

T.C.

GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ

MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SENTETİK AÇIKLIKLI RADAR GÖRÜNTÜLEMESİ
İÇİN DEMET GERİ-İZDÜŞÜM YÖNTEMİ**

Şahin ÖZSOY

DOKTORA TEZİ

ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ANABİLİM DALI

GEBZE

2009

T.C.

GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ

MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SENTETİK AÇIKLIKLI RADAR GÖRÜNTÜLEMESİ İÇİN
DEMET GERİ-İZDÜŞÜM YÖNTEMİ

Şahin ÖZSOY

DOKTORA TEZİ

ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ANABİLİM DALI

TEZ DANIŞMANI

Doç. Dr. Ahmet Arif ERGİN

GEBZE

2009

 GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ	MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ JÜRİ ONAY FORMU
--	---

JÜRİ

ÜYE (BAŞKAN) : Doç. Dr. A. Arif ERGİN

ÜYE : Doç. Dr. Oğuz KUCUR

ÜYE : Yrd. Doç. Dr. Müjdat ÇETİN

ÜYE : Yrd. Doç. Dr. Serkan AKSOY

ÜYE : Yrd. Doç. Dr. Gökhan ÇINAR

Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 15/01/2009 tarih ve 2009/1 sayılı kararı ile yukarıdaki öğretim elemanlarından oluşmuş jüri tarafından düzenlenen 13/02/2009 tarihli Tez Savunma Tutanağı neticesinde Doktora öğrencisi Şahin ÖZSOY'un çalışması GYTE Mühendislik ve Fen Bilimleri Yönetim Kurulu/...../..... tarih ve/...../..... sayılı kararıyla Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak onaylanmıştır.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

TEZİN BAŞLIĞI : Sentetik Açıklıklı Radar Görüntülemesi İçin Demet Geri-İzdüşüm Yöntemi

YAZAR ADI : Şahin ÖZSOY

Bu tezde, ışıntı modundaki sentetik açıklıklı radar (SAR) için, hedef yansıtıcılık yoğunluğu fonksiyonunun izdüşümünün kutupsal modellenmesini ve tomografik tekrar oluşturma yöntemlerini kullanan bir yüksek çözünürlük yöntemi geliştirilmiştir.

Öncelikle arkaplan bilgisi olarak temel radar ve SAR prensipleri açıklanmış, radyo dalgaları ile hedef tespitin ve mesafe belirlenmesinin elektromanyetik teorideki yeri Maxwell denklemlerinden başlayarak çözümlenmiştir. Modülasyonsuz kısa darbeler, frekans atlama ve modülasyonlu uzun darbeler kullanılarak yapılabilecek mesafe çözümleme yöntemleri açıklanmıştır.

Mesafe çözümlemede, frekans bölgesindeki veriye bir matris demet yöntemi (MDY)'nin uygulanması ile tek bir görüntüleme açısı için süper çözünürlüğün elde edilmesi sağlanmıştır. Elde edilen yüksek çözünürlüklü mesafe görüntüsü, evrimsel geri-izdüşüm (EGİ) algoritmasında etkin bir biçimde kullanılmıştır. Dolayısıyla, oluşturulan SAR görüntüsünün kalitesi de artmıştır. Buna, demet geri-izdüşüm yöntemi adı verilmiştir. Yöntem, geniş görüntüleme açılarına uygulamaya son derece uygundur. Ayrıca elde edilen görüntü ilave işaret işleme olmaksızın yakınlaştırılabilmektedir. Yöntemin nokta dağılım fonksiyonu çıkarılmış, gürültüye karşı dirençli olduğu ve çok düşük işaret-gürültü oranı (İGO) değerlerine kadar görüntü üretebildiği gösterilmiştir. Geliştirilen yöntemin performansı, yapay ve deneysel veriler kullanılarak test edilmiş, sonuçlar standart EGİ yöntemi ile karşılaştırılmıştır.

SUMMARY

TITLE OF THE THESIS : Pencil Back-projection Method for
SAR Imaging

AUTHOR : Şahin ÖZSOY

In this thesis, a high resolution method for spotlight mode SAR imaging that utilizes parametric modeling of projected target reflectivity density function and tomographic reconstruction is presented.

As a background information, radar and SAR principles are introduced. The place of target detection and ranging using radio waves within the electromagnetic theory is explained starting from Maxwell equations. The ranging methods that use unmodulated short pulses, frequency agility or modulated long pulses are formulated.

Utilization of a forward-backward total least squares band-pass matrix pencil method allows super resolution to be achieved in range for a single imaging angle. The obtained high resolution range data is applied very efficiently to the convolutional back-projection algorithm. Hence, the quality of the image reconstructed is also improved. The new method is called Pencil Back-projection. This method is appropriate for wide-angle data collection scenarios. Image can be zoomed with no additional signal processing. The point spread function of the method is formulated. It is shown that the method is very resistant to noise and can generate images down to very low SNR values. The performance of the developed method is tested using simulated and experimental data and the results are compared to the standart convolutional back-projection.

TEŞEKKÜR

DRDC Ottawa, Kanada'dan Dr. Sylvester Wong ve Bay Edwin Riseborough'a, MERIC radarından alınan deneysel SAR verisini sağladıkları için teşekkür ederim.

Çalıştığım kurum olan Araştırma Merkezi Komutanlığı'nda; doktora çalışmam esnasında benden hiçbir desteği esirgemeyen çalışma arkadaşlarıma, özellikle maddi destek almam konusunda özel çaba gösteren Yb. Mehmet KUTLU, Bnb. Murat KOCAKANAT ve Bnb. Uğurcan ŞAMLI'ya, doktora yapmam konusundaki teşvikleri için emekli Albay Sedat TÜRE'ye, sigma radar verileri üzerinde çalışabilmemi sağlayan Bnb. Nilüfen ÇOTUK'a, SAR konusunda daha önceden yaptığı çalışmaları benimle paylaşan Yzb. Gülhan GÜRMEN'e teşekkürü bir borç bilirim.

Sevgili eşim Gamze'ye, tez yazımı esnasında geçen uzun çalışma saatlerim esnasında bana gösterdiği sabır ve her zaman yanımda olması ve bana verdiği destekten ötürü çok şey borçluyum.

Tez danışmanım Doç. Dr. Arif ERGİN, doktora çalışmamım başından itibaren, radar ve elektromanyetiğin temel konularını özümsememi sağlamış, en genel konulardan en detay hususlara kadar teori ve uygulamada konu hakkındaki derin bilgi seviyesi ile her zaman beni şaşırtmıştır. Akademik çalışmanın pratik unsurlarını bana öğretmiştir. Genel resmi görmenin yanı sıra, başarının detaylarda gizli olduğunu onun sayesinde öğrendim.

Ocak 2009

Şahin ÖZSOY

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
SUMMARY	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
TABLolar DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Hedefi	1
1.2. Konu Başlıklarının Organizasyonu	3
2. SENTETİK AÇIKLIKLI RADARA GENEL BAKIŞ	5
2.1. Radar ile Görüntüleme	5
2.2. SAR Prensipleri	8
3. TEK BOYUTTA GÖRÜNTÜLEME	12
3.1. Maxwell Denklemleri	12
3.2. Elektrik Alan Formülasyonu	14
3.3. Frekans Modülasyonsuz Darbelerle Menzil Çözümlemesi	17
3.4. Frekans Atlamalı Sistemler	30
3.5. Frekans Modülasyonlu Darbelerle Menzil Çözümlemesi	31
4. DEMET GERİ-İZDÜŞÜM YÖNTEMİ	42
4.1. Görüntü Oluşturma Teorisi	43
4.2. Çözünürlüğü Sınırlayan Faktörler	49
4.3. Evrimsel Geri-İzdüşüm	51
4.4. Hedef Yansıtıcılık Yoğunluk Fonksiyonunun Elde Edilmesi	57
4.4.1. Toplam En Küçük Kareler Matris Demet Yöntemi	59
4.4.2. İleri-Geri Matris Kalemi	63
4.4.3. Bant Geçiren Matris Kalemi	64
4.5. Geri-izdüşüm ve Matris Demet Yönteminin Birleştirilmesi	66

	viii
4.6. Çözünürlük	69
5. ÖRNEKLER VE SONUÇLAR	70
5.1. Gürültü Performansı	70
5.2. Ters Ayrık Fourier Dönüşümü ile Karşılaştırma	72
5.3. Deneysel Veri	76
6. SONUÇ VE MÜTEAKİP ÇALIŞMALAR	79
KAYNAKLAR DİZİNİ	81
ÖZGEÇMİŞ	86

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

a_i	: i 'nci saçıcının saçılma katsayısı
AFD	: Ayrık Fourier Dönüşümü
β	: Açıklık tarafından oluşturulan hüzmelerin açısal genişliği
2α	: Frekans değişme oranı (<i>chirp rate</i>)
B_c	: Frekans modülasyonlu darbenin bant genişliği
B_e	: Frekans modülasyonsuz darbenin etkin bant genişliği
<i>BP</i>	: <i>Band Pass</i>
c	: Işık hızı
D	: Saçıcıların merkezden azami uzaklığı ya da açıklığın çapı
<i>DC</i>	: <i>Direct Current</i>
DEĞİ	: Demet Geri-izdüşüm
ϵ_0	: Serbest uzayın dielektrik sabiti
EGİ	: Evrimsel Geri-izdüşüm
<i>ESPRIT</i>	: <i>Est. Of Signal parameters via Rotational Invariance Technique</i>
$f_{\max}$	: Demodüle edilmiş işaretin maksimum frekansı
f_s	: Spektral bölgede örnekleme oranı
<i>FB</i>	: <i>Forward-Backward</i>
<i>FM</i>	: <i>Frekans Modülasyonu</i>
<i>HRR</i>	: <i>High Resolution Range</i>
HYİYİ	: Hedef Yansıtıcılığının Yoğunluk İzdüşümü
<i>IEEE</i>	: <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
İGO	: İşaret-Gürültü Oranı
ISAR	: <i>Inverse Synthetic Aperture Radar</i>
λ	: Dalgaboyu
M	: Cisim üzerindeki nokta saçıcıların sayısı
MDY	: Matris-Demet Yöntemi
<i>MNR</i>	: <i>Multiplicative Noise Ratio</i>
<i>MRI</i>	: <i>Magnetic Resonance Imaging</i>

RADAR	: <i>Radio Detection and Ranging</i>
SAR	: Sentetik Açıklıklı Radar, <i>Synthetic Aperture Radar</i>
τ_e	: Etkin darbe genişliği
τ_b	: Frekans modülasyonsuz darbenin uzunluğu
τ_c	: Frekans modülasyonlu darbenin uzunluğu
τ_p	: Bölge propagasyon zamanı
TLS	: <i>Total Least Squares</i>
k	: dalga numarası
$\hat{\mathbf{p}}$	: Birim polarizasyon vektörü
$\hat{\mathbf{v}}$	: Dalga yayılımı yönündeki birim vektör
V	: Uzamsal-frekans değişkeni
YPKD	: Yaklaşık prolate küresel dalga fonksiyonları
ω_0	: Radar darbesinin merkez frekansı

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil	Sayfa
2-1 Temel SAR tipleri (a) ışıntı (spotlight) (b) şerit (stripmap), (c) tarama.	11
3-1 $b(t)$ zarfına sahip devamlı dalga darbesi.	18
3-2 Tek boyutta veri toplama geometrisi.	19
3-3 Örnek bir bölgeye ait mikrodalga yansıtıcılık fonksiyonu (genliği), ν 'nin fonksiyonu olarak çizilmiştir. Düşey eksenin dB ölçeğinde olduğuna dikkat ediniz.	22
3-4 Örnek bölgeye ait yansıyan dalga. Her bir baskı saçıcı, devamlı dalga darbesinin kaydırılmış ve genliği değişmiş bir kopyası olarak görünür. Birbirine yakın olan hedeflere ait ekolar üst üste biner.	22
3-5 Darbe zarfının Fourier dönüşümü ve etkin bant genişliği.	24
3-6 Devamlı dalga darbesi demodüle edilerek yansıtıcılığın tekrar oluşturulması.	27
3-7 Yansıyan işaretin işlenmesi ile elde edilen hedef yansıtıcılığının ofset uzamsal frekansları.	29
3-8 Kısa devamlı dalga darbenin ve FM modülasyonlu uzun darbenin Fourier dönüşümlerinin mutlak değerleri.	33
3-9 Yansıyan doğrusal FM darbeler arasındaki ilişkiler.	35
3-10 Doğrusal FM darbe yansıma işaretini demodüle ettikten sonra elde edilen hedef yansıtıcılık tahmini.	40
4-1 Görüntüleme Geometrisi.	44
4-2 Uzamsal Frekans Bölgesi.	48
4-3 Geri-İzdüşüm: Dikdörtgen kutu, görüntülenen bölgeyi göstermektedir. Filtrelenmiş geri-izdüşüm fonksiyonu $Q_\theta(\nu)$, sabit ν doğruları boyunca görüntülenen bölge üzerine sürülmektedir. Geri-izdüşümün $\nu = \nu_0$ noktasındaki değeri, görüntülenen bölgede AB doğrusu boyunca tüm piksellere aynı katkıyı yapmaktadır.	56
4-4 Spektrumun sonsuza genişlemesi.	69
5-1 Farklı İGO oranları ile test görüntüsü.	72
5-2 Alt bölgelerden oluşan benzetilmiş spektral bölge verisi.	73
5-3 (a) $(-23, 24)$ 'te bulunan noktasal bir saçıcı için, benzetilmiş veri ile doğrusal interpolasyon kullanarak alt-diziden ters AFD kullanılarak yapılan geri-izdüşüm (b) Aynı alt-bölge için MDY kullanılarak yapılan geri-izdüşüm.	74
5-4 $(-23, 24)$, $(0, 0)$ ve $(0.3, -0.3)$ noktalarında bulunan ideal saçıcılar için sırasıyla (a) EĞİ ve (b) MDY tekrar oluşturma sonuçları.	75
5-5 $(0, 0)$ ve $(0.3, -0.3)$ noktalarında bulunan iki ideal saçıcı için ters AFD ve MDY görüntülerinin karşılaştırılması, (Sekiz defa büyütülmüş görüntü).	76

5-6 MERIC radarı deney düzeneği.	77
5-7: MERIC radar deney düzeneğinde, köşe yansıtıcıların platform üzerindeki yerleşimleri.	78
5-8: MERIC radarı ISAR verisi için (a) ters AFD tekrar oluşturma ve (b) MDY tekrar oluşturma sonuçları.	78

TABLÖLAR DİZİNİ

<u>Tablo</u>	<u>Sayfa</u>
4-1 Farklı işaretler ve işaret işleme yöntemlerinin, demet geri-izdüşüm yöntemine uygunlukları.	68
5-1 Benzetilen saçıcılar.	70

1. GİRİŞ

1.1. Tezin Hedefi

Bu tezin temel amaçları; ışıntı modundaki sentetik açıklıklı radar (SAR) görüntülemeye; (1) hedef yansıtıcılık yoğunluğunun sonlu sayıda noktasal saçıcıdan ibaret olduğu varsayımı altında, saçıcıların izdüşümlerinin eldeki veriden, mesafede herhangi bir bulanıklık olmadan, tam olarak hesaplanması için kutupsal modellemenin kullanılabileceğini ispatlamak, (2) bu izdüşümlerin SAR görüntüsünün kalitesini arttırmak için etkin bir biçimde evrimsel geri-izdüşüm (EGİ) yönteminde kullanılabileceğini ve (3) bu yöntem ile çok düşük işaret-gürültü oranı (İGO) değerlerine kadar görüntü üretilabileceğini göstermektir.

Saçıcıların izdüşümlerinin tam olarak hesaplanması, eldeki spektral veriyi karmaşık üstel fonksiyonların doğrusal bir bileşimi olarak yakınsama yöntemine karşılık gelir. Bu amaçla kullanılan doğrusal yöntemlere örnek olarak matris demet yöntemi (MDY) ve Prony yöntemi gösterilebilir [Hua and Sarkar 1989; Hua and Sarkar 1990]. MDY, Prony yöntemi ile kıyaslandığında örneklenen verideki gürültüye karşı daha fazla bağışıklığa sahiptir. Ayrıca tahmin ettiği parametrelerde daha düşük bir varyansı vardır ve hesaplama bakımından daha verimlidir. Bu tezde, MDY [Sarkar and Pereira 1995] kutupsal modelleme için eldeki spektral veriye—her görüntüleme açısında—uygulanmıştır. Daha sonra elde edilen kutuplar ve katsayılar kullanılarak tomografik tekrar oluşturma uygulanmıştır. Bu yaklaşım ile, sonlu sayıda saçıcı merkezi varsayımı geçerli olduğu sürece mesafede doğal bir süper çözünürlüğe ulaşılmaktadır. Sonuç olarak, ışıntı modundaki SAR için bir yüksek çözünürlük yöntemi elde edilmiştir.

Parametrik modelleme ve MDY'nin SAR görüntülemeye uygulanması yeni bir şey değildir. Hua [Baqai and Hua 1993; Hua, Baqai et al. 1993] ISAR uygulamalarında nokta saçıcıların görüntülenmesi amacıyla, [Hu 1990]'da

geliştirilen MDY'nin iki boyutlu bir sürümünü kullanmıştır. Hua'nın yaklaşımı dar açısal açıklık varsayımına dayanır ve bu sayede spektral bölgede kutupsal koordinatlardan kartezyen koordinatlara aradeğerleme yapılmasına ihtiyaç duyulmaz ve MDY doğrudan iki boyutlu veri üzerine uygulanır. Bu yöntem, N^4 mertebesinde işlem adedi ile göreceli olarak büyük bir matrisin tekil değer çözümlemesini gerektirir ve saçıcı merkezlerini bulmak için 6 aşamalı bir prosedüre ihtiyaç duyar.

Bu tezde sunulan yaklaşıma benzer bir yaklaşım daha önce de rapor edilmiştir [Sezgin and Dural 2000]. Fakat orada (i) geri-izdüşüm yerine ayrık Fourier dönüşümü (AFD) tabanlı odaklanmamış bir tekrar oluşturma kullanılmıştır ve (ii) formülasyon açıkça belirtilmemiştir. Sadece bir kavramsal çalışmadır. Bunlara ek olarak (iii) kutupların elde edilme yönteminde toplam en küçük kareler (*total least squares-TLS*), ileri-geri (*forward-backward-FB*) ve bant geçiren (*band-pass-BP*) yöntemleri kullanılmamıştır. Ayrıca tekniğin gürültü duyarlılığı verilmemiştir.

Bu tez, elektromanyetik, SAR, tomografi ve parametrik modellemeyi bir araya getirerek yüksek çözünürlüklü görüntülemeye birleştirilmiş bir yaklaşım getirmesi açısından orijinallik arz etmektedir. Şimdiye kadar SAR'da kullanılan parametrik modelleme tekniklerinin hemen hepsi, alınan işareti oluşturan iki boyutlu karmaşık üstel fonksiyonların tahmin edilmesi prensibine dayanmıştır [DeGraaf 1998]. Bu tezde ise böyle bir yaklaşım kullanmak yerine, ışıntı modundaki SAR'ın tomografik doğası ile uyumlu olmak için, tek boyutlu bir modelleme (menzil koordinatı boyunca) kullanılmıştır.

Sonuç olarak, ışıntı modundaki SAR için bir yüksek çözünürlük yöntemi elde edilmiştir. Geri-izdüşüm tercihe bağlı olarak uzamsal bölgede (evrişimsel geri-izdüşüm-EGİ) veya spektral bölgede (filtrelenmiş geri-izdüşüm) yapılabilir. Eğer EGİ kullanılırsa, tekrar oluşturma sürecinin hiçbir adımında aradeğerleme kullanılmamış olur ki bu da bu tezdeki yöntemle has bir özelliktir. İlerideki bölümlerde bu yöntemle yüksek çözünürlüklü görüntülerin elde edilebileceği gösterilecektir. Görüntü, fazladan hiçbir işaret işleme

yapılmadan yakınlaştırılabilir. Yöntem, geniş görüntüleme açılarına uygulamaya son derece uygundur. Ayrıca girişime ve gürültü karıştırmasına karşı çok dayanıklıdır. Örnekler, 5 dB işaret gürültü oranına kadar kabul edilebilir kalitede görüntüler üretilebileceğini göstermiştir.

Demet geri-izdüşüm yönteminden bahsetmeden önce, SAR görüntülemenin elektrik alan formülasyonu çıkartılmıştır. Görüntülemenin ilk basamağı olan tek boyutta menzil çözümlemede kullanılan (i) modülasyonsuz kısa darbeleri, (ii) darbeden darbeye frekans atlamalı ve (iii) doğrusal FM modülasyonlu sistemlerin niceliksel analizleri yapılmış ve hangi sistemlerle toplanan verilerin neden matris demet yöntemi ile işlenebileceği açıklanmıştır.

Veri toplama yöntemlerinin mükemmel olmamaları (artık video faz hatası ve kaymanın gömülü tonların tahmini üzerindeki etkileri, hız ve hareket kompensasyonu) ve hata kaynaklarının yöntemi nasıl etkilediği bu tezde ele alınmamıştır.

Demet geri-izdüşüm yönteminin temeli, bir boyutlu MDY'nin parametrik modelleme amacıyla elde edilen spektral veriye—her bir görüntüleme açısında—uygulanmasıdır. Daha sonra elde edilen kutuplar ve sıfırlar kullanılarak tomografik tekrar oluşturma yapılır. Ayrıca MDY, toplam en küçük kareler, ileri-geri, bant geçiren bir şekilde uygulanarak yöntemin gürültü performansı artırılır. Bu yaklaşım ile, sonlu sayıda saçıcı varsayımı geçerli olduğu sürece, yöntemin menzilde doğal bir süper çözünürlüğü bulunmaktadır. Saıcıların sayısı da algoritma tarafından, kullanıcının verdiği bir eşik değerine göre hesaplanabilmektedir.

1.2. Konu Başlıklarının Organizasyonu

İkinci bölümde, sentetik açıklıklı radar ile ilgili genel bilgilerden, radar ile uzaktan algılama ve hedef görüntülemenin dayandığı temellerden bahsedilecek, radar görüntüleri ile optik görüntüler arasındaki farka yer

verilecek ve hesaplanmış görüntü kavramı açıklanacaktır. Çözünürlüğün niteliksel bir tanımı yapılarak radar ile görüntülemenin uygulama alanları genel olarak listelenecektir. Ayrıca, doğrudan görüntüleme ile SAR arasındaki farklardan ve temel SAR geometrilerinden bahsedilecektir.

Üçüncü bölümde, öncelikle radar çalışma prensibinin elektromanyetik teorideki yeri Maxwell denklemlerinden başlayarak çözümlenecektir. Daha sonra sırasıyla; modülasyonsuz kısa darbeler kullanılarak menzil çözümü, kısa süreli darbe kullanımının avantaj ve dezavantajları, çözünürlüğü arttırmak için kullanılan frekans atlamalı sistemler ve son olarak da modülasyonlu darbelerle menzil çözümü ele alınacaktır.

Bölüm 4, demet geri-izdüşüm yönteminin açıklanmasına ayrılmıştır. Öncelikle, bir nesnenin iki boyutlu olarak görüntülenmesi incelenecek ve demodülasyon sonucu elde edilen verinin, hedef yansıtıcılığının iki boyutlu Fourier dönüşümüne olan ilişkisi gösterilecektir. Daha sonra, ışıntı modundaki SAR görüntülemesinde kullanılan yöntemlerden biri olan EĞİ yöntemi incelenecektir. Ardından, demet geri-izdüşüm yönteminde süper-çözünürlüğü elde etmenin temelini oluşturan parametrik modelleme yöntemi ele alınacaktır. Son olarak, EĞİ ve süper-çözünürlük yöntemlerinin, demet geri-izdüşüm yöntemi adı altında nasıl birleştirilerek ışıntı modundaki SAR için süper-çözünürlüğün elde edilebileceği gösterilecek ve bu yeni yöntemin çözünürlüğü hakkında kısa bir yorum yapılacaktır.

Bölüm 5, yeni yöntemin performansını göstermek amacıyla ele alınan simülasyon verilerine, deneysel sonuçlara ve sonuçların standart yöntemle karşılaştırılmasına ayrılmıştır. Bölüm 6'da tezin sonuçları sunulmuş ve kısaca DEĞİ yönteminin muhtemel uygulama alanlarına değinilmiştir.

2. SENTETİK AÇIKLIKLI RADARA GENEL BAKIŞ

Bu bölümde, sentetik açıklıklı radar ile ilgili genel bilgiler yer almaktadır. Öncelikle bölüm 2.1’de, radar ile uzaktan algılama ve hedef görüntülemenin dayandığı temellerden genel olarak bahsedilecek, radar görüntüleri ile optik görüntüler arasındaki farka yer verilecek ve hesaplanmış görüntü kavramı açıklanacaktır. Çözünürlüğün niteliksel bir tanımı yapıldıktan sonra, radar ile görüntülemenin uygulama alanları genel olarak listelenecektir.

Bölüm 2.2’de, doğrudan görüntüleme ile SAR görüntüleme arasındaki farktan bahsedilerek “sentetik” kavramının temeli ve yüksek çözünürlüklü görüntü için neden sentetik açıklıklar kullanılması gerektiği açıklanacaktır. Son olarak, sentetik açıklıklı görüntüleme amacıyla kullanılabilecek temel SAR geometrilerinden bahsedilecektir.

2.1. Radar ile Görüntüleme

Bu bölümde, sentetik açıklıklı radar görüntüleme konusunda temel bilgiler verilmektedir. Buradaki bilgilerin çoğu genel radar kitaplarında, [Mensa 1993] ve [Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996]’da bulunabilir.

Uzaktan algılamanın en önemli uygulamalarından biri olan radar, her türlü iklim koşulu altında atmosferden saçılmadan yayılabilme özelliğine sahip mikrodalga bölgesinde gece-gündüz çalışan ve görsel temas olmadan kullanılabilen bir sensördür. Radar kelimesi, İngilizce **Radio Detection and Ranging** kelimelerinden kısaltılarak oluşturulmuştur. Kelime olarak, radyo dalgaları ile hedef tespit etmek ve menzil belirlemek anlamına gelir. Bu anlamı ile radar, radyometre gibi cisimlerin sahip oldukları parlaklık, sıcaklık vb. özelliklerine göre yaydıkları enerjinin tespiti prensibine göre çalışan pasif uzaktan algılama yöntemlerinden ayrılır. Radar, belli bir doğrultuda yayılan elektromanyetik dalganın hedef ile etkileşimi prensibi ile çalışan aktif bir

uzaktan algılama yöntemidir. Radar sensörü, ortamda bulunan cisim nedeniyle saçılan elektromanyetik dalgalara karşı tepki verir. Fiziksel mekanizma genel olarak şu şekilde açıklanabilir: Gelen dalgalar cismin kapladığı hacimde belirli bir akım dağılımı oluşmasına neden olur. Oluşan bu akım dağılımı, sınır koşullarına bağlı olarak yansıyan dalgaları oluşturur. Radar sensörü, cisim üzerinde oluşan akımları doğrudan ölçemez. Bunun yerine, yansıyan alanlar ölçülerek bu alanlardan nesnenin uzamsal özelliklerine ilişkin veriler çıkarılmaya, yani nesne görüntülenmeye çalışılır.

Görüntüleme teknolojisinin ilk günlerinde, görüntü analog yöntemlerle oluşturulmaktaydı. Son otuz yılda ise, yüksek hızlı sayısal bilgisayarların kullanıma girmesi, hesaplanmış görüntü ya da sayısal görüntü adında yeni bir alanın doğmasını sağlamıştır. Hesaplanmış görüntü; bir sahne, materyal ya da nesneden toplanan verilerle görüntünün sentezlenmesi ya da hesaplanması anlamında kullanılmaktadır. Uygulama alanları; tıp, biyoloji, malzeme bilimi, hedef arama, seyrüsefer ve astronomi olarak sıralanabilir. Bu yöntemi kullanan görüntüleme metodolojileri bilgisayarlı tomografi, manyetik rezonans görüntüleme (MRI), ultrason ve akustik görüntüleme, x-ışını kristalografisi ve radyo astronomisini içerir. Sentetik açıklıklı radar (SAR) teknolojisi de, hesaplanmış görüntü oluşturma yöntemlerinden bir tanesidir.

SAR kapsamında hesaplanmış görüntü, ölçüm esnasında elde edilen genlik ve faz bilgilerinin eşevreli (*coherent*) olarak işlenmesi sonucu hedefin karmaşık yansıtıcılık fonksiyonunun hesaplanarak görüntünün oluşturulması prensibine dayanır. Radar görüntüsü, cismin yansıtıcılığının uzamsal dağılımı olarak tanımlanır. Bu tanıma bağlı olarak radar görüntüsü, yansıtma katsayılarından oluşan ve nesne uzayının ayrık bölgelere bölünmesiyle oluşturulan bir dizi olarak düşünülebilir. Bu yaklaşım, IEEE tanımıyla [1990] uyumludur. Bu tanımda “görüntü”; radyasyon, elektrik yükü, iletkenlik ya da yansıtıcılık gibi fiziksel bir özelliğin uzamsal dağılımı olarak tanımlanmaktadır.

Görüntünün cismi doğru bir biçimde tanımlayabilmesi için, ilgilenilen fiziksel özelliğin gözlem sisteminin ayırsama kabiliyeti sınırları mertebesindeki bir hassasiyette uzamsal ve niceliksel bir açıklaması

sağlanmalıdır. Karmaşık nesnelerin tam olarak tanımlanabilmesi için bakış açısına göre değişen birden fazla resim gerekebilir. Örneğin optik resimler nesnelerin optik yansıtıcılıklarının uzamsal dağılımını, bir gözlemci tarafından teşhis edilebilecek detayda içerirler. Benzer şekilde, radar görüntüsü de aydınlatılan cismin radar yansıtıcılığını, cismi tanımlayabilecek seviyede ortaya çıkarır. Radar görüntülerinin optik resimlere benzerliği kullanışlı bilgiler içerir. Bununla birlikte, herhangi bir radar görüntüsünün kalitesi, optik resimlere ne kadar benzediği ile ölçülmemeli, radar yansıtıcılığını ne kadar iyi ortaya çıkardığına bakılmalıdır.

Burada mikrodalga sistemler ile optik sistemler arasındaki bazı temel farklardan bahsetmekte fayda vardır. İlk olarak radar, optik kameraların gece görüşündeki sınırlamalarını ortadan kaldırır. Ayrıca, hem optik hem de kızılötesi sistemlerin görüntüleme performansını etkileyen bulutlar, radar için sınırlayıcı değildir.

Yüksek kalitedeki her resmin en önemli özelliklerinden bir tanesi çözünürlüktür. Çözünürlük, cismin birbirine yakın iki elemanının ayırmsanabilirliği olarak ifade edilebilir ve görüntüleme sisteminin açıklık alanı ile ters orantılıdır. İnsanın görme sistemi, çalıştığı dalga boyunun 10000 katı mertebesinde açıklıklar kullandığı için, milyonlarca ayırmsanabilir elemandan oluşan yüksek kalitede görüntülere alışığızdır. Bu nedenle radar görüntüleri, optik görüntülerle kıyaslandığında, ilk bakışta kalite bakımından basit seviyede değerlendirilebilir. Fakat, cisimler hakkında kendilerine özgü, bazen de başka türlü erişilemeyecek bilgileri içerirler. Radar görüntülerinin ana uygulamaları;

- Karmaşık cisimlerin radar yansıtıcılıklarını bulmak ve karakterize etmek
- Radar yansıtıcılıklarının analitik ve fiziksel olarak benzetimlerini yaparak radar sensörlerinin cevaplarını incelemek
- Belirli bir nesneyi tanımak için kullanılan otomatik tanımlama sistemlerine bilgi sağlamak

- Cisimlerin (özellikle canlı dokuların) iç ve dış kısımlarına zarar vermeden, mikrodalga iletimine izin veren ortamların arasından görüntüleme sağlamak

olarak sıralanabilir.

2.2. SAR Prensipleri

SAR, kabul edilebilir boyutlarda antenler kullanarak, çok yüksek çözünürlüklü mikrodalga görüntüler oluşturma yöntemidir. Uygulamaları, askeri, bilimsel ve ticari birçok alana yayılmıştır. SAR'ın uygulama alanına göre farklı tipleri olmasına rağmen, bunların hepsi istenilen görüntüyü elde etmek için menzile-doppler prensibine göre çalışan eşevreli (*coherent*) sistemlerdir.

Optik sistemlerde çözünürlük, tarihsel olarak Rayleigh kriteri ile tanımlanmıştır. Bu kriter gereği birbirinin aynısı iki ışık kaynağının ayrıştırılabilir olması için aralarındaki mesafenin en az; birinci kaynağın kırınım paterninin ilk sıfırı, ikinci kaynağın kırınım paterninin tepe noktasına denk gelecek kadar olması gerekir. Benzer şekilde, radar için de bir çözünürlük kriteri oluşturulabilir. Buna göre, iki saçıcının birbirinden ayrılabilmesi için, birine ait işlenmiş yansıma işaretinin tepe noktasının diğerine ait yansımanın ilk sıfırına gelmesi gerekir. Bu kriter, hem menzilde, hem de çapraz menzilde uygulanabilir. Çapraz menzili göz önüne alacak olursak, görüş hattına dik olan bir düzlemde bulunan iki nokta arasındaki mesafe bundan daha büyük ise, bu noktaların birbirinden ayırt edilebilmeleri beklenir [Wehner 1995].

En genel anlamda, üç boyutlu bir cisim görüntüleme; yüksek menzile çözünürlüğüne ve dar hüzmeli antene sahip bir radar ile yapılabilir. Buna doğrudan görüntüleme de denir. Anten demeti ve mesafe kapısı ile üç boyutlu hacim sistematik olarak taranır ve alınan işaretler taranan uzamsal koordinatların bir fonksiyonu olarak görüntülenir. Uzamsal çözünürlük sensörün mesafe ve açıdaki hareketi ile sağlandığı için görüntü doğrudan

elde edilir ve ayrıca hesaplama gerektirmez. Görüntüyü oluşturma'nın asgari seviyede işaret işleme gerektiren bu nisbeten kolaylığı ve cisim hareketsiz iken görüntünün elde edilebilmesi, doğrudan görüntülemenin avantajlarını oluşturur. Dezavantajlarından biri ise; yüksek kalitede bir uzamsal çözünürlüğün, pratik olarak uygulanması zor olan geniş açıklıklar gerektirmesidir. Sabit bir dalgaboyu ve gözlem uzaklığında çözünürlüğü iyileştirmek için, açıklık alanının artırılması gerekir. Örneğin, 40 m mesafeden bir nesneyi iki dalga boyu çözünürlük ile görüntülemek için 14.5 derece açısız kaplamaya sahip 10 m genişliğinde bir anten açıklığı gerekir. Aynı nesneyi aynı çözünürlükle 400 metreden görüntülemek için ise 100 m genişliğinde bir açıklık gerekir. Gözlem uzaklığına bağlı bu bağıl yüksek açıklık gereksiniminden dolayı, çoğu durumda nesne antenin yakın alanı içinde kalır. Bu nedenle bahse konu çözünürlüğe ulaşmak için, açıklığın odaklanması gerekir. Ayrıca anten hüzmeye genişliği ile elde edilen çapraz menzil (*cross-range*) çözünürlüğü, mesafe arttıkça kötüleşir. Bu iki dezavantaj, görüntülemenin yakın mesafelerde ve milimetre dalga boyundaki dalgalarla yapılması ile giderilebilir. Doğrudan görüntülemenin başka bir dezavantajı, bu tip görüntülemelerde cisim parça parça aydınlatıldığı için, tamamı aydınlatıldığında oluşacak olan cisim içi etkileşimlerin gözlenmesinin mümkün olmamasıdır.

Radar sisteminde uzamsal çözünürlüğü belirleyen temel fiziksel özellikler frekans ve uzamda değişkenliktir. Başka bir deyişle cisim ne kadar farklı frekanslarda ve ne kadar farklı görüş açılarından izlenebilirse, radar görüntüsünün çözünürlüğü de o kadar fazla olur. Doğrudan görüntülemelerde frekans ve uzamda değişkenlik sensörün yapısı içine yerleştirilmiştir. Örneğin geniş bir açıklık ve çok kısa darbe genişliği kullanan bir radarda, frekans değişkenliği, yüksek bant genişlikli darbe spektrumuna gömülmüştür (Bakınız: bölüm 3.1). Uzamsal değişkenlik ise açıklık tarafından taranan açılarla sağlanır.

Çözünürlük, aynı zamanda sentetik yöntemlerle, cismin farklı frekanslarda ve değişik görüş açılarından yapılan birçok ölçümü uyumlu

olarak birleştirerek de elde edilebilir. Bu sayede bir dizi dar bantlı ve dar görüş açısından yapılan ölçümle, normal şartlarda geniş bant ve geniş bakış açıları gerektiren yüksek kalitede görüntüler elde edilebilir. Burada “sentetik” kelimesi ile, kısa darbe-dar hüzme genişlikli radar performansının, elemansal ölçümlerle elde edilmesi kastedilmektedir. Bu yöntemler halihazırda bir çok yüksek çözünürlüklü radar sistemi tarafından kullanılmaktadır.

Çok büyük fiziksel açıklıkların ortaya çıkardığı zorluklar, aynı görevi yerine getirebilecek sentetik açıklıklar ile giderilebilir. Sentetik açıklık ile fiziksel açıklıkların tek yönlü cevapları birbirinin aynısıdır. Fakat açıklık iki yönlü olarak kullanıldığı zaman fiziksel ile sentetik açıklık arasında önemli farklar ortaya çıkar. Bu ise fiziksel açıklığın elemanları hem gönderme, hem de alma amacıyla kullanıldığı zaman ortaya çıkan kuplaj terimlerinden kaynaklanır. Sentetik açıklığın iki yönlü cevabı, iki kat uzunluktaki bir fiziksel açıklığın cevabına eşdeğerdır.

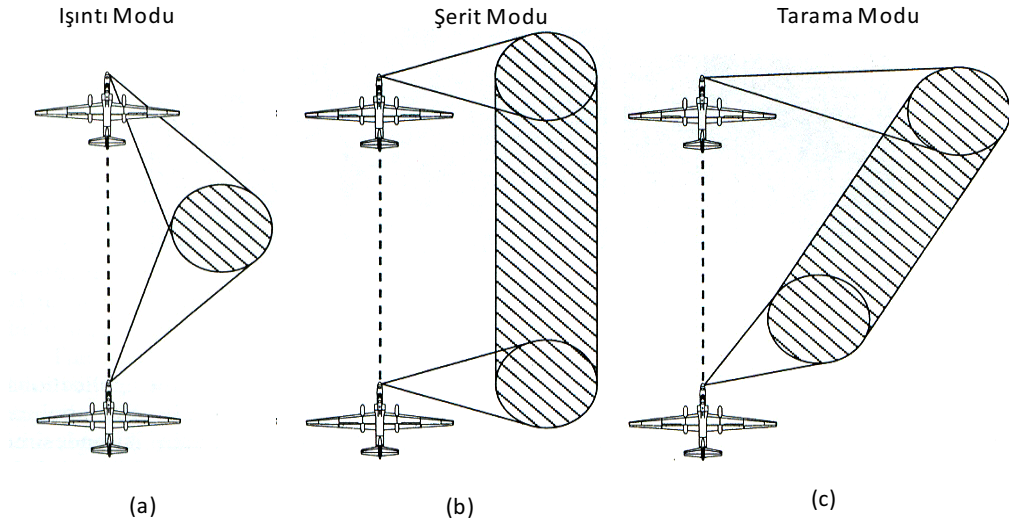
Sentetik açıklığı oluşturmak ve farklı görüş açılarından nesnenin gözlenmesini sağlamak için, radar ile görüntülenen nesne arasında bağlı bir hareket gerekir. Bu sayede açısal hareketin olduğu düzlemde, görüş doğrultusuna dik yönde bir çözünürlük elde edilebilir. Bağlı hareketin şekline, uygulamada ve çalışma prensiplerindeki pratik farklılıklara göre sentetik açıklıklı radarlar    klasik sınıf altında toplanabilir. Bunlar; ışıntı (*spotlight*), şerit (*stripmap*) ve tarama modu olarak adlandırılır.

ışıntı modundaki SAR, görüntülenen hedef bölgenin farklı görüş açılarından sürekli aydınlatılması prensibi ile çalışır. ışıntı modunda SAR, ilgilenilen küçük hedef bölgelerinin daha yüksek çözünürlükte incelenip görüntülenmesinde kullanılır. Bu tez, SAR’ın ışıntı modu üzerinedir. ışıntı modu, şerit modundaki SAR sistemlerinden daha iyi çapraz menzil çözünürlüğü üretir. ışıntı modunda SAR görüntülemede, radar anteni ya da hedef döndürülerek, sahnenin birçok açıdan aydınlatılması sağlanır. Yani, görüntüyü oluşturmak için radarın ve hedefin birbirine göre bağlı hareketleri kullanılır. Hareketli olan taraf, radarın kendisi ya da hedef olabilir. Radar

platformu hareket ediyorsa sentetik açıklıklı radar, hedef hareketli ise ters sentetik açıklıklı radar (*Inverse SAR - ISAR*) adını alır.

Şerit modunda SAR'da ise bir darbeden diğer darbeye aydınlatılan çapraz menzil bölgesi sürekli değişir. Bu modda, *broadside* ve *squinted* olmak üzere iki çeşit görüntüleme geometrisi kullanılır. Hareket doğrultusunun normaline doğru bakan hüzmeye ile yapılan tarama şekline *broadside*, normalin ilerisinde veya gerisinde kalacak şekilde yapılan taramaya da *squinted* görüntüleme geometrisi adı verilir. Şerit modunda SAR sistemleri büyük ve geniş hedef alanlarının kaba bir çözünürlükte incelenip görüntülenmesinde kullanılır.

Tarama modunda ise hareket doğrultusuna göre herhangi bir açıda olan hedef alan şeriti anten demeti ile taranır. Tarama modu özel durumlarda hem spotlight hem de stripmap modunu da kapsayacak şekilde çalışabilen çok yönlü bir mod olmasına rağmen veri işleme safhasında ek işlemlere gereksinim duyması nedeniyle tercih edilen bir mod değildir. Şekil 2-1'de temel SAR tipleri görülmektedir.



Şekil 2-1 Temel SAR tipleri (a) ışın (spotlight) (b) şerit (stripmap), (c) tarama.

3. TEK BOYUTTA GÖRÜNTÜLEME

Vadide bağırarak kendi sesinin yankısını dinleyen herkes, radarların dayandığı temel prensibi kullanmıştır. Yankı ile mesafe bulma kavramı, yankının gidiş-geliş zamanını ve ilerleme hızını bilmenin, işaret kaynağı ile hedef arasındaki mesafeyi bilmek anlamına geldiğini ortaya koyar. Bu bölümde, işte bu temel prensibin mikrodalga işaretlere uygulanması ve elektromanyetik dalgaların yankısı ile mesafe bulma prensibinin dayandığı elektromanyetik temeller incelenecektir. Öncelikle bölüm 3.1 ve 3.2’de radar çalışma prensibinin elektromanyetik teorideki yeri Maxwell denklemlerinden başlayarak çözümlenecektir. Daha sonra, bölüm 3.3’de modülyasyonsuz kısa darbelerin yankılarının kullanılarak menzıl çözümlemesinin nasıl yapıldığı incelenecektir. Kısa süreli devamlı dalga kullanımının avantaj ve dezavantajlarından bahsedilecektir. Kısa süreli darbeler ile çalışan sistemlerde çözünürlüğü arttırmak için kullanılan frekans atlamalı sistemlere bölüm 3.4’te yer verilecektir. Son olarak da bölüm 3.5’de, modülyasyonsuz kısa darbe kullanımında ortaya çıkan sınırlamalardan kurtulmak için kullanılan, modülyasyonlu darbelerle menzıl çözümlemesine yer verilecektir.

3.1. Maxwell Denklemleri

Radar görüntüleme, elektromanyetik temellere dayanmaktadır. Her elektromanyetik olay gibi; radarın çalışma prensibi, performansı ve sınırlamaları da klasik fizikteki elektrik ve manyetizma kanunları ile açıklanabilir. Bu kanunlar, Maxwell denklemleri olarak ifade edilirler. Bu nedenle, radar görüntülemenin analizine Maxwell denklemleri ile başlamak yerinde olacaktır.

Maxwell denklemleri kaynakların (yük veya akım yoğunlukları) olduğu durumda yazılır ve çözümleri incelenirse, zamana göre değişen elektrik ve manyetik alanların da çözüm kümesi içinde bulunduğu gösterilebilir. Boş uzay için monokromatik haldeki Maxwell denklemleri aşağıdaki gibidir;

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \rho \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = j\omega\mu_0\epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{J} . \quad (3.4)$$

Denklemlerde $\mathbf{E}$ elektrik alan şiddetini, $\mathbf{B}$ manyetik akı yoğunluğunu, ρ yük yoğunluğunu, $\mathbf{J}$ akım yoğunluğunu, ϵ_0 serbest uzayın dielektrik sabitini, μ_0 ise manyetik geçirgenliği ifade etmektedir. Bu dört denklemin çözümü olan elektrik ve manyetik alanların kaynaklar cinsinden ifade edilmesi kolay olmadığı için “potansiyeller” kullanılmaktadır [Cheng 1989]. Denklem (3.3)’den başlayarak manyetik vektör potansiyeli

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanabilir ve vektör potansiyelinin aşağıdaki genel Helmholtz denklemini sağladığı gösterilebilir;

$$\nabla^2 \mathbf{A} + \frac{\omega^2}{c^2} \mathbf{A} = -\mu_0 \mathbf{J} . \quad (3.6)$$

Buradaki $c = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$, dalganın ortamdaki iletim hızını göstermektedir. Bu denklemin çözümü

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} d\mathbf{r}' \quad (3.7)$$

şeklindedir [Balanis 1989]. Bu vektör potansiyel ile ilişkili olan elektrik alan şiddeti ise;

$$\mathbf{E} = \frac{c^2}{j\omega} \nabla \times \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.8)$$

şeklinde ifade edilir.

Kaynaklardan uzak yerlerde Maxwell denklemlerinin temel çözümleri düzlemsel dalgalardır. E_0 sabit bir vektör olmak üzere, elektrik alan için Maxwell denklemlerinin çözümü olan genel bir dalga fonksiyonunu ele alalım;

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} \quad (3.9)$$

Burada $\mathbf{k}$ vektörü iletim yönünü, $\mathbf{r}$ ise konum vektörünü ifade etmektedir. Dalga denklemini sağlayan bu fonksiyonun Maxwell denklemlerini de sağlaması için gereken şartlara bakıldığında, radarın temel çalışma prensibi olan elektromanyetik dalgaların hangi özelliklere sahip olduğu anlaşılabilir. Örneğin (3.9)'daki fonksiyonun denklem (3.1)'i sağlaması için; $\mathbf{E} \cdot \mathbf{k} = 0$ olması gerekir. Maxwell denklemlerinin birincisi, elektrik alanın yönünün, iletim doğrultusuna dik olması gerektiğini söylemektedir. Aynı fonksiyon, ikinci Maxwell denkleminde yerine konulduğu zaman;

$$\mathbf{B} = \frac{1}{c} \mathbf{k} \times \mathbf{E} \quad (3.10)$$

elde edilir. Yani, manyetik akı yoğunluğu iletim yönüne ve elektrik alana diktir. Dolayısıyla, elektrik ve manyetik alanlar sadece c iletim hızı ile ilerlemekle kalmayıp, belirli yönlerle ve birbirlerine göre sabit bir orana ($|\mathbf{E}| = c|\mathbf{B}|$) sahiptirler.

3.2. Elektrik Alan Formülasyonu

Yukarıda bahsedilen elektromanyetik dalga çözümünün ardından, radar kapsamında yankı ile mesafe bulma prensibinin elektrik alan formülasyonu incelenecektir. İncelemeye (i) nesnenin sonlu sayıda saçıcı merkezlerinden oluştuğu ve (ii) uzak alan koşulunu sağlayacak kadar uzak bir mesafeden aydınlatıldığı varsayımları ile başlanacaktır. Yani görüntüleme işlemi boyunca gözlem uzaklığı, eş-menzil eğrilerinin görüş hattına dik olan düz çizgiler

olarak varsayılmasına yetecek kadar nesnenin boyutlarından büyüktür [Mensa 1993]. Bu bölümdeki denklemlerde, açıkça gösterilmeyen bir $e^{j\omega t}$ zaman bağımlılığı varsayılmıştır. Bölüm 3.3 ve 3.5'te bu bağımlılık açıkça gösterilecektir. Radar tarafından gönderilen bir devamlı dalga sonucu hedef saçıcıları üzerine gelen elektrik alan, denklem (3.9)'ya göre düzlemsel dalga olarak yakınsanabilir;

$$\mathbf{E}^{inc}(\mathbf{r}) = \hat{\mathbf{p}} e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}. \quad (3.11)$$

Burada, $\hat{\mathbf{p}}$ birim polarizasyon vektörü (birim vektörler şapka ile gösterilmiştir), $\mathbf{k} = k\hat{\mathbf{v}}$, $k = \omega/c$ dalga sayısı ve $\hat{\mathbf{v}}$ ise dalga yayılımı yönündeki birim vektördür.

Ayrıca, saçıcı merkezlerine ait saçılma katsayılarının genel olarak karmaşık bir sayı olduğu ve ölçüm bant genişliği boyunca frekanstan bağımsız olduğu varsayılmaktadır. Bu ise gelen elektrik alanın nesne uzamı boyunca sonlu sayıdaki noktada akım oluşturduğu ve i nci saçıcı için bu akımın $\mathbf{r}_i$ pozisyonundaki elektrik deplasmanı ile (a_i karmaşık katsayısı ile) orantılı olduğu anlamına gelmektedir. Saçılma katsayılarının genel olarak fiziksel bir anlamı bulunmamaktadır. Bu katsayılar, radar ile ilgili yankı prensibine dayanan matematiksel modelimiz gereği cisim üzerinde, yansıyan alanı oluşturan akımlar indüklendiği ve bu akımların gelen alan ile orantılı olduğu varsayımımızdan kaynaklanmaktadır.

$$\mathbf{J}_i(\mathbf{r}') = a_i \epsilon_0 \mathbf{E}^{inc}(\mathbf{r}_i) = a_i \epsilon_0 \mathbf{E}^{inc}(\mathbf{r}') \delta(\mathbf{r}' - \mathbf{r}_i). \quad (3.12)$$

Saçılma katsayılarının (a_i) karmaşık olmalarının sebebi, yansıyan elektrik alanının genlik olarak değişmesinin yanında (gelen radyasyonun sadece belirli bir bölümü alıcı antene doğru yansıdığından dolayı) faz olarak da kaymasıdır. Bu faz kayması, materyallerin elektriksel özelliklerine göre hava/yüzey sınırında olabileceği gibi [Munson, O'Brien et al. 1983], hedeften çoklu yansılardan kaynaklanan zaman gecikmeleri sebebiyle de olabilir.

Denklem (3.11)'i denklem (3.12)'da kullanırsak, gelen alan ile aynı polarizasyondaki akım aşağıdaki şekilde yazılabilir;

$$J(\mathbf{r}') = \sum_{i=1}^M a_i \epsilon_0 \delta(\mathbf{r}' - \mathbf{r}_i) e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}'} . \quad (3.13)$$

Burada M nokta saçıcıların (yani saçıcı merkezlerinin) sayısıdır. Meydana gelen bu akım, $\mathbf{E}^{sca}(\mathbf{r})$ saçılan alanını denklem (3.8) ve (3.7) gereği oluşturur. Gönderme ve almanın aynı polarizasyonda yapıldığı varsayılacaktır. Bu durumda $\mathbf{J}$, $\mathbf{A}$ ve $\mathbf{E}^{sca}$ birbirlerine paralel vektörler olacağı için bunların sadece genlikleri olan J , A ve E^{sca} kullanılacaktır. Alıcı tarafta gözlenen manyetik vektör potansiyeli $A(\mathbf{r}_r)$, denklem (3.7)'ye göre şu şekilde yazılabilir;

$$A(\mathbf{r}_r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int J(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk|\mathbf{R}|}}{|\mathbf{R}|} d\mathbf{r}' . \quad (3.14)$$

Burada, $\mathbf{R} = \mathbf{r}_r - \mathbf{r}'$ 'dir. Denklem (3.14)'deki faz ve genlik terimleri için uzak alan yaklaşımları aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$|\mathbf{R}| \cong |\mathbf{r}_r| + \mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{v}} \quad \text{faz için} \quad (3.15)$$

$$|\mathbf{R}| \cong |\mathbf{r}_r| = r_r \quad \text{genlik için.} \quad (3.16)$$

Bu uzak alan yaklaşımlarını kullanıp, hızlı yok olan terimleri ihmal ederek ve denklem (3.13)'ü denklem (3.14)'de kullanarak,

$$\begin{aligned} E^{sca}(\mathbf{r}_r) &= -j\omega A(\mathbf{r}_r) \\ &= -j\omega \frac{\mu_0 \epsilon_0}{4\pi} \frac{e^{-jk r_r}}{r_r} \sum_{i=1}^M a_i e^{-2j\mathbf{k} \mathbf{r}_i \cdot \hat{\mathbf{v}}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

elde ederiz. Denklem (3.17), ortamdaki iletim hızının sabit olduğunu varsaymaktadır. Denklem (3.15), SAR görüntülemeye önemli bir adımdır.

Saçıcı merkezlerinin mesafe koordinatına izdüşümlerini temsil etmektedir. İletim hızı $c = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ olacak şekilde $\omega = kc$ eşitliği kullanılarak, denklem (3.17) şu hale gelir;

$$\frac{4\pi r_r}{-jke^{-jkr_r}} E^{sca}(\mathbf{r}_r) = \frac{1}{c} \sum_{i=1}^M a_i e^{-2jkv_i} . \quad (3.18)$$

Burada $v_i = \mathbf{r}_i \cdot \hat{\mathbf{v}}$ 'dir. Denklem (3.18)'de sol taraftaki terim, “mesafe olarak düzeltilmiş elektrik alan” adını almaktadır [Bhalla and Ling 1995]. Pratik sistemlerde demodülasyondan sonra elde edilen karmaşık işaret, denklem (3.18)'de ifadesi verilen düzeltilmiş elektrik alan ile doğrudan orantılıdır. Bu nedenle buna “alınan işaret” adı verilebilir. Çünkü, mesafe olarak düzeltilmiş elektrik alan, modülasyonsuz kısa darbeleri, frekans atlamalı ya da modülasyonlu alıcılarda, dik evreli (*quadrature*) demodülasyon sonrası elde edilen karmaşık zarf çıktısı ile doğrudan ilişkilidir. Sağ taraftaki $1/c$ terimi karmaşık katsayıların içine dahil edilebilir.

3.3.Frekans Modülasyonsuz Darbelerle Menzil Çözümlemesi

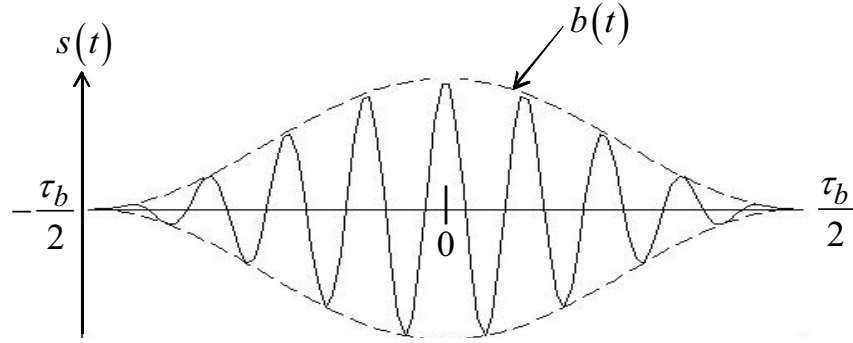
Mesafe bulma problemi üzerine yoğunlaşmak amacıyla, görüntülenmek istenen tüm hedeflerin menzil boyunca düz bir çizgi üzerinde sıralandıklarını, yani; verilen bir mesafede yan yana (çapraz-mesafede) dizilmiş birden fazla hedef olmadığını, sadece tek bir hedef bulunduğunu varsayalım. Hedeflerin hem mesafede, hem de çapraz mesafede bulunabileceği genel durum, bölüm 4'te ele alınacaktır.

Radar vericisinin, aşağıdaki gibi kısa bir mikrodalga enerji püskürtmesi gönderdiğini düşünelim:

$$s(t) = b(t) \cos(\omega_0 t) \quad (3.19)$$

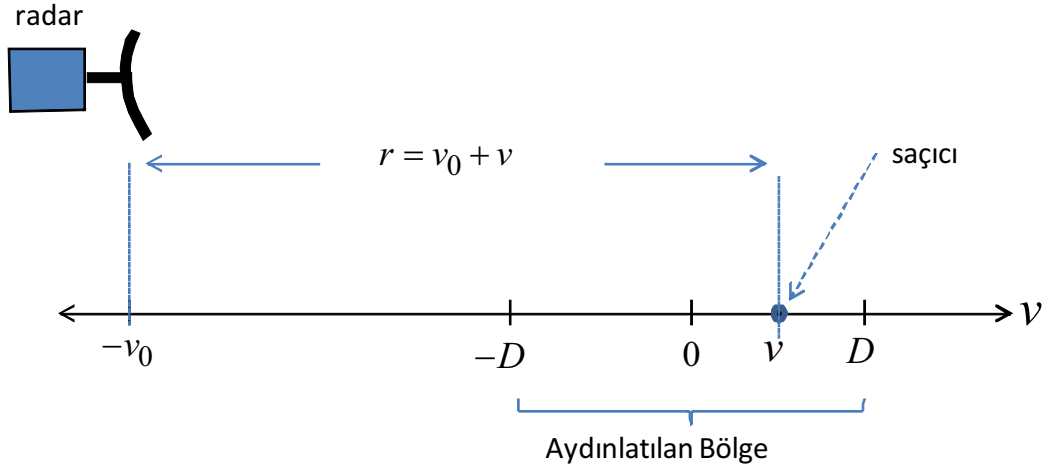
Burada $b(t)$, ω_0 frekansındaki taşıyıcı işarete genlik modülasyonu uygulayan ve τ_b saniye süren bir zarf fonksiyonudur. Yani, $-\tau_b/2 \leq t \leq \tau_b/2$ aralığı dışında $b(t) = 0$ 'dır. Tipik bir zarf fonksiyonu Şekil 3-1'de görülmektedir. Buna göre zarf, yükseltilmiş bir kosinüs darbesi olarak üretilmiştir.

$$b(t) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{2\pi}{\tau_b} t \right) \right] \quad (3.20)$$



Şekil 3-1 $b(t)$ zarfına sahip devamlı dalga darbesi.

Radar hüzmesi tarafından aydınlatılan tek bir hedefi ele alalım. Hedef, üzerine gelen enerjinin bir kısmını radar istikametine doğru geri yansıtacaktır. Şekil 3-2'de bu geometri gösterilmiştir. Şekilde v eksenini, radar ile hedefi birleştiren çizgiyi ifade etmekte olup, doğrudan mesafe (*slant range*) adını alır. Aydınlatılan bölgenin merkezi $v = 0$ 'da bulunmaktadır. Radarın bulunduğu noktanın koordinatı $-v_0$ olup, radar ile görüntülenen bölgenin merkezi arasındaki uzaklık v_0 kadardır. Radarın, v konumunda bulunan bir saçıcıya olan uzaklığı ise $v_0 + v$ 'dır.



Şekil 3-2 Tek boyutta veri toplama geometrisi.

Tek bir saçıcı tarafından yansıtılan işaret, radar tarafından aşağıdaki işaretin alınmasına neden olur [Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996]

$$r_b(t) = A|a_v| \cos(\omega_0(t - \tau_0 - \tau(v)) + \angle a_v) \cdot b(t - \tau_0 - \tau(v)). \quad (3.21)$$

Burada a_v katsayısı, v noktasında bulunan saçıcının mikrodalga yansıtıcılığıdır. A ise iletim kayıpları ve diğer faktörleri kapsayan çarpım katsayısıdır. Dikkat edilecek olursa yansıyan işaret, gönderilen işaretin belirli bir katsayı ile çarpılmış ve gecikmiş halidir. Saıcının yansıtıcılık katsayısı a_v 'dir. Bu sayı genel olarak karmaşık bir sayı olup; genliği $|a_v|$, fazı ise $\angle a_v$ 'dir. Sayının genliği, üzerine düşen enerjinin ne kadarını geri dönen işaret olarak yansıttığını, $\angle a_v$ ise üzerine çarptığı anda işaretin fazını ne kadar değiştirdiğini göstermektedir. Genel olarak $\angle a_v$ 'nin değeri, hedef materyalin (ω_0 frekansındaki) elektriksel özellikleri ve bunun yanında hedefin geometrisi gibi başka faktörlerle ilgilidir. İşaret gecikmesi basit olarak hedefe gidip gelme zamanı (işaretin seyahat süresi) olup, gecikmenin değeri Şekil 3-2'deki geometriye göre,

$$\tau(v) = \frac{2v}{c} \quad (3.22)$$

$$\tau_0 = \frac{2v_0}{c} \quad (3.23)$$

olacak şekilde $\tau_0 + \tau(v)$ olarak hesaplanabilir. Denklem (3.21), karmaşık sayı notasyonu kullanılarak aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$r_b(t) = A \mathbf{Re} \left\{ a_v \exp \left[j\omega_0 (t - \tau_0 - \tau(v)) \right] b(t - \tau_0 - \tau(v)) \right\} \quad (3.24)$$

Burada, $\mathbf{Re}\{\cdot\}$ ifadesi ile karmaşık sayının gerçel kısmı kastedilmektedir. Aydınlatılan bölgede bulunan M adet baskın saçıcıdan yansıyan toplam işaret ise;

$$r_b(t) = A \mathbf{Re} \left\{ \sum_{i=1}^M a_i \exp \left[j\omega_0 (t - \tau_0 - \tau_i) \right] b(t - \tau_0 - \tau_i) \right\} \quad (3.25)$$

şeklinde ifade edilebilir. Denklem (3.25) göstermektedir ki, yansıyan işaret gönderilen dalganın kopyalarının süperpozisyonudur. Her bir kopya, zamanda $\tau_0 + \tau_i$ kadar gecikmiş, fazı $\angle a_i$ kadar ve genliği de $|a_i|$ kadar değişmiştir. Bu noktadan hareketle, bölgenin toplam yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonu;

$$p(v) \triangleq \left[\sum_{i=1}^M a_i \delta(v - v_i) \right] + c(v) \quad (3.26)$$

olarak tanımlanabilir. Burada $c(v)$ arka plandaki düşük genlikli kargaşa yansımaları (*clutter*) ifade etmektedir. Denklemlerin basitliği açısından devam eden çıkarımlarda bu terim gösterilmeyecektir. Bu arka plan kargaşası ve ölçüm gürültüsünün tezdeki tek boyuttaki görüntüleme yöntemine olan etkileri, Bölüm 4.4'de incelenmiştir. Buradaki varsayımlarımızdan bir tanesi de, aydınlatılan bölgedeki saçıcıların v eksenindeki koordinatlarının $-D$ ile D arasında olmasıdır (Şekil 3-2'ye bakınız). Bir sonraki adım olarak, bölge yayılım zamanı τ_p değişkenini tanımlayabiliriz. Bu zaman; bölgenin en yakın

noktasındaki hedef ($v = -D$) ile, en uzak noktasındaki hedefe ilişkin ($v = D$) gidip-gelme zamanlarının farkı olup aşağıdaki formül ile ifade edilebilir:

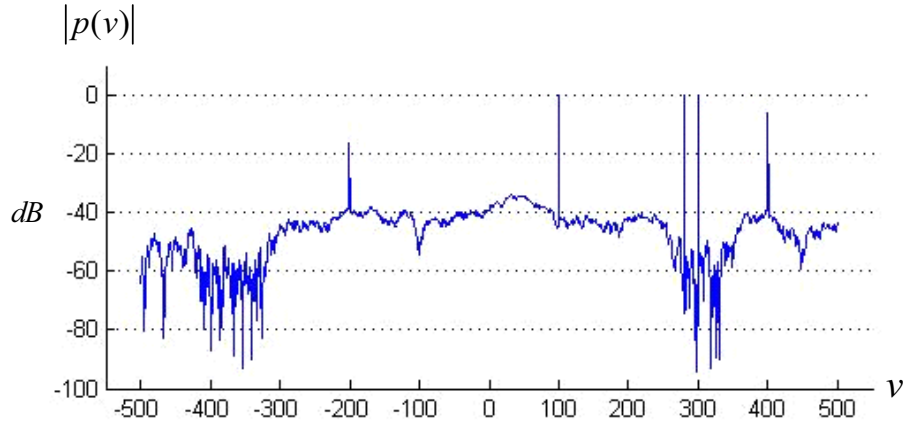
$$\tau_p = 2\tau(D) = \frac{4D}{c} \quad (3.27)$$

Denklem (3.25) ile ifade edilen yansıyan işaret, aşağıdaki zaman aralıkları için geçerlidir [Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996]:

$$\tau_0 - \frac{\tau_p}{2} - \frac{\tau_b}{2} \leq t \leq \tau_0 + \frac{\tau_p}{2} + \frac{\tau_b}{2} \quad (3.28)$$

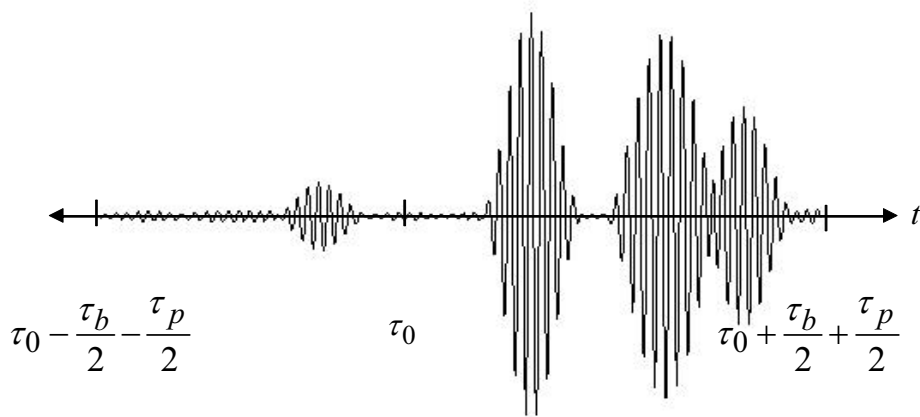
Bu tip, devamlı dalga şeklinde kısa süreli bir mikrodalga enerji püskürtmesi kullanarak hedefleri ayırmanın altındaki temel fikir, darbe genişliğini mümkün olduğu kadar kısa tutmaktır. Bu sayede mesafede birbirine yakın olan ve bunun sonucu olarak yansıyan işaretleri de zamanda birbirine çok yakın olan hedefler radar işlemcisi tarafından ayrılabilir. Böyle bir durumda, yansıyan işaretin denklem (3.28)'de ifade edilen süresi yaklaşık olarak τ_p 'ye eşittir. Çünkü τ_b isteyerek τ_p 'den çok daha küçük olacak şekilde seçilmiştir.

Yukarıda bahsedilen radar işaretlerine bir örnek vermek için hipotetik bir yeryüzü bölgesi ele alınabilir. Benzetilmiş veri ile üretilen örnek bir hipotetik bölgenin mikrodalga yansıtıcılığı Şekil 3-3'de gösterilmiştir. Yansıtıcılık katsayılarının fazları, $[-\pi, \pi]$ arasında, düzgün ve ilişkisiz rastgele değişkenler olarak üretilmişlerdir. Denklem (3.25)'ye göre hesaplanan, örnek bölgeye ait mikrodalga yansıtıcılığa karşılık gelen yansıma Şekil 3-4'de gösterilmiştir. Bu örnekte, devamlı dalga darbesi olarak denklem (3.20)'deki gibi yükseltilmiş bir kosinüs kullanılmış ve $\tau_b \ll \tau_p$ olarak seçilmiştir. Yukarıdaki tartışmadan tahmin edilebileceği gibi Şekil 3-4'e ait grafik, darbenin baskın saçıcılara karşılık gelen kaymış ve genliği değişmiş kopyalarından oluşmaktadır. Arka plandaki kargaşaya ait yansımaları ayırmak ise zordur.



Şekil 3-3 Örnek bir bölgeye ait mikrodalga yansıtıcılık fonksiyonu (genliği), v 'nin fonksiyonu olarak çizilmiştir. Düşey eksenin dB ölçeğinde olduğuna dikkat ediniz.

Dikkat edilmelidir ki, Şekil 3-3'deki dB biriminden gösterim, nokta saçıcıların arka plan kargaşasına göre ne kadar güçlü olduklarını göstermektedir. Bunun yanında Şekil 3-4'deki yansıyan dalga formu doğrusal ölçek ile çizilmiştir.



Şekil 3-4 Örnek bölgeye ait yansıyan dalga. Her bir baskı saçıcı, devamlı dalga darbesinin kaydırılmış ve genliği değişmiş bir kopyası olarak görünür. Birbirine yakın olan hedeflere ait ekolar üst üste biner.

Yansıyan dalgadan $p(v)$ 'nin hangi çözünürlükle tekrar oluşturulabileceği, gönderilen devamlı dalga darbesinin genişliğine bağlıdır. Etkin darbe genişliği τ_e 'nin bir ölçüsü aşağıdaki formülle verilebilir [David C. Jenn 1995; Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996]:

$$\tau_e = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} b(t) dt}{b(0)} \quad (3.29)$$

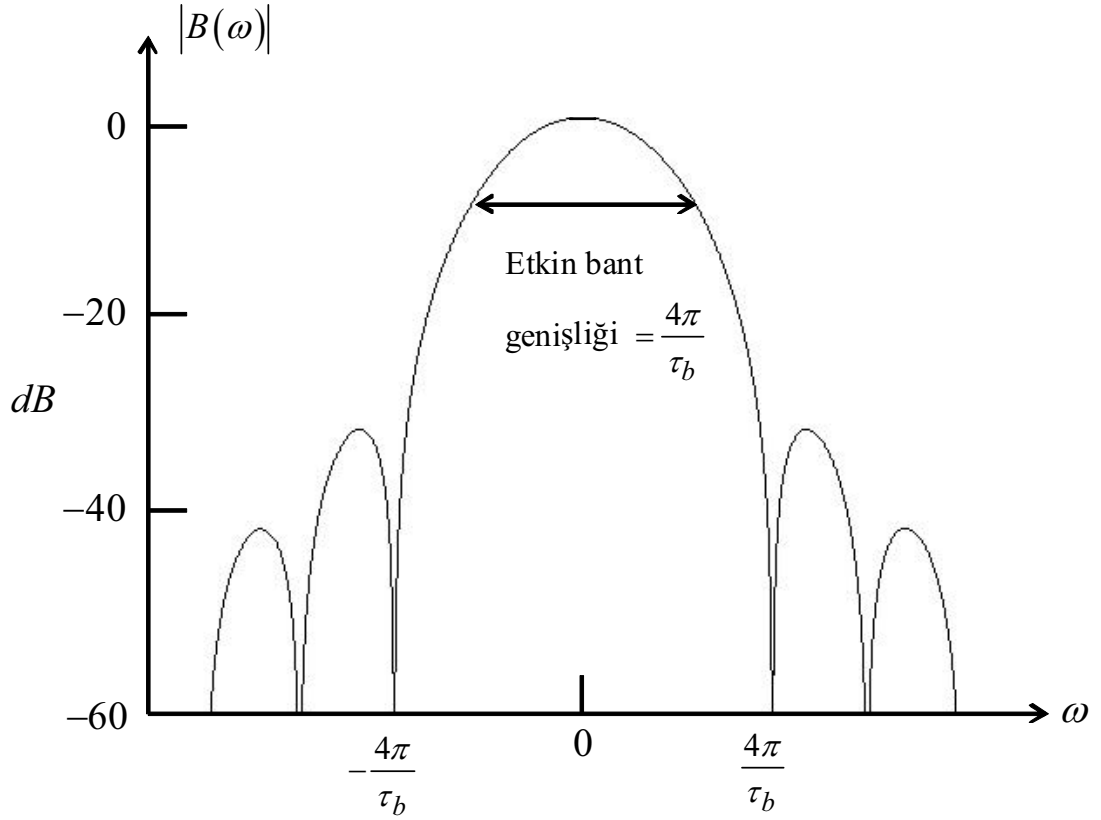
Buna karşılık gelen etkin bant genişliği B_e , darbenin Fourier dönüşümü $B(\omega)$ kullanılarak benzer bir ifade ile gösterilebilir:

$$B_e = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} B(\omega) d\omega}{F(0)} \quad (3.30)$$

Tam bir dikdörtgen şeklindeki darbenin etkin darbe genişliği τ_b 'ye eşit olmakla birlikte, şekilli darbeler genelde τ_b 'ye göre daha kısa etkin darbe genişliğine ve daha geniş bant genişliğine sahiptirler. Fourier dönüşümünün tanımından, denklem (3.29) ve (3.30)'deki niceliklerin çarpımlarının sabit olduğu gösterilebilir:

$$\tau_e B_e = 1 \quad (3.31)$$

Bu tanıma göre, darbe şeklindeki dalga formlarının darbe genişliği-bant genişliği çarpımları (*time-bandwidth product*) her zaman bire eşittir. (Fakat Bölüm 3.5'de görüleceği gibi, kodlanmış (frekans modülasyonlu) dalga formlarını ele aldığımız zaman bazı işaretler için bu çarpım her zaman bire eşit değildir. Çünkü bant genişliği başka şekillerde de kodlanabilir.) Örneğin denklem (3.29)'yu, denklem (3.20)'de ele aldığımız yükseltilmiş kosinüs darbesine uyguladığımız zaman, $\tau_e = \tau_b/2$ olarak bulunur. Şekil 3-5'te yükseltilmiş kosinüs darbesinin Fourier dönüşümü ve etkin bant genişliği görülmektedir.



Şekil 3-5 Darbe zarfının Fourier dönüşümü ve etkin bant genişliği.

Yukarıdaki tartışmadan, ekoları zamanda τ_e kadar ayrı olan hedeflerin ayrıştırılabilir olacağını varsaymak mantıklı görünmektedir. Aslında bunu başarmak için yapılması gereken, taşıyıcı frekansın etkilerini kaldırmaktan ibarettir. Bu sayede zarfın etkin bant genişliği ortaya çıkacaktır.

Bu amaçla, denklem (3.25)'deki yansıyan dalga formu, ω_0 frekansında eş ve dik fazda sinüs biçimli işaretlerle karıştırılarak (*mixing*) –yani çarpılarak- ve daha sonra düşük geçiren filtreye sokularak işlenir (*I and Q demodulation*)[Haykin 2006]. Yansıyan işareti $\mathbf{Re}\{\exp(j\omega_0(t-\tau_0))\}$ ile verilen eş fazlı terim ile karıştırmanın sonunda;

$$r_{bI}(t) = \frac{A}{2} \mathbf{Re} \left\{ \int_{-D}^D p(v) \exp[j\omega_0(2t - \tau(v) - 2\tau_0)] b(t - \tau(v) - \tau_0) dv \right\} + \frac{A}{2} \mathbf{Re} \left\{ \int_{-D}^D p(v) \exp[-j\omega_0\tau(v)] b(t - \tau(v) - \tau_0) dv \right\} \quad (3.32)$$

elde edilir[Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996]. Bu sonucun birinci terimi, taşıyıcı frekansın iki katı frekansa sahiptir. İkinci terim ise temel banttadır. Bu nedenle, karıştırılmış işareti düşük geçiren filtreye soktuğumuz zaman geriye sadece temel banttaki bileşeni kalır:

$$r_{bI}(t) = \frac{A}{2} \mathbf{Re} \left\{ \int_{-D}^D p(v) \exp[-j\omega_0 \tau(v)] b(t - \tau(v) - \tau_0) dv \right\} \quad (3.33)$$

Benzer şekilde, denklem (3.25)'deki işaret, sinüs biçimli $-\sin(\omega_0(t - \tau_0)) = -\mathbf{Im} \{ \exp(j\omega_0(t - \tau_0)) \}$ şeklindeki dik fazlı terim ile karıştırılarak düşük geçiren filtreden geçirildiği zaman,

$$r_{bQ}(t) = \frac{A}{2} \mathbf{Im} \left\{ \int_{-D}^D p(v) \exp[-j\omega_0 \tau(v)] b(t - \tau(v) - \tau_0) dv \right\} \quad (3.34)$$

elde edilir. Demodulatörün bu iki çıktısı (kanalı), matematiksel olarak karmaşık bir işaret ile, yani $r = r_I + jr_Q$ şeklinde gösterilir.

Denklem (3.33) ve (3.34)'daki integrasyon değişkenini τ olarak değiştirdiğimiz (denklem (3.22)'ye bakınız) ve τ_0 genel gecikme terimini sol tarafta gösterdiğimiz zaman, işlenmiş işaret karmaşık olarak aşağıdaki hale gelir:

$$r_b(t) = a_0 \int_{-\frac{\tau_p}{2}}^{\frac{\tau_p}{2}} p\left(\frac{c}{2}\tau\right) \exp(-j\omega_0 \tau) b(t - \tau) d\tau \quad (3.35)$$

Burada, a_0 sabit bir sayıdır. İntegralin yeni limitleri $\pm \tau_p/2$ olur. Denklem (3.35)'ye bir evrişim integrali gözüyle bakılabilir[Burdic 1968; Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996]. Bu şekildeki yorum, birbirine τ_e 'den daha yakın olan hedeflerin neden birbirinden ayrılamayacağını yorumlamamıza olanak

sağlar. Burada, $r_b(t)$ 'yi darbe zarfı ile aşağıdaki fonksiyonun evrişimi olarak ifade edebiliriz:

$$\tilde{p}(\tau) = p\left(\frac{c}{2}\tau\right) \exp(-j\omega_0\tau) \quad (3.36)$$

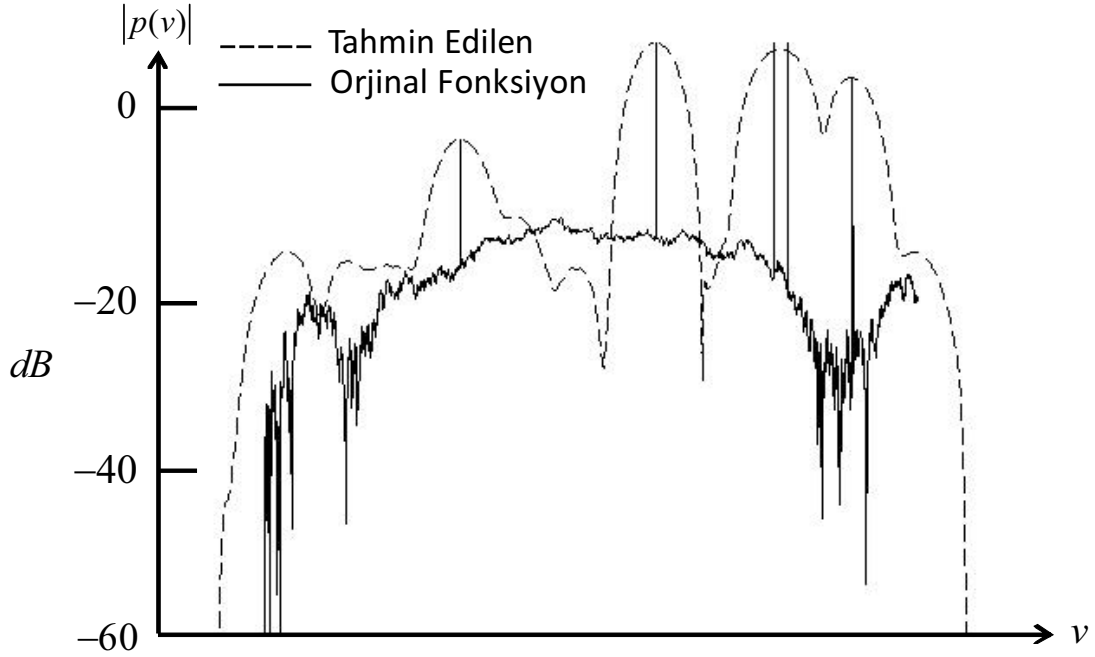
Yani;

$$r_b(t) = a_0 \tilde{p}(t) * b(t) \quad (3.37)$$

Burada $*$, evrişim operatörünü ifade etmektedir. Dikkat edilirse, $\tilde{p}(\tau)$ fonksiyonu, yansıtıcılık fonksiyonunun ölçeklenmiş ve radar merkez frekansında doğrusal bir faz terimi ile çarpılmış halidir. Denklem (3.37)'den elde edilen evrişimin sonucu, efektif olarak $\tilde{p}(\tau)$ 'nin yumuşatılmış bir şeklidir. Yumuşatan fonksiyon ise, evrişim integralinde bulunan $b(t)$ zarf fonksiyonudur ve bu nedenle, $b(t)$ 'nin efektif darbe genişliği olan τ_e , iki hedefin birbirinden ayrılabilmesi için gerekli olan minimum uzaklığı belirler. İki hedefin birbirinden ayrılabilmeleri için mesafe olarak;

$$\rho_v = \frac{c\tau_e}{2} = \frac{c}{2B_e} \quad (3.38)$$

kadar birbirinden uzakta olması gerekir [Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996; Tait 2005]. Şekil 3-6'da, Şekil 3-4'deki yansıyan işaretin yukarıda bahsedilen karıştırma ve düşük geçiren filtre ile işlenmesinin ardından elde edilen sonuç görülmektedir. Kesikli çizgi ile gösterilen grafik, işleme sonucu elde edilen ve $|p(v)|$ 'nin tahmin etmesi amaçlanan işareti göstermektedir. Sürekli çizgi ile gösterilen grafik ise Şekil 3-3'te de gösterilen; orijinal yansıtıcılık fonksiyonunun genliğidir. Dikkat edilirse, baskın nokta saçıcılar denklem (3.37)'da tahmin edildiği gibi darbe zarfının kopyaları olarak tekrar oluşturulmuşlardır. Ayrıca dikkat edilmesi gereken, darbenin süresine oranla birbirine çok yakın olan iki hedefin birbirinden ayrılamadıklarıdır.



Şekil 3-6 Devamlı dalga darbesi demodüle edilerek yansıtıcılığın tekrar oluşturulması.

Burada önemli bir soru sorabiliriz. Eğer amacımız sadece yansıtıcılığın mutlak değeri olan $|p(v)|$ 'nin bir tahminini elde etmek ise neden basit bir zarf tespit edici (*envelop detector*) kullanmak yerine, eş ve dik fazlı sinüs biçimli fonksiyonlarla çarparak karıştırma, düşük geçiren filtreden geçirme gibi basamakları içeren, yansıyan işaretin eşevreli tespiti gibi zor bir işaret işleme prosedürü uygulanmaktadır? Bu sorunun cevabı sentetik açıklıklı radar işaret işlemenin temelinde yatmaktadır. SAR görüntüsü oluşturulacağı zaman, hedef bölgeye farklı bakış açılarından arka arkaya gönderilen bir çok radar darbesinin eşevreli entegrasyonu (*coherent integration*) gerekecektir [Mensa 1993]. Eşevreli entegrasyon ise, mutlak değerlerin yanı sıra faz bilgisinin (denklem (3.35)'de matematiksel olarak karmaşık işaret şeklinde ifade edildiği gibi) de işlenmesini gerektirir.

Demodüle edilmiş işaretin Fourier dönüşümü $R_b(\omega)$ 'ya baktığımız zaman, bu şekildeki işaret işlemenin, orijinal yansıtıcılık hakkında bize nasıl bir bilgi sağladığı hakkında daha derin bir yorum yapabiliriz:

$$R_b(\omega) = a_1 P \left[\frac{2}{c} (\omega + \omega_0) \right] B(\omega) \quad (3.39)$$

Burada a_1 sabit bir katsayıyı $R_b(\omega)$, $P(V)$ ve $B(\omega)$ ise sırasıyla; yansıyan işaretin, yansıtıcılığın ve darbe zarfının Fourier dönüşümlerini ifade etmektedir. V değişkeni, uzamsal-frekansı ifade etmektedir ve zamansal frekans değişkeni ω ile arasındaki ilişki

$$V = \frac{2}{c} \omega \quad (3.40)$$

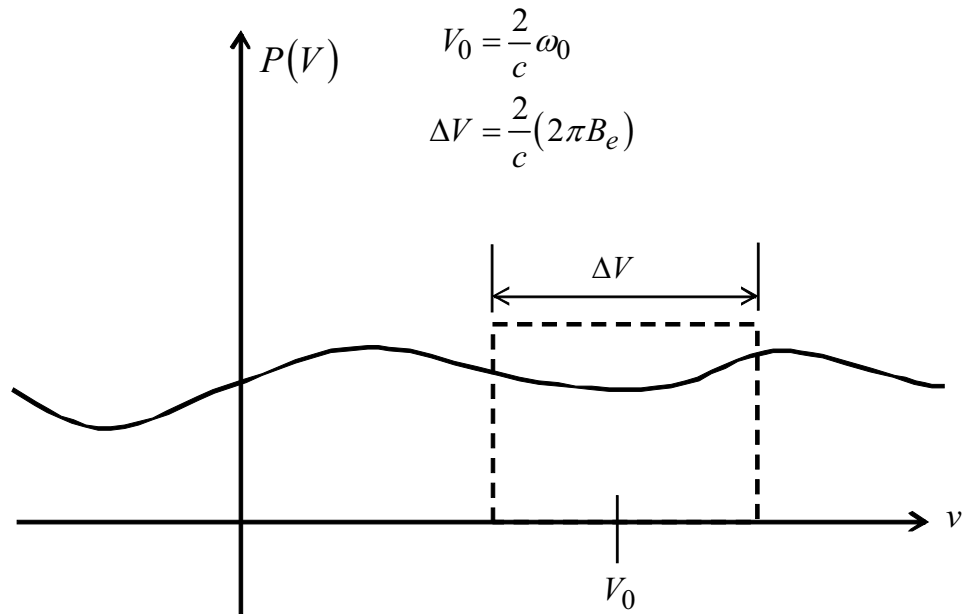
şeklindedir. Denklem (3.39)'de görülen $R_b(\omega)$ hakkındaki ifadenin ilginç bir yorumu yapılabilir: İşlenmiş yansıma işareti $r_b(t)$ 'nin Fourier dönüşümünün değerleri, hedefin yansıtıcılık fonksiyonu $p(v)$ 'nin Fourier dönüşümünün *belirli bir bölgesine* eşittir. Bu belirli bölgeyi ise $B(\omega)$ 'nin sıfırdan farklı olduğu frekanslar ve ω_0 belirlemektedir. Eğer $B(\omega)$ 'nin bant genişliğinin $2\pi B_e$ olduğunu (Şekil 3-5'e bakınız) hatırlarsak, $P(V)$ 'nin aşağıdaki ofset uzamsal frekanslardaki değerlerinin işaret işleme sonucu elde edildiği ortaya çıkar:

$$\frac{2}{c} (\omega_0 - \pi B_e) \leq V \leq \frac{2}{c} (\omega_0 + \pi B_e) \quad (3.41)$$

Denklem (3.39), (3.40) ve (3.41) göstermektedir ki, işlenmiş yansıyan işaret, bölgenin yansıtıcılık fonksiyonu $p(v)$ 'nin dar bantlı bir tekrar oluşturmasını içermektedir. Şekil 3-7'de gösterildiği gibi, bu tekrar oluşturmanın uzamsal bant genişliği, gönderilen darbenin etkin bant genişliği ile orantılıdır. Uzamsal frekansın merkezi ise, radar merkez frekansı ile orantılıdır. Ayrıca bu modelde, ortamın yansıtıcılığı $p(v)$ 'nin, gelen enerjinin frekansına göre değişmediği varsayılmaktadır.

Yukarıdaki tartışmadan çıkarılan bazı önemli noktalar aşağıda listelenmiştir:

- 1) Menzil yönündeki çözünürlük (ayrılabilen hedefler arasındaki mesafe) ρ_v , radar bant genişliği ile ters orantılıdır. Tipik bir görüntüleme sisteminde, 3 metre değerinde bir ρ_v istenebilir. Bu ise 50 MHz'lık bir bant genişliği, yani, $2 \cdot 10^{-8}$ saniyelik (20 nanosaniye) bir darbe anlamına gelir.
- 2) Radarın menzil çözünürlük performansı, merkez frekanstan bağımsızdır.
- 3) Radarın menzil çözünürlüğü, radar ile hedef bölgenin merkezi arasındaki mesafeden bağımsızdır.
- 4) İşlenmiş yansıyan işaret $r_b(t)$, hedef yansıtıcılığı $p(v)$ 'nin dar bantlı bir sürümünün tekrar oluşturulmasını sağlar.
- 5) Karmaşık değerli $p(v)$ yansıtıcılık fonksiyonunun hem faz, hem de genlik bileşenleri tekrar oluşturulur.



Şekil 3-7 Yansıyan işaretin işlenmesi ile elde edilen hedef yansıtıcılığının ofset uzamsal frekansları.

Kısa-sürelili devamlı dalga darbelerinin kullanılması, hava platformu uygulamalarında pratik bazı sorunlar ortaya çıkarır. Tipik hava radarları birkaç on kilometre mertebesindeki menzillerde çalışırlar. Kısa süreli ve yüksek enerjili darbeleri (darbe-boşluk oranı çok küçük olduğundan dolayı) bu kadar uzak mesafelere göndermek için gerekli olan enerji miktarı oldukça yüksektir. Ayrıca, istenilen çözünürlüğe ulaşmak için çoğu zaman tek bir frekansta gönderilen darbenin bant genişliği yeterli olmaz ve farklı frekanslarda arka arkaya darbeler gönderilmesi gerekir. Bu ise, hava aracının sürati fazla olduğu için, bir sonraki bölümde ele alınacak olan çapraz-mesafe işaret işlemede önemli sorunlar ortaya çıkarır. Bu gibi nedenlerle, kısa-süreli devamlı dalga kullanımı, su-üstü uygulamalarda ve ters-sentetik açıklıklı radarda daha yaygındır. Örneğin bir su-üstü ters-sentetik açıklıklı radarda, hedef-radar arasındaki görüş hattının ihmal edilebilecek kadar az değiştiği bir zaman aralığında (mesela bir kaç on milisaniye) arka arkaya yüzlerce modülasyonsuz kısa darbe gönderilebilir. Gönderilen her bir darbenin taşıyıcı frekansı değiştirilerek, hedef yansıtıcılığı çok geniş bir ofset uzamsal frekans bandında örneklenebilir. Tipik frekans atlamalı radarlar bu şekilde çalışmaktadırlar.

3.4. Frekans Atlamalı Sistemler

Denklem (3.39)'da frekans değişkeni ω yerine sıfır konulduğu ve denklem (3.40)'daki eşitlik kullanıldığı zaman;

$$R_b(0) = a_1 B(0) P[V_0] \quad (3.42)$$

elde edilir. Yani, demodüle edilmiş olan işaretin doğru akım (*direct current – DC*) değeri $R_b(0)$, hedef yansıtıcılığının V_0 uzamsal frekansındaki değeri $P[V_0]$ ile doğrudan ilişkilidir. Bu özellik, çözünürlüğü arttırmak için başka bir yöntemin daha kullanılmasına olanak sunar. Eşit aralıklı frekanslarda hedef bölgeye arka arkaya darbeler gönderilir ve her bir darbe için demodülatör çıktısının ortalama değeri (yani DC değeri) kaydedilirse, denklem (3.42)'ye göre; hedef yansıtıcılığı da belirli bir uzamsal frekans bölgesinde örneklenmiş

olur. Daha sonra elde edilen bu frekans bölgesindeki verinin ters Fourier dönüşümü yapılarak hedef yansıtıcılığının bir tahmini elde edilebilir. Ne kadar çok geniş bir frekans aralığında örnek alınırsa elde edilen hedef yansıtıcılığı tahmininin çözünürlüğü de o derece iyileşir. Bu sayede, aynı darbe zarfını farklı frekanslarda göndererek, bölüm 3.3'de tek bir darbe ile elde edilenden daha iyi çözünürlük değerlerine ulaşılabilir.

Frekans atlamalı sistemlerde, arka arkaya gönderilen darbeler esnasında oluşacak faz kaymalarını kompanse etmek için radar-hedef arasındaki bağıl hareket (görüş açısı ve mesafe değişimi) mümkün olduğunca kesin olarak bilinmelidir. Bu nedenle frekans atlamalı sistemler; bağıl hareketin nisbeten yavaş olduğu su-üstü gemi radarlarında ve kooperatif hedeflerle çalışılan kontrollü radar kesit alanı (RKA) ölçümü gibi uygulamalarda daha yaygın olarak kullanılmaktadır.

Mikrodalga enerjiyi yayınlamanın; yüksek bant genişliğine olanak sağlayan ve bu sayede iyi menzile çözünürlüğü veren, bunun yanında uzun süreli dalga formları kullanarak (sabit bir verici gücü için) darbe başına kullanılan enerjiyi arttırarak enerjiyi uzak mesafelere gönderememe sorununa çözüm getiren alternatif bir yolu daha vardır. O da, kısa süreli modülyonsuz darbeler kullanmak yerine, uzun süreli ve modülyonlu darbeler kullanmaktır[Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996; Mahafza 1998].

3.5.Frekans Modülyonlu Darbelerle Menzile Çözümlemesi

Bu bölümde; menzilde yüksek çözünürlüğe ulaşmak için etkin olarak kullanılabilen ve bunun yanında kısa süreli darbelerde ortaya çıkan düşük güç seviyesi sorununun da aşılmasını sağlayan alternatif yöntemlerden bahsedilecektir. Bu yöntemler, kodlu darbelerin ve onlara karşılık gelen işaret işleme tekniklerinin kullanılmasını gerektirir[Wehner 1995]. Burada, tipik bir kodlanmış işaret ve onun işaret işleme tekniği olan darbe sıkıştırma (*pulse compression*) ele alınacaktır. Bölümün sonunda, radarın menzile

çözünürlüğünün gönderilen işaretin darbe genişliği tarafından belirlenmediği gösterilecektir.

Radar tarafından, kısa süreli bir darbe yerine $\text{Re}\{s(t)\}$ şeklinde frekans modülasyonlu (FM) işaret gönderildiğini varsayalım. Burada $s(t)$;

$$s(t) = \exp\left[j\left(\omega_0 t + \alpha t^2\right)\right] \quad (3.43)$$

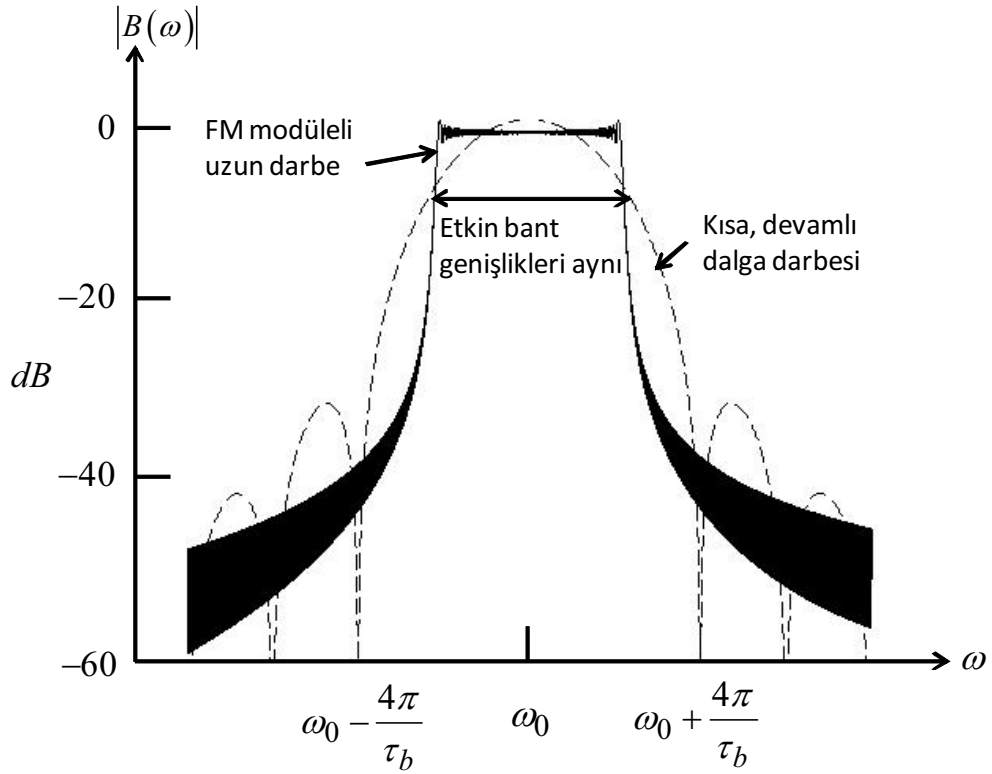
denklemleri ile tanımlanabilir. İşaret, $-\tau_c/2 \leq t \leq \tau_c/2$ aralığı dışında sıfıra eşittir. Bu işaret de, kısa süreli darbeye olduğu gibi $\omega_0 t$ doğrusal faz terimine sahiptir. Fakat bunun yanında bir de αt^2 ile verilen ikinci dereceden bir faz terimi vardır. Frekans genel olarak fazın birinci türevi olarak ele alınabileceği için, bu terim doğrusal olarak artan bir frekansa karşılık gelir. Bu nedenle bu tip işaretlere doğrusal FM (*linear frequency modulated chirp*) adı verilir [Kingsley and Quegan 1999]. Birimi $\text{radyan}^2 \text{saniye}^{-2}$ olan 2α sabitine frekans değişme oranı (*chirp rate*) denir. Daha önce olduğu gibi ω_0 merkez frekansıdır. Doğrusal FM tarafından kodlanan frekanslar $\omega_0 - \alpha\tau_c$ 'den $\omega_0 + \alpha\tau_c$ 'e kadar uzanır. Dolayısıyla, işaretin Hertz olarak bant genişliği;

$$B_c = \frac{\alpha\tau_c}{\pi} \quad (3.44)$$

olarak verilebilir. Görüntüleme radarlarında doğrusal FM dalga formunun kullanılması; aynı bant genişliği için işaretin süresi kısa süreli devamlı dalga darbesine göre daha uzun süreli yapılabildiğinden dolayı tercih edilen bir durumdur. Bu ise, bölüm 3.1'de gösterilen, darbeleri için zaman-bant genişliği çarpımının sabit olduğuna, yani darbenin süresi uzadıkça bant genişliğinin daralacağına ilişkin temel çıkarıma terstir. Doğrusal FM işaret ve bazı diğer dalga formları, çok büyük zaman-bant genişliği çarpımına sahip olmak gibi ilginç bir özellik gösterirler. Doğrusal FM, görüntüleme

radarlarında en çok kullanılan yüksek zaman-bant genişliği çarpımına sahip işarettir.

Modülasyonlu darbelerin yüksek zaman-bant genişliği çarpımını açıklamak için, Şekil 3-8'deki grafik örnek olarak gösterilebilir.



Şekil 3-8 Kısa devamlı dalga darbenin ve FM modülasyonlu uzun darbenin Fourier dönüşümlerinin mutlak değerleri.

Grafikte, kısa süreli bir darbenin ve uzun süreli FM darbesinin ayırık Fourier dönüşümleri çizilmiştir. Bu örnekte kullanılan FM modülasyonlu işaretin darbe genişliği, kısa süreli devamlı dalga darbesine göre 500 kat daha uzun seçilmiştir. Grafikten de görüldüğü gibi, etkin bant genişlikleri eşittir. Ayrıca, doğrusal FM işaretin etkin bant genişliği boyunca Fourier dönüşümünün sabit kaldığı görülmektedir.

Bölüm 3.1'de, radarın menzil çözünürlüğünün gönderilen işaretin bant genişliği ile ilişkili olduğu gösterilmiştir. Dolayısıyla, sabit bir verici gücü için doğrusal FM işareti kısa süreli devamlı dalga darbesi yerine kullanılması

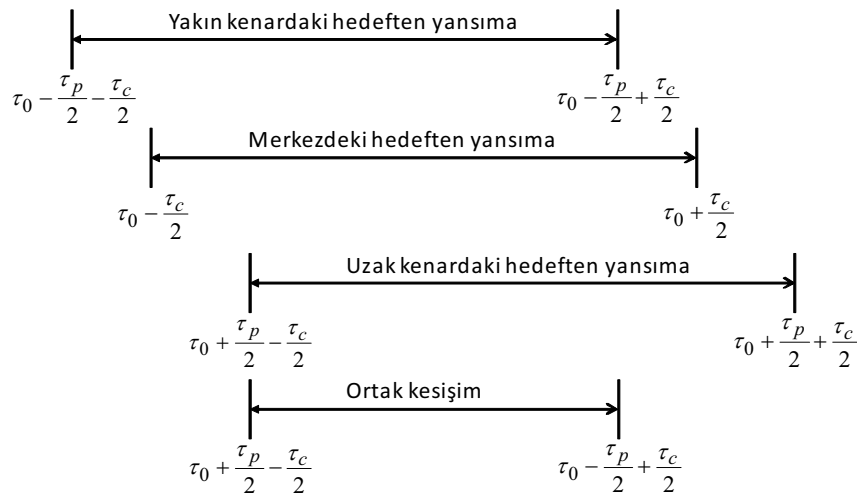
durumunda, aynı menzile çözünürlüğüne ulaşmak ve bunun yanında darbe başına çok daha yüksek enerji göndermek mümkün olmalıdır. Aslında, bu sayede darbe başına gönderilen enerjideki artış, darbe genişlikleri arasındaki oran; τ_c/τ_b kadar olacaktır. Bu ise, radar görüntüsünün işaret gürültü oranında aynı oranda bir artış sağlayacak ve karışıklık (*contrast*) gibi görüntü kalitesine ait parametrelerde iyileşmeye olanak verecektir.

Daha detaylı bir matematiksel analiz ile, doğrusal FM işaretin darbe genişliği τ_c olduğu halde, bant genişliğinin tersi uzunlukta; $\tau_{eq} = 1/B_c$ genişliğinde bir darbe gibi davranabildiği gösterilebilir. Buna olanak sağlayan işaret işleme tekniğine darbe sıkıştırma adı verilir. Sıkıştırmanın miktarı; darbenin zaman-bant genişliği çarpımı olan $\tau_c/\tau_e = \tau_c B_c = \alpha \tau_c^2 / \pi$ ifadesi ile verilebilir. Bölüm 3.1’de, gönderilen devamlı dalga işaretin bant genişliği, darbe zarfının bant genişliği ile aynı olarak kabul edilmişti. Bu uygun bir yaklaşım tarzıydı, çünkü gönderilen işaret sadece spektrumu ω_0 kadar öteleyen sabit bir taşıyıcı frekans üzerindeydi. Doğrusal FM dalga formu durumunda ise, işaret frekans modülasyonlu olduğu için bant genişliği artık basitçe zarfın (τ_c genişliğinde bir darbe) bant genişliği değildir. Tam tersine, darbenin uzunluğu arttıkça, Gerçek görüntüleme radarlarında kullanılan doğrusal FM’in bant genişliği de aynı oranda artar. Kullanılan tipik FM işaretlerin zaman-bant genişliği çarpımları, 10^4 gibi yüksek mertebeli değerlerde olabilir. İşte tam olarak bu yüksek değerdeki zaman-bant genişliği çarpımları ve gönderilen enerji miktarındaki artış sayesinde, modern görüntüleme radarları pratik olarak kullanışlı azami menzile mertebelerinde çalışabilmektedir.

Kısa süreli devamlı dalga darbesine benzer şekilde, doğrusal FM yansıma ekosunun matematiksel ifadesi, birçok FM darbesinin gecikmiş ve genliği değişmiş kopyalarının toplamı olarak yazılabilir. Daha önce olduğu gibi, genlikteki değişimi belirleyen, saçıcıların karmaşık yansıtma katsayıları, gecikmeyi belirleyen ise bölge merkezine olan uzaklıklarıdır (Bakınız: denklem (3.21)) Bu durumda yansıma işaretinin ifadesi;

$$r_c(t) = A \mathbf{Re} \left\{ \sum_{i=1}^M a_i \exp \left[j \left[\omega_0 (t - \tau_0 - \tau_i) + \alpha (t - \tau_0 - \tau_i)^2 \right] \right] \right\} \quad (3.45)$$

olarak yazılabilir. Kısa devamlı dalga darbesi durumunda $\tau_p \gg \tau_b$ olduğu için, yansımanın süresi yaklaşık olarak bölge propagasyon zamanı olan τ_p 'ye eşit oldu halde, FM işaret için yansımanın toplam süresi pratik olarak τ_c kadardır. Bunun sebebi, FM işaretin darbe genişliğinin bilerek τ_p 'den çok büyük olarak seçilmesidir. Şekil 3-9'daki zaman şeridinde; bölgenin en yakın kenarında, merkezinde ve en uzak kenarında bulunan hedeflerden yansıyan FM kopyaları arasındaki ilişki görülmektedir.



Şekil 3-9 Yansıyan doğrusal FM darbeler arasındaki ilişkiler.

Doğrusal FM kullanıldığı durumda, $p(v)$ 'ye ait bir tahmin elde etmek için gerekli olan işaret işleme, kısa süreli devamlı dalga darbesinde uygulanan, demodülasyonla taşıyıcı frekansın etkisini ortadan kaldırma işlemine göre biraz daha karmaşıktır. Çünkü, doğrusal FM dalgaformu, denklem (3.45)'da görülen evrişim integralinden çıkartılmalıdır (*deconvolution*). Denklem (3.45)'nin neden bir evrişim integrali olduğunu göstermek için, denklem (3.36)'da olduğu gibi bir değişken değiştirme işlemi uygulamak için aşağıdaki fonksiyonu tanımlayabiliriz:

$$p_1(\tau) = p\left(\frac{c}{2}\tau\right) = p(v) \quad (3.46)$$

Daha sonra, $s(t)$ denklem (3.43)'deki FM işareti göstermek üzere, $r_c(t)$ için yazılan denklem, $p_1(t)$ ile $s(t)$ 'nin $t + \tau_0$ 'da hesaplanmış evrişimi olarak yazılabilir[Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996]:

$$r_c(t + \tau_0) = A_1 \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\tau_D}^{\tau_D} p_1(\tau) s(t - \tau) d\tau \right\} \quad (3.47)$$

Denklem (3.47)'de ifadesi verilen $r_c(t + \tau_0)$ 'den $s(t)$ 'yi ayrıştırmak ve $p_1(t)$ 'nin bir tahminini elde etmek için birçok yöntem vardır. Fakat özellikle $\tau_c \gg \tau_p$ olduğu durumlarda kullanılan ve ters rampa (*deramp*) işleme adı verilen bir işaret işleme yöntemi bulunmaktadır. Bu yöntem, ışıntı modundaki sentetik açıklıklı radarlarda kullanılmaktadır. Ters rampa işaret işleme, üç adımda uygulanan bir doğrusal FM'i evrişimden çıkarma (*deconvolution*) prosedürüdür: 1) Alınan işaret, gönderilmiş FM işaretin gecikmiş eş ve dik fazlı sürümleri ile karıştırılır, 2) karıştırma çıktısı düşük geçiren bir filtreden geçervve 3) elde edilen işaretin Fourier dönüşümü alınır. Ters rampa işaret işleme, darbe sıkıştırma prosedürünün özel bir durumunu da ifade eder. İlk bakışta, bahsedilen bu adımların FM işaretin evrişimden çıkarılmasını nasıl sağladığı açıkça görülmeyebilir. Devam eden paragraflarda, doğrusal FM işaretlerin darbe sıkıştırma adı verilen bu ilginç özelliği ve bu üç adımda nasıl işlenebilecekleri anlatılacaktır:

Ters rampa işaret işleme prosedürünün anlatımına bir gözlem ile başlanabilir: Denklem (3.45), aşağıdaki zaman aralıkları için geçerlidir:

$$\tau_0 - \frac{\tau_c}{2} + \frac{\tau_p}{2} \leq t \leq \tau_0 + \frac{\tau_c}{2} - \frac{\tau_p}{2} \quad (3.48)$$

İşaret işleme penceresi, Şekil 3-9'da da görüldüğü gibi, denklem (3.48) ile verilen ve aydınlatılan bölgedeki tüm saçıcılardan gelen ekoların aynı anda bulunduğu zaman aralığı ile sınırlıdır. İkinci olarak;

$$\tau_c \gg \tau_p \quad (3.49)$$

olduğu varsayılacaktır. Ters rampa analizinin sonunda da anlaşılabacağı üzere; bu sınırlama, pratik ışıntı modunda sentetik açıklıklı radarların tasarımında büyük önem arz etmektedir.

Ters rampa prosedürünün başlangıcı olarak denklem (3.45), aydınlatılan bölgenin orta noktasına gidiş-dönüş zamanı τ_0 kadar geciktirilmiş FM darbenin eş ve dik fazlı sürümleri ile karıştırılır. Dolayısıyla, her bir darbe için τ_0 'nın bilinmesi gerekir. Bunun ise pratik SAR görüntüleme sistemlerinde sadece platform hareketinin kompanzasyonunda değil, görüntü tekrar oluşturma algoritmasının tasarımında da önemli etkileri vardır. En gelişmiş elektronik seyrüsefer sistemlerinde bile var olan pratik sınırlamalardan dolayı τ_0 'nın kesin olarak ölçülememesi, SAR'da otomatik odaklama (*autofocus*) ya da faz hatası düzeltmesi olarak da bilinen ölçüm sonrası (*post-processing*) teknikleri gerekli kılmaktadır.

Karıştırma amacıyla kullanılacak terimler;

$$c_I(t) = \cos\left(\omega_0(t - \tau_0) + \alpha(t - \tau_0)^2\right) \quad (3.50)$$

ve

$$c_Q(t) = -\sin\left(\omega_0(t - \tau_0) + \alpha(t - \tau_0)^2\right) \quad (3.51)$$

olarak sıralanabilir. Bölüm 3.1'de izlenen yöntemle benzer şekilde, eş fazlı ve dik fazlı sürümleri ile karıştırma ve düşük geçiren filtre sonrasında aşağıdaki eş ve dik fazlı karıştırıcı çıktıları elde edilir:

$$r_{cI}(t) = \frac{A}{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=1}^M a_i \exp \left[j \left[\alpha \tau_i^2 - \tau_i (\omega_0 + 2\alpha(t - \tau_0)) \right] \right] \right\} \quad (3.52)$$

$$r_{cQ}(t) = \frac{A}{2} \operatorname{Im} \left\{ \sum_{i=1}^M a_i \exp \left[j \left[\alpha \tau_i^2 - \tau_i (\omega_0 + 2\alpha(t - \tau_0)) \right] \right] \right\} \quad (3.53)$$

Dik evreli demodülasyon (*quadrature demodulation*) sonucu elde edilen bu işaretler, matematiksel olarak karmaşık bir işaret şeklinde ifade edilebilir:

$$r_c(t) = \frac{A}{2} \sum_{i=1}^M a_i \exp \left[j \left[\alpha \tau_i^2 - \tau_i (\omega_0 + 2\alpha(t - \tau_0)) \right] \right] \quad (3.54)$$

Uzamsal koordinat v 'nin karesel ile orantılı olan

$$\phi_{karesel} = \alpha \tau_i^2 = \alpha \left(\frac{2v_i}{c} \right)^2 = \frac{4\alpha v^2}{c^2} \quad (3.55)$$

İkinci dereceden faz terimi ihmal edilecek olursa, denklem (3.54) aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$r_c(t) = \frac{A}{2} \sum_{i=1}^M a_i \exp \left[j \left[-\frac{2v_i}{c} (\omega_0 + 2\alpha(t - \tau_0)) \right] \right] \quad (3.56)$$

Denklem (3.26)'da bulunan yansıtıcılık fonksiyonunun ifadesi kullanılarak, denklem (3.56) aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir:

$$r_c(t) = \frac{A}{2} \int_{-D}^D p(v) \exp \left[j \left[-\frac{2v}{c} (\omega_0 + 2\alpha(t - \tau_0)) \right] \right] dv \quad (3.57)$$

Dikkat edilecek olursa, denklem (3.57)'daki integral, bir Fourier dönüşümüdür. Integralin içindeki üssel terim de dönüşüm çekirdeği olan $\exp(-jvV)$ formatındadır. Burada;

$$V = \frac{2}{c} \omega = \frac{2}{c} (\omega_0 + 2\alpha(t - \tau_0)) \quad (3.58)$$

şeklinde bir uzamsal frekans değişkenidir. Sonuç olarak görülmektedir ki; FM işaretin yansımasının işlenmiş hali, yansıtıcılık fonksiyonunun belirli ve sınırlı sayıda uzamsal frekanslarda hesaplanmış Fourier dönüşümüne eşittir. Bu sınırlı frekans değerleri de, $r_c(t)$ 'nin geçerli olduğu zamanlar zaman aralığı tarafından belirlenir. Yansıyan işareti işlediğimiz zaman aralığı da denklem (3.48) ile verildiğine göre, $p(v)$ 'nin Fourier dönüşümü, aşağıdaki uzamsal frekans değerleri için hesaplanmış durumdadır:

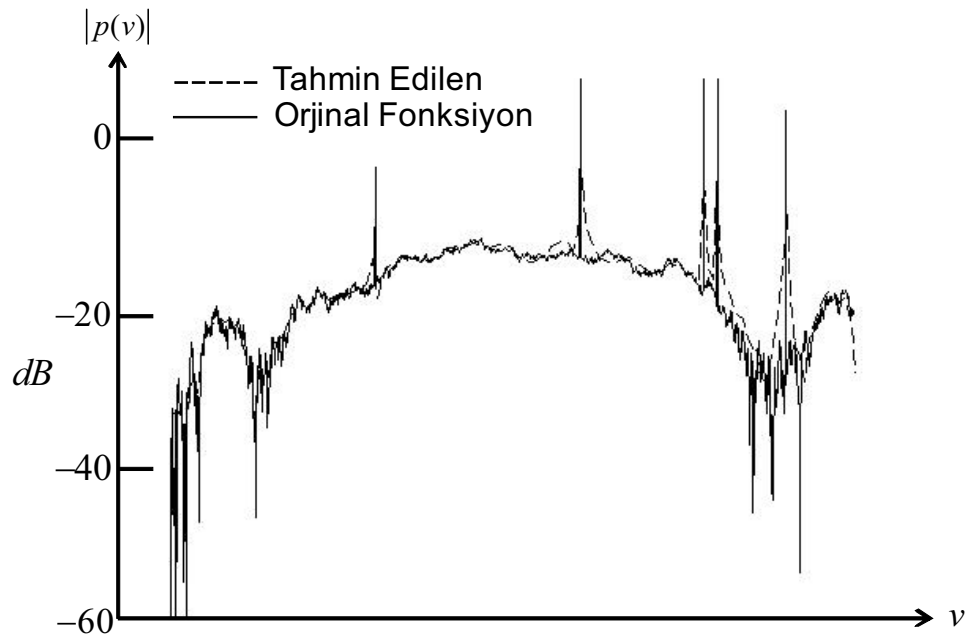
$$\frac{2}{c} (\omega_0 - \alpha(\tau_c - \tau_p)) \leq V \leq \frac{2}{c} (\omega_0 + \alpha(\tau_c - \tau_p)) \quad (3.59)$$

Daha önceden verilen $\tau_c \gg \tau_p$ varsayımı ve $2\pi B_c = 2\alpha\tau_c$ ifadesi kullanılarak, denklem (3.59) aşağıdaki şekilde yaklaşık olarak yazılabilir:

$$\frac{2}{c} (\omega_0 - \pi B_c) \leq V \leq \frac{2}{c} (\omega_0 + \pi B_c) \quad (3.60)$$

Denklem (3.60) ile (3.41) karşılaştırıldığında, $B_e = B_c$ olduğu durumda ve merkez frekans ω_0 da eşit ise, her iki yöntemde de işareti işleme sonucunda aynı uzamsal frekansların elde edildiği ortaya çıkar. Fakat iki durum şu açıdan farklıdır ki, doğrusal FM işaret kullanıldığı durumda, işaret işlemenin son adımı olarak -aynı zamanda menzil sıkıştırması olarak da adlandırılan- bir Fourier dönüşümü alınmaktadır. Başka bir şekilde ifade edecek olursak, doğrusal bir FM işaret ve demodulator kullanılması ile, yansıtıcılığın Fourier dönüşümü olan bir ara işaret elde edilmiştir. Yani menzil bilgisi, uzamsal frekansa dönüşmüş durumdadır. Diğer taraftan kısa süreli devamlı dalga darbesinde ise, işaret işleme esnasında hiçbir zaman yansıtıcılığın Fourier dönüşümü bir ara işaret olarak ortaya çıkmaz. Demodulatorün çıkışı doğrudan yansıtıcılığın bir tahminidir.

Ters rampa işaret işlemeye bir örnek vermek açısından, bölüm 3.1'deki hedef yansıtıcılığı kullanılarak, bu defa doğrusal FM darbe ile simülasyon yapılmıştır. Bu simülasyonda FM işaretin darbe uzunluğu, kısa süreli devamlı dalga darbesine göre 500 kat, bant genişliği ise yaklaşık 10 kat daha büyük seçilmiştir. İşaret işleme sonucu elde edilen hedef yansıtıcılık tahmini Şekil 3-10'da görülmektedir. Şekilden de anlaşılacağı üzere, hedef yansıtıcılığının çok daha yüksek çözünürlüklü bir tahmini elde edilmiştir. Birbirine yakın olan hedefler bile rahatlıkla ayırt edilebilmektedir.



Şekil 3-10 Doğrusal FM darbe yansıma işaretini demodüle ettikten sonra elde edilen hedef yansıtıcılık tahmini.

Ters rampa prosedüründeki karıştırma işlemi genellikle analog elemanlarla yapılır. Bunun sebebi, karıştırma işleminin GHz mertebesindeki taşıyıcı frekanstaki işaretler üzerinde yapılıyor olmasıdır. Bu frekanslarda karıştırma işlemini sayısal olarak yapmak mümkün olmadığından ters rampa prosedürü radar platformu üzerinde yapılır ve demodülatörün çıktısı sayısallaştırılır. Sayısallaştırma işlemi için gereken örnekleme oranı, temel banttaki demodüle edilmiş işaretin bant genişliğine bağlıdır. Fakat bu bant genişliği basitçe gönderilen FM işaretin bant genişliği değildir. Denklem (3.57)'deki t

değişkeninin önündeki katsayı, demodüle edilmiş işaretin maksimum frekansını (Hertz biriminden) hesaplamamıza olanak sağlar:

$$f_{\max} = \frac{4\alpha D}{2\pi c} \quad (3.61)$$

Gönderilen FM işaretin bant genişliği $B_c = \alpha\tau_c/\pi$ olduğuna göre, gereken örnekleme oranı, $f_{\max}$ 'ın iki katı olarak;

$$f_s = \frac{\tau_p}{\tau_c} B_c \quad (3.62)$$

şeklinde hesaplanabilir. Denklem (3.62) sayesinde, τ_c 'nin neden τ_p 'den çok daha büyük seçilmesinin gerekli olduğu ortaya çıkmaktadır. Bu sayede, demodülatörün çıktısı olan işaretin bant genişliği azalmakta ve $r_c(t)$ gönderilen FM işaretin bant genişliğine göre çok daha düşük bir oranda örneklenebilmektedir. Özellikle yüksek örnekleme oranlarının istenmediği donanımlarda çalışan pratik SAR uygulamalarında bu sonuç büyük önem arz etmektedir.

Başka nedenlerle $\tau_c \ll \tau_p$ olması gereken uygulamalarda, FM darbenin yansımalarını demodüle etmek için, zaman bölgesinde uyumlu filtreleme (*time domain match filtering*) adı verilen başka bir yöntem uygulanmaktadır. Bu şekildeki işaret işleme; eş ve dik fazlı sinüslerle demodülasyonun ardından, gönderilen işaret ile uyumlu temel banttaki doğrusal FM çekirdek ile filtrelemeyi içerir. Bu durumda demodülatörün çıkışındaki işaretin bant genişliği B_c olur. Bu tip bir işaret işleme, daha çok şerit modundaki SAR uygulamalarında kullanılmaktadır [Charles V. Jakowatz, Wahl et al. 1996].

4. DEMET GERİ-İZDÜŞÜM YÖNTEMİ

Bölüm 3'te, tek boyutlu görüntülemelerde kullanılan pratik işaretlerin niceliksel analizleri yapılmış ve bu sistemlerle toplanan verinin, hedef yansıtıcılığının Fourier dönüşümü ile olan ilişkisi açıklanmıştı. Elde edilen bu sonuç, demet geri-izdüşüm yönteminin temelini oluşturmaktadır. Çünkü, hedef yansıtıcılığına ilişkin her bir görüş açısı için yapılan tek boyutlu ölçümlerden elde edilen Fourier verileri, demet geri-izdüşüm yönteminde kullanılacak olan süper-çözünürlük yöntemi için gerekli olan kaynak bilgiyi içermektedir.

Bölüm 4.1'de, daha önce tek boyutta incelenen görüntüleme geometrisi genişletilerek bir nesnenin iki boyutlu olarak görüntülenmesi incelenecek ve demodülasyon sonucu elde edilen verinin hedef yansıtıcılığının iki boyutlu Fourier dönüşümüne olan ilişkisi gösterilecektir. Daha sonra bölüm 4.2'de iki boyutlu görüntüleme için standart yöntemlerde çözünürlüğü sınırlayan faktörler ele alınacaktır. Bölüm 4.3'de, ışıntı modundaki SAR görüntülemelerde, uzamsal koordinatlardan bağımsız bir nokta dağılım fonksiyonu elde etmek için kullanılan yöntemlerden biri olan EĞ yöntemi incelenecektir.

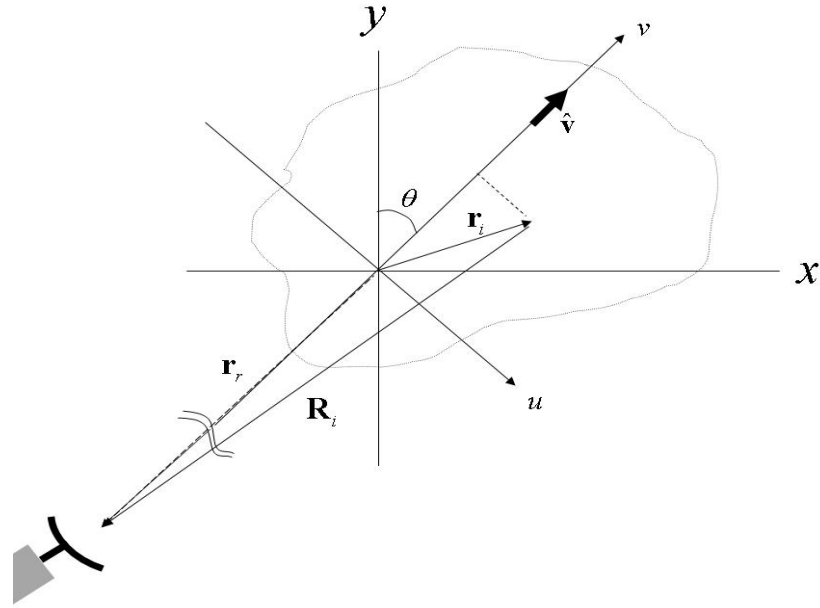
Bölüm 4.4'te, demet geri-izdüşüm algoritmasında süper-çözünürlüğü elde etmenin temelini oluşturan ve hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonun tam olarak hesaplanmasını sağlayan parametrik modelleme yöntemi olan matris demet yöntemi (MDY) ele alınacaktır. Bu bölümde ayrıca, MDY'nin performansın arttırmak için uygulanabilecek tekniklere de yer verilmiştir.

EĞ yöntemi ve MDY'nin açıklanmasının ardından, bölüm 4.5'de bu iki yöntemin demet geri-izdüşüm yöntemi adı altında nasıl birleştirilerek ışıntı modundaki SAR için süper-çözünürlüğün elde edilebileceği gösterilecektir. Son olarak bölüm 4.6'da bu yeni yöntemin çözünürlüğü hakkında kısa bir yorum yapılacaktır.

4.1. Görüntü Oluşturma Teorisi

Üçüncü bölümde, tek boyutta görüntüleme incelenmişti. Bu bölümde, iki boyutlu görüntüleme ile ilgili kavramlar geliştirilecek ve ışıntı modundaki SAR sistemlerinin hem menzil, hem de çapraz menzil istikametinde görüntülemeyi nasıl sağladıkları açıklanacaktır. Bu kapsamda, daha önce tek boyutta $p(v)$ ile ifade edilen saçıcı noktaların tek boyutlu dağılımı, bu bölümde iki boyutlu olarak $f(x, y)$ şeklinde ele alınacaktır. Bu fonksiyona yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonu denir. Bu fonksiyonun genliği olan $|f(x, y)|$ 'ye SAR görüntüsü adı verilir. İlk bakışta, geniş bantlı işaretlerin yansımalarının işlenerek menzilde çözünürlük sağlanması, çapraz-menzilde görüntüleme ile alakasız gibi görünmektedir. Fakat, demodülasyon sonucu elde edilen yansıma işaretleri, hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonunun belirli uzamsal frekanslardaki dönüşümleri olarak değerlendirildiği zaman, hedefleri her iki menzil yönünde de ayırabilme imkanı ortaya çıkar.

Görüntü oluşturma teorisini oluşturmak için kullanılacak görüş hattı ve hedef koordinatları Şekil 4-1'de görülmektedir. Sensör objenin y eksenine hizaya geldiğinde ölçüme başlanmaktadır ($\hat{y} = \hat{v}$). Sensör saat yönünde herhangi bir θ açısı ile döndürüldüğünde, görüş hattı mesafe koordinatı, tek boyutlu görüntülemeye olduğu gibi, v olur.



Şekil 4-1 Görüntüleme Geometrisi.

Radar, küresel dalgaformları yayınladığından dolayı, eş-menzil çizgileri çembersel eğrilerden oluşur. Gözlem uzaklığının görüntülenen bölgenin çapından çok daha büyük olduğunu varsayalım. Bu sayede eş-mesafe eğrilerinin görüş hattına dik doğrular olduğu varsayılabilir.

Bir SAR görüntüleme sisteminin hedefi, görüntülenen bölgenin radar görüntüsü adı verilen $|f(x, y)|$ 'ye ilişkin bir tahmin elde etmektir. Bölüm 3'te görüldüğü gibi, gönderilen tek bir darbenin yansımasının uygun bir şekilde işlenmesi sonucu saçıcılar mesafe yönünde ayrılabilse de, aynı çapraz-menzilde bulunan saçıcılardan gelen yansımaların tümü radar tarafından aynı anda tespit edilecek ve bu saçıcılar birbirinden ayıramayacaktır. Dolayısıyla, sabit bir θ açısı için alınan toplam işaret, yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonu $f(x, y)$ 'nin belirli bir (x, y) noktasındaki değeri ile ilişkilendirilemez. Bunun yerine, ölçülen işaretin belirli bir v koordinatındaki değeri, yansıtıcılık fonksiyonunun sabit v için u boyunca integralinin alınması ile elde edilir. Bu, bölüm 3'teki tek boyutlu yansıtıcılığa karşılık gelmektedir ve hedef yansıtıcılığının yoğunluk izdüşüm (HYYİ) fonksiyonu, $p(\theta, v)$ adını alır. Hedef yansıtıcılık yoğunluğu cinsinden:

$$\begin{aligned}
p(\theta, \nu) &= \int_{\text{sabit } \nu \text{ doğrusu}} f(x, y) d\ell \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \delta(x \sin \theta + y \cos \theta - \nu) dx dy
\end{aligned} \tag{4.1}$$

şeklinde ifade edilebilir. Çünkü, $\nu = \text{sabit}$ doğrusunun denklemi, $x \sin \theta + y \cos \theta - \nu = 0$ 'dir. HYYİ fonksiyonu, yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonunun ν eksenine izdüşümünü ifade eden bir çizgi integraldir. Sadece ν değişkenine bağlı tek boyutlu bir fonksiyondur. θ ise izdüşümün hangi görüş açısında yapıldığını belirtmektedir. HYYİ fonksiyonuna aynı zamanda $f(x, y)$ 'nin ν eksenine boyunca alınan Radon dönüşümü denir [Deans 1983].

Alınan toplam işaret ise bölüm 3.1'de açıklandığı gibi, izdüşüm boyunca $p(\nu, \theta)$ değerlerinin gidiş-geliş zamanına bağlı bir faz faktörü ile değiştirilmiş hallerinin integralidir. Eğer ortamdaki iletim hızı sabit ise, alınan işaret aşağıdaki gibi genel anlamda karmaşık bir sabit ile ifade edilebilir:

$$F(\theta, k_\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\theta, \nu) e^{-j2\pi k_\nu \nu} d\nu \tag{4.2}$$

Burada $k_\nu = 2/\lambda = k/\pi$ uzamsal frekans (spektral) değişkenidir [Mensa 1993]. İntegral sonsuz limitle ifade edilebilir. Çünkü integralin içindeki terim, nesnenin kapladığı koordinatlar dışında sıfıra eşittir. Denklem (4.2) göstermektedir ki, tek bir yönden alınan ölçüm ile $f(x, y)$ 'nin noktasal bir tahmini yapılamaz. Bunun yerine, her bir açıda alınan ölçümler ile $f(x, y)$ 'nin çapraz menzil yönünde alınan çizgi integrallerinin tahminleri elde edilebilir.

Bu durumda, hedeflerin çapraz-menzip yönünden ayrılabilmesi için, şu yöntem ileri sürülebilir: Çok dar bir hüzmeye, çapraz menzilde çok dar bir şeriti kapsar ve sadece bu dar şerit içinde kalan saçıcılar aydınlatılırsa,

farklı görüş açılarından alınan ölçüm dizileri iki boyutlu görüntü üzerine izdüşümsel olarak eklenerek, görüntünün tamamı oluşturulabilir. Görüntüyü kesintisiz olarak oluşturmak için de, tek boyutta görüntüleme yapılacak açı aralıkları radar huzmesinin bölge kenarlarında kapladığı açı kadar veya daha az seçilebilir. İşte bu tipteki görüntülemeye, doğrudan görüntüleme adı verilir.

Dar bir hüzmenin, çok büyük fiziksel antenler gerektirmesi yüzünden doğrudan görüntülemede pratik bir sınırlama ortaya çıkar. Örneğin, 50 kilometreden görüntüleme yapan bir radar ele alınsın. İleri çözünürlüğün 1 metre olması istenirse, denklem (3.38)'den yaklaşık 150 MHz bant genişliğinde bir işaret kullanılması gerektiği hesaplanabilir. Doğrudan görüntüleme yapan gerçek açıklıklı bir radarın çapraz menzilde aynı çözünürlüğü elde edebilmesi için ise, kullanılması gereken anten boyutlarının çok büyük olması gerektiği ortaya çıkmaktadır. Gerçek bir açıklık tarafından oluşturulan hüzmenin açısal genişliği

$$\beta = \frac{\lambda}{D} \quad (4.3)$$

ifadesi ile gösterilebilir. Burada β radyan olarak açısal genişliği, D açıklığın çapını ve λ ise elektromanyetik dalganın dalgaboyunu ifade etmektedir. Denklem (4.3) kullanılarak, hüzmenin R mesafesinde uzamsal olarak genişliği;

$$W = R\beta = R \frac{\lambda}{D} \quad (4.4)$$

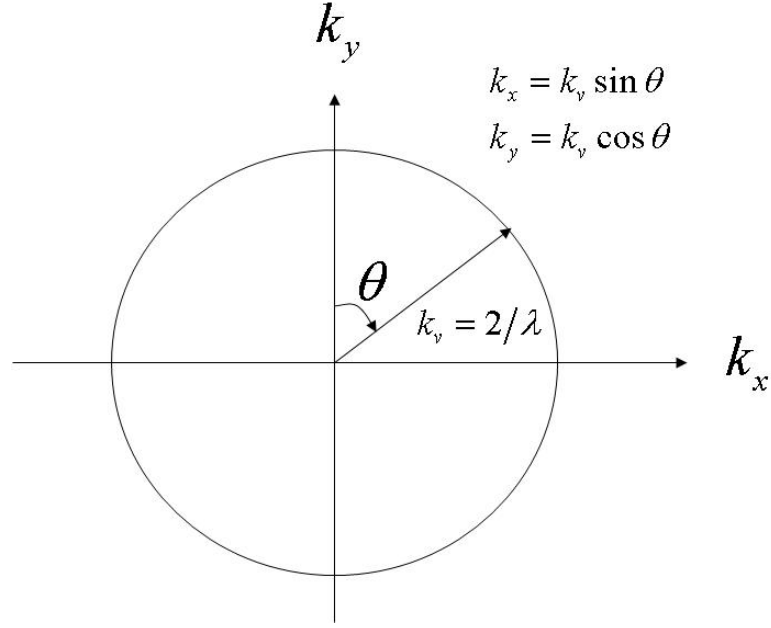
olarak hesaplanabilir. Ele aldığımız örnekte; 1 metre çapraz mesafe çözünürlüğü elde etmek için gerekli olan açıklık çapı, (dalga boyu 0.03 metre olarak alınırsa) 1500 metre olarak bulunur. Bu kadar büyük bir anten fiziksel olarak pratik olmadığından dolayı, doğrudan görüntüleme ile çapraz menzilde 1 metre çözünürlüğe ulaşmanın çok zor olduğu ortaya çıkmaktadır.

Sentetik açıklıklı radar, doğrudan görüntülemede ortaya çıkan bu sınırlamadan kurtulmanın bir yöntemidir. Bölüm 2'de genel olarak

bahsedildiği gibi görüntünün doğrudan değil de hesaplanarak elde edilmesini sağlayan SAR, küçük antenler kullanılmasını ve bunun yanında normalde çok büyük anten açıklıkları ile elde edilebilecek çapraz menzil çözünürlüklerine ulaşılmasını mümkün kılar. SAR görüntüleme, matematiksel olarak tomografik prensiplere dayanır ve yansıyan işaretin demodülasyonu sonucu elde edilen işaretin, iki ya da üç boyutlu hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonunun Fourier dönüşümünün belirli uzamsal frekanslardaki örnekleri olarak görülmesi ile elde edilen sonuçları kullanır. Bu bölümde gösterileceği gibi, hedef yansıtıcılık fonksiyonunun hesaplanarak tekrar oluşturulması sonucu elde edilen çapraz-menzip çözünürlüğü, sadece λ dalgaboyuna ve ne kadar geniş bir açısal kaplama ile görüntüleme yapıldığına bağlıdır. Radarın bölgeye olan uzaklığı bu çözünürlüğü değiştirmez. Bu işlem ile, büyük fiziksel bir antenin sağladığı avantajlar, işaret işleme ile “sentezlenir” ve bu sayede bölgeye olan uzaklıktan bağımsız olarak iyi bir çapraz menzip çözünürlüğü elde edilebilir. Hareketli olan tarafın (radar ya da hedef) darbeler gönderilirken izlediği yol, “sentetik açıklık” adını alır. SAR isimlendirmesi buradan gelmektedir.

Hesaplanmış görüntünün temelini oluşturan Fourier ilişkisini kurmak amacıyla $v = x \sin(\theta) + y \cos(\theta)$ eşitliğini kullanarak, denklem (4.2) aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$F(\theta, k_v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{-j2\pi k_v (x \sin \theta + y \cos \theta)} dx dy \quad (4.5)$$



Şekil 4-2 Uzamsal Frekans Bölgesi.

Eğer Şekil 4-2'de gösterildiği gibi;

$$k_x = k_v \sin \theta = \frac{2 \sin \theta}{\lambda} ; \quad k_y = k_v \cos \theta = \frac{2 \cos \theta}{\lambda} \quad (4.6)$$

şeklindeki spektral değişkenleri tanımlarsak,

$$F(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{-j2\pi(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (4.7)$$

elde edilir. Denklem (4.7), alınan işareti hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonunun iki boyutlu Fourier dönüşümü cinsinden yazmamıza olanak sağlar:

$$F(k_x, k_y) = \mathcal{F}_2 \{ f(x, y) \}. \quad (4.8)$$

Burada $\mathcal{F}_2 \{ \cdot \}$, iki boyutlu Fourier dönüşümünü ifade etmektedir. $F(k_x, k_y)$, yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonuna karşılık gelen uzamsal spektrum, k_x ve k_y ise sırasıyla x ve y yönlerindeki düzlem dalga uzamsal

frekans bileşenleridir. Eğer $F(k_x, k_y)$, $-\infty$ 'dan ∞ 'a kadar tüm k_x ve k_y değerleri için biliniyor olsa idi, $f(x, y)$ fonksiyonu ters Fourier dönüşümü uygulayarak bulunabilirdi:

$$f(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F(k_x, k_y) e^{j2\pi(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y. \quad (4.9)$$

Bu ilişki göstermektedir ki, hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonu $f(x, y)$, gözlenen veriyi ifade eden $F(k_x, k_y)$ fonksiyonunun ters Fourier dönüşümü ile elde edilebilir. $f(x, y)$ uzamsal olarak sınırlı olduğu için, $F(k_x, k_y)$ tüm $k_x - k_y$ düzlemini kaplar. Fakat $k_x = 2 \sin \theta / \lambda$ ve $k_y = 2 \cos \theta / \lambda$ bağıntıları göstermektedir ki, gerçek veri $F(k_x, k_y)$ 'nin $k_x - k_y$ düzleminde sınırlı bir bölgede elde edilen değerleri ile sınırlıdır. SAR görüntülemeye, uzamsal spektrumda çok sınırlı bir bölgede örnekleme yapıldığı halde, elde edilen görüntü nesnenin yansıtıcılık yoğunluğunun iyi bir yaklaşımıdır. Görüntüdeki hata ve bulanıklık, spektral uzaydaki bölgenin sınırlı olmasından ve devamsız yapısından kaynaklanmaktadır.

4.2. Çözünürlüğü Sınırlayan Faktörler

SAR'da alınan işaret, denklem (4.8)'de görüldüğü gibi, HYYİ fonksiyonuna bir Fourier dönüşüm ilişkisi ile bağlıdır. Uzamsal bölgedeki çözünürlüğe ilişkin formül, alınan işaretin frekans bölgesinde kapladığı alan, Δk_x genişliğinde ve Δk_y yüksekliğinde dikdörtgensel bir bölge olarak düşünülmektedir. (x_0, y_0) noktasında bulunan birim saçıcıdan elde edilen frekans bölgesi verisi;

$$\begin{aligned} F(k_x, k_y) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x - x_0, y - y_0) e^{-j2\pi(k_x x + k_y y)} dx dy \\ &= e^{-j2\pi(k_x x_0 + k_y y_0)} \end{aligned} \quad (4.10)$$

şeklinde. SAR sisteminden böyle bir saçıcıya karşı üreteceği görüntü ise yaklaşık olarak;

$$|f(x, y)| = \left| \int_{\Delta k_x} \int_{\Delta k_y} e^{-j2\pi(k_x x_0 + k_y y_0)} e^{j2\pi(k_x x + k_y y)} dx dy \right| \quad (4.11)$$

$$= \left| \Delta k_x \text{sinc}(\pi \Delta k_x (x - x_0)) \Delta k_y \text{sinc}(\pi \Delta k_y (y - y_0)) \right|$$

olur. Görüntüdeki ilk sıfır geçişi $x - x_0 = 1/\Delta k_x$ ve $y - y_0 = 1/\Delta k_y$ noktalarında olur. Dolayısıyla, genel olarak iki farklı saçıcının birbirinden ayrılabilmesi için, aralarındaki mesafenin x-ekseninde $1/\Delta k_x$ ve y-ekseninde $1/\Delta k_y$ 'den büyük olması gerekir.

SAR'da, görüntüyü oluşturmak amacıyla, alınan işaretin ters Fourier dönüşümünü elde etmek için standart olarak FFT (*Fast Fourier Transform*) algoritması kullanılır. Fakat FFT kullanırken, genlik tepelerinin hangi hassasiyetle ölçülebileceğine dair dikkat edilmesi gereken özel bir durum vardır. FFT'den elde edilen çıktı, işaret spektrumunun örneklenmiş bir sürümüdür. Örnekleme aralığı ise FFT uzunluğu tarafından belirlenir. Spektrumdaki herhangi bir tepe noktası, örnekleme noktaları arasında bir yere denk gelirse, tepenin genlik ölçümü belirli bir hata ile elde edilir. Buna tarak kaybı (*scallop loss*) denir. Tepe iki frekans noktasının tam ortasına gelirse, hatanın miktarı maksimumdur. Hatanın miktarı, tepenin şekline ve FFT'deki frekans aralıklarına bağlıdır.

Tarak kaybı etkilerini azaltmak için spektrumun örnekleri arasındaki mesafe azaltılmalıdır. Bu ise, FFT almadan önce veriye sıfırlar eklenerek yapılabilir. Bunu yapmanın spektruma, genliğini sıfır eklemekten önceki ve sonraki veri sayılarının oranı kadar değiştirmekten başka bir etkisi yoktur.

Bölüm 4.5'te ve daha sonra da bölüm 5'te örneklerle görüleceği gibi, demet geri-izdüşüm yönteminde, saçıcı tepeleri tam ve doğru olarak bulunabilmektedir.

4.3. Evrişimsel Geri-İzdüşüm

Bölüm 4.1’de görüntünün demodülasyon sonucu elde edilen veriye iki boyutlu Fourier dönüşümü ilişkisi ile bağlı olduğu gösterilmişti. Bu bölümde de demet geri-izdüşüm yönteminin önemli bir parçası olarak, alınan verinin yapısı ile uyumlu bir şekilde frekans bölgesindeki veriden uzamsal veriyi elde etmek için kullanılan işaret işleme formülasyonu ve yöntemi anlatılacaktır. Bu yöntem evrişimsel geri-izdüşüm (EGİ) ya da filtrelenmiş geri-izdüşüm adı verilir ve David Munson ve çalışma arkadaşları tarafından, bilgisayarlı tomografide kullanılan tekniklerden olan izdüşüm dilim teoremi kullanılarak sentetik açıklıklı radar (SAR) için geliştirilmiştir [Munson, O'Brien et al. 1983; Munson and Visentin 1989].

Munson tarafından, ışıntı modundaki SAR ile görüntü oluşturulmasının, tomografik bir tekrar oluşturma problemi olarak yorumlanabileceği ve izdüşüm-dilim teoremi ve bilgisayarlı tomografide yararlanılan EGİ kullanılarak ele alınabileceği gösterilmiştir [Munson, O'Brien et al. 1983]. Aslında uzak alan senaryosunda, ışıntı modundaki SAR görüntüleme, temel olarak bilgisayarlı tomografinin dar bantlı bir sürümünden ibarettir. Bilgisayarlı tomografi ile SAR arasındaki önemli farklardan birisi, SAR’da izdüşüm sırasında söz konusu olan çizgi integralin radyo dalgalarının ilerleme doğrultusuna dik yönde alınmasıdır [Walker 1980; Munson, O'Brien et al. 1983]. Bunun tersine olarak, tomografide, çizgi integral X-ışınlarının ilerlediği yön boyunca alınır. Ayrıca, X-ışını tomografisinden farklı olarak, SAR eşevreli bir sistemdir ve işlenen işaretler karmaşık değerlidir [Munson and Sanz 1984]. SAR sistemi, izdüşümün kendisi yerine (alınan işaretin dik evreli demodülasyonundan sonra), onun belirli bir frekans aralığındaki iki boyutlu Fourier dönüşümünü ölçer. Dolayısıyla, SAR görüntülemede görüntüyü oluşturmak için standart olarak kullanılan yöntem, veriye ters ayrık Fourier dönüşümü (AFD) uygulamaktır. Geniş bir veri toplama açısı için, doğrudan ters AFD alındığı zaman, aradeğerleme gereklidir. Çünkü ölçülen veri, ortamın iki boyutlu Fourier dönüşümünün kutupsal noktalarındaki örneklerini temsil eder. Fakat, spektral bölgede interpolasyon yapıldığı zaman,

interpolasyon hataları görüntü bölgesinde tüm alana yayılır. Ters Fourier dönüşümü, açısal değişimin çok küçük olduğu (genelde 6 derece civarında) ve bu sayede kutupsal ızgaradaki verinin zaten kartezyene çok yakın olduğu durumlarda kullanılır [Shu, Munson et al. 2000]. Ters AFD tabanlı algoritma bu durumda, basit bir interpolatör ile bile doğru sonuçlar üretebilir. Görüntüleme açısı arttıkça, Ters AFD tabanlı algoritmaların performansları, yüksek kalitede bir interpolasyon aracı kullanmadıkça düş kırıcı olabilir [Shu, Munson et al. 2000]. Fourier dönüşümünü uygun bir şekilde kullanabilmek için, saçıcılar menzile çözünürlük hücreleri içinde kalmalı ve belirli bir açı için yapılan ölçüm boyunca Doppler kaymaları sabit olmalıdır [Lazarov 2001]. Fakat dar açı kapsamı çapraz-mesafe koordinatında çözünürlüğü düşürür. Ayrıca, benek (*speckle*) gürültü adı verilen bir etkiye de sebep olur [Moffatt and Mains 1975].

EGİ yöntemi potansiyel olarak tüm bu sorunları ortadan kaldırır: (i) spektral bölgede aradeğerleme gereğini ortadan kaldırır. (ii) benek gürültü etkisini önlemek için geniş görüntüleme açılarına uygulanabilme özelliğine sahiptir. (iii) yakın alan senaryolarına uygulanabilir. Ayrıca, bir çok otomatik-odaklama algoritmaları ile uyumludur ve kolaylıkla paralel işleme yapılarına uyarlanabilir [Shu, Munson et al. 2000].

EGİ'nin dezavantajlarından birisi, hesaplama zorluğudur. $N \times N$ boyutlarındaki bir görüntü için $O(N^3)$ mertebesinde karmaşıklığa sahiptir. Yakın dönemde, geri-izdüşümü $O(N^2 \log N)$ karmaşıklık ile hesaplama yöntemleri geliştirilmiştir [Basu and Bresler 2000; Shu, Munson et al. 2000]. Bu sayede, SAR uygulamalarında iki boyutlu ters Fourier dönüşümü yerine EGİ'nin kullanılması pratik olarak uygulanabilir hale gelmiştir.

Görüntüleme işlevini yerine getirmek için, uzamsal frekans uzayında bir çember üzerinde eşit aralıklarla alınan veri örnekleri üzerinde iki boyutlu ters Fourier dönüşümünün en az hata ile alınması işlemine, sentetik açıklığın nesne boyunca odaklanması adı verilir. Odaklama sonucunda, uzamsal koordinatlardan bağımsız bir nokta dağılım fonksiyonu elde edilir. Buna

kırınım limitli (*diffraction limited*) ve kaymadan bağımsız nokta dağılım fonksiyonu da denir. EĞİ, bu şekilde uzamsal koordinatlardan bağımsız görüntü elde etme yöntemlerinden biridir.

Önceki bölümdeki varsayımlara dayanarak, iki boyutlu hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki şekilde tanımlayabiliriz.;

$$f(x, y) = \sum_{i=1}^M a_i \delta(x - x_i) \delta(y - y_i). \quad (4.12)$$

Burada x , y hedef koordinatları, (x_i, y_i) ise i nci saçıcının konumudur. Hedefin uzamsal olarak sınırlı olduğu varsayılmaktadır. Merkezden en uzak saçıcının merkeze olan uzaklığını D ile gösterelim.

Genel olarak, M , a_i , x_i , ve y_i görüntüleme açısına bağlıdır. Çünkü karmaşık nesneler görüntülenirken bazı görüntüleme açılarında nesnenin bazı kısımları gölgede kalabilir ve farklı açılarda farklı çoklu yansımalar oluşur. Fakat formülasyondaki basitlik açısından çıkarım boyunca saçıcı merkezlerinin konumlarının ve yansıtma katsayılarının sabit olduğu varsayılacaktır. Açıya bağlı yansıtıcılık ileri bir çalışma olarak bırakılmıştır.

Görüntüleme probleminin amacı, yansıyan işaretleri işleyerek elde edilen sınırlı bant genişliğindeki veriden iki boyutlu yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonunu elde etmek, yani bilinmeyen M , a_i , x_i , y_i değişkenlerini bulmaktır.

Şimdilik, belirli bir görüntüleme açısı için alınan işareti kullanarak her bir saçıcı merkezinin v koordinatı üzerine izdüşümünü “bir şekilde” tam olarak hesaplayabildiğimizi varsayalım. Bu izdüşümü elde etmenin detayları bölüm 4.4’te anlatılmıştır. HYYİ fonksiyonunun, hedef yansıtıcılık yoğunluğu ile olan ilişkisi, denklem (4.1) ile ifade edilmişti. Denklem (4.12)’deki hedef yansıtıcılık modelimizi denklem (4.1)’de kullandığımız zaman,

$$p(\theta, v) = \sum_{i=1}^M a_i \delta(v - x_i \sin \theta - y_i \cos \theta) = \sum_{i=1}^M a_i \delta(v - v_i) \quad (4.13)$$

elde ederiz. Denklem (4.13)'i denklem (3.18) ile karşılaştırdığımız ve $k_v = 2/\lambda = k/\pi$ şeklindeki uzamsal frekans (spektral) değişkenleri tanımladığımız zaman, denklem (4.2)'de gösterildiği gibi, alınan işaretin HYYİ fonksiyonuna bir Fourier dönüşüm ilişkisi ile bağlı olduğu görülebilir. Denklem (4.6)'da tanımlanan spektral değişkenlerle de denklem (4.7)'deki iki boyutlu Fourier ilişkisi elde edilir. EĞİ yönteminde, $f(x, y)$ fonksiyonunu elde etmek için $F(k_x, k_y)$ fonksiyonuna iki boyutlu ters AFD dönüşümünü kullanmak yerine, ters dönüşüm denklemi kutupsal koordinatlarda yazılır:

$$f(x, y) = - \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} F(\theta, k_v) e^{j2\pi k_v (x \sin \theta + y \cos \theta)} k_v dk_v d\theta. \quad (4.14)$$

Eksi işareti, θ açısı için seçilen yönden kaynaklanmaktadır ve pratik olarak dikkate alınmayabilir. $F(\theta + \pi, k_v) = F(\theta, -k_v)$ eşitliği kullanılarak, denklem (4.14)

$$f(x, y) = \int_0^{\pi} \left[\int_{-\infty}^{\infty} S(\theta, k_v) |k_v| e^{j2\pi k_v v} dk_v \right] d\theta \quad (4.15)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $S(\theta, k_v)$, HYYİ fonksiyonunun v değişkenine göre Fourier dönüşümüdür. İzdüşüm dilim teoremine göre, iki boyutlu $F(\theta, k_v)$ spektrumunun θ açısındaki merkezi dilimi yerine $S(\theta, k_v)$ yazılabilir [Mersereau 1973]. Denklem (4.15), EĞİ tomografik tekrar oluşturma yöntemini tanımlar. Burada, “evrimsel” terimi şu şekilde açıklanabilir: Fourier transformlarının çarpımı, zaman bölgesinde evrime karşılık geldiği için, denklem (4.15)'de köşeli parantez içindeki integral, $p(\theta, v)$ 'nin $|k_v|$ 'nin

ters dönüşümü ile evrişimi olarak görülebilir. Bu nedenle, parantez içindeki ifadeye “filtrelenmiş geri-izdüşüm” adı verilir:

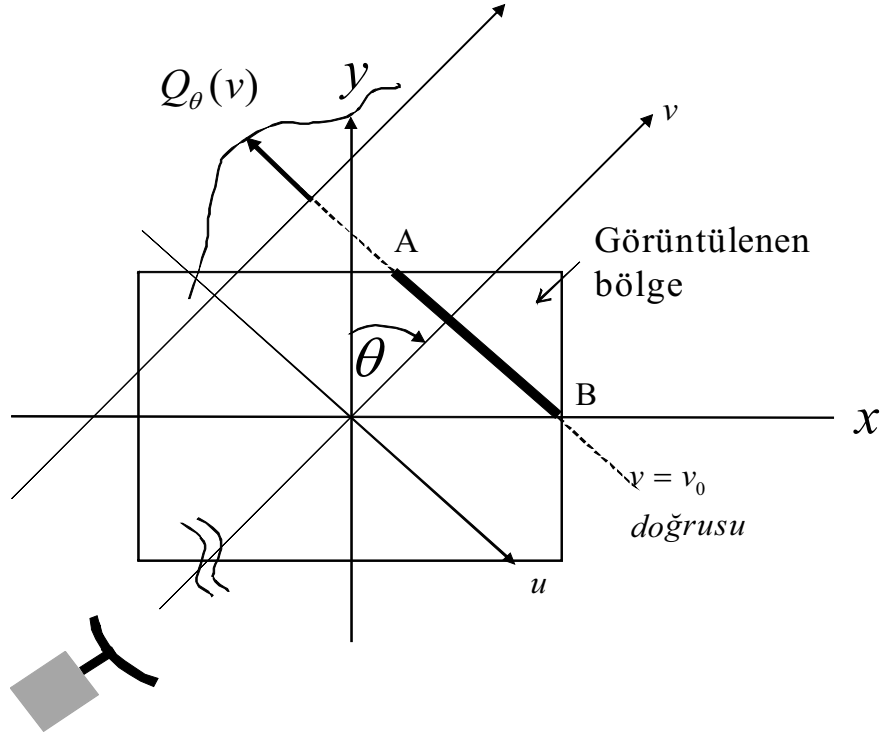
$$Q_{\theta}(v) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\theta, k_v) |k_v| e^{j2\pi k_v v} dk_v = \mathcal{F}^{-1} \{ S(\theta, k_v) |k_v| \}. \quad (4.16)$$

Görülebilir ki filtrelenmiş geri-izdüşüm, $S(\theta, k_v) |k_v|$ ’nin ters Fourier dönüşümünden başka bir şey değildir:

$$Q_{\theta}(v) = p(\theta, v) * \mathcal{F}^{-1} \{ |k_v| \}. \quad (4.17)$$

Bu nedenle, bir defa $p(\theta, v)$ ya da Fourier dönüşümü $S(\theta, k_v)$ elde edildiği zaman, geri-izdüşüm istenirse (4.16) veya (4.17) kullanılarak elde edilebilir. Daha sonra da hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonu, denklem (4.15) kullanılarak tekrar oluşturulabilir.

Sonuç olarak, görüntüleme algoritması şu şekilde açıklanabilir: Herhangi bir açıdan HYYİ fonksiyonu elde edildiği zaman, bu fonksiyonun denklem (4.15) kullanılarak uzamsal bölge üzerine geri-izdüşümü yapılabilir. Bu kavram, Şekil 4-3’de daha detaylı olarak gösterilmiştir. Şekilden de görülebileceği üzere, izdüşümdeki her bir saçıcı noktanın geri- izdüşümü, uzamsal bölgedeki AB çizgisi üzerine yapılmaktadır. Yani, $Q_{\theta}(v_i)$ AB çizgisi üzerindeki tüm noktalara aynı katkıyı yapmaktadır.



Şekil 4-3 Geri-İzdüşüm: Dikdörtgen kutu, görüntülenen bölgeyi göstermektedir. Filtrelenmiş geri-izdüşüm fonksiyonu $Q_{\theta}(v)$, sabit v doğruları boyunca görüntülenen bölge üzerine sürülmektedir. Geri-izdüşümün $v = v_0$ noktasındaki değeri, görüntülenen bölgede AB doğrusu boyunca tüm piksellere aynı katkıyı yapmaktadır.

Denklem (4.15) ve (4.16) üzerinde son bir işlem daha yapılmalıdır. SAR'da "alınan işaret" belirli bir k_{vc} uzamsal frekansı merkezli olduğu için, demodüle edilmesi gerekir. Bu ise basitçe veriyi başlangıca kaydırarak etkili bir şekilde spektral bölgede yapılabilir. Ayrıca, görüntüleme açıları belirli bir $\Delta\theta$ aralığını kapsar. Denklemlerin son hali aşağıdaki hale gelir:

$$Q_{\theta}(v) = \mathcal{F}^{-1} \{ S(\theta, k_v + k_{vc}) | k_v + k_{vc} | \} \quad (4.18)$$

$$f(x, y) = \int_{\Delta\theta} Q_{\theta}(v) e^{j2\pi k_{vc} v} d\theta. \quad (4.19)$$

Burada $x = v \sin \theta$ ve $y = v \cos \theta$ 'dir.

4.4. Hedef Yansıtıcılık Yoğunluk Fonksiyonunun Elde Edilmesi

Tek bir görüntüleme açısı için elde edilen verinin sınırlı bant genişliğinde olması, EĞİ yöntemi için de bir sorun oluşturur. Çünkü, ters Fourier dönüşümü, bant genişliği ile orantılı bir menzil çözünürlüğü sağlar. Bu da, oluşturulan son görüntüyü tüm yönlerde bulanıklaştırır. Önceki bölümde, tek bir görüntüleme açısı için, alınan bant sınırlı veriyi kullanarak HYYİ fonksiyonunu tam olarak elde edebileceğimizi varsaymıştık. HYYİ fonksiyonu aynı zamanda menzil profili olarak da düşünülebilir [Mensa 1993]. Ölçüm sistemi bu fonksiyonun Fourier dönüşümünden sonlu sayıda eşit aralıklarla alınmış örnekler üretir. Veri toplama sistemi, modülasyonsuz darbeler göndererek basamaklar halinde frekans değiştiren tipte, ya da modülasyonlu işaretler ile çalışan tipte bir alıcı olabilir. Ayrıca sistemin veri toplama yönteminden veya donanımından kaynaklanan artık video fazı, kayma, menzil uyuşmazlığı gibi hataların kompanze ya da ihmal edildiği varsayılmaktadır.

Hedefin sonlu sayıda ayırık saçıcı merkezlerinden ibaret olduğu varsayıldığı takdirde, menzil profili, v_i konumlarında Dirac fonksiyonlarından ibaret olacaktır. Dolayısıyla, HYYİ fonksiyonunun elde edilmesi, bir fonksiyonun (bu durumda HYYİ fonksiyonunun Fourier dönüşümü) sınırlı sayıda eşit aralıklarda alınmış örneklerinden karmaşık üstel bileşenlerini elde etme problemine karşılık gelir. Eğer bu amaca ulaşabilirsek, önceki bölümdeki çıkarımlar hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonunun kendisini elde etmek için kullanılabilir. Bu bölümde, ölçüm verisinden HYYİ fonksiyonunun elde edilmesi ile ilgili yeni bir yöntem sunulacaktır.

Genel olarak, verilen bir θ açısında alınan işaretin karmaşık zarfının işaret modeli aşağıdaki şekilde tanımlanabilir;

$$F(\theta, k_v) = \mathcal{F} \{ p(\theta, v) \} = S(\theta, k_v). \quad (4.20)$$

Burada $F(\theta, k_v)$ denklem (4.2)'deki alınan işarettir ve $S(\theta, k_v)$ ise denklem (4.15)'deki HYYİ fonksiyonunun Fourier dönüşümüdür. Denklem (4.13)'ü denklem (4.20)'de kullanarak

$$F(\theta, k_v) = \sum_{i=1}^M a_i e^{-j2\pi v_i k_v} \quad (4.21)$$

elde edilir. Burada, v_i 'ler istenirse k_v bölgesindeki frekanslar ya da v bölgesindeki saçıcıların izdüşümleri olarak düşünülebilir. Ölçüm sistemi $F(\theta, k_v)$ fonksiyonunu $k_{v,\min} \leq k_v \leq k_{v,\max}$ arasında k_{vs} aralıklarıyla örnekler. Burada $k_{v,\min} = n_{\min} k_{vs}$ ve $k_{v,\max} = n_{\max} k_{vs}$ 'dir. Sonuç olarak ölçülen veri örnekleri (θ bağımlılığını göstermeyerek)

$$F_n = F((n + n_{\min})k_{vs}) = \sum_{i=1}^M r_i z_i^n ; i = 1, 2, \dots, M ; n = 0, \dots, n_{\max} - n_{\min} \quad (4.22)$$

haline gelir. Burada;

$$r_i = a_i z_i^{n_{\min}} \quad (4.23)$$

$$z_i = e^{-j2\pi v_i k_{vs}} \quad (4.24)$$

olarak tanımlanmıştır. Amaç, muhtemelen gürültü eklenmiş F_n verisinden M , a_i ve v_i 'nin en iyi tahminlerini elde etmektir. Literatürde bir fonksiyonun üstel bileşenlerini bulmak amacıyla kullanılan bir takım yaklaşımlar bulunmaktadır. HYYİ'yi oluşturan bileşenleri bulmak olan problemi için Hua ve Sarkar tarafından geliştirilen doğrusal bir matris tahmin yöntemi olan matris demet yöntemi (MDY) kullanılacaktır. [Hua and Sarkar 1989; Hua and Sarkar 1990]. Tam olarak söylemek gerekirse, toplam en küçük kareler, ileri-geri, bant-geçiren MDY kullanılacaktır. Bu yöntem birkaç nedenden dolayı parametrik modelleme için en uygun yöntemdir: (i) MDY örneklenen verideki gürültü karşısında performansı iyi olan bir doğrusal tahmin yöntemidir. (ii) hesaplama olarak verimlidir [Sarkar and Pereira 1995], (iii) karmaşık üstel

bileşenler birim çember üzerindedir ve (iv) alınan işaret bant-sınırlıdır (yani görüntülenen bölge sınırlıdır). Toplam en küçük kareler formülasyonu, gürültü performansını arttırmak için kullanılmıştır [Hua and Sarkar 1991]. Gürültü ile daha fazla mücadele edebilmek için, sadece ileri veya sadece geri matris kalemine kıyasla gürültüye karşı daha dirençli olan ileri-geri matris kalemi kullanılmıştır [Hua and Sarkar 1990]. Son olarak, görüntülenen bölgenin sınırlı olduğunu bilgisini kullanabilmek için MDY'ye bant geçiren filtreleme uygulanmıştır [Hu 1990]. Yöntemin ispatı ve detayları için [Hua and Sarkar 1989; Fengduo, Sarkar et al. 1990; Hua and Sarkar 1990; Sarkar and Pereira 1995]'e ve gürültü karşısındaki performansı ve ESPRIT ve Prony gibi yöntemlerle karşılaştırılması için [Hua and Sarkar 1990; Hua and Sarkar 1990; Hua and Sarkar 1991; Hua and Sarkar 1991]'e müracaat edilebilir. Bu bölümde, tez boyunca kullanılan notasyon ile yöntemin kısa bir niceliksel anlatımı verilecektir. Önce, toplam en az kareler MDY sunulacak, daha sonra, yöntem ileri-geri ve bant-geçiren durumlarına genişletilecektir.

4.4.1. Toplam En Küçük Kareler Matris Demet Yöntemi

Aşağıdaki vektörü tanımlayalım;

$$\mathbf{f}_n = [F_n, F_{n+1}, \dots, F_{N-L+n-1}]^T. \quad (4.25)$$

Burada $N = n_{\max} - n_{\min} + 1$ olup T simgesi transpoze işlemini göstermektedir.

Veri matrisi $[\mathbf{F}]$ aşağıdaki şekilde tanımlanabilir;

$$[\mathbf{F}] = [\mathbf{f}_0 \quad \mathbf{f}_1 \quad \dots \quad \mathbf{f}_L]_{(N-L) \times (L+1)}. \quad (4.26)$$

Burada L demet parametresi adını alır. Verideki bazı gürültü etkilerini ortadan kaldırmak için bu demet parametresinin uygun seçimi önemli faydalar sağlar. Etkili bir gürültü filtrelemesi için L parametresi $N/3$ ile $N/2$ arasında seçilir. Daha sonra, $\mathbf{F}$ matrisinin tekil değer çözümlemesi yapılır;

$$[\mathbf{F}] = [\mathbf{U}][\Sigma][\mathbf{V}]^H. \quad (4.27)$$

Burada, $[U]$ ve $[V]$ birim matrislerdir ve $[\Sigma]$ ise $[F]$ 'nin tekil değerlerini içeren bir köşegen matristir. M parametresinin seçimi, tekil değerlerin en büyüklerine oranına bakılarak bu aşamda yapılır. M , aşağıdaki koşulu sağlayan tekil değerlerin (σ_c) sayısıdır.

$$\frac{\sigma_c}{\sigma_{\max}} \geq 10^{-p}. \quad (4.28)$$

Verideki belirli ondalık hane sayısı p 'dir. Denklem (4.28)'in sağlanmadığı tekil değerler genel olarak gürültü tekil değerleridir ve tekrar oluşturma esnasında kullanılmamalıdır. Bu yaklaşımla kutup sayısının belirlenmesi gelişmiş bir durum uzayı yaklaşımına karşılık gelir ve matris demet yönteminin toplam en küçük kareler kısmını oluşturur [Hua and Sarkar 1991; Hua and Sarkar 1991; Sarkar and Pereira 1995].

Gürültü olmayan durumda, kutupları bulmak için, iki adet $(N-L) \times L$ boyutlarında matris, F_1 ve F_2 (F 'nin sırasıyla son ve ilk sütununu silmek suretiyle) oluşturulur;

$$[F_2] = [f_1 \quad f_2 \quad \cdots \quad f_L]_{(N-L) \times L} \quad (4.29)$$

$$[F_1] = [f_0 \quad f_1 \quad \cdots \quad f_{L-1}]_{(N-L) \times L}. \quad (4.30)$$

Bu matrisler aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$[F_2] = [Z_1][R][Z_0][Z_2] \quad (4.31)$$

$$[F_1] = [Z_1][R][Z_2]. \quad (4.32)$$

Sağ taraftaki terimlerin açılımı aşağıdaki şekildedir:

$$[\mathbf{Z}_1] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ z_1^{N-L-1} & z_2^{N-L-1} & \dots & z_M^{N-L-1} \end{bmatrix}_{(N-L) \times M} \quad (4.33)$$

$$[\mathbf{Z}_2] = \begin{bmatrix} 1 & z_1 & \dots & z_1^{L-1} \\ 1 & z_2 & \dots & z_2^{L-1} \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ 1 & z_M & \dots & z_M^{L-1} \end{bmatrix}_{M \times L} \quad (4.34)$$

$$[\mathbf{Z}_0] = \text{diag}[z_1, z_2, \dots, z_M] \quad (4.35)$$

$$[\mathbf{R}] = \text{diag}[r_1, r_2, \dots, r_M]. \quad (4.36)$$

$\mathbf{Z}_1$ ve $\mathbf{Z}_2$ 'nin tam ranka sahip Vandermonde matrisleri olduğu gösterilebilir. [Hua and Sarkar 1990]. Şimdi, aşağıdaki matris kalemını ele alalım;

$$[\mathbf{F}_2] - z[\mathbf{F}_1] = [\mathbf{Z}_1][\mathbf{R}]\{[\mathbf{Z}_0] - z[\mathbf{I}]\}[\mathbf{Z}_2]. \quad (4.37)$$

Sağ taraftaki $[\mathbf{I}]$, $M \times M$ birim matrisidir. Genel olarak $M \leq L \leq N - M$ koşulu sağlandığı sürece $[\mathbf{F}_2] - z[\mathbf{F}_1]$ 'in rankının M olduğu gösterilebilir. Fakat, $z = z_i$, $i = 1, \dots, M$ ise, $[\mathbf{Z}_0] - z[\mathbf{I}]$ 'in i nci satırı sıfır olur. Dolayısıyla $[\mathbf{Z}_0] - z[\mathbf{I}]$ 'in rankı $M - 1$ 'e düşer. Sonuç olarak, $[\mathbf{F}_2] - z[\mathbf{F}_1]$ matris kaleminin de rankı $M - 1$ 'e düşer. Tanım olarak, z_i 'ler $\{\mathbf{F}_2; \mathbf{F}_1\}$ matris çiftinin genel öz değerleri olarak bulunabilir. Kutupların çözümündeki bu yöntem, tahminlerde

gürültü altında minimum varyans sağlar [Hua 1988; Hua and Sarkar 1990; Hua and Sarkar 1991].

Gürültü ile baş edebilmek için, tekil değer çözümlemesinden elde edilen $\mathbf{V}$ matrisinin M adet sağ tekil vektörü kullanılarak filtrelenmiş $\mathbf{V}'$ matrisi oluşturulur.

$$[\mathbf{V}'] = [v_1, v_2, \dots, v_M] \quad (4.38)$$

Geriye kalan sağ tekil vektörler ihmal edilir. Bu defa $\mathbf{F}_1$ ve $\mathbf{F}_2$ matrisleri, $\mathbf{V}'$ 'nin sırasıyla son ve ilk sütununu silmek suretiyle elde edilen $\mathbf{V}'_1$ ve $\mathbf{V}'_2$ matrisleri kullanılarak oluşturulur;

$$[\mathbf{F}_1] = [\mathbf{U}][\Sigma'][\mathbf{V}'_1]^H \quad (4.39)$$

$$[\mathbf{F}_2] = [\mathbf{U}][\Sigma'][\mathbf{V}'_2]^H. \quad (4.40)$$

Burada Σ' matrisi, Σ 'nin (M adet baskın tekil değere karşılık gelen) M adet sütunundan elde edilmiştir. Gürültüsüz durumda, Denklem (4.31) ve (4.32)'de tanımlanan matrisler ile (4.39) ve (4.40)'daki matrislerin aynı genel özdeğerlere sahip oldukları gösterilebilir. Gürültü olduğu durumda, (4.39) ve (4.40)'un kullanılması gerekir. Tipik olarak 20 dB işaret gürültü oranına (İGO) kadar bu teknik kullanılarak kutuplar bulunabilir.

Bir defa M ve kutupla bulunduktan sonra, rezidüler (r_i), aşağıdaki en küçük kareler problemi ile çözülebilir

$$\begin{bmatrix} F(0) \\ F(1) \\ \vdots \\ F(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & z_M^{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_M \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

r_i 'ler bulunduğundan sonra, a_i 'ler denklem (4.23) kullanılarak hesaplanabilir.

4.4.2.İleri-Geri Matris Kalemi

MDY'ye ilk geliştirme, sadece ileri matrisleri kullanmak yerine, ileri-geri matris demetlerini kullanmaktır [Hua and Sarkar 1990]. Denklem (4.24)'dan görüleceği üzere, sistem kutuplarının tüm i 'ler için $|z_i|=1$ olmak gibi bir özellikleri vardır. Yani, kutuplar birim çember üzerindedirler. Gösterilebilir ki, $\{z_i; i=1, \dots, M\}$ kutupları aşağıdaki ileri-geri matris kaleminin de rankını düşüren sayılardır:

$$[\mathbf{F}_{2FB}] - z[\mathbf{F}_{1FB}] = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 & \mathbf{f}_2 & \cdots & \mathbf{f}_L \\ \mathbf{f}_{L-1}^* & \cdots & \mathbf{f}_1^* & \mathbf{f}_0^* \end{bmatrix} - z \begin{bmatrix} \mathbf{f}_0 & \mathbf{f}_1 & \cdots & \mathbf{f}_{L-1} \\ \mathbf{f}_L^* & \cdots & \mathbf{f}_2^* & \mathbf{f}_1^* \end{bmatrix}. \quad (4.42)$$

Eşlenik işlemi "*" ile gösterilmiştir. Dolayısıyla, önceki bölümdeki tüm tartışma ileri-geri matris kalem için de geçerlidir. Bu nedenle, denklem (4.26)'daki matrisi kullanmak yerine;

$$[\mathbf{F}_{FB}] = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_0 & \mathbf{f}_1 & \cdots & \mathbf{f}_L \\ \mathbf{f}_L^* & \cdots & \mathbf{f}_1^* & \mathbf{f}_0^* \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

matrisi kullanılarak aynı kutuplar bulunabilir. İşaretin kutupları birim çember üzerinde ise, ileri-geri matris kaleminin gürültü karşısında sadece ileri veya sadece geri matris kalemine göre daha iyi performans göstereceği beklenebilir. Dikkat edilmelidir ki bu durumda $\mathbf{F}_1$ ve $\mathbf{F}_2$ matrislerinin boyutları $2(N-L) \times L$ olmaktadır. İleri-geri matris kalemlerinin diğer bir özelliği de sadece ileri matris kalemleri kullanan yöntemin istenen özdeğerleri vermesi için gereken $M \leq L \leq N-M$ koşulunun yanında $\frac{M}{2} \leq L \leq M$ koşulunun da hemen hemen tüm sinüs gibi fonksiyonlar için ileri-geri matrisler ile kullanılabilmesidir [Hua and Sarkar 1990].

4.4.3. Bant Geçiren Matris Kalemi

Görüntülenen cismin uzamsal bölgedeki kapsaması önceden bilinmektedir. Denklem (4.2) ve (4.13)'den kolayca anlaşılabilir ki ölçülen işaret $F(\theta, k_v)$, bant-geçiren bir işarettir. Çünkü ters Fourier dönüşümü $p(\theta, v)$, bir dizi kaymış Dirac delta fonksiyonundan ibarettir ve maksimum kayma D 'dir. Bu gözlem gürültü ile baş etmek amacıyla kullanılabilir. Matris demeti önceden filtrelenerek yöntemin hala çalıştığı İGO değeri biraz daha aşağılara çekilebilir. MDY, veri matrisinin tekil değer çözümlemesini kullanarak ve asıl tekil değerler dışındakileri dikkate almayarak gürültünün bir kısmını eleyebilse de, bazı gürültü etkileri hala asıl tekil değerler ve vektörler üzerinde mevcuttur. Tekil değer çözümlemesinden önce bir filtreleme yapılabilir. Referans [Hu 1990; Fengduo, Sarkar et al. 1993]'de sönümlenmeyen (*undamped*) sinüs gibi işaretler için FIR filtreleme ve çembersel evrişim kullanılması tavsiye edilmiştir. Bu yöntemin kullanılması ile 12 dB'ye kadar İGO değerlerindeki işaretler çözümlenebilir [Fengduo, Sarkar et al. 1993].

FIR filtrelemenin ilk adımı filtrenin darbe cevabını bulmaktır. Dikkat edilmelidir ki burada bant-geçiren filtreleme aslında düşük-geçiren bir filtrelemedir ve sadece spektral bölge fazla örneklenmiş ise (ki genelde böyledir) gereklidir. Bunun sebebi şu şekilde açıklanabilir: istenen filtrenin kesim frekansları $\omega_U = -\omega_L = 2\pi k_{vs}$ 'dir. Filtre, $[-D, D]$ arasında spektrumun davranışını değiştirmemelidir. Burada D uzamsal bölgede saçıcıların merkezden azami uzaklığıdır. Filtrenin geçiş bölgesi D ile ω_U arasındadır. Eğer $D = \omega_U$ ise, yani spektral bölge tam olarak Nyquist frekansında örneklenmiş ise, geçiş bölgesi yoktur.

Filtrenin geçiş bölgesindeki davranışı performansını belirler. Bu tezde filtreyi oluşturmak için, [Knab 1979] ve [Ergin, Balasubramaniam et al. 1998] tarafından kullanılan yaklaşık prolate küresel dalga fonksiyonları (YPKD) seçilmiştir. YPKD fonksiyonları, Slepian ve Pollak [Slepian and Pollak 1961]

tarafından tanımlanan prolate küresel fonksiyonlara yaklaşımlardır. Fonksiyonların [Ergin, Balasubramaniam et al. 1998]'de kullanılan formu aşağıdaki gibidir (bu tezdeki notasyon ile):

$$h(k_v) = \frac{v_0}{v_s} \frac{\sin(k_v v_0)}{k_v v_0} \frac{\sinh \left[\frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{k_v}{N_f k_{vs}} \right)^2 - 1} \right]}{\sinh \left(\frac{c}{2} \right) \sqrt{\left(\frac{k_v}{N_f k_{vs}} \right)^2 - 1}}. \quad (4.44)$$

Burada $c = \pi N_f (\chi - 1) / \chi$ 'dir ve χ ise $\chi = (k_{vs} 2D)^{-1}$ olarak tanımlanan fazla örnekleme katsayısıdır. Denklem (4.44)'da görülen diğer değişkenler;

$$v_s = \chi v_{\max} \quad (4.45)$$

$$v_0 = \frac{v_s + v_{\max}}{2} \quad (4.46)$$

$$v_{\max} = \pi N_f \quad (4.47)$$

olarak sıralanabilir. Bu fonksiyonu $k_v = n k_{vs}$ olarak atayarak ve $N_f = 2(N - L) - 1$ uzunluğuna keserek ayırık bir FIR filtresine dönüştürürsek;

$$h[n] = \frac{\chi + 1}{2\chi} \frac{\sin(n k_{vs} v_0)}{n k_{vs} v_0} \frac{\sin \left(\frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{n}{N_f} \right)^2 - 1} \right)}{\sinh \left(\frac{c}{2} \right) \sqrt{\left(\frac{n}{N_f} \right)^2 - 1}}; n = \left[-\frac{N_f - 1}{2}, \dots, \frac{N_f - 1}{2} \right] \quad (4.48)$$

elde ederiz. Daha sonra filtreye bir adet sıfır eklenir ve bu sayede filtre uzunluğu $N_p = N_f + 1$ haline gelir. Bu fonksiyon, Kaiser-Bessel penceresinin bir varyasyonudur ve harmonik analiz problemlerindeki performansı ve diğer pencerelerle karşılaştırılması [Harris 1978]'de bulunabilir. Filtreleme işlemini

[Fengduo, Sarkar et al. 1990]'de bahsedildiği gib çembersel bir evrişim olarak yapmak için, $N_f \times N_f$ boyutundaki filtreleme matrisi oluşturulabilir;

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h\left[\frac{N_p-1}{2}\right] & h\left[\frac{N_p-3}{2}\right] & \dots & h\left[-\frac{N_p-1}{2}\right] \\ h\left[-\frac{N_p-1}{2}\right] & h\left[\frac{N_p-1}{2}\right] & \dots & h\left[-\frac{N_p-3}{2}\right] \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h\left[\frac{N_p-3}{2}\right] & h\left[\frac{N_p-5}{2}\right] & & h\left[\frac{N_p-1}{2}\right] \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Daha sonra, çembersel evrişimi uygulamak için $\mathbf{F}_1$ ve $\mathbf{F}_2$ matrisleri $\mathbf{H}$ ile çarpılır. Filtrelenmiş bu matrisler orijinal matrislere göre daha “temizdir” ve MDY ile kutupları bulmakta kullanılırlar.

4.5. Geri-izdüşüm ve Matris Demet Yönteminin Birleştirilmesi

SAR sistemi, her bir açıda, tek boyutlu görüntüleme esnasında, HYYİ fonksiyonunun Fourier dönüşümünden (çoğunlukla eşit aralıklarla) örnekler almaktadır. Dolayısıyla, uzamsal bölgede izdüşüm fonksiyonunu bulmanın en doğrudan yolu, veriye ters AFD uygulamaktır. Fakat alternatif olarak, MDY ters AFD yerine kullanılabilir ve izdüşüm fonksiyonunu oluşturan saçıcıların tam yerleri tahmin edilebilir. Bunun ardından tomografik; yani evrişimsel geri-izdüşüm, SAR görüntülemeye doğrudan uygulanabilir.

HYYİ fonksiyonu $p(\theta, \nu)$, MDY ile elde edildikten sonra, geri-izdüşümün yapılacağı ızgaranın boyutları ve çözünürlüğü istendiği gibi belirlenebilir. İki farklı yaklaşım tekrar oluşturma için kullanılabilir. Birinci yaklaşımda, spektral bölge verisi $S(\theta, k_\nu)$, istenen oranda ve genişlikte tekrar oluşturulur. Tekrar oluşturma, denklem (4.16) ile yapılır. İkinci yaklaşımda, $p(\theta, \nu)$ tekrar

oluşturma için doğrudan denklem (4.17)'de kullanılır. Bu ise $\mathcal{F}^{-1}\{|k_v|\}$ 'nin hesaplanmasını gerektirir. Bu tezde, birinci yaklaşım kullanılmıştır. EGİ ve MDY'nin etkin bir biçimde birleştirilmesi ile ortaya çıkan bu yeni yöntemle demet geri-izdüşüm (DEGİ) yöntemi adı verilmiştir.

DEGİ yönteminin pratik olarak uygulanabilirliği ile ilgili birkaç şey söylemekte fayda vardır: Dikkat edilmelidir ki, spektral verinin ışıntı modunda SAR görüntülemeye olduğu gibi, polar koordinatlarda toplandığı varsayılmaktadır. Fakat DEGİ yönteminde uygulanan işaret işleme, konvansiyonel olarak SAR görüntülemeye kullanılan polar formatlama algoritmasını içermemektedir. Çünkü görüntü oluşturmada EGİ yöntemi uygulanmıştır.

Bu tezde, yöntemin tam bir teorik tanımını yapmak amacıyla MDY'nin geri-izdüşüm ile birlikte kullanımı üzerinde durulmuştur. DEGİ, tek boyutta toplanan frekans verisi değiştirilmediği sürece veriyi toplama yönteminden bağımsızdır. Örneğin, bölüm 5.3'te incelenen deneysel veri, FM modülasyonlu darbe gönderen bir sistem ile toplanmıştır.

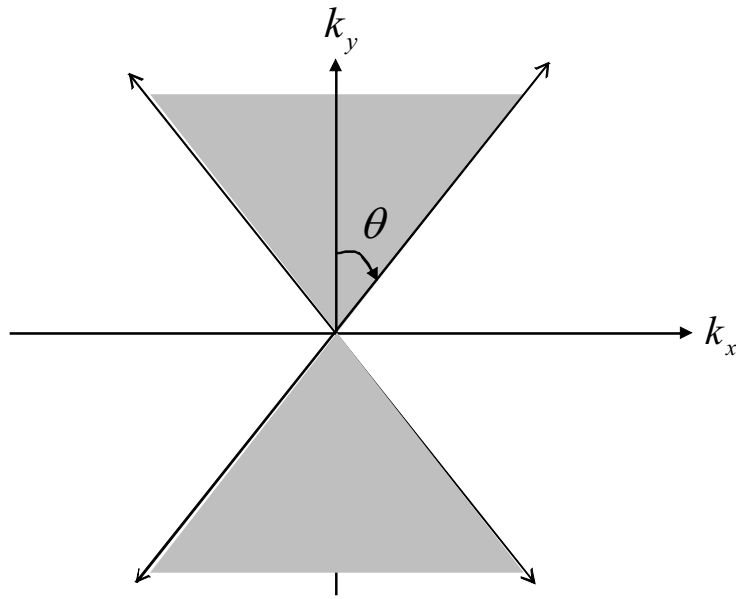
Bölüm 3.5'ün sonunda, şerit modunda SAR sistemlerinde kullanılan zaman bölgesinde uyumlu filtreleme (*time domain match filtering*)'den bahsedilmişti. Bu yöntemde, yansıyan işaretin ilk işleme safhası sonrasında doğrudan uzamsal bölgede menzil profili elde edilir (frekans bölgesinde bir ara işaret elde edilmez). Zaman bölgesindeki uyumlu filtreleme ise, orijinal frekans verisinde değişikliğe sebep olur. Dolayısıyla, elde edilen menzil profilinin Fourier dönüşümü yapılarak frekans bölgesine geri dönülür ve bu veri üzerinden DEGİ yöntemi çalıştırılırsa, ters AFD kullanılan EGİ yönteminden daha iyi olmasa bile, benzer sonuçlar elde edilir. Çünkü orijinal frekans verisi artık kaybolmuştur. Fakat zaman doneyninde uyumlu filtreleme, daha çok şerit modunda SAR görüntülemeye kullanıldığı için, bu tezin kapsamı dışındadır. Menzil profili için kullanılan değişik radar işaretleri ve işaret işleme yöntemlerine göre DEGİ yönteminin uygulanabilirliği Tablo 4-1'de gösterilmiştir.

İşaretin Şekli	İşaret İşleme Yöntemi	DEĞİ için Uygun mu	Açıklama
Frekans modülasyonsuz Kısa süreli darbe	Zarf Tespit Edici	Hayır	Faz bilgisi kaybolduğu için genel olarak SAR görüntülemeye kullanılamaz.
Frekans modülasyonsuz Kısa Süreli Darbe	Dik Evreli Demodülasyon	Hayır	İşaret işleme safhalarında hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonuna ilişkin frekans bölgesi verisi ortaya çıkmaz.
Frekans modülasyonsuz Darbe, darbeler arası frekans atlama	Dik Evreli Demodülasyon	Evet	Gönderilen arka arkaya darbeler ile hedef yansıtıcılığı belirli bir uzamsal frekans bölgesinde örneklenmiş olur. Elde edilen veri, DEĞİ'de doğrudan kullanılabılır formattadır.
FM modülasyonlu uzun darbe	Ters Rampa İşaret işleme	Evet	Ters rampa işaret işleme sonunda elde edilen ve sayısal olarak örneklenen spektral veri, DEĞİ için uygun formattadır.
FM modülasyonlu uzun darbe	Zaman bölgesinde uyumlu filtreleme	Hayır	Uyumlu filtreleme esnasında, frekans bölgesi verisi değiştirildiği için EĞİ'den daha iyi sonuç vermez.

Tablo 4-1 Farklı işaretler ve işaret işleme yöntemlerinin, demet geri-izdüşüm yöntemine uygunlukları.

4.6. Çözünürlük

DEĞİ yönteminde, sonlu sayıda saçıcı merkezi varsayımı ve MDY'nin geri-izdüşüm ile birlikte kullanılmasının uzamsal çözünürlük üzerinde birçok ilginç etkisi vardır. Her bir görüntüleme açısında kutupları bulmak için MDY'nin kullanılması ile, uzamsal ileri-mesafe koordinatındaki bant genişliği sanal olarak sonsuza genişletilmektedir. MDY'nin uygulanmasından sonra, $k_x - k_y$ bölgesindeki kapsama Şekil 4-4'te gösterilmiştir.



Şekil 4-4 Spektrumun sonsuza genişlemesi.

Dolayısıyla nokta dağılım fonksiyonunun ileri-mesafe koordinatı boyunca ana lupu ideal olarak sıfırdır. Diğer taraftan çapraz-mesafe ana lupu, merkez spektral frekans k_c ve görüntüleme açısı genişliğine (sentetik açıklık genişliğine) bağlıdır. Genişliği $\Delta\theta$ olan bir görüntüleme açısı için, Denklem (4.18)'de $S(\theta, k_v + k_c) = 1$ olarak atanarak ve denklem (4.19) kullanılarak nokta dağılım fonksiyonun ifadesi çıkarılabilir:

$$psf(\Delta\theta, k_{vc}) = \int_{\Delta\theta} \mathcal{F}^{-1} \{ |k_v + k_{vc}| \} e^{j2\pi k_{vc} v} d\theta. \quad (4.50)$$

5. ÖRNEKLER VE SONUÇLAR

5.1. Gürültü Performansı

Matris demet yaklaşımı kullanılarak, 20 dB'ye kadar İGO değerleri desteklenebilir. Yöntemin ileri-geri ve bant-geçiren sürümleri kullanılarak bu değer 12 dB'ye kadar düşürülebilir [Fengduo, Sarkar et al. 1993]. Sistemin bu tahmin edilen gürültü performansını test etmek için, 5, 10, 15, ve 20 dB'deki İGO değerleri, 6 adet benzetilmiş nokta saçıcının bulunduğu bir ortama uygulanmıştır. SAR yayını ve demodülasyon sonucu elde edilen işlenmiş yansıma işaretleri simülasyon ortamında oluşturulmuştur. Nokta saçıcılarının yansıtma katsayılarının genlikleri ve fazları rasgele olacak şekilde alınmıştır. Saıcıların konumları ve yansıtma katsayıları Tablo 5-1'de listelenmiştir:

Saçıcı No.	Yansıtma Katsayısı	x pozisyonu	y pozisyonu
1	$0.767 \exp(j0)$	2	2
2	$0.494 \exp(j\frac{\pi}{4})$	4	-4
3	$1.000 \exp(j\frac{\pi}{2})$	-6	-6
4	$0.634 \exp(j\frac{3\pi}{4})$	-8	8
5	$0.442 \exp(j\pi)$	10	10
6	$0.765 \exp(j\frac{5\pi}{4})$	12	-12

Tablo 5-1 Benzetilen saçıcılar.

Bu saçıcıların bulunduğu bir görüntüleme işleminde “alınan işaret”, denklem (4.22) kullanılarak hesaplanabilir. Yöntemin gürültü performansını test etmek için, bu işarete belirli bir işaret-gürültü oranında olacak şekilde gürültü eklemek gerekmektedir. Bu amaçla şu yöntem izlenebilir: Önce rasgele bir gürültü vektörü oluşturulur. Elde edilen bu gürültü vektörünün ne kadarlık bir İGO'ya karşılık geldiği hesaplanır. Daha sonra, İGO'yu istenen

değere getirmek için, gürültü elemanları bir katsayı ile çarpılır. Bu katsayının nasıl hesaplanabileceği aşağıda açıklanmıştır:

Alınan spektral veriyi temsil eden vektörü tanımlayalım;

$$\mathbf{f} = [F_0, F_1, \dots, F_{N-1}]. \quad (4.51)$$

Rasgele karmaşık sayılardan elde ettiğimiz ve aynı uzunlukta olan gürültü vektörü;

$$\mathbf{g} = [G_0, G_1, \dots, G_{N-1}] \quad (4.52)$$

ile gösterilebilir. İşaret ve gürültü güçleri sırasıyla,

$$P_S = \sum_{i=0}^{N-1} |F_i|^2 \quad ; \quad P_G = \sum_{i=0}^{N-1} |G_i|^2 \quad (4.53)$$

denklemleri ile hesaplanabilir. Bu durumda, halihazırdaki işaret-gürültü oranı;

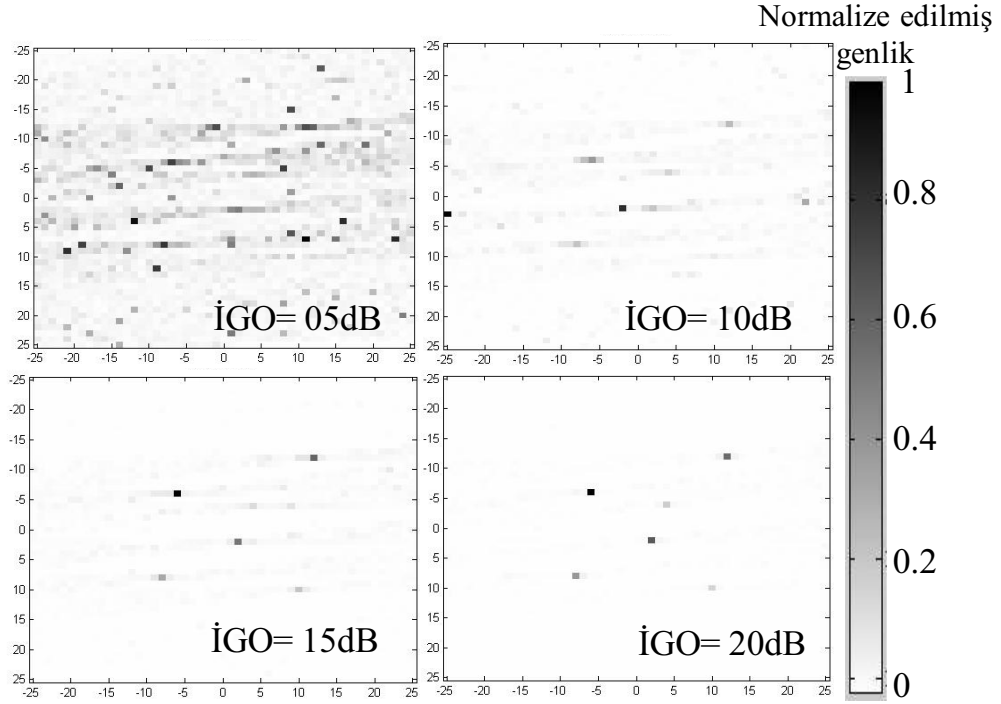
$$IGO^c = 10 \log \left(\frac{P_S}{P_G} \right) \quad (4.54)$$

ile bulunabilir. Simüle etmek istediğimiz işaret-gürültü oranını IGO^d ile gösterirsek, gürültü elemanlarını çarpmamız gereken faktörün,

$$\kappa = \sqrt{10 \frac{IGO^c - IGO^d}{10}} \quad (4.55)$$

olduğu gösterilebilir.

Bu şekilde gürültü eklenmiş görüntüleme ile ilgili elde edilen sonuçlar Şekil 5-1'de gösterilmiştir:



Şekil 5-1 Farklı İGO oranları ile test görüntüsü.

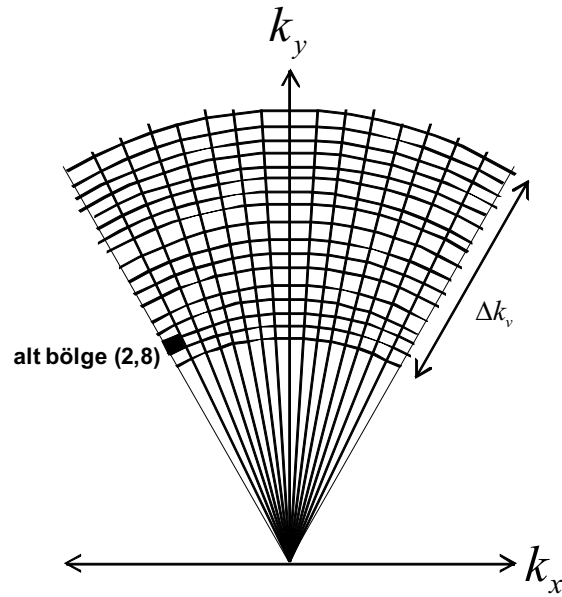
Açıkça görülmektedir ki, bölüm 4.4.3'te matris demet yöntemi ile ilgili yapılan gürültü performansı açıklamalarıyla önceden tahmin edildiği gibi, algoritma 15 dB İGO değerine kadar bile görüntüyü üretebilmektedir.

5.2. Ters Ayırık Fourier Dönüşümü ile Karşılaştırma

İkinci örnekte, MDY ile yapılan geri-izdüşüm (yani DEĞİ), ters AFD ile yapılan geri-izdüşüm ile karşılaştırılmıştır. Bu amaçla, [Desai and Jenkins 1992] tarafından kullanılan örneğe benzer bir örnek ele alınmıştır. Bu örnekte oluşturulan görüntü, 60 dB tabanında iki boyutlu bir yoğunluk fonksiyonu olarak çizilmiştir. Nokta hedeflerin oluşturulma performansları, çarpımsal gürültü oranı (*multiplicative noise ratio*-MNR) kullanılarak hesaplanmıştır;

$$MNR = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum (\text{ana lup dışındaki pixeller})^2}{\sum (\text{ana lup içindeki pixeller})^2} \right] \quad (4.56)$$

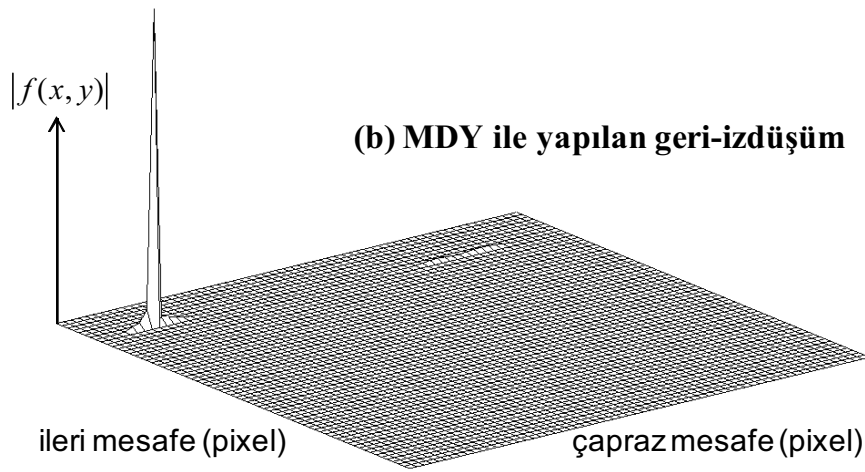
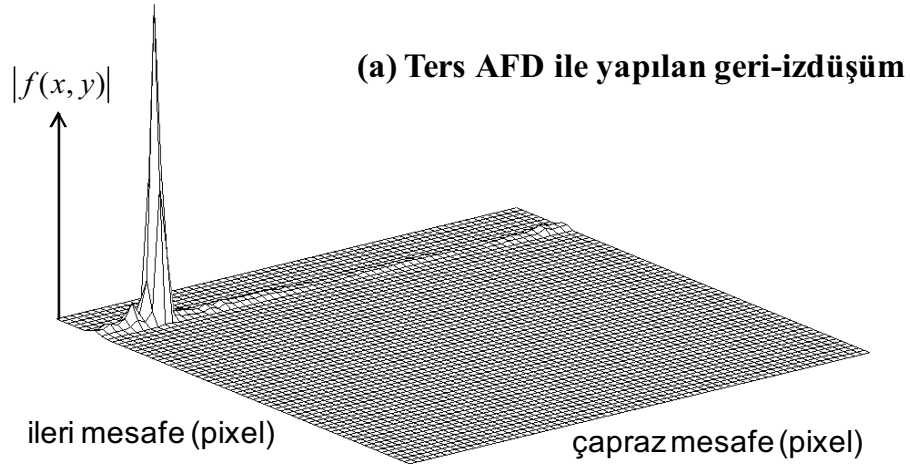
Ana lup, tepe etrafında 5×5 adet pixel olarak tanımlanmıştır. x ve y koordinatlarındaki pixel genişliğinin aynı olduğunu varsayalım, yani $\delta_x = \delta_y$ olsun. Görüntülenen bölgenin, 64×64 adet pixelden oluşan dikdörtgensel bir ızgara olduğu varsayalım. Dolayısıyla saçıcıların bulunabileceği maksimum konum her iki koordinatta da 32 olur. Pixel birimi olarak $(x_t, y_t) = (-23, 24)$ konumunda bulunan ideal bir nokta hedef dikkate alınmıştır. Benzetilen spektral veri, Şekil 5-2’te görülen düzgün kutupsal ızgarada örneklenmiştir.



Şekil 5-2 Alt bölgelerden oluşan benzetilmiş spektral bölge verisi.

Kutupsal ızgara, $\theta_{\max} = 3^\circ$ 'lik bir açı içinde, 1024 adet eşit parçadan oluşacak şekilde tanımlanmıştır. Benzer şekilde, Δk_v spektral aralığı boyunca, 1024 adet örnek tanımlanmıştır. Taşıyıcı spektral frekans k_{vc} , $20\Delta k_v$ olarak alınmıştır. Bu 1024×1024 'lük bölge, her biri 64×64 pixel genişliğinde olan 16×16 adet alt bölgeye bölünmüştür. Sadece Şekil 5-2’te görülen bir adet alt bölge dikkate alınmıştır. Ters AFD ve MDY ile yapılan geri-izdüşüm, bu bölgede tanımlanan veri üzerine uygulanmıştır.

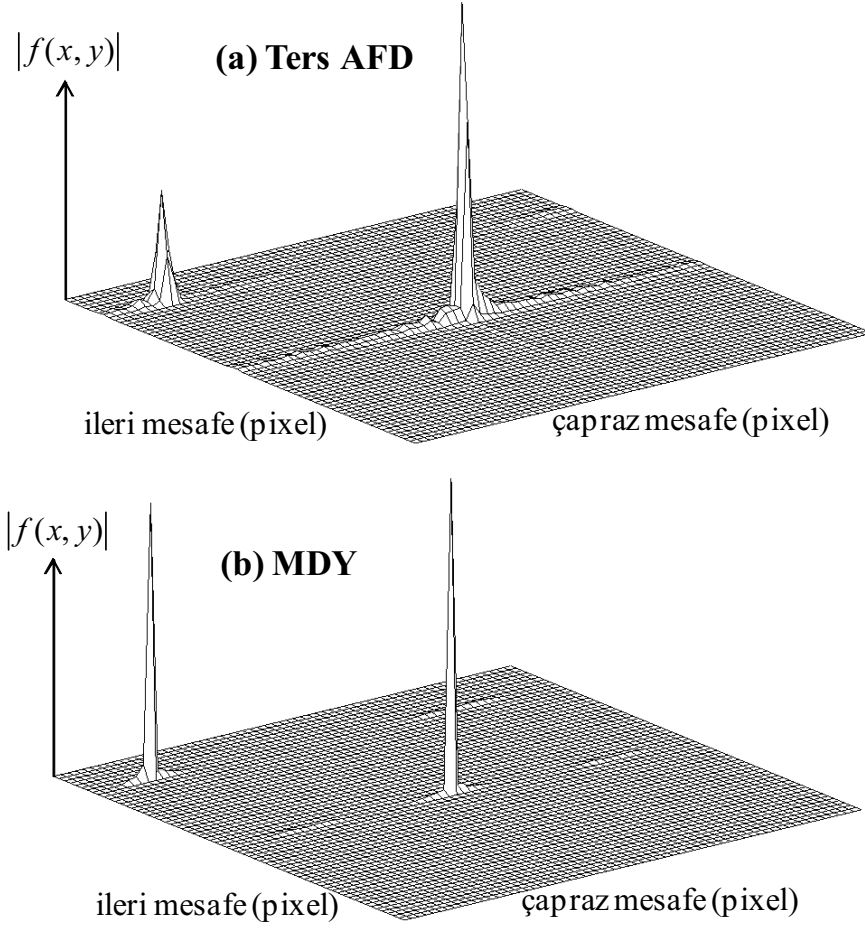
Sonuçlar Şekil 5-3’te görülmektedir:



Şekil 5-3 (a) $(-23, 24)$ 'te bulunan noktasal bir saçıcı için, benzetilmiş veri ile doğrusal interpolasyon kullanarak alt-diziden ters AFD kullanılarak yapılan geri-izdüşüm (b) Aynı alt-bölge için MDY kullanılarak yapılan geri-izdüşüm.

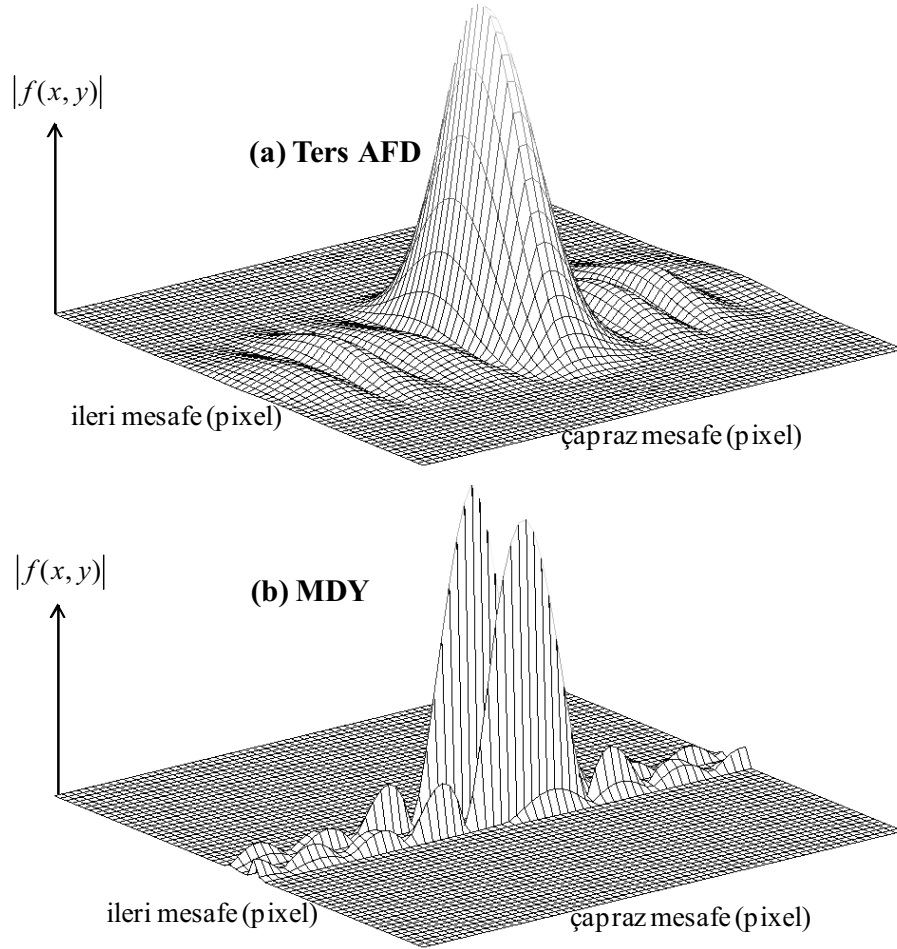
MDY ile elde edilen görüntü, ters AFD ile elde edilene göre daha keskindir. Ters AFD ve MDY için MNR değerleri sırasıyla -18.9 ve -30.5 olarak elde edilmiştir.

EGİ ve DEGİ arasındaki temel farkları daha açıkça göstermek için, başka bir örnek daha ele alınmıştır. Yukarıdaki nokta saçıcıya ilaveten, merkezde ve $(x_t, y_t) = (0.3, -0.3)$ noktalarında bulunan iki adet ideal nokta hedef daha benzetilen veriye eklenmiştir:



Şekil 5-4 $(-23, 24)$, $(0, 0)$ ve $(0.3, -0.3)$ noktalarında bulunan ideal saçıcılar için sırasıyla (a) EĞİ ve (b) MDY tekrar oluşturma sonuçları.

Şekil 5-4'ten de görülebileceği gibi, merkez civarında bulunan iki hedef her iki görüntüde de birbirinden ayıramamaktadır. Bu beklenen bir sonuçtur, çünkü ızgara elemanları arasındaki mesafe tek pixeldir ve saçıcıların arasındaki mesafe bir pixelden daha kısadır. Şekil 5-4'te göze çarpan bir diğer sonuç, $(-23, 24)$ noktasındaki saçıcının görüntülenmesi esnasında ters AFD'de ortaya çıkan tarak kaybının, MDY'de olmamasıdır. Merkez etrafında sekiz defa büyütülmüş görüntü Şekil 5-5'te görülmektedir:



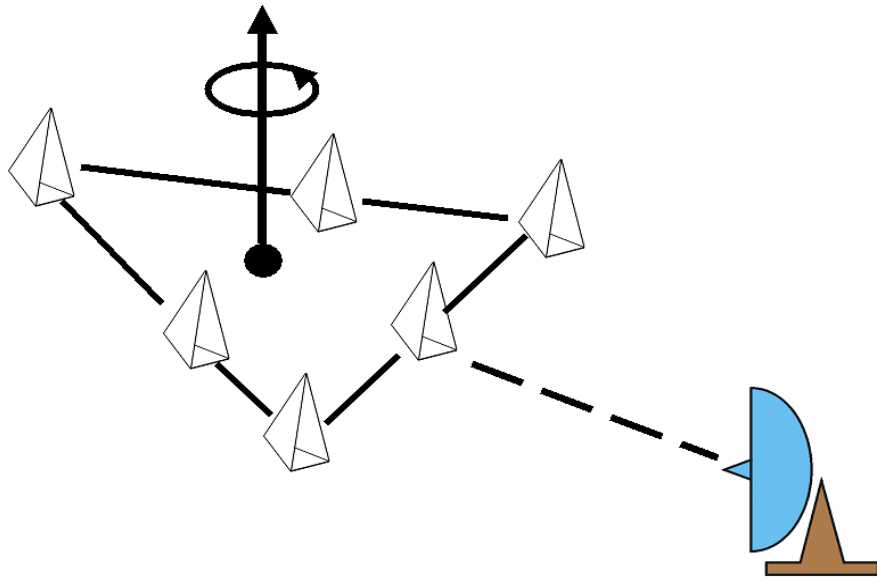
Şekil 5-5 (0,0) ve (0.3,-0.3) noktalarında bulunan iki ideal saçıcı için ters AFD ve MDY görüntülerinin karşılaştırılması, (Sekiz defa büyütülmüş görüntü).

Bu defa her bir ızgara elemanı arasındaki mesafe $1/8$ pixeldir. İki adet saçıcı sadece MDY görüntüsünde görülebilmektedir. Ters AFD görüntüsünde ise tek hedef olarak gözlenmektedir. Bu örnek aynı zamanda ileri mesafe yönündeki nokta dağılım fonksiyonları arasındaki farkı da göstermektedir. Her iki yöntem için de sentetik açıklık uzunluğu aynı olduğundan dolayı, çapraz-mesafe koordinatındaki nokta dağılım fonksiyonları ise aynıdır.

5.3. Deneysel Veri

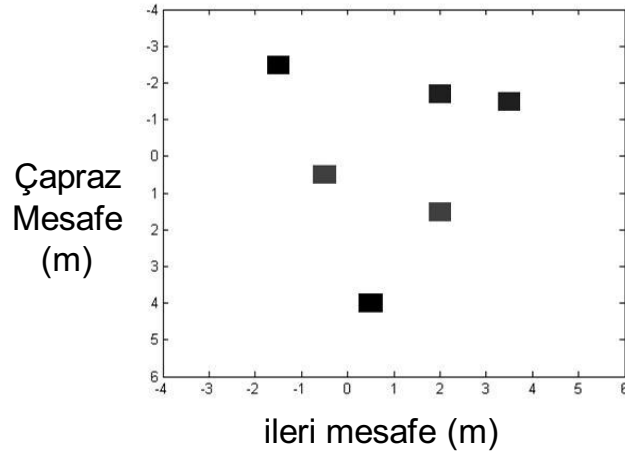
Demet geri-izdüşümün pratik kullanımını göstermek için, [Wong, Duff et al. 2003; Wong, Riseborough et al. 2003; Wong, Duff et al. 2003] 'de

kullanılan deneysel veri ele alınmıştır. [Wong, Duff et al. 2003]'de, MERIC radarı ile görüntülemeye kullanmak üzere üçgen kanat şeklinde bir hedef tasarlanmış ve imal edilmiştir. Altı adet köşe yansıtıcı, saçıcı merkezleri olarak aparata monte edilmiştir. Üçgen-kanat hedefin her bir kenarı 5 metre uzunluğundadır. Üç yanlı köşe yansıtıcıların her bir kenarının uzunluğu ise 0.5 metredir. Altı adet yansıtıcının tümü, hedef dönerken sürekli radara doğru bakmalarını sağlamak için bir dizi kasnak ile bağlanmıştır. Üçgen-kanat hedefin dönüşü, programlanabilir bir motor ile sağlanmıştır. Deney düzeneği, Şekil 5-6'da görülmektedir. Hedef, radardan yaklaşık olarak 2 km uzağa konuşlandırılmıştır. Veri, X bandında 10.1 GHz merkez frekansı etrafında 300 MHz'lik bir bant genişliğinde FM modülasyonlu dalga üreten bir radar sistemi ile toplanmıştır. 2 kHz'lik bir darbe tekrarlama aralığı kullanılmıştır.



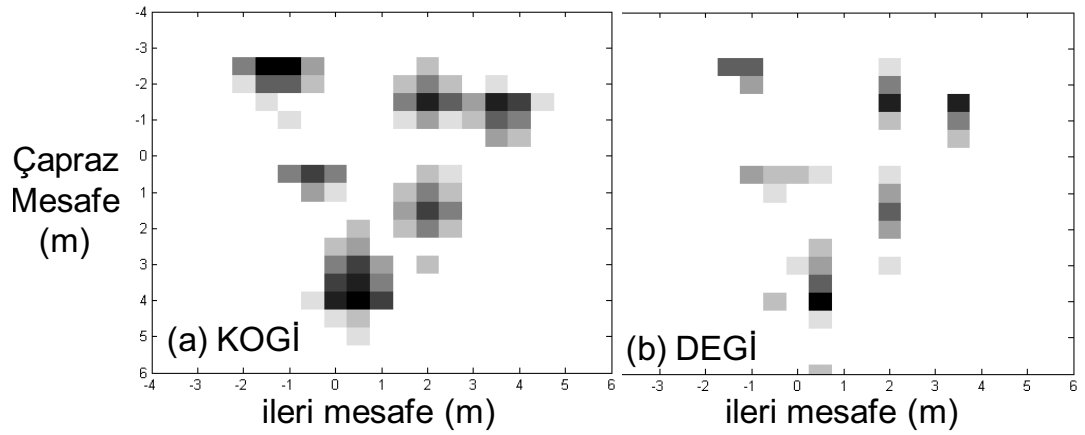
Şekil 5-6 MERIC radarı deney düzeneği.

Saçıcıların üç tanesi köşelere, iki tanesi ise kenarların orta noktalarına yerleştirilmiştir. Sonuncu saçıcı ise, kenarın tam ortasına değil, köşeden uzaklığı kenarın üçte biri olacak şekilde yerleştirilmiştir. Saçıcıların platform üzerindeki yerleşimleri Şekil 5-7'de görülmektedir.



Şekil 5-7: MERIC radar deney düzeneğinde, köşe yansıtıcıların platform üzerindeki yerleşimleri.

Şekil 5-8'de bu SAR verisine ters EĞİ yönteminde ters AFD ve MDY uygulanması sonucu elde edilen sonuçlar görülmektedir:



Şekil 5-8: MERIC radarı ISAR verisi için (a) ters AFD tekrar oluşturma ve (b) MDY tekrar oluşturma sonuçları.

İki yöntemi doğru bir biçimde karşılaştırabilmek için, görüntü oluşturma esnasında herhangi bir pencere fonksiyonu uygulanmamıştır. Her iki görüntü de 20 dB dinamik ölçekle çizilmiştir. Mesafe çözünürlüğü DEĞİ yöntemi ile iyileştirilmiştir. Bunun yanında, tahmin edildiği gibi çapraz mesafe çözünürlüğü yaklaşık olarak aynı kalmıştır.

6. SONUÇ VE MÜTEAKİP ÇALIŞMALAR

Bu tezde, ışıntı modunda SAR görüntüleme için, hedef yansıtıcılık yoğunluk fonksiyonun parametrik modellemesini ve tomografik tekrar oluşturma kullanan bir yüksek çözünürlük yöntemi sunulmuştur. Demet geri-izdüşüm (DEĞİ) yöntemi adı verilen bu yöntem, SAR görüntülerinin kalitesini arttırmak için kullanılabilir. DEĞİ algoritması, her bir görüntüleme açısı için saçıcıların mesafe koordinatına olan izdüşümlerini, matris demet yöntemi (MDY) kullanarak tam olarak bulur. Geri-izdüşüm ise istenilen herhangi bir ızgara üzerine yapılabilir. Ayrıca MDY, ileri-geri, toplam en az kareler, bant geçiren bir şekilde kullanılarak yöntemin gürültü karşısında dayanıklı olması sağlanmıştır. Yöntem, spektral bölgede kutupsal-kartezyen çevrim gerektirmez. MDY'nin uygulanması, mesafe doğrultusunda süper çözünürlüğün elde edilmesini sağlamıştır. DEĞİ'nin üstün özellikleri yapay ve gerçek verilere uygulanarak gösterilmiştir.

DEĞİ yönteminin karmaşıklığı, MDY ile sınırlıdır. Yakın zamanda, Yilmazer [Yilmazer, Jinhwan et al. 2006] tarafından birim dönüşüm (*unitary transform*) kullanılarak karmaşık hesaplamaları reel hesaplamalara çeviren ve hesaplamanın karmaşıklığını önemli ölçüde azaltarak hızı dört kat arttıran bir yöntem geliştirilmiştir. Dolayısıyla, DEĞİ yöntemini gerçek zamanlı bir işlemcide uygulamak mümkün hale gelmiştir.

Önceki bölümde verilen örneklerden de görülebileceği gibi, DEĞİ yöntemi mesafe doğrultusundaki çözünürlüğü arttırmak için kullanılabilir. Çapraz-mesafe doğrultusundaki çözünürlük ise, (çoklu bakış SAR'da olduğu gibi) geniş açıda veri toplanarak artırılabilir. Geniş açıda toplanan veri, DEĞİ yöntemi ile işlenebilir.

DEĞİ yönteminin diğer bir muhtemel kullanım alanı, otomatik hedef tanımlama uygulamalarıdır. Her bir görüntüleme açısı için, farklı bir saçıcı genlik ve izdüşüm koordinatları elde edilir. Açıya bağımlı olan bu kümeler

aslında görüntülenen hedefe ait özelliklerdir. Bu nedenle hedefe ait bir tanımlama kümesi olarak kullanılabilirler. Ayrıca, görüntüleme açısına göre saçıcı genliklerinin değişimleri takip edilerek RKA azaltım amacıyla kullanılabilir. MDY kullanılarak menzil yönünde süper-çözünürlüğün elde edilmesi, yüksek çözünürlüklü menzil (*High Resolution Range-HRR*) gerektiren herhangi bir uygulamada kullanışlı olabilir.

Müteakip çalışmalarda, SAR görüntülemeye hata kaynakları olan ve veri toplama yönteminden veya donanımdan kaynaklanan artık video fazı, kayma, menzil uyuşmazlığı gibi hataların, DEĞİ yöntemi üzerine etkisi ve DEĞİ yöntemi kapsamında bu hataları azaltmanın yollarının incelenmesi planlanmaktadır.

Ayrıca, evrimsel izdüşümün yakın alandaki uygulamalarının DEĞİ yöntemiyle işlenmesi ve DEĞİ yönteminin bilinen iki boyutlu süperçözünürlük yöntemleri ile performans ve hesaplama zorluğu açısından karşılaştırılması da muhtemel çalışma konuları arasındadır.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] Hua, Y. and T. K. Sarkar (1989). "Generalized pencil-of-function method for extracting poles of an EM system from its transient response." *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 37(2): 229-234.
- [2] Hua, Y. and T. K. Sarkar (1990). "Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise." *Acoustics, Speech, and Signal Processing [see also IEEE Transactions on Signal Processing]*, *IEEE Transactions on* 38(5): 814-824.
- [3] Sarkar, T. K. and O. Pereira (1995). "Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials." *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* 37(1): 48-55.
- [4] Baqai, F. A. and Y. Hua (1993). Matrix pencil methods for ISAR image reconstruction. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, 1993.
- [5] Hua, Y., F. A. Baqai, et al. (1993). "Imaging of point scatterers from step-frequency ISAR data." *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* 29(1): 195-205.
- [6] Hu, F. (1990). The band pass matrix pencil method for parameter estimation of exponentially damped/undamped sinusoidal signals in noise. Syracuse, NY, Syracuse University. Ph.D. Dissertation.
- [7] Sezgin, S. and G. Dural (2000). Use of parametric modeling based techniques in ISAR imaging. *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*.
- [8] DeGraaf, S. R. (1998). "SAR imaging via modern 2-D spectral estimation methods." *Image Processing, IEEE Transactions on* 7(5): 729-761.
- [9] Mensa, D. L. (1993). *High Resolution Radar Cross Section Imaging*. Boston London, Artech House.

- [10] Charles V. Jakowatz, J., D. E. Wahl, et al. (1996). Spotlight-Mode Synthetic Aperture Radar: A Signal Processing Approach, Springer.
- [11] (1990). "IEEE standard glossary of software engineering terminology." IEEE Std 610.12-1990.
- [12] Wehner, D. R. (1995). High Resolution Radar, Artech House.
- [13] Cheng, D. K. (1989). Field and Wave Electromagnetics, Addison-Wesley.
- [14] Balanis, C. A. (1989). Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley and Sons.
- [15] Munson, D. C., Jr., J. D. O'Brien, et al. (1983). "A tomographic formulation of spotlight-mode synthetic aperture radar." Proceedings of the IEEE 71(8): 917-925.
- [16] Bhalla, R. and H. Ling (1995). "Image domain ray tube Integration formula for the shooting and bouncing ray technique." Radio Science 30(5): 1435-1446.
- [17] David C. Jenn, J. (1995). Radar and Laser Cross Section Engineering, American Institute of Aeronautics and Astronautics.
- [18] Haykin, S. S. (2006). Adaptive Radar Signal Processing: Toward the Development of Cognitive Radar, Wiley-Interscience.
- [19] Burdic, W. S. (1968). Radar Signal Analysis, Prentice-Hall.
- [20] Tait, P. (2005). Introduction to Radar Target Recognition, Institution of Electrical Engineers.
- [21] Mahafza, B. R. (1998). Introduction to Radar Analysis, CRC Press.
- [22] Kingsley, S. and S. Quegan (1999). Understanding Radar Systems, SciTech Publishing.
- [23] Deans, S. (1983). The Radon Transform and Some of its applications. New York, Wiley.
- [24] Munson, D. C., Jr. and R. L. Visentin (1989). "A signal processing view of strip-mapping synthetic aperture radar." Acoustics, Speech,

and Signal Processing [see also IEEE Transactions on Signal Processing], IEEE Transactions on 37(12): 2131-2147.

- [25] Walker, J. L. (1980). "Range-Doppler Imaging of Rotating Objects." Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on AES-16(1): 23-52.
- [26] Munson, D. C., Jr. and J. L. C. Sanz (1984). "Image reconstruction from frequency-offset Fourier data." Proceedings of the IEEE 72(6): 661-669.
- [27] Shu, X., D. C. Munson, Jr., et al. (2000). An $N^2 \log N$ back-projection algorithm for SAR image formation.
- [28] Lazarov, A. D. (2001). "Iterative MMSE method and recurrent Kalman procedure for ISAR image reconstruction." Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on 37(4): 1432-1441.
- [29] Moffatt, D. and R. Mains (1975). "Detection and discrimination of radar targets." Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988] 23(3): 358-367.
- [30] Basu, S. and Y. Bresler (2000). " $O(N^2 \log N)$ filtered backprojection reconstruction algorithm for tomography." Image Processing, IEEE Transactions on 9(10): 1760-1773.
- [31] Mersereau, R. M. (1973). "Recovering Multidimensional Signals from Their Projections." Computer Graphics and Image Processing 1(October): 179-195.
- [32] Hua, Y. and T. K. Sarkar (1991). "On SVD for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencil in noise." Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on] 39(4): 892-900.
- [33] Fengduo, H., T. K. Sarkar, et al. (1990). The spectral parameter estimation by using prefiltering and matrix pencil method.
- [34] Hua, Y. and T. K. Sarkar (1990). "A perturbation property of the TLS-LP method." Acoustics, Speech, and Signal Processing [see also IEEE Transactions on Signal Processing], IEEE Transactions on 38(11): 2004-2005.
- [35] Hua, Y. and T. K. Sarkar (1990). "On the total least squares linear prediction method for frequency estimation." Acoustics, Speech, and

Signal Processing [see also IEEE Transactions on Signal Processing], IEEE Transactions on 38(12): 2186-2189.

- [36] Hua, Y. and T. K. Sarkar (1991). On SVD for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencil in noise. Circuits and Systems, 1991., IEEE International Symposium on.
- [37] Hua, Y. (1988). On techniques for estimating parameters of exponentially damped sinusoids in noise. Syracuse, NY, Syracuse University. PhD dissertation.
- [38] Fengduo, H., T. K. Sarkar, et al. (1993). "Utilization of Bandpass Filtering for the Matrix Pencil Method." Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on] 41(1): 442.
- [39] Knab, J. (1979). "Interpolation of band-limited functions using the approximate prolate series (Corresp.)." Information Theory, IEEE Transactions on 25(6): 717-720.
- [40] Ergin, A. A., S. Balasubramaniam, et al. (1998). "Fast evaluation of three-dimensional transient wave fields using diagonal translation operators." J. Comput. Phys. 146(1): 157-180.
- [41] Slepian, D. and H. O. Pollak (1961). "Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty-1." Bell System Technical Journal 40(1): 43-64.
- [42] Harris, F. J. (1978). "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform." Proceedings of the IEEE 66(1): 51-83.
- [43] Desai, M. D. and W. K. Jenkins (1992). "Convolution backprojection image reconstruction for spotlight mode synthetic aperture radar." Image Processing, IEEE Transactions on 1(4): 505-517.
- [44] Wong, S., G. Duff, et al. (2003). Distortion in ISAR Imaging and Restoration of Distorted ISAR Images. Ottawa, Defence R&D Canada 31.
- [45] Wong, S., E. Riseborough, et al. (2003). Experimental Investigations on the distortion of ISAR Images Using Different Radar Waveforms. Ottawa, Defence R&D Canada: 30.

- [46] Wong, S. K., G. Duff, et al. (2003). "Distortion in the inverse synthetic aperture radar (ISAR) images of a target with time-varying perturbed motion " IEE Proc.-Radar Sonar Navig. 150(4): 221-227.

- [47] Yilmazer, N., K. Jinhwan, et al. (2006). "Utilization of a unitary transform for efficient computation in the matrix pencil method to find the direction of arrival." Antennas and Propagation, IEEE Transactions on 54(1): 175-181.

ÖZGEÇMİŞ

Şahin ÖZSOY, Konya, Türkiye’de 2 Şubat 1978’de dünyaya geldi. İlk ve ortaöğretimini sırasıyla Konya, Adana, Erzurum ve Ankara’daki çeşitli okullarda tamamlayarak 1995 yılında Ankara Fen Lisesi’nden mezun oldu. Lisans derecesini 1999 yılında Ortadoğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye’den bilgisayar ve haberleşme paketlerini ve Fizik bölümünden çift anadal programını tamamlayarak aldı. 1999 yılından beri Deniz Kuvvetleri Araştırma Merkezi’nde elektronik harp araştırma mühendisi olarak çalışmaktadır. Halihazırda, elektromanyetik yöntemler, güdümlü mermiye karşı savunma ve sentetik açıklıklı radar konuları ile ilgilenmektedir.

Yüksek Lisans eğitimini Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü’ne bağlı Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında 2003 yılında tamamlamış olup tezini elektromanyetik yayılma ve saçılma analizi için nümerik yöntemler konusunda yapmıştır.