

ALT UZAY YÖNTEMLERİ İLE DUVAR ARKASI GÖRÜNTÜLEME

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hüseyin Önder BEKTAŞ

Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Haziran 2016

ALT UZAY YÖNTEMLERİ İLE DUVAR ARKASI GÖRÜNTÜLEME

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hüseyin Önder BEKTAŞ
(504141313)

Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Özgür ÖZDEMİR

Haziran 2016

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504141313 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Hüseyin Önder BEKTAŞ, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “ALT UZAY YÖNTEMLERİ İLE DUVAR ARKASI GÖRÜNTÜLEME ” başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Özgür ÖZDEMİR**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. İlker BAYRAM**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK
Yıldız Teknik Üniversitesi

.....

Teslim Tarihi : **2 Mayıs 2016**
Savunma Tarihi : **6 Haziran 2016**

Anneme ve babama,

ÖNSÖZ

Yüksek lisans tezim sırasında görüşlerini esirgemeyen tez danışmanım Doç. Dr. Özgür Özdemir'e teşekkürlerimi sunarım. Bu dönemde maddi manevi her türlü desteği bana sağlayan anneme ve babama minnettarım.

Haziran 2016

Hüseyin Önder BEKTAŞ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR.....	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xv
ŞEKİL LİSTESİ.....	xvii
ÖZET	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Problem Tanımı	1
1.2 Literatür Taraması.....	2
1.3 Tezin Amacı ve İçeriği	3
2. İŞARET MODELLERİ	5
2.1 Radar İşaretleri	5
2.1.1 Monostatik ölçüm için işaret modeli	5
2.1.2 Multistatik ölçüm için işaret modeli.....	6
3. GÖRÜNTÜLEME YÖNTEMLERİ.....	9
3.1 MUSIC Algoritması	9
3.1.1 Monostatik ölçümle MUSIC algoritması	9
3.1.2 Multistatik ölçümle MUSIC algoritması	15
3.2 Hüzme Şekillendirme	17
3.2.1 Geciktir ve topla hüzme şekillendirme	17
3.2.1.1 Monostatik ölçümle geciktir ve topla hüzme şekillendirme	18
3.2.1.2 Multistatik ölçümle geciktir ve topla hüzme şekillendirme	20
3.2.1.3 Geciktir ve topla hüzme şekillendirme işaret gürültü kazancı.....	21
3.3 Frekans Dalgasayısı Migrasyonu	24
3.4 Hüzme Uzayı MUSIC Algoritması	26
3.5 Doğrudan Örnekleme Yöntemi	27
3.5.1 Multistatik ölçümde doğrudan örnekleme yöntemi.....	27
3.5.2 Monostatik ölçümde doğrudan örnekleme yöntemi	28
4. SAYISAL SONUÇLAR.....	31
4.1 Monostatik Ölçüme Ait Sayısal Örnekler	31
4.2 Multistatik Ölçüme Ait Sayısal Örnekler	35
5. SONUÇ	37
KAYNAKLAR.....	39

ÖZGEÇMİŞ	41
-----------------------	-----------

KISALTMALAR

DFT	: Discrete Fourier Transform
MUSIC	: Multiple Signal Classification
İGO	: İşaret Gürültü Oranı

SEMBOLLER

R	: Mesafe
c	: Işıık Hızı
t	: Zaman
t₀	: Gecikme Zamanı
f_s	: Örnekleme Frekansı
T_s	: Örnekleme Periyodu
k	: Dalga Sayısı
Δf	: Frekans Artımı
Ω	: Saıcı Cisim
θ	: Radar Bakış Açısı
λ	: Öz Değerler
Δk	: Dalga Sayısında ki Artış
σ	: Cismin Yansıma Katsayısı
R_{xx}	: Korelasyon Matrisi
k_x, k_y	: Dalga Sayısı Bileşenleri
G	: Green Fonksiyonu
α,β	: Mod Vektörü Elemanları
P_G	: İzdüşüm Matrisi

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1 : Düz Saçılma Problemi Genel Gösterimi.	2
Şekil 1.2 : Ters Saçılma Problemi Genel Gösterimi.	2
Şekil 2.1 : Noktasal Saçıcı İçin Monostatik Ölçüm.	6
Şekil 2.2 : Noktasal Saçıcı İçin Multistatik Ölçüm.	7
Şekil 3.1 : Şerit Tarama Yapay Açıklıklı Radar Datası Genel Gösterimi.	10
Şekil 3.2 : İnterpolasyon ve Açıya Bağlı Değişim. [17]	11
Şekil 3.3 : Alt Matrislerin Gösterilmesi.	13
Şekil 3.4 : Aynı Fazlı İşaretin Hüzme Şekillendirme ile Elde Edilmesi.	19
Şekil 3.5 : Faz Farklı İşaretin Hüzme Şekillendirme ile Elde Edilmesi.	19
Şekil 3.6 : (a) Hüzme Şekillendirme Katsayıları Genel Gösterimi. (b) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme Katsayıları Gösterimi.	20
Şekil 4.1 : Birinci Örneğe Ait Sonuçlar. (a) MUSIC. (b) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme. (c) Hüzme Uzayında MUSIC.	31
Şekil 4.2 : İkinci Örneğe Ait Sonuçlar. (a) MUSIC. (b) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme. (c) Hüzme Uzayında MUSIC.	32
Şekil 4.3 : (a) Ölçüm Deneyinde Kullanılan Hedef. (b) MUSIC. (c) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme. (d) Frekans Dalgasayısı Migrasyonu. (e) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme Uygulanmış Hüzme Uzayında MUSIC. (f) Frekans Dalgasayısı Migrasyonu Uygulanmış Hüzme Uzayında MUSIC. (g) Sadece Hedefi Gösteren Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme Uygulanmış Hüzme Uzayında MUSIC. (h) Sadece Hedefi Gösteren Frekans Dalgasayısı Migrasyonu Uygulanmış Hüzme Uzayında MUSIC.	33
Şekil 4.4 : Dördüncü Sayısal Örneğe Ait Sonuçlar. (a) Silindir İçin Monostatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi. (b) Silindir İçin Çoklu Frekanslı Monostatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi. (c) İki Silindir İçin Monostatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi. (d) İki Silindir İçin Çoklu Frekanslı Monostatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi.	34
Şekil 4.5 : Beşinci Örneğe Ait Sonuçlar. (a) MUSIC. (b) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme. (c) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme Uygulanmış Hüzme Uzayında MUSIC.	35
Şekil 4.6 : Altıncı Örneğe Ait Sonuçlar. (a) Silindir İçin Multistatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi. (b) Silindir İçin Çoklu Frekanslı Multistatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi. (c) İki Silindir İçin Multistatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi. (d) İki Silindir İçin Çoklu Frekanslı Multistatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi.	36

ALT UZAY YÖNTEMLERİ İLE DUVAR ARKASI GÖRÜNTÜLEME

ÖZET

Günümüz uygulamalarında yüksek çözünürlüklü radar görüntüleme önemli bir yere sahiptir. Klasik Fourier dönüşümü ile görüntüleme de ölçüm bir bant aralığında yapıldığından dolayı menzilde ki çözünürlük düşüktür. Çapraz menzilde ki çözünürlük ise anten açıklığına bağlıdır. Fourier ile yüksek çözünürlüklü görüntüleme yapılmak istenirse hem bant genişliğinin hem de anten açıklığının fazla olması gerekmektedir. Yapay olarak artırılabilen ve yapay açıklıklı radar olarak adlandırılan radar tipinde çapraz menzil çözünürlüğü önemli derecede artmaktadır. Şerit tarama tipi yapay açıklıklı radar da 2 boyutlu görüntü elde etmenin bir yolu her anten noktasında menzil profili denilen A tarama yapılarını bir araya getirmektedir. B tarama adı verilen iki boyutta radar görüntüsü bir boyutlu radar görüntülerinden oluşmaktadır. Bu durumda görüntüleme de hiperbolik bozulmalar ortaya çıkmaktadır. İki boyutta yüksek çözünürlük ve doğrulukta görüntü elde etmek için algoritmaların iki boyutta gerçekleştirilmesi gerekmektedir.

Bu tez kapsamında görüntüleme yöntemlerinden ilk olarak duvar arkası görüntüleme de kullanılan çok yüksek çözünürlüklü bir alt uzay yöntemi olan MUSIC algoritması iki boyutta hem ham dataya hem de hüzme uzayında ki bir dataya uygulanmış ve mikrodalga görüntüleme yapılmaya çalışılmıştır. Zayıf saçıcı koşulu altında saçılan alan ile cisim fonksiyonu arasında bir Fourier dönüşümü ilişkisi vardır. Bu nedenden dolayı MUSIC algoritmasını ham ölçüm datasına uygulamak yerine hüzme uzayında ki dataya uygulanmış ve avantajları gösterilmiştir. Hüzme uzayında ki data hem zaman bölgesi hüzme şekillendirme hem de frekans dalgasayısı migrasyonu uygulanarak elde edilmiştir. Hem bilgisayar ortamında yapılan saçılan alan hesabıyla hem de deneysel olarak ölçülen radar datası ile yapılan gerçeklemler tatmin edici sonuçlar vermiştir.

Görüntüleme yöntemlerinin ikinci kısmında doğrudan örnekleme yöntemi incelenmiştir. Doğrudan örnekleme yönteminin en önemli avantajı tek bir verici anten altında saçılan alanın ölçülmesi durumunda bile saçıcı cismin şeklini ve koordinatlarını doğru bir şekilde bulabilmektedir. Doğrudan örnekleme yöntemi herhangi bir optimizasyon gerektirmeyip sadece matris operatörleri kullanmaktadır. Bu basitlikten dolayı daha büyük adımlı görüntüleme algoritmalarında bir ön adım olarak kullanılabilir. Bu amaçla multistatik ölçümde yapılan doğrudan örnekleme yöntemi aynı zamanda tek frekans ve çoklu frekans monostatik duruma da genişletilmiştir. Sayısal sonuçlar monostatik doğrudan örnekleme yönteminin efektif bir yöntem olduğunu göstermiştir.

THROUGH WALL IMAGING WITH SUBSPACE METHODS

SUMMARY

High resolution radar imaging has an important position today's military and civilian applications. Through the wall radar imaging has increasing attention among the researcher because of the military and civilian applications. Behind the wall target detection and monitoring of suspected criminal can be given as an example of military applications. Rescue mission in the earthquake and searching survivor in the fire are two of the examples of civilian applications. These civilian application is vital for the human life under the emergency situation. Resolution is a important criterion for all these applications. Both range resolution and cross range resolution are expected to be as much as high. Radar imaging using Fourier transform has lower range resolution because of limited bandwidth. Increasing the bandwidth require special hardware and this cause financially extra cost. Also wide bandwidth increase the integration time which is the total time during the measurement. Increasing the integration time is an essential problem for especially moving target behind the wall. Range of the target can be changed during the long integration time. Changing the range has an impact and cause the distortion in the radar image. Because of this reason, small integration time and limited bandwidth are more preferred. Cross range resolution depends on the antenna aperture. Both wide bandwidth and high antenna aperture are required to obtain high resolution radar image using Fourier transform. Antenna aperture can be increased synthetically by moving antenna along the path instead of increasing physically. This type of radar called synthetic aperture radar or inverse synthetic aperture radar, increase the cross-range resolution significantly.

One dimensional radar image gives the information about the range of a target in each antenna position. Range profile can be obtained by using the time delay or phase information of measurement. Range is the proportional of the time delay or phase shift. This type of radar image is called A scan or range profile. One of the method to obtain two dimensional radar image using strip map synthetic aperture radar is to gather range profile successively. This type of radar image is called B scan which consist of one dimensional radar image. B scan is a two dimensional radar image which provide both range and cross range information the target. Single point target seems hyperbola in the B scan radar image. This type of phenomenon is called hyperbolic distortion. Even though B scan radar image can be obtain easily hyperbolic distortion arises because of the different travel time of the electromagnetic wave in the B scan. There are some algorithm in the literature to overcome this problem. SAR algorithm can be given as an example of this method. One of the method investigated in this thesis frequency wave number migration is one of the solution of avoiding hyperbolic distortion. This increase the computational cost and complexity. That is why the most convenient way to avoid the hyperbolic distortion in the radar image is to applied algorithm in the two dimension directly.

In the first part of the imaging methods of this thesis, one of the high resolution subspace method multiple signal classification or MUSIC algorithm which is used for the through wall radar imaging is applied both element space data (row data) and beam space data in two dimension. MUSIC algorithm is one of the spectral estimation technique for high resolution imaging algorithm which is applied synthetic aperture radar and inverse synthetic aperture radar imaging. MUSIC algorithm is based on the eigen value decomposition of correlation matrix or special operator is called time reversal operator. Correlation matrix or time reversal operator is divided into two orthonormal subspace signal and noise subspace depending on the eigen value. By looking at the projection onto noise subspace of each grid point in the search domain, unknown object can be determined. In the section three, imaging methods, MUSIC algorithm both mono static and multi static measurement are investigated individually. Inverse scattering problem deals with nonlinear problem. In the literature, some assumptions are done to linearize the problem. Born approximation and Rytov approximation are the most popular method to linearize the problem. According to the Born approximation, each target is assumed to be point target or relatively small compared to wavelength. Born approximation assume that there is no intersections between the point targets. Scattering field can be easily written as a summation of Green's function under the Born approximation. If the target and antennas are far away each other, Green's function can be written as an exponential function. In that situation, there is a Fourier transform relation between the object function and scattering field under the Born approximation. Inverse scattering problem becomes finding suitable Fourier coefficient of the measurement or taking the inverse Fourier transform of measurement. This is why, MUSIC algorithm can be applied beamspace data instead of applying row data under the Born approximation. If the object function can be obtain by using the beam forming, Fourier transform of the object function is similar to row measurement data. Working in the beam space provide some advantage in the imaging process. MUSIC algorithm simply based on the basic assumption of point targets or relatively small compare to the wavelength. Non point targets or extended targets violate the point-target assumption. Even though MUSIC algorithm is based on the point target assumption, beamspace MUSIC do not require any assumption on target characteristics, in terms of type and size. Beamspace MUSIC is capable of finding both point targets and extended targets. Considering some challenges in the through wall radar, extended targets, small standoff distance and limited aperture and bandwidth. Beamspace MUSIC is capable for through wall imaging. To obtain beamspace data, different beam former can be used. Each beamformer algorithm has own advantage and characteristics. It would be able to increase the signal to noise ratio, create a focused image or decrease the clutter or undesired interference signal. Each beamformer can be chosen different type of necessity. In this thesis, beamspace data is obtained both time domain delay and sum beam forming and frequency- wave number migration. Time domain delay and sum beam forming algorithm is applied to increase the signal to noise ratio of the measurement. Increasing the signal to noise ratio enable us to apply the algorithm in the highly noisy medium. Focused image is important for the resolution. The highly focused image is expected most of the through wall radar imaging applications. Focused image in two dimension can obtain by using frequency wave number migration. Beamspace MUSIC algorithm is investigated both case delay and sum beamforming and frequency wave number migration. Numerical verification of these algorithm are done both synthetic data and real through wall radar measurement. In the real through wall measurement, stepped frequency radar was used. Frequency

range is between the 3.75GHz and 13.5GHz. Human figure was used as a target behind the wall. Numerical results show the feasibility of the method.

In the second part of the imaging method, one of the simple algorithm for inverse scattering problem direct sampling method is investigated. Direct sampling method is based on the helmholtz equation. The biggest advantage of the direct sampling method is that it is able to obtain shape and coordinate of the unknown target even if there is only one transmitter under the condition measurement is done far away from the target. Direct sampling method do not need any optimization and use only matrix operator. Direct sampling method require computing only the dot product of scattering field and fundamental solution of helmholtz equation directly. Because of the simplicity, it can be used as a initial step to estimate the inhomogeneous media for further process. Direct sampling method require multi static measurement. Mathematical theory of direct sampling method is based on the multi static approach. In the last part of imaging methods, direct sampling method is extended to the monostatic case and multi frequency monostatic case. In the mono static case, fundamental solution of helmholtz equation can not used directly as a testing function. To overcome this problem we propose new testing function for mono static measurement set up. Simulation results give satisfactory result in the free space. Simulation results shows that single and multiple frequency direct sampling method for monostatic measurement is an effective method for inverse scattering problem.

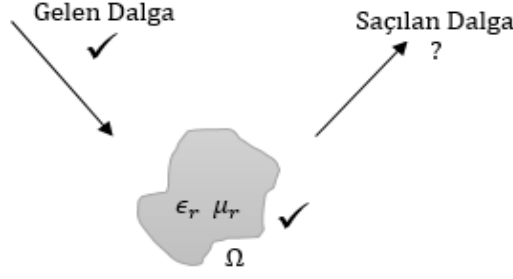
1. GİRİŞ

Radar teknolojileri, sivil ve askeri uygulamaları olmak üzere birçok kullanım alanına sahiptir. Polis radarları, hava durumu radarları, hava ve deniz radarları, yer etkileşimli radarlar bu kullanım alanlarına örnek verilebilir. Bu radarların kullanım amacı birbirinden farklıdır. Örnek vermek gerekirse polis radarları hız tahmini, hava ve deniz radarları izleme ve takip amacıyla, hava durumu radarları tahmin için kullanılır. Bunların yanı sıra görüntüleme amacıyla kullanılan radarlarda mevcuttur. Görüntüleme için kullanılan radarlar günlük hayatta çok çeşitli kullanım alanları (biomedikal, jeolojik, askeri vb. gibi) vardır. Radar görüntüleme, insan gözünün direk olarak göremeyeceği yapılarda bilgi sağlar. Bu amaçla radar bir işaret gönderip geri dönen alana bakarak görüntüleme yapar. Görüntüleme amacıyla kullanılan radarlardan biri olan duvar arkası görüntüleme radarları son yıllarda gittikçe artan bir popülerliğe sahiptir. Duvar arkası görüntüleme radarları askeri uygulamaları (rehin kurtarma vb.) olduğu gibi, deprem sonrasında enkaz altında canlı taraması ve yangın sırasında canlı ve engel tespiti gibi sivil uygulamaları da vardır.

1.1 Problem Tanımı

Boş uzayda ilerleyen elektromanyetik dalga uzayın elektriksel parametrelerinden (ϵ_0 , μ_0) farklı bir cisim ile çarpışır saçıma uğrar. Saçıcı cismin şekli, koordinatları, elektriksel özellikleri biliniyorsa, bilinen bir gelen dalgadan saçılan alanın bulunması düz saçılım problemi olarak adlandırılırken, ölçülen saçılan alandan saçıcı cismin bulunması problemi ters saçılma problemi olarak adlandırılır. Saçılma probleminin genel gösterilmesi Şekil 1.1 ve Şekil 1.2 de gösterilmiştir.

Matematiksel olarak bir problemin iyi koşullanmış (well posed) bir problem olabilmesi için o problemin çözümünün olması, bulunan çözümün tek olması ve kararlı yani modelde oluşan ufak bir hatanın çözümde çok büyük hatalara yol açmaması gerekmektedir. Bu koşullardan bir tanesi bile sağlanmıyorsa o problem kötü koşullanmış (ill posed) problem olur. Saçılan alan tüm noktalarda ve tüm frekanslarda



Şekil 1.1 : Düz Saçılma Problemi Genel Gösterimi.



Şekil 1.2 : Ters Saçılma Problemi Genel Gösterimi.

($0 < w < \infty$) iki boyut için tektir. Gerçekte saçılan alan bazı noktalarda ve belirli bir frekans bandında ölçülmektedir. Bundan dolayı pratikte tek olmayan çözümlerle karşılaşılabilmektedir. Ölçülen saçılan alan her zaman belirli bir gürültü ile birlikte ölçülmektedir. Aynı zamanda ölçüm düzeneğinde kullanılan elemanlarda donanımsal hatalar olabilir. Bunlardan dolayı ölçülen saçılan alanda bir hata vardır. Bu hatalar problemin çözümünde büyük değişikliğe yol açabilir. Bunlardan dolayı elektromanyetik saçılma problemi bir kötü koşullanmış problemdir. Bundan dolayı ters saçılım problemlerin çözümünde bazı yaklaşıklıklar veya varsayımlar yapılabilir.

1.2 Literatür Taraması

Duvar arkası veya daha genel halde engel arkası görüntüleme radarları üç ana gruba ayrılmıştır [1]. İlk grupta akustik temelli görüntüleme, [2] ikinci grupta X-Ray ile görüntüleme [3] ve son grup radar temelli mikrodalga görüntülemedir [4]. Radar görüntüleme de genel eğilim çok geniş bantlı radar ile görüntüleme üzerinedir [5]. Düşük frekans bileşenleri engeli aşıp daha derine kadar inebilirken, yüksek frekans bileşenleri düşük frekans bileşenleri gibi derine inemeyip daha yüksek çözünürlük sağlamaktadır. Böylece çok geniş bir bantta ölçüm yapılarak hem derinlik hem çözünürlük problemi aşmaya çalışılmıştır. Fourier ile görüntülemede ortaya çıkan çözünürlük ve antenler ve cisim arasında ki mesafenin sabit olmamasından

dolayı çıkan bozulmalar için bazı yöntemler öne sürülmüştür. Kirchoff migrasyonu [6], faz kaydırma migrasyonu, [7] hiperbolik toplam, [8] yapay açıklıklı radar algoritması [9] bunlardan bazılarıdır. Duvar arkası görüntüleme probleminde çok ortamlı bir durum olduğu için ortamların (duvar, hava vb..) etkisini(dalgaın ilerleme yönündeki değişimi) hesaba katıp daha doğru bilgilerin elde edilmesine yönelik çalışmalar mevcuttur [10]. Bu yaklaşım doğruluğu artırmasına rağmen karmaşıklığıda artırmaktadır. Doğrudan örnekleme yöntemi ise ters saçılma problemi için önerilmiş efektif bir yöntemdir. Doğrusal örnekleme yöntemi [11] gibi kötü koşullanmış bir doğrusal denklem takımı yerine sadece matris operatörleri ile uğraşır. Tekbir verici antenden oluşan saçılan alana bakarak çalışması algoritmayı efektif yapmaktadır. Literatür de tek bir verici anten kullanılarak görüntüleme yapan bazı algoritmalar vardır [12], [13]. Dikeylik örnekleme yöntemi ile benzer test fonksiyonlarını kullanmasına rağmen doğrudan örnekleme yöntemi ile dikeylik örnekleme yönteminin başlangıç noktaları tamamen farklıdır.

1.3 Tezin Amacı ve İçeriği

Frekans adımlı sürekli dalga radarları kullanıldığında bir bant aralığında ki frekans adımlarında işaret gönderilip alındığı için saçıcı hedefin gönderilen frekansta ki cevabı alınmaktadır. Bundan dolayı radar işaretinin Fourier dönüşümü alınarak saçıcı hedefin görüntülenmesi yapılabilir. Radar işareti sonlu bir bant aralığında alındığı için Fourier ile görüntülemeye çözünürlük problemi ortaya çıkmaktadır. Alt uzay yöntemlerini kullanarak görüntüleme tekniği olan MUSIC algoritması, Fourier ile görüntülemeye göre daha yüksek çözünürlükte görüntü elde edilmesini sağlamaktadır. Şerit tarama tipi yapay açıklıklı radar kullanıldığında iki boyutta radar görüntüsü elde etmenin bir yolu her antende oluşan menzıl profillerini (A Tarama) yan yana getirmektir. B tarama adı verilen bu yapıda iki boyutlu radar görüntüsü elde edilir. MUSIC algoritması Fourier ile görüntülemeye göre yüksek çözünürlüklü görüntü sağlamasına rağmen, B taramada hiperbolik bozulmalar meydana gelmektedir. Bunu engellemek için direk iki boyutta radar görüntüleme yapılması gerekir.

Bu tezin amacı yüksek çözünürlüklü görüntüleme tekniği olan MUSIC algoritmasını hem ham veriye hem de hüzme uzayındaki veriye uygulayıp iki boyutta radar görüntü elde etmek ve ters saçılma problemlerinde bir yöntem olan ve bir ön

adım olarak kullanılabilecek doğrudan örnekleme yöntemi ile ilgili bir çalışma yapmaktır. Tez içeriği genel hatlarıyla şu şekilde sıralanmıştır. İkinci kısımda radar verisinde kullanılan işaret modelleri bahsedilecektir. Hem monostatik ölçüm hem multistatik ölçüm için ayrı ayrı işaret modelleri oluşturulacaktır. Üçüncü kısımda görüntüleme yöntemlerinden bahsedilecektir. İlk olarak MUSIC algoritması ve hüzme şekillendirme kavramı ve frekans dalgasayısı migrasyonu açıklanacaktır. Daha sonra bu algoritmalara bağlı olarak hüzme uzayında MUSIC algoritması açıklanacaktır. Dördüncü bölümün son kısmında doğrudan örnekleme yöntemi multistatik ölçüm için açıklanacak ve monostatik duruma genişletilecektir. Dördüncü kısımda ise, üçüncü bölümde bahsedilen yöntemlere ait örnekler verilecektir. Bu örnekler hem sayısal olarak oluşturulacak veri ile hem de ölçülen radar verisi ile yapılacaktır.

2. İŞARET MODELLERİ

Bu bölümde radar görüntülemeye karşılaşılan işaret modellerinden bahsedilecektir. Radar görüntüleme yöntemlerinde kullanılacak işaret modelleri monostatik ve multistatik ölçüm, frekans bölgesi için ayrı ayrı çıkarılacaktır.

2.1 Radar İşaretleri

Nokta saçıcı varsayımı altında bir $x(t)$ işareti gönderilirse, bu işaret nokta saçıcıya çarptıktan sonra radara $\sigma x(t - t_0)$ olarak geri döner. σ saçıcı cismin yansıma katsayısıdır. Gecikme zamanı t_0 işaretin gidişi ve dönüşü arasındaki zaman farkıdır ve antenler ile cismin arasındaki mesafe ile orantılıdır. Radara gelen zaman bölgesindeki işareti frekans bölgesinde de yazmak için gelen işaretin Fourier dönüşümü alınır,

$$X_g(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma x(t - t_0) e^{-j\omega t} dt \quad (2.1)$$

elde edilir. $X_g(w)$ radara gelen işaretin $X(w)$ ise gönderilen işaretin Fourier dönüşümüdür. (2.1) deki denklemde $t - t_0 = u$ değişken dönüşümü yapılırsa $t = t_0 + u$ ve $dt = du$ eşitlikleri elde edilir. $X(w)$ işaretinin u cinsinden ifadesi

$$X_g(w) = e^{-j\omega t_0} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma x(u) e^{-j\omega u} du = \sigma X(w) e^{-j\omega t_0} \quad (2.2)$$

yazılır. (2.2) deki eşitliğe bağlı olarak, radara gelen işarete anten ile hedef arasındaki mesafeye bağlı olarak bir faz kayması oluşur.

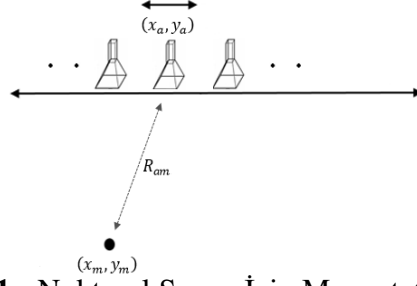
2.1.1 Monostatik ölçüm için işaret modeli

(x_a, y_a) anten koordinatlarını, (x_m, y_m) noktasal saçıcının koordinatlarını göstermek üzere t_0 zaman farkı monostatik durum için

$$R_{am} = \sqrt{(x_a - x_m)^2 + (y_a - y_m)^2} \quad (2.3)$$

$$t_0 = \frac{2R_{am}}{c} \quad (2.4)$$

ifadesi ile bulunur. R_{am} ise anten ile saçıcı nokta arasındaki mesafedir. c ise elektromanyetik dalganın ilerleme hızıdır. Genel gösterim Şekil 2.1 de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 : Noktasal Saçıcı İçin Monostatik Ölçüm.

Denklem (2.2) de t_0 yerine (2.4) ifadesi yazılıp yeniden düzenlenirse w_0 frekansı için radar işareti,

$$X_g(f_0) = \sigma X(w) \exp \left\{ \frac{-4\pi f_0 R_{am}}{c} \right\} \quad (2.5)$$

şeklinde modellenir. Birbirinden farklı M adet noktasal saçıcı varsa radar işareti herbir saçıcının yaratacağı faz kaymalarının toplamı olur [14].

$$X_g(f_0) = \sum_{m=1}^M \sigma_m X(w) \exp \left\{ \frac{-4\pi f_0 R_{am}}{c} \right\} \quad (2.6)$$

R_{am} ifadesi (x_a, y_a) noktasındaki anten ile saçıcı cisimler arasındaki mesafeyi belirtir. Herbir anten, herbir frekans ve M adet noktasal saçıcı en genel halde monostatik işaret

$$X_g(h, j) = \left\{ \sum_{m=1}^M \sigma_m X(w) \exp \left\{ \frac{-4\pi f_h R_{jm}}{c} \right\} \right\} \quad h = 1, 2, \dots, N_f, \quad j = 1, 2, \dots, N_a \quad (2.7)$$

şeklinde olur. N_f frekans sayısını, N_a ise anten sayısını gösterir. Buna göre monostatik işaret $N_f \times N_a$ boyutunda bir matris olur. Denklem (2.7) ifadesin deki $\frac{4\pi f_h}{c}$ yerine eşiti olan $2k_h$ yazılırsa ve ortamdaki gürültü bileşeni de eklenirse, denklem (2.7) ifadesi,

$$X_g(h, j) = \left\{ \sum_{m=1}^M \sigma_m X(w) \exp \left\{ -2\pi k_h R_{jm} \right\} + v(h, j) \right\} \quad h = 1, 2, \dots, N_f, \quad j = 1, 2, \dots, N_a \quad (2.8)$$

şeklinde de yazılır. v ifadesi beyaz gürültüyü belirtir.

2.1.2 Multistatik ölçüm için işaret modeli

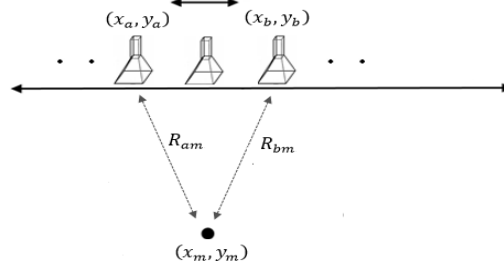
Multistatik durum için ise toplam gecikme verici ile cisim arasındaki mesafe ile alıcı ile cisim arasındaki mesafenin toplamı kadardır. (x_a, y_a) verici anten koordinatlarını, (x_b, y_b) alıcı anten koordinatlarını (x_m, y_m) noktasal saçıcı koordinatlarını belirtsin. Buna göre toplam mesafe ve zaman gecikmesi

$$R_{am} = \sqrt{(x_a - x_m)^2 + (y_a - y_m)^2} \quad (2.9)$$

$$R_{bm} = \sqrt{(x_b - x_m)^2 + (y_b - y_m)^2} \quad (2.10)$$

$$t_0 = \frac{R_{am} + R_{bm}}{c} \quad (2.11)$$

şeklindedir. Multistatik ölçüm için genel gösterim Şekil 2.2 deki gibidir. f_0 frekanslı işaret kullanıldığında radara gelen işaret multistatik durum için,



Şekil 2.2 : Noktasal Saçıcı İçin Multistatik Ölçüm.

$$X_g(f_0) = \sigma_m \exp \left\{ \frac{-2\pi f_0 R_{tm}}{c} \right\} \quad (2.12)$$

şeklinde modellenir. R_{tm} ilerleyen dalganın alacağı toplam mesafeyi belirtir. $R_{tm} = R_{am} + R_{bm}$. Birbirinden farklı M adet noktasal saçıcı için radar işareti

$$X_g(f_0) = \sum_{m=1}^M \sigma_m \exp \left\{ \frac{-2\pi f_0 R_{tm}}{c} \right\} \quad (2.13)$$

şeklinde olur. En genel halde verici antenleri ve alıcı antenlerle birlikte multistatik işaret modeli,

$$X_g(d, s) = \left\{ \sum_{m=1}^M \sigma_m X(w) \exp \left\{ \frac{-2\pi f_0 R_{tsdm}}{c} \right\} \right\} \quad d = 1, 2, \dots, N_r, \quad s = 1, 2, \dots, N_t \quad (2.14)$$

şeklinde olur. N_t verici anten sayısını, N_r ise alıcı anten sayısını gösterir. Buna göre monostatik işaret $N_r \times N_t$ boyutunda bir matris olur. Yapılan ölçüm tek frekanstadır. Aynı zamanda multistatik ölçüm çoklu frekansta da yapılabilir. Denklem (2.14) ifadesindeki d alıcı antenleri belirtirken, s ifadesi verici antenleri belirtir. R_{tsdm} ifadesi s . verici anten ile d . alıcı anten arasındaki m . saçıcıdan meydana gelen dalganın aldığı toplam mesafeyi göstermektedir. Radar gelen işarete ortamdan gelen gürültüyü de eklersek en genel halde multistatik radar işareti

$$X_g(d, s) = \left\{ \sum_{m=1}^M \sigma_m X(w) \exp \left\{ \frac{-2\pi f_0 R_{tsdm}}{c} + v(s, d) \right\} \right\} \quad d = 1, 2, \dots, N_r, \quad s = 1, 2, \dots, N_t \quad (2.15)$$

olur. ν ifadesi beyaz gürültüyü belirtir. Sürekli dalga radar işareti kullanıldığında hem monostatik hem multistatik durumda $X(w)$ değeri 1 olduğundan sadece faz kayması ifadesi kalır.

3. GÖRÜNTÜLEME YÖNTEMLERİ

Bu bölümde ters saçılma problemlerinin çözümünde kullanılan bazı görüntüleme yöntemlerinden bahsedilecektir. Sırasıyla bir alt uzay yöntemiyle yüksek çözünürlükte görüntüleme yöntemi olan MUSIC algoritmasından, hem monostatik hem de multistatik ölçüm için bahsedilecektir. Daha sonra hüzme şekillendirme kavramı, frekans dalgasayısı migrasyonu ve hüzme uzayında MUSIC algoritmaları açıklanacaktır. Son olarak multistatik ölçüm için doğrudan örnekleme yöntemine değinilecek ve bu yöntem monostatik duruma genişletilecektir.

3.1 MUSIC Algoritması

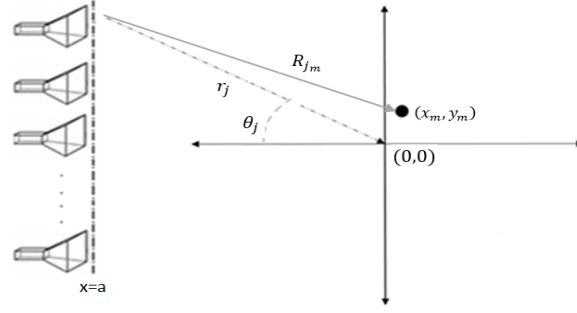
MUSIC algoritması ilk olarak geliş açısı tahmini problemine çözüm olarak önerilen spektral kestirim yöntemlerinden birisidir. Geliş açısının yanısıra gelen işaretin frekansının belirlenmesi, gecikme zamanının belirlenmesi gibi parametrelerin kestiriminde de kullanılır. Bu kestirimler yapılırken öz değer açılımı ve öz vektörlerden faydalanılır.

3.1.1 Monostatik ölçümle MUSIC algoritması

Antenlerin saçıcı cisimlerden yeteri kadar uzakta olduğu varsayımı altında, j . anten ile m . cisim arasındaki mesafe, görüntüleme yapılacak bölgenin merkezi arasındaki açıya bağlı olarak yazılabilir ve

$$R_{jm} \approx r_j + x_m \cos \theta_j + y_m \sin \theta_j \quad (3.1)$$

yaklaşıklığı yapılabilir. (3.1) denklemindeki r_j ifadesi j . anten ile görüntüleme yapılacak merkez arasındaki mesafeyi, (x_m, y_m) ise merkezi görüntüleme yapılacak bölge olan koordinat eksenindeki saçıcı cisim noktalarıdır. Genel gösterin 3.1 de gösterilmiştir. Denklem 3.1 ifadesindeki j . anten ile görüntüleme yapılacak bölgenin merkezi arasındaki mesafe yeteri kadar uzak mesafeler için yaklaşık sabit bir değerdir ve radar verisi üzerine bir etkisi yoktur. Bu nedenle j . anten ile görüntüleme yapılacak merkez arasındaki mesafe r_j kompanze edilebilir. Bunun için her anten ile



Şekil 3.1 : Şerit Tarama Yapay Açıklıklı Radar Datası Genel Gösterimi.

görüntüleme bölgesi merkezi arasındaki mesafe bulunur ve bu mesafeyi yok edecek şekilde monostatik ölçümde radar işareti X_g üstel terim ile çarpılırsa

$$X_{komp}(h, j) = X_g(h, j) \exp \{ 2jk_h r_j \} \quad (3.2)$$

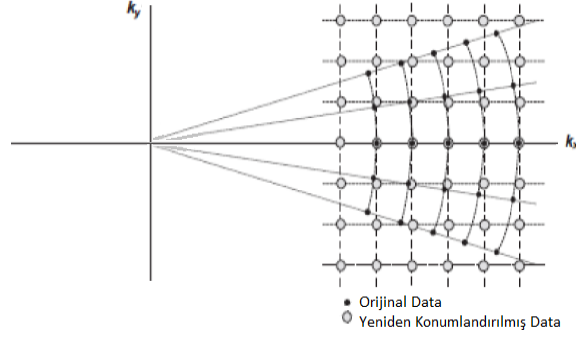
ya da

$$X_{komp}(h, j) \approx \sum_{m=1}^N \sigma_m \exp \{ -2jk_h (r_j + \cos \theta_j x_m + \sin \theta_j y_m) \} \exp \{ 2jk_h r_j \} \quad (3.3)$$

ifadeleri elde edilir. Kompanzasyon yapılmış veride $k_h \cos \theta_j = k_x$ ve $k_h \sin \theta_j = k_y$ değişken dönüşümü yapılırsa,

$$X_{komp}(h, j) = \sum_{m=1}^M \sigma_m \exp \{ -2j(k_x x_m + k_y y_m) \} \quad (3.4)$$

eşitliği elde edilir. (3.4) eşitliğinden görülebileceği üzere X_{komp} verisi ile saçıcı noktalar arasında iki boyutlu Fourier dönüşümü ilişkisi mevcuttur [15]. Sürekli dalgalı radar işareti ve antenler arasındaki mesafe sabit aralıklarla artmasına rağmen, antenler ile görüntüleme merkezi arasındaki açı düzgün şekilde değişmemektedir. Bundan dolayı dalga sayısı bölgesindeki k_x ve k_y kartezyen koordinatlarda düzgün olarak değişmemektedir. Korelasyon matrisi farklı frekanslardaki verilerin çözümlenmesini, arasındaki doğrusal ilişkinin değerini gösteren bir yapı olduğu için korelasyon matrisi hesabında k_x ve k_y değişkenlerinin düzgün dağılımlı olması gerekmektedir. Bu doğrusallığı sağlamak için dalga sayısı bölgesindeki veriye interpolasyon uygulanması gerekmektedir. Radar işareti belirli bir bant genişliğinde yapıldığı ve antenlerin sonlu bir θ aralığında ölçüm yaptığı için k_x ve k_y ifadeleri, dalga sayısı bölgesinde bir daire dilimi oluşturur. (3.3) ifadesindeki küçük açı değerleri için frekans bölgesindeki ifadeler düzgün dağılıma yakındır ama açı değeri büyüdükçe düzgün dağılım için interpolasyon yapılması gerekmektedir [16]. İnterpolasyonun açığa bağlı değişimi Şekil 3.2 deki gibidir.



Şekil 3.2 : İnterpolasyon ve Açıya Bağlı Değişim. [16]

İnterpolasyonun yapılacağı bölgenin frekans aralığı ise

$$k_0 \leq k_x \leq k_{N_f-1} \cos \theta_{N_a-1} \quad (3.5)$$

$$k_x \sin \theta_0 \leq k_y \leq k_x \sin \theta_{N_a-1} \quad (3.6)$$

şeklinde. En basit halde kompanzasyon yapılmış radar verisine doğrusal interpolasyon uygulanabilir. Daha karmaşık kuadratik ya da kübik interpolasyon da uygulanabilir. İnterpolasyon yapıldıktan sonra dalga sayısı k_x ve k_y bölgesinde düzgün dağılmış radar verisi, k_x ve k_y ye bağlı olarak vektör notasyonunda yazılabilir. İnterpolasyon yapıldıktan sonra ki veri artık $N_f \times N_a$ boyutunda olmayıp $M \times N$ boyutunda olur. x verisi, X_i interpolasyon yapılmış verinin sütunlarının alt alta sıralanmış biçimi olsun. Buna göre x verisi

$$x = As + v \quad (3.7)$$

biçiminde vektör halde yazılabilir. s gönderilen işaretleri tanımlarken, v tipi beyaz gürültüyü belirtir. A ise gecikme zamanlarını içeren mod (ya da steering) vektörüdür [17]. Eşitlik (3.7) deki ifadelerin genel hali

$$x = [X_i(1,1) \ X_i(2,1) \ .. \ X_i(m,1) \ X_i(2,1) \ .. \ X_i(m,n)]^T \quad (3.8)$$

$$s = [s_1 \ s_2 \ .. \ s_d]^T \quad (3.9)$$

$$v = [v_{11} \ v_{21} \ .. \ v_{mn}]^T \quad (3.10)$$

$$A = [a(x_1, y_1) \ a(x_2, y_2) \ .. \ a(x_d, y_d)]^T \quad (3.11)$$

$$a(x_k, y_k) = [e^{-2j(k_{x1}x_k - k_{y1}y_k)} \ e^{-2j(k_{x2}x_k - k_{y1}y_k)} \ ... \ e^{-2j(k_{xm}x_k - k_{y1}y_k)} \ e^{-2j(k_{x1}x_k - k_{yn}y_k)} \ ... \ e^{-2j(k_{xm}x_k - k_{yn}y_k)}]^T \quad (3.12)$$

şeklindedir. İnterpolasyon uygulandıktan sonra ki X_i verisinin korelasyonu S ,

$$S = \mathbb{E} \{X_i X_i^H\} \quad (3.13)$$

şeklinde bulunur. (3.13) denklemindeki $\mathbb{E}$ operatörü istatistiksel beklenen değeri göstermektedir. Bazı saçıcı merkezlerinin eş fazlı (coherence) olması MUSIC algoritması için önemli bir sorun teşkil etmektedir. Eş fazlılık herhangi bir $N \times N$ boyutundaki korelasyon matrisinin N den daha düşük ranklı olmasına sebep olmaktadır. Bu problemi çözmek için uzamsal yumuşatma (spatial smoothing) yapılması önerilmiştir. [18].

Radar uygulamalarında ölçüm verisi bir kere alınır. Hesaplanan korelasyon matrisi alınan ölçüm sayısının bir ortalamasıdır. Ölçülen saçılan alan, bazı saçıcı merkezlerinden eş fazlı olarak gelmektedir. Bu yüzden ölçüm sayısının artması, yani zamanın başka bir anında ölçüm alınması korelasyon matrisi üzerinde hiçbir etki meydana getirmemektedir. Çünkü zaman anı değişse bile alınan ölçümde bazı noktalar hala eş fazlı olmaktadır. Bu yüzden korelasyon matrisinin hesaplanmasında bir ön işlem uygulanmaktadır. Uzamsal yumuşatma tekniği ile korelasyon matrisinin rankı tam ranka çıkarılmaktadır. Bir başka deyişle eş fazlı radar saçıcıları tespit edilebilmektedir. Bu maksatla radar verisine uzamsal yumuşatma tekniği uygulanmıştır. İki boyuttaki açısal ve frekans bölgesindeki interpolate edilmiş X_i matrisi, daha küçük $K \times L$ boyutundaki alt matrisler dizisine bölünüp tüm satırlar ve tüm sütunlarda taranır. Genel gösterim Şekil 3.3 deki gibidir. Z_{yt} y . satır ve t . sütun için tanımlanan $K \times L$ boyutundaki alt matris olsun. y değeri 1 ile $M - K$ aralığında, t değeri ise 1 ile $N - L$ aralığında değişmektedir. Böylece z_{yt} alt matrisi

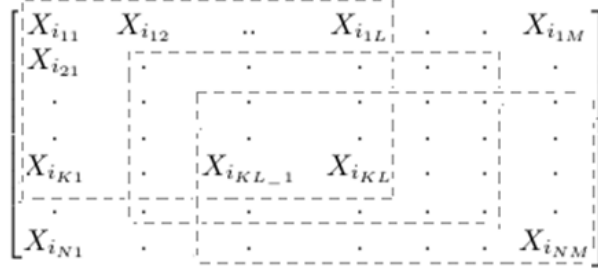
$$Z_{yt} = X_i(M + y - K, N + t - L) \quad (3.14)$$

ve Z alt matrisinin sütunlarının alt alta dizilmesiyle elde edilen z matrisi

$$z_{yt} = [Z_1^H \ Z_2^H \ \dots \ Z_L^H]^H \quad (3.15)$$

şeklinde tanımlanır. Toplamda X_i matrisi için $(M - K + 1) \times (N - L + 1)$ adet alt matris dizisi vardır. l . alt matris için sütunlar tarafından alt alta dizilmesiyle elde edilen vektör x_l olsun. x_l ye karşı gelen korelasyon matrisi

$$\tilde{R}_l = x_l x_l^H \quad (3.16)$$



Şekil 3.3 : Alt Matrislerin Gösterilmesi.

ifadesi ile bulunur. Toplam korelasyon matrisini bulmak için tüm alt matrislerin oluşturduğu korelasyon matrisleri toplanır. Bir başka değişle $K \times L$ boyutundaki alt matrisler tüm X_i matrisini tarayınca kadar bu işleme devam edilir. Bu durumda hesaplanan korelasyon matrisi,

$$\tilde{R} = \frac{1}{N_s} \sum_{u=1}^{M-K+1} \sum_{w=1}^{N-L+1} z_{uw} z_{uw}^H \quad (3.17)$$

biçiminde olur. N_s ifadesi $(M - K + 1)(N - L + 1)$ şeklinde tanımlanır. Korelasyon matrisinin rankını tam ranka çıkarmak için yapılan uzamsal yumuşatma sonucunda oluşturulan korelasyon matrisi Uzamsal yumuşatma yapılmış ve tüm alt matrisleri dahil eden korelasyon matrisi genel halde

$$R_{xx} = \frac{1}{2N_s} \sum_{u=1}^{M-K+1} \sum_{w=1}^{N-L+1} (z_{uw} z_{uw}^H + J \bar{z}_{uw} z_{uw}^T J) \quad (3.18)$$

şeklinde [15]. Denklem (3.18) ifadesindeki bar işareti kompleks konjugeyi ve J matrisi $KL \times KL$ boyutundaki ters çevirilmiş birim matrisi gösterir.

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & \dots & 1 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ 1 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Korelasyon matrisi hesaplandıktan sonra, korelasyon matrisi öz değer açılımı ile birbirine dik iki alt uzaya işaret ve gürültü alt uzaylarına ayrıştırılır. Korelasyon matrisinin öz değer açılımı,

$$R_{xx} v = v \lambda \quad (3.20)$$

$$R_{xx} \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & \\ & \dots & & \\ & & \lambda_m & \\ & & & 0 \\ & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

şeklinde yazılır. λ matrisi diagonal bir matris olup korelasyon matrisinin öz değerleridir. v matrisi ise öz değerlere karşı düşen öz vektörlerdir. Korelasyon matrisinin sıfırdan farklı öz değerlerine karşı düşen öz vektörler işaret alt uzayına ait bazıları, sıfır ve sıfıra çok yakın olan öz değerlere ait öz vektörler ise gürültü alt uzayına ait bazıları oluşturur. MUSIC algoritması işaret ve gürültü uzaylarının birbirine dik olması özelliğini kullanır [19]. Gürültü alt uzayına ait vektörlerin oluşturduğu matris E ile gösterilsin.

$$E = \begin{bmatrix} v_{m+1} & v_{m+2} & \dots & v_n \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Görüntüleme yapılacak bölgedeki her nokta için denklem (3.11) deki gibi test fonksiyonu oluşturulur ve bu fonksiyonun gürültü alt uzayındaki vektörlere izdüşümüne bakılır. Buna göre görüntüleme yapılacak bölgedeki herhangi bir (x_a, y_a) noktası için test fonksiyonu, denklem (3.12) deki gibi

$$a(x_a, y_a) = [e^{-2j(k_{x1}x_a - k_{y1}y_a)} \ e^{-2j(k_{x2}x_a - k_{y1}y_a)} \dots \ e^{-2j(k_{xm}x_a - k_{y1}y_a)} \ e^{-2j(k_{x1}x_a - k_{y1}y_a)} \dots \ e^{-2j(k_{xK}x_a - k_{yL}y_a)}]^T \quad (3.23)$$

ya da k_x ve k_y değerlerine bağlı olmayıp sadece interpolasyon yapıldıktan sonra ki artış miktarlarına Δk_x ve Δk_y ye bağlı olarak ayrı ayrı

$$a(x_a, y_a) = [1 \ a \ a^2 \dots a^{K-1} \ \beta \alpha \ \beta \alpha^2 \dots \beta^{L-1} \alpha^{K-1}] \quad (3.24)$$

$$\alpha = \left\{ -j \frac{4\pi}{c} \Delta k_x x_a \right\} \quad (3.25)$$

$$\beta = \left\{ -j \frac{4\pi}{c} \Delta k_y y_a \right\} \quad (3.26)$$

şeklinde yazılır. Denklem (3.23) ifadesinin denklem (3.12) ifadesinden tek farklı $K \times L$ boyutundaki alt matrislere bağlı olarak tüm k_x ve k_y değerlerini almayıp K tane k_x değerini ve L tane k_y değerini almasıdır. Gürültü alt uzayındaki vektörlerin oluşturduğu izdüşüm matrisi P_G olmak üzere, izdüşüm matrisi

$$P_G = E(E^H E)^{-1} E^H \quad (3.27)$$

ifadesi ile bulunur. Öz değer açılımındaki öz vektörler dik vektörler olduğu için eşitlik (3.27) deki ifade

$$P_G = E E^H \quad (3.28)$$

biçimine dönüşür. (x_a, y_a) noktası için oluşturulan test fonksiyonu işaret alt uzayına ait ise, bu test fonksiyonu gürültü alt uzayına ve onun izdüşüm matrisine diktir. Böylece

$$\|P_G a(x, y)\|_2^2 = 0 \quad (3.29)$$

elde edilir. Bu özellik kullanılarak görüntüleme yapılacak bölgedeki her nokta için MUSIC fonksiyonu

$$I(x, y) = \frac{1}{\|P_G a(x, y)\|_2^2} \quad (3.30)$$

tanımlanır ve $I(x, y)$ iki boyutta çizdirilerek saçıcı cisim görüntülenmiş olur. Cismin olduğu noktalarda $\|P_G a(x, y)\|_2^2 = 0$ olacağı için $I(x, y)$ cismin olmadığı noktalara göre çok büyük değerler alır. Matematiksel olarak n boyutlu öklid uzayında $n \times 1$ boyutunda A vektörünün normu

$$\|A\|_2^2 = A^H A \quad (3.31)$$

eşitliğini sağlar. Bu özelliği yukarıda (3.30) denklemiyle tanımlanan test fonksiyonunda uygularsak test fonksiyonu

$$I(x, y) = \frac{1}{a^H(x, y) P_G^H P_G a(x, y)} \quad (3.32)$$

biçimine dönüşür. (3.27) denklemindeki ifade (3.32) ifadesinde yerine yazılırsa test fonksiyonu

$$I(x, y) = \frac{1}{a^H(x, y) E E^H a(x, y)} \quad (3.33)$$

haline dönüşür. (3.33) denklemi, test fonksiyonunun normu ile çarpılarak genlik değeri ayarlanabilir. Bu haldeki MUSIC fonksiyonu

$$I(x, y) = \frac{a^H(x, y) a(x, y)}{a^H(x, y) E E^H a(x, y)} \quad (3.34)$$

şeklindedir [15]. Denklem (3.34) ile (3.33) arasındaki tek fark, denklem (3.34) deki genlik normalizasyonudur. Bu tez kapsamında (3.34) deki MUSIC fonksiyonu kullanılmıştır.

3.1.2 Multistatik ölçümle MUSIC algoritması

Bu bölümde MUSIC algoritmasının multistatik ölçüm olduğu durumda nasıl uygulanacağı anlatılacaktır. Multistatik ölçüm ile oluşan radar verisi denklem (2.14) ile gösterilmişti. Multistatik ölçüm de olan X_g matrisinin k, l . elemanı en genel halde

$$X_g(k, l) = \sum_{n=1}^N \sigma_n e^{-jkR_{kn}} e^{-jkR_{ln}} \quad (3.35)$$

şeklinde yazılır. N noktasal saçıcı sayısını σ_n ise yansıma katsayısını R_{kn} ile R_{ln} ise sırasıyla alıcı ve verici anten arasındaki mesafeleri gösterir. Denklem (2.14) ile gösterilen multistatik veriyi vektör formunda

$$X_g = \sum_n \sigma_n g_t g_r^T \quad (3.36)$$

yazılabilir. Denklem (3.36) ifadesindeki g_r ve g_t vektörlerinin genel gösterimi

$$g_t = \begin{bmatrix} e^{-jkR_{1n}} & e^{-jkR_{2n}} & e^{-jkR_{3n}} & \dots & e^{-jkR_{N_t n}} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$g_r = \begin{bmatrix} e^{-jkR_{1n}} & e^{-jkR_{2n}} & e^{-jkR_{3n}} & \dots & e^{-jkR_{N_r n}} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

şeklinde olur. Denklem (3.36) ile oluşturulan matris self-adjoint bir matris değildir. Bundan dolayı öz değerleri kompleks değerli olabilir. X_g matrisinin self adjoint hale getirmek için kompleks konjuge transpoz $\bar{X}^T$ ile çarpılırsa

$$A = \bar{X}_g^T X_g \quad (3.39)$$

elde edilir. A matrisi artık self adjoint bir matris olup zamanda döndürme (Time Reversal) operatörü olarak bilinir ve tüm öz değerleri reeldir [20]. A matrisi vektör notasyonunda

$$A = \sum_l \bar{\sigma}_l \bar{g}_l \bar{g}_l^T \sum_n \sigma_n g_n g_n^T \quad (3.40)$$

şeklindedir. Denklem (3.40) den de görüleceği üzere A matrisinin öz vektörleri $\bar{g}_l$ dir ve saçıcı nokta sayısı kadar öz vektör, A matrisinin işaret uzayını, geri kalanlar ise gürültü alt uzayını oluşturur. Böylece MUSIC algoritması saçıcı noktaların tesbiti için kullanılabilir. A matrisinin gürültü alt uzayına ait vektörlerinin oluşturduğu matris E olsun.

$$E = \begin{bmatrix} g_{l+1} & g_{l+2} & \dots & N_r \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

E matrisinin oluşturduğu izdüşüm matrisi,

$$P_G = E(E^H E)^{-1} E^H \quad (3.42)$$

ifadesi ile bulunur. Öz değer açılımındaki öz vektörler dik vektörler olduğu için eşitlik (3.42) deki ifade

$$P_G = E E^H \quad (3.43)$$

haline dönüşür. Görüntüleme yapılan bölgedeki (x_a, y_a) noktasına ait $g_{(x_a, y_a)}$ vektörü oluşturulup P_G izdüşüm matrisi üzerindeki izdüşümüne bakılır. İncelenen (x_a, y_a) noktasında saçıcı cisim yoksa

$$\|P_G g_{(x_a, y_a)}\|_2^2 = 0 \quad (3.44)$$

sağlanır. Böylece MUSIC fonksiyonu olarak

$$I(x_a, y_a) = \frac{1}{\|P_G g_{(x_a, y_a)}\|_2^2} \quad (3.45)$$

kullanılarak görüntüleme yapılan bölgedeki saçıcı cisimler bulunmuş olur.

3.2 Hüzme Şekillendirme

En geniş halde bir ölçüm sistemine gelen işaret bir istenilen işaret ve bu işarete karışmış gürültü ya da başka işaret bileşenlerinden oluşmaktadır. Eğer istenilen işaret ile istenmeyen karışan işaretler zamana ait (Temporal) frekans bandı içerisindeyse, bu işaretleri temporal frekans filtreleme ile ayırt edilemez. Fakat genel halde istenilen işaret ve bu işarete karışan istenmeyen işaretler farklı yön ya da konumlardan gelmektedir. Böylece konuma bağlı (spatial) filtreleme uygulanarak asıl işareti diğer karışımlardan ayırt etmek mümkün olabilir [21]. Konumsal filtreleme için ölçülen verinin bir açıklıkta toplanıyor olması gerekmektedir. Hüzme şekillendirme ise bir konumsal filtreleme tekniğidir. Hüzme şekillendirme yaparak belirli bir yön ya da noktadaki hassaslık artırılıp azaltılabilir [22].

Dar bantlı bir işaret için hüzme şekillendirme çıkışı, ölçülen işaretlerin bir linear kombinasyonudur. Genel halde herhangi bir $x(t)$ ölçüm işareti için hüzme şekillendirme çıkış işareti

$$b(t) = \sum_{i=1}^N \bar{w}_i x_i(t) \quad (3.46)$$

şeklinde yazılır ve $\bar{w}$ işareti kompleks conjugeyi, w ise ayarlanmış hüzme şekillendirme katsayılarıdır. Böylece herhangi bir yön ya da konumdaki hüzme şekillendirme çıkışı, ölçüm işaretlerinin bir doğrusal kombinasyonudur [23].

3.2.1 Geciktir ve topla hüzme şekillendirme

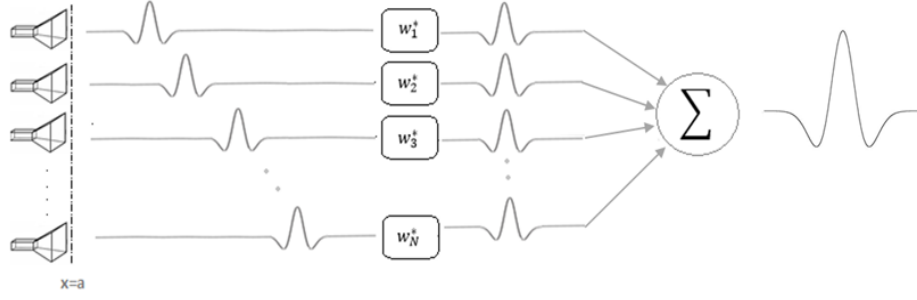
Bu kısımda geciktir ve topla hüzme şekillendirme algoritmasından bahsedilecektir. Geciktir ve topla hüzme şekillendirme hem monostatik durum için hem multistatik

durum için ayrı ayrı ele alınacaktır. Geciktir ve topla hüzme şekillendirme zaman bölgesinde bir hüzme şekillendirme olup görüntü oluşturmada kullanılan algoritmalarından birisidir. Radar görüntüleme için kullanılan anten dizisindeki bir verici anten işaret gönderdikten sonra radar gelen işaret, anten ile saçıcı arasındaki mesafeye bağlı gecikme ile gelir. Antenler ile saçıcı cisim arasındaki mesafe her bir anten için değişeceği için zaman gecikmesi antenden antene değişir.

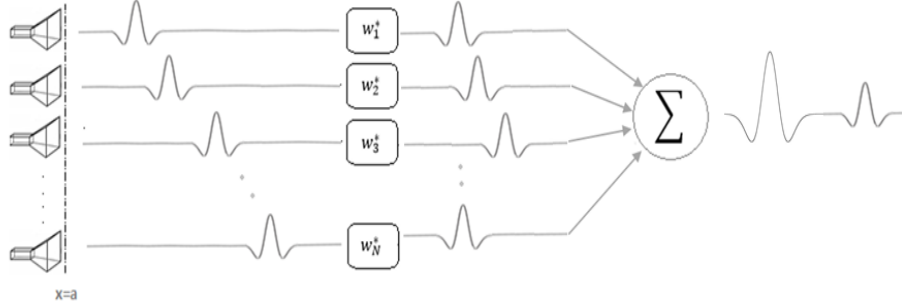
Saçıcı cismin koordinatları bilinmeden gürültü ile karışmış radar işareti 1. antende $x(t - t_1)$, 2. antende $x(t - t_2)$ daha genel halde n. antende $x(t - t_n)$ radar işaretleri mevcuttur. Bu gecikmelere sebep olan noktaları belirlemek için hüzme şekillendirme uygulanır. Görüntüleme yapılan bölgedeki bir noktada saçıcı cisim varsa, bu cismin herhangi bir antende oluşan t_k ($k = 1, 2, \dots, n$) gecikmesinde katkısı vardır. Buna göre radar verisine incelenen bölgenin antenlerde yaratacağı gecikme ters yönde eklenirse her antende aynı fazlı işaret elde edilir. Herbir antendeki aynı fazlı işaret toplanırsa, ana işaretin kuvvetlendirilmiş hali elde edilir. Bu durum Şekil 3.4 de gösterilmiştir. Böylece görüntüleme yapılacak bölgedeki (x_a, y_a) noktası için 2 boyutta konumsal hüzme değeri bulunur [15]. Diğer varsayım altında görüntüleme yapılacak bölgedeki incelediğimiz (x_a, y_a) noktada saçıcı cisim olmasın. Buna göre $x(t - t_k)$ ($k = 1, 2, \dots, n$) işaretine, incelediğimiz nokta ile k. anten arasındaki gecikme olan t_k dan farklı bir gecikme uygulanırsa $x(t - a_k)$ ($k = 1, 2, \dots, n$) tipinde bir işaret elde edilir. Tüm antenlerde oluşan işaretlerde ise farklı faz farkları oluşur. Bu durum Şekil 3.5 da gösterilmiştir. Tüm bu işaretleri toplarsak, cismin olduğu yerdeki noktalardaki toplam işaretin genliği, cismin olmadığı noktalardakilerden daha yüksek olur. Böylece görüntüleme yapılacak bölgedeki her nokta için uygun gecikme radar eklenir ve toplanırsa 2 boyutta radar görüntüsü elde edilmiş olur. Frekans adımlı sürekli dalga radar dar bantlı bir işaret kullandığı için, zaman bölgesinde gecikme eklemek yerine frekans bölgesinde uygun faz farkı eklenir. Frekans bölgesinde faz farkı eklenmesi hüzme şekillendirmeyi frekans bölgesi hüzme şekillendirme yapmaz [24].

3.2.1.1 Monostatik ölçümle geciktir ve topla hüzme şekillendirme

Monostatik durumda duvar arkası görüntüleme radar verisi zaman bölgesinde hüzme şekillendirme yapmak için tüm anten ve frekans bileşenlerini almak gerekir. Duvar arkası görüntüleme için görüntüleme yapılacak bölgedeki her nokta için hüzme



Şekil 3.4 : Aynı Fazlı İşaretin Hüzme Şekillendirme ile Elde Edilmesi.



Şekil 3.5 : Faz Farklı İşaretin Hüzme Şekillendirme ile Elde Edilmesi.

şekillendirme çıkışını (3.46) formunda yazabilmek için (2.7) denklemi ile gösterilen radar verisinin vektör formunda yazılması gerekmektedir. x_g vektörü, (2.7) verisinin sütunlarının alt alta dizilmiş halini gösterebilir. Görüntüleme yapılacak bölgedeki (x_a, y_a) noktası için hüzme şekillendirme çıkışı ya da 2 boyuttaki geciktir ve topla konumsal hüzme değeri

$$b(x_a, y_a) = w^H x_g \quad (3.47)$$

$$w^H = \frac{1}{N_a N_f} \begin{bmatrix} e^{2jk_1 R_1} & e^{2jk_2 R_1} & \dots & e^{2jk_N R_1} & e^{2jk_1 R_2} & \dots & e^{2jk_M R_N} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

şeklinde ya da denklem (2.7) deki matrisi alt alta dizmeden toplam olarak

$$b(x_a, y_a) = \frac{1}{N_f N_a} \sum_{h=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{N_a} X_g(h, j) e^{2jk_h R_j} \quad (3.49)$$

biçiminde de yazılır. Denklem (3.48) daki R_n $n = 1, 2, \dots, N$ değerleri incelenen nokta ile antenlerin arasındaki mesafeyi gösterir.

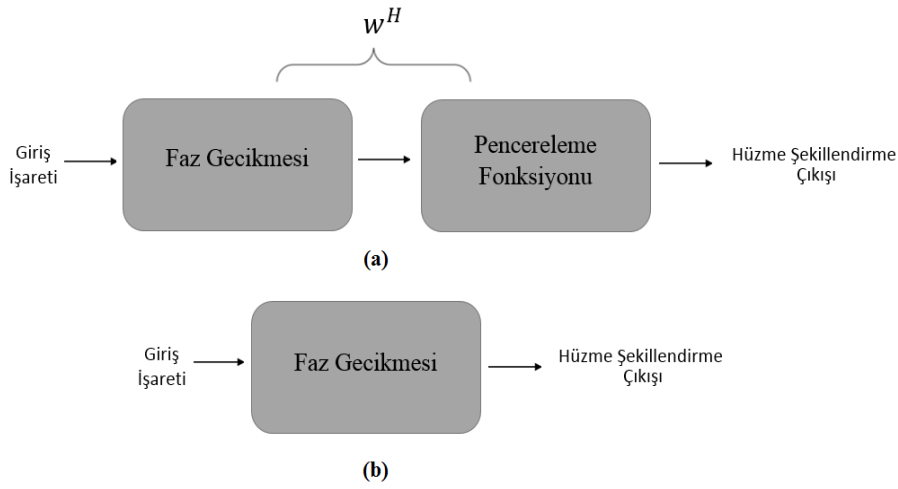
$$R_n = \sqrt{(x_n - x_a)^2 + (y_n - y_a)^2} \quad (3.50)$$

Geciktir ve topla hüzme şekillendirme yapılırken kullanılan hüzme şekillendirme katsayıları w^H sadece hüzme şekillendirme yapılan nokta ile antenler arasındaki mesafenin yaratacağı gecikme farkını içerir. w^H aynı zamanda ağırlıklandırılmış katsayılar da olabilir. w^H ifadesi zaman gecikmesinin yanı sıra uygun hüzme şeklini

yaratmak için kullanılan pencereleme fonksiyonları ya da kazanç içerebilir. Geciktir ve topla hüzme şekillendirme ise sadece zaman gecikmesi bilgisi vardır. Hüzme şekillendirme yapılırken istenilen hüzme şeklini ayarlamak için çeşitli pencereleme fonksiyonları kullanılabilir. Bu durumda (3.49) ifadesi,

$$b(x_a, y_a) = \frac{1}{N_f N_a} \sum_{h=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{N_a} w(h, j) X_g(h, j) e^{2jk_h R_j} \quad (3.51)$$

şekline dönüşür. Hamming, Hanning, Parzen, Blackman–Harris vb.. fonksiyonlar en çok kullanılan pencereleme fonksiyonlarıdır. Bu duruma ait hüzme şekillendirme katsayıları genel gösterimi Şekil 3.6 de gösterilmiştir.



Şekil 3.6 : (a) Hüzme Şekillendirme Katsayıları Genel Gösterimi. (b) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme Katsayıları Gösterimi.

3.2.1.2 Multistatik ölçümle geciktir ve topla hüzme şekillendirme

Multistatik durumda radar verisine zaman bölgesinde hüzme şekillendirme yapmak için tüm alıcı ve verici işaret bileşenlerini almak gerekir. Duvar arkası görüntüleme için görüntüleme yapılacak bölgedeki her nokta için hüzme şekillendirme çıkışını (3.46) formunda yazabilmek için (2.7) denklemi ile gösterilen radar verisinin vektör formunda yazılması gerekmektedir. x_g vektörü, (2.7) verisinin sütunlarının alt alta dizilmiş halini gösterebilir. Görüntüleme yapılacak bölgedeki (x_a, y_a) noktası için hüzme şekillendirme çıkışı ya da 2 boyuttaki geciktir ve topla konumsal hüzme değeri tıpkı monostatik durumda olduğu gibi

$$b(x_a, y_a) = w^H x_g \quad (3.52)$$

$$w^H = \frac{1}{N_r N_t} \left[e^{jk_1(R_1+R_1)} \dots e^{jk_1(R_1+R_{N_t})} \quad e^{2jk_1(R_2+R_1)} \dots e^{jk_M(R_{N_r}+R_{N_t})} \right] \quad (3.53)$$

şeklinde ya da denklem (2.7) deki matrisi alt alta dizmeden toplam olarak

$$b(x_a, y_a) = \frac{1}{N_r N_t} \sum_{h=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} X_g(h, j) e^{jk_h(R_j + R_h)} \quad (3.54)$$

biçiminde de yazılır. Denklem (3.53) daki R_h ve R_j $h = 1, 2, \dots, N_r$ ve $j = 1, 2, \dots, N_t$ değerleri sırasıyla incelenen nokta ile alıcı antenlerin ve incelenen nokta ile verici antenlerin arasındaki mesafeyi gösterir.

$$R_n = \sqrt{(x_n - x_a)^2 + (y_n - y_a)^2} \quad (3.55)$$

Tıpkı monostatik durumda olduğu gibi geciktir ve topla hüzme şekillendirme yapılırken kullanılan hüzme şekillendirme katsayıları w^H sadece hüzme şekillendirme yapılan nokta ile antenler arasındaki mesafenin yaratacağı gecikme farkını içerir. hüzme şekillendirme yapılırken istenilen hüzme şeklini ayarlamak için çeşitli pencereleme fonksiyonları kullanılabilir. Bu durumda (3.54) ifadesi,

$$b(x_a, y_a) = \frac{1}{N_r N_t} \sum_{h=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} w(h, j) X_g(h, j) e^{jk_h(R_j + R_h)} \quad (3.56)$$

şekline dönüşür.

3.2.1.3 Geciktir ve topla hüzme şekillendirme işaret gürültü kazancı

Bu kısımda hüzme şekillendirme sonucu oluşan hüzme şekillendirme işaret gürültü oranı(İGO) kazancı teorik olarak gösterilecektir. Hüzme şekillendirme sonucu oluşan İGO kazancı sadece monostatik durum için çıkarılacaktır. Monostatik ve multistatik arasındaki tek tek fark oluşturulan w^H vektörünün farklılığından kaynaklanmaktadır. Oluşan hüzme şekillendirme kazancı iki durum içinde aynıdır. Geciktir ve topla hüzme şekillendirme genliği değiştirmeden sadece fazı farklarını kompanze etmeyi amaçlar. (x_p, y_p) noktasındaki bir cismin yaratacağı faz gecikmesi denklem (2.7) şeklindeydi. Hüzme şekillendirme de ise tüm ölçüm verileri kullanılarak tek bir çıkış elde edilir. Hüzme şekillendirme çıkışı ağırlıklandırılıp toplanır. Denklem (2.7) ile gösterilen radar verisinin (3.46) ile gösterilen vektör formuna indirmek için (2.7) verisinin sütunları, alt alta dizilir. Böylece (3.46) denklemini radar verisi için uygun hale gelir. x ifadesi (2.7) verisinin sütunlarının alt alta dizilmesiyle elde edilen vektör olsun. (x_a, y_a) noktası için hüzme şekillendirme çıkışı monostatik durum için

$$b(x_a, y_a) = \sum_{n=1}^{N_f N_a} \bar{w}_n x_{gn} \quad (3.57)$$

multistatistik durum için

$$b(x_a, y_a) = \sum_{n=1}^{N_f N_r} \bar{w}_n x_{gn} \quad (3.58)$$

olarak yazılır. Buna göre geciktir ve topla hüzme şekillendirme de w_n katsayıları genliği değiştirmeden sadece faza etki eder. İncelenen (x_a, y_a) noktasının cisme ait olup olmadığını belirlemek için kullanılan geciktir ve topla hüzme şekillendirme katsayıları

$$w^H = \frac{1}{N_f N_a} [e^{2jk_1 \sqrt{(x_1-x_a)^2 + (y_1-y_a)^2}} e^{2jk_2 \sqrt{(x_1-x_a)^2 + (y_1-y_b)^2}} \dots e^{2jk_N \sqrt{(x_1-x_a)^2 + (y_1-y_a)^2}} e^{2jk_1 \sqrt{(x_2-x_a)^2 + (y_2-y_a)^2}} \dots e^{2jk_N \sqrt{(x_N-x_a)^2 + (y_N-y_a)^2}}] \quad (3.59)$$

biçimindedir. En genel halde tek bir antendeki (k. antende) t. frekansta işaret

$$X(t, k) = \sigma e^{-jk_1 2 \sqrt{(x_k-x_p)^2 + (y_k-y_p)^2}} + v(k) = s(k) + v(k) \quad (3.60)$$

olarak yazılır. Bu işaret bir deterministik işaret ve rastgele işaretten oluşur. Gürültü rastgele olduğu için tek bir değerinden ziyade istatistiksel değerlerine bakmak gerekir. Bu nedenle öncelikle bir antendeki signal ve gürültü gücü değerlerine bakılır. Rastgele bir süreç $v(t)$ için güç değeri

$$P_v = \mathbf{E} \{ |V(t)|^2 \} \quad (3.61)$$

şeklinde bulunur. Buna göre k. antendeki gürültü gücü

$$\mathbf{E} \{ v^H(k) v(k) \} = \sigma^2 \quad (3.62)$$

bulunur. Bunun nedeni matematiksel olarak $var(X) = E(X^2) - E(X)^2$ ifadesinden gelmektedir [25]. Ortalama değer sıfır olduğu için işaretin gücü aynı zamanda gürültü varyans değerine eşittir. Faz kaymasını oluşturan işaret deterministik bir işarettir. Deterministik bir $h(t)$ işaretinin gücü,

$$P_s = |h(t)|^2 = \mathbf{E} \{ |h(t)|^2 \} \quad (3.63)$$

şeklinde bulunur. Buna göre k. sensördeki işaret güç değeri,

$$\mathbf{E} \{ |s(k)|^2 \} = E_s \quad (3.64)$$

olur. Buna göre tek bir anten dizisindeki işaret gürültü oranı değeri SNR_{Tek} en genel halde

$$SNR_{Tek} = \frac{E_s}{\sigma^2} \quad (3.65)$$

olarak bulunur. Denklem (3.62) daki ifade tek bir anten elemanı içindi. Hüzme şekillendirme yapıldıktan sonraki işaret ve gürültüye bağlı olarak işaret gürültü oranı değeri SNR_b ise

$$SNR_b = \frac{\mathbb{E} \left\{ |w^H a(x, y) s|^2 \right\}}{\mathbb{E} \left\{ |w^H v|^2 \right\}} = \frac{\mathbb{E} \left\{ s^H a^H(x, y) w w^H a(x, y) s \right\}}{\mathbb{E} \left\{ v^H w w^H v \right\}} \quad (3.66)$$

şeklinde olur. Gürültü sıfır ortalamalı olduğu için $\mathbb{E} \left\{ |w^H v|^2 \right\}$ ifadesi, $\sigma^2 |w^H|^2$ şeklinde ayrılabilir. Cauchy-Shwarz eşitsizliği kullanılarak denklem (3.66) ifadesinin pay kısmı

$$SNR_b = \frac{|w^H a(x, y)|^2 \mathbb{E} \left\{ |s|^2 \right\}}{\sigma^2 |w^H|^2} \leq \frac{|w^H|^2 |a(x, y)|^2 \mathbb{E} \left\{ |s|^2 \right\}}{\sigma^2 |w^H|^2} \quad (3.67)$$

şeklinde yazılır. Denklem (3.67) ifadesinden görüleceği üzere Cauchy-Shwarz eşitsizliğinin eşitlik olabilmesi için $a(x, y)$ vektörü ile w^H ifadelerinin orantılı olması lazım. Bu durum da geciktir ve topla hüzme şekillendirme durumuna denk düşmektedir. Buna göre maksimum işaret gürültü oranı kazancı $a(x, y)$ ile w^H ifadesinin orantılı olduğu durumda meydana gelmektedir ve bu durumda işaret gürültü oranı kazancı $N_a N_f$ kadardır. Bu durumu göstermek için incelenen noktada cismin olduğu durumu ele alırsak hüzme şekillendirme çıkışı

$$y = w^H(x + v) = w^H x + w^H v \quad (3.68)$$

biçimindedir. Buna göre çıkış gürültü gücü değeri

$$\mathbb{E} \left\{ (w^H v)^H (w^H v) \right\} = \mathbb{E} \left\{ v^H w w^H v \right\} \quad (3.69)$$

şeklinde olur. Denklem (3.59) de verilen hüzme şekillendirme katsayıları, incelenen bir nokta için $w^H w = N_f N_a$ olur. Denklem (3.59) deki w değerini denklem (3.69) da yerine yazarsak hüzme şekillendirme çıkışı gürültü gücü

$$\mathbb{E} \left\{ v^H w w^H v \right\} = N_f N_a \sigma^2 I \quad (3.70)$$

olarak bulunur. I birim matrisi ifade eder. Aynı şekilde işaret gücüne bakarsak,

$$\mathbb{E} \left\{ w^H x \right\} = \frac{1}{N_f N_a} \mathbb{E} \left\{ |w^H \left[e^{-jk2\sqrt{(x_1-x_p)^2+(y_1-y_p)^2}} .. e^{-jk2\sqrt{(x_n-x_p)^2+(y_n-y_p)^2}} s \right]|^2 \right\} \quad (3.71)$$

ve w yerine denklem (3.59) deki değeri yazarsak ve özel bir durum olan $x_a = x_p$ ve $y_a = y_p$ durumunu ele alırsak,

$$E \{ |N_f N_a s|^2 \} = N_a^2 N_f^2 E_s \quad (3.72)$$

bulunur. Böylece çıkış işaret gücü değeri ise

$$SNR_b = \frac{N_a N_f E_s}{\sigma^2} \quad (3.73)$$

bulunur. (x_a, y_a) noktasında saçıcı cisim olmaması durumunda parantez içindeki değer 0 ile $N_f N_a$ arasında değişir [15]. Multistatik durumdaki işaret gürültü oranı kazancı monostatik durum için aynıdır. Multistatik durumda incelenen noktada cisim varsa işaret gürültü oranı kazancı $N_f N_a$ yerine $N_r N_t$ kadar olur. İncelenen nokta da saçıcı cisim yoksa toplam işaret gürültü oranı kazancı 0 ile $N_r N_t$ arasında değişir.

3.3 Frekans Dalgasayısı Migrasyonu

Bu kısımda frekans dalgasayısı migrasyonu genel hatlarıyla açıklanacaktır. Frekans dalgasayısı migrasyonu dalga denklemi üzerinden başlamaktadır. Kayıpsız ortam için skaler dalga denklemi

$$\nabla^2 \varphi - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = 0 \quad (3.74)$$

şeklindedir. İki boyutta sadece x ve y eksenleri varsayımı altında dalga sayısının vektörel formu

$$k_x^2 + k_y^2 = k^2 = \frac{w^2}{c^2} \quad (3.75)$$

eşitliğini sağlar. Eşitlik (3.75) da dalganın ilerleme hızının homojen ortamda sabit olduğu için k_x , k_y ve w ifadelerini değişken olarak ele alabiliriz. Herhangi bir dalga fonksiyonu $\varphi(x, t)$ düzlem dalgaların toplamı şeklinde yazılabilir. İki boyutlu durum için,

$$\varphi(x, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S(k_x, w) e^{-k_x x} e^{j w t} dk_x dw \quad (3.76)$$

şeklinde yazılabilir. Eşitlik (3.76) ifadesindeki $S(k_x, w)$ değişkeni, Fourier değişkeninin genlik fonksiyonudur. Duvar arkası ölçüm düzeneğinde ölçülen işaret $y = 0$ düzleminde yapıldığı için, ölçülen işaret (3.76) ile aynı yapıda olur. Duvar arkası görüntüleme için yapılan ölçüm $s(x, t)$, $\varphi(x, t)$ ifadesi ile aynı formda olur. Böylece $s(x, t)$ ifadesi de eşitlik (3.76) ifadesi ile aynı şekilde yazılabilir.

$$s(x, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(k_x, w) e^{-k_x x} e^{j w t} dk_x dw \quad (3.77)$$

Bu denkleme bağılı olarak bilinmeyen genlik fonksiyonu $S(k_x, w)$ sadece ölçülen verinin bir Fourier dönüşümüdür.

$$S_0(k_x, w) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s(x, t) e^{k_x x} e^{-j w t} dx dt \quad (3.78)$$

Patlayan kaynak modeline bağılı olarak $t = 0$ anında saçıcı cisim patlar ve ölçüm düzeğindeki antenlere işaret gönderir. Buna göre $s(x, y, t = 0)$ ifadesi odaklanmış iki boyutlu görüntüyü belirtir. $F_{FK}(x, y)$ iki boyutlu odaklanmış görüntüyü göstermek üzere bu ifade,

$$F_{FK}(x, y) = s(x, y, t = 0) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(k_x, k_y) e^{-k_x x} e^{-j k_y y} dk_x dk_y \quad (3.79)$$

Eşitlik (3.79) a göre, odaklanmış görüntü ile ölçüm arasında bir Fourier dönüşümü ilişkisi vardır [26]. Ölçüm verisinin ters Fourier dönüşümü alınarak odaklanmış görüntü elde edilir. $F_{FK}(x, y)$ ifadesi ters Fourier dönüşümü için uygun değildir. Bunun için w ile k_y arasında bir değişken dönüşümü yapılması gerekir. Buna göre eşitlik (3.75) daki ilişki kullanılırsa,

$$k_y = \sqrt{\frac{w^2}{v^2} - k_x^2} \quad (3.80)$$

dönüşümü yapılır. Böylece w bölgesindeki veri uzamsal bölgedeki k_y ye dönüştürülür. Algoritma içerisinde patlayan kaynak modeli kullanıldığı için hız değeri $c = \frac{c}{2}$ olarak kullanılır [27]. Bu durumda (3.80) deki ifade

$$k_y = \sqrt{\frac{4w^2}{c^2} - k_x^2} \quad (3.81)$$

haline dönüşür. (3.81) deki dönüşüm doğrusal olmayan bir dönüşümdür. (3.75) ifadesinde her iki tarafın türevi alınır

$$dw = v \frac{2k_y dk_y}{2\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \quad (3.82)$$

$$\frac{dw}{dk_y} = \frac{v k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \quad (3.83)$$

ifadesi elde edilir. (3.83) ifadesi ile (3.75) ifadeleri birleştirilirse en son durumda,

$$dw = \frac{k_y v^2}{w} dk_y \quad (3.84)$$

ifadesi elde edilir. (3.81) dönüşümünde karekök içindeki ifade sıfırdan küçük olduğu zaman k_y dalga sayısı kompleks değerli olur. Bu durumda düzlem dalga ifadesi

$e^{-jk_y \cdot R}$ ifadesi gittikçe kaybolan (evanescent) dalgaya dönüşür. Bundan dolayı w ve antenler arasındaki mesafe, $\frac{4w^2}{c^2} - k_x^2$ ifadesini negatif yapmayacak şekilde seçilmelidir. Antenler arasındaki mesafe direk olarak k_x ifadesiyle ilişkilidir. Hızlı Fourier dönüşümü ile iki boyutta odaklanmış görüntü elde etmek için k_x ve k_y bölgesindeki verinin düzgün dağılımlı olması gerekmektedir. Düzgün dağılımlı veri elde etmek için k_x ve k_y domainindeki veriye 2 boyutta interpolasyon uygulanır.

3.4 Hüzme Uzayı MUSIC Algoritması

İki boyuttaki saçıcı noktaların konumsal hüzme dağılımı geciktir ve topla hüzme şekillendirme ya da FK migrasyon ile elde edilebilir. İki boyuttaki radar görüntüsünün ($b(x_l, y_k)$ $l = 0, 1, 2..M - 1$ ve $k = 0, 1, 2..N_1$) Fourier dönüşümü alınır

$$B(m, n) = \frac{1}{MN} \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} b(x_l, y_k) \exp \{ -j(mlk_x + nkk_y) \} \quad (3.85)$$

elde edilir. Ayırık fourier transformu $M \times N$ şeklindeki veriyi $M \times N$ boyutunda frekans bölgesine taşır. Ayırık fourier dönüşümü 2π ile periyodik olduğundan dolayı buna karşı gelen yeni Δk_x ve Δk_y adım artımı sırasıyla $\frac{2\pi}{M}$ ve $\frac{2\pi}{N}$ olur. Böylece dalga sayısı k_x ve k_y ifadeleri

$$k_x = \frac{2\pi}{M} m \quad m = 0, 1, 2..M - 1 \quad (3.86)$$

$$k_y = \frac{2\pi}{N} n \quad n = 0, 1, 2..N - 1 \quad (3.87)$$

aralığında olur. Ayırık Fourier dönüşümü alındıktan sonra oluşan veri $B(m, n)$ verisine bölüm iki de anlatılan MUSIC algoritması uygulanabilir [15]. Hüzme uzayında ki verinin Fourier dönüşümü alındıktan sonra k_x ve k_y bölgesinde ki veri düzgün dağılımlı bir veridir. Bundan dolayı MUSIC algoritmasında uygulanan interpolasyon yapılmasına ihtiyaç yoktur. İnterpolasyonun getireceği hataların, hüzme şekillendirme yapılarak önüne geçilmiştir. Daha sonra uzamsal yumuşatma yapılarak korelasyon matrisi hesaplanır ve monostatik MUSIC algoritması kısmında anlatıldığı gibi işaret ve gürültü alt uzaylarına ayrılır. Görüntüleme yapılacak bölgedeki her nokta için MUSIC fonksiyonu hesaplanır. Ham veriye MUSIC algoritması yerine hüzme uzayında MUSIC algoritması uygulandığında hüzme şekillendirmenin sağlayacağı getirilerden yararlanır. Geciktir ve topla hüzme şekillendirme uygulanarak çok gürültülü ortamda yapılan ölçümlerde işaretin işaret gürültü oranı değerini artırma imkanı bulunabilir. Frekans dalgasayısı migrasyonu yapılarak iki boyutta oluşabilecek

hiperbolik bozulmanın etkisi azaltılıp odaklanmış bir radar görüntüsü elde edilir. Böylece MUSIC algoritmasında bir ön işlem uygulanarak MUSIC algoritmasının çalışma performansı artırılabilir. Duvar arkası radar verisi, monostatik durumda ölçüldüyse iki boyuttaki konumsal hüzme dağılımı zaman bölgesindeki geciktir ve topla hüzme şekillendirme ile ya da FK migrasyon ile elde edilebilir. Radar verisi eğer multistatik durumda ölçülmüşse iki boyuttaki hüzme dağılımı geciktir ve topla hüzme şekillendirme ile elde edilebilir. Konumsal hüzme dağılımı elde edildikten sonra bu verinin iki boyutlu Fourier dönüşümü alınarak MUSIC algoritması uygulanır.

3.5 Doğrudan Örnekleme Yöntemi

Doğrudan örnekleme yöntemi ters saçılma probleminin çözümlerinde önerilen basit ve efektif yöntemlerden birisidir [28]. Dikeylik örnekleme yöntemi [13] ile benzer olmasına rağmen başlangıç noktaları birbirinden tamamen farklıdır.

3.5.1 Multistatik ölçümde doğrudan örnekleme yöntemi

Green fonksiyonuna bağlı olarak x_p noktası için Helmholtz denklemi

$$\Delta G(x_p, x) + k^2 G(x_p, x) = -\delta(x - x_p) \quad (3.88)$$

şeklinde yazılır. Denklem (3.88) daki ifadeyi x_p noktasından farklı bir x_q noktasına ait Green fonksiyonunun konjugesi ile çarpıp, ölçüm çizgisi Γ üzerinden integre edersek

$$\int_{\Omega} (\Delta G(x_p, x) + k^2 G(x_p, x)) \bar{G}(x_q, x) dS = -\bar{G}(x_q, x_p) \quad (3.89)$$

elde edilir. Helmholtz denklemi x_q noktasının konjuge Green fonksiyonu için de sağlanır.

$$\Delta \bar{G}(x_q, x) + k^2 \bar{G}(x_q, x) = -\delta(x - x_q) \quad (3.90)$$

Bu ifade x_p noktasının Green fonksiyonu $G(x_p, x)$ ile çarpılıp ölçüm üzerinde integre edilirse,

$$\int_{\Omega} (\Delta \bar{G}(x_q, x) + k^2 \bar{G}(x_q, x)) G(x_p, x) dS = -G(x_p, x_q) \quad (3.91)$$

elde edilir. Denklem (3.89) ifadesinden (3.91) ifadesi çıkarılıp ve Green ikinci özdeşliği

$$\int_D [u \Delta v - v \Delta u] dV = \int_{\partial D} \left[u \frac{\partial v}{\partial n} - v \frac{\partial u}{\partial n} \right] dS \quad (3.92)$$

uygulanır ve düzenlenirse,

$$G(x_q, x_p) - \bar{G}(x_q, x_p) = \int_{\Omega} \left\{ \bar{G}(x_q, x) \frac{\partial G(x_p, x)}{\partial n} - G(x_p, x) \frac{\partial \bar{G}(x_q, x)}{\partial n} \right\} ds \quad (3.93)$$

eşitliği elde edilir. Denklem (3.93) de Sumemrfold yayının koşulu bir yaklaşıklıkla,

$$\frac{\partial G(x_p, x)}{\partial n} \approx ikG(x_p, x) \quad (3.94)$$

yazılıp denklem düzenlenirse en genel halde ,

$$\int_{\Gamma} G(x_p, x) \bar{G}(x_q, x) ds \approx k^{-1} \Im(G(x_p, x_q)) \quad (3.95)$$

ifadesi elde edilmektedir. Denklem (3.95) ifadesine göre x_p ile x_q aynı noktalar olursa (3.95) nin sağ tarafı çok yüksek değerler alır. Doğrudan örnekleme yöntemi bu eşitlik üzerine kurulmuştur. Uzaydaki saçılan alan

$$u^s(x) = \int_D G(x, y) I(x, y) ds \approx \sum_j w_j G_j(x, y) \quad (3.96)$$

şeklinde ve bu saçılan alan ifadesi (3.95) ifadesinde yazılırsa

$$\int_{\Omega} u^s(x) \bar{G}(x, x_p) ds \approx k^{-1} \Im G(x_j, x_p) \quad (3.97)$$

elde edilir. Cisme ait noktalar Ω , x_p ile uyuşursa eşitliğin sağ tarafı çok yüksek değerler alır. Böylece eşitliğin sağ tarafındaki toplamın değeri yüksek olur. Böylece x_p noktaları görüntüleme bölgesinde test noktaları olarak kullanılır. (3.97) ifadesinde sol taraf nokta çarpım olarak yazılabilir. En son durumda görüntüleme bölgesindeki x_p noktası için test fonksiyonu

$$\Phi(x_p) = \frac{|\langle u^s(x), G(x, x_p) \rangle|}{\|u^s(x)\| \|G(x, x_p)\|} \quad (3.98)$$

şeklinde olur. Denklem (3.98) ifadesinin payda kısmı bir normalizasyonu belirtir. Objenin bulunmasını sağlayan kısım pay kısmındaki nokta çarpımdır.

3.5.2 Monostatik ölçümde doğrudan örnekleme yöntemi

Monostatik durumda ise her anten alıcı ve verici olarak kullanıldığından dolayı her bir verici anten noktasında yalnızca 1 adet ölçüm bulunmaktadır. Bu yapıdan dolayı denklem (3.98) de gösterilen göstergeç fonksiyonu ve test fonksiyonu bu monostatik ölçüm için doğrudan kullanılamaz. Bu problemin üzerinden gelmek için monostatik

ölçüm ile nokta çarpım yapılacak yeni bir test fonksiyonu öneriyoruz. Bu amaçla herhangi bir anten noktasını sabit nokta alıp, bu noktaya göre yeni test fonksiyonunu

$$\tilde{G}(x_t, x_p) = \bar{G}(x_t, x_k) \frac{G(x_t, x_p)}{\bar{G}(x_t, x_p)} \quad (3.99)$$

şeklinde olur. Denklem (3.99) ifadesindeki t alt indisi toplam anten sayısını $t = 1, 2, 3, \dots, N$ belirtir. Buna göre monostatik durum için değiştirilmiş edilmiş göstergeç fonksiyonu $\tilde{\Phi}(x_p)$

$$\tilde{\Phi}(x_p) = \frac{\left| \langle u_{mo}^s(x, x), \tilde{G}(x, x_p) \rangle_{L^2(\Gamma)} \right|}{\|u_{mo}^s(x, x)\|_{L^2(\Gamma)} \|\tilde{G}(x, x_p)\|_{L^2(\Gamma)}} \quad (3.100)$$

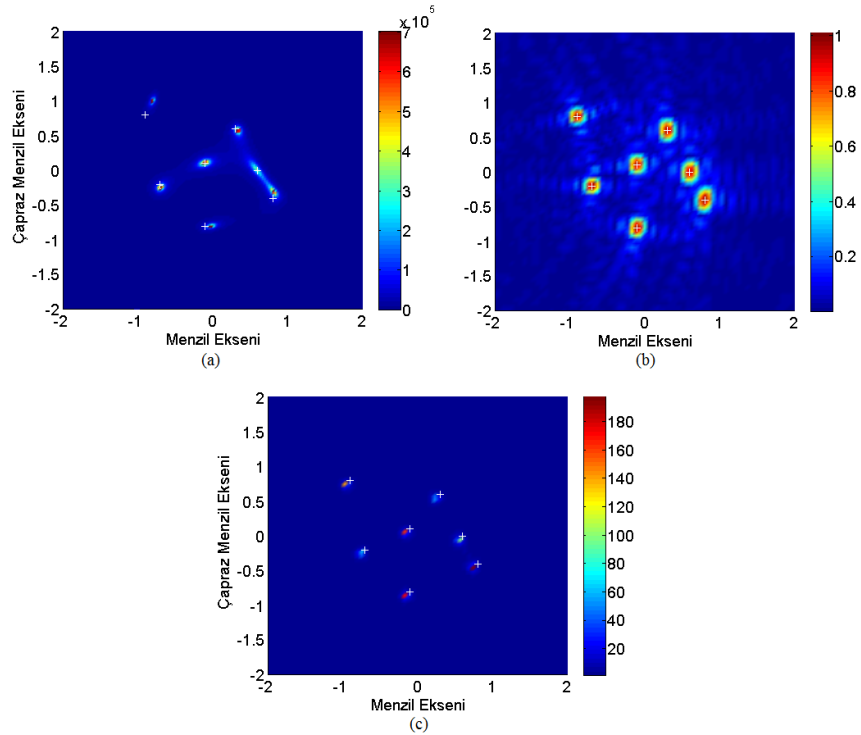
şeklinde tanımlanır. Monostatik ölçümler tek frekansta olabileceği gibi bir bant genişliğinde de olabilir. Bant genişliğinde yapılan ölçümlerde her frekans için monostatik doğrudan örnekleme yöntemi uygulanıp her frekanstaki değeri toplanabilir. Böylece görüntü kalitesi artırılması amaçlanmaktadır.

4. SAYISAL SONUÇLAR

Bu kısımda 3. bölümde anlatılan yöntemler ile ilgili örnekler verilecektir. Bu örnekler hem sentetik olarak üretilen veri ile hem de deneysel olarak ölçülen radar verisi ile yapılacaktır. Bu örnekler monostatik ölçüm ve multistatik ölçüm için ayrı ayrı iki kısımda incelenmiştir.

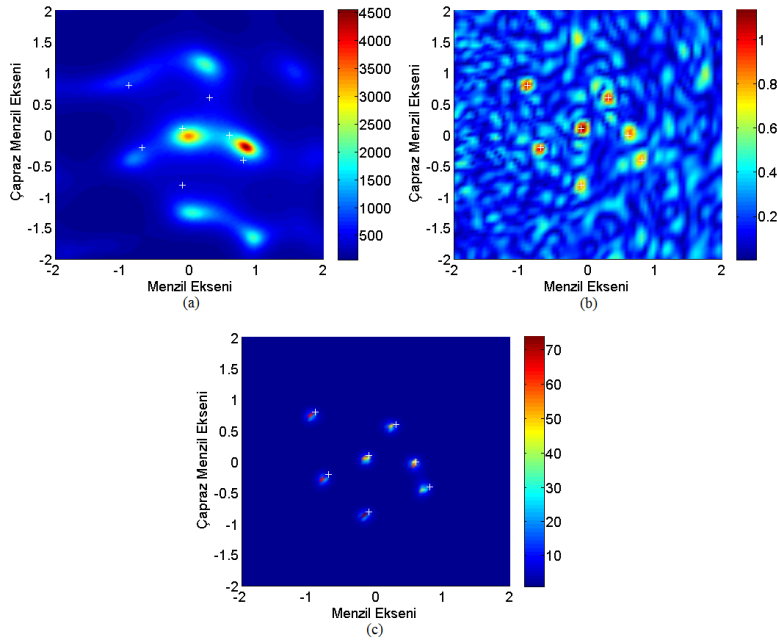
4.1 Monostatik Ölçüme Ait Sayısal Örnekler

İlk örnek sentetik olarak üretilen veri ile yapılmış ve yansımaya katsayısı 1 olan 7 adet noktasal saçıcı kullanılmıştır. Ölçüm için $x=-4\text{m}$ doğrusu üzerinde 2 cm aralıklı 61 adet anten kullanılmıştır. Bunun sonucunda oluşan yapay açıklık y ekseninde -0.6m ve 0.6 metre aralığındadır. Monostatik durumda yapılan ölçümler 2GHz ile 3GHz arasında 71 frekansta yapılmıştır. Yapılan ölçümlerde 10dB işaret gürültü oranı olan Gauss tipi beyaz gürültü eklenmiştir. Sonuçlar Şekil 4.1 de gösterilmiştir. İlk örnekte MUSIC,



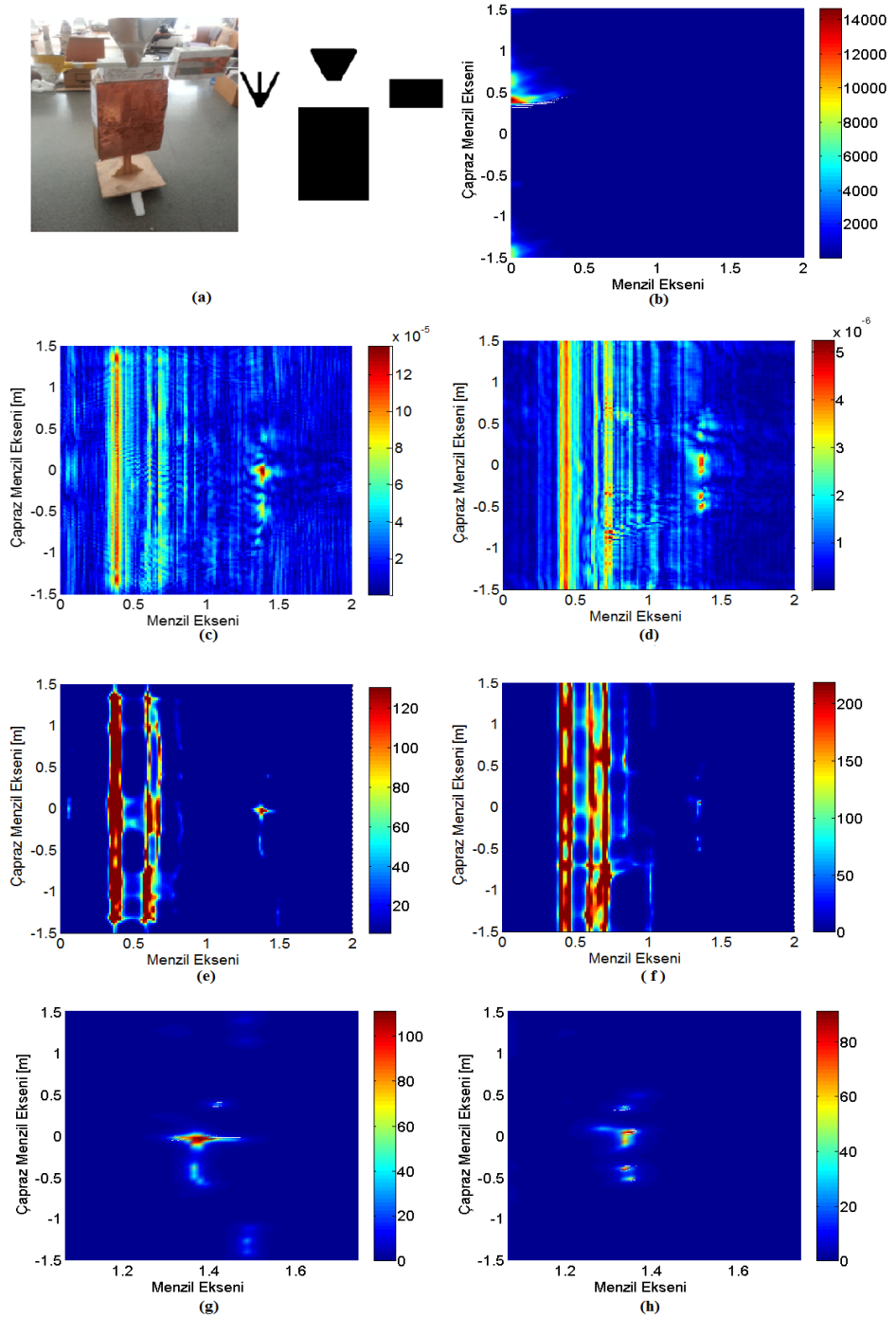
Şekil 4.1 : Birinci Örneğe Ait Sonuçlar. (a) MUSIC. (b) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme. (c) Hüzme Uzayında MUSIC.

hüzme uzayında MUSIC ve geciktir ve topla hüzme şekillendirme incelenmiştir. 10dB işaret gürültü oranı altında MUSIC, hüzme uzayında MUSIC ve geciktir ve topla hüzme şekillendirme noktasal saçıcıları doğru olarak tespit edebilmektedir. + ile gösterilen şekil noktasal saçıcıların gerçek yerleridir. İkinci örnek olarak birinci örnekteki parametreler aynı olacak şekilde aynı noktasal saçıcılar kullanılmış fark olarak -15dB işaret gürültü oranı değerli Gauss tipi beyaz gürültü eklenmiştir. işaret gürültü oranı değeri düşünce Şekil 4.2 de MUSIC algoritması hatalı sonuç vermektedir. Geciktir ve topla hüzme şekillendirme saçıcı noktaları belirlemesine rağmen bazı noktalarda yalancı saçıcı yaratmaktadır. Hüzme uzayında MUSIC ise gürültüye karşı dayanıklılığı artırmıştır. Üçüncü örnek olarak deneysel ölçüm, duvarın arkasına insan



Şekil 4.2 : İkinci Örneğe Ait Sonuçlar. (a) MUSIC. (b) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme. (c) Hüzme Uzayında MUSIC.

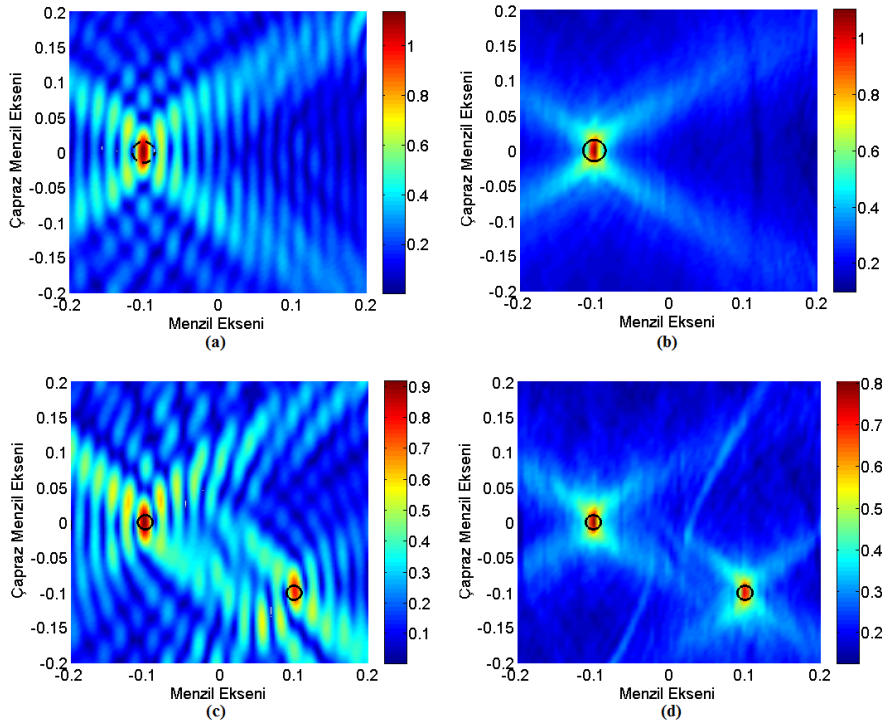
şeklinde bir hedef koyularak yapılmıştır. Monostatik durumda yapılan deneysel ölçüm için 2cm aralıklarla 149 adet anten kullanılmıştır. Yapılan ölçümlerde 3.75 GHz ile 13.5 GHz arasında 9.75 GHz lik bant genişliği arasında frekans artımı 75MHz olan 131 adet frekans kullanılmıştır. Kullanılan duvar kalınlığı yaklaşık 30cm dir. Kullanılan hedefin kalınlığı olmayıp metal kaplamadan oluşmaktadır. Hedefin genel gösterimi Şekil 4.3 de gösterilmiştir. Şekil 4.3 de görüleceği üzere MUSIC algoritması duvar arkası radar verisinde yanlış sonuç vermektedir. Hüzme Uzayında MUSIC ise yüksek çözünürlüğü radar görüntüsü vermektedir. Kullanılan hedefin kalınlığı çok azdır. Frekans dalgasayısı migrasyonuna nazaran, geciktir ve topla hüzme şekillendirme de



Şekil 4.3 : (a) Ölçüm Deneyinde Kullanılan Hedef. (b) MUSIC. (c) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme. (d) Frekans Dalgasayısı Migrasyonu. (e) Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme Uygulanmış Hüzme Uzakında MUSIC. (f) Frekans Dalgasayısı Migrasyonu Uygulanmış Hüzme Uzakında MUSIC. (g) Sadece Hedefi Gösteren Geciktir ve Topla Hüzme Şekillendirme Uygulanmış Hüzme Uzakında MUSIC. (h) Sadece Hedefi Gösteren Frekans Dalgasayısı Migrasyonu Uygulanmış Hüzme Uzakında MUSIC.

ise kalınlık daha fazla gözükmeaktadır. Çözünürlük bakımından frekans dalga sayısı migrasyonunda insan şeklinde ki hedefin iki parmağı görülebilmektedir. Geciktir ve topla hüzmeye şekillendirmede ise parmaklar bir bütün şeklinde gözükmeaktadır.

Dördüncü örnekte monostatik duruma genişletilmiş doğrudan örnekleme yöntemi ile ilgili tek frekansta ve çoklu frekansta sayısal örnekler verilmiştir. Tek frekans için monostatik doğrudan örnekleme yöntemi gerçekleştirilmesinde çalışma frekansı 4GHz dir. İlk düzenekte kullanılan bir adet dielektrik silindirin yarıçapı 1.5cm ve dielektrik katsayısı ϵ_r 2 dir. Aynı cisim için çözünürlük incelenmesi amacıyla monostatik ölçüm bir bant aralığında yapılmıştır. 1GHz ile 8GHz aralığında 0.36GHz artımla 20 frekansta ölçülmüştür. Ölçüm orijinden 1m uzaklıkta eşit aralıklı 48 adet anten kullanılıp 6m yapay açıklık oluşturularak yapılmaktadır. Saçılan alan TM polarizasyon altında MoM ile hesaplanmıştır [29]. Aynı uzaklıkta, yapay açıklık ve frekanslarda ikinci düzenekte ise 1cm yarıçaplı ve dielektrik katsayısı ϵ_r 2 olan iki adet dielektrik silindir kullanılmıştır. Saçılan alana 10dB işaret gürültü oranı değerli Gauss tipi beyaz gürültü eklenmiştir. Şekil 4.4 den görüleceği gibi tek bir verici anten olmasına

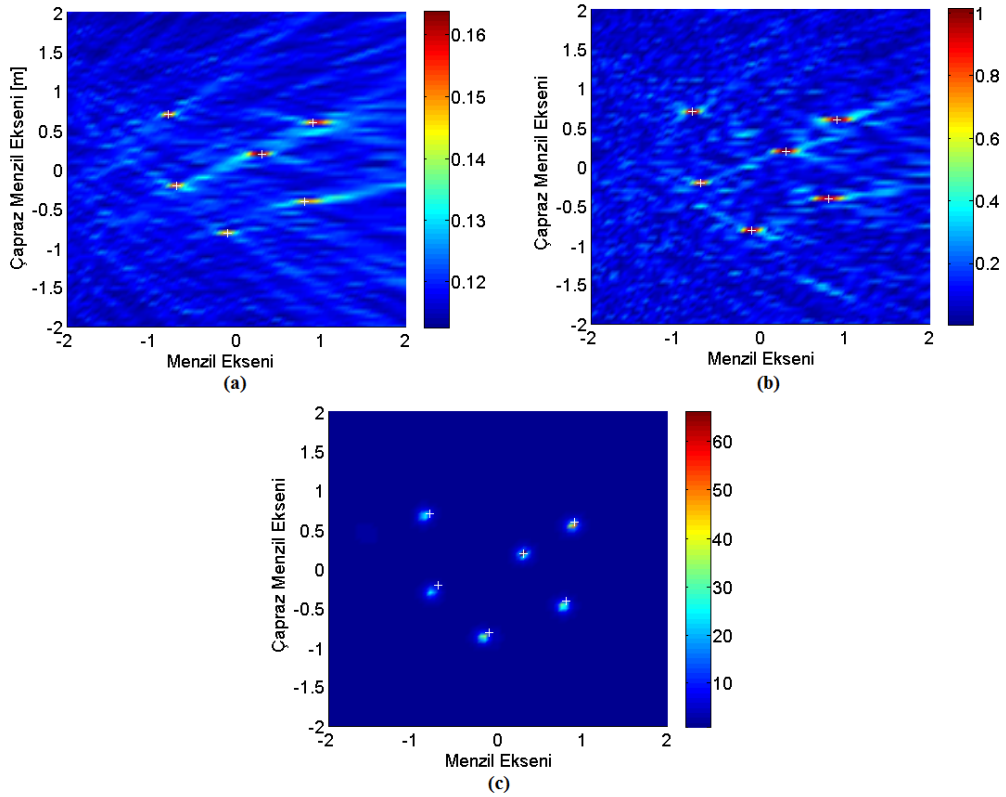


Şekil 4.4 : Dördüncü Sayısal Örneğe Ait Sonuçlar. (a) Silindir İçin Monostatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi. (b) Silindir İçin Çoklu Frekanslı Monostatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi. (c) İki Silindir İçin Monostatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi. (d) İki Silindir İçin Çoklu Frekanslı Monostatik Ölçümde Doğrudan Örnekleme Yöntemi.

rağmen doğrudan örnekleme yönteminin monostatik için genelleştirilmiş versiyonu ise tek frekansta cismi ayırt edebilmektedir. Çoklu frekans durumunda ise cisim net bir şekilde görülebilmektedir.

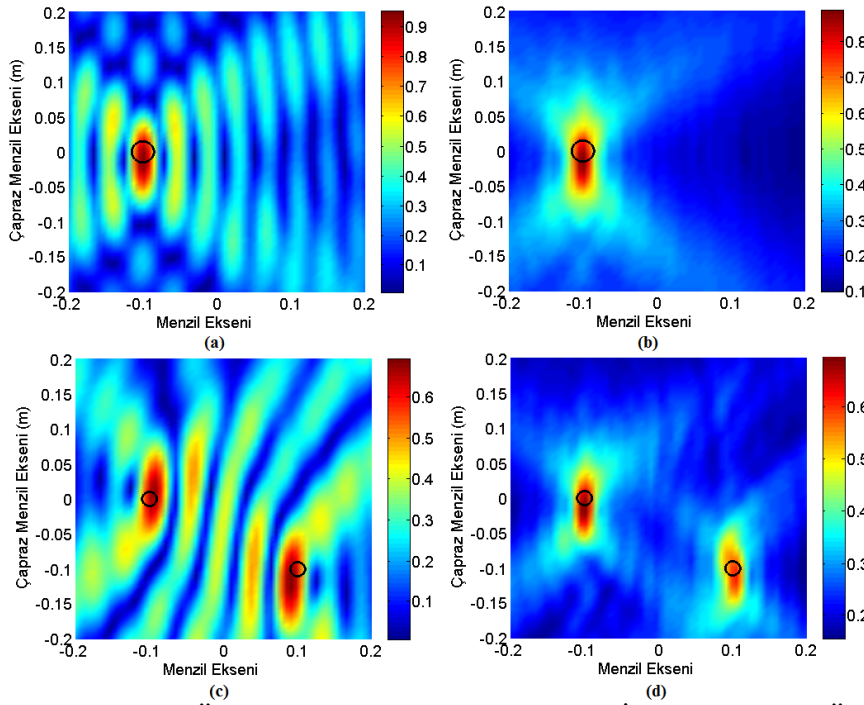
4.2 Multistatik Ölçüme Ait Sayısal Örnekler

Bu kısımda multistatik ölçüm olduğu durum ele alınmıştır. Beşinci örnek olarak multistatik durumda MUSIC algoritması ve geciktir ve topla hüzmeye şekillendirme uygulanmış hüzmeye uzayında MUSIC algoritması ile ilgili sayısal sonuçlar verilmiştir. Multistatik ölçüm için çalışma frekansı 4 GHz dir. 81 adet alıcı ve verici anten orijinden 4m uzaklıkta $y=-4m$ doğrusu üzerinde -3m ile 3m arasına eşit aralıklarla konulmuştur. Yansıma katsayısı 1 olan 6 adet noktasal saçıcı kullanılmıştır. Hesaplanan saçılan alana -10dB işaret gürültü oranı değerli Gauss tipi beyaz gürültü eklenmiştir. Şekil 4.5 den de görüleceği üzere multistatik durumda MUSIC algoritması saçıcı cisimlerin yerini doğru bulmaktadır. Hüzmeye uzayında MUSIC algoritması uygulanarakta yüksek çözünürlüklü görüntü elde edilebilir.



Şekil 4.5 : Beşinci Örneğe Ait Sonuçlar. (a) MUSIC. (b) Geciktir ve Topla Hüzmeye Şekillendirme. (c) Geciktir ve Topla Hüzmeye Şekillendirme Uygulanmış Hüzmeye Uzayında MUSIC.

Son sayısal örnek olarak multistatik durumda doğrudan örnekleme yöntemi ve çoklu frekansa genişletilmesiyle ilgili sayısal örnekler verilmiştir. Doğrudan örnekleme yöntemi gerçekleştirilmesinde çalışma frekansı 4GHz dir. İlk düzenekte kullanılan dielektrik silindirin yarıçapı 1.5cm ve dielektrik katsayısı ϵ_r 2 dir. Ölçüm orijinden 1m uzaklıkta eşit aralıklık 48 adet anten kullanılarak 5m yapay açıklık oluşturularak yapılmaktadır. Saçılan alan TM polarizasyon altında MoM ile hesaplanmıştır. Çoklu frekans için 1GHz ile 8GHz arasında 0.35 Ghz artımla 20 frekansta ölçüm yapılmıştır. İkinci düzenekte ise birinci düzenekteki ile aynı uzaklıkta aynı yapay açıklık altında yarıçapı 1cm olan iki adet dielektrik silindir kullanılmıştır. Her iki düzenekte de saçılan alana 10dB işaret gürültü oranı değerli Gauss tipi beyaz gürültü eklenmiştir. Şekil 4.6 den görüleceği üzere multistatik ölçümde doğrudan örnekleme yöntemi tek bir verici anten olmasına rağmen cismin koordinatlarını doğru şekilde bulabilmektedir.



Şekil 4.6 : Altıncı Örneğe Ait Sonuçlar. (a) Silindir İçin Multistatik Ölçümde Doğrudan Örneklem Yöntemi. (b) Silindir İçin Çoklu Frekanslı Multistatik Ölçümde Doğrudan Örneklem Yöntemi. (c) İki Silindir İçin Multistatik Ölçümde Doğrudan Örneklem Yöntemi. (d) İki Silindir İçin Çoklu Frekanslı Multistatik Ölçümde Doğrudan Örneklem Yöntemi.

5. SONUÇ

Bu tez kapsamında değerlendirilen görüntüleme yöntemlerinin ilki mikrodalga görüntülemede kullanılan bir alt uzay görüntüleme yöntemi olan MUSIC algoritmasıdır. MUSIC algoritması monostatik ve multistatik durum için ayrı ayrı incelenmiştir. MUSIC algoritması ham veri yerine hüzme uzayında ki bir veriye uygulanarak avantajları gözlemlenmiştir. Hüzme uzayında ki veriyi elde etmek için öncelikle topla ve geciktir hüzme şekillendirme uygulanarak işaret gürültü oranı artırılmaya çalışılmıştır. Böylece çok gürültülü ortamlarda bile MUSIC algoritmasının kullanılması amaçlanmıştır. İkinci olarak hüzme uzayında ki veri frekans dalgasayısı migrasyonu uygulanarak iki boyuttaki radar görüntülerinde meydana gelebilecek hiperbolik bozulmaların önüne geçilmesi amaçlanmıştır. Sayısal ve deneysel sonuçlar bu yöntemlerin verimliliğini ve MUSIC algoritmasına olan pozitif etkisini göstermiştir. Görüntüleme yöntemlerinden ikinci olarak doğrudan örnekleme yöntemiyle ilgili bir inceleme yapılmıştır. Doğrudan örnekleme yöntemi tek bir verici anten olmasına rağmen bilinmeyen cismin şeklini ve koordinatlarını doğru şekilde bulabilmektedir. Doğrudan örnekleme yöntemi herhangi bir optimizasyon gerektirmeyip sadece matris operatörleri kullanmaktadır. Bundan dolayı hem hızlı hem de gerçekleşmesi kolay bir yöntemdir. Bu sebeple daha büyük algoritmalarda bir ön adım olarak kullanılabilir. Bu basitliğinden faydalanmak için doğrudan örnekleme yöntemi tek ve çoklu frekans olduğu durumda monostatik duruma genişletilmiş ve incelenmiştir. Sayısal sonuçlar monostatik doğrudan örnekleme yönteminin efektifliğini göstermiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Vargas, J.M.M.** (2012). Signal Processing Technique for Radar Based Subsurface and Through Wall Imaging, *Doktora Tezi*, University of Alberta, Edmonton.
- [2] **Pierce, A.D.** (1981). *Acoustics: an introduction to its physical principles and applications*, cilt 20, McGraw-Hill New York.
- [3] **Callerame, J.** (2006). X-ray backscatter imaging: photography through barriers, *Powder diffraction*, 21(02), 132–135.
- [4] **Amin, M.G.** (2011). *Through-the-wall radar imaging*, CRC press.
- [5] **Yang, Y. ve Fathy, A.E.** (2005). See-through-wall imaging using ultra wideband short-pulse radar system, *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, cilt 3, IEEE, s.334–337.
- [6] **Wiggins, J.** (1984). Kirchhoff integral extrapolation and migration of nonplanar data, *Geophysics*, 49(8), 1239–1248.
- [7] **Gazdag, J.** (1978). Wave equation migration with the phase-shift method, *Geophysics*, 43(7), 1342–1351.
- [8] **Ozdemir, C., Demirci, S., Yigit, E. ve Kavak, A.** (2007). A hyperbolic summation method to focus B-scan ground penetrating radar images: An experimental study with a stepped frequency system, *Microwave and Optical Technology Letters*, 49(3), 671–676.
- [9] **Cafforio, C., Prati, C. ve Rocca, F.** (1991). SAR data focusing using seismic migration techniques, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 27(2), 194–207.
- [10] **Aftanas, M., Sachs, J., Drutarovskỳ, M. ve Kocur, D.** (2009). Efficient and fast method of wall parameter estimation by using UWB radar system, *Frequenz*, 63(11-12), 231–235.
- [11] **Cakoni, F., Colton, D. ve Monk, P.** (2011). *The linear sampling method in inverse electromagnetic scattering*, cilt 80, SIAM.
- [12] **Li, J., Liu, H., Shang, Z. ve Sun, H.** (2013). Two single-shot methods for locating multiple electromagnetic scatterers, *SIAM Journal on Applied Mathematics*, 73(4), 1721–1746.
- [13] **Potthast, R.** (2010). A study on orthogonality sampling, *Inverse Problems*, 26(7), 074015.

- [14] **Soumekh, M.** (1999). *Synthetic aperture radar signal processing*, New York: Wiley.
- [15] **Yoon, Y.S. ve Amin, M.G.** (2008). High-resolution through-the-wall radar imaging using beamspace MUSIC, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 56(6), 1763–1774.
- [16] **Ozdemir, C.** (2012). *Inverse synthetic aperture radar imaging with MATLAB algorithms*, cilt210, John Wiley & Sons.
- [17] **Van Trees, H.L.** (2004). *Detection, estimation, and modulation theory, optimum array processing*, John Wiley & Sons.
- [18] **Shrestha, S.M. ve Arai, I.** (2003). Signal processing of ground penetrating radar using spectral estimation techniques to estimate the position of buried targets, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2003(12), 1–12.
- [19] **Cheney, M.** (2001). The linear sampling method and the MUSIC algorithm, *Inverse problems*, 17(4), 591.
- [20] **Devaney, A.J.** (2000). 1Super-resolution Processing of Multi-static Data Using Time Reversal and MUSIC.
- [21] **Van Veen, B.D. ve Buckley, K.M.** (1988). Beamforming: A versatile approach to spatial filtering, *IEEE assp magazine*, 5(2), 4–24.
- [22] **Ahmad, F., Amin, M.G. ve Kassam, S.A.** (2005). Synthetic aperture beamformer for imaging through a dielectric wall, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 41(1), 271–283.
- [23] **Krim, H. ve Viberg, M.** (1996). Two decades of array signal processing research: the parametric approach, *Signal Processing Magazine, IEEE*, 13(4), 67–94.
- [24] **Liu, W. ve Weiss, S.** (2010). *Wideband beamforming: concepts and techniques*, cilt 17, John Wiley & Sons.
- [25] **Papoulis, A. ve Pillai, S.U.** (2002). *Probability, random variables, and stochastic processes*, Tata McGraw-Hill Education.
- [26] **Berkhout, A.J.** (2012). *Seismic migration: Imaging of acoustic energy by wave field extrapolation*, cilt 12, Elsevier.
- [27] **Claerbout, J.** (1986). Imaging the Earth's interior, *Geophysical Journal of the Royal Astronomical Society*, 86(1), 217–217.
- [28] **Ito, K., Jin, B. ve Zou, J.** (2012). A direct sampling method to an inverse medium scattering problem, *Inverse Problems*, 28(2), 025003.
- [29] **Richmond, J.H.** (1965). Scattering by a dielectric cylinder of arbitrary cross section shape, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 13(3), 334–341.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Hüseyin Önder Bektaş

Doğum Yeri ve Tarihi: Bornova / 09.11.1991

E-Posta: onder_873@hotmail.com

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği (2009-2014)

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

▪ **H. Onder Bektas**, Ozgur Ozdemir. "Direct Sampling Method for Monostatic Radar Imaging", *International Symposium on Electromagnetic Theory*. URSI, August 14-18, 2016 Espoo, Finland. (Kabul Edildi)