

**T.C
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**HEDEF YOĞUNLUK FONKSİYONLARI İLE
RADAR GÖRÜNTÜLEME UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Rıdvan Fırat ÇINAR

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK
Tez Danışmanı : Doç. Dr. Aşkın DEMİRKOL

Haziran 2015

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HEDEF YOĞUNLUK FONKSİYONLARI İLE
RADAR GÖRÜNTÜLEME UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Rıdvan Fırat ÇINAR

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

Bu tez 04 / 06 / 2015 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği ile kabul edilmiştir.

Doç. Dr.
Aşkın DEMİRKOL
Jüri Başkanı



Doç. Dr.
Ali TANGEL
Üye



Prof. Dr.
Cemil ÖZ
Üye



BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

Rıdvan Fırat ÇINAR



04.06.2015

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca, sadece ilmi değil, hayatın her alanındaki bilgeliğinden büyük faydalar gördüğüm, bilimin sınırsız dünyasında kaybolma zevkini bana yaşatan değerli danışman hocam sayın Doç. Dr. Aşkın Demirkol'a,

Lisans eğitimimi tamamladığım İnönü Üniversitesi ve yüksek lisans eğitimimin sonuna geldiğim Sakarya Üniversitesi'ndeki saygıdeğer hocalarıma,

Eğitimim boyunca bana her türlü desteği, moral ve motivasyonu sağlayan annem Delal Çınar, babam Ali Çınar, kardeşlerim Şirin ve Gökmen'e,

Ve burada isimlerini saymakla bitiremeyeceğim hayat kahramanlarıma, arkadaşlarıma, dostlarıma, sevdiğime, sevenime,

Bu günlere gelmemde, çok ufak bile olsa payı olan herkese sonsuz saygı ve şükranlarımı sunuyorum.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ	v
TABLolar LİSTESİ	vii
ÖZET	viii
SUMMARY	ix

BÖLÜM 1.

GİRİŞ	1
1.1. Radarların Kullanım Alanları	2
1.2. Radarın Kısa Tarihçesi	2
1.3. Genel Bakış.....	3

BÖLÜM 2.

RADAR TEMELLERİ.....	5
2.1. Mikrodalga İle Algılama Fikri.....	5
2.2. Sinyal Zamanlaması.....	6
2.3. Doppler Etkisi	8
2.4. Radar Dalga Formları	11
2.4.1. Sürekli dalga sinyalleri	11
2.4.2. Pulse radar sinyalleri	14
2.5. Sinyal – Gürültü oranı (SNR).....	14
2.6. Uyumlu Süzgeç.....	15
2.7. Belirsizlik Fonksiyonları	17
2.8. Çapraz Belirsizlik Fonksiyonları	21

BÖLÜM 3.	
RADAR GÖRÜNTÜLEME	22
3.1. Temel Bilgiler	22
3.1.1. Menzil çözünürlüğü	22
3.1.2. Çapraz menzil çözünürlüğü	23
3.2. Radar Görüntüleme Klasik Yaklaşımlar	23
3.2.1. SAR – ISAR yaklaşımı	23
3.2.1.1. Menzil - çapraz menzil profili	24
3.2.1.1.1. Menzil görüntüleme	24
3.2.1.1.2 Çapraz menzil görüntüleme	27
3.2.1.2 ISAR görüntü oluşturma formülasyonu	30
3.2.2. Fowle – Naparst yaklaşımı ile görüntüleme	34
BÖLÜM 4.	
HEDEF YOĞUNLUK FONKSİYONLARI İLE AKTİF SENSÖR GÖRÜNTÜLEME	37
BÖLÜM 5.	
BENZETİM	43
5.1. Veri Seti	43
5.2. Sonuçlar	45
5.3. Benzetim Kaynak Kodları	48
BÖLÜM 6.	
SONUÇ VE ÖNERİLER	55
6.1. Sonuç	55
6.2. Öneriler	55
KAYNAKLAR	57
ÖZGEÇMİŞ	60

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AF	: Belirsizlik Fonksiyonu
CAF	: Çapraz Belirsizlik Fonksiyonları
CT	: Bilgisayarlı Tomografi
CW	: Sürekli Dalga
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü
FT	: Fourier Dönüşümü
GPR	: Yere Nüfuz Eden Radar
HRR	: Yüksek Menzil Çözünürlüğü
Hz	: Hertz
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
IFT	: Ters Fourier Dönüşümü
ISAR	: Ters Sentetik Açıklık Radarı
LFM	: Doğrusal Frekans Modülasyonu
LOS	: Radar Görüş Hattı
PRF	: Darbe Tekrarlama Frekansı
PRI	: Darbe Tekrarlama Aralığı
RCS	: Radar Kesit Alanı
SAR	: Sentetik Açıklık Radarı
SIR	: Uydu Görüntüleme Radarı
SNR	: Sinyal Gürültü Oranı
TDF	: Hedef Yoğunluk Fonksiyonları

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Elektromanyetik spektrum.....	6
Şekil 2.2. Atmosferin frekanslara göre geçirgenlik özellikleri.....	6
Şekil 2.3. Radar ile sinyal gönderme alma	7
Şekil 2.4. Radar darbe zamanlaması	8
Şekil 2.5. Doppler senaryosu	8
Şekil 2.6. Doppler etkisi Matlab benzetim çıktıları.....	11
Şekil 2.7. Sürekli dalganın zaman ekseninde gösterimi	12
Şekil 2.8. Sürekli dalganın frekans düzleminde gösterimi.....	13
Şekil 2.9. Sürekli dalga radarı blok diyagramı	13
Şekil 2.10. Darbe radar blok diyagramı	14
Şekil 2.11. İdeal belirsizlik fonksiyonu temsili.....	18
Şekil 2.12. Kare dalganın belirsizlik fonksiyonu çıktısı	19
Şekil 2.13. LFM sinyalin belirsizlik fonksiyonu	20
Şekil 3.1. Menzil görüntüleme ileri ve ters sistem modeli	24
Şekil 3.2. Model bir uçağın menzil profili	26
Şekil 3.3. Çapraz menzil görüntüleme ileri ve ters sistem modeli.....	27
Şekil 3.4. Model bir uçağın çapraz menzil profili.....	29
Şekil 3.5. İki boyutlu ISAR geometrisi	30
Şekil 3.6. $x=1$ ve $y=0$ noktaları için yaklaşık Dirac fonksiyonu ($N=1$)	36
Şekil 3.7. $x=1$ ve $y=0$ noktaları için yaklaşık Dirac fonksiyonu ($N=1$).....	36
Şekil 4.1. Fazlandırılmış radar dizisiyle görüntüleme.....	37
Şekil 5.1. Yankı merkezlerinin pozisyonları.....	43
Şekil 5.2. Radar dizisi tarafından alınan elektrik alan	44
Şekil 5.3. Görüntüleme sürecinin şematik gösterimi.....	45
Şekil 5.4. Belirsizlik fonksiyonları ile oluşturulmuş hedef görüntüsü.....	46
Şekil 5.5. Klasik ISAR görüntüsü.....	46
Şekil 5.6. Hedef yoğunluk fonksiyonlarının normalize edilmiş genlikleri.....	47

Şekil 5.7. ISAR normalize edilmiş genlikleri.....	47
Şekil 6.1. Bilgisayarlı tomografi (CT) senaryosu.....	56

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 2.1. Doppler etkisi için MATLAB benzetimi kaynak kodları	10
Tablo 5.1. ISAR ve TDF için MATLAB benzetimi kaynak kodları	48
Tablo 5.2. ISAR ve TDF teorik hedefin yansıtıcı noktalarının konumları	54

ÖZET

Anahtar Kelimeler: Fazlandırılmış Radar Dizisi Sistemleri, Aktif Sensör Görüntüleme, Hedef Yoğunluk Fonksiyonları, Belirsizlik Fonksiyonları.

Bu çalışmada aktif sensör görüntülemeye kullanılması amacıyla farklı özellikte bir hedef yoğunluk fonksiyonu ele alınmıştır. Menzil ve tarama açısı değişkenlerinden oluşturulan hedef yoğunluk fonksiyonu, diğer yaklaşımlardan farklı olarak lineer fazlandırılmış radar dizisinden yararlanılarak daha pratik bir yaklaşımla elde edilmiştir. Hedef yoğunluk fonksiyonunun eldesi için belirsizlik fonksiyonlarından yararlanılmıştır. Klasik hedef yoğunluk fonksiyonları ile görüntüleme yöntemleri ile teorik ve pratik karşılaştırılması yapılmıştır.

Elde edilen hedef yoğunluk fonksiyonunun benzetimi sonuçları verilmiştir. Muhtemel kullanım alanları vurgulanmıştır.

AN IMPLEMENTATION ON RADAR IMAGING BY TARGET DENSITY FUNCTIONS

SUMMARY

Keywords: Phased Array Radar System, Active Sensor Imaging, Target Density Functions, Ambiguity Functions

This work investigates a new approach to Target Density Functions (TDF) for active sensor imaging as radar imaging. The data obtained from a phased array radar system is processed by the newly developed technique. In order to reconstruct the target density function, the ambiguity function -that is widely used as a radar performance tool- is employed. The new target density function is compared with classical approaches in both theoretical and practical way.

Theoretical background of the system model is examined and simulation results are achieved. Possible application fields are represented.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Aktif sensör sistemleri çok uzak mesafelerden hedefleri tespit edebilme sınıflandırma kabiliyetine sahip iyi organize edilmiş araçlardır [1]. Bugüne kadar radar temelli uzak mesafeli algılama yoğun bir şekilde kullanılmıştır. Bunun nedeni radar sinyallerinin dalga boylarının atmosferik şartlara dayanıklı olmasıdır. Ancak bu avantaj beraberinde görüntü çözünürlüklerindeki problemleri de getirmektedir. Bu problemlerin çözümlerine yönelik birçok radara özgü yöntem geliştirilmiştir (jet motor modülasyonu, yansıtıcı rezonansları, yüksek menzil çözünürlüklü görüntüleme (HRR – High Range Resolution), sentetik açıklık yaklaşımları (SAR, Synthetic Aperture Radar – ISAR, Inverse Synthetic Aperture Radar vs.) [1-4].

Aktif sensör teknolojilerinin tarihsel gelişimi nedeniyle en yaygın kullanılan radar görüntüleme yaklaşımları, radar görüntüsünü; birbirleri ile etkileşim içinde bulunmayan basit yansıtıcı merkezlerin toplamı olarak ele almaktadır. Bu yüzden yansıtma merkezi fenomeninin iyi algılanması, görüntüleme metodunun çalışma prensibini anlamak için de yararlıdır. Yansıtma merkezi yaklaşımı ilk çalışmalarda tekil hedeflerin tespiti için kullanılmış olsa da çözünürlük artırma metotlarının gelişimi ile çoklu hedef tespiti ve hedef görüntüleme amaçlarına da ulaşılabilmeyi sağlamıştır.

Yoğunluk fonksiyonları radar problemlerinde sıklıkla kullanılan araçlardandır. Radar ile görüntüleme en temel anlamda geri yansıyan sinyallerden elde edilen yoğunluk fonksiyonlarının bir haritasıdır. Yüksek çözünürlüklere erişildiğinde yansıtma merkezlerinin yoğunluk fonksiyonları üzerindeki dizilimleri hedefin yaklaşık imajını temsil eder. Yoğunluk fonksiyonları ile çalışmak çeşitli matematiksel ve geometrik yaklaşımlardan yararlanmayı da sağladığı için kullanışlıdır. Ayrıca radar ile görüntülemede karşılaşılan diğer problemlerin çözümüne yönelik olarak ta temel veya gelişmiş sinyal işleme metotlarının uygulanmasına olanak sağlar [1,5].

1.1. Radarların Kullanım Alanları

Uzaktan algılamanın birçok avantajı vardır. Radar sinyallerinin bulut, duman, toz gibi şartlara karşı avantajlı olmasının yanında bitki, bina, toprak gibi maddelere de nüfuz edebildiği için farklı ortamlara göre özelleştirilmiş uygulamalara da imkân verir.

Radarlar kesin ve kararlı menzil ölçümleri sağlar ve aynı zamanda bu menzil değerlerindeki değişim oranlarını da elde edebilir.

Radar dalgaları başlıca objelerden yansır ve dalga boyuna eşit büyüklükte olanları ayırt edebilir. Bu radarların birkaç santimetreden, metrelerce büyüklüğe kadar olan hedeflere hassasiyet gösterebileceği anlamına gelmektedir.

Radarlar askeri ve sivil alanda birçok uygulama alanına sahiptir. Havacılık, taşıma, konumlandırma, engel tespit, alçak uçuş irtifalandırmada sıkça kullanılır. Radarların kullanım uygulamaları arasında, Doppler ölçümleri ile trafik radarları ve hava durumu gözlem radarları, toprak gözlem radarları (GPR – Ground Penetrating Radar), çevresel gözlem radarları, sonarlar, topografik ve tomografik radar uygulamaları verilebilir [1,4-6].

1.2. Radarın Kısa Tarihçesi

1904'te Christian Hullmeyer, Almanya ve Hollanda'da gemilerin çarpışmalarını önlemek için elektromanyetik dalgaların yansımalarını kullanan ilk açık deneyi gerçekleştirmiştir. Bu sistem basit bir tırnak açıklığını hedefleyen çok kutuplu bir antenden oluşuyordu. Yankı, ayrık alıcılara bağlı iki anten tarafından alındığında uyarı zili çalarak haber vermekte idi. Sistem 3 kilometre ötedeki bir geminin varlığını tespit ederek başarılı olmuştur. Ancak bu sistem menzil ölçümü yapmıyor, sadece kötü hava koşullarında yakın alanda bulunan bir metal hedefin varlığını haber veriyordu. Hullmeyer bu cihazın patentini almasına rağmen, askeri otoriteler tarafından eksiklikleri nedeni ile kabul görmemiştir [2,3]. Ağustos 1917'de, Tesla, primitif radar üniteleri için frekans ve güç seviyeleri hakkında ilkeler önermiştir.

Tesla, elektromanyetik dalgaların darbeler ile birlikte kullanılması durumunda hedefin göreceli konumun, hızı ve yönünün tespit edilebileceğini ve diğer radar temellerini ortaya koymuştur [4]. II. Dünya Savaşı, hava araçlarını tespit etmek için, radarlar üstünde büyük geliştirmelere neden olmuştur [1]. Radarlar üzerindeki bir sonraki büyük gelişme 1940'ların başında John Randall ve Harry Boot (Birmingham Univ.) tarafından ortaya koyulan "oyuk magnetronu" dur. Oyuk magnetronu mikrodalga frekanslarını etkili bir biçimde üreten küçük bir cihazdır.

1951'de sentetik açıklık yaklaşımı Carl Wiley tarafından ortaya koyulması ile radar görüntüleme hız kazanmıştır. 60'ların sonunda ilk SAR işlemcileri geliştirilmiş 1978'de SEASAT-A devreye alınmıştır. 1981'de SIR (Shuttle Imaging Radar) serisi başlamış ve 90'lı yıllarda gezegenler arası görüntüleme projeleri çok uluslu olarak hayata geçirilmiştir (Venüs, Mars, Titan). 20. yüzyılın sonlarına kadar farklı uygulamalar için özelleştirilmiş birçok radar türü geliştirilmiştir [7].

1.3. Genel Bakış

Bu çalışmada aktif sensör görüntülemeye kullanılmak üzere yoğunluk fonksiyonları üzerine mevcut yaklaşımlardan örnekler ele alınmış ve yeni bir yaklaşım sunulmuştur.

1. bölümde aktif sensör ve radarların tarihçesi, kullanım amaçları ve tezin genel yapısı hakkında bilgi verilmiştir.

2. bölümde çalışmanın genelinde işe yarayacak olan temel radar bilgileri verilmiştir. Temel radar sinyali bilgilerinin yanı sıra görüntüleme fonksiyonu olarak kullanılacak olan belirsizlik fonksiyonları üzerinde durulmuştur, teorik ve pratik yapıları hakkında bilgi verilmiştir

3. bölümde aktif sensör görüntüleme ve hedef yoğunluk fonksiyonları üzerine çalışılmış olan genel geçer yöntemler ana hatları ile verilmiştir. Sonraki bölümlerde ele alınacak olan metod ile ilişkilendirilmek üzere SAR-ISAR ve Fowle - Naparst görüntüleme yaklaşımları üzerinde durulmuştur.

4. bölümde aktif sensör görüntüleme üzerine yeni bir yaklaşım sunulmuştur. Yeni yaklaşımın teorik arka planı verilmiştir.

5. bölümde, bir önceki bölümde sunulan yöntemin benzetim girdi ve çıktıları verilmiştir. Teorik hedefin ve gönderilen-alınan sinyalin MATLAB ortamında benzetimi gerçekleştirilmiştir. 4. Bölümde sunulan yeni metodun çıktıları ile ISAR yönteminin çıktıları karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

6. bölümde sonuç, çıkarım ve öneriler ele alınmıştır.

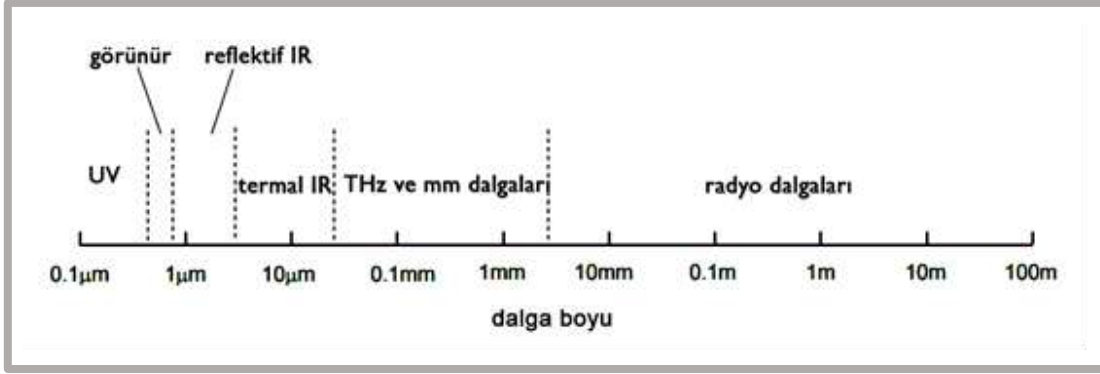
BÖLÜM 2. RADAR TEMELLERİ

Radarlar (Radio Detecting and Ranging) hedefe elektromanyetik dalgalar gönderip gönderilen dalga ve hedeften yansıyan yankılar arasındaki ilişkiye dayanarak hedef hakkında bilgi toplayan sistemlerdir. Kısaltmanın açılımından da anlaşılacağı gibi radarlar hedefin varlığı, konumu, hızı ve daha gelişmiş yöntemlerle görüntüsünü elde edebilecek yapılardır.

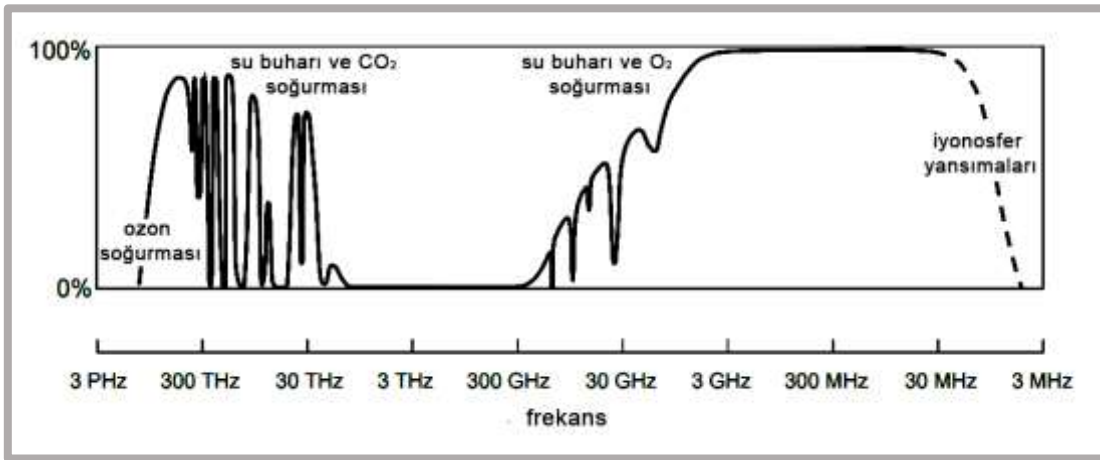
2.1. Mikrodalga İle Algılama Fikri

Herhangi bir teknoloji ile görüntüleme formu arayışında ilk ele alınan şey, hedefi aydınlatan enerji kaynağıdır. Optik veri için bu kaynak güneşin görünür ya da kızılötesi ışığı veya hedefin kendi termal kaynaklarıdır. Hedefin veya güneşin sağladığı mikrodalga enerjisine rağmen, bu enerji hedefi aydınlatmak için kendi kaynaklarımızı kullanmayı gerektirecek kadar sınırlıdır [2,5,8,9].

Mikrodalga enerjisi, elektromanyetik ışımanın Şekil 2.1.'de gösterilen devamlı spektrumunun küçük bir parçasını teşkil eder [9]. Bu spektrum aynı zamanda görünür ışık ve IR gibi optik özellikleri olan ışımaya türlerini de içerir. Bu farkları belirleyen temel özellik dalga boylarıdır. Atmosfer elektromanyetik dalgaların her dalga boyuna farklı geçirgenlik özellikleri ile tepki verir. Bu özellikler Şekil 2.2.'de incelenebilir [9].



Şekil 2.1 Elektromanyetik spektrum



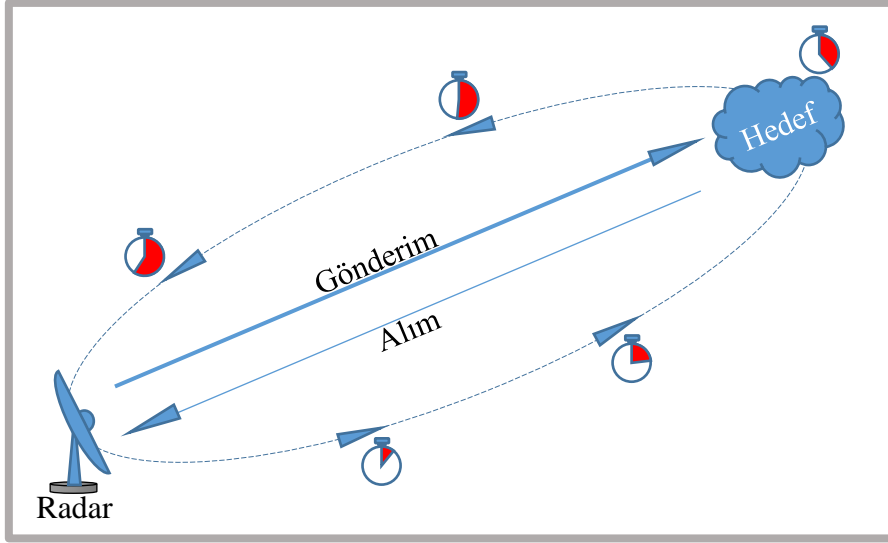
Şekil 2.2. Atmosferin frekanslara göre geçirgenlik özellikleri

2.2. Sinyal Zamanlaması

Radarlar, antenler aracılığı ile gönderilen elektromanyetik sinyaller ile hedefi aydınlatır ve hedeften dönen az miktardaki enerjiye sahip yankıyı gecikme ile alır.

Noktasal bir hedef ele alındığında menzil (R) ve gecikme (T) arasında,

$$R = \frac{1}{2} c_p T \quad (2.1)$$



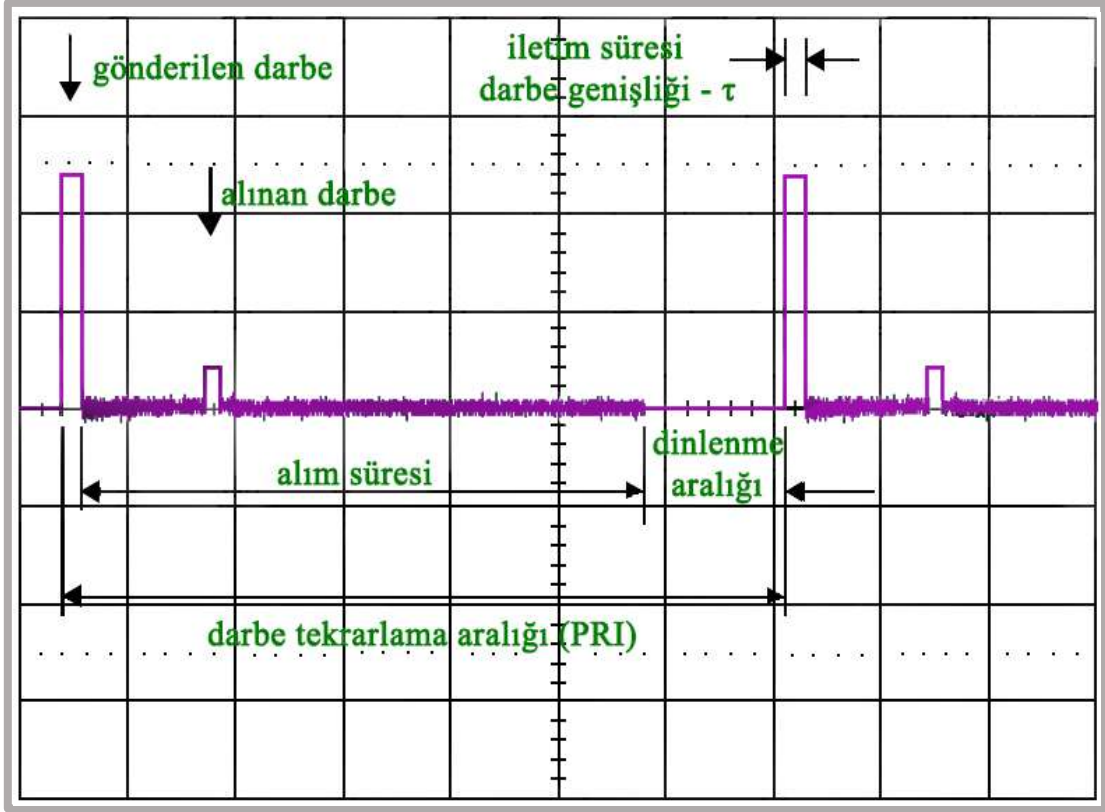
Şekil 2.3. Radar ile sinyal gönderme alma [10]

ilişkisinden bahsedilebilir. Burada c_p elektromanyetik dalganın yayılma hızıdır ve $\frac{1}{2}$ faktörü ise sinyalin gidiş dönüşünde aynı rotayı iki kez kat etmesinden kaynaklanır. Tabii ki c_p her ortamda aynı değere sahip olmayacaktır. Ancak bu fark çok küçük ve radar sinyalinin türünden bağımsız olduğu için ihmal edilebilir [5,11].

Bir darbenin başlangıç zamanı ve bir sonraki darbenin başlangıç zamanı arasında geçen süreye pulse tekrarlama aralığı (Pulse Repetition Interval – PRI) adı verilir ve pulse tekrarlama frekansı (Pulse Repetition Frequency – PRF) ile arasında şu ilişki bulunur:

$$(PRI) = \frac{1}{(PRF)} \quad (2.2)$$

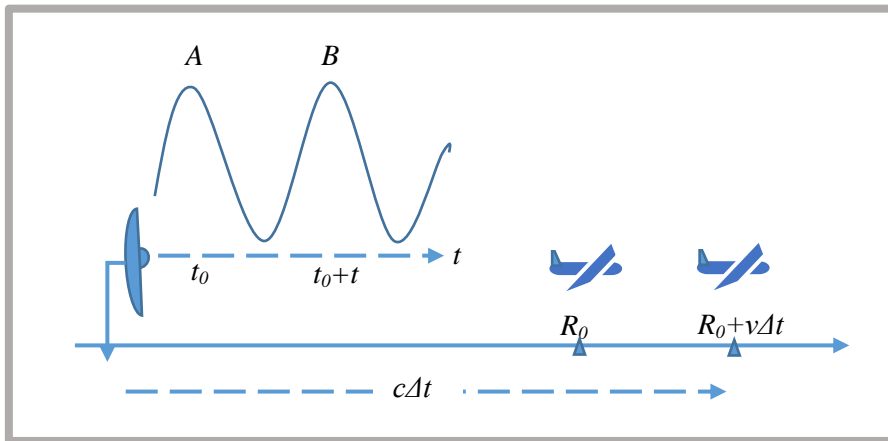
PRI, dolayısı ile PRF maksimum gözlem mesafesi ile doğrudan ilgilidir. Şekil 2.4’te örnek bir darbe için sinyal zamanlaması temsili bir grafik ile anlatılmıştır [10].



Şekil 2.4. Radar darbe zamanlaması [10]

2.3. Doppler Etkisi

Radar sinyallerinde elektromanyetik dalga yayılırken, hedefin radara doğru veya tersi yönüne olan hareketinden kaynaklanan bir frekans kayması gözlemlenir. Bu etkiye 'Doppler kayması' adı verilir. Elektromanyetik dalganın faz değişimleri ölçülerek Doppler kaymasının niceliği belirlenebilir.



Şekil 2.5. Doppler senaryosu [12]

Gönderilen dalga;

$$E_i(t) = E_0 \cos(2\pi f_i t + \phi_0) \quad (2.3)$$

Δt süre ile gecikmeli olarak alınan dalga

$$E_i(t) = E_1 \cos(2\pi f_i (t + \Delta t) + \phi_1) \quad (2.4)$$

Yayıma için geçen zaman;

$$\Delta t = 2r/c \quad (2.5)$$

İfade yerine yerleştirilirse

$$E_i(t) = E_1 \cos\left(2\pi f_i \left(t + \frac{2r}{c}\right) + \phi_1\right) \quad (2.6)$$

Alınan frekans, parantez içindeki ifadenin türevi alınıp 2π ye bölünmesi ile bulunur.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left(2\pi f_i \left(t + \frac{2r}{c} \right) + \phi_1 \right) \quad (2.7)$$

$$= f_i + \frac{2f_i}{c} \frac{dr}{dt} = f_i + \frac{2f_i v_r}{c} = f_i + f_d \quad (2.8)$$

Bu olay yanımızdan bir taşıt geçip gittiğinde kolayca gözlemlenir. Eğer bu taşıtın hızı artarsa, bu etki daha da belirginleşir. Hareket eden bir hedefe rastlayan elektromanyetik dalgalar da benzeri şekilde davranırlar ve bir frekans kaymasına maruz kalırlar.

Bu etki Avusturyalı fizikçi Christian Doppler (1803-1853) tarafından keşfedilmiş olup, kendisinin adı ile anılmaktadır. Frekans kayma miktarı hedef hızının bir ölçüsüdür.

Tablo 2.1. Doppler etkisi için MATLAB benzetimi kaynak kodları

```

pause off;close all;
clear all; clc; c = 345;           % ses hızı - m/s
fs = 8000;           % örnekleme oranı - 1/s

f0 = 440;           % kaynak frekansı - hz
A = 1;           % kaynak genliği
W = 2*pi*f0;           % omega - rad/s
T = 6;           % toplam zaman - saniye

l = 100;           % yol uzunluğu - metre
Vs = l/T;           % kaynak hızı - m/s
y = 0;           % gözlemcinin hedef izine olan uzaklığı - m

t = -T/2:1/fs:T/2;           % zaman dizisi
x = t .* Vs;           % kaynak pozisyonu dizisi
d = sqrt(x.^2 + y.^2);           % kaynak uzaklığı dizisi - m
Va = Vs .* cos((atan2(y,x))); % görünen hız dizisi
d(d<1) = 1;           % sıfır ile bölüm düzeltmesi
env = 1./d;           % genlik zarfı dizisi
Fa = f0.*(c./(c+Va));           % görünen frekans dizisi - hz
Wa = 2*pi*Fa;           % görünen frekans dizisi - rad/s
wav = env.*cos(Wa.* t);           % örneklenen dalga dizisi
wav = .95 * wav ./ max(abs(wav));
soundsc(wav, fs);
wavwrite(wav,fs,16,'prob1.wav');
%%

subplot(3,1,1); plot(t, Va); title('Kaynağın Görünen Hızı');
xlabel('zaman (s)'); ylabel('hız (m/s)');

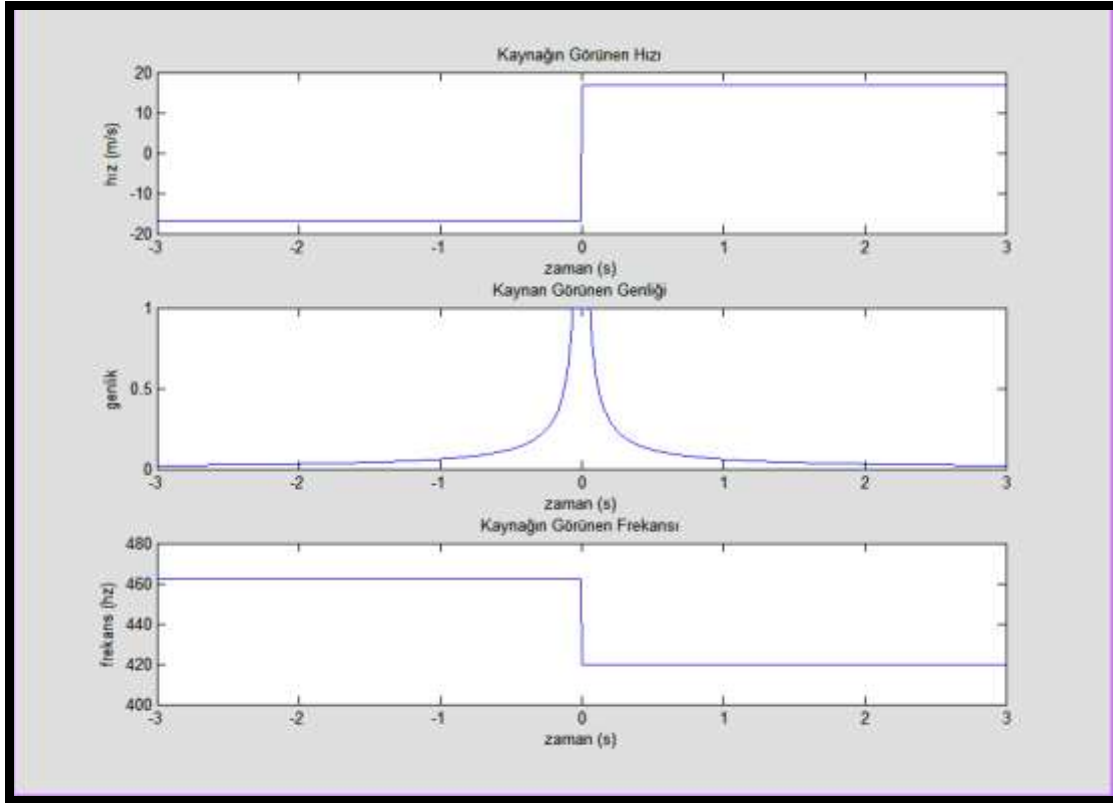
subplot(3,1,2); plot(t, env); title('Kaynağın Görünen Genliği');
xlabel('zaman (s)'); ylabel('genlik');

subplot(3,1,3); plot(t, Fa); title('Kaynağın Görünen Frekansı');
xlabel('zaman (s)'); ylabel('frekans (hz)');

saveas(gcf,'prob1.png');
disp('Part 1 tamamlandı, bir tuşa basın...'); pause;

```

Yukarıdaki MATLAB ortamında geliştirilmiş kaynak kodları, sabit bir gözlemciye doğru gelen ve geçen bir taşıtın sesinde meydana gelen Doppler etkisinin benzetimini gerçeklemektedir.



Şekil 2.6. Doppler etkisi Matlab benzetim çıktıları

Doppler kayması radar sistemlerinde hareketli hedeflerin sabit yığınlardan ayrıştırılması amacıyla yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Aynı zamanda Doppler kayması hedefin hızını belirlemede anahtar faktördür [5,8,12,13].

2.4. Radar Dalga Formları

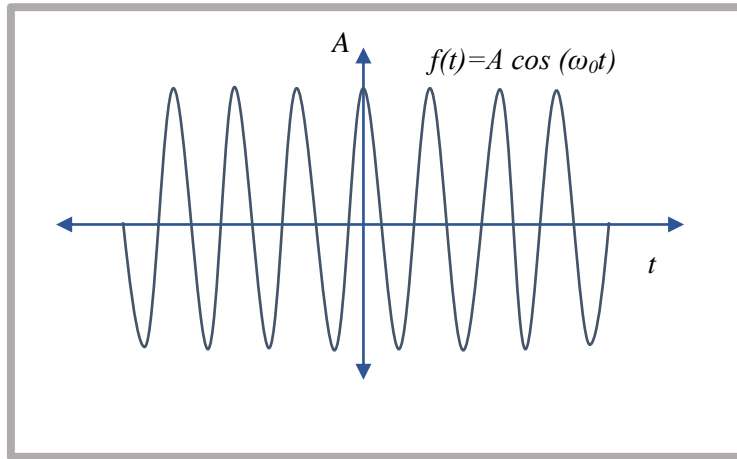
2.4.1. Sürekli dalga sinyalleri

Sürekli dalga yaklaşımı (Continuous Wave - CW), radarlardaki ilk yaklaşımlardan biri olmasına rağmen geniş bir kullanım alanına sahiptir. Belli bir frekans değerinde sürekli dalga yayan klasik bir sürekli dalga radar sistemi yansıyan dalgadaki gecikme değerlerini ölçebilecek parametreleri elde edemez, dolayısıyla menzil ölçümü

konusunda yetersizdir ancak Doppler değerini analiz edebilecek kabiliyete sahiptir [5,14-16].

Temel bir s¼rekli dalga sinyali;

$$s(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi_0] \quad (2.9)$$



Şekil 2.7. S¼rekli dalganın zaman ekseninde g¼sterimi

Kararlı durumda geri yansıyan sinyal;

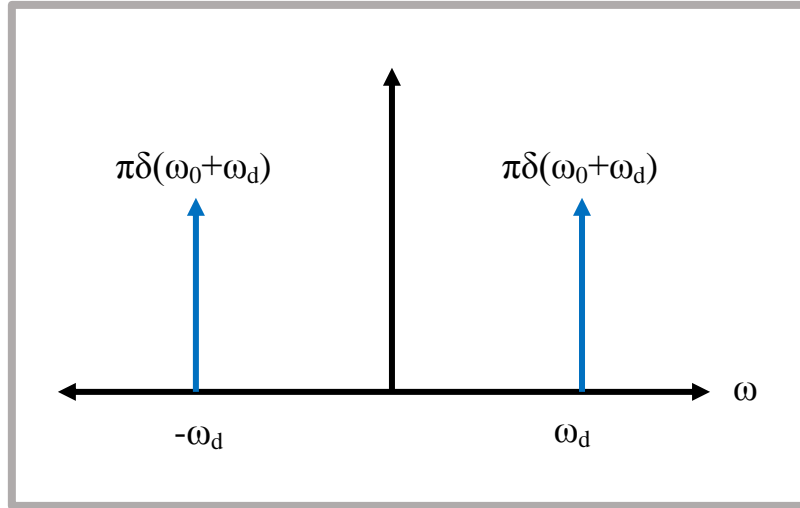
$$s_r(t) = A \cos[(\omega_0 + \omega_d)(t - t_d) + \varphi_0] \quad (2.10)$$

Temel banda heterodin edilen sinyal, genlik fakt¼r¼ ve faz terimi ihmal edildikten sonra;

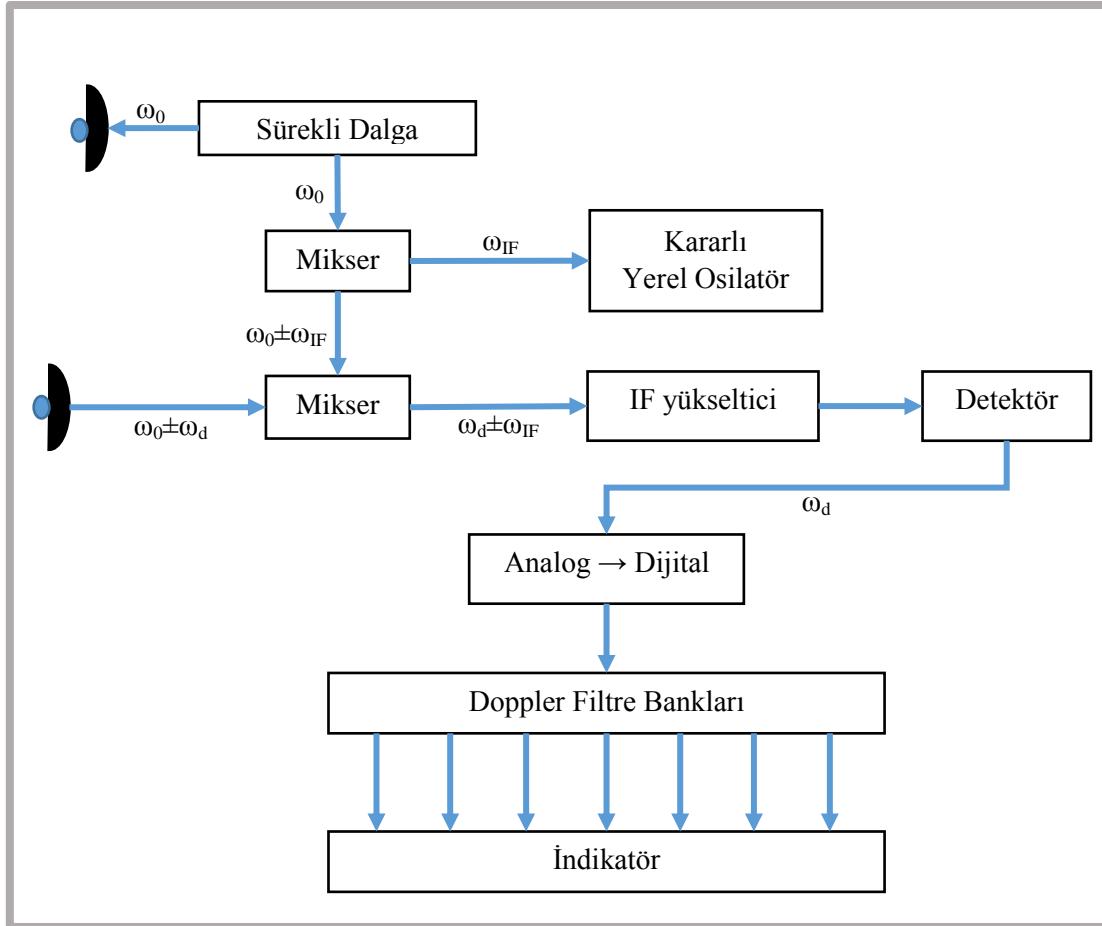
$$s(t) = \cos[\omega_d t] \quad (2.11)$$

ve bu sinyalin Fourier d¼n¼Ő¼m¼;

$$F \{s_v(t)\} = \pi [\delta(\omega_0 + \omega_d) + \delta(\omega_0 - \omega_d)]. \quad (2.12)$$



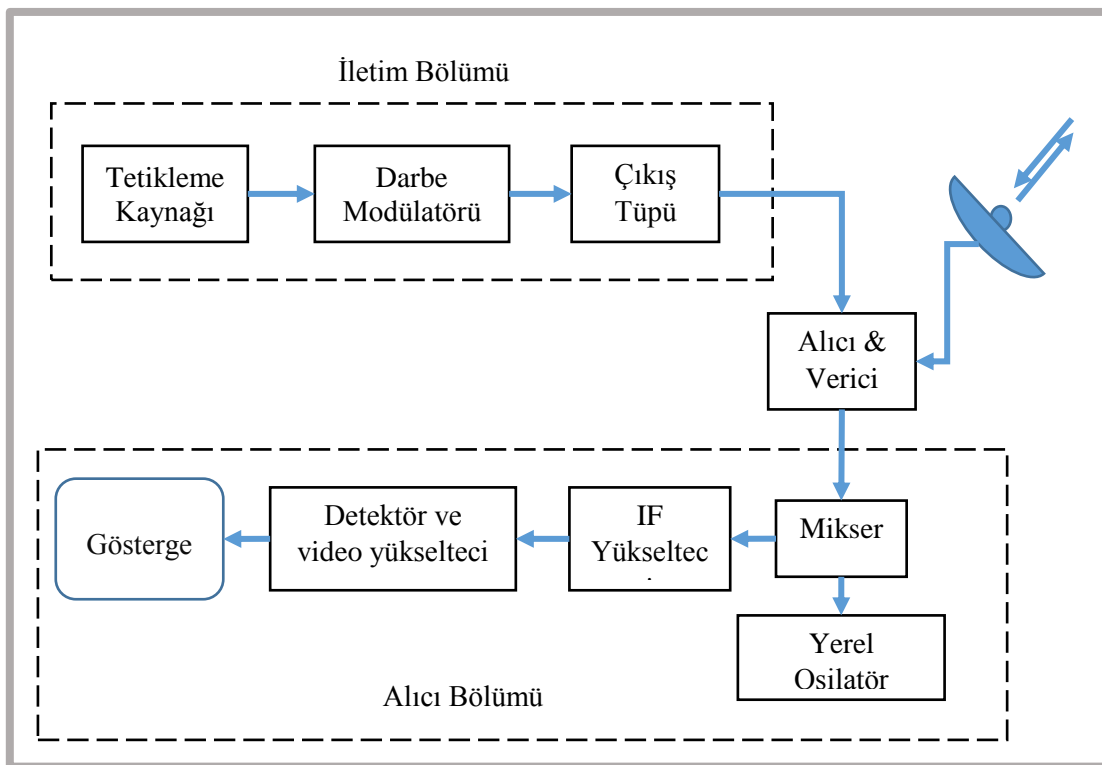
Şekil 2.8. Sürekli dalganın frekans düzleminde gösterimi



Şekil 2.9. Sürekli dalga radarı blok diyagramı [16]

2.4.2. Pulse radar sinyalleri

Pulse (darbe) radarları modüle edilmiş pulse dizileri gönderip alırlar. Menzil gönderilen ve alın iki yönlü gecikmeden yararlanılarak elde edilir. Eğer kesin menzil ölçümü sağlamaya yetecek gözlem süresi sağlanabilirse Doppler frekansı değeri, $r = \Delta R/\Delta t$ menzil oranından sağlanabilir. Bu yaklaşım, eğer menzil Δt süresinde sert değişimler göstermiyorsa iyi sonuç verir. Aksi takdirde pulse radarlar için de Doppler filtre banklarını devreye almak gerekebilir [5,15,16].



Şekil 2.10. Darbe radar blok diyagramı [16]

2.5. Sinyal – Gürültü oranı (SNR)

SNR (Signal to Noise Ratio) genel olarak sinyalin yoğunluğunun gürültünün ortalama yoğunluğuna olan oranı olarak ifade edilebilir. T sinyalin süresini ifade etmek üzere bir $s(t)$ sinyali için ortalama güç ifadesi:

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt \quad (2.13)$$

Ortalama gürültü gücü P_N olarak gösterilirse:

$$SNR_{(ort)} = \frac{P_S}{P_N} \quad (2.14)$$

Beyaz Gauss gürültüsü (yani sıfır ortalamalı $\sigma_{r_n}^2$ varyanslı gürültü) için $P_N = \sigma_{r_n}^2$ olur, yani ortalama SNR :

$$SNR_{(ort)} = \frac{P_S}{P_N} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt}{\sigma_{r_n}^2} \quad (2.15)$$

2.6. Uyumlu Süzgeç

Uyumlu süzgeç çıkışta maksimum sinyal – gürültü oranını (SNR – Signal to Noise Ratio) sağlayan filtredir. Bir $s(t)$ sinyali ele alındığında uyumlu süzgecin transfer fonksiyonu sinyalin zamanda kaymış halinin yani $s(t+t_0)$ 'ın karmaşık eşleniğidir.

$$H(f) = kS^*(f) \exp(-j2\pi ft_0) \quad (2.16)$$

Darbe (impulse) cevabi, giriş işaretinin ayna fonksiyonu ise;

$$h(t) = \begin{cases} kS^*(t-t_0); & t \geq 0 \\ 0; & t < 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

Burada t_0 gözlem süresi ve k ölçekleme faktörüdür.

Uyumlu süzgecin önemli özellikleri bulunur; tüm lineer filtreler içinde maksimum SNR oranını $2E/N_0$ ile uyumlu süzgeç sağlar. Burada $E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt$ ifadesi sinyalin enerjisini ve $N_0/2$ de gürültünün güç spektral yoğunluğunu ifade etmektedir.

Bir $s(t)$ sinyaline ait uyumlu süzgeç aynı zamanda bu sinyalin aynı dalga şekline fakat farklı genlik ve zaman gecikmesi değerlerine sahip formları için de en uygun çıkışı sağlar. Burada $t'_0 = (t_0 + \tau)$ olmak üzere;

$$H'(f) = kS^*(f) \exp\{-j2\pi ft'_0\} \quad (2.18)$$

$$= akS^*(f) \exp\{-j2\pi f(t'_0 - \tau)\} \quad (2.19)$$

$$= aH(f) \exp\{-j2\pi f[t'_0 - (t_0 + \tau)]\} = aH(f) \quad (2.20)$$

Uyumlu süzgeç bir korelatördür. Uyumlu süzgecin impuls tepkisi giriş sinyalinin ayna fonksiyonu olduğundan, filtrenin çıkışı sinyalin otokorelasyonu olarak ifade edilebilir.

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} ks^*(t_0 - \tau)s(t - \tau)d\tau = kR_s(t - t_0) \quad (2.21)$$

Uyumlu süzgecin çıkışı, sinyalin $|S(f)|^2$ güç spektrumunun Fourier dönüşümüdür.

$$s_{out}(t, t_0) = \int S(f)[kS^*(f) \exp\{-j2\pi ft_0\}] \exp\{-j2\pi ft\} df \quad (2.22)$$

$$= \int kS(f)S^*(f) \exp\{-j2\pi f(t - t_0)\} df \quad (2.23)$$

$$= k \int |S(f)|^2 \exp\{j2\pi f(t - t_0)\} df \quad (2.24)$$

t_0 gözlem süresi sinyalin süresine eşit veya daha büyük olduğu zaman uyumlu süzgecin çıkışı maksimum değerini alır [16].

2.7. Belirsizlik Fonksiyonları

Radar belirsizlik fonksiyonları (Ambiguity Function – AF) bir $s(t)$ sinyalinin f_d Doppler ve T gecikme düzlemine yayılmış iki boyutlu fonksiyonudur. Bu temel radar performans analizi aracı 1953'te Woodward tarafından ortaya atılmıştır [11,15,17].

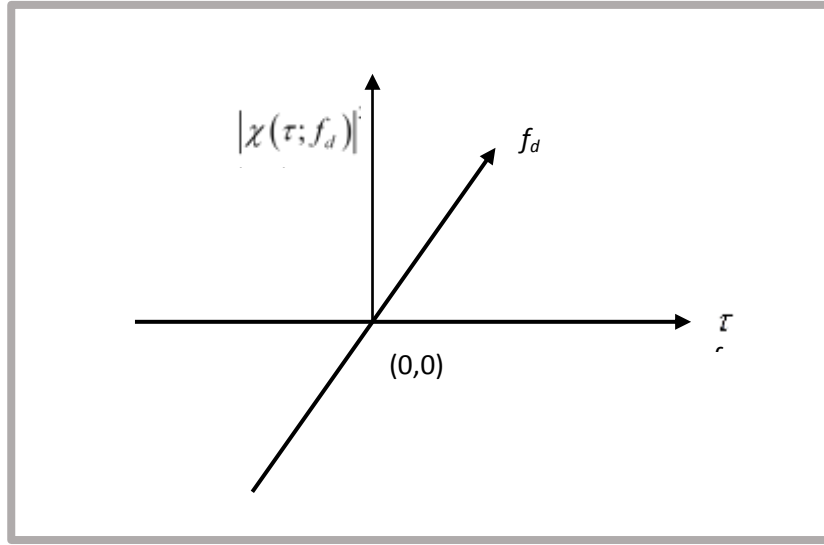
Belirsizlik fonksiyonları zamanda T kadar gecikmeye ve filtre tarafından alınması öngörülen nominal değere göre bir Doppler kaymasına sahip sonlu bir sinyale uyumlu süzgecin gösterdiği zaman cevabını ifade eder. s sinyalin karmaşık zarfı ve $S(f)$ sinyalin frekans spektrumu olmak üzere;

$$\left. \begin{aligned} \chi_s(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t-\tau)\exp\{j2\pi f_d t\} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S^*(f)S(f-f_d)\exp\{j2\pi f \tau\} df \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

veya simetrik formu ile

$$\left. \begin{aligned} \chi_s(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t+\tau/2)s^*(t-\tau/2)\exp\{j2\pi f_d t\} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S^*(f+f_d/2)S(f-f_d/2)\exp\{j2\pi f \tau\} df \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

Belirsizlik fonksiyonunun $(t, f_d) = (0,0)$ daki değeri, sinyal ile yankının mükemmel şekilde uyuşması durumundaki uyumlu süzgeç çıkışını temsil eder. İdeal belirsizlik fonksiyonu için $(t, f_d) = (0,0)$ orijin noktasının maksimum olması ve diğer tüm (t, f_d) noktalarının sıfır olması beklenir. İdeal belirsizlik fonksiyonunun iki boyutlu grafiksel gösteriminde Şekil 2.11'deki raptiye şekli görülmesi beklenir [5,15].



Şekil 2.11. İdeal belirsizlik fonksiyonu temsili

Belirsizlik fonksiyonlarının en yüksek değere sahip noktası $(t, f_d) = (0,0)$ dır. Bu noktada genlik $4E^2$ ye eşittir.

$$\max \left\{ |\chi(\tau; f_d)|^2 \right\} = |\chi(0;0)| = (2E)^2 \quad (2.27)$$

$$|\chi(\tau; f_d)|^2 \leq |\chi(0;0)|^2 \quad (2.28)$$

Normalize edilmiş belirsizlik fonksiyonu için:

$$|\chi(\tau; f_d)| = |\chi(0;0)| = 1 \quad (2.29)$$

Belirsizlik fonksiyonu grafiğinin altında kalan hacim sabittir:

$$\iint |\chi(\tau; f_d)|^2 dt df_d = 2E^2. \quad (2.30)$$

$s(t)$ sinyalinin Fourier dönüşümü $S(f)$ olarak alınırsa, Parseval teoremi yardımı ile aşağıdaki ifade elde edilebilir:

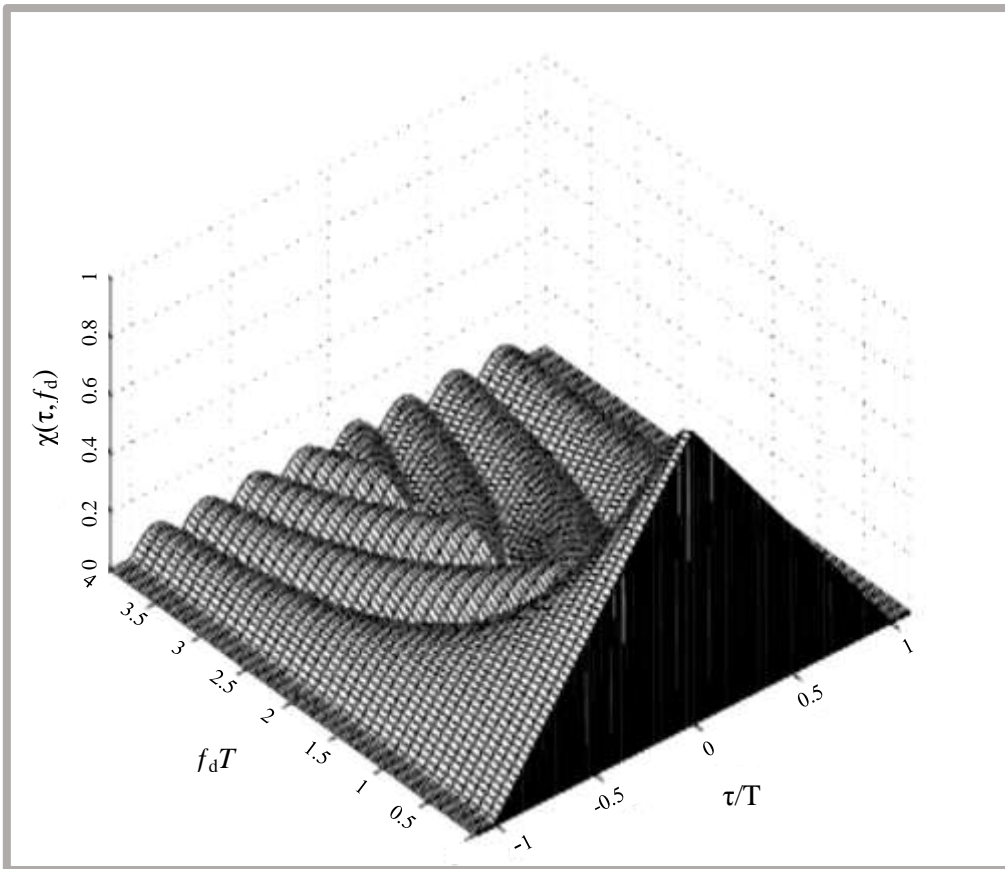
$$|\chi(\tau; f_d)|^2 = |S^*(f)S(f - f_d)\exp\{-j2\pi f\tau\}|^2 \quad (2.31)$$

Belirsizlik fonksiyonlarının bir avantajı da farklı sinyallerin performanslarının analiz edilebilmesidir. Kare dalga darbesi için belirsizlik fonksiyonu:

$$\chi_{rect}(\tau; f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}(t + \tau/2)\text{rect}^*(t - \tau/2)\exp\{j2\pi f_d t\} dt \quad (2.32)$$

$$= \int_{-(T-\tau)/2}^{(T-\tau)/2} \exp\{j2\pi f_d t\} dt \quad (2.33)$$

$$\begin{cases} (T - |\tau|) \text{sinc}[f_d(T - |\tau|)] & \text{for } |\tau| \leq T \\ 0 & \text{for } |\tau| > T \end{cases} \quad (2.34)$$



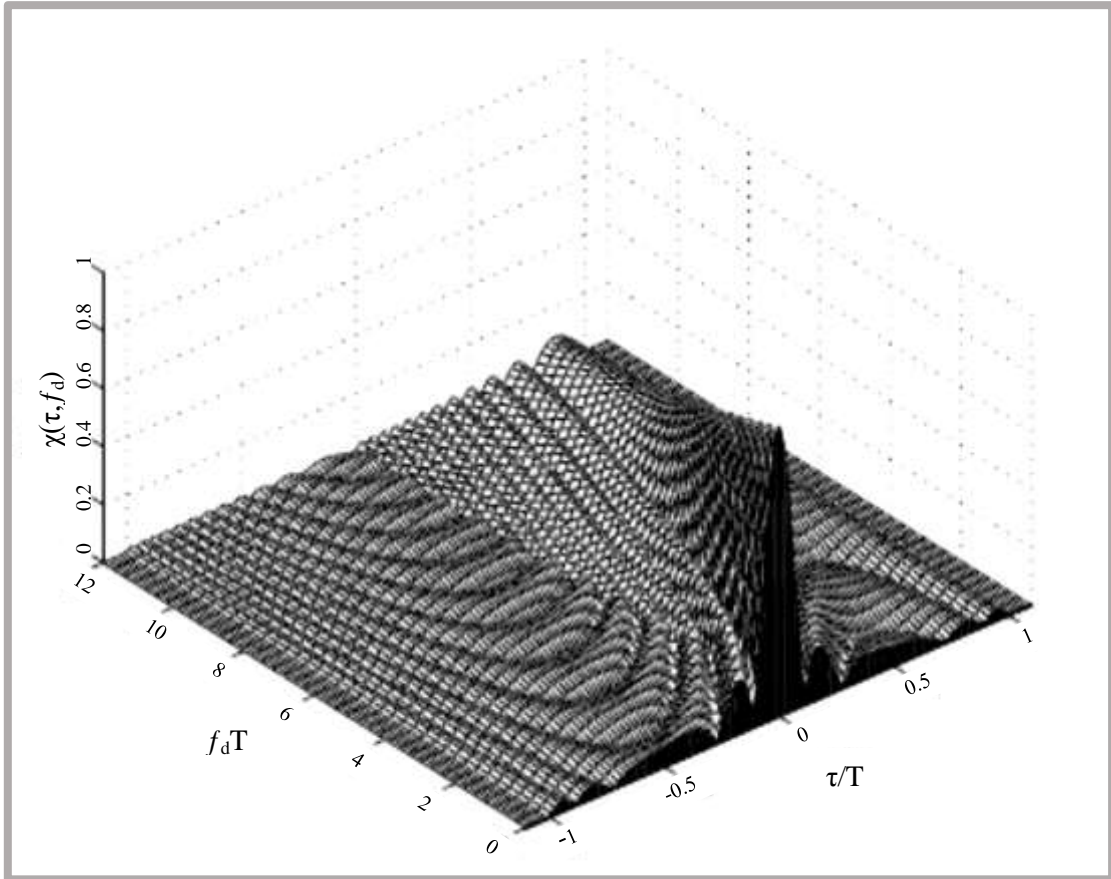
Şekil 2.12. Kare dalganın belirsizlik fonksiyonu çıktısı [18,15]

Aşağıda matematiksel ifadesi gösterilen lineer frekans modülasyonu (LFM – Linear Frequency Modulation) kare dalga darbesi ifadesi için

$$LFM(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t-T/2}{T}\right) \exp\{j(2\pi f_0 t + \pi\eta t^2)\} \quad (2.35)$$

belirsizlik fonksiyonu şu şekli alır

$$\chi_s(\tau, f_d) = \begin{cases} (T-|\tau|) \text{sinc}[(v-\eta\tau)(T-|\tau|)] & |\tau| \leq T \\ 0 & \text{diger} \end{cases} \quad (2.36)$$



Şekil 2.13. LFM sinyalin belirsizlik fonksiyonu [18,15]

Kare dalga darbesi ve LFM sinyal için normalize edilmiş belirsizlik fonksiyonu yüzeyleri Şekil 2.12. ve Şekil 2.13. üzerinde incelenebilir.

2.8. Çapraz Belirsizlik Fonksiyonları

s sinyalin karmaşık zarfı ve $S(f)$ sinyalin frekans spektrumu olmak üzere;

$$\left. \begin{aligned} \chi_c(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_m(t) s_n^*(t - \tau) \exp\{j2\pi f_d t\} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S_m^*(f) S_n(f - f_d) \exp\{j2\pi f \tau\} df \end{aligned} \right\} \quad (2.37)$$

$\chi_c(\tau, f_d)$ ile gösterilen çapraz belirsizlik fonksiyonu (CAF – Cross Ambiguity Function), s_m ve s_n gibi iki sinyalin arasındaki belirsizlik fonksiyonunu ifade eder. Simetrik formda aşağıdaki gibi ifade edilebilir [16,19]:

$$\left. \begin{aligned} \chi_c(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_m(t + \tau/2) s_n^*(t - \tau/2) \exp\{j2\pi f_d t\} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S_m^*(f + f_d/2) S_n(f - f_d/2) \exp\{j2\pi f \tau\} df \end{aligned} \right\} \quad (2.38)$$

BÖLÜM 3. RADAR GÖRÜNTÜLEME

3.1. Temel Bilgiler

Radarlar hedef tespiti için kullanılır. Bununla birlikte hedeften yansıyan sinyaller gelişmiş matematiksel yöntemler ile işlendiğinde hedefin görüntüsünün elde edilmesi de olanaklıdır. Radar ile hedef görüntüleme temel amaç üç boyutlu hedef alanının iki boyutlu görüntüsünün elde edilmesidir.

Hedefin görüntüsü bu bağlamda hedef alanından dönen sinyallerden elde edilen, saçılma noktalarının bir boyutlu yoğunluk fonksiyonlarının koleksiyonlarıdır. Radar ile görüntüleme hedef görüntüsün kalitesini belirleyen temel unsur menzil ve çapraz menzil çözünürlükleridir [20-23].

3.1.1. Menzil çözünürlüğü

Yeterli bant genişliğine sahip bir radar, görüş hattı (Line of Sight – LOS) doğrultusunda yer alan yansıtma merkezlerinin bir boyutlu haritasını görüntüleyebilir.

Menzil çözünürlüğü, menzil boyunca (domaininde) bulunan komşu yansıtma merkezlerinin, yoğunluk fonksiyonu üzerinde ayırt edilebileceği en düşük aralığı temsil eder [20,7]. Kare darbenin Fourier dönüşümünün *sinc* fonksiyonuna genişlemesinden dolayı menzil çözünürlüğü yan lobların yoğunluğuna bağlıdır. Dolayısıyla radar görüntüleme sistemlerinde görüntü çözünürlüğü sinyalin bant genişliği ile direkt olarak ilişkilidir. (3.1) numaralı eşitlik bu ilişkiyi açıklamaktadır.

$$\Delta_x = \frac{c}{2} \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{c}{4B_0} \quad (3.1)$$

Bu ifadede B_0 bant genişliğini ve Δ_x nominal menzil çözünürlüğünü temsil etmektedir. Pratikte gönderilen sinyalin sahip olduğu belirsizlikler dolayısı ile bu çözünürlük değerine ulaşmak güçtür.

3.1.2. Çapraz menzil çözünürlüğü

Çapraz menzil profilleri temelde farklı gözlem açılarından yankı sinyallerinin toplanması ile elde edilir. Çapraz menzil profilleri, hedefin çapraz menzil boyunca yer alan yansıma merkezlerinin sinc benzeri görüntülerinin toplamalarını ifade eder.

Çapraz menzil çözünürlüğü ise bu doğrultudaki gözlemlenebilirlik yeteneğidir. (3.2) numaralı eşitlik çapraz menzil çözünürlüğünü ifade etmektedir.

$$\Delta_x = \frac{\pi}{2k} = \frac{\lambda}{4} \quad (3.2)$$

3.2. Radar Görüntülemeye Klasik Yaklaşımlar

3.2.1. SAR – ISAR yaklaşımı

Yüksek çözünürlüklü radar görüntüleri SAR ve ISAR yöntemleri yardımı ile elde edilebilir. Yöntem olarak SAR ve ISAR aynı prensipler ile çalışır, ancak probleme bağlı olarak aralarında geometrik farklar bulunur. Burada temel fark hedefin veya radar anteninin hareket durumudur.

ISAR görüntüleme sistemi, hedefin kuyruk, durun, silah, motor gibi yansıtıcı parçalarının elektromanyetik yansıtıcılık özelliklerini iki boyutlu düzleme aktarabilen etkili radar sinyal işleme yöntemleridir.

ISAR görüntülemeye radar görüş hattı (LOS) dahilinde hareket ederken hedefin açı değiştirmesi beklenir. Bu açı değişimi farklı yansıma merkezlerinin ISAR görüntü düzlemi üstünde görünmesini sağlar [12,20,24].

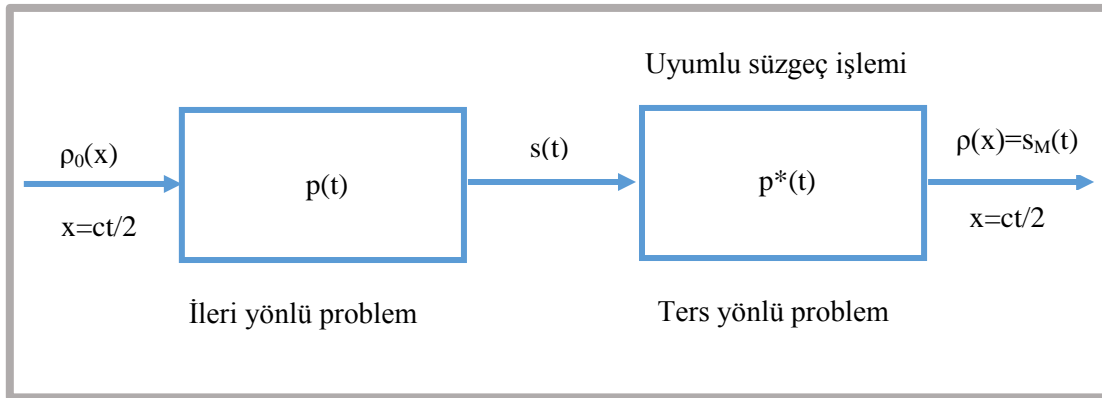
ISAR görüntüsü menzil ve çapraz menzil profillerinin iki boyutlu düzlemde gösterilmesi olarak da ele alınabilir. Bu nedenle ISAR yapısından önce menzil ve çapraz menzil profillerini ele almak gerekir.

3.2.1.1. Menzil - çapraz menzil profili

Yeterli bant genişliği ile bir hedefin LOS doğrultusundaki bir boyutlu görüntüsünün elde edilmesi mümkündür. Bu yapıya menzil profili denir. Benzer şekilde, bir hedefin radara göreceli hareketleri yeterli zaman süresince gözlemlenebilirse çapraz menzil profili bir boyutlu olarak elde edilebilir.

3.2.1.1.1. Menzil görüntüleme

Menzil profili, geri yansıyan sinyalin menzil boyunca sıkıştırılmış halidir. Gecikme zamanının bir fonksiyonu olduğu için, sonuçta alınan sinyal, LOS boyunca dizilmiş halde bulunan hedefe ait yansıma merkezlerinin bir fonksiyonu olacaktır.



Şekil 3.1. Menzil görüntüleme ileri ve ters sistem modeli [20]

ρ_n , $n=1,2,3...$ için hedef yansıtıcılığını temsil etmek üzere bir hedeften yansıyan sinyal;

$$s_n(t) = \rho_n \left(t - \frac{2x_n}{c} \right) , \quad n = 1, 2, 3... \quad (3.3)$$

Olarak ifade edilirse, tüm tekil geri yansımaların toplamı şöyle ifade edilebilir:

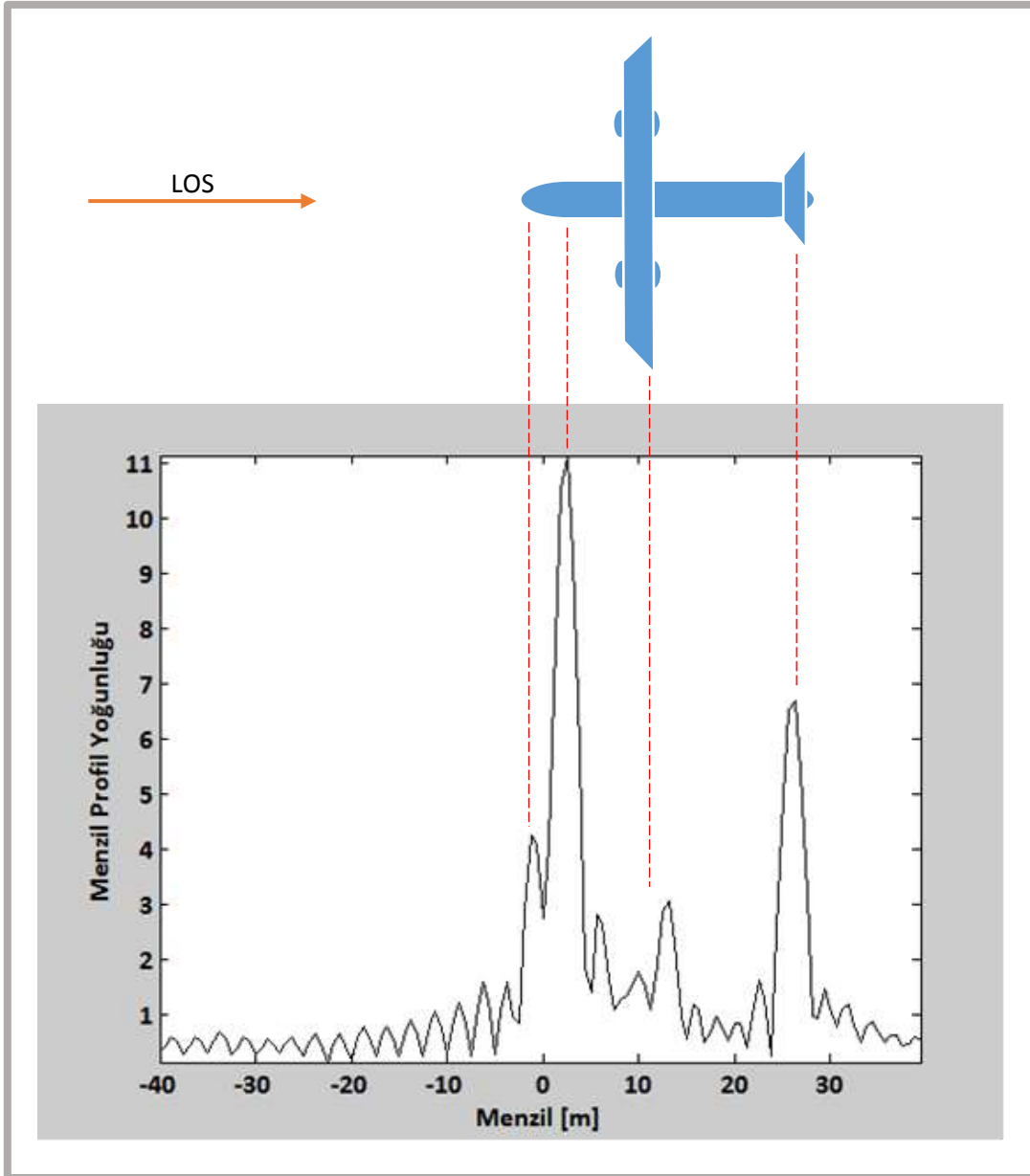
$$s(t) = \sum_n s_n(t) \quad (3.4)$$

Pratikte yansıtıcı noktaların sayısı sonsuzdur, bu yüzden hedef, yansıtıcıların sürekli bir fonksiyonu olarak ele alınabilir [18,20,22]. Bu durumda geri dönen sinyal;

$$s(t) = \int_x \rho(x) p\left(t - \frac{2x}{c}\right) dx \quad (3.5)$$

$$= \rho_0 \left(\frac{ct}{2}\right) * p(t) \quad (3.6)$$

Formülde açıkça görüldüğü gibi radar tarafından alınan sinyal, gönderilen sinyalin zamanda gecikme almış halinin, hedefin yoğunluk fonksiyonu ile zaman domaininde konvolüsyonundan ibarettir.



Şekil 3.2. Model bir uçağın menzil profili [22]

Menzil profilleri hedef alanından yansıma merkezlerini elde etmek için önemli bir yere sahiptir. Ayrıca hedefin, radar sisteminin LOS hattı boyunca bir boyutlu görüntülemesini ifade etmesinden dolayı otomatik hedef tespiti için de kullanılmaktadır.

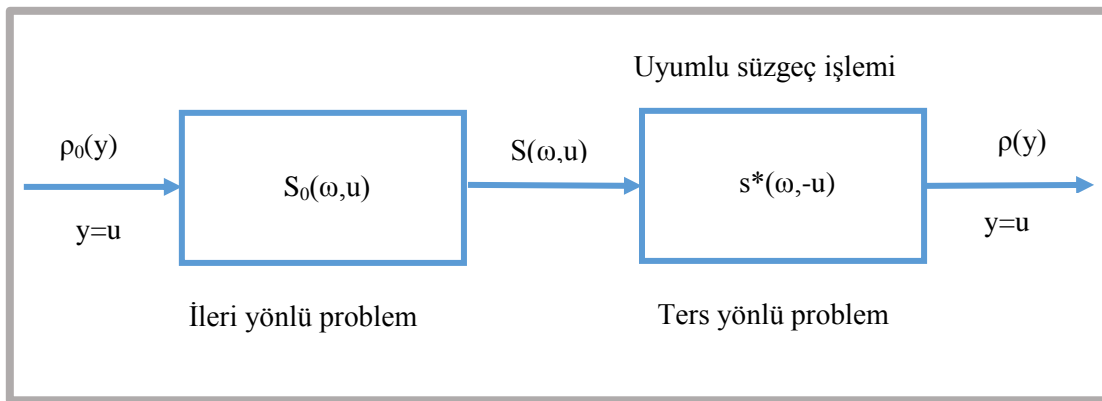
3.2.1.1.2 Çapraz menzil görüntüleme

Bilgi kuramına göre tek boyutlu bir sinyal, u – sentetik açıklık domaininde tek boyutlu bir ölçümle elde edilebilir. Bu nedenle çapraz menzil görüntülemeye iletilen sinyal, sabit ω değerine sahip tek frekanslı sinüsoid olarak ele alınır. (x_n, y_n) noktasındaki bir hedef için alınan sinyal temel bant dönüşümü de yapıldığında;

$$s(\omega, u) = \sum_n \sigma_n \exp \left[-j2k \sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2} \right] \quad (3.7)$$

Hedef alanının merkezindeki birim yansıma merkezinden alınan sinyal bize referans sinyali verir. $(x_n, y_n) = (X_c, 0)$ için,

$$s_0(\omega, u) = \exp \left[-j2k \sqrt{X_c^2 + u^2} \right] \quad (3.8)$$



Şekil 3.3. Çapraz menzil görüntülemeye ileri ve ters sistem modeli [20]

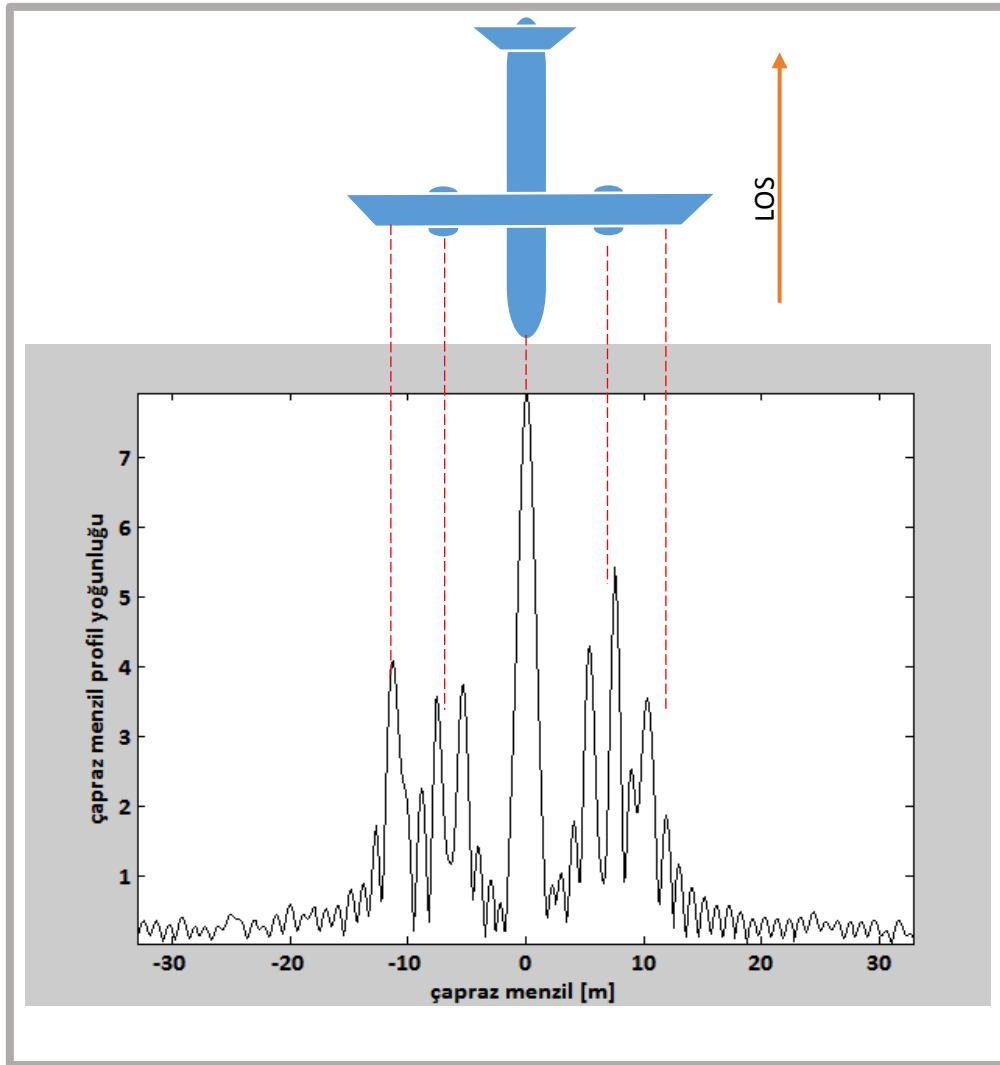
Bu durumda kaydedilen sinyal $S(\omega, u)$ şu şekilde gösterilebilir;

$$s(\omega, u) = \sigma_0(u) * s_0(\omega, u) \quad (3.9)$$

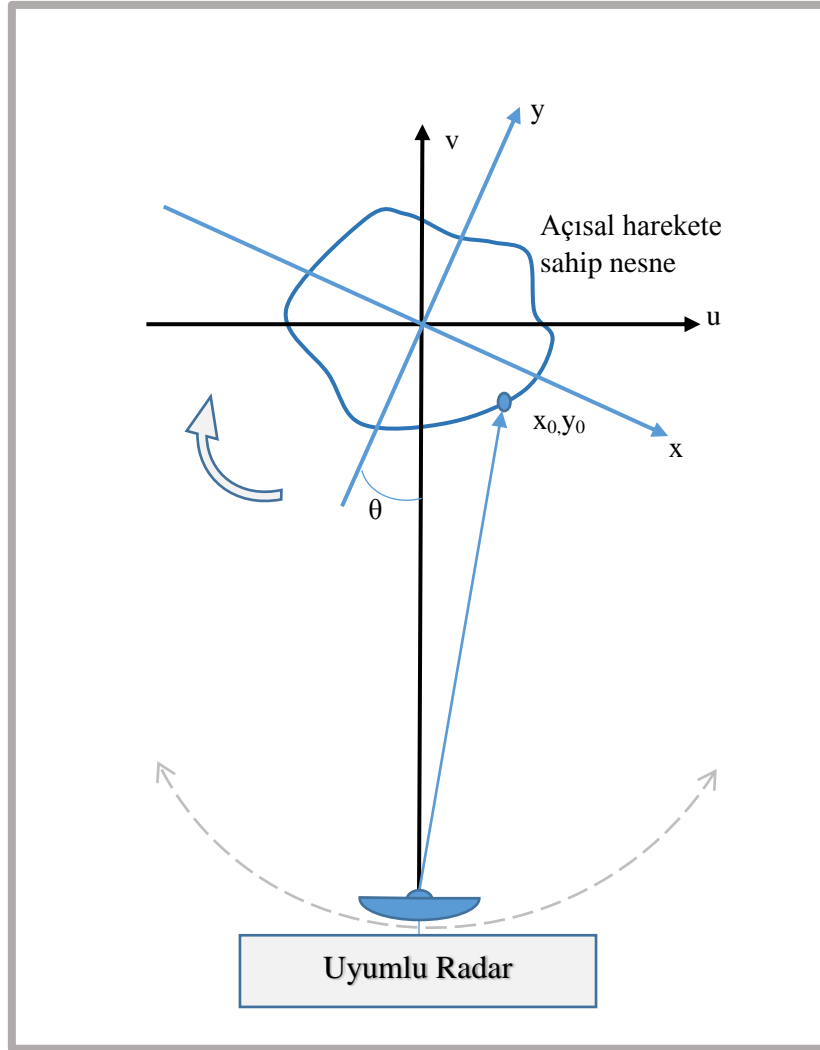
Burada * işlemleri sentetik açıklık domaininde konvolüsyonu ifade etmektedir. $y=u$ çapraz menzil domaininde ideal hedef fonksiyonu $\sigma_0(u)$;

$$\sigma_0(u) = \sum_n \sigma_n \delta(u - y_n) \quad (3.10)$$

olarak gösterilebilir. Bu konvolüsyon modeli Şekil 3.3.'te ileri problem olarak gösterilmiştir [18,20,22].



Şekil 3.4. Model bir uçağın çapraz menzil profili [22]



Şekil 3.5. İki boyutlu ISAR geometrisi [25]

3.2.1.2 ISAR görüntü oluşturma formülasyonu

Şekil 3.5. ele alındığında daha önce de belirtildiği gibi hedef saçılma merkezlerinin toplamları ve hedefin görüntüsü bu saçılma merkezlerinin iki boyutlu bir haritası olarak ele alınabilir. Burada hedefin radar kesit alanı (RCS – Radar Cross Section), $\rho(x,y)$ ile gösterilen ve ‘hedef yansıtıcılık fonksiyonu’ veya ‘hedef yoğunluk fonksiyonu’ olarak da adlandırılabilir, saçılma merkezlerinin iki boyutlu dağılımları tarafından karakterize edilir. Hedefin, radar sistemine, uzak alan kriterlerini sağlamaya yeterli mesafede olduğu varsayılmıştır. Amaç radara göreceli

olarak farklı açılardan alınan sinyalleri işleyerek, $x - y$ düzlemi üzerinde yansıma merkezlerini göstererek $\rho(x,y)$ iki boyutlu fonksiyonunu elde etmektir.

Hem genlik hem faz bilgilerini içeren, alınan kompleks sinyalin, radar antenin v ekseninde hizalandığı anda kaydedilmeye başlandığı varsayalım. v menzil u ise çapraz menzil koordinatları olarak ele alınalım. Eğer hedef nesnesi bir θ açısı ile döndürülürse menzil ve çapraz menzil koordinatları sırası ile x ve y olur. Sabit bir θ açısı için, radara belli bir u menzil mesafesinde, $s(v,\theta)$ ile gösterilebilecek alınan sinyal için u boyunca hedef yoğunluk fonksiyonu şu şekilde ifade edilebilir:

$$s(v,\theta) \rightarrow \int_{-\infty}^{\infty} \rho_{\theta}(u,v) du \quad (3.11)$$

Uzak alan yaklaşımına bağlı olarak değişken faz terimi yukarıdaki eşitlikte dikkate alınmamıştır. Bu $s(v,\theta)$ fonksiyonu basit olarak hedefe ait yoğunluk fonksiyonunun v eksenine üstüne olan projeksiyonudur. Sabit bir menzil v için, tüm yansıma merkezleri eş fazlı (eş evreli) olarak ele alınabilir. Toplam alınan alan:

$$\left. \begin{aligned} G(\theta) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_{\theta}(u,v) e^{-j2kv} dudv \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_{\theta}(u,v) e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}v} dudv \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

Burada k dalga numarası, $\rho_{\theta}(u,v)$ belirlenmiş koordinatlarda hedef yoğunluk fonksiyonu ve $G(\theta)$ ise θ açısında anlık olarak elde edilen toplam alınan alanı ifade etmektedir. e^{-j2kv} faz terimi ise menzil eksenine boyunca meydana gelen yayılma gecikmesi faktörünü ifade etmektedir. Hızlı anteni kullanılarak hedefin aydınlatıldığı durumlarda bu formülasyon hem düzlemsel hem de üç boyutlu hedefler

için kullanılabilir. Aydınlatılan hedef üç boyutlu ise $\rho_\theta(u, v)$ dağılımı hedefin $x - y$ düzlemi üstüne olan izdüşümü olarak ele alınabilir. Sabit ve açılı koordinatlar arasındaki dönüşüm şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

ya da:

$$\begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Buradan elde edilecek

$$v = -x \sin(\theta) + y \cos(\theta) \quad (3.15)$$

eşitliği kullanılarak;

$$G(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho(x, y) e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} (-x \sin(\theta) + y \cos(\theta))} dx dy \quad (3.16)$$

Sonsuz sınırlarla ifade edilen integral operatörü, hedef tarafından kaplanan hacim dışında hedef yoğunluğu sıfır olduğu için bu ifade kullanışlı olacaktır. Yeni değişkenler tanımlanırsa:

$$f_x = -2 \frac{\sin(\theta)}{\lambda} \quad (3.17)$$

$$f_y = 2 \frac{\cos(\theta)}{\lambda} \quad (3.18)$$

eşitlik şu hale gelir:

$$G(f_x, f_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho(x, y) e^{-j2\pi(f_x x + f_y y)} dx dy \quad (3.19)$$

Yukarıda elde edilen ifade, $\rho(x, y)$ ifadesinin Fourier dönüşümünü teşkil etmektedir. Böylece, hedef yoğunluk fonksiyonu $\rho(x, y)$, $G(f_x, f_y)$ ifadesine ters Fourier dönüşümü işlemi uygulanarak elde edilebilir. Bu iki fonksiyon bir arada Fourier çifti teşkil eder.

$$\rho(x, y) \leftrightarrow G(f_x, f_y) \quad (3.20)$$

ya da;

$$\rho(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(f_x, f_y) e^{-j2\pi(f_x x + f_y y)} df_x df_y \quad (3.21)$$

$\rho(x, y)$ sınırlı uzaya sahip olduğu için (yani hedef sınırlı ölçülerde olduğu için), hedefin iki boyutlu frekans cevabı tüm f_x, f_y düzlemine dağılmaktadır. Fakat $G(f_x, f_y)$ 'ın gözlemlenen dataya bağlı olmasından ve sınırsız bant genişliğine sahip frekans ölçümünün imkânsız olmasından dolayı, iki boyutlu frekans spektrumu

sınırlı olacaktır. Tabii ki, daha büyük bant genişliği frekans domaininde daha iyi görüntü anlamına gelecektir. Pratikte, f_1 den f_2 'ye kadar değişen frekanslarda $N-1$ adet azalan adımlarla taranan bir bant frekans spektrumunu N farklı noktada örnekleme eşdeğerdir. Bu yüzden işleyiş doğal olarak, sürekli formdan ayrık domaine şu şekilde dönüşür [12,22,24,26-28]:

$$\rho(x, y) = F^{-\infty} \left\{ \sum_{i=1}^N G(f_{x_i}, f_{y_i}) \right\} \quad (3.22)$$

3.2.2. Fowle – Naparst yaklaşımı ile görüntüleme

Fowle – Naparst'ın yaklaşımı hedef yoğunluk fonksiyonlarını ilk ortaya süren çalışmalardır [29]. Bu çalışmalara göre hedef görüntüsünü içeren uzayın yoğunluk fonksiyonları, belirsizlik fonksiyonu kullanılarak elde edilmiştir. Bu çalışmada kullanılan belirsizlik fonksiyonu şu şekildedir.

$$A(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} u\left(t - \frac{x}{2}\right) \bar{v}\left(t + \frac{x}{2}\right) e^{-j2\pi y t} dt \quad (3.23)$$

Bu fonksiyonda x ve y sırasıyla menzil ve hızı temsil etmektedir. Bu yaklaşım ilk olarak Fowle [29] tarafından ortaya koyulmuş daha sonra Naparst tarafından belirsizlik fonksiyonu işleme alınarak geliştirilmiştir [30]. Bu çalışmalarda hız ve menzil değişkenlerine bağlı belirsizlik fonksiyonu ile geliştirilen hedef yoğunluk fonksiyonu $D(x,y)$ olarak gösterilmiştir.

Yansıyan sinyal $e(t)$ ve gönderilen sinyal $s(t)$ arasındaki ilişki şöyledir;

$$e(t) = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} D(x, y) \sqrt{y} s(y(t-x)) dx dy \quad (3.24)$$

Geri yansıyan sinyalin içerdiği $D(x, y)$ hedef yoğunluk fonksiyonu, vektör uzayında karmaşık işlemler sonucunda şu şekilde elde edilir;

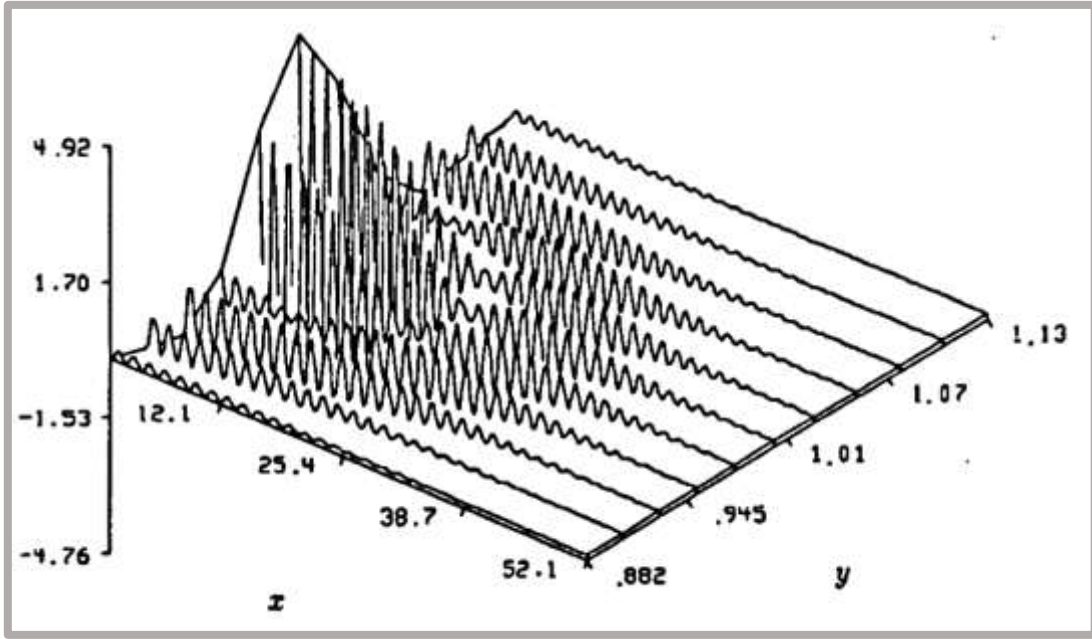
$$D(x, y) = \sum_{n, m=0}^{\infty} \langle e_n, s_m \rangle A_{nm}(x, y) \quad (3.25)$$

Burada $A_{nm}(x, y)$ ile gösterilen belirsizlik fonksiyonu, s_m gönderilen sinyal ve s_n alınan sinyal olmak üzere şu şekildedir [29-31].

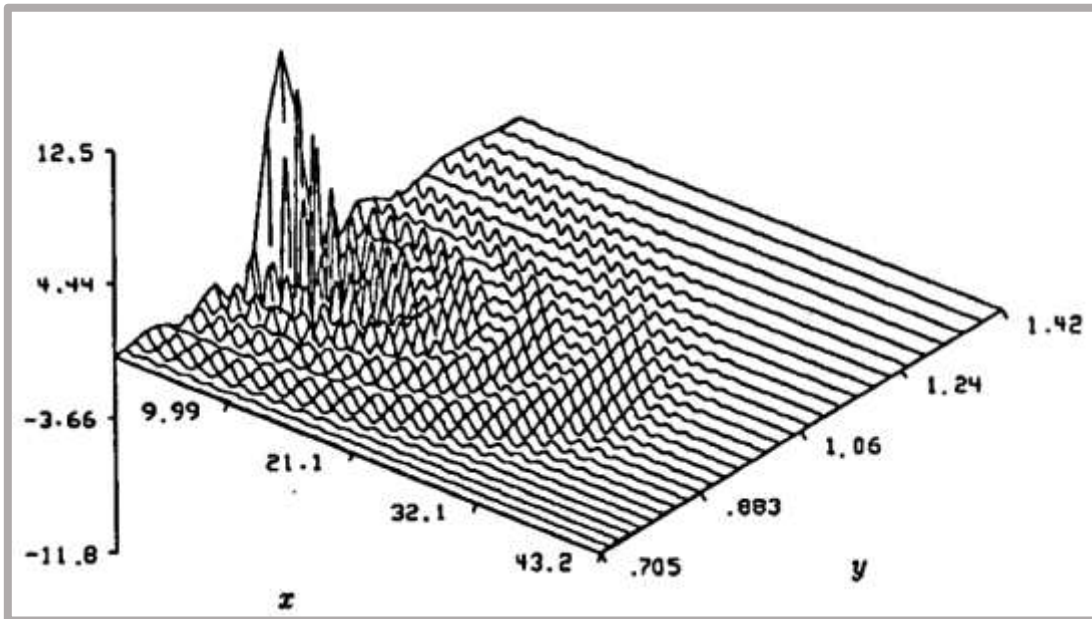
$$A_{nm}(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} s_n(y(t-x)) \bar{s}_m(t) dt . \quad (3.26)$$

Şekil 3.6. ve Şekil 3.7. belirsizlik fonksiyonu temelli Fowle - Naparst yöntemine ait uygulama sonuçlarını vermektedir [29,30].

$D(x, y)$ yüzeyinde $x=1$ ve $y=0$ koordinatları için simüle edilmiş yaklaşık bir Dirac fonksiyonu $N=1$ ve $N=4$ değerleri için görülmektedir.



Şekil 3.6. $x=1$ ve $y=0$ noktaları için yaklaşık Dirac fonksiyonu ($N=1$) [29]

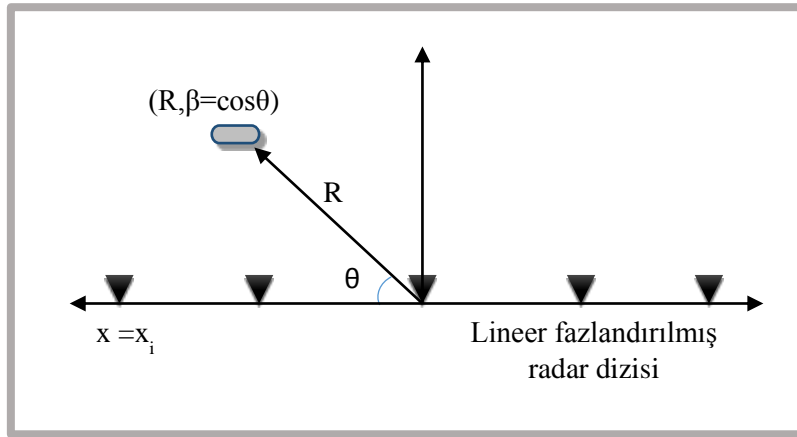


Şekil 3.7. $x=1$ ve $y=0$ noktaları için yaklaşık Dirac fonksiyonu ($N=1$) [29]

BÖLÜM 4. HEDEF YOĞUNLUK FONKSİYONLARI İLE AKTİF SENSÖR GÖRÜNTÜLEME

Bu çalışmada yukarıda kısaca izah edilen mevcut hedef yoğunluk fonksiyonlarından daha farklı özellikteki bir hedef yoğunluk fonksiyonu ele alınmıştır. Menzili göstermek üzere R , tarama açısını ise $\beta = \cos\theta$ olarak gösteren $g(R, \beta)$ tipli yeni bir hedef yoğunluk fonksiyonu ele alınmıştır. Tanımlanan yeni $g(R, \beta)$ hedef yoğunluk fonksiyonu, bir $g(R, \beta)$ noktası civarından yansıyan sinyalin bu alana gönderilen sinyalin genlik şiddetlerine oranı olarak düşünülmüştür [32-35].

Bu çalışmada diğer bir yeni yaklaşım ise radar görüntülemenin, fazlandırılmış radar dizisi kullanılarak yerine getirilmesidir [36-38]. Bu noktada göz önüne alınan hedef yoğunluk fonksiyonuna dair senaryomuz aşağıdaki temel şekli göz önüne almaktadır.



Şekil 4.1. Fazlandırılmış radar dizisiyle görüntüleme

Görüldüğü gibi yararlanacağımız yaklaşım koordinat sisteminin üst yarı düzlemini göz önüne almaktadır. Bu koşullarda hedefe gönderilen darbe sinyali $p(t)$ olarak alınırsa,

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k e^{j k \omega_0 t} \quad (4.1)$$

$$\omega_0 = 2\pi \times PRF \quad (4.2)$$

İfadedeki PRF, darbe tekrarlama frekansdır. Bu sinyal $s_c(t)$ taşıyıcı sinyal ile modüle edilerek gönderilirse,

$$s_c(t) = e^{j \omega_c t} \quad (4.3)$$

modüle edilmiş halde gönderilen $s_c(t)$ sinyali aşağıdaki görünümde olacaktır.

$$s_m(t) = p(t)s_c(t) \quad (4.4)$$

$g(R, \beta)$ yoğunluk fonksiyonuyla ifade edilen bir noktadaki yansıma,

$$s_r(x, t) = s_m(t - 2R/c - \beta x/c)g(R, \beta) \quad (4.5)$$

Buna göre bu yansıma maksimum R uzaklığındaki bir noktanın yansıması ise, bu koşullarda radar sistemi tarafından içinde radar görüntüsünü de barındıran sinyal aşağıdaki biçimde alınır.

$$\begin{aligned}
s_r(x,t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s_m(t-2R/c-\beta x/c)g(R,\beta)dRd\beta \\
&= \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} s_m(t-2R/c-\beta x/c)g(R,\beta)dRd\beta \\
&= \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} p(t-2R/c-\beta x/c) \\
&\quad \times e^{j\omega_c(t-2R/c-\beta x/c)}g(R,\beta)dRd\beta \\
&= \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} p(t-2R/c-\beta x/c) \\
&\quad \times e^{-j\omega_c(2R/c+\beta x/c)}e^{j\omega_c t}g(R,\beta)dRd\beta
\end{aligned} \tag{4.6}$$

$s_r(x,t)$ ifadesi, fazlandırılmış radar dizisinden oluşan radar sisteminin çıkışıdır. Algoritma çözümü elde etmek üzere aşağıdaki adımlarla devam ettirilir.

$$\begin{aligned}
s_r(x,t) &= \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k e^{j k \omega_0 (t-2R/c-\beta x/c)} \\
&\quad \times e^{-j\omega_c(2R/c+\beta x/c)}e^{j\omega_c t}g(R,\beta)dRd\beta \\
&= \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k e^{j k \omega_0 t} \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} e^{-j k \omega_0 (2R/c+\beta x/c)} \\
&\quad \times e^{-j\omega_c(2R/c+\beta x/c)}e^{j\omega_c t}g(R,\beta)dRd\beta \\
&= \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k e^{j(\omega_c+k\omega_0)t} \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} e^{-j k \omega_0 (2R/c+\beta x/c)} \\
&\quad \times e^{-j\omega_c(2R/c+\beta x/c)}g(R,\beta)dRd\beta \\
&= \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k e^{j(\omega_c+k\omega_0)t} \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} e^{-j(\omega_c+k\omega_0)(2R/c+\beta x/c)} \\
&\quad \times g(R,\beta)dRd\beta
\end{aligned} \tag{4.7}$$

Radar çıkışını gösteren son ifade $s_d(t)$ ile demodüle edilirse,

$$s_d(t) = e^{-j(\omega_c+k\omega_0)t} / A_k \tag{4.8}$$

$$\left. \begin{aligned}
s_r(x, t) &= (e^{-j(\omega_c + k\omega_0)t} / A_k) \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k e^{j(\omega_c + k\omega_0)t} \right. \\
&\quad \left. \times \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} e^{-j(\omega_c + k\omega_0)(2R/c + \beta x/c)} g(R, \beta) dR d\beta \right] \\
S(k, x) &= \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} e^{-j(\omega_c + k\omega_0)(2R/c + \beta x/c)} g(R, \beta) dR d\beta \\
&= \int_{-1}^1 \int_0^{R_1} e^{-j(\omega_c + k\omega_0)/c(2R/c + \beta x/c)} g(R, \beta) dR d\beta
\end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

Son ifade k ve β için $g(k, \beta)$ olarak göz önüne alınabilir.

$$G(k, \beta) = \int_0^{R_1} g(R, \beta) e^{-j(\omega_c + k\omega_0)2R/c} dR \quad (4.10)$$

$$S(k, x) = \int_{-1}^1 G(k, \beta) e^{-j(\omega_c + k\omega_0)\beta x/c} d\beta \quad (4.11)$$

$$S_k(x) = \int_{-1}^1 G_k(\beta) e^{-j(\omega_c + k\omega_0)\beta x/c} d\beta \quad (4.12)$$

Burada önemli olan $g(R, \beta)$ hedef yoğunluk fonksiyonunun bulunmasıdır. Bu yüzden bunu sağlamak üzere (4.11) ifadesini aşağıdaki gibi göz önüne alabiliriz.

$$G_k(\beta) = \int_0^{R_1} g(R, \beta) e^{-j(\omega_c + k\omega_0)2R/c} dR \quad (4.13)$$

Son ifadeden ilgili hedef yoğunluk fonksiyonunu elde etmek üzere daha önceki bölümde (2.22) ile ele aldığımız belirsizlik fonksiyonundan istifade etmeye çalışacağız. Bunun için hedefe gönderilen $s_m(t)$ ve alınan $s_n(t)$ sinyallerini göz önüne alarak bu sinyallerin korelasyon fonksiyonu - spektral güç yoğunluğu ilişkisinden yararlanmaya çalışacağız. Bilindiği gibi bu sinyallerinin korelasyon fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir.

$$R(\tau) = s_m(t) * s_n(-t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_m(\tau) \bar{s}_n(t+\tau) dt \quad (4.14)$$

veya simetrik formda;

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_m\left(\tau - \frac{t}{2}\right) \bar{s}_n\left(\tau + \frac{t}{2}\right) dt. \quad (4.15)$$

Eğer spektral güç yoğunluğu korelasyon fonksiyonunun Fourier dönüşümü ise aşağıdaki adımlar oluşturulabilir.

$$\left. \begin{aligned} S(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) \bar{v}(t+\tau) dt e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) \bar{v}(t+\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau dt \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

$\tau = \tau - \frac{t}{2}$ için,

$$\left. \begin{aligned} S(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u\left(\tau - \frac{t}{2}\right) \bar{v}\left(\tau - \frac{t}{2} + t\right) e^{-j\omega\left(\tau - \frac{t}{2}\right)} d\tau dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u\left(\tau - \frac{t}{2}\right) \bar{v}\left(\tau + \frac{t}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau e^{j\frac{\omega}{2}t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} u\left(\tau - \frac{t}{2}\right) \bar{v}\left(\tau + \frac{t}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \right) e^{j\frac{\omega}{2}t} dt \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

$$A(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u\left(\tau - \frac{t}{2}\right) \bar{v}\left(\tau + \frac{t}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (4.18)$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A(t, \omega) e^{j\frac{\omega}{2}t} dt \quad (4.19)$$

Buna göre spektral güç yoğunluğu (3.11) de $A(t, \omega)$ ile tanımlanan belirsizlik fonksiyonuna bağlı olarak elde edilmiştir.

Bizim aradığımız $g(R, \beta)$ hedef yoğunluk fonksiyonunun bulunduğu (4.13) ifadesi (4.19) ile karşılaştırıldığında,

$$g(R, \beta) \equiv A(t, \omega) \quad (4.20)$$

olduğundan, aranan hedef yoğunluk fonksiyonunun bir tür belirsizlik fonksiyonuna eşdeğer olduğu fark edilmektedir. Buna göre hedef yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

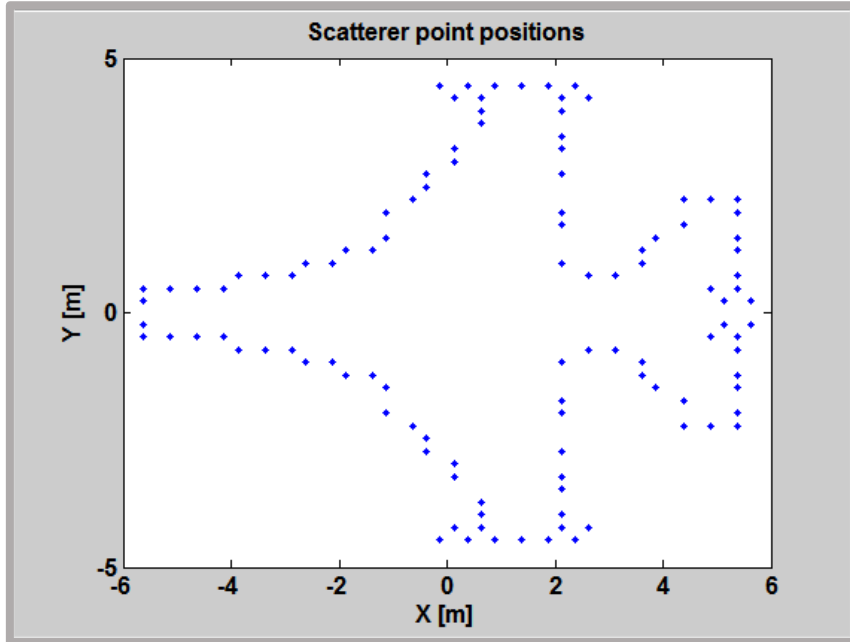
$$G(R, \beta) = \int_{-\infty}^{\infty} s_m \left(t - \frac{\tau_R}{2} \right) \overline{s_n} \left(t + \frac{\tau_R}{2} \right) e^{j\beta t} dt \quad (4.21)$$

Böylelikle hedef yoğunluk fonksiyonu belirsizlik fonksiyonu – korelasyon fonksiyonu ve spektral güç yoğunlukları yaklaşımından yararlanılarak elde edilmiştir [32- 35].

BÖLÜM 5. BENZETİM

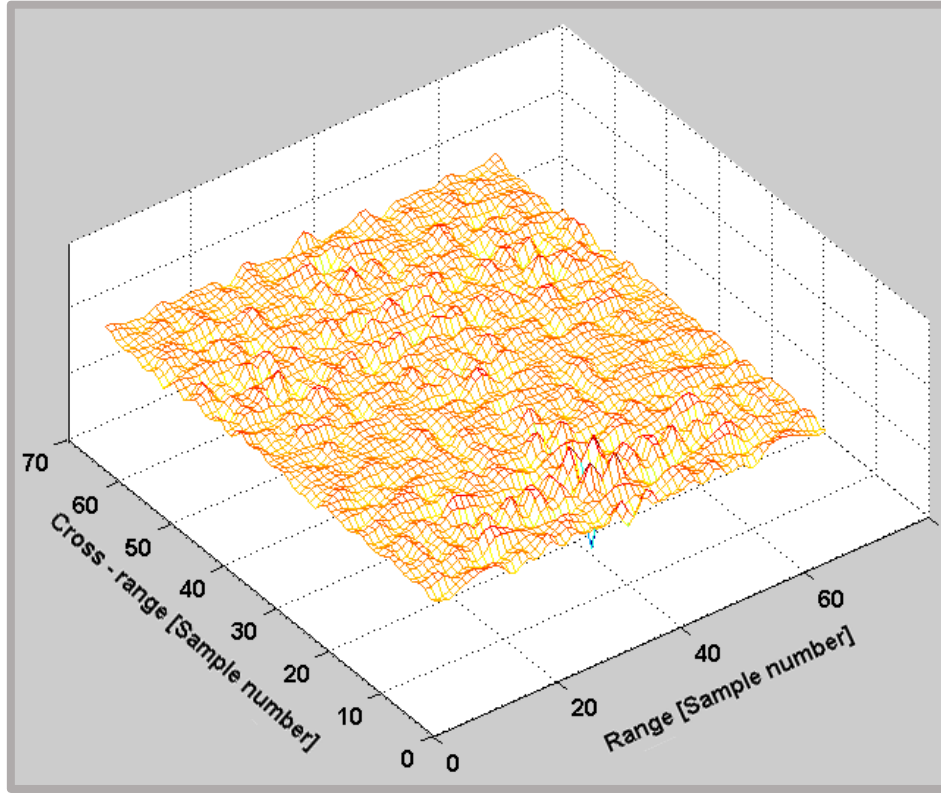
5.1. Veri Seti

4. bölümde anlatılan yöntemin benzetimi için 120 noktasal yansıtıcıdan oluşan bir 'Fighter' savaş uçağı tasarlanmıştır. Benzetim MATLAB ortamında gerçekleştirilmiştir. Benzetimi yapılan sinyalin veri seti, fazlandırılmış radar dizisinin her bir elemanının hedeften topladığı yankıların toplamından oluşmaktadır. Her bir radar elemanının topladığı veri 64 örnekten oluşmaktadır. Şekil 5.1. her bir yansıtıcı merkezinin hedef alanındaki konumunu, Şekil 5.2. ise alınan elektrik alanın grafiksel gösterimi verilmiştir [22].



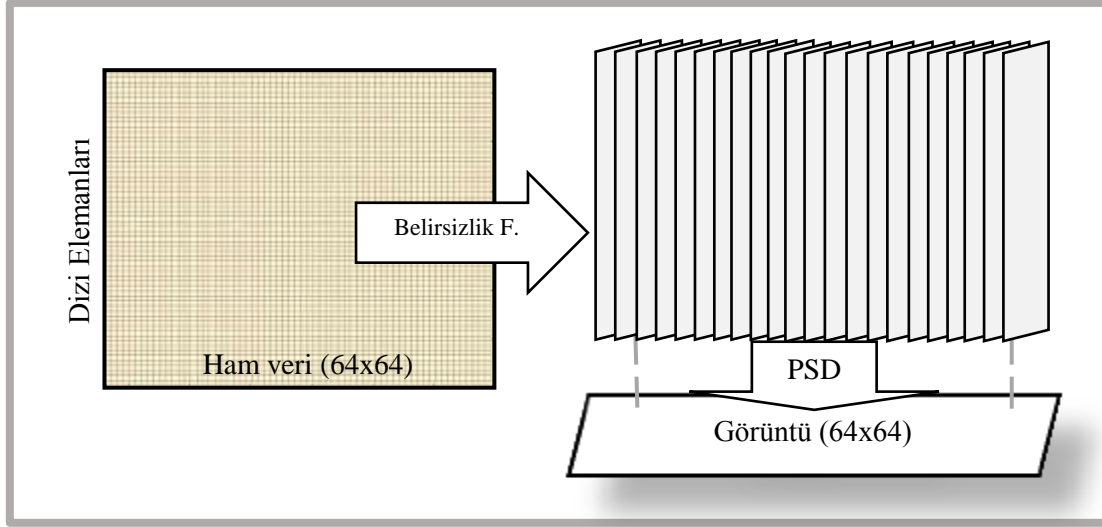
Şekil 5.1. Yankı merkezlerinin pozisyonları

Şekil 5.1.'de gösterilen temsili yankı merkezlerinin hedef alanının merkezine olan uzaklıkları Tablo 5.2.'de gösterilmiştir



Şekil 5.2. Radar dizisi tarafından alınan elektrik alan

Tasarlanan radar 8GHz frekansında çalışmaktadır ve 525MHz bant genişliğine sahiptir. Toplam açısal değişim 13.5° dir. Şekil 5.3.'te uygulamanın şematik gösterimi verilmiştir.



Şekil 5.3. Görüntüleme sürecinin şematik gösterimi

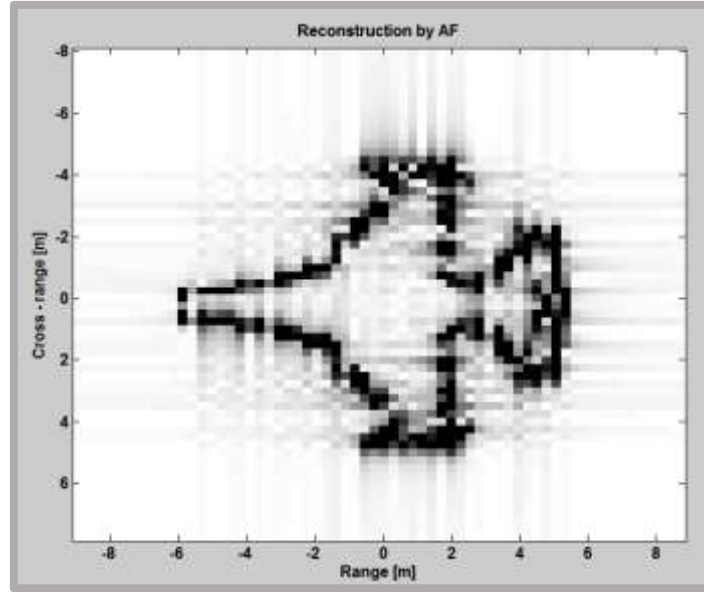
Belirsizlik fonksiyonunun uygulanma sürecinde, simetri özelliği nedeni ile belirsizlik fonksiyonlarının sadece sağ yarı düzlemi kullanılmıştır.

Keskin tepe noktaları çevresindeki yan lobların dağılımı ve yoğunluğu sinyal seçimi ile doğrudan ilgilidir [15,29].

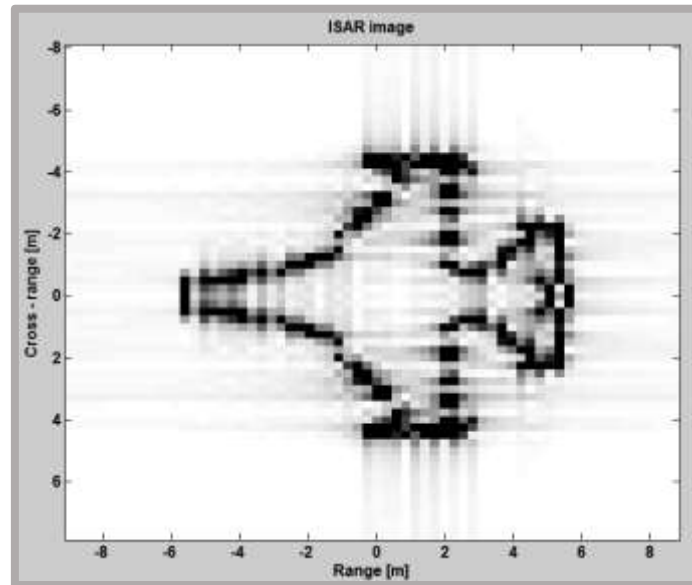
Belirsizlik fonksiyonları ile görüntüleme sırasındaki temel amaç, yansıtma merkezlerinin üzerinde keskin bir tepe değeri elde etmektir. Ancak bu, sonlu bant genişliği, gürültü gibi doğal nedenler ve sürecin mükemmel olmayan yapısı nedeni ile imkânsızdır [15].

5.2. Sonuçlar

Şekil 5.4. belirsizlik fonksiyonları ile oluşturulmuş hedef yoğunluk fonksiyonlarının benzetim sonucudur. Ayrıca Şekil 5.5.'te aynı hedefe ait klasik ISAR görüntüsü de karşılaştırma amaçlı verilmiştir.

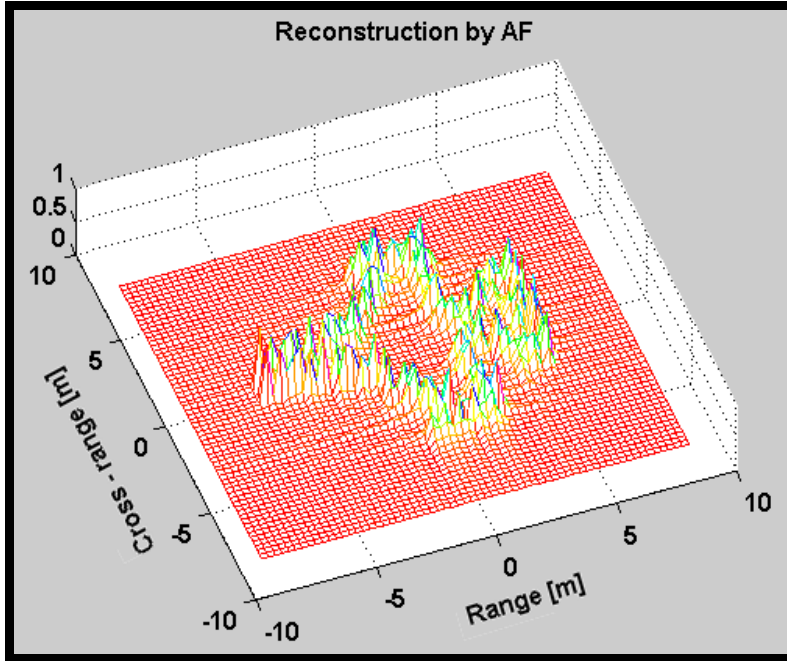


Şekil 5.4. Belirsizlik fonksiyonları ile oluşturulmuş hedef görüntüsü

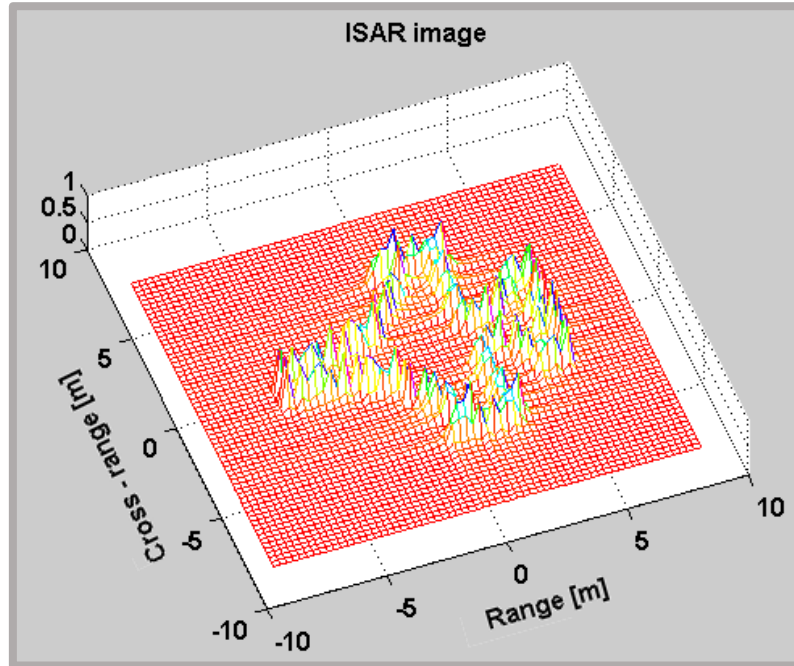


Şekil 5.5. Klasik ISAR görüntüsü

Yan lobların yoğunluğundan oluşan bozulmalar Şekil 5.6. ve Şekil 5.7. üzerinde rahatlıkla görülebilir.



Şekil 5.6. Hedef yoğunluk fonksiyonlarının normalize edilmiş genlikleri



Şekil 5.7. ISAR normalize edilmiş genlikleri

Bu teknik açık bir şekilde, gürültü azaltma, interpolasyon, gibi sinyal performansını artıran sinyal işleme yöntemlerini de destekler. Hedefe gönderilen sinyalin türü de görüntünün kalitesi açısından önemlidir [15].

5.3. Benzetim Kaynak Kodları

Tablo 5.1. ISAR ve TDF için MATLAB benzetimi kaynak kodları

```
%-----
% ISAR ve TDF(AF) ile radar görüntüleme
% ham data ve görüntü oluşturan kodlar
% 2014-2015 R.F.Cinar
%-----

clear all
close all
clc;

c = .3; % isik hizi
fc = 8; % merkez frekansi
phic = 0*pi/180; % azimut bakis acisi merkezi

% Ön işlemler

BWx = 18; % menzil yayılması
M = 64; % menzil ornek

BWy = 16; %cmenzil yayılması
N = 64; %cmenzil örnek

dx = BWx/M; % menzil coz
dy = BWy/N; % cmenzilcoz

% uzaysal vektör form
X = -dx*M/2:dx:dx*(M/2-1);
Y = -dy*N/2:dy:dy*(N/2-1);

%aci ve frekans vektörleri
df = c/(2*BWx); % frekans coz
dk = 2*pi*df/c; % dalga no coz

kc = 2*pi*fc/c;
dphi = pi/(kc*BWy);% azimut coz
```

Tablo 5.1. SAR ve TDF için MATLAB benzetimi kaynak kodları (devamı)

```

% F ve PHI vektor formu

F = fc+[-df*M/2:df:df*(M/2-1)]; % frekans vektor
PHI = phic+[-dphi*N/2:dphi:dphi*(N/2-1)];% azimut vektor
K = 2*pi*F/c; % dalga no vektor

%plot - frekans vektorü
figure;plot(real(F));
title('Frequency vector')

%plot - aci vektorü
figure;plot(real(PHI));
title('Angle vector')

%%

% ham - geri yansima verisi

% yansima merkezleri yukleme

load fighterSC

% fighterSC içeriği Tablo 5.2. içerisinde
% x ve y koordinatları olarak verilmiştir

% xx=1 ve yy=1 için %
% deneme alanı      %

% xx=1;           %
% yy=1;           %

L= length(xx);

% Figure
h = figure;
plot(xx,yy, '.')
set(gca,'FontName', 'Arial', 'FontSize',12,'FontWeight', 'Bold');
xlabel('Range [m]'); ylabel('Cross - range [m]');
title('Scatterer point positions')
colormap(1-gray);
xlabel('X [m]');
ylabel('Y [m]');

%saveas(h,'Figurex1.png','png');

%%

```

Tablo 5.1. SAR ve TDF için MATLAB benzetimi kaynak kodları (devamı)

```

% yansima merkezlerinden geri yansıyan E-alan

Es = zeros(M,N);

for m=1:L;
    Es = Es+1.0*exp(-j*2*K*(cos(PHI)*xx(m)+sin(PHI)*yy(m)));
end

%plot Es

figure;
mesh(real(Es));
set(gca,'FontName', 'Arial', 'FontSize',12,'FontWeight', 'Bold');
xlabel('Range [Sample number]'); ylabel('Cross - range [Sample number]');

%%

% ref sinyal ve ref görüntü
%merkez için koordinatlar

xx0=0;
yy0=0;

L0=length(xx0);
Es0 = zeros(M,N);

for m=1:L0;
    Es0 = Es0+1.0*exp(-j*2*K*(cos(PHI)*xx(m)+sin(PHI)*yy(m)));
end

h = figure;
plot(xx0,yy0,'.')
set(gca,'FontName', 'Arial', 'FontSize',12,'FontWeight', 'Bold');
xlabel('Range [m]'); ylabel('Cross - range [m]');
colormap(1-gray);
xlabel('X [m]');
ylabel('Y [m]');

%Plot Es0
figure;
mesh(real(Es0));

%%

```

Tablo 5.1. SAR ve TDF için MATLAB benzetimi kaynak kodları (devamı)

```

% ISAR (dar bant - dar aci)
ISAR = fftshift(fft2(Es.));

%mesh(real(ISAR))

%Figur
h = figure;
nori=max(max(abs(ISAR)));
mesh(X,Y,abs(ISAR/nori));

%matplot2(X,Y,ISAR,25); colormap(1-gray); colorbar
%image(X,Y,(abs(200*ISAR/nori)));

set(gca,'FontName','Arial','FontSize',12,'FontWeight','Bold');
xlabel('Range [m]'); ylabel('Cross - range [m]');
title('ISAR image')
%colormap(1-gray);
colormap(hsv(128));

%saveas(h,'Figure2x.png','png');

%%

%%Plot ISAR0
%ref sinyal on isleme (dar-BW dar aci)_____
ISAR0 = fftshift(fft2(Es0.));

%mesh(real(ISAR0))

%Figur
h = figure;
matplot2(X,Y,ISAR0,25); colormap(1-gray); colorbar
set(gca,'FontName','Arial','FontSize',12,'FontWeight','Bold');
xlabel('Range0 [m]'); ylabel('Cross - range0 [m]');
colormap(hot);

%saveas(h,'Figure3x.png','png');

%plot - shift ISAR of Es0
ISAR0=circshift(ISAR0,[0,20]); %shft
figure;
mesh(real(ISAR0));

```

Tablo 5.1. SAR ve TDF için MATLAB benzetimi kaynak kodları (devamı)

```

%%

res=zeros(64,127);
for i=1:64
    Es_row=Es(i,:);Es0_row=Es0(i,:);
    res(i,:)=sum(xamb(Es_row,Es0_row),1);
end

% plot - menzil AF islemi sonucu

figure;
mesh(abs(res));
colormap(hsv(128));

%% islem - azimuth AF

% crop

% AF sadece sağ yarı
% düzlemde alınıyor

res_crop=(res(:,64:127))'; %mesh(abs(res_crop));
Es0i=Es0';

res2=zeros(64,127);

for i=1:64
    Es_row_2=res_crop(i,:);Es0_row_2=Es0i(i,:);
    res2(i,:)=sum(xamb(Es_row_2,Es0_row_2),1);
end

figure;
%nor=max(max(abs(res)))

mesh(abs(res2));
colormap(hsv(128));

%%

% res2=fftshift(fft2(res2)) %2d FFT
% figure;
% mesh(abs(res2));
% colormap(hsv(128));

```


Tablo 5.2. ISAR ve TDF teorik hedefin yansıtıcı noktalarının konumları

X ₁ ...X ₂₈	Y ₁ ...Y ₂₈	X ₂₉ ...X ₅₆	Y ₂₉ ...Y ₅₆	X ₅₇ ...X ₈₃	Y ₅₇ ...Y ₈₃	X ₈₄ ...X ₁₁₀	Y ₈₄ ...Y ₁₀₁
-5,625	0,220601	-1,125	1,970601	1,875	-4,4706	2,125	-1,7206
5,125	0,220601	2,125	1,970601	1,375	-4,4706	5,375	-1,4706
5,625	0,220601	5,375	1,970601	0,875	-4,4706	3,875	-1,4706
-5,625	0,470601	-0,625	2,220601	0,375	-4,4706	-1,125	-1,4706
-5,125	0,470601	4,375	2,220601	-0,125	-4,4706	5,375	-1,2206
-4,625	0,470601	4,875	2,220601	2,625	-4,2206	3,625	-1,2206
-4,125	0,470601	5,375	2,220601	2,125	-4,2206	-1,375	-1,2206
4,875	0,470601	-0,375	2,470601	0,625	-4,2206	-1,875	-1,2206
5,375	0,470601	-0,375	2,720601	0,125	-4,2206	3,625	-0,9706
-3,875	0,720601	2,125	2,720601	2,125	-3,9706	2,125	-0,9706
-3,375	0,720601	0,125	2,970601	0,625	-3,9706	-2,125	-0,9706
-2,875	0,720601	0,125	3,220601	0,625	-3,7206	-2,625	-0,9706
2,625	0,720601	2,125	3,220601	2,125	-3,4706	5,375	-0,7206
3,125	0,720601	2,125	3,470601	2,125	-3,2206	3,125	-0,7206
5,375	0,720601	0,625	3,720601	0,125	-3,2206	2,625	-0,7206
-2,625	0,970601	0,625	3,970601	0,125	-2,9706	-2,875	-0,7206
-2,125	0,970601	2,125	3,970601	2,125	-2,7206	-3,375	-0,7206
2,125	0,970601	0,125	4,220601	-0,375	-2,7206	-3,875	-0,7206
3,625	0,970601	0,625	4,220601	-0,375	-2,4706	5,375	-0,4706
-1,875	1,220601	2,125	4,220601	5,375	-2,2206	4,875	-0,4706
-1,375	1,220601	2,625	4,220601	4,875	-2,2206	-4,125	-0,4706
3,625	1,220601	-0,125	4,470601	4,375	-2,2206	-4,625	-0,4706
5,375	1,220601	0,375	4,470601	-0,625	-2,2206	-5,125	-0,4706
-1,125	1,470601	0,875	4,470601	5,375	-1,9706	-5,625	-0,4706
3,875	1,470601	1,375	4,470601	2,125	-1,9706	5,625	-0,2206
5,375	1,470601	1,875	4,470601	-1,125	-1,9706	5,125	-0,2206
2,125	1,720601	2,375	4,470601	4,375	-1,7206	-5,625	-0,2206
4,375	1,720601	2,375	-4,4706				

BÖLÜM 6. SONUÇ VE ÖNERİLER

6.1. Sonuç

Bu çalışmada radar görüntüleme sıklıkla kullanılan hedef yoğunluk fonksiyonları yeni önerilen bir yaklaşım dâhilinde menzil ve açı değişkenlerine bağlı olarak elde edilmiştir. Mevcut yaklaşımlarla karşılaştırıldığında lineer fazlandırılmış radar dizisinden faydalanılırken, aynı zamanda daha pratik bir yaklaşımla elde edilmiştir. Görüntü elde edilirken belirsizlik fonksiyonlarından yararlanılmıştır. Simülasyon gerçekleştirilmesi elde edilip mevcut yöntemler ile karşılaştırması yapılmıştır. Açı değişkeninin avantajı bu yeni yöntemi daha farklı problemlerde kullanabilme olanakları sunmaktadır.

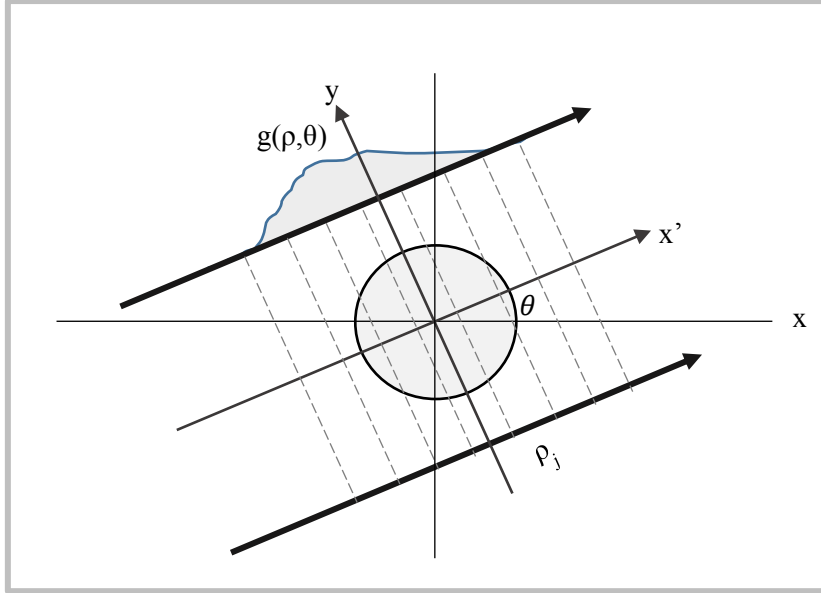
6.2. Öneriler

Düzlemsel domainde verilen bir g fonksiyonu için sürekli uzaysal koordinatlarda (ρ, θ) değişkenleri için Radon dönüşümü şu şekilde ifade edilebilir:

$$\left. \begin{aligned} G(\omega, \theta) &= \int_{-\infty}^{\infty} g(\rho, \theta) e^{-j2\pi\omega\rho} d\rho \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{-j2\pi\omega(x\cos\theta + y\sin\theta)} dx dy \\ &= F(\omega\cos\theta, \omega\sin\theta) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{-j(ux+vy)} dx dy \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

$$F(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{-j(ux+vy)} dx dy \quad (6.2)$$

$$f(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F(u, v) e^{j(ux+vy)} dx dy \quad (6.3)$$



Şekil 6.1. Bilgisayarlı tomografi (CT) senaryosu

Bu açıklamaya göre, Şekil 6.1.'deki senaryo da göz önüne alınarak Radon dönüşümünde $g(\rho, \theta)$ yoğunluk fonksiyonu bir boyutlu Fourier dilim teoremi ile elde edilmesine rağmen, x - y düzleminde 2 boyutlu Fourier dönüşümüne tekabül etmektedir. Bu bilgiler ışığında, $G(R, \beta)$ hedef yoğunluk fonksiyonu şu şekilde alınabilir [39,40].

$$g(R, \beta) \equiv f(x, y) \equiv g(\rho, \theta) \quad (6.4)$$

KAYNAKLAR

- [1] B. Borden Radar imaging of Airborne Targets, Bristol: Institute of Physics, 1999.
- [2] Walsh T. E. Military radar systems: History, current position, and future forecast, Microwave J. 21(11) 87, 1978.
- [3] Sword S. S., Technical History Of Beginnings Of The Radar (London Peregrinus), 1986.
- [4] Bowen E. G. Radar Days (Bristol: Adam Hilger), 1987.
- [5] Skolnik, M. I., Introduction to radar systems, 1980.
- [6] Daniels D. J. (ed.) Ground Penetrating Radar (2nd ed.). Knoval (Institution of Engineering and Technology). pp. 1-4. , 2004.
- [7] M. Soumekh, Bistatic Synthetic Aperture Radar Inversion with Application in Dynamic Object Imaging, IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 39, No. 9, pp. 2044-2055, 1991.
- [8] Sowelam, S. M. Tewfik, A. H. Waveform selection in radar target classification. IEEE Transactions on information theory, v.46, no.3, pp.1014-1029, May 2000.
- [9] Richards, John, Remote Sensing with Imaging Radar, Signals And Communication Technology, Springer, Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [10] url:<http://www.radartutorial.eu/druck/Book1.pdf>, Eriřim Tarihi 31.05.2015.
- [11] Chen, V. C., Ling,H.: Time-Frequency transforms for radar imaging and signal analysis, 2002.
- [12] Prickett, M. J., Principles of inverse synthetic aperture radar (ISAR) imaging. IEEE EASCON, pp. 340-344, 1980.
- [13] Woodward, P. M. Probability and information theory with applications toradar, 1957.

- [14] P. M. Woodward, Radar ambiguity analysis, RRE Technical Note No. 731, February 1967.
- [15] Levanon, Nadav, and Mozeson, Eli, Radar Signals. New York: Wiley-IEEE, 2004.
- [16] Mahafza, Bassem R., Radar systems & analysis and design using Matlab, Chapman & Hall/CRC Press, 2000.
- [17] T. Tsao, M. Slamani, P. Varshney, D. Weiner, H. Schwarzlander, And S. Borek, Ambiguity Function for a Bistatic Radar, IEEE Trans. Aerospace & Electronic Systems, 33, pp. 1041-51, 1997.
- [18] Chen, V. C. Qian, S.: Time frequency transform vs. Fourier transform for radar imaging, Time-Frequency and Time-Scale Analysis, 1996, Proceedings of the IEEE-SP International Symposium on, pp.389-392, 18-21, June 1996.
- [19] Nageswara Rao, M. V., Prof. Rajeswari, K. Raja, Target Detection with Cross Ambiguity Function using Binary Sequences with High Discrimination, International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 16– No.4, February 2011.
- [20] Soumekh, M., Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms, New York: Wiley, 1999.
- [21] Chen V. C. Shie Qian, Joint time-frequency transform for radar range-Doppler imaging [J]. IEEE Transactions on AES. 34(2): pp.486-499, 1998.
- [22] Özdemir C. Inverse synthetic aperture radar imaging with MATLAB, A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2012.
- [23] Niklas Dahlbäck, Implementation of a fast method for reconstruction of ISAR images LiTH-ISY-EX-3437-2003 Linköping 2003.
- [24] Ausherman, D. A., Kozma, A., Walker, J., Jones, H. M., Poggio, E. C.: Developments in radar imaging. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v.20, no.4, pp.363-400, 1984.
- [25] Bethke, Karl-Heinz, A Fast Two Dimensional ISAR-Imaging Process Involving Focusing Techniques, German Aerospace Research Establishment (DLR), EARSeL Advances in Remote Sensing, Vol. 2, No1-I, 1993
- [26] Birk, R. Camus, W., Valenti, E.: Synthetic aperture radar imaging systems”, Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, v.10, Issue.11, pp.15-23, Nov.1995.

- [27] V. C. Chen and W. J. Miceli, Simulation of ISAR Imaging Of Moving Targets, IEE Proc - Rads: Sonar Navig, Vol 148, No 3, June 2001.
- [28] B. K. Shreyamsha Kumar, B. Prabhakar, K. Suryanarayana, V. Thilagavathi, and R. Rajagopa, Target Identification Using Harmonic Wavelet Based ISAR Imaging, EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Volume 2006, Article ID 86053, Pages 1-13, 2006.
- [29] Fowle, E. N., Kelly, E. J., Sheehan, J. A.: Radar system performance in a dense-target environment. IRE Int. Convention record, no.4, 145, 1961.
- [30] Naparst, H., Dense target signal processing. IEEE Transactions on information theory, v.37, no.2, March, 1991.
- [31] Naparst, H. L., Radar Signal Choice and Processing for a Dense Target Environment, Ph.D. thesis, Univ. of California, Berkeley, Ann Arbor, MI, University Microfilms, Inc., 1988.
- [32] Demirkol, A., Range density function for active sensor imaging, Defence Science Journal, vol.57, no.3, pp.305-313, May 2007.
- [33] Demirkol, A; Emre, E "Estimation Of Target Density Functions In Time-Varying Environments" ,Inverse Problems In Science And Engineering ,Vol. 19 ,Pp. 425-433 – 433, 2011.
- [34] Demirkol, A., Demir, Z., Emre, E.: Estimation of target density function by a new algorithm, Second international image analysis and recognition conference, September, Toronto, Canada, 2005.
- [35] Demirkol, A., Doğrultu Yoğunluk Fonksiyonu ile Radar Görüntü İşleme, University of Missouri-Rolla, IEEE 2006.
- [36] Sarma, V. V. S., Raju, S.: Multi-Sensor Data Fusion And Decision Support For Airborne Target Identification, IEEE Transactions on systems, man, and cybernetics, v.21, no.5, 1991.
- [37] Soumekh, Mehrdad, Phased Array Imaging of Moving Targets with Randomized Beam Steering and Area Spotlighting, IEEE Transactions On Image Processing, Vol. 6, No. 5, May 1997.
- [38] Wirth, Wulf Dieter, Radar Techniques Using Array Antennas Iet Radar 2nd Edition, , Sonar and Navigation Series 26, The Institution of Engineering and Technology, UK, 2013.
- [39] Timothy G., Feeman, The Mathematics of Medical Imaging: A Beginner's Guide, Springer Science & Business Media, 1 Dec 2009.
- [40] Kuchment, Peter, The Radon Transform and Medical Imaging, CBM S-NSF Regional Conf. Series in Applied Mathematics, SIAM, 2014.

ÖZGEÇMİŞ

Rıdvan Fırat Çınar, 01.05.1987 de Adana'da doğdu. İlköğretim ve lise eğitimini Hatay'da tamamladı. 2005 yılında Hatay - Yüksel Acun Anadolu Lisesi'nden mezun oldu. 2006 yılında başladığı İnönü Üniversitesi, Elektrik - Elektronik Mühendisliği bölümünü 2011 yılında bitirdi. 2012 yılında Sakarya Üniversitesi, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans eğitimi almaya başladı. Ağustos 2014'ten beri Öğretim Üyesi Yetiştirme Programı (ÖYP) kapsamında araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.