

**T.C.
MİLLÎ SAVUNMA ÜNİVERSİTESİ
HEZÂRFEN HAVACILIK VE UZAY TEKNOLOJİLERİ
ENSTİTÜSÜ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ DOKTORA PROGRAMI**

**MİKRODALGA İLE GÖRÜNTÜLEME
UYGULAMALARI**

DOKTORA TEZİ

NURİ GÖKMEN KARAKİRAZ

4171202

TEZ DANIŞMANI: PROF.DR. ERSİN GÖSE

**İSTANBUL
OCAK 2022**

T.C.
MİLLÎ SAVUNMA ÜNİVERSİTESİ
HEZÂRFEN HAVACILIK VE UZAY TEKNOLOJİLERİ
ENSTİTÜSÜ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ DOKTORA PROGRAMI

MİKRODALGA İLE GÖRÜNTÜLEME
UYGULAMALARI

DOKTORA TEZİ

NURİ GÖKMEN KARAKİRAZ

4171202

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 28.01.2022

Tezin Savunulduğu Tarih: 18.01.2022

Tez Oy birliği / Oy çokluğu ile başarılı bulunmuştur.

	Unvan Ad Soyad	İmza
Tez Danışmanı	Prof.Dr. Ersin GÖSE	
Jüri Üyeleri	Prof.Dr. Ahmet Serdar TÜRK	
	Doç.Dr. Hamit TORPİ	
	Doç.Dr. Mehmet Nuri AKINCI	
	Dr.Öğr.Üyesi Serdar MENEKAY	

İSTANBUL
OCAK 2022

ÖZGÜNLÜK RAPORU

Tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler ve ç) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 72 sayfalık kısmına ilişkin, / /2021 tarihinde şahsım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan özgünlük raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 'tür.

Uygulanan filtrelemeler:

1-Kaynakça hariç

2-Alıntılar hariç/dâhil

3-5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Millî Savunma Üniversitesi Hezârfen Havacılık ve Uzay Teknolojileri Enstitüsü Lisansüstü Tez Çalışması Özgünlük Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Usul ve Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Nuri Gökmen KARAKİRAZ

/01/2022

ETİK BEYAN

Millî Savunma Üniversitesi Enstitüleri Lisansüstü Tez Hazırlama Kılavuzu'nda yer alan kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmasında; tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi, tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu, tez çalışmasında yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi, kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı, bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu, bildirir; aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Bu tezdeki düşünce, görüş, varsayım, sav veya tezler bana aittir; Millî Savunma Bakanlığı, Türk Silahlı Kuvvetleri, Hava Kuvvetleri Komutanlığı, Millî Savunma Üniversitesi ve Hezârfen Havacılık ve Uzay Teknolojileri Enstitüsü sorumlu tutulamaz.

Nuri Gökmen KARAKİRAZ

/01/2022



Sevgili eşime,kızıma ve aileme

TEŞEKKÜR ve ÖNSÖZ

Tezin ortaya çıkmasında bilgi ve tecrübesi ile büyük pay sahibi olan tez danışmanım Prof.Dr. Ersin GÖSE'ye, tavsiyeleri ile çalışmamın doğru yolda ilerlemesini sağlayan tez izleme juri üyeleri Prof.Dr. Ahmet Serdar TÜRK ile Doç.Dr. M.Nuri AKINCI'ya, bana değerli zamanlarını ayırdıkları için tez savunma juri üyelerime teşekkürlerimi sunarım.

İstanbul; Ocak 2022

Nuri Gökmen KARAKİRAZ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZGÜNLÜK RAPORU	
ETİK BEYANI	
İTHAF	
ÖNSÖZ	
İÇİNDEKİLER	vii
TABLO LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ	x
SEMBOL LİSTESİ	xii
KISALTMALAR	xiv
TÜRKÇE ÖZ	xv
İNGİLİZCE ÖZ (ABSTRACT)	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Araştırması	3
2. NİTEL GÖRÜNTÜLEME YÖNTEMLERİ	6
2.1. Test Düzenine Tanımlanması	6
2.2. İki Boyutlu Konfigürasyon	7
2.3. Hedeflerin Tanımlanması	8
2.3.1. Metalik Hedefler	8
2.3.2. Dielektrik Hedefler	8
2.4. Ölçümler	9
2.5. Dosya Düzeni	9
2.6. Ters Saçılma Problemleri	11
2.6.1. Doğrusal Örnekleme Metodu (Linear Sampling Method-LSM) ..	12
2.6.2. Çarpanlara Ayırma Metodu (Factorization Method-FM)	16
2.6.3. LSM ve FM Yöntemi Sonuçları	17
3. FAKTORİZASYON METODUNU ÇOKLU FREKANS ÖLÇÜMLERİ İLE KULLANARAK TERS PROBLEM ÇÖZÜMÜ	22
3.1. Çoklu Frekansta Faktörizasyon Metodu	23
3.1.1. Çoklu Frekansta Faktörizasyon Metodu Uzak Alan Formu	24
3.1.2. Çoklu Frekansta Faktörizasyon Metodu Yakın Alan Formu	26
3.1.3. Toplanan Elektrik Alan Verilerinin Düzenlenmesi	27
3.2. Çoklu Frekanslarda Faktörizasyon Metodu ile Ters Problem Çözümü Simülasyon Sonuçları	29
3.2.1. Simülasyon Sonuçları	30
3.2.1.1. Merkezi Frekans Etkisi	31
3.2.1.2. Frekans Band Etkisi	33

3.2.1.3. Arama Alanının Bölünme Sayısı	35
3.2.1.4. Antenlerin Merkeze Uzaklığı	36
3.2.1.5. Aydınlatma ve Alma Açılarının Etkisi	38
3.3. Çok Frekanslı Ters Kaynak Problem Çözümü Sonuçları	39
4. FAKTORİZASYON METODU KULLANARAK ELEKTROMANYETİK KAYNAKLARIN YERLERİNİN TESPİT EDİLMESİ	40
4.1. Saçılım Mekanizması ve Faktörizasyon Yönteminin İncelenmesi	41
4.1.1. İleri Saçılma	41
4.1.2. Faktörizasyon (Ayrıştırma) Metodu	43
4.2. Çoklu Frekans Ters Kaynak Problemleri İçin Değiştirilmiş Yakın Alan Faktörizasyon Yöntemi	44
4.3. Çoklu Frekans Ters Kaynak Problemleri İçin Değiştirilmiş Yakın Alan Faktörizasyon Yöntemi Simülasyon Sonuçları	47
4.3.1. Merkezi Frekans Etkisi	49
4.3.2. hant Etkisi	49
4.3.3. Nant Etkisi	51
4.3.4. Xmin - Xmax Etkisi	51
4.3.5. Bağlı Kaynak Genliklerinin Etkisi	53
4.3.6. Doğrudan Örnekleme Yöntemi ile Karşılaştırma	54
4.3.7. Yöntemin Değerlendirmesi	55
5. YERE NÜFUZ EDEN RADAR KULLANARAK MİKRODALGA İLE GÖRÜNTÜLEME UYGULAMASI	57
5.1. Yere Nüfuz Eden Radar	58
5.1.1. UWB Radar Sistemleri	58
5.1.2. M-Dizi UWB Radar	59
5.2. Açık Alan Ölçüm Sonuçları	63
6. SONUÇ	70
KAYNAKÇA	73
ÖZGEÇMİŞ	78

TABLÖLAR LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 4.1: Parametrelerin Başlangıç Değerleri	49
Tablo 5.1: Cisimlerin Gerçek Mesafe ve Ölçüm Sonuçlarının Karşılaştırılması	69



ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1: Fresnel Verilerinin Toplandığı Yankısız Oda	7
Şekil 2.2: Bistatik Elektromanyetik Alan Ölçüm Düzenegi	7
Şekil 2.3: Metal hedeflerin kesit boyutları. (a) Dikdörtgen kesitli	8
metalik hedef; (b) "U-şekilli" kesitli metalik hedef.....	
Şekil 2.4: Dielektrik Hedefler.....	9
Şekil 2.5: Hedef Konfigürasyonları	9
Şekil 2.6: Veri Tabanları ve İlgili Parametreler.....	10
Şekil 2.7: uTM_shaped verisi kullanılarak yeniden oluşturulan U metalik	
cismin örüntüsü.....	18
Şekil 2.8: twodielTM_8f verisi kullanılarak yeniden oluşturulan iki dielektrik	
silindirik cismin örüntüsü	18
Şekil 2.9: rectTM_dece verisi kullanılarak yeniden oluşturulan metalik	
dikdörtgen cismin örüntüsü	19
Şekil 2.10: rectTM_cent verisi kullanılarak yeniden oluşturulan metalik	
dikdörtgen cismin örüntüsü	19
Şekil 2.11: dielTM_dec8f verisi kullanılarak yeniden oluşturulan tek dielektrik	
silindirik cismin örüntüsü	20
Şekil 2.12: dielTM_dec4f verisi kullanılarak yeniden oluşturulan tek dielektrik	
silindirik cismin örüntüsü	20
Şekil 3.1: Düzenlemenin Sonuca Etkisi	28
Şekil 3.2: Problem Geometrisi.....	29
Şekil 3.3: Cisimlerin Arama Bölgesindeki Dağılımı	31
Şekil 3.4: Merkezi Frekans Etkisi.....	33
Şekil 3.5: Frekans Band Etkisi.....	34
Şekil 3.6: Frekans Band Etkisi Ölçüm Sayısı Etkileşimi	35
Şekil 3.7: Arama Alanının Bölünme Sayısı.....	36
Şekil 3.8: Antenlerin Merkeze Uzaklığı	37
Şekil 3.9: Aydınlatma ve Alma Açılarının Etkisi.....	38
Şekil 4.1: Simülasyon Senaryosu	48
Şekil 4.2: Merkezi Frekans Etkisi.....	50
Şekil 4.3: Hant Etkisi.....	51
Şekil 4.4: Nant Etkisi	52
Şekil 4.5: Xmin ve Xmax Etkisi.....	53
Şekil 4.6: Bağlı Kaynak Genliklerinin Etkisi	54
Şekil 4.7: Doğrudan Örnekleme Yöntemi ile Karşılaştırma.....	55
Şekil 5.1: M-Dizi yapısı T periyodu içinde 7 darbe için	60

	Sayfa
Şekil 5.2: M-Dizi yapısı Oto-Korelasyon fonksiyonu	60
Şekil 5.3: Darbe & M-Dizi UWB Radar Temel Yapısı.....	61
Şekil 5.4: Hubner 0.1-6 GHz GPR ve Anten Seti	62
Şekil 5.5: M-Dizi Gönderilen Sinyal, Alınan Sinyal ve Oto-Korele Sinyal.....	62
Şekil 5.6: Hubner GPR Ölçüm Kontrol Arayüzü	63
Şekil 5.7: Hubner GPR Ölçüm Konfigürasyonu	64
Şekil 5.8: 12 bit M-Dizi Ölçüm Sonuçları.....	64
Şekil 5.9: 12 bit M-Dizi Ölçüm Frekans Spektrum Sonuçları	65
Şekil 5.10: İnsan Modeli.....	66
Şekil 5.11: Duvar Arkası Radar Görüntüleme Uygulaması	66
Şekil 5.12: M-Dizi GPR Ölçüm Cisim Yok	67
Şekil 5.13: M-Dizi GPR Ölçüm Tek Cisim.....	67
Şekil 5.14: M-Dizi GPR Ölçüm İki Cisim.....	68
Şekil 5.15: M-Dizi GPR Ölçüm Üç Cisim	68

SEMBOL LİSTESİ

ϵ_r	: Bağıl Dielektrik Sabiti
μ_r	: Bağıl Manyetik Geçirgenlik Katsayısı
σ	: İletkenlik
d_e	: Verici Anten İle Deney Merkezi Arasındaki Mesafeyi
$E_{tot}(\mathbf{r})$	: Toplam Elektrik Alan
$E_{inc}(\mathbf{r})$	: Gelen Elektrik Alan
$E_{sct}(\mathbf{r})$	: Saçılan Elektrik Alan
k_b	: Arka Plan Dalga Numarası
k	: Saçıcının Dalga Numarası
ω	: Açısal Frekans
$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$	: Green Fonksiyonu
$O(\mathbf{r}')$	: Saçıcı Cisimlerin Elektriksel Parametreleri
$H_0^{(1)}$	: Birinci Dereceden Hankel Fonksiyonu
Ω	: Saçıcı Cisim
Γ	: Üç Boyutlu Uzayda Yay
$\Phi(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$	: Nokta Kaynaklardan Saçılan Alan
$L^2(\Gamma)$	: Hilbert Uzayının Öklid Normu
λ	: Eigen Değerler
ψ	: Eigen Vektörler
$\vec{F}^{\theta_j}$	: Konvolüsyon Operatörü
$\vec{U}_D^{\theta_j}$	: Ayırışma Matrisi
Σ_D	: Ayırışma Matrisi Diyagonal Elemanı
J	: Elektromanyetik Kaynaklar
$\hat{J}$	: Elektromanyetik Kaynakların Fourier Dönüşümleri
$\vec{\phi}_{\vec{z}, \varepsilon}^{\theta_j}$	: Test Fonksiyonu
$\vec{B}_\varepsilon(\vec{z})$	: z merkezli ε yarıçaplı birim çember
$\vec{\theta}_j$	: Alıcı Anten Açıları
$\vec{I}_{\varepsilon, far}^{\theta_j}(\vec{z})$	: Uzak Alan Gösterge Fonksiyonu
$\vec{I}_{\varepsilon, near}^{\theta_j}(\vec{z})$	: Yakın Alan Gösterge Fonksiyonu
$\vec{I}_{\varepsilon, aug}^{\theta_j}(\vec{z})$	: Düzenlenmiş Gösterge Fonksiyonu
$\vec{n}$	: Elektrik Alan Yayılm Yöünü

$\vec{r}$	: Konum Vektörünü
$\nabla(\cdot)$	: Nabla Operatörü
$\mathbf{z}_n$	: Nokta Kaynak Konumları
$\mathbf{r}_m$	: Alıcı Anten Konumları
$\mathbf{x}_q$	: Test Noktaları Konumları
$\Psi(\cdot, \mathbf{x}_q)$	: Test Noktaları Bilinmeyen Fonksiyonu
$\mathbf{P}_m(\cdot, \mathbf{x}_q)$	: Bilinmeyen Fonksiyonun Fourier Transformu Formu



KISALTMALAR

ADMM	: Çoğaltıcının Alternatif Yön Yöntemi (Alternating Direction Method of Multiplier)
CSI	: Kontrast Kaynağı Ters Çevirme (Contrast Source Inversion)
DSM	: Doğrudan Örnekleme Metodu (Direct Sampling Method)
F-K Migration	: F-K Göç Tekniği (Frequency Wavenumber Migration)
FM	: Çarpanlara Ayırma Metodu (Factorization Method)
GPR	: Yere Nüfuz Eden Radar (Ground Penetrating Radar)
LSM	: Doğrusal Örnekleme Metodu (Linear Sampling Method)
M-dizi	: Maksimum Uzunluk Dizi (Maximum Length Sequence)
MUSIC	: Çoklu Sinyal Klasifikasyonu (Multiple Signal Classification)
MWI	: Mikrodalga Görüntüleme (Microwave Imaging)
TVSD	: Kesilmiş Tekil Değerler Ayrıştırma (Truncated Singular Value Decomposition)
TWR	: Duvar Arkası Görüntüleme Radar (Through Wall Imaging Radar)
UWB	: Çok Geniş Bant (Ultra Wide Band)

ÖZ

Mikrodalga ile Görüntüleme Uygulamaları

Nuri Gökmen KARAKİRAZ

Millî Savunma Üniversitesi, Hezârfen Havacılık ve Uzay Teknolojileri Enstitüsü

İstanbul, Ocak, 2022

Mikrodalga görüntüleme, konum, biçim ve uygulanan tekniklere göre gizlenmiş cisme ait elektriksel bilgeleri elde etmek amacıyla bir takım askeri ve tıp alanlarında kendisine uygulama imkanı bulan geliştirilmeye açık bir çalışma sahasıdır. Hasarsız incelemeye olanak sağlaması onu biyolojik uygulamalarda önemli bir konuma getirmektedir. Günümüz askeri ve uzaktan algılama uygulamalarında da, yüzey altı görüntüleme ve duvar arkası görüntüleme gibi, kullanım alanına sahip bir tekniktir. Bu yöntemi biyolojik uygulamalarda öne çıkaran özelliği, dokular üzerinde zarar verici radyasyon etkisinin olmamasıdır.

Mikrodalga görüntüleme tekniği doğası gereği bir ters kaynak problemidir. Mikrodalga yayılımı maruz bırakılan gizlenmiş bir cismin biçim, konum ve elektriksel verilerinin yeniden elde edilmeye çalışılmasıdır. Cisimden geri yansıyan dalgalar alıcılar tarafından toplanır. Toplanan bu veriler ışığında, İteratif Metodlar, Ayırıştırma Metodları ya da Örneklem Metodlarından bir ya da birkaçı kullanılarak, cismin görüntüsünün yeniden oluşturulması sağlanır. Bahsedilen yöntemlerin seçilmesinde kullanıcının ihtiyacı önemli bir etkindir.

Ters saçılma problemlerinin çözümü, literatürde nitel görüntüleme yöntemleri adı altında oldukça teorik birkaç yöntemi içermektedir. Nitel görüntüleme yöntemleri, integral denklemlerin çözümünü saçıcıların şeklini ve konumunu belirlemek için kullanılır ve saçıcıların yapısı ve şekli hakkında herhangi bir bilgiye ihtiyaç duymaz. En iyi bilinen nitel görüntüleme yöntemleri doğrusal örneklem yöntemi ve çarpanlara ayırma yöntemidir. Doğrusal Örneklem yöntemi, uzak alan verilerini kullanarak bir yoğunluk fonksiyonu oluşturur ve bu işlevin yalnızca saçılan bir cisim içinde çözülebileceğini gösterir.

Doğrusal Örnekleme yöntemi ve çarpanlara ayırma yöntemi, formülasyon ve performans açısından oldukça benzerdir. Çarpanlara Ayırma yöntemi de Doğrusal Örnekleme yöntemine benzer bir yoğunluk fonksiyonu yardımıyla saçılan bir nesnenin mevcut olup olmadığını belirleyebilir.

Anahtar Sözcükler: Ters Kaynak Problemleri, Mikrodalga Görüntüleme, Nitel Görüntüleme Yöntemleri, Faktörizasyon Metod, Çoklu Frekans Ölçümleri.

Bilim Kodu : 90516

Sayfa Sayısı : 101

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Ersin GÖSE

ABSTRACT

Microwave Imaging Applications

Nuri Gökmen KARAKİRAZ

National Defense University, Hezârfen Aeronautics and Space Technologies Institute
İstanbul, January, 2022

Microwave imaging is an open field of study that has the opportunity to be applied in a number of military and medical fields in order to obtain electrical information about the hidden object according to its location, shape and applied techniques. The fact that it allows for non-destructive examination makes it an important position in biological applications. It is a technique that can be used in today's military and remote sensing applications, such as sub-surface imaging and behind-the-wall imaging. The feature that makes this method stand out in biological applications is that it does not have harmful radiation effects on tissues.

The microwave imaging technique is inherently a reverse source problem. It is the attempt to recover the shape, position and electrical data of a hidden object exposed to microwave emission. Reflected waves from the object are collected by the receivers. In the light of this collected data, the image of the object is reconstructed by using one or more of the Iterative Methods, Separation Methods or Sampling Methods. The user's needs are an important factor in choosing the mentioned methods.

The solution of inverse scattering problems includes several very theoretical methods called qualitative imaging methods in the literature. Qualitative imaging methods are used to solve integral equations to determine the shape and position of the scatterers and do not need any knowledge of the structure and shape of the scatterers. The best known qualitative imaging methods are linear sampling method and factorization method. The Linear Sampling method constructs a density function using far-field data and shows that this function can only be solved within a scattering object.

Linear Sampling method and factorization method are quite similar in formulation and performance. The Factoring method can also determine whether a scattering object is present with the help of a density function similar to the Linear Sampling method.

Keywords: Inverse Source Problem, Microwave Imaging, Quantitative Imaging Methods, Factorization Method, Multi frequency Measurement.

Science Code : 90516

Pages : 101

Supervisor : Prof.Dr. Ersin GÖSE



1. GİRİŞ

Saçılma teorisi, 20. yüzyıl matematiksel fiziğinde önemli bir rol oynamıştır. Gerçekten de, temel doğa olaylarının açıklanmasından, bilgisayarlı tomografinin modern tıbbi uygulamalarına kadar, saçılma fenomeni çok uzunca bir süredir bilim adamlarının ve matematikçilerin ilgisini çekmiştir. Genel olarak, saçılım teorisi homojen olmayan bir ortamın gelen parçacık veya dalga üzerindeki etkisiyle ilgilenir. Özellikle, toplam alan, bir gelen alan u_i ile saçılan alan u_s 'nin toplamı olarak görülüyorsa, doğrudan saçılma problemleri, u_i bilgisinden ve dalgaların hareketini tarifleyen diferansiyel denklemden yola çıkarak, u_s 'nin hesaplanabilmesine olanak tanıyor. Benzer bir şekilde saçılan alan bilgisi ve bazı yaklaşımlar kullanılarak da saçıcının yeniden yapılandırılması ve elektriksel özelliklerinin tespit edilmesi yani ters problemlerin çözümü de mümkün oluyor.

Doğrudan saçılma problemi oldukça uzun süreden beri kapsamlı olarak araştırılmış ve çözümüne yönelik nitelikli çalışmalar ortaya konabilmiştir. Ancak ters saçılma problemleri 20.yy son çeyreğinden itibaren araştırma konusu olmayı başarabilmiştir. Öncesinde formal olmayan, belli bir plan dahilinde yapılmayan ve sağlam matematiksel temellere dayandırılmayan bir çalışma alanı olarak faaliyetlere rastlanmaktadır. Bunun da en büyük nedeni doğası gereği ters saçılma problemlerinin doğrusal olmaması ve çözümü esnasında yapılan hesaplama hatalarının yanıltıcı sonuçlara neden olmasıdır. Öyle ki çözüm esnasında her bir iterasyonda meydana gelebilecek önemsiz hatalar, hesaplanan değerlerdeki küçük değişiklikler, sonuç üzerinde büyük hatalara yol açabilir. Özellikle makul bir normda uzak alan örüntüsündeki önemsiz bozulmalar bir araya gelerek farklı bir örüntü oluşmasına yol açabilir. Bu durum düzenleştirme (regülerization) yöntemleri kullanılmadan ortadan kaldırılamaz ve doğru sonuçlar elde edilemez. Kötü formüle edilmiş (ill-posed) bir problemin kararlı bir yaklaşık çözümünü oluşturmaya yönelik yöntemlere, düzenleştirme yöntemleri denir. Düzenleştirmeler, doğrudan çözülebilmeleri için denklemlerde değişiklikler yapar. Yaygın düzenleştirme metodları, Tekil Değer Ayırıştırma, Tikhonov Düzenleştirme, Doğrusal Regresyon, En Küçük Kareler ve

benzerleridir (Colton, D. L. & Kress, R., 1998; Nikolova, N. K., 2017). Uygulanan bir düzenleme tekniği ile, ters saçılma problemlerine ait algoritmalar, gösterge fonksiyonunu elde etmek için doğrudan çözülebilir. Her düzenleme yönteminin, farklı senaryolara göre değişen adımlar ile elde edilen farklı bir gösterge fonksiyonu vardır.

Bununla birlikte, ters saçılma problemlerinin çözümü radar, yeraltı görüntüleme, tıbbi görüntüleme ve tahribatsız testler ve sonar gibi alanlarda kendine geniş bir uygulama alanı bulmaktadır. Gerçekten de, ters problemin en azından doğrudan problem kadar önemli bir çalışma alanı olduğunu ve doğrudan saçılma probleminin çözümüne yönelik kapsamlı bir altyapı ile donanmış olarak bilgisayar teknolojisindeki gelişmeler doğrultusunda, ters saçılma teorisinde matematiksel araştırmaların ön planında olduğunu söylemek yanlış olmayacaktır.

Ters problem çözümleri ele alındığında, sorulması gereken ilk ve en önemli soru, ters problemi stabilize etmek ve stabilize probleme yaklaşık çözümleri nasıl bulabileceğimizi tespit etmektir. Bu yöndeki ilk çalışmalar, problemi birinci türden bir doğrusal integral denklem çözme problemine indirgeyerek doğrusallaştırma yolunu denemeye çalıştı. Bunu başarmak için kullanılan ana teknikler, problemlerin çözümüne Born veya Rytov yaklaşımı ve Kirchhoff veya fiziksel optik yaklaşımları uygulamak oldu. Bu tür doğrusallaştırılmış modeller, matematiksel basitlikleri nedeniyle uygulanabilir görülüyordu, ancak çoklu yansımaları göz önüne almıyorlardı. Yani ters saçılma probleminin temel doğrusal olmayan doğasını göz ardı ediyorlardı. Ters saçılma problemini doğrusallaştırmadan çözme çalışmaları ilk olarak (Imbriale ve Mittra, 1970) tarafından denenmeye başladı.

Daha sonra ters problemlerin çözümünde doğrusal olmayan ve kötü formüle edilmiş (ill-posed) olarak kabul edilen denklemlerin çözülmesine yönelik çalışmalar yapılmaya başlandı. Bir problemin kötü formüle edilmiş olması J.Hadamard tarafından problemin iyi formüle edilmiş olması için gereken şartlardan herhangi birini sağlamaması anlamına gelemektedir. J.Hadamard'a göre fiziksel bir gerçekliğe ait matematik model tek bir çözümünün olması, bu çözümün eşsiz olması ve son olarak çözümün başlangıç değerlerinin değişimi ile değişmesi durumunda iyi

formülüze (well-posed) edilmiş bir problemdir. Ancak, bu genellikle ters bir problem için pek mümkün değildir.

Doğrusal olmayan ve kötü formüle edilmiş olarak kabul edilen denklemlerin çözülmesine yönelik ilk çalışmalarda, her iterasyon adımında doğrusal saçılma problemini çözmeye çalışan bu çalışmaların yerini, Kirsch ve Kress ile Colton ve Monk tarafından yapılan, ters saçılma problemlerinin kötü formülüze edilmişliğini ve doğrusal olmamasını birbirinden ayırmaya çalışan yeni yaklaşımlar teorik ve sayısal olarak analiz eden metotlar almaya başladı. Bu metotlar ayrıştırma (decomposition) metotları olarak anılıyordu (Colton ve Kress, 1998).

Ters saçılma problemlerinin çözümünde iteratif yöntemlerin yerine farklı bir yaklaşım olarak örnekleme yöntemleri üzerinde çalışılmaya başlandı. Bu yöntemler, yinelemeli yöntemlerden daha az ön bilgi gerektirme avantajına sahiptiler saçıcının yüzey özelliklerinin veya toplam alan tarafından karşılanan sınır koşullarının bilinmesi gerekli olmuyordu (Colton ve Kress, 1998).

Nitel görüntüleme yöntemleri olarakda bilinen bu yöntemler, karşılıklılık ve devamlılık özelliklerini kullanarak doğrusallaştırılmış denklem sistemlerini çözerek belirli bir arama alanındaki bir süreksizliği tespit etmeye çalışıyordu. Nicel yöntemlere göre daha hızlı sonuç üretiyorlardı ancak elde edilen sonuçlar daha kısıtlı veriler içeriyordu. Çünkü, nitel yöntemlerle elde edilen sonuçlar, genellikle saçılan nesneleri birbirinden ayırt etmek için kullanılabilen ancak nesnelerin elektriksel veya akustik parametreleri açısından herhangi bir fiziksel anlam içermeyen yalnızca sayısal değerlerdi. Nesnelerin dış şekillerini ve konumlarını elde etmek için dalga yapılarının özelliklerini kullanıyorlardı. Bu sonuç, oldukça heterojen alanların görüntülenmesi gibi belirli uygulamalar için yeterli olmuyordu. Bu alanda en çok karşılaşılan yöntemler Doğrusal  rnekleme ve  arpanlara Ayırma Metotlarıdır (Colton ve Kress, 1998).

1.1. Literatür Araştırması

Uzaktan algılama, yüzey altı görüntüleme ve tahribatsız muayene gibi birçok farklı uygulamada kilit rol oynayan erişilemeyen nesnelerin görüntülenmesi, uzun süredir araştırılan temel bir problemdir (Akinci ve diğ., 2015; Gurbuz ve diğ., 2013; Gören

ve diğ., 2014; Nikolova, 2011; Nikolova, 2017; Ozdemir ve Haddar, 2010; Pastorino, 2010; Pastorino, 2015). Mikrodalga görüntüleme (MWI), şeklin yeniden yapılandırılmasına ve gizlenmiş hedeflerin elektriksel özelliklerini yakalamaya odaklanan gelişmekte olan bir teknolojidir (Coşğun ve diğ., 2020; Nikolova, 2017; Pastorino, 2010). Kanseri dokuların taranması ve kara mayınlarının tespiti gibi araştırılan problemlerin görüntüleme sonuçlarının elde edilmesi için birçok MWI yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemler nicel ve nitel MWI teknikleri olmak üzere iki ana başlık altında toplanabilir. Kesik tekil değerlerin ayrıştırılması (truncated singular values decomposition) (Bertero ve Boccacci, 2021; Dogu ve diğ., 2020), kontrast kaynağın ters çevrilmesi (the contrast source inversion) (Van Den Berg ve diğ., 1997) ve çarpanların alternatif yön yöntemi (alternating direction method of multiplier) (Liu ve diğ., 2020) gibi nicel mikrodalga görüntüleme yöntemleri, hedeflerin elektriksel ve yapısal özelliklerinin yeniden yapılandırılmasını önerir.

Bu tür yöntemler, ele alınan alanın elektrik parametrelerinin şeklini, yerini ve dağılımını yeniden oluşturabilmektedir. Bu tersine çevirme teknikleri, doğrusal olmayan saçılma problemlerini, doğrusal olmayan bir fonksiyonun optimizasyonu olarak ele alabilir. Belirli bir olay alanı için saçılan elektrik alanını içeren en kabul edilebilir elektriksel parametre bilgisini elde etmek için, bu yöntemlerle kanonik optimizasyon prosedürlerinden biri çalıştırılabilir. Birkaç mikrodalga tarama uygulaması için nicel ters çevirme tekniklerinin kararlılığı ve doğruluğu gösterilebilse de, bu tür yöntemlerin dikkate değer bir hesaplama yüküne ihtiyacı vardır.

Bu nedenle, son zamanlarda verimli nicel ters çevirme yöntemleri uygulanmaktadır (Bevacqua ve diğ., 2014; Bevacqua ve Scapaticci, 2015; Di Donato ve diğ., 2015; Di Donato ve Crocco, 2015; Zakaria ve diğ., 2013). Nicel görüntüleme yöntemlerinin aksine, doğrusal örnekleme yöntemi (Ambrosanio ve diğ., 2020; Bevacqua ve diğ., 2020; Burfeindt ve Alqadah, 2019; Burfeindt ve diğ., 2020; Cakoni ve diğ., 2011; Cakoni ve Colton, 2011; Colton ve diğ., 2003; Colton ve Kress, 2019; Dogu ve Akinci, 2018; Dogu ve diğ., 2021), ortogonal örnekleme yöntemi (Akinci ve diğ., 2016; Bevacqua, Abdollahi ve diğ., 2020; Bevacqua, Isernia ve diğ., 2020), çarpanlara ayırma yöntemi (FM) (Akinci ve diğ., 2015; Akinci, Caglayan ve diğ., 2015; Colton ve Kress, 2019; Dogu ve Akinci, 2018; Eskandari ve diğ., 2014;

Grinberg ve Kirsch, 2008; Griesmaier ve Schmiedecke, 2017; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004) gibi nitel MWI yöntemleri ve doğrudan örnekleme yöntemi (DSM) (Alzaalig ve diğ., 2020) nesnelerin yalnızca şekil ve konum bilgilerini alır. Nesnelerin elektriksel özellikleri bu yöntemlerle elde edilemez. Nesnelerin konum ve şekil bilgilerini oluşturan gösterge işlevleri, dağınık alan ölçümleri ve dualite/karşılıklık ilkeleri kullanılarak nitel MWI yöntemlerinde kullanılmaktadır. Bu yöntemler, biraz basit bir formülasyona sahip olma, kolay uygulama ve ağır hesaplama yükünü hafifletme gibi bazı dikkat çekici özelliklere sahiptir (Akinci, Caglayan ve diğ., 2015). Kayda değer özelliklere sahip olmalarına rağmen, kalitatif (nitel) mikrodalga görüntüleme yöntemleri, ters kaynak problemlerini araştırmak için nadiren kullanılır (Griesmaier ve Schmiedecke, 2017).

Griesmaier ve Schmiedecke, (2017)' de türetilen çarpanlara ayırma yönteminin bir biçimi, seyrek yakın alan ölçümleriyle çok frekanslı ters kaynak problemleri için uyarlanmıştır. Bu çalışmada, bu yöntemin yakın alan seyrek elektrik alan ölçümleri ile çalışacak şekilde yeniden formüle edilmesi amaçlanmaktadır. Griesmaier ve Schmiedecke, (2017)' de bahsedilen test denklemini değiştirmek için, önce uzak alan terimi Hankel fonksiyonuna dönüştürülür, ardından Hankel fonksiyonunun asimptotik bir yaklaşımı kullanılarak mesafeyi içeren yakın alan denklemi elde edilir. Böylece, sadece geliş açısını değil, aynı zamanda mesafe bilgisini de içeren farklı bir integral denklemimiz var. Yakın alan denklemi elde edildikten sonra, kaynaklardan geçen ve aynı zamanda gözlem açlarına dik olan bir doğru üzerinde bulunan test noktaları için bu denklemin çözümünün olduğu gösterilmiştir. İlgili öneri sayısal sonuçlarla doğrulanır ve tanıtılan yöntemin performansı çeşitli frekans aralıkları ve kaynaklarla test edilir. Kaynakların konumunun, az sayıda ve aralıklı ölçümlerin kesişmesiyle belirlenebileceği gösterilmiştir. Ayrıca, Alzaalig ve diğ., (2020) 'de verilen DSM karşılaştırma amacıyla kullanılır. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin doğru ve sağlam bir şekilde çalıştığını göstermektedir.

2. NİTEL GÖRÜNTÜLEME YÖNTEMLERİ

Yaptığımız literatür taraması ışığında ters problemin çözümünde kullanmaya karar verdiğimiz nitel yöntemlerden olan LSM ve FM yöntemlerine ait algoritmaların simülasyon çıktılarının doğruluğunu göstermek ve sonuçları karşılaştırmak maksadı ile Fresnel verilerini kullandık. Fresnel verisi, aşağıda geniş bir şekilde açıklayacağımız saçılan alan bilgilerini içermektedir ve bilimsel çalışmalarda oldukça yaygın bir kullanıma sahip deneysel ölçüm sonuçlarından meydana gelmektedir.

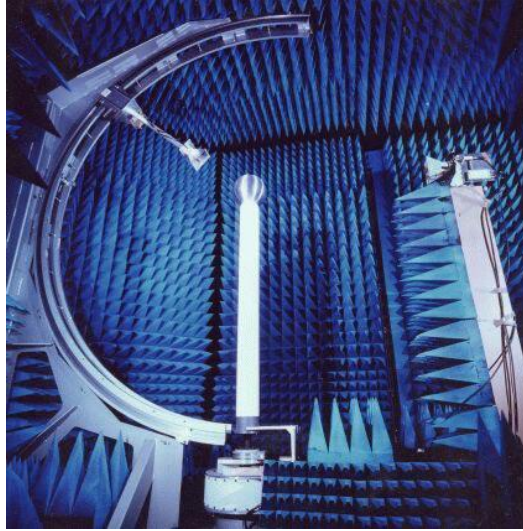
Bu durum Fresnel verisini elektromanyetik saçılım çalışmalarında odak noktasına koymaktadır. Birçok bilimsel çalışma içinde doğrulama amaçlı testlere ait verilerin elde edilmesi amacıyla kullanılmaktadır.

Fresnel verisine ait test düzeneği, problem konfigürasyonu, kullanılan hedeflerin tanımlanması ve elde edilmiş deneysel verilerin nasıl okunabileceğine dair bilgiler aşağıda kapsamlı olarak verilmiştir (Belkebir ve Saillard, 2001).

2.1 Test Düzeneğinin Tanımlanması

Deney düzeneği Şekil 2.1’de görüldüğü gibi, antenler veya hedef konumlarını ayarlamak için üç konumlandırıcıdan oluşan, 14.50 m uzunluğunda, 6.50 m genişliğinde ve 6.50 m yüksekliğinde büyük bir yankısız odadan oluşmaktadır. Frekans aralığı 300 MHz ila 26,5 GHz’dir. Ana uygulamalar:

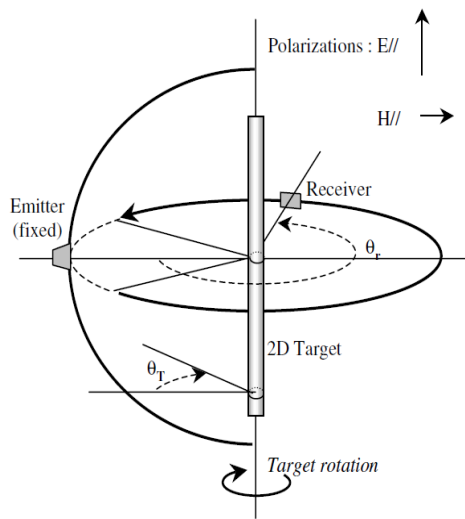
- Radar Kesit Alanı (RKA) ölçümleri,
- ‘Küresel’ saçılma örüntüsü,
- ‘Küresel’ yakın ve uzak alan anten ölçümleri.



Şekil 2.1: Fresnel Verilerinin Toplandığı Yankısız Oda.
(Belkebir ve Saillard, 2001)

2.2. İki Boyutlu Konfigürasyon

Bir alıcı kol dikey bir silindirik hedef etrafında dönerken, dairesel ray üzerinde sabit bir konuma yerleştirilmiş bir vericiyle Şekil 2.2'de gösterildiği gibi bir 2D bistatik ölçüm sistemi kullanılmıştır. Elektriksel veya manyetik alanın sırasıyla silindirik eksenine paralel olmasına bağlı olarak TM ve TE ile gösterilen iki temel polarizasyon incelenmiştir.



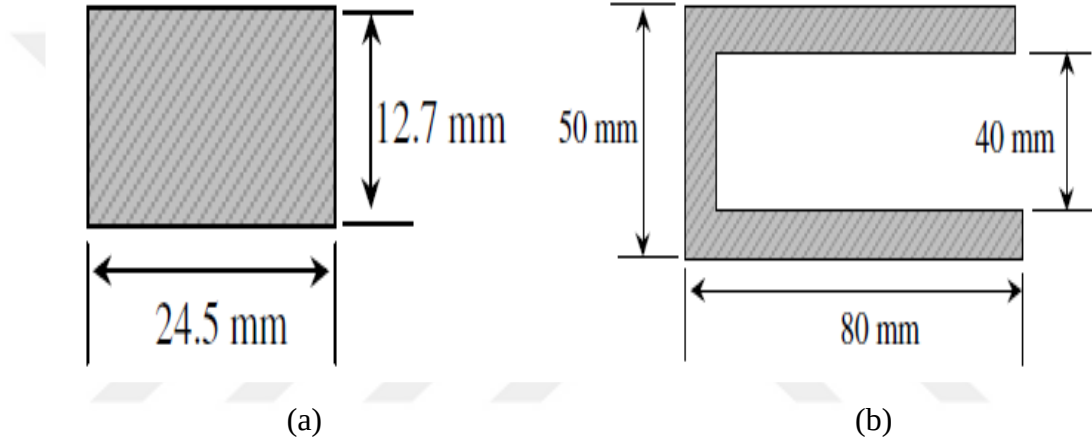
Şekil 2.2: Bistatik Elektromanyetik Alan Ölçüm Düzenegi.
(Belkebir ve Saillard, 2001)

2.3. Hedeflerin Tanımlanması

Hedefler (metalik veya dielektrik), neredeyse iki boyutlu bir yapı sunmak için dikey yönde çok büyüktür. Kesitleri dikdörtgen, dairesel veya "U şeklinde" dir.

2.3.1. Metalik Hedefler

Dikdörtgen ve "U-şekilli" kesitlere sahip hedefler Şekil 2.3'de gösterilmiştir. Her iki metalik hedef üzerinden yapılan ölçümlere ait veriler toplanmıştır. Dikdörtgen silindirin boyutları (25.4×12.7) mm² iken, "U şeklindeki" silindirlerin ölçüleri yaklaşık (80×50) mm²'dir.

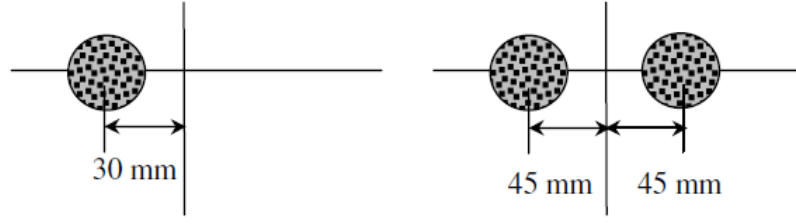


Şekil 2.3.: Metal hedeflerin kesit boyutları. (a) Dikdörtgen kesitli metalik hedef; (b) "U-şekilli" kesitli metalik hedef.

(Belkebir ve Saillard, 2001)

2.3.2. Dielektrik Hedefler

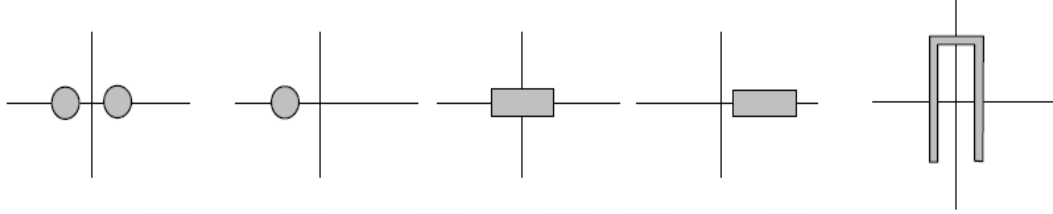
Dielektrik hedefler Şekil 2.4'te görülen bir ve iki dolu dielektrik silindirden oluşur, dairesel kesitin yarıçapı $a = 15$ mm'dir. Bu silindirler azimut ekseninden (deney düzeneğinin merkezi) yaklaşık 30 mm uzağa yerleştirilir. Dielektrik geçirgenlik dalga kılavuzu tekniği kullanılarak ölçülmüştür. Deney tekniği, numunelerin saçılma matrisinden karmaşık dielektrik geçirgenliği ve manyetik geçirgenliği çıkarmaktan oluşur. Göreceli geçirgenliğin gerçek bölümünün tahmini değeri, $\epsilon_r = 3 \pm 0.3$ olarak hesaplanmıştır.



Şekil 2.4: Dielektrik Hedefler.
(Belkebir ve Saillard, 2001)

2.4. Ölçümler

İki anten, hedefin kesit düzlemine yerleştirilir. Dikdörtgen hedef için, hedefin azimut konumlandırıcı eksenine göre merkezlenmiş olup olmadığına göre iki durum göz önünde bulundurulur. Bu nedenle, beş farklı hedef konfigürasyonu Şekil 2.5’de verildiği gibidir.



Şekil 2.5: Hedef Konfigürasyonları.
(Belkebir ve Saillard, 2001)

Ölçümler aşağıdaki parametrelerle yapılmıştır:

- Mesafeler aralıkları:
 - verici – deney düzeneğinin merkezi : 720 mm $\pm$ 3 mm,
 - Alıcı – deney düzeneğinin merkezi : 760 mm $\pm$ 3 mm.
- Açısal aralıklar:
 - Hedefin dönüşü 10° aralıklarla 0° dan 350°’ye
 - Alıcının dönüşü 5° aralıklarla 60° den 300°’ye
- Frekans aralıkları:
 - 1GHz’den 8 GHz’e 1GHz’lik adımlarla,
 - 4GHz’den 16 GHz’e 4 GHz’lik adımlarla,
 - 2 GHz’den 16 GHz’e 2 GHz’lik adımlarla

2.5. Dosya Düzeni

Mevcut tüm veriler ve ilgili parametreler Şekil2.6’da açıklandığı gibidir. Hedefle ilgili olarak, çalışma frekansları, polarizasyon vb. parametrelere ait ölçümlere

karşılık gelen verilerde yedi sütun bulunmaktadır. Bu sütunlardaki değerler aşağıda tanımlandığı biçimiyle okunmalıdır.

(a). Tamsayı değerler kaynak antenin konumunu bildirirler. Örneğin, 1 numara ilk anten pozisyonu anlamına gelmektedir karşılığı ($d_e, 0^\circ$), 2 numara, 2 numaralı anten pozisyonunu temsil eder bu da 10 derecede kaynak anten anlamına gelir ($d_e, 10^\circ$) ve benzer şekilde 36'ya ($d_e, 350^\circ$) kadar gider, burada d_e verici anten ile deney merkezi arasındaki mesafeyi temsil eder.

(b). Alıcı antenin konumu ile ilgili tamsayıdır. Numaralandırma düzeni aynıdır. Ancak, verici anten için 10° yerine 5° lik açısal adım söz konusudur.

(c). GHz olarak çalışma frekansı.

(ç). Toplam elektrik alanın gerçel kısmı.

(d). Toplam elektrik alanın sanal kısmı.

(e). Gelen elektrik alanın gerçel kısmı.

(f). Gelen elektrik alanın sanal kısmı ifade etmektedir.

Target	File name	Polarization	Frequency (GHz)	
			Frequency band	Frequency step
Single dielectric	dielTM_dec4f.exp	TM	4–16	4
Single dielectric	dielTM_dec8f.exp	TM	1–8	1
Two dielectrics	twodielTM_4f.exp	TM	4–16	4
Two dielectrics	twodielTM_8f.exp	TM	1–8	1
Metallic rectangle	rectTM_cent.exp	TM	4–16	4
Metallic rectangle	rectTM_dece.exp	TM	2–16	2
Metallic rectangle	rectTE_8f.exp	TE	2–16	2
Metallic 'U'	uTM_shaped.exp	TM	2–16	2

Şekil 2.6: Veri Tabanları ve İlgili Parametreler.

(Belkebir ve Saillard, 2001)

2.6. Ters Saçılma Problemleri

Kullanacağımız ters saçılma algoritmasını oluşturmak ve formüle etmek için, ters saçılma teorisinin altında yatan temel kavramı anlamak gerekir. Bu nedenle öncelikle olarak, ileri problemin temel kavramlarını anlamamız gerekmektedir. Bu çalışmada sadece elektromanyetik ters saçılma üzerinde yoğunlaşacağımızdan, elektromanyetik gösterimde ileri problemin temel konseptini vermek uygun olacaktır.

Çoğumuzunda bildiği gibi elektromanyetik alanlar Helmholtz denklemini sağlamaktadır.

$$\nabla E_{\text{tot}}(r) + k^2 E_{\text{tot}}(r) = 0 \quad (2.1)$$

$$\nabla E_{\text{inc}}(r) + k_b^2 E_{\text{inc}}(r) = 0 \quad (2.2)$$

Bu denklemde $E_{\text{tot}}(r)$ saçıcı cismin dışındaki elektrik alanı, $E_{\text{inc}}(r)$ ise gelen elektrik alanı temsil etmektedir. Ortamdaki saçıcı cismin dalga numarası k ile gösterilirken, ortamın arka planının dalga numarası k_b olarak gösterilmiştir.

$$k = \omega^2 \mu \epsilon + j\omega \mu \sigma \quad (2.3)$$

Toplam elektrik alan ifadesinin gelen elektrik alan ile saçılan elektrik alan ifadelerinin toplamından meydana geldiği de bilinmektedir.

$$E_{\text{tot}}(r) = E_{\text{inc}}(r) + E_{\text{sct}}(r) \quad (2.4)$$

(2.1) numaralı denklemdeki toplam alan ifadesi (2.2) numaralı denklemdeki gelen alan ifadesinden çıkartıldığında elde edeceğimiz denklem aşağıda verildiği gibidir.

$$\nabla E_{\text{sct}}(r) + k_b^2 E_{\text{sct}}(r) = -(k^2 - k_b^2) E(r) \quad (2.5)$$

Burada toplam alanın, saçıcı cismin içinde kaynak gibi davrandığı ve cismin dışına yayılan saçılan alanı tetiklediği görülmektedir. Bu durumun, yüksek düzeyde doğrusal olmayan bir denklem sistemine neden olduğu ve bu sistemin çözümünün çok daha zorlaştığına da dikkat edilmelidir.

(2.5) denklemindeki toplam alan ifadesi integral formda yazıldığında aşağıdaki ifade elde edilir.

$$E_{\text{tot}}(r) = E_{\text{inc}}(r) + \int_D G(r, r') O(r') E_{\text{tot}}(r') dr' \quad (2.6)$$

$$O(r) = \delta\epsilon(r) + \frac{j\delta\sigma(r)}{\omega\epsilon_b} \quad (2.7)$$

Burada, $G(r, r')$ Green fonksiyonu ve $O(r')$ 'de saçıcı cisimlerin elektriksel parametreleri ile hesaplanan karmaşık nesne kontrastı olarak da bilinen nesne fonksiyonunu temsil etmektedir. Ayrıca nesne fonksiyonunun ters saçılma problemlerinin ana bilinmeyeni olduğu ve Green fonksiyonunun bir noktasal kaynak için Helmholtz denkleminin temel çözümü olduğu bilinmektedir. Öyleyse, ters problemin amacının temel olarak $O(r')$ parametresini ya da en azından ölçümlerden elde edilen saçılan alan verilerini kullanarak bir gösterge (indicator function) görevi görebilecek bir formunu öğrenmek olduğunu söyleyebiliriz. Bununla birlikte, ileri problemin amacı da, saçılan alanı, saçıcı cismin elektriksel özelliklerinden ve saçıcının içinde ve dışında indüklenen uyarımlarından elde etmektir.

$$G(r, r') = \begin{cases} \frac{j}{4} H_0^{(1)}(k|r - r'|), & d = 2 \\ \frac{e^{-jk|r - r'|}}{4\pi|r - r'|}, & d = 3 \end{cases} \quad (2.8)$$

(2.8) denkleminde, d değişkeni $\mathbb{R}^d$ uzayında boyutu temsil etmektedir. Denklem (2.6) iyi konumlanmış (well-posed) denklemdir. Bu sayede de saçılan alanı bulmak için moment metodunu kullanabiliriz. Ancak ileri problemin çözümünden farklı olarak ters problemde saçılan alan bilgisine sahibizdir. Burada amaç saçılan alan bilgisini kullanarak homojen olmayan ortamdaki saçıcıların konumları ile birlikte biçimlerini ya da ek olarak elektriksel özelliklerini de bulmaktır. Bu aşamada cismin elektriksel özelliklerini bulmaya ihtiyacımız yoksa sadece konum ve şekil bilgisini bulmak yeterliyse nitel görüntüleme yöntemlerini kullanmak bize ağır hesaplama yüklerinden kurtulmak noktasında avantaj sağlayacaktır.

Ayrıca yukarda bahsettiğimiz iyi konumlanmışlık, kötü konumlanmışlık konusuna da değinmek gerekirse, ters problemler, kötü konumlanmış (ill-posed) problemlerdir. Bir problemin iyi konumlanmış (well-posed) problem olması için: çözümün varlığı, tekliği, ve kararlılığı özelliklerini sağlaması gerekmektedir. Bu üç özellikten birinin olmayışı kötü konumlanmış bir probleme neden olur.

2.6.1. Doğrusal Örneklem Metodu (Linear Sampling Method-LSM)

Bu bölümde saçıcı bir cisim için uzak alanda toplam alan ifadesinden yola çıkarak,

doğrusal örnekleme metodunu (Linear Sampling Method-LSM) açıklayacağım. LSM ilk olarak Colton ve diğ., (1996) tarafından ortaya konuldu.

Colton ve Kress, (2019)'de, bir Herglotz dalga fonksiyonu aşağıdaki forma sahiptir.

$$v(r) = \int_{\Gamma} e^{jkr \cdot d} g_z(d) ds(d), \quad r \in \mathbb{R}^2 \quad (2.9)$$

Denklemden,

$\Gamma := \{r \in \mathbb{R}^2\}$ üç boyutlu uzayda bir yay, alıcı ve vericiler bu yay üzerinde sıralanmış durumdadır ve $g \in \Omega$. Ω saçıcı cisimleri ifade ediyor. Herglotz fonksiyonu v ile v 'nin çekirdek fonksiyonu g ile temsil edilmektedir.

LSM metodundaki temel amaç Herglotz dalga formunda olan g çekirdek fonksiyonlu v^i fonksiyonunu bulabilmektir. v^i saçıcı cismin iç bölgesindeki toplam gelen alan ifadesidir. v^i saçıcı cismin yüzeyinden saçılan iç bölgedeki toplam saçılan alan ifadesi v^s 'yi meydana getirir. Saıcı içindeki toplam saçılan alan v^s , saçıcı yüzeyi yeterince küçük alındığında, nokta kaynaklardan saçılan alan ifadesi $\Phi(r, r')$ 'ye yakınsar. $\Phi(r, r')$ ifadesi denklem (2.8) ile verildiği gibidir.

Üç boyutlu uzayda tanımladığımız birim kürenin yüzeyi Γ üzerinde Hilbert uzayının Öklid normu $L^2(\Gamma)$ uzayını tanımlayalım.

$$\|f\|_{L^2(\Gamma)} = \int_{\Gamma} |f|^2 d\Gamma \quad (2.10)$$

İlerleyen safhada, bu durum herhangi bir z örnekleme noktasının saçıcı cisimlerden birinin içinde kalıp kalmadığını anlamamızı sağlayacak test fonksiyonunun varlığına işaret edeceği, dolayısıyla da gösterge fonksiyonumuzun sıfırdan farklı olacağı olarak yorumlanacağını belirtelim.

Colton ve Kress, (2019)'de, Helmholtz denkleminin çözümü Herglotz denklemi formundadır. İç bölgede toplam uzak alan pateni v_{∞} için Helmholtz denkleminin çözümünün iç bölgede saçılan alan v^s olduğunu varsayalım.

$$E_{sct}(r) = \int_D G(r, r') O(r') E_{tot}(r') dr' \quad (2.11)$$

$$v_{\infty}(r) = \int_{\Gamma} u_{\infty}(r, r') g(r') ds(r'), \quad r \in \Gamma, r' \in \Omega \quad (2.12)$$

(2.12) denklemi çekirdek fonksiyon $g \in L^2(\Omega)$ olduğunda ve sadece ve sadece v^s saçıcı cismin üzerinde tanımlı olduğunda geçerli bir çözüme sahip olacaktır. Yani $v^s(r) = v_{\infty}(r)$ olacaktır. Bu durum tanımladığımız problem geometrisi üzerinde sadece saçıcı cisimler üzerinde olduğumuzda önerdiğimiz Helmholtz denkleminin bir çözümü olduğu anlamına gelmektedir ki buradan yola çıkarak test fonksiyonumuzu ve gösterge fonksiyonumuzu tanımlayabilir ve gösterge fonksiyonumuzu çizdirerek saçıcıların konumunu belirleyebiliriz.

Ayrıca bir iç bölge Dirichlet problemi olan Helmholtz denklemi,

$$\nabla v^i + k^2 v^i = 0, \quad \Omega \text{ içinde} \quad (2.13)$$

Sınır koşulları altında,

$$v^i + v^s = 0, \quad \partial\Omega \text{ üstünde} \quad (2.14)$$

v^i yalnızca Herglotz dalga denklemi formunda bir çözüme sahiptir.

Doğrusal Örnekleme Metodu ile integral denklemimize g_z çekirdek fonksiyonuna sahip uygun bir çözüm bulmamız gerekmektedir (Colton ve Kress, 2019).

$$Fg_z = \Phi(\cdot, r') \quad (2.15)$$

(2.15) denkleminde,

$$\Phi(r, r') = \frac{j}{4} H_0^{(1)}(k|r - r'|), \quad d = 2 \quad (2.16)$$

$$\Phi_{\infty}(r, r') = \frac{e^{j\pi/4}}{\sqrt{8\pi k}} e^{-jkr \cdot r'}, \quad d = 2 \quad (2.17)$$

(2.16), (2.17) sırasıyla $\Phi(r, r')$ 'nin yakın ve uzak alan çözümleridir.

Denklem (2.15)' te F alan operatörü olarak tanımlanabilir uzak alan ya da yakın alan ifadelerinden meydana gelebilir. Gözlem noktasından yapılan ölçümlere ait değerlerden oluşmaktadır. Gözlem noktalarında bulunan alıcı verici sayısına göre oluşturacağımız bir matris olacaktır. g_z çözümünü yapmaya çalıştığımız bilinmeyenlerimizdir. Test fonksiyonu olarak anılmaktadır. $\Phi(r, r')$ ise

hesaplayabildiğimiz nokta kaynakların saçılan alan ifadesidir. İlgilendiğimiz alana ait değerleri hesaplamak için (2.16) ve (2.17)'de yer alan eşitlikler kullanılmaktadır.

F' 'yi uzak alan operatörü olarak tanımlayalım,

$$F : L^2(\Gamma) \rightarrow L^2(\Gamma) ;$$

$$Fg(r) = \int_{\Gamma} u^{\infty}(r, \theta)g(\theta)ds(\theta), \quad r \in \Gamma \quad (2.18)$$

Denklem (2-11)-(2-17) 'den v 'nin sadece ve sadece Herglotz dalga fonksiyonu formu olması durumunda denklem (2.15)'te olduğu gibi g_z 'nin bir çözümü olacağını biliyoruz.

$$v(r) = \int_{\Gamma} e^{jkr \cdot d} g_z(d)ds(d), \quad r \in \Gamma \quad (2.19)$$

Bu durumda denklem (2.19) iç bölge Dirichlet problemi (2.20)' nin çözümü olacaktır.

$$\nabla v + k^2 v = 0, \quad \Omega \text{ içinde} \quad (2.20)$$

(2.20) denklemi aşağıda verilen sınır koşulu denklemini de sağlayacaktır.

$$v + \Phi(\cdot, r') = 0 \quad \partial\Omega \text{ üstünde} \quad (2.21)$$

Sonuç olarak, örnekleme noktamız z saçıcı cisim üzerinde bir nokta ise denklem (2.15), denklem (2.21)' deki sınır koşullarını sağlayan, Herglotz dalga formuna sahip bir v fonksiyonuna sahip olacaktır. Denklem (2.21)' deki sınır koşuluna göre de bulduğumuz v fonksiyonu ile noktasal kaynak için Helmholtz denkleminin temel çözümü, $\Phi(\cdot, r')$ sınırdaki birbiriyle çakışacaktır. Örnekleme noktamız z saçıcı cismin merkez noktalarından sınırlarında olan noktalara, $\Omega \rightarrow \partial\Omega$, doğru yaklaştıkça yay üzerindeki alıcılarda öklid normu, $\|g_z\|_{L(\Gamma)} \rightarrow \infty$ ($g_z: L^2(\Omega) \rightarrow L^2(\Gamma)$) doğru gidecektir. Bunun nedeni saçılan alanların giderek sıfıra yaklaşması ancak denklemin diğer tarafında bulunan sonlu ifadenin elde edilebilmesi için g_z 'nin daha büyük değerler almak zorunda olmasıdır. Buradan yola çıkarak bizde saçıcı cismin sınırlarını denklem (2.15)'i çözerek bulabileceğimizi söyleyebiliriz. Bunun için cisimleri çevreleyen uzayı yeterince küçük hücrelere bölebilirsek saçıcı cisimlerin sınırları, test fonksiyonumuzun Hilbert uzayında öklid normunun, yani $\|g_z\|_{L(\Gamma)}$ 'nin en büyük değerini aldığı hücrelerin sınırları olacaktır.

Çözülecek denklem kötü konumlanmış (ill-posed) bir denklem olduğundan, istikrarlı bir çözüm elde etmek için bir regularizasyon tekniği uygulamak gerekir (Cakoni ve diğ., 2011). Bu nedenle, hata payının asgariye indirildiği tutarlı bir çözüm elde etmek için regülarizasyon parametresinin doğru seçilmesini sağlayan Morozov tutarsızlığı ilkesi ile birlikte Tikhonov regülarizasyon tekniğini kullanacağız.

$$g = (F^*F + \alpha I)^{-1}(F^*G) \quad (2.22)$$

Denklem (2.22)'de $(\cdot)^*$ eşlenik devrik operatörü anlamına gelmektedir. Regülarizasyon parametresi α aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\frac{\sigma_N}{\alpha^2 + \sigma_N^2} \frac{\sum_{q=1}^Q |\langle \Phi(\cdot, z_q), u_N(\cdot) \rangle|}{Q} = \frac{1}{\sigma_1} \max_{1 \leq q \leq Q} |\langle \Phi(\cdot, z_q), u_N(\cdot) \rangle| \quad (2.23)$$

Denklem (2.23)'de, $\langle \cdot, \cdot \rangle$ noktaların iç çarpımıdır. $\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N\}, \{u_1, u_2, \dots, u_N\}$ sırasıyla alan operatörü F 'nin tekil değerleri ve sol tekil vektörlerini temsil etmektedir. Doğrusal Örneklemleme Metodunun gösterge fonksiyonu, denklem (2.15)'te verilen test fonksiyonu g_z 'nin çözümünün L^2 normuna karşılık gelmektedir (Cakoni ve diğ., 2011).

$$I(z_q) := (\sum_{n=1}^N |g(x_n, z_q)|^2)^{-1}, 1 \leq q \leq Q \quad (2.24)$$

Denklem (2.24) ile tanımladığımız gösterge fonksiyonumuzu çizdirerek saçıcı cisimlerin şekil ve konumunu belirleyebiliriz.

2.6.2. Çarpanlara Ayırma Metodu (Factorization Method-FM)

LSM yönteminin, uzak alan operatörünün kötü konumlanmış (ill-posed) olması ve çözümün doğrudan uzak alan verilerinin gürültü seviyesine bağlı olmasından dolayı, anlamlı sonuçlar elde etmek için çözümde regülarizasyona ihtiyaç duyulması gerektiğinden bahsetmiştik.

Genel olarak, gürültüsüz veriler için denklem (2.15)'in bir çözümü yoktur. Bu nedenle, Tikhonov regülarizasyonu kullanarak ne tür bir çözüme ulaşılabileceği de net değildir. Bu problemten kurtulmak için Kirsch, ters saçılma problemlerini çözmek için Kirsch, (1998) ve Kirsch, (1999) çalışmalarından görüldüğü üzere, Çarpanlara Ayırma Yöntemi (Factorization Method-FM) adında yeni bir yöntem geliştirdi. LSM yönteminden türetilmiş alternatif bir yöntem olan FM yöntemi, LSM yöntemine benzer şekilde, aşağıdaki lineer denklem için bir çözüm bulmaya çalışır.

$$(F^*F)^{1/4}g = G(\cdot, z) \quad (2.25)$$

Denklem (2.25)'te F alan operatörünü, G nokta kaynak için temel çözüm Green fonsiyonunu temsil etmektedir. Denklem (2.15)'teki alan operatörü F yerine denklem (2.25)'te $(F^*F)^{1/4}$ ifadesi gelmiştir. Bu değişikliği uygulayarak, Morozov uyumsuzluk kuralının işleyişi için gerekli hata oranı tahminini hesaplama ihtiyacını ortadan kaldırmış oluyoruz. $F^{1/4}$ formunu $F^{1/4} = S^{-1}\Lambda^{1/4}S$ formu biçiminde açabiliriz. Λ matrisinin diagonal elemanları F matrisinin eigen değerlerinden meydana gelirken, S matrisinin sütunları da F matrisinin eigen vektörlerinden oluşmaktadır. Çarpanlara Ayırma Yöntemi (Factorization Method-FM) için gösterge fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir.

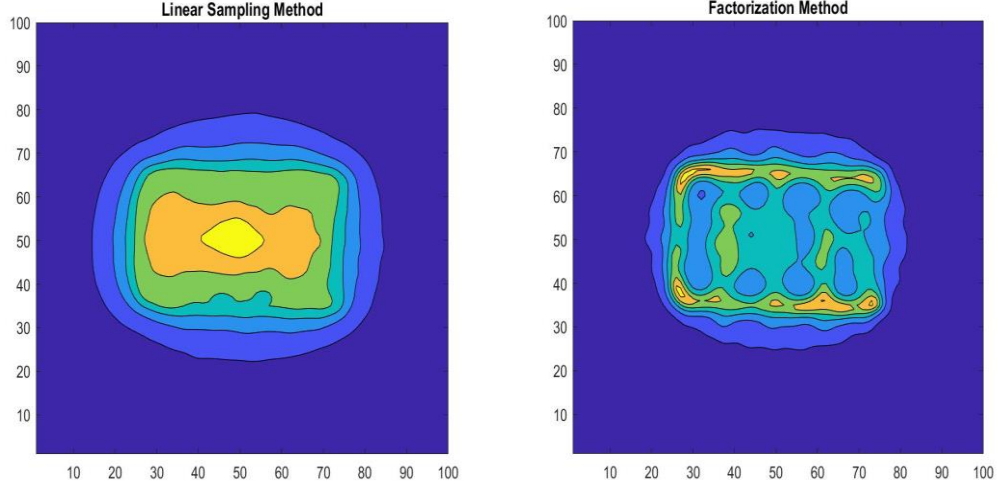
$$I(z_q) := \left[\sum_{m=1}^M \frac{|\langle G(\cdot, z_q), \psi_m(\cdot) \rangle|^2}{|\lambda_m|} \right]^{-1} > 0, 1 \leq q \leq Q \quad (2.26)$$

Denklem (2.26)'da $\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N\}$, $\{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_N\}$ sırasıyla alan operatörü F 'nin eigen değerleri ve eigen vektörlerini temsil etmektedir.

2.6.3. LSM ve FM Yöntemi Sonuçları

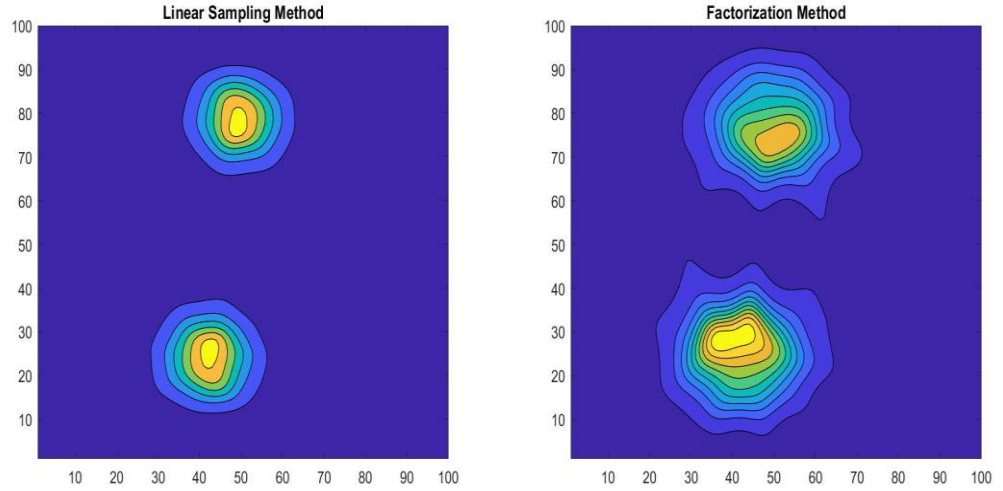
Mikrodalga ile görüntüleme de nitel yöntemler arasında en sık kullanılan yöntemlerden olan LSM ve FM algoritmaları MatLab ortamında yazılmış, bilimsel çalışmalarda oldukça yaygın bir kullanıma sahip deneysel ölçüm sonuçlarından meydana gelen Şekil 2.6 ile tanımlanmış Fresnel verileri kullanılarak, cisimlere ait görüntüler yeniden elde edilmiştir. Elektromanyetik Ters Saçılım Problemlerinin doğrulanmasında sıklıkla kullanılan veriler ışığında yazılan simülasyon kodlarının çalışmasının işlevliliği kanıtlanmıştır.

Simülasyonda, 16cmx16cm'lik alan 100x100 hücreye bölünmüş. Şekil 2.6 ile verilen Fresnel verilerinden elde edilen gelen ve toplam alan bilgileri kullanılmıştır. MatLab programında yazılan nitel görüntüleme algoritmalarının koşturulması sonucunda, elde edilen cisim örüntülerinin sonuçları ortaya konulmuştur. Kullanılan verinin dosya adı ve elde edilen cisimlerin örüntüleri Şekil 2.7 - 2.11'lerde görüldüğü gibidir.



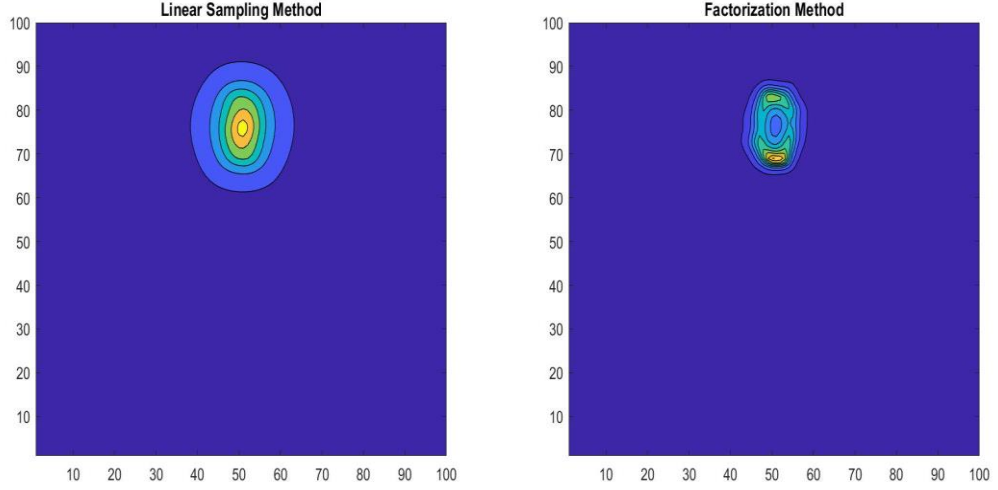
Şekil 2.7: uTM_shaped verisi kullanılarak yeniden oluşturulan U metalik cismin örüntüsü.

Şekil 2.7 ile Doğrusal Örnekleme ve Faktörizasyon Metodu kullanılarak uTM_shaped verisinden yeniden elde edilen U metalik cisme ait örüntüler görülmektedir. Her iki algoritmanında konum ve şekil bilgisi bağlamında tatmin edici sonuçlar verdiği görülmektedir.



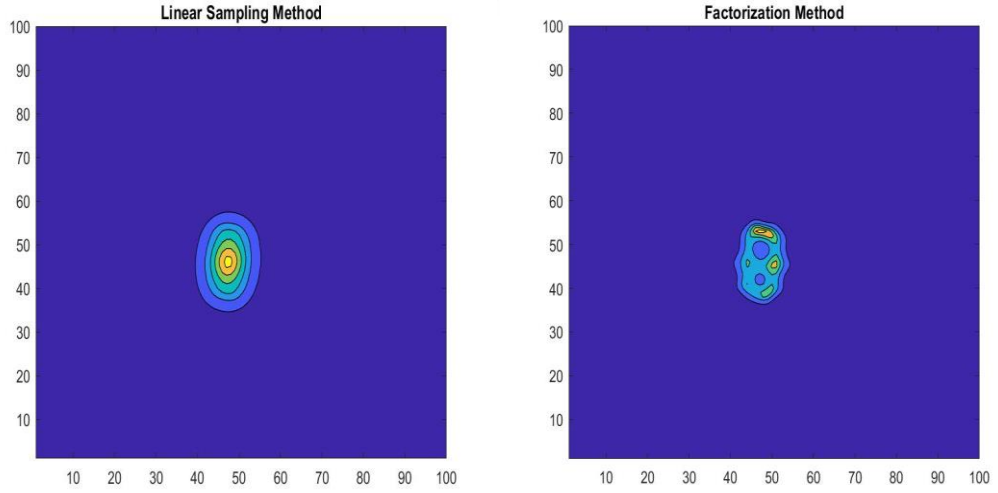
Şekil 2.8: twodieTM_8f verisi kullanılarak yeniden oluşturulan iki dielektrik silindirik cismin örüntüsü.

Şekil 2.8’de, iki dielektrik silindir Şekil 2.6’da verilen frekans bandında, 8 farklı frekanstaki ölçümleri ile elde edilmiş veriler kullanılarak yeniden elde edilen örüntüsü bulunmaktadır.



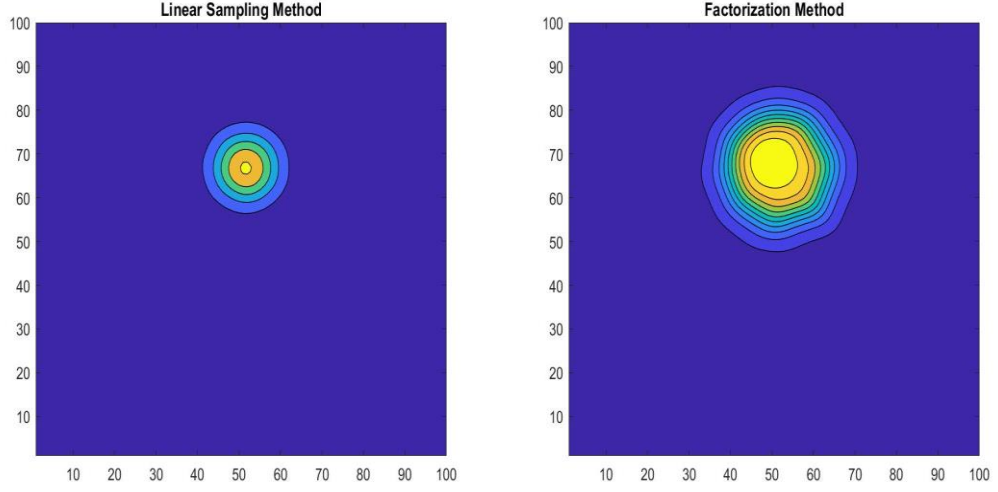
Şekil 2.9: rectTM_dece verisi kullanılarak yeniden oluşturulan metalik dikdörtgen cismin örüntüsü.

Şekil 2.9 ile metalik dikdörtgen cismin rectTM_dece verisi kullanılarak, yeniden elde edilen örüntüsü verilmiştir. Her iki algoritma ile tatmin edici sonuçlar elde edildiği görülmektedir.



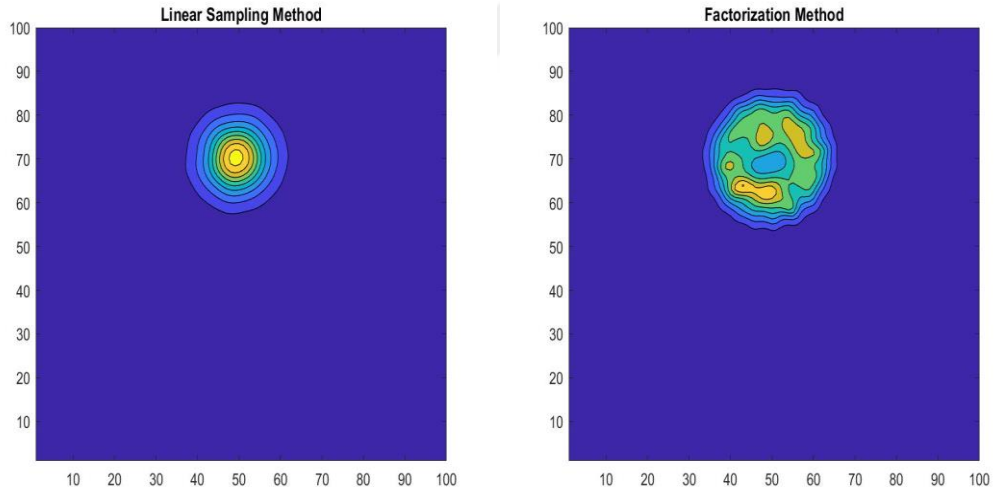
Şekil 2.10: rectTM_cent verisi kullanılarak yeniden oluşturulan metalik dikdörtgen cismin örüntüsü.

Şekil 2.10'da merkeze konumlandırılmış dikdörtgen metalik bir cisme ait rectTM_cent verisi kullanılarak yeniden elde edilme örüntüsü bulunmaktadır. Konum değişikliklerine her iki algoritmanında uygun sonuçlar elde edecek biçimde tepkiler verdiği görülmektedir.



Şekil 2.11: dielTM_dec8f verisi kullanılarak yeniden oluşturulan tek dielektrik silindirik cismin örüntüsü.

Şekil 2.11 ile dielTM_dec8f verisi kullanılarak, yeniden oluşturulan tek dielektrik silindirik cismin örüntüsü verilmiştir.



Şekil 2.12: dielTM_dec4f verisi kullanılarak yeniden oluşturulan tek dielektrik silindirik cismin örüntüsü.

Şekil 2.12’de dielTM_dec4f verisi kullanılarak, yeniden oluşturulan tek dielektrik silindirik cismin örüntüsü görülmektedir.

Genel olarak sonuçları incelediğimizde, Şekil 2.5’de verilen hedef konfigürasyonu ile nitel görüntüleme algoritmalarının koşturulması sonucunda Şekil 2.7 – 2.12 ‘lerde

yeniden oluşturulan cisimlere ait örüntülerin sonuçlarının gerçek konumları ile örtüştüğü görülmektedir.



3. FAKTORİZASYON METODUNU ÇOKLU FREKANS ÖLÇÜMLERİ İLE KULLANARAK TERS PROBLEM ÇÖZÜMÜ

Griesmaier ve Schmiedecke (2017) çalışmasında, $(f_{\min}, f_{\max})$ gibi bir frekans bandındaki tüm frekanslarda, yalnızca birkaç alıcı anten çiftini kullanıp, ilgili yönde yayılan elektromanyetik dalgaların ölçümlerinden faydalanarak, zaman uyumlu elektromanyetik kaynakların yeniden oluşturulmasını sağlayan yeni bir metot öneriyor.

Bu sayede, kaynakların yeniden yapılandırılmasını sağlamak için gerekli olan alıcıların sayılarının azaltılması için, çoklu frekans ölçümleri ile elde edilen verilerin uygun bir biçimde kullanılmasını sağlayan çarpanlara ayırma temeline dayalı yeni bir ters problem çözme yöntemi sunuluyor. Uygulama ve maliyet alanında da avantajları olan bu yöntem, az sayıda alıcı kullanılmasının neden olacağı cismin yeniden oluşturulamama güçlüğüne, çok sayıda frekans kullanarak ortadan kaldırıyor.

Elektromanyetik dalga yayılımının modellenmesinde Helmholtz denklemi kullanılmıştır. Kaynak, noktasal kaynakların süperpozisyonu olarak ifade edilmiştir. Bu kabul ile elde edilen, her bir alıcı anten çiftinin yönlerinden ölçülen uzak alan verilerinin belli bir frekans band aralığında Fourier dönüşümü alınmıştır. Bu da ters problemi, Fourier domeninin bant sınırlı ve oldukça seyrek bir alt kümesinde, Fourier dönüşümü verilen bir fonksiyonun yeniden elde edilmesi problemine dönüştürmüştür.

Arama bölgemizdeki cisimlerin kendisinin kaynak olarak alındığı Griesmaier ve Schmiedecke (2017) çalışmasının aksine, Moment Metodu kullanarak MATLAB simülasyonu ortamında elde ettiğimiz cisimlere ait uzak alan saçılma verilerini kullanarak önerilen yöntemin sonuçlarını doğrulamaya çalıştık ve olumlu sonuçlar elde ettik. Aynı zamanda bu çalışmayı yakın alana da uyarladık.

3.1. Çoklu Frekansta Faktörizasyon Metodu

Zaman uyumlu elektromanyetik dalgalara ait sınırlı sayıda uzak alan verisi kullanılarak, çoklu frekansta ters kaynak problemlerinin çözümünün ele alındığı Griesmaier ve Schmiedecke (2017) çalışmasında, kaynakların yerinin bulunması ve yeniden oluşturulmasına, iteratif bir yöntem olmayan faktörizasyon metodu kullanılarak geniş bir frekans bandında, ancak sınırlı sayıda alıcılar vasıtasıyla yapılan uzak alan ölçümleri ile ulaşılmaya çalışılıyor.

Bu yöntem kapalı bir alan içerisinde birbirinden yeterli uzaklıkta olan herhangi bir kesişme kümesi olmayan kaynakların konumlarının ve geometrisinin, gözlem noktalarından gelen dik doğruların oluşturduğu dış bükey çizgilerin kesişmesi ile tespit edilmesine olanak sağlamaktadır. Bunu yaparken en küçük kareler, uygun regülerizasyon tekniği v.b. yaklaşımları sağlaması gerekliliği karşımıza çıkmaktadır. Önerilen yeniden oluşturması algoritmasındaki en önemli nokta, kaynakların konumlarını elde etmek için az sayıda gözlem noktası kullanımının yeterli olması için çoklu frekanslarda elde edilmiş verilerin en uygun şekilde kullanılması zorunluluğudur.

Çalışmada, tek bir gözlem yönünde $\pm \vec{\theta}_j$ açılı çiftlerini kullanan, uzak alan ölçümlerini içeren konvolüsyon operatörü $F^{\vec{\theta}_j}$ 'yi (3.1)'de olduğu gibi tanımlanır.

$$F^{\vec{\theta}_j} = U_D^{\vec{\theta}_j} \Sigma_D (U_D^{\vec{\theta}_j})^* \quad (3.1)$$

Bu operatörün, bilinen tek frekansta ters saçılım problemleri için kullanılan ölçüm verileri ile oluşturulan konvolüsyon operatörünün çarpanlara ayrılması aşamalarını, çoklu frekanslarda elde edilen uzak alan ölçümlerinin meydana getirdiği konvolüsyon operatörü içinde sağladığı görülür. $F^{\vec{\theta}_j}$, ölçülmüş alan değerlerinden meydana gelir. Ayrışma matrisi elemanlarından, $U_D^{\vec{\theta}_j}$, arama bölgemiz içinde kalan yeterince küçük parçalara bölünmüş, kaynak olabileceğini değerlendirdiğimiz noktalardan her yöne birim vektörler olarak düşünülebilir. Ancak bu noktaların herbirinde kaynaklar bulunmuyor. Biz bu noktaların seçtiğimiz test noktaları, y ile göstereceğiz, ile kaynaklara ait olup olmadığını buluyoruz. Σ_D , ayrışma matrisimizin diyagonal elemanı ve eigen değerlerinden meydana geliyor. Eigen değerleri kaynakların genliğini temsil ediyor. Kaynak varsa onun büyüklüğüne göre değer

alıyor. $\vec{\theta}_j$, açılma vektörü, alıcılardan bölünmüş D tarama bölgesindeki test noktalarına olan açılardan oluşuyor.

Test noktalarının kaynak üzerinde bir nokta olup olmadığına, alıcılara ait açılma vektörü ile test noktalarına ait vektörlerin iç çarpımı ile, yani test noktalarının iz düşümlerinin kesişimlerinden yola çıkarak, karar verebiliriz. Bunu çalıştığımız frekans bandında belirlediğimiz aralıklarla seçtiğimiz her frekans için alınan ölçümler için tekrarlarız.

$$U_D^{\vec{\theta}_j}: L^2(D) \rightarrow L^2(f_{\min}, f_{\max}) \quad (3.2)$$

Bu durumda $U_D^{\vec{\theta}_j}$ operatörü, test noktalarından, kullandığımız frekanslarda alıcı noktalarında elde ettiğimiz ölçümlerin olduğu uzaya bir dönüşüm operatörü olarak tanımlıdır.

3.1.1. Çoklu Frekansta Faktörizasyon Metodu Uzak Alan Formu

$S := \bigcup_{m=1}^M C_m \subseteq \mathbb{R}^d, \mathbb{R}^d$, de sonlu sayıda birbirinden belirgin sınırlar ile ayrılmış sınırlı sayıda cisimlerden oluşan bir kümedir. J 'de bu hedeflerin üzerindeki elektromanyetik kaynakları temsil etsin, bu şekilde elektromanyetik dalgalar Helmholtz denklemini sağlar.

$$\nabla E_{tot} + k^2 E_{tot} = -J \text{ in } \mathbb{R}^d \quad (3.3)$$

Ayrıca, Sommerfeld yayılım koşulu sağlanır ve toplam alan asimptotik davranış gösterir (Grinberg ve Kirsch, 2008; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004).

$$E_{tot}(x, k) = \frac{e^{\frac{j\pi}{4}}}{\sqrt{8\pi k}} \frac{e^{jk|x|}}{|x|^{\frac{1}{2}}} E_{tot}^{\infty}(\vec{\theta}_x, k) + \mathcal{O}\left(|x|^{-\frac{3}{2}}\right), \vec{\theta}_x = \frac{x}{|x|} \in L, r = |x| \rightarrow \infty \quad (3.4)$$

Yukardaki denklemde, $E_{tot}^{\infty}(\vec{\theta}_x, k)$, toplam alan ifadesinin $E_{tot}(x, k)$ uzak alandaki gösterimi, L iki boyutlu birim çember, $|\cdot|$ mutlak değer ve $\mathcal{O}(\cdot)$ yüksek dereceli terimlere ait gösterimlerdir. Uzak alan ifadesi, aşağıda gösterildiği biçimde de yazılabilir (Grinberg ve Kirsch, 2008; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004).

$$E_{tot}^{\infty}(\vec{\theta}_x, k) = \int_D e^{-jk\vec{\theta}_x \cdot \vec{y}} J(\vec{y}) d\vec{y} = \hat{J}(k\vec{\theta}_x), \vec{\theta}_x \in L \quad (3.5)$$

Denklem (3.5)'den dalga sayısı k olan J kaynakları tarafından yayılan elektrik alan ifadesinin $E_{tot}^{\infty}(\vec{\theta}_x, k)$, kaynakların kL çemberi üzerinde hesaplanan Fourier

dönüşümleri olduğu ve $\hat{f}$ ile ifade edildiği görülmektedir. Uzak alan ifadesinin yalnızca bazı gözlem yönlerinden alıcılar ile tespit edildiğini farzedelim (Griesmaier ve Schmiedecke, 2017).

$$\{\pm\theta_1, \dots, \pm\theta_M\} = : \Theta \subseteq L \quad (3.6)$$

Denklem (3.5)'in sağ tarafında kalan ifade simetri kuralını sağladığından aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\hat{f}(k\vec{\theta}_x) = \hat{f}((-k)(-\vec{\theta}_x)), \vec{\theta}_x \in L, k > 0 \quad (3.7)$$

Bu durumda uzak alandaki elektrik alan ifadesi denklem (3.8) ile gösterildiği gibi olacaktır.

$$E_{tot}^\infty(\vec{\theta}, -k) := E_{tot}^\infty(-\vec{\theta}, k), \vec{\theta} \in L, k > 0 \quad (3.8)$$

Tek bir gözlem yönü için faktörizasyon yöntemini uygulamak için Griesmaier ve G.Schmiedecke, (2017)' deki uzak alan verisi $E_{tot}^\infty(\pm\vec{\theta}_m, k)$, $1 \leq m \leq M$ tüm gözlem çiftlerinin yönlerinde $t \in (0, k_{max})$ arasındaki tüm frekanslar için ölçülür. Konvolüsyon operatörü $F^{\vec{\theta}_j}$ aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$(F^{\vec{\theta}_j}\phi)(t) := \int_0^{k_{max}} E_{tot}^\infty(\vec{\theta}_j, t-s)\phi(s)ds, t \in (0, k_{max}) \quad (3.9)$$

Konvolüsyon operatörü $F^{\vec{\theta}_j}$ 'nin ayrık formunu elde etmek için denklem (3.8)'deki uzak alan verilerinin negatif dalga sayılarına genişletilmiş halini kullanmamız gerekmektedir.

Griesmaier ve G.Schmiedecke, (2017)' de verilen yöntemin temeli konvolüsyon operatörü $F^{\vec{\theta}_j}$ 'nin çarpanlarına doğru bir şekilde ayrılmasına dayanır. Herhangi bir $z \in \mathbb{R}^d$ ve $\mathcal{E} > 0$ için, test fonksiyonu $\phi_{\vec{z}, \mathcal{E}}^{\vec{\theta}_j}$ aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\phi_{\vec{z}, \mathcal{E}}^{\vec{\theta}_j}(t) := \frac{1}{|B_{\mathcal{E}}(\vec{z})|} \int_{B_{\mathcal{E}}(\vec{z})} e^{-jt\vec{\theta}_j \cdot \vec{y}} d\vec{y}, t \in (0, k_{max}) \quad (3.10)$$

$$\vec{\theta}_j = \vec{e}_x \cos \theta_j + \vec{e}_y \sin \theta_j, \quad \vec{z} = x \vec{e}_x + y \vec{e}_y \quad (3.11)$$

Yukardaki denklemde $B_{\mathcal{E}}(\vec{z})$, $\mathcal{E}$ yarıçaplı, $\vec{z}$ merkezli ve $|B_{\mathcal{E}}(\vec{z})|$ alanına sahip çemberi temsil eder.

Hemen hemen her $x \in L$ için $Re(e^{j\tau}f(x)) \geq c_0$ olacak şekilde $\tau \in \mathbb{R}$ ve sabit bir $c_0 > 0$ olduğunu kabul edelim. Sonra konvolüsyon operatörünün öz eşlenik biçimini $F_{\#}^{\vec{\theta}_J}$ tanımlayalım.

$$F_{\#}^{\vec{\theta}_J} := Re(e^{j\tau}F^{\vec{\theta}_J}) := \frac{1}{2}(e^{j\tau}F^{\vec{\theta}_J} + e^{-j\tau}(F^{\vec{\theta}_J})^*) \quad (3.12)$$

Burada $\tau \in \mathbb{R}$ ve $c_0 > 0$ iki sabit olmak üzere, ölçümlerin 0 ile k_{max} arasında eşit aralıklarla dağılmış N adet frekansta yapıldığını varsayalım. $\{(\lambda_n^{\vec{\theta}_J}, \psi_n^{\vec{\theta}_J}) \mid n \in \mathbb{N}\}$ sırasıyla konvolüsyon operatörünün öz eşlenik biçimi $F_{\#}^{\vec{\theta}_J}$ 'nin öz değerleri ve öz vektörleridir. Griesmaier ve Schmiedecke, (2017)' de verildiği gibi herhangi bir $\mathcal{E} > 0$, $\phi_{\vec{z}, \mathcal{E}}^{\vec{\theta}_J} \in \mathcal{R}((F_{\#}^{\vec{\theta}_J})^{1/2})$ için yalnız ve yalnız

$$\sum_{n=1}^N \frac{|\langle \phi_{\vec{z}, \mathcal{E}}^{\vec{\theta}_J}, \psi_n^{\vec{\theta}_J} \rangle_{L^2(0, k_{max})}|^2}{\lambda_n^{\vec{\theta}_J}} < \infty \quad (3.13)$$

olduğunda çözümü vardır. Böylece çok frekanslı FM için gösterge fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$I_{\varepsilon, far}^{\vec{\theta}_J}(\vec{z}) = (\sum_{n=1}^N \frac{|\langle \phi_{\vec{z}, \varepsilon}^{\vec{\theta}_J}, \psi_n^{\vec{\theta}_J} \rangle_{L^2(0, k_{max})}|^2}{\lambda_n^{\vec{\theta}_J}})^{-1}, z \in \mathbb{R}^d \quad (3.14)$$

3.1.2. Çoklu Frekansta Faktörizasyon Metodu Yakın Alan Formu

Yakın alanda çalışırken uzak alandan farklı olarak $E_{tot}(\cdot, k)$ aşağıda olduğu gibi ifade edilebilir.

$$E_{tot}(\vec{\theta}_x, k) = \int_D H_0^{(2)}(k|\vec{\theta}_x \cdot \vec{y}|)J(\vec{y})d\vec{y} = \hat{J}(k\vec{\theta}_x), \vec{\theta}_x \in L \quad (3.15)$$

Benzer şekilde herhangi bir $z \in \mathbb{R}^d$ ve $\mathcal{E} > 0$ için, yakın alanda test fonksiyonu $\phi_{\vec{z}, \varepsilon, near}^{\vec{\theta}_J}$ aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\phi_{\vec{z}, \varepsilon, near}^{\vec{\theta}_J}(t) := \frac{1}{|B_{\varepsilon}(\vec{z})|} \int_{B_{\varepsilon}(\vec{z})} H_0^{(2)}(t|\vec{\theta}_J \cdot \vec{y}|)d\vec{y}, t \in (0, k_{max}) \quad (3.16)$$

Uzak alanda çalışırken hedef cisme düzlem dalga gönderdiğimiz duruma göre çözüm üretilirken, yakın alan uygulamalarında ise düzlem dalga yerine silindirik dalga uyguladığımız için uzak alan ifademiz ve test fonksiyonumuzu ikinci türde Hankel

fonksiyonu kullanarak yeniden düzenledik. Benzer şekilde, hemen hemen her $x \in L$ için $Re(e^{j\tau}f(x)) \geq c_0$ olacak şekilde $\tau \in \mathbb{R}$ ve sabit bir $c_0 > 0$ olduğunu kabul edelim. Sonra yakın alan konvolüsyon operatörünün öz eşlenik biçimini $F_{\#,near}^{\vec{\theta}_J}$ tanımladık.

$$F_{\#,near}^{\vec{\theta}_J} := Re \left(e^{j\tau} F_{near}^{\vec{\theta}_J} \right) := \frac{1}{2} (e^{j\tau} F_{near}^{\vec{\theta}_J} + e^{-j\tau} (F_{near}^{\vec{\theta}_J})^*) \quad (3.17)$$

$\tau \in \mathbb{R}$ ve $c_0 > 0$ iki sabit olmak üzere, ölçümlerin 0 ile k_{max} arasında eşit aralıklarla dağılmış N adet frekansta yapıldığını varsayalım. $\left\{ \left(\lambda_{n,near}^{\vec{\theta}_J}, \psi_{n,near}^{\vec{\theta}_J} \right) \mid n \in \mathbb{N} \right\}$ sırasıyla yakın alan konvolüsyon operatörünün öz eşlenik biçimi $F_{\#,near}^{\vec{\theta}_J}$ 'nin öz değerleri ve öz vektörleridir. Griesmaier ve Schmiedecke, (2017) 'de verildiği gibi herhangi bir $\varepsilon > 0$, $\phi_{\vec{z},\varepsilon,near}^{\vec{\theta}_J} \in \mathcal{R} \left((F_{\#,near}^{\vec{\theta}_J})^{1/2} \right)$ için yalnız ve yalnız

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left| \langle \phi_{\vec{z},\varepsilon,near}^{\vec{\theta}_J}, \psi_{n,near}^{\vec{\theta}_J} \rangle_{L^2(0,k_{max})} \right|^2}{\lambda_{n,near}^{\vec{\theta}_J}} < \infty \quad (3.18)$$

olduğunda çözümü vardır. Böylece çok frekanslı FM için yakın alanda gösterge fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$I_{\varepsilon,near}^{\vec{\theta}_J}(\vec{z}) = \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left| \langle \phi_{\vec{z},\varepsilon,near}^{\vec{\theta}_J}, \psi_{n,near}^{\vec{\theta}_J} \rangle_{L^2(0,k_{max})} \right|^2}{\lambda_{n,near}^{\vec{\theta}_J}} \right)^{-1}, \vec{z} \in \mathbb{R}^d \quad (3.19)$$

3.1.3. Toplanan Elektrik Alan Verilerinin Düzenlenmesi

Griesmaier ve Schmiedecke (2017) 'de yeniden yapılandırılacak olan nesneler kaynak olarak alındığı için verilen sayısal örneklerde, nesneler genellikle homojen bir akım yoğunluk dağılımına sahiptir. Bu nedenle, yeniden inşa edildiklerinde, orjinal şekillerine benzer bir yeniden yapılandırmaya sahiptirler. Bununla birlikte, genel olarak, tespit edilmesi gereken nesneler pasif olabilir ve hedeflerin harici uyarılarla aydınlatılmaları gerekir. Dahası, düşündüğümüz yakın alan senaryosunda, antenler sonludur ve antenler tarafından yayılan dalgalar artan alanla birlikte elektrik alan gücünü bozarlar. Bu yüzden de nesne üzerindeki akım yoğunluğu, nesnenin verici antene daha yakın olan kısmında nispeten daha büyük olabilir. Bu da, nesnenin aydınlatma yönündeki kısımları daha iyi yeniden yapılandırılırken, nesnenin diğer

kısımları bu kadar iyi elde edilememesine neden olacaktır. Şimdi, birçok gelen ölçüm tanımlama grubuna sahip olduğumuzu düşünecek olursak:

$$I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_j}(\vec{z}), \quad j = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M \quad (3.20)$$

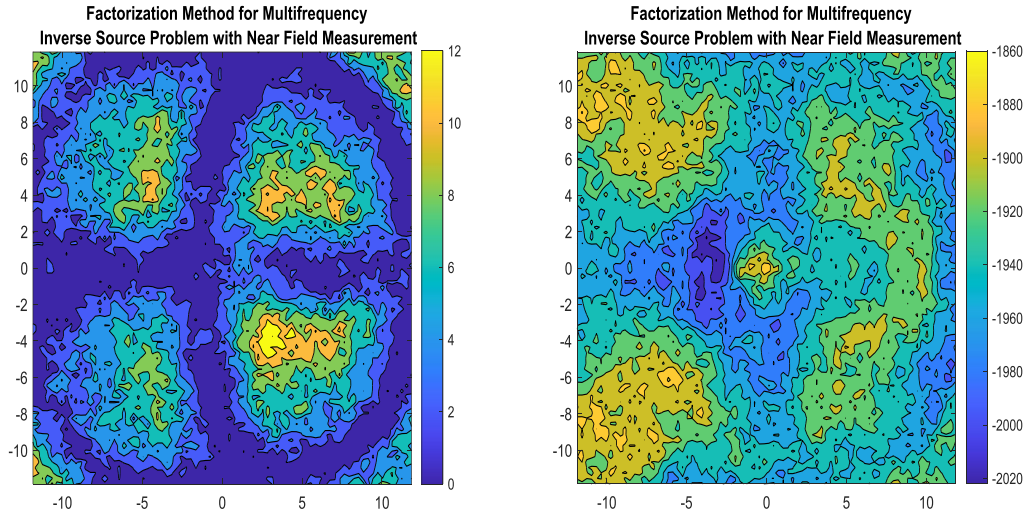
Her aydınlatma için, nesnelerin verici antene daha yakın olan kısmı daha iyi yeniden yapılandırılacaktır. Burada, aşağıdaki gibi bir iyileştirme fonksiyonu $f(\cdot)$ elde etmek istiyoruz.

$$I_{\varepsilon, aug}^{\vec{\theta}_j}(\vec{z}) = f(I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_1}(\vec{z}), I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_2}(\vec{z}), \dots, I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_N}(\vec{z})) \quad (3.21)$$

Tüm gösterge fonksiyonları kullanılarak ortak bir yeniden yapılandırılmış gösterge fonksiyonu $I_{\varepsilon, aug}^{\vec{\theta}_j}$ elde edilir. Bu amaçla, $f(\cdot)$ işlevi, her bir gösterge fonksiyonuna belirli bir eşik operatörü $T[\cdot]$ uygulayacak ve bunları maksimum değerleri üzerinden normalize edecek şekilde tanımlanır.

$$T\left[I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_j}(\vec{z})\right] = \begin{cases} I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_j}(\vec{z}), & I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_j}(\vec{z}) \geq T \\ 0, & I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_j}(\vec{z}) < T \end{cases} \quad (3.22)$$

$$I_{\varepsilon, aug}^{\vec{\theta}_j}(\vec{z}) = f\left(I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_1}(\vec{z}), \dots, I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_N}(\vec{z})\right) = \frac{\sum_{j=1}^J T\left[I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_j}(\vec{z})\right]}{\max_j T\left[I_{\varepsilon, near}^{\vec{\theta}_j}(\vec{z})\right]} \quad (3.23)$$



(a) Düzenleme Uygulanan

(b) Düzenleme Uygulanmayan

Şekil 3.1: Düzenlemenin Sonuca Etkisi.

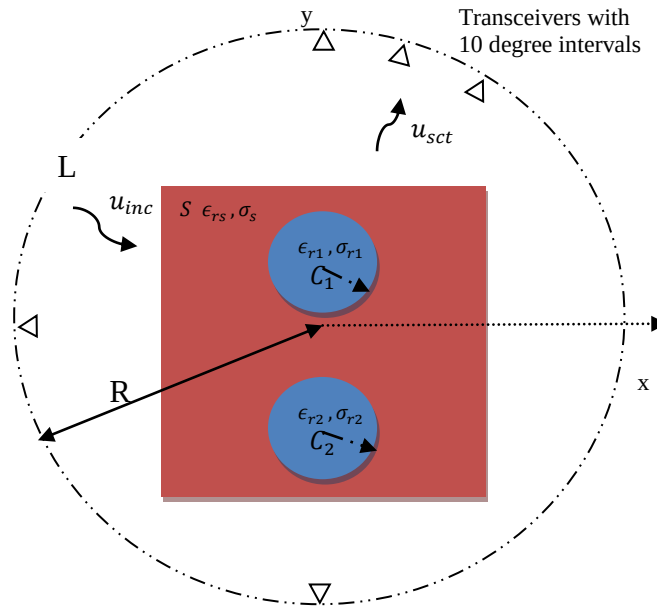
3.2. Çoklu Frekanslarda Faktörizasyon Metodu ile Ters Problem Çözümü Simülasyon Sonuçları

Şekil 3.2’de elektriksel özellikleri $\epsilon_{r1,2}(\vec{z})$ ve $\sigma_{r1,2}(\vec{z})$ olarak verilen iki dairesel nesne C_1 ve C_2 ’nin elektriksel parametreleri $\epsilon_{rs}(\vec{z})$ ve $\sigma_s(\vec{z})$ olarak verilen başka bir ortam S tarafından çevrili olduğu problem geometrisi gösterilmiştir. S ortamı içindeki dairesel nesnelerin sayısı değiştirilebilir. Problem geometrisinin geri kalan bölümleri serbest uzay olarak modellenmiştir. Çalışmamız sırasında ortamlara ait dalga sayıları aşağıda verildiği biçimde hesaplanmıştır.

$$k = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon + j \omega \sigma \mu} \quad (3.24)$$

Burada ω , kaynağa ait açısal frekans, ϵ , ilgili ortamın dielektrik sabiti, μ , ilgili ortamın manyetik geçirgenliği, σ , ilgili ortamın iletkenliği k, ilgili ortamın dalga sayısıdır.

Alıcı ve verici tüm antenler L yayı üzerinde 10° ’lik eşit aralıklarla yerleştirilmiştir. R, L yayının yarıçapıdır. r_1 ve r_2 sırasıyla C_1 ve C_2 cisimlerinin yarıçaplarıdır. Cisimleri çevreleyen ortamın ölçülerinin S:[-12m,12m]x[-12m,12m] olduğu kabul edilmiştir. S bölgesi 80x80 olarak bölünmüştür. Bu değerlerde simülasyonlar sırasında amaca göre değişiklik yapılabilir.



Şekil 3.2: Problem Geometrisi.

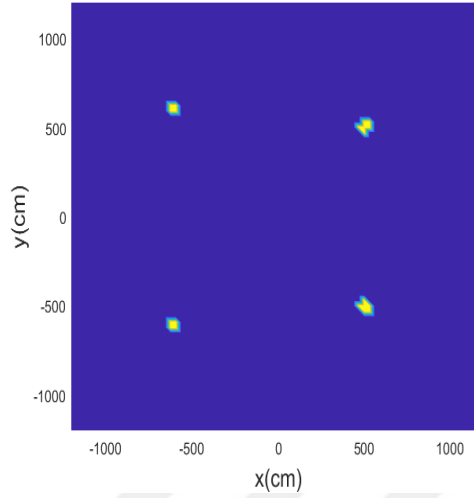
3.2.1. Simülasyon Sonuçları

Griesmaier ve Schmiedecke (2017) 'de sınırlı bir uzak alan veri seti kullanıldığı belirtilmiştir. Ancak çalışmamızda, çarpanlara ayırma yöntemini kullanarak elektromanyetik dalgalar için çok frekanslı ters kaynak probleminin çözümü için uzak alan ve yakın alan verilerinin ve denklem (3.21) 'de tanımlanan $f(\cdot)$ fonksiyonunun kullanılabileceğini göstermeyi amaçlıyoruz. Ayrıca yine Griesmaier ve Schmiedecke (2017) 'de uyarım kaynağının nesnenin kendisi olarak alındığı anlaşılmaktadır. Biz farklı olarak, ölçüm ve uyarım kaynaklarımızı uzak ve yakın alan şartlarına göre yerleştirdiğimizi varsayarak simülasyon oluşturduk. Ardından Moment Yöntemi'ni kullanarak problemi çözerek saçılan alan bilgisini elde ettik.

Daha sonra çok frekanslı ters kaynak problemi için çarpanlara ayırma yöntemini kullanarak nesnelerin geometrisini yeniden yapılandırmak için saçılan alan bilgisini kullandık. Verileri sentetik olarak ürettiğimizden, nesnenin nerede olduğunu zaten biliyorduk. Bu şekilde kullandığımız yöntemin doğruluğunu karşılaştırabildik.

Uygulanan yöntemin yeteneklerini göstermek için, çok frekanslı ters kaynak problemlerine yönelik faktörizasyon metodunu kullandığımız, bazı farklı frekans bantları ve merkezi frekanslarda uzak ve yakın alan ölçümlerinin yapıldığı sayısal sonuçlar sunuyoruz. Uzak alan ve yakın alan ölçümlerinde yeniden oluşturmak istediğimiz cisimlerin konumlarını ve şekillerini elde edebiliyoruz. Arama alanımızdaki cisimler ile L dairesi boyunca yerleştirdiğimiz alıcı verici antenlerimiz aynı düzlemde olduklarından yeniden elde etmek istediğimiz cisimler antenlerimize düşük kesitler vermektedirler. Cisimler harici olarak aydınlatıldıklarından da nesne üzerindeki akım yoğunluğunun, nesnenin verici antene daha yakın olan kısmında nispeten daha büyük olabileceğinden daha önce bahsetmiştik. Bu da, nesnenin aydınlatma yönündeki kısımları daha iyi yeniden yapılandırılırken, nesnenin diğer kısımlarının bu kadar iyi elde edilememesine neden olacaktır. Bahsettiğimiz bu durumu da ölçümlerimizde gözlemledik. Ölçüm yaptığımız mesafenin uzak alanda herhangi bir etkisi doğal olarak bulunmuyordu. Yakın alanda ise uzaklık bir değişken olarak birinci dereceden Hankel fonksiyonumuzun içinde parametre olarak bulunmaktadır. Yine arama alanımız ile alıcı verici antenlerimizin bulunduğu L yayı

aynı düzlemde olduklarından, arama alanımızın merkezinden aldığımız uzaklık değişkenimiz, R , aslında olası cisimlerin olduğu noktalara oldukça yakınlaşmaktadır.

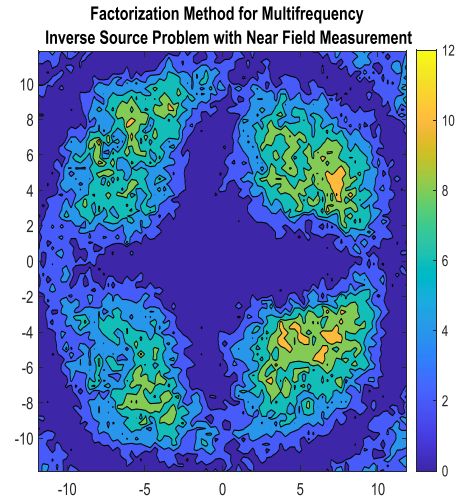
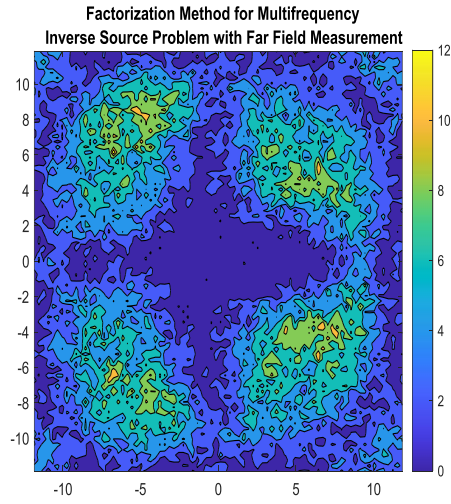


Şekil 3.3. Cisimlerin Arama Bölgesindeki Dağılımı.

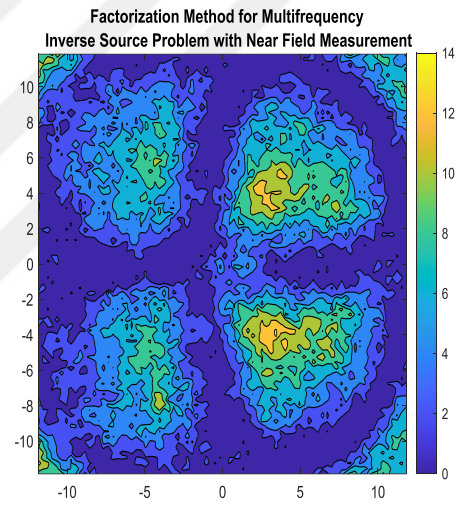
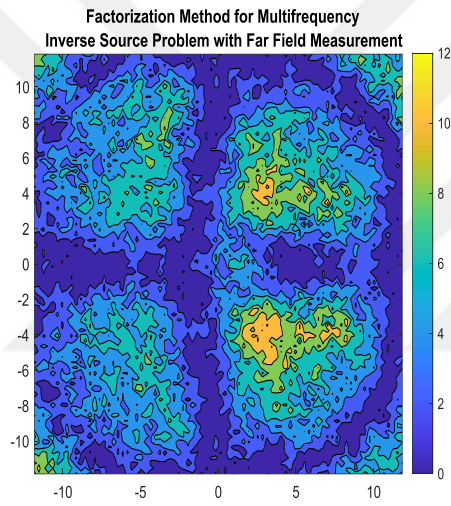
Simülasyonlarımızda, merkezi frekansların, frekans bandlarının, frekans aralıklarının, yakın alanda antenlerimizin arama alanına olan uzaklığının, arama alanının bölümlenme sayısının ve cisimleri aydınlatma açısı aralıklarının değişiminin sonuçlara etkisini sunduk ve sonuçları değerlendirdik.

3.2.1.1. Merkezi Frekans Etkisi

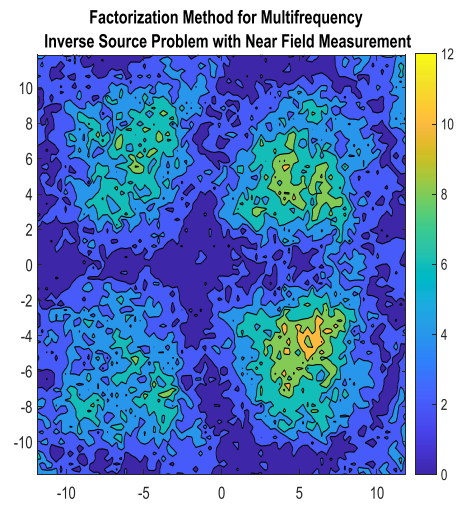
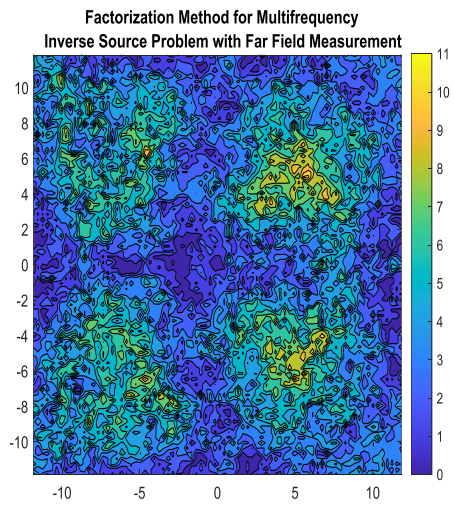
Merkezi frekans dediğimizde ölçüm yaptığımız frekans band aralığındaki minimum ve maksimum frekansların orta frekansını kastediyoruz. İki GHz aralıklar ile yeniden oluşturduğumuz cisimlerin uzak ve yakın alan sonuçlarını elde ettik. Genel olarak uzak ve yakın alan sonuçlarının her ikisinden de tatmin edici sonuçlar aldığımızı, yakın alan ölçümlerde arka plan gürültüsünün tüm frekanslarda biraz daha iyi indirgendiğini ve yüksek frekanslar için daha iyi sonuçlar elde edilmekle beraber, merkezi frekans etkisinin frekansın artması ya da azalması ile çok önemli farklar oluşturmadığını görüyoruz. Şekil 3.4 ile 0-2 GHz, 2-4 GHz, 4-6 GHz, 6-8 GHz ve 8-10 GHz frekans aralıklarındaki merkezi frekanslarda, uzak ve yakın alan ölçümlerine ait sonuçlar verilmiştir. Ölçümler arasında büyük farklar gözlenmemekle birlikte yakın alan ölçümlerin cisimlerin konumlarını uzak alana göre daha az dağıtarak verdiği görülmektedir. Ölçüm sonuçlarından yola çıkarak 2-4 GHz frekans aralığını etkilerini araştırdığımız diğer değişkenler için başlangıç değeri olarak kullanacağız.



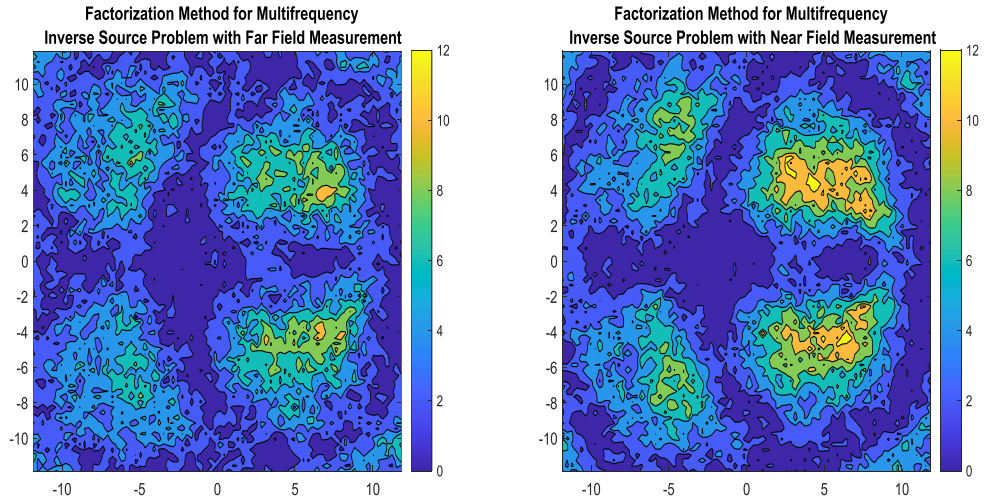
(a) 0-2 GHz



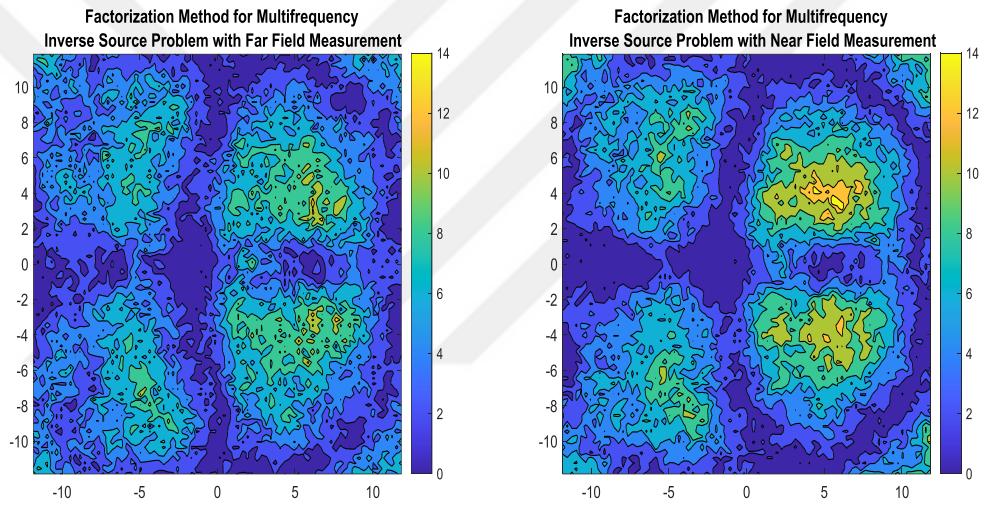
(b) 2-4 GHz



(c) 4-6 GHz



(ç) 6-8 GHz

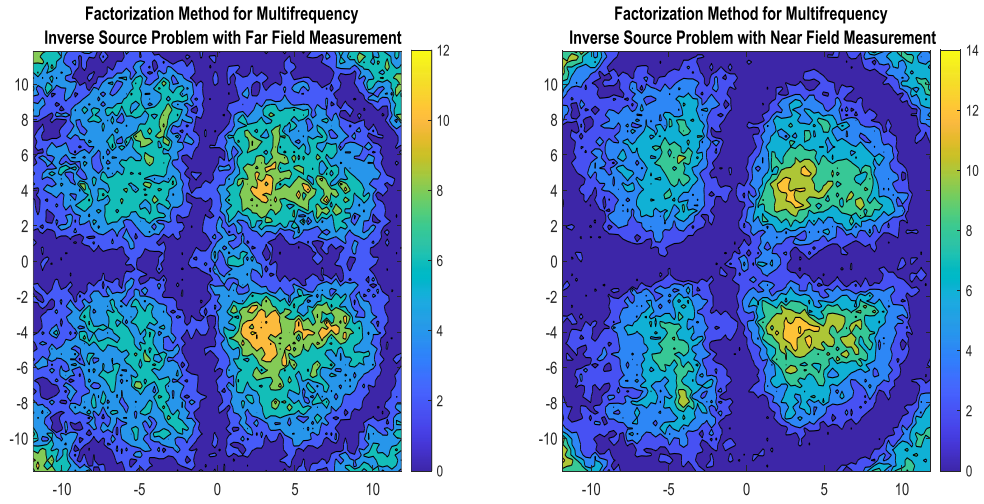


(d) 8-10 GHz

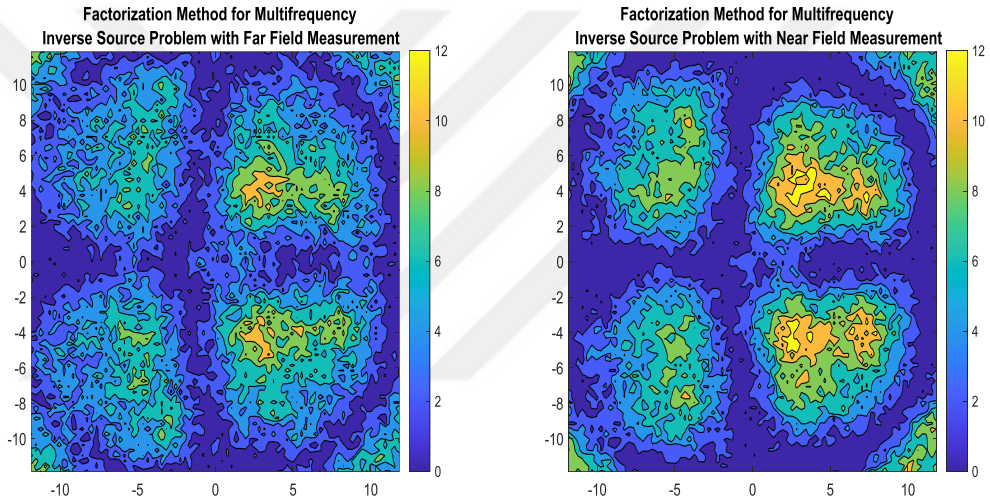
Şekil 3.4. Merkezi Frekans Etkisi.

3.2.1.2. Frekans Band Etkisi

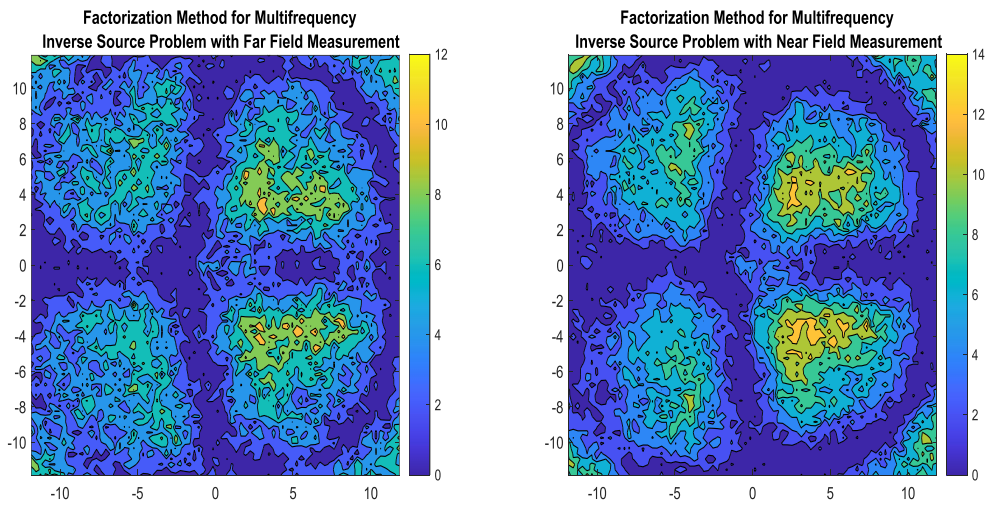
Frekans bandının artmasının yakın ve uzak alan ölçümlerimizin sonuçları üzerindeki etkisini incelemeyi amaçladığımız bu bölümde 2-4 GHz, 2-6 GHz, 2-8 GHz, 2-10 GHz frekansları arasında kalan bantlarda 0.01 GHz'lik aralıklarla yaptığımız ölçümlerden elde ettiğimiz sonuçlar Şekil 3.5'te görüldüğü gibidir. Yeterli noktadan ölçümler yapıldığında frekans bandında ki artışın sonuçlar üzerinde etkisi sınırlıdır.



(a) 2-4 GHz



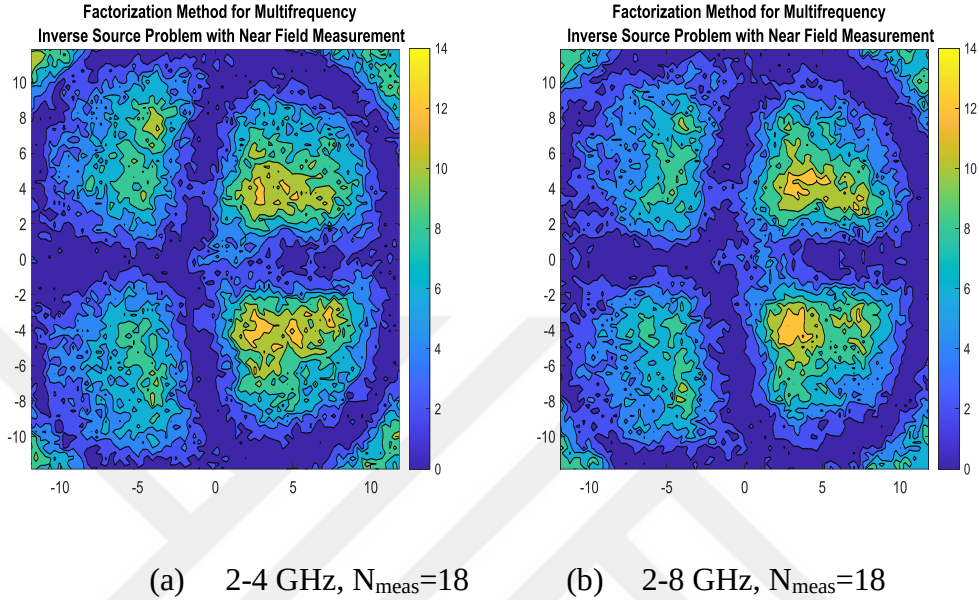
(b) 2-6 GHz



(c) 2-8 GHz

Şekil 3.5. Frekans Band Etkisi.

Frekans bandındaki artışın olumlu etkisi değişkenlerden birinde ki azalma ile daha iyi gözlemlenebiliyor. Şekil 3.6'da aydınlatma ve alma amacıyla kullanılan antenlerimizin sayısını azalttığımızda frekans bandı daha büyük olan ölçümlerde, cismin yeniden yapılandırılmasında daha iyi sonuçlar elde edildiği görülmektedir.

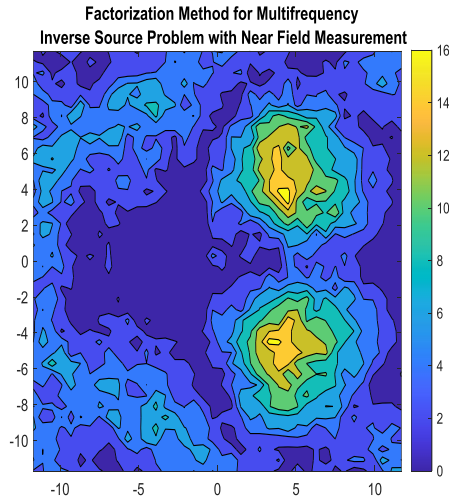


Şekil 3.6. Frekans Band Etkisi Ölçüm Sayısı Etkileşimi.

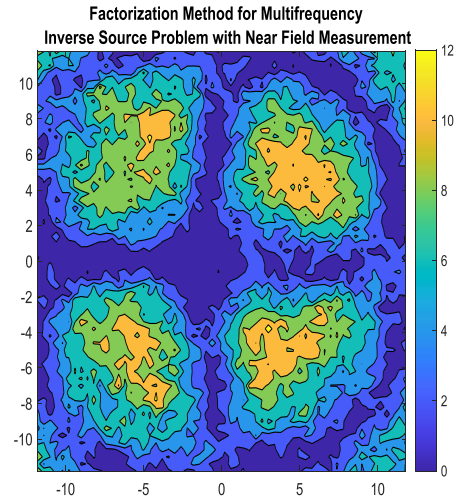
Farklı frekans bandındaki etkileri incelediğimiz ölçümlerde, yeterli anten sayısına sahip olduğumuzda 2-4 GHz'lik aralığının kullanımının, hem hesaplama süreleri üzerindeki olumlu etkisi hem de etkinliği anlamında, uygun olduğu tespit edildiğinden diğer ölçümlerde başlangıç değer olarak kullanımı uygun görülmektedir.

3.2.1.3. Arama Alanının Bölünme Sayısı

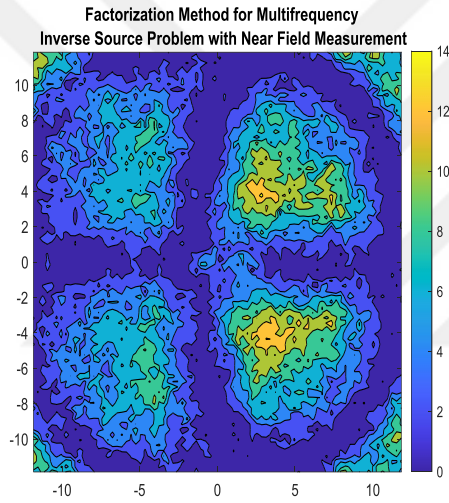
Cisimlerin yeniden yapılandırılmasında etkili parametrelerden biride arama alanının uygun şekilde bölünmesi ihtiyacıdır. Ters problemlerin çözümünde yaptığımız kabuller anlamında önemli bir değişkendir. Gereğinden fazla küçük parçalara bölünmek iyi sonuçlar elde etmeye yardımcı olmak ile birlikte oldukça büyük işlem yükleri getirebilir. Olması gerekenden büyük parçalara böldüğümüzde ise cisimlerin olduğundan daha geniş alanlara yayılmasına ve hatta iç içe geçmelerine neden olabiliriz. Her iki durumda istenmeyen durumlardır.



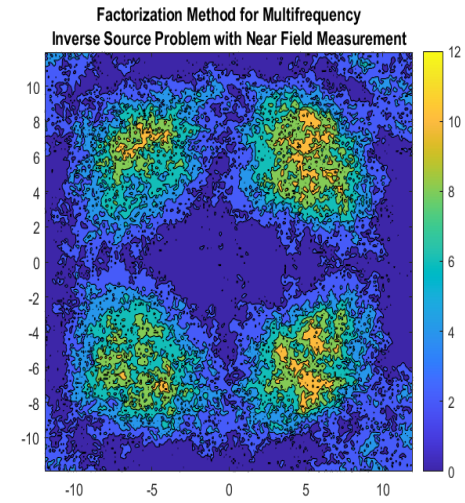
(a) $N_d=40$



(b) $N_d=60$



(c) $N_d=80$



(ç) $N_d=200$

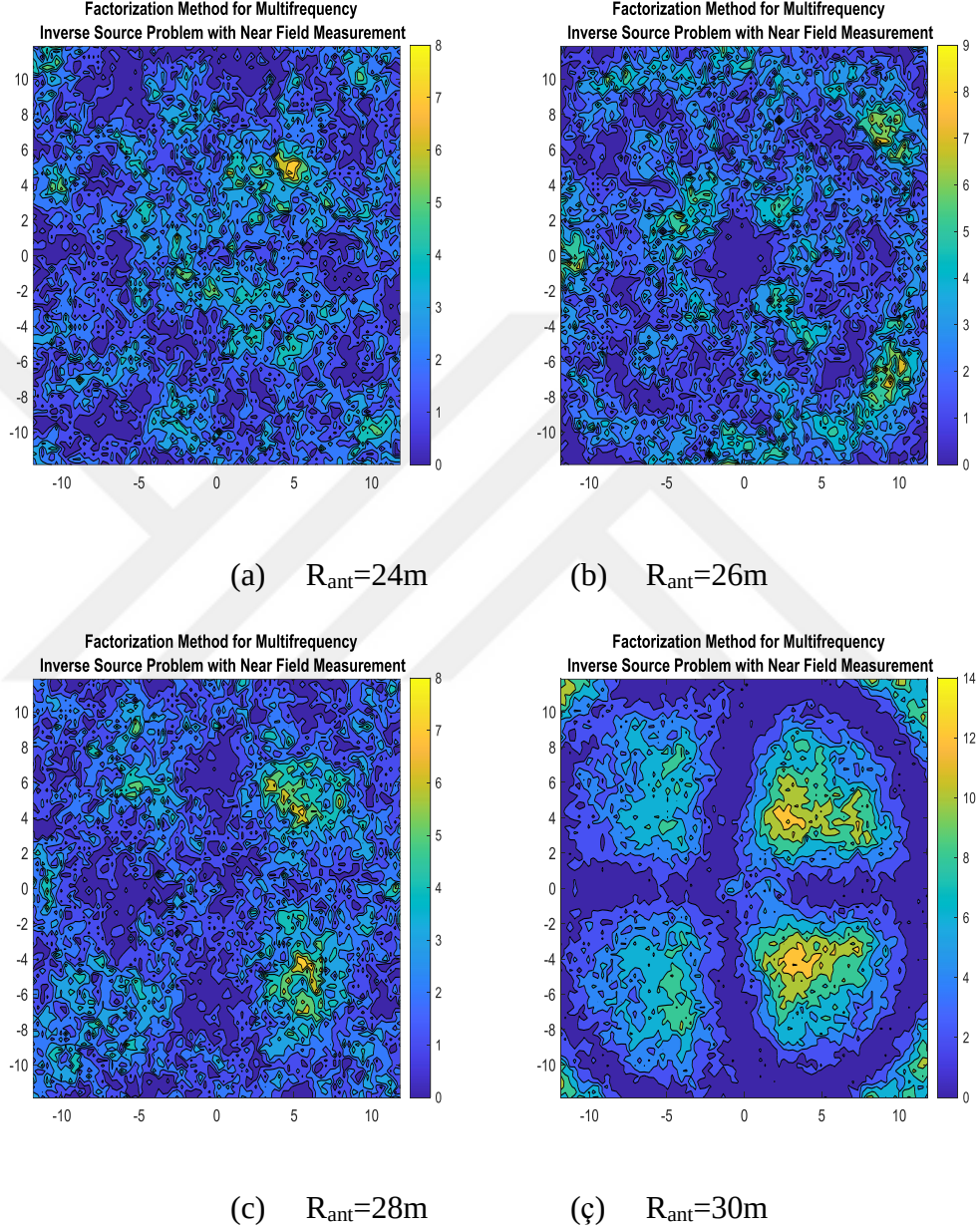
Şekil 3.7. Arama Alanının Bölünme Sayısı.

Şekil 3.7 ile elde edilen sonuçlarda, arama alanımızın bölünme sayısının artmasının yeniden elde edilmek istenen cisimlerin gerçek konumlarına daha da yakınlattığı ve daha yüksek çözünürlükte bilgi verdiği görülmektedir. Ancak sayıyı çok artmasının da ekstra işlem yükü getirdiği düşünüldüğünde $N_d=80$ değerinin başlangıç değeri olarak kullanılmasının yeterli olacağı değerlendirilebilir.

3.2.1.4. Antenlerin Merkeze Uzaklığı

Antenlerin arama alanımızın merkezine olan uzaklıkları, merkez $[0,0]$ olarak kabul edildiğinde, alıcı-verici antenlerimizin bu noktaya olan uzaklıkları olarak bulunur. Ölçüm yaptığımız mesafenin uzak alanda herhangi bir etkisi doğal olarak

bulunmuyordu. Yakın alanda ise uzaklık bir değişken olarak birinci dereceden Hankel fonksiyonumuzun içinde parametre olarak bulunmaktadır. Yine arama alanımız ile alıcı verici antenlerimizin bulunduğu L yayı aynı düzlemde olduklarından, arama alanımızın merkezinden aldığımız uzaklık değişkenimiz, R , aslında olası cisimlerin olduğu noktalara oldukça yakınlaşmaktadır.



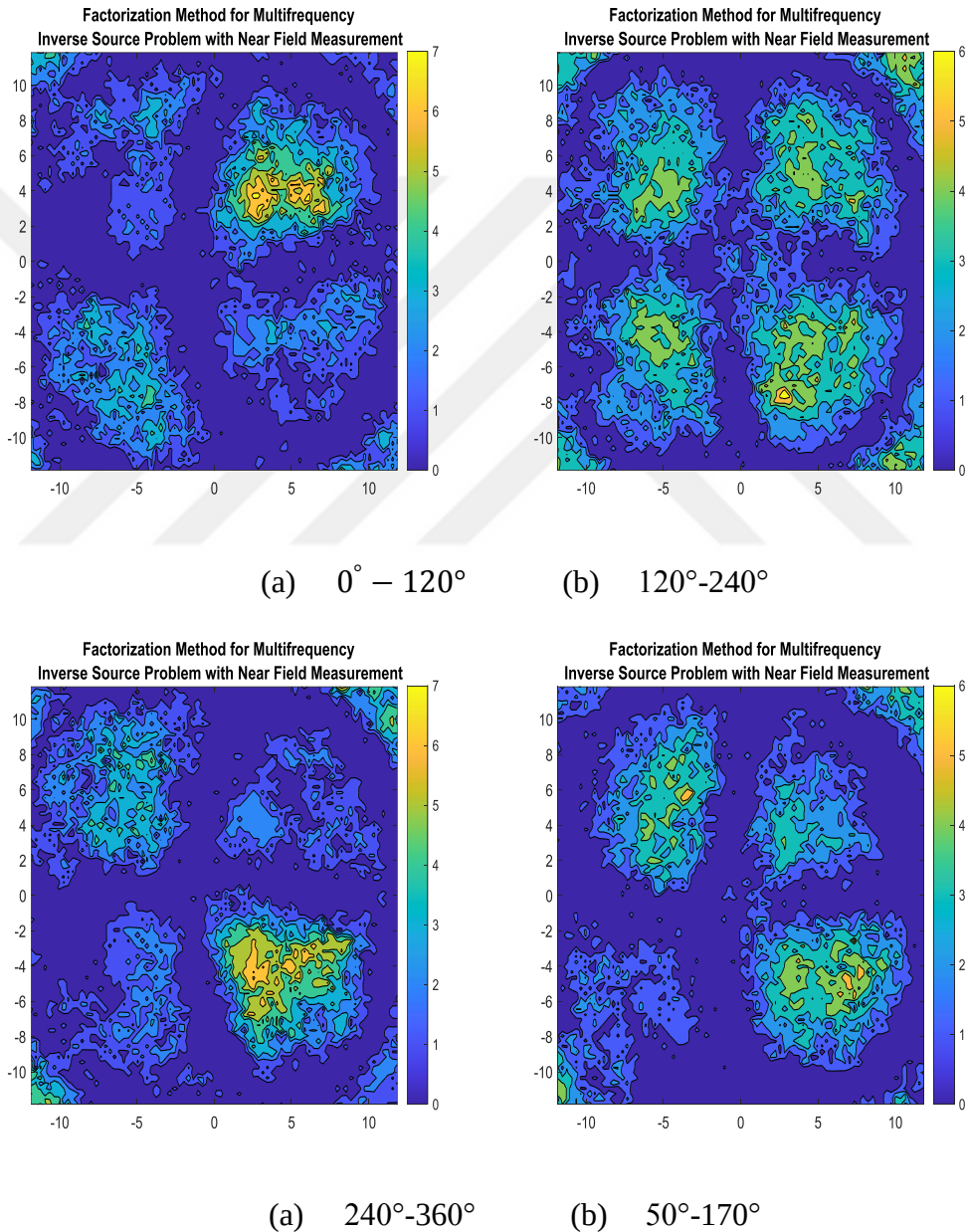
Şekil 3.8. Antenlerin Merkeze Uzaklığı

Şekil 3.8 ‘de görüldüğü üzere R_{ant} parametresinin 30 m olduğu mesafelerden itibaren ölçümler daha anlamlı hale gelmektedir. Öncesinde cisimlerin varlığı anlaşılmakla birlikte bir yeniden yapılandırma görülmemektedir. Biz de çalışmamızda diğer

değişkenlerin etkilerini araştırırken başlangıç değeri olarak Rant parametresini 30 m olarak kullandık.

3.2.1.5. Aydınlatma ve Alma Açılarının Etkisi

Ölçümler sırasında alıcı ve verici antenlerimiz bir L çemberi üzerine 10 derecelik açılarla 360 derece boyunca yayarak sonuçlar elde ettik. L çemberi boyunca 12 alıcı ve verici anteni 10 derecelik açı aralıklarında kullandığımızda elde ettiğimiz sonuçlar Şekil 3.9 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.9. Aydınlatma ve Alma Açılarının Etkisi

Cisimler harici olarak aydınlatıldıklarından da nesne üzerindeki akım yoğunluğunun, nesnenin verici antene daha yakın olan kısmında nispeten daha büyüktür. Bu durum, nesnenin aydınlatma yönündeki kısımları daha iyi yeniden yapılandırılırken, nesnenin diğer kısımlarının bu kadar iyi elde edilememesine neden olmuştur.

3.3. Çok Frekanslı Ters Kaynak Problem Çözümü Sonuçları

Griesmaier ve Schmiedecke (2017) sınırlı bir uzak alan veri seti kullanıldığını belirtilmişti. Biz çalışmamızda, çarpanlara ayırma yöntemini kullanarak elektromanyetik dalgalar için çok frekanslı ters kaynak probleminin çözümü için uzak alan ve yakın alan verilerinin kullanılabilirliğini gösterdik. Ayrıca yine Griesmaier ve Schmiedecke (2017) 'de aydınlatma kaynağını nesnenin kendisi olarak almıştı. Biz farklı olarak, ölçüm ve aydınlatma kaynaklarımızı uzak ve yakın alan şartlarına göre yerleştirdiğimizi varsayarak simülasyon oluşturduk. Ardından Moment Yöntemi'ni kullanarak problemi çözerek saçılan alan bilgisini elde ettik.

Daha sonra çok frekanslı ters kaynak problemi için çarpanlara ayırma yöntemini kullanarak nesnelerin geometrisini yeniden yapılandırmak için saçılan alan bilgisini kullandık. Verileri sentetik olarak ürettiğimizden, nesnenin nerede olduğunu zaten biliyorduk. Bu şekilde kullandığımız yöntemin doğruluğunu karşılaştırabildik. Elde ettiğimiz sonuçlar bize, uzak alan ve yakın alan ölçümlerinde yeniden oluşturmak istediğimiz cisimlerin konumlarını ve şekillerini elde edebildiğimiz gösterdi.

4. FAKTORİZASYON METODU KULLANARAK ELEKTROMANYETİK KAYNAKLARIN YERLERİNİN TESPİT EDİLMESİ

Uzaktan algılama, yüzey altı görüntüleme ve tahribatsız test gibi birçok farklı uygulamada anahtar rol oynayan erişilemeyen nesnelerin görüntülenmesi, uzun süredir araştırılan önemli bir sorundur (Akinci ve diğ., 2015; Gurbuz ve diğ., 2013; Güren ve diğ., 2014; Nikolova, 2011; Nikolova, 2017; Ozdemir ve Haddar, 2010; Pastorino, 2010; Pastorino, 2015). Mikrodalga Görüntüleme (MWI), şeklin yeniden yapılandırılmasına ve gizli hedeflerin elektriksel özelliklerinin yakalanmasına odaklanan yeni bir teknolojidir (Coşğun ve diğ., 2020; Nikolova, 2017; Pastorino, 2010). Kanserli dokuların taranması, kara mayınlarının tespiti gibi araştırılan sorunların görüntüleme sonuçlarını elde etmek için birçok MWI yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemler kantitatif (nicel) ve kalitatif (nitel) MWI teknikleri olarak iki ana başlık altında toplanabilir. Kesilmiş Tekil Değerlere Ayrıştırma (TSVD) (Bertero ve Boccacci, 2021; Dogu ve diğ., 2020), Kontrast Kaynağı Ters Çevirme (CSI) (Van Den Berg ve diğ., 1997) ve Çoğaltıcının Alternatif Yön Yöntemi (ADMM) (Liu ve diğ., 2020) gibi kantitatif MWI yöntemleri, hedeflerin elektriksel ve yapısal özelliklerinin yeniden yapılandırılmasını önermektedir. Bu tür yöntemler ile, dikkate alınan alanın elektrik parametrelerinin şeklini, yerini ve dağılımını geri elde edebiliriz. Bu ters çevirme teknikleri, doğrusal olmayan saçılma problemlerini doğrusal olmayan bir fonksiyonun optimizasyonu olarak ele alabilir. Belirli bir olay alanı için dağınık elektrik alanını içeren en kabul edilebilir elektrik parametresi bilgilerini elde etmek için, kanonik optimizasyon prosedürleri bu yöntemlerle çalıştırılabilir. Kantitatif ters çevirme tekniklerinin kararlılığı ve doğruluğu mikrodalga tarama uygulamalar için gösterilmiş olmasına rağmen, bu tür yöntemlerin dikkate değer bir hesaplama yüküne ihtiyacı vardır. Bu nedenle, son zamanlarda verimli kantitatif geri elde etme yöntemleri uygulanmaktadır (Bevacqua ve diğ., 2014; Bevacqua ve Scapaticci, 2015; Di Donato ve diğ., 2015; Di Donato ve Crocco, 2015; Zakaria ve diğ., 2013). Kantitatif (nicel) yöntemlerin aksine, Doğrusal Örneklem Yöntemi (LSM) (Ambrosanio ve diğ., 2020; Bevacqua ve diğ., 2020;

Burfeindt ve Alqadah, 2019; Burfeindt ve diğ., 2020; Cakoni ve diğ., 2011; Cakoni ve Colton, 2011; Colton ve diğ., 2003; Colton ve Kress, 2019; Dogu ve Akinci, 2018; Dogu ve diğ., 2021), Yakın Alan Ortogonalik Örnekleme Yöntemi (NOSM) (Akinci ve diğ., 2016) ve Faktörizasyon Yöntemi (FM) (Akinci ve diğ., 2015; Akinci, Caglayan ve diğ., 2015; Colton ve Kress, 2019; Dogu ve Akinci, 2018; Eskandari ve diğ., 2014; Grinberg ve Kirsch, 2008; Griesmaier ve Schmiedecke, 2017 ; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004) gibi kalitatif MWI yöntemleri nesnelerin yalnızca şekil ve konum bilgilerini alır. Bu tür yöntemlerle nesnelerin elektriksel özelliklerine ulaşamamaktadır. Nesnelerin konum ve şekil bilgilerini oluşturan gösterge fonksiyonları, dağınık alan ölçümleri ve karşılıklılık ilkeleri kullanılarak nitel MWI yöntemlerinde kullanılmaktadır. Bu yöntemler, basit formülasyona sahip olma, kolay uygulama, ağır hesaplama yükünü hafifletme gibi bazı dikkat çekici özelliklere sahiptir (Akinci, Caglayan ve diğ., 2015). Kayda değer özelliklerine rağmen, kalitatif mikrodalga ters çevirme yöntemleri ters kaynak problemlerini araştırmak için nadiren kullanılmaktadır (Griesmaier ve Schmiedecke, 2017).

Bu çalışma, ters kaynak problemleri için nitel bir MWI yöntemi önermeyi amaçlamaktadır. (Griesmaier ve Schmiedecke, 2017) 'de türetilen bir çarpanlara ayırma yöntemi, seyrek yakın alan ölçümleri olan çok frekanslı ters kaynak problemleri için uyarlanmıştır. (Griesmaier ve Schmiedecke, 2017) 'de bahsedilen test denklemini değiştirmek için, ilk olarak uzak alan terimi Hankel'in fonksiyonuna dönüştürülür, ardından Hankel fonksiyonunun asimptotik yaklaşımı kullanılarak mesafeyi içeren yakın alan denklemi elde edilir. Böylece farklı bir çözüm önermiş oluyoruz sadece geliş açısı değil, mesafe de ölçülebilir hale geliyor. Kaynaklar birer nokta kaynağı olarak kabul ediliyor. Kaynaklar için uzak alan yaklaşımı kullanılarak yakın alan denklemi oluşturuluyor. Test noktası için yakın alan denkleminin çözümü mevcut olduğunda, denklemin çözümü de o noktadan, geliş yönüne ortogonal ve hat üzerindeki diğer tüm noktalarda var oluyor .

4.1. Saçılım Mekanizması ve Faktörizasyon Yönteminin İncelenmesi

4.1.1. İleri Saçılma

Problem senaryomuzun bir düzlem dalgası $\vec{E}_{inc} = \vec{e}_z e^{ik_b \vec{n} \cdot \vec{r}}$ tarafından uyarıldığını varsayalım. Burada k_b arka plan ortamının dalga sayısını $\vec{n}$, yayılımın yönünü ve $\vec{r}$

konum vektörünü temsil etmektedir. Tüm saçıcıların z yönünde değişmediğini varsayarsak, elektromanyetik saçılma problemi 2B skaler bir duruma indirgenebilir. Bu durumda elektromanyetik alanlar Helmholtz denklemini sağlar ve aşağıdaki şekilde yazılabilir (Akinci ve diğ., 2015; Akinci ,Caglayan ve diğ., 2015; Colton ve Kress, 2019; Dogu ve Akinci, 2018; Eskandari ve diğ., 2014; Grinberg ve Kirsch, 2008; Griesmaier ve Schmiedecke, 2017 ; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004)

$$\nabla^2 E_{tot}(\vec{r}) + k^2 E_{tot}(\vec{r}) = 0 \quad (4.1)$$

$$\nabla^2 E_{inc}(\vec{r}) + k_b^2 E_{inc}(\vec{r}) = 0 \quad (4.2)$$

Burada k saçıcı ortamın dalga sayısını, E_{tot} toplam elektrik alanı, $\nabla(\cdot)$ nablo operatörünü temsil etmektedir. Ayrıca tüm ortama ait toplam alanın, gelen alan E_{inc} ve saçılan alan E_{sct} 'in toplamında meydana geldiğini biliyoruz.

$$E_{tot}(\vec{r}) = E_{inc}(\vec{r}) + E_{sct}(\vec{r}) \quad (4.3)$$

Eşitlik (4.1),(4.2) ve (4.3) kullanılarak aşağıdaki denklem elde edilebilir.

$$\nabla^2 E_{sct}(\vec{r}) + k_b^2 E_{sct}(\vec{r}) = -(k^2 - k_b^2) E_{tot}(\vec{r}) \quad (4.4)$$

Toplam alan ifadesi eşitlik (4.1)-(4.4) kullanılarak (Colton ve Kress, 2019; Dogu ve Akinci, 2018; Grinberg ve Kirsch, 2008; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004)'de olduğu gibi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$E_{tot}(\vec{r}) = E_{inc}(\vec{r}) + \int_D G(\vec{r}, \vec{r}') O(\vec{r}') E_{tot}(\vec{r}') d\vec{r}' \quad (4.5)$$

$$O(\vec{r}') = \delta \varepsilon(\vec{r}') + \frac{i\delta\sigma(\vec{r}')}{\omega\varepsilon_b} \quad (4.6)$$

Yukardaki eşitliklerde $G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{i}{4} H_0^{(1)}(k_b |\vec{r} - \vec{r}'|)$ bir nokta kaynağı için Helmholtz denkleminin Green işlevini temsil eder ve $O(\vec{r}')$, saçılma nesnelerinin elektriksel parametreleriyle hesaplanan karmaşık nesne kontrastı olarak da bilinen nesne işlevidir. Denklem (4.5) 'de görüldüğü gibi toplam alan, saçılma nesnesi içinde yeni bir kaynak görevi görür ve nesneden dışarı yayılan yeni bir saçılma alanı oluşturur. Bu da bize sorunun doğrusal olmayan bir yapı olduğunu gösterir. Böyle bir denklemin çözümü elbette çok daha zor hale geliyor. Ayrıca, yukarıdaki denklem iyi tasarlanmış (well-posed) bir problemdir.

4.1.2. Faktörizasyon (Ayrıştırma) Metodu

Daha önce de belirtildiği gibi, kalitatif-nitel şekil yeniden yapılandırma yöntemlerinin amacı, saçıcıların elektriksel özellikleri hakkında herhangi bir bilgi vermeden hedeflerin şeklini ve konumunu tespit edebilmektir. Tüm kalitatif yöntemler, hedefi araştırma yaptığımız alandan ayırt edecek bir gösterge arar. Bu yöntemlerin neredeyse tamamı, şekli tanımlamak için bilinmeyen bir çekirdeğe sahip integral denklemler kullanır. Genellikle düzenli ve yinelemeli olmayan denklemlerle çözülebilirler, bu durumda nicel yöntemlere göre çok daha hızlı sonuçlar elde edilir. Bu bağlamda, FM, MWI uygulamaları için matematiksel olarak uygun bir yöntemdir.

FM aşağıdaki doğrusal denkleme (Colton ve Kress, 2019; Grinberg ve Kirsch, 2008; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004) bir çözüm bulmaya çalışır.

$$(F^*F)^{1/4}g = G(\cdot, \vec{z}) \quad (4.7)$$

Burada F saçılan alan verilerinden meydana gelen, uzak alan operatörüdür (Colton ve Kress, 2019; Grinberg ve Kirsch, 2008; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004).

$$Fg = \int_{\Lambda} E_{sct}(\vec{r}, \vec{p}) g(\vec{p}, \vec{z}) d\vec{p} \quad \vec{r} \in \gamma, \vec{z} \in D \quad (4.8)$$

Burada Λ , üzerinde ölçüm antenlerinin bulunduğu yay, γ , verici antenlerin bulunduğu yay ve D, hedefleri çevrelediği bilinen alandır. Kullanılan antenlerin Alıcı-verici olduğunu varsayalım bu durumda $\Lambda = \gamma$ olur ve M adet anten kullanıldığını ve örnekleme alanı D'nin q adet noktaya ayrıldığı varsayıldığında $\{z_1, z_2, \dots, z_q\}$, FM'in gösterge işlevi aşağıdaki gibi hesaplanabilir (Colton ve Kress, 2019; Dogu ve Akinci, 2018; Grinberg ve Kirsch, 2008; Griesmaier ve Schmiedecke, 2017 ; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004).

$$I(\vec{z}_q) = \left[\sum_{m=1}^M \frac{|(G(\cdot, \vec{z}_q), \psi_m(\cdot))|^2}{|\lambda_m|} \right]^{-1} > 0, \quad 1 \leq q \leq Q \quad (4.9)$$

Burada $\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$, $\{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n\}$ sırasıyla uzak alan operatörü, F'nin özdeğerlerini ve özvektörlerini belirtir. Denklem (4.7) 'nin yalnızca (Colton ve Kress, 2019; Dogu ve Akinci, 2018; Grinberg ve Kirsch, 2008; Kirsch, 1998; Kirsch, 1999; Kirsch, 2004)' de tartışıldığı gibi (4.9) 'daki gösterge fonksiyonu sıfırdan uzaklaştığında sonlu bir çözüme sahip olduğu kanıtlanmıştır.

4.2. Çoklu Frekans Ters Kaynak Problemleri İçin Değiştirilmiş Yakın Alan

Faktörizasyon Yöntemi

D bölgesi ile çevrelenmiş N adet noktasal kaynağın konumlarına z_n diyelim. Bu konumlarda yer alan noktasal kaynakların elektromanyetik dalgalar yaydığını varsayalım. Bu kaynaklardan yayılan elektrik alanların konumları r_m olan $m = 1, 2, \dots, M$, M adet farklı noktadan ölçtüğümüzde toplam elektrik alan aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$E_{tot}(r_m, k) = \sum_{n=1}^N a_n H_0^{(1)}(k | r_m - z_n |) ;$$

$$k_c - \frac{\Delta k}{2} < k < k_c + \frac{\Delta k}{2}, r_m \in \Gamma, m = 1, 2, \dots, M \quad (4.10)$$

Burada k , ölçümlerin gerçekleştirildiği ortamın dalga numarasıdır. Ölçümler sınırlı bir dalga sayısı aralığında $[k_c - \frac{\Delta k}{2}, k_c + \frac{\Delta k}{2}]$ yapılmıştır. k_c merkez frekansa ait dalga sayısı ve Δk kullanılan frekans bant genişliğinin dalga sayısı olarak verilmiştir. Şimdi ise, denklem (4.10) 'da yayılan elektrik alanlar için aşağıda önerdiğimiz integral denklemin çözümünü varlığını inceleyelim.

$$\int_{s=0}^{\frac{\Delta k}{2}} \sqrt{k} E_{tot}(r_m, k) e^{-ik|r_m|} \psi(s, x_q) ds = \frac{e^{-it\theta_m \cdot x_q}}{\sqrt{|r_m - x_q|}}, 0 < t < \frac{\Delta k}{2} \quad (4.11)$$

Burada $k = k_c + t - s$ şeklinde integral denklem içinde yer almaktadır. $\psi(\cdot)$ ise bizim çözümünü aradığımız bilinmeyen fonksiyonumuzdur. Önerdiğimiz integral denklem, Griesmaier ve Schmiedecke, (2017)'deki;

$$(F^{\theta_p} \varphi)(t) := \int_0^{k_{max}} E_{tot}^{\infty}(\theta_p; t - s) \varphi(s) ds \quad t \in (0, k_{max}) \quad (4.12)$$

(4.12) ile benzer, ancak ölçüm yapılan noktalar ile kaynak koordinatları arasındaki mesafenin hesaplamalarımıza katılması ile ondan ayırt edilir. Yakınsama kriteri olarak büyük argümanlar için Hankel fonksiyonlarının asimptotik formunu kullanacak olursak aşağıdaki denklemleri elde edebiliriz.

$$H_0^{(1)}(k | r_m - z_n |) = H_0^{(1)}((k_c + t - s) | r_m - z_n |)$$

$$= K \frac{e^{i(k_c + t - s) | r_m - z_n |}}{\sqrt{(k_c + t - s) | r_m - z_n |}} + O\left(\frac{1}{|r_m - z_n|^2}\right) \quad (4.13)$$

$|r_m| \gg |z_n|$ olduğunu varsayalım. Bu durumda,

$$\begin{aligned}
|r_m - z_n| &= \sqrt{|r_m|^2 + |z_n|^2 - 2r_m \cdot z_n} \\
&\cong \sqrt{|r_m|^2 - 2r_m \cdot z_n} \\
&\cong |r_m| \sqrt{1 - 2 \cdot \theta_m \cdot \frac{z_n}{|r_m|}} \\
&\cong |r_m| \left(1 - \theta_m \cdot \frac{z_n}{|r_m|} \right) \\
&\cong |r_m| - \theta_m \cdot z_n
\end{aligned} \tag{4.14}$$

Burada $\theta_m = r_m / |r_m|$ olduğundan,

$$H_0^{(1)} \left((k_c + t - s) |r_m - z_n| \right) \cong K \frac{e^{i(k_c + t - s)(|r_m| - \theta_m \cdot z_n)}}{\sqrt{(k_c + t - s) |r_m - z_n|}} + O \left(\frac{1}{|r_m - z_n|^2} \right) \tag{4.15}$$

$$\int_{s=0}^{\frac{\Delta k}{2}} \left(\sum_{n=1}^N a_n K \frac{e^{i(k_c + t - s)(|r_m| - \theta_m \cdot z_n)}}{\sqrt{(k_c + t - s) |r_m - z_n|}} \right) e^{-i(k_c + t - s)|r_m|} \psi(s, x_q) ds \cong \frac{e^{-it\theta_m \cdot x_q}}{\sqrt{|r_m - x_q|}} \tag{4.16}$$

$$\int_{s=0}^{\frac{\Delta k}{2}} \left(\sum_{n=1}^N a_n K \frac{e^{-i(k_c + t - s)(\theta_m \cdot z_n)}}{\sqrt{(k_c + t - s) |r_m - z_n|}} \right) \psi(s, x_q) ds \cong \frac{e^{-it\theta_m \cdot x_q}}{\sqrt{|r_m - x_q|}} \tag{4.17}$$

$$\sum_{n=1}^N a_n K e^{-ik_c(\theta_m \cdot z_n)} \frac{e^{-it(\theta_m \cdot z_n)}}{\sqrt{|r_m - z_n|}} \int_{s=0}^{\frac{\Delta k}{2}} e^{is(\theta_m \cdot z_n)} \psi(s, x_q) ds \cong \frac{e^{-it\theta_m \cdot x_q}}{\sqrt{|r_m - x_q|}} \tag{4.18}$$

$$\sum_{n=1}^N a_n K e^{-ik_c(\theta_m \cdot z_n)} \frac{e^{-it(\theta_m \cdot z_n)}}{\sqrt{|r_m - z_n|}} P_m(\theta_m \cdot z_n, x_q) \cong \frac{e^{-it\theta_m \cdot x_q}}{\sqrt{|r_m - x_q|}} \tag{4.19}$$

Denklem (4.19)'da $P_m(\cdot, x_q)$, $\psi(\cdot, x_q)$ bilinmeyen fonksiyonumuzun Fourier Transformu formundadır. Eşitliğin her iki tarafının birbirine eşit olması ancak ve ancak üstel terimlerin birbirine eşit olması ile mümkün olabilir. Üstel terimler eşit olursa genlik terimlerini sağlayan değerlerin hesaplanması mümkündür. Bu durumda bazı $1 \leq n = n_0 \leq N$ değerleri için $\theta_m \cdot x_q = \theta_m \cdot z_n$ faz terimlerinin eşitlenmesi durumunda aşağıdaki ifade elde edilebilir.

$$a_n K e^{-ik_c(\theta_m \cdot z_{n_0})} \frac{P_m(\theta_m \cdot z_n, x_q)}{\sqrt{|r_m - z_{n_0}|}} = \frac{1}{\sqrt{|r_m - x_q|}} \tag{4.20}$$

Yukardaki denklem tüm $0 < t < \frac{4k}{2}$ için sağlanabilir. Dolayısıyla, eğer $\theta_m \cdot x_q = \theta_m \cdot z_{n_0}$, (4.11) 'in minimum norm çözümü mevcuttur, başka bir deyişle, çözüm sonlu bir norma sahiptir. Yine de, tüm $\theta_m \cdot x_q \neq \theta_m \cdot z_{n_0}$, için $1 \leq n \leq N$ ise, bu denklemin çözümü yoktur. (Basitçe, üstel fazın e^{ct} ile eşleştirilmesi, eğer c sabitleri sol ve sağ tarafta farklıysa imkansızdır.) Bu durumu daha iyi anlamak için, çok düşük genlikli bir kaynak daha olduğunu varsayalım,

$$E_{tot}(r_m, k) = \sum_{n=1}^{N+1} a_n H_0^{(1)}(k|r_m - z_n|) \quad (4.21)$$

Yukardaki denklemde $a_{N+1} \cong 0$ olsun. Ayrıca, $\theta_m \cdot x_q = \theta_m \cdot z_{N+1}$ dışında tüm $1 \leq n \leq N$ için $\theta_m \cdot x_q \neq \theta_m \cdot z_n$ ise, problemin çözümü için $P_1(\cdot) = P_2(\cdot) = \dots = P_N(\cdot) = 0$ olmalıdır. Bu durumda,

$$a_{N+1} K e^{-ik_c(\theta_m \cdot z_{N+1})} \frac{P_m(\theta_m \cdot z_{N+1}, x_q)}{\sqrt{|r_m - z_{N+1}|}} = \frac{1}{\sqrt{|r_m - x_q|}} \quad (4.21)$$

$$P_m(\theta_m \cdot z_{N+1}, x_q) = \frac{1}{K} \frac{1}{a_{N+1}} \frac{\sqrt{|r_m - z_{N+1}|}}{\sqrt{|r_m - x_q|}} \quad (4.22)$$

Dolayısıyla, $\psi(\cdot, x_q)$ 'in Fourier dönüşümünün genliği, $a_{N+1} \rightarrow 0$ 'a giderken $\theta_m \cdot z_{N+1}$ konumunda (ilgili doğru boyunca), sonsuza yaklaşır. Bu, $a_{N+1} \rightarrow 0$ 'a giderken, Fourier dönüşümü $\theta_m \cdot x_q \neq \theta_m \cdot z_n$ noktaları için çok büyük değerlere sahip olduğundan minimum norm çözümünün değerinin çok yüksek hale geldiği anlamına gelir.

Sonuç olarak, önerilen algoritmayı aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz:

(1) Görüntüleme yaptığımız alanı konumları $\{x_1, x_2, \dots, x_q\}$ olacak şekilde Q adet hücrelere bölelim,

(2) Herbir ölçüm konumu için, $r_m, 1 \leq m \leq M$, denklem (11) herbir test noktası $\{x_1, x_2, \dots, x_q\}$ için çözülecek ve $\psi(\cdot, x_q), q = 1, 2, \dots, Q$ için hesaplayalım,

(3) Gösterge fonksiyonunu hesaplayalım,

$$I_m(x_q) = \frac{1}{\|\psi(\cdot, x_q)\|_{L^2([0, \frac{\Delta k}{2}])}^2}, q = 1, 2, \dots, Q, \quad (4.23)$$

burada $\|\cdot\|_{L^2([0, \frac{\Delta k}{2}])}^2$, $L^2\left([0, \frac{\Delta k}{2}]\right)$ alanının Hilbert uzayı üstünde Öklid normu anlamına gelir.

(4) Her ölçümden göstergeleri aşağıdaki şekilde birleştirelim,

$$I(x_q) = \sum_{m=1}^M \frac{I_m(x_q)}{\max_{1 \leq q \leq Q} [I_m(x_q)]} \quad (4.24)$$

(5) $I(x_q)$, $q = 1, 2, \dots, Q$ gösterge fonksiyonunu görüntüleme alanında çizdirelim ve hedeflerin görüntüsünü elde edelim.

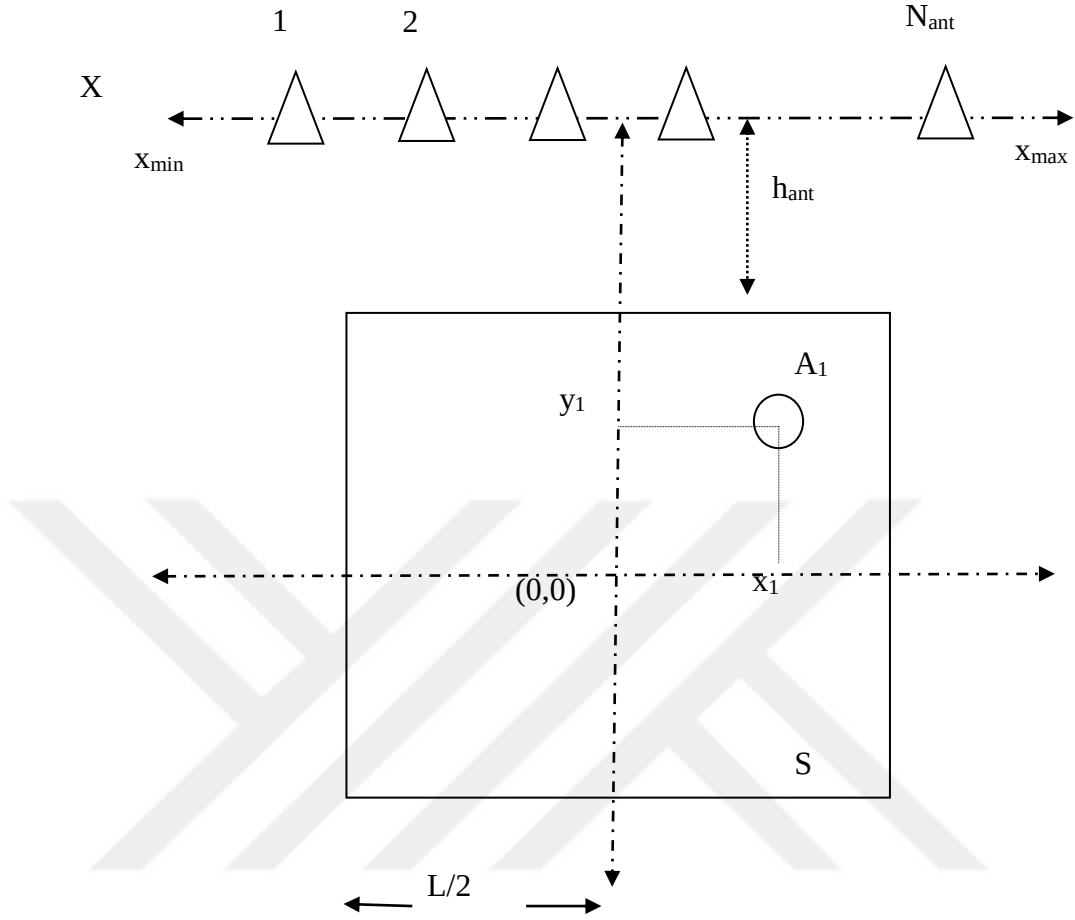
Özellikle, nispeten daha büyük gösterge değerleri, ilgili noktalarda bir kaynağın varlığını ifade eder.

4.3. Çoklu Frekans Ters Kaynak Problemleri İçin Değiştirilmiş Yakın Alan Faktörizasyon Yöntemi Simülasyon Sonuçları

Önerilen algoritmanın uygulanabilirliğini göstermek için, Şekil 4.1'de açıklanan bir simülasyon senaryosunu ele alıyoruz. Anlaşılır olması için, Şekil 1'de gösterilen kaynak lokalizasyonu problem geometrisini açıklayalım. Dairesel nesne kaynak olarak alınır ve bu başka bir S ortamı ile çevrilidir. (x_1, y_1) genliği A_1 olan nokta kaynağın koordinatlarıdır. Problem geometrisinin kalan kısmı bir boş uzay ortamı olarak modellenmiştir. N_{ant} , X hattı üzerinde bulunan ve eşit aralıklarla düzgün dağılmış alıcı antenlerin sayısıdır. X_{min} ve X_{max} , X çizgisinin minimum ve maksimum noktalarıdır. h_{ant} , X çizgisi ile S ortamı arasındaki mesafedir. Arka plan ortamının $S = [-L/2m, L/2m] \times [-L/2m, L/2m]$ olduğunu varsayın. S alanı $N \times N$ adet noktalara ayrılmıştır. S alanındaki nesnelerin sayısı ve konumu, simülasyon amacıyla değiştirilebilir.

Simülasyon kurulumu oluşturulduktan sonra bu kurulumun farklı senaryoları MatLab ortamında değerlendirilmiştir. Çalışma frekansı 0.01 GHz adımlarla doğrusal olarak taranır ve saçılan elektrik alanı antenin her konumunda kaydedilir. Tablo 4.1'de

verilen simülasyon parametreleri her senaryo için varsayılan parametreler olarak kullanılmıştır.



Şekil 4.1: Simülasyon Senaryosu.

Karakiraz, Ertay ve Göse (2021)'den uyarlanmıştır.

Bu parametrelerden birinin simülasyon üzerindeki etkisi araştırılmak isteniyorsa, o parametrenin değeri değiştirilirken diğer simülasyon parametrelerinin değerleri varsayılan olarak kullanılır. Ölçümlerde dört koordinatta kaynakların olduğu varsayılmıştır. Kaynakların genlikleri senaryoların basitliği açısından $A_1 = A_2 = A_3 = A_4 = 1$ olarak seçilmiştir. Ancak farklı genliklere sahip olduğunda yöntemin çalıştığı ve uygun sonuçlar elde edildiği gösterilmiştir. Kaynakların koordinatları sırasıyla $[2 \text{ m}, 2 \text{ m}]$, $[-3 \text{ m}, -3 \text{ m}]$, $[2 \text{ m}, -2 \text{ m}]$, $[-3 \text{ m}, 3 \text{ m}]$ olarak seçilmiştir.

Bu bölümde, çok frekanslı ters kaynak problemleri için değiştirilmiş yakın alan FM'nin yeteneklerini ve sınırlamalarını göstermek için birkaç sayısal sonuç gösterilmiştir. Simülasyon sonuçları merkezi frekans, alıcı hattın uzunluğu, alıcı anten sayısı, hat ile ortam arasındaki mesafe, bağıl genlik etkileri ve Doğrudan

Örnekleme Yöntemi ile karşılaştırma başlıkları altında altı farklı durumu ele almaktadır.

Tablo 4.1: Parametrelerin Başlangıç Değerleri.

Parametreler	Değerleri
L	8m
N	80
Frekans Aralığı	2-4 GHz
Frekans Adımları	0.01 Ghz
N_{ant}	10m
h_{ant}	100m
X_{min}	-100m
X_{max}	100m
A_1, A_2, A_3, A_4	1

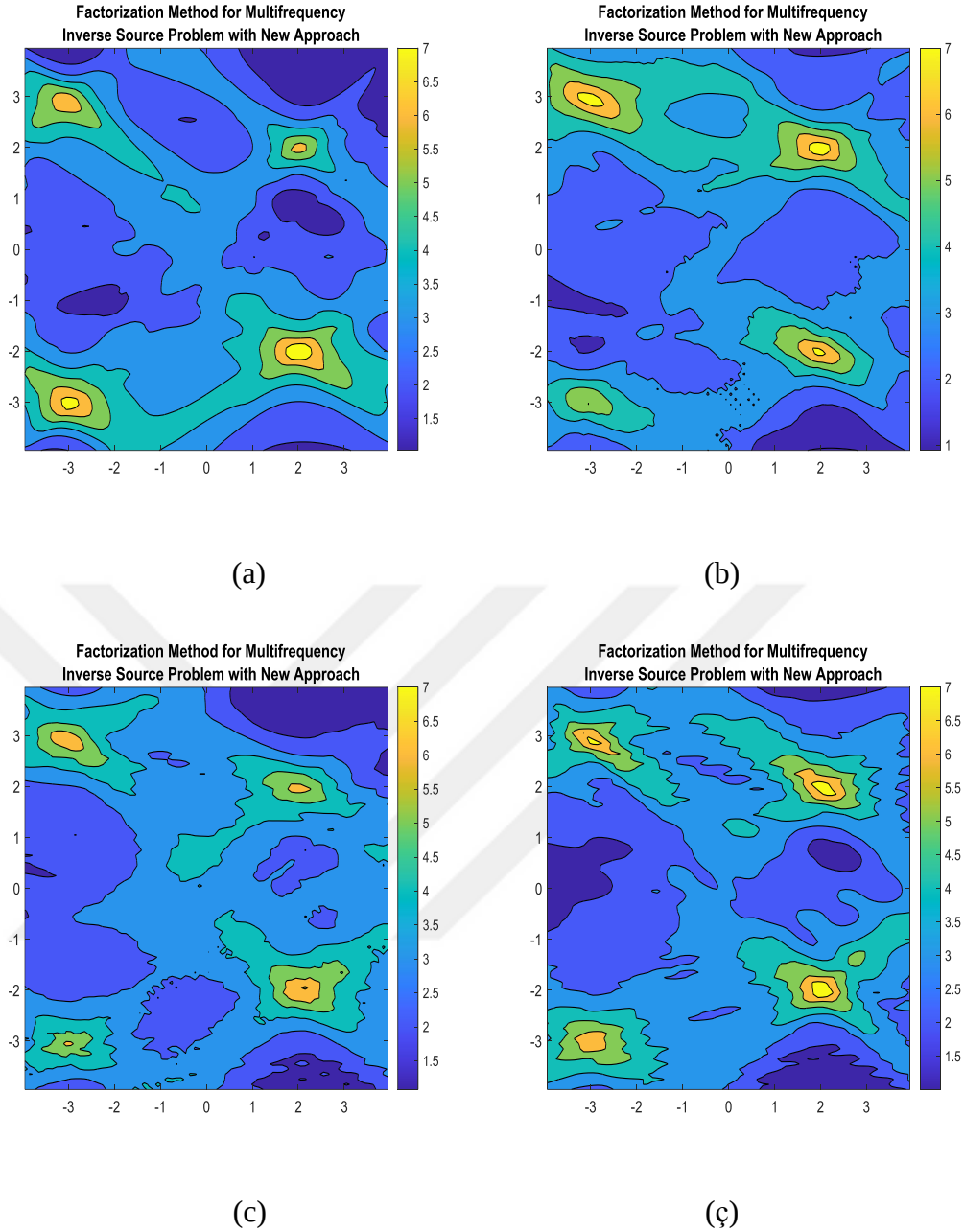
4.3.1. Merkezi Frekans Etkisi

Bu senaryonun amacı, önerilen yöntemin doğruluğunu simülasyon ortamında frekans aralıklarını dikkate alarak göstermektir.

Merkezi frekans etkisini anlamak için benimsenen frekans aralıkları sırasıyla 2–6, 4–8, 6–10 ve 8–12 GHz'dir. Şekil 4.2'de gösterildiği gibi, simülasyonlarımızda merkezi frekans arttıkça çözünürlüğün artması nedeniyle nokta kaynakların konumunun belirsizlik davranışının azaldığı görülmektedir. Son olarak önerilen yöntem, kaynakların boyutları ve uzaklıkları buna göre seçildiği sürece tüm mikrodalga frekanslarında çalışabilir. Yani her problem için verilen boyutlara göre uygun bir frekans bandı bulunabilir.

4.3.2. h_{ant} Etkisi

Bu senaryoda h_{ant} parametresinin kaynak lokalizasyonunu belirlemedeki etkisi verilmiştir. Bu parametre S, kapalı ortamının alıcı-verici antenlerin bulunduğu X boyunca uzanan hatta olan uzaklığı göstermektedir.

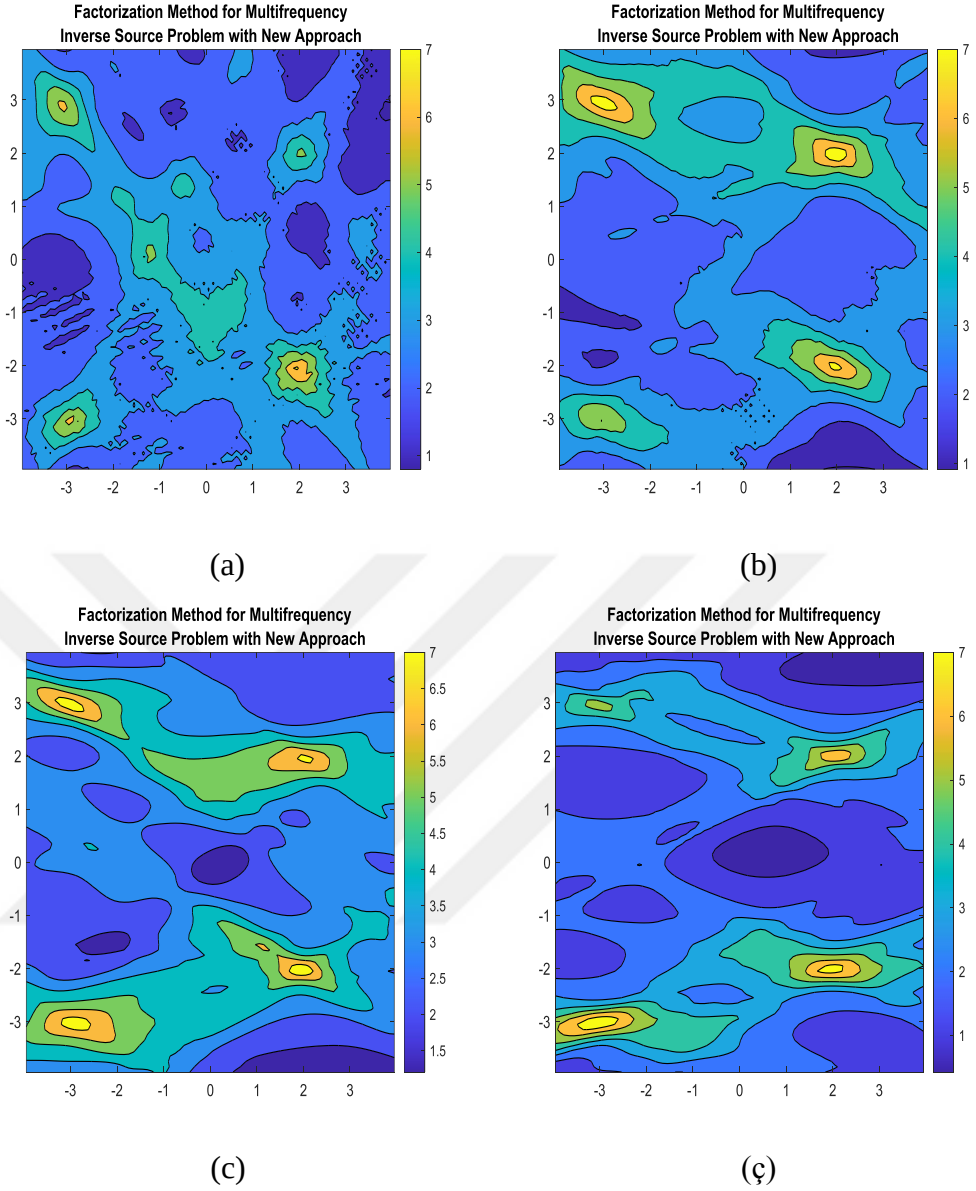


Şekil 4.2: Merkezi Frekans Etkisi.

(a) 2–6 GHz, (b) 4–8 GHz, (c) 6–10 GHz, (d) 8–12 GHz.

Karakiraz, Ertay ve Göse (2021)' den uyarlanmıştır.

Şekil 4.3'te gösterilen sonuçlardan hant parametresinin nesnelerin yeniden oluşturulmasını doğrudan etkilediği gösterilmiştir. hant parametresinin değeri arttığında, sınırlı ortamda nesne görüntüsünün daha geniş bir yayılımı yeniden oluşturulabilir. Nokta kaynakların hassas pozisyonunu da kaybetmeye başlayabiliriz. hant parametresinin değeri artırıldığında, Şekil 4.3'te görüldüğü gibi çözünürlük düşmektedir.



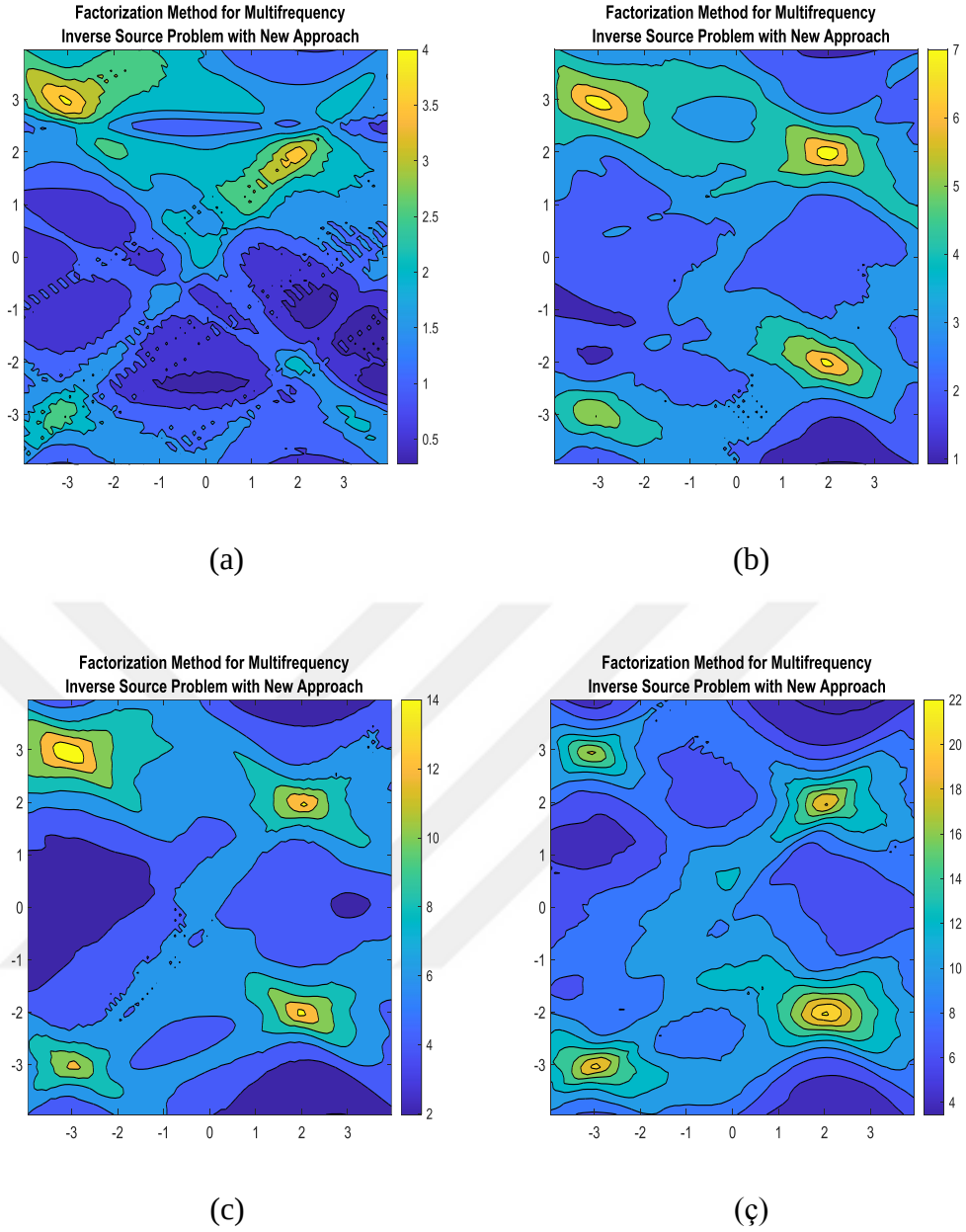
Şekil 4.3: H_{ant} Etkisi.

(a) $h_{ant} = 50\text{m}$, (b) $h_{ant} = 100\text{ m}$, (c) $h_{ant} = 150\text{ m}$, (d) $h_{ant} = 200\text{ m}$.

Karakiraz, Ertay ve Göse (2021)' den uyarlanmıştır.

4.3.3. N_{ant} Etkisi

N_{ant} 'ın simülasyon sonuçları üzerindeki etkisini daha iyi anlamak için N_{ant} 'ın değerlerini 5, 10, 20 ve 30 olarak seçiyoruz. Alıcı anten sayısı arttığında, Şekil 4.4'te gösterildiği gibi hem yeniden yapılandırmada cisim konumlarının daha belirginleştiği hem de genliklerin artmasının sağlandığı görülüyor.



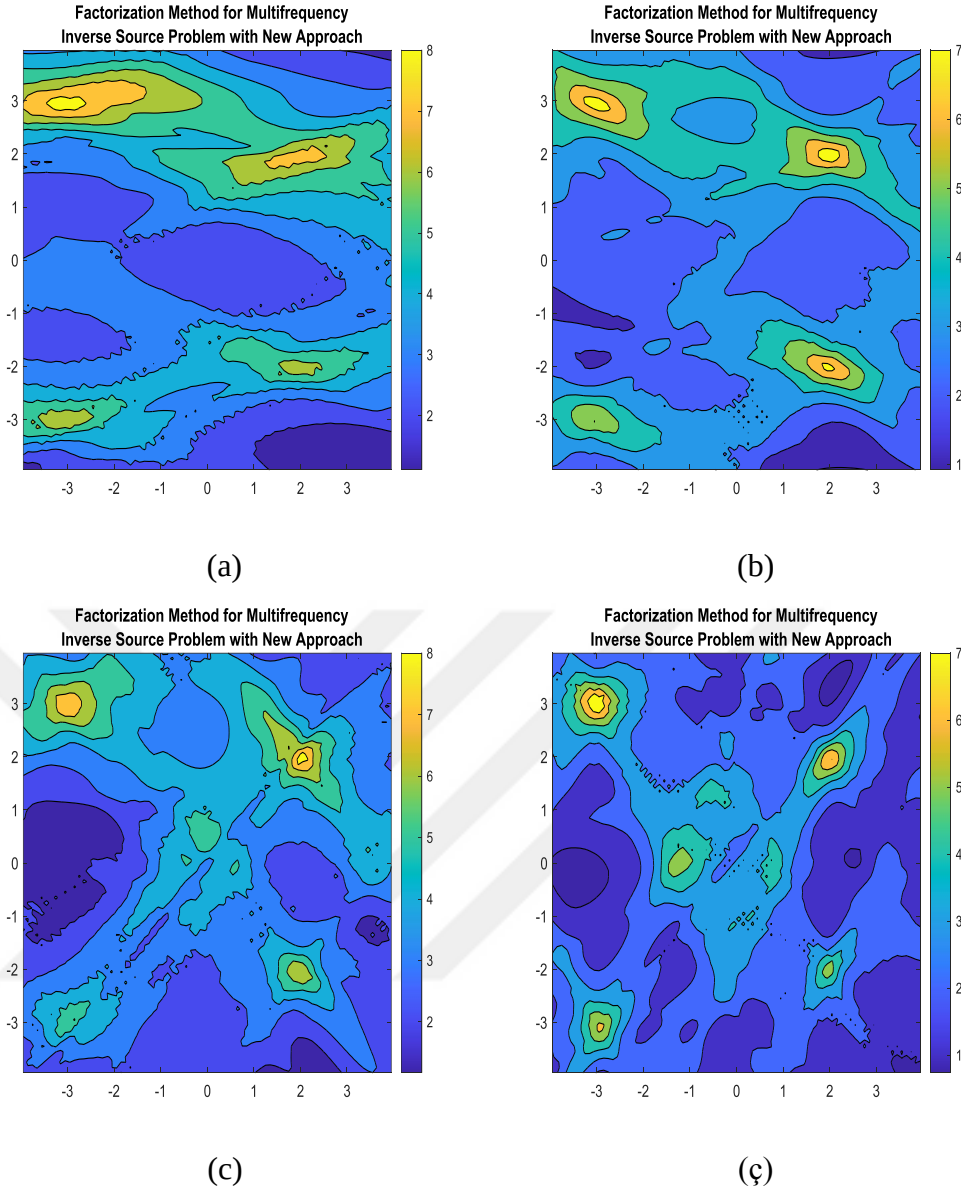
Şekil 4.4: N_{ant} Etkisi.

(a) $N_{ant} = 5$, (b) $N_{ant} = 10$, (c) $N_{ant} = 20$, (ç) $N_{ant} = 30$

Karakiraz, Ertay ve Göse (2021)' den uyarlanmıştır.

4.3.4. $X_{min} - X_{max}$ Etkisi

Sunulan yöntemin yeteneklerini daha iyi anlamak için, Şekil 4.5'te X_{min} ve X_{max} 'ın etkisi incelenmiştir. Bu parametreler, antenlerin eşit aralıklarla yerleştirildiği bir uzunluğu temsil eder. Yeniden yapılandırılmış nesnelerin konumlarının X_{min} ve X_{max} arttığında daha kesin olarak elde edildiği sonucuna varılmıştır.



Şekil 4.5: X_{min} ve X_{max} Etkisi.

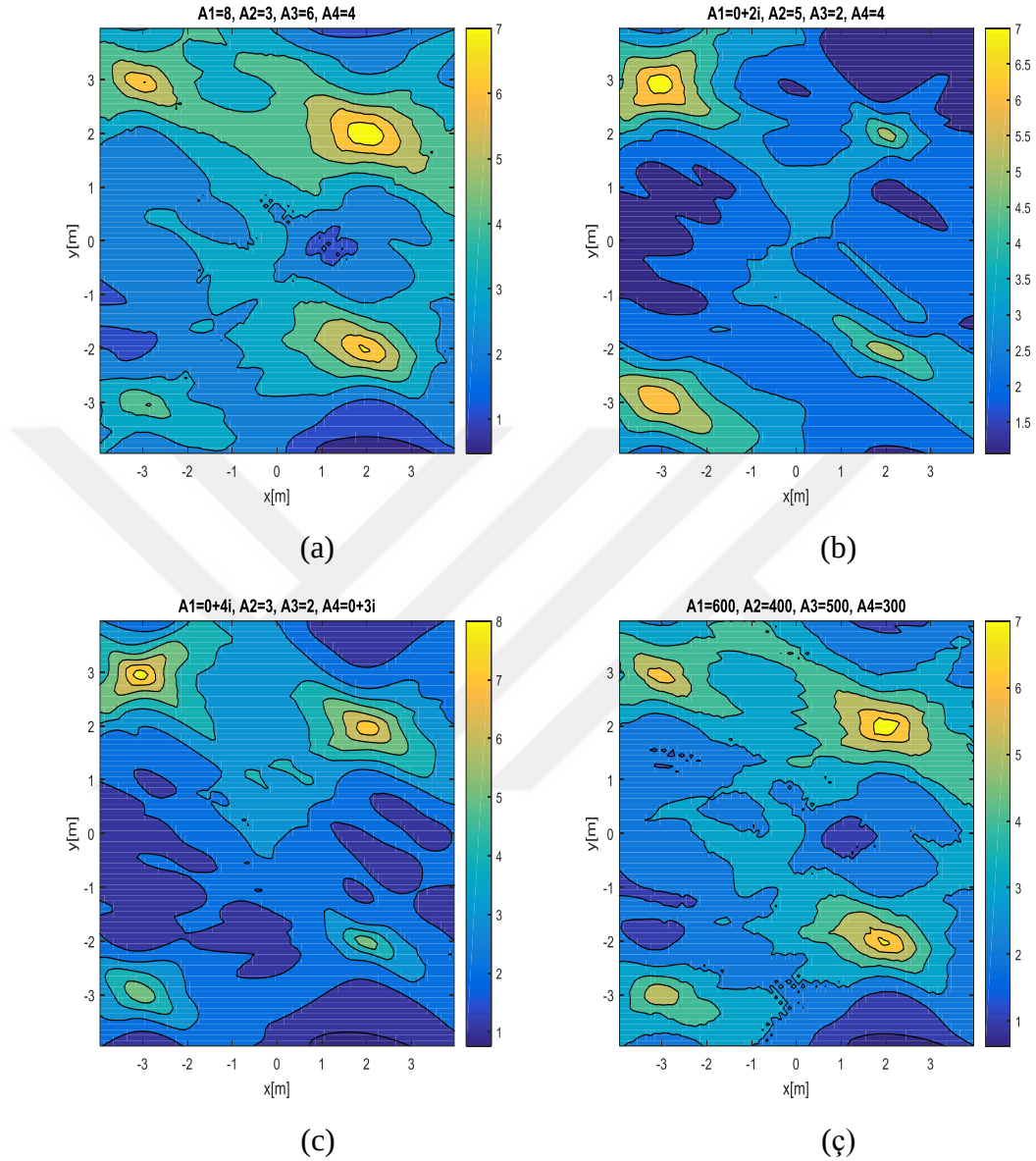
**(a) $X_{min} = -50m$ and $X_{max} = 50m$, (b) $X_{min} = -100m$ and $X_{max} = 100 m$,
(c) $X_{min} = -150m$ and $X_{max} = 150 m$, (ç) $X_{min} = -200 m$ and $X_{max} = 200 m$**

Karakiraz, Ertay ve Göse (2021)' den uyarlanmıştır.

4.3.5. Bağlı Kaynak Genliklerinin Etkisi

Kaynakların genliklerinin farklı olduğu durumlarda simülasyon sonucuna etkisini göstermek için Şekil Şekil 4.6' da verildiği gibi dört farklı senaryo sunuyoruz. Bu senaryolarda birbirine yakın, kompleks değerlere sahip ya da birbirinden çok farklı büyüklükte seçilen genliklerin sonuca etkilerini ortaya koyuyoruz. Bu sonuçlar bize göstermektedir ki yeniden yapılandırılma hedeften alınabilecek verilerle doğrudan ilgilidir. Yani, genlik arttıkça ve hedefler ölçüm antenlerine yaklaştıkça, daha iyi bir

yeniden yapılandırma mümkün olmaktadır ve bunun tersi olduğunda ise sonuçlar kötüleşmektedir



Şekil 4.6: Bağlı Kaynak Genliklerinin Etkisi.

(a) $A_1 = 8, A_2 = 3, A_3 = 3, A_4 = 4$; (b) $A_1 = 0 + 2i, A_2 = 5, A_3 = 2, A_4 = 4$; (c) $A_1 = 0 + 4i, A_2 = 2, A_3 = 2, A_4 = 0 + 3i$; (ç) $A_1 = 600, A_2 = 400, A_3 = 500, A_4 = 300$.

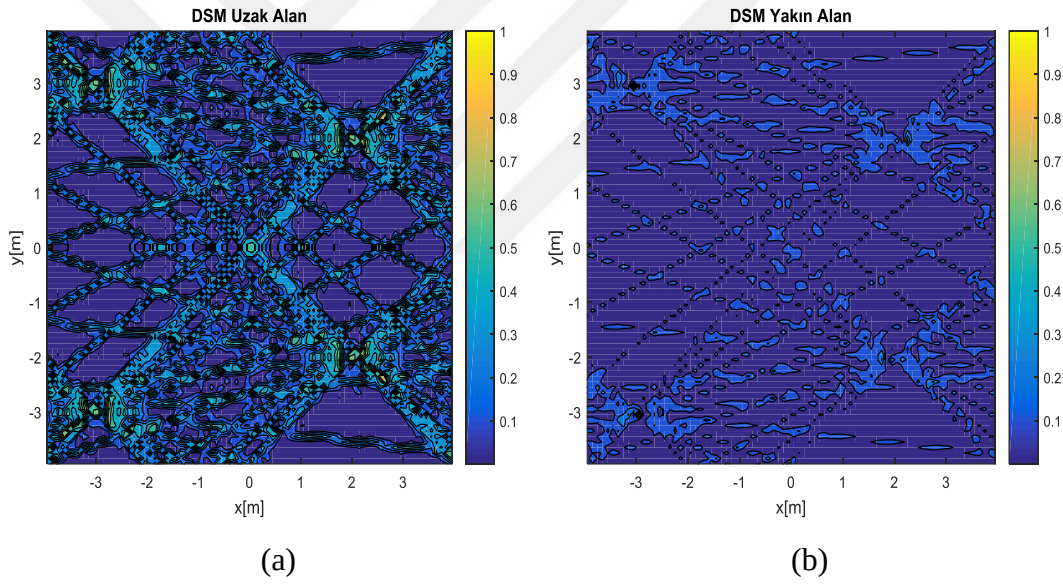
Karakiraz, Ertay ve Göse (2021)' den uyarlanmıştır.

4.3.6. Doğrudan Örnekleme Yöntemi ile Karşılaştırma

Son olarak, sunulan yöntemin Doğrudan Örnekleme Yöntemi (Direct Sampling Method-DSM) 'ni kullanan önceki bir çalışma ile karşılaştırmasının sonuçları rapor edilmektedir (Griesmaier ve Schmiedecke, 2017). Doğrudan Örnekleme Yöntemi, bilinmeyen saçıcıların şeklini doğrudan tahmin eden bir saçılma analizine dayanır.

Alıcı eğrisi ya da yüzeyi ile üzerinde örnekleme noktaları bulunan ölçülen saçılan alan verilerinin iç çarpımlarından hesaplanan, gösterge fonsiyonunun çizdirilmesi ile cisimlerin yeniden yapılandırılmasını sağlar (Griesmaier ve Schmiedecke, 2017).

İlk olarak, Griesmaier ve Schmiedecke, (2017)' de verilen yöntemle çoklu gözlem noktaları için kaynakların yeniden yapılandırılmasını gerçekleştiriyoruz. Şekil 4.2(b)'de gördüğümüz sonuca ait problem senaryosu ve parametreleri kullanarak, Doğrudan Örnekleme Yöntemi 'nin hem uzak hem de yakın alan görüntüleme sonuçlarını Şekil 4.7'de elde ediyoruz. Şekil 4.7, Şekil 4.2(b) ile karşılaştırıldığında, en uygun sonucun yeni önerdiğimiz integral denklemden yola çıkarak ürettiğimiz Çoklu Frekans Ters Kaynak Problemleri İçin Değiştirilmiş Yakın Alan Faktörizasyon Yöntemine ait çıktılarının sunulduğu Şekil 4.2(b) olduğu görülmektedir.



Şekil 4.7: Doğrudan Örnekleme Yöntemi ile Karşılaştırma.

(a) Doğrudan Örnekleme Yöntemi Uzak Alan (b) Doğrudan Örnekleme Yöntemi Yakın Alan Görüntüleme Sonuçları

Karakiraz, Ertay ve Göse (2021)' den uyarlanmıştır.

4.3.7. Yöntemin Değerlendirmesi

Biz çalışmamızda elektromanyetik kaynakların yerinin belirlenebilmesi problemi için değiştirilmiş bir yakın alan çarpanlara ayırma yöntemi sunduk. Çoklu alıcı-verici antenler ve seyrek yakın alan ölçümleri ile çok frekanslı ters kaynak problemleri için uyarlanmış bir çarpanlara ayırma formülasyonu kullandık. Hankel fonksiyonunun

asimptotik bir yaklaşımları kullanarak, geliş açısı ve mesafeyi içeren farklı bir integral denklem elde ettik. Değiştirilmiş çarpanlara ayırma formülasyonunun yeteneklerini ve kısıtlarını, elektromanyetik kaynak lokalizasyon probleminde test ettik. Bu amaçla, önerilen yöntemin yeteneklerini açıklamak için birkaç farklı senaryo kullanıldı. Simülasyon sonuçları, sunulan yöntemin doğru ve sağlam bir yöntem olduğunu ortaya koydu. Simülasyon ile geçerliliğini doğruladığımız integral denklemimizi açık alan ölçümlerinden topladığımız verilere uygulayacağız. 0.1 -6 GHz aralığında çalışan Yere Nüfuz Eden Radar (Ground Penetrating Radar-GPR) ile topladığımız ölçüm verilerini cisimlerin yeniden oluşturulması amacıyla kullanacağız.



5. YERE NÜFUZ EDEN RADAR KULLANARAK MİKRODALGA İLE GÖRÜNTÜLEME UYGULAMASI

Radar kelimesi, radyo algılama ve menzil tespit etme sözcüklerinden meydana gelen bir kısaltmadır (Skolnik, 1980). IEEE dergisi tarafından radar tanımı “Yayılan elektromanyetik sinyallerin, hedeflerin üzerinden geri saçılmalarını kullanarak açı, mesafe ve yön bilgilerini çıkarıp, hedefleri tespit için kullanan bir elektromanyetik sistem” şeklinde yapılmıştır (IEEE Std 686, 1997).

En temel haliyle radar yapısı, elektromanyetik yayını oluşturan bir gönderme anteni, bir alma anteni ve alıcıdan ibarettir. Gönderilen elektromanyetik enerjinin bir kısmı saçıcı hedefe çarpar ve bütün yönlere yayılır. Radar sistemleri, yayılan enerjinin kendine ulaşan kısmını, alıcı anteni vasıtasıyla toplar ve alıcı devresi ile birtakım algoritmalar kullanarak işler, böylece hedeflerin tespit edilmesini, konumunun ve hızının belirlenmesini sağlar. Ayrıca tıbbi görüntüleme, arama kurtarma faaliyetlerinin yürütülmesi amacıyla kullanılan radarlarda cisimlerinin konumlarının tespit edilmesi de yeterlidir.

Radarların temel görevi kullanım alanlarına göre değişiklik göstermektedir. Radarları, taktik, istihbarat, erken uyarı ve özel amaçlı gibi ana başlıklar altında toplayabiliriz. Sivil havayollarının güvenli uçuşlarını sağlamak için kullanılan hava trafik radarları, hava durumunu tahmin amaçlı hava durumu radarları, toprak altı görüntüleme radarları, ülkelerin hava sahalarının kontrollerini sağlamak amacıyla askeri amaçlı kullanılan erken ihbar radarları, hava sahası koruma görevleri için kullanılan füze sistemlerine ait hedef tespit, hedef takip ve atış kontrol radarları icra edecekleri görevlere uygun olarak tasarlanmaktadır.

Yere Nüfuz Eden Radarlar (Ground Penetrating Radar-GPR) ve Duvar Arkası Görüntüleme Radarları (Through Wall Radar-TWR) bir diğer büyük radar kategorisini oluşturur. Genel olarak hava gözetleme radarlarından daha kısa menzilli ancak çok daha yüksek çözünürlüğe sahiptirler. Jeolojik araştırmalar, mayın arama

faaliyetleri ve sismik görüntüleme gibi alanlarda sıklıkla kullanılır. TWR ise doğal afetlerde arama kurtarma ve kapalı alanda güvenlik uygulamalarında karşımıza çıkmaktadır. Kullanım amaçlarına göre tasarlandıkları frekanslar, menziller, tarama açıları, anten tipleri ve kullanılan hedef tespit algoritmaları farklılık göstermektedir.

5.1. Yere Nüfuz Eden Radar

Yere nüfuz eden radarlar, yer altı araştırma faaliyetleri, mayın arama ve yüksek çözünürlüğe ihtiyaç duyulan nesne algılama çalışmaları gibi hasarsız inceleme konularında geniş bir uygulama alanına sahiptir. Özellikle mikrodalga bandında çalışan ultra geniş bant (Ultra Wide Band-UWB) sistemler, kompleks geometrik yapıları algılamak için uygun nüfuz etme kabiliyetine ve menzil çözünürlüğüne sahiptir. UWB radarlar tıbbi görüntüleme, kalp atışı ve nefes tespiti gibi yaşam formu bulma amaçlı da kullanılmaktadır.

5.1.1. UWB Radar Sistemleri

Literatürde, Ultra geniş bant veya UWB sinyali, dürtü, taşıyıcı bağımsız, temel bant, zaman bölgesi, sinüsoidal olmayan ve görece geniş bant genişliği radyo/radar sinyalleri anlamında kullanılmaktadır. 1960'ların sonlarında Ross, Robbins, Harmuth, van Etten ve bazı Rus araştırmacıların katkılarıyla, UWB RF sinyallerinin üzerinde bir takım çalışmalar ile bu alanda geliştirmeler başladı. 1974'te Morey, Geophysical Survey Systems şirketi adına ticarileştirilen bir UWB yer radarı (GPR) sistemi tasarladı. Bunu diğer yeraltı UWB radar tasarımları takip etti. 1960'ların sonlarında osiloskoplarda kullanılmak üzere üretilen hızlı örnekleme alıcılarının gelişimi ile birlikte UWB alanında da geliştirmeler hızlanmaya başladı (Barrett, 2001).

UWB sinyallerin kullanımı sinyal-hedef etkileşimleri ekseninde düşünüldüğünde radar çalışmaları açısından pek uygun görünmeyebilir. UWB radar için, iletilen sinyalin elektriksel büyüklüğü hedeften daha kısadır. Genel olarak bir hedefin radar kesit alanı frekans, saçıcının elektriksel özellikleri, geliş açısı ve saçılma açısı gibi değişkenler ile bağlantılıdır. UWB sinyal kullanılması durumunda, radar kesit alanına ait saydığımız etmenler geçerliliğini korur. Ancak, UWB sinyalde kullanılan frekans sayısı tek değildir. Bu durumda frekansa bağlı olan saçılma bileşenleri, sadece farklı rezonans frekanslarına sahip olacaktır. Ayrıca, UWB sinyalinin farklı

frekanslarda olması geri dönen sinyallerin hedeften farklı zamanlarda ayrılmalari anlamına da gelecektir. Bu yüzden de, UWB sinyalinin dönüşü, zaman içinde süreksiz olarak yayılan farklı dönüşlerin toplamının meydana getirdiği çoklu saçılma matrislerinden oluşur (Barrett, 2001).

Radar uygulamalarının çoğunda darbe uzunluğu hedefin fiziksel boyutundan daha uzundur. Hedefin saçılma matrisi de süreksiz değildir. Bu yüzden de hedefler nokta saçıcılar olarak düşünülebilirler. Ancak UWB radar sinyalleri için durum böyle değildir. Darbe uzunluğunun hedeften daha uzun olması aynı uzaysal bölgede kalan hedeflerin birbirinden ayırt edilememesi anlamına gelir. Bu durumun üstesinden gelebilmek için darbe sıkıştırma ve modern sinyal işleme teknikleri kullanılmaktadır. Bu sayede hedefler UWB sinyallerinde olduğu gibi kendi saçılma bileşenlerine ayrılabilirler. Ancak bu durum farklı hedeflerden gelen sinyallerin arasındaki frekans farkının tersinin, radarın darbe genişliğine eşit ya da daha küçük olması durumunda sağlanabilir. Yani, sıkıştırılmış darbenin kısa olması sağlanırsa, frekans değişimi de o kadar geniş olur (Barrett, 2001). Bu da iyi bir çözünürlük elde edilmesi anlamına gelir. Pratik uygulamalarda filtre tasarımlarının sınırlayıcı etkisi unutulmamalıdır.

UWB radarlarda, geri toplanan sinyaller zaman içinde süreksiz olarak yayılan farklı dönüşlerden meydana geldiği için bu problemler yaşanmaz. Bu nedenle, UWB radarlar, yüksek çözünürlüklü hedef görüntüleme için uygun çözümler sunar (Barrett, 2001).

Ayrıca UWB sinyali taşıyıcı olmadan iletilebildiğinden, iletim sinyali üretmek için daha az güce ihtiyaç duyar, menzil ölçümlerini daha yüksek doğruluk ile verebilir ve cisimleri yüksek çözünürlük ile tanımlayabilir, yüksek frekansta taşıyıcı ile iletilmediği için yağmur, sis, aerosoller gibi atmosferik zayıflatıcı etkilerinden daha az etkilenir, daha az güç ile istenilen yayın yapma kabiliyeti düşman tarafından algılanabilirliğini azaltır, düşük maliyetli alıcı-vericilerin tasarımına imkan veren yapısı da başlıca avantajları olarak sayılabilir (Aftanas, 2008).

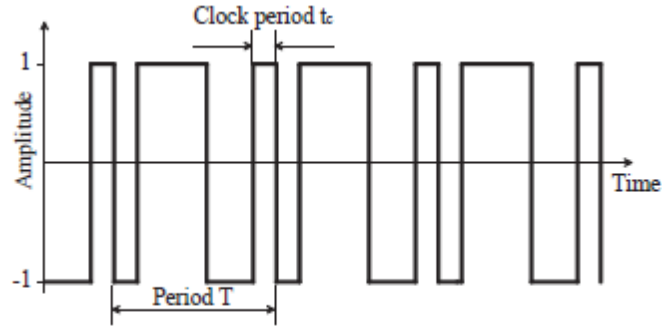
5.1.2. M-Dizi UWB Radar

UWB radarının dizayn edilmesinde M-dizisini kullanma fikri ilk olarak 1996 yılında

Ilmenau'daki Teknik Üniversite'den Jurgen Sachs ve MEODAT GmbH Ilmenau'dan Peter Peyerl tarafından önerildi. M-dizisinin sahip olduğu yapıya ve özelliğine dair örnek olması açısından, 3 kaydırmalı yazmaç (shift register) kullanımının T periyodu içinde, ürettiği 7'li küçük darbeye (chip) sahip zaman bölgesi M-dizi yapısı Şekil 5.1' de verilmiştir.

$$n = 2^N - 1 \quad (5.1)$$

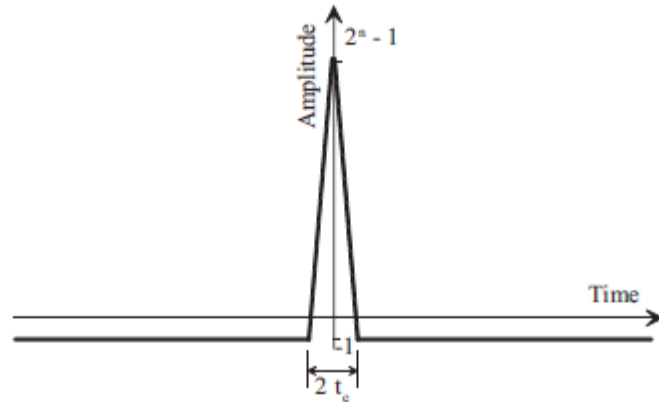
Denklem (5.1)'de n, küçük darbelerin sayısını ve N, bir M-dizi üreteç için kaydırıcı yazmaç sayısını temsil etmektedir (Smith ve Cloude, 2002; Aftanas, 2008).



Şekil 5.1: M-Dizi yapısı T periyodu içinde 7 darbe için

Smith, P. D., & Cloude, S. R. (2002)' den uyarlanmıştır.

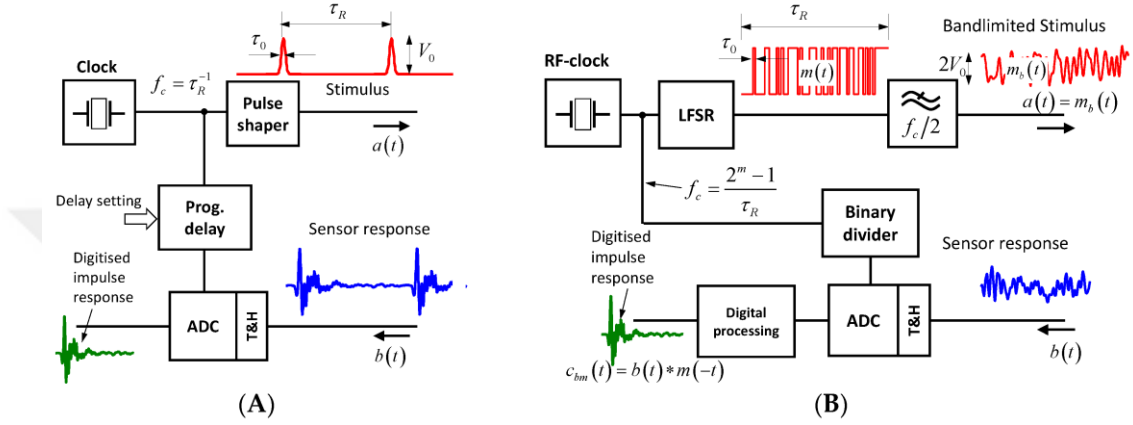
Şekil 5.2'de M-dizi yapısına ait oto-korelasyon fonksiyonu verilmiştir. Oto-korelasyon fonksiyonunun maksimum genliğinin $2^N - 1$ olduğu görülmektedir. Bu durumda n, küçük darbe sayısının artması korelasyonun kazancının artmasına neden olduğu görülmektedir (Aftanas, 2008).



Şekil 5.2: M-Dizi yapısı Oto-Korelasyon fonksiyonu

Aftanas, M. (2008)' den uyarlanmıştır.

Şekil 5.3 ile bir darbe radarı ile M-dizi radarının karşılaştırmalı olarak temel yapısı verilmiştir. M-dizili radar için kaynak sinyal, f_c frekanslı bir mikrodalga kaynağı tarafından sürülen, N uzunluğunda bir doğrusal geri besleme kaydırmalı yazmaç (LFSR) tarafından üretilir. Periyot başına $n = 2^N - 1$ adet küçük darbe sağlar. Veri toplama için, uygun bir örnekleme yaklaşımı kullanılır. $f_c/2$ 'nin altındaki sınırlamalardan dolayı, örnekleme oranının $f_c/2$ seçilmesi uygun olur (Sachs, J., 2013).

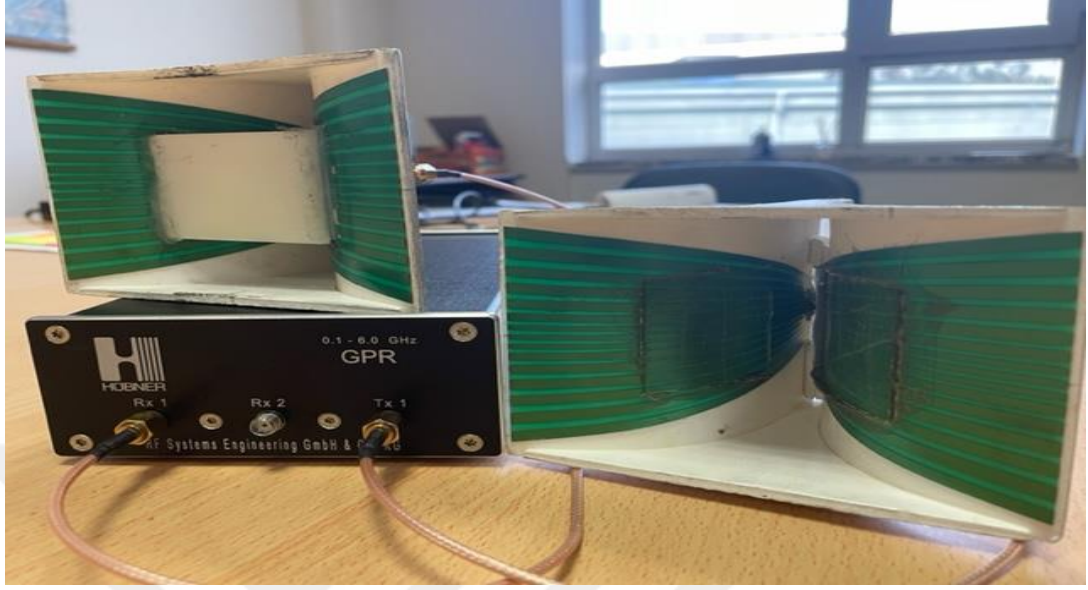


Şekil 5.3: Darbe & M-Dizi UWB Radar Temel Yapısı

Sachs, J., Ley, S., Just, T., Chamaani, S., & Helbig, M. (2018)' den uyarlanmıştır.

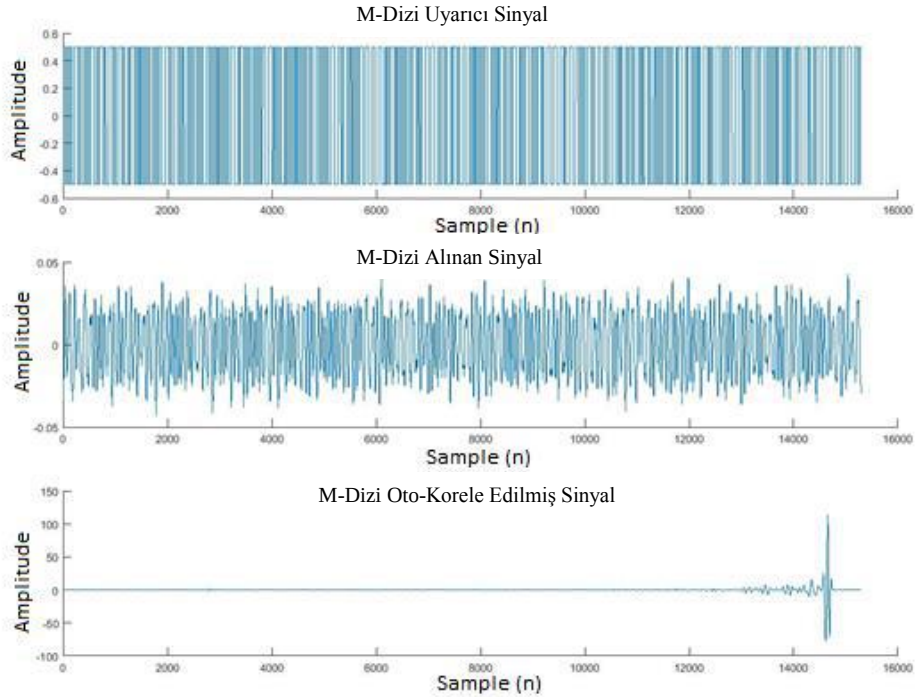
RF tetikleyici gönderdiğimiz uyarıcı sinyali üreten kaydırmalı yazmacı ve veri toplama aşamasını kontrol eden ikili bölücüyü sürer. Kaydırma yazmacı kendi iç yapısındaki geri besleme devresi ile M-Dizisini oluşturur. Etkili bir oto-korelasyon fonksiyonuna sahip bir gönderim sinyali elde etmek için M-Dizisi uygun bir yöntemdir. Yapıları darbe radarlarına benzerlik göstermekle birlikte, M-Dizileri geniş bantlı periyodik bir yapıya sahip olduklarından veri toplama aşamasında alıcının tasarlanmasındaki teknik gereksinimleri düşük seviyelere indiren maliyet etkin bir örnekleme metodu kullanılmasını mümkün kılar. Sağladığı yüksek çözünürlük ile birlikte bu özelliği, radar alanında M-dizisi kullanmanın en büyük avantajlarından biridir. Biz çalışmamızda ölçümleri yapmak amacıyla, Şekil 5.4'te görülen Hubner 0.1-6 GHz GPR (@13.312GHz sistem saati) sistemini ve 0.3-6 GHz aralığında kullanıma uygun geniş bant antenleri kullandık. Sistem 12 aşamalı kaydırma yazmacı ile, periyodik olarak iletilen 4095 küçük darbe uzunluğunda M dizisi üretir. Geri dönen sinyal, alıcı antenler ile toplanır. Sinyal toplama ve örnekleme aşamasını kontrol eden ikili bölücü yardımıyla, 12 bit M-dizi için sistem

saat hızını 4095'e böler. Bu sayede senkronizasyon sağlandığında alınan sinyal için örnekleme sağlanır.



Şekil 5.4: Hubner 0.1-6 GHz GPR ve Anten Seti

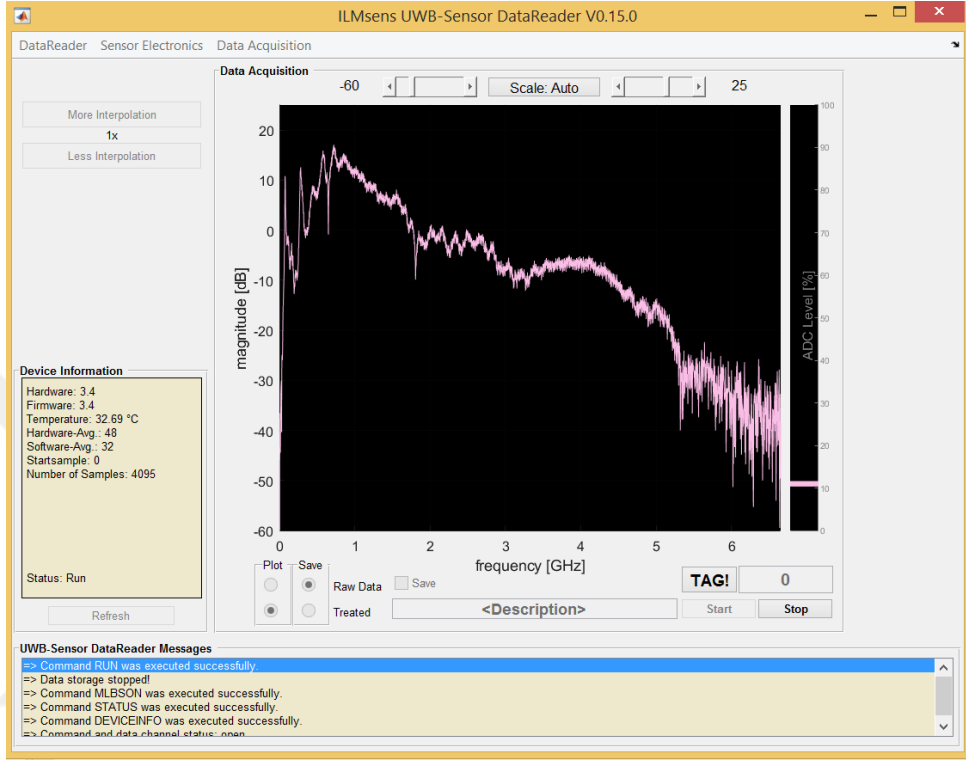
Şekil 5.5'te kaydırmalı yazmaç tarafından üretilen M-dizi gönderilen uyarıcı sinyal (üst), alıcı tarafından alınan gürültü eklenmiş M-dizi sinyal (orta) ve gönderilen ve alınan sinyallerin oto-korele edilmiş çıkışı (alt) görülmektedir.



Şekil 5.5: M-Dizi Gönderilen Sinyal, Alınan Sinyal ve Oto-Korele Sinyal

Abou Raas, M. J. (2016)' dan uyarlanmıştır.

Hubner GPR, MatLab grafik kullanıcı arayüzüne sahiptir. Datareader.m kodu çalıştırıldığında ilk olarak Hubner GPR bağlantı arayüzü tanımlanır ve ardından açılan pencereden cihazın konfigürasyonu girilerek bağlantı kurulur. Şekil 5.6’te Hubner GPR’ın ölçüm kontrol arayüzü görülmektedir.

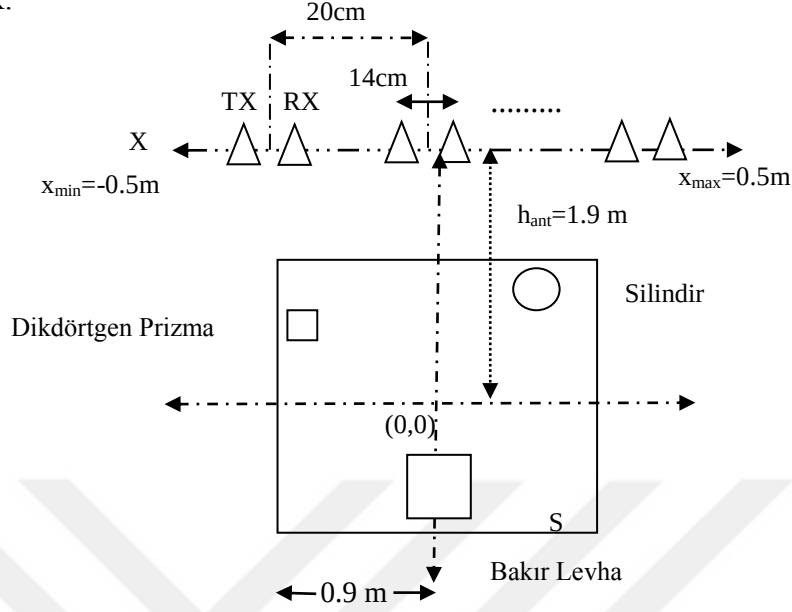


Şekil 5.6: Hubner GPR Ölçüm Kontrol Arayüzü

5.2. Açık Alan Ölçüm Sonuçları

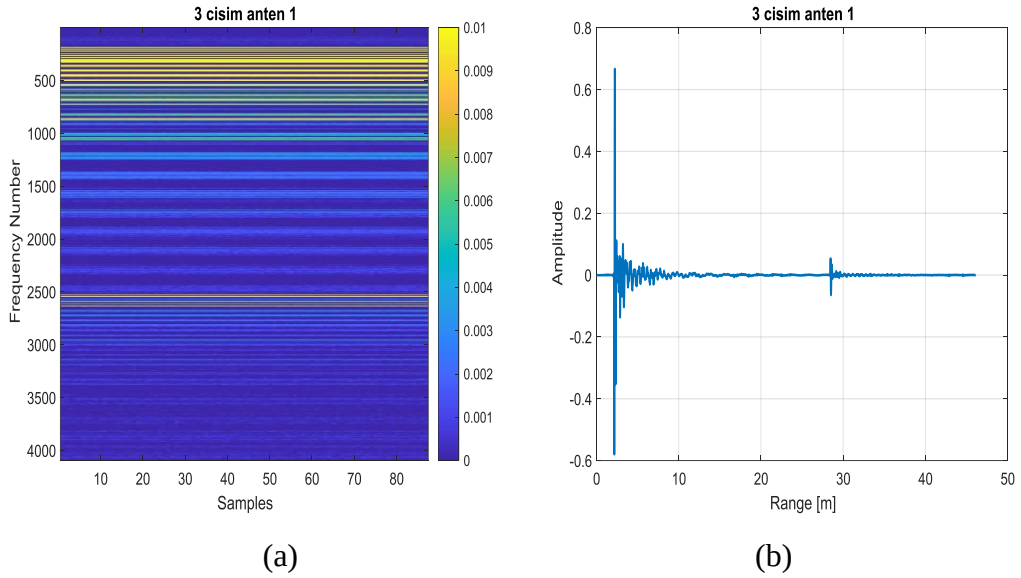
Yaptığımız çalışmada, önerdiğimiz integral denklemi simülasyon sonuçları ile doğrulamıştık. Bu bölümde Hubner GPR ile elde edeceğimiz verileri ve yöntemimizi kullanarak cisimlerin konumlarını açık alan ölçümleri ile tespit edebildiğimizi göstereceğiz. Ölçümlemimizi Şekil 5.7 ‘de görülen konfigürasyonda yaptık. Yapılan ölçümlerde vivaldi şekilli horn antenler kullanıldı. Antenlerden biri alıcı biri verici kanala bağlandı. Antenlerin merkezleri arasında 14 cm mesafe aralık bırakıldı. Açık alan ölçüm ortamında cismin olduğu, tek cismin olduğu, iki cismin olduğu ve son olarak üç cismin olduğu ölçümler alındı. Çoklu noktadan ölçüm alınması gereken bir algoritmayı denediğimiz çalışmada, elimizdeki sistem ve anten sayımıza göre bir düzenek oluşturuldu. Bir alıcı ve vericiden oluşan antenlerimizi aralarında 18 cm mesafe bıraktığımız bir düzlem üzerinde 5 farklı pozisyona yerleştirerek topladığımız

verilerimizi Çoklu Frekans Ters Kaynak Problemleri İçin Değiştirilmiş Yakın Alan Faktörizasyon Yöntemi içinde kullanarak cisimlere ait konumları tespit etmeye çalıştık.

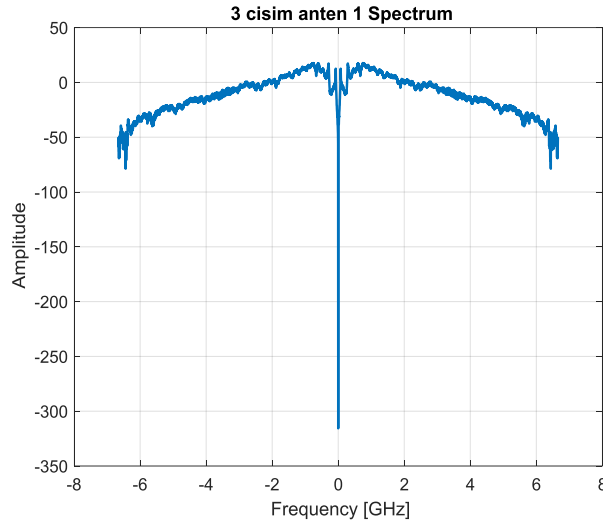


Şekil 5.7: Hubner GPR Ölçüm Konfigürasyonu

Hubner GPR tarafından gönderdiğimiz 12 bit M-Dizi 'den elde ettiğimiz A tarama verilerinin meydana getirdiği B tarama verisi Şekil 5.8 (a)'da, sistem ve hedefler sabitken belirli bir süre boyunca yaptığımız ölçümlerin ortalaması alınarak elde edilen, Mesafe – Genlik sonuçları Şekil 5.8 (b)'de verilmiştir. Şekil 5.8 ile verilen veriye ait spektrum Şekil 5.9'da gösterilmiştir.



Şekil 5.8: 12 bit M-Dizi Ölçüm Sonuçları

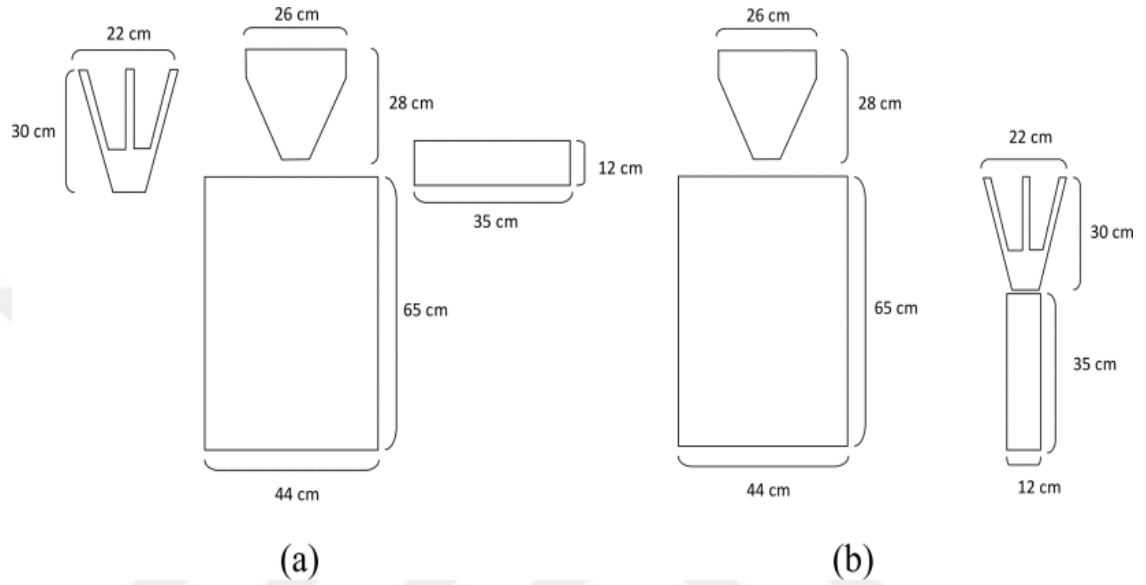


Şekil 5.9: 12 bit M-Dizi Ölçüm Frekans Spektrum Sonuçları

Şekil 5.8 ve Şekil 5.9 ile elde edilen sonuçların beş farklı anten konumundan ilki için elde edilmiş sonuçlardan elde edilmiştir. A tarama verisi Hubner GPR tarafından gönderilen bir M-Dizi için elde edilmektedir. Belli bir süre aynı anten pozisyonunda ölçüm almaya devam ettiğimizde gönderdiğimiz M-Dizi sayısı artmaktadır. Bu M-Dizi ölçümlerinin bir araya gelmesi ile B tarama verileri oluşmaktadır. Toplanan M-Dizilerin ortalamaları alınarak ortalama M-Dizi vektörü elde edilir. 12 bitlik bir M-Dizi için bu vektör $[4095 \times 1]$ boyutunda bir vektör olacaktır. Burada anten pozisyonuna ait 4095 frekansta elde ettiğimiz genlik faz bilgisi mevcuttur. Bu ölçümleri her anten pozisyonu için tekrarladığımızda $[4095 \times 5]$ boyutunda kompleks değerlere sahip bir matris elde ederiz. Biz önerdiğimiz Çoklu Frekans Ters Kaynak Problemleri İçin Değiştirilmiş Yakın Alan Faktörizasyon Yöntemi kullanarak 5 noktadan elde ettiğimiz ölçümler ile oluşturduğumuz matrisi kullanarak cisimleri tespit etmeye çalışacağız. Yine bu konuda yapılmış benzer çalışmalardan sonuçları karşılaştırmak amacıyla bahsedeceğiz.

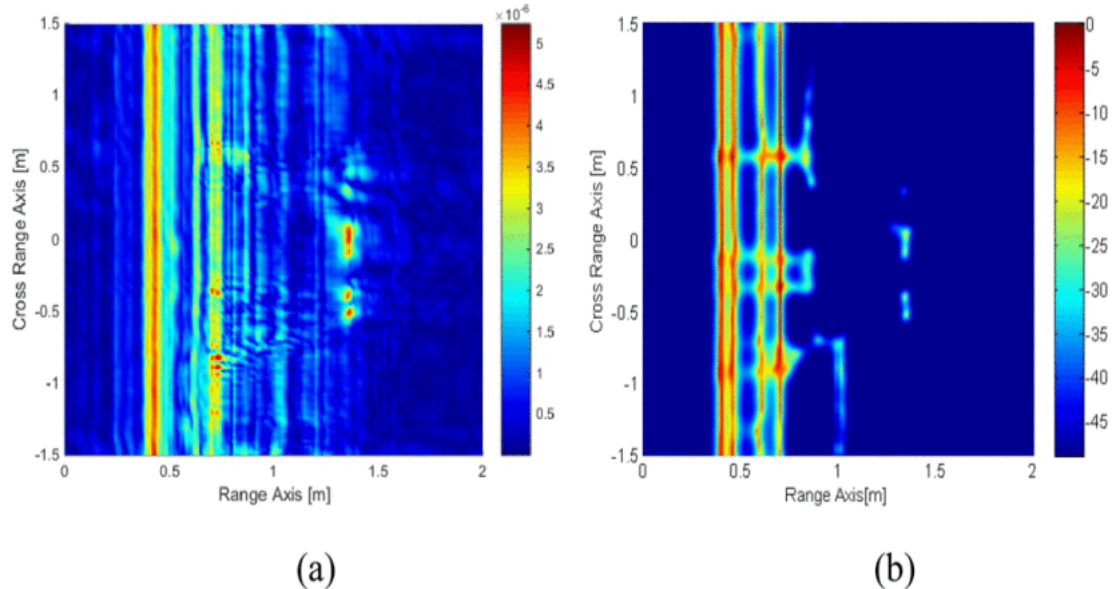
(Bektas, H. O., Ozdemir, O., Orhan, M., & Turk, A. S., 2016) tarafından yapılan çalışmada, Şekil 5.10 ile metal plakalardan oluşturulmuş insan modeli duvar arkası görüntüleme ile tespit edilmektedir. Şekil 5.11(a) 'da etkili bir yeniden oluşturma yöntemi olan F-K Göç (Frequency Wavenumber Migration) tekniğinin kullanılması sonucunda elde edilen duvar arkası görüntüleme sonucu verilirken, Şekil 5.11(b) ile F-K Göç tekniğine ilave olarak görüntü oluşturma da kullanılan MUSIC (Multiple

Signal Classification) algoritması uygulandığında elde edilen sonuç sunulmuştur. Ayrıca sıkıştırılmış algılama (Compressed Sensing-CS) metodunun (Yamaç, M., Orhan, M., Sankur, B., Turk, A. S., & Gabbouj, M., 2018) ve SAR algoritmasının (Solak, S. N., Orhan, M., & Turk, A. S., 2016) duvar arkası görüntüleme teknikleri üzerindeki olumlu etkileri gösterilmiştir.



Şekil 5.10: İnsan Modeli

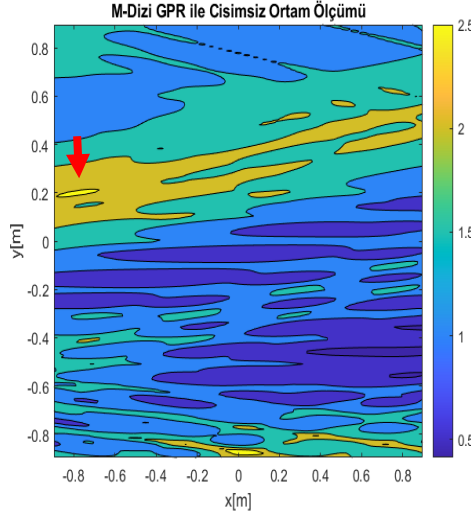
Bektas, H. O., Ozdemir, O., Orhan, M., & Turk, A. S. (2016)' dan uyarlanmıştır.



Şekil 5.11: Duvar Arkası Radar Görüntüleme Uygulaması

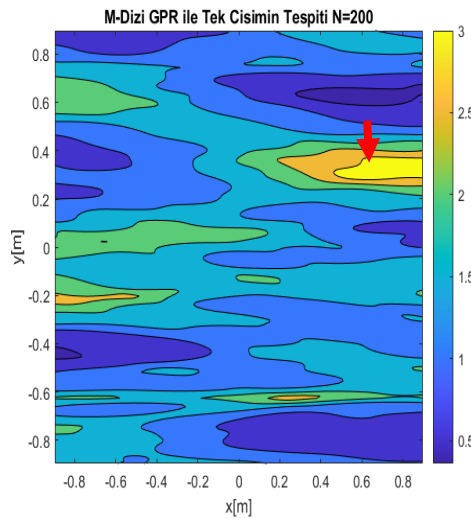
Bektas, H. O., Ozdemir, O., Orhan, M., & Turk, A. S. (2016)' dan uyarlanmıştır.

Ölçüm alanında herhangi bir cisim yok iken yapılan ölçümün sonucu Şekil 5.12 ile gösterildiği gibidir. Merkeze göre 0.2 m mesafede yan masanın demir ayağı bulunmaktadır. Masanın ayağının kenarları iyi bir saçıcı görevi görüyor ve durum ölçümde gözlenebiliyor.



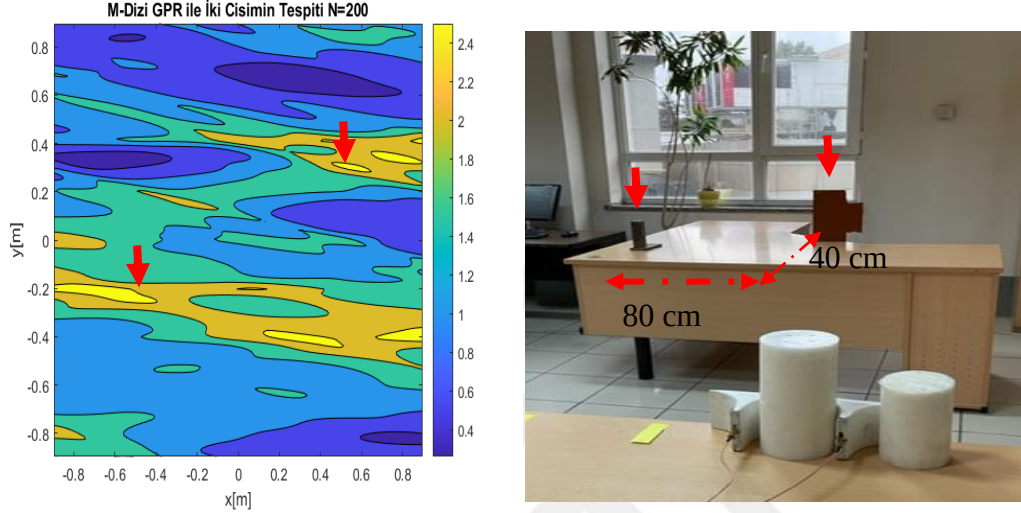
Şekil 5.12: M-Dizi GPR Ölçüm Cisim Yok

Tek cisim olarak ölçüm alanına 30x20'lik bakır levhanın sol üst ve alt köşelerinin 6cm kesildiği bir cisim yerleştirdik. Anten sırasının bakır levhaya olan uzaklığını 218cm olarak ölçtük. Yapılan ölçümlerde cismin konumunun tutarlılık gösterdiği anlaşılmaktadır. Şekil 5.13 incelendiğinde cismin örüntü üzerinde 215 cm civarında olduğu gözlenmektedir.



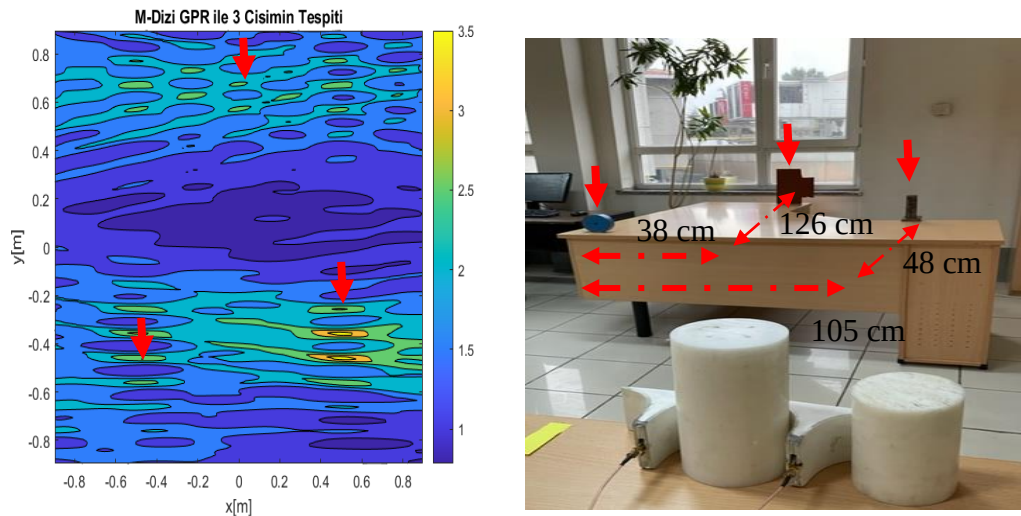
Şekil 5.13: M-Dizi GPR Ölçüm Tek Cisim

Bir diğer konfigürasyonda, ölçüm düzeneğimizde bakır metal plaka tutarlılığın tespiti açısından yerinde tutulularak çelik dikdörtgen prizma şekline sahip ikinci cisim eklenerek ölçüm yapılmıştır. Prizma 40cm önde ve aralarında yanca 80cm açıklık olacak şekilde konumlandırılmıştır. Şekil 5.14 incelendiğinde bakır levha yine aynı noktada tespit edilmiş ve prizmanın yaklaşık 50 cm önünde ve 90cm kadar yanca açıklık ile örüntü üzerinde ölçüm ile tespit edildiği görülmüştür.



Şekil 5.14: M-Dizi GPR Ölçüm İki Cisim

Üç cisme ait ölçüm konfigürasyonu Şekil 5.15 verildiği gibidir. 11cm çapı 3cm kadar yüksekliği olan bir çelik silindir cisim ölçüme katılmıştır. Prizmanın keskin kenarlı yapısı iyi bir saçıcı olması dolayısıyla iki ölçümde de baskın olmasını sağlamıştır. Cisimlerin fiziksel konumları ile ölçüm sonrası elde edilen sonuçlara ait örüntüler, diğer ölçümlerde olduğu gibi tutarlılık göstermektedir.



Şekil 5.15: M-Dizi GPR Ölçüm Üç Cisim

Bakır levha ile silindir arasında yanca 38 cm bir açıklık ölçülmüştür. Şekil 5.15 incelendiğinde ölçümlerde bu mesafenin yaklaşık 45 cm kadar olduğu, 126 cm önde ölçülen silindirin örüntü üzerinde de 115 cm kadar önde olduğu görülmektedir. Dikdörtgen prizma ile silindir arasındaki gerçek yanca açıklık 105 cm iken, ölçüm sonucunda 105 cm civarında bulunmuştur. Yine bakır levha ile prizma arasında 67 cm olan gerçek yanca açıklık ölçümde 60 cm civarında, 78 cm önde olan prizma da ölçümlerde yaklaşık 90 cm kadar önde tespit edilmiştir. Tablo 5.1 ile cisimlerin gerçek mesafeleri ile ölçüm sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Tablo 5.1: Cisimlerin Gerçek Mesafe ve Ölçüm Sonuçlarının Karşılaştırılması

Gerçek Mesafe ve Ölçüm Sonuçları		Bakır Levha	Dikdörtgen Prizma	Silindir
Tek Cisim	Gerçek	218 cm	-	-
	Ölçüm	215 cm	-	-
İki Cisim	Gerçek	218 cm	178 cm	-
	Ölçüm	210 cm	160 cm	-
Üç Cisim	Gerçek	278 cm	200 cm	152 cm
	Ölçüm	260 cm	170 cm	145 cm

Tarama alanımız içerisindeki cisimlerin sayısı arttıkça gerçek mesafe ile ölçüm sonuçları arasındaki doğruluk düşmeye başlıyor. Bunda ölçüm sonuçları üzerinde herhangi bir görüntü işleme algoritması uygulanmaması da önemli bir etken olabilir. Ancak yine de sonuçlar arasında tutarlılık devam ediyor. Cisimlerin birbirlerine olan görece uzaklıkları arasındaki mesafeler korunuyor.

6. SONUÇ

Tezimde mikrodalga görüntüleme uygulamaları üzerine çalışmalar ortaya koydum. Mikrodalga Görüntüleme iyonize edici etkisi olmadığından başta tıbbi olmak üzere askeri, afet arama-kurtarma, altyapı, maden arama v.b. alanlarda kendisine uygulama ortamı bulmaktadır. Bu alanda yapılan çalışmalar iki ana sahaya bölünebilir. İlkinde araştırılan cisimlerin elektriksel özelliklerinin de öğrenilmesi hedeflenirken diğerinde arama bölgesi içinde kalan cisimlerin konumları ve genel olarak şekilleri ortaya konulabiliyordu. Sadece konum ve şekil bulunması üzerine olan nitel yöntemler (kalitatif yöntemler) hesaplama alanı ihtiyacı ve harcanan zamanın daha düşük olması anlamında avantaja sahipti. Biz çalışmamıza nitel yöntemlerden olan doğrusal örnekleme ve faktörizasyon metotları üzerine çalışmalar yaparak başladık. Bu aşamada Fresnel verilerini kullanarak her iki yönteme ait MatLab kodları geliştirdik. Fresnel verileri ile çalıştırdığımız simülasyon kodlarının doğruluğunu gösterdik. Fresnel verisine ait test düzeneği, problem konfigürasyonu, kullanılan hedeflerin tanımlanması ve elde edilmiş deneysel verilerin nasıl okunabileceğine dair bilgiler kapsamlı olarak verdik.

Çalışmamızdaki ikinci aşama, Griesmaier ve Schmiedecke, (2017)'nin çalışmasını gerçeklemek ve bu çalışmayı yakın alanda da doğrulamaktı. Griesmaier ve Schmiedecke (2017), (f_{min}, f_{max}) gibi bir frekans bandındaki tüm frekanslarda, yalnızca birkaç alıcı anten çiftini kullanıp, ilgili yönde yayılan elektromanyetik dalgaların ölçümlerinden faydalanarak, zaman uyumlu elektromanyetik kaynakların yeniden oluşturulmasını sağlayan yeni bir metot önermişti.

Bu sayede, kaynakların yeniden yapılandırılmasını sağlamak için gerekli olan alıcıların sayılarının azaltılması için, çoklu frekans ölçümleri ile elde edilen verilerin uygun bir biçimde kullanılmasını sağlayan çarpanlara ayırma temeline dayalı yeni bir ters problem çözme yöntemi sunuluyordu. Uygulama ve maliyet alanında da avantajları olan bu yöntem, az sayıda alıcı kullanılmasının neden olacağı cismin

yeniden oluşturulamama güçlüğü, çok sayıda frekans kullanarak ortadan kaldırıyordu.

Arama bölgemizdeki cisimlerin kendisinin kaynak olarak alındığı .Griesmaier ve Schmiedecke, (2017) çalışmasının aksine, Moment Metodu kullanarak MatLab simülasyonu ortamında elde ettiğimiz cisimlere ait uzak alan saçılma verilerini kullanarak önerilen yöntemin sonuçlarını doğruladık ve olumlu sonuçlar elde ettik. Aynı zamanda bu çalışmayı yakın alana da uyarladık.

Çalışmamızda üçüncü aşamada, elektromanyetik kaynakların yerinin belirlenebilmesi problemi için değiştirilmiş bir yakın alan çarpanlara ayırma yöntemi sunduk. Çoklu alıcı-verici antenler ve seyrek yakın alan ölçümleri ile çok frekanslı ters kaynak problemleri için uyarlanmış bir çarpanlara ayırma formülasyonu kullandık. Hankel fonksiyonunun asimptotik bir yaklaşımını kullanarak, geliş açısı ve mesafeyi içeren farklı bir integral denklem elde ettik. Değiştirilmiş çarpanlara ayırma formülasyonunun yeteneklerini ve kısıtlarını, elektromanyetik kaynak lokalizasyon probleminde test ettik. Bu amaçla, önerilen yöntemin yeteneklerini açıklamak için birkaç farklı senaryo kullanıldı. Simülasyon sonuçları, sunulan yöntemin doğru ve sağlam bir yöntem olduğunu ortaya koydu.

Son aşamada ise, simülasyon ile geçerliliğini doğruladığımız integral denklemimizi açık alan ölçümlerinden topladığımız verilere uyguladık. 0.1 -6 GHz aralığında çalışan Yere Nüfuz Eden Radar (Ground Penetrating Radar-GPR) ile topladığımız ölçüm verilerini cisimlerin yeniden oluşturulması amacıyla kullandık.

Bu sayede simülasyon ortamında çalıştığını gösterdiğimiz yöntemimizin doğruluğunu, açık alan ölçümlerinden topladığımız verilere uygulayarak gerçek hayat uygulamasında da ispat etmiş olduk.

Günümüzde aktif olarak kullanılan küçük ve orta ölçekli insansız hava araçlarının stratejik tesislere ve açık alanda konuşlu birimlere karşı oluşturduğu tehditlerin en aza indirilmesi için erkenden farkedilmesinin önemi bugün sıklıkla gündeme gelmekte, üzerine yoğun çalışmalar yapılan bir alan haline dönüşmektedir. Bu

Çalışmanın devamında M-Dizi ok Geniş Band Uyarı Sistemleri kurulması üzerine çalışmalar yapılabilir.



KAYNAKÇA

- Abou Raas, M. J. (2016). *Wall Compensation Algorithms for M-sequence UWB Radar*. (t.y.).
- Aftanas, M. (2008). *Through wall imaging using M-sequence UWB radar system (Doctoral dissertation, Thesis to the dissertation examination, Technical University of Kosice, Department of Electronics and Multimedia Communications, Slovak Republic)*. (t.y.).
- Akıncı, M. N. (2017). *Mikrodalga İle Görüntülemeye Nitel Yöntemler (Doctoral dissertation, Fen Bilimleri Enstitüsü)*. (t.y.).
- Akıncı, M. N., Çağlayan, T., Özgür, S., Alkaşı, U., Abbak, M., & Çayören, M. (2015). *Experimental assessment of linear sampling and factorization methods for microwave imaging of concealed targets*. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2015. (t.y.).
- Akıncı, M. N., Çağlayan, T., Özgür, S., Alkaşı, U., Ahmadzay, H., Abbak, M., ... & Akduman, I. (2015). *Qualitative microwave imaging with scattering parameters measurements*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(9), 2730-2740. (t.y.).
- Akıncı, M. N., Çayören, M., & Akduman, I. (2016). *Near-field orthogonality sampling method for microwave imaging: Theory and experimental verification*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(8), 2489-2501. (t.y.).
- Alzaalig, A., Hu, G., Liu, X., & Sun, J. (2020). *Fast acoustic source imaging using multi-frequency sparse data*. *Inverse Problems*, 36(2), 025009. (t.y.).
- Ambrosanio, M., Bevacqua, M. T., Pascasio, V., & Isernia, T. (2020, March). *Qualitative Imaging of Experimental Multistatic Ground Penetrating Radar Data*. In *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* (pp. 1-4). IEEE. (t.y.).
- Amer Zakaria, I. J., LoVetri, J., & Zakaria, A. (2013). *Full-vectorial parallel finite-element contrast source inversion method*. *Progress In Electromagnetics Research*, 142, 463-483. (t.y.).
- Barrett, T. W. (2001). *History of ultra wideband communications and radar: Part II, UWB radars and sensors*. *Microwave Journal*, 44(2), 22-22. (t.y.).
- Barrett, T. W. *Progress In Electromagnetics Symposium 2000 (PIERS2000)*, Cambridge, MA, July, 2000 *History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators*. (t.y.).

- Bektas, H. O., Ozdemir, O., Orhan, M., & Turk, A. S. (2016, September). An experimental investigation of FK migration and SAR algorithm using beam space MUSIC for UWB through-the-wall imaging. In 2016 IEEE Radar Methods and Systems Workshop (RMSW) (pp. 70-75). IEEE. (t.y.).
- Belkebir, K., & Saillard, M. (2001). Testing inversion algorithms against experimental data. *Inverse problems*, 17(6), 1565. (t.y.).
- Bertero, M., Boccacci, P., & De Mol, C. (2021). *Introduction to inverse problems in imaging*. CRC press. (t.y.).
- Bevacqua, M. T., & Scapaticci, R. (2015). A compressive sensing approach for 3D breast cancer microwave imaging with magnetic nanoparticles as contrast agent. *IEEE transactions on medical imaging*, 35(2), 665-673. (t.y.).
- Bevacqua, M. T., Abdollahi, N., Jeffrey, I., Isernia, T., & LoVetri, J. (2020, March). Qualitative Techniques for Generating Spatial Prior Information for Biomedical Microwave Imaging. In 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) (pp. 1-4). IEEE. (t.y.).
- Bevacqua, M. T., Crocco, L., Di Donato, L., & Isernia, T. (2014). Microwave imaging of nonweak targets via compressive sensing and virtual experiments. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14, 1035-1038. (t.y.).
- Bevacqua, M. T., Isernia, T., Palmeri, R., Akinci, M. N., & Crocco, L. (2020). Physical insight unveils new imaging capabilities of orthogonality sampling method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68(5), 4014-4021. (t.y.).
- Burfeindt, M. J., & Alqadah, H. F. (2019, August). Sparse-aperture qualitative inverse scattering using a phase-delay-based frequency variation constraint. In 2019 IEEE Research and Applications of Photonics in Defense Conference (RAPID) (pp. 1-4). IEEE. (t.y.).
- Burfeindt, M. J., & Alqadah, H. F. (2020). Qualitative inverse scattering for sparse-aperture data collections using a phase-delay frequency variation constraint. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68(11), 7530-7540. (t.y.).
- Cakoni, F., & Colton, D. L. (2014). *A qualitative approach to inverse scattering theory* (Vol. 188). New York: Springer. (t.y.).
- Cakoni, F., Colton, D., & Monk, P. (2011). *The linear sampling method in inverse electromagnetic scattering*. Society for Industrial and Applied Mathematics. (t.y.).
- Colton, D., & Kirsch, A. (1996). A simple method for solving inverse scattering problems in the resonance region. *Inverse problems*, 12(4), 383. (t.y.).

- Colton, D., Haddar, H., & Piana, M. (2003). The linear sampling method in inverse electromagnetic scattering theory. *Inverse problems*, 19(6), S105. (t.y.).
- Colton, D. L., Kress, R., & Kress, R. (1998). *Inverse acoustic and electromagnetic scattering theory* (Vol. 93, pp. Xii+-334). Berlin: Springer. (t.y.).
- Coşğun, S., Bilgin, E., & Çayören, M. (2020). Microwave imaging of breast cancer with factorization method: SPIONs as contrast agent. *Medical physics*, 47(7), 3113-3122. (t.y.).
- Di Donato, L., & Crocco, L. (2015). Model-based quantitative cross-borehole GPR imaging via virtual experiments. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 53(8), 4178-4185. (t.y.).
- Di Donato, L., Bevacqua, M. T., Crocco, L., & Isernia, T. (2015). Inverse scattering via virtual experiments and contrast source regularization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(4), 1669-1677. (t.y.).
- Dogu, S., & Akinci, M. N. (2018, November). Assessment of linear sampling method and factorization method for through the wall imaging. In *2018 26th Telecommunications Forum (TELFOR)* (pp. 420-425). IEEE. (t.y.).
- Dogu, S., Akinci, M. N., Cayoren, M., & Akduman, I. (2020). Truncated singular value decomposition for through-the-wall microwave imaging application. *IET MICROWAVES ANTENNAS & PROPAGATION*, 14(4), 260-267. (t.y.).
- Doğu, S., Akinci, M. N., & Gose, E. (2020). Experimental moving target imaging in a nonanechoic environment with linear sampling method. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 18(3), 441-445. (t.y.).
- Eskandari, M. R., Dehmollaian, M., & Safian, R. (2014). Experimental investigation of factorization method as a qualitative approach for near-field microwave imaging. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 289-292. (t.y.).
- Griesmaier, R., & Schmiedecke, C. (2017). A factorization method for multifrequency inverse source problems with sparse far field measurements. *SIAM Journal on Imaging Sciences*, 10(4), 2119-2139. (t.y.).
- Gurbuz, T. U., Aslanyurek, B., Karabulut, E. P., & Akduman, I. (2013). An efficient nonlinear imaging approach for dielectric objects buried under a rough surface. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 52(5), 3013-3022. (t.y.).
- Güren, O., Çayören, M., Ergene, L. T., & Akduman, I. (2014). Surface impedance based microwave imaging method for breast cancer screening: Contrast-enhanced scenario. *Physics in Medicine & Biology*, 59(19), 5725. (t.y.).
- IEEE Std 686-(1997). *IEEE Standard Radar Definitions*, vol., no., pp.1-40, 25 March 1998, doi: 10.1109/IEEESTD.1998.86185. (t.y.).

- Imbriale, W., & Mittra, R. (1970). The two-dimensional inverse scattering problem. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 18(5), 633-642. (t.y.).
- Kirsch, A., & Grinberg, N. (2008). *The factorization method for inverse problems* (No. 36). Oxford University Press. (t.y.).
- Kirsch, A. (1998). Characterization of the shape of a scattering obstacle using the spectral data of the far field operator. *Inverse problems*, 14(6), 1489. (t.y.).
- Kirsch, A. (1999). Factorization of the far-field operator for the inhomogeneous medium case and an application in inverse scattering theory. *Inverse problems*, 15(2), 413. (t.y.).
- Kirsch, A. (2004). *The factorization method for Maxwell's equations*. *Inverse Problems*, 20(6), S117. (t.y.).
- Liu, J., Zhou, H., Chen, L., & Ouyang, T. (2020). Alternating direction method of multiplier for solving electromagnetic inverse scattering problems. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 12(8), 790-796. (t.y.).
- Nikolova, N. K. (2011). Microwave imaging for breast cancer. *IEEE microwave magazine*, 12(7), 78-94. (t.y.).
- Nikolova, N. K. (2017). *Introduction to microwave imaging*. Cambridge University Press. (t.y.).
- Ozdemir, Ö., & Haddar, H. (2010). Preprocessing the reciprocity gap sampling method in buried-object imaging experiments. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 7(4), 756-760. (t.y.).
- Pastorino, M. (2010). *Microwave imaging* (Vol. 208). John Wiley & Sons. (t.y.).
- Pastorino, M. *Electromagnetic imaging: Methods and applications*. In 2015 IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS) (pp. 1-4). IEEE. (t.y.).
- Sachs, J. (2013). *Handbook of ultra-wideband short-range sensing: Theory, sensors, applications*. John Wiley & Sons. (t.y.).
- Sachs, J., Ley, S., Just, T., Chamaani, S., & Helbig, M. (2018). Differential ultra-wideband microwave imaging: Principle application challenges. *Sensors*, 18(7), 2136. (t.y.).
- Skolnik, M. I. (1980). *Introduction to radar systems, second* McGraw-Hill. (t.y.).
- Smith, P. D., Cloude, S. R., & Cloude, S. (Eds.). (2002). *Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics 5* (Vol. 5). Springer Science & Business Media. (t.y.).
- Solak, S. N., Orhan, M., & Turk, A. S. (2016, June). SAR imaging techniques for ground penetrating impulse radar. In 2016 9th International Kharkiv

Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW) (pp. 1-4). IEEE. (t.y.).

Van Den Berg, P. M., & Kleinman, R. E. (1997). A contrast source inversion method. Inverse problems, 13(6), 1607. (t.y.).

Yamaç, M., Orhan, M., Sankur, B., Turk, A. S., & Gabbouj, M. (2018). Through the wall target detection/monitoring from compressively sensed signals via structural sparsity. In 5th International Workshop on Compressed Sensing applied to Radar, Multimodal Sensing, and Imaging. (t.y.).



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : Nuri Gökmen KARAKİRAZ

Uyruğu : Türkiye Cumhuriyeti

Doğum tarihi ve yeri :

Telefon :

e-mail :

Eğitim

Derece	Üniversite ve Bölüm	Mezuniyet tarihi
Yüksek lisans	Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü	30 Haziran 2010
Lisans	Ankara Üniversitesi Elektronik Mühendisliği	30 Temmuz 1997

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınları

Karakiraz, N. G., Ertay, A. O., & Göse, E. (2021). Determination of electromagnetic source localization with factorization method. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 1-10.

Tezden Türetilen Yayınları/Sunumları

Karakiraz, N. G., Ertay, A. O., & Göse, E. (2021). Determination of electromagnetic source localization with factorization method. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 1-10.

