

**TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TABANLI YÜKSEK ÇÖZÜNÜRLÜKLÜ  
RADAR STREÇ İŞLEME**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**İhsan İLHAN**

**Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ali Cafer GÜRBÜZ**

**Ağustos 2016**

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....  
**Prof. Dr. Osman EROĞUL**  
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans/Doktora derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

.....  
**Doç. Dr. Tolga GİRİCİ**  
Anabilimdalı Başkan V.

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 131211044 numaralı Yüksek Lisans öğrencisi İhsan İLHAN'nın ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "SİKİŞTİRİLMİŞ ALGILAMA TABANLI YÜKSEK ÇÖZÜNÜRLÜKLÜ RADAR STREÇ İŞLEME" başlıklı tezi 10.08.2016 tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

**Tez Danışmanı :** **Doç. Dr. Ali Cafer GÜRBÜZ** .....  
TOBB Ekonomik ve Teknoloji Üniversitesi

**Jüri Üyeleri :** **Yrd.Doç.Dr. Harun Taha HAYVACI(Başkan)**.....  
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

**Doç.Dr. Sinan GEZİCİ** .....  
Bilkent Üniversitesi

## TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

İhsan İLHAN

## ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TABANLI YÜKSEK ÇÖZÜNÜRLÜKLÜ RADAR

STREÇ İŞLEME

İhsan İLHAN

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç.Dr. Ali Cafer GÜRBÜZ

Tarih: Ağustos 2016

Streç işleme(Sİ) yüksek menzil çözünürlüğü sağlarken Analog Dijital Çevirici(ADC) oranını düşürüp, geniş bantlı sinyalleri dar bantlı alıcılar ve teknikler kullanarak işleyen bir darbe sıkıştırma tekniğidir. Geniş bantlı sinyallerin yüksek menzil çözünürlüğü, sınırlı bir menzil penceresi aralığı boyunca incelenip, analog tabanda geri rampa işleminin yapılması ile elde edilir. Streç işleme, yüksek bant genişlikli dalga formlarının sinyal işleme için orta seviyede veri oranı sunmaktadır. Ayrıca, streç işleme her ne kadar yüksek menzil çözünürlüğü sunsa da, sahnedeki hedeflerin hız bilgisinin eksikliği durumunda frekans kaymaları oluşabilir ve buna bağlı olarak da menzil bilgisinde belirsizliklere neden olabilmektedir. Çözünürlük seviyesi korunarak, menzil bilgisine ilaveten hız bilgisinin de kestiriminin yapılabilmesi için darbe Doppler yönteminin streç işleme yöntemi ile birlikte kullanılmalıdır.

Streç işleme örnekleme oranını düşürürken, yüksek veri toplama periyodunun artmasına neden olmaktadır. Dolayısıyla, ötüş sinyalinin demodülasyon sonrasındaki zaman bant genişliği çarpımı yaklaşık olarak sabittir. Bu nedenle streç işleme tam anlamıyla bir sıkıştırma tekniği olarak düşünülemez. Bunun yanında, incelenen pencere aralığındaki hedef uzayı seyrekse, Sıkıştırılmış Algılama(SA) ölçüm sayısını büyük ölçüde azaltmak ve seyrek sahneler için hem darbe Doppler hem de streç

işlemenin genel uygulamalarında kullanılan Fourier tabanı gibi bilinen bir taban ile hedefleri seyrek şekilde geri oluşturmada kullanılan çok önemli bir araçtır. Her ne kadar klasik sıkıştırılmış algılama yöntemleri ele alınan probleme doğrudan uygulanabilirse de, sıkıştırılmış algılama tabanlı geri oluşturulmalar hedeflerin ızgara dışında olmasıyla oluşan model uyumsuzlıklardan bir hayli etkilenmektedir. Model uyumsuzluğu problemine çözüm olarak menzil veya Dopplerde ızgara dışında olan hedeflerde gürbüz olan seyreklik tabanlı yinelemeli parametre uyarlayan tekniğin Sİ için kullanılması önerilmiştir. Sunulan bu algoritma, incelenen sahnelerdeki ızgara dışı hedeflerin Doppler ve menzil parametrelerini gradyan azaltma yoluyla kestiren yinelemeli bir algoritmadır. Gerçek ve geri oluşturulan sahneler arasındaki hatayı hesaplamak için, Earth Mover's Mesafesi(EMM) metriği kullanılmıştır. Önerilen tekniğin performansı, klasik streç işleme ve sıkıştırılmış algılama tekniklerinin performansları ile farklı sinyal gürültü oranı, sinyal kargaşa oranı, seyreklik seviyesi ve kullanılan ölçümün yüzdeleri için karşılaştırılmıştır. Hedeflerin ızgara dışında olduğu farklı simülasyon sahneleri için, sunulan yöntemin aynı veri oranında klasik streç işleme ve sıkıştırılmış algılama yöntemlerine karşı oldukça gürbüz ve yüksek çözünürlüklü geri oluşturma sonuçları sunduğu gözlemlenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Yüksek menzil çözünürlüğü, Streç işleme, Darbe-Doppler, Sıkıştırılmış algılama, Izgara dışılık, Parametre uyarlama.

## **ABSTRACT**

Master of Science

### **COMPRESSIVE SENSING BASED HIGH-RESOLUTION RADAR STRETCH PROCESSING**

İhsan İLHAN

TOBB University of Economics and Technology  
Institute of Natural and Applied Sciences  
Electrical and Electronics Engineering Science Programme

Supervisor: Assoc. Prof. Ali Cafer GÜRBÜZ

Date: August 2016

Stretch Processing(SP) is a pulse compression technique that processes large bandwidth signals with narrowband receivers; using lower rate Analog to Digital Converters(ADC) while obtaining high-range resolution. The range resolution of the large bandwidth signal is obtained through looking into a limited range window, and by deramping in the analogue domain. Stretch processing offer moderate data rate for signal processing for high bandwidth waveforms. Besides frequency shift occurs in case of insufficient information about velocities of targets in the scene even though stretch processing provides high range resolution and this may cause ambiguity in the observed ranges. Therefore, it is proposed to use pulse-Doppler technique with Stretch processing in order to estimate velocity of targets in additional to range information by protecting the range resolution level.

While stretch processing deceases the sampling rate, it causes the increment of data collection period. Thus time-bandwidth product of demodulated chirp signal is almost fixed and stretch processing could not be considered as a compression method. Besides if the target space in the observed range window is sparse, Compressive sensing(CS) is an important tool to further decrease the number of measurements and sparsely

reconstruct the target space for sparse scenes with a known basis which is the Fourier basis in the general application of both pulse Doppler and stretch processing. Although classical compressive sensed techniques might be directly applied to this problem, compressive sensing based reconstructions are highly effected by model mismatches such as targets that are offgrid. In order to overcome model mismatch problem, a sparsity based iterative parameter perturbation technique for stretch processing that is robust to targets off-the-grid in range or Doppler is proposed. Earth Mover's Distance(EMD) metric is used to measure the error between actual and reconstructed scenes. Performance analyses of proposed technique is compared with classical stretch processing and compressive sensing techniques in terms of data rate, sparsity levels, signal-noise ratio(SNR), and signal-clutter ratio(SCR). It is shown through simulation scenes consisting of off-grid targets that the proposed technique offer robust and high resolution reconstructions for the same data rate compared to classical stretch processing and compressive sensing techniques.

**Keywords:** High range resolution, Stretch processing, Pulse-Doppler, Compressive sensing, Offgrid, Parameter perturbation.

## TEŞEKKÜR

Bu çalışmayı “İzgara Dışı Hedef Problemi İçin Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Çözümler” adlı, 113E515 numaralı TÜBİTAK 1001 proje kapsamında destekleyen TÜBİTAK’a teşekkür ederim.

Bugünlere gelmem için maddi ve manevi olarak desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen ve bana her zaman güvenen aileme saygılarımı ve teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca, çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren hocam Doç.Dr. Ali Cafer GÜRBÜZ’e, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine, çalışma arkadaşlarıma ve yüksek lisans eğitimim boyunca burs ve diğer olanakları sağlayan TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi’ne çok teşekkür ederim.



## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
<b>ÖZET</b> .....	<b>iv</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>vi</b>
<b>TEŞEKKÜR</b> .....	<b>viii</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	<b>ix</b>
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b> .....	<b>x</b>
<b>ÇİZELGE LİSTESİ</b> .....	<b>xi</b>
<b>KISALTMALAR</b> .....	<b>xii</b>
<b>SEMBOL LİSTESİ</b> .....	<b>xiii</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1. Problem Tanımı ve Motivasyon.....	1
1.2. Literatür Araştırması .....	4
1.3. Tezin İçeriği ve Katkıları .....	7
1.4. Tez Organizasyonu.....	8
<b>2. STREÇ İŞLEME</b> .....	<b>11</b>
2.1. Tanımı .....	11
2.2. Sinyal Modeli .....	15
2.3. Doppler Etkisi ve Darbe-Doppler İşleme.....	18
<b>3. SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA</b> .....	<b>25</b>
3.1. Giriş.....	25
3.2. Sıkıştırılmış Algılama için Örnek Senaryo .....	27
3.3. Dikey Eşleyen Takip Algoritması .....	30
<b>4. SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TABANLI STREÇ İŞLEME</b> .....	<b>33</b>
4.1. Sıkıştırılmış Algılamanın Streç İşlemeye Uygulaması .....	33
4.2. Izgara Dışılık problemi ve PUDET Algoritması.....	37
<b>5. SİMÜLASYON ORTAMI VE SONUÇLAR</b> .....	<b>43</b>
5.1. Simülasyon Ortamı .....	43
5.2. Değerlendirme Metrik Tanımı .....	46
5.3. Sonuçlar .....	47
<b>6. MODEL HEDEFLER İÇİN SONUÇLAR</b> .....	<b>55</b>
6.1. Model Gemi Oluşturma.....	55
6.2. Test Sonuçları.....	57
<b>7. SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR</b> .....	<b>61</b>
<b>KAYNAKLAR</b> .....	<b>63</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ</b> .....	<b>67</b>

## ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1- Streç işleme blok şeması ve grafikleri.....	12
Şekil 2.2 - Bant genişliği 20 MHz ve darbe süresi 50 µs olan örnek s(t) sinyali.....	14
Şekil 2.3 - s(t) sinyalinin zaman-frekans alanındaki gösterimi.....	14
Şekil 2.4 - s(t) sinyalinin normalize edilmiş spektral analizi.....	15
Şekil 2.5 - Darbe-Doppler sahnesi .....	20
Şekil 2.6 - Darbe-Doppler veri matrisi.....	22
Şekil 2.7 - İki boyutlu frekans analizi kullanılarak streç ve Doppler işlemenin birlikte uygulanması .....	23
Şekil 3.1 - Zaman alanında K=4 sinüsoidal sinyal içeren örnek.....	28
Şekil 3.2 - Zaman alanında Şekil 3.1’de gösterilen örnek sinyalin AFD sonucu .....	28
Şekil 3.3 - M=20 örnek kullanılarak sıkıştırılmış algılama ile elde edilen frekans alanı sonucu.....	29
Şekil 4.1 - Toplanan verinin matris gösterimi.....	35
Şekil 4.2 - Toplanan verinin vektörleştirilmesi.....	36
Şekil 5.1 - Uçuş sahnesi .....	43
Şekil 5.2 - Yüzey normalinin yörüngesinin kaydırılması .....	45
Şekil 5.3 - Sİ ile elde edilen sonuç.....	49
Şekil 5.4 - DET ile elde edilen sonuç.....	49
Şekil 5.5 - PUDET ile elde edilen sonuç.....	50
Şekil 5.6 - Farklı seyreklikteki sahneler için elde edilen sonuçlar.....	52
Şekil 5.7 - Farklı veri oranı kullanılması ile elde edilen sonuçlar .....	53
Şekil 5.8 - Farklı sinyal-gürültü oranları altındaki sahneler için elde edilen sonuçlar .....	53
Şekil 5.9 - Farklı sinyal-gürültü oranlarında OKH parametre hata sonuçları.....	54
Şekil 5.10 - Aynı hücrede bulunan iki hedefin yakınlık oranlarına karşılaştırma sonuçları .....	54
Şekil 6.1 - Hedefin yandan radar kesit alanı profili .....	56
Şekil 6.2 - Hedefin karşıdan radar kesit alanı profili .....	56
Şekil 6.3 - Örnek hedefin koordinat sistemine dağılımı .....	57
Şekil 6.4 - $F_s = 500$ MHz örnekleme ile elde edilen uyumlu filtre sonucu .....	58
Şekil 6.5 - $F_s = 50$ MHz örnekleme ile elde edilen uyumlu filtre sonucu .....	59
Şekil 6.6 - $F_s = 50$ MHz örnekleme ile elde edilen streç işleme sonucu .....	59
Şekil 6.7 - $F_s = 50$ MHz ile örneklenmiş ölçümün %20’si kullanılarak elde edilen SA sonucu .....	60

## ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 1 - Dikey Eşleyen Takip(DET) algoritmasının adımları .....	32
Tablo 2 - Parametre Uyarlamalı Dikey Eşleyen Takip(PUDET) algoritması.....	38
Tablo 3 - Önerilen Parametre Uyarlama Tekniği(PUT) adımları .....	42



## KISALTMALAR

### Kısaltmalar

### Açıklama

SA	Sıkıştırılmış Algılama
Sİ	Streç İşleme
SAR	Sentetik Açıklıklı Radar
DFK	Doğrusal Frekans Kiplmeli
AFD	Ayrık Fourier Dönüşümü
ADÇ	Analog-Dijital Çevirici
DTA	Darbe Tekrarlama Aralığı(PRI)
DTS	Darbe Tekrarlama Sıklığı(PRF)
MRG	Manyetik Rezonans Görüntüleme
KEÖ	Kısıtlı Eşölçüm Özelliği(RIP)
DET	Dikey Eşleyen Takip
PUDET	Parametre Uyarlamalı Dikey Eşleyen Takip
OKH	Ortalama Kare Hata
EMM	Earth Mover Mesafesi

## SEMBOL LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
$\alpha$	Tarama oranı
$\tau_T$	Darbe genişliği
$\beta$	Band genişliği
$R_0$	Pencere merkez menzili
$R_p$	Pencere uzunluğu
$R_{min}$	Pencerenin en yakın menzili
$R_{mak}$	Pencerenin en uzak menzili
K	Seyreklik seviyesi
M	Kullanılan ölçüm miktarı
N	Tüm ölçümlerin sayısı
$R_i$	i.hedefin menzili
$A_i, \hat{A}_i$	i.hedefin karmaşık yansıma katsayısı
$f_c$	Taşıyıcı frekansı
$\tau_{R_i}$	i.hedefin menzili için zaman gecikmesi
c	Işık hızı
t	Zaman
$\tau_0$	Merkez menzili için zaman gecikmesi
$\Delta\tau_{R_i}$	Hedef menzilin merkeze uzaklığını için zaman gecikmesi
$f_{R_i}$	i.hedefin menzilin frekans karşılığı
$\tau_{R_{min}}$	En küçük menzil için zaman gecikmesi
$\tau_{R_{mak}}$	En büyük menzil için zaman gecikmesi
$\tau_{ara}$	Pencere aralığı için zaman gecikmesi
$F_s$	Örnekleme frekansı
$N_s$	Örnek sayısı
v	Haraketli hedefin hızı
$f_{yansima}$	Yansıma frekansı
$f_{iletillen}$	İletilen frekans
$f_d$	Doppler Frekansı
$\lambda_{iletillen}$	İletilen dalga boyu
$N_d$	Darbe sayısı
$f_{D_i}$	i.hedefin Doppler frekansı
$\Delta R$	Menzil çözünürlüğü
$t_{hızlı}$	Hızlı zaman örnekleri
$t_{yavaş}$	Yavaş zaman örnekleri
v	Ölçüm sinyali
x	Seyrek sinyal

$\Phi$	Algılama matrisi
$\Psi$	Seyreklik taban matrisi
$A$	Sözlük
$v_s$	Sıkıştırılmış ölçüm sinyali
$a$	Sözlük sütunu
$S_k, T_k$	Destek kümesi
$y_{\perp, k}$	Kalan sinyal
$\theta_k$	Parametre seti, ızgara noktası
$\alpha$	Seyrek sahne genlikleri
$e$	Kalan sinyalin enerjisi
$N_z$	Zaman örnek sayısı
$N_m$	Menzil ızgara sayısı
$N_D$	Doppler ızgara sayısı
$\Delta f_R$	Menzil ızgara boyu
$\Delta f_D$	Doppler ızgara boyu
$\delta f_{R_k}$	Menzil frekansı için parametre uyarlaması
$\delta f_{D_k}$	Doppler frekansı için parametre uyarlaması
$B_l$	Parçalı türevleri tutan matris
$\Phi_{\text{hüzme}}$	Hüzme genişliği
$v_{\text{platform}}$	Hareket eden platformun hızı
$\Delta\phi_h$	Açısal çözünürlük
$\omega_i$	Ayrıklaştırılan yeryüzünün kargaşa ağırlığı
$\gamma_i$	Bağıl hız kaynaklı kargaşa Doppler kayması
$\hat{d}_p$	Pozisyon değişim vektörü
$\hat{n}_i$	Yüzey normali
$\sigma$	Yüzey radar kesit alanı
$\psi$	Kargaşa için eklenen rastgele faz
$\omega_{ij}$	$i$ 'den $j$ 'ye aktarılan ağırlık
$R_{1,2}$	İki hedef arası mesafe

# 1. GİRİŞ

## 1.1. Problem Tanımı ve Motivasyon

Radar sistemleri askeri ve sivil uygulamalarda uzun dönemdir sıkça kullanılmaktadır. Askeri alanda yoğun şekilde kullanılan radarlar çoğunlukla gözetim, hedef sezimi ve sezilen hedefin takip edilmesi uygulamalarında kullanılmaktadır. Radar sistemleri ile hedef tanıma problemi, hedeften geri dönen sinyalin kullanılmasıyla o hedefi tanımlamak ve farklı türler arasında ayırım yapabilme adımlarının takip edilmesi ile çözüm bulmuştur.

Bir savunma radar sisteminin öncelikli amacı bir tehdit oluşturan hedefi engellemek ve ortadan kaldırmaktır. Radarın görüş alanındaki birçok nesnenin varlığı bu amacın gerçekleşmesinde zorluk oluşturmaktadır. Örneğin sahte hedefler bazı gerçek hedeflerle aynı radar kesit alanına sahip olabilir ve sadece radar kesit alanı seviyesi baz alınarak gürbüz hedef seçimi yapan yöntemler için bunların ayrımı oldukça zordur. Düşük bantlı radarlar takip etme ve yüzeysel hareket kestirimi için kullanışlı olmalarına rağmen, hedef uzunluğunun direkt ölçülmesine imkan sağlayacak menzil çözünürlüğüne sahip değildirler.

Radar sistemlerinde çözünürlük sistemin donanım özelliklerine bağlıdır. Örneğin, menzil çözünürlüğü sistemin bant genişliği ile doğru orantılı olarak değişmektedir. Günümüz radarlarında ise, yüksek çözünürlük sağlama için sistemlerin bant genişlikleri oldukça artmıştır. Böylece geniş bantlı radarlar birçok hedef ayırma algoritmasının gerçek zamanlı menzil-Doppler görüntüleme ve faz kaynaklı menzil kestirmede kullanılmasına imkan sağlamıştır. Ayrıca çözünürlük seviyelerindeki bu artış hedeflerin daha detaylı incelenmesine olanak sağlamış ve hedef tanıma ve sınıflandırma tekniklerinin gelişmesine imkan sağlamıştır. Fakat bu artış sinyal işlemede veri miktarını ve hesaplama yükünün artmasını beraberinde getirmiştir. Dolayısıyla artan veri miktarını ve işlem yükünü azaltmak için birtakım sinyal işleme tekniklerinin geliştirilmesi önem kazanmıştır.

Radar sistemlerinde hedefin bulunduğu menzile, yansıyan sinyale radar sinyali işleminin basamaklarından olan uyumlu filtrelemenin uygulanmasıyla tespit edilebilir. Bu işlem için radarın gönderdiği basit bir darbe ele alınsın. Darbenin süresinin azaltılması, menzile çözünürlüğü tanımından, menzilde daha iyi çözünürlük sunmasını sağlar. Öte yandan darbe süresinin kısaltılması gönderilen darbenin gücünün, dolayısıyla sezim başarımının, düşmesine neden olmaktadır. Bu nedenle enerji ve çözünürlük arasındaki bu ikilemi çözmek için darbe sıkıştırma dalga biçimleri kullanılmaktadır. Darbe sıkıştırma dalga biçimleri basit bir darbeye frekans yada faz kiplemesi eklenerek elde edilmektedir. Basit darbelerde bant genişliği darbe süresine bağlı olduğu için uyumlu filtre çıktısında zamanda darbe süresi kadar Rayleigh çözünürlüklü sonuçlar gözlemlenir. Öte yandan darbe sıkıştırma dalga biçimleri için bant genişliği darbe süresinden bağımsız ve oldukça yüksek seviyelerdedir ve bu sebepten zamanda darbe süresinden oldukça düşük seviyeli Rayleigh çözünürlüğü sağlanır. Birçok çeşidi olan bu dalga yapıları arasında literatürde en bilinen ve yaygın kullanılanı ötüş sinyali olarak da bilinen doğrusal frekans kiplemeli(DFK) dalga biçimidir. DFK dalga biçimleri geniş bantlı radar sistemlerinde kullanımı oldukça yaygındır. Dalga biçiminin yüksek anlık bant aralığı için aynı ölçüde yüksek örneklemeye sahip bir analog-dijital çeviriciye ihtiyaç duyulur. Ancak bu oranlarda çalışan yüksek kaliteli çeviriciler veri miktarını ve işlem yükünün artmasına neden olur. Artan veri miktarı ve işlem yükünü azaltmak amacıyla geniş bantlı DFK dalga yapılarının uyumlu filtreleme işlemi için özel bir yöntem olan streç işleme tekniğı geliştirilmiştir. Bu yöntem esasında doğrusal frekans kiplemeli sürekli dalgalı radarlarda yapılan işlemlerle aynıdır. Streç işleme tüm menzilleri taramanın yerine kısa bir menzile pencere aralığına odaklanmayı hedefler. Bu işlem sonrasında ihtiyaç duyulan örnekleme frekansı gözlemlenen pencere aralığına bağlı olarak çoğunlukla gönderilen dalganın bant genişliğinin altında bir seviyeye düşürülürken bant genişliğinin sağladığı menzile çözünürlüğü korunur. Bu sebepten çok yüksek menzile çözünürlük ile arama uygulamaları için en uygun yöntemdir. Streç işlemede ilk olarak yansıma sinyalleri, modifiye edilmiş uyumlu alıcı ile işlenir. Karıştırma işlemi olarak bilinen bu işlemin sonucunda taşıyıcı frekans ifadesinden kurtarılarak sinyal tabanbant seviyesine düşürülür ve streç alıcısının çıktısında her yansıtıcı için farklı bir vuruş frekans tonunu içeren yapıda bir sinyal elde edilir. Dolayısıyla son adım olarak streç alıcısının çıktısının spektral incelenmesi yapılarak görünen yansıtıcıların genlik ve menzilleri belirlenebilir.



Tek bir darbe kullanılarak hedef noktalarının bulunduğu menzil kapıları uyumlu filtreleme, streç işleme gibi yöntemler aracılığıyla tespit edilebilir. Ancak sezimi yapılan hedef noktaları bulunduğu menzil hücrelerinde hareket edebilir. Gönderilen darbenin devamında gönderilen bir darbe aynı hedef noktalarından yansısız da, yeni ölçüm sinyali bir önceki ölçüme göre hedefin hareketinden dolayı farklı faza sahip olacaktır. Bu da menzilde belirsizliklere sebebiyet verecektir. Bunun önüne geçmek için klasik uyumlu filtreleme yahut streç işleme ile birlikte darbe-Doppler işleminin uygulanması gerekmektedir. Darbe-Doppler işleme farklı darbelerin karşılık geldiği zaman dilimi üzerinden sabit bir menzilden geri dönen sinyalin spektral analizi yapılmasıdır. Spektral analiz işlemi ise her bir yavaş-zaman verisi için ayrık Fourier dönüşümünün hesaplanması ile yapılmaktadır. Her ne kadar çok sayıda darbe gönderilmesi nedeniyle işlem karmaşıklığı artsa da, darbe-Doppler işleme Doppler çözünürlüğü kadar ayrık olan çok sayıda hedefin tespiti ve tespit edilen hareketli hedeflerin radyal hızlarının kestirimi gibi avantajlar sağlamaktadır.

Streç işleminin darbe-Doppler yapısı ile birlikte uygulanması, yüksek çözünürlükle menzilin yanında hız bilgisinin kestirilmesine ve menzil-Doppler haritasının çıkarılmasına imkan sağlar. Bu uygulama 2 boyutta ayrık Fourier dönüşümünün hesaplanmasını gerektirmektedir. Yeterli sinyal-karıştırma oranı altında 2 boyutlu spektral analiz sonucu, gözlemlenen penceredeki hareketli hedeflerin parametrelerine işaret eder. Ancak ayrık Fourier dönüşümü sinc yapısına sahiptir. Bu nedenle parametreleri işaret eden ana lobun yanlarında da lobların görüldüğü seyrek olmayan sonuçlar elde edilir. Ancak bazı radar sinyal işleme uygulamalarında hedef parametrelerinin mümkün olduğunca seyrek ve doğru noktada geri oluşturulmasına ihtiyaç duyulur. Ayrıca radar sahneleri çoğunlukla, ya az sayıda hedeften ya da bir hedefin baskın birkaç noktasında oluşmaktadır. Günümüz geniş bantlarda çalışan radarları düşünüldüğünde, az sayıdaki hedefin sezimi ve sınıflandırılması için oldukça fazla veri oranına sahiptirler. Dolayısıyla bu az sayıdaki bu noktaların tespiti için daha az sayıda örnek kullanılmasıyla başarılı geri oluşturmaların ya da tüm örneklerin içerdiği bilgiyi olabildiğince az kayıp ile tutacak bir ölçüm modelinin mümkün olup olmadığı sorularına cevap bulmaya yönlendirmiştir. Bu amaç doğrultusunda sıkıştırılmış algılama olarak adlandırılan matematiksel bir model geliştirilmiştir. Model seyrek yapıdaki sinyalleri az sayıda doğrusal ölçüm kullanarak geri oluşturabilmeyi hedeflemektedir. Bu amaçla, öncelikle incelenen sinyalin seyrek

gösterime sahip olduğu herhangi bir sürekli uzay seçilir. Ardından seçilen bu uzay düzgün aralıklarla ayrıklaştırılır. Sonrasında seçilmiş probleme uygun bir sinyal modeli ile her ızgara noktası için bir ölçüm hesaplanır ve tüm ölçümler sütun vektörü halinde yanyana eklenerek ölçüm matrisi  $\Psi$  seyreklik taban matrisi oluşturulur. Sütunları ölçümlere karşılık gelen  $\Psi$  matrisi aracılığıyla ölçüm sinyali  $\mathbf{y} = \Psi\mathbf{x}$  ifadesiyle oluşturulabilir. Burada,  $\mathbf{x}$  sinyali sadece  $K$  noktada sıfırdan farklılık gösteren bir  $K$  –seyrek  $\mathbf{x}$  sinyalidir. Tanımlanan  $\mathbf{x}$  sinyalinin sadece  $K$  noktada farklılık göstermesinden dolayı,  $\mathbf{y}$  ölçüm sinyali  $\Psi$  matrisinin  $K$  adet sütununun doğrusal birleşimidir. Seyreklik yaklaşımı ifadesiyle,  $\mathbf{y}$  ölçümünün  $\Psi$  sözlüğü üzerinde  $K$ -terimli gösterimi mevcuttur. Doğrusal bir ifade haline dönüştürülen  $\mathbf{y}$  ölçüm sinyali ilintisiz ya da oldukça düşük ilintili bir algılama matrisi ile sıkıştırılabilir. Tam belirtilmiş olan  $\mathbf{y}$  sistemi için tek bir çözüm varken, boyutu azaltılarak eksik belirtilmiş bir sistem haline dönüştürülürse sonsuz çözüme sahip olacaktır. Bu sistemleri çözebilmek için seyreklik özelliğinden faydalanılarak sıkıştırılmış algılama tabanlı yöntemler geliştirilmiştir. Böylece, sıkıştırılmış ölçümlerinden, doğrusal programlama veya sıkıştırılmış algılama tabanlı bazı fırsatçı teknikler kullanılarak, seyrek yapı  $\mathbf{x}$  sinyali geri oluşturulabilir.

## 1.2. Literatür Araştırması

Hedeflerin menzil kestirimi için yüksek veri oranlı ölçümlere klasik uyumlu filtreleme uygulama yerine, gözlemlenen pencere bir aralığa sınırlandırılarak orta seviyeli veri oranı sunan streç işlemenin kullanılması literatürde oldukça yaygın görülmektedir. [1] nolu çalışmada elektronik harp sistemlerinde genişbant radarlar için geliştirilen elektronik karşı tedbir ve elektronik karşı karşı tedbir için streç işleme uygulanarak deneysel verilerin yüksek çözünürlüklü menzil profilleri çıkarılmış ve hedef sinyallerinin sınıflandırılması incelenmiştir. Ayrıca, [2] nolu çalışmada uyumlu tümleştirme zamanını artırarak pasif radarların hassasiyetini artırmanın olabilirliği incelenmiştir. Uzun tümleştirme zamanı hareketli hedeflerin menzil yer değiştirmesine neden olduğu gerekçesiyle bu problemin üstesinden gelmek için streç işleme kullanılması incelenmiş ve basitleştirilmiş bir algoritmaya dahi uygulanan streç işleme konseptinin radar hassasiyetini önemli derecede artırabildiği sonucu elde edilmiştir. Santimetre seviyelerinde topografik çözünürlüğe sahip uydu yükseklikölçerinin ihtiyaç duyulan bant genişliği için darbe sıkıştırma tekniği olan streç işlemenin

kullanılması fikri NASA tarafından yapılmış [3] nolu çalışmada gerçek veriler üzerinde incelenmiştir. Bunların dışında, streç işleme kullanılarak birçok genişbant hüzme şekillendirici yöntem geliştirilmiştir. Mesela, [4] nolu çalışmada ise geniş bantlı sinyalleri streç işleme ve darbant filtreleme uygulanmasının ardından Fourier dönüşümü ile birçok darbant sinyallere bölüp daha sonrasında frekans alanında darbant hüzme şekillendirme yapan yöntemler aracılığıyla yeni bir genişbant hüzme şekillendirici yöntemi geliştirmiştir. Klasik frekans tabanlı yöntem ile streç işleme tabanlı önerilen hüzme şekillendirici yöntem karşılaştırıldığında önerilen yöntemin veri örnek oranını ve hesaplama yükünü oldukça azalttığı, genişbantların sebep olduğu karışırmaları etkin bir şekilde bastırabildiği ve çıkış sinyal-karıştırma oranını artırabildiği simülasyon sonuçları ile gösterilmiştir. Benzer şekilde geniş tarama açılı streç işleme tabanlı genişbantlı hüzme şekillendirici yöntemi geliştirmek adına [5] nolu farklı bir çalışma yapılmıştır. Farklı olarak, sinyal bozucu sistemleri ve algoritmalarına önlem olarak yapılan çalışmalarla da oldukça sık kullanılmıştır. Örneğin, streç işleme yapan radar sistemleri üzerine çok geniş bant aralıkları boyunca uyarlamalı sinyal bozucu etkileri temizlemek için [6] nolu çalışmada streç işleme tabanlı bir yöntem önerilmiş ve önerilen teknik uygulanmadan önce birkaç megahertz boyunca temizlenme başarılırken yeni yaklaşım ile gigahertz bant genişliklerine ulaşılmıştır. Benzer şekilde, [7] nolu çalışmada ise belirli bir seçilmiş referans sinyaliyle streç işleme kullanılarak, gerçek hedeflerden yansıyan eko sinyalleri, bozucu tarafından tekrar gönderilen sinyallerden frekans alanında inceleyerek tamamen ayırabilen bir filtreleme yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntemle, hiçbir ilave yük bindirmeden ve bozucu sinyalin parametrelerini kestirmeye ihtiyaç duymadan yanlış bozucu hedeflerin elenmesi sağlanmıştır. Yapılan çalışmaların hepsinin ortak özelliği, genişbantlı sistemler veya çok yüksek oranda örnekleme gerektiren uygulamalar olmasından yüksek seviyelerden makul seviyelere indirilmek istenmesidir. Bu amaçla doğrultusunda bahsedilen çalışmalar dışında farklı konularda [8]–[12] nolu çalışmalar yapılmıştır.

Radar sinyal işlemede incelenen pencere aralığında genellikle ya az sayıda hedef gözlemlenir yahut tek bir hedefin az sayıda baskın yansıma noktası vardır. Her iki durumda da, gözlemlenen hedef sahnesi seyrek bir şekilde modellenebilir. Seyrek modellenme de sıkıştırılmış algılama(SA)[13], [14] yapısının kullanılmasına olanak sağlamaktadır. SA teorisi geleneksel olarak gerekli olduğuna inanılan Nyquist

örnekleme oranında alınmış ölçümlerin oldukça az bir kısmı kullanılarak seyrek sinyallerin başarılı şekilde geri oluşturulabileceğini savunmaktadır. Ayrıca SA çok boyutlu bir tabanda oldukça az sayıda elemanın yüksek olasılıkla tahmin edilebileceği seyrek veya sıkıştırılabilir sinyallerin edinilmesi için Nyquist örnekleme alternatif olarak görülen bir yöntemdir. Dolayısıyla SA tabanlı geliştirilen yöntemler azaltılmış sayıda örnekle seyrek yapıları sinyallerin tespiti ve ayırımına fırsat sunmaktadır. SA yapısının cazip özellikleri ve radar sistemlerine sağladığı avantajlardan dolayı, sıkıştırılmış algılama radar araştırma camiasında oldukça ilgi görmektedir. Alt-Nyquist örnekleme ve radar sinyal işleme adımlarından olan eşleyen filtreleme işleminin elimine edilmesinin mümkün olup olmadığı [15] nolu çalışmada tartışılmış ve Nyquist örnekleme yapıp eşleyen filtre kullanımı yerine sıkıştırılmış algılamanın önerdiği şekilde doğrusal ölçüm alınarak da radar geri oluşturma işlemlerinin yapılabileceği gösterilmiştir. Bunun yanında, sıkıştırılmış algılama yapısı birçok yüksek-çözünürlüklü radar görüntüleme uygulamalarında oldukça ilgi görmüştür. [16] nolu çalışmada sentetik açıklıklı radar(SAR) görüntüleme hali hazırda kullanılan yöntemlerin özellikle yüksek çözünürlüklü sistemlerde çok zaman tükettiği gerekçesi ile sıkıştırılmış algılama tabanlı SAR görüntüleme modeli tanımlanmıştır. Yine SAR sensörlerinden sıkıştırılmış veri toplamanın ilgili sahnenin geri oluşturma kalitesi üzerine etkisi [17] nolu çalışmada tartışılmıştır. Ayrıca, [18] nolu çalışmada ise SA yapısı kullanılarak limitli ölçülmüş veri ile yüksek-çözünürlüklü ters SAR görüntüleme yapısında uyarlanması anlatılmıştır. [19], [20] nolu çalışmalarda ise yerin altındaki az sayıda nesnenin tespitinde yer radarları tekniklerini doğrudan uygulanmasının yerine SA yapısı ile uygulanma adımları ve başarımı sunulmuştur. [21] nolu çalışmada ise, duvar arkası görüntüleme sistemlerinin yüksek bant genişliği ve örneğe ihtiyaç duymasından dolayı SA yapısı uygulanarak işlem yükünün azaltılabileceğinden bahsedilmiştir. Bunların yanında, geliş yönü kestirimi gibi sensör dizilim uygulamaları için SA yapısının kullanılabileceği üzerine [22], [23] çalışmaları yapılmıştır.

Radar sahnelerine SA yapısının uygulanması için öncelikle parametre uzayı düzgün aralıklar ile ayrıklaştırılır ve ardından hedefler SA sözlüğünün ızgara noktalarına karşılık geldiği parametrelerin tam olarak üzerinde bir noktada olurlarsa, gözlemlenen sahne seyrek yapıda SA geri oluşturma teknikleri ile başarılı şekilde elde edilir. Ancak, her ne kadar ızgaralar sıkı olsa da, hedefler bu ızgara dışında bir noktada bulunabilirler.

Bu durum SA literatüründe ızgara dışılık problemi olarak bilinmektedir ve parametrelerin ızgara dışında olması durumunda tanımlanan ızgara noktalarındaki seyreklik varsayımı artık geçerli olmadığı için SA geri oluşturma başarımına önemli seviyede düşüş yaşattığı [24]–[28] çalışmalarında ele alınmıştır. Bu düşüğe çözüm olarak SA tabanlı teknikler geliştirilmiştir. [29] nolu çalışmada seyrek Bayes çıkarım yaklaşımı kullanılarak düşük modelleme hataları ile ızgara dışı geliş yönü kestirimi yapılmıştır. [30] nolu çalışmada ise ızgaralar arası ilinti sınırını tespit ederek radar sahnelerindeki ızgara dışı parametrelili hedeflerin ızgara kaynaklı hatalarını minimize eden fırsatçı bir yöntem önerilmiştir. [31] nolu çalışmada her iterasyonda dikey kalını azaltmak için seçilen destek vektörlerinin kontrollü uyarlanmasını gerçekleştiren uyarlamalı dikey eşleyen takip tekniği önerilmiştir. Bu teknik seyrek sahnelerin parametre değerleri bulmayı hedefleyen bir yöntem değildir. Parametrik çözüm için aynı yazar tarafından [32] nolu teknik önerilmiştir.

Streç işleme(Sİ), SA yapısı ile ilk olarak [33]'da çalışılmıştır. Bu çalışmada SA'nın Sİ'ye uygulanması için sürekli frekans uzayı frekans ızgaralarına ayrıştırılmıştır ve ayrık menzil vektörlerini oluşturabilmek için ayrık Fourier dönüşüm tabanı kullanılmıştır. Ancak, bu çalışmada hedeflerin ızgara üzerinde olduğu ve hareketsiz oldukları varsayımı altında sonuçlar sunulmuştur. Izgara uyumsuzluğunun başarımı düşüreceğinden bahsedilmiş fakat probleme bir çözüm önerilmemiştir. Yine aynı çalışmada hızın kestirim hatasına olan hassasiyetinden ve streç işleme ile hız kestiriminin mümkün olmadığından bahsedilerek sadece menzil kestirimi yapılmış ve hız kestirimi için yine hiçbir çözüm önerilmemiştir. Bunun dışında streç işleme için sıkıştırılmış algılama kullanımı üzerine literatürde çok çalışma olmadığı görülmüştür. Bu sebepten bu tezde streç ve darbe-Doppler işlemenin birlikte uygulandığı bir yapı üzerine sıkıştırılmış algılamanın uygulanması ile yeni yöntemler sunulacaktır.

### **1.3. Tezin İçeriği ve Katkıları**

Radar sinyal işlemede sahnedeki hedeflerin daha detaylı şekilde parametrelerini kestirmeyi doğrudan etkileyen bazı unsurlar vardır. Bu unsurlar sinyal gücünün gürültü ve kargaşa sinyal gücüne oranı, radarın çalıştırıldığı bant genişliği ve gönderdiği darbe sayısı şeklinde sayılabilir. Aydınlatılan sahnedeki hedeflerin menzil-Doppler haritasını yüksek çözünürlükle çıkarmak için yüksek bant genişlikli radarlar

ile çok sayıda darbe gönderilmesi gerekmektedir. Bu da veri miktarının oldukça artmasına neden olmaktadır.

Streç işleme sayesinde orta seviyeli ölçümlere frekans analizi yapılarak hedeflerin menzilleri yüksek çözünürlükle tespit edilir ve radar sinyal işleme yükü oldukça hafifletilir. Bu nedenle birçok gerçek hayat uygulamasında kullanılır. Ayrıca, çoğunlukla hedef sahneler az sayıda hedef yahut yansıtıcı noktadan oluştuğundan seyrek yapıda bir menzil-Doppler haritası çıkarılır. Seyrek yapılar sıkıştırılmış algılama tabanlı yöntemlerin uygulanmasına fırsat sağlar. Streç işleme ile veri oranının azaltılmasının ardından sıkıştırılmış algılama yapısı streç işlemeye uygulanarak bu oran daha da düşürülebilir. Bununla ilgili çok çalışma yapılmadığı literatüre bakıldığında rahatça söylenebilir. [33] nolu çalışmada streç işleme ilk defa sıkıştırılmış algılama yapısı ile kullanılmıştır. Ancak burada sadece menzil çözünürlüğü ele alınmıştır. Menzil-Doppler haritasının çıkarılması için bir çalışma yapılmamıştır. Ayrıca, sıkıştırılmış algılamada hedef parametrelerinin ızgara dışında olmasından kaynaklı performans düşüşlerini önleyici ilave bir çözüm de sunulmamıştır. Bu tezde sıkıştırılmış algılamanın streç işleme ve darbe-Doppler işlemenin birlikte kullanıldığı yapının içinde beraber kullanılarak gürbüz bir şekilde ızgara dışı hedef durumunda da seyrek geri oluşturma yapabilen tekniklerin geliştirilmesi ve bunların performans analiz çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

#### **1.4. Tez Organizasyonu**

Bu tez,

- Bölüm 2’de streç işleme hakkında genel bilgilerin verildiği, streç işlemede kullanılan sinyal modelinin tanımlandığı, sinyalin işleme adımlarının detaylandırıldığı ve hareketli hedeflerin tespiti için streç işleme ile darbe-Doppler yapısının birlikte kullanılmasıyla tanımlanan yeni sinyal modelinin oluşturulduğu bölümü,
- Bölüm 3’te sıkıştırılmış algılama hakkında genel bilgilerin bahsedildiği ve sıkıştırılmış algılama tabanlı klasik bir geri oluşturma tekniğinin anlatıldığı,
- Bölüm 4’te sıkıştırılmış algılama yapısının streç işleme üzerine uygulanması için gereken tanımlama ve adımların verildiği ve ızgara dışılık probleminin tanımı ve probleme çözüm olarak sunulan algoritmanın detaylandırıldığı bölümü,

- Bölüm 5’te simülasyonların daha gerçekçi olması için oluşturulan sahnenin tanıtılması, sonuçların daha uygun karşılaştırılması için Earth Mover mesafesi metriğinin tanımlanması ve klasik streç işleme, standart sıkıştırılmış algılama tabanlı tekniklerin önerilen yöntem ile farklı seyreklik, kullanılan veri oranı, sinyal-gürültü ve sinyal-kargaşa oranlarında karşılaştırıldığı sonuçların sunulduğu bölümü,
- Bölüm 6’da sahne modellemesi üzerine model bir hedef olması için model gemi oluşturulması ve karşılaştırılan yöntemlerin modelin tespitindeki başarımlarının sunulduğu bölümü,
- Bölüm 7’de genel sonuçların ve gelecekteki çalışmalardan bahsedildiği bölüm

olarak organize edilmiştir.







## 2. STREÇ İŞLEME

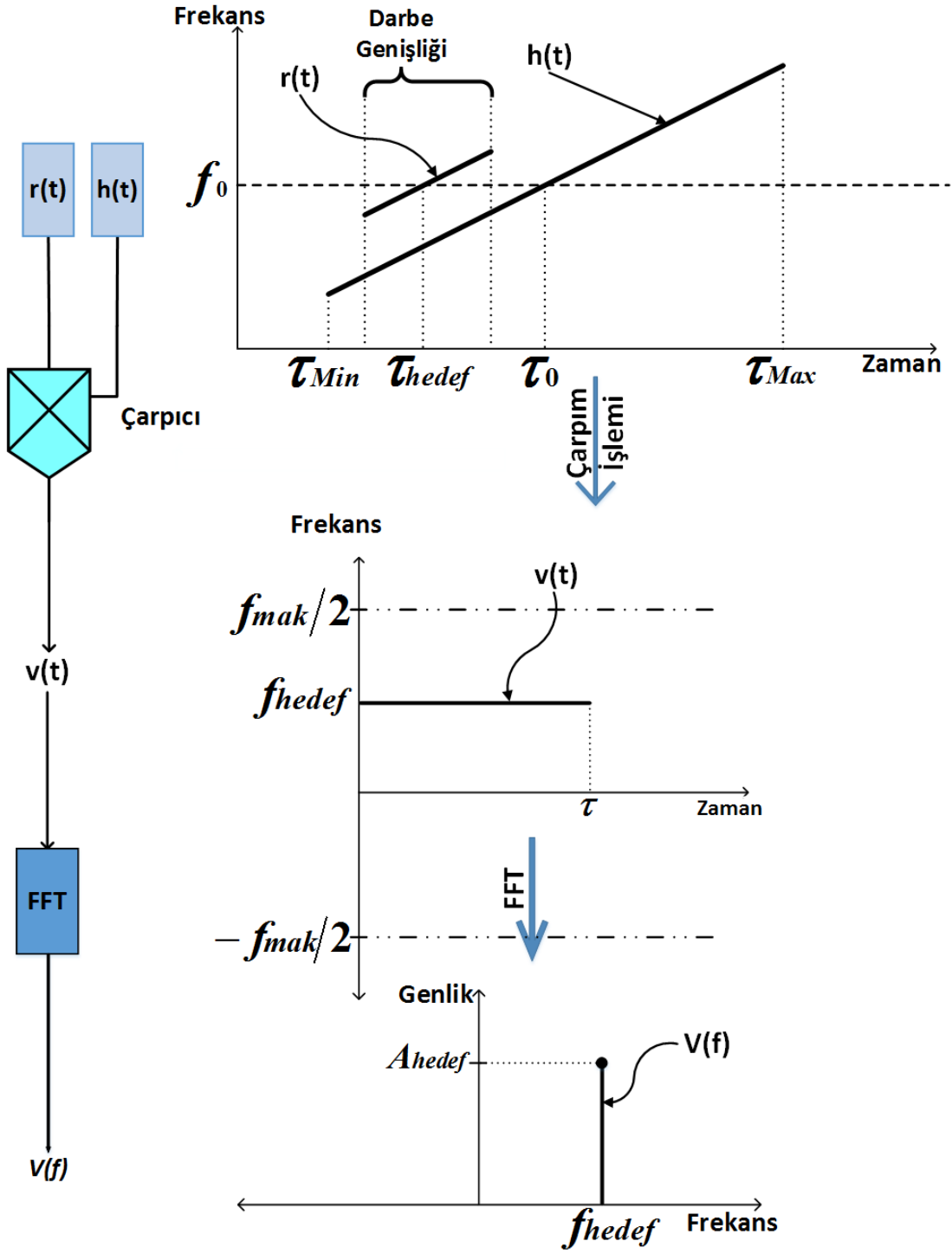
### 2.1. Tanımı

Mühendislik uygulamalarında yüksek çözünürlüklü sonuçlar elde etmek, medikal [34] ve sismik[35] görüntüleme, uzaktan algılama [36], ve Sentetik Açıklıklı Radar(SAR)[37] gibi birçok alanda üzerinde oldukça çalışılan önemli konulardan bir tanesidir. Radar sistemleri, yüksek çözünürlük sağlayabilmek için çoğunlukla yüksek bant genişliklerinde çalıştırılmaktadır. Eğer Nyquist örnekleme teoremine uygun oranda örneklenmiş bir ölçüm yapıldıysa, klasik uyumlu filtreleme işlemi yeterli sinyal-gürültü oranı altında hedefleri tüm belirli menzil noktaları boyunca tespit edebilir. Fakat bu işlem, yüksek bant genişlikli dalga formları için yüksek sayıda veri miktarı gerektirir ve işlem yükünün artmasını da beraberinde getirir. Öte yandan, Streç İşleme(Sİ)[10], [38] düşük seviyeli analog-dijital çeviriciler kullanarak gözlemlenen menzilin limitli bir pencere aralığında kısıtlanması ile geniş bant aralıklı dalga biçimlerini dar bant sinyal işleme teknikleri aracılığıyla işler ve yine geniş bant aralıklı dalga biçiminin yüksek çözünürlüğünü elde eder. Bu sebepten Sİ çoğunlukla hedef taraması yerine hedeflerin ayırt edilmesi ve sınıflandırılması[39], SAR[40], [41] ve takip etme[42] uygulamalarında kullanılması tercih edilmektedir.

Streç işleme aşamaları özet olarak, Şekil 2.1'in sol tarafında blok şema halinde sunulmuştur. Sİ için çoğunlukla, literatürde ötüş sinyali olarak da adlandırılan doğrusal frekans kiplmeli(DFK) dalga biçimleri kullanılır. Yani referans olarak,

$$s(t) = e^{j\pi\alpha t^2} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_T}\right) \quad (2.1)$$

şeklinde tanımlı bir dalga biçimi gönderilir. Burada,  $\alpha$  dalga biçiminin eğimi ya da tarama oranı olarak adlandırılır ve  $\tau_T$  darbe genişliğini temsil etmektedir. İlave olarak,  $\text{rect}(t) = 1, |x| \leq 0.5$  şeklinde tanımlı olan kare dalga fonksiyonudur.



Şekil 2.1- Streç işleme blok şeması ve grafikleri

Tanımlanan  $s(t)$  için anlık faz fonksiyonu,

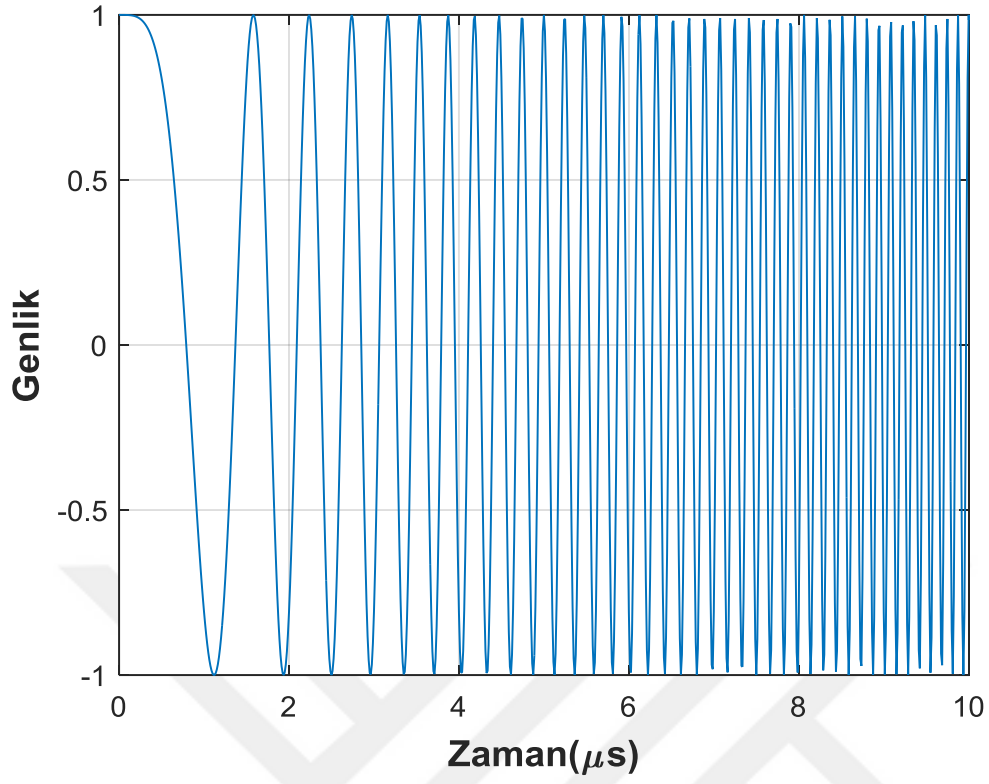
$$P(t) = \pi\alpha t^2$$

biçiminde tanımlıdır. Faz teriminin birinci dereceden türevi ise, anlık frekans bilgisini vermektedir. Dolayısıyla anlık frekans değeri,

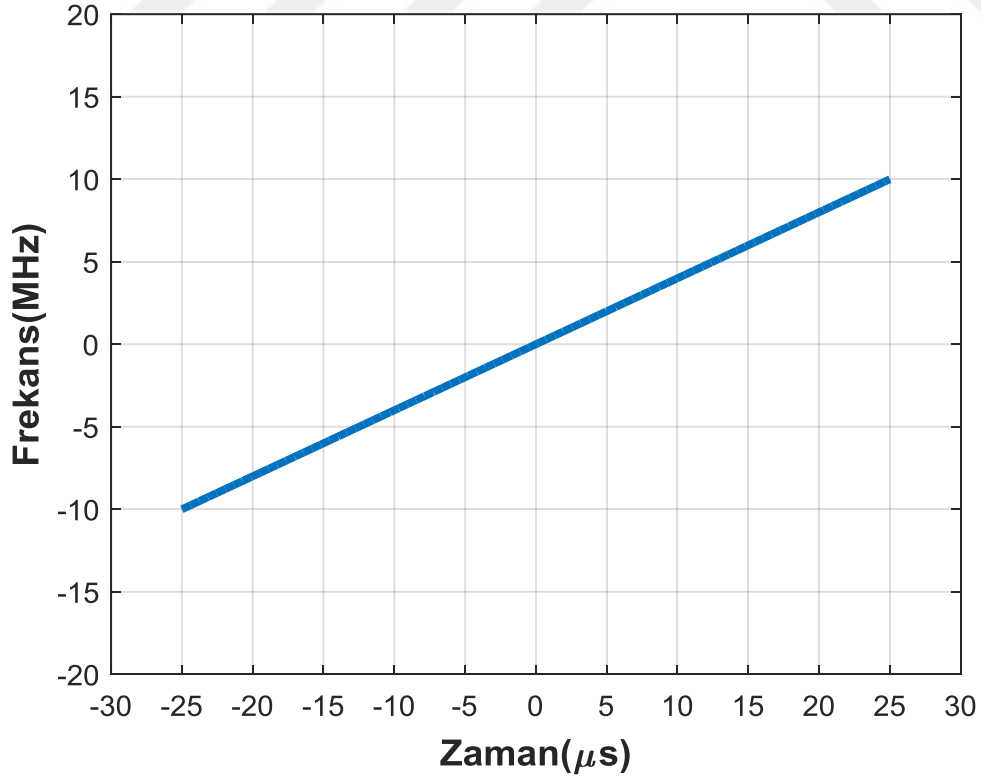
$$F(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{dP(t)}{dt} = \alpha t$$

şeklinde zamana bağlı olarak tanımlı fonksiyon ile bulunabilir. Buradan,  $F(t)$ 'nin darbe süresi  $\tau_T$  boyunca,  $-\alpha\tau_T/2$  ile  $\alpha\tau_T/2$  aralığında değişmekte olduğu görülmektedir. Dolayısıyla, DFK sinyalin bant genişliği  $\beta$  ile temsil edilirse,  $\beta = \alpha\tau_T$  olduğu açıktır. Buradan da, tarama oranı  $\alpha = \beta/\tau_T$  formülü ile hesaplanabilir. Örnek olarak, bant aralığı  $20 \text{ MHz}$  ve darbe uzunluğu  $50 \mu\text{s}$  olan bir ötüş sinyali Şekil 2.2'de sunulmuştur. Bunun yanında, sinyalin zaman-frekans alanı ve genliği normalize edilmiş spektrum analiz sonuçları ise sırasıyla Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'te verilmiştir. Tarama oranı  $\alpha = 0.4 \text{ MHz}/\mu\text{s}$  olan örnek sinyalin anlık frekans değerinin, bahsedildiği şekilde  $\pm\alpha\tau_T/2 = \pm 10 \text{ MHz}$  aralığında değiştiği Şekil 2.3'te görülmektedir. Aynı şekilde, Şekil 2.4'te verilen spektrumun bant aralığı, gönderilen ötüş sinyalinin bant aralığına eşit olduğu gözlemlenmiştir.

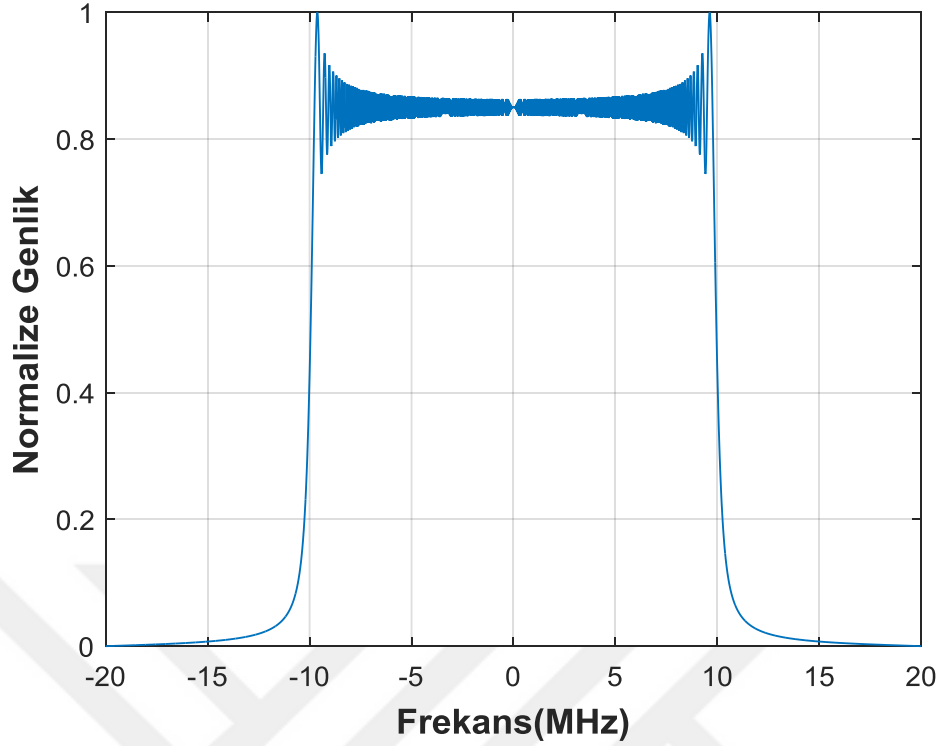
Streç işleme öncesindeki ve işlemler sonrasında oluşan sinyallerin çeşitli alanlarda grafiksel gösterimleri Şekil 2.1'in sağ sütununda verilmiştir. Gönderilen referans sinyali hedeflerden yansıdıktan sonra, gönderilen sinyal ile aynı tarama oranına sahip DFK sinyali olan heterodin sinyali ile lokal osilatör olarak da bilinen çarpıcı aracılığıyla geri rampa işlemi uygulanır. Bu işlemle gözlemlenen pencere aralığına yoğunlaşma ile gerdirilmiş olur ve bu yoğunlaşma Sİ'nin tanımını oluşturmaktadır. Bahsedilen referans ve heterodin sinyallerin zaman-frekans alanı gösterimleri birlikte ilk grafikte verilmiştir. İşlem sonrasında çarpıcının çıkışında, Şekil 2.1'de ikinci sırada verilmiş grafikteki gibi zamanda sabit frekanslı sinyallerin toplamı olan bir sinyal elde edilir. Bu işlem sayesinde klasik streç işleme, karıştırma işlemi sonrasında belirgin hedeflerin farklı frekans değerlerinde görülmesine imkan sağlar. Bu frekanslar ve karşılık geldikleri menziller, ayrık Fourier Dönüşümü(AFD) gibi spektrum analizi yapılarak bulunabilir.



Şekil 2.2 - Bant genişliği 20 MHz ve darbe süresi 50  $\mu$ s olan örnek  $s(t)$  sinyali



Şekil 2.3 -  $s(t)$  sinyalinin zaman-frekans alanındaki gösterimi



Şekil 2.4 -  $s(t)$  sinyalinin normalize edilmiş spektral analizi

## 2.2. Sinyal Modeli

Denklem-2.1'de tanımlanan ötüş sinyali, iletilen sinyal olarak ele alınsın. Merkez menzili  $R_0$  olarak tanımlanan ve bu merkez etrafında  $R_p$  uzunluğunda menzil penceresini aydınlatan bir radar sistemi bulunsun. Aydınlatılan menzil penceresinin radar ile arasındaki en yakın mesafe  $R_{min}$ , en uzak mesafe  $R_{mak}$  ile ifade edilsin. İncelenen menzil aralığında  $K$  adet hedef varsa ve hedeflerin menzilleri  $R_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, K$  ile gösterilirse hedeflerden yansıyan sinyallerin toplamı olan  $r(t)$

$$r(t) = \sum_{i=1}^K A_i e^{j2\pi f_c(t-\tau_{R_i})} e^{j\pi\alpha(t-\tau_{R_i})^2} \quad (2.2)$$

ile ifade edilebilir. Burada,  $A_i$  her bir hedefin karmaşık yansıma katsayısını,  $f_c$  taşıyıcı frekansını ve  $\tau_{R_i}$   $i$ .hedefin menzile bağlı zaman gecikmesini temsil eden parametrelerdir. Gönderilen ötüş sinyali, menzili  $R_i$  olan hedeften,

$$\tau_{R_i} = \frac{2R_i}{c} \quad (2.3)$$

ilişkisi ile hesaplanabilen süre kadar gecikme ile sisteme geri döner. Buradaki  $c$ , ışık hızını ifade etmektedir. Bunun yanında, tespit edilen hedeflerden yansıyan sinyallerin sisteme geri dönme süresi  $\tau_{R_i}$  ile merkez menzili için tanımlanan  $\tau_0$  zaman gecikme ifadesi arasında ise,

$$\tau_{R_i} = \tau_0 + \Delta\tau_{R_i}$$

ilişkisi mevcuttur. Burada  $\Delta\tau_{R_i}$ ,  $i$ .hedefin menzil gecikmesi ile gözlemlenen pencerenin merkez menzil gecikmesi arasındaki zamansal farkı ifade etmektedir. Yani yansıtıcı noktaların, merkez menziline göre daha yakın olması durumunda  $\Delta\tau_{R_i}$  ifadesinin işareti negatif, diğer durumda ise pozitif olarak tanımlanacağı sunulan ilişkiden görülmektedir.

Streç işlemede, hedeflerden yansıyan sinyaller yine aynı tarama oranına sahip olan bir doğrusal frekans kiplemeli dalga biçimine sahip

$$h(t) = e^{j2\pi f_c(t-\tau_0)} e^{j\pi\alpha(t-\tau_0)^2} \quad (2.4)$$

heterodin sinyalinin eşleniği ile çarpılarak geri rampa edilir. Tanımlanan  $r(t)$  ve  $h(t)$  sinyallerinin zaman-frekans alanındaki örnek gösterimleri Şekil 2.1'in sağında ilk grafikte sunulmuştur. Denklem 2.2'de verilen geri dönen sinyallerin toplamı ile Denklem 2.4'te verilen heterodin sinyalin çarpılması karıştırma işlemi olarak tanımlıdır ve bu işlem sonrasında yansıyan sinyal zaman-frekans alanındaki rampa yapısını kaybeder. Şekil 2.1'de verilen ikinci grafik ise, karıştırma işlemi sonrası rampa yapısını kaybeden sinyalin zaman-frekans alanında örnek gösterimidir. İşlem sonrasında karıştırıcı çıktısında,

$$\begin{aligned} v(t) &= r(t)h^*(t) \\ &= \sum_{i=1}^K \hat{A}_i e^{-j2\pi\alpha\Delta\tau_{R_i}t} + n(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

sinyal modeli elde edilir. Modelde,  $n(t)$  ölçüm örnekleri üzerine eklenmiş beyaz Gauss gürültüyü temsil etmektedir. Model oluşturulurken karıştırıcı aşamasında yapılan ara işlemler verilmeden modelin sadeleştirilmiş hali yazılmıştır. Sinyalin öncelikle radyo frekans seviyesinden taban bant seviyesine düşürülmesi ile taşıyıcı frekans terimi, sonrasında verilmeyen ara adımlardaki sadeleştirmeler ile merkez

menzil gecikmesi terimi modelden elenmiştir. Kalan ifadenin zamandan bağımsız olan tüm faz terimleri  $\hat{A}_i$  içine gömülmüştür. Ayrıca, aydınlatılan pencere aralığındaki ilgili hedefin merkez menzil gecikme zamanı ile arasında  $\Delta\tau_{R_i}$  zaman farkı varsa, hedef  $f_{R_i} = \alpha\Delta\tau_{R_i}$  frekansında görülecektir. Dolayısıyla model,

$$v(t) = \sum_{i=1}^K \hat{A}_i e^{-j2\pi f_{R_i} t} + n(t) \quad (2.6)$$

şeklinde düzenlenerek, sinyal modeli oluşturulması tamamlanır.  $f_{R_{min}}$  ve  $f_{R_{mak}}$ , sırasıyla minimum ve maksimum menzil değerlerinin spektrumda karşılık geldiği frekans değerlerini temsil edecek olursa,  $\Delta\tau_{R_i}$  gözlemlenen pencerenin minimum menzil değeri için negatif olacağından  $f_{R_{min}}$  negatif, maksimum değeri için ise pozitif olacağından  $f_{R_{mak}}$  ise pozitif hesaplanır ve spektrum analizi  $[f_{R_{min}}, f_{R_{mak}}]$  aralığında yapılır.

Klasik streç işleme için gereken örnekleme frekansı menzil frekanslarına, dolayısıyla menzil pencere genişliğine bağlı olarak belirlenir. Bakılan pencerenin minimum menzili için zaman gecikmesi  $\tau_{R_{min}}$  ve maksimum menzili için zaman gecikmesi  $\tau_{R_{mak}}$  ile ifade edilirse,  $\Delta\tau_{R_{ara}}$  olarak tanımlanan ve gözlemlenen pencere aralığının toplam zaman gecikmesi

$$\Delta\tau_{R_{ara}} = \tau_{R_{mak}} - \tau_{R_{min}}$$

şeklinde tanımlanan fark ifadesi ile hesaplanabilir. Buna bağlı olarak, klasik Sİ sonrası,

$$F_s = \Delta\tau_{R_{ara}} \alpha \quad (2.7)$$

kadar örnekleme oranına sahip bir analog dijital çeviriciye(ADC) ihtiyaç duyar. Sİ'de hedeften yansıyan analog sinyalin ötüş yapısı heterodin sinyali ile lokal osilatörde bozulması sonrasında ihtiyaç duyduğu örnekleme oranı, iletilen dalga biçiminin bant genişliği ile karşılaştırıldığında, incelenen pencere aralığına bağlı olarak pratikte çoğu zaman daha düşük seviyelerde kalmaktadır. Böylece, menzil çözünürlüğü değişmezken, çoğu zaman gerekli veri oranı büyük ölçüde düşürülür. Ayrıca Sİ,

$$\tau_{R_{min}} - \frac{\tau_T}{2} \leq t \leq \tau_{R_{mak}} + \frac{\tau_T}{2} \quad (2.8)$$

zaman aralığı boyunca uygulanır. Bu aralık  $F_s$  örnekleme frekansı ile düzgün aralıklar ile örneklenir. Dolayısıyla, Sİ için örnek sayısı en az

$$N_s \geq F_s(\tau_T + \Delta\tau_{R_{int}})$$

kadar olacağı görülmektedir. Denklem 2.6'da tanımlanan ve  $N_s$  kadar örnekten oluşan  $\mathbf{v}(t)$  sinyali ile hedeflerin frekansları  $f_{R_i}$  dolayısıyla da menzilleri AFD gibi herhangi bir spektrum kestirim tekniği kullanılarak kestirilebilir.

### 2.3. Doppler Etkisi ve Darbe-Doppler İşleme

Önceki bölümde oluşturulan Denklem 2.6 modeli, hedeflerin buldukları menzil hücrelerinde hareketsiz oldukları ya da hareket eden hedeflerin hızlarının bilindiği varsayımı yapılmıştır ve buna uygun olarak geliştirilmiştir. Bu varsayım altında hedefin hareketinden kaynaklanan frekans bileşeni, modeli sabit bir çarpan gibi etkilemiş ve dolayısıyla  $\hat{A}_i$  terimine gömülmüştür. Fakat gerçek hayattaki uygulamaların birçoğunda her bir hedef ivmesiz, sabit veya değişken ivmeli olarak rastgele bir yönde farklı hareketler sergileyebilirler. Bu sebeple, gerçek hayattaki uygulamalar için hız bilgisinin önceden bilinmesi mümkün değildir. Bu da, hedeflerin hız kestirim problemini beraberinde getirmektedir.

Radar sistemlerinde, eğer radar ve yansıtıcı noktalar birbirlerine göre hareketsiz değillerse, hedeflerden sisteme ulaşan yansıma sinyalinin frekans değeri Doppler etkisinden dolayı iletilen sinyalin frekansından farklı olur[38]. Burada, alıcısı ve vericisi aynı noktada yer alan monostatik bir radar sistemi ele alınsın ve radarın hareketsiz ve radarın görüş alanındaki bir hedefin  $\mathbf{v}$  hız bileşeni ile radara doğru hareket ettiği bir senaryo düşünölsün. Özel görecelilik teorisi, yansıma sinyalinin frekansı ile iletilen sinyalin frekansı arasında,

$$f_{yansima} = \left( \frac{1 + v/c}{1 - v/c} \right) f_{iletilen} \quad (2.9)$$

ilintisi olduğunu öngörmektedir[43], [44]. Buradan hareketle, sisteme gelen işaretin frekansı eğer sisteme yaklaşıyorsa artmış, uzaklaşıyor ise azalmış şekilde gözlemlenir.

Doppler kaymaları, güçlü şekilde yansıyan hareketsiz parazit yankı sinyallerin içerisinde hareket eden hedef noktalarını tespit etmede veya hedef sahnesi ile radar



arasında bağıl rotasyon olduğunda çapraz açıklık çözünürlüğünü kuvvetli şekilde artırmada avantaj sağlamak için radar sistemlerinde kullanılabilir. Fakat dengesiz Doppler kaymalarının, özellikle bazı dalga biçimleri için, tespit hassasiyetinde kayıplar gibi zararlı etkileri de görülmektedir[38].

Denklem 2.9, gerçek radar sahnesi hedefinin hızı, ışık hızına oranla çok düşük olmasından dolayı, duyarlılıkta büyük kayıplar olmadan,

$$f_{yansima} = \left[ 1 + 2 \left( \frac{v}{c} \right) \right] f_{iletlen}$$

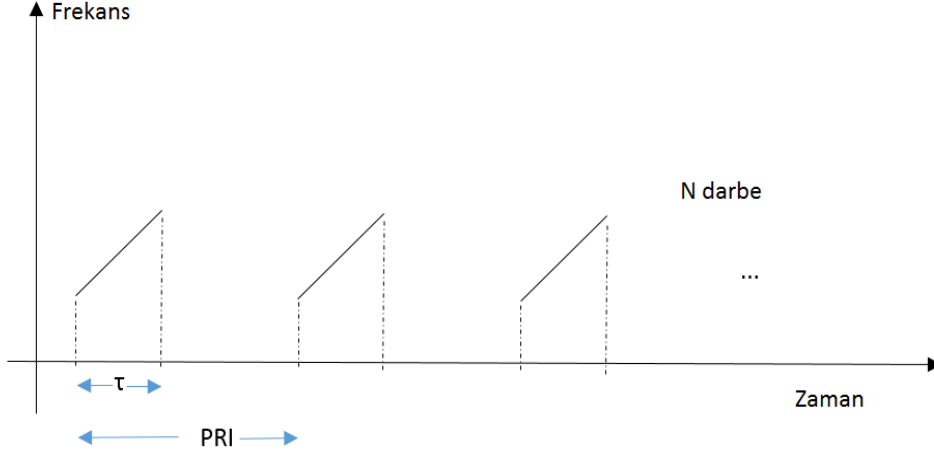
şeklinde sadeleştirilebilir[38]. Yansıma sinyali ve iletilen sinyal arasındaki fark literatürde Doppler frekansı ya da Doppler kayması olarak tanımlanır. Dolayısıyla sadeleştirilmiş model üzerinden Doppler frekansı,

$$f_d = \frac{2v}{\lambda_{iletlen}}$$

olduğu açıkça görülmektedir. Burada  $\lambda_{iletlen}$  iletilen dalganın boyunu temsil etmektedir. Fizikte hız, vektörel bir kavram olmasından dolayı Doppler frekansının işaretini hedefin hız vektörü belirlemektedir.

Streç işleme hedeflerin menzil bilgisini, bir boyutlu spektral analiz sonrasında tespit etmektedir; fakat, hareket eden hedeflerde, anlık olarak sahip oldukları hıza göre Doppler frekans kaymalarını oluşur. Bu da, streç işlemede incelenen spektrumda frekans kaymalarına sebep olur. Bu nedenle, streç işleminin sağlamış olduğu yüksek menzil çözünürlüğü seviyesini koruyarak, Doppler frekansının sebep olduğu frekans kaymalarını önlemek ve hedeflerin menzili ile birlikte hızını da kestirebilmek için darbe-Doppler yönteminin streç işleme ile birlikte kullanılması gerekmektedir. Bu işlem, klasik streç işleminin devamında belirli zaman aralıklı gönderilen  $N$  darbe arasındaki faz farkının hesaplanması ile yapılacaktır. Örnek bir darbe-Doppler sahnesi Şekil 2.5'te gösterilmiştir. Burada da gösterildiği gibi, belirli bir süre boyunca  $N$  adet darbe sabit darbe tekrarlama aralığı(DTA) ile gönderilir. Gönderilen  $N$  adet darbe, hedeften yansdıktan sonra radarın alıcı tarafında Şekil 2.6'daki gibi yan yana eklenerek veri matrisi şeklinde işlenmek için tutulur.

Eğer hedefler hareket ediyorsa, tek bir darbe için menzil çözünürlüğünde belirsizlik oluşturan Doppler'den dolayı frekans kaymaları oluşur. Bu sebeple, menzil ve hızı birlikte kestirebilmek için, darbe-Doppler işleme Sİ ile birlikte kullanılmıştır. Darbe-Doppler uygulaması için Şekil 2.5'te verilen sahne gibi,  $\mathbf{s}(t)$  sinyalini  $N_d$  defa uyumlu



Şekil 2.5 - Darbe-Doppler sahnesi

darbe treni olarak gönderen bir radar sistemi ele alınsın.  $N_d$  darbe ile tekrarlama işlemi için, Denklem 2.6 modeli kullanılarak

$$v(t) = \sum_{n=1}^{N_d} \sum_{i=1}^K \hat{A}_i e^{-j2\pi f_{R_i} t_{hızlı}} \otimes e^{j2\pi f_{D_i} t_{yavaş}} + n(t) \quad (2.10)$$

şeklinde yeni sinyal modeli tanımlanır. Modelde,  $f_{D_i}$  her bir hedefin Doppler frekansını temsil eder ve sistemin darbe tekrarlama sıklığına(DTS) bağlı olarak  $\left[-\frac{DTS}{2}, \frac{DTS}{2}\right]$  aralığında tanımlıdır. Bu aşamadan sonra problem, streç işlemedeki tek boyutlu frekans incelemesinden, iki boyutlu spektral analiz haline dönüşmüştür. Bu işlem, Şekil 2.7'de örnek olarak gösterilmiştir. Veri matrisine streç ve Doppler işleminin uygulanmasının ardından, ölçümün menzil-Doppler haritası çıkarılır. Darbe sıkıştırımda kullanılan kiplenmiş darbeler için örnekleme frekansı çoğunlukla  $\beta$  bant genişliği kadardır. Menzil çözünürlüğü ile bant genişliği arasında

$$\Delta R = \frac{c}{2\beta}$$

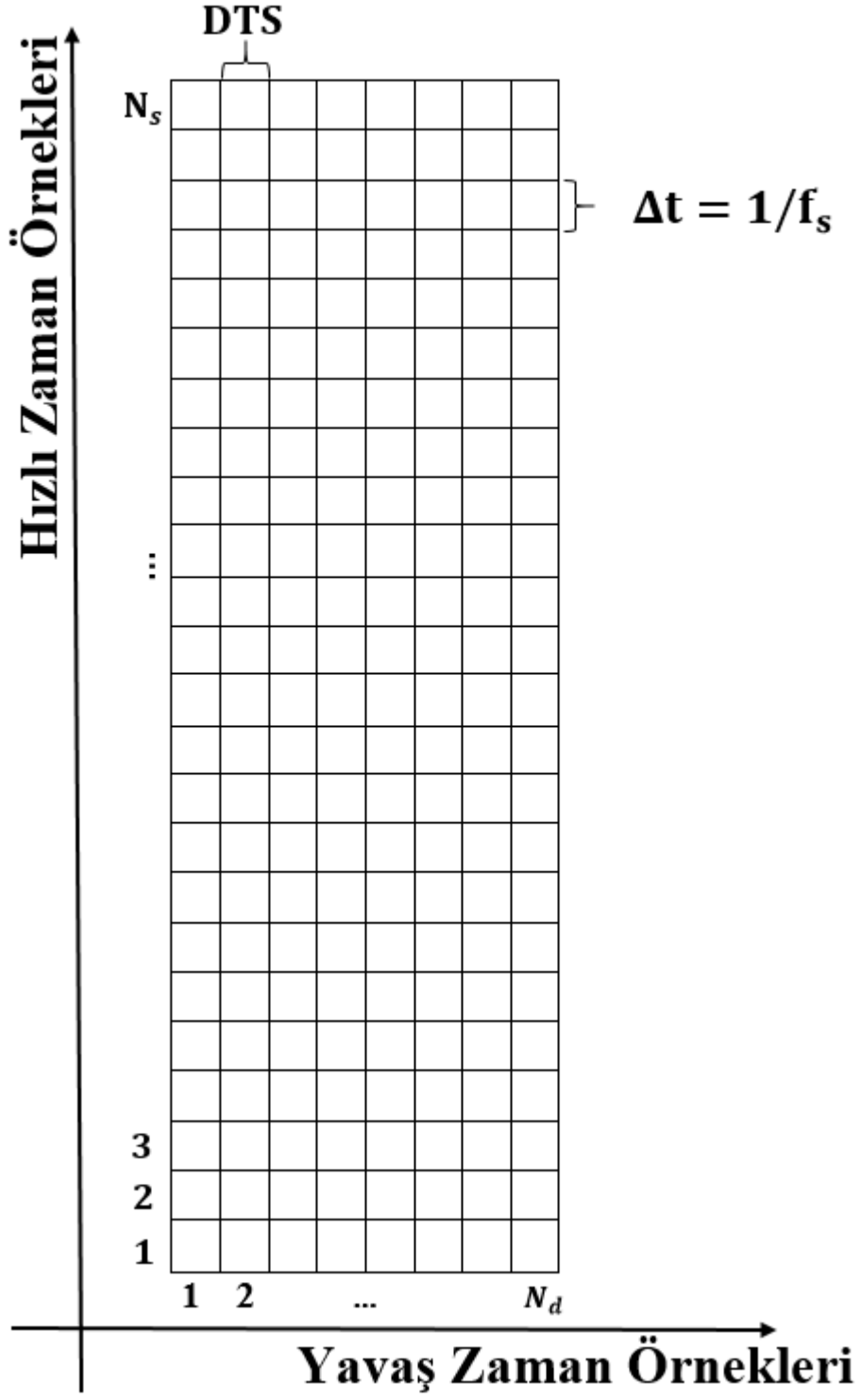
ilişkisi mevcuttur. Fakat streç işleme Denklem 2.7'de verilen örnekleme seviyesinde  $\beta$  bant genişliğinin sağladığı çözünürlüğü korur. Bu örnekleme seviyesi çoğunlukla bant genişliğinden düşük seviyelerdedir.

Denklem 2.10'da verilen modelde, hızlı ve yavaş zaman olarak 2 farklı tanım mevcuttur. Gözlemlenen pencere, sistemin sağladığı menzil çözünürlüğüyle düzgün

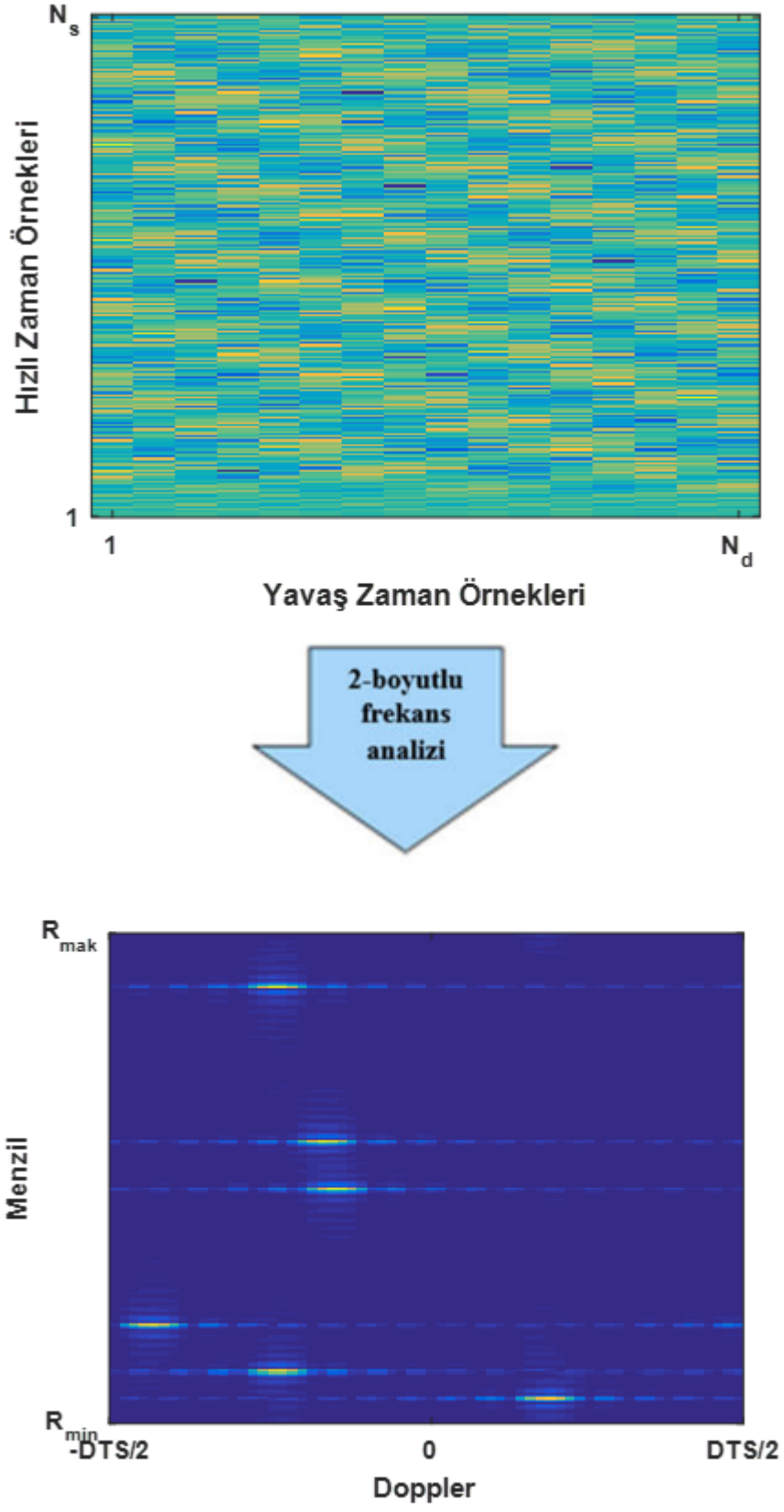
aralıklarla menzil hücrelerine ayrılır. Hızlı zaman vektörü ise, tüm bu hücrelerinin zaman gecikmelerini içerir. Dolayısıyla, Denklem 2.8'de verilen tanım kullanılarak hızlı zaman vektörü tanımlanır ve bu örneklerle hedeflerin menzil kestirimi yapılabilir. Çoğunlukla darbe-Doppler radarlarda menzil çözünürlüğü sistemin bant genişliği ile orantılı olduğundan hızlı zaman örnekleri  $1/\beta$  aralıklarla oluşturulurken, streç işlemede Denklem 2.7 verilen ilişki ile hesaplanabilen ve Sİ için gereken minimum örnekleme oranında ADC kullanılarak  $T_s = 1/F_s$  aralıklarla oluşturulur. Bunun yanında yavaş zaman örnekleri ise, darbe gönderme sıklığı ile alakalı bir kavramdır ve iki örnek arasındaki fark darbe tekrarlama aralığı kadardır. Böylece, yavaş zaman vektörü,

$$t_{yavas} = nT_{PRI}, \quad n = 0, 1, \dots, N_d - 1$$

şeklinde tanımlanır. Burada  $T_{PRI}$  darbe tekrarlama süresini temsil eder ve darbe tekrarlama sıklığı ile arasında  $T_{PRI} = 1/DTS$  ilişkisi mevcuttur. Sabit bir menzil için, yavaş zaman örnekleri arasındaki faz farkının incelenmesi ile Doppler frekans bilgisi edinilmektedir. Ayrıca, DTS çoğunlukla bir darbenin bant genişliğine göre oldukça azdır. Hızlı ve yavaş zaman tanımlaması da buradan gelmektedir.



Şekil 2.6 - Darbe-Doppler veri matrisi



Şekil 2.7 - İki boyutlu frekans analizi kullanılarak streç ve Doppler işleminin birlikte uygulanması



### 3. SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA

#### 3.1. Giriş

Genel olarak herhangi bir bantsınırlı sinyal için örnekleme, bilgi kaybı olmadan geri oluşturabilecek şekilde Shannon teoremine bağlı olarak yapılmaktadır. Bu işlemde örnekleme oranının en az, sinyalin içindeki en yüksek frekans bileşeninin iki katı veya çalışılan sistemin bant genişliği kadar olması gerekmektedir. Esasında, ses ve görsel elektronik, medikal görüntüleme aletleri, radyo alıcıları gibi sistemlerde kullanılan tüm sinyal toplayan ve bunları örnekleyerek sayısallaştıran sistemlerin hemen hemen hepsi, bu prensibe dayalı olarak çalışmaktadır. Veri dönüştürme işleminde standart analog-dijital çeviriciler genel nicemlendirilmiş Shannon tanımını kullanırlar ve sinyalin düzgün aralıklarla Nyquist örnekleme oranında veya üstünde örneklenmesi gerçekleştirilir. Ancak, sıkıştırılmış algılama(SA) teorisi eğer alınan sinyal bilinen bir tabanda seyrek ise geleneksel yöntemlerin kullandığından çok daha az örnek ya da ölçümle sinyal ve görüntülerin geri oluşturulabileceğini göstermektedir[13], [14].

SA teorisi temelde, sinyal ile ilgili olarak seyreklik kabulüne dayanmaktadır. Sürekli zamanlı bir sinyal, çoğu zaman sistem tarafından sağlanan toplam bant genişliğine göre çok az bir alan kaplar yahut ayrık zamanlı bir sinyal sonlu uzunluğu ile karşılaştırıldığında çok düşük seviyelerde serbestlik derecesine sahiptir. Bu noktalar sinyallerin seyrek olarak ifade edilebileceğini gösterir. Daha açık şekilde, doğadaki sinyallerin çoğu seyrek yahut sıkıştırılabilir yapıdadır. Örnek olarak görüntüler *jpeg* şeklinde ayrık kosinüs dönüşümü alanında sıkıştırılabilir olarak tutulabilirken, ses vb. sinyaller de Fourier alanında sıkıştırılabilirler. Matematiksel olarak  $N \times N$  boyutlu uygun bir  $\Psi$  uzayı taban olarak seçildiğinde ölçüm sinyali,

$$\mathbf{v} = \Psi \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

ifadesi ile matris-vektör çarpımı şeklinde modellenabilir. Burada  $\mathbf{x}$ , ölçüm sinyalinin  $\Psi$  tabanındaki gösteriminde sahip olduğu katsayıları içeren  $N \times 1$  boyutlu bir vektördür. Eğer  $\mathbf{v}$  sinyali  $\Psi$  tabanında  $K$  seyrek ise o zaman  $\mathbf{x}$  vektörünün  $K$  tane

sıfırdan farklı değeri vardır. Bu durumda  $x$  vektörüne  $\Psi$  tabanında  $K$  –seyrek denir. Ayrıca,  $n$  ifadesi ise ölçüm üzerine çeşitli sebeplerden eklenen gürültüyü temsil etmektedir.

Gerçek hayattaki uygulamalarda, algılayıcı sayısındaki kısıtlar, ölçüm alma maliyetinin zaman vb. açılardan oluşan maliyeti veya bazı durumlarda fiziksel bazı nedenlerden dolayı ölçüm alamama durumu da olduğundan Nyquist oranında  $N$  örnek yerine sadece  $M \ll N$  tane doğrusal ölçümün elde edilebildiği durumlar oldukça yaygındır. Yine manyetik rezonans görüntüleme(MRG) gibi sistemlerde algılama süreci yavaş olduğu için daha az sayıda ölçüm ile benzer başarımlar göstermek bu tür sistemler için de büyük önem arz etmektedir. Bu şartlar altındaki durumlar,  $M$  örnekli ölçümle başarılı geri oluşturmaların ya da  $N$  örneğin içerdiği bilgiyi olabildiğince az kayıpla tutacak bir algılayıcı ölçüm yapısının tasarımının mümkün olup olmadığı sorularına cevap bulmaya yönlendirmiştir. Ayrıca, klasik örnekleme yapılarında ilk olarak tüm sinyal Nyquist oranında örnekleyerek veri depolama veya iletim açısından sinyalin sıkıştırılabilir bir alana geçirilmesi ve bu alanda bilgi içeren en büyük katsayıların tutulması şeklinde bir işlem gerçekleştirilirken, SA sinyalin bilgi içeren bu kısımlarını daha az sayıdaki doğrusal ölçümler kullanarak elde etmektedir. Bu yapıyla da aslında hem sinyalin algılanmasını hem de sıkıştırma basamaklarını beraber içerdiğinden dolayı sıkıştırılmış algılama olarak adlandırılmaktadır.

Seyreklik dışında SA yapısının başarımı ilintisiz ya da oldukça düşük ilintili bir algılama yapısı oluşturulmasına bağlıdır. Burada,  $\Psi$  taban matrisi ile arasında düşük ilinti bulunan,  $M \times N$  boyutlu  $\Phi$  algılama matrisi tanımlansın. Denklem 3.1’de tanımlanan sinyali doğrudan gözlemleme yerine, algılama matrisi aracılığıyla,

$$y = \Phi \Psi x + n = Ax + n \quad (3.2)$$

ölçüm sinyali elde edilir. Sözlük olarak tanımlı  $M \times N$  boyutlu  $A = \Phi \Psi$  matrisi, algılama matrisi  $\Phi$  ve taban matrisi  $\Psi$ ’nin birleşiminden oluşmaktadır. Bu ölçüm yapısı ile elde edilen ölçüm vektörü boyutunun  $M \ll N$  olduğuna dikkat edilmelidir. Denklem 3.1’de  $\Psi$  matrisi  $rank(\Psi) = N$  olan bir matris olmasından dolayı,  $\Psi$  matrisinin tersi kullanılarak  $x$  vektörü seyrek bir yapıda elde edilebilir iken, Denklem 3.2’de  $rank(A) = M$ ’e düşmesinden dolayı aynı işlem gerçekleştirilemez. Denklem 3.2 ile tanımlanan sistem  $M \ll N$  olduğu için eksik belirtilmiş bir sistemdir ve



normalde sonsuz çözümü vardır. Bu sistemi çözebilmek için SA tabanlı yöntemler seyreklik ek bilgisini kullanmaktadır.

Doğrusal ölçüm düzeninin uygulanma durumuna bağlı olarak  $\Phi$  matrisi Gauss yada Bernoulli rastgele dağılımlı katsayılarından oluşabilir yahut rastgele zamanlarda örneklenmeye karşılık gelecek şekilde  $M$  rastgele örneği seçen birim matris olarak seçilebilir. Her durumda, SA teorisi ile  $y$  ölçümünden  $x$  sinyalini geri oluşturabilmek için birleştirilmiş  $A$  matrisinin sınırlı eşölçüm özelliğinin(RIP)[45] sağlanması gerekmektedir. Bu özelliğin sağlanması ile, seyrek  $x$  vektörü,

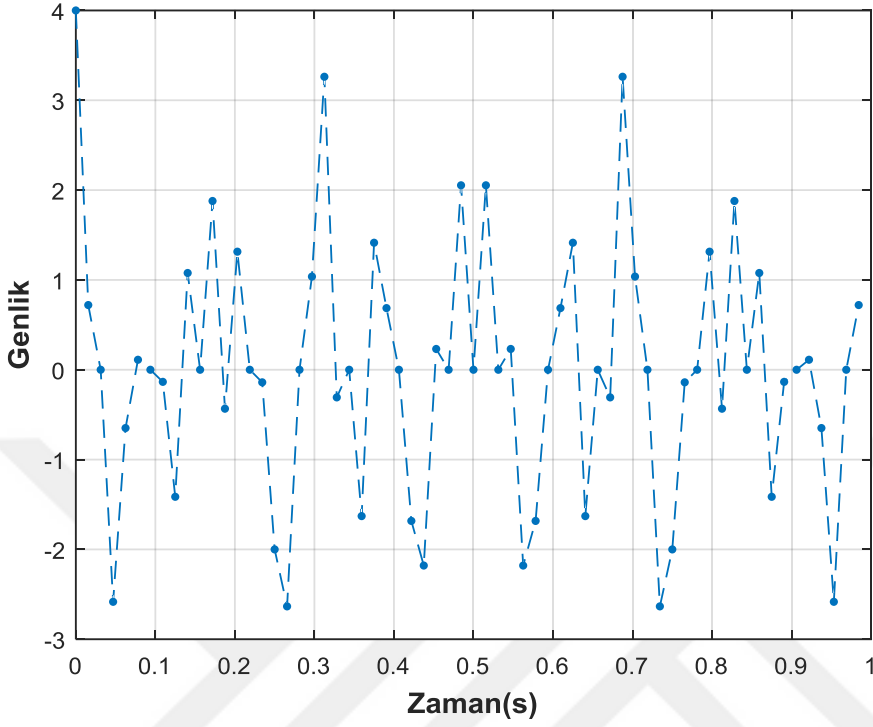
$$\min_x \|x\|_1, s. t. \|y - Ax\|_2 \leq \epsilon \quad (3.3)$$

şeklinde tanımlanan kısıtlı  $\ell_1$  minimizasyon probleminin çözülmesiyle kestirilebilir. Denklem 3.3'te tanımlanan problem doğrusal programlama ile çözülebileceği gibi, Düşey Eşleyen Takip(DET)[46] ve buna benzer olan [47]–[49] fırsatçı algoritmalar da seyrek oluşturmalar için sıklıkla kullanılmaktadır.

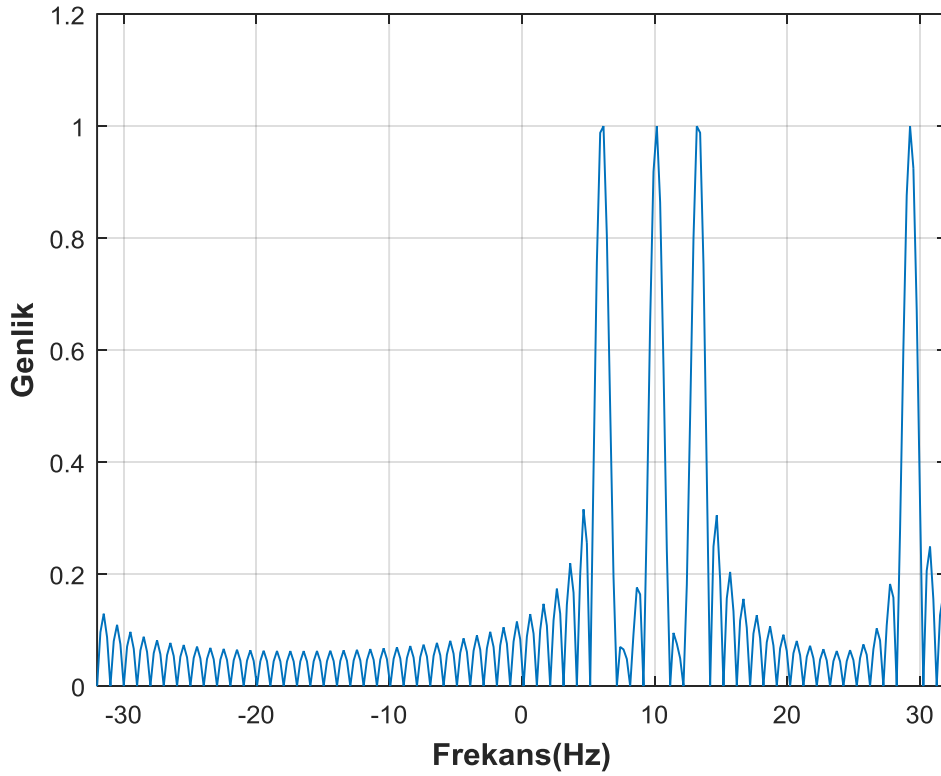
### 3.2. Sıkıştırılmış Algılama için Örnek Senaryo

Şekil 3.1'de örnek olarak seyreklik seviyesi  $K = 4$  farklı frekans içeren ve  $F_s = 64 \text{ Hz}$  ile örneklenmiş sinüsoidal sinyallerinin toplamı verilmiştir. Ölçülen sinyal,  $[0 \ 1]$  saniye aralığında örneklendiği için  $N_s = 64$  örnekten oluşmaktadır. Görüldüğü gibi, sinyal zaman alanında çoğu noktada sıfırdan farklıdır. Ek olarak, sinyalin ayrık Fourier dönüşümü(AFD) ile frekans analizi ise Şekil 3.2'de sunulmuştur. Analiz sonucunda, frekans uzayındaki çoğu noktada sıfır veya sıfıra yakın ve düşük genliklere sahipken, sinyali oluşturan frekanslarda diğer noktalara göre oldukça yüksek genlikle tepe yaptığı görülmüştür. Yine de dönüşüm kaynaklı oluşan tepe noktalarının çevresinde oluşan yan loblar nedeni ile sonuç seyrek olmayan bir yapıdadır. Yine aynı sonuçtan görüleceği gibi, oluşan tepe noktalarını frekans alanındaki eleman sayısına oranla oldukça azdır ancak sinyalin içerisindeki bilginin çoğunu kapsamaktadır. Bunların yanında, AFD tabanlı seyreklik tabanı olarak seçilip sadece  $M = 20$  rastgele zaman örneği kullanıldığında, elde edilen SA sonucu Şekil 3.3'te sunulmuştur. Tüm ölçümün sadece %31'lik kısmı kullanılmasına rağmen sinyali oluşturan frekanslar doğru noktalarda kestirilmiştir. Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'te elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında, benzer frekans noktalarında benzer genlikler ile tepe yaptıklarını görülmektedir. Ancak, AFD için tüm ölçüm kullanılmasına rağmen seyrek olmayan

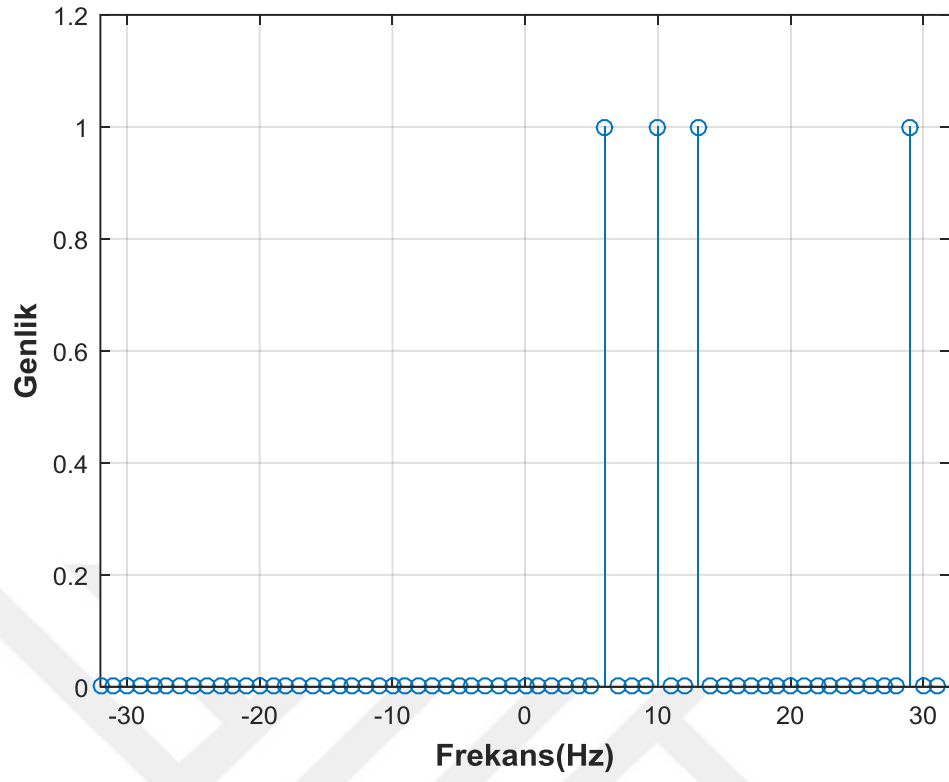
bir yapı elde edilirken, daha az ölçüm kullanan SA yöntemi seyrek bir sonuç sunmuştur.



Şekil 3.1 - Zaman alanında K=4 sinüsoidal sinyal içeren örnek



Şekil 3.2 - Zaman alanında Şekil 3.1'de gösterilen örnek sinyalin AFD sonucu



Şekil 3.3 -  $M=20$  örnek kullanılarak sıkıştırılmış algılama ile elde edilen frekans alanı sonucu

### 3.3. Dikey Eşleyen Takip Algoritması

Denklem 3.3'te verilen ölçüm sınırını sağlayan en seyrek çözümün elde edilmesi problemi için global eniyi çözümü elde edene kadar  $\mathbf{A}$  sözlüğünün olası tüm alt matrislerinin üzerinden bir arama gerekmektedir. Sıkıştırılmış bir gözlem vektörü  $\mathbf{v}$  verildiğinde, tüm olasılıkların denendiği çözüm yöntemi ilk olarak seyreklik seviyesini 1 olarak ele alır ve kalan hatanın verilen eşik değeri  $\epsilon'$ 'nin altında kalma durumunu kontrol eder. Yeterli seviyede düşük hataya erişilemezse, uygun çözüm için tüm olası 2 –seyrek gösterimler üzerinden arama yapılır. Kalan hatası yeteri kadar küçük olana kadar aynı işlemler aynı adımları takip ederek tüm olası  $K$ -seyrek gösterimlere kadar tekrarlanır.

Öte yandan Dikey Eşleyen Takip(DET) global eniyi çözüm yerine yarı optimal bir çözüm sunarak bölgesel olarak optimal kararlar serisi oluşturmaktadır. DET yöntemi en iyi 1 –seyrek gösterimini bularak işleme başlar. Ancak takip eden adımda, tüm olası 2 –seyrek gösterimlere göz atmanın yerine, önceki adımda elde ettiği seçilen vektörü tutarak, ikinci optimal vektör için arama yapar. Devamında, daha önceden seçilmiş 2 gösterim vektörünü tutarak üçüncü optimal vektör için arama yapar. Aynı fikirle devam edildiğinde, DET yöntemi her adımda yerel olarak optimal bir destek vektörü eklemektedir. Bu yöntem global olarak eniyi sonucu garanti etmese de, hesaplama karmaşıklığı  $\ell_1$  minimizasyonu gerektiren alternatiflere göre düşüktür. Daha açık şekilde,  $\ell_1$  minimizasyonu hesaplama karmaşıklığı  $O(N^3)$  iken DET algoritmasının  $K$  –seyrek bir sinyal için hesaplama karmaşıklığı  $O(KNM)$  seviyesindedir.

$\mathbb{R}^d$  uzayında rastgele bir  $K$  –seyrek  $\mathbf{x}$  sinyali ele alınsın. Satırları ölçüm vektörlerini oluşturan  $\mathbf{A}$  sözlüğü kullanılarak ölçüm sinyali  $\mathbf{y} = \mathbf{Ax}$  ifadesiyle gösterilebilir. Burada,  $\mathbf{x}$  sinyali sadece  $K$  noktada sıfırdan farklılık göstermesinden dolayı, ölçüm vektörü olan  $\mathbf{y} = \mathbf{Ax}$  ifadesi  $\mathbf{A}$  matrisinin  $K$  adet sütununun doğrusal birleşmesidir. Seyreklik yaklaşımı ifadesiyle,  $\mathbf{y}$  ölçümünün  $\mathbf{A}$  sözlüğü üzerinde  $K$ -terimli gösterimi mevcuttur. Bu sebepten, seyrek yaklaşımlı algoritmalar seyrek sinyalleri geri oluşturabilmek için kullanılabilir. Ancak  $\mathbf{A}$  sözlüğünün hangi sütunlarının  $\mathbf{y}$  ölçümüne katıldığı karar verilmesi gerekmektedir. DET algoritmasının temelinde ise yinelemeli bir biçimde sütunların seçilmesi hedeflenmektedir. DET güncel dik kalan sinyalinin en çok ilintili olduğu  $\mathbf{A}$  matrisinin sütununu seçen yinelemeli fırsatçı bir

algoritmadır. Seçilen sütun daha sonra,  $\mathbf{S}_k$  şeklinde tanımlanan seçilmiş sütunlar kümesine eklenir. Algoritma, gözlemlenen  $\mathbf{y}$  sinyalinin daha önceden seçilmiş sütunları kapsayan doğrusal altküme üzerine izdüşümü hesaplanarak kalan sinyali günceller ve yeni iterasyona geçer. Bu işlem sonrasında her iterasyon sonundaki kalan sinyali destek kümesindeki tüm sütunlara ortogondur. Bu sebeple kalan sinyali dik kalan sinyali olarak adlandırılır ve  $k$ . iterasyon sonundaki dik kalan sinyali  $\mathbf{y}_{\perp,k}$  ile temsil edilir. Ayrıca, ortogonallik durumu sözlüğün seçilen bir sütunun ikinci defa seçilmesini önler ve böylece seçilmiş sütunlar kümesi her adımda geliştirilir.

Algoritmada hangi sütunların ölçüm sinyali oluşturduğunu tespit etmek için başlangıç değeri olarak dik kalan sinyali ölçüm sinyaline eşitlenir. Ardından  $\mathbf{y}_{\perp,k}$  ile  $\mathbf{A}$  matrisinin en kuvvetli ilintiye sahip olduğu sütun seçilir ve destek kümesinin ilk elemanı olarak kaydedilir. Sonrasında destek kümesi ve ölçüm sinyali kullanılarak en küçük kareler işlemi uygulanarak katsayı hesaplanır. Son adımda ise seçilmiş destek seti ve katsayı kullanılarak,  $\mathbf{y}$  sinyaline olan katkısı çıkarılarak  $\mathbf{y}_{\perp,k}$  dik kalan sinyali sonraki iterasyon için güncellenir. Bu işlemler  $\mathbf{y}_{\perp,k}$  dikey kalan sinyali enerjisinin önceden ayarlanmış eşik seviyesinin altında kalana kadar devam eder. İşlem sonlandığında yeterli sinyal-gürültü oranı altında  $\mathbf{K}$  adım sonunda doğru sütunlar seti belirlenmiş olacaktır.

DET algoritmasında ilk dik kalan sinyali  $\mathbf{y}_{\perp,0}$  için ölçüm sinyali ilk değer olarak atanır.  $k = 1$  için iterasyon başlatılır ve dikey izdüşüm ile en fazla ilinti noktası bulunur. Bu tarz fırsatçı takiplerin  $k$ .iterasyonu güncel çözüm kümesi  $\mathbf{S}_{k-1}$  ve kalan  $\mathbf{y}_{\perp,k-1}$  ile başlamaktadır. DET yönteminin esas adımı

$$\mathbf{j}^* = \arg \max_{1 \leq j \leq N} |\mathbf{a}_j^H \mathbf{y}_{\perp,k-1}| \quad (3.4)$$

işlemi ile bir çözüm olacak en uygun taban vektörünü bulmaktır. Burada  $\mathbf{a}_j$ ,  $\mathbf{A}$  matrisinin  $j$ . sütununu temsil etmektedir. Denklem 3.4'te tanımlanan problem güncel kalan  $\mathbf{y}_{\perp,k-1}$  ile en yüksek normalize edilmiş iç çarpıma sahip vektörü bulmak için sözlük üzerinde yapılan basit bir aramadır. Arama adımı sonrasında,  $\mathbf{j}^*$  ifadesi  $\mathbf{A}$ 'nın

en yüksek korelasyona sahip olduğu sütunu işaret etsin. Çözüm kümesini  $\mathbf{S}_k = [\mathbf{S}_{k-1} \mathbf{a}_{j^*}]$  olarak güncelledikten sonra takip eden adım,

$$\min_x \|\mathbf{y} - \mathbf{S}_k \mathbf{x}\|_2 \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlı eniyileme problemine çözüm olacak yeni kalanı hesaplamaktır. Yeni kalanı hesaplama işlemi ise,

$$\mathbf{y}_{\perp,k} = \mathbf{y} - \mathbf{S}_k \mathbf{S}_k^\dagger \mathbf{y} \quad (3.6)$$

Olarak ifade edilen basit bir en düşük kareler probleminin yeni kalanı hesaplanır. Burada  $\mathbf{S}_k^\dagger$  ifadesi  $\mathbf{S}_k$ 'nin sahte-tersini temsil etmektedir. Eğer  $\mathbf{y}_{\perp,k}$  kalanının enerjisi önceden tanımlanan eşik değerinin altına düşmediyse, DET algoritması sonraki iterasyona  $\mathbf{S}_k$  ve  $\mathbf{y}_{\perp,k}$  ifadeleri ile başlar ve aynı adımları tekrarlar. DET algoritmasının adımları sahte-kod olarak Tablo 1'de detaylandırılmıştır.

Tablo 1 - Dikey Eşleyen Takip(DET) algoritmasının adımları

<u>Girdiler:</u> $(A, y, \epsilon)$
<u>İlk değer atamaları:</u>
$y_{\perp,0} = y, S_0 = \{\}, I_0 = \{\}, e = \ \mathbf{y}_{\perp,0}\ _2, k = 1$
$e < \epsilon$ şartı sağlanana kadar ilerle.
$j^* = \arg \max_{i \leq j \leq N}  a(\theta_j)^H y_{\perp,k-1} $
$I_k = I_{k-1} \cup \{j^*\}$
$S_k = S_{k-1} \cup \{a_{j^*}\}$
$\alpha = S_k^\dagger y$
$y_{\perp,k} = y - S_k \alpha$
$e = \ \mathbf{y}_{\perp,k}\ _2$
$k = k + 1$
<u>Çıktılar:</u> $(\alpha, S_k, I_k)$

## 4. SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TABANLI STREÇ İŞLEME

### 4.1. Sıkıştırılmış Algılamanın Streç İşlemeye Uygulaması

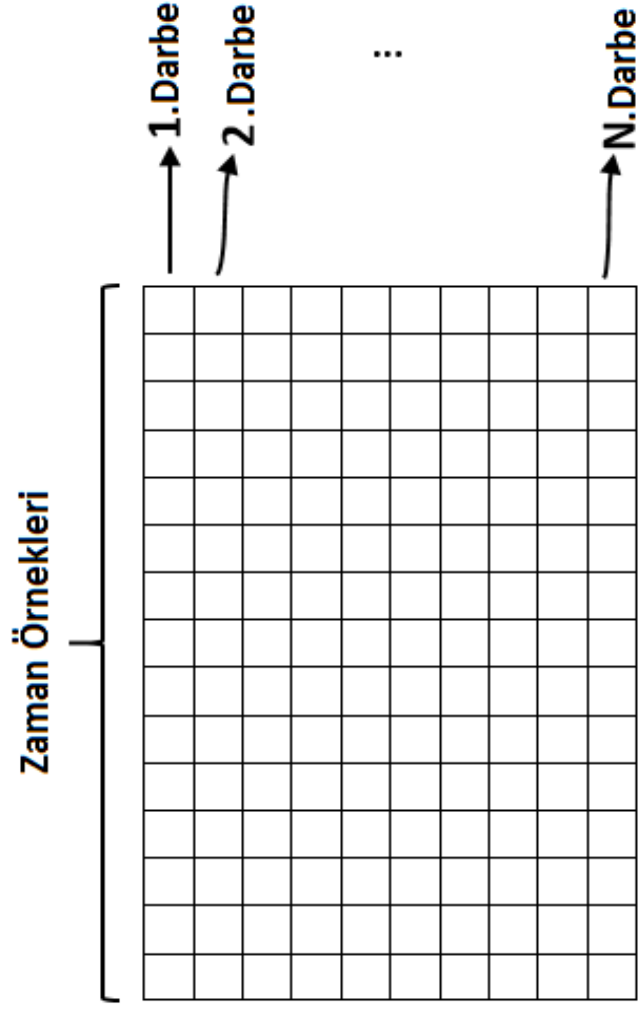
Gözlemlenen pencere aralığında genellikle az sayıda yansıtıcı yer alır. Bu sebeple veri toplama oranını önemli ölçüde azaltma imkanı sağlayan SA tabanlı tekniklerin uygulanması oldukça faydalıdır. SA'nın Sİ'ye klasik uygulanması menzil ve hız parametrelerinin bulunduğu sürekli frekans uzaylarının ayrıklaştırılmasını gerektirmektedir. Böylece seyrekleştirme tabanı, her sütunu ızgara üzerindeki parametrelere sahip olan bir hedef için toplanması beklenen veri modeline karşılık geldiği noktalarda oluşturulur. Burada 2-boyutlu frekans analizi yapıldığı için seyrekleştirme tabanı olarak Nyquist oranında örnekleme sağlanırsa 2-boyutlu AFD tabanı kullanılması uygundur. Ancak bu model seyreklik varsayımının geçerli olabilmesi için doğası gereği,  $\theta_i = (f_{R_i}, f_{D_i})$  her bir menzil-Doppler frekans ikilisini temsil eden ızgara noktası olarak tanımlanırsa, ayrık hedef frekanslarının tam olarak  $\theta_i$  AFD noktasına denk geldiğini varsaymaktadır. Eğer hedefler tam olarak ızgaranın üzerinde ise  $\mathbf{v}$  gürültülü ölçümleri  $\mathbf{x}$  seyrek sahnesinden Denklem 3.1'deki gibi yazılabilir. Modeldeki  $\Psi$  seyreklik tabanı matrisi oluşturulurken, ayrıklaştırma sonrasında her bir  $\theta_i = (f_{R_i}, f_{D_i})$  ızgara noktasında,

$$\mathbf{a}(\theta_i) = e^{-j2\pi f_{R_i} t_h} \otimes e^{j2\pi f_{D_i} t_y}$$

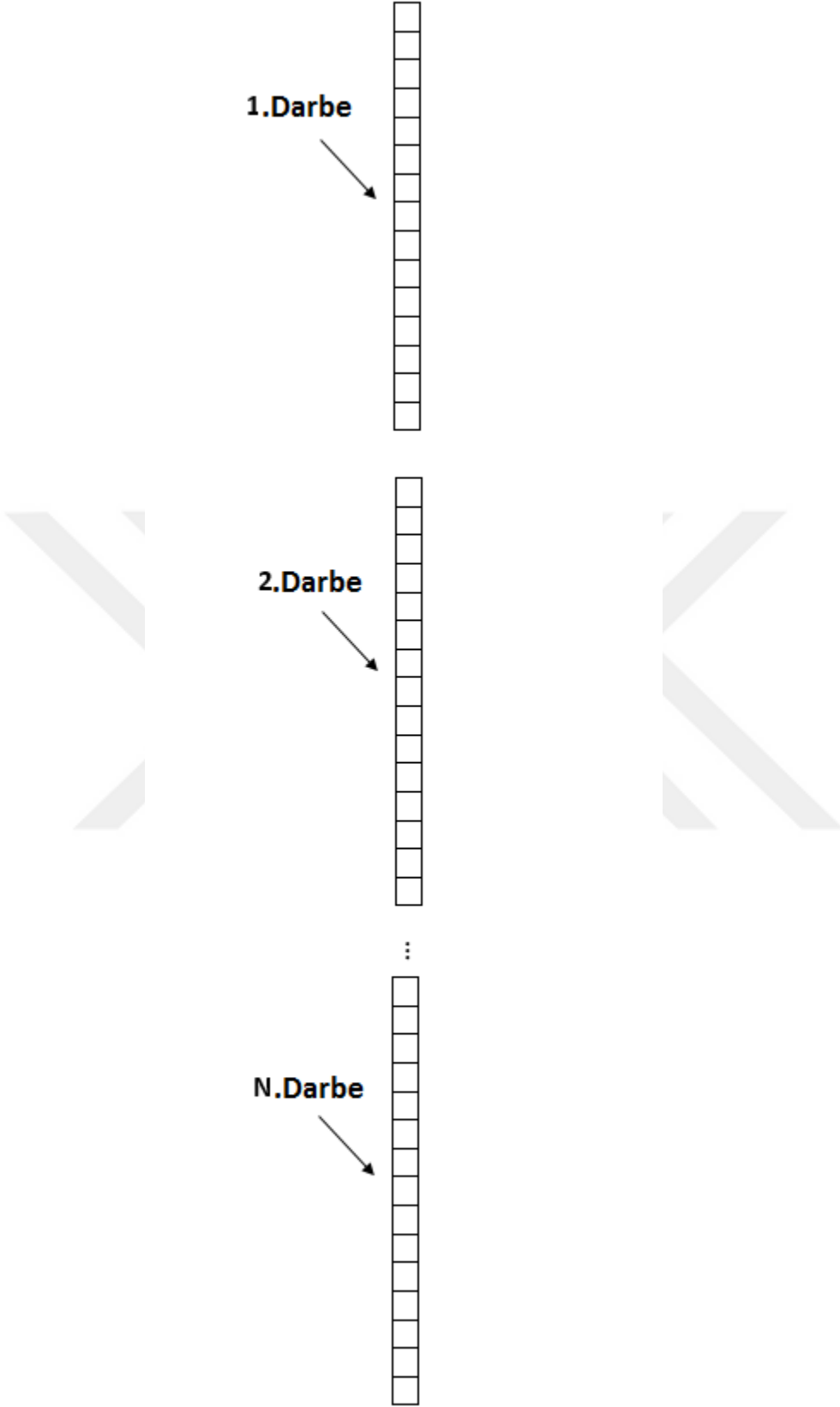
şeklinde tanımlı 2 boyutlu AFD ifadesi kullanılarak Şekil 4.1'te verilen yapı elde edilir. Bu işlem, ızgaralara ayrılan uzayın tüm  $\theta_i$  noktaları için tekrarlanır. Şekil 4.1'te sunulan yapının 2 boyutlu bir matris olduğu görülmektedir. Her  $\theta_i$  için yapılan ölçümlerin seyreklik tabanı matrisinde tutulması gerekmektedir. Bu nedenle her bir matris Şekil 4.2'te gösterildiği şekilde her bir darbe için yapılan ve veri matrisinde yanyana eklenen ölçümler alt alta eklenerek sütun vektörü yapısına çevrilir ve seyreklik taban matrisi  $\Psi$  oluşturulur. Burada  $N_z$  ve  $N_d$  ifadeleri sırasıyla zaman örnek ve darbe sayılarını,  $N_m$  ve  $N_D$  ise menzil ve Dopplerin frekans ızgara noktalarının sayılarını temsil edecek olursa, seyreklik tabanının boyutu  $N_z N_d \times N_m N_D$  olacaktır.

Hedef sahneleri çoğu zaman seyrek yapıda olması nedeniyle ölçüm sinyali Denklem 3.2'deki yapı, uygun bir algılama matrisi seçilerek kullanılabilir ve SA teorisi ile hedeflenen örnek sayısının azaltılması işlemi gerçekleştirilmiş olur. Sahnedeki  $K$  yansıtıcı noktanın parametre değerleri ızgara üzerinde olduğunda  $K$ -seyrek bir  $x$  vektörü,  $M \geq O(K \log(N))$  ifadesiyle belirlenen limite kadar başarılı ve seyrek şekilde elde edilebilir. Burada ise algılama matrisi  $\Phi$ 'nin boyutunun  $M \times N_z N_d$  olacağı görülmektedir. İşlem sonrasında oluşan sözlük yapısı kullanılarak ayrıklaştırılan ızgara noktaları üzerinden hedefler tespit edilebilir. Ancak ızgara noktaları her ne kadar düzgün aralıkla ayrıklaştırılsa da, hedef menzil ve Doppler değerleri sürekli parametre uzayından ızgara noktasından farklı olarak herhangi bir değeri alabilirler. Dolayısıyla  $v$  ölçümü SA'nın faydalarını azaltan seyreklik tabanı  $\Psi$ 'de  $K$ -seyrek yapıda gösterilemez hale gelir. Bu problem SA teorisinde ızgara dışılık problemi olarak bilinmektedir. Bu probleme çözüm olarak ızgara noktalarının sıklaştırılmasıdır. Ancak ızgara noktaları birbirine yaklaştıkça sözlükte karşılık geldikleri sütun vektörleri arasındaki ilintiyi de artırır ve belirsizliklere yol açar.





Şekil 4.1 - Toplanan verinin matris gösterimi



Şekil 4.2 - Toplanan verinin vektörleştirilmesi

## 4.2. Izgara Dışılık problemi ve PUDET Algoritması

Klasik SA tabanlı geri oluşturma teknikleri seyreklik tabanında tanımlanmış ızgaraların tam üzerinde olduğunu varsayar. Bu varsayım altında, SA teorisinin seyreklik gereksinimi sağlanır ve SA teknikleri oldukça tatmin edici sonuçlar sağlamaktadır. Fakat ızgaralar her ne kadar düzgün oluşturulsa da, gerçek hayatta hedefler belirli bir ızgara alanında bir miktar kaymış şekilde, yani ızgaranın dışında, bakılan pencere aralığında herhangi bir menzilde ve hızla hareket ediyor olabilir. SA'ya bağlı geri oluşturmalar, hedeflerin ızgara dışında olması gibi model uyumsuzluklarından oldukça etkilenmektedir. Bu durum SA'da ızgara dışı problem olarak bilinmektedir ve verilen tabandaki seyreklik varsayımı ızgara dışı hedefler için geçerli değildir. Bu durumda geri oluşturma performansı klasik yöntemlerde oldukça kötüleşmektedir. Parametrize edilmiş sahnelerde seyrek tabanlı ve ızgara dışındaki bir menzilde yine ızgara dışındaki bir hızla hareket eden hedefin parametrize edilmiş 2 boyutlu uzayda gürbüz şekilde kestiriminin yapılabilmesi için, Sİ yapısının üzerine Parametre Uyarlamalı Dikey Eşleyen Takip(PUDET)[32] algoritmasının uyarlanması ve uygulanması önerilmiştir. Önerilen teknik her iterasyona DET[46] gibi bilinen fırsatçı seyrek geri oluşturma tekniklerinden biri aracılığıyla elde edilebilen ızgara üzerindeki sözlük vektörlerinin seçilmiş seti ile başlayan özyinelemeli bir algoritmadır. Dolayısıyla ölçüm sinyali;

$$v = v_{\perp} + \sum_{i=1}^k \alpha_i a(\theta_i) \quad (4.1)$$

şeklinde gösterilebilir. Burada  $v_{\perp}$ ,  $v$  ölçümün AFD taban matrisinden seçilen  $k$  tane  $a(\theta_k)$  destek vektörünün arasından dikey kalanını temsil eder. Buradaki fikir, dikey kalan normunu minimum yapacak şekilde Denklem 4.1'deki  $\theta_i$  parametrelerini uyarlamayı hedeflemektedir. Dolayısıyla sunulan PPOMP tekniğinin amacı;

$$\begin{aligned} \arg \min_{\alpha_k, \delta f_{R_k}, \delta f_{D_k}} \left\| v - \sum_{i=1}^k \alpha_i a(f_{R_i} + \delta f_{R_i}, f_{D_i} + \delta f_{D_i}) \right\| \quad (4.2) \\ \text{s. t. } |\delta f_{R_i}| < \frac{\Delta f_R}{2}, |\delta f_{D_i}| < \frac{\Delta f_D}{2} \end{aligned}$$

Tablo 2 - Parametre Uyarlamalı Dikey Eşleyen Takip(PUDET) algoritması

<u>Girdiler:</u> $(A, y, \epsilon)$
<u>İlk değer atamaları:</u>
$y_{\perp,0} = y, S_0 = \{\}, e = \ y_{\perp,0}\ _2, k = 1$
$e < \epsilon$ şartı sağlanana kadar ilerle.
$j^* = \arg \max_{i \leq j \leq N}  a(\theta_j)^H y_{\perp,k-1} $
$T_k = T_{k-1} \cup \{\theta_{j^*}\}$
$(\alpha, [\delta\theta_1, \dots, \delta\theta_k]) = PUT(y, T_k)$
$y_{\perp,k} = y - \sum_{i=1}^k \alpha_i a(\theta_i + \delta\theta_i)$
$e = \ y_{\perp,k}\ _2$
$k = k + 1$
<u>Çıktılar:</u> $(\alpha, S_k, [\delta\theta_1, \dots, \delta\theta_k])$

şeklinde tanımlanan minimizasyon problemini çözmektir. Burada  $\delta f_{R_k}$  ve  $\delta f_{D_k}$  sırasıyla  $i$ .hedefin karşılık geldiği ızgara noktasından menzil ve Doppler sapma miktarıdır. Bu yöntemin bağımsız şekilde herhangi fırsatçı algoritma üzerine uygulanabildiği için tercihen DET algoritmasının içerisine parametre uyarlama tekniği(PUT) ilave edilmiştir. İlave işleminden sonra genel hatlarıyla önerilen DET tabanlı algoritma Denklem 4.2’de verilen problemi çözen parametre uyarlama ilave adımları ile sahte-kod olarak Tablo 2’deki gibi özetlenmiştir.

Denklem 4.2’de tanımlanan dışbükey olmayan eniyileme problemi için ideal bir çözücü elde etmek pek de kolay değildir. Bu sebeple Denklem 4.2’in maliyet fonksiyonuna gradyan azaltmalı optimizasyon yönteminin kullanılması önerilmiştir[32]. Seçilen sözlük atomlarının parametreleri ızgara aralıklarında kalan normunu azaltacak yönlere özyinelemeli şekilde uyarlanması Denklem 4.2 için

çözüm olarak sunulmuştur. Bunu yapmak için, her güncellenen parametre noktasında vektörün doğrusallaştırılması işlemi uygulanır. Başlangıç ifade katsayı vektörü  $\alpha_1$  olarak bilinen ve

$$\alpha_1 = \mathit{arg} \min_{\alpha} \left\| v - \sum_{i=1}^k \alpha_i a(\theta_{i,1}) \right\|_2 \quad (4.3)$$

şeklinde tanımlı ifadeyi elde etmek için  $k$  hedefin karşılık geldiği ızgara merkezlerinden başlanır. Devamında, parametre yakınsayana kadar  $\ell$  iterasyon gerçekleştirilir ve her bir adımdan sonra,  $i$ .hedefin parametresi

$$\theta_{i,l+1} = \theta_{i,l} + \delta\theta_{i,l}$$

şeklinde güncellenir. Burada,  $\ell$  uyarlama indeksini  $i$  ise hedef indeksini temsil etmektedir.  $\ell$  adımın tamamlanmasının ardından uyarlamalar,

$$[\delta\theta_{1,\ell}, \dots, \delta\theta_{k,\ell}] = \mathit{arg} \min_{\substack{\delta f_{R_i}: |\delta f_{R_i}| \leq \Delta f_R/2 \\ \delta f_{D_i}: |\delta f_{D_i}| \leq \Delta f_D/2}} \left\| v - \sum_{i=1}^k \alpha_{i,l} a(f_{R_{i,\ell}} + \delta f_{R_i}, f_{D_{i,\ell}} + \delta f_{D_i}) \right\|_2 \quad (4.4)$$

ifadesi ile bulunabilir. Bunun yanında katsayılar vektörü ise, Denklem 4.3'e benzer şekilde  $\ell$  adım sonunda,

$$\alpha_{\ell} = \mathit{arg} \min_{\alpha} \left\| v - \sum_{i=1}^k \alpha_i a(\theta_{i,\ell}) \right\|_2 \quad (4.5)$$

ifadesi ile hesaplanabilir. Denklem 4.5'teki ifade standart en küçük kareler formülasyonu olarak bilinmektedir. Fakat Denklem 4.4'te tanımlanan problem, bir kısıtlı doğrusal olmayan eniyileme problemidir ve çoğu radar sistem ve uygulamaları için uygulanabilir değildir. Denklem 4.4'ün maliyet fonksiyonunu doğrudan kullanılmasının yerine doğrusallaştırılması önerilmiştir[32]. Problemin  $\theta_{i,\ell} = (f_{R_{i,\ell}}, f_{D_{i,\ell}})$  noktası etrafında doğrusallaştırılması, problemin karmaşıklığını önemli derecede düşürmektedir. Bu amaç doğrultusunda,

$$a(f_{R_{i,\ell}} + \delta f_{R_i}, f_{D_{i,\ell}} + \delta f_{D_i}) \approx a(f_{R_{i,\ell}}, f_{D_{i,\ell}}) + \frac{\partial a}{\partial f_{R_{i,\ell}}} \delta f_{R_i} + \frac{\partial a}{\partial f_{D_{i,\ell}}} \delta f_{D_i} \quad (4.6)$$

şeklinde tanımlanan birinci dereceden Taylor seri açılımı kullanılarak doğrusallaştırma işlemi tamamlanır. Bu yaklaşımda tüm seri açılımının kullanılmamasından kaynaklı gerçek değerler ile hesaplanan değerler arasında farklar oluşacaktır ancak bu fark ihmal edilebilir seviyelerdedir. Böylece Denklem 4.4 ifadesi Denklem 4.6’da verilen açılım kullanılarak,

$$[\delta\theta_{1,\ell}, \dots, \delta\theta_{k,\ell}] = \underset{\mathbf{u}}{\arg \min} \|\mathbf{r}_\ell - \mathbf{B}_\ell \mathbf{u}\|_2 \quad (4.7)$$

halinde basitleştirilerek tekrardan yazılabilir. Burada  $\mathbf{r}_\ell$  Denklem 4.5’te tanımlanmış en küçük karelerden dikey kalanı ifade etmektedir ve

$$\mathbf{r}_\ell = \mathbf{v} - \sum_{i=1}^k \alpha_{i,\ell} \mathbf{a}(\theta_{i,\ell})$$

formülü ile her adımda tekrardan hesaplanır. İlave olarak  $\mathbf{B}_\ell$   $M \times 2k$  boyutlu kompleks sayılardan oluşan bir matristir ve doğrusallaştırma noktasındaki ağırlıklandırılmış parçalı türev değerlerini tutmaktadır ve matematiksel olarak,

$$\mathbf{B}_\ell = \left[ \Delta_{F_R} \alpha_{1,\ell} \frac{\partial a}{\partial f_{R_{1,\ell}}}, \dots, \Delta_{F_R} \alpha_{k,\ell} \frac{\partial a}{\partial f_{R_{k,\ell}}}, \Delta_{F_D} \alpha_{1,\ell} \frac{\partial a}{\partial f_{D_{1,\ell}}}, \dots, \Delta_{F_D} \alpha_{k,\ell} \frac{\partial a}{\partial f_{D_{k,\ell}}} \right] \quad (4.8)$$

şeklinde tanımlıdır. Doğrusallaştırma noktaları  $\theta_{i,\ell}$  her adımda güncellendikçe,  $\mathbf{B}_\ell$  matrisinin de buna bağlı olarak değişeceği görülmektedir. Dolayısıyla yapılacak yeni doğrusallaştırma işlemi güncellenen parametre noktasında yapılacaktır.

Denklem 4.7’deki problemi doğrudan çözmek yerine parametre uyarlamalarını bulmak için gradyan azaltma tipi algoritmanın uyarlanması probleme rahatlatma sağlamaktadır. Bunu yapmak için, normu azaltacak uyarlama yönü negatif gradyan yönü hesaplanarak bulunur. Böylece parametreler, sonraki iterasyonda kullanılabilirlik adına yakınsama tamamlanana kadar güncellenecektir. Denklem 4.7’de tanımlı problemin maliyet fonksiyonu  $\mathbf{C}(\mathbf{u})$  olarak tanımlanırsa, doğrusallaştırma noktası olarak seçilen  $\mathbf{u} = \mathbf{0}$ ’da negatif gradyan değeri,

$$-\nabla \mathbf{u} \mathbf{C}(\mathbf{u}) |_{\mathbf{u}=\mathbf{0}} = 2\mathbf{B}_\ell^H \mathbf{r}_\ell \quad (4.9)$$

şeklinde hesaplanacaktır. Ayrıca, parametreler gerçek değerler almaktadırlar. Dolayısıyla uyarlamaların da gerçek değerli olacağı açıktır. Bu sebepten, karmaşık değerli çözümlerden kaçınmak adına,

$$\mathbf{Re}\{-\nabla \mathbf{u}C(\mathbf{u})|_{\mathbf{u}=0}\} = \mathbf{Re}\{2\mathbf{B}_\ell^H \mathbf{r}_\ell\} \quad (4.10)$$

tanımlaması ile uyarlamalar gerçek değerli sayılar olmaya zorlanır. Sonuç olarak, Denklem 4.9 ve 4.10'da verilen önemli değişiklikler kullanılarak, Denklem 4.1'de tanımlanan ana probleme alternatif çözüm olarak,

$$\boldsymbol{\alpha}_\ell = [\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{1,\ell}), \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{2,\ell}), \dots, \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{k,\ell})]^\dagger \mathbf{v} \quad (4.11)$$

$$\boldsymbol{\theta}_{i,\ell+1} = \boldsymbol{\theta}_{i,\ell} + \mu_{i,\ell} \mathbf{Re}\{\mathbf{B}_\ell^H \mathbf{r}_\ell\} \quad (4.12)$$

ifadeleri kullanılabilir. Burada,  $\mu_{i,\ell}$  uyarlama adım boyutunu temsil etmektedir. Önerilen algoritmada parametrelerin uyarlama miktarları, güncellenen noktaları ızgara aralığında tutacak şekilde kontrol edilmektedir. Bu adaptasyon Denklem 4.1'deki probleme çözüm için sahte-kod olarak Tablo 3 içerisinde özetlenmiş algoritmaya benzer şekilde gradyan azaltma tipindeki düzenlemeler vasıtasıyla kolayca uygulanabilir.

Önerilen yöntem için uyarlama, adım boyutuna bağlı olarak gradyan azaltma tipi güncellemeler aracılığıyla kolayca uygulanır. Adım boyutu, gerçek hedefe yaklaşım hızını etkilediğinden, her yineleme sırasında güncellenmesinin daha başarılı sonuçlar çıkarmaktadır. Önerilen teknikte, gradyan yönü kalan normunu azaltmayı hedefler. Bu da klasik DET algoritmasına ilaveten bir matris-vektör çarpım işlem yükü getirir. Buna karşın, kısıtlı doğrusal olmayan eniyileme probleminin rahatlamasını sağlamaktadır. Gradyan yönü;

$$\frac{\partial \mathbf{a}}{\partial f_R} = -j2\pi t_{\text{hızlı}} \circ \mathbf{a}(t)$$

$$\frac{\partial \mathbf{a}}{\partial f_D} = j2\pi t_{\text{yavaş}} \circ \mathbf{a}(t)$$

işlemleri ile bulunur. Görüldüğü üzere, parçalı türev işlemleri sadece 2 vektörün eleman çarpılması işlemi gerektirir ve karmaşıklık seviyesinin artmasına neden olmaz.

Tablo 3 - Önerilen Parametre Uyarlama Tekniği(PUT) adımları

---

Girdiler:  $(y, \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k\})$

---

İlk değer atamaları:

$$l = 0, 1 \leq i \leq k \text{ için } \theta_{i,0} = \theta_i \text{ ve } \mu$$


---

Durma kriteri sağlanıncaya kadar,

$$A_\ell = [a(\theta_{1,\ell}) \ a(\theta_{2,\ell}) \ \dots \ a(\theta_{k,\ell})]$$

$$\alpha_\ell = A_\ell^\dagger y$$

$$r_\ell = y - A_\ell \alpha_\ell$$

$$B_\ell = \left[ \Delta f_R \alpha_{1,\ell} \frac{\partial a}{\partial f_{R_{1,\ell}}}, \dots, \Delta f_R \alpha_{k,\ell} \frac{\partial a}{\partial f_{R_{k,\ell}}}, \right. \\ \left. \Delta f_D \alpha_{1,\ell} \frac{\partial a}{\partial f_{D_{1,\ell}}}, \dots, \Delta f_D \alpha_{k,\ell} \frac{\partial a}{\partial f_{D_{k,\ell}}} \right],$$

$$g_\ell = \text{Re}\{B_\ell^H r_\ell\}$$

$$\forall i, 1 \leq i \leq k,$$

$$f_{R_{i,\ell+1}} = f_{R_{i,\ell}} + \Delta f_R \mu_{i,\ell} g_{i,\ell}$$

$$f_{D_{i,\ell+1}} = f_{D_{i,\ell}} + \Delta f_D \mu_{i+k,\ell} g_{i+k,\ell}$$

Yeni  $\theta_{i,\ell+1}$  ızgara içinde mi? kontrol et.

$$\delta \theta_i = \theta_{i,\ell+1} - \theta_{i,0}$$

$$\ell = \ell + 1$$


---

Çıktılar:  $(\alpha_\ell, \{\delta f_1, \delta f_2, \dots, \delta f_k\})$

---



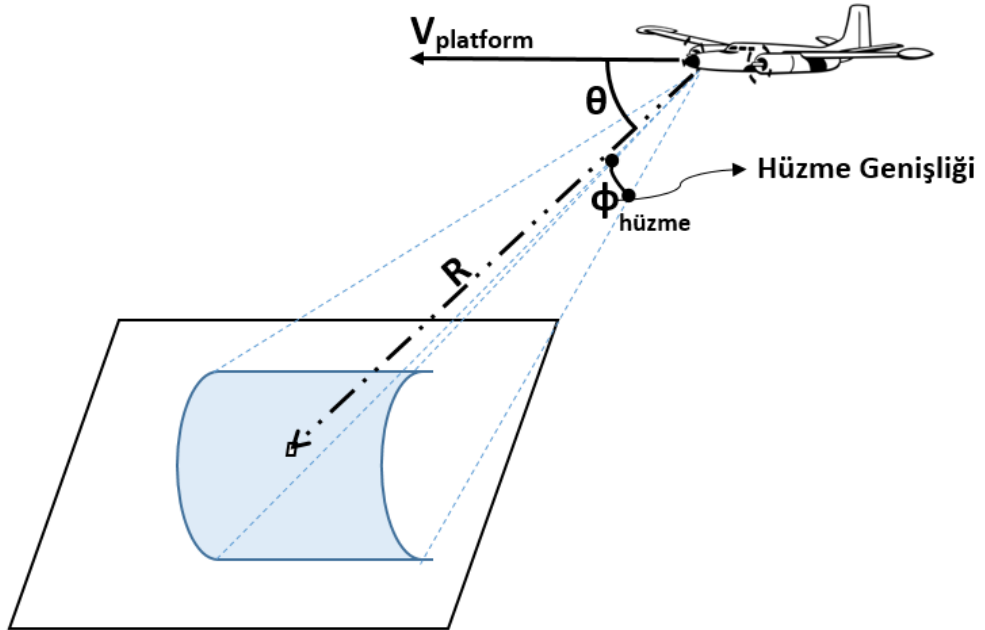
## 5. SİMÜLASYON ORTAMI VE SONUÇLAR

### 5.1. Simülasyon Ortamı

Bu bölümde, önerilen tekniğin diğer klasik SA yöntemleri ve standart Sİ'ye göre performans analizi yapılacaktır. Farklı koşullar için çok sayıda farklı simülasyon ortamı oluşturularak gürbüzlükleri karşılaştırılacaktır. Tüm simülasyonlar için Şekil 5.1'de örnek olarak sunulan uçuş sahnesi hazırlanmıştır. Bu sahnede, gözlemlenen sahneye doğru  $v_p$  hızı ile havada hareket halinde olan platform,  $\phi_h$  hüzme genişliği ve belirli bir menzil penceresini kapsayan alanı aydınlatmaktadır.  $R$  menziline,  $\phi_h$  hüzme genişliği ile,

$$A = R \times \phi_h$$

formülü ile hesaplanabilen yay şeklindeki bir bölge aydınlatılır. Burada hüzme genişliğinin radyan cinsinden olması gerekmektedir. Verilen formülden ilgili menzil büyüdükçe aydınlatılan bölgenin de beraberinde artacağı görülmektedir. Ayrıca,



Şekil 5.1 - Uçuş sahnesi

platformun sahip olduğu sistemin sağladığı menzil ve açı çözünürlüğüne bağlı olarak aydınlatılan bölge hücrelere ayrılır. Burada yapılan simülasyonlarda aydınlatılan bölge  $\Delta R$  menzil aralıkları ile menzil ekseninde hücrelere bölünmesinin yanında açısal ekseninde de  $\Delta \phi_h$  ile ifade edilen bir çözünürlükle düzgün aralıklı hücrelere ayrıştırılmıştır. Ancak faz dizilimli sensör yapılarının kullanılmasından yansımaların yön tespiti yapılmamış ve  $R$  menzili hücre yayının içerisinde kalan tüm yansıma sinyalleri toplanarak tek bir ölçüm olarak ele alınmıştır.

Gerçek hayat uygulamalarında aydınlatılan alan ağaçlık, göl, çöl vb. gibi çeşitli bitki örtüsüne, dağ, ova vb. gibi yeryüzü şekillerine sahip bölgelerdir. Yine bu alanlarda, çok sayıda hayvan ve böcek türü yaşayabilir yahut insanlar, araçlar, binaların bulunduğu bir bölge olabilir. Bu farklı çevresel ve insan kaynaklı etkenler sisteme geri dönen sinyalleri oldukça etkilemektedir ve sinyalin üzerine eklenerek sinyalin homojen yapısını bozmaktadır. Radar uygulamalarında doğal çevreden istenmeyen yansımalar olan bu bozucu etkiler kargaşa sinyali olarak bilinmektedir ve çoğunlukla radarın aydınlattığı alan boyunca rastgele dağılımlı olarak yansımaktadır. Radar sistemlerinde yansıma noktalarının tespit edilebilme olasılığı, sinyal-kargaşa oranıyla doğrudan bağlantılıdır. Tek bir menzil hücresinden yansıyan kargaşalar hedeften yansıyan sinyalin gücüne oranla oldukça zayıftır, lakin bütün hücreler için toplandığında daha güçlü hale gelerek sinyal-kargaşa oranını yükselterek hedef olmayan noktalarda uyarı vererek yanlış alarmlara veya hedeflerin bulunduğu noktalarda tespit edilemeyerek kaçırılmasına neden olabilir. Tüm bu sebeplerden, oluşturulan senaryonun daha gerçekçi olması için bir kargaşa sinyal modeli oluşturulmuştur. Aydınlatılan sahnede hedef olmadığı durumda  $N_d$  darbenin yeryüzünden  $N_h$  adet hücreden yansımalarının toplamı,

$$r_k(t) = \sum_{n=1}^{N_d} \sum_{i=1}^{N_h} \omega_i s(t - \tau_i) e^{j2\pi \gamma_i t} \quad (5.1)$$

ile ifade edilebilir. Burada  $i$ . hücrenin sahip olduğu ağırlığı  $\omega_i$ , hücrenin merkezi ile platformun arasındaki menzilin zaman gecikmesi  $\tau_i$  ve hem platformun hem de

hedeflerin hareketlerinden oluşan bağıl hızdan kaynaklanan Doppler kayması ise  $\gamma_i$  ile temsil edilmektedir. İlk olarak, modelde verilen Doppler frekansı,

$$\gamma_i = \frac{2f_c v_p \cos\theta_i}{c}$$

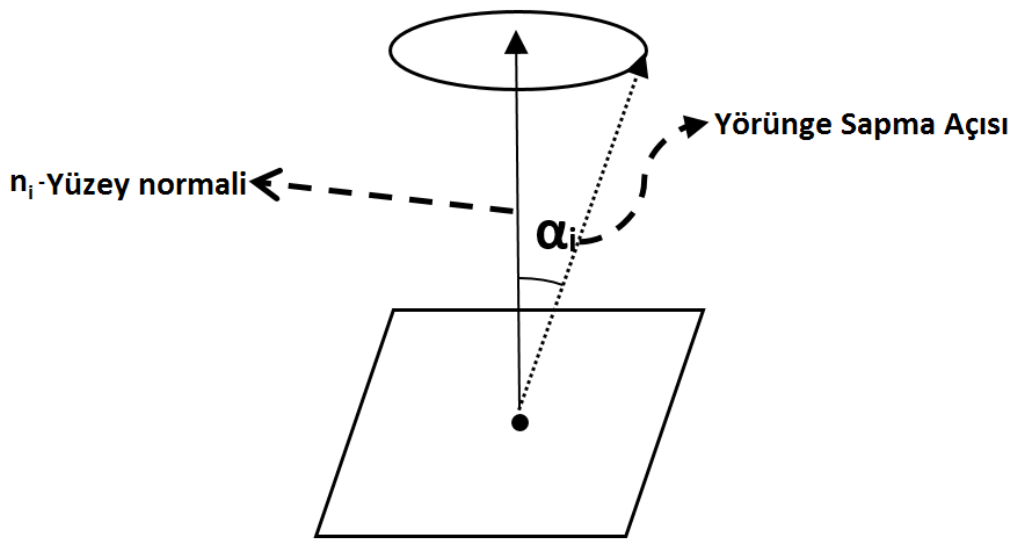
ifadesi ile hesaplanabilir. Burada  $f_c$  sistemin taşıyıcı frekansını,  $v_p$  platformun hızını temsil etmektedir. Ayrıca, 3 boyutlu uzayda hareket eden platformun pozisyon değiştirme vektörü  $\hat{\mathbf{d}}_p$  ve platformun pozisyonunda  $i$ . hücrenin merkezine uzanan vektörü  $\hat{\mathbf{d}}_{p_i}$  ile gösterilirse, bu iki vektörün arasındaki açı  $\theta_i$  olarak tanımlanır ve,

$$\cos\theta_i = \hat{\mathbf{d}}_p^T \hat{\mathbf{d}}_{p_i}$$

vektör çarpımı ile ilgili açının kosinüs değeri hesaplanabilir. İkinci olarak, her bir hücrenin yansıma katsayısı olarak tanımlanan  $\omega_i$  ifadesi,

$$\omega_i = \frac{\sigma_i (\hat{\mathbf{n}}_i \hat{\mathbf{d}}_{p_i}) e^{j\psi_i}}{R_i^2} \quad (5.2)$$

şeklinde tanımlıdır. Burada ise  $\sigma_i$  gözlemlenen hücrenin radar kesit alanını,  $\hat{\mathbf{n}}_i$  hücrenin yüzey normalini,  $\psi$  rastgele bir faz değerini ve  $R_i$  ise Şekil 5.1’de de gösterildiği gibi, platform ile ilgili hücrenin merkezi arasındaki menzili göstermektedir. İncelenen hücrenin uzakta olması, ilgili hücrenin ağırlığını oldukça



Şekil 5.2 - Yüzey normalinin yörüngesinin kaydırılması

azaltacağı Denklem 5.2'den açıkça görülmektedir. İlave olarak, gözlemlenen hücrenin radar kesit alanı parametresi, o hücrenin karakteristik özelliklerine bağlı olarak belirlenmektedir. Bunların yanında,  $i$ . yüzeyin diğer hücre yüzeyleri ile ilintisini en aza indirmek amacıyla yüzeyin normalini rastgele seçilen bir  $\alpha_i$  açı kadar yörüngesi kaydırılmıştır. Böylece oluşturulan kargaşa sinyali modeliyle istenen karakteristik özellikli sinyaller üretilerek, hedefin yansıma noktalarında alıcıya ulaşan sinyalin üzerine bozucu etki olarak eklenir.

Denklem 5.1 modeli ile oluşturulan senaryolarla yapılan tüm simülasyonlarda aydınlatılan alanın yüzey karakteristiği aynı olduğu ve radar kesit alanının  $-10$  dB olduğu varsayılmıştır. Ayrıca, yüzeylerin birbiri ile olan ilintisini azaltmak adına yüzey normaleri en fazla  $25^\circ$  olacak şekilde rastgele seçilen açılar ile saptırılmıştır. Radarın hüzmeye genişliği  $3^\circ$  olarak seçilmiştir. Bunların dışında, hareket halindeki platformun hızı ve yerden yüksekliği sırasıyla  $20$  m/s ve  $500$  m olarak ayarlanmıştır.

## 5.2. Değerlendirme Metrik Tanımı

Karşılaştırılan yöntemlerin farklı koşullar altında performanslarının analizini yapabilmek için farklı metrikler kullanılmalıdır. Geri oluşturma performansı için iki vektör arasındaki ortalama kare hata (OKH) klasik bir metriktir. Ancak, her ne kadar ızgara üzerindeki hedefler için kullanılan bir metrik olsa da, OKH metriği ızgara dışındaki parametrelerden oluşan senaryolar için geçerli ve kullanışlı bir metrik değildir. Sebebi ise gerçek hedef sahnesi sadece  $K$  ızgara dışı parametreden oluşurken, geri oluşturulan sahneler için sonuçlar genel olarak ya DET algoritmasındaki gibi ızgara üzerindeki vektörlerden ya da PUDET algoritmasındaki gibi ızgara dışındaki parametrelerden oluşabilir. İki algoritmanın da farklı seviyelerde seyrekliğe sahip sonuçlar sunabilir. OKH ile hata hesaplayabilmek için vektör boyutlarının eşit olması gerekmektedir ve DET yahut PUDET algoritmaları gerçek sahnelerden farklı seyreklikte sonuçlar sunabilir. Bu sebeple, parametrik sahneler için uygun bir metrik seçilmesi önemlidir. Basit bir metrik kullanılarak gerçek ve geri oluşturulan sahne arasında bir uygun mesafe hesaplanması için, Earth Mover Mesafesi (EMM) [50] metriğinin kullanılması önerilmiştir. Temel olarak EMM metriği, minimum birinci

sahneden ikinci sahneye geçerken gerçekleşen kütle akışını baz almaktadır. Dolayısıyla EMM metriği,

$$EMM(x, \hat{x}) = \min \frac{1}{N} \sum_{(i,j)} \omega_{ij} |i - j| \text{ s. t.}$$

$$\sum_j \omega_{ij} = |x_i|, \forall i = 1, 2, \dots, N, \forall e$$

$$\sum_i \omega_{ij} = |\hat{x}_i|, \forall j = 1, 2, \dots, N$$

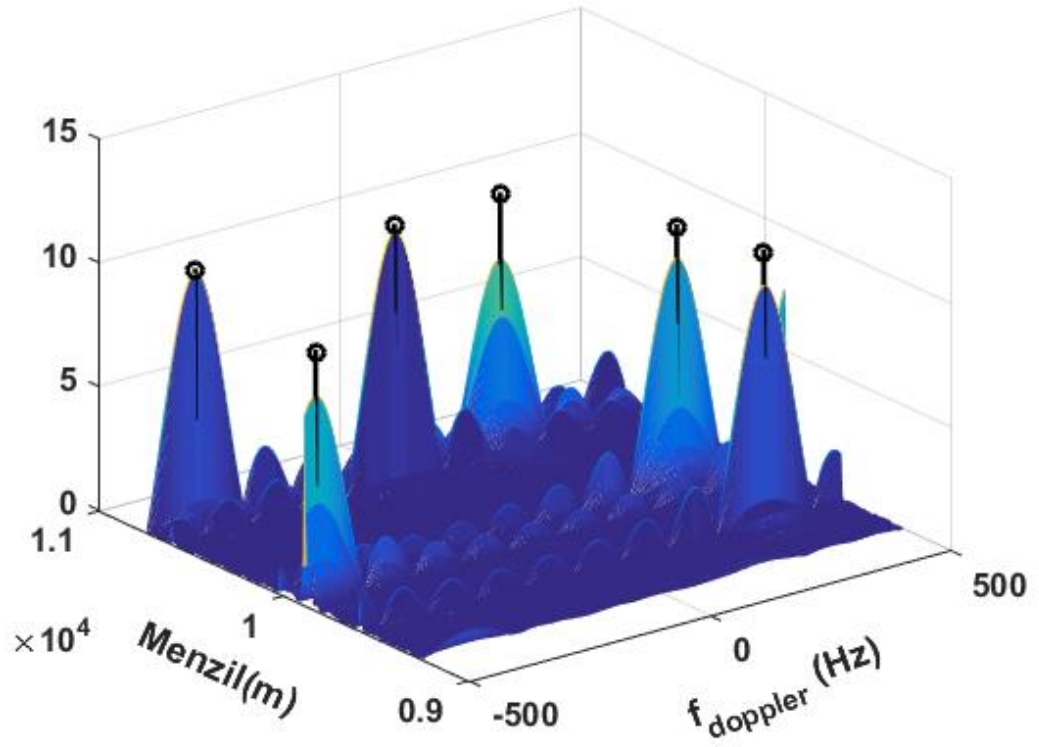
minimizasyon probleminin çözümü ile hesaplanır. Burada  $\omega_{ij}$  parametresi,  $i$  noktasından  $j$  noktasına taşınan girdinin ağırlığını temsil etmektedir. Bu metrik sayesinde daha sonra incelenecek ızgara dışı parametrelili hedefler için daha adil karşılaştırmalar yapılacaktır. İlâveten, tanımlanan metrik sayesinde gerçek ve geri oluşturulan parametrik sahnelerin eşit boyularda olması koşulu gereksinimi ortadan kalkmıştır ve farklı seyreklikteki sonuçların başarımlarını karşılaştırılmasına imkan sağlamıştır.

### 5.3. Sonuçlar

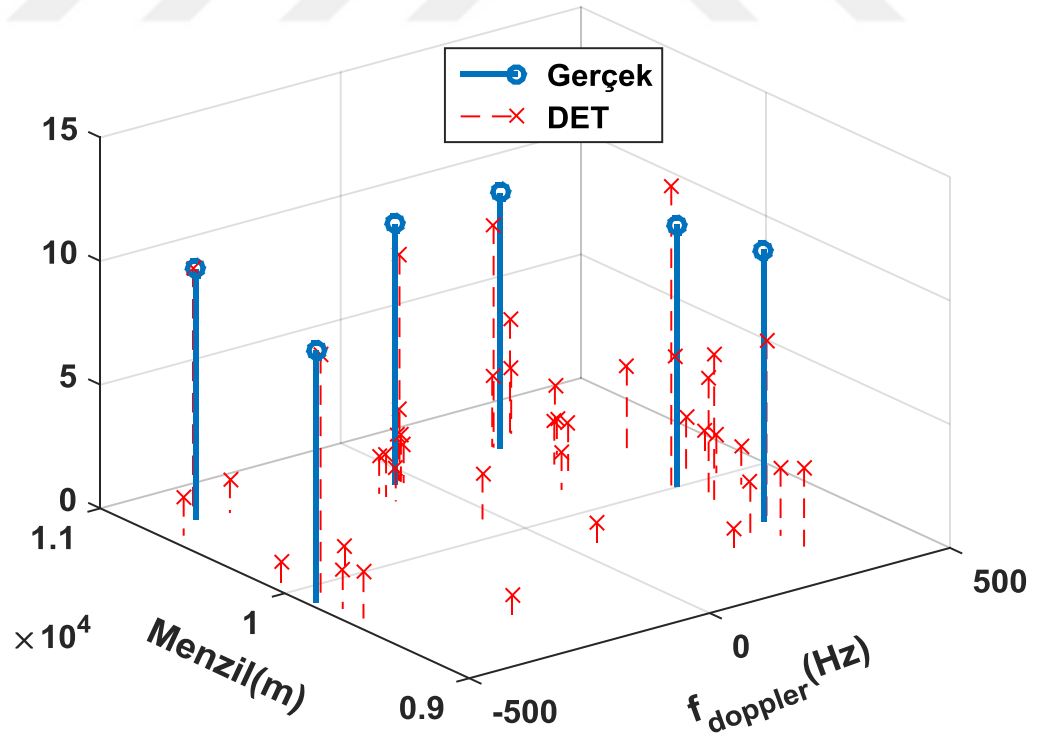
Bu bölümde menzilde veya doppler eksenlerinde gelişigüzel şekilde yerleştirilmiş hedeflerden oluşan durumlardaki Sİ için önerilen PUDET tekniğinin performans analizi yapılacaktır. Karşılaştırmalar için bir Sİ yapısı geliştirilmiştir. Geliştirilen bu yapıda, bant genişliği  $\beta = 20 \text{ MHz}$  ve darbe genişliği  $\tau_T = 100 \mu\text{s}$  olan doğrusal bir ötüş dalgası kullanılmıştır. Böylece tarama oranı  $\alpha = 0.2 \text{ MHz}/\mu\text{s}$  olarak hesaplanabilir. Standart Sİ için menzil çözünürlüğü frekans ekseninde  $\Delta_{f_R} = 50 \text{ kHz}$ 'e karşılık gelen  $\Delta R = 7.5 \text{ m}$  olacaktır. Menzil penceresinin merkezi  $R_0 = 10 \text{ km}$  olarak ayarlanmıştır. Merkez etrafındaki menzil pencere genişliği  $R_p = 1.5 \text{ km}$  ve böylece minimum ve maksimum menzil değerleri sırasıyla  $R_{min} = 9.25 \text{ km}$  ve  $R_{mak} = 10.75 \text{ km}$  olarak alınmıştır. Ayrıca merkez, minimum ve maksimum menzil değerlerinin zaman gecikmeleri sırasıyla  $\tau_0 = 66.67 \mu\text{s}$ ,  $\tau_{R_{min}} = 61.67 \mu\text{s}$  ve  $\tau_{R_{mak}} = 71.67 \mu\text{s}$  olarak hesaplanmıştır. İncelenen bu menzil penceresi  $\Delta R$  ile menzil ızgaralarına ayırıştırılmıştır.

İlaveten 1 ms darbe tekrarlama aralığı(DTA), dolayısıyla 1 kHz DTS, ile gönderilen  $N_d = 16$  tane darbe kullanılmıştır. Doppler uzayı ise  $[-DTS/2, DTS/2]$  aralığında düzgün aralıklı şekilde  $N_D = 32$  adet Doppler ızgarasına ayrıştırılmıştır. Eğer klasik Sİ kullanılırsa,  $\beta = 20$  MHz dalga biçiminin bant genişliğinde örnekleme yerine  $F_s = \Delta\tau_{Rara}\alpha = 2$  MHz seviyesindeki bir örnekleme frekansı gözlemlenen limitli menzil penceresindeki geri oluşturmalar için yeterli olacaktır. Bunun yanında, yapılan simülasyonlarda SA yapısı bu ölçümlerin yalnızca rastgele altkümelerini kullanacaktır.

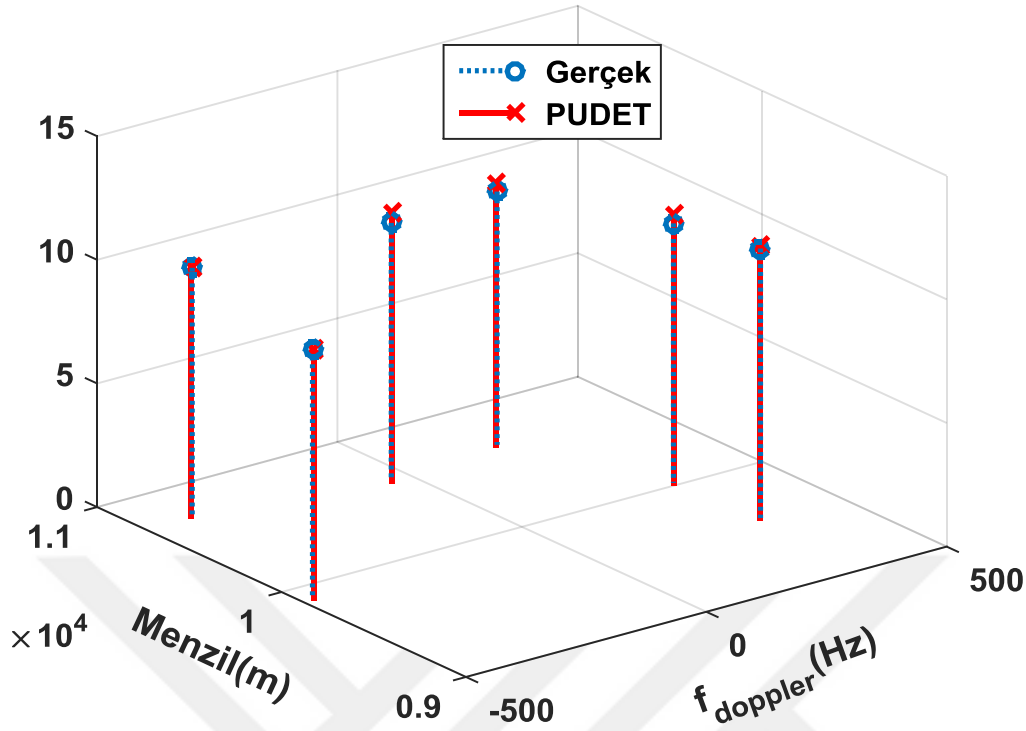
İlk olarak, tanımlanan parametreler eşliğinde  $K = 6$  noktasal yansıtıcıdan oluşan bir sahne ele alınmıştır. Bu sahne için,  $SNR = 20$  dB olacak şekilde bir beyaz Gauss gürültü eklenmiştir. Ayrıca,  $SCR = 15$  dB olacak şekilde bir yüzey kargaşa sinyali üretilerek ölçümlerin üzerine eklenmiştir. Klasik Sİ tüm gürültülü Nyquist örneklerine uygulandığında Şekil 5.3'de elde edilen sonuç elde edilmiştir. Doğru frekanslara yakın noktalarda tepeler gözlemlenmesine rağmen, özellikle de Doppler ekseninde görülen sinc bağlantılı yan loblar nedeniyle, geri oluşturulan sahne seyrek yapıda değildir. Yine aynı sonuçta hedeflerin ızgara dışında olmasından kaynaklı bazı hedeflerin genliklerinde kayıplar gözlemlenmiştir. Oluşturulan bu sahne için  $EMM = 13$  dB olarak hesaplanmıştır. Eğer ölçümlere rastgele şekilde altörnekleme yapılırsa 2 boyutlu AFD gerçekleştiren Sİ çözümleri büyük ölçüde kötüleşecektir. Buna ilave olarak, klasik DET ve önerilen yöntem için zaman örneklerinin sadece %10'luk kısmı kullanılmıştır ve DET ve PUDET algoritmaları için elde edilen geri oluşturma sonuçları ise sırasıyla Şekil 5.4'de ve Şekil 5.5 'te sunulmuştur. Karşılaştırmalar için gerçek parametreler geri oluşturma sahnelerinin üzerine yuvarlak olarak çizdirilmiştir. Her iki algoritma da aynı ölçümleri kullanmalarına ve aynı durdurma kriterinde sahip olmalarına rağmen, klasik DET algoritması seyrek olmayan yapıda sahneler üretirken hedef sahnenin seyreklik seviyesi ile ilgili hiçbir ön bilgiye sahip olmamasına rağmen PUDET algoritması beklenen doğru seyrek sahneyi sunmuştur. DET algoritması  $EMM = -6$  dB hatayla geri oluşturma sağlarken, PUDET tekniğiyle bu hata  $EMM = -21$  dB seviyesine kadar düşürülmüştür. İlaveten, klasik SA yöntemi sadece menzil-Doppler olarak ayrıştırılan ızgara merkezlerindeki değerler dönerken, önerilen PUDET yöntemi ızgara dışındaki parametre değerlerinde sonuçlar üretmiştir.



Şekil 5.3 - Sİ ile elde edilen sonuç



Şekil 5.4 - DET ile elde edilen sonuç



Şekil 5.5 - PUDET ile elde edilen sonuç

Devam eden simülasyonlarda, önerilen yöntemin ortalama performansı ve gürbüzlüğü klasik Sİ, standart DET ve  $\ell_1$  tekniklerinin geri oluşturmaları değişen seyreklik seviyeleri, sinyal-gürültü oranları, sinyal-kargaşa oranları ve ölçüm oranı seviyeleri için karşılaştırılmıştır. Her yapılan testte, birbirinden bağımsız 50 deneme gerçekleştirilmiştir ve parametreler rastgele seçilmiştir. Seyreklik tabanlı teknikler, kalan sinyalin enerjisi verilen bir eşik değerinin altında kaldığında çalışmayı sonlandırmıştır. Buradaki tüm simülasyonlarda gürültü ve kargaşa sinyal enerjilerinin toplamının altında kalması eşik değeri olarak belirlenmiştir.

İlk olarak önerilen yöntemin farklı seyreklik seviyeleri için başarımı klasik Sİ, standart DET ve  $\ell_1$  tekniklerinin geri oluşturma sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Simülasyonlar ölçümlerin %20'lik rastgele seçilen kısmı kullanılarak 20 dB sinyal-gürültü ve 15 dB sinyal-kargaşa oranları altında oluşturulan senaryolarda gerçekleştirilmiştir. Tüm teknikler için ortalama EMM değerleri dB cinsinden Şekil 5.6'daki gibi elde edilmiştir. Sonuçlardan önerilen yöntemin tüm seyreklik seviyeleri için karşılaştırılan tüm geri oluşturma yöntemlerine göre daha düşük seviyelerde EMM değerlerine ulaştığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, ızgara üzerindeki noktalarda geri oluşturma sağlayabilen klasik DET ve  $\ell_1$  tekniklerinin performansları birbirine oldukça yakın



seviyelerde olduğu görülmüştür. Yine, klasik Sİ'nin başarımı seyreklik seviyesinin değişmesinden etkilenmediği sunulan sonuçtan görülmektedir.

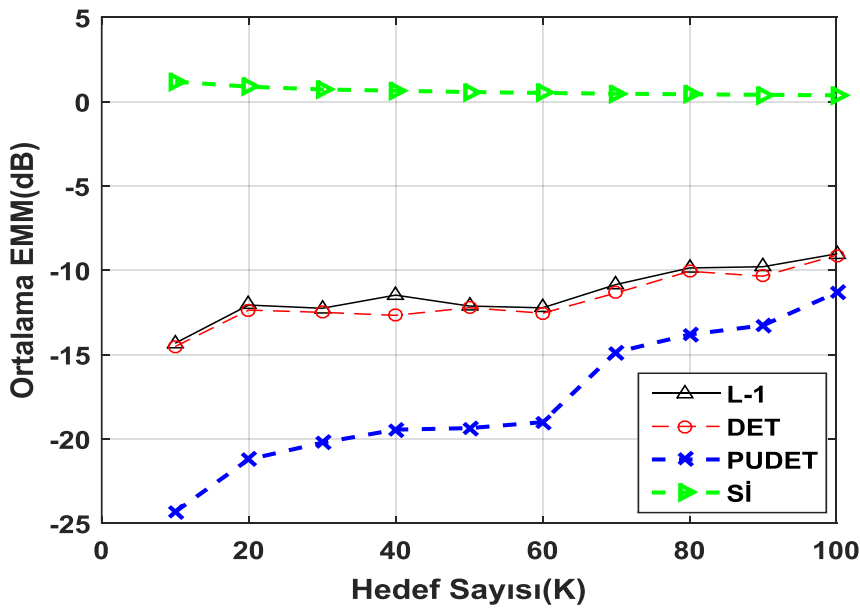
İkinci olarak ölçüm sayısının etkisi  $20\text{ dB}$  sinyal-gürültü ve  $15\text{ dB}$  sinyal-kargaşa oranı ile  $K = 30$  hedefli bir sahne için incelenmiştir. Elde edilen ortalama EMM değerleri Şekil 5.7'de gösterilmiştir. Klasik Sİ tüm ölçümlerin kullanılmasına kadar benzer başarımla geri oluşturduğu görülmüştür. Diğer taraftan, veri oranı  $M/N$   $0.1$ 'e kadar karşılaştırılan tüm SA tekniklerinin başarımı benzer davranış sergilerken veri oranı arttıkça önerilen yöntemin daha düşük EMM değerleri sağladığı gözlemlenmiştir. İlave olarak, klasik Sİ yöntemi  $-10\text{ dB}$  EMM değerine tüm Nyquist örnekleri sağladığında erişebilmişken herhangi bir SA yöntemi bu EMM değerine tüm ölçümlerin yalnızca %2'lik rastgele seçilmiş kısmı ile erişmektedir.

Sonrasında klasik Sİ ve SA teknikleri  $-10\text{ dB}$ 'den  $30\text{ dB}$ 'ye değişen sinyal-gürültü oranı seviyeleri için PUDET algoritması ile başarımları karşılaştırılmıştır.  $K = 40$  olarak seçilen sabit seyreklik seviyesinde  $15\text{ dB}$  sinyal-gürültü oranı altında gerçekleştirilen simülasyonlarda klasik Sİ yöntemi tüm ölçümleri kullanırken SA tabanlı teknikler bunun sadece %20'lik kısmını kullanmıştır. Karşılaştırılan tekniklerin ortalama EMM sonuçları Şekil 5.8'de verilmiştir. SA tabanlı tekniklerin  $0\text{ dB}$  altında benzer performans sergilerken, yüksek sinyal-gürültü oranları için önerilen tekniğin başarımının karşılaştırılan diğer tekniklere göre iyileştiği gözlemlenmiştir. Ayrıca DET ve  $\ell_1$  tekniklerinin sadece ızgara üzerinde parametreler bulmaya çalışmasından dolayı artan sinyal-gürültü oranıyla bu tekniklerin EMM değerlerinin azalmadığı görülmüştür. Öte yandan, önerilen teknik için EMM değeri sinyal-gürültü oranındaki artışın ızgara dışındaki parametrelerin daha iyi şekilde bulunmasına yardım ettiğini ifade eden artan sinyal-gürültü oranı ile gittikçe azalmıştır. İlaveten klasik Sİ tekniği tüm Nyquist örneklerini kullanmasına rağmen, tüm SA tabanlı teknikler Sİ'ye göre üstün bir başarıma sahip oldukları gözlemlenmiştir. Ek olarak sunulan tüm simülasyon sonuçlarında Sİ'nin seyrek olmayan sonuçlar sunması karşılaştırılan yöntemlere göre daha zayıf bir performans sergilemesine ve yüksek EMM değerleri almasına neden olmuştur.

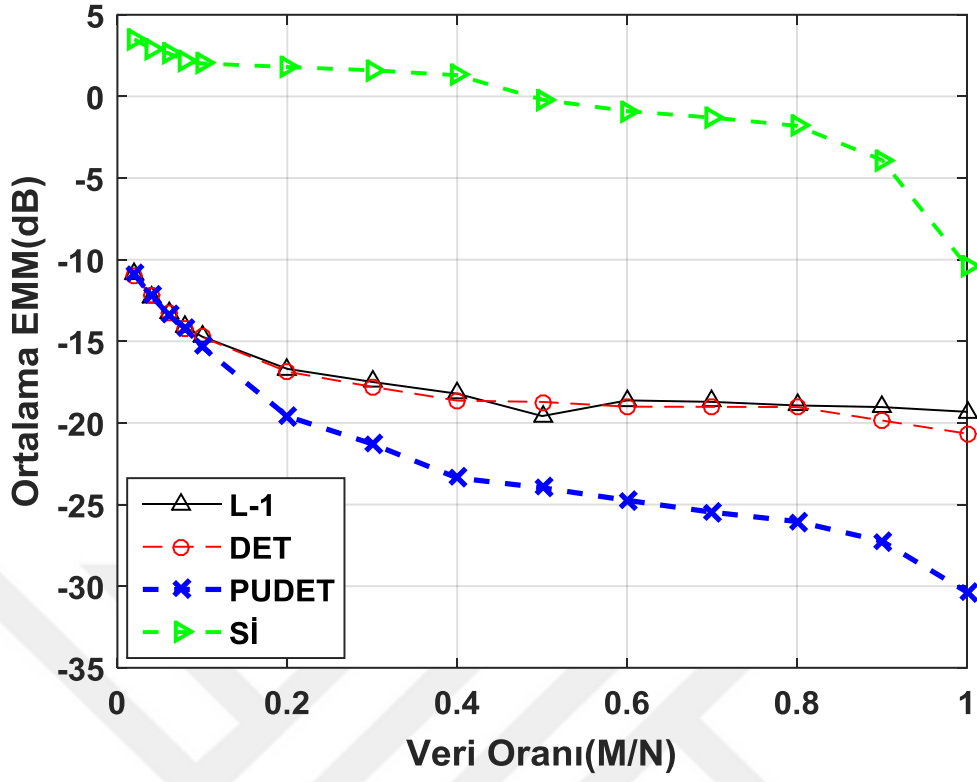
Genel olarak EMM metriği iki parametrik sahne arasındaki mesafeyi hesaplamada yeterli olsada, karşılaştırılan teknikler için parametre kestirim hatasının analizi de önemlidir. Bunu yapmak için, hedef sahneleri ızgara dışı parametreler ile oluşturulur ve gerçek ve geri oluşturulan sahneler arasında geçerli bir parametrik hata olması için

bilinen hedef seyrekliği seviyesinde algoritmalar durdurulur. Her ızgara dışındaki hedef için geri oluşturulan hedefe en yakın parametre alınmıştır ve hedeflerin parametreleri arasındaki OKH elde edilmiştir. Ölçümlerin sadece %2'lik kısmının kullanıldığı ve sadece  $K = 2$  hedeften oluşan sahneler için elde edilen ortalama parametre OKH sonuçları Şekil 5.9'da sunulmuştur. Sinyal-gürültü oranının  $5 \text{ dB}$ 'nin ve üzerine çıkmasından sonra PUDET algoritmasıyla daha düşük parametre hata seviyelerine ulaşılabildiği sonucu gözlemlenmiştir.

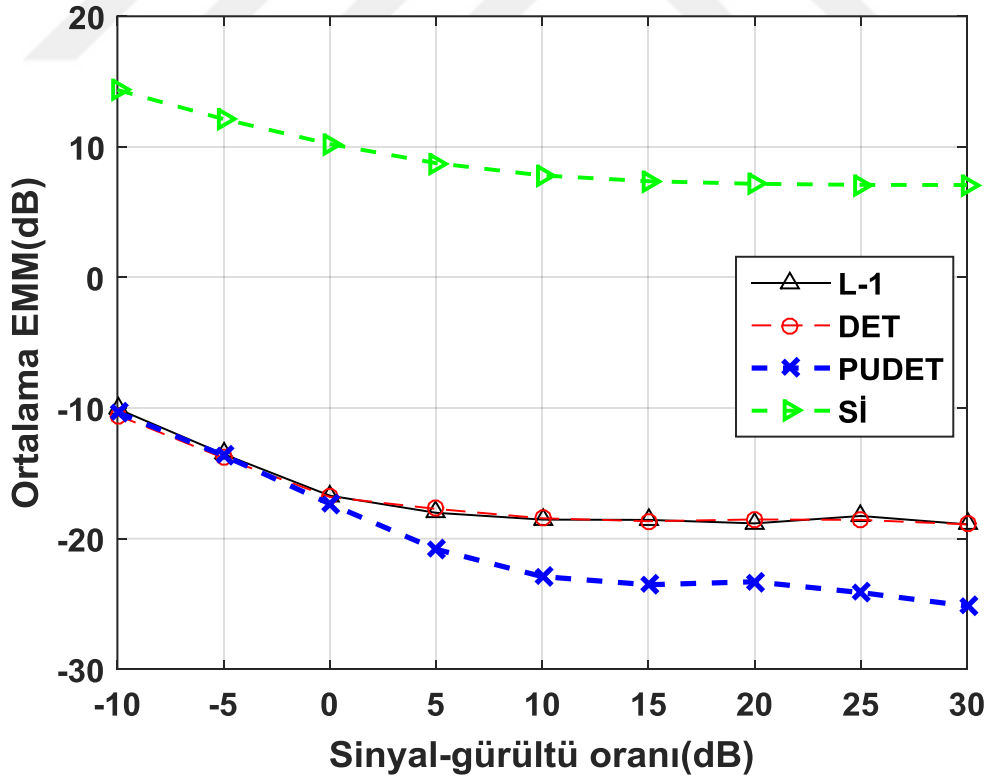
Son olarak, önerilen tekniğin yüksek çözünürlük kapasitesini analiz etmek için farklı bir simülasyon gerçekleştirilmiştir. Birbirine çok yakın iki hedefin tespit edilebilirliğini incelemek için diğer parametreler sabit kalarak sadece ötüş sinyalinin bant genişliği  $\beta = 500 \text{ MHz}$  olarak değiştirilmiştir. Bu bant genişliği de menzilde standart Sİ için  $\Delta R = 0.3 \text{ m}$  çözünürlük sağlar. Bu sahne, Sİ sistemi için klasik çözünürlüğün  $\Delta R$  olarak tanımlandığı noktada  $K = 2$  hedefin birbirlerine  $R_{1,2}$  uzaklıkta olacak şekilde değişik menzil noktalarına yerleştirilmesi ile gerçekleştirilmiştir. Birbirine çok yakın olarak yerleştirilmiş iki hedefin mesafesinin menzil çözünürlüğüne  $\left(\frac{R_{1,2}}{\Delta R}\right)$  farklı oranları için, karşılaştırılan DET ve PUDET teknikleri için ortalama parametre OKH hesaplanmıştır ve elde edilen sonuçlar Şekil 5.10'da sunulmuştur. Hedef ayırımının klasik menzil çözünürlüğü sınırının yarısını aşmasından sonra önerilen PUDET tekniğinin hedefleri DET tekniğine göre daha iyi ayırabildiği elde edilen sonuçtan açıkça görülmektedir.



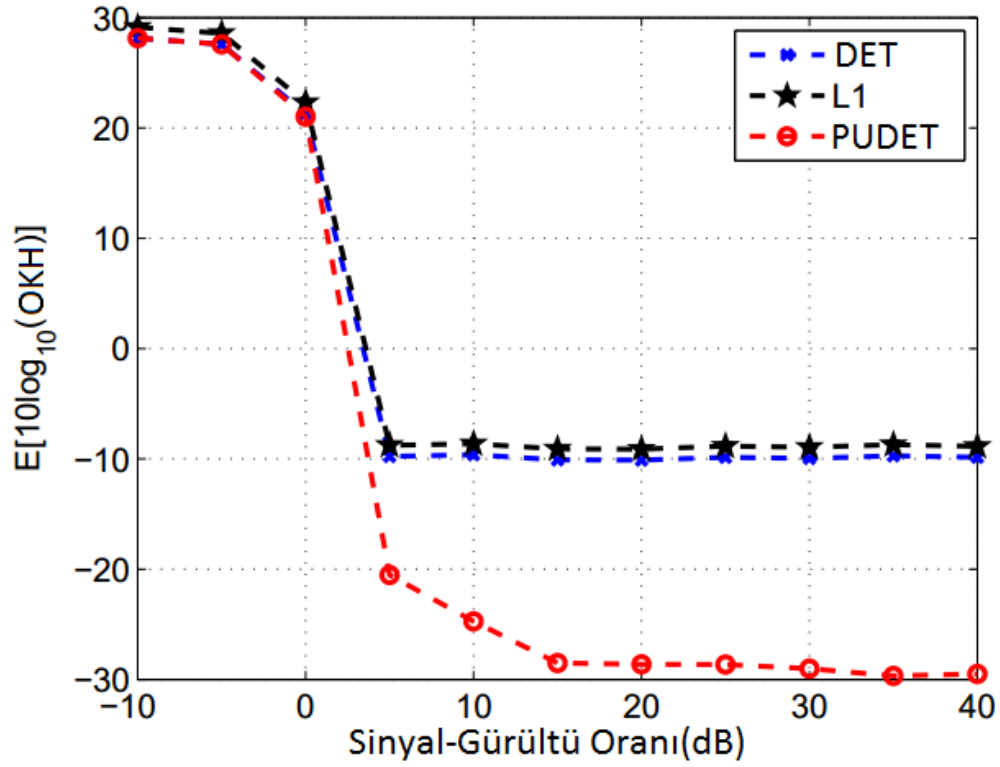
Şekil 5.6 - Farklı seyreklikteki sahneler için elde edilen sonuçlar



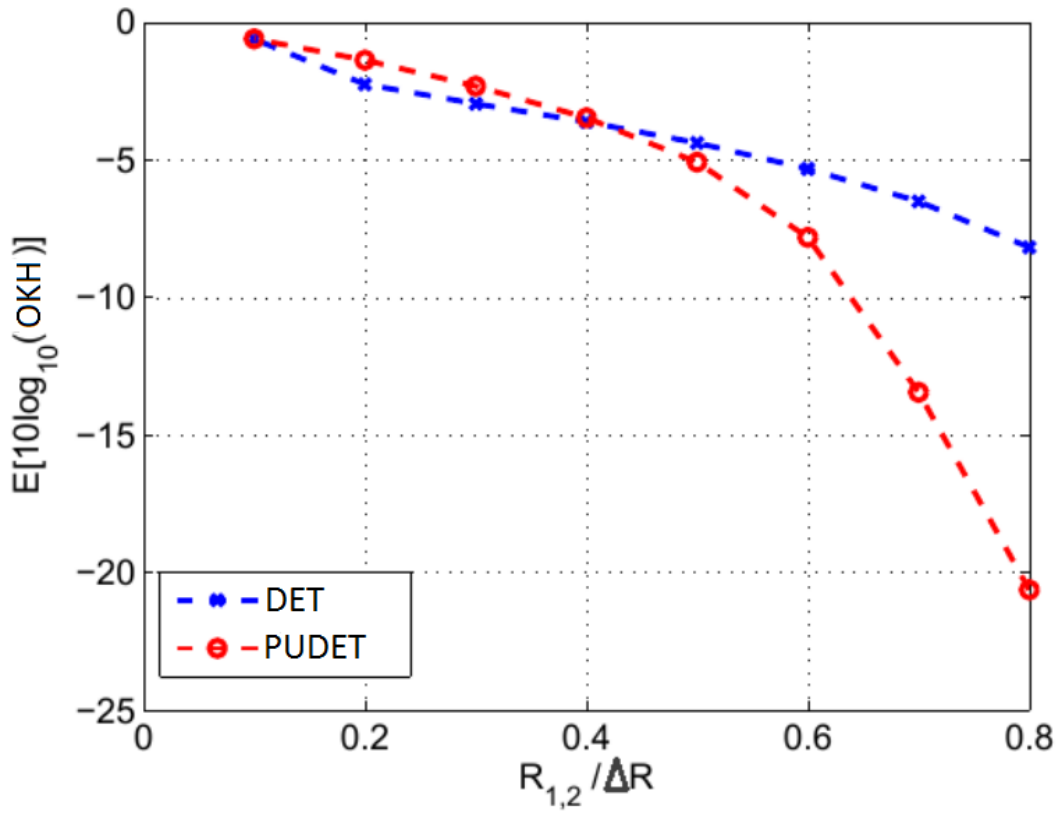
Şekil 5.7 - Farklı veri oranı kullanılması ile elde edilen sonuçlar



Şekil 5.8 - Farklı sinyal-gürültü oranları altındaki sahneler için elde edilen sonuçlar



Şekil 5.9 - Farklı sinyal-gürültü oranlarında OKH parametre hata sonuçları



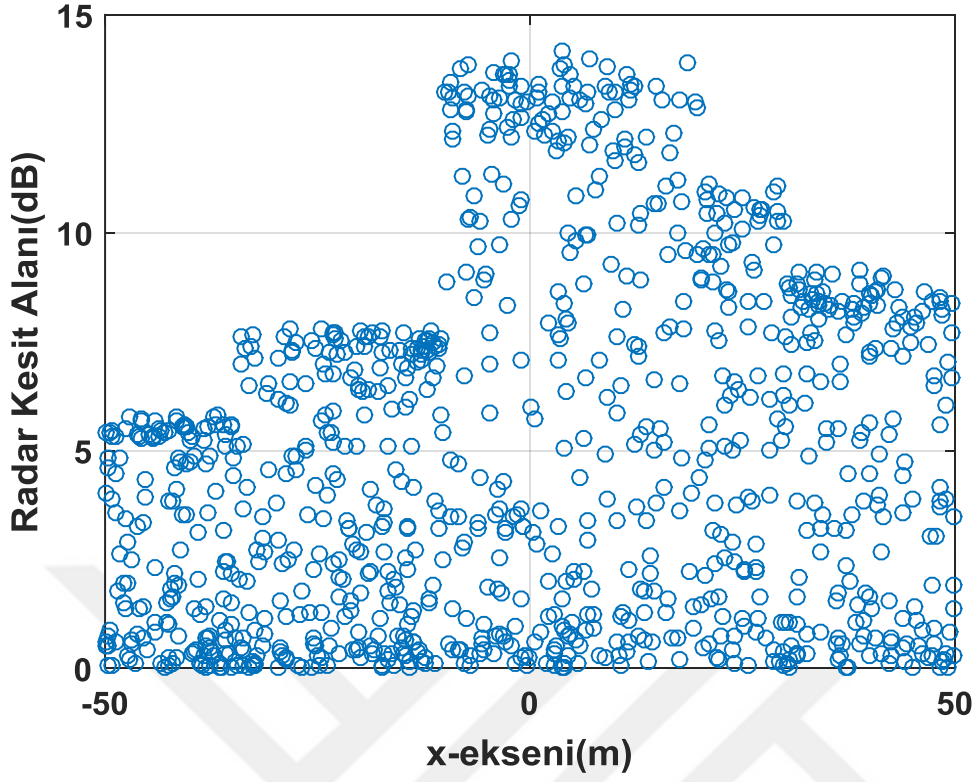
Şekil 5.10 - Aynı hücrede bulunan iki hedefin yakınlık oranlarına karşılaştırma sonuçları

## 6. MODEL HEDEFLER İÇİN SONUÇLAR

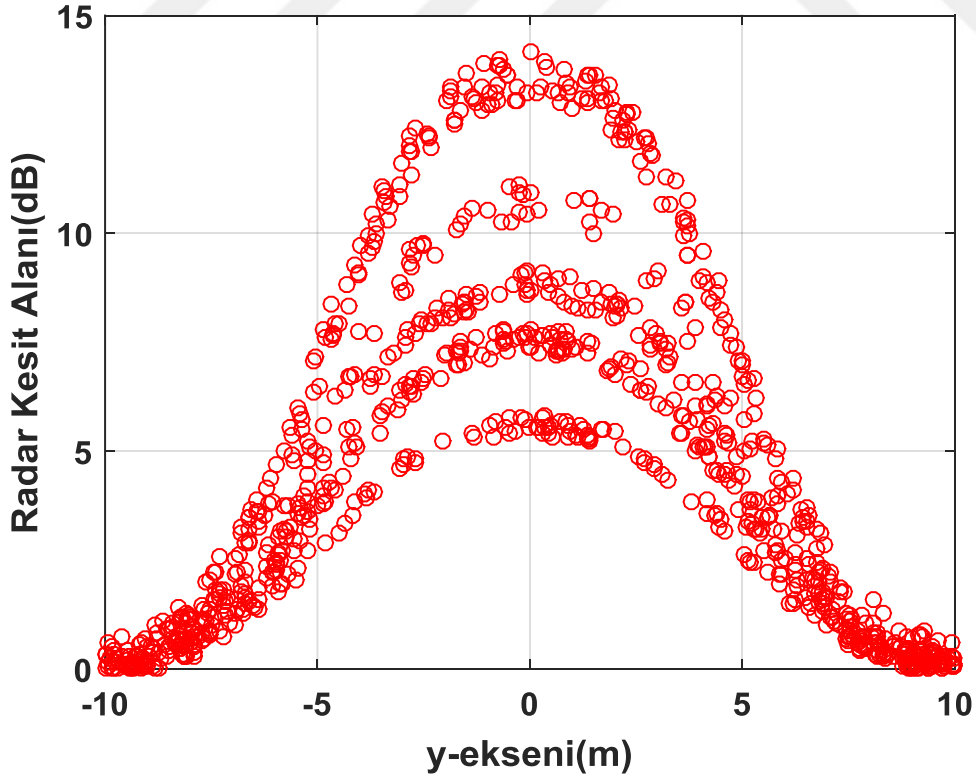
### 6.1. Model Gemi Oluşturma

Önceki bölümde noktasal olarak yerleştirilen hedeflerden oluşan sahneler için performans analizi yapılmış ve önerilen yöntemin gürbüz ve başarılı kestirimler yaptığı gözlemlenmiştir. Ancak, özellikle de yüksek çözünürlüklü radar sistemlerinin gözlemlediği radar sahnelerinde bulunan hedefler, birden çok hücrede yer alırlar. Yüksek çözünürlüklü sistemler hedefler hakkında daha fazla detay elde edilmesi için kullanıldıklarından hedefe ait farklı hücrelerdeki bilgiler toplanır ve hedefin sınıflandırılması sağlanır. Bu amaç doğrultusunda bu bölümde, noktasal hedefleri birden çok menzil hücresine, farklı radar kesit alanı değerleri ile yerleştirilerek model bir hedef oluşturulması hedeflenmiştir. Oluşturulan sahnede, önceki bölümde karşılaştırılan teknikler ile yansıtıcı noktaları ve katsayılarını seyrek yapıda geri oluşturulmaya çalışılacaktır ve elde edilen sonuçları sunulacaktır.

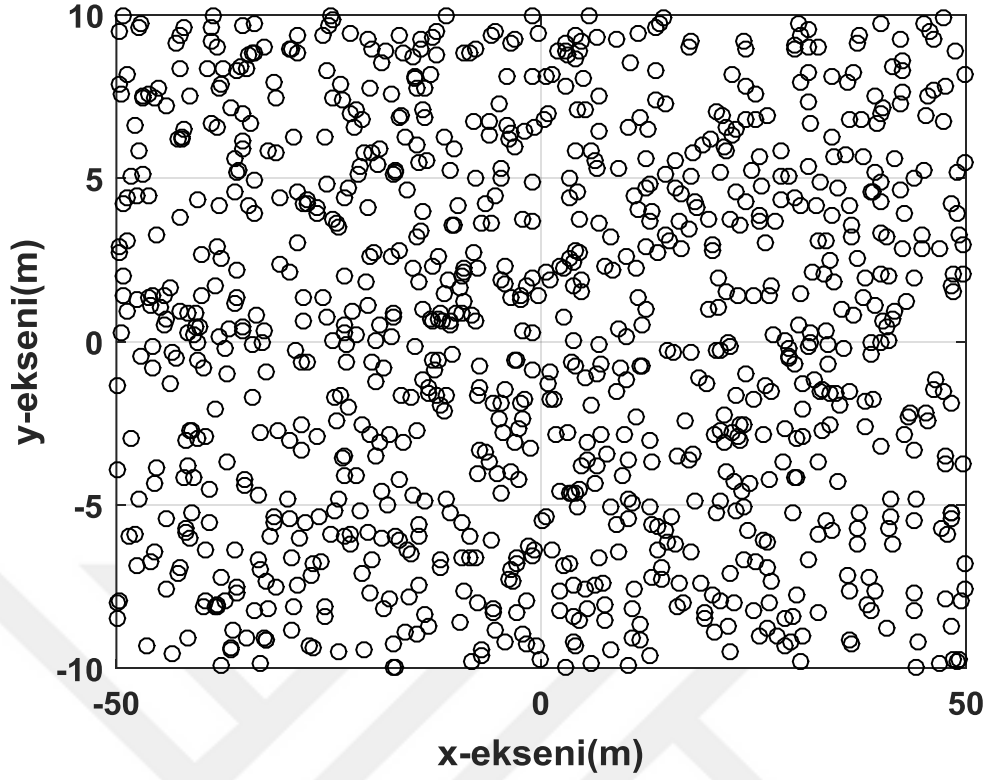
Bu amaçla farklı genişlikte ve uzunlukta modeller oluşturularak hem tespit hem sınıflandırma çalışmaları yapılması düşünülmüştür. Bu amaç için model hedef gemi olarak seçilmiştir. İlk olarak, geminin üzerinde rastgele bölgeler seçilerek hedefin yansıtıcı noktaları oluşturulur. Oluşturulan bu yansıtıcı noktaların radar kesit alanı değeri ise geminin yandan ve karşıdan görünümü referans alınarak belirlenmiştir. Örnek olarak genişliği 20 m ve uzunluğu 100 m olan bir gemi modeli oluşturulmuştur. Örnek oluşturulan geminin radar kesit alanı sırasıyla Şekil 6.1 ve Şekil 6.2’de verilen dağılımlara göre belirlenmiştir. Bu modelin radar kesit alanı dağılımı, yan profil için Şekil 6.1, karşı profil içinse Şekil 6.2’de gösterilmiştir. Örnek hedefin koordinat sistemine dağılımı ise Şekil 6.3’te verilmiştir. Görüldüğü gibi, aynı menzil uzaklığına sahip birçok yansıtıcı nokta vardır ve bu noktalar radar alıcısında aynı tek menzil hücresinden yansıyor gibi algılanacaktır. Dolayısıyla burada ölçümler bu şekilde oluşturulacak ve sonuçlar buna bağlı sunulacaktır.



Şekil 6.1 - Hedefin yandan radar kesit alanı profili



Şekil 6.2 - Hedefin karşıdan radar kesit alanı profili

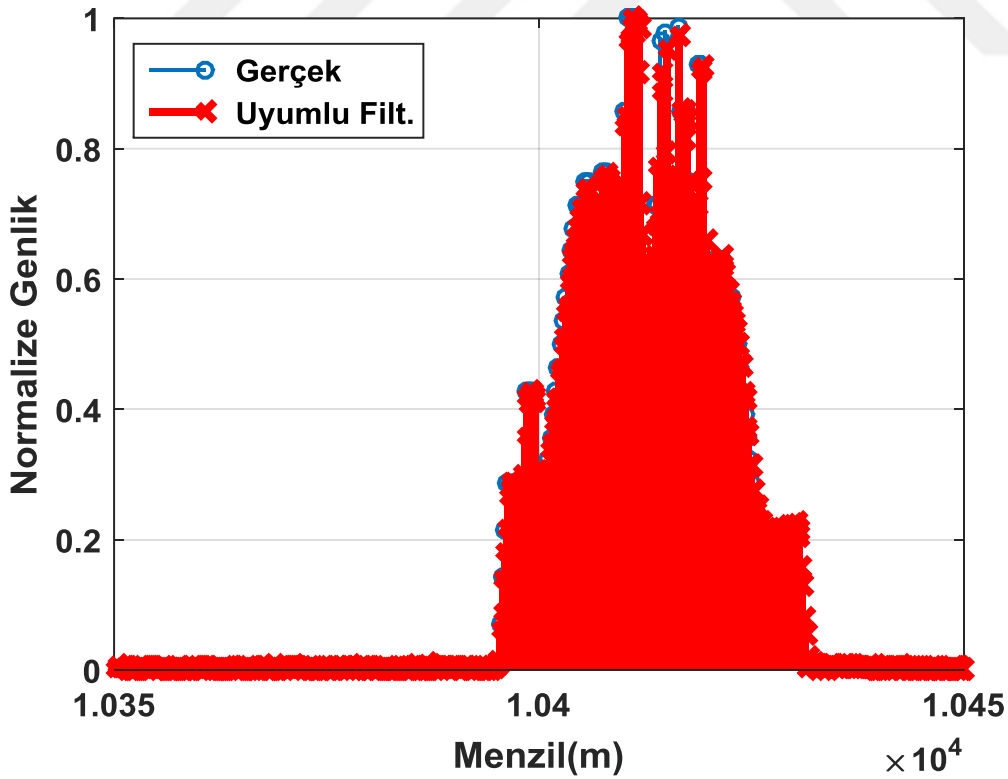


Şekil 6.3 - Örnek hedefin koordinat sistemine dağılımı

## 6.2. Test Sonuçları

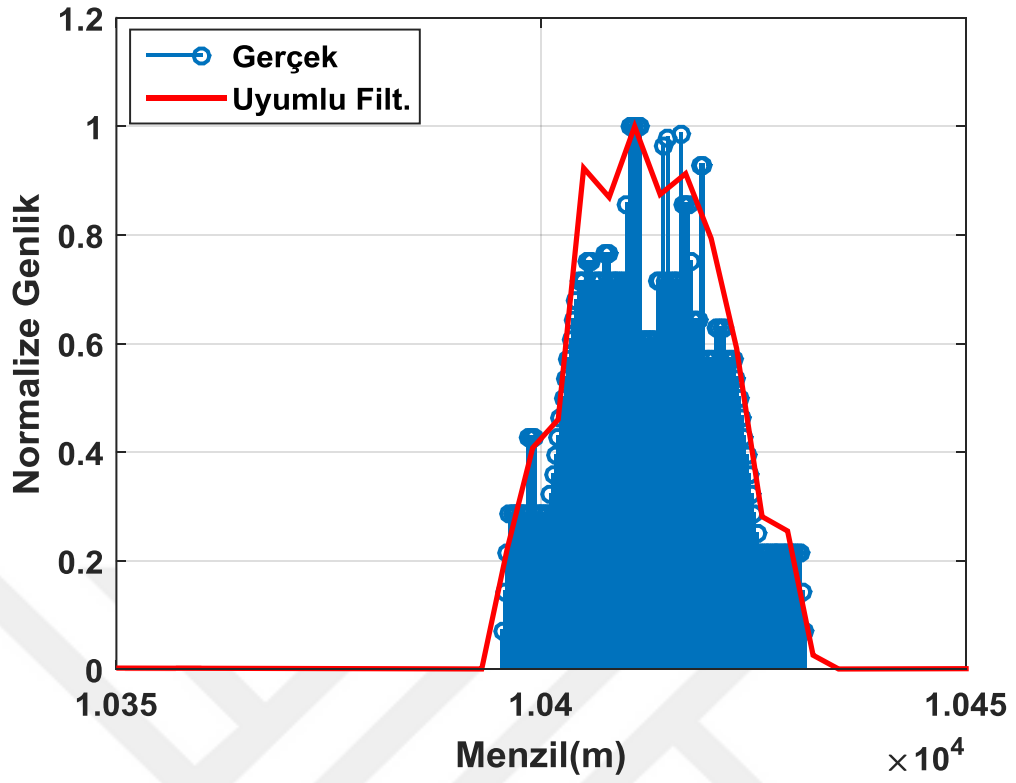
Bu kısımda, model hedefin oluşturularak klasik uyumlu filtreleme, standart streç işleme ve sıkıştırılmış algılama tekniklerinin tespit edebilme başarımları karşılaştırılacaktır. Örnek olarak 35 m uzunluğundaki kısa bir gemi modeli kullanılmıştır. Önceki bölümün parametrelerinden sadece bant genişliği  $\beta = 500 \text{ MHz}$  olarak değiştirilmiştir. İlk önce  $F_s = 500 \text{ MHz}$  ile örneklenmiş ötüş sinyali kullanılmıştır. klasik uyumlu filtreleme işlemi uygulanması sonrasında elde edilen sonuç Şekil 6.4'te verilmiştir. Görüldüğü gibi  $\Delta R = 0.3 \text{ m}$  çözünürlükle klasik eşleyen filtreleme işlemi, hedefi oldukça yakın noktalarda tespit etmiştir. Ancak yüksek oranda örneklenmiş veriye uygulanan uyumlu filtreleme işlemi birkaç dakika sürmüştür. Benzer parametreler kullanılmasından dolayı, streç işleme ile  $\beta = 500 \text{ MHz}$  örnekleme frekansı,  $F_s = 50 \text{ MHz}$ 'e düşürülür. Streç işleme sonucundan önce, düşürülen oranda örneklenmiş bir ötüş sinyali ele alınsın ve klasik uyumlu filtreleme işlemi bu örnekleme oranında yapıldığında elde edilen sonuç Şekil 6.5 gibi olmuştur. Örnekleme oranındaki azalış klasik uyumlu filtrelemenin çözünürlüğünü de beraberinde azaltmış ve Şekil 6.4'te neredeyse tüm noktalar yakın şekilde tespit

edilmişken, Şekil 6.5'te azalan menzil çözünürlüğü nedeniyle daha az noktada, hedefi zarf şeklinde takip sararak tespit etmeye çalışmıştır. Öte yandan, aynı oranla streç işleme yöntemi uygulandığında Şekil 6.6 sonucu elde edilmiştir. Bant genişliğinin yalnızca %10 oranında örnekleme ile, bant genişliğinin sağladığı çözünürlüğü koruduğu sonucu elde edilmiştir. Ayrıca, Şekil 6.4'teki klasik uyumlu filtreleme ve Şekil 6.6'daki streç işleme yöntemleri benzer sonuçlar üretmiştir. Benzer sonuçlar üretilmesi streç işlemede birkaç saniye sürerken, eşleyen filtrelemede bu süre dakikalar boyutuna çıkmıştır. Son olarak, streç işleme için oluşturulan ölçümün sadece %20 oranında rastgele seçilmiş örnekleri kullanılarak, DET algoritması çalıştırılmış ve elde edilen sonuç Şekil 6.7 gibi olmuştur. Hedef ile ilgili hiçbir ön bilgi olmamasına karşın DET algoritması ölçümün tümünün kullanıldığı Şekil 6.4 ve Şekil 6.6 sonuçları kadar başarılı sonuçlar sunmuştur. Yine Şekil 6.4 ve Şekil 6.6 sonuçlarında yansıtıcı noktaların yansıma katsayılarında ufak kayıplar görülürken, DET yöntemi ile hedefin uç kısımlardaki noktalar kaçırılsa da neredeyse tüm yansıtıcı noktalarda kayıpsız sonuç elde etmiştir. Kaçırılan noktalara sebep olarak da algoritmanın durdurma kriteri olarak gösterilebilir.

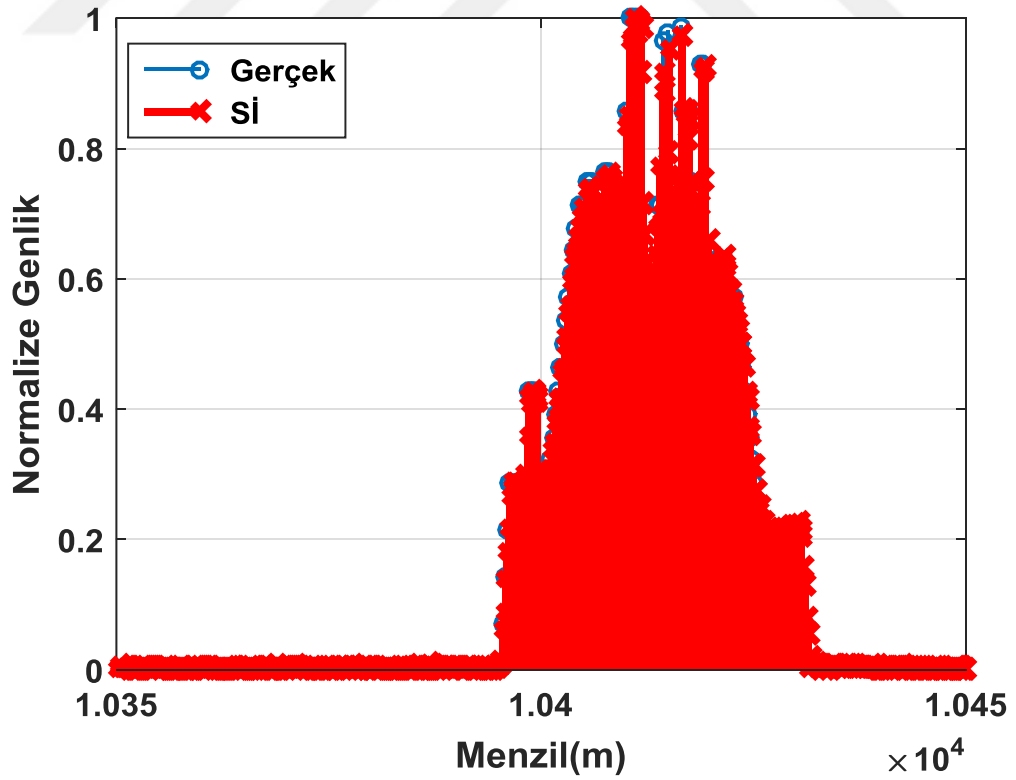


Şekil 6.4 -  $F_s = 500$  MHz örnekleme ile elde edilen uyumlu filtre sonucu

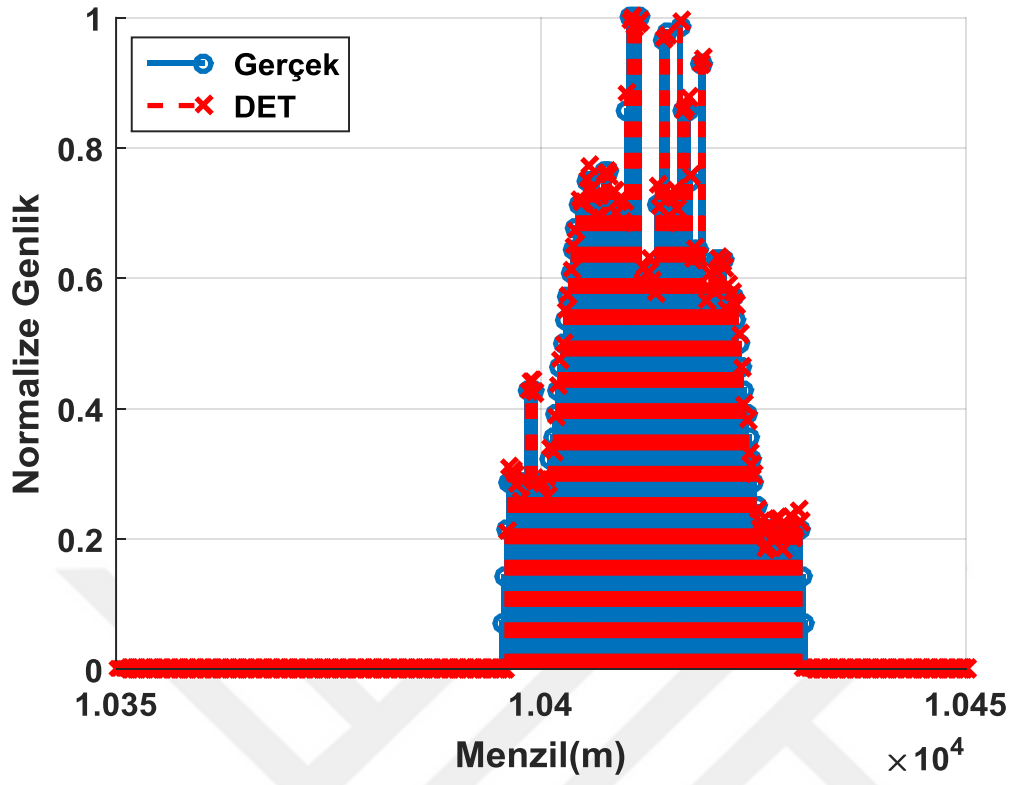




Şekil 6.5 -  $F_s = 50$  MHz örnekleme ile elde edilen uyumlu filtre sonucu



Şekil 6.6 -  $F_s = 50$  MHz örnekleme ile elde edilen streç işleme sonucu



Şekil 6.7 -  $F_s = 50$  MHz ile örneklenmiş ölçümün %20'si kullanılarak elde edilen SA sonucu

## 7. SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Bu tez kapsamında yüksek bant aralıklı dalga yapıları için orta seviyeli veri oranı imkanı sağlayan streç işleme tekniğinin detayları verilmiştir. Gerekli örnekleme oranının büyük ölçüde düşürülmesine rağmen, yüksek menzil çözünürlüğü sağladığı verilen örnekler ile desteklenmiştir.

Streç işleme her ne kadar orta seviyeli örnekleme ile yüksek menzil çözünürlüğü sağlasa da, hareket eden hedefler belirli frekans kaymalarına sebep olduğundan çözünürlükte kayıplara neden olmaktadır. Bu problemin önlenmesi çok sayıda darbenin gönderildiği darbe-Doppler işleminin streç işleme ile birlikte kullanılması aracılığıyla olmuştur. Yapılan işlemin esasında veri matrisi şeklinde tutulan ölçüme, 2-boyutlu spektral analizinin uygulanmasına karşılık geldiği görülmüştür. Bu iki tekniğin birlikte uygulanması, streç işleminin sağladığı yüksek menzil çözünürlüğünde hiçbir kayıp yaşamadan, hedeflerin menzil ve hız kestirimlerinin yapılabildiği ortak bir yapı ortaya konmuştur.

Bu tez kapsamında klasik streç işleme tarafından sunulan orta seviyeli veri oranı sıkıştırılmış algılama tabanlı teknikler aracılığıyla tespit başarımında hiçbir kayıp yaşamadan daha da düşürülebileceği sonucu ortaya çıkmıştır. Ayrıca, önerilen klasik streç işleme yöntemi 2 boyutlu spektral analiz yaptığı için parametrelerin gerçek değerini tespit edebilmesi, hesaplanan ayırık Fourier Dönüşüm noktasına bağlıdır ve genellikle gerçek değerinin yakınlarında kestirim yapacağı için tam bir parametrik kestirimin yapılmasının güç olduğu sonucuna varılmıştır. Ayrıca ayırık Fourier Dönüşümü işleminin yapısında bulunan *sinc* benzeri yapıdan kaynaklı oluşan yan lobların klasik  $S\hat{I}$ 'nin seyrek olmayan yapıda geri oluşturmalar sunmasına sebebiyet vermiştir. Buna karşın, sıkıştırılmış algılama yapısının hem ölçüm sayısını azaltması, hem de daha parametrik sonuçlar sunması sebebiyle parametrik sahnelerde daha başarılı olduğu görülmüştür.

Klasik sıkıştırılmış algılama teknikleri her ne kadar klasik streç işlemeye göre daha fazla avantaj sağlamışsa da, klasik sıkıştırılmış algılama tekniklerinin hedef parametrelerinin ızgara dışında olmasından oldukça etkilediği ve performanslarını

önemli derecede düşürdüğü görülmüştür. Bunun önlemek için Parametre Uyarlamalı Dikey Eşleyen Takip algoritması detaylandırılmıştır. Önerilen algoritmanın menzil yahut dopplerde ızgara dışında olan hedeflere karşı oldukça gürbüz olduğu ve seyrek sahneleri başarılı şekilde geri oluşturduğu örnekler üzerinden sunulmuştur. Aynı koşullar altında önerilen yöntemin klasik streç işleme ve sıkıştırılmış algılama tabanlı teknikler ile karşılaştırıldığında daha gürbüz ve yüksek çözünürlüklü geri oluşturmalar sunduğu yapılan simülasyonlar sonuçları ile desteklenmiştir.

Hedef parametreleri ızgara dışında olan sahneler çoğunlukla seyrek olmayan sonuçlar ürettikleri için gerçek parametreleri içeren vektörün boyutundan farklı boyutlu sonuçlar oluşur ve ortalama kare hata gibi klasik metrikler bu iki vektörün arasındaki boyut farkından dolayı kullanılmaz hale gelir. Bu problemden dolayı geri oluşturma başarımlarını inceleme adına, Earth Mover Mesafesi metriğinden bahsedilmiştir. Ayrıca tanımlanan metrik ile sunulan sonuçlara ilave olarak parametre hatalarını inceleyebilmek için ortalama kare hata sonuçları da eklenmiştir.

Yapılan bu çalışmanın devamında yapılabilecek çalışmalara, sıkıştırılmış algılama yapısının ihtiyaç duyulduğu gerçek hayat problemlerinin tespit edilmesi, ızgara dışındaki parametrelerin bulunmasına imkan sağlayan önerilen tekniğin belirlenen problemlere uygulanması, gereken uygun donanımın geliştirilmesi olarak yazılabilir. İlaveten, çalışma kapsamında yapılan simülasyonların sonuçları önerilen yöntemin başarımını sunsa da, streç işlemeye uygun toplanmış gerçek veriler kullanılarak yöntemin başarımını incelenmelidir. Tüm bunların yanında, sıkıştırılmış algılama tabanlı tekniklerin klasik streç işlemeye uygulanması gerçek hedeflerin daha detaylı tespit edilebilme imkanı sunması farklı tür hedeflerden farklı açılardan veriler toplanarak bu verilerden sıkıştırılmış algılama tabanlı öznelik veri tabanı oluşturulması ve takibinde hedef sınıflandırılması fikrini ortaya çıkarmıştır. Bunun yanında, yüksek çözünürlüklü sentetik açıklıklı radarlarda görüntüleme üzerine çalışılması da yapılan çalışmanın devamı kapsamında sıralanabilir.

## KAYNAKLAR

- [1] **J. G. Worms**, “ECM and ECCM against broadband radar using stretch processing”, *ResearchGate*, Oca. 2004.
- [2] **K. S. Kulpa ve J. Misiurewicz**, “Stretch Processing for Long Integration Time Passive Covert Radar”, içinde *2006 CIE International Conference on Radar*, 2006, ss. 1–4.
- [3] **R. P. Dooley, F. E. Nathanson, ve L. W. Brooks**, “Study of radar pulse compression for high resolution satellite altimetry”, *ResearchGate*, c. 1, Kas. 1974.
- [4] **Cao, Yun-He; Zhang, Shou-Hong; Wang, Sheng-Hua; Shang, Hai-Yan; Luo, Yong-Jian**, “Wideband received beamforming in frequency domain based on stretch processing”, *Chinese Journal of Radio Science*, Mayıs 2005.
- [5] **LUO Yong-jian, YU Gen-miao, ZHANG Shou-hong, CHENG Lei**, “A New Wideband Beamformer Based on Stretch Processing in the Scenario with Large Scanning Angle”, *Systems Engineering and Electronics*, Mayıs 2003.
- [6] **J. A. Torres, R. M. Davis, J. D. R. Kramer, ve R. L. Fante**, “Efficient wideband jammer ing when using stretch processing”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, c. 36, sayı 4, ss. 1167–1178, Eki. 2000.
- [7] **G. Lu, D. Zeng, ve B. Tang**, “Anti-jamming filtering for DRFM repeat jammer based on stretch processing”, içinde *2010 2nd International Conference on Signal Processing Systems (ICSPS)*, 2010, c. 1, ss. V1-78-V1-82.
- [8] **D. E. Maron**, “Frequency-jumped burst waveforms with stretch processing”, içinde *Radar Conference, 1990., Record of the IEEE 1990 International*, 1990, ss. 274–279.
- [9] **J. Misiurewicz ve K. Kulpa**, “Stretch processing for masking effect removal in noise radar”, *Sonar Navig. IET Radar*, c. 2, sayı 4, ss. 274–283, Ağu. 2008.
- [10] **M. Schikorr**, “High Range Resolution with digital stretch processing”, içinde *2008 IEEE Radar Conference*, 2008, ss. 1–6.
- [11] **Y. Cao, S. Zhang, H. Wang, ve Z. Gao**, “Wideband Adaptive Sidelobe Cancellation Based on Stretch processing”, içinde *2006 8th international Conference on Signal Processing*, 2006, c. 1.
- [12] **Huiyong LI, Xuhong ZHANG, Zishu HE, Jia YU** “A Long-Term Integration Method Based on Wideband Stretch Processing”, *Transactions of Beijing Institute of Technology*, Şubat 2009.
- [13] **E. J. Candes ve M. B. Wakin**, “An Introduction To Compressive Sampling”, *IEEE Signal Process. Mag.*, c. 25, sayı 2, ss. 21–30, Mar. 2008.
- [14] **D. L. Donoho**, “Compressed sensing”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, c. 52, sayı 4, ss. 1289–1306, Nis. 2006.
- [15] **R. Baraniuk ve P. Steeghs**, “Compressive Radar Imaging”, içinde *2007 IEEE Radar Conference*, 2007, ss. 128–133.

- [16] **J. Fang, Z. Xu, B. Zhang, W. Hong, ve Y. Wu**, “Fast Compressed Sensing SAR Imaging Based on Approximated Observation”, *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Obs. Remote Sens.*, c. 7, sayı 1, ss. 352–363, Oca. 2014.
- [17] **I. Stojanovic, M. Çetin, ve W. C. Karl**, “Compressed Sensing of Monostatic and Multistatic SAR”, *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.*, c. 10, sayı 6, ss. 1444–1448, Kas. 2013.
- [18] **L. Zhang, M. Xing, C. W. Qiu, J. Li, ve Z. Bao**, “Achieving Higher Resolution ISAR Imaging With Limited Pulses via Compressed Sampling”, *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.*, c. 6, sayı 3, ss. 567–571, Tem. 2009.
- [19] **A. C. Gurbuz, J. H. McClellan, ve W. R. Scott**, “A Compressive Sensing Data Acquisition and Imaging Method for Stepped Frequency GPRs”, *IEEE Trans. Signal Process.*, c. 57, sayı 7, ss. 2640–2650, Tem. 2009.
- [20] **A. C. Gurbuz, J. H. McClellan, ve W. R. Scott Jr.**, “Compressive sensing for subsurface imaging using ground penetrating radar”, *Signal Process.*, c. 89, sayı 10, ss. 1959–1972, Eki. 2009.
- [21] **M. Leigsnering, C. Debes, ve A. M. Zoubir**, “Compressive sensing in through-the-wall radar imaging”, içinde *2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2011, ss. 4008–4011.
- [22] **Y. Wang, G. Leus, ve A. Pandharipande**, “Direction estimation using compressive sampling array processing”, içinde *2009 IEEE/SP 15th Workshop on Statistical Signal Processing*, 2009, ss. 626–629.
- [23] **A. C. Gurbuz, V. Cevher, ve J. H. McClellan**, “Bearing Estimation via Spatial Sparsity using Compressive Sensing”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, c. 48, sayı 2, ss. 1358–1369, Nis. 2012.
- [24] **Y. Chi, L. L. Scharf, A. Pezeshki, ve A. R. Calderbank**, “Sensitivity to Basis Mismatch in Compressed Sensing”, *IEEE Trans. Signal Process.*, c. 59, sayı 5, ss. 2182–2195, May. 2011.
- [25] **M. A. C. Tuncer ve A. C. Gurbuz**, “Analysis of unknown velocity and target off the grid problems in compressive sensing based subsurface imaging”, içinde *2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2011, ss. 2880–2883.
- [26] **M. A. Herman ve T. Strohmer**, “General Deviants: An Analysis of Perturbations in Compressed Sensing”, *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, c. 4, sayı 2, ss. 342–349, Nis. 2010.
- [27] **D. H. Chae, P. Sadeghi, ve R. A. Kennedy**, “Effects of basis-mismatch in compressive sampling of continuous sinusoidal signals”, içinde *2010 2nd International Conference on Future Computer and Communication (ICFCC)*, 2010, c. 2, ss. V2-739-V2-743.
- [28] **G. Tang, B. N. Bhaskar, P. Shah, ve B. Recht**, “Compressed Sensing Off the Grid”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, c. 59, sayı 11, ss. 7465–7490, Kas. 2013.
- [29] **Z. Yang, L. Xie, ve C. Zhang**, “Off-Grid Direction of Arrival Estimation Using Sparse Bayesian Inference”, *IEEE Trans. Signal Process.*, c. 61, sayı 1, ss. 38–43, Oca. 2013.
- [30] **A. Fannjiang ve H.-C. Tseng**, “Compressive radar with off-grid targets: a perturbation approach”, *Inverse Probl.*, c. 29, sayı 5, s. 54008, 2013.

- [31]O. Teke, A. C. Gurbuz, ve O. Arikan, “Perturbed Orthogonal Matching Pursuit”, *IEEE Trans. Signal Process.*, c. 61, sayı 24, ss. 6220–6231, Ara. 2013.
- [32]O. Teke, A. C. Gurbuz, ve O. Arikan ,“A robust compressive sensing based technique for reconstruction of sparse radar scenes”.
- [33]H. A. Krichene, M. J. Pekala, M. D. Sharp, K. C. Lauritzen, D. G. Lucarelli, ve I. J. Wang, “Compressive sensing and stretch processing”, içinde *2011 IEEE RadarCon (RADAR)*, 2011, ss. 362–367.
- [34]W. E. Lorensen ve H. E. Cline, “Marching cubes: A high resolution 3D surface construction algorithm”, *Comput. Graph.*, c. 21, sayı 4, ss. 163–169, 1987.
- [35]L. W. Matthew, N. E. Pullin, ve W. K. Hirscha, “Techniques Applied To Obtain Very High Resolution 3-D Seismic Imaging At An Athabasca Tar Sands Thermal Pilot”, 1987.
- [36]T. H. Demetriades-Shah, M. D. Steven, ve J. A. Clark, “High resolution derivative spectra in remote sensing”, *Remote Sens. Environ.*, c. 33, sayı 1, ss. 55–64, Tem. 1990.
- [37]N. Gebert, G. Krieger, ve A. Moreira, “Digital Beamforming on Receive: Techniques and Optimization Strategies for High-Resolution Wide-Swath SAR Imaging”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, c. 45, sayı 2, ss. 564–592, Nis. 2009.
- [38]Richards, Scheer, ve Holm, Ed., *Principles of Modern Radar: Basic principles*. Institution of Engineering and Technology, 2010.
- [39]R. Hu ve Z. Zhu, “Researches on radar target classification based on high resolution range profiles”, içinde *Aerospace and Electronics Conference, 1997. NAECON 1997., Proceedings of the IEEE 1997 National*, 1997, c. 2, ss. 951–955 c.2.
- [40]M. Soumekh, “SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, c. 42, sayı 1, ss. 191–205, Oca. 2006.
- [41]T. Brehm, A. Wahlen, ve H. Essen, “High resolution millimeterwave SAR”, içinde *Radar Conference, 2004. EURAD. First European*, 2004, ss. 217–220.
- [42]X. Ying, Y. Xiukai, Z. Yongqiang, ve T. Bin, “Noise jamming suppression using stretch processing and BEMD filtering”, içinde *2013 International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS)*, 2013, c. 2, ss. 260–264.
- [43]T. P. Gill, *The Doppler effect: an introduction to the theory of the effect*. Logos Press, 1965.
- [44]C. L. Temes, “Relativistic Consideration of Doppler Shift”, *IRE Trans. Aeronaut. Navig. Electron.*, c. ANE-6, sayı 1, ss. 37–37, Mar. 1959.
- [45]E. J. Candès, “The restricted isometry property and its implications for compressed sensing”, *Comptes Rendus Math.*, c. 346, sayı 9, ss. 589–592, May. 2008.
- [46]J. A. Tropp ve A. C. Gilbert, “Signal Recovery From Random Measurements Via Orthogonal Matching Pursuit”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, c. 53, sayı 12, ss. 4655–4666, Ara. 2007.

- [47]**T. Blumensath ve M. E. Davies**, “Iterative hard thresholding for compressed sensing”, *Appl. Comput. Harmon. Anal.*, c. 27, sayı 3, ss. 265–274, Kas. 2009.
- [48]**D. Needell ve J. A. Tropp**, “CoSaMP: Iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples”, *ArXiv08032392 Cs Math*, Mar. 2008.
- [49]**A. C. Gurbuz, M. Pilanci, ve O. Arikan**, “Expectation maximization based matching pursuit”, içinde *2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2012, ss. 3313–3316.
- [50]**Y. Rubner, C. Tomasi, ve L. J. Guibas**, “The Earth Mover’s Distance as a Metric for Image Retrieval”, *Int. J. Comput. Vis.*, c. 40, sayı 2, ss. 99–121, Kas. 2000.





## ÖZGEÇMİŞ

**Ad-Soyad** : İhsan İLHAN  
**Uyruđu** : T.C.  
**Dođum Tarihi ve Yeri** : 06/02/1991 - KAYSERİ  
**E-posta** : [ihsan23ilhan@gmail.com](mailto:ihsan23ilhan@gmail.com)  
**Cep Telefonu** : +90 530 135 52 43

### ÖĐRENİM DURUMU:

- **Lisans** : TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği, 2014, (3,50/4,00).
- **Yüksek Lisans** : TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği, 2016, (3,79/4,00).

### MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Yıl	Yer	Görev
2014-Şimdi	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi	Tam Burslu Yüksek Lisans Öğrencisi

### YABANCI DİL:

- Türkçe(Anadil),
- İyi seviyede İngilizce,
- Orta seviyede Rusça
- Başlangıç seviyesinde Almanca.

## TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, MAKALELER:

- **İ.İlhan**, A.C. Gürbüz, O.Arıkan , “Sparsity Based *Robust Stretch Processing* ”, IEEE Uluslararası Sayısal Sinyal İşleme Konferansı(DSP), Singapur, Temmuz 2015

## DİĞER YAYINLAR,SUNUMLAR:

- **İ.İlhan**, A.C. Gürbüz, “*Seyrek Parametrik Şekillerin Görüntülerden Az Ölçüm Altında Tespiti*”, IEEE 23. Sinyal İşleme ve Haberleşme Uygulamaları Konferansı, Malatya/TÜRKİYE, Mayıs 2015

