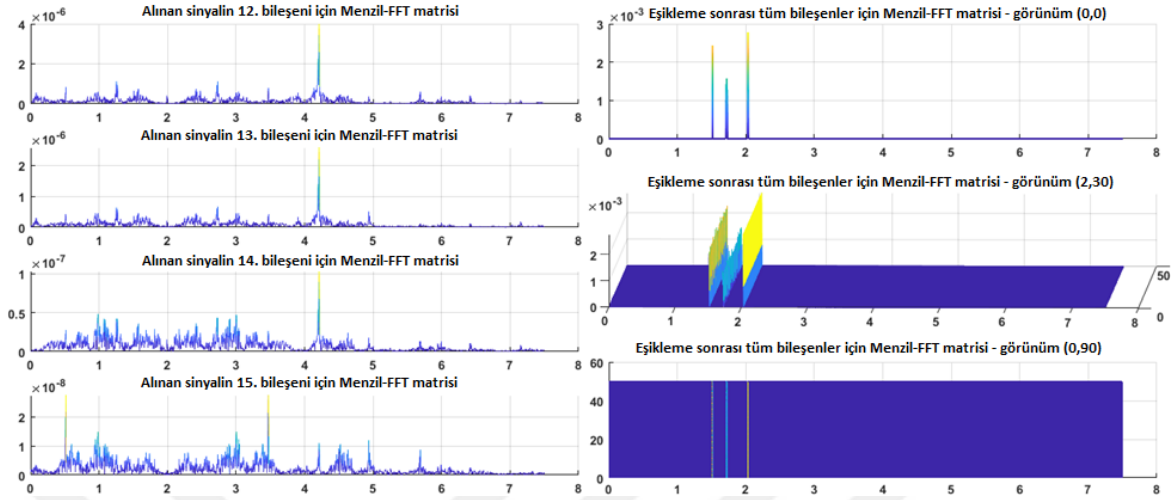
7.2.2. 18.5 cm PE, 30 cm hava katmanları ve 2 m'de metal plakadan oluşan ortam



Şekil 7.31. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

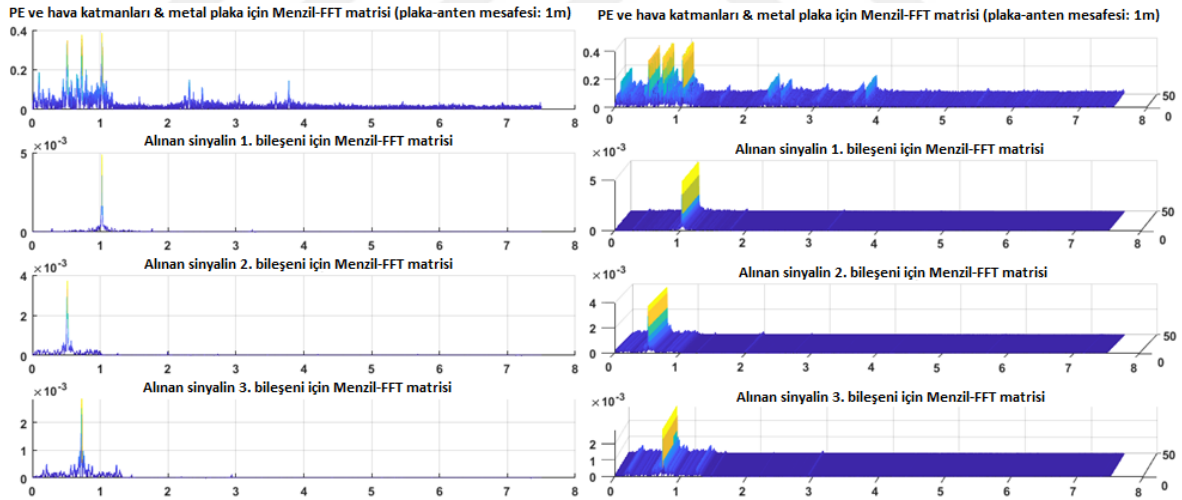


Şekil 7.32. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

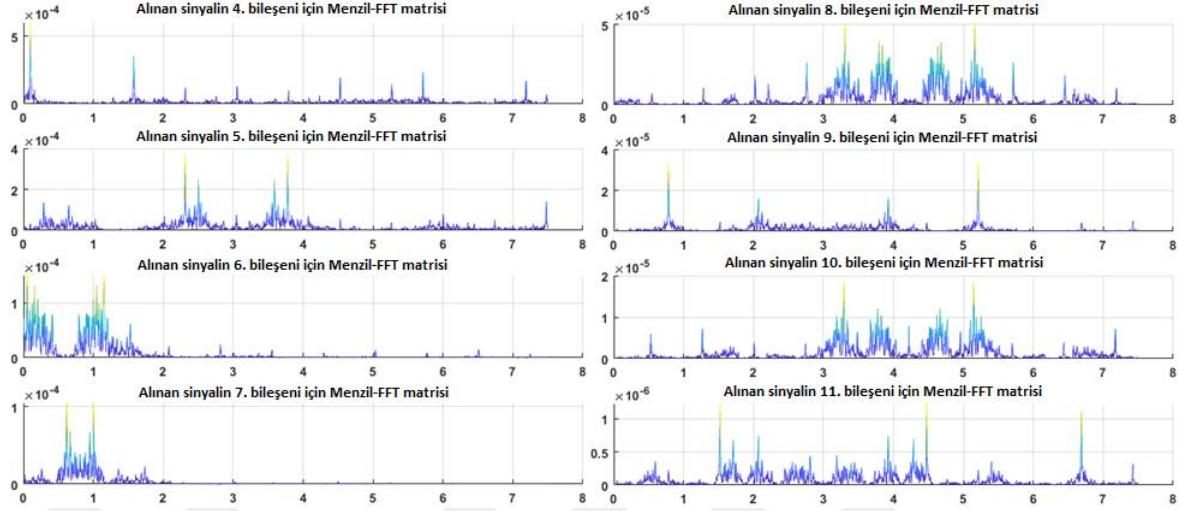


Şekil 7.33. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

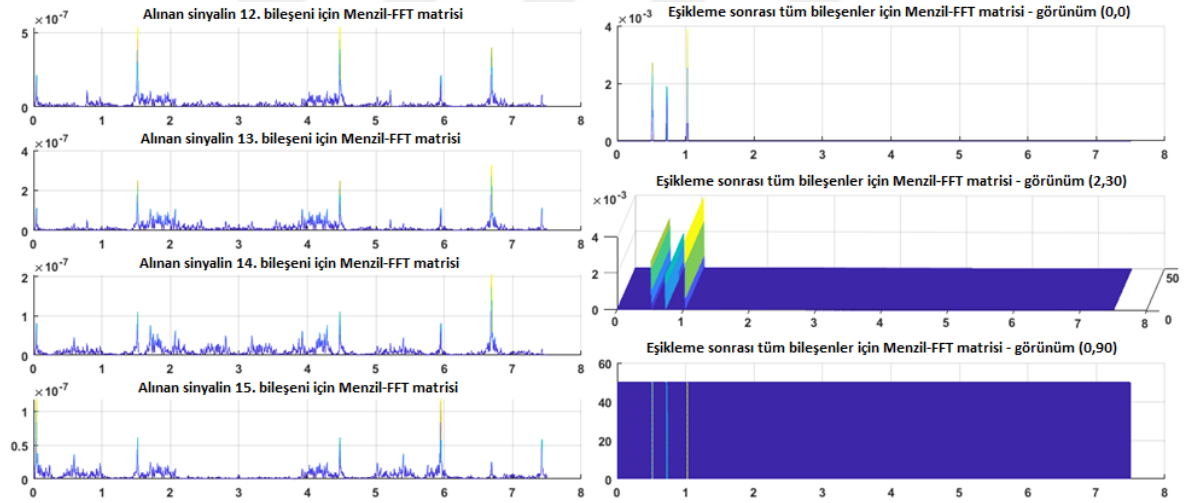
7.2.3. 18.5 cm PE, 30 cm hava katmanları ve 1 m'de metal plakadan oluşan ortam



Şekil 7.34. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

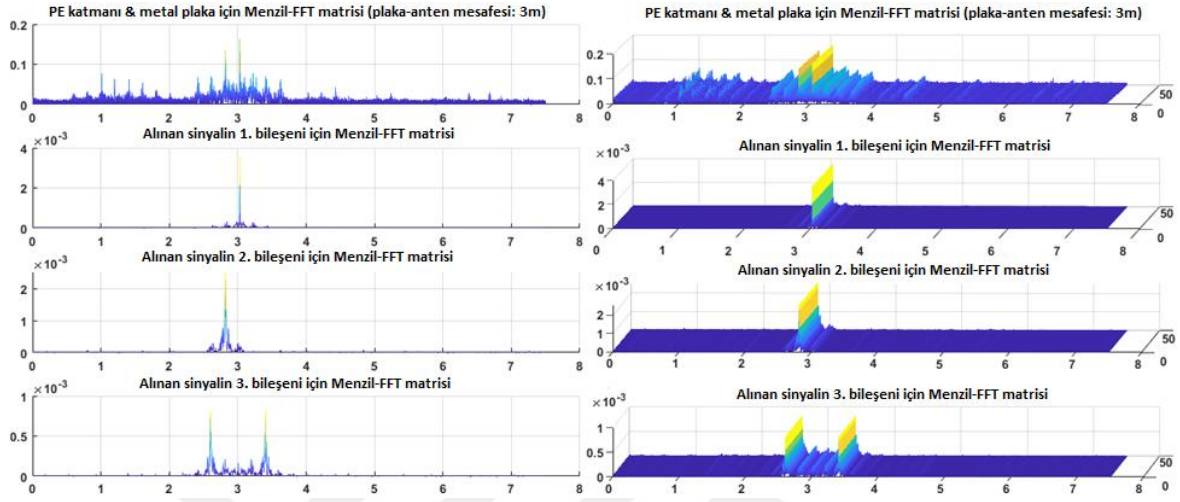


Şekil 7.35. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

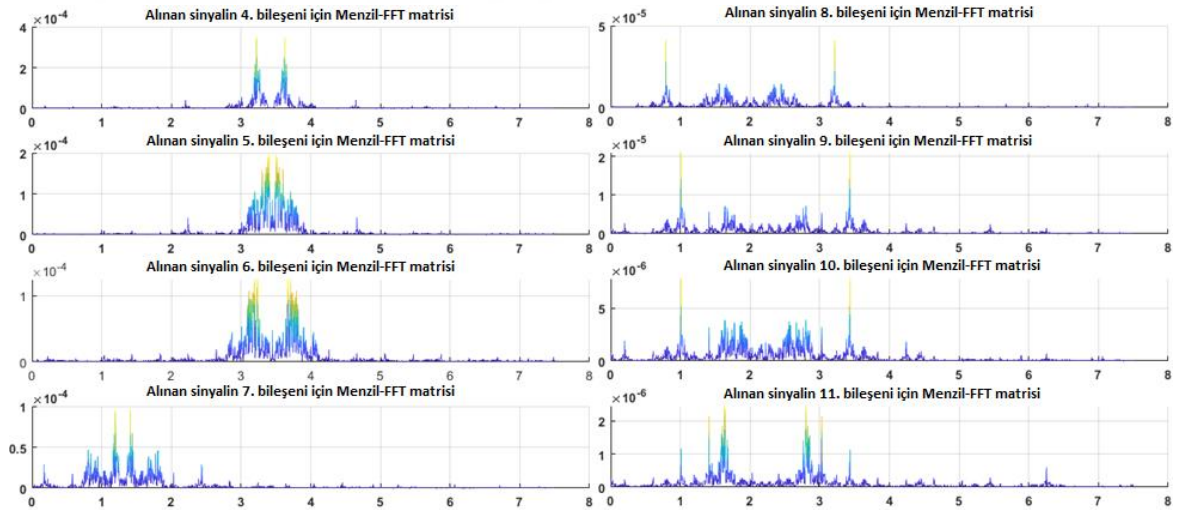


Şekil 7.36. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

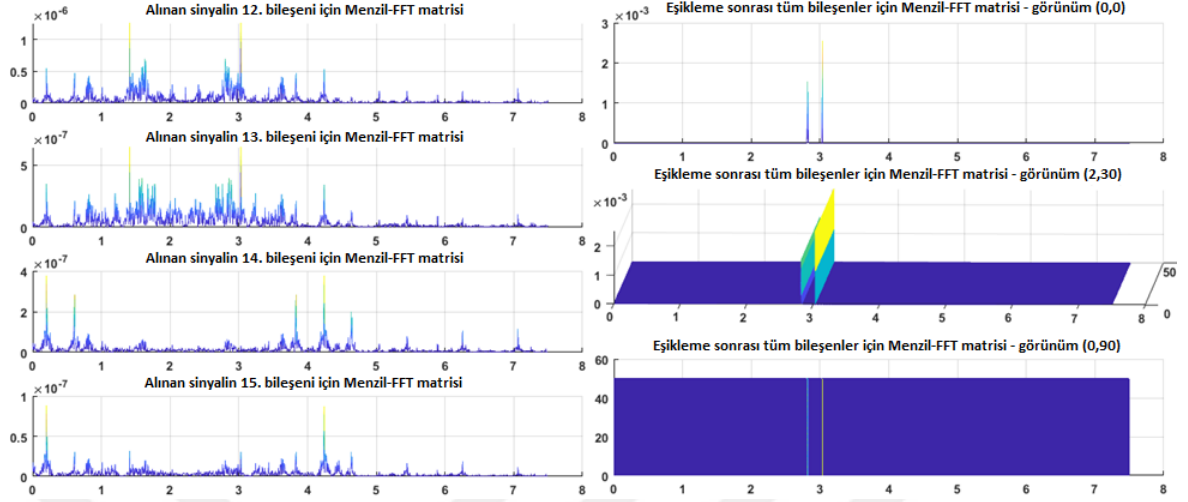
7.2.4. 18,5 cm PE katmanı ve 3 m'de metal plakadan oluşan ortam



Şekil 7.37. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

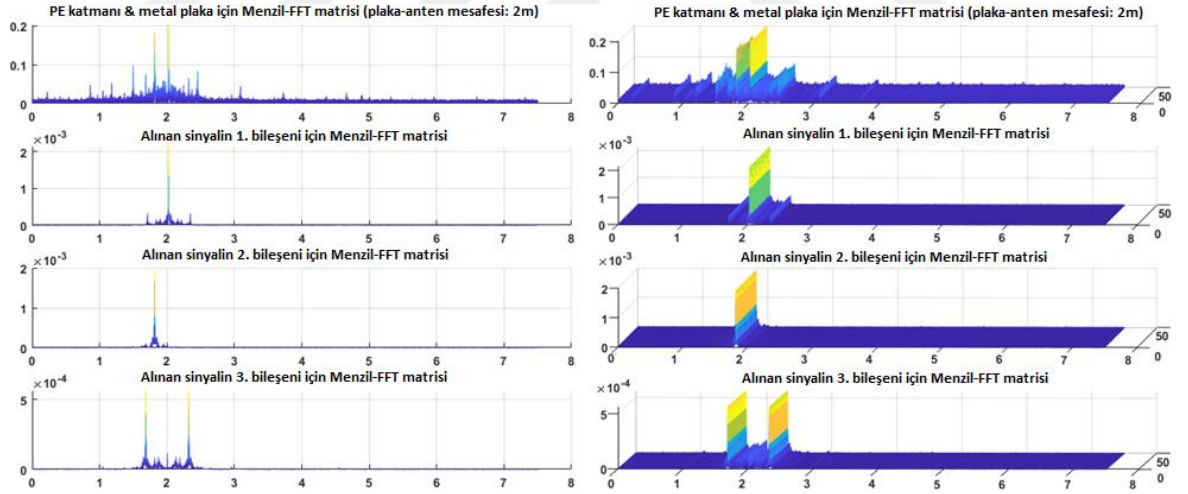


Şekil 7.38. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

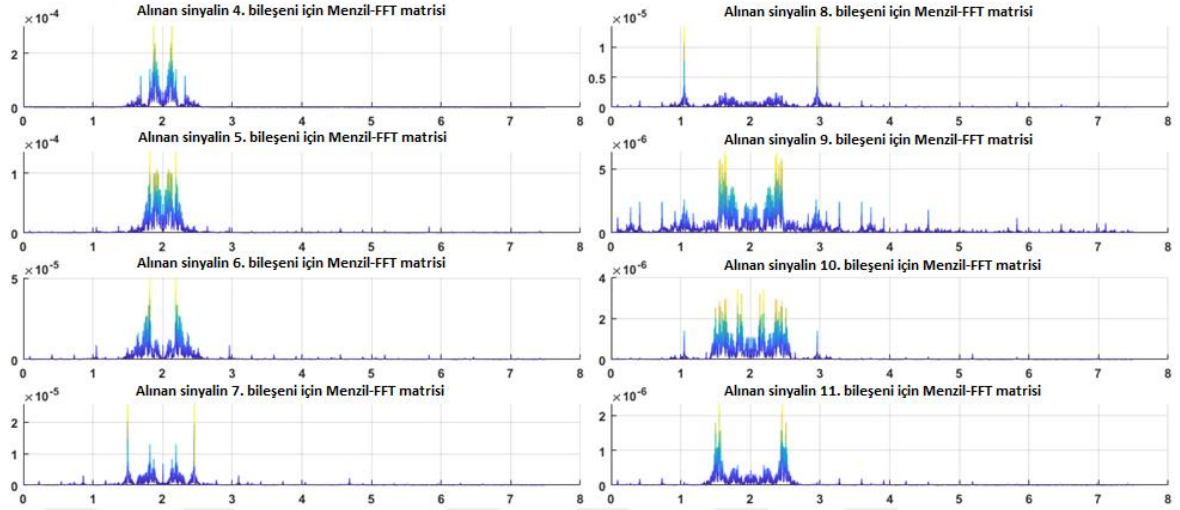


Şekil 7.39. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

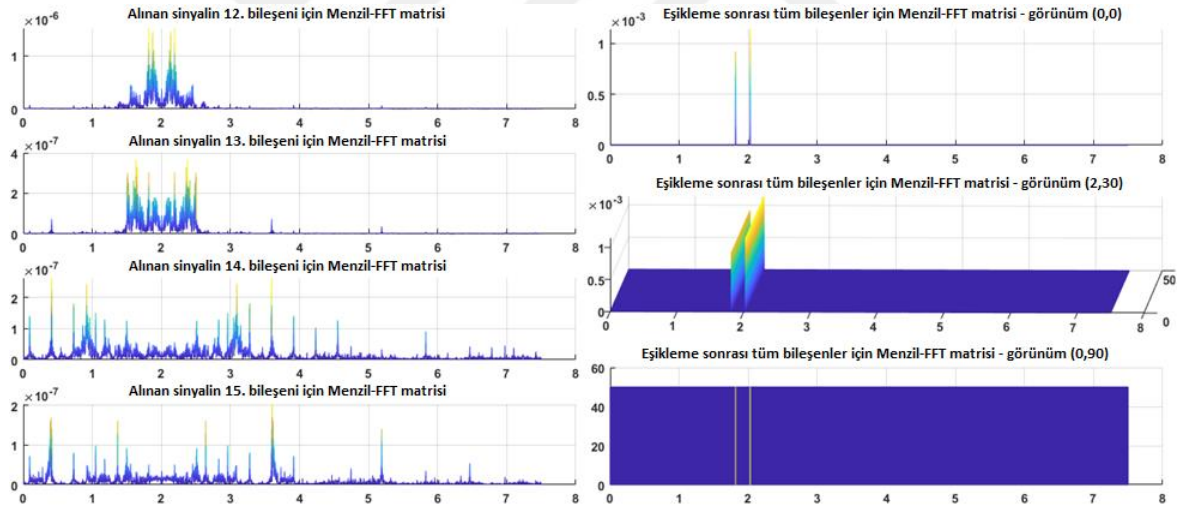
7.2.5. 18,5 cm PE katmanı ve 2 m'de metal plakadan oluşan ortam



Şekil 7.40. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

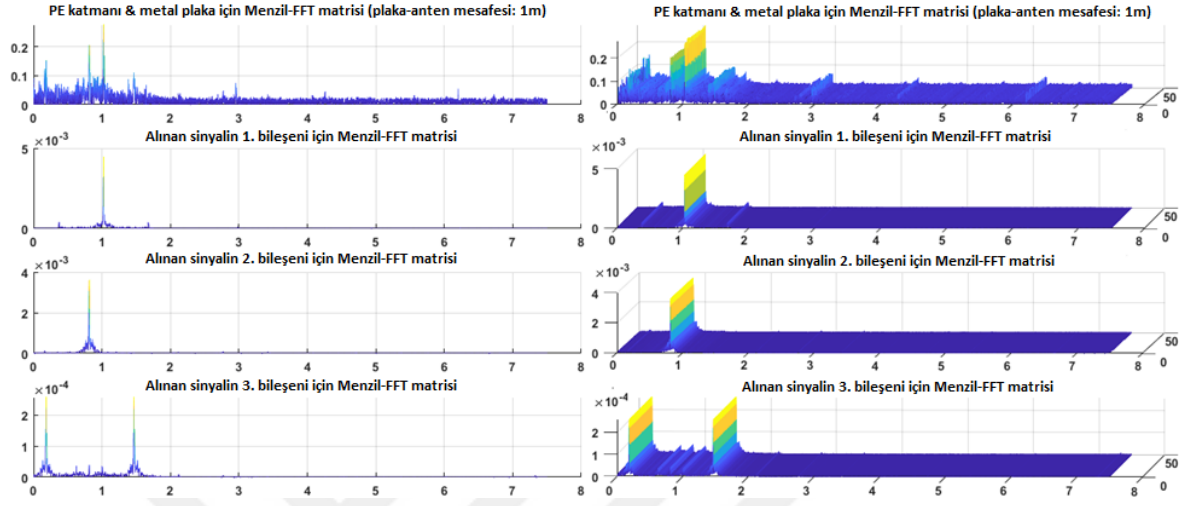


Şekil 7.41. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

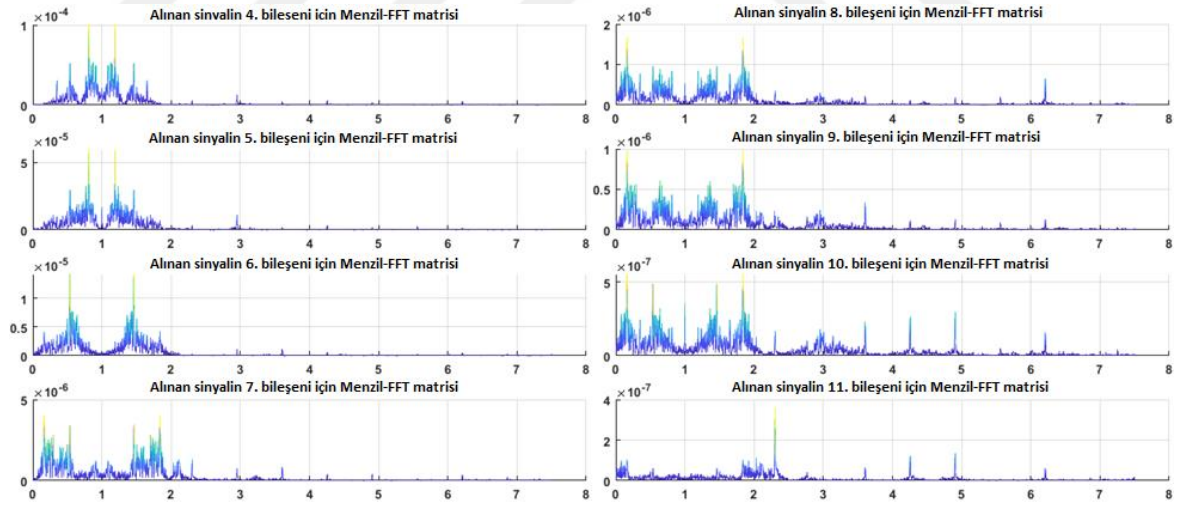


Şekil 7.42. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

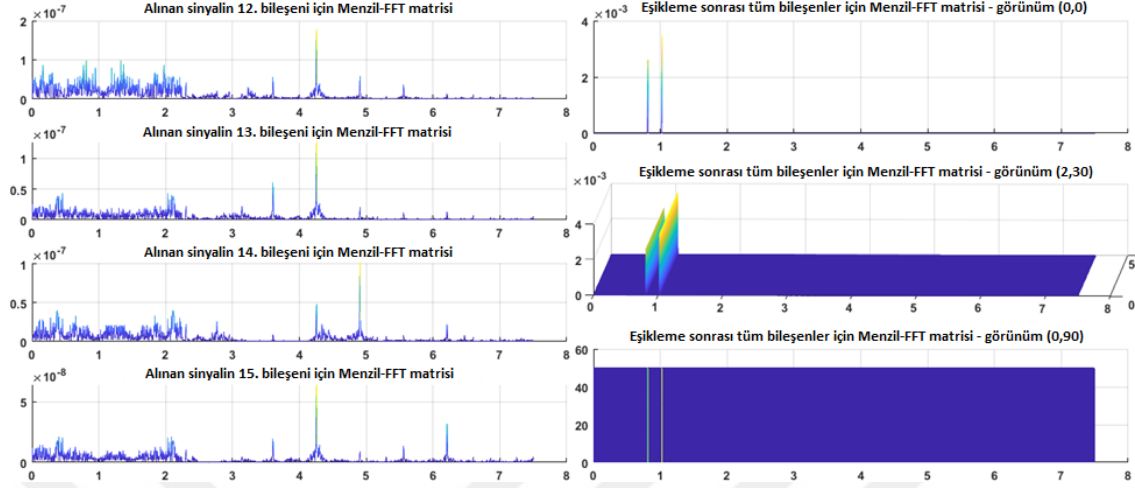
7.2.6. 18,5 cm PE katmanı ve 1 m'de metal plakadan oluşan ortam



Şekil 7.43. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

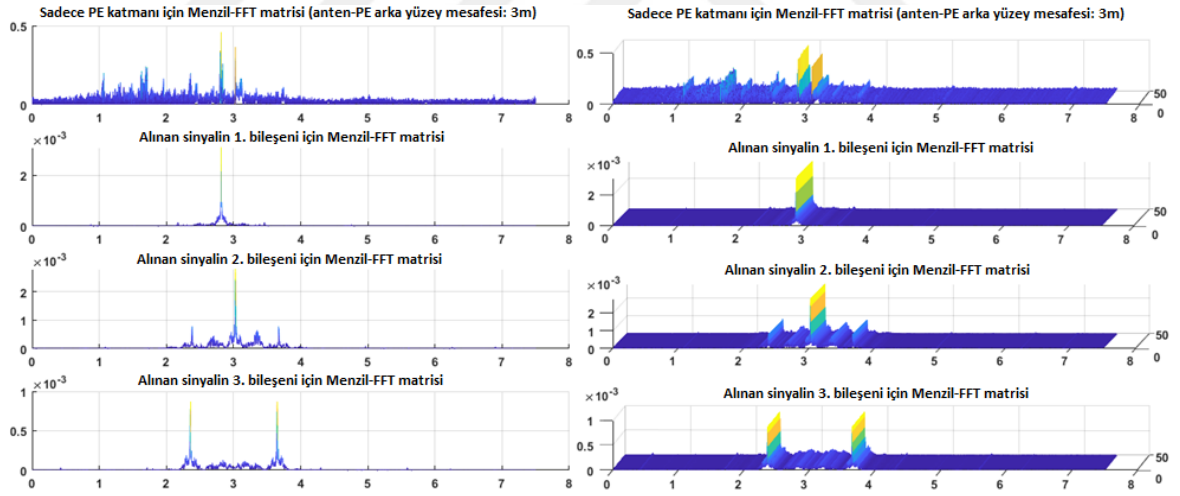


Şekil 7.44. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

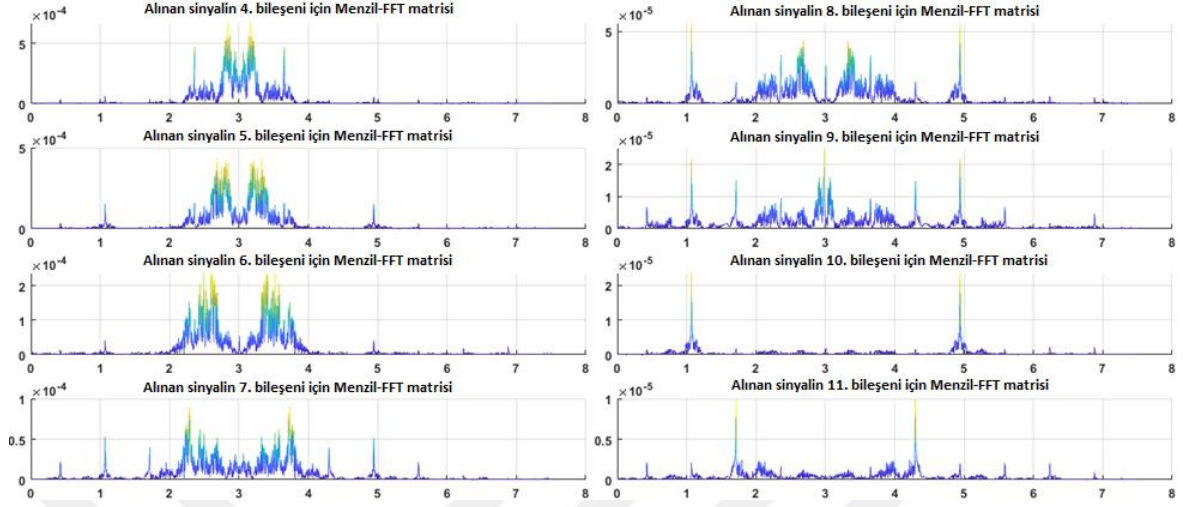


Şekil 7.45. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

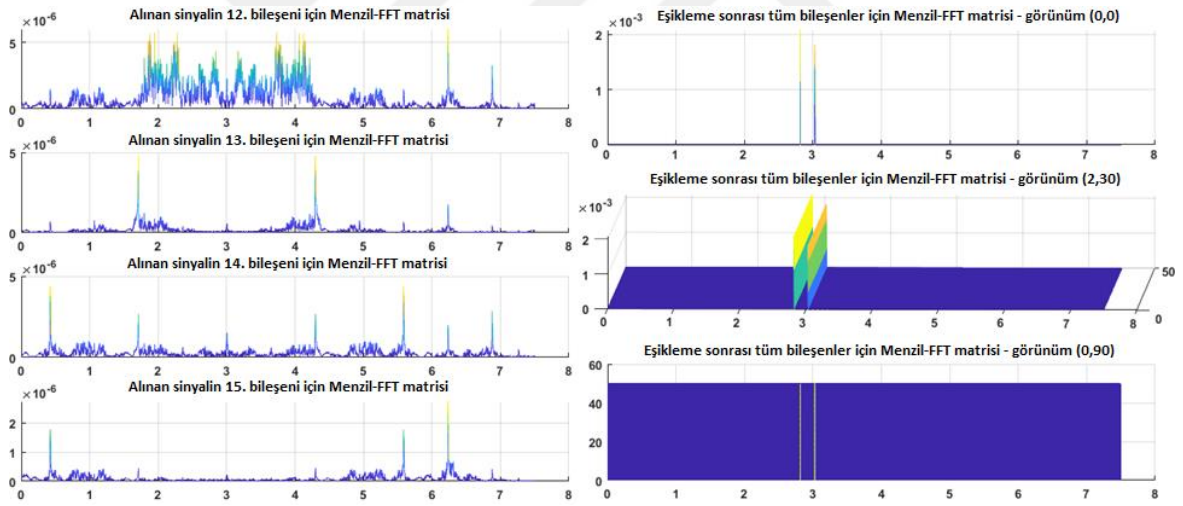
7.2.7. Sadece 18,5 cm PE katmanı için, arka yüzeyi antenlerden 3 m uzaklıkta



Şekil 7.46. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

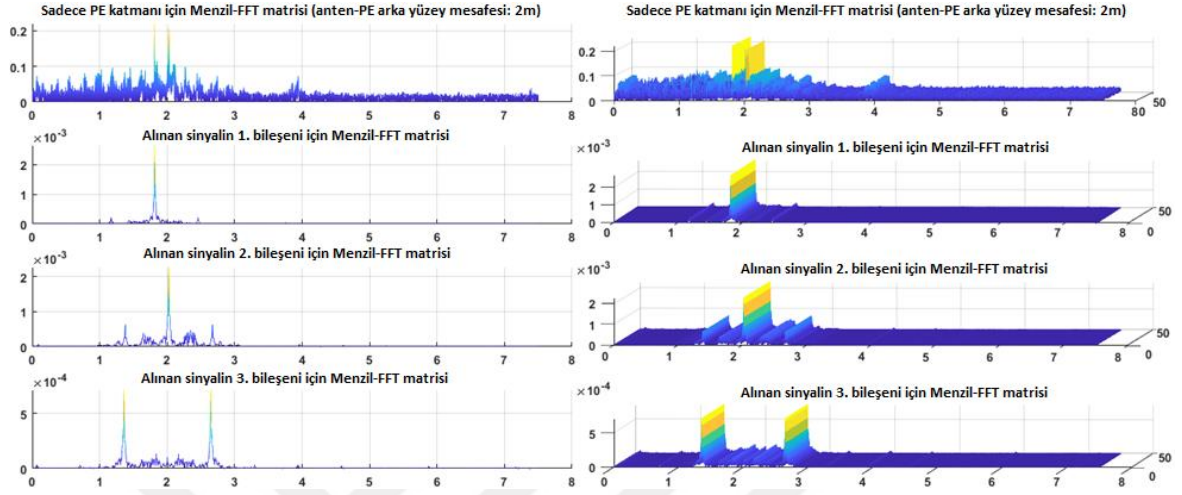


Şekil 7.47. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

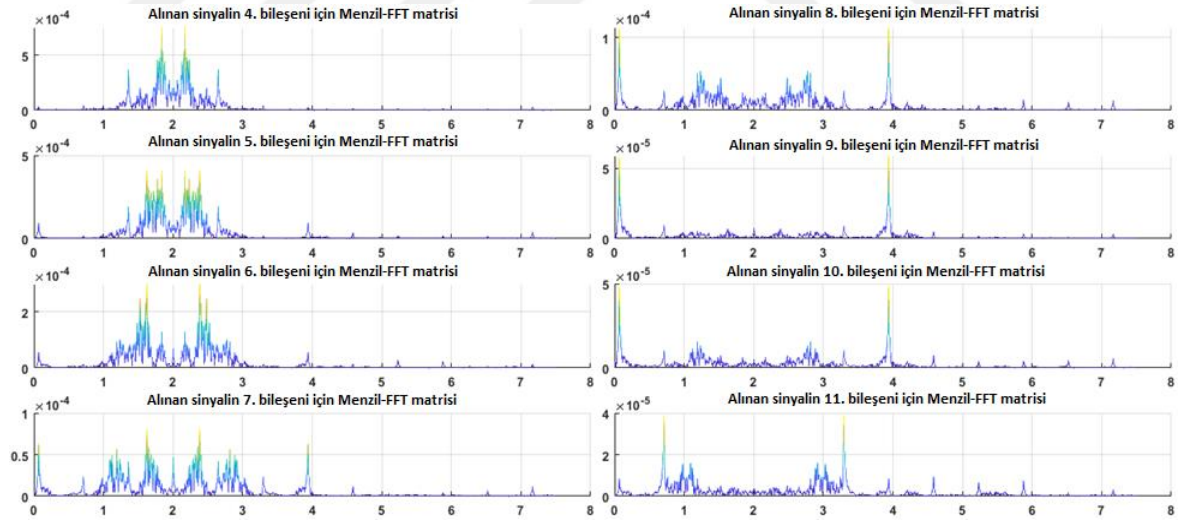


Şekil 7.48. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

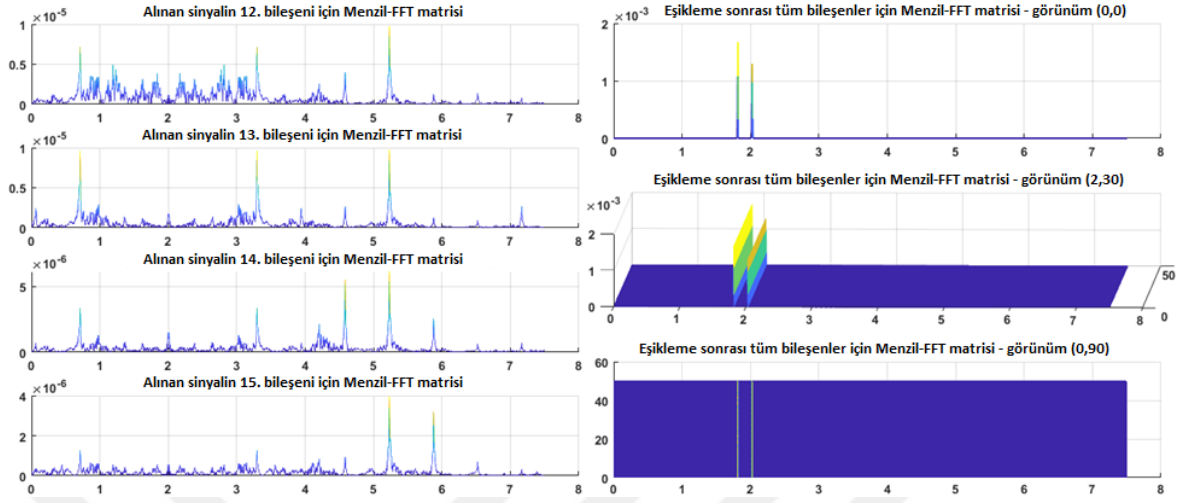
7.2.8. Sadece 18,5 cm PE katmanı için, arka yüzeyi antenlerden 2 m uzaklıkta



Şekil 7.49. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)

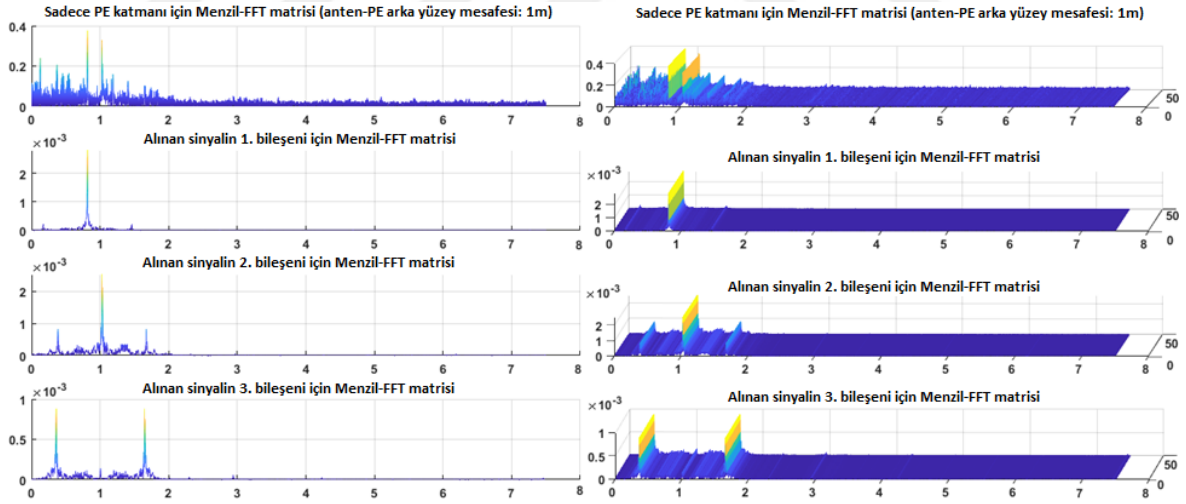


Şekil 7.50. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.

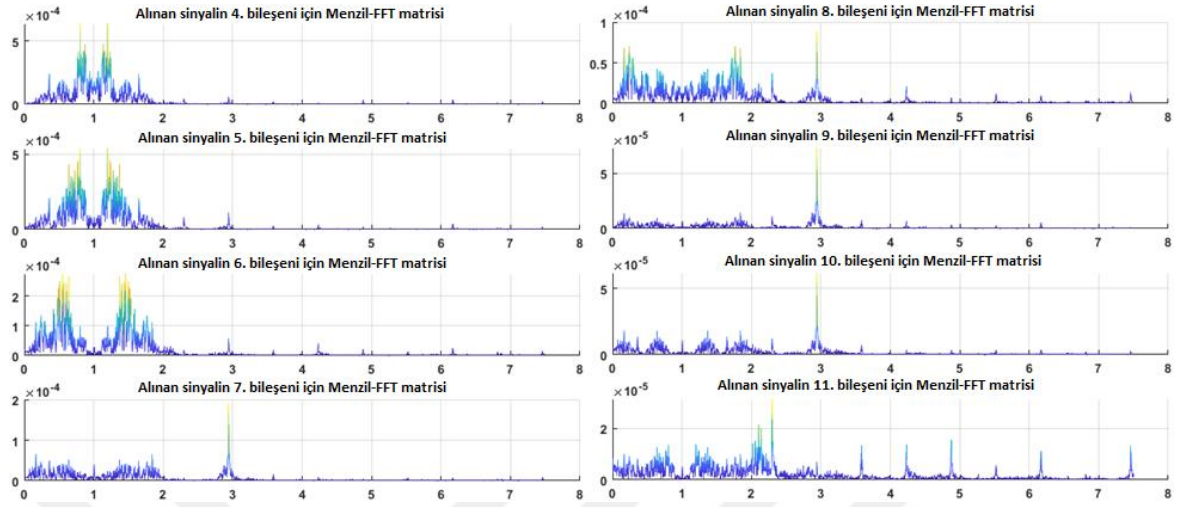


Şekil 7.51. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.

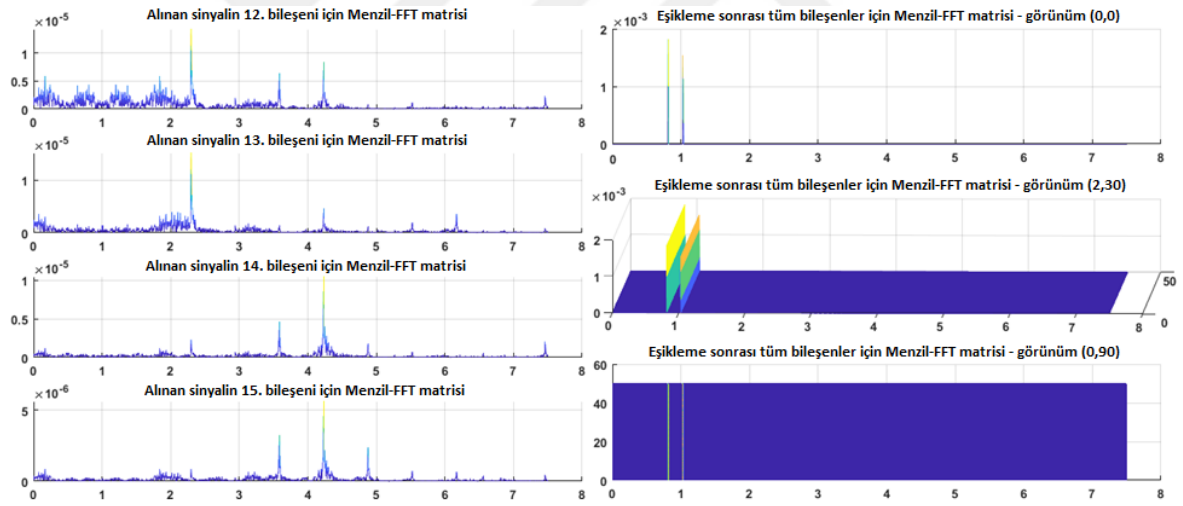
7.2.9. Sadece 18,5 cm PE katmanı için, arka yüzeyi antenlerden 1 m uzaklıkta



Şekil 7.52. Alınan SFCW sinyalinin ve ilk üç PCA bileşeninin Menzil-FFT matrisi (soldaki (0,0) görünümü ve sağdaki 3B görünümü)



Şekil 7.53. Alınan SFCW sinyalinin 4.-11. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi.



Şekil 7.54. 12.-15. PCA bileşenlerinin Menzil-FFT matrisi ve eşikleme sonuçları.