

# **AYRIK FREKANS DİZİ ANTENLİ RADAR SİSTEMLERİ**

## **FREQUENCY DIVERSE ARRAY RADAR SYSTEMS**

**MUSTAFA ALTUNOK**

**Yrd.Doç.Dr. Yakup Özkazanç**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
olarak hazırlanmıştır.

2015

**MUSTAFA ALTUNOK**'un hazırladığı **Ayrık Frekans Dizi Antenli Radar Sistemleri** adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'ında **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof.Dr. A.Salim Kayhan

Başkan

.....

Prof.Dr.Feza Arıkan

Üye

.....

Doç.Dr. Asım Egemen Yılmaz

Üye

.....

Yrd.Doç.Dr. Yakup Özkazanç

Danışman

.....

Yrd.Doç.Dr. Mücahit Üner

Üye

.....

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof.Dr. Fatma SEVİN DÜZ  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

*eşim emel ve kızım eda'ya*

## ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversitede veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

06 / 07 / 2015

MUSTAFA ALTUNOK

## ÖZET

### AYRIK FREKANS DİZİ ANTENLİ RADAR SİSTEMLERİ

MUSTAFA ALTUNOK

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı:Yrd.Doç.Dr.Yakup Özkazanç

Temmuz 2015, 60 Sayfa

Arama, tespit, takip ve güdüm gibi temel radar fonksiyonlarının yerine getirilmesinde elektronik hüzme kontrolü kritik öneme sahiptir. Ayırık frekans dizi antenli radar konsepti, hüzme yönelimi sorununa yeni bir yaklaşım olarak 2006 yılında ön plana çıkmıştır. Ayırık frekans dizi antenli radarlar ile ardışık dizi anten elemanları, merkez frekansa nazaran daha küçük bir frekans artımı eklenmiş sinyallerle sürülürler ve bu sayede uzayın; menzilin, zamanın ve açının bir fonksiyonu olarak sürekli taranması sağlanır. Dizi elemanlarına uygulanan frekans artımının kontrolü ile hüzme hareketi; açı, menzil ve zaman eksenlerinde kontrol edilebilir ve bu sayede arama, tespit ve takip gibi temel radar fonksiyonları yerine getirilebilir. Yine aynı şekilde frekans artımının kontrolü ile hüzme genişliği ve menzil çözünürlüğü gibi radar performans parametreleri optimize edilebilir. Bu çalışmada, ayırık frekans dizi antenli radarların temelleri ve işleyişi hem matematiksel olarak hem de benzetimler yoluyla ele alınmıştır. Ayırık frekans dizi antenli radar sistemlerinde kullanılabilecek arama, tespit ve takip teknikleri ortaya konmuş ve bilgisayar benzetimleri ile incelenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Ayırık Frekans Dizili Radar, Elektronik Hüzme Yönlendirme, Arama/Tespit Radarları, Takip Radarları, Radar Sistemleri, Radar Belirsizlik Fonksiyonu

# **ABSTRACT**

## **FREQUENCY DIVERSE ARRAY RADAR SYSTEMS**

**Mustafa ALTUNOK**

**Master of Science , Department of Electrical and Electronics Engineering**

**Supervisor:Asst.Prof.Dr.Yakup Özkazanç**

**July 2015, 60 pages**

Frequency Diverse Array (FDA) concepts, first offered in 2006, present a novel approach to electronic beam steering. FDA differs from other conventional arrays in that it applies a small frequency increment to the center frequency for each individual array element creating range, angle, time and frequency offset dependent beam pattern. This property defines a new radar concept and applications. Here in this thesis, we analyze the fundamentals, functions and probable applications of frequency diverse array radar both mathematically and via simulations. Search, acquisition and tracking architectures which can be implemented in frequency diverse array radar systems are offered and analyzed via computer simulations.

**Key Words:** Frequency Diverse Array Radar, Electronic Beam Steering, Search/Acquisition Radar, Tracking Radar, Radar Systems, Radar Ambiguity Function

## TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimi ve tez çalışması sürecinde bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım, yardım ve katkılarını hiç bir zaman esirgemeyen değerli tez danışmanım Sayın Yrd.Doç.Dr. Yakup Özkazanç'a anlayışı, yol göstericiliği ve değerlendirmeleri için teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışması sürecinde beni destekleyen Hava Kuvvetleri Elektronik Harp Programlama Merkezindeki çalışma arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Bana hep destek olan sevgili eşime ve aileme teşekkür ederim.

# İÇİNDEKİLER

## Sayfa

ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ÇİZELGELER .....	vi
ŞEKİLLER .....	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	ix
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Ayrık Frekanslı Dizi Kavramı .....	2
1.2. Tezin Hedefi ve Kapsamı .....	3
2. DİZİ ANTENLİ RADARLAR .....	4
2.1. Evre Kaydırmalı Dizi Radarlar .....	4
2.2. Frekans Taramalı Dizi Radarlar.....	5
2.3. Ayrık Frekanslı Dizi Radarlar .....	5
3. AYRIK FREKANS DİZİLİ RADARLAR.....	6
3.1. Kavramsal Değerlendirme .....	6
3.2. Ayrık Frekanslı Dizi Işıma Örüntüsü .....	10
3.3. Işıma Örüntüsünün Özellikleri .....	12
3.4. Uzayın Sürekli Taranması .....	17
3.5. Işıma Örüntüsünün Periyodikliği.....	20
3.5.1. Zamanda Periyodiklik.....	20
3.5.2. Menzilde Periyodiklik.....	22
3.5.3. Açıda Modülasyon.....	24
3.6. AFD Radar Fonsiyonları .....	25
3.6.1. Arama Fonsiyonu .....	26
3.6.2. Hedef Tespiti .....	27



3.6.3. Kestirim Tabanlı Takip Fonksiyonu .....	29
3.6.4. Hassas Takip Fonksiyonu .....	33
3.6.5. Kapı Seçimi .....	35
4. AFD RADAR SİNYAL ANALİZİ .....	37
4.1. Darbeli AFD Radar Konsepti .....	37
4.2. AFD Radar Belirsizlik Fonksiyonu ve Temel Özellikleri .....	41
4.2.1. Sinyal Modeli.....	41
4.2.2. Belirsizlik Fonksiyonu .....	44
4.2.3. Tek Darbe Belirsizlik Fonksiyonu .....	45
4.2.4. Darbe Treni Belirsizlik Fonksiyonu .....	49
4.2.5. Evre Kaydırmalı Dizi Radar-AFD Radar Karşılaştırması .....	54
5. AFD RADAR ANALİZ YAZILIMI .....	55
5.1. AFD Radar Analiz Yazılımı Kullanıcı Arayüzü .....	55
5.2. AFD Radar Kestirim Tabanlı Takip Analiz Yazılımı Kullanıcı Arayüzü.....	56
5.3. AFD Radar Hassas Takip Analiz Yazılımı Kullanıcı Arayüzü .....	57
6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA .....	59
KAYNAKLAR .....	61
ÖZGEÇMİŞ .....	64

## ÇİZELGELER

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1. AFD radar zaman bölüşümlü çalışma yapısı .....	25
Çizelge 4.1. Evre kaydırmalı dizi radar-AFD radar karşılaştırması .....	54

## ŞEKİLLER

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1. Anten hüzmesinin mekanik ve elektronik yönlendirme metodları.....	1
Şekil 2.1. Dizi anten yapıları .....	4
Şekil 2.2. Radar hüzmeleri.....	5
Şekil 3.1. SFD için $\theta$ açısındaki hedefin uzak alan geometrisi .....	6
Şekil 3.2. Elemanlar arasında doğrusal frekans artımlı AFD .....	7
Şekil 3.3. AFD ışınma örüntüsü, $\Delta f= 0$ .....	11
Şekil 3.4. AFD ışınma örüntüsü, $\Delta f= 500$ Hz .....	12
Şekil 3.5. AFD dizi faktörü, $N=17$ .....	16
Şekil 3.6. AFD normalize dizi faktörü, $N=25$ .....	17
Şekil 3.7. $\Delta f = 10$ kHz için hüzmenin yönelimi .....	18
Şekil 3.8. $\Delta f = -10$ kHz için hüzmenin yönelimi .....	19
Şekil 3.9. $\Delta f = -20$ kHz için hüzmenin yönelimi .....	19
Şekil 3.10. AFD dalga formunun zamanda periyodikliği.....	21
Şekil 3.11. Ayrık frekanslı dizi örüntüsünün zamanda periyodikliği.....	21
Şekil 3.12. AFD dalga formunun menzilde periyodikliği .....	22
Şekil 3.13. Ayrık frekanslı dizi örüntüsünün menzilde periyodikliği .....	23
Şekil 3.14. Açık modülasyonu .....	24
Şekil 3.15. Ayrık frekanslı dizi ışınma örüntüsü .....	26
Şekil 3.16. AFD ışınma örüntüsü bakış.....	27
Şekil 3.17. Kestirim tabanlı takip mimarisi .....	29
Şekil 3.18. Açısal konum, frekans artımı 300 Hz .....	31
Şekil 3.19. Menzil konumu, frekans artımı 300 Hz.....	31
Şekil 3.20. Açısal konum, frekans artımı 320 Hz .....	32
Şekil 3.21. Menzil konumu, frekans artımı 320 Hz.....	32
Şekil 3.22. Hassas takip mimarisi .....	33
Şekil 3.23. AFD radar izleme kapısı .....	34
Şekil 3.24. Eğim açısı .....	36
Şekil 4.1. AFD sinyal üretici yapısı .....	37
Şekil 4.2. Darbeli AFD radar modeli.....	38
Şekil 4.3. Frekans artımlı sürekli sinyallerin kiplenmesi .....	39
Şekil 4.4. Darbe tekrarlama aralığı-açı ilişkisi .....	40
Şekil 4.5. AFD geometrisi .....	41

Şekil 4.6. AFD alıcı yapısı.....	43
Şekil 4.7. Tek darbe AFD 3B belirsizlik fonksiyonu.....	48
Şekil 4.8. Tek darbe AFD 2B belirsizlik fonksiyonu.....	49
Şekil 4.9. Darbe treni .....	50
Şekil 4.10. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu (örgü çizelgesi).....	51
Şekil 4.11. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu (çevreleme çizelgesi).....	52
Şekil 4.12. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu (çevreleme çizelgesi) yakın plan .....	52
Şekil 4.13. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu zaman profili.....	53
Şekil 4.14. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu frekans profili.....	53
Şekil 5.1. AFD radar benzetimi kullanıcı arayüzü .....	55
Şekil 5.2. AFD radar kestirim tabanlı takip benzetimi kullanıcı arayüzü.....	56
Şekil 5.3. AFD radar hassas takip benzetimi kullanıcı arayüzü... ..	57

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

B	Boyut
c	Işık hızı
d	Anten elemanları arasındaki mesafe
E	Elektriksel alan
N	Dizi eleman sayısı
k	Serbest uzay dalga sayısı
L	Lokal maksimum sayısı
R	Menzil
T	Darbe genişliği
$\Delta f$	Anten elemanları arasındaki frekans artımı
$\mu$	Mikro
$\lambda$	Dalga boyu
$\theta$	Hüzme açısı

### Kısaltmalar

AFD	Ayrık Frekanslı Dizi
BGF	Band Geçiren Filtre
DÜ	Dalga Formu Üretici
GMTI	Ground Moving Target Indication
LFMCW	Linear Frequency Modulation Continuous Wave
MF	Matched filter
MIMO	Multiple Input Multiple Output
PRI	Pulse Repetition Interval
PW	Pulse Width

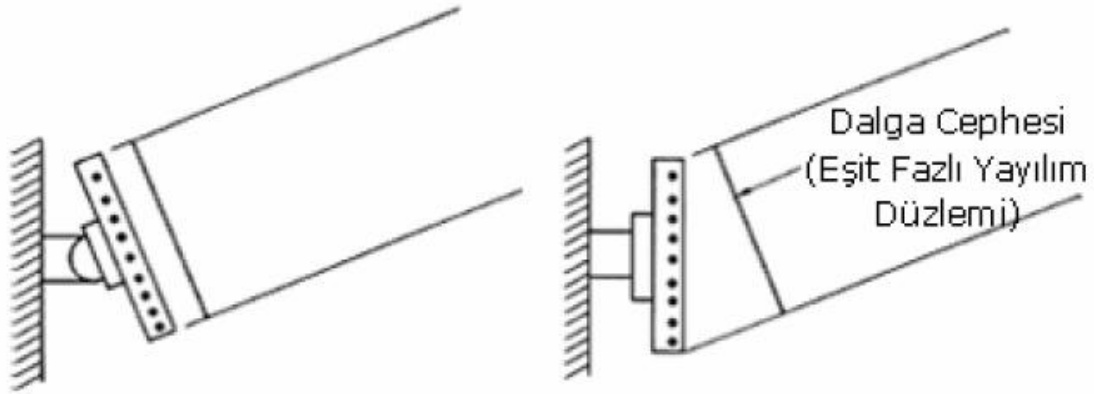
SAR	Synthetic Aperture Radar
SFD	Sabit Frekanslı Dizi
SİB	Sinyal İşleme Birimi
TWS	Track While Scan

## SÖZLÜK

Ayrık frekanslı dizi	: Frequency diverse array
Ayrık frekanslı dizi anten	: Frequency diverse array antenna
Ayrık frekans dizi antenli radar	: Frequency diverse array antenna radar
Bekleme süresi	: Dwell time
Belirsizlik fonksiyonu	: Ambiguity function
Çevreleme çizelgesi	: Contour diagram
Darbe genişliği	: Pulse width
Darbe tekrarlama aralığı	: Pulse repetition interval
Dizi faktörü	: Array factor
Frekans artımı	: Frequency offset
Işıma örüntüsü	: Radiation pattern
İmge frekansı	: Image frequency
Eğim açısı	: Squint angle
Evre	: Faz
Gecikme çözünürlüğü	: Delay resolution
Görünür açı	: Apparent angle
İzlerken takip	: Track while scan
Kıplayıcı	: Modulator
Kip çözücü	: Demodulator
Örgü çizelgesi	: Mesh diagram
Yol uzunluğu	: Path length
Yön bağımsız	: Isotropic

# 1. GİRİŞ

Elektronik hüzme taramalı (Electronic Beam Steering) radarlar günümüz radar ve elektronik harp uygulamalarında geniş kullanım alanı bulmaktadır. Bu radarların en önemli özelliği, elektronik olarak yaratılan bağımsız hüzmelerdir. Konvansiyonel radar sistemlerinde arama, takip ve güdüm fonksiyonlarının her biri için ayrı anten sistemleri kullanılırken hüzme yönlendirme işleminde servo sistemlere dayalı mekanik yöntemlerden yararlanılmaktadır. Bu noktada karşılaşılan en büyük problem arıza oranının, dolayısıyla maliyetlerin yüksek oluşu ve tarama işleminin göreceli olarak uzun sürmesidir. Elektronik hüzme tarama yöntemlerinin kullanıldığı yeni nesil radar sistemlerinde ise, hüzme oluşturma ve yönlendirme işleminde elektronik yöntemler kullanılmakta ve tek bir anten dizisiyle arama, tespit, takip ve güdüm fonksiyonları milisaniyeler mertebesinde gerçekleştirebilmektedir. Şekil 1.1'de mekanik ve elektronik hüzme yönlendirme yöntemleri betimlenmiştir.



Şekil 1.1. Anten hüzmesinin mekanik ve elektronik yönlendirme yöntemleri

Elektronik taramalı radarların temel avantajları; antenin sabit ancak hüzmenin elektronik olarak yönlendirilebilmesi, antenin mekanik yönlendirilmesi ile ilgili sorunların ortadan kalkması, mekanik antene göre hüzmenin çok daha hızlı olarak yönlendirilmesi ve çoklu hüzme oluşturularak birden fazla fonksiyonun aynı anda gerçekleşmesi şeklinde sıralanabilir. Temel dezavantaj ise, teknolojik olarak karmaşık olmaları ve geliştirme maliyetlerinin yüksek olmasıdır. Elektronik hüzme yönlendirme günümüzde çoğunlukla evre kaydırmalı dizilerle aktif veya pasif



olarak gerçekleştirilmektedir. Bu tez konusu olan ayrık frekanslı diziler ise elektronik hüzme yönlendirmeye yeni bir yaklaşım olarak ortaya çıkmıştır.

### **1.1. Ayrık Frekanslı Dizi Kavramı**

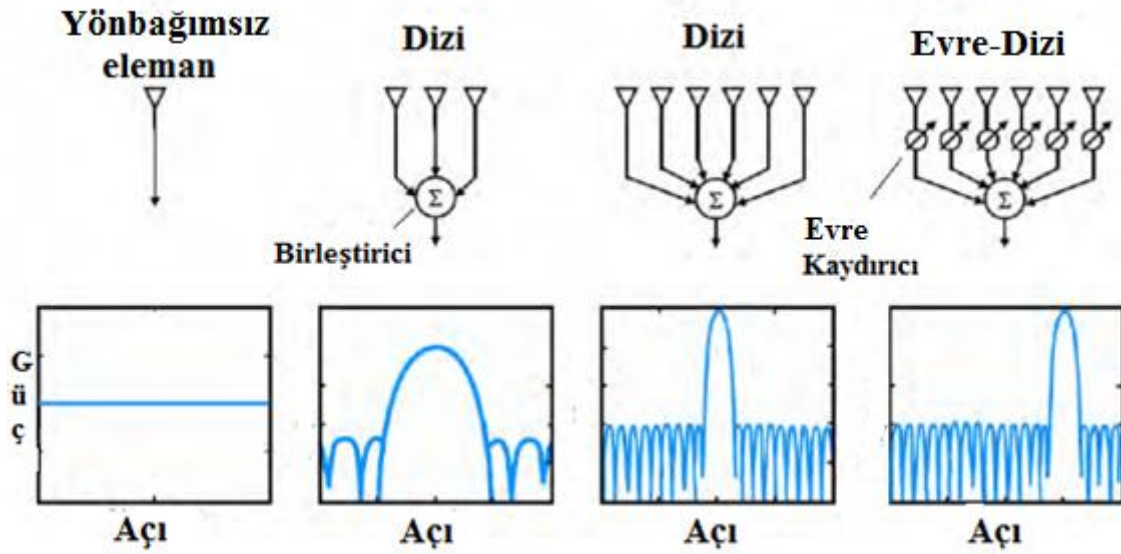
Ayrık Frekanslı Dizi (AFD) kavramı ilk olarak Paul Antonik tarafından 2006 IEEE Radar Konferansında [1] ortaya atılmıştır. Bu makalede anten elemanlarına uygulanan frekans artımı ile hüzmenin elektronik olarak yönlendirilebileceği ileri sürülmüştür. M. Wicks ve P. Antonik'in konuyla ilgili patent [2-4] almaları AFD'ye olan ilgiyi oldukça artırmıştır. M. Seçmen, Ş. Demir, A. Hızal, T. Eker, tarafından 2007 yılında yayımlanan çalışmada [5] dizi örüntüsünün zamanda ve açıda periyodikliği analitik olarak tanımlanmıştır. Bu çalışmada ayrıca hedefin konumunu belirleyecek bir teknikle beraber uygun bir gerçekleştirme stratejisi de sunulmuştur. J. Huang [6], ayrık frekanslı dizinin, gerçekçi anten yapıları kullanarak, detaylı elektromanyetik benzetimi gerçekleştirmiştir. P. Sammartino ve C. Baker [7], bistatik radar uygulamaları için ayrık frekanslı bir sistemin tasarımını ortaya koymuştur. T. Higgins ve S. Blunt [8], menzil ve açı bağımlı hüzme oluşturmada "chirp" sinyallerinin kullanılması üzerine çalışmıştır. P. Baizert [9], AFD tekniğinin menzil-açı bağımlı örüntüsünü, GMTI (Ground Moving Target Indicator) radarlarda algılamının iyileştirilmesi için önermiştir. F. Jawad, [10] ile AFD konseptini, SAR (Synthetic Aperture Radar) görüntülemeye menzil çözünürlüğünün iyileştirilmesi için önermiştir. Yine P. Sammartino ve C. Baker, MIMO (Multiple Input Multiple Output) ve AFD konseptlerini birleştirdiği çalışmada [11] MIMO radarların açı değişimi ve AFD radarların menzil değişimi özelliklerini birleştirilerek daha etkin bir sistem ortaya koymuştur. L. Zhuang [12], frekans artımı seçimine bağlı olarak, istenilen bir açıda istenilen bir menzile doğru hüzme yönlendirmenin mümkün olduğunu göstermiştir. M. Seçmen, Ş. Demir, A. Hızal, T. Eker, [13]'te verilen doktora tezinde ve [14]'te verilen çalışmada, AFD radarlarda LFM CW (Linear Frequency Modulation Continuous Wave) tekniğinin kullanılmasını önermişler ve donanımsal bir örnek sunmuşlardır. J. Huang [15] ve W. Khan [16], temel AFD yapıları ve sinyal işleme yapıları ile ilgili çalışmalar yapmışlardır. A. Basit, M. Qureshi, W. Khan [17], frekans artımı seçimi için bilişsel bir yöntem önermişlerdir. AFD radar ile hedeften yansıyan güç değişiminin (received power fluctuations) önemli ölçüde azaldığı, Ç. Çetintepe ve Ş. Demir tarafından [18]'de ortaya konmuştur.

## 1.2. Tezin Hedefi ve Kapsamı

Bu tez ile elektronik hüzme yönlendirme sorununa yeni bir yaklaşım getiren Ayrık Frekanslı Dizi (AFD) anten tekniğinin kavramsal değerlendirilmesinin yapılması, temel AFD radar yapılarının, sinyal işleme özelliklerinin ve uygulama alanlarının incelenmesi amaçlanmaktadır. Bu kapsamda, ikinci bölümde dizi antenli radarlar ana hatlarıyla ortaya konmuştur. Üçüncü bölümde, ayrık frekanslı dizi teorisi kavramsal olarak ele alınmış ve ışınma örüntüsünün matematiksel analizi ve benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Üçüncü bölümde, AFD radarın arama ve takip fonksiyonları için mimariler önerilmiş ve benzetim çalışması yapılmıştır. Dördüncü bölümde darbeli ayrık frekanslı dizi radar kavramı üzerine sinyal işleme açısından değerlendirmeler yapılmış ve tek darbe ve darbe treni belirsizlik fonksiyonu analizleri gerçekleştirilmiştir. Beşinci bölümde ise AFD radarlarının ön tasarım ve analizinde kullanılacak bir benzetim sunulmuştur. Tez raporu boyunca ayrık frekanslı radar ve konvansiyonel radarların karşılaştırması üzerine değerlendirmeler ve yorumlar yapılmıştır.

## 2. DİZİ ANTENLİ RADARLAR

Elektronik tarama işlemi anten dizileri kullanılarak gerçekleştirilir. Anten dizileri, istenilen ışınım özelliklerini verecek şekilde uygun genlik ve evre ilişkileri bulunan özdeş antenlerin değişik biçimlerde düzenlenmiş gruplarıdır. Dizi antenler; anten hüzmesini daraltmak, hüzme şekillendirmek, yönlendirmek ve kazancı artırmak için kullanılır. Şekil 2.1'de bu durum gösterilmektedir. Uygulamada en çok kullanılan dizi antenler, evre kaydırmalı ve frekans taramalı dizi antenlerdir.



Şekil 2.1. Dizi anten yapıları [19]

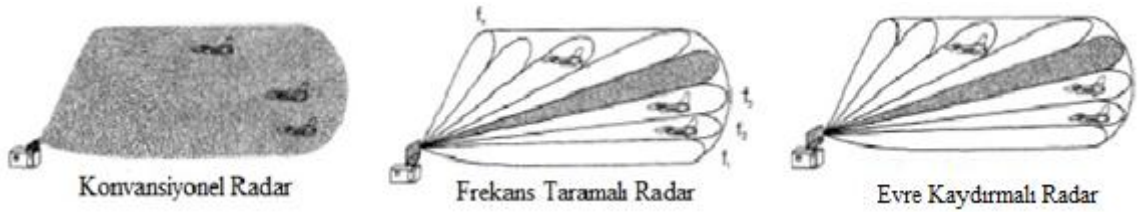
### 2.1. Evre Kaydırmalı Dizi Radarlar

Evre kaydırmalı antenler (Phased Array Antenna), istenilen bir hüzme yapısını oluşturabilmek amacıyla, diziyi oluşturan elemanların her birinin genlik ve evre değerlerinin ayrı ayrı kontrol edilebildiği bir dizi yapısıdır. Hüzmenin konumu diziyi oluşturan elemanların evre besleme değerlerinin ayarlanması ile elektronik olarak kontrol edilir. Böylece ana hüzme, anteni fiziksel olarak hareket ettirmeden yönlendirilebilir [20]. Sabit frekanslı dizi (SFD) şeklinde de adlandırılacak bu teknikte, dizi elemanlarına uygulanan dalga formu genlik ve evre dışında aynıdır. Dizi elemanlarına uygulanan sinyalin evresi değiştirilerek ana hüzme istenilen açığa yönlendirilir. Bu yüzden bu yapılar açı-bağımlı olarak nitelenebilir. Genlik değişimi ile de yan hüzme kontrolü gerçekleştirilir. Evre kaydırmalı dizi radarlar

günümüzde oldukça yoğun kullanılmasına rağmen maliyetlerinin yüksek olması önemli bir dezavantajdır. Maliyet yüksekliğinin en önemli sebebi evre kaydırıcılarıdır. Öyle ki evre kaydırmalı dizi radarlarda maliyetin ve ağırlığın yarısı evre kaydırıcılardan kaynaklanmaktadır [21].

## 2.2. Frekans Taramalı Dizi Radarlar

Elektronik hüzme yönlendirme için alternatif bir yöntem de frekans tarama (Frequency Scanning) yöntemidir. Bu yöntemin temel karakteristiği, bütün anten elemanlarına aynı sinyalin uygulanması ve frekansın zamana bağlı olarak değiştirilmesidir. Frekans tarama operasyonel olarak kullanılan ilk elektronik hüzme yönlendirme tekniğidir [22]. Frekans taramalı dizi radarlarda frekans artımı zamanın bir fonksiyonu olarak uygulanır. Yani aynı anda sadece tek bir frekansta yayın yapılır. Sonra merkez frekansına küçük bir frekans artımı eklenir ve yayın yapılır. Bu şekilde hüzme yönlendirmesi elektronik olarak gerçekleştirilir. Şekil 2.2.'de evre kaydırmalı, frekans taramalı ve konvansiyonel radar hüzmeleri gösterilmektedir.



Şekil 2.2. Radar hüzmeleri [23]

## 2.3. Ayrık Frekanslı Dizi Radarlar

Elektronik hüzme yönlendirme için sunulan yeni bir yöntem olan Ayrık Frekanslı Dizi Radarlarda (Frequency Diverse Array Radar), ardışık dizi anten elemanları birbirinden ayrık adımlı frekansta sinyallerle sürülürler ve bu sayede uzayın; menzilin, zamanın ve açının fonksiyonu olarak sürekli taranması sağlanır. Ayrık frekanslı dizi radarlarda frekans artımı dizi indeksinin bir fonksiyonudur. Günümüzde pratik uygulamaları ile henüz karşılaşılmassa da, sunmuş olduğu avantajlar ile ayrık frekanslı dizi radarlar ileriye dönük kullanım açısından ümit vermektedir. Bu tez çalışmasının temel hedefi, ayrık frekanslı dizi radar sistemlerinin hayata geçirilebilmesine olanak tanıyacak gerçekçi sistem mimarilerinin ortaya konmasıdır.

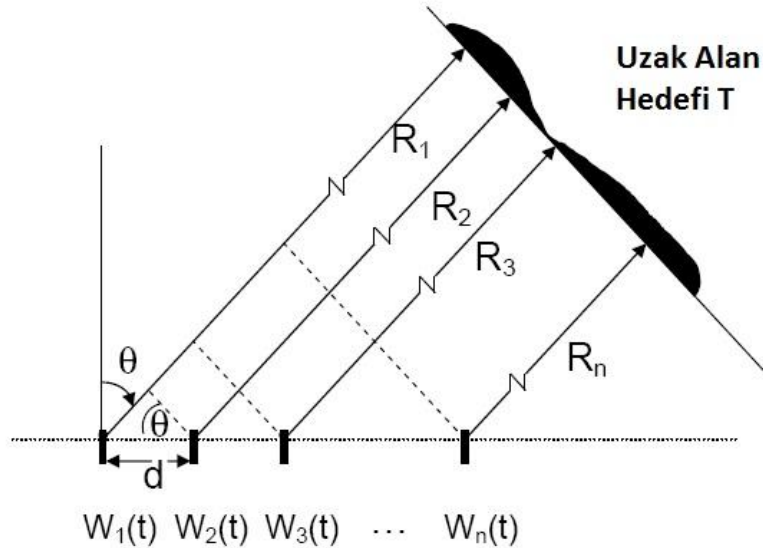
### 3. AYRIK FREKANS DİZİLİ RADARLAR

Ayrık Frekanslı Dizi (AFD), hüzme oluşturma sorununa alternatif bir yaklaşım getirmiştir. Bu yöntemle, ardışık dizi anten elemanları birbirinden ayrıklı adımlı frekansta sinyallerle sürülür ve bu sayede uzayın sürekli taranması sağlanır [13]. AFD tekniğinde dizi elemanlarına evre farkı yerine frekans artımı uygulanır. Yani her dizi elemanı aynı anda farklı frekansta sinyallerle sürülür. Bu göreceli küçük sinyal farkı hüzmenin elektronik olarak istenilen açığa yönlendirilmesini sağlar. AFD tekniğinde dizi elemanlarına aynı dalga formu uygulanabileceği gibi farklı dalga formları da uygulanabilir. Sadece açı-bağımlı olan evre kaydırmalı dizi radarların aksine AFD radarlar, açı, menzil ve frekans artımı bağımlıdır.

#### 3.1. Kavramsal Değerlendirme

Ayrık frekanslı dizilerin temel konfigürasyonunda her anten elemanından sürekli dalga sinyali yayınlanır. Anten elemanlarına merkez frekansına nazaran daha küçük bir frekans kayması uygulanır. Bu küçük frekans kayması, yönelimi; menzilin, açının ve zamanın fonksiyonu olarak değişen bir hüzmeyle yol açar [1].

İdeal yönbağımsız (izotropik) elemanlardan oluşan evre kaydırmalı dizi anten Şekil 3.1' de gösterilmektedir.



Şekil 3.1. SFD için  $\theta$  açısındaki hedefin uzak alan geometrisi [1]

Her anten elemanından eş evreli sürekli sinyaller yayınlandığı varsayıldığında; 1 ve 2 numaralı anten elemanlarına dönen sinyaller arasındaki tek fark, yol uzunluğu farkı olacaktır.

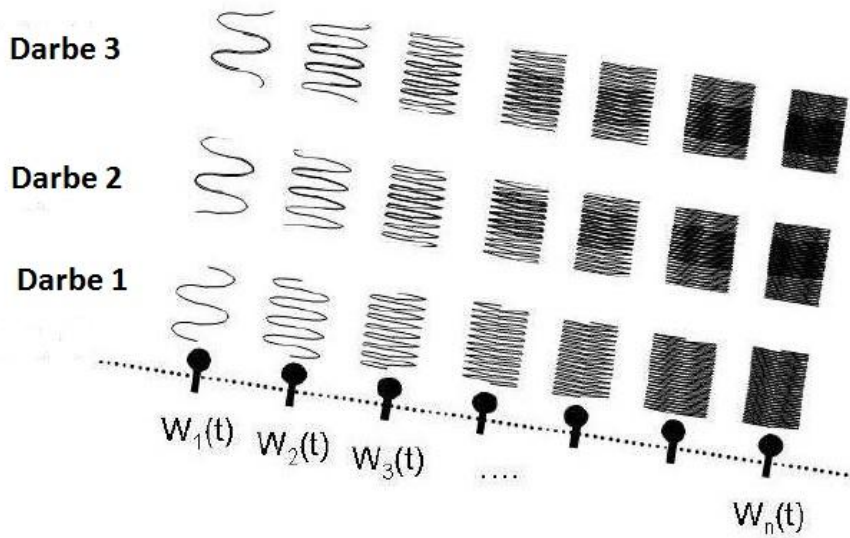
$$R_1 - R_2 = d \sin \theta, \quad (3.1)$$

(3.1) ile verilen bu mesafe farkı, 1 ve 2 numaralı elemanlar arasında bir evre farkına yol açar;

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta. \quad (3.2)$$

Evre kaydırmalı dizi radarların temel çalışma prensibi bu ilişkiye dayanmaktadır. Anten elemanlarına  $\psi$  kadar evre farkı uygulanır ve hüzme  $\theta$  açısı kadar yönlendirilir.

Şekil 3.2'de gösterildiği gibi anten elemanlarına uygulanan dalga formunun frekansının, elemandan elemana küçük oranlarda ( $\Delta f$ ) artırıldığı durum AFD için geçerli bir durumdur.



Şekil 3. 2. Elemanlar arasında doğrusal frekans artımlı AFD [1]

1 numaralı anten elemanı için yol farkı kaynaklı evre eşitliği şu şekilde olur;

$$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1} R_1 = \frac{2\pi f_1}{c} R_1. \quad (3.3)$$

2 numaralı eleman için evre eşitliği şu şekilde olur;

$$\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2} R_2 = \frac{2\pi f_2}{c} R_2. \quad (3.4)$$

(3.4) numaralı eşitliğe,  $f_2 = f_1 + \Delta f$  ve  $R_2 = R_1 - d \sin \theta$  eşitlikleri koyulursa;

$$\begin{aligned} \psi_2 &= \frac{2\pi(f_1 + \Delta f)(R_1 - d \sin \theta)}{c} \\ &= \frac{2\pi f_1}{c} R_1 - \frac{2\pi f_1 d \sin \theta}{c} + \frac{2\pi R_1 \Delta f}{c} - \frac{2\pi \Delta f d \sin \theta}{c} \end{aligned} \quad (3.5)$$

eşitliği elde edilir. 1 ve 2 numaralı elemanlar arasındaki evre farkı ise:

$$\begin{aligned} \Delta \psi &= \psi_1 - \psi_2 \\ &= \frac{2\pi f_1 d \sin \theta}{c} - \frac{2\pi R_1 \Delta f}{c} + \frac{2\pi \Delta f d \sin \theta}{c} \end{aligned} \quad (3.6)$$

olarak belirlenir. (3.6) numaralı eşitlikteki birinci ifade, hüzme yönlendirme için gereken geleneksel evre kaymasını ifade eder. İkinci ifade ışınma örüntüsünün menzilin ve frekans artımının bir fonksiyonu olduğunu göstermektedir. Bu terim konvansiyonel dizi radarlarda bulunmamaktadır. Üçüncü ifade,  $f_1 \gg \Delta f$  ve  $R_1 \gg d \sin \theta$  olduğu için ihmal edilebilir. Ayrık frekanslı dizi konseptinin frekans taramalı dizi anten konseptine benzer olduğu görülmektedir. Temel fark frekans kaymasının, zamanın bir fonksiyonu olarak değil de, eş zamanlı olarak anten elemanlarına uygulanmasıdır.

(3.6) numaralı eşitlikteki evre farkı, konvansiyonel durumda olduğu gibi, hüzmenin görünür bir açığa ( $\theta'$ ) yönlenmesine sebep olacaktır;

$$\Delta \psi = \frac{2\pi d \sin \theta'}{\lambda} = \frac{2\pi f_1 d}{c} \sin \theta'. \quad (3.7)$$

(3.6) ve (3.7) numaralı eşitlikleri birbirine eşitlenip  $\theta'$  çekilirse;

$$\theta' = \arcsin \left[ \sin \theta - \frac{R_1 \Delta f}{f_1 d} + \frac{\Delta f \sin \theta}{f_1} \right] \quad (3.8)$$

elde edilir. (3.8) numaralı eşitlikte görüldüğü gibi görünür hüzme açısı, kanallar arasındaki frekans artımı ( $\Delta f$ ) ve anten elemanlarının birbirine uzaklığı ( $d$ ) ile kontrol edilebilir.

Nominal tarama açısının ( $\theta$ ) sıfır ve anten elemanları arasındaki mesafenin yarım dalga boyu olduğu varsayıldığı durumda ve  $R_1 = R$  alındığında görünür tarama açısı;

$$\theta' = \arcsin \left[ -\frac{2R\Delta f}{c} \right] \quad (3.9)$$

olarak ifade edilebilir. (3.9) numaralı eşitlik ayırık frekanslı dizi teorisinin çıkış noktası olup görünür tarama açısının, menzilin ve frekans artımının bir fonksiyonu olduğunu göstermektedir. Bu durum frekans artımı-bağımlı ışımaya örüntüsü olarak adlandırılır. Burada sinüs fonksiyonunun -1 ile +1 arasında değer alması sebebiyle,  $2R\Delta f \leq c$  şartı sağlanmalıdır. (3.9) numaralı eşitlikten yola çıkarak aşağıdaki ilişkiler yazılabilir:

- Frekans artımı ( $\Delta f$ ) sabit olmak üzere menzil ve açı arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilebilir;  $r(\theta) = C_1 \sin \theta'$
- Menzil sabit olmak üzere frekans artımı ve açı arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilebilir;  $\Delta f(\theta) = C_2 \sin \theta'$
- Açı sabit olmak üzere frekans artımı ve menzil arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilebilir;  $\Delta f(R) = C_3 / 2R$

Burada  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  sabit ifadeler olup, sırasıyla  $c/(2\Delta f)$ ,  $c/(2R)$ ,  $c.\sin\theta$  değerlerine eşit olacaktır[13]. Bu yorumlardan görüldüğü gibi, eğer frekans artımı sabit tutulursa hüzmenin yönlendiği açı, menzilin bir fonksiyonu olacaktır. Bu durum menzil-bağımlı hüzme olarak adlandırılır. Yine aynı şekilde, menzil sabit tutulursa hüzmenin yönlendiği açı, frekans artımının bir fonksiyonu olacaktır.



Bu bölümün sonunda, AFD antenli radarların tespit ve takip fonksiyonunda bu eşitliklerden yararlanılarak bir takip mimarisi geliştirilecektir. Örneğin açı sabit tutularak menzilde takip, frekans artımının bir fonksiyonu olarak gerçekleştirilebilir. Yine aynı şekilde menzil sabit tutularak açısal takip, frekans artımının bir fonksiyonu olarak gerçekleştirilebilir.

### 3.2. Ayrık Frekanslı Dizi Işıma Örüntüsü

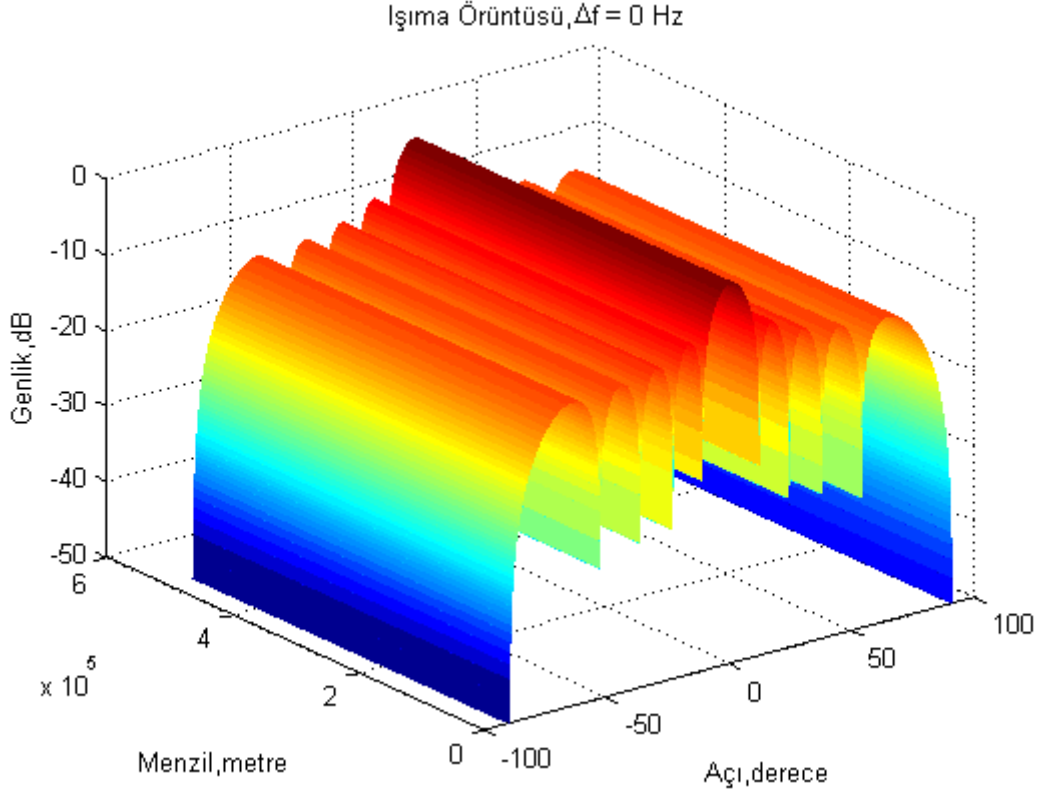
Temel AFD yapısında, iki anten elemanı arasındaki evre farkı (3.6) numaralı eşitlikle gösterilmişti. Bu evre farkı kullanılarak AFD'nin ışına örüntüsü aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$E = a_0 + a_1 \exp(j\Delta\psi) + a_2 \exp(j2\Delta\psi) + \dots + a_{N-1} \exp(j(N-1)\Delta\psi)$$

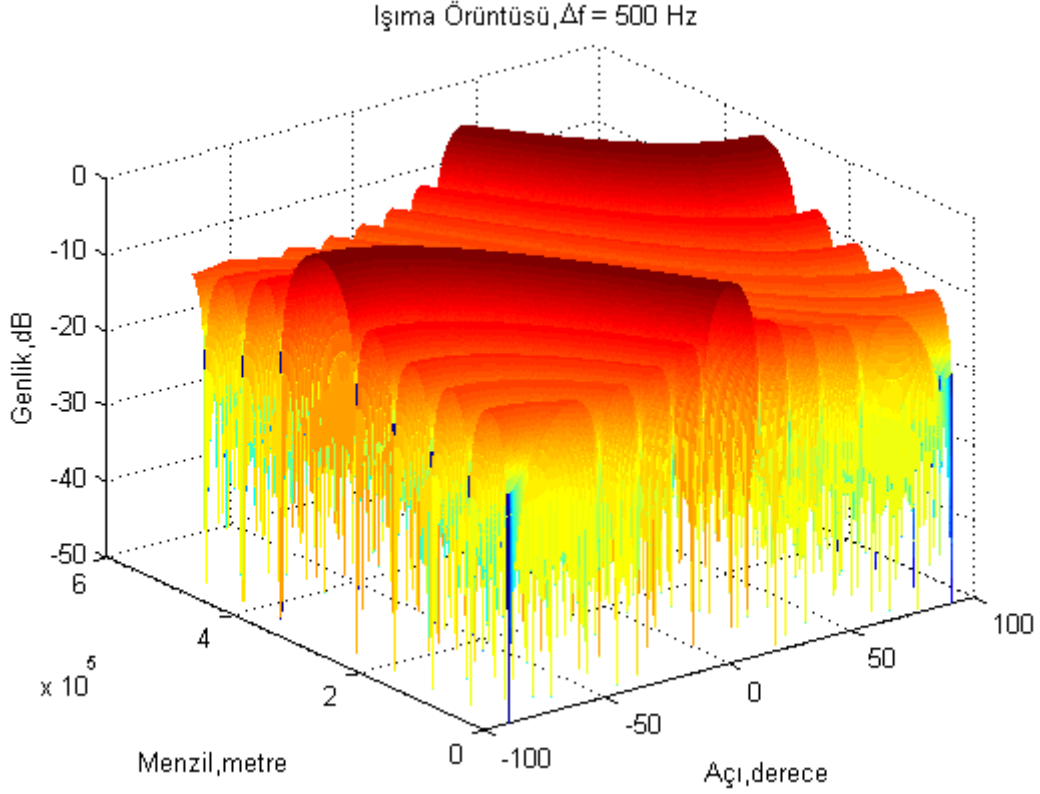
$$a_0 = a_1 = a_2 = \dots = a_{N-1} = 1$$

$$E = 1 + \exp(j\Delta\psi) + \exp(j2\Delta\psi) + \dots + \exp(j(N-1)\Delta\psi). \quad (3.10)$$

Burada genlik katsayılarının birim genlikte olduğu kabul edilir. (3.10) numaralı eşitliğin mutlak değeri alınıp normalize edilerek, Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te iki farklı frekans artım değeri için uzamsal ışına örüntüsü elde edilmiştir. Burada anten eleman sayısı 10, merkez frekansı 10 GHz ve anten elemanları arasındaki mesafe yarım dalga boyu seçilmiştir. Öncelikle frekans artım değeri ( $\Delta f$ ) sıfır seçildiği zaman evre kaydırmalı dizi ile aynı sonuçlar elde edilmektedir. Şekil 3.3'te bu durum gösterilmektedir.



Ancak, frekans artım değeri ( $\Delta f$ ) sıfırdan farklı bir değeri seçildiği zaman oluşan ışım a örüntüsü, evre kaydırmalı dizi ışım a örüntüsünden farklılık göstermektedir. Şekil 3.4'te açıkça görüldüğü gibi, anten elemanlarına frekans artımı uygulandığında oluşan ışım a örüntüsü farklı olacaktır. Burada 500 Hz değeriinde bir frekans artımı uygulanmıştır. Bu yeni durumda farklı menzillerde yerel maksimumlar görülmekte ve örüntüde bir periyodiklik gözlenmektedir. Burada temel farklılık, AFD tekniği ile farklı menzillerde yerel maksimumlar oluşması ve bu maksimumların menzilde ve açıda kendini tekrar etmesidir. Bu özellik, eş anlı olarak birden fazla hedefin takip edilebilmesini sağlayacaktır. Ayrıca ışım a örüntüsünün menzile bağlı olması, menzil bağımlı girişim ve çevresel yankıların giderilmesine de imkan verecektir. Aynı şekilde açıda hüzme kontrolünün yapılabilmesi, açığa bağlı karıştırmının engellenmesine yönelik olarak da kullanılabilir.



Şekil 3.4. AFD ışıma örüntüsü,  $\Delta f = 500$ Hz.

### 3.3. Işıma Örüntüsünün Özellikleri

Dizi antenlerde ışıma örüntüsü, dizi faktörü ile eleman faktörünün çarpımına eşittir. Şekil 3.3 ve Şekil 3.4' te çizilen örüntüler uzamsal örüntülerdir. Zamanla değişen uzak elektrik alanını görebilmek için, dizi elemanlarından yayınlanan elektrik alanlarının zaman ve frekans artım ( $\Delta f$ ) cinsinden tanımlanması gerekir. Bu amaçla N elemandan oluşan, elemanlar arası mesafenin  $d$  olduğu ve yine elemanlar arası frekans kaymasının ( $\Delta f$ ) olduğu varsayılmış olsun. Toplam elektrik alanına n'inci elemanın katkısı şöyle yazılabilir [24];

$$E_n = \frac{a_n}{R_n} e^{j(\omega_n t - k_n R_n)} f_e(\theta, \phi). \quad (3.11)$$

Tüm anten elemanlarının yön bağımsız olduğu varsayılırsa, toplam elektrik alan yukarıdaki ifadenin N tanesinin toplamına eşit olacaktır;

$$E_n = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_n}{R_n} e^{j(\omega_n t - k_n R_n)}. \quad (3.12)$$

Burada,  $\omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega$ ,  $k_n = k_0 + n\Delta k$ ,  $\Delta k = 2\pi/\Delta\lambda$ ,  $R_n = R_0 - nd\sin\theta$  olarak alınır. Bu eşitlikler, (3.12) numaralı eşitlikte yerine koyulursa;

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_n}{R_n} e^{j[(\omega_0 + n\Delta\omega)t - (k_0 + n\Delta k)R_n]} \quad (3.13)$$

elde edilir. Düzgün dağılımlı açıklık ağırlıklandırması (uniform aperture weighting) için bütün  $a_n$  değerleri aynıdır,  $a_n = a_0$  eşitliği yazılabilir ve normalize edilebilir.  $1/R_n$  ifadesi elektrik alan için serbest uzay yayılım kaybıdır. Genlik açısından  $R_n \approx R_0 = R$  yazılabilir. Ancak bu durum evre açısından geçerli değildir çünkü menzildeki küçük değişiklikler evrede büyük değişikliklere yol açacaktır. Bu varsayımları kullanarak;

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{R} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j[(\omega_0 + n\Delta\omega)t - (k_0 + n\Delta k)(R - nd\sin\theta)]} \\ &= \frac{1}{R} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j[\omega_0 t + n\Delta\omega t - k_0 R + k_0 nd\sin\theta - n\Delta k R + n^2 \Delta k d \sin\theta]} \\ &= \frac{1}{R} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j[(\omega_0 t - k_0 R) + n(\Delta\omega t + k_0 d \sin\theta - \Delta k R + n\Delta k d \sin\theta)]} \\ &= \frac{1}{R} e^{j[(\omega_0 t - k_0 R)]} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j[n(\Delta\omega t + k_0 d \sin\theta - \Delta k R + n\Delta k d \sin\theta)]} \end{aligned} \quad (3.14)$$

yazılabilir. Şimdi,

$$\psi = \Delta\omega t + k_0 d \sin\theta - \Delta k R + n\Delta k d \sin\theta \quad (3.15)$$

eşitliği üzerinde çalışılacak olunursa; bu eşitlikteki son ifadenin, aşağıdaki varsayımlar kabul edildiğinde ihmal edilebileceği görülmektedir:

$$\Delta\omega t \gg n\Delta k d \sin\theta \quad (3.16)$$

$$\text{veya } t \gg \frac{nd \sin\theta}{c} \quad (3.17)$$

Bu varsayım kabul edilebilir, çünkü herhangi bir gözlem zamanının ( $t$ ), sinyallerin anten elemanlarına ulaşırken yaşanan zaman gecikmesinden çok daha büyük olacağı açıktır.

$$k_0 d \sin \theta \gg n \Delta k d \sin \theta \quad (3.18)$$

$$\text{veya } f_0 \gg n \Delta f \quad (3.19)$$

Bu ikinci ifade ayrık frekanslı dizinin en temel özelliğidir. Ayrık frekanslı dizilerde yayının merkez frekansı MHz veya GHz mertebesindeyken, elemanlar arasındaki frekans artım miktarı çoğunlukla kHz mertebesinde olacaktır.

$$R \gg nd \sin \theta \quad (3.20)$$

Bu ifade nominal hedef menzilin, anten açıklığının projeksiyonundan oldukça fazla olduğunu ifade eder ve kabul edilebilir bir varsayımdır.

Bu varsayımlar altında (3.14) numaralı eşitlikteki son ifade ihmal edilebilir ve eşitlik aşağıdaki şekli alır,

$$\psi = \Delta \omega t + k_0 d \sin \theta - \Delta k R. \quad (3.21)$$

Bu durumda (3.13) numaralı eşitlik aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$E = \frac{1}{R} e^{j[(\omega_0 t - k_0 R)]} \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi}. \quad (3.22)$$

Bu eşitlikteki  $\sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi}$  ifadesi geometrik bir seridir. Bu geometrik seri aşağıdaki eşitlikle ifade edilebilir:

$$\sum_{n=0}^{N-1} X^n = \frac{X^N - 1}{X - 1}. \quad (3.23)$$

Bu ifadede,  $X = e^{j\psi}$  eşitliğini kullanarak, (3.22) numaralı eşitlik aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir;

$$E = \frac{1}{R} e^{j[\omega_0 t - k_0 R]} \frac{e^{j\psi N} - 1}{e^{j\psi} - 1}. \quad (3.24)$$

Bu sonuçlar ile ayırık frekanslı dizinin elektriksel alan büyüklüğü şu şekilde yazılabilir;

$$|E| = f_e(\omega_0) \frac{1}{R} \cos(\omega_0 t - k_0 R) \left| \frac{\sin(\frac{N\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \right|. \quad (3.25)$$

Burada,  $\psi = \Delta\omega t + k_0 d \sin\theta - \Delta k R$  olacaktır. Görüldüğü gibi dizi faktörü; açığa, menzile, zamana ve frekans artımına bağlıdır. Burada,  $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$  ve  $\Delta k = \Delta\omega/c$  olarak alınmalıdır.

Konvansiyonel evre kaydırmalı dizi radar için dizi faktörü şu şekildedir;

$$DF_{SFD}(\theta) = \frac{\sin(\frac{Nkd \sin\theta}{2})}{\sin(\frac{kd \sin\theta}{2})}. \quad (3.26)$$

Konvansiyonel evre kaydırmalı dizi radarda dizi faktörü yalnızca açının bir fonksiyonudur. Ayırık frekanslı dizi radarlar için dizi faktörü; zamanın (t), açının ( $\theta$ ) ve menzilin (R) bir fonksiyondur. Karşılaştırma açısından AFD için dizi faktörü şu şekilde tekrar yazılabilir;

$$DF_{AFD}(t, R, \theta) = \left| \frac{\sin(\frac{N\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \right|. \quad (3.27)$$

Görüldüğü gibi frekans artımı sıfır alındığında SFD ve AFD dizi faktörleri aynı olmaktadır. Ayırık frekanslı radar için hüzme tepesi şu şekilde matematiksel olarak bulunabilir;

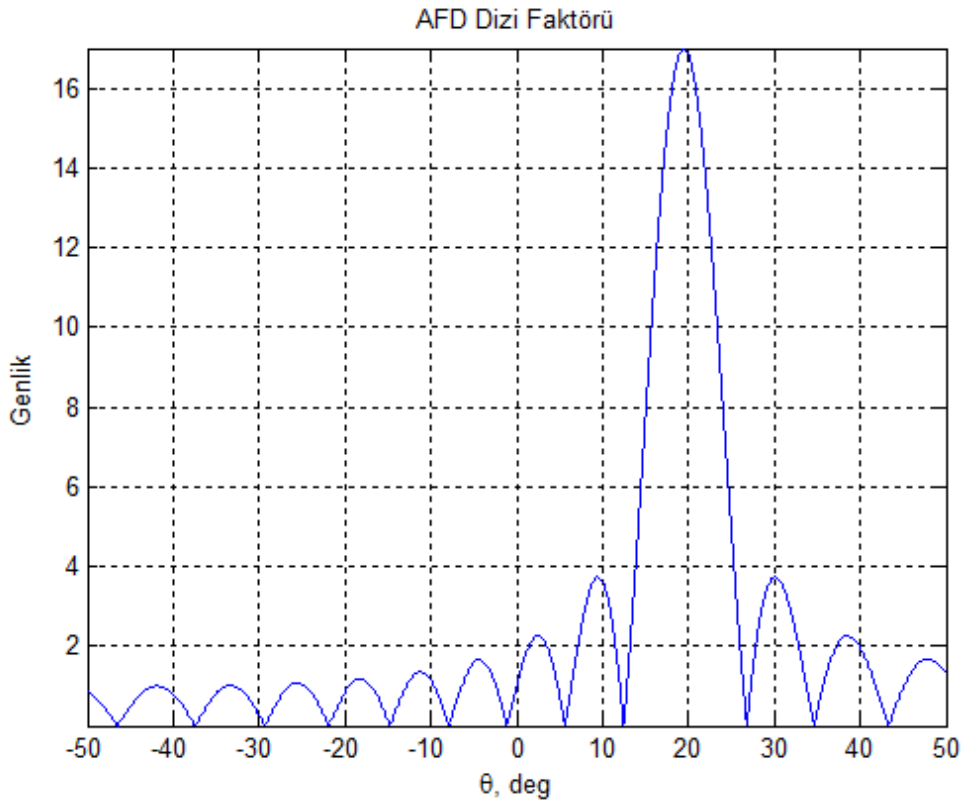
$$DF_{AFD}(t \rightarrow 0, R \rightarrow 0, \theta \rightarrow 0) = \lim_{t, R, \theta \rightarrow 0} \left| \frac{\sin(\frac{N\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \right| \quad (3.28)$$

$$\psi_{t, R, \theta \rightarrow 0} = \Delta\omega t + k_0 d \sin\theta - \Delta k R = 0 \quad (3.29)$$

L'Hopital kuralı kullanılarak;

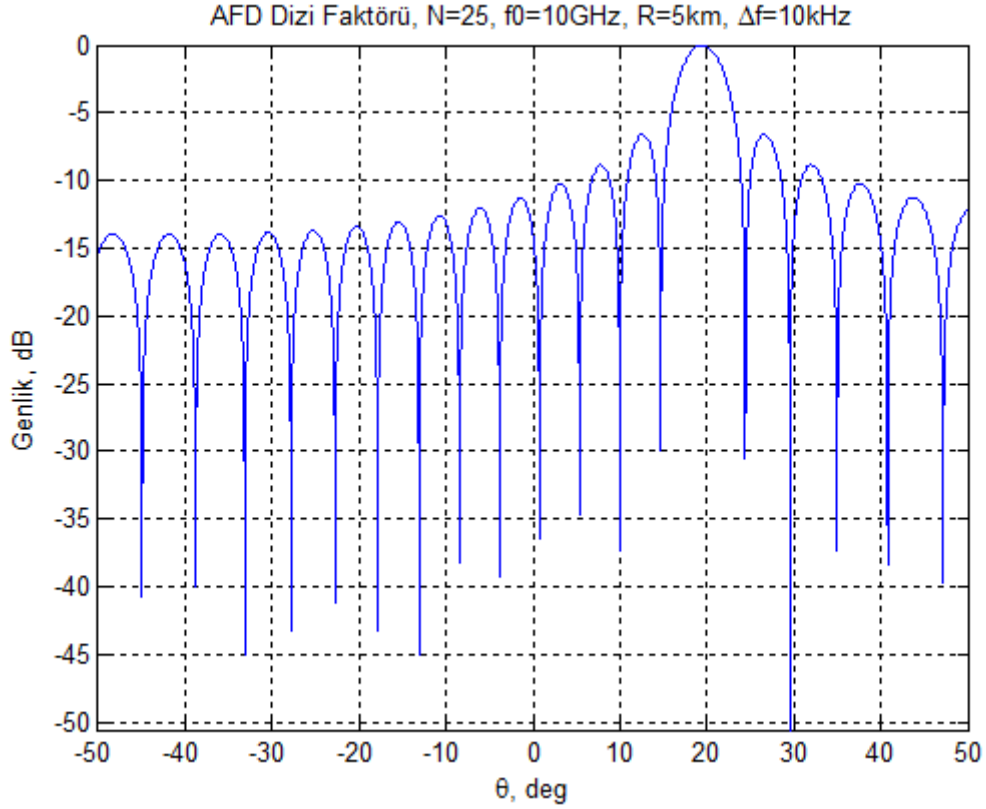
$$DF_{AFD}(t \rightarrow 0, R \rightarrow 0, \theta \rightarrow 0) = \frac{(N/2) \cos(N\psi/2)}{(1/2) \cos(\psi/2)} = N \quad (3.30)$$

elde edilir. Görüldüğü gibi ayrık frekanslı dizi radar hüzmesinin alacağı maksimum değer anten eleman sayısına eşit olacaktır. Bu durum; anten eleman sayısı (N) 17, merkez frekansı 10 GHz,  $\Delta f = 10$  kHz alınarak 5 km ve 20 derecedeki dizi faktörü Şekil 3.5'te gösterilmiştir.



Şekil 3.5. AFD dizi faktörü, N=17

Şekilden de görüldüğü gibi; genliğin maksimum değeri anten eleman sayısına eşit olmaktadır. Anten eleman sayısının 25 olduğu durum Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Burada 3 dB hüzme genişliğinin anten eleman sayısı ile ters orantılı bir şekilde azaldığı da görülmektedir. Burada ilk yan hüzme yaklaşık olarak 6.6 dB noktasında oluşmaktadır. İstenmeyen ana hüzme tekrarlarını engellemek için  $d/\lambda \leq (1 + \sin\theta_{\max})$  şartı dikkate alınmalıdır.



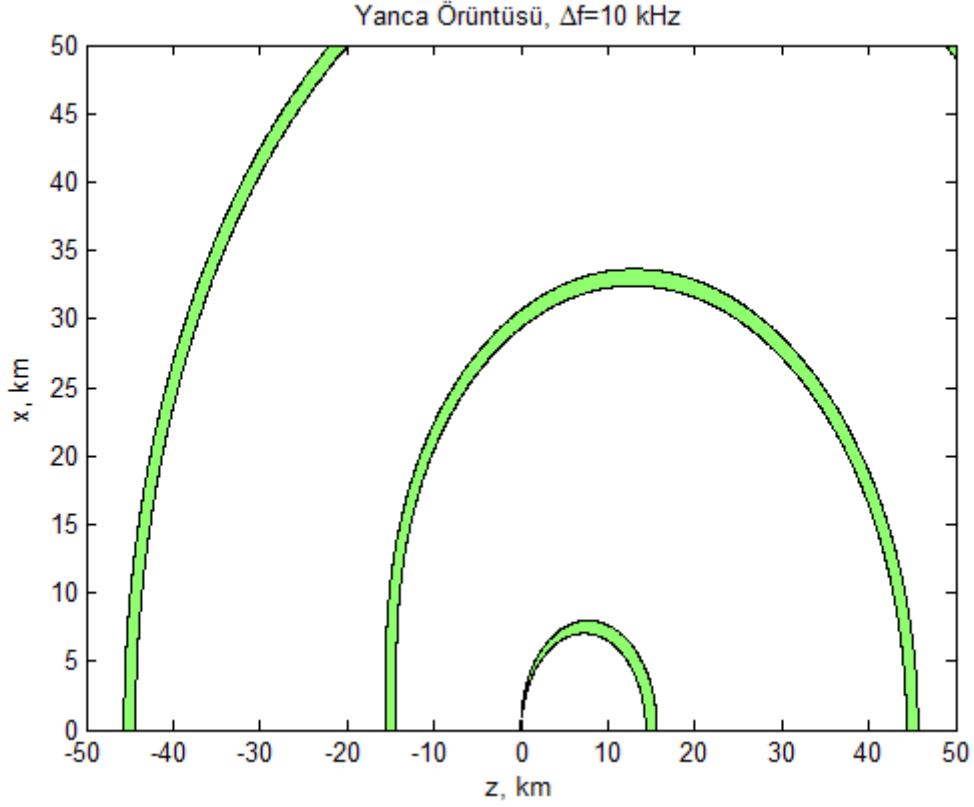
Şekil 3.6. AFD normalize dizi faktörü, N=25

Ayrık frekanslı dizi radar için sıfırdan sıfıra hüzme genişliği yaklaşık olarak  $4\pi/(Nkd)$  eşitliği ile verilebilir. Burada  $k = 2\pi/\lambda$ , N anten eleman sayısını ve d anten elemanları arasındaki mesafeyi vermektedir. Aynı şekilde 3dB bant genişliği ise yaklaşık olarak  $2\pi/(Nkd)$  eşitliği ile verilebilir [5]. Yukarıda verilen değerler için sıfırdan sıfıra hüzme genişliği yaklaşık olarak 14.8 derece ve 3 dB hüzme genişliği yaklaşık olarak 8.9 derece olacaktır.

### 3.4. Uzayın Sürekli Taranması

AFD tekniği ile menzilin, açının ve frekans artımının bir fonksiyonu olarak uzay sürekli olarak taranır. Bu durumun benzetimi, (3.21) ve (3.22)'de verilen eşitlikler kullanılarak, sabit bir frekans artımı için gerçekleştirilmiştir. Bu benzetimde açı ve menzildeki değişimin sürekli olduğu durum gösterilmiştir. Menzildeki değişim 0-90 km, açıdaki değişim aralığı ise [-90 90] derece alınmıştır. Anten eleman sayısı 17 ve merkez frekansı 10 GHz seçilmiştir. Frekans artımı pozitif olarak,  $\Delta f = 10$  kHz, seçilirse hüzmenin dönüş yönü saat yönünün tersi istikamette olacaktır. Şekil 3.7'de bu durum gösterilmektedir [25].



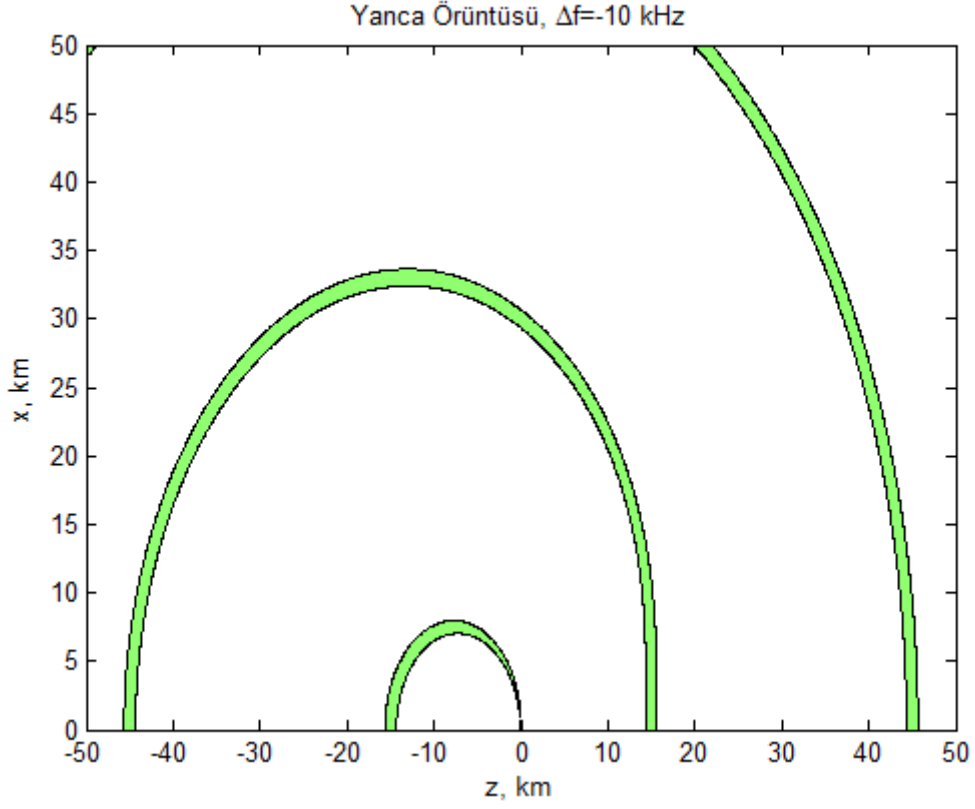


Şekil 3.7.  $\Delta f = 10$  kHz için hüzmenin yönelimi

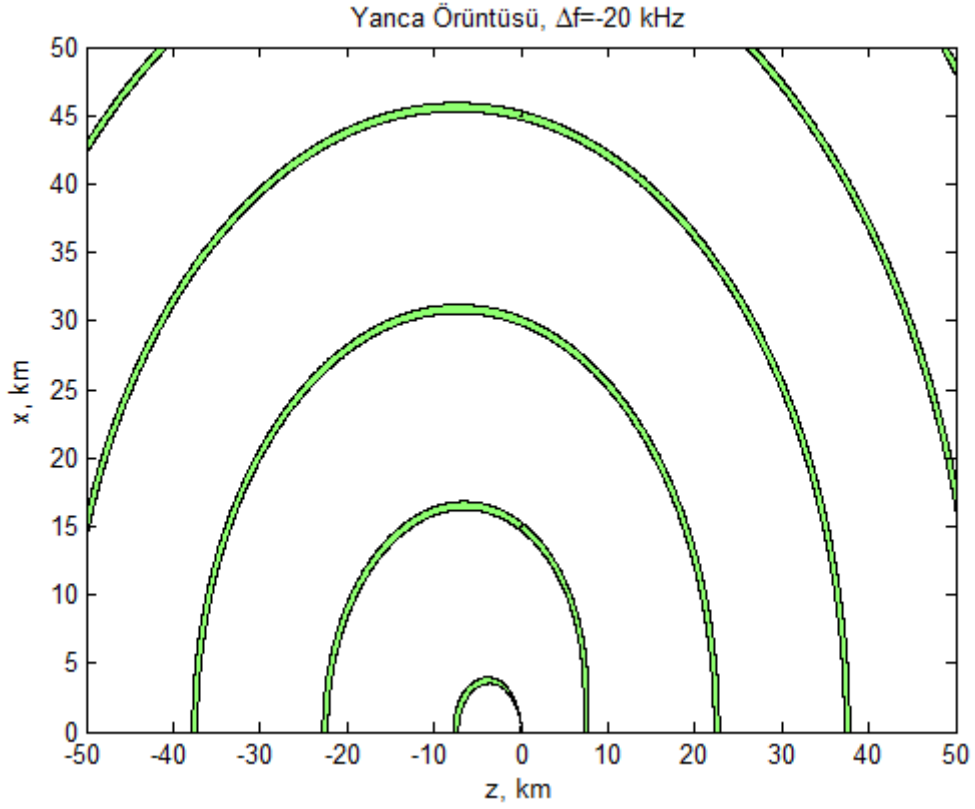
Frekans artımı negatif olarak,  $\Delta f = -10$  kHz, seçilirse hüzmenin dönüş yönü saat yönü ile aynı olur. Şekil 3.8'de bu durum gösterilmektedir.

Frekans artımını iki katına çıkardığımızda ( $\Delta f = -20$  kHz) hüzmenin daha da daraldığı ve sıklaştığı Şekil 3.9'da görülmektedir.

Şekil 3.7, 3.8 ve 3.9'da verilen şekiller anlık görüntülerdir. Gerçek durumda tarama, spiral hüzmenin dönmesi ile gerçekleşecektir. Diğer bir deyişle menzilin bir fonksiyonu olarak uzay sürekli taranacaktır.



Şekil 3.8.  $\Delta f = -10$  kHz için hızmenin yönelimi



Şekil 3.9.  $\Delta f = -20$  kHz için hızmenin yönelimi

Uzayın sürekli taranması ile birden fazla hedefin takip edilmesi sağlanabilir. Burada alıcı olarak yönsüz anten kullanılabilir. Ancak menzil belirsizlikleri önemli bir sorun olarak ortaya çıkacaktır. Konvansiyonel arama radarlarında bu durum geçerli olsa bile; izleme modlarında uzayın sürekli taranmasına gerek yoktur. Bunun yerine belirli hedefler önce tespit edilip sonra belirli aralıklarla aydınlatılarak hedef takibi yapılabilir. AFD radarlarda bu durumun gerçekleşmesi için frekans artımının, çalışma esnasında sürekli olarak optimize edilmesi gerekecektir. Sadece arama fonksiyonu kullanılacaksa sabit bir frekans değeri yeterli olacaktır. Ancak arama, izleme ve güdüm fonksiyonları bir arada kullanılacaksa, frekans artımının çalışma boyunca sürekli olarak optimize edilmesi gerekecektir. Bu durumda, öncelikle sabit bir frekans artımı ile tüm uzay taranır ve kaba hedef konum bilgisi elde edilebilir. Daha sonra frekans artımı optimize edilerek sadece belirli, hedeflerden bilgi alınması sağlanabilir.

### 3.5. Işıma Örüntüsünün Periyodikliği

Ayrık frekanslı dizi radarlarda ışın örüntüsü; açı, menzil ve zamanda periyodiklik gösterir [1,5]. Bu durum AFD radarın kendine has bir özelliği olup, yeni uygulama alanları sunmaktadır.

#### 3.5.1. Zamanda Periyodiklik

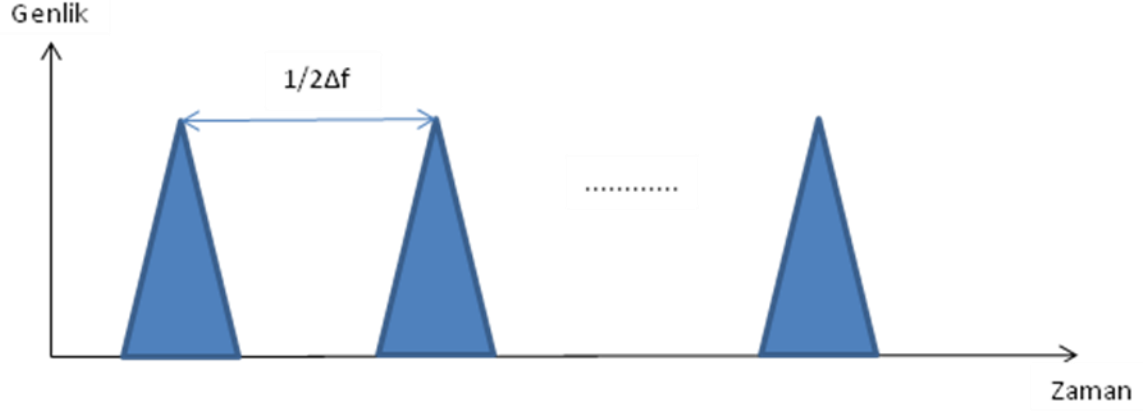
Zamanda periyodiklik şu şekilde gösterilebilir. (3.22) numaralı eşitlikte ifade edilen elektriksel alan aşağıda ifade edilen durumda maksimum olacaktır,

$$\psi = \Delta \omega t + k_0 d \sin \theta - \Delta k R = 2\pi m, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.31)$$

(3.31) numaralı eşitlik t için çözüldüğü zaman,

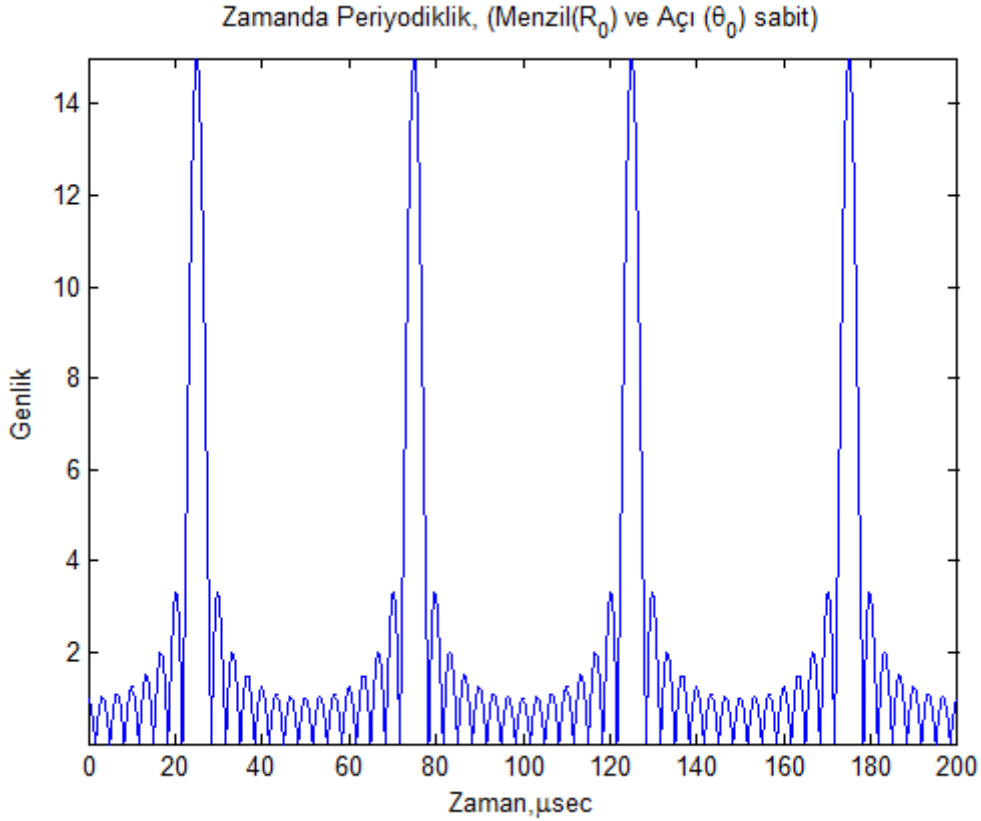
$$t = \left( \frac{1}{\Delta f} \right) m + \frac{R}{c} - \frac{(d / \lambda_0) \sin \theta}{\Delta f} \quad (3.32)$$

elde edilir. Bu eşitlikte, R ve  $\theta$  sabit tutulduğu zaman, dizi örüntüsünün  $1/\Delta f$  temel periyodu ile zamanda periyodik olduğu görülmektedir. Diğer bir deyişle hüzmeye aynı açı ve aynı menzilde  $1/\Delta f$  zaman sonra kendini tekrarlayacaktır. Alıcı kısmında gidiş-dönüş durumunu dikkate aldığımızda bu süre  $1/2\Delta f$  olacaktır. Diğer bir deyişle aynı açı ve aynı menzildeki bir hedeften  $1/2\Delta f$  periyotlarla yankı alınacaktır. Bu durum şu şekilde gösterilebilir;



Şekil 3.10. AFD dalga formunun zamanda periyodikliği

AFD radarında bu şekilde ifade edilen zamanda periyodikliğin benzetimi aşağıda verilmiştir. Benzetimde kullanılan parametreler şu şekildedir; merkez frekansı 10 GHz, menzil  $R = 10$  km ve  $\theta = 90$  derece, dizi eleman sayısı  $N=15$ , anten elemanları arası mesafe yarım dalga boyu, elemanlar arası frekans farkı  $\Delta f = 20$  kHz. Menzil ve açı sabit tutularak verilen parametrelerle zamanda periyodikliğin Şekil 3.11'de görüldüğü gibi 50 mikrosaniye olduğu görülmektedir.



Şekil 3.11. Ayrık frekanslı dizi örüntüsünün zamanda periyodikliği

Şekil 3.11'de görüldüğü üzere genlik, anten eleman sayısına eşittir ve frekans artımının iki katına çıkması periyodu yarıya düşürücektir. Belirli bir hedefe daha sık bakılmak istendiğinde frekans artımı artırılabilir. Ancak bunun aydınlatma süresini azaltacağı ve istenmeyen yan hüzmelere sebep olacağı da dikkate alınmalıdır.

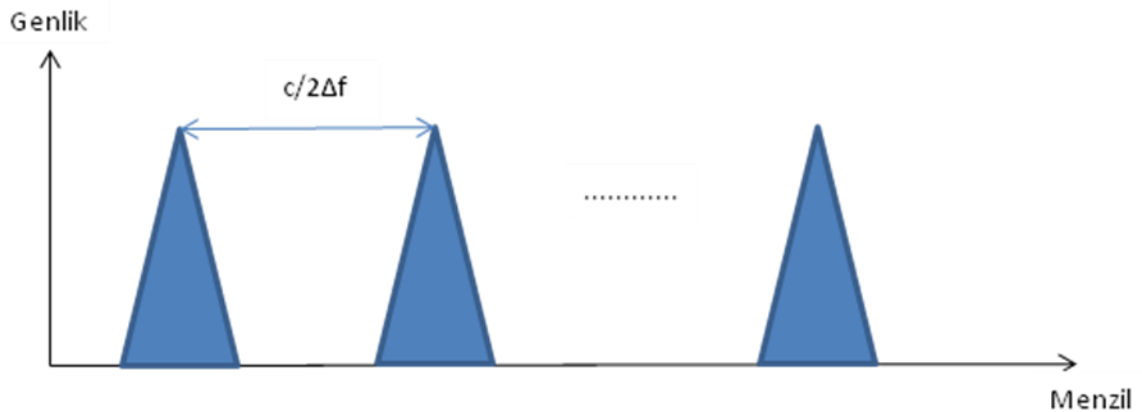
### 3.5.2. Menzilde Periyodiklik

(3.31) numaralı eşitlik R için çözüldüğü zaman

$$R = \left(\frac{-c}{\Delta f}\right)m + ct + \frac{(d / \lambda_0)c \sin \theta}{\Delta f} \quad (3.33)$$

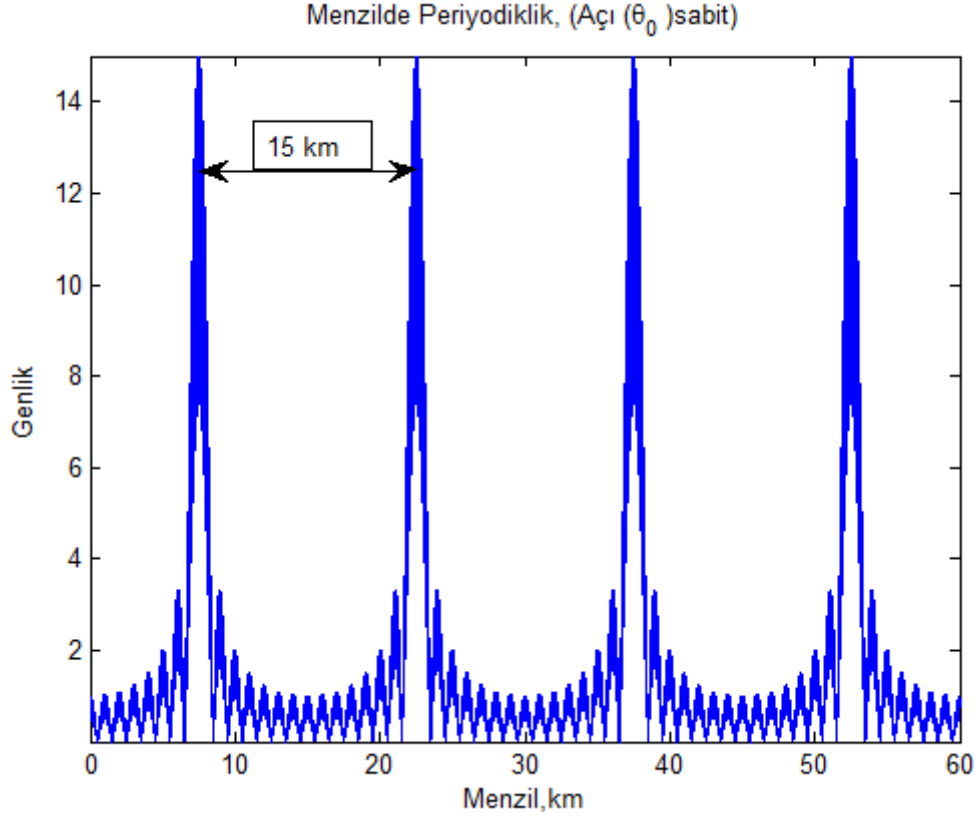
elde edilir. Bu eşitlikte, t ve  $\theta$  sabit tutulduğu zaman, dizi örüntüsünün  $c/\Delta f$  temel periyodu ile menzilde periyodik olduğu görülmektedir. AFD ile farklı menzil değerlerinde yerel maximumlar oluşturulabilir ve bu durum yeni uygulama alanları sunabilir. Bu yerel maksimumlar,  $c/\Delta f$  ile periyodiklik gösterir. Gidiş-dönüş durumu dikkate alındığında  $c/2\Delta f$  olacaktır. Yerel maksimum sayısı (L) şu şekilde ifade edilebilir.

$$L = \frac{\text{Belirsiz Menzil}}{(c / 2\Delta f)} \quad (3.34)$$



Şekil 3.12. AFD dalga formunun menzilde periyodikliği

Bölüm (3.5.3)'te verilen dizi konfigürasyonu için zaman ( $t=233$  mikrosaniye) ve açı ( $\theta =30$  derece) sabit tutulduğunda, menzildeki periyodikliğin  $\frac{c}{\Delta f} = \frac{3 \times 10^8}{20 \times 10^3} = 15$  km olduğu görülmektedir.



Şekil 3.13. Ayrık frekanslı dizi örüntüsünün menzilde periyodikliğı

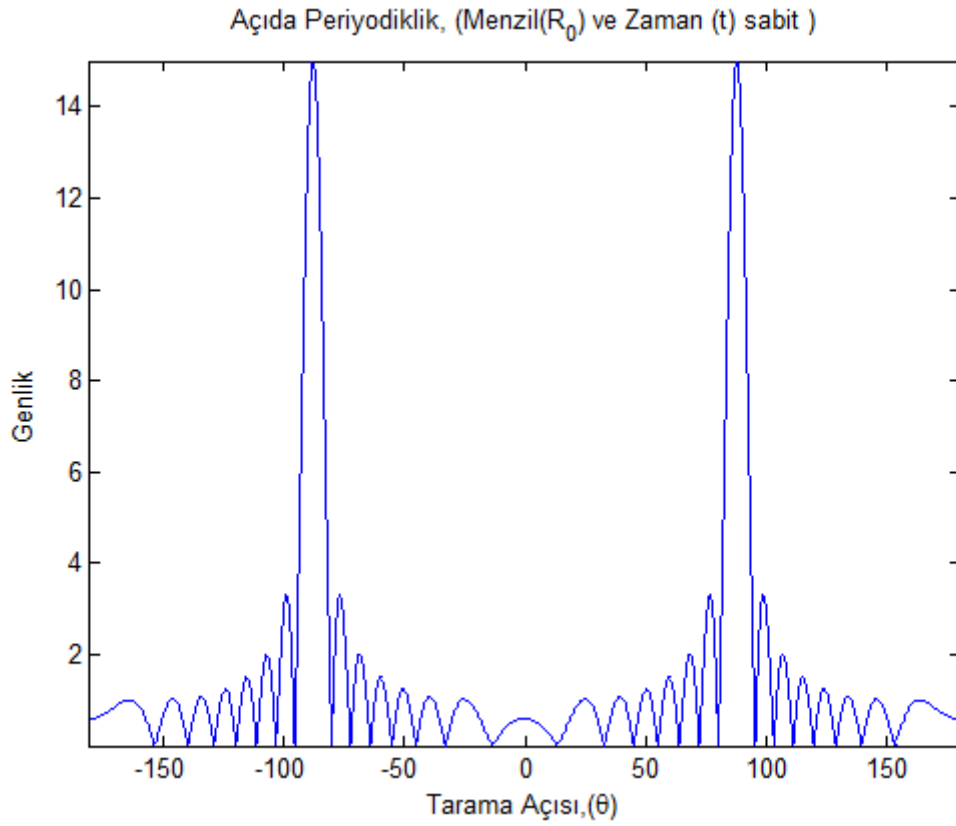
Menzilde oluşan yerel maksimumlar belirsizliğe yol açacaktır. Örnek olarak 20 kHz'lik bir frekans artımı için aynı açıda her 15 km'de bir yerel maksimumlar oluşacaktır. Diğer bir deyişle aynı açıda 15 km aralıklarla gelen hedefler arasında belirsizlik oluşacaktır. Bu belirsizlik frekans artımının optimize edilmesi ile giderilebilecektir.

### 3.5.3. Açıda Modülasyon

(3.31) numaralı eşitlik  $\sin\theta$  için çözüldüğü zaman;

$$\sin\theta = \frac{\lambda}{d} m - (R - ct) \frac{\Delta f}{fd} \quad (3.35)$$

elde edilir. Görüldüğü gibi açıda oluşacak modülasyon dalga boyu ile doğru orantılı, anten elemanları arasındaki mesafe ile ters orantılı olacaktır. Bu değer tam olarak  $2\pi/kd$  değerine eşit olacaktır. Bölüm (3.5.3)'te verilen dizi konfigürasyonu için açıda oluşan modülasyon Şekil 3.14'te gösterilmiştir.



Şekil 3.14. Açı modülasyonu

Özetle, ( 3.31) numaralı eşitlikten görüldüğü gibi üç değişkenden (menzil, açı, zaman) sadece biri sabit tutulduğunda diğer iki değişkenden sonsuz sayıda çift oluşacaktır. Ancak iki değişken sabit tutulursa diğer değişkende periyodiklik gözlenecektir.

AFD radarında sabit bir menzil değeri için açıda  $(\theta_2 - \theta_1)$  yapılacak tarama süresi şu şekilde olacaktır[24];

$$t = \frac{-(d/\lambda)}{\Delta f} (\sin \theta_2 - \sin \theta_1). \quad (3.36)$$

Bu durumda 180 derecelik açı aralığı  $\Delta t = 2d/(\lambda \Delta f)$  sürede taranacaktır. Anten elemanlarının arasındaki mesafenin yarım dalga boyu olduğunu varsayarsak bu süre  $1/\Delta f$  olacaktır.

### 3.6. AFD Radar Fonsiyonları

Bu bölümde konvansiyonel bir radarın arama, tespit ve takip fonksiyonlarının AFD radar ile nasıl gerçekleştirileceği ile ilgili değerlendirmeler ve önerilere yer verilmiştir. Öncelikle AFD radarlar doğaları gereği zaman bölüşümlü bir çalışma yapısına sahip olacaktır. Diğer bir deyişle zaman paylaşımı olarak arama, tespit, takip ve güdümlü fonksiyonları yerine getirilebilir. AFD radarlar için zaman bölüşümlü bir çalışma yapısı Çizelge 3.1'de önerilmektedir. Bu senaryoda öncelikle sabit bir frekans artımı ile arama fonksiyonu gerçekleştirilecek, sonrasında hedef tespiti yapılacaktır. Hedef tespitinin akabinde ilgili hedefler için takip fonksiyonu başlatılacaktır.

Arama	Takip1	Takip2	Takip3	Arama
$\Delta f$	$\Delta f_1 \pm \Delta f_{tol}$	$\Delta f_2 \pm \Delta f_{tol}$	$\Delta f_3 \pm \Delta f_{tol}$	$\Delta f$

Çizelge 3.1. AFD radar zaman bölüşümlü çalışma yapısı.

#### 3.6.1. Arama Fonsiyonu

AFD radar ile anten elemanlarına uygulanacak görece küçük bir frekans artımı ile tüm uzay taranabilecektir. SFD radarlarda hüzme yönlendirme, tüm menzil hücreleri için, açıda sabittir. Ancak AFD radarlarda hüzme yönelimi menzile bağlıdır ve bu durum bazı belirsizliklere yol açacaktır. Bu belirsizlikler şu şekilde ifade edilebilir. Eşitlik (3.25)'te AFD radar için elektriksel alan büyüklüğü şu eşitlikle verilmiştir;

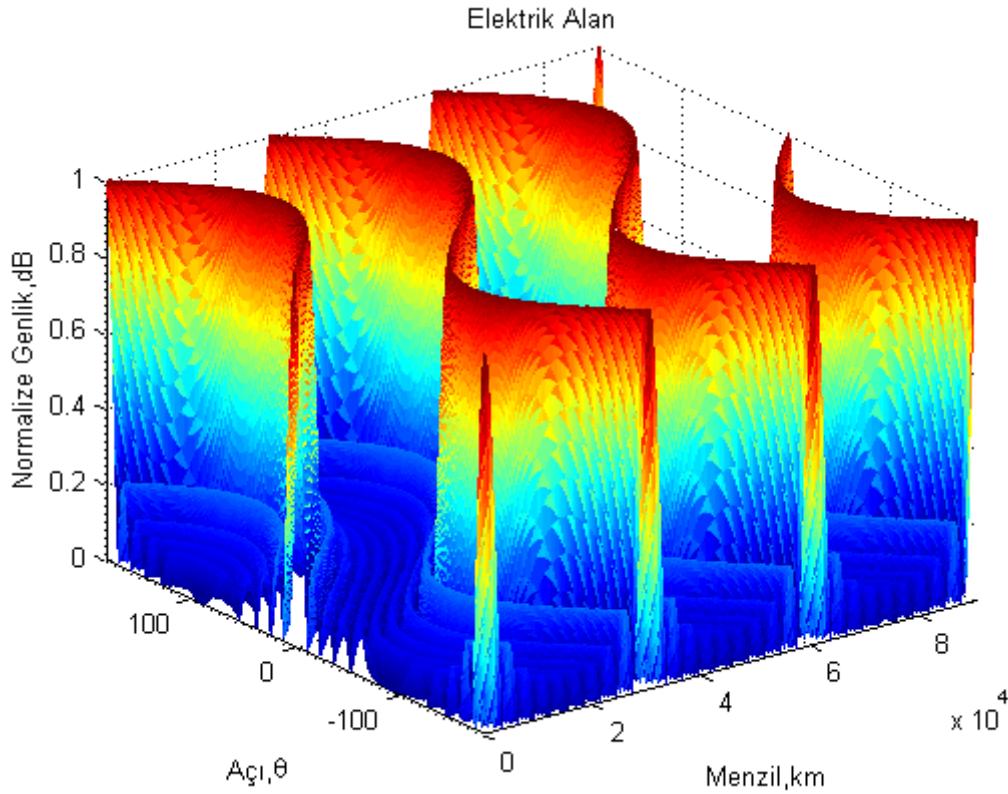


$$|E| = f_e(\omega_0) \frac{1}{R} \cos(\omega_0 t - k_0 R) \left| \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right| \quad (3.37)$$

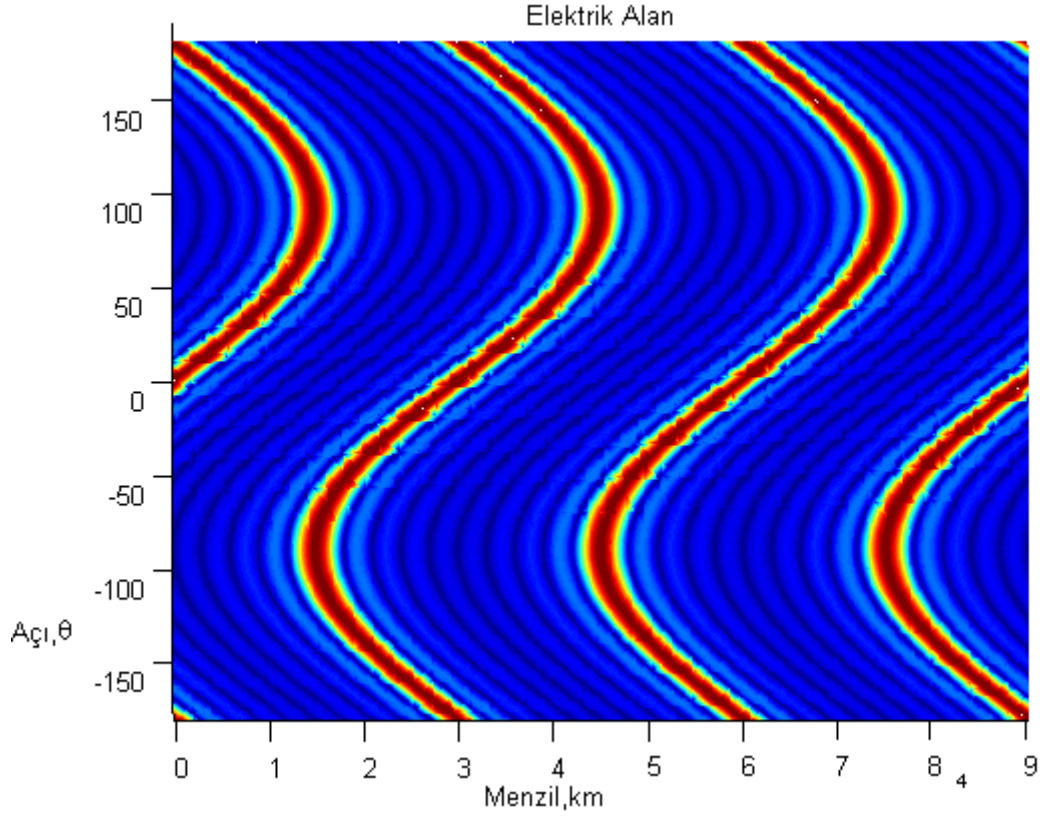
Burada, aşağıdaki şart sağlandığında maksimum alan büyüklüğü (N) elde edilecektir:

$$\psi = \Delta\omega t + k_0 d \sin\theta - \Delta k R = 2\pi m, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.38)$$

Bu iki eşitlik ile herhangi bir t anında, elektrik alanın maksimum olacağı çok sayıda (R,θ) çiftleri oluşacaktır. Menzil-açı bağımlı bu hüzme yapısı, hedeflerin konumlandırılmasında belirsizliklere yol açacaktır. Bu belirsizlikler aşağıdaki Şekil 3.15 ve 3.16'da verilen örüntülerde görülmektedir. Şekillerden de anlaşıldığı üzere sabit bir açıda birden fazla menzilde maksimumular oluşmaktadır. Bu iki parametrenin herhangi birindeki belirsizliğin giderilmesi diğer parametrede oluşan belirsizliğin giderilmesini kolaylaştıracaktır.



Şekil 3.15. Ayırık frekanslı dizi ışıma örüntüsü.



Şekil 3.16. AFD ışına örüntüsü.

### 3.6.2. Hedef Tespiti

(3.9) numaralı eşitlikte hızmenin yönlendiği açının menzile ve frekans artımına bağlı olduğu gösterilmiştir:

$$\theta' = \arcsin \left[ \frac{2R\Delta f}{c} \right]. \quad (3.39)$$

Bu eşitlik, sabit bir menzil/açı değeri için frekans artımı optimizasyonu ile açıdaki/menzildeki hareketin kontrol edilebileceğini göstermektedir. Hedef konumlandırma şu şekilde yapılabilir [5]. Işıma örüntüsünün maksimumunun hedefe noktasına  $(R, \theta)$  ulaşması için gereken süre şu şekilde ifade edilebilir;

$$t_0 = \frac{R}{c} + \frac{1}{\Delta f} \left( m - \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right) \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.40)$$

Burada m sayısal bir değer olup ilk maksimum için 1 alınabilir.

Hedeften yansıyan yankının alıcıya ulaşması için geçen süre  $R/c$  olacaktır. Bu durumda sinyalin alıcıya ulaşması için geçen toplam süre (zaman gecikmesi) şu şekilde olacaktır;

$$T_d = \frac{2R}{c} + \left(m - \frac{d}{\lambda} \sin \theta\right) \frac{1}{\Delta f} \quad (3.41)$$

(3.41) numaralı eşitlikte iki bilinmeyen  $(R, \theta)$  vardır ve tek bir eşitlikle bu iki bilinmeyen çözülemeyecektir. Bu yüzden bir sonraki adımda aynı işlem farklı bir frekans artımı  $(\Delta f')$  ile tekrarlanır. Bu yeni frekans artımı ile hedeften elde edilen yeni zaman gecikmesi şu şekilde olacaktır;

$$T'_d = \frac{2R}{c} + \left(m - \frac{d}{\lambda} \sin \theta\right) \frac{1}{\Delta f'} \quad (3.42)$$

Burada dikkat edilmesi gereken nokta frekans artımı değişimlerindeki zamanlamanın hassas bir şekilde tutulmasıdır. Daha sonra yapılacak işlem iki farklı frekans artımı ile hesaplanan zaman gecikme değerlerinin birbirinden çıkarılması olacaktır.

$$T_d - T'_d = \left(m - \frac{d}{\lambda} \sin \theta\right) \left(\frac{1}{\Delta f} - \frac{1}{\Delta f'}\right) \quad (3.43)$$

Zaman bilgisini sürekli kontrol edebildiğimiz için bu zaman gecikmelerinden kaba konum bilgisi aşağıda gösterildiği gibi çıkarılabilir:

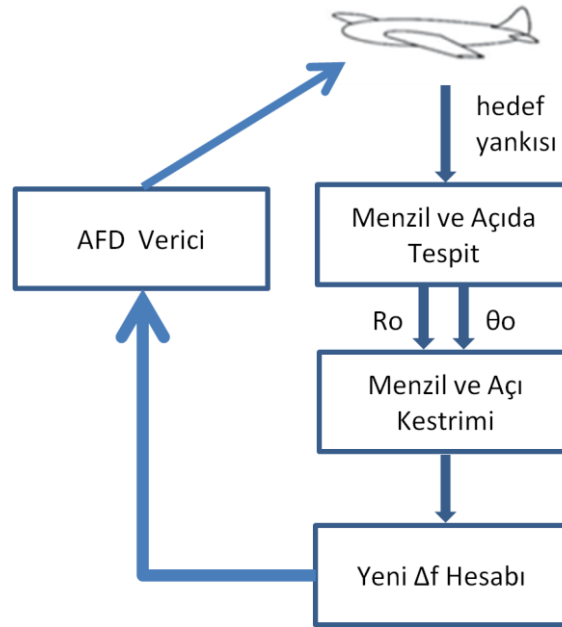
$$\theta = \arcsin \left( \frac{\lambda}{d} \left[ m - \frac{T_d - T'_d}{(1/\Delta f) - (1/\Delta f')} \right] \right) \quad (3.44)$$

$$R = \frac{c}{2} \left[ T_d - \frac{T_d - T'_d}{(1/\Delta f) - (1/\Delta f')} \frac{1}{\Delta f} \right] \quad (3.45)$$

Hedef tespiti yapıldıktan sonraki adım hüzmenin bu konuma yönlendirilmesini sağlayacak frekans artım değerinin hesaplanması olacaktır. (3.39) numaralı eşitlik kullanılarak hüzmenin belirlenen  $(R, \theta)$  konumuna yönelmesini sağlayacak frekans artım değeri hesaplanacaktır.

### 3.6.3. Kestirim Tabanlı Takip Fonksiyonu

Menzil ve açıda takip, frekans artımının optimize edilmesi ile sağlanacaktır. Bir önceki adımda öncelikle hedef tespiti yapılmış ve hızının belirlenen  $(R, \theta)$  konumuna yönelmesini sağlayacak sabit bir frekans artım değeri hesaplanmıştır. Bu bölümde öncelikle radar modları arası geçişlerde (arama-takip geçişleri) veya hedef geçişlerinde (birinci hedef takibinden ikinci hedef takibine geçiş gibi) kullanılacak olan kestirim tabanlı takip yöntemi ele alınacaktır. Kestirim tabanlı takip fonksiyonunda kullanılacak temel mimari Şekil 3.17'de gösterildiği gibi olacaktır.



Şekil 3.17. Kestirim tabanlı takip mimarisi

Radar mod geçişlerinde veya hedef geçişlerinde kestirim bloğu ile hedefin en son konum bilgisi kullanarak yeni konum kestirimi yapılacaktır. Daha sonra frekans artımı hesaplama bloğunda hızının kestirilen konuma yönelmesini sağlayacak yeni frekans artım değeri hesaplanacaktır. Diğer bir deyişle, mevcut konum bilgisi,  $(R_k, \theta_k)$ , ve kestirim yapılan konum bilgisi,  $(\hat{R}_{k+1}, \hat{\theta}_{k+1})$ , kullanarak yerel maksimumun kestirilen konuma yönlendirilmesini sağlayacak frekans artımı,  $\Delta \hat{f}_{k+1}$ , hesaplanır. Yeni frekans artımı hesaplama süreci şu şekilde olacaktır. Bir yerel maksimum noktasının vericiden sabit bir hedef konumuna  $(R_0, \theta_0)$  ulaşması için geçen süre (3.40) numaralı eşitlik ile ifade edilmiştir. Bu süre esas olarak menzile

ve frekans artımına bağlıdır. Eğer menzil sabitse bu süre frekans artımı değiştirilerek artırılabilir veya azaltılabilir. Aynı şekilde, bir sonraki döngüde, kestirim yapılan konuma  $(R_1, \theta_1)$  yerel maksimumun ulaşması için geçen süre şu şekilde ifade edilebilir;

$$t_1 = \frac{R_1}{c} + \frac{1}{\Delta f_1} \left( m - \frac{d}{\lambda} \sin \theta_1 \right) \quad (3.46)$$

İki farklı frekans artımını birbiri cinsinden yazmak amacıyla bu iki sürenin birbirine eşit olduğu,  $(t_0 = t_1)$  varsayıldığı durumda;

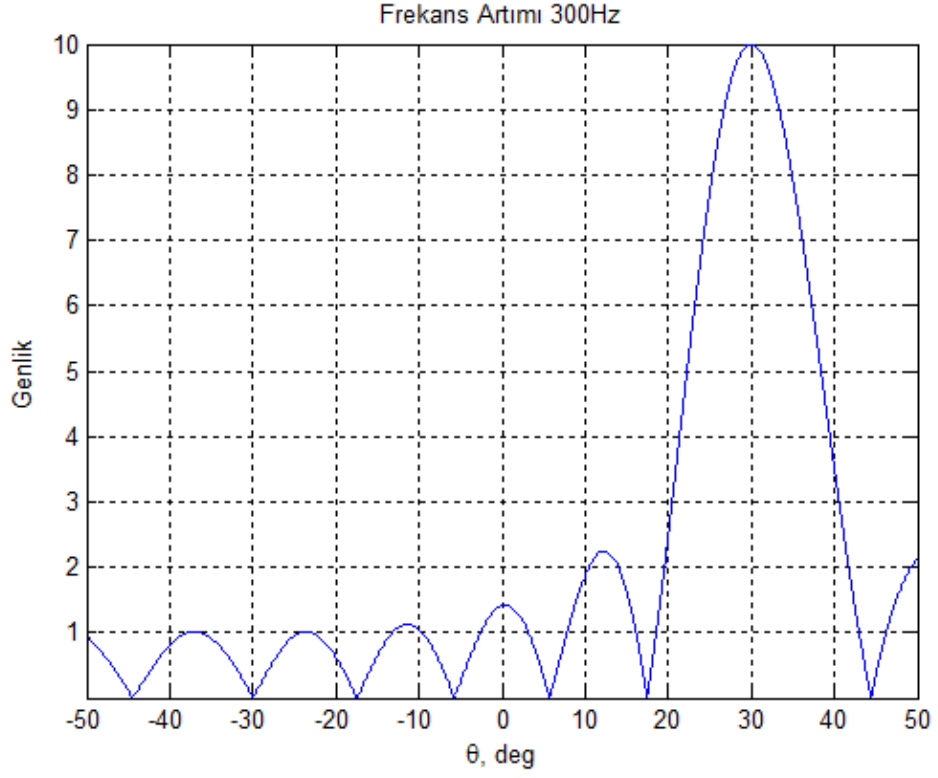
$$\Delta f_1 = \frac{\left( m - \frac{d}{\lambda} \sin \theta_1 \right)}{\frac{(R_0 - R_1)}{c} + \frac{1}{\Delta f_0} \left( m - \frac{d}{\lambda} \sin \theta_0 \right)} \quad (3.47)$$

elde edilir. Bu eşitlik daha da genelleştirilerek şu şekilde yazılabilir;

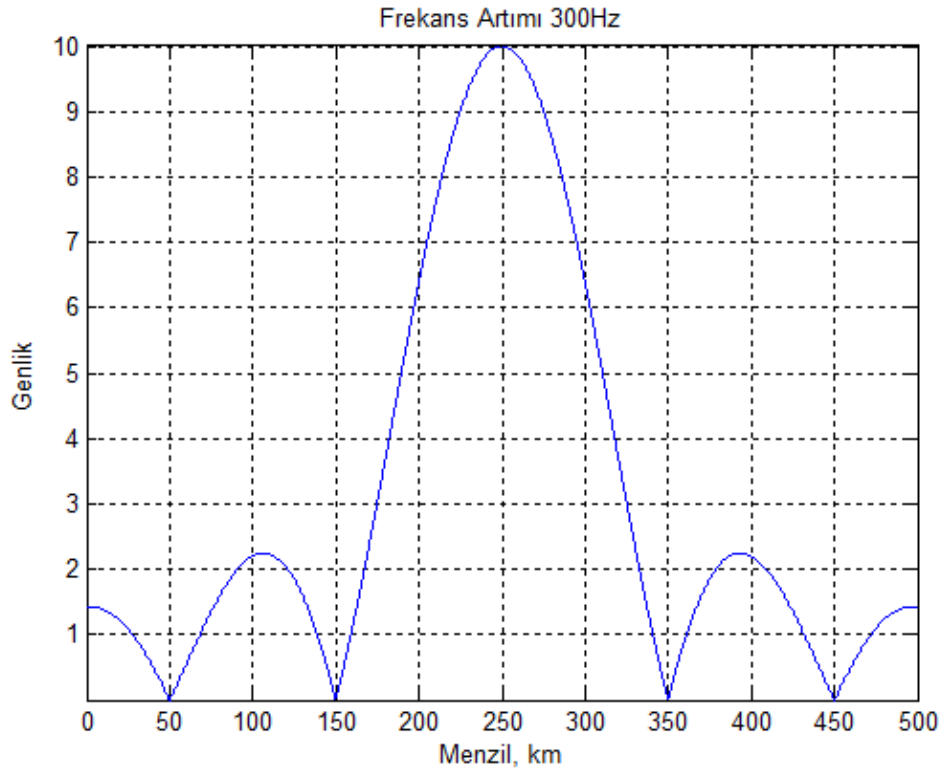
$$\Delta f_{k+1} = \frac{\left( m - \frac{d}{\lambda} \sin \hat{\theta}_{k+1} \right)}{\frac{(R_k - \hat{R}_{k+1})}{c} + \frac{1}{\Delta f_k} \left( m - \frac{d}{\lambda} \sin \theta_k \right)}. \quad (3.48)$$

Bu eşitlikte;  $(R_k, \theta_k)$  mevcut hedef konumu,  $(\hat{R}_{k+1}, \hat{\theta}_{k+1})$  kestirilen hedef konumu,  $\Delta f_k$  mevcut frekans artımıdır. Hesaplanan yeni  $\Delta f_{k+1}$  değeri ise bir sonraki döngüde anten elemanlarına uygulanır ve yerel maksimumun tahmin edilen hedef konumuna  $(\hat{R}_{k+1}, \hat{\theta}_{k+1})$  yönlenmesi sağlanır. Bu yerel maksimumun güçlü bir yankı sağlayacağı ve sonuç olarak alıcıda yüksek bir SNR (Signal to Noise Ratio) elde edileceği değerlendirilmektedir.

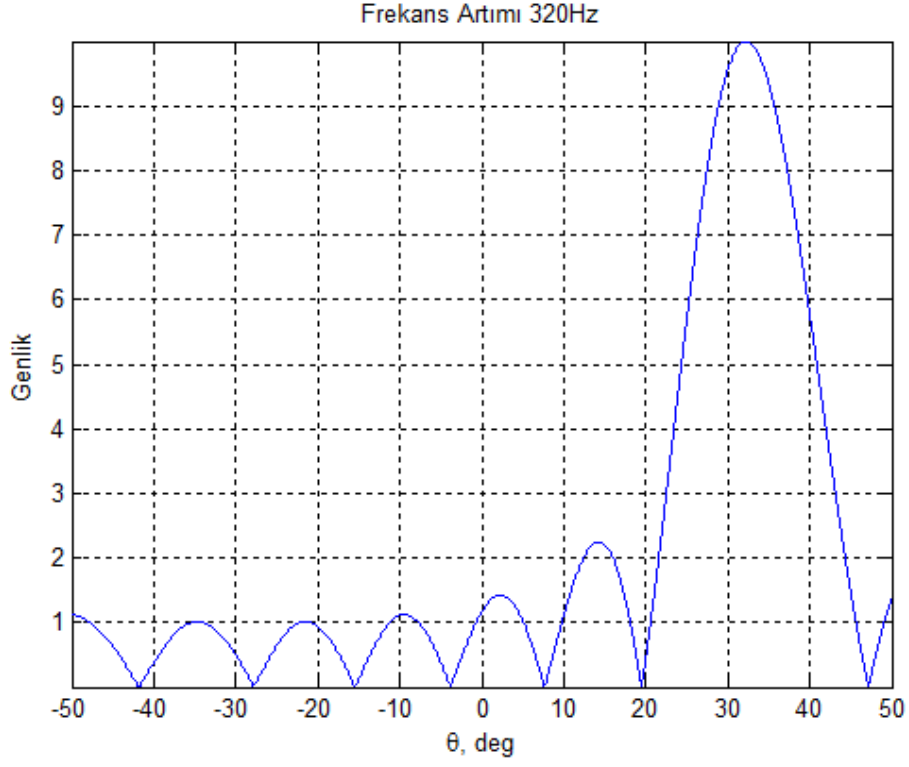
Bu duruma şu şekilde bir örnek verilebilir. Anten eleman sayısı  $N=10$  olan, anten elemanları arasındaki mesafe yarım dalga boyu olan ve merkez frekansı 10 GHz olan bir AFD radarı için; ilk olarak,  $R_0 = 250$  km ve  $\theta_0 = 30^\circ$  konumundan  $\Delta f = 300$  Hz frekans artımı ile hedef yankısı alınmış olsun. Hedef konumu kestirim bloğunda bir sonraki hedef konumunun  $(\hat{R}_{k+1}, \hat{\theta}_{k+1}) = 248$  km,  $32^\circ$  olacağı bilgisi alındığında, frekans artımı hesaplama bloğunda bir sonraki frekans artım değeri  $\Delta \hat{f}_{k+1} = 320$  Hz olarak hesaplanacaktır. Bu durum Şekil 18-21'de gösterilmiştir.



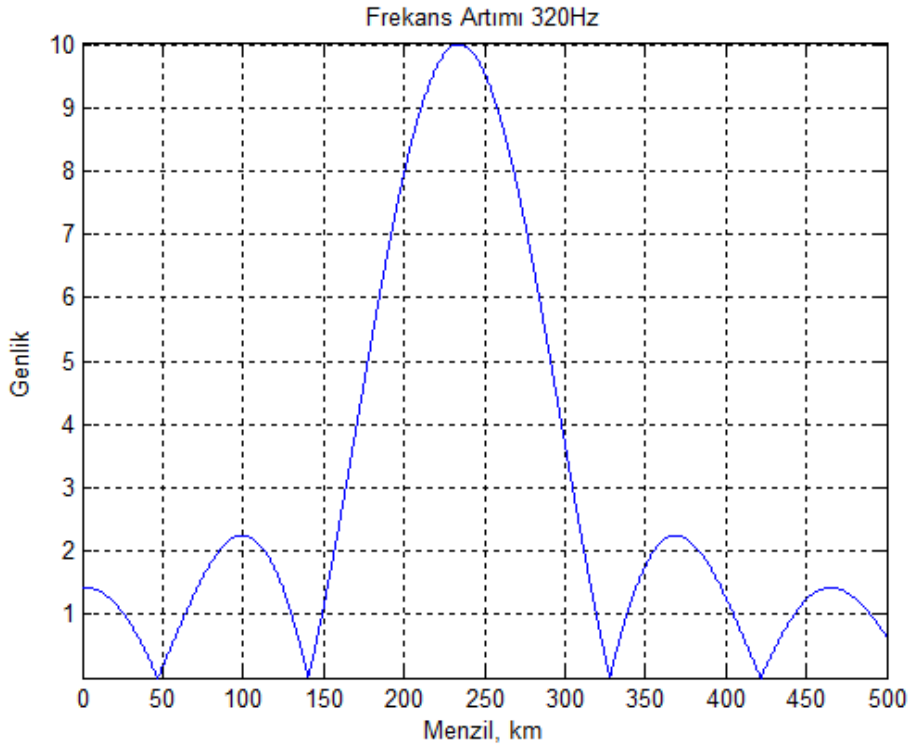
Şekil 3.18. Açısal konum, frekans artımı 300 Hz



Şekil 3.19. Menzil konumu, frekans artımı 300 Hz



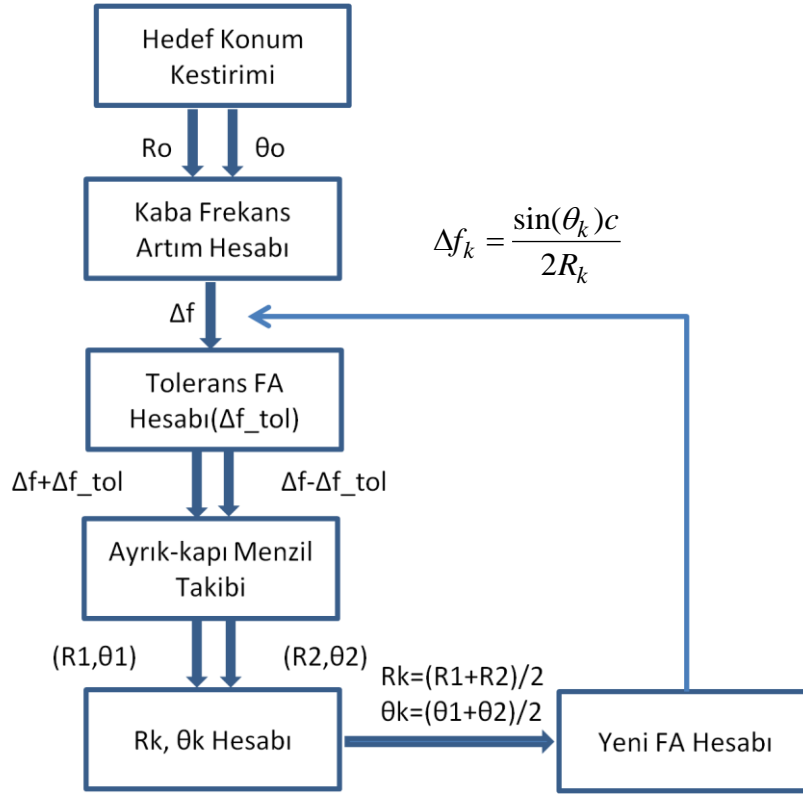
Şekil 3.20. Açısal konum, frekans artımı 320 Hz.



Şekil 3.21. Menzil konumu, frekans artımı 320 Hz.

### 3.6.4. Hassas Takip Fonksiyonu

Kestirim tabanlı takip yöntemi radar mod geçişlerinde veya farklı hedeflerin takip geçişlerinde kullanılabilir niteliktedir. Bu yöntem izlerken takip (TWS:Track While Scan) radarlarındaki kestirim tabanlı takip algoritmalarının bir benzeridir. Hedef takibinde ise daha hassas bir yöntem kullanılmalıdır. Hassas takip amaçlı olarak aşağıdaki mimari önerilmektedir.



Şekil 3.22. Hassas takip mimarisi

Hassas takibi sağlamak için konvansiyonel radarlarda kullanılan TWS benzeri bir yöntem kullanılacaktır. Bu amaçla öncelikle takip için belirlenen frekans artımının komşuluğunda iki frekans artım değeri hesaplanır. Bu iki değer, frekans artımına frekans artım toleransı  $(\Delta f_{tol})$  eklenerek  $(\Delta f_1 = \Delta f + \Delta f_{tol}, \Delta f_2 = \Delta f - \Delta f_{tol})$  elde edilir. Bu iki frekans artımı yardımı ile yerel maksimum  $(R_1, \theta_1)$  ve  $(R_2, \theta_2)$  noktalarına yönlendirilir. Bu iki yeni frekansla, açı/menzil sabit kalacak şekilde, iki farklı açı/menzil değerinde yerel maksimum oluşturulacaktır. Tarama yapılacak menzil ve açı değerleri şu şekilde hesaplanabilir;



$$R_1 = \frac{\sin \theta c}{2(\Delta f + \Delta f_{tol})} \quad (3.49)$$

$$R_2 = \frac{\sin \theta c}{2(\Delta f - \Delta f_{tol})} \quad (3.50)$$

$$\sin \theta_1 = \frac{2R(\Delta f + \Delta f_{tol})}{c} \quad (3.51)$$

$$\sin \theta_2 = \frac{2R(\Delta f - \Delta f_{tol})}{c} \quad (3.52)$$

Örnek olarak, 10 elemanlı ve merkez frekansı 1 GHz olan AFD radarın hüzmelerini (250,30°) konumuna yönlendirebilmesi için 300 Hz'lik bir frekans artımı uygulanmalıdır. Menzil takibi için binde birlik bir tolerans değeri uygularsak  $R_1 = 249.875$  km,  $R_2 = 250.125$  km olacaktır. Diğer bir deyişle 250 metrelik bir izleme kapısı açılacaktır ve kapı yardımı ile ayrık kapı takibi yapılabilecektir. Açı takibi için ise yüzde birlik bir tolerans değeri kullanıldığında,  $\theta_1 = 33.3$ ,  $\theta_2 = 29.7$  derece olacaktır. Diğer bir deyişle 6 derecelik bir açı kapısı ile açısal takip gerçekleştirilebilecektir.

AFD radarlarda hassas menzil takibi konvansiyonel radarlarda olduğu gibi ayrık kapı izleme tekniği ile yapılacaktır. Ayrık kapı takibinde erken kapı (early gate) ve geç kapı (late gate) kavramlarından yararlanır. Erken ve geç kapılardan alınan sinyallerin integrali alınır ve karşılaştırma yapılarak hata sinyali üretilir. Bu hata sinyalinin işareti kapının yönelimini, büyüklüğü ise menzil merkezinden ne kadar uzaklaşıldığı bilgisini verir.



Şekil 3.23. AFD radar izleme kapısı

$R_1$  ve  $R_2$  menzilleri, ayrık- kapılı izleyici ile sırası ile  $\Delta f + \Delta f_{tol}$  ve  $\Delta f - \Delta f_{tol}$  frekans artımları ile takip edilecektir.

$R_1$  ve  $R_2$  menzillerinden  $\theta_1$  ve  $\theta_2$ değerleri;

$$\theta_1 = \arcsin\left(\frac{2R_1}{c}(\Delta f + \Delta f_{tol})\right) \quad (3.53)$$

$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{2R_2}{c}(\Delta f - \Delta f_{tol})\right) \quad (3.54)$$

olarak hesaplanacaktır.

Menzil ve açı değerleri;

$$R_k = \frac{R_1 + R_2}{2} \quad (3.55)$$

$$\theta_k = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \quad (3.56)$$

şeklinde güncellenecektir.

Frekans artımı ise;

$$\Delta f_k = \frac{\sin(\theta_k)c}{2R_k} \quad (3.57)$$

olarak seçilecektir.

### 3.6.5. Kapı Seçimi

Menzil takibinde dikkat edilmesi gereken husus tarama yaptığımız alanın menzil çözünürlüğünden büyük olmasıdır. Eğer tarama yaptığımız alan menzil çözünürlüğünden küçük olursa etkin takip yapılamaz. Bu yüzden;

$$R_2 - R_1 \geq \frac{c}{2N\Delta f} \quad (3.58)$$

olacak şekilde frekans artım toleransı seçimine dikkat edilmelidir.

Açı takibinde menzil takibinde olduğu gibi dikkat edilmesi gereken husus açıda yapılacak tarama miktarı ve eğim açısı (squint angle) arasındaki ilişkidir. Literatürde "monopulse error" şeklinde adlandırılan bu durum [23] Şekil 3.24'te gösterilmiştir. Optimum tarama için eğim açısı-hüzme genişliği ilişkisi 0.30 - 0.40 şeklinde olmalıdır [23]. Burada  $\theta$ , 3dB hüzme genişliğine eşittir ve AFD radarlarda

hüzme genişliği  $2\pi/(Nkd)$  eşitliği ile verilebilir. Bu durumda izleme hassasiyetinin maksimum olması için frekans artım toleransı aşağıdaki eşitlik uyarınca seçilmelidir.

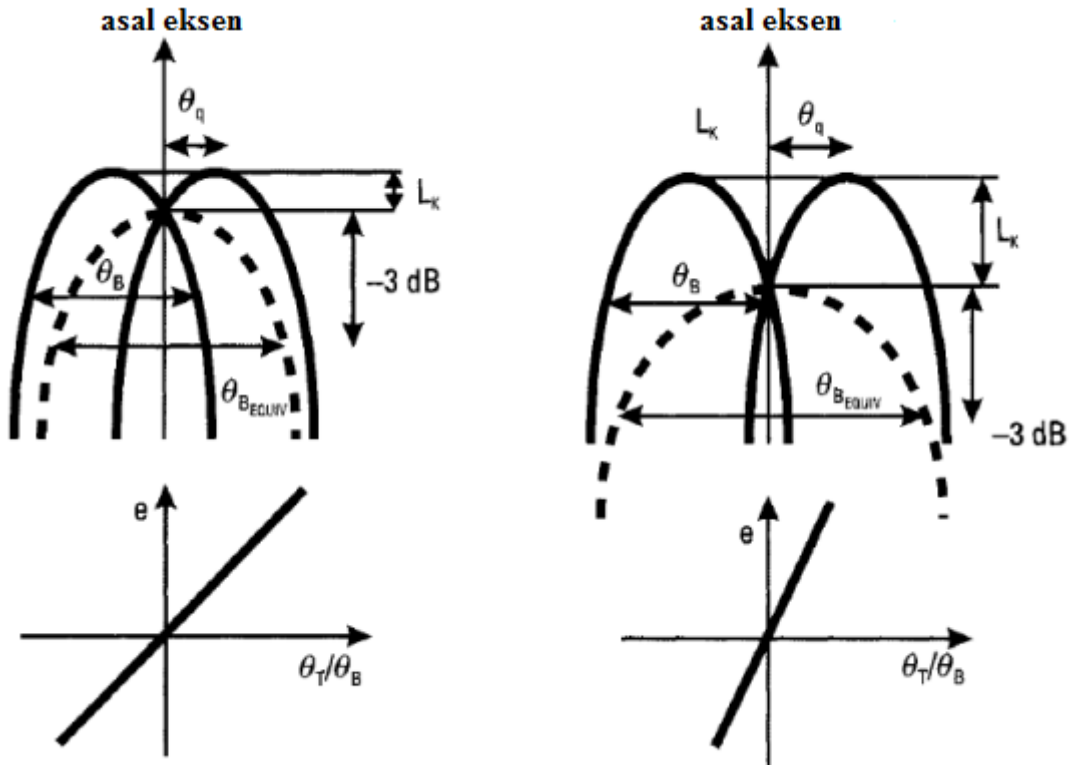
$$\theta_1 - \theta_2 \approx 0.4\theta_B$$

$$\arcsin\left[\frac{2R(\Delta f + \Delta f_{tol})}{c}\right] - \arcsin\left[\frac{2R(\Delta f - \Delta f_{tol})}{c}\right] \approx 0.8\pi / (Nkd) \quad (3.59)$$

Küçük argümanlar için  $\sin x \approx x$  yaklaşımı kullanılarak, (3.59) numaralı eşitlik

$$\frac{4R\Delta f_{tol}}{c} = 0.8\pi / (Nkd) \quad (3.60)$$

olarak kullanılabilir. Burada N, anten eleman sayısını, k, dalga sayısını ve d, anten elemanları arasındaki mesafeyi vermektedir.



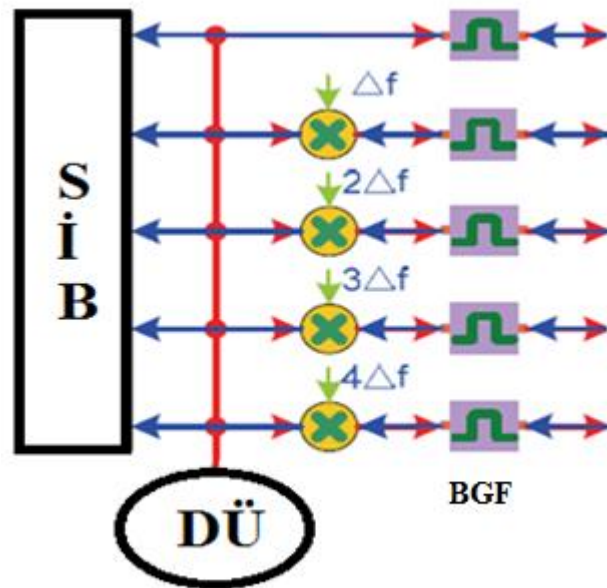
Şekil 3.24. Eğim açısı [23]

## 4. AFD RADAR SİNYAL ANALİZİ

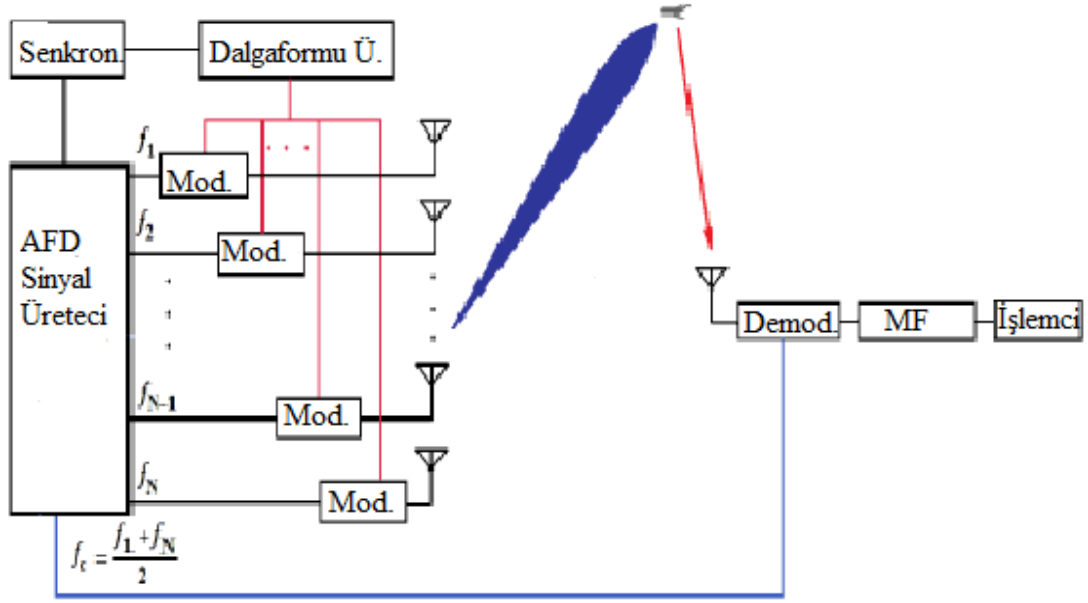
Bu bölümde darbeleri AFD radar yapıları ile ilgili yapılan değerlendirmeler yer almaktadır. AFD kavramının modern radar yapılarına uygulanması ve darbeleri AFD radarlarının sinyali işleme özellikleri ve performans parametreleri analiz edilmiştir. AFD radar performansı, belirsizlik fonksiyonu aracı ile detaylı bir şekilde ele alınmıştır.

### 4.1. Darbeleri AFD Radar Konsepti

Günümüz radar uygulamalarında en sık kullanılan dalga formu darbeleri dalga formudur. Bu yapılarda en basit haliyle, üretilen sabit frekanslı sürekli dalga, darbeleri kiplenici ile kiplenerek darbeleri treni elde edilir. Bu radarların temel parametreleri, frekans, darbeleri genişliği ve darbeleri tekrarlama aralığıdır. Bu parametreler ile radarın; menzili çözünürlüğü, Doppler çözünürlüğü ve hız genişliği gibi performans değerleri kontrol edilebilir. AFD konseptinin darbeleri radarlara uygulanmasında da aynı parametreler kullanılacaktır. Darbeleri AFD radar ile anten elemanlarında frekans artımlı sinyaller üretilecek ve darbeleri kiplenici ile kiplenerek darbeleri treni elde edilecektir. En temel darbeleri AFD radar modeli Şekil 4.1'de ve 4.2'de gösterilmektedir. Bu modelde, N farklı kanaldan gönderilen ve doğrusal frekans artımına sahip sürekli dalga sinyaller dikdörtgen dalga ile kiplenerek zaman limitli darbeleri AFD sinyali elde edilir [26].



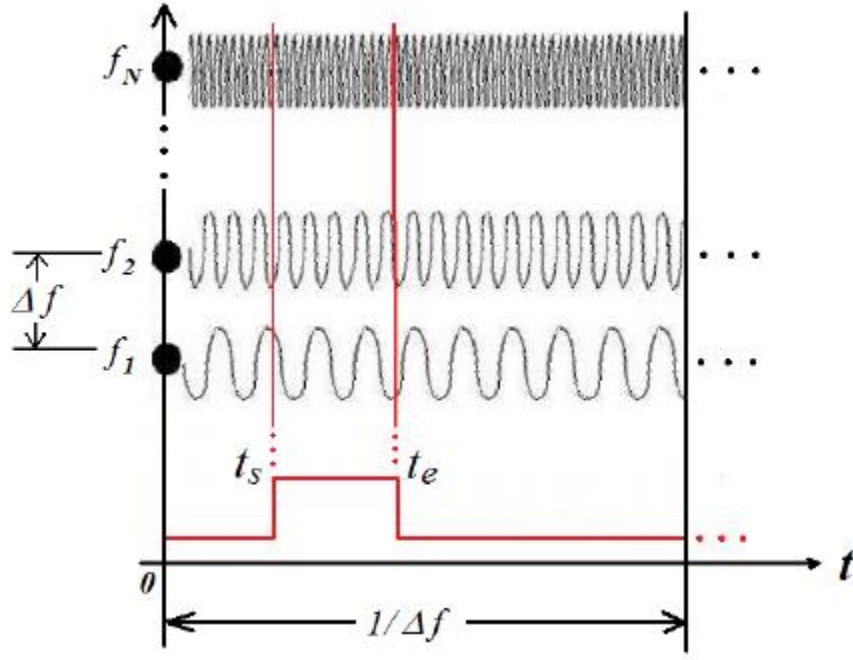
Şekil 4.1. AFD sinyali üretici yapısı [26]



Şekil 4.2. Darbeli AFD radar modeli [26]

Bu yapıdan görülen temel zorluk, kanal sayısı kadar mikserin olması gerekliliğidir. Bu durum maliyetleri artıracaktır. Mikserlerin doğrusal olmaması sebebiyle çarpma işlemi sonucu oluşacak sahte (spur) sinyaller, sistemin çalışmasını olumsuz etkileyecektir. Sahte sinyallerin engellenmesi sebebiyle fazladan sinyal işleme ve/veya donanımlar kullanılması gerekecektir. Bu yapıda kullanılacak olan mikserler imge frekansını reddedecek şekilde olmalıdır.

Şekil 4.3'te frekans artımlı üretilen sürekli dalga sinyallerini darbe kipleiyici ile kiplenmesi gösterilmektedir. Darbeli radar yapılarının analizi için belirsizlik fonksiyonu (Ambiguity Function) çıkarımı yapılmalıdır. Bu kapsamda öncelikle sinyal yapısı ve belirsizlik fonksiyonu ile ilgili genel yapı oluşturulacak ve sonrasında güncel radar uygulamalarında çok kullanılan dalga formları için belirsizlik fonksiyonu çıkarılacak ve uygulamaya yönelik değerlendirmeler yapılacaktır.



Şekil 4.3. Frekans artımlı sürekli sinyallerin kiplenmesi [26]

Zaman-limitli darbeleri AFD sinyali için şu varsayım kabul edilecektir.

$$0 \leq t_s < t_e < t_s + 1/\Delta f \quad (4.1)$$

Darbeleri AFD radar uygulamasında her ne kadar N farklı kanaldan N farklı frekans gönderilse bile, radarın asal ekseninden alınan sinyali, merkez frekansı

$$f_c = \frac{f_1 + f_N}{2} \text{ olan tek bir frekanstan oluşan bir sinyal olarak değerlendirilebilir.}$$

Bu durumda asal ekseninde bulunan bir hedeften  $(\tau_0, v_0)$  dönen sinyal şu şekilde olacaktır;

$$x_r(t) = s(t - \tau_0) e^{j2\pi v_0 t}. \quad (4.2)$$

Bu sinyal alıcıda, eş zamanlı taşıyıcı sinyalle kip çözme işlemine tabi tutulur.

Alıcıda tekrar temel banta demodüle edilen sinyal;

$$r(t) = s(t - \tau_0) e^{j2\pi v_0 t} e^{j2\pi f_c \tau_0}. \quad (4.3)$$

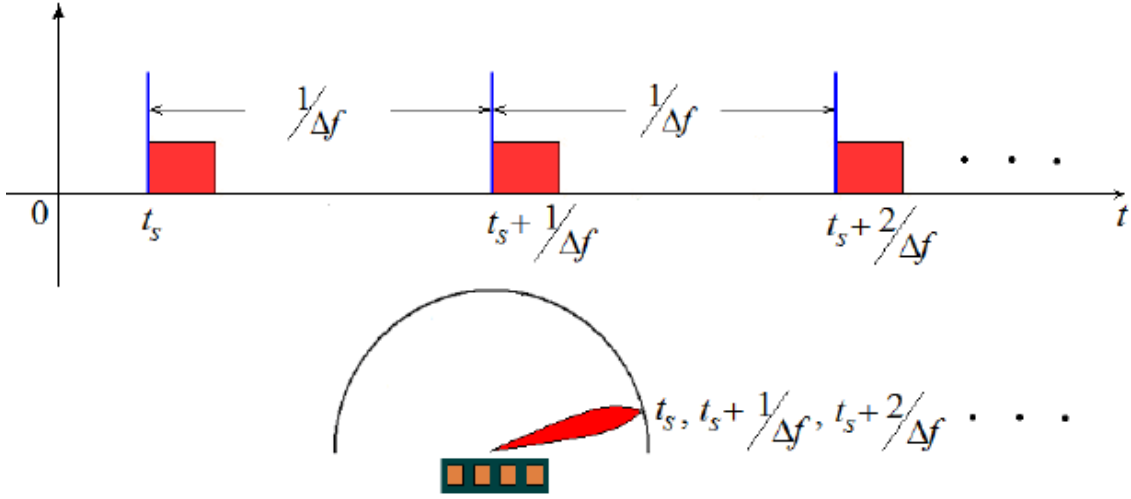
şeklinde olacaktır.

Bu sinyal uyumlu filtre (matched filter)'den geçirilir. Uyumlu filtre alınan sinyal ile uyumludur ve T anında çıkışı maksimum yapar.

$$h_{\tau,\nu}(t) = s^*(T-t+\tau)e^{-j2\pi(T-t)} \quad (4.4)$$

(4.4) ile verilen fonksiyon ile uyumlu filtrenin T anındaki çıkışı, başka bir deyişle temel bant sinyali  $s(t)$ 'nin belirsizlik fonksiyonu(Ambiguity Function) şu şekilde elde edilir.

$$A_T(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t)h_{\tau,\nu}(T-t)dt = e^{j2\pi f_c \tau_0} \chi_s(\tau - \tau_0, \nu - \nu_0) \quad (4.5)$$



Şekil 4.4. Darbe tekrarlama aralığı-açı ilişkisi [26]

Tarama periyodu ise aşağıdaki gibi ifade edilmektedir;

$$T_{per} = \frac{1}{\Delta f} \quad (4.6)$$

Şekil 4.4'te darbeleri AFD radar konsepti için darbe yapısı gösterilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı üzere, temel darbeleri AFD radarda  $1/\Delta f$  aralıklarla darbeler gönderilecek ve tekrarlanan bu darbeler aynı menzile ve açıya hüzmeye oluşturacaktır. Bu model uygulama açısından kısıtlama getirirse de, darbeleri AFD radarın işleyişi açısından uygundur.

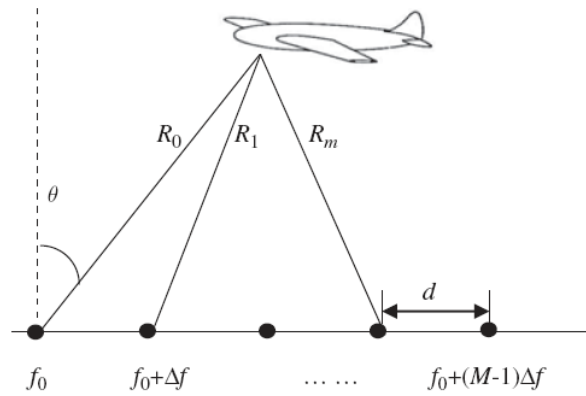
Darbeli AFD radar için, yayınlanan sinyallerin evreleri her PRI'da bir yaklaşık olarak aynı olacaktır, bu yüzden PRI,  $PRI \leq T_{per}/N=1/2N\Delta f$  şartını sağlamalıdır.

## 4.2. AFD Radar Belirsizlik Fonksiyonu ve Temel Özellikleri

Radar performansı; algılama olasılığı, yanlış alarm olasılığı ve menzil, açı ve Doppler çözünürlüğü gibi parametrelerle belirlenir. Algılama ve yanlış alarm olasılığı, radara dönen yankının gücünün girişim artı gürültüye oranına (SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio) bağlıdır. Çözünürlükler ise radar dalga formuna bağlıdır ve belirsizlik fonksiyonu ile karakterize edilir.

### 4.2.1. Sinyal Modeli

Sinyal modeli oluştururken, M tane gönderici elemandan ve N tane alıcı elemandan oluşan doğrusal bir dizi yapısı incelenecektir. Bu yapıda  $M = N$  alınacak ve herhangi bir elemandan yayınlanan sinyalin başka bir elemandan da alınabileceği göz önünde bulundurulacaktır. Gönderilen sinyallerin merkez frekansları aynı ancak  $(\Delta f)$  kadar bir frekans artımının uygulandığı, kompleks ağırlıkların aynı, birim enerjide sinyaller olduğu ve T süresince yayın yaptıkları varsayılacaktır [28]. Sinyal modeli oluşturulacak AFD radar geometrisi Şekil 4.5'te gösterilmektedir.



Şekil 4.5. AFD geometrisi [28]



Bu durumda m'inci elemandan T süresince gönderilen sinyal şu şekilde ifade edilebilir;

$$x_m(t) = \exp\{j2\pi f_m t\}; \quad 0 \leq t \leq T \quad (4.7)$$

Burada  $f_m = f_0 + (M-1)\Delta f$  ve gönderilen sinyallerin frekans bölgesinde örtüşmemesi için,  $(\Delta f)$ 'in en az  $2/T$  kadar olması gerekmektedir.

Referans noktası (0,0) alınır ve uzak-alan varsayımı kabul edilirse,  $R_m$  uzaklıktaki hedefe ulaşan toplam sinyal;

$$s_m(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \phi\left(t - \frac{R_m}{c}\right) \exp\left[j2\pi f_m \left(t - \frac{R_m}{c}\right)\right] \quad (4.8)$$

şeklinde yazılabilir. Uzak alan yaklaşımı ile,  $R \gg R_0 - m d \sin \theta$  olduğu varsayılır. Burada  $\theta$ , asal eksene göre açı ve  $R_0$ , ilk anten elemanın hedefe olan uzaklığıdır. Dalga formunun dar bantlı olduğu kabulü ile aşağıdaki varsayım yapılabilir;

$$\phi\left(t - \frac{R_0}{c}\right) \approx \phi\left(t - \frac{R_1}{c}\right) \approx \dots \approx \phi\left(t - \frac{R_{M-1}}{c}\right) \quad (4.9)$$

Hedef tarafından görülen sinyal, M tane sinyalin toplamıdır ve şu şekilde ifade edilir;

$$s_T(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \exp\left[j2\pi f_m \left(t - \frac{R}{c} + \frac{m d \sin \theta}{c}\right)\right] \phi\left(t - \frac{R}{c}\right). \quad (4.10)$$

Burada kolaylık olması açısından  $R_0$ ,  $R$  ile değiştirilmiştir. Bu durumda,  $(R, \theta)$  konumundaki bir hedeften yansıyan ve m'inci eleman tarafından alınan sinyal şöyle olacaktır;

$$s_R(t) = s_T\left(t - \frac{R_m}{c}\right) \exp\left[j2\pi \nu_m \left(t - \frac{R_m}{c}\right)\right]. \quad (4.11)$$

(4.11) numaralı eşitlikte;  $\nu$  Doppler frekansını vermekte ve  $\nu_m = 2\nu f_0/c + 2\nu m \Delta f/c$  eşitliği ile tanımlanmaktadır. Burada  $\nu$ , hedef ile radar arasındaki göreceli hızdır. M farklı frekans yayınlandığı için M farklı Doppler frekansı oluşacaktır ve herbiri  $\nu_m = 2\nu f_0/c + 2\nu m \Delta f/c$  ile tanımlanır. Ancak,

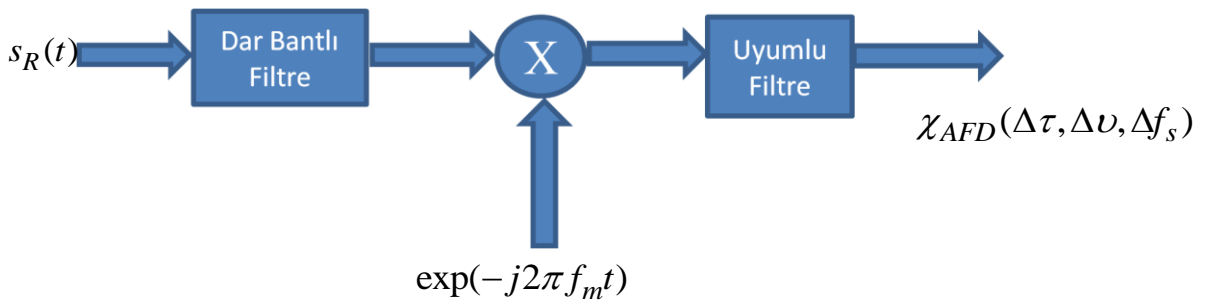
frekans artımı merkez frekansına göre çok küçük olacağı için, frekans artımı kaynaklı Doppler etkisi dikkate alınmayabilir.  $R_m \approx R_0 - md \sin \theta$  alındığında ve kolaylık olması açısından  $R_0$ ,  $R$  ile değiştirildiğinde (4.11) numaralı eşitlik şu şekilde düzenlenebilir;

$$s_R(t) = \phi\left(t - \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=0}^{M-1} \exp\left[j2\pi f_m \left(t - \frac{2R}{c} + \frac{2md \sin \theta}{c}\right)\right] \exp\left[j2\pi v_m \left(t - \frac{R_m}{c}\right)\right] \quad (4.12)$$

$f_m = f_0 + m\Delta f$  eşitliği denklemde yerine koyulursa;

$$s_R(t) = \left\{ \begin{array}{l} \phi\left(t - \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_0 t) \exp(-j2\pi f_0 2R/c) \exp(j2\pi f_0 2md \sin \theta / c) \\ \exp(j2\pi m\Delta f t) \exp(-j2\pi m\Delta f 2R/c) \exp(j2\pi m\Delta f 2md \sin \theta / c) \\ \exp(j2\pi v t) \exp(-j2\pi v R/c) \exp(j2\pi v md \sin \theta / c) \end{array} \right\} \quad (4.13)$$

elde edilir. Bu yapıda; her anten elemanı tarafından alınan sinyal M tane dar bantlı filtreden geçirilir, kip çözme işlemi yapılır ve uyumlu filtreden geçirilir. Daha sonra bu sinyaller toplanır ve toplam sinyal oluşturulur. Şekil 4.6'da bu yapı gösterilmektedir.



Şekil 4.6. AFD alıcı yapısı

M'inci darbantlı filtre çıkışının,  $\exp(-j2\pi f_m t)$  ile çarpılarak kip çözme işlemi sonucu oluşan sinyal şu şekilde olacaktır;

$$s_R(t) = \left\{ \begin{array}{l} \phi\left(t - \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_0 t) \exp(-j2\pi f_0 2R/c) \exp(j2\pi f_0 2md \sin \theta / c) \\ \exp(j2\pi m \Delta f t) \exp(-j2\pi m \Delta f 2R/c) \exp(j2\pi m \Delta f 2md \sin \theta / c) \\ \exp(j2\pi \nu t) \exp(-j2\pi \nu R/c) \exp(j2\pi \nu md \sin \theta / c) \exp(-j2\pi f_0 t) \\ \exp(-j2\pi m \Delta f t) \end{array} \right\} \quad (4.14)$$

Bu eşitlikte, frekans artımı merkez frekansına göre çok küçük olacağı için en sondaki üssel ifade ( $\exp(j2\pi m \Delta f 2md \sin \theta / c)$ ) dikkate alınmayabilir.

Yine aynı şekilde;  $\exp(-j2\pi f_0 2R/c)$ ,  $\exp(-j2\pi \nu R/c)$ ,  $\exp(j2\pi \nu md \sin \theta / c)$  ifadeleri evre kaynaklı olup sonucu etkilemeyeceği için dikkate alınmayabilir. Son olarak, hedefin normalize edilmiş uzamsal frekansı  $f_s \triangleq \sin \theta$  ve dalga sayısı  $k \triangleq 2\pi f_0 / c$  ile ifade edilirse, (4.14) numaralı eşitlik şu hale gelir;

$$y_m(t, R, \nu, f_s) = \exp(-jm2\pi \Delta f 2R/c) \times \exp[jkdmf_s] \phi\left(t - \frac{2R}{c}\right) \exp(j2\pi \nu t) \quad (4.15)$$

Bu noktada açıkça görülmektedir ki alınan sinyal, menzil ( $R$ ), Doppler frekansı ( $\nu$ ) ve uzamsal frekansa ( $f_s$ ) yani açı parametrelerine bağlıdır. Bu sinyal daha sonra alıcıda toplanacak ve işlenecektir.

#### 4.2.2. Belirsizlik Fonksiyonu

Belirsizlik fonksiyonu, bir radarın menzil ve Doppler çözünürlüğünü incelemek açısından etkili bir araçtır. Bu bölümde temel bir AFD radarın belirsizlik fonksiyonunun çıkarımı gösterilmiştir.

Hedekten ( $R', \nu', f'_s$ ) parametreleri ile sinyal alındığı varsayıldığı durumda belirsizlik fonksiyonu aşağıdaki gibi olacaktır;

$$\chi_{AFD}(R, R', \nu, \nu', f_s, f'_s) = \sum_{m=0}^{M-1} \exp\{jm[kd(f_s - f'_s) - 2\pi\Delta f 2(R - R')/c]\} \times \int_{-\infty}^{\infty} \phi(t - 2R/c)\phi^*(t - 2R'/c)\exp[j2\pi(\nu - \nu')t]dt \quad (4.16)$$

Bu eşitlikte;  $\Delta R = R - R'$ ,  $\Delta \nu = \nu - \nu'$ ,  $\Delta f_s = f_s - f'_s$  ve  $\Delta \tau = 2\Delta R/c$  alınırsa (4.16) numaralı eşitliğin son hali şu şekilde olacaktır;

$$\chi_{AFD}(\Delta \tau, \Delta \nu, \Delta f_s) = \sum_{m=0}^{M-1} \exp\{jm(kd\Delta f_s - 2\pi\Delta f \Delta \tau)\} \times \int_{-\infty}^{\infty} \phi(t)\phi^*(t + \Delta \tau)\exp(j2\pi\Delta \nu t)dt \quad (4.17)$$

(4.17) numaralı eşitlik AFD radar için belirsizlik fonksiyonunu vermektedir. Bu eşitlikte çarpım sembolünden sonra verilen kısım konvansiyonel belirsizlik fonksiyonu ile aynı ifadedir. Ancak ilk ifadede yer alan toplam ifadesi AFD kaynaklıdır ve frekans artımını, açı değişimi ve gecikme çözünürlüğünü içermektedir. Farklı alıcı yapıları için farklı belirsizlik fonksiyonları elde edilebilir.

Belirsizlik fonksiyonunun tanımına göre maksimum değer,  $\Delta \tau = \Delta \nu = \Delta f_s = 0$  olduğu zaman elde edilecektir. AFD radarda maksimum değer anten eleman sayısına eşittir ve şu şekilde gösterilebilir;

$$\chi_{AFD}(0, 0, 0) = \sum_{m=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} \phi(t)\phi^*(t)dt = M \quad (4.17)$$

Konvansiyonel dizi radarlarda olduğu gibi, AFD radar belirsizlik fonksiyonunun enerjisi M'e eşittir ve dalga formundan bağımsızdır.

### 4.2.3. Tek Darbe Belirsizlik Fonksiyonu

Dikdörtgen dalga formu aşağıdaki gibi tanımlandığında;

$$\phi(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}}; & 0 \leq t \leq T \\ 0; & \text{diğer} \end{cases} \quad (4.18)$$

konvansiyonel radarlar için belirsizlik fonksiyonu şu şekilde tanımlanır [29];

$$|\chi(\tau, \nu)|^2 = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \frac{\sin(\pi\nu(T - |\tau|))}{\pi\nu(T - |\tau|)} \right|^2 \quad -T \leq \tau \leq T \quad (4.19)$$

AFD radar için belirsizlik fonksiyonu (4.17) numaralı eşitlik kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\chi_{AFD}(\Delta\tau, \Delta\nu, \Delta f_s) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \exp[jm(kd\Delta f_s - 2\pi\Delta f \Delta\tau)]}{T} \times \left\{ \begin{array}{l} \int_{-T/2+\Delta\tau}^{T/2} \exp(j2\pi\Delta\nu t) dt; \quad 0 \leq \Delta\tau \leq T \\ \int_{-T/2}^{T/2+\Delta\tau} \exp(j2\pi\Delta\nu t) dt; \quad -T \leq \Delta\tau \leq 0 \\ 0; \quad \text{diğer} \end{array} \right. \quad (4.20)$$

Bu eşitlikteki integral,  $\sin(\cdot)/\sin(\cdot)$  formu elde edilecek şekilde çözümlerse [30] aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\chi_{AFD}(\Delta\tau, \Delta\nu, \Delta f_s) = \left\{ \begin{array}{l} \exp(j\pi\Delta\nu\Delta\tau) \frac{1}{\pi\Delta\nu T} \sin\left[\pi\Delta\nu T\left(1 - \frac{|\Delta\tau|}{T}\right)\right] \\ \frac{\sin[M\pi\Delta f \Delta\tau + (Mkd\Delta f_s / 2)]}{\sin[\pi\Delta f \Delta\tau + (kd\Delta f_s / 2)]} \exp(-j(M-1)[\pi\Delta f \Delta\tau + (kd\Delta f_s / 2)]) \quad -T \leq \Delta\tau \leq T \\ 0; \quad \text{diğer} \end{array} \right. \quad (4.21)$$

Bu eşitlikteki üssel elemanlar evre kaynaklı olup, genlik açısından sonuca etki etmeyeceği için dikkate alınmayabilir. Bunu dikkate alarak AFD belirsizlik fonksiyonunun son hali şu şekilde olacaktır;

$$\chi_{AFD}(\Delta\tau, \Delta\nu, \Delta f_s) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{1}{\pi\Delta\nu T} \sin\left[\pi\Delta\nu T\left(1 - \frac{|\Delta\tau|}{T}\right)\right] \times \frac{\sin[M\pi\Delta f\Delta\tau + (Mkd\Delta f_s/2)]}{\sin[\pi\Delta f\Delta\tau + (kd\Delta f_s/2)]} & -T \leq \Delta\tau \leq T \\ 0; & \text{diğer} \end{array} \right\} \quad (4.22)$$

Burada, çarpım işaretiinden önceki ifade diktörtgen dalga yayınlayan konvansiyonel radarların belirsizlik fonksiyonu ile aynıdır. İkinci ifade ise AFD kaynaklıdır.

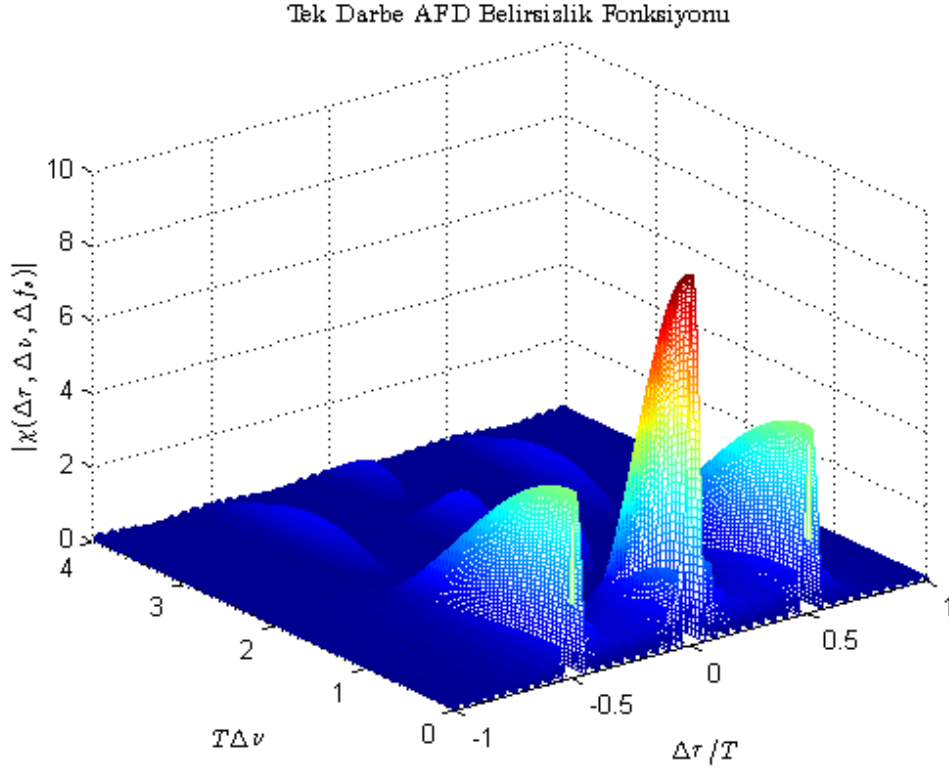
Belirsizlik fonksiyonundan yola çıkarak radar performansı analiz edilebilir. Menzil çözünürlüğü, belirsizlik fonksiyonun  $\Delta\tau$  ekseninin kestiği sıfır noktalarıdır.  $\Delta\nu = \Delta f_s = 0$  alınırsa belirsizlik fonksiyonu aşağıdaki şekli alacaktır;

$$\chi_{AFD}(\Delta\tau, 0, 0) = \left\{ \begin{array}{ll} \left[1 - \frac{|\Delta\tau|}{T}\right] \frac{\sin(M\pi\Delta f\Delta\tau)}{\sin(\pi\Delta f\Delta\tau)}; & -T \leq \Delta\tau \leq T \\ 0; & \text{diğer} \end{array} \right\} \quad (4.23)$$

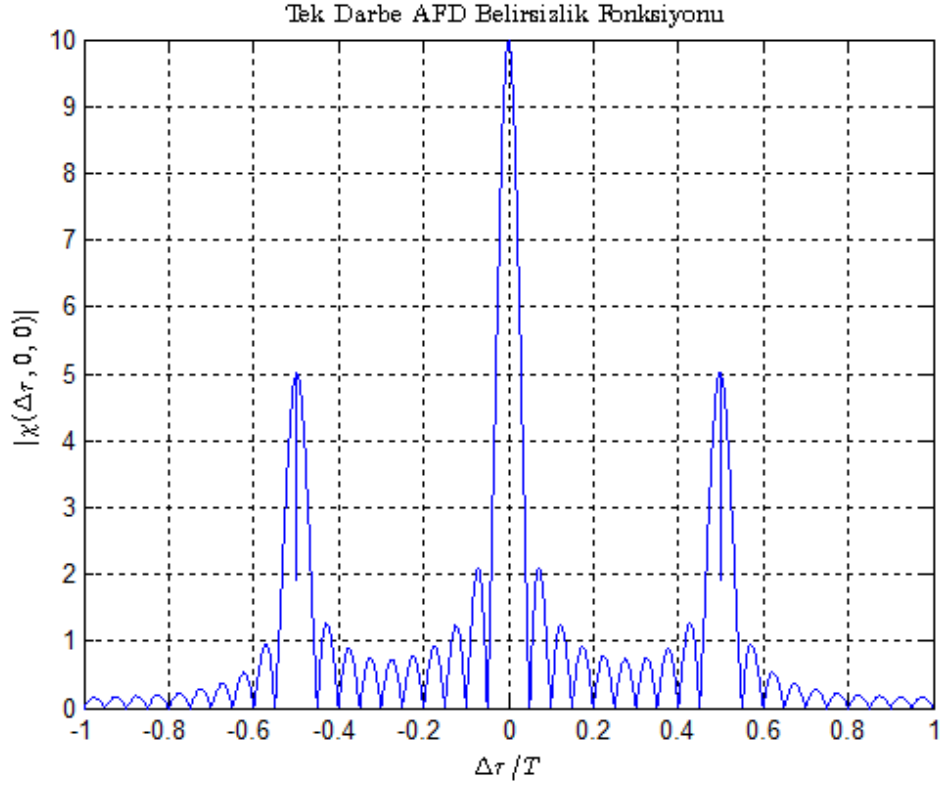
$$|\chi_{AFD}(\Delta\tau, 0, 0)|^2 = \left[ \left[1 - \frac{|\Delta\tau|}{T}\right] \frac{\sin(M\pi\Delta f\Delta\tau)}{\sin(\pi\Delta f\Delta\tau)} \right]^2 \quad -T \leq \Delta\tau \leq T \quad (4.24)$$

Eşitlikten görüldüğü gibi ilk kısım için sıfır noktaları  $\Delta\tau = \pm T$  noktalarında olacaktır. Bu durum konvansiyonel radarlarıkiyle aynıdır. Ancak ikinci kısım için sıfır noktaları,  $\Delta\tau = \pm 1/M\Delta f$  noktalarında olacaktır. Bu durum AFD radara özgü bir durumdur ve menzil (zaman) çözünürlüğün  $1/M\Delta f$  olduğunu göstermektedir. Burada M anten elaman sayısıdır. Bu aslında menzil çözünürlüğünün bileşke bant genişliği ile ters orantılı olduğunu da göstermektedir. Daha önce  $2 \leq T\Delta f$  kısıtından bahsetilmişti. Bu durumda ;  $2/T \leq \Delta f \rightarrow 1/\Delta f \leq T/2 \rightarrow 1/M\Delta f \leq T/2M$  olacağı için, AFD radarda menzil çözünürlüğü konvansiyonel radara göre daha iyi olacaktır. Konvansiyonel radar uygulamalarında menzil çözünürlüğünü artırmak için darbe genişliği azaltılır. Ancak bu durum SNR'ın azalmasına ve sonuç olarak tespit olasılığının düşmesine sebep olacaktır.

Örnek olarak, anten eleman sayısı  $M = 10$ , darbe genişliği  $T = 0.1$  milisaniye, frekans artımı  $\Delta f = 20$  kHz, parametrelerine sahip tek darbe AFD radarın belirsizlik fonksiyonunun üç boyutlu gösterimi Şekil 4.7'de, iki boyutlu gösterimi ise Şekil 4.8'de gösterildiği gibi olacaktır. Bu durumda, mesafe çözünürlüğünün 5 mikrosaniye olması beklenmektedir.



Şekil 4.7. Tek darbe AFD 3B belirsizlik fonksiyonu [28]



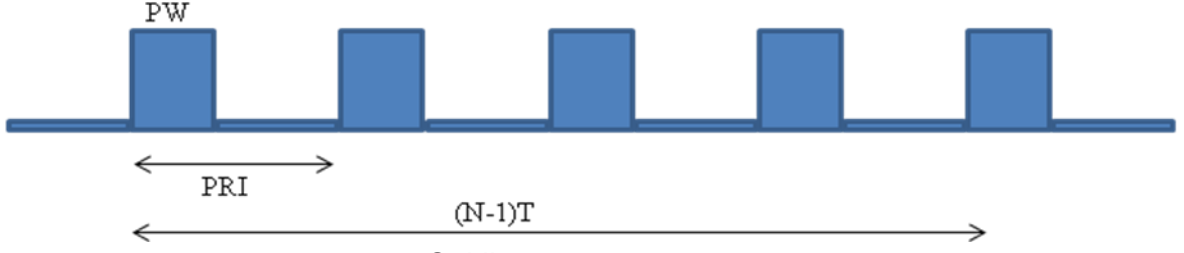
Şekil 4.8. Tek darbe AFD 2B belirsizlik fonksiyonu [28]

Şekil 4.7 ve 4.8'de açıkça görüldüğü gibi tek darbe AFD radarın ayırt edici özelliği; genliğin anten eleman sayısına eşit olması ve mesafe çözünürlüğünün  $1/M\Delta f$  olmasıdır. Bu sayede, mesafe çözünürlüğünün kritik olduğu durumlarda AFD radarlar, konvansiyonel dizi radarlara göre daha iyi bir performans gösterecektir.

#### 4.2.4. Darbe Treni Belirsizlik Fonksiyonu

Konvansiyonel radarlarda evre uyumlu darbe dizileri; Doppler işleme, Doppler çözünürlüğün artırılması, entegrasyon kazancının artırılması ile karıştırmaya karşı dayanıklılığın artırılması gibi avantajlar sunmaktadır. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu adım frekanslı radar belirsizlik fonksiyonuna benzer bir şekilde bulunabilir [31].





Şekil 4.9. Darbe Treni.

AFD darbe treni yapısında m'inci anten elemanından gönderilen sinyali şu şekilde ifade edilebilir;

$$S_{m,t}(t) = a_t \sum_{m=0}^{M-1} \phi(t - mT) e^{j2\pi(f_0 + m\Delta f)t} \quad (4.25)$$

Bu eşitlikte m, anten eleman sayısını gösterir. (4.25) ile verilen eşitlik kolaylık açısından aşağıdaki şekilde tekrar yazılabilir;

$$\begin{aligned} S_{m,t}(t) &= a_t \left[ \sum_{m=0}^{M-1} s(t - mT) e^{j2\pi n\Delta f t} \right] e^{j2\pi f_0 t} \\ &= a_t S(t) e^{j2\pi f_0 t} \end{aligned} \quad (4.26)$$

Alınan sinyal aşağıdaki gibi olacaktır;

$$S_r(t) = a_r S(t - \tau) e^{j2\pi(f_0 + f_d)(t - \tau)} \quad (4.27)$$

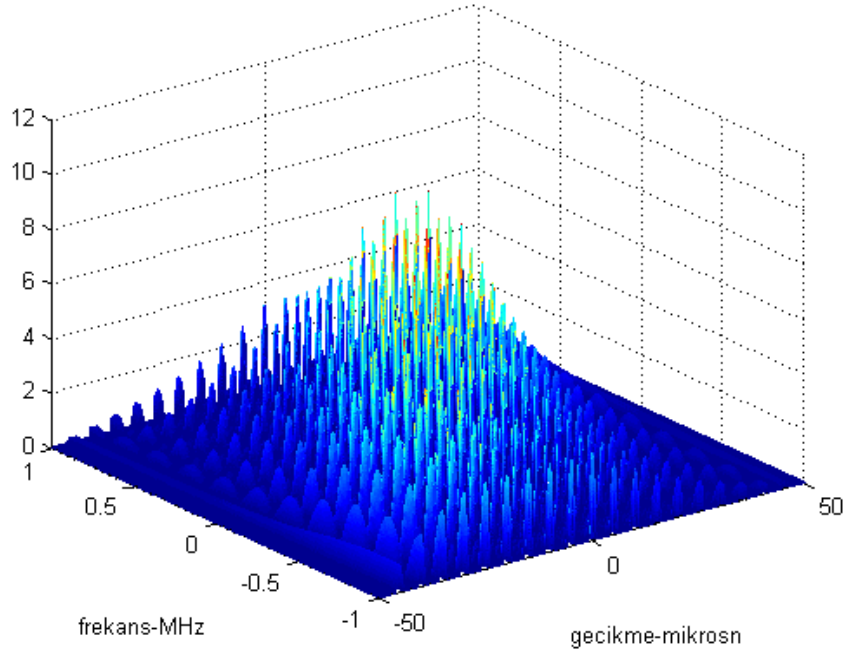
Belirsizlik fonksiyonunun tanımı;

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right| \quad (4.28)$$

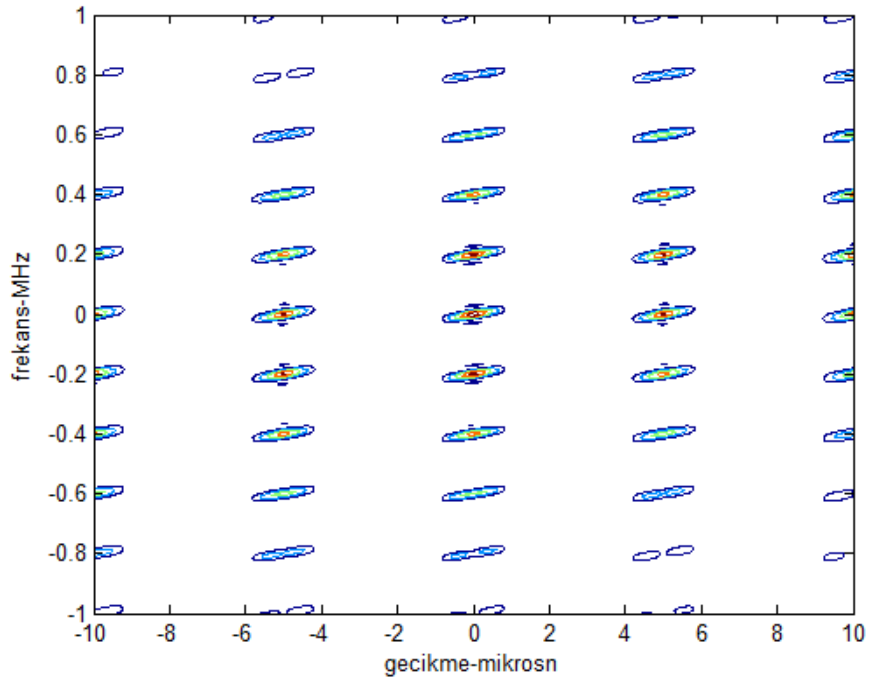
olarak verilir. (4.17) ile verilen kompleks zarf, (4.28) ile verilen belirsizlik fonksiyonuna koyularak AFD darbe treni için belirsizlik fonksiyonu elde edilir;

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \sum_{m=0}^{M-1} s(t - mT) e^{j2\pi m\Delta f t} \sum_{n=0}^{N-1} s^*(t - nT - \tau) e^{j2\pi n\Delta f (t - \tau)} \right] e^{j2\pi f_d t} dt \right| \quad (4.29)$$

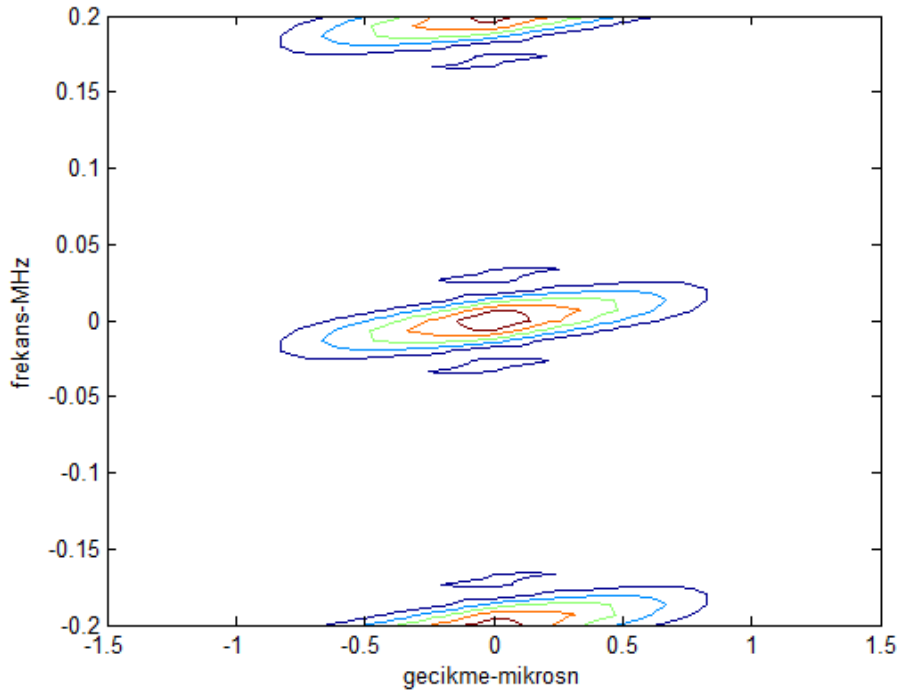
Örnek olarak darbe sayısının  $N=10$ , darbe genişliğinin 1 mikrosaniye, anten eleman sayısının  $M=10$ , darbe tekrarlama aralığının (PRI) 5 mikrosaniye, frekans artımının ( $\Delta f$ ) 100kHz olduğu durum için belirsizlik fonksiyonu analizi şu şekilde olur. AFD darbe treni için Doppler çözünürlüğü  $1/N \cdot \text{PRI}$  olacaktır. Bu durumda verilen değerler için Doppler çözünürlüğü 20 kHz olacaktır. Menzil çözünürlüğü ise 1 mikrosaniye yani 150 metre bulunacaktır. Şekil 4.10'de AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu örgü çizelgesi verilmektedir. Şekil 4.11'de AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu çevreleme çizelgesi verilmektedir. Şekil 4.12'de, Şekil 4.11'de verilen AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu çevreleme çizelgesi yakın planda verilmektedir. Şekil 4.13'te belirsizlik fonksiyonunun zaman profili, Şekil 4.14'te ise belirsizlik fonksiyonunun frekans profili verilmiştir.



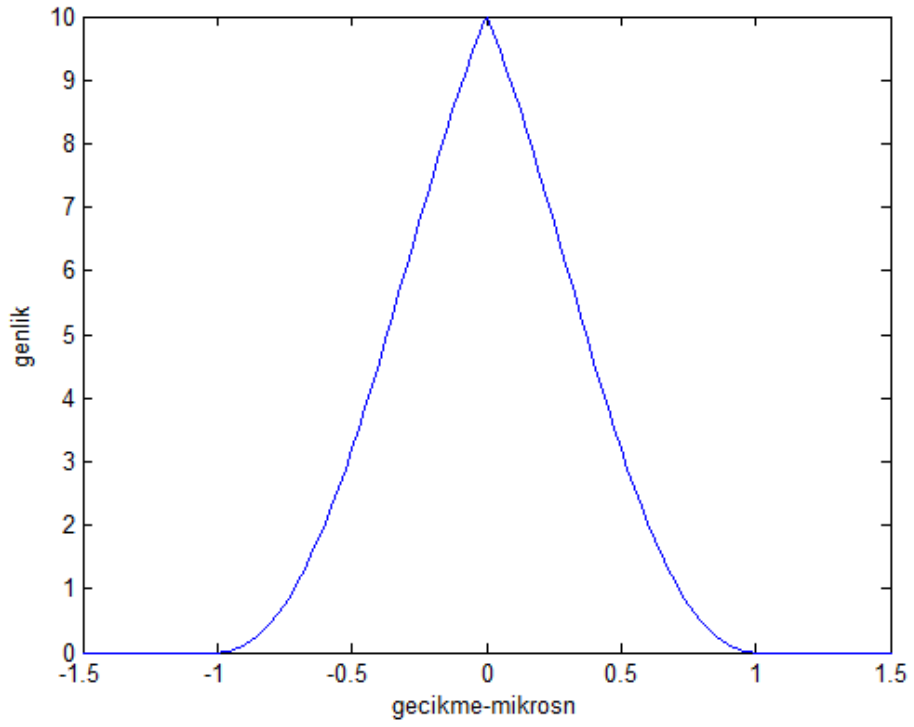
Şekil 4.10. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu örgü çizelgesi.



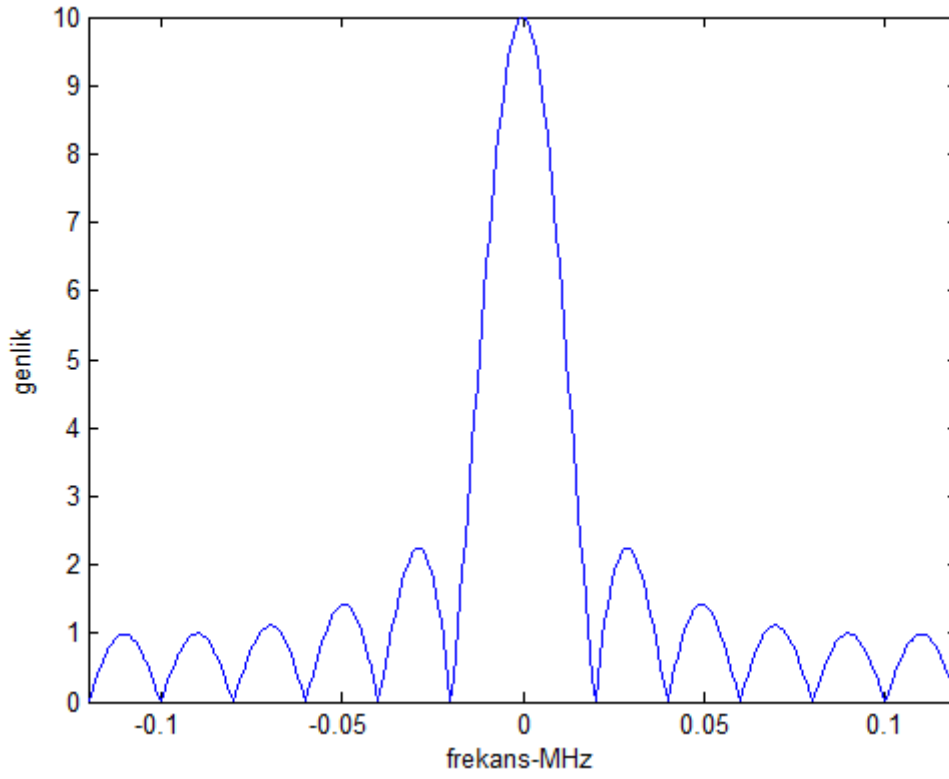
Şekil 4.11. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu çevreleme çizelgesi.



Şekil 4.12. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu çevreleme çizelgesi yakın plan.



Şekil 4.13. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu zaman profili.



Şekil 4.14. AFD darbe treni belirsizlik fonksiyonu frekans profili.

#### 4.2.5. Evre Kaydırmalı Dizi Radar ve AFD Radar Karşılaştırması

Çizelge 4.1'de özet olarak evre kaydırmalı dizi radar ile AFD radar karşılaştırması yapılmıştır. Görüldüğü gibi en temel farklılık menzil çözünürlüğünde olmuştur. AFD radarlarda menzil çözünürlüğü daha iyidir ve bu yüzden menzil çözünürlüğünün kritik olduğu uygulamalarda AFD radarlar tercih edilebilir. Doppler çözünürlüğü temelde bekleme süresi ile ilintili olduğu için radar tasarımı ile doğrudan ilgili değildir. Her iki radar tipinde de açısal çözünürlük anten eleman sayısına ve elemanlar arası mesafeye bağlı olacaktır. Burada darbe içi modülasyon olmadığı temel alınmıştır. Ayrıca, ifade edilen çözünürlükler ölçüm aşamasında oluşan SNR değerinin karekökü ile ters orantılı olarak ölçeklenmelidir. Bu çizelgede N:anten eleman sayısını, M:darbe sayısı, k:dalga sayısını, d:anten elemanları arasındaki mesafeyi, PRI: darbe tekrarlama aralığını, T: darbe genişliğini vermektedir.

	Evre Kaydırmalı Dizi Radar	AFD Radar
Açı Çözünürlüğü	$4\pi/(N.k.d)$	$4\pi/(N.k.d)$
Menzil Çözünürlüğü	$c\tau/2$	$c/(2.N.\Delta f)$
Doppler Çözünürlüğü	$1/(M.PRI)$	$1/(M.PRI)$

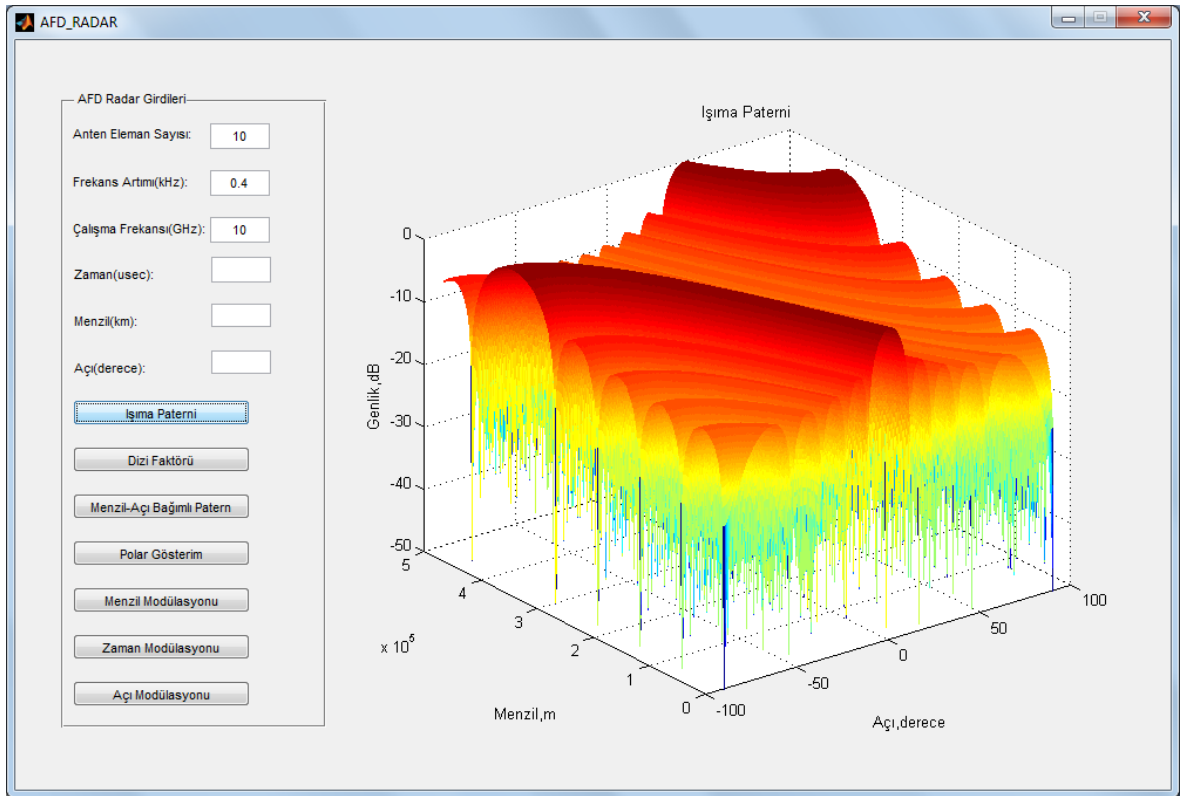
Çizelge 4.1 Evre kaydırmalı dizi radar-AFD radar karşılaştırması

## 5. AFD RADAR ANALİZ YAZILIMI

Üçüncü bölümde ayrık frekanslı diziler ile oluşturulan ışına örüntüsünün özellikleri, dördüncü bölümde ise AFD radar özellikleri ve fonksiyonları üzerinde durulmuştur. Bu sayede AFD radarlar ile ilgili teorik altyapı oluşturulmuştur. Bu bölümde AFD radarların daha iyi anlaşılması için MATLAB ortamında hazırlanan bir arayüz programından bahsedilecektir. Bu programın amacı kullanıcının birçok parametreyi değiştirerek AFD radarların temel özelliklerini ve fonksiyonlarını anlamasını kolaylaştırmasıdır.

### 5.1. AFD Radar Analiz Yazılımı Kullanıcı Arayüzü

AFD radar benzetim yazılımı kullanıcı arayüzü aşağıda verilen Şekil 5.1'de verilmiştir.



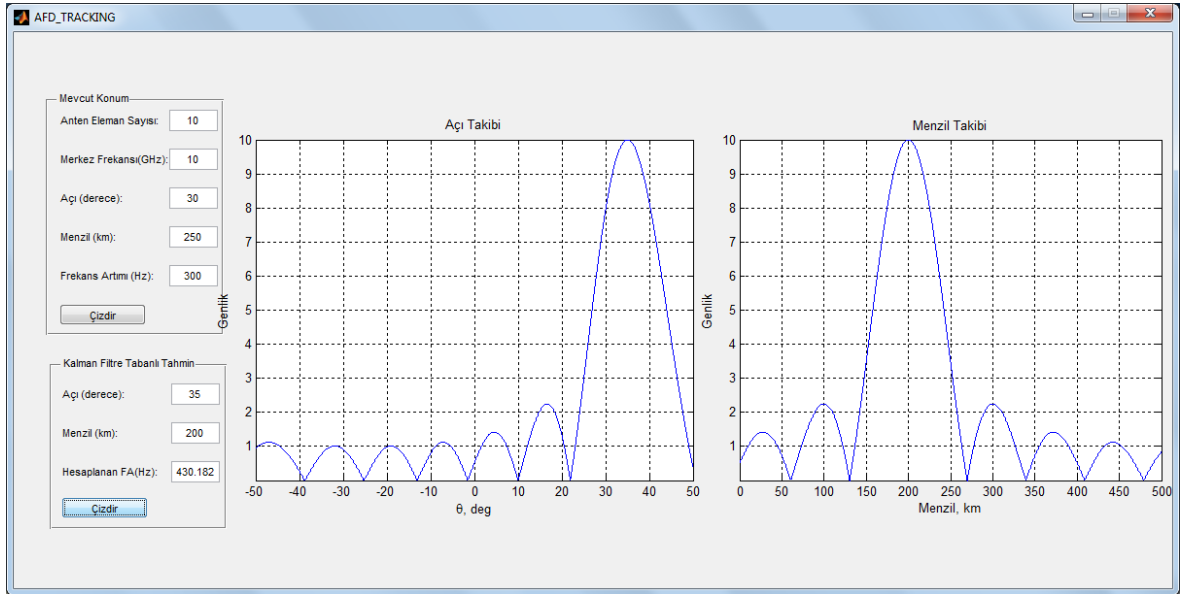
Şekil 5.1. AFD radar analiz yazılımı kullanıcı arayüzü

Bu arayüz aracılığıyla AFD radar girdileri alanına girilecek parametrelerle AFD'ye ait temel özellikler görülebilecektir. Işıma örüntüsünü analiz edebilmek için; anten eleman sayısı, frekans artımı ve merkez frekansı alanları doldurulmalıdır. Dizi

faktörünü görüntüleyebilmek için menzil alanına istenilen menzil değeri girilmelidir. Yazılım otomatik olarak girilen menzil değeri için hesaplanan açı değerini açı alanına yazacaktır. Dizi faktörü gösteriminde menzil değeri sabit tutulmak şartıyla frekans artımı değiştirilerek açıdaki hareket gözlenebilir. Menzil-açı bağımlı örüntü fonksiyonu ile frekans artımı sabit tutulur ve menzil ile açı bağımlı örüntünün uzayı otomatik olarak taraması gözlenebilir. AFD ışınma örüntüsünün menzil, açı ve zaman bağımlı olduğunu daha önceki bölümlerde matematiksel olarak gösterilmişti. Bu arayüz yazılımı ile bu üç parametreden ikisi sabit tutularak diğer parametredeki periyodiklik gözlenebilmektedir.

## 5.2. AFD Radar Kestirim Tabanlı Kaba Takip Analiz Yazılımı Kullanıcı Arayüzü

AFD kestirim tabanlı takip benzetimi kullanıcı arayüzü Şekil 5.2'de verilmiştir.



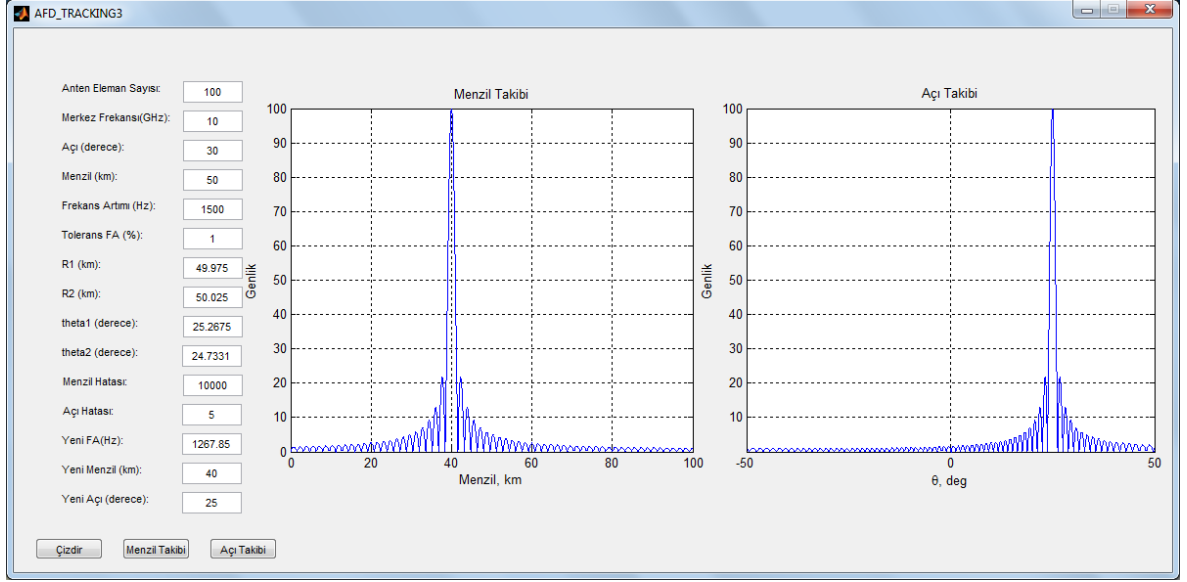
Şekil 5.2. AFD radar kestirim tabanlı takip benzetimi kullanıcı arayüzü

Bu benzetim ile; anten eleman sayısı, çalışma frekansı ve hedef tespiti ile elde edilen menzil ve açı bilgileri, mevcut konum alanına girilir. Benzetim yazılımı ile, radar hüzmesinin bu konuma yönelmesi için vericiye uygulanması gereken frekans artımı hesaplanır. Radar mod geçişlerinde veya farklı hedeflere ait takip modu geçişlerinde ilgili hedefe ait oluşturulan takip dosyası kullanılarak yeni konum kestirimi yapılır. Bu yeni konuma ait açı ve menzil değerleri kestirilen konum alanına girilir. Benzetim yazılımı, hüzmenin bu yeni konuma yönelmesini

sağlayacak frekans artım değerini hesaplar ve vericiye uygular. Bu yeni frekans artım değeri ile hüzme kestirilen konuma yönelir.

### 5.3. AFD Radar Hassas Takip Analiz Yazılımı Kullanıcı Arayüzü

AFD radarlar için hassas takip benzetimi kullanıcı arayüzü Şekil 5.3.'te verilmiştir.



Şekil 5.3. AFD radar hassas takip benzetimi kullanıcı arayüzü.

Bu benzetimde öncelikle anten eleman sayısı, merkez frekansı, açı ve menzil alanlarına veri girişi yapılır ve radar hüzmesinin ilgili açı ve menzile yönelmesini sağlayacak frekans artım değeri hesaplanır. Bu frekans artım değeri vericiye uygulanır ve hedef takibine başlanır. AFD radarlar ile menzilde ve açıda daha hassas takip yapabilmek için hedefin menzilde önünü ve arkasını, açıda ise sağını ve solunu tarayacak şekilde frekans artım değeri hesaplanır. Bu yeni frekans artım değeri, mevcut frekans artımına tolerans eklenerek ve çıkarılarak bulunur. İki farklı frekans artımı ile hüzme  $R_1$  ve  $R_2$  menzilleri taranır. Menzilde hassas takip ayırık-kapı tekniği ile yapılacaktır. Ayırık-kapıdan gelen merkez menzil değeri,  $R_1$  ve  $R_2$  değerlerinin aritmetik ortalaması olacaktır. Bu sayede ayırık kapıdan alınan merkez frekansı sürekli güncel tutulacak ve bu menzil değerinden hesaplanan yeni frekans artımı vericiye uygulanacaktır. Merkez frekansının sürekli güncellenmesi, menzilde hassas takip imkanı verecektir. Benzetim arayüzünde mevcut konum çizdirildikten sonra frekans artım toleransı girilir ve bu frekans artım toleransına göre  $R_1$  ve  $R_2$  değerleri hesaplanır. Benzetim yazılımı yeni menzil alanına bu iki menzil değerinin



aritmetik ortalamasını yazacaktır. Ayrık-kapıdan menzil hatası alındığı varsayılarak menzil hatası alanına girilir. Bu durumda menzil takibi butonuna basıldığında, yeni konum hesaplanacak,  $R_1$  ve  $R_2$  menzil değerleri güncellenecek ve hüzmenin bu yeni menzile yönelmesini sağlayacak yeni frekans artım değeri hesaplanacaktır. Bu yeni frekans artımı ile hüzmenin yönlendirildiği menzil ve açı konumları çizdirilecektir.

Açıda takip de aynı şekilde gerçekleştirilecektir. Menzil takibinde hesaplanan  $R_1$  ve  $R_2$  menzil değerlerinden açısal tarama yapılacak  $\theta_1$  ve  $\theta_2$  değerleri hesaplanır ve merkez açı bu iki açının aritmetik ortalaması olacak şekilde açısal tarama yapılır. Menzil takibinde  $R_1$  ve  $R_2$ menzil değerleri her güncellendiğinde bu iki açı değeri ve merkez açı değeri güncellenecek ve bu sayede açıda hassas takip sağlanacaktır.

## 6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA

Ayrık frekanslı dizi radar kavramı yeni olup, temel özellikleri, muhtemel uygulama alanları ve sinyal işleme özellikleri ile ilgili çalışmalar yoğun bir şekilde akademik seviyede devam etmektedir. Pratik alanda uygulamaya geçmemiş olsa da, temel özellikleri bir çok uygulama alanı sunmaktadır. Anten elemanlarına uygulanan küçük bir frekans artımı ile hüzme elektronik olarak yönlendirilmekte ve bu sayede evre kaydırmalı dizi radarlarda kullanılan maliyeti yüksek evre kaydırıcılara gereksinim kalmamaktadır.

AFD radarlarda ışınma örüntüsünün zamanda, menzilde ve açıda periyodiklik göstermesi bazı avantajlar sunduğu gibi çeşitli kısıtlar da getirmektedir. Özellikle menzile bağımlı örüntünün, menzil bağımlı girişimlerin engellenmesini sağlayacağı değerlendirilmektedir. Menzil bağımlı örüntünün genliği ve uzamsal dağılımı frekans artımı ve anten eleman sayısı ile kontrol edilebilecektir. Menzilde hüzmenin kontrol edilebilmesi menzil belirsizliklerin engellenmesini sağlayacaktır. Hüzmenin açıda kontrol edilebilmesi de önemli avantajlar sunmaktadır. Özellikle karıştırmaya karşı elektronik karşı karşı tedbir olarak kullanılabilmesi değerlendirilmektedir. Menzil-ötesi karıştırmanın yapıldığı açı belirlendikten sonra, frekans artımı kontrolü ile ana hüzmenin o açıya bakması engellenebilir ve o açıda sıfırlar (null) oluşturulabilir.

Frekans artımının adaptif olarak değiştirilmesi ile arama, tespit, takip ve güdüm gibi fonksiyonları aynı anda gerçekleştirilebilecektir. Menzil çözünürlüğünün, konvansiyonel radarlara nazaran daha iyi olması, AFD radarın menzil çözünürlüğünün kritik olduğu SAR ve GMTI uygulamalarında etkinlikle kullanılmasını sağlayabilir. Frekans artımı kaynaklı frekans bölgesinde karşımıza çıkan elemanlar, Doppler takibi yapılan sistemlerde sorun olarak ortaya çıkacaktır. Doppler frekansının muhtemel frekans artımı ile çakıştığı durumlarda Doppler frekansının ayırt edilmesi zorlaşacaktır. Bu nedenle Doppler kritik uygulamalarda daha fazla hassasiyet gösterilmesi gerektiği değerlendirilmektedir.

AFD radarlarda tüm uzayın taranması için yüksek güçlü bir vericiye ihtiyaç duyulacaktır. Bu durum radarın bir elektronik destek sistemi tarafından

algılanmasını kolaylaştıracadı ancak frekans çeşitliği sayesinde kimliklendirmenin zorlaşacağı değerlendirilmektedir.

Konvansiyonel radarlarda frekans çeşitliği ile istenmeyen girişimler ilişkilendirilmeyeceği için, algılamanın iyileştirilmesi, hedef ayırımının yapılması, hedef konumu kestiriminin iyileştirilmesi ve yakın mesafelerde hedef yankısında oluşan g dalgalanmalarının (glint effect) azaltılması gibi faydalar sunacağı değerlendirilmektedir. AFD radarlar doğaları gereği frekans çeşitliği özelliğine sahip olacaklar ve bu faydalardan da yararlanacaklardır.

Bu tez çalışmasında temel olarak doğrusal diziler incelenmiştir. Ancak, düzlemsel diziler pratikte daha çok kullanım alanı bulacaktır. Bu nedenle düzlemsel AFD radarların daha detaylı incelenmesi gerekecektir. Ayrıca yine bu tez çalışmasında değinilmeyen dalga formu optimizasyonu ve alıcı modelleri üzerinde daha detaylı çalışmalar yapılmalıdır.

## KAYNAKLAR

- [1] Antonik, P., Wicks, M., Michael, C., Griffiths, D., Baker, C., Frequency Diverse Array Radars. *Proc. 2006 IEEE Radar Conference*, pp. 215-217, Verona NY, **2006**.
- [2] Wicks, M., and Antonik, P., *Frequency Diverse Array with Independent Modulation of Frequency, Amplitude and Phase*, U.S. Patent No. 7,319,427, January 15, **2008**.
- [3] Wicks, M., and Antonik, P., *Method and Apparatus for a Frequency Diverse Array*, U.S. Patent No. 7,511,665 B2, March 31, **2009**.
- [4] Antonik, P., and Wicks, M., *Method and Apparatus for Simultaneous Synthetic Aperture Radar and Moving Target Indication*, U.S. Patent Application 20080129584, June 5, **2008**.
- [5] Seçmen, M., Demir, Ş., Hızal, A., Eker, T., Frequency Diverse Array Antenna with Periodic Time Modulated Pattern in Range and Angle, *Proceedings 2007 IEEE Radar Conferans*, pp. 427-430, 17-20 April **2007**.
- [6] Huang, J., Tong, K., Baker, C., Frequency Diverse Array with Beam Scanning Feature, *Proceedings IEEE 2008 Antenna and Propagation Society International Symposium.* , pp. 1-4. 5-11 July **2008**.
- [7] Sammartino, P., and Baker, C., The Frequency Diverse Bistatic System, *Proceedings 4th International Waveform Diversity & Design Conf.*, Orlando, FL, 8-13 February **2009**.
- [8] Higgins, T., and Blunt, S., Analysis of Range-Angle Coupled Beamforming with Frequency-Diverse Chirps, *Proceedings 4th International Waveform Diversity & Design Conferans*, Orlando, FL, 8-13 February **2009**.
- [9] Baizert, P., Hale, T., Temple, M., and Wicks, M., Forward Looking Radar GMTI Benefits Using a Linear Frequency Diverse Array. *Electronics Letters*, Vol. 42, No. 22, October **2006**.

- [10] Jawad,F., Michael, A., Michael S., Exploiting Frequency Diverse Array Processing to Improve SAR Image Resolution, *IEEE Radar Conference* 2008, pp.1-5, May **2008**.
- [11] Sammartino P., Baker, C., Griffiths,D., Range-Angle Dependent Waveform, *IEEE Radar Conference* 2010, pp.511-515, May **2010**.
- [12] Zhuang L., Xingzhao L., Wenxian Y., Precise Beam Steering for Frequency Diverse Arrays Based on Frequency Offset Selection, *International Radar Conference-Surveillance for a Safer World*, pp.1-4, October **2009**.
- [13] Eker, T., *A Conceptual Evaluation of Frequency Arrays and Novel Utilization of LFM CW*, Doktora Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, **2011**.
- [14] Eker, T., Demir, Ş., Hızal, A., Exploitation of Linear Frequency Modulated Continuous Waveform (LFMCW) for Frequency Diverse Arrays, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 7, July **2013**.
- [15] Huang, J., *Frequency Diversity Array:Theory and Design*, Doktora Tezi, Faculty of Engineering Sciences, University College London, United Kingdom, September **2010**
- [16] Khan W., Ijaz Q., Kiran S., Sarah S., Properties of Ambiguity Function of Frequency Diverse Array Radar, *Remote Sensing Letters*, vol. 5, no. 9, September **2014**.
- [17] Basit A., Qureshi M., Khan W., Khan S., Cognitive Frequency Offset Calculation for Frequency Diverse Array Radar, *IEEE Proceedings of 2015 12th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology (IBCAST)*, January **2015**.
- [18] Çetintepe, Ç., Demir, Ş., Examination of Target RCS Characteristics in FDA Radars, *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 61, no. 7, July **2013**.
- [19] MIT Lincoln Laboratory Radar Notes, <http://ocw.mit.edu/resources/res-II-001-introduction-to-radar-systems-spring-2007/> (Ağustos, **2014**).

- [20] Türetken, B., Sürmeli,K., Faz Dizili Anten Kuramına Genel Bakış, *UEKAE Dergisi*, Sayı 4, 118-125, **2010**.
- [21] Stimson, G., *Introduction to Airborne Radar*, 2nd ed. SciTech Publishing, **1998**.
- [22] Skolnik, M., *Survey of phased array accomplishments and requirements for navy ships*, in *Phased Array Antennas*, A.A. Oliner and G.H. Knittel (eds.), Artech House, 15-20, **1972**.
- [23] Neri F., *Introduction to Electronic Defense Systems* , Second Edition, Artech House, **1991**.
- [24] Antonik, P., *An Investigation of a Frequency Diverse Array*, Doktora Tezi, Faculty of Engineering Sciences, University College London, United Kingdom, April **2009**.
- [25] Aytun A., *Frequency Diverse Array Radar*, Yüksek Lisans Tezi, Naval Postgraduate School, Monterey, California, September **2010**.
- [26] Huang, J., *Frequency Diversity Array:Theory and Design*, Doktora Tezi, Faculty of Engineering Sciences, University College London, United Kingdom, September **2010**.
- [27] Chen Y., Research on the Linear Frequency Diverse Array Performance, *ICSP2010 Proceedings* **2010**.
- [28] Khan W., Ijaz Q., Kiran S., Sarah S., Properties of Ambiguity Function of Frequency Diverse Array Radar, *Remote Sensing Letters*, vol 5, no. 9, September **2014**.
- [29] Mahafza B., *Radar Signal Analysis and Processing using MATLAB*, Chapman & Hall/CRC, **2009**.
- [30] Levanon N., Mozeson E., *Radar Signals*, John Wiley and Sons, Inc., **2004**.
- [31] Soares P., *Step Frequency Waveform Design and Analysis Using the Ambiguity Function*, Master Tezi, Naval Postgraduate School, California, **1996**.

## ÖZGEÇMİŞ

### Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : Mustafa ALTUNOK

Doğum Yeri ve Yılı : Kayseri, 1984

Medeni Hali : Evli

E-posta : m\_altunok@hotmail.com

### Eğitim

Lise :1996-2000, Tokat Anadolu Öğretmen Lisesi

Lisans :2000-2005, Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği

### Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce (profesyonel yeterlik)

Çerkesce (ikinci dil)

### İş Deneyimi

2007-..... :Hv.K.K.İği

### Deneyim Alanları

Elektronik harp, radar sistemleri, aviyonik.