



T.C.
KIRIKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ZAMAN MODÜLASYONLU DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİNİN
MATRİS KALEM YÖNTEMİ İLE İNCELENMESİ

NİLAY AYTAŞ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

DANIŞMAN
Prof. Dr. Nihat İNANÇ

KIRIKKALE-2022



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

**ZAMAN MODÜLASYONLU DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİNİN
MATRİS KALEM YÖNTEMİ İLE İNCELENMESİ**

**NİLAY AYTAŞ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

DOKTORA TEZİ

**DANIŞMAN
Prof. Dr. Nihat İNANÇ**

KIRIKKALE-2022

Nilay AYTAŞ tarafından hazırlanan “ZAMAN MODÜLASYONLU DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİNİN MATRİS KALEM YÖNTEMİ İLE İNCELENMESİ” adlı tez çalışması, aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ / ~~OY ÇOKLUĞU~~ ile Kırıkkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Nihat İNANÇ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Kırıkkale Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

İkinci Danışman: Prof. Dr. Erkan AFACAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

Başkan : Prof. Dr. Erdem YAZGAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
TED Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

Üye : Prof. Dr. Nursel AKÇAM

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

Üye : Prof. Dr. Ömer Galip SARAÇOĞLU

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Erciyes Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

Üye : Prof. Dr. Tolga EREN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Kırıkkale Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

Tez Savunma Tarihi: 02/02/2022

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Doktora Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Recep ÇALIN

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYANI

Kırıkkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

02.02.2022

Nilay AYTAŞ

ÖZET

ZAMAN MODÜLASYONLU DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİNİN MATRİS KALEM YÖNTEMİ İLE İNCELENMESİ

Kırıkkale Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora tezi

Danışman: Prof. Dr. Nihat İNANÇ

İkinci Danışman: Prof. Dr. Erkan AFACAN

2022, 93 sayfa

Bu tez çalışmasının amacı; önerilen yeni bir yaklaşımla, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi ile sinyal geliş açısının analizler yapılarak tahmin edilmesidir. Matris Kalem yönteminin zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisiyle birleştirilmesi sayesinde, tek anlık görüntü kullanılması ile büyük bir veri avantajı elde edilmiştir. Bu tez çalışmasında, zaman modülasyonu ile Matris Kalem yöntemlerini birleştiren yeni bir formülasyon geliştirilmiştir. Sinyal geliş açısı tahmini için zaman adımları, Diferansiyel Evrim Algoritması kullanılarak optimize edilmiştir. Gürültü seviyesi, sinyal kaynağı sayısı, anten elemanı sayısı ve farklı sinyal geliş açılarının etkileri, simülasyonlar ile incelenmiş ve karşılaştırmalar sunulmuştur. Simülasyon sonuçları; önerilen yeni yaklaşımın, geleneksel yön tahmini yöntemleriyle karşılaştırıldığında, özellikle tek anlık görüntü sayısına ve yüksek gürültü seviyelerine sahip senaryolar için tahmin doğruluğu açısından önemli avantajlar sağladığını göstermektedir.

Anahtar kelimeler: Sinyal geliş açısı tahmini, zaman modülasyonu, matris kalem yöntemi, diferansiyel evrim algoritması, anten dizisi.

ABSTRACT

INVESTIGATION OF TIME MODULATED LINEAR ANTENNA ARRAYS BY THE MATRIX PENCIL METHOD

Kırıkkale University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering, Doctoral Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Nihat İNANÇ

Co-Supervisor: Prof. Dr. Erkan AFACAN

2022, 93 pages

The purpose of this thesis is to estimate the direction of arrival by analyzing the time modulated linear antenna array with a proposed new approach. By merging Matrix Pencil method with time modulated linear array, a great advantage has been obtained by the virtue of using a single snapshot. In this thesis, a new formulation has been developed that combines time modulation and Matrix Pencil methods. The time steps were optimized using Differential Evolution Algorithm for the estimation of the angle of incidence. The effects of the noise level, the number of signal sources, the number of antenna elements and different angles of incidence were examined with the simulations and comparisons were presented. Compared to traditional methods, the simulation results show that the proposed novel approach maintains significant advantages from the viewpoint of estimation accuracy, especially for scenarios with single snapshot number and low SNR.

Key words: Direction of arrival estimation, time modulation, matrix pencil method, differential evolution algorithm, antenna array.

TEŞEKKÜR

Değerli yardım ve katkılarıyla doktora tez çalıőmalarım esnasında bana desteklerini esirgemeyen, danışman hocam Prof. Dr. Sayın Nihat İNANÇ'a ve tecrübeleriyle bana yol gösteren ikinci danışman hocam Prof. Dr. Sayın Erkan AFACAN'a teőekkürlerimi sunuyorum.

Akademik hayatımdaki eğitimim süresince, çalıőmalarımda daima desteğini gördüğüm Dr. Öğr. Üyesi Ersin KORKMAZ'a teşekkür ederim.

Her daim yanımda olan, sevgi ve desteklerini hep hissettiğim babam Kemal AYTAŞ'a, annem Kevser AYTAŞ'a ve kız kardeşlerim Kutlay AYTAŞ YAZANEL ile Pelin AYTAŞ'a sonsuz teőekkürlerimi sunuyorum.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	vii
SİMGELER DİZİNİ	ix
KISALTMALAR DİZİNİ	x
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Özetleri	3
1.2. Tezin Literatüre Katkısı.....	8
2. MATERYAL VE YÖNTEM	9
2.1. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizileri	9
2.1.1. Anten Dizileri	9
2.1.2. Doğrusal Anten Dizisi	11
2.1.3. İki Elemanlı Doğrusal Anten Dizisi.....	11
2.1.4. N-Elemanlı Doğrusal Anten Dizisi.....	14
2.1.5. Zaman Modülasyonu ve Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizisi ..	16
2.1.5.1. Zaman Modülasyonu Şemaları	20
2.1.5.1.1. Değişken Açıklık Boyutları (VAS)	20
2.1.5.1.2. Tek Yönlü Faz Merkezi Hareketi (UPCM).....	22
2.1.5.1.3. Çift Yönlü Faz Merkezi Hareketi (BPCM)	23
2.2. Matris Kalem Yöntemi ve Diferansiyel Evrim Algoritması	25
2.2.1. Yön Bulma Yöntemleri.....	25
2.2.1.1. Cramer-Rao Sınırı (CRB)	27

2.2.1.2. Maksimum Olabilirlik Tahmini (MLE)	29
2.2.1.3. Çoklu Sinyal Sınıflandırması (MUSIC).....	32
2.2.1.4. İşaret Parametrelerinin Rotasyonel Değişmezlik Yoluyla Kestirim Yöntemleri (ESPRIT).....	33
2.2.2. Matris Kalem Yöntemi	36
2.2.2.1. Gürültüsüz Sinyallerde Kullanılan Matris Kalem Yöntemi.....	37
2.2.2.2. Gürültülü Sinyallerde Kullanılan Matris Kalem Yöntemi	40
2.2.2.2.1. Tekil Değer Ayrışımı.....	40
2.2.3. Diferansiyel Evrim Algoritması.....	45
2.2.3.1. Başlangıç Popülasyonu	47
2.2.3.2. Mutasyon Katsayısı.....	48
2.2.3.3. Çaprazlama Katsayısı.....	50
2.2.3.4. Seçim.....	51
3. ÖNERİLEN MODEL	53
3.1. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizilerinde Sinyal Geliş Açısı Tahmini	53
3.1.1. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizileri için Sinyal Modeli.....	54
3.1.2. Diferansiyel Evrim Algoritması ile Zaman Adımlarının Optimizasyonu	56
3.1.3. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizisi Kullanılarak Matris Kalem Yöntemi ile Yön Tahmini	57
4. SİMÜLASYON SONUÇLARI.....	61
4.1. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizileri için Işıma Örüntüsü Uygulamaları	61
4.2. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizileri için Yön Tahmini Uygulamaları	65
4.2.1. Diferansiyel Evrim Algoritması ile Zaman Adımlarının Optimizasyonu	65
4.2.2. Tek Sinyal Kaynağı için Sinyal Geliş Açısı Tahmin Performansı	69

4.2.3. Çoklu Sinyal Kaynakları için Sinyal Geliş Açısı Tahmin Performansı....	72
5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	77
KAYNAKLAR.....	83
ÖZGEÇMİŞ.....	91



ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>ŞEKİL</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. z-ekseni boyunca yerleştirilmiş iki elemanlı dizi geometrisi	12
Şekil 2.2. İki elemanlı anten dizisi için uzak alan gözlem noktası	13
Şekil 2.3. $M=2N$ elemanlı doğrusal anten dizisi.....	14
Şekil 2.4. (a) $N=10$, $d=\lambda/4$, $\theta=90$ (b) $N=10$, $d= \lambda$, $\theta=0$ için ışınma örüntüsü	16
Şekil 2.5. Zaman modülasyonlu anten dizisi şeması	18
Şekil 2.6. Anahtarlama fonksiyonu.....	18
Şekil 2.7. Değişken açıklık boyutları zaman adımları	21
Şekil 2.8. Tek Yönlü Faz Merkezi Hareketi Şeması.....	23
Şekil 2.9. Çift Yönlü Faz Merkezi Hareketi Şeması.....	24
Şekil 2.10. Doğrusal anten dizisine gelen sinyaller	26
Şekil 2.11. $An \times p$ matrisi için tekil değer ayrışımı	41
Şekil 2.12. Diferansiyel Evrim Algoritması için uygulanan temel adımlar.....	46
Şekil 4.1. $M=1,N=8$ için merkez frekans ve yan bantlarda ZMAD ışınma örüntüsü ..	62
Şekil 4.2. $M=2,N=8$ için merkez frekans ve yan bantlarda ZMAD ışınma örüntüsü ..	63
Şekil 4.3. $M=3,N=8$ için merkez frekans ve yan bantlarda ZMAD ışınma örüntüsü ..	64
Şekil 4.4. $M=4,N=8$ için merkez frekans ve yan bantlarda ZMAD ışınma örüntüsü ..	64
Şekil 4.5. $m=1$ için optimize edilmiş zaman adımları	66
Şekil 4.6. $m=2$ için optimize edilmiş zaman adımları	66
Şekil 4.7. $m=3$ için optimize edilmiş zaman adımları	67
Şekil 4.8. $m=1$ için 8 elemanlı ZMAD normalize ışınma örüntüsü.....	68
Şekil 4.9. $m=2$ için 8 elemanlı ZMAD normalize ışınma örüntüsü.....	68
Şekil 4.10. $m=3$ için 8 elemanlı ZMAD normalize ışınma örüntüsü.....	69

Şekil 4.11. Önerilen yöntem ve Matris Kalem yöntemi için SNR değerine karşı sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri.	70
Şekil 4.12. Farklı sinyal geliş açılarıyla yön tahmini doğruluğu.	72
Şekil 4.13. Farklı yan bantlarda SNR'ye karşı farklı geliş açısı tahmininin RMSE..... değerleri.....	73
Şekil 4.14. Farklı anten sayılarında SNR'ye karşı sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri.....	74
Şekil 4.15. Farklı sinyal kaynağından gelen sinyallerin açılarında SNR'ye karşı..... sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri.....	75

SİMGELER DİZİNİ

I_n	n. elemanın uyarım genliği
λ	Dalga boyu
σ	Tekil değerler
$\mu_1\tau$	Anten elemanı açılma zamanı
$\mu_2\tau$	Anten elemanı kapanma zamanı
$C_{m,n}$	n. elemana ait karmaşık Fourier katsayısı
d	Anten elemanları arasındaki mesafe
E	Elektrik alanı
f_p	Modülasyon frekansı
I	Birim matris
k	Serbest uzay dalga sayısı
L	Kalem parametresi
m	Işıma örüntüsünde oluşan yan bantlar
N	Anten elemanı sayısı
r	Antenin gözlem noktasına uzaklığı
T_p	Modülasyon periyodu
$U_n(t)$	Anahtarlama fonksiyonu
w_p	Açısal anahtarlama frekansı
w_0	Açısal frekans
θ	x ekseninden ölçülen açı

KISALTMALAR DİZİNİ

BPCM	Çift yönlü faz hareketi
CRB	Cramer-Rao Bound
DAD	Doğrusal anten dizisi
DEA	Diferansiyel evrim algoritması
DF	Dizi faktörü
ESPRIT	Dönel değişmezlik ile sinyal parametrelerinin tahmini
GA	Genetik algoritma
MK	Matris kalem
MLE	Maksimum olabilirlik tahmini
MUSIC	Çoklu sinyal sınıflandırma
TDA	Tekil değer ayrışımı
UPCM	Tek yönlü faz hareketi
VAS	Değişken açıklık boyutları
ZMAD	Zaman modülasyonlu anten dizisi

1. GİRİŞ

Modern elektronik teknolojisinin gelişmesiyle, kablosuz iletişim son yıllarda önemli ölçüde artmıştır. Uzayda elektromanyetik dalgaları iletmek ve almak için kullanılan antenler, giderek sistemin en temel bileşenlerinden biri haline gelmiştir. Bu nedenle anten tasarımı, cep telefonlarından tıbbi tedavi ve savunma sanayisine kadar çeşitli alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. Belirli durumlarda, tek anten dezavantajlı hale gelmeye başlamış ve uygulamalar için yetersiz kaldığı fark edilmiştir. Tek elemanlı bir anten yapısı geniş bir yayılma modeline sahiptir. Ancak, düşük yönlülüğe sahip olduğundan, bazı uygulamalarda belirli bir yönde ışınım yapabilmek için çok daha yüksek elektromanyetik enerji talep edebilmektedir. Bu nedenle uzun mesafeli iletişim gereksinimini karşılamak için birden fazla eleman, bir diziyeye entegre edilmektedir. Böylece, farklı akım uyarımlarına ve faz gecikmelerine sahip bir dizi anteni, belirli bir düzen içinde bir arada gruplandırarak, yüksek yönlendirmeli elektromanyetik modeli elde edilir. Oluşan bu yeni konfigürasyon, anten dizisi olarak kabul edilir. Anten dizileri, yalnızca daha fazla kazançla yol açmakla kalmaz, aynı zamanda ana hüzmelerin istenen herhangi bir yönde taranması gibi önemli bir özellik de sağlayabilir. Bir anten dizisinin, tek bir elemana göre daha yüksek yayılma yönlülüğü ve kazanç sağlama avantajı vardır. Bu nedenle, hüzmeye taraması veya hüzmeye oluşturma gibi uygulamalarda kullanılabilir [2].

Sistem performansını artırmak için, geleneksel anten dizilerinin; daha dar bir hüzmeye genişliğine, daha düşük yan kulak seviyelerine ve hızlı izleme yeteneğine sahip olması gerekmektedir. İhtiyaca uygun özelliklere sahip anten dizisi sentezlemek için, tüm tasarım parametrelerinin, sistem gereksinimi açısından doğru bir şekilde hesaplanması şarttır. Tasarıma eklenen optimizasyon algoritmaları sayesinde, uygun anten dizisi modeli, yüksek verimlilikle sentezlenir. Bununla birlikte, karmaşık donanım tasarımlarının gereksinimleri, bu yöntemlerin gerçek bir işletim sisteminde uygulanmasını zorlaştırır. Karşılaşılan bu zorluklar, anten tasarımına ek bir parametrenin dahil edilmesi fikrini doğurmuştur. Bu parametre, zamandır. Bir anten dizisi, kontrollü yan kulak seviyesi ile ışınım örüntüsü modeli oluşturabilir ve dizi

elemanlarını önceden belirlenmiş şekilde basitçe açıp kapatarak, gerçek zamanlı elektronik hüzmeye taraması gerçekleştirebilir. Aslında, Zaman Modülasyonlu Anten Dizisi (ZMAD) olarak adlandırdığımız bu teknikte, parametreler ile zaman, elektronik olarak kontrol edilebilir olduğu için tasarımcıya daha fazla özgürlük sağlamaktadır. Böylece, tasarımın gerçek hayatta uygulanmasını daha kolay ve daha doğru hale getirmektedir.

Bu tez çalışmasında, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizilerinin Matris Kalem yöntemi ile incelenmesi üzerinde durulmuştur. İlk olarak, zaman şemalarından, tek yönlü faz merkezi hareketi kullanılarak, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi tasarımı yapılmıştır. Bu tasarım sayesinde, birden çok yan bant ile ışınma örüntüsü elde edilmiştir. Daha sonra, zaman şemalarını belirlemek için Diferansiyel Evrim Algoritması kullanılmıştır. Belirlenen zaman şemalarına ait, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi tasarımı yapılmıştır. Elde edilen anten dizileri kullanılarak, sinyal geliş açısı tahminleri, Matris Kalem yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Böylece, geliş açısı tahmini için yüksek doğruluğa sahip sonuçlar elde edilmiştir. Analizler yapılırken; anten elemanı sayısı, sinyal kaynağı sayısı, sinyal gürültü oranı ve sinyallerin geliş açıları değiştirilerek sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Tezin ikinci bölümünde; tezde kullanılan materyal ve yöntemler açıklanmıştır. Anten dizileri için literatürde bulunan ilgili çalışmalar, kullanım alanları ve anten dizilerine ait başlıca kavramlar ile formüller açıklanmıştır. Tezde kullanılan doğrusal anten dizileri ile ilgili teorik bilgilere yer verilmiştir. Daha sonra, zaman modülasyonu kavramı matematiksel olarak incelenmiş, bu yöntemin anten dizilerine uygulanması teorik olarak açıklanmıştır. Zaman modülasyonunda kullanılan bazı zaman şemalarına yer verilmiştir. Yön bulma yöntemi olarak, Matris Kalem yöntemi sunulmuştur. Ayrıca, anten dizileri kullanılarak sinyal geliş açısı tahmininde kullanılan literatürdeki başlıca yön bulma yöntemleri formüllerle açıklanmıştır. Yön bulma algoritmalarında, amaç fonksiyonunu içeren Diferansiyel Evrim Algoritması matematiksel olarak incelenmiştir. Algoritmayı uygularken kullanılacak formüller ve algoritma basamakları gösterilmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde; tezde belirlenen problemin çözümüne uygun olarak geliştirilen model açıklanmıştır. Sinyal kaynağından gelen sinyalin geliş açısı tahmini için zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisiyle Matris Kalem yöntemi kullanılmasında gerekli matematiksel formüller sunulmuştur. Yüksek doğrulukta

sonuçlar elde edebilmek için; zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisinin zaman adımlarını belirlerken, optimizasyon yönteminin kullanılması ve mevcut problem ile teorik olarak birleştirilmesi matematiksel olarak ifade edilmiştir.

Tezin dördüncü bölümünde; elde edilen simülasyon sonuçları sunulmuştur. Sonuçlar, karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir.

Tezin beşinci bölümünde; elde edilen analiz sonuçları ayrıntılı olarak açıklanmış, literatürdeki diğer çalışmalarla karşılaştırılıp bu tezde yapılan çalışmaların verdiği katkılar anlatılmış ve değerlendirmeler sunulmuştur. Gelecek dönemde yapılabilecek çalışmalar için öneriler verilmiştir.

1.1. Literatür zetleri

Kablosuz iletişim teknolojisinin her geçen gün yaygınlaşması sayesinde, sinyalin yönünü bulma üzerine yapılan çalışmalara eğilim oldukça artmıştır. Belirli bir bölgedeki bir veya daha fazla nesnenin tespiti, tanımlanması, otomatik araç konumu ve izlenmesi için kullanılan anten dizileri, savunma sanayi için büyük önem taşımaktadır. Anten dizileri üzerinde çalışan araştırmacılar arasında son yıllarda artan bir eğilim gösteren çalışma alanlarından biri de sinyal geliş açısı tahminidir. 5G ve 6G iletişim teknolojisinin gelişmesiyle sinyal geliş açısı tahmini, çoklu giriş ve çoklu ıkış (MIMO) sistemleri, araçların interneti ve navigasyon alanında önemli bir hedef konumu tespit yöntemi haline gelmiştir [3-9].

İlk anten dizisi, 100 yılı aşkın bir süre önce yapılmıştır [10]. Brown, tek bir monopol antenin ynelticiliğini artırmak için yarım dalga boyu ile ayrılmış iki dikey anten kullanmıştır [11]. Böylelikle antenlerin ynelticiliğinin normalden daha büyük olduğu görülmüş ve ilk dizi hüzmesi elde edilmiştir. Forest, çalışmalarında iki dikey antenin dizilimi sayesinde kazançta bir artış kaydetmiştir [12]. Bu kazancı kullanarak, verici istasyonun kaynağını bulmak için anten dizisi kullanmıştır. Marconi, deneysel çalışmalara yönelmiş ve belirli yönlerde kazancı artırmak için çoklu antenler içeren deneyler yapmıştır [13]. Anten dizisinin mucidi olarak kabul edilen Nobel dll Ferdinand Braun,  monopol anteni bir gene yerleştirmiştir [14]. Ana hüzme yönlendirme amacıyla fazın kullanılması ilk olarak Braun tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle, aynı zamanda faz dizili antenlerin de mucidi olarak kabul edilebilir.

İlk tasarımlar yapılırken, anten dizileri, fiziksel olarak büyük ancak elektriksel özellikler açısından küçük yapılmak zorunda kalmıştır. Bu nedenle yalnızca birkaç elemandan oluşan bir dizi, yüksek maliyetler gerektirmiştir. 1917'de Frank Adcock, kenarları dalga boyunun yarısından çok daha az olan bir karenin dört köşesine yerleştirilmiş, eşit ağırlıklı dört elemandan oluşan bir yön bulma dizisi tasarlamıştır [15]. Baghdady, bir Adcock dizisinin ışınma deseninde yüksekliğin ve azimutun bulunabilmesi için matematiksel eşitlikleri geliştirmiştir [16].

Yön bulmak, ilk dizilerin temel amacı olarak gösterilmiştir. Friis, 1920'lerin ortalarından 1930'ların ortalarına kadar, anten dizisi üzerine araştırmalarına devam etmiştir. İki elemanlı halka anten dizisi için, anten modelinin arkasındaki teoriyi doğrulayan deneysel sonuçları sunmuştur [17]. Friis ve arkadaşları, daha sonra çok elemanlı yönlendirilebilir bir anten dizisi tasarlamıştır [18]. Brown; yaptığı araştırmalarda, bir anten dizisinde yer alan elemanlar arasındaki karşılıklı etkileşimin, dizi tasarımında önemli bir parametre olduğunu keşfetmiştir [19].

İkinci Dünya Savaşı, çok uzak mesafelerdeki uçakları ve gemileri tespit eden radarların gelişiminin büyük ölçüde hızlandırılması yönünde, araştırmacıları motive etmiştir. Hedefleri tespit etmek için radarların yüksek frekansta çalışması gerekmiş ancak, vericilerin gücü üst frekans değerleri için yetersiz kalmıştır. Kullanılan mevcut frekanslar, hareket ettirilemeyen devasa antenlerin yapılmasını gerektirmiştir [20]. Britanya, 1930'ların sonlarında, hava savunması için bistatik Chain Home radarını geliştirmiştir. 23,1 MHz frekansında çalışan dizi, yaklaşık 107 m yüksekliğe ve 55 m aralıklı kulelere sahipti [21]. Schelkunoff, 1943'te, doğrusal anten dizilerinin analizi ve sentezi için genel bir yaklaşım geliştirmiştir [22].

Dolph; bir anten dizisinin yan kulaklarını ve ana hüzmünün genişliğini uyarım akımı ile kontrol etme konusundaki önemli makalesini 1946 yılında yayınlamıştır [23]. Bu makalede Dolph, ışınma örüntüsünde, ana hüzmünün altında belirli bir seviyede olan yan kulak seviyelerini elde etmek için doğrusal anten dizisinin dizi faktörünü Chebyshev polinomuyla eşleştirmiştir. Birkaç yıl sonra Taylor; doğrusal, dairesel ve düzlemsel diziler için önceden belirlenmiş yan kulaklara sahip konikleri geliştirmiştir [24]. İlerleyen çalışmalarda, ışınma örüntüsünün sayısal olarak oluşturulması (digital beamforming) üzerinde durulmuştur [25]. Daha sonraki yıllarda yapılan çalışmalarda, faz dizili anten tasarımları yapılmaya başlanmıştır [26]. Böylelikle anten dizileri üzerine yapılan çalışmalar günümüze kadar popülerliğini sürdürmüştür.

Yön bulma tekniği, elektromanyetik dalgalar bilindiğinden beri var olan araştırma alanlarından biridir. 1888’de Heinrich Hertz tarafından, desimetrik dalga aralığında deneyler yapılırken, antenlerin yönlülüğü keşfedilmiştir. Elektromanyetik dalgaların geliş yönünü belirlemek için kullanılan özel bir uygulama ise 1906’da Scheller tarafından bir hedef arama yöntemiyle alınan bir patentte önerilmiştir. Böylece yön bulma üzerine çalışmalar yoğunlaşmaya başlamıştır [27,28].

Sinyal geliş açısı tahmininin amacı; antenler aracılığıyla alınan sinyallerin geliş yönleri veya açılarının çıkarılması yoluyla, belirsiz sinyal kaynaklarından yayılan sinyallerin yönünü belirlemektir. Anten dizisine göre geliş açısını tahmin etmek için, sinyal kaynaklarının sayısına göre değişen çeşitli yöntemler mevcuttur. Bir sinyal kaynağının varlığında, anten dizisinin ardışık iki elemanı arasındaki faz farkı kullanılabilir. Geliş açısı, dizideki elemanlar arasındaki mesafe farkı hesaplanarak ve diğer dizi elemanına çarpan sinyalin gecikmesi hesaba katılarak tahmin edilir. Birden fazla sinyalin iletilmesi durumunda, her bir sinyal, anten dizisindeki dizi elemanlarına aynı anda ulaşmaz. Sinyallerin farklı zamanlarda diziye ulaşması göz önüne alındığında, verilen durum için sinyal geliş açısının tahmin edilmesi oldukça zordur [29-31].

Açı tahmininin karmaşıklığı sorununu çözmek için 1970’lerden beri uygulamalarda alt uzay tahmin yöntemleri kullanılmaktadır. Pisarenko bu yaklaşımı ilk kez kovaryans matrisi yaklaşımı ile gürültü sinyali içeren bir sistemde uygulamış ve sinyal geliş açısı tahmin probleminin çözümünde yeni bir sayfa açmıştır [32]. Birkaç yıl sonra Schmidt, Çoklu Sinyal Sınıflandırma (MUSIC) yöntemini tanıtmış ve anten dizisindeki elemanların, dizi geometrisinden bağımsız yön ölçüm modelini geliştirmiştir [33]. İşaret Parametrelerinin Rotasyonel Değişmezlik Yoluyla Kestirim Yöntemi (ESPRIT), MUSIC yönteminde veri depolama maliyetini ve fazla hesaplamayı çözmek için geliştirilmiştir [34]. ESPRIT, tüm sistem parametre alanını taradığı ve kullandığı için yüksek hassasiyetle gezinme yeteneğine sahiptir.

Sarkar ve Hua, sinyallerin geliş açısını tahmin etmek için Matris Kalem yöntemini kullanmıştır [35]. Geleneksel kovaryans matrisi tekniklerinden farklı olarak, Matris Kalem yöntemi; ek uzamsal işlemler yapmadan, çoklu sinyal varlığında geliş açısı tahminini kolayca yapabilir [36]. Sarkar; sinyal geliş açısı tahmin çalışmalarında, tekil değer ayrışımını kullanarak, genellikle sinyal ve gürültü alt uzayları olarak adlandırılan, iki ortogonal alana bölünmüş örnek kovaryans matrisini ayrıştırmıştır.

Böylece, alınan dizi verilerinin boyutunu küçülterek, eleman uzayının tam boyutunu hüzme uzayının alt boyutuna eşleyerek hesaplama karmaşıklığı problemini çözmüştür. Ferreira ve diğerleri, kovaryans tabanlı algoritma ile sinyal geliş açısı tahmini için analizler yapmıştır [37]. Çalışmalarında, iki ve dört sinyal kaynağı için sonuçları karşılaştırmış ve kovaryans tabanlı sinyal geliş açısı tahmin algoritması kullanılarak elde edilen sonuçların, ESPRIT yöntemi kullanılarak elde edilen sonuçlardan daha yüksek doğruluğa sahip olduğunu göstermiştir. Choi, sinyal kaynaklarından gelen sinyallerin açılarını, geliştirilmiş ESPRIT tabanlı algoritma ile analiz etmiştir [38]. Trinh ve diğerleri, mobil robotların konumunun belirlenmesinde, robotlardan gelen sinyallerin geliş açısını tahmin etmek için Matris Kalem yöntemini kullanmıştır [39]. Aytaş ve diğerleri, sinyal alt uzayını, gürültü alt uzayından ayırmak için Tekil Değer Ayrışımı yönteminin kullanılmasını açıklamıştır [40,41]. Son zamanlarda, Matris Kalem yöntemi, sinyallerin yönlerini tahmin etmek için kullanılmış ve kendisine farklı birçok uygulamada yer bulmuştur [42-45]. Matris Kalem yöntemi ile sinyal açılarının yüksek doğrulukta ve daha az karmaşıklıkla belirlenebildiği gösterilmiştir.

İlk kez 1950'lerin sonlarında Shanks ve Bickmore tarafından yenilikçi bir zaman modülasyonu fikri önerilmiştir. Işıma kavramını göstermek için yarıklardan, ferrit anahtarlardan ve kare dalga üreticinden oluşan basit bir konfigürasyon kullanılmıştır [46]. 1961'de Shanks, bu analizi faz dizili anten sistemine uygulamış ve faz kaydırıcıları kullanmadan elektronik ışın tarama özelliğini elde etmek için matematiksel bir model oluşturmuştur [47]. Bu araştırmaya dayanarak, Kummer ve arkadaşları, X bandında 8 elemanlı zaman modülasyonlu bir anten dizisinin deneysel sonuçlarını sunmuş, ana hüzmenin altında -39.5 dB değerinde ultra düşük yan kulak seviyelerine ulaşıldığını göstermişlerdir. 1963'te, X bant 20 elemanlı yarıklı bir dizinin başka bir ölçümü Kummer ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilmiştir. Böylelikle, deneysel sonuçlar sayesinde, gerçek zamanlı elektronik hüzme yönlendirmesi uygulamasının doğruluğu, her bir dizi elemanının periyodik olarak modülasyonu ile gösterilmiştir. Daha sonraki araştırmalarda, anten dizilerinin tasarımı için zaman modülasyonlu anten dizisi konsepti genişletilmiştir [48-50]. 1983 yılında, Lewis ve Evins, analizlerini genişletmiş ve anten dizisinin faz merkezini hareket ettirerek, radarın yan kulaklarındaki girişimi azaltmak için teorik bir model geliştirmişlerdir [51]. Zaman ifadesi, anten dizilerinin tasarımına dahil edildiğinden ve anten parametreleri hüzme oluşturma için periyodik olarak modüle edildiğinden, anten

dizileri doğal olarak zaman modülasyonlu diziler olarak görülebilir. Zaman modülasyonlu anten dizileri, önceden belirlenmiş bir sıraya sahip olan anten elemanlarına, açık ve kapalı durumlarını değiştirerek ışın taraması yapma olanağı tanır. Böylece, son yıllarda, zaman modülasyonlu anten dizileri birçok çalışmada yer bulmuştur. Bu çalışmalara birkaç örnek şu şekilde verilebilir; zaman modülasyonlu anten dizisinin dalga yayılımı [52-54], zaman modülasyonlu anten dizisinde hüzmeye oluşturma [55,56], anten dizisi ve yan bant seviyesi bastırma ile ışın yönlendirme sentezi üzerine analizler [57-67], kablosuz sistemler ve radar sistemleri [68,69], kablosuz güç iletim sistemi [70], radyo frekansı (RF) kanalı için çoklu erişim ve zaman modülasyonlu anten dizisiyle harmonik karakteristik analizinin kullanılması [71,72].

Son yıllarda, zaman modülasyonlu anten dizilerinde sinyal geliş açısı tahmin yöntemleri daha fazla ilgi görmektedir. Zaman modülasyonlu anten dizilerinde, zaman da ayarlanabildiği için, anten elemanları oldukça esnek bir tasarıma ulaşmış ve bu da sinyal geliş açısı tahmini için daha uygun bir çalışma alanı sağlamıştır. Ayrıca, sinyal modelini oluşturmak için her eleman tarafından alınan sinyal toplanırken, anten elemanı tasarrufu sağlandığından hesaplama karmaşıklığı azalmıştır. Çünkü her eleman, zaman modülasyonlu anten dizilerinde sürekli olarak aktif değildir. İlk olarak, Tennant ve Chambers zaman modülasyonlu anten dizilerinde yön bulma tekniğini önermiştir [73]. Li ve diğerleri, tek yönlü faz merkezi hareketi (UPCM) ile tasarlanan zaman modülasyonlu anten dizileriyle sinyal geliş açısını tahmin etmek için MUSIC algoritmasını kullanmıştır [74]. En az 50 tane anlık görüntü kullanılmasına rağmen, bu yöntemin dar bir açısal aralık için çalıştığı görülmüştür. Li ve diğerleri başka bir çalışmada, sinyal geliş açısı tahmini için, zaman modülasyonlu anten dizilerinde seyrek sinyal geri kazanımı yöntemini önermiştir [75]. He ve diğerleri, zaman modülasyonlu anten dizilerindeki harmonik karakteristiklerin etkisini kullanarak, sinyal geliş açısı tahmini yapmıştır [76]. Çalışmalarında, analiz için çok sayıda anlık görüntü kullanılmış, ancak sinyal geliş açısı yalnızca bir sinyal kaynağı için tahmin edilmiştir. Yang ve diğerleri, seyrek sinyal geri kazanımı kullanarak optimize edilmiş zaman adımlarına sahip zaman modülasyonlu anten dizileri için, sinyal geliş açısı tahmini yöntemini önermiştir [77]. UPCM şeması, 8 elemanlı bir zaman modülasyonlu anten dizisinin, zaman adımları için optimize edilmiştir. Deneysel sonuçlar, gözlemlenen açısal bölgenin dışında birkaç istenmeyen tepe noktası olduğunu göstermiştir. Ayrıca, tatmin edici sonuçlar elde etmek için en az 100 tane anlık görüntü

kullanılmıştır. Anlık görüntü sayısı 100'den az olduğunda, hata oranının önemli ölçüde arttığı gözlemlenmiştir.

1.2. Tezin Literatüre Katkısı

Bu tez çalışması yapılırken; literatürde bulunan çalışmalar incelenmiş, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi kullanılan çalışmalarda, doğru sonuca ulaşabilmek için oldukça fazla verinin elde edilmesi gerektiği fark edilmiştir. Bu problemin çözümü için, literatürde bulunmayan öneriler geliştirilmiştir. Tezin orijinal katkıları aşağıda özetlenmiştir:

- Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizileri, literatürde sıklıkla yan bant bastırma ve ışınma örüntüsü tasarımı amacıyla kullanılırken, bu tez çalışmasında; bu tür anten dizilerinin, geleneksel yöntemlerin aksine, geliş açısı tahmini için kullanılması önerilmiştir.
- Literatürdeki çalışmalardan farklı olarak, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizilerinin, aktif olan anten sayısını ve süresini de azaltma amacıyla, optimize edilmiş zaman adımları kullanılarak, geliş açısı tahmini için tasarımı önerilmiştir.
- Geliş açısı tahmini yapılırken, literatürde bulunan çalışmalarda geleneksel yön bulma yöntemleri tercih edilirken, bu tez çalışmasında; zaman modülasyonlu anten dizileri ile ilgili literatürde kullanılmayan ve oldukça az veriyle çalışan Matris Kalem yöntemi kullanılması önerilmiştir.
- Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisinin hem optimizasyon algoritması hem de yön bulma yöntemiyle birleştirilerek, daha önce sunulmamış bir matematiksel model uygulaması önerilmiştir.

2. MATERYAL VE YÖNTEM

Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi modeli, hem ışına örüntüsü elde etme hem de yön bulma amacıyla, bu tez çalışmasında kullanılmıştır. Tezin bu bölümünde; öncelikle anten dizilerinin matematiksel modeli açıklanmış, daha sonra zaman modülasyonu ile oluşan yapısı ayrıntılı olarak gösterilmiştir. Işıma örüntüsü oluşturulurken ve yön bulma algoritmaları uygulanırken kullanılan yöntemler, bu bölümde ayrıntılı olarak incelenmiştir.

2.1. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizileri

Zaman kavramının, anten dizisinin tasarımına dahil edilmesiyle, zaman modülasyonlu anten dizileri ortaya çıkmıştır. Böylelikle, dizilerde ışına örüntüsü kontrolü sağlanarak, anten dizileri çok daha işlevli hale getirilmiştir. Bu bölümde; anten yapısı incelenerek, zaman modülasyonunun yapıya dahil edilmesi sunulmuştur.

2.1.1. Anten Dizileri

Anten, elektromanyetik enerjiyi kablosuz bir şekilde ileten veya alan herhangi bir elektronik sistemin önemli bir parçasıdır. Anten olmadan elektromanyetik dalga iletilip alınamaz ve uzayda birbirine bağlı olmayan noktalar arasında belli bir mesafede etkileşim olamaz. Antenler, uzaydaki elektromanyetik dalgaları bir devredeki akım veya gerilim değişimlerine dönüştüren bir dönüştürücü olarak düşünülebilir. Antenler, metal tel veya çubuk yapısında olan cihazlardır [78].

Etkili bir iletişim sağlanması için elektromanyetik enerjinin verimli bir vericisi ve alıcısı olmalı, enerjiyi istenen belirli yönlere yönlendirmeli aynı zamanda diğer yönlerde bastırmalıdır. İletim hattı veya dalga kılavuzu ile serbest uzay arasındaki geçiş yapısını antenler oluşturur. Elektromanyetik enerjinin, kaynaktan antene ya da antenden alıcıya taşınması için dalga kılavuzu veya iletim hattı kullanılır. Kullanım durumlarına göre antenler, alıcı veya verici anten olabilir.

Yayılan bir elektromanyetik enerji kaynağı, farklı biçimlerde olabilir. Bir iletken tel parçası, bir dielektrik çubuk, metalik bir koni veya bir dalga kılavuzunun yan tarafındaki bir yarık olabilir. Tek bir elemanın ışınım modeli, belirli bir frekans için sabittir ve genel olarak; bir ana hüzmeye ve bir dizi daha küçük yan kulak içerir. Uygulamalarda, genellikle ya yönlendirme özelliklerini geliştirmeye ya da ışınım modelinin yan kulak yapısını kontrol etmeye ihtiyaç duyulur. Bu amaç için genellikle iki yöntem mevcuttur; birincisi, ışınım yapan bir eleman tarafından beslenen uygun biçimde şekillendirilmiş bir yansıtıcı veya mercekle kullanmak, diğeri, bir anten dizisi oluşturmak için uzayda uygun şekilde düzenlenmiş bir dizi ışınım elemanı kullanmaktır. Işınım modelinin ana hüzmelerini yönlendirmek ya da taramak gerektiğinde, ağır yansıtıcı veya mercekle tipi antenlerin gerekli hareketi hem mekanik hem de yapısal sorunları beraberinde getirir. Ayrıca, olası tarama bölgesi, fiziksel yapıdan dolayı ciddi şekilde sınırlıdır. Bir sinyali bulmak veya izlemek için alıcının hareket ettirilmesi gerekiyorsa, kullanılması gereken servo-motorlar ve diğeri mekanik parçalar, kullanım ömrü maliyetini önemli ölçüde artıran bir güvenilirlik ve bakım sorunu haline gelir [79].

Tek bir antenin ışınım örüntüsü incelendiğinde, ışınım yapılan açıklığın nispeten daha geniş olduğu bilinmektedir. Bu durumunun yanı sıra, sadece bir antenin yönelticiliği de istenilen değerlerden daha az olabilmektedir. Uzak mesafelerde iletişim için kullanılan uygulamalarda ve radar uygulamalarının birçoğunda antenin ışınım gücünün istenilen doğrultuda yoğunlaştırılması beklenmektedir [80].

Belirlenen ihtiyaca uygun olarak, elektriksel özelliklerinde değişiklik yapıp kullanılacak tek bir antenin, istenilen doğrultuda ve kazançta ışınım yapması sağlanabilir. Fakat belirlenen seviyede kazanç sağlayacak bir antenin üretiminin ve montajının oldukça zor olması, bu kazançta sahip antene ait uyarım akımının yeterli olmaması sebebiyle birden fazla antenin bir araya getirilmesi düşüncesi ortaya çıkmıştır. Böylelikle birden fazla anten, belirli geometride bir araya getirilerek kullanılmaya başlanmıştır. İstenilen anten kazancı bu sayede elde edilmiştir.

Bu durumda, bir anten elemanının fiziksel boyutlarını değiştirmek yerine, antenin özelliklerini değiştirmenin yolu, elektriksel ve geometrik uyumluluk içinde, ışınım yapan elemanların bir araya getirilerek montajını yapmaktır. Birden fazla anten elemanı ile oluşturulmuş bu yeni yapıya anten dizisi denir [80].

Anten dizileri tasarlanırken, tasarımcı tarafından belirlenebilen parametreler aşağıda sıralanmıştır.

- Anten sayısı
- Antenlerin birbirlerine göre konumları
- Her bir antene uygulanan sinyalin genliği
- Her bir antene uygulanan sinyalin fazı

Böylece, ışıma örüntüsü tasarımı yapılırken, tasarımcı özgür hale gelebilmektedir. Tasarımcının oluşturduğu ve bir hüzmeye sahip olan anten dizisinin toplam alanını hesaplamak için, tek tek her bir antenin hüzmelerini vektörel olarak toplamak gerekir. Anten dizisinde yer alan elemanların her biri farklı elektriksel özelliklere sahip olabilmektedir. Ancak, karmaşıklıktan kaçınmak için, kullanılan elemanlar birbiri ile özdeş olarak kabul edilebilmektedir. Uygulamalardaki ihtiyaçlara göre anten dizileri, bir boyutlu (doğrusal anten dizisi) veya iki boyutlu (düzlemsel anten dizisi) olarak tasarlanabilirler. Geometrik olarak farklı dizilimlerde olsalar da, anten dizisinin ışıma örüntüsü elde edilirken; dizide yer alan her bir anten elemanının ışıma örüntüsü toplanır ve yeni bir ışıma örüntüsü elde edilir [78].

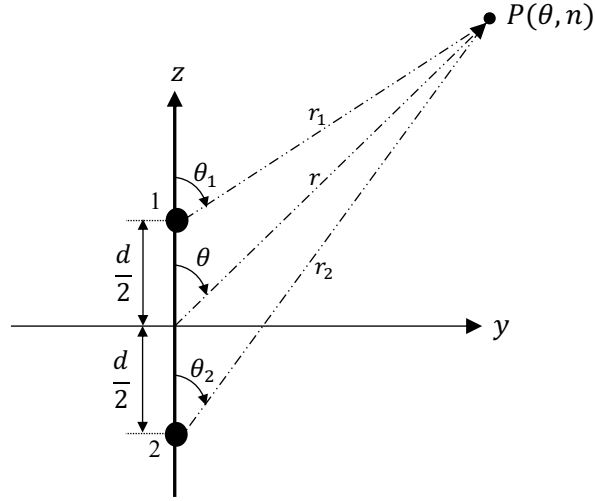
2.1.2. Doğrusal Anten Dizisi

Doğrusal anten dizileri, anten dizileri arasında en temel diziler olarak kabul edilir. Bu tip diziler, bir doğru üzerine yerleştirilmiş elemanlardan oluşurlar. Uygulamaların çoğunda, doğrusal anten dizileri; birbiri ile özdeş antenlerin eşit aralıklı olarak yerleştirilmesi ile oluşturulur [78].

2.1.3. İki Elemanlı Doğrusal Anten Dizisi

Antenden yayılan ışımının hem genliği hem de faz açısı vardır. Bu tür iki sinyal birbiriyle etkileşime girdiğinde, yapıcı ya da yıkıcı olarak girişimde bulunabilirler. Şekil 2.1’de, sinyalleri bir P gözlem noktasında etkileşim halinde olan iki antenden oluşan bir dizi gösterilmektedir. Anten dizisinde yer alan iki tane dipol anten, z-ekseni doğrultusunda yerleştirilmiştir. Bu iki antene ait hüzmelerin toplam alanı, ikisinin ayrı ayrı sahip olduğu hüzmelerin toplamına eşittir ve Eşitlik 2.1’de verilmiştir [1,78,80].

$$E_t = E_1 + E_2 \quad (2.1)$$



Şekil 2.1. z-ekseni boyunca yerleştirilmiş iki elemanlı dizi geometrisi [1]

Elektrik alanı hesaplamak için, ilk olarak referans noktası belirlenir. Bu noktadaki alanın hesabında, iki anten elemanından oluşan dizide tek elemanın etkisi olduğu varsayılarak işlem yapılır. Böylece bir elemanın belirlenen referans noktasında oluşturduğu alan ile dizi faktörünün çarpımı, belirlenen alandaki toplam elektrik alanına eşit olmaktadır [1,78,80].

$$E_{toplam} = [E(\text{tek bir elemanın referans nok. etkisi}) \times [\text{dizi faktörü}]] \quad (2.2)$$

Her bir anten dizisi, kendine özel dizi faktörüne sahiptir. Genellikle dizi faktörü, dizide yer alan anten elemanı sayısının, antenlerin şekilsel olarak diziliminin ve faz ile genliğin bir fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır. İki elemanlı izotropik dipol anten dizisinde, elemanlar arasındaki mesafenin d , faz farkının β olduğu varsayılırsa, Şekil 2.1'de gösterilen dizinin P noktasında oluşturduğu elektrik alan ifadesi Eşitlik 2.3'te gösterildiği gibi ifade edilmektedir [1,78,80].

$$E_T = \hat{a}_{\theta} j \eta \frac{k I_0 l}{4\pi} \left[\frac{e^{-j[kr_1 - (\frac{\beta}{2})]}}{r_1} \cos\theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 - (\frac{\beta}{2})]}}{r_2} \cos\theta_2 \right] \quad (2.3)$$

Antenin uzak alanında seçilen bir noktanın olduğu varsayıldığında, Şekil 2.1'de gösterilen, açıların birbirine eşit olma durumu ortaya çıkar ($\theta_1 = \theta = \theta_2$). Böylelikle oluşan yapı, Şekil 2.2'de verilmiştir [78,80].

sayısına, elemanlar arası mesafeye, elemanlar arasındaki faz farkına göre farklı değerler alabilir [1,78,80].

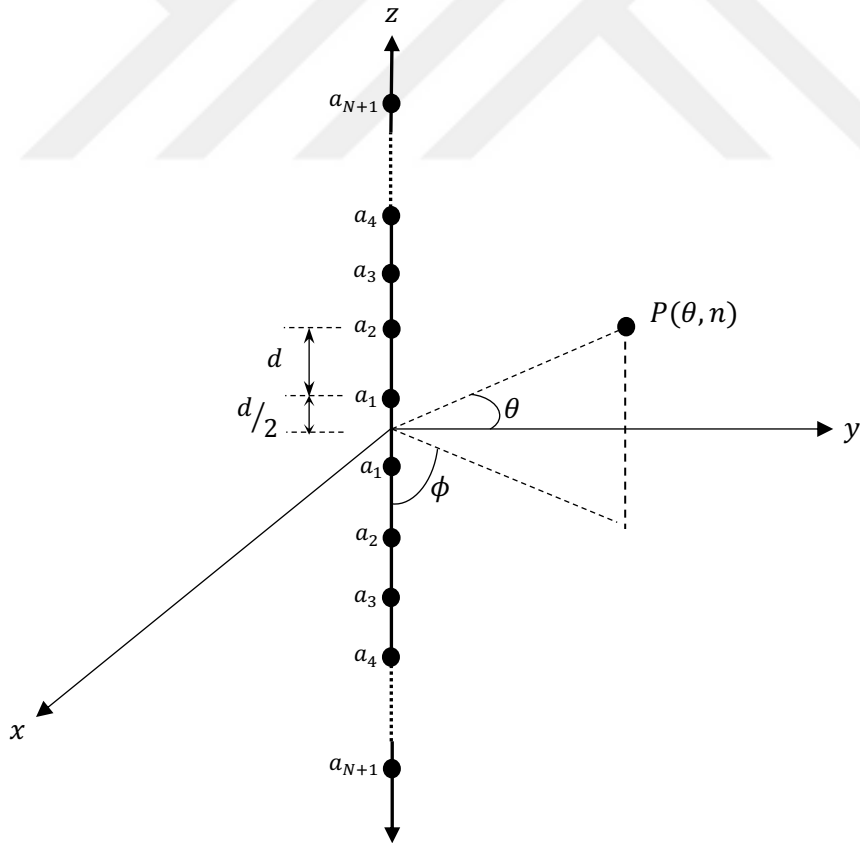
Normalize edilmiş dizi faktörünün matematiksel ifadesi aşağıda gösterildiği gibidir:

$$(DF)_n = \cos \left[\frac{1}{2} (kdcos\theta + \beta) \right] \quad (2.9)$$

Eşitlik 2.9'da verilen dizi faktörü, Şekil 2.2'de sunulan anten dizisi için dizi faktörünü göstermektedir.

2.1.4. N-Elemanlı Doğrusal Anten Dizisi

N-elemanlı doğrusal anten dizilerinin matematiksel eşitlikleri, iki elemanlı anten dizilerinden yola çıkılarak elde edilmektedir. Referans olarak alınan anten dizisinde eleman sayısı $M = 2N$ olarak alınmıştır. Dizide bulunan elemanların tümünün özdeş olduğu varsayılırsa, Şekil 2.3 referans alınabilmektedir.



Şekil 2.3. $M=2N$ elemanlı doğrusal anten dizisi [1]

Oluşturulan anten dizisinde yer alan elemanların arasında β faz farkı olduğu düşünülürse, meydana gelen elektrik alanı, $+z$ eksenini boyunca dizilen elemanlar için Eşitlik 2.10'da gösterildiği gibi olmaktadır. $-z$ eksenini boyunca dizilen elemanların elektrik alanı ifadesi ise Eşitlik 2.10'da verilen denklemin eşleniği olacaktır [78].

$$E_T = a_1 e^{j(1/2)k d \sin \theta} + a_2 e^{j(3/2)k d \sin \theta} + \dots + e^{j[\frac{2N-1}{2}]k d \sin \theta} \quad (2.10)$$

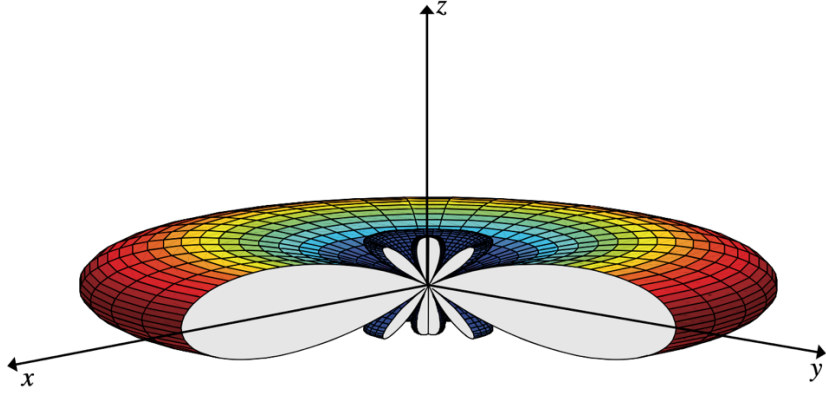
$$E_T = \sum_{n=1}^N a_n e^{j[\frac{2n-1}{2}]k d \sin \theta} \quad (2.11)$$

Şekil 2.3'te verilen dizi için oluşturulan dizi faktörü (DF) aşağıda gösterildiği gibidir.

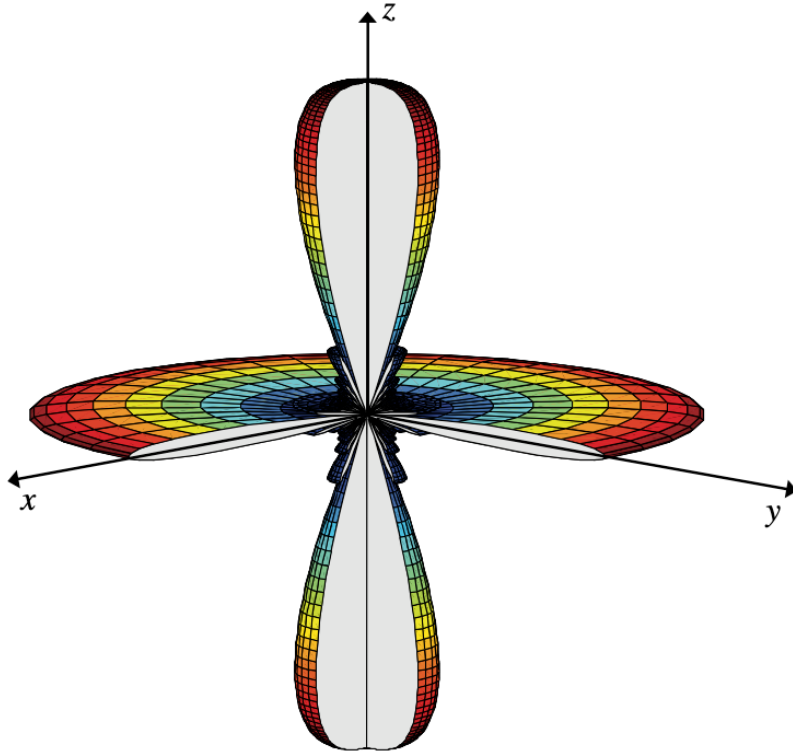
$$DF(\theta) = 2 \sum_{n=1}^N a_n \cos \left[\frac{(2n-1)}{\lambda} \pi d \sin \theta \right] \quad (2.12)$$

Hüzme oluşturan antenin yüksek verimlilikle çalışması için açıklığın boyutlarına önem verilir. Anten dizisindeki anten sayısı ile antenlerin arasındaki mesafe, oluşan hüzmelerin toplam yüzey alanını oluşturur. Dizinin açıklığını belirleyen faktörlerden birisi de budur. Anten dizisinde açıklık fazla ise yüksek kazanç sağlanabilir [81].

Uygulamaların bir kısmında, anten dizilerinin, kendi ekseninde maksimum ışımaya sahip olması istenebilmektedir. Bu durumun oluşabilmesi için, Şekil 2.2'deki θ açısının 90° olması gerekir. İhtiyaca göre, bazı uygulamalarda ise, boyuna ışıma yapan anten dizileri kullanılmaktadır. Boyuna ışıma yapan anten dizilerinde, θ açısının 0° olması gerekir. Şekil 2.4'te, θ açısının 0° ve 90° olduğu durumlarda oluşan ışıma örüntüleri görülmektedir [1,78].



(a)



(b)

Şekil 2.4. (a) $N=10$, $d=\lambda/4$ ve $\theta=90$ (b) $N=10$, $d= \lambda$ ve $\theta=0$ için 3 boyutlu ışıma örüntüsü [1]

2.1.5. Zaman Modülasyonu ve Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizisi

Zaman modülasyonunun özü; elektronik kontrol devresi tarafından önceden belirlenmiş süre boyunca, yüksek hızlı RF anahtarları ile her bir dizi elemanını periyodik olarak açıp kapatmaktır. Böylece, geleneksel anten dizisinin genlik ağırlıklandırma

fonksiyonları belirli bir zaman içinde sentezlenebilir. Zaman modülasyonunun periyodik olması sayesinde, anahtarlama frekansının katlarında harmonikler veya yan bantlar üretilmektedir. Uygun filtreleme işleminden sonra, kontrollü yan kulak seviyeleri ile istenilen anten örüntüleri elde edilebilmektedir. Bazen harmonikler, gücü boşa harcadıkları için istenmez. Ancak bu tür harmonik hüzmelerin farklı yönlere ışına yapmak için kullanılabileceği uygulamalar vardır.

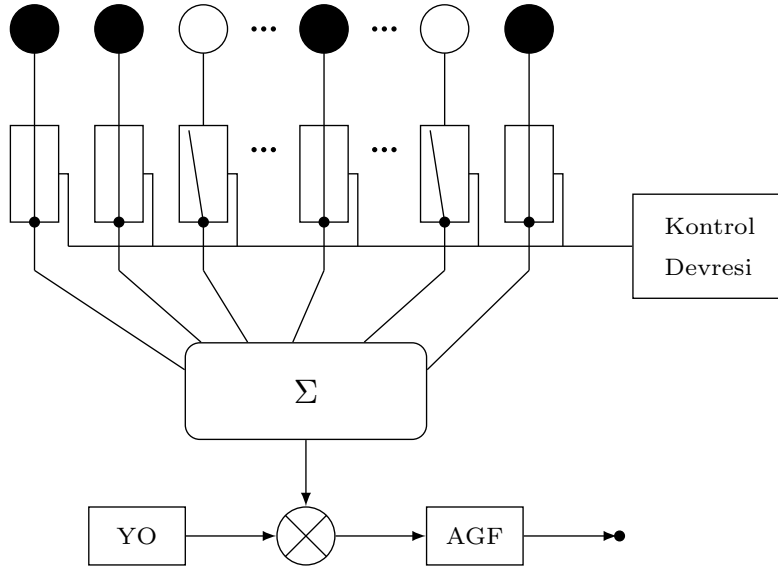
Her dizi elemanı bir RF anahtarına bağlı olduğundan ve harici programlanmış devre tarafından kontrol edildiğinden, zamanın ek bir parametre olarak kullanılması, dizi ağırlıklarının elde etmek için geleneksel yöntemle kıyasla daha esnektir. Bu durum sadece besleme ağının tasarım kısıtlamasını esnetmekle kalmaz, aynı zamanda sistem performansını da geliştirir. Son yıllarda, zaman modülasyonlu anten dizileri (ZMAD) kavramı araştırmacılar tarafından kapsamlı bir şekilde incelenmiştir [82-85]. Bunların yanı sıra birçok alanda ZMAD'in potansiyel uygulamalarını keşfetmeye odaklanan çalışmalar da literatürde mevcuttur [86-90].

Anten dizilerinin klasik teorisinde; uyarım genlikleri (I), uyarım fazları (β) ve dizi özelliklerini belirleyen konum vektörleri (d) olarak verilen üç ana tasarım değişkeni vardır. Klasik teorisinin dışında, dizide bulunan anten elemanlarının açılma süreleri değiştirilerek, zaman ortalama yayılan gücün ayarlanabileceği bir teori ileri sürülmektedir. Böylece zaman, dördüncü tasarım parametresi olarak karşımıza çıkmaktadır. Zaman modülasyonu, dizi elemanlarının yüksek hızlı RF anahtarlar tarafından periyodik olarak değiştirilmesi işlemi olarak tanımlanabilir [62,63,91].

Elemanları pozitif z eksenine yerleştirilmiş izotropik antenlerden oluşan doğrusal bir dizi için, dizi faktörü, aşağıdaki eşitlikte verildiği gibi yazılabilir [62,63,91].

$$DF(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j(n-1)\beta d \sin\theta} \quad (2.13)$$

Eşitlik 2.13'te I_n ve d , sırasıyla, n . elemanın uyarım genliğini ve elemanlar arası mesafeyi göstermektedir. $\beta = 2\pi f_0/c$ olarak tanımlanırken faz farkı ifadesinden farklıdır, c ise ışık hızıdır. θ açısı ise z ekseninden ölçülür. Şekil 2.5'te verilen mimaride görüldüğü gibi, YO yerel osilatörü ve AGF alçak geçiren filtreyi göstermek üzere, zaman şeması kullanılarak, dizi faktörüne, zamana bağlı bir değişken eklenebilir.

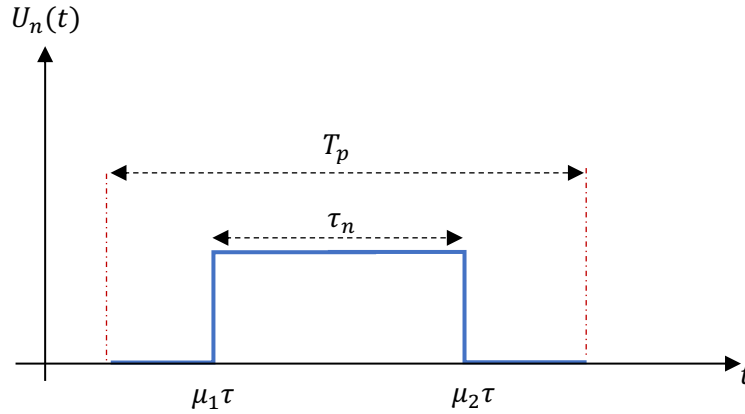


Şekil 2.5. Zaman modülasyonu anten dizisi şeması

Böylece, anahtarlama fonksiyonu aşağıdaki gibi modellenebilir.

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \mu_1\tau \leq t \leq \mu_2\tau \leq T_p \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.14)$$

Şekil 2.6'da gösterilen n. eleman için; $\mu_1\tau$ anahtar açma zamanını, $\mu_2\tau$ anahtar kapama zamanını ifade eder. T_p modülasyon periyodunu temsil eder. Modülasyon frekansı ise $f_p = 1/T_p$ 'dir. Burada, $\tau_n = (\mu_2 - \mu_1)\tau$ olarak gösterilir. $U_n(t)$ zaman alanında periyodik bir fonksiyondur ve karmaşık Fourier serisine ayrıştırılabilir.



Şekil 2.6. Anahtarlama fonksiyonu

Zaman değişkeni de eklendiğinde, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizileri için dizi faktörü aşığıdaki eşitlikte verildiği gibi ifade edilir.

$$DF(\theta, t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{n=1}^N I_n e^{\alpha_n} U_n(t) e^{j(n-1)\beta d \sin\theta} \quad (2.15)$$

Burada, f_0 merkez frekansı, I_n ve α_n sırasıyla n. elemanın uyarım genliği ve fazıdır. Elemanlar arası mesafe d ile gösterilmiştir. $\beta = 2\pi f_0/c$ olarak tanımlanırken, c ise ışık hızıdır. Diziye gelen sinyalin açısı θ ile ölçülür.

Burada zaman modülasyonlu diziler için birçok farklı zaman şeması bulunduğuna dikkat edilmelidir, ancak ortak noktaları, bunların zaman içinde periyodik olmalarıdır. $U_n(t)$ zamanın periyodik bir fonksiyonu olduğu için uzay ve frekans yanıtı Fourier serisine ayrıştırılarak elde edilebilir. Her frekans bileşeninin frekansı $f_0 + m f_p$ ($m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$)'dur. Aşığıdaki eşitlikte m. dereceden Fourier bileşeni verilmiştir [62,63,77,92].

$$F_m(\theta, t) = e^{j2\pi(f_0 + m f_p)t} \sum_{n=1}^N I_n e^{\alpha_n} C_{m,n} e^{j(n-1)\beta d \sin\theta} \quad (2.16)$$

$C_{m,n}$ ifadesi aşığıda verilen eşitlik ile tanımlanır.

$$C_{m,n} = \frac{1}{T_p} \int_{\mu_1 \tau}^{\mu_2 \tau} U_n(t) e^{-j2\pi m f_p t} dt \quad (2.17)$$

Burada, $C_{m,n}$ ifadesi n. elemana ait karmaşık Fourier katsayısıdır. f_p ise anahtarlama frekansını temsil eder. Denklemden de anlaşılacağı gibi $m = 0$ terimi merkez çalışma bandını temsil eder, diğer daha yüksek dereceli terimlere yan bantlar denir. $C_{0,n}$ aşığıdaki gibi elde edilebilir.

$$C_{0,n} = \frac{(\mu_2 - \mu_1)\tau}{T_p} \quad (2.18)$$

O halde $C_{m,n}$ değeri $m \neq 0$ için yeniden yazılırsa,

$$C_{m,n} = \frac{(\mu_2 - \mu_1)\tau}{T_p} \frac{\sin[m\pi f_p (\mu_2 - \mu_1)\tau]}{m\pi f_p (\mu_2 - \mu_1)\tau} e^{-jm\pi f_p (\mu_2 - \mu_1)\tau} e^{-jm2\pi f_p \mu_1 \tau} \quad (2.19)$$

ve eşitlik düzenlenirse;

$$C_{m,n} = f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau \frac{\sin[m\pi f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau]}{m\pi f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau} e^{-jm\pi f_p(\mu_1 + \mu_2)\tau} \quad (2.20)$$

elde edilir. Hesap kolaylığı için, uyarım genliği ve fazı tek tip olarak seçilir. Gelenekselliği kaybetmemek adına $I_n = 1$ ve $\alpha_n = 0$ $n = (1, 2, \dots, N)$ olmalıdır. Böylelikle zaman modülasyonlu anten dizisi için Eşitlik 2.16, aşağıda verilen şekilde yazılabilir [62,63,77,92].

$$F_m(\theta, t) = e^{j2\pi(f_0 + mf_p)t} \sum_{n=1}^N f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau \frac{\sin[m\pi f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau]}{m\pi f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau} e^{-jm\pi f_p(\mu_1 + \mu_2)\tau} e^{j(n-1)\beta d \sin\theta} \quad (2.21)$$

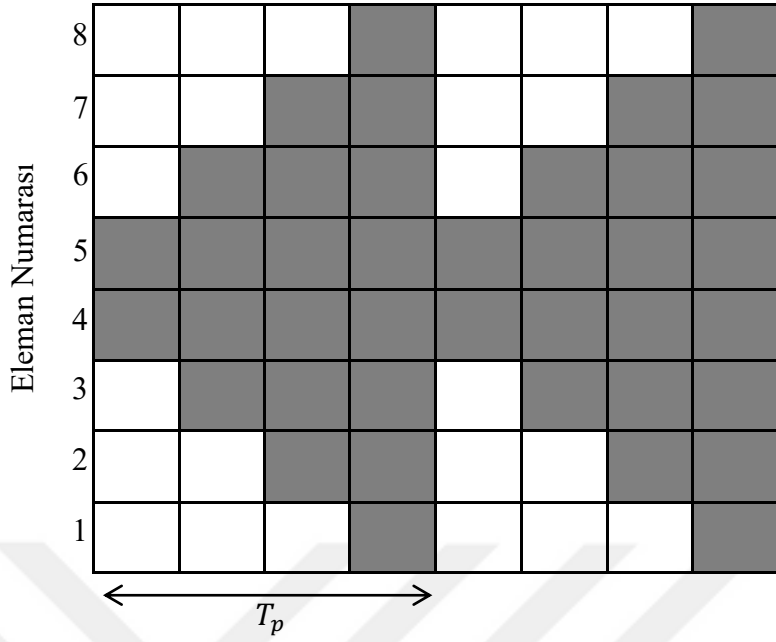
Eşitlik 2.21 kullanılarak, tasarımda istenilen özelliklere uygun bir anahtarlama fonksiyonunun da yardımıyla, istenilen ışınma örüntüsü elde edilebilir.

2.1.5.1. Zaman Modülasyonu Şemaları

Düşük yan kulaklı anten dizilerinin sentezi, genellikle pratik uygulamada karşılaşılan zorluklardan biri olan, çok yüksek dinamik aralık oranlarına sahip uyarımlar gerektirir. Zaman modülasyonlu anten dizilerinin tasarımında, ek bir özgürlük derecesi olan zaman kavramı bulunmaktadır. Tek biçimli uyarım durumunda bile çok düşük uyarım dinamik aralık oranları elde edilebilmektedir. Bu bölümde, düşük yan kulaklı zaman modülasyonlu doğrusal anten dizileri tasarlamak için farklı türde zaman modülasyon şemaları kullanmanın fizibilitesinden bahsedilmektedir. Sunulan zaman modülasyon şemaları; değişken açıklık boyutları (VAS), tek yönlü faz merkezi hareketi (UPCM) ve çift yönlü faz merkezi hareketini (BPCM) içerir. Yan bant seviyeleri ve kazançtaki azalma gibi dizi özelliklerine rağmen, her üç tür zaman modülasyon şemasının da, düşük seviyelerde yan kulak modellerini sentezlemek için kullanılabileceği literatürde gösterilmiştir [92].

2.1.5.1.1. Değişken Açıklık Boyutları (VAS)

Zaman modülasyonlu değişken açıklık boyutlarına sahip doğrusal anten dizileri, literatürde önerilen zaman modülasyonlu anten dizilerinin ilk türüdür. Doğrusal dizinin açıklık boyutu, her zaman adımında değişir.



Şekil 2.7. Değişken açıklık boyutları zaman adımları

Şekil 2.7’de görüldüğü gibi, iletilen darbe genişliği T , darbe tekrarlama frekansı f_p ve darbe tekrarlama periyodu $T_p = 1/f_p$ ’dir. n . elemanın her T_p periyodu içinde τ_n aralığı için açık olduğu varsayılırsa, $U_n(t)$ aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \tau'_n \leq \tau_n \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.22)$$

T_p periyoduna sahip 8 elemanlı bir dizinin elemanları değişken açıklık boyutları ile anahtarlanırsa, periyodun dörtte birlik ilk süresinde sadece 4. ve 5. elemanlar açık, ikinci çeyrekte 3., 4., 5. ve 6. elemanlar açık, üçüncü çeyrekte 2., 3., 4., 5., 6. ve 7. elemanlar açık ve son olarak dördüncü çeyrekte ise tüm elemanlar açıktır. Dizinin uzak alan uzay ve frekans yanıtı, Eşitlik 2.13’ün f_p ile ayrılmış farklı frekans bileşenlerine sahip Fourier serisine ayrıştırılmasıyla elde edilebilir ($f_0 + mf_p$ ($m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$)). Merkez frekansta, her eleman için Fourier bileşeninin genliği aşağıdaki denklem ile verilir.

$$C_{0,n} = \frac{\tau'_n}{T_p} = \tau_n \quad (2.23)$$

m. harmonik için ise;

$$C_{m,n} = \tau_n \text{sinc}(\pi m \tau_n) e^{-j\pi m \tau_n} \quad (2.24)$$

olarak verilir. Burada $\text{sinc}(x)$ fonksiyonu, $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ olarak tanımlanmaktadır.

2.1.5.1.2. Tek Yönlü Faz Merkezi Hareketi (UPCM)

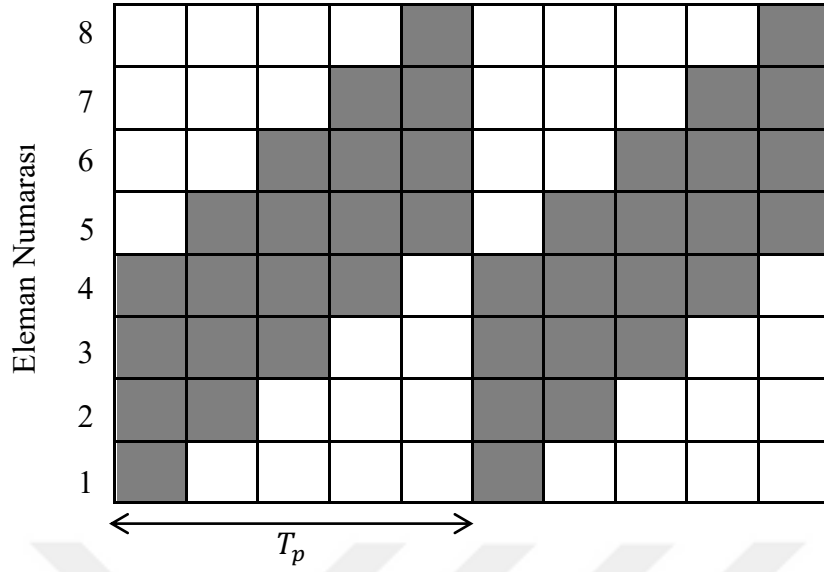
Tek yönlü faz merkezi hareketi ile doğrusal diziler ilk olarak 1983'te Lewis ve arkadaşları tarafından önerilmiştir [51].

Alt dizinin faz merkezi, her döngü sırasında tek yönlü olarak soldan sağa hareket eder. Bu nedenle, tek yönlü faz merkezi hareketi dizisi olarak adlandırılır. Eşit aralıklı izotropik elemanlardan oluşan N elemanlı doğrusal bir dizi göz önünde bulundurulduğunda, her bir elemanın yüksek hızlı bir RF anahtarı tarafından kontrol edildiği ve hareketli faz merkezi tekniğinin her bir elemana besleme hattındaki yüksek hızlı RF anahtarlar kullanılarak uygulanabileceği varsayılır. Dizi elemanları soldan sağa doğru 1'den N'ye kadar numaralandırıldığında, ilk olarak, en soldaki M tane eleman ($M < N$), belirlenen bir τ zaman adımı için açılır. Her bir zaman anında, N tane dizi elemanından M tane ardışık eleman grubu aktif olup açıldığında, tüm dizi boyunca elektronik olarak süpürülme hareketi meydana gelir. Bu durum, faz merkezi hareketi olarak adlandırılır. Böylece faz dizili antenin faz merkezini hareket ettirerek, anten yan kulaklarından alınan sinyaller, Doppler kaydırma etkisi nedeniyle elektronik sistem alıcısının geçiş bandının dışına kaydırılabilir. τ zaman adımının tanımı aşağıdaki eşitlikte gösterilmiştir [92].

$$\tau = \frac{T_p}{N - M + 1} \quad (2.25)$$

Burada M ifadesi sıralı anten elemanlarını gösterir ve 2'den M+1'e kadar anahtarlanabilir. Tek yönlü faz merkezi hareketi için, dizide n. elemanın açılma anını μ_{n1} , kapanma anını ise μ_{n2} temsil etmektedir. Anahtarlama fonksiyonu $U_n(t)$, aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & \mu_{n1} \leq t \leq \mu_{n2} \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.26)$$



Şekil 2.8. Tek Yönlü Faz Merkezi Hareketi Şeması

Burada,

$$\mu_{n1} = \begin{cases} 0, & n \leq M \\ n - M, & \text{diğer durumlar,} \end{cases} \quad (2.27)$$

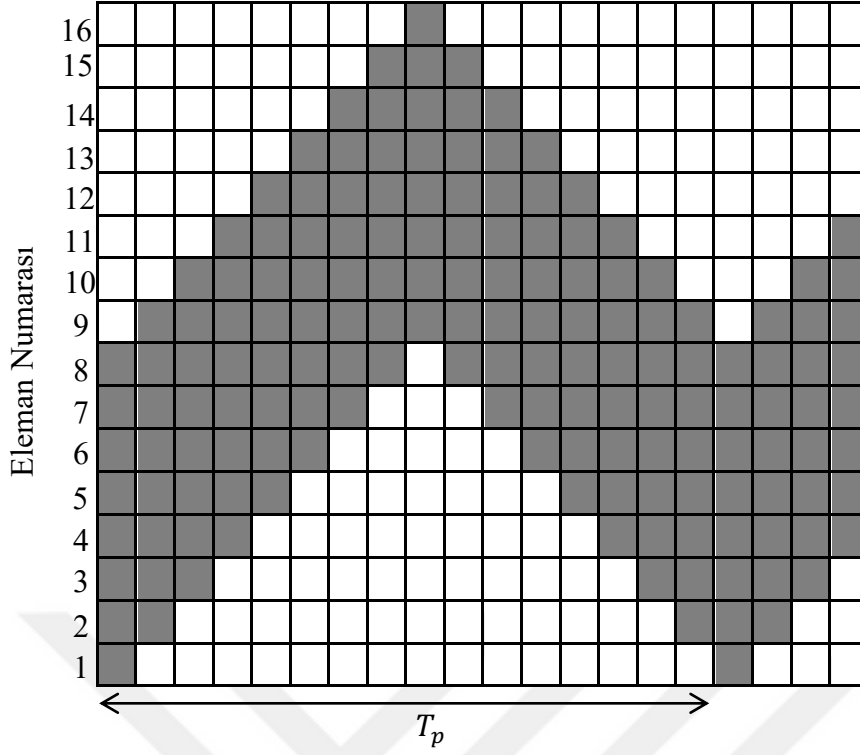
$$\mu_{n2} = \begin{cases} n, & n \leq N - M + 1 \\ N - M + 1, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.28)$$

olarak gösterilir. Her bir frekans bileşeni $f_0 + mf_p$ ($m=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$) harmoniklerine sahiptir. Şekil 2.8’de anahtarlama fonksiyonunun şematik durumu verilmiştir.

T_p periyoduna sahip 8 elemanlı bir dizinin elemanları, Şekil 2.8’de görüldüğü gibi, tek yönlü faz merkezi hareketi ile anahtarlınırsa, belirlenen sayıda anten elemanı sürekli açık kalır. Ancak bu elemanların, sırayla açık olma durumları devam eder. Toplamda açık olup ışımaya yapmaya devam eden anten elemanı sayısı değişmez [92].

2.1.5.1.3. Çift Yönlü Faz Merkezi Hareketi (BPCM)

Çift yönlü faz merkezi hareketi için, bir dizi ardışık anten elemanı ($M < N$) soldan sağa doğru açılır ve ana hüzme elektronik olarak dizi boyunca hareket ettirilir. Dizinin en sağ ucuna ulaşıldığında, ana hüzme, ters sırayla sağdan sola hareket ettirilir. Şekil 2.9’da çift yönlü faz merkezi hareketinin tam bir periyodu gösterilmiştir.



Şekil 2.9. Çift Yönlü Faz Merkezi Hareketi Şeması

Aynı zamanda dizi; B alıcının geçiş bandı olmak üzere, darbe tekrarlama frekansı f_p ile $t = 1/B$ genişliğinde dikdörtgen bir darbe iletir. Aşağıda τ zaman adımı için tanımlama yapılmıştır.

$$\tau = \frac{T}{2(N - M)} \quad (2.29)$$

O halde, n . anten elemanı için $U_n(t)$ fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$U_1(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \tau \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.30)$$

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & t_{1n} \leq t \leq t_{2n} \\ 1, & t_{3n} \leq t \leq t_{4n} \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.31)$$

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & t'_{1n} \leq t \leq t'_{2n} \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.32)$$

Eşitlik 2.30'da ($1 < n \leq N - M$) şartı sağlanmalıdır. Eşitlik 2.31'de ise ($N - M < n \leq N$) şartı sağlanmalıdır. Belirlenen $U_n(t)$ fonksiyonları, dizi faktörü ifadesinde yerine konarak ışına örüntüsü elde edilebilir [92].

2.2. Matris Kalem Yöntemi ve Diferansiyel Evrim Algoritması

Matris kalem teorisi, çağdaş lineer cebir ve uygulamalarında giderek daha önemli bir yer işgal etmektedir. Bu durum, lineer cebirle oldukça yakından ilgilidir. Genelleştirilmiş karakteristik-değer problemini çözmek için algoritma arayışları çalışma alanlarında devam etmektedir. Optimizasyon algoritmalarının da dahil edildiği yön tahmini uygulamalarında, amaç fonksiyonu oluşturulurken, kullanılan yön bulma yönteminin fonksiyonu temel alınır. Bu bölümde; Matris Kalem yöntemini matematiksel olarak incelemeyen önce, anten dizileriyle birlikte kullanılan yön bulma yöntemlerinin başlıcalarından bahsedilmektedir. Daha sonra, Matris Kalem yöntemi ve Diferansiyel Evrim Algoritması ayrıntılı olarak sunulmaktadır.

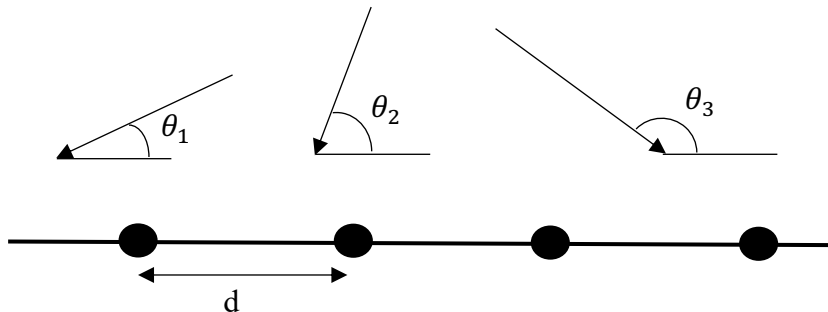
2.2.1. Yön Bulma Yöntemleri

Sinyal kaynağından yayılan sinyalin yön tahmini yapılırken, dikkat edilmesi gereken hususlar vardır. Bunlar; anten dizisinin geometrik yapısının ve anten dizisinde kullanılan anten elemanlarının yapısının uygun olmasıdır. Yön bulma problemlerinde bu durumlar göz önünde bulundurulmalıdır. Ayrıca, problemin çözümüne uygun yön bulma algoritmasının belirlenmesi de önem arz etmektedir. Yön bulma probleminin üzerinde oldukça fazla durulması, meydana gelen her bir durum için oluşturulan farklı algoritmalar, bu problemin karmaşıklığını gözler önüne sermektedir [93].

Anten dizileri kullanılarak yön tahmin etme çalışmalarına maliyet açısından bakılırsa, sinyal geliş açısı tahmin yöntemleri, tasarlanan sistemin maliyetini önemli derecede etkilemektedir. Oluşan bu maliyet artışının önüne geçmek için kullanılan yöntemlerde bazı kritik özelliklerin bulunması gerekir. Bu özelliklerin başında ise belirlenen yöntemin kullanılması gereken kapasite ihtiyacı ve bununla birlikte kullanılan yöntemin yüksek belleklere ihtiyaç duymayacak biçimde oluşturulabilmesi gelmektedir. Tasarımcı tarafından istenen durum, bellek ihtiyacının yüksek seviyelerde olmaması ve böylece sistemin işlemcisi üzerinde çok fazla veri yükü meydana gelmemesidir [93].

Bir sinyalin yönü ile, alınan sinyalin yönlendirme vektörü arasında bire bir ilişki olduğundan dolayı; bu ilişkiyi tersine çevirmek ve alınan sinyallerden, bir sinyalin yönünü tahmin etmek mümkündür. Bu nedenle bir anten dizisi, sinyalin geliş yönü tahminini sağlayabilir. Ayrıca ışınma örüntüsü ile anten dizisindeki uyarımlar arasında bir Fourier ilişkisi olduğu görüldüğünden, bu durum; sinyalin geliş yönü tahmin probleminin, spektral tahmine eşdeğer olarak ele alınmasına izin vermiştir. Anten dizileri yardımıyla gelen sinyallerin açı tahmini probleminin gösterimi Şekil 2.10'da verilmiştir. M tane sinyal kaynağından yayılan sinyal, her biri θ_i yönüne sahip N elemanlı doğrusal, eşit aralıklı bir diziyeye çarptığı varsayılmaktadır. Geliş açısı tahmininin amacı; dizide alınan verileri, θ_i 'yi tahmin etmek için kullanmaktır ($i = 1, 2, \dots, M$). Bu kısıtlamayı koymayan yaklaşımlar (maksimum olabilirlik tahmini (MLE) gibi) olsa da, genellikle $M < N$ olduğu varsayılır [94].

Pratikte, her biri bilinmeyen yönlerde olan ve bilinmeyen genliklere sahip sinyallerin anten dizisine aynı anda çarpması, açı tahminini zorlaştırır. Ayrıca alınan sinyaller her zaman gürültü ile bozulur. Bununla birlikte, sinyallerin sayısını ve yönlerini tahmin etmek için birkaç yöntem vardır. Bu bölüme, ilk olarak varış yönlerinin ne kadar iyi tahmin edilebileceğinin teorik sınırı olan Cramer-Rao sınırının belirlenmesinden bahsedilerek başlanacak, daha sonra gelen sinyallerin sayısının bilindiği varsayılarak, geliş yönleri tahmin etmek için kullanılan başlıca yöntemler verilecektir. Bu yöntemler; korelasyon, Maksimum Olabilirlik, MUSIC, ESPRIT ve Matris Kalem yöntemleridir.



Şekil 2.10. Doğrusal anten dizisine gelen sinyaller

2.2.1.1. Cramer-Rao Sınırı (CRB)

Geliş açısının, alınan verilerden tahmin edilen bir parametre olduğu bilinmektedir. Bu tahmindeki minimum varyans ise Cramer-Rao sınırı tarafından verilmektedir. Bu teorem gereğince, alınan x sinyalinin N uzunluğundaki vektörü, bir dizi P parametresine bağlıdır $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p]$. Gürültü eklendiğinde,

$$x = v(\theta) + n \quad (2.33)$$

olarak gösterilir. $v(\theta)$; parametrelerin bilinen bir fonksiyonu olduğundan, p . parametrenin tahmininin varyansı, θ_p , Cramer Rao sınırından daha büyüktür.

$$\text{var}(\theta_p) \geq J_{pp}^{-1} \quad (2.34)$$

Burada J_{pp}^{-1} , aşağıda verilen Fisher bilgi matrisi (i, j) 'inci J 'nin tersinin, p . diyagonal girişidir.

$$J_{ij} = -E \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \theta_i \partial \theta_j} [\ln f_x(x/\theta)] \right\} \quad (2.35)$$

Burada $f_x(x/\theta)$, parametreleri verilen vektörün fonksiyonudur. θ ve $E\{\cdot\}$ istatistiksel beklentiye temsil etmektedir. Cramer-Rao Sınırı; gürültülü verilerden parametrelerin tahmin edilmesinin, mutlaka gürültülü tahminlerle sonuçlanacağını açıklamaktadır. Ayrıca bu yöntem, tahmin çalışmalarında gürültüyü en aza indirmek için gerekli olan yöntemler arasında en iyisi olarak bilinmektedir. Minimum varyansın Fisher bilgi matrisinin tersine bağlı olması nedeniyle, ilgilenilmeyen parametreler göz ardı edilmemelidir. Bu nedenle θ vektörü, v için modeldeki tüm parametreleri içermelidir. Şekil 2.10'da gösterildiği gibi, söz konusu model, anten dizisine beyaz gürültü ile bozulmuş bir şekilde çarpan sinyaldir. Gürültü tarafından bozulmuş tek bir sinyal için CRB uygulanırsa veri modeli,

$$x = \alpha s(\phi) + n \quad (2.36)$$

olur. Burada $s(\phi)$, ϕ yönünden gelen ve tahmin edeceğimiz sinyalin yönlendirme vektörüdür. n ise $\sigma^2 I$ varyansa sahip sıfır ortalama Gaussian gürültü vektörüdür. Geliş yönü tahmin çalışmalarında, genlik ile ilgilenilmemesine rağmen, iki tane bilinmeyen parametre bulunur. Bunlar; α ve ϕ 'dir. Burada α ve ϕ , bilinmeyen fakat deterministik

sabitler olarak modellenmiştir. CRB literatüründe α bilinmediği için hesaba katılması gereken bir parametre olarak kabul edilir. Böylelikle α kendini gerçel ve imajiner kısım olarak ya da genlik ve faz olarak iki parçada temsil eder. Bu nedenle $\alpha = ae^{jb}$ ve $\theta = [a, b, \phi]^T$ olarak verilir. Bu durumda,

$$v(\theta) = \alpha s(\phi) \quad (2.37)$$

$$f_x(x/\theta) = C e^{-(x-v)^H R^{-1} (x-v)} \quad (2.38)$$

olur. Burada $R = \sigma^2 I$ ve C normalizasyon sabitidir. Eşitlik 2.38, aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$f_x(x/\theta) = \ln C - \frac{(x-v)^H (x-v)}{\sigma^2} \quad (2.39)$$

$$f_x(x/\theta) = \ln C + \frac{-x^H x + v^H x + x^H v - v^H v}{\sigma^2} \quad (2.40)$$

$$f_x(x/\theta) = \ln C - \frac{(x-v)^H (x-v)}{\sigma^2} \quad (2.41)$$

$$f_x(x/\theta) = \ln C + \frac{-x^H x + v^H x + x^H v - v^H v}{\sigma^2} \quad (2.42)$$

$$f_x(x/\theta) = \ln C + \frac{-x^H x + \alpha^* s^H(\phi) x + \alpha x^H s(\phi) - |\alpha|^2 s^H(\phi) s(\phi)}{\sigma^2} \quad (2.43)$$

Eşitlik 2.43'teki ilk iki terimin ϕ parametrelerine göre sabit olduğuna dikkat edilmelidir. Bu ifadenin türevlerini almakla ilgilenildiğinden sabit terimler göz ardı edilebilir. Önemli terimlere odaklanılarak sonuç $\theta = [a, b, \phi]^T$ parametreleri cinsinden yazılabilir.

$$g(\theta) = \frac{1}{\sigma^2} [\alpha e^{-jb} s^H(\phi) x + \alpha e^{-jb} x^H s(\phi) - \alpha^2 s^H(\phi) s(\phi)] \quad (2.44)$$

Anten dizilerinin teorisini anlatan bölümde gösterildiği gibi, faz referansının dizinin merkezinde olduğu form da dahil olmak üzere, yönlendirme vektörünün herhangi bir uygun formu seçilebilir. Tek sayıda elemana sahip bir dizi için,

$$(\phi) = [z^{-(N-1)/2}, z^{-(N-3)/2}, \dots, z^{-1}, 1, z, \dots, z^{(N-1)/2}]^T \quad (2.45)$$

verilebilir. Burada,

$$z = e^{jkd\cos\theta} \quad (2.46)$$

olur. $s(\phi)$ 'nin kısmi türevi ϕ 'nin bir fonksiyonu olarak düşünüldüğünde, bu vektör $s_1(\phi)$ olarak gösterilirse,

$$s_1(\phi) = \frac{\partial s(\phi)}{\partial \phi} \quad (2.47)$$

$$s_1(\phi)_n = -jkd_n \sin\phi z^n \quad (2.48)$$

elde edilir. Burada $s_1(\phi)_n$, $s_1(\phi)$ vektörü içindeki n. elemanın vektörüdür. Eşitlik 2.47 kullanılarak türetilen denklemlerle, CRB yönteminin geliş açısı tahmininde kullanımı için gereken matematiksel eşitlik aşağıdaki gibidir.

$$\text{var}(\phi) = \left[\frac{6\sigma^2}{|\alpha|^2 N(N^2 - 1)(kd)^2 \sin^2 \phi} \right] \quad (2.49)$$

Eşitlik 2.49'da gösterildiği gibi anten elemanı sayısı arttıkça daha iyi tahmin oluşturulabilmektedir. Kolay hesaplanması, CRB yöntemini, varyans için alt sınır belirleme uygulamalarında daha çok tercih edilir hale getirmiştir. Kutupsuz kestirimler için CRB hesaplanarak minimum varyansa sahip kestirimler belirlenebilir [95].

2.2.1.2. Maksimum Olabilirlik Tahmini (MLE)

Maksimum olabilirlik tahmini, bir modelin parametrelerini tahmin etmek için kullanılan istatistiksel bir yöntemdir. İngiliz matematiksel istatistikçi R.A. Fisher tarafından 1912'de tanıtılmıştır. Çoklu sinyalleri incelemek amacıyla, Capon tarafından 1969 yılında MLE (Maximum Likelihood Estimation) yöntemi, yeniden inşa edilerek kullanılmaya başlanmıştır. Maksimum olabilirlik tahmininde parametreler, varsayılan modelin gözlemlenen verilerle sonuçlanma olasılığını maksimize edecek şekilde seçilir. Maksimum olabilirlik tahminini uygulamak için yapılması gereken; veriler için veri üretme süreci olarak da bilinen, bir model varsaymaktır. Daha sonra varsayılan model göz önüne alındığında, veriler için olabilirlik fonksiyonu türetilir. Olabilirlik fonksiyonu türetildiğinde, maksimum olabilirlik tahmini basit bir optimizasyon probleminden başka bir şey değildir [96].

Bu yöntemin birçok avantajı bulunur. Model doğru bir şekilde varsayılırsa, maksimum olabilirlik tahmincisi en verimli tahmin edicidir. Diğer modellerin varsayımlarının ihlal edildiği durumlar da dahil olmak üzere, çok çeşitli uygulamalar için, tutarlı ancak esnek bir yaklaşım sağlar. Daha büyük veriye sahip uygulamalarda, kararlı tahminlerle sonuçlanır. Verimlilik, bir tahmincinin kalitesinin ölçüsü kabul edildiğinden, etkin bir tahmin edici, küçük bir varyansa veya ortalama kare hatasına sahip olan tahmin edicidir. Maksimum olabilirlik tahmininin dezavantajları da bulunmaktadır. Bir modelin varsayımına ve her zaman kolay olmayan olabilirlik fonksiyonunun türetilmesine dayanır. Diğer optimizasyon problemleri gibi, maksimum olabilirlik tahmini de başlangıç değerlerinin seçimine duyarlı olabilir. Olabilirlik fonksiyonunun karmaşıklığına bağlı olarak, sayısal tahmin hesaplama açısından pahalı olabilir. Küçük verili örneklerde tahminler yanlış olabilir [97].

Maksimum olabilirlik tahmini ile gelen bir sinyalin geliş açısını tahmin etmenin yolu, sinyalin belirli bir açıdan gelme olasılığını maksimize etmektir. x_1, \dots, x_n rastgele değişkenlerinin $f(x|\theta)$ dağılımından rastgele bir örnek oluşturduğu varsayılırsa; x sürekli rastgele değişken ise $f(x|\theta)$ olasılık yoğunluk fonksiyonu, sürekli bir rastgele değişkenin aksine ayrı bir rastgele değişken yani bir olasılık dağılımını tanımlayan istatistiksel bir ifadedir. x kesikli rastgele değişken ise $f(x|\theta)$ nokta kütle fonksiyonudur. $f(x|\theta)$ ise dağılımın aynı zamanda bir θ parametresine bağlı olduğunu göstermek için kullanılır, burada θ gerçel değerli bilinmeyen bir parametre veya bir parametre vektörü olabilir. Gözlenen her rastgele örnek için x_1, \dots, x_n tanımlanır [97].

$$f(x_1, \dots, x_n|\theta) = f(x_1|\theta) \cdots f(x_n|\theta) \quad (2.50)$$

$f(x_1, \dots, x_n|\theta)$ ifadesine olabilirlik fonksiyonu denir. Eşitlik 2.50'de gösterildiği gibi, olabilirlik fonksiyonu bilinmeyen θ parametresine bağlıdır ve $L(\theta)$ ile gösterilmektedir. Herhangi bir gözlenen x_1, \dots, x_n verisi için, $L(\theta)$ olabilirlik fonksiyonunun maksimum olduğu bir θ değeri düşünülmektedir. Tek bir sinyal kaynağı varlığında, sinyalin geliş açısını tahmin etmek için veri modeli olarak, Eşitlik 2.33 ile aynı model uygulanır. Ancak, çoklu sinyal kaynaklarının varlığında, n vektörü, diğer kaynaklardan gelen sinyaller de dahil olmak üzere, bir girişim vektörü olarak genelleştirilebilir. Girişim vektörü, Eşitlik 2.51'de verildiği gibi tanımlanır.

$$R_n = E[nn^H] \quad (2.51)$$

Veri modelinde iki tane bilinmeyen parametre bulunmaktadır; açı (ϕ) ve genlik (α). O halde MLE aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\phi, \alpha = \underset{\phi, \alpha}{\max} [f_{x/\phi, \alpha}(x)] \quad (2.52)$$

Burada x vektörü, ϕ ve α ile verilen veri vektörüdür ve $f_{x/\phi, \alpha}(x)$ 'in olasılık dağılımını tanımlar. Girişim vektörünün karmaşık Gauss olduğu varsayılırsa,

$$f_{x/\phi, \alpha}(x) = \frac{1}{\pi^N \det(R_n)} e^{-(x-\alpha s)^H R_n^{-1} (x-\alpha s)} \quad (2.53)$$

elde edilir. Eşitlik 2.52'nin maksimum olabilmesi için,

$$\phi, \alpha = \underset{\phi, \alpha}{\min} [(x - \alpha s)^H R_n^{-1} (x - \alpha s)] \quad (2.54)$$

olması gerekir. Bu fonksiyon, hem ϕ hem de α için minimize edilebilir. $\alpha^* = \alpha^{-1}$ olmak üzere kısmi türevi alınır,

$$\frac{\partial}{\partial \alpha^*} = s^H R_n^{-1} (x - \alpha s) \quad (2.55)$$

$$\alpha = \frac{s^H R_n^{-1} x}{s^H R_n^{-1} s} \quad (2.56)$$

elde edilir. α değeri kullanılarak aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\phi = \underset{\phi}{\max} [P_{MLE}(\phi)] = \underset{\phi}{\max} \left[\frac{|s^H R_n^{-1} x|^2}{s^H R_n^{-1} s} \right] \quad (2.57)$$

$P_{MLE}(\phi)$ işlevi, gelen verinin spektrumunun maksimum olabilirlik tahminidir. Geliş açısı tahmini, bu fonksiyonun maksimum değerini aldığı noktadır.

Maksimum olabilirlik tahmini yaklaşımı, maksimum olabilirlik anlamında optimaldir. Ancak, pratik olmayan bir algoritmadır. Algoritma, pratikte mevcut olmayan kovaryans matrisi olan R_n bilgisini varsaymaktadır. x 'in kovaryansını tahmin etmek mümkün olsa da, girişim sonucu oluşan kovaryansını kendi başına tahmin etmek neredeyse imkansızdır. Ayrıca, algoritma, hesaplama açısından oldukça yoğundur. Her sinyal için yeni bir girişimle oluşan kovaryans matrisi gerekmektedir. Bu matris

biliniyor olsa bile, her biri için matrisin tersi ve son olarak $P_{MLE}(\phi)$ 'nin maksimumuna ulaştığı yeri bulmak için bir arama gereklidir [97].

2.2.1.3. Çoklu Sinyal Sınıflandırması (MUSIC)

Alt uzay kestirim metoduna dayanan ve yön bulma problemlerinin çözümünde kullanılan yöntemlerden bir diğeri MUSIC algoritmasıdır. Yön tahmin etme algoritmaları içinde en çok bilinen ve kullanılanıdır. Alt uzay kestirim metotları, 1970 yılından başlanarak sinyaller üzerinde kullanılmıştır. 1973 yılında Pisarenko, çalışmalarında kovaryans matrisi yaklaşımıyla gürültü sinyali içeren bir sistem üzerinde ilk defa bu yaklaşımı uygulayarak yön bulma probleminin çözümüne yeni bir yaklaşım getirmiştir. 1977 yılında Schmidt, MUSIC yöntemini geliştirip sunmuş, yön ölçüm metodunu, anten dizisinde bulunan elemanların dizilim geometrisinden bağımsız olarak geliştirmiştir [33]. Böylece MUSIC algoritması, keşfedildikten sonra araştırmacılar tarafından birçok uygulamada kendine yer bulmuştur.

MUSIC yönteminin birçok çeşidi vardır ve belki de kendi sınıfında en çok çalışılan yöntemdir. Geleneksel biçiminde, yöntem, mevcut örneklerden gürültü alt uzayını tahmin eder. Tahmini gerçekleştirmek için; dizi korelasyon matrisinin özdeğer ayrıştırması ya da N sütunlu dizi sinyal vektörlerinin N anlık görüntüsü olacak şekilde veri matrisinin tekil değer ayrıştırması yapılabilmektedir. Gürültü alt uzay tahmin edildikten sonra, gürültü alt uzayına mümkün olduğunca dik olan yönlendirme vektörleri aranarak açılı çiftleri aranmaktadır. Böylece, normalde MUSIC spektrumundaki tepe noktaları aranarak açılı tahminleri gerçekleştirilmiş olmaktadır. MUSIC, birçok uyarlamalı teknik gibi, verilerini korelasyon matrisine bağlar. Veri modeli,

$$x = \sum_{m=1}^M \alpha_m s(\phi_m) + n \quad (2.58)$$

denklemleriyle oluşturulur. M adet sinyal ($m = 1, \dots, M$) anten dizisine ışına yaptığında, ϕ_m 'yi tahmin etmek için, Eşitlik 2.58 kullanılır. Denklemlerde, n gürültüyü temsil etmektedir.

$$x = S\alpha + n \quad (2.59)$$

$$S = [s(\phi_1)s(\phi_2) \cdots s(\phi_M)] \quad (2.60)$$

$$\alpha = [\alpha_1 \alpha_2 \cdots \alpha_M]^T \quad (2.61)$$

Burada S matrisi $N \times M$ boyutludur. x 'in korelasyon matrisi aşağıdaki gibi gösterilir.

$$R = E[xx^H] \quad (2.62)$$

$$R = E[S\alpha\alpha^H S^H] + E[nn^H] \quad (2.63)$$

$$R = SAS^H + \sigma^2 I \quad (2.64)$$

$$R = R_S + \sigma^2 I \quad (2.65)$$

Burada,

$$R_S = SAS^H \quad (2.66)$$

$$A = \begin{bmatrix} E[|\alpha_1|^2] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & E[|\alpha_2|^2] & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & E[|\alpha_M|^2] \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

olur. Eşitlik 2.67, sıfır özdeğerlere karşılık gelen R_S 'nin tüm $N - M$ özvektörlerinin (q_m), tüm M sinyal yönlendirme vektörlerine ortogonal olduğunu göstermektedir. Bu durum MUSIC yönteminin temelini oluşturmaktadır. Bu özvektörlerin $N \times (N - M)$ boyutunda olan matrisi Q_n olarak adlandırılırsa, MUSIC, sözde spektrumu Eşitlik 2.68 ile çizmektedir.

$$P_{MUSIC}(\phi) = \frac{1}{\sum_{m=1}^{N-M} |s^H(\phi) q_m|^2} = \frac{1}{s^H(\phi) Q_n Q_n^H s(\phi)} = \frac{1}{\|Q_n^H s(\phi)\|^2} \quad (2.68)$$

ϕ açısının, sinyallerden birinin geliş açısına eşit olduğu düşünülürse, $s(\phi) \perp q_m$ olacaktır. Bu nedenle MUSIC yöntemi, $P_{MUSIC}(\phi)$ fonksiyonunun tepe noktalarını, varış yönleri olarak tanımlar.

2.2.1.4. İşaret Parametrelerinin Rotasyonel Değişmezlik Yoluyla Kestirim Yöntemleri (ESPRIT)

Yön bulma yöntemlerinden olan MUSIC'in, keşfedilme amacına uygun olarak yüksek duyarlılıkla yön tahmin özelliğine sahip olmasına karşın, uygulanan sistemde kullanılan tüm parametre uzayını taramasından dolayı, oldukça fazla hesaplama ve veri depolama yüküne neden olduğu görülmüştür. Bu problemin çözümü için ESPRIT

yöntemi geliştirilmiştir [98]. Geliştirilen bu yöntem ile, MUSIC algoritmasında meydana gelen veri depolama yükü sıkıntısı ve ilave hesaplamalar, tüm parametre uzayını taramaya lüzum görmeden çözülmüştür. ESPRIT algoritması, MUSIC algoritması gibi alt uzay tabanlı işaret geliş açısı kestirim algoritmasıdır. ESPRIT algoritmasında anten dizisi, özdeş alt dizilere ayrılabilen bir sisteme sahiptir. Bu alt diziler, iki eşit boyutlu ve özdeşdir. Oluşturulan alt dizilerin elemanları, eşit mesafede yerleştirilmiştir ve rotasyonel değildir. Bundan dolayı anten dizisi, konum değiştirme ile değişmez ve elemanlar, özdeş yer değiştirmeye sahip uyumlu çiftler halinde bulunurlar.

ESPRIT yönteminin anten dizisi geometrisinde, $n = N/2$ adet anten elemanından oluşan çift bulunur. Anten dizisinin, iki adet özdeş alt diziden oluştuğu varsayılmaktadır. Eşitlik 2.46'daki ifade tekrar kullanıldığında, korelasyon matrisi, $N \times M$ boyutunda olan S matrisine bağlı olarak değişir. S matrisi aşağıda verilmiştir.

$$S = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-2} & z_2^{N-2} & \dots & z_M^{N-2} \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & z_M^{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

Eşitlik 2.69'dan yola çıkılarak iki adet özdeş alt dizi oluşturulur.

$$S_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-2} & z_2^{N-2} & \dots & z_M^{N-2} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

$$S_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & z_M^{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

Burada, $S_1 = S_0 \Phi$ olarak verilir ve Φ , boyutu $M \times M$ olan diagonal birim matristir.

$$\Phi = \begin{bmatrix} z_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & z_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & z_M \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

Pratikte, korelasyon matrisi R bilinmemektedir ve alınan verilerden tahmin edilmesi gerekir. Bu tahmin, verilerin birkaç anlık görüntüsünün ortalamasının alınmasını gerektirir.

$$R = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_k x_k^H \quad (2.73)$$

Burada x_k , k . anlık görüntüdür. Alınan veri Gauss ise, bu tahmin asimptotik olarak gerçek korelasyon matrisine yakınsar. ESPRIT algoritması, S matrisindeki yönlendirme vektörlerinin, sinyal özvektörlerinin $N \times M$ boyutunda matrisi olan Q_s matrisiyle aynı alt uzayı kapsadığını fark ederek başlamaktadır. Bu matrislerin her ikisi de aynı alt uzayı kapsadığından, tersine çevrilebilir bir C matrisi vardır.

$$Q_s = SC \quad (2.74)$$

$$Q_0 = S_0 C \quad (2.75)$$

$$Q_1 = S_1 C = S_0 \Phi C \quad (2.76)$$

Buradan denklemlerde yerine koyma yapılarak Eşitlik 2.77 elde edilir.

$$\psi = C^{-1} \Phi C \quad (2.77)$$

Φ matrisi, Ψ 'nin özdeğerlerinin bir köşegen matrisi olduğunu ifade eder.

ESPRIT algoritmasını uygulamak için; R korelasyon matrisi hesaplandıktan sonra öz ayrıştırması yapılır. Q_s elde etmek için; sinyal alt uzayını kapsayan Q 'nun en büyük M özdeğerlerine karşılık gelen kısım belirlenir. $M \times M$ boyutunda Ψ matrisi bulunur. Bu matrisin özdeğerleri elde edilir. Bu değerler, aranılan z_m tahminleridir. İşaret geliş açısı kestirimi ise,

$$\phi_m = \cos^{-1} \left[\frac{\text{Im} \ln(z_m)}{kd} \right], \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2.78)$$

ile hesaplanır [98].

2.2.2. Matris Kalem Yöntemi

Matematik terminolojisinde “kalem” ifadesi, ilk olarak Cayley’in 1888 yılında konik ve kuadratik formda olan yapılar için kullanmasıyla ortaya çıkmıştır. 1959 yılında Rus matematikçi Gantmacher, “matris kalem” kelimelerini yan yana kendi yayınladığı kitabında kullanmıştır. Kitabında bu ifade “matrislerin tekil kalemleri” olarak geçmiştir. “demet” sözcüğü Rusçada aynı zamanda “kalem” sözcüğü ile aynı anlama geldiğinden dolayı, “kalem” sözcüğünün matematiksel eşitliklerdeki kullanımı İngilizce literatüründe “matris kalem” olarak yer aldığı düşünülmektedir. Ayrıca, “kalem” kelimesi, Oxford İngilizce Sözlüğünde, “bir ışın grubu veya bir ışın demetinin bir noktadan diğerine veya bir noktadan ayrılması” şeklinde açıklanarak, 1665 yılında bir cümle örneğinde kullanılmıştır.

Kutup ve genlik değerlerinin, üstel sinyal verilerinden elde edilmesini, Matris Kalem yöntemi oldukça yüksek hassasiyet ile sağlar. Matris Kalem yöntemi, diğer bölümlerde yer verilen algoritmalar gibi, alt uzay yaklaşımı bir metottur. Ancak MLE, MUSIC ve ESPRIT algoritmaları, çalışmak için R korelasyon matrisine ihtiyaç duyarken, Matris Kalem yöntemi; korelasyon matrisine bağımlı olarak çalışmaz. Bahsedildiği gibi, R korelasyon matrisi tahmin edilirken çok sayıda örnek ve hesaplama yükü de gerekir. Çünkü sinyalden elde edilen K tane örnek ile korelasyon matrisi tahmin edilebilir. Burada K tane örnek olarak geçen ifade, K adet anlık veri anlamındadır. Bu işlemler yapılırken anlık veri, $K > 2N$ şartını sağlayacak şekilde seçilmelidir. İşlem basamakları esnasında, bütün K örneklerinin aynı istatistiki değerleri izledikleri varsayılır. Veriler homojen kabul edilir. Zaman içinde gücü değişen yani sistem özelliklerinin hızla değiştiği bir uygulamada, bu varsayım geçerli olmayabilir. R korelasyon matrisi tahmin edilirken, yüklü bir dizi hesaplama da birlikte yapılır. Bütün bu sebepler, Matris Kalem olarak bilinen “istatistiksel olmayan” veya “doğrudan veri bölgesi” yönteminin geliştirilmesini sağlamıştır. Bu teknik ilk olarak sistemin kutuplarını tahmin etmek için ortaya çıkmıştır. Fakat zamanla araştırmacılar bu tekniği yön tahmin etme problemlerinin çözümü için uygulamaya başlamışlar ve başarılı sonuçlar elde etmişlerdir [99].

$N \times M$ boyutlarına sahip A ve B matrislerinin aşağıdaki gibi ifade edilmesi, iki matrisin Matris Kalem yöntemiyle gösterimidir.

$$A - \lambda B \quad (2.79)$$

Matris çifti olan $\{A,B\}$ 'nin genelleştirilmiş özdeğerleri, $A - \lambda B$ 'nin rank değerinin düşmesine sebep olan λ ifadeleridir. Bu şekilde λ değerine karşılık gelen genelleştirilmiş bir özvektör, uzayda $N(A - \lambda B)$ içinde olan bir vektördür. Özdeğerin, kare olmayan matrislere genelleştirilmesi kavramı Matris Kalem tekniğini ifade eder. Skaler λ değeri, ortak zaman içinde iki fonksiyonu Matris Kalem ile birleştirir [100].

$$f(t, \lambda) = g(t) + \lambda h(t) \quad (2.80)$$

$g(t)$ ve $h(t)$ fonksiyonlarının kalemi, $f(t, \lambda)$ fonksiyonu ile verilir. Matris Kalem fonksiyonu; $y(t)$ fonksiyonu verilip $g(t)$, $h(t)$ ve λ yaklaşık olarak seçildiğinde, z_r değerlerinin çıkarımı ile ilgili önemli bilgiler içerir. z_i ifadesi, var olan bu sistemin kutuplarını temsil eder [100].

Dar bant sinyal kaynaklarının, serbest uzayda bulunan izotropik çok yönlü alıcılardan oluşan eşit mesafeli bir dizinin uzak alanında yer aldığı varsayılır. Bu şekildeki anten dizisine, düzgün doğrusal dizi tanımı yapılır. Burada önemli olan odak noktası, Matris Kalem yöntemi matematiksel eşitliğinde kullanılan karmaşık matrisleri, gerçel matrislere dönüştürme yolunda üniter dönüşümü kullanmak ve böylelikle matrisleri aynı anda doğrusal dizide birbiriyle çarpan çoklu sinyallerin yönünü tahmin etmektir.

2.2.2.1. Gürültüsüz Sinyallerde Kullanılan Matris Kalem Yöntemi

Anten dizisinde $x(n)$ vektörü, antenlerin besleme noktasından ölçülen gerilimlerdir. M değeri sinyal kaynağı sayısını göstermek üzere, gürültü içermeyen gerçel sinyal $x(t)$ ise aşağıdaki gibi ifade edilir [101].

$$y(t) = x(t) + n(t) = \sum_{i=1}^M R_i e^{s_i t} + n(t) \quad (2.81)$$

Eşitlik 2.81'in örneklenmiş biçimde gösterimi Eşitlik 2.82'de verildiği gibidir.

$$y(p) = \sum_{i=1}^M R_i z_i^p + n(p) \quad (2.82)$$

Burada,

$$z_i = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta)}, \quad (i = 1, 2, \dots, M) \quad (2.83)$$

olarak ifade edilmektedir.

Amaç; hesap yoluyla elde edilen y_p ($p = 0, \dots, N - 1$) değerleri ile sistemin kutuplarını tahmin etmektir. Bunun için sinyallere ait veriler, N tane anten elemanının terminallerinden alınır. Sinyalin geliş açısını tahmin etmede Matris Kalem yöntemi uygulanır. ESPRIT ile Matris Kalem yöntemi benzer yapıda gibi dursa da, Matris Kalem yönteminin algoritmasında korelasyon matrisi tahmini yapılmaz. En önemli nokta; bu algoritma, direkt olarak alınan veriye uygulanır.

Matris Kalem algoritmasını uygulamak için ilk olarak $x(p)$ matrisinden direkt olarak elde edilmiş bir Y matrisi olduğu varsayılır. Burada Y matrisi Hankel matrisidir ve Y 'nin her bir sütunundaki veriler, orijinal veri vektörünün pencerelemiş bir parçasıdır. Matrisin elemanları $\{x(0) x(1) x(2) \dots \dots x(N - 1)\}$ olarak sıralanır. Anten dizisinde N adet alıcı anten elemanı olduğu varsayılırsa, Y matrisi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$Y = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \dots & x(L-1) \\ x(1) & x(2) & \dots & x(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N-L) & x(N-L+1) & \dots & x(N-1) \end{bmatrix}_{(N-L+1) \times (L)} \quad (2.84)$$

Eşitlik 2.84'te verilen L değeri, kalem parametresidir. L parametresi, yöntemin en doğru sonucu verebilmesi için $N/3$ ile $N/2$ arasında seçilmelidir.

Buradan, iki adet alt matris Y matrisinden elde edilir ve aşağıdaki gibi verilir.

$$Y_a = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \dots & x(L-1) \\ x(1) & x(2) & \dots & x(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N-L-1) & x(N-L) & \dots & x(N-2) \end{bmatrix}_{(N-L) \times (L)} \quad (2.85)$$

$$Y_b = \begin{bmatrix} x(1) & x(2) & \dots & x(L) \\ x(2) & x(3) & \dots & x(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N-L) & x(N-L+1) & \dots & x(N-1) \end{bmatrix}_{(N-L) \times (L)} \quad (2.86)$$

Aynı zamanda,

$$Y_a = Z_a R Z_b \quad (2.87)$$

$$Y_b = Z_a R_0 Z_0 Z_b \quad (2.88)$$

olarak yeniden yazılabilir.

$$Z_a = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{(N-L-1)} & z_2^{(N-L-1)} & \cdots & z_M^{(N-L-1)} \end{bmatrix}_{(N-L) \times (M)} \quad (2.89)$$

$$Z_b = \begin{bmatrix} 1 & z_1 & \cdots & z_1^{(L-1)} \\ 1 & z_2 & \cdots & z_2^{(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & z_M & \cdots & z_M^{(L-1)} \end{bmatrix}_{(M) \times (L)} \quad (2.90)$$

$$Z_0 = \text{diag}[z_1, z_2, \dots, z_M] \quad (2.91)$$

$$R_0 = \text{diag}[R_1, R_2, \dots, R_M] \quad (2.92)$$

Oluşturulan bu verilere Matris Kalem algoritması uygulanırsa;

$$Y_b - \lambda Y_a = Z_a R_0 [Z_0 - \lambda I] Z_b \quad (2.93)$$

denklemini elde edilir.

Eşitlik 2.93'te I matrisi, $M \times M$ birim matristir. Burada $Y_b - \lambda Y_a$ matrisinin rankının M ifadesi ile aynı olacağı görülmektedir. Böylece aşağıdaki Eşitlik 2.94 sağlanmaktadır.

$$M \leq L \leq N - M \quad (2.94)$$

Ancak eğer $\lambda = z_i$, $i = 1, 2, \dots, M$ için $[Z_0 - \lambda I]$ matrisinin i 'inci sırası sıfır ise, bu matrisin rankı $M - 1$ olur. Bu nedenle z_i parametreleri, $\{Y_a, Y_b\}$ matris değerlerinin genelleştirilmiş öz değerlerinden elde edilebilir. Bu durumda mevcut problem, sıradan bir öz değer elde etme problemine dönüşür ve z_i parametreleri $\{Y_a^+ Y_b - \lambda I\}$ ifadesinden bulunabilir. Burada Y_a^+ terimi, Y_a 'nın Moore-Penrose tersidir. Moore-Penrose ifadesi Eşitlik 2.95'teki gibi tanımlanır.

$$Y_a^+ = \{Y_a^H Y_a\}^{-1} Y_a^H \quad (2.95)$$

O halde aşağıda verilen Eşitlik 2.96'nın özdeğerleri, çözüm için aranan veriyi içerir.

$$Y_a^+ Y_b = \{Y_a^H Y_a\}^{-1} Y_a^H Y_b \quad (2.96)$$

Elde edilen bu eşitlikten, kaynaktan yayılan sinyalin dizi antene geliş açısı Eşitlik 2.97’de verildiği gibi hesaplanır.

$$\theta_i = \cos^{-1} \left[\frac{\text{Im}(\ln(z_i))}{kd} \right], \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (2.97)$$

Burada Im , eşitliğin sanal kısmını göstermektedir [101].

2.2.2.2. Gürültülü Sinyallerde Kullanılan Matris Kalem Yöntemi

Matris Kalem yöntemi, gürültü verisini ayırt edemez. Bu nedenle anten dizisine gelen sinyalin gürültü verisi içermesi halinde, ilk olarak Tekil Değer Ayrışımı yönteminin uygulanması gerekmektedir. Tekil Değer Ayrışımı yöntemi, gürültü verisi içeren sinyallerde, gürültüyü sinyal verisinden ayırt etme işlemini gerçekleştirir. Böylece, gürültüden arınmış olan sinyal Matris Kalem algoritması ile işlenebilir.

2.2.2.2.1. Tekil Değer Ayrışımı

Vektör uzayları düşünüldüğünde, Tekil Değer Ayrışımı, bu uzaylar arası geçiş imkânı veren bir metottur. Belirli bir vektör uzayında bulunan matris, başka bir vektör uzayında ifade edilerek, matematiksel olarak daha kullanışlı hale getirilir. Satır ve sütun sayısı birbiri ile aynı olmayan bir A matrisi, üç ayrı matrise, Tekil Değer Ayrışımı ile ayrılabilir.

$$A_{n \times p} = U_{n \times n} S_{p \times p} V_{p \times p}^T \quad (2.98)$$

$$UU^T = I_{n \times n} \quad (2.99)$$

$$V^T V = I_{p \times p} \quad (2.100)$$

Verilen eşitliklerde, U ve V matrisleri ortogonal matrisler, S matrisi köşegen matristir. Sol tekil vektörler, U matrisinin sütunları ile gösterilir. Tekil değerler, S matrisinin köşegeninde bulunan sıralı elemanlar ile temsil edilir. V^T matrisinin satırları, sağ tekil vektörleri gösterir. A matrisi için tekil vektörler $v_1, v_2 \dots \dots v_r$ olarak kabul edilip, bu tekil vektörlere karşılık gelen tekil değerler ise $\sigma_1, \sigma_2, \dots \dots \sigma_r$ olarak kabul edilir.

Orijinal veriler için elde edilen kovaryans matrisinin köşegen olarak varsayıldığı koordinat sisteminde, Tekil Değer Ayrışımı sistemde genişlemeyi ifade eder.

Tekil değer ayrışımının hesaplanması, AA^T ve $A^T A$ 'nın özdeğerlerini ve özvektörlerini bulmayı amaçlamaktadır. $A^T A$ 'nın özvektörleri V matrisinin sütunlarını oluşturur, AA^T 'nin özvektörleri U matrisinin sütunlarını oluşturur. S matrisindeki tekil değerler, $A^T A$ veya AA^T 'nin özdeğerlerinin kareköküdür.

A matrisinin özilinti fonksiyonu $A^T A$ veya AA^T 'dir. Özilinti fonksiyonun tanımı; A matrisinin kendine benzerliğini gösterir ve bu fonksiyondan elde edilen matrisin özdeğerleri ise bu bağıntının niteliğini gösterir [102]. Eşitlik 2.98, matris vektör gösterimiyle aşağıdaki denklemdeki gibi ifade edilebilir.

$$A = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & \dots & u_{1n} \\ u_{21} & u_{22} & \dots & u_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{n1} & u_{n2} & \dots & u_{np} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \sigma_{\min(p,p)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & \dots & v_{1p} \\ v_{21} & v_{22} & \dots & v_{2p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{p1} & v_{p2} & \dots & v_{pp} \end{bmatrix}^T \quad (2.101)$$

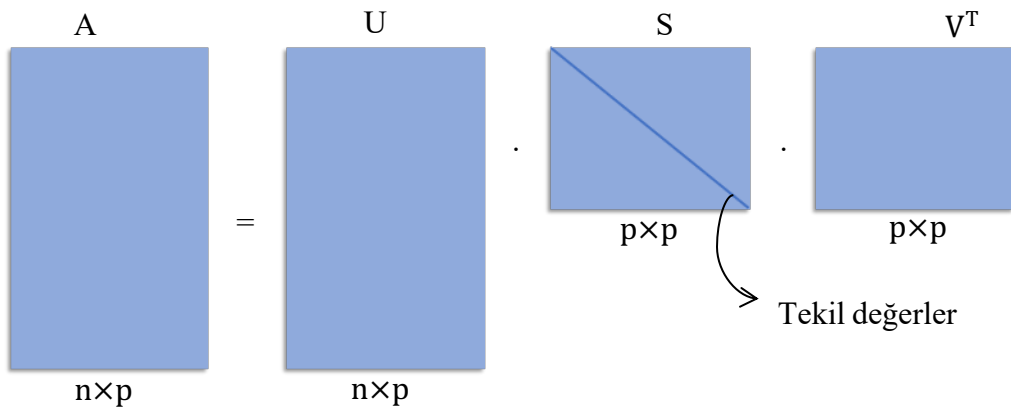
Şekil 2.11'de, matematiksel eşitliklerin şekilsel olarak gösterimiyle tekil değer ayrışımı verilmiştir.

Eşitlik 2.101'de verilen A matrisi, kendi transpozu ile çarpılırsa aşağıdaki gibi elde edilir.

$$A \cdot A^T = (USV^T) \cdot (USV^T)^T = USV^T V S^T U^T \quad (2.102)$$

Yine Eşitlik 2.101'de verilen A matrisinin transpozu, A matrisi ile çarpılırsa aşağıdaki denklem oluşur.

$$A^T A = (USV^T) \cdot (USV^T)^T = V S^T U^T U S V^T \quad (2.103)$$



Şekil 2.11. $A_{n \times p}$ matrisi için tekil değer ayrışımı

Matrisin kendisi ile transpozunun çarpımı birim matrisi verir. Bu bilgi ile, U matrisi ile U 'nun transpozunun çarpılması sonucu birim matris oluşur. Eşitlik 2.103 yeniden düzenlenerek aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$AA^T = VS^T SV^T \quad (2.104)$$

A 'nın özdeğerleri $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \dots, \lambda_{\min(n,p)}$ olarak gösterilirse aşağıdaki eşitlik oluşturulur.

$$SS^T = S^T S = S^2 = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_{\min(n,p)} \end{bmatrix} \quad (2.105)$$

Verilen A matrisinin tekil değerleri, özdeğerlerinin karekökü olması bilgisinden yola çıkarak,

$$\sigma_1 = \sqrt{\lambda_1}, \sigma_2 = \sqrt{\lambda_2}, \dots, \dots, \sigma_{\min(n,p)} = \sqrt{\lambda_{\min(n,p)}} \quad (2.106)$$

eşitliği elde edilir. S matrisi aşağıda gösterildiği gibi yazılır.

$$S = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \sigma_{\min(n,p)} \end{bmatrix} \quad (2.107)$$

Burada S matrisindeki tekil değerler $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_{\min(n,p)}$ olarak, büyükten küçüğe sıralanarak yerini alır.

Eşitlik 2.101'deki U matrisi, tek bırakılıp matematiksel olarak ifade edilirse,

$$U = AVS^{-1} \quad (2.108)$$

elde edilir. Eşitlik 2.108'deki S matrisinin tersi alınıp, daha sonra eşitliğin diğer tarafına geçirilirse,

$$S.U = A.V \quad (2.109)$$

bulunur. Eşitlik 2.109 düzenlendiğinde, elde edilen matrislerin vektör çarpımlarının σ_i ile ağırlıklandırılmış toplamı olarak ifade edilmesi ile aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$A = \sum_{i=1}^{\min(n,p)} \sigma_i u_i v_i^T, \quad i = 1, 2, \dots, \min(n, p) \quad (2.110)$$

Verilen denklemde σ_i değerleri, $\min(n,p)$ dışında sıfır değerinde olabildiği için Eşitlik 2.110'da üst sınır $\min(n,p)$ 'ye kadar gösterilmiştir.

$$S_{ij} = \begin{cases} \sigma_i & \text{eğer } i = j \\ 0 & \text{eğer } i \neq j \end{cases} \quad (2.111)$$

Eşitlik 2.101 ve Eşitlik 2.110'daki denklemlerden Eşitlik 2.112 elde edilir.

$$\sigma_i \cdot u_i = A \cdot v_i \quad (2.112)$$

Eşitlik 2.112'deki eşitliğin her iki tarafının normu alındığında sonuç Eşitlik 2.113 gibi elde edilir.

$$\|u_i\| = 1 \quad (2.113)$$

Böylece,

$$\sigma_i = \|A \cdot v_i\| \quad (2.114)$$

elde edilmiş olur. Böylelikle, matematiksel altyapısı formülasyonlar yardımıyla açıklanan Tekil Değer Ayrışımı metodu, herhangi bir uygulamadaki problemi çözmek için gereken tüm bilgileri içermektedir.

Gürültülü sinyal $y(t)$ 'den oluşturulan Y matrisi aşağıdaki gibidir.

$$[Y] = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \dots & y(L) \\ y(1) & y(2) & \dots & y(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L-1) & y(N-L) & \dots & y(N-1) \end{bmatrix}_{(N-L) \times (L+1)} \quad (2.115)$$

Eşitlik 2.85 ve 2.86'daki $x(t)$, ifadesi yerini $y(t)$ 'ye bırakır. Y matrisinin son sütunu silindiğinde, Y_1 matrisi meydana gelir. Y matrisinin ilk sütunu silindiğinde ise Y_2 matrisi meydana gelir. L parametresi algoritmanın doğru çalışabilmesi için yine $N/2$ ile $N/3$ arasında seçilmelidir. Verilen aralıkta belirlenen L değeri, elde edilen z_i değerleri de göz önünde bulundurularak, en az olan değer olarak seçilmelidir [100].

Oluşturulan Y matrisine tekil değer ayrışımı yöntemi uygulandığında, aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$[Y] = [U][S][V]^H \quad (2.116)$$

Verilen denklemde $[Y]^H[Y]$ ve $[Y][Y]^H$ matrislerinin özvektörlerinden oluşan $[U]$ ve $[V]$ üniter matristir, $[S]$ matrisi köşegen matristir ve $[Y]$ 'nin tekil değerlerini içermektedir.

$$[U]^H[Y][V] = [S] \quad (2.117)$$

M değerinin belirlenmesi için ilk olarak Tekil Değer Ayrışımı uygulanması gerekir. Değeri bulabilmek için; herhangi bir tekil değer en büyük tekil değere bölünmesi gerekmektedir. Tekil değerlere genel olarak bakıldığında, M tane tekil değerden sonraki tüm tekil değerler sıfıra eşittir. M değerini belirlemek için Eşitlik 2.118 kullanılır.

$$\frac{\sigma_c}{\sigma_{max}} \approx 10^{-P} \quad (2.118)$$

Burada, σ_c herhangi bir tekil değeri ifade eder. P ise sinyal verisinde kullanılan belirgin basamak sayısını gösterir. Elde edilen oranın, tek tek tekil değerler denendiğinde, azalması beklenmektedir. Ancak herhangi bir azalma meydana gelmiyorsa ya da artma oluyorsa, bu sonuç, veri modelinin doğru yapılmadığına işaret eder.

Kaynaktan gelen sinyallere bahsedilen işlemler uygulandıktan sonra, filtrelenmiş matris oluşturma işlemi yapılır. Burada matris $[V']$ ile gösterilir ve $[V]$ matrisinin M adet baskın sağ tekil vektörlerinden oluşmaktadır.

$$[V'] = [v_1, v_2, \dots, v_M] \quad (2.119)$$

Diğer tekil değerlere oranla, $M + 1$ 'den L değerine kadar olan sağ tekil vektörler, oldukça küçük değerlerdedir ve atılması gerekir. Öyleyse,

$$[Y_1] = [U][S'][V_1']^H \quad (2.120)$$

$$[Y_2] = [U][S'][V_2']^H \quad (2.121)$$

elde edilir. Burada, $[V']$ matrisinin son sırası silindiğinde $[V_1']$ matrisi oluşturulur. $[V']$ matrisinin ilk sırası silindiğinde $[V_2']$ matrisi oluşturulur. $[S]$ matrisinin baskın tekil değerlerinin olduğu M sütundan ise $[S']$ matrisi meydana gelir.

Öyleyse, Eşitlik 2.121'in özdeğerleri, gürültü içeren sinyallerin geliş açısını tahmin etmek için kullanılması gereken eşitliktir.

$$\{[V_2']^H - \lambda[V_1']^H\} \rightarrow \{[V_1']^H\}^+ \{[V_2']^H\}^+ - \lambda[I] \quad (2.122)$$

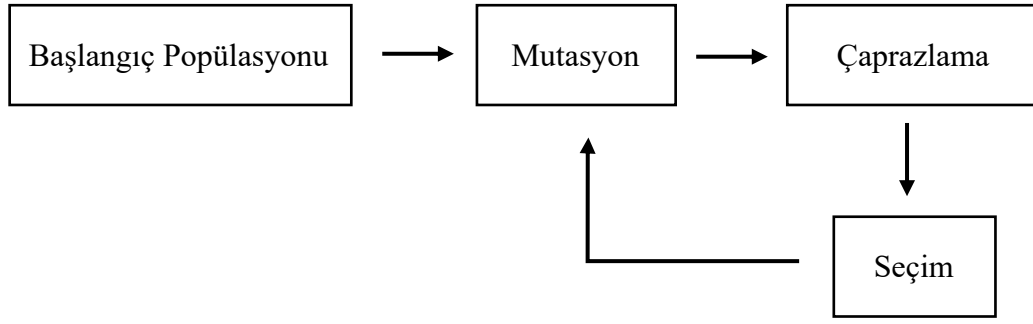
Buradan elde edilen özdeğerler ile Eşitlik 2.97 kullanılarak gürültülü sinyallerde işaret geliş açısı kestirimi yapılır.

2.2.3. Diferansiyel Evrim Algoritması

Diferansiyel evrim algoritması (DEA), dünyada var olan ilkelere dayalı olarak gerçek değerlere sahip ve sürekli verilerin bulunduğu problemlere çözüm önerisi sunan bir algoritmadır. Storn ve Price tarafından 1995 yılında ileri sürülen bu algoritma popülasyon tabanlıdır ve genetik algoritma (GA) mantığına oldukça yakın bir işleme prensibine sahip, sezgisel bir yaklaşımdır [103].

DEA'nın gerçek amacı; tasarım parametreleri içindeki arama uzayında tanımlı ve gerçek değerlere sahip doğrusal olmayan, aynı zamanda türevlenememe özelliğine sahip fonksiyonların, optimum parametre değerlerini arayarak bulmaya çalışmaktır. Bu amaçla aynı anda arama uzayındaki birçok çözüm kümesinde arama yapabilmekte ve iterasyonlar devam ederken operatörlerin de katkısıyla problemin çözümünü sağlayabilmektedir. Bu algoritma, birden çok yerel minimum noktasına sahip ve yüksek boyutlu problemlerde de çözüme uygun sonuçlar verebilmektedir.

DEA, temelinde GA'ya dayanan bir algoritmadır. Bunun anlamı, GA'daki geleneksel operatörler ile DEA'da basit aritmetik operatörlerin birbiri ile birleştirilmesidir. DEA'nın yapısı genel anlamda 4 temel adımdan oluşmaktadır. Bu adımlar; başlangıç, mutasyon, çaprazlama ve seçim olarak sıralanır. Adımların algoritma boyunca işleyişi Şekil 2.12'de gösterilmiştir. Reel sayılar kümesine ait değişkenlerin kullanılması ve mutasyon basamağındaki işlemler, bu algoritmayı GA'dan ayırmıştır. Mutasyon basamağında oluşan fark incelendiğinde; DEA'da aritmetik birleşimden meydana gelen kromozomların arasındaki farkların kullanıldığı görülürken, GA'da rasgele değişimler ile ortaya çıkan kromozomların kullanıldığı görülmektedir.



Şekil 2.12. Diferansiyel Evrim Algoritması için uygulanan temel adımlar

Algoritmada, optimum değişimler için adım boyutunun belirlenmesi oldukça önemli bir işlem olmakla birlikte, mutasyon basamağının da uyarlanabilir olması sayesinde algoritma performansı nispeten daha gelişmiştir. Böylelikle popülasyonda var olan üyeler arasında çeşitleme artıp azaldığında, DEA'daki adım boyutu değişim göstermektedir. Ayrıca rasgele seçilen kromozomlar kullanılırken, bütün operatörler tüm popülasyona uygulanmaz [104].

DEA'yı diğer algoritmalarından ayıran temel fark, ağırlıklı fark vektörü ile baz vektörün birleşmesi sayesinde, deneme vektörü ortaya çıkarma tekniğidir. Rasgele seçilmiş olan kromozom, baz vektörü olarak yer alırken, sözü geçen fark vektörü ise aynı şekilde rasgele seçilmiş iki vektörün farkıyla elde edilen vektördür. Algoritmada erken meydana gelebilecek yakınsamalardan kaçınmak için popülasyonda çeşitlilik esastır. Amaç fonksiyonunun probleme uygun olarak maksimize ya da minimize edilmesi, tüm optimizasyon algoritmalarındaki genel mantık olup, DEA için de bu durum geçerlidir.

Diğer optimizasyon algoritmaları gibi, var olan problem için, değişkenlere ait tüm sınırlarla birlikte mümkün olan en iyi çözüm araştırılır [103].

Birçok optimizasyon algoritmasında yer alan amaç fonksiyonu, diğer ismiyle maliyet fonksiyonu, DEA'da da bulunur. Fonksiyon, sürekli değişkenlerin kombinasyonuna göre şekil alır. DEA'da problemde bulunan kısıtların, amaç fonksiyonuna dahil edilerek çalışılması gerekir. Çünkü algoritma kısıtlara göre çalışmaz ve bu durum algoritmanın dezavantajıdır. Algoritmada ceza katsayıları bulunur. Katsayılar sayesinde, uygun çözüm alanından uzaklaşma durumlarının önüne geçilir.

Diğer sezgisel algoritmalarla karşılaştırıldığında DEA'nın üstünlüklerinden biri de; az sayıda parametre kullanılarak kontrol edilip, az satır ile kodlanabilmesidir. Böylece algoritma, birçok optimizasyon problemine uygulanabilir. Bu algoritmanın en temel formunda 3 adet parametre kullanılır; NP başlangıç popülasyonu, F mutasyon katsayısı, CR çaprazlama katsayısı. Bu parametreler, bölüm içinde ayrıntılı olarak anlatılmaktadır.

2.2.3.1. Başlangıç Popülasyonu

Literatürde bulunan tüm sezgisel arama yöntemlerinde başlangıç popülasyonu en önemli kısım olarak kabul edilir. Doğru sonuca en yakın çözümler için, başlangıç popülasyonu uygun bir şekilde oluşturulmalıdır. Böylece çözüme hızlı şekilde yakınsama olur. Algoritma kullanılmaya başlamadan önce doğru oluşturulmuş başlangıç popülasyonu, en iyi çözümü bulmak için gereken hesaplama süresini de kısaltır.

Problemi çözmek için algoritmada kullanılan değişken sayısı D olarak ifade edilir. Değişken sayısı, bir kromozomun boyutunu belirler ve popülasyondaki kromozom sayısı ise kullanıcı tarafından probleme uygun olarak belirlenir. Ancak literatüre göre popülasyon sayısı olan NP değeri 3 sayısından daha az olamaz. Algoritmada baz vektörü ile fark vektörünün elde edilebilmesi için, en az 3 farklı kromozomun bulunması gerekmektedir. Optimum popülasyon boyutu hakkında önceden bir bilgi olmadığı durumlar meydana gelebilir. Bu durumda başlangıç popülasyonu, her bir parametrenin belirlenen alt ve üst sınırları içinde rasgele olarak elde edilir. Başlangıç popülasyonunun oluşturulması için gereken matematiksel eşitlik,

$$X_{j,i}^{(0)} = X_j^{min} + rand_j(0,1) \cdot (X_j^{max} - X_j^{min}) \quad (2.123)$$

olarak verilir. Eşitlik 2.123'teki X_j^{max} ve X_j^{min} , her bir parametrenin üst sınırı ve alt sınırıdır. Burada $i = 1, \dots, NP$ ve $j = 1, \dots, D$ arasında değerler alır [105].

Ancak bazı durumlarda optimum popülasyon, bilinen bir değerdir. Böyle olduğunda, bu bilgiyi kullanarak, optimum noktaların komşuluğunda başlangıç popülasyonunun oluşturulması önemlidir. Popülasyon oluşturulurken dikkat edilmesi gereken husus; popülasyonun büyüklüğü mümkün olduğunca çözüm noktasını içine alacak genişlikte olmalıdır. Böylece daha kısa sürede optimum noktanın bulunmasını sağlar. Eğer başlangıç popülasyonu, çözüm noktasından uzak bir noktada oluşursa çözüme

ulaşması çok zaman alabilir. Bu husulara dikkat edildikten sonra, başlangıç popülasyonu oluşturulurken uniform veya gauss dağılımı kullanılır. Eğer optimum nokta kesin olarak biliniyorsa, gauss dağılımı kullanmak daha hızlı aramaları sağlar. Ancak bu durumda yerel minimum noktasına erken yakınsama ihtimali artmaktadır. Bu nedenle uniform dağılımını kullanmak çoğu problem çözümünde desteklenmektedir [105].

2.2.3.2. Mutasyon Katsayısı

Kromozomda bulunan genler üzerinde meydana gelen değişimlere mutasyon denir. Genlerdeki değişimlerle kromozom değerleri uzayda hareket ederek farklı bir noktada çözümü göstermiş olur. Mutasyon yapıldığında önemli olan iki faktör vardır; ilki mutasyonun yönü, ikincisi değişiklik miktarıdır. DEA’da bu faktörler, fark vektörünü oluşturan vektörlere bağlıdır. Oluşturulan daha fazla alternatif mutasyon yönünü, popülasyon boyutundaki veya fark vektörleri oluşturmak için kullanılan vektör sayısındaki artış sağlamaktadır [105].

DEA’da mutasyon işleminde genel durumlarda bir veya iki adet fark vektörü kullanılır. Ancak Price’e göre iki adet fark vektörü kullanmak probleme uygun olan mutasyon katsayısını bulmayı kolaylaştırır. Fakat bir adet fark vektörü kullanılması halinde aşağıdaki eşitlikteki gibi tanımlanır [105].

$$X_i'^{(G)} = X_a^{(G)} + F(X_b^{(G)} - X_c^{(G)}) \quad (2.124)$$

Burada $X_i'^{(G)}$ mutant vektörü, $X_a^{(G)}$ baz vektör, G nesil numarası ve F mutasyon katsayısıdır. $X_b^{(G)}$ ve $X_c^{(G)}$ fark vektörünü oluşturmak için kullanılan, rastgele seçilmiş vektörlerdir.

DEA, mutasyon işleminde farklı stratejiler de sunar. Bu stratejiler x/y/z gösterimi ile ifade edilir. x mutant vektörünü oluşturmak için kullanılan baz vektörünü, y mutasyon işleminde kullanılan fark vektörünün sayısını ve z ise çaprazlama işleminde kullanılan çaprazlama şemasını tanımlar. x ile ifade edilen baz vektörünü seçerken kullanılan yöntemler “rand”, “best”, “rand to best”, “current” ve “current to best and current to rand” olarak kullanılmaktadır.

“rand” işlemi ile baz vektörünün seçimi yapılırken rastgelelik kullanılır. Her bir kromozom eşit oranda seçilme oranı hakkına sahiptir. Bu işlemdeki problem sadece

rastgele seçiş durumuna dayandığından dolayı aynı kromozomun birden fazla seçilme ihtimali vardır. Evrensel stokastik örnekleme ile en iyi seçim yaklaşımı oluşur ve kromozom çoklu seçilebilir. Permutasyon seçiminde, kromozomların her biri seçilir ve sırası karıştırılır, bunun sonucu olarak da baz vektör yeni sıraya göre seçilmiş olur. Yöntemlerden bir diğeri “best” işleminde, en iyi kromozom baz vektör olarak mutasyonda kullanılabilir. Bu işlemde erken yakınsama meydana gelebilir ve böylece yakınsama oranı artarak dezavantaj oluşturur. “rand to best” işlemi, “rand” ve “best” işlemlerinin birleştirilmiş halidir ve ne popülasyon kromozomların rastgele seçimi ne de en iyi kromozomdur. “current” işleminde, her kromozom herhangi bir genetik değişime uğramadan, kendi sahip olduğu özellikleri korumaya devam eder. Böylece kromozomlar bağımsız olarak arama yaptığında, çok sayıda optimum nokta bulma olasılığı artmış olur. “current to best and current to rand” yönteminde baz vektör, “rand to best” yönteminde anlatıldığı gibi iki kromozom arasında yer almaktadır. “current to best” olan kısımda baz vektör hedef ile en iyi kromozom arasında konumlanırken, “current to rand” olan kısımda baz vektör rastgele seçim ve hedef vektörün birleşmesiyle ortaya çıkmaktadır.

Literatürde, mutasyon işlemi için birden çok yöntem olmasına rağmen, araştırmacılar tarafından en çok kullanılan dört yöntem bulunur. Yöntemlerin eşitlikleri aşağıda verilmiştir [105].

"DE/rand/1/bin"

$$V_{i,g} = X_{r0,g} + F(X_{r1,g} - X_{r2,g}) \quad (2.125)$$

"DE/best/1/bin"

$$V_{i,g} = X_{best,g} + F(X_{r1,g} - X_{r2,g}) \quad (2.126)$$

"DE/best/2/bin"

$$V_{i,g} = X_{best,g} + F(X_{r1,g} - X_{r2,g} + X_{r3,g} - X_{r4,g}) \quad (2.127)$$

"DE/current-to-best/1/bin"

$$V_{i,g} = X_{i,g} + F(X_{best,g} - X_{i,g}) + F(X_{r1,g} - X_{r2,g}) \quad (2.128)$$

Eşitliklerde, $V_{i,g}$ mutasyon sonucu oluşturulan mutant vektörü olup $X_i^{(G)}$ ile aynıdır. $X_{best,g}$ popülasyondaki en iyi kromozomu gösterirken, $X_{r0,g}$ rastgele seçilmiş kromozomu tanımlar.

2.2.3.3. Çaprazlama Katsayısı

DEA'da çaprazlama işlemi, mutasyon işleminden sonra gelen basamaktır. Hedef vektör ile mutasyon sonucu elde edilen mutant vektörünün birleştirilmesi neticesinde deneme vektörü oluşturulur. Çaprazlamada kullanılan yöntemler; iki terimli, üstel ve aritmetiktir. Vektör oluşturulurken, mevcut çaprazlama yöntemlerinden birisi ile birlikte çaprazlama katsayısı kullanılır. Çaprazlama katsayısı ile oluşturulan deneme vektörü, hedef vektörüne ne derece yakın olacağı hakkında etki sahibidir. Daha büyük bir adım boyutu uygulanması için, deneme vektörünün mutant vektörüne yakın olması gerekir. Bu durumda algoritma daha hızlı çalışır [106].

Yöntemlerden biri olan ikili çaprazlama yönteminde; deneme vektörünü oluşturan vektörler, çaprazlama oranı ile mutant ve hedef vektörden seçilir. Tüm vektörler birbirinden bağımsız olarak seçilir. Böylece deneme vektörü, hedef vektörünün tekrarı olamaz, mutant vektöründen seçilmesi teşvik edilir. Bu şartlar altında yapılan çaprazlama metodunun ifadesi;

$$X_i^{''(G)} = \begin{cases} X_i^{(G)} & \text{if } rand_j(0,1) \leq C_r, & j = j_{rnbr(i)} \\ X_i^{(G)} & \text{if } rand_j(0,1) > C_r, & j \neq j_{rnbr(i)} \end{cases} \quad (2.129)$$

olarak verilir. Eşitlik 2.129'da $X_i^{''(G)}$ deneme vektörü olup, $rand_j$ üniform dağılıma göre 0 ile 1 arasında değişiklik gösterir. $rnbr(i)$ ise 1 ile D arasında değişir. Böylece mutant vektöründen alınan parametrenin olasılığı p_m , çaprazlama oranına eşit olmadığı için vektörlerden birisi mutant vektöründen elde edilmeye teşvik edilmiş olur. Elde edilen olasılık değeri, popülasyonun büyüklüğüne bağlıdır. Popülasyon ne kadar büyükse, olasılık o kadar artar. Olasılık, aşağıdaki eşitlikteki gibi gösterilir.

$$p_m = CR \left(1 - \frac{1}{D}\right) + \frac{1}{D} \quad (2.130)$$

Parametre sayısı; mutant vektöründen elde edileceği beklenen parametre sayısının olasılık oranı ve popülasyonda bulunan kromozom sayısının çarpımına eşittir. Eşitlik 2.131'de ifade edilmiştir.

$$E(L) = NP * p_m \quad (2.131)$$

GA'da kullanılan çaprazlama ile aynı olan üstel yöntemde ise çaprazlama bir ya da iki noktadaki çaprazlama operatörüne benzerdir. İki yeni yavru üretmeye hazır kromozom segmentlerinin ilerisinde nokta seçilmesi, bir noktadaki çaprazlamayı tanımlar. İki farklı nokta seçilimi ile çaprazlama olayı, kromozomlar birbirinden uzak ise gerçekleşir. Bu şekilde vektörlerden birisi mutant vektöründen alınırken diğeri de hedef vektöründen alınmaya zorlanmış olur. Eşitlik 2.132'da çaprazlamanın matematiksel ifadesi verilmiştir.

$$X_i^{''(G)} = \begin{cases} X_i^{'(G)}, & j = (n)_D, (n+1)_D \dots (n+L-1)_D \\ X_i^{(G)}, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.132)$$

Yukarıdaki eşitlikte n değeri 1 ile D arasında rastgele verilen tamsayıdır. $(n)_D$ ifadesi n/D bölüm ifadesinin kalanıdır. Aritmetik çaprazlama ise hedef vektör ve mutant vektörünün aritmetik şekilde birleştirilmesi ile oluşmaktadır. Aşağıdaki gibi gösterilmektedir.

$$X_i^{''(G)} = (1 - q)X_i^{(G)} + qX_i^{'(G)} \quad (2.133)$$

Eşitlik 2.133'te verilen q parametresi, ağırlık katsayısıdır ve mutant vektör ile hedef vektörü arasındaki dengeyi düzenler. Aritmetik çaprazlama yöntemi hem DEA hem de GA'da aynı şekilde kullanılmaktadır. Böylece literatürde bulunan üç çaprazlama yöntemiyle yeni jenerasyonun nasıl oluşturulacağı matematiksel olarak gösterilmiştir.

2.2.3.4. Seçim

Algoritmanın son basamağı olan seçim işleminde, DEA'da yeni jenerasyonun oluşturulması gerçekleşir. Yeni jenerasyon oluşturulurken, amaç fonksiyonunu minimum değerde yapacak şekilde deneme vektörü ile hedef vektörü arasında en iyi seçim gerçekleştirilir. Eğer deneme vektörü daha iyi bir değere sahip ise yeni jenerasyona aktarılır, bunun tersi bir durum söz konusu olduğunda mevcut jenerasyon işlevini sürdürmeye devam eder. Aşağıda matematiksel olarak gösterilmiştir.

$$X_i^{(G+1)} = \begin{cases} X_i^{''(G)}, & f(X_i^{''(G)}) \leq f(X_i^{(G)}), i = 1 \dots Np \\ X_i^{(G)}, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (2.134)$$

Tüm bu gerçekleşmesi gereken işlemler DEA’da iterasyon içerisinde tekrar etmektedir. DEA’nın yalın olmasını sağlayan özelliklerin başında çok az parametre ile problem çözümü tasarlanıp kontrol edilebiliyor olması gelmektedir. Bu parametrelerin tanımlamalarını doğru yapmak ve olabilecek en elverişli değerlerin bilinmesi önemlidir. Bu değerlerin probleme göre değişim göstermesi ve farklı değerler alması mümkündür. Sınırlar dahilinde değişkenlik gösterebilirler. Ancak, yapılan çalışmalar ışığında, literatürde kabul görmüş parametrelerin optimum çalışma aralıkları bulunmaktadır. Çalışmalarda, DEA’nın parametreleri olan NP, CR ve F için en uygun aralıklar bulunmaktadır. Araştırmalara göre genellikle; popülasyon boyutu için alınması gereken değer 4D ile 10D arasında, çaprazlama oranı için 0,9 ile 1 arasında ve mutasyon katsayısı için 0,4 ile 0,95 arasında olması gerektiği görülmüştür [107].



3. ÖNERİLEN MODEL

Tezin bu bölümünde; sinyal kaynaklarından gelen sinyalleri, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi kullanarak analiz etmek için önerilen model ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Önerilen modelde; zaman adımları optimize edilerek, N-elemanlı zaman modülasyonlu doğrusal diziyeye dayalı tek anlık görüntü ile Matris Kalem yöntemini kullanıp işaret geliş açısı tahmini yapılmıştır. Bu modelin performansı; anten elemanlarının sayısı, yan bantlar, sinyal kaynakları ve çeşitli gürültü seviyeleri açısından simülasyonlarla analiz edilmiştir. Ayrıca analiz sonuçları, tek tip doğrusal dizi (ULA) ve MUSIC algoritması kullanılarak elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

3.1. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizilerinde Sinyal Geliş Açısı Tahmini

Yapılan çalışmalarda, zaman modülasyonlu anten dizilerinde sinyal geliş açısı tahmini yöntemleri gün geçtikçe daha fazla ilgi görmektedir. Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizilerinde, zaman da ayarlanabildiği için anten elemanları oldukça esnek bir tasarıma ulaşmış ve bu da işaret geliş açısı tahmini için daha uygun bir çalışma alanı sağlamıştır. Ayrıca her eleman tarafından alınan sinyal, sinyal modelini oluşturmak için toplanır. Bu şekilde işaret geliş açısı tahminini gerçekleştirmek için hesaplama karmaşıklığı, özellikle büyük ölçekli dizilere kıyasla nispeten düşüktür, çünkü her eleman zaman modülasyonlu anten dizilerinde sürekli olarak aktif değildir.

Bu tez çalışmasında; literatürdeki diğer çalışmalardan farklı olarak, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi için zaman adımları diferansiyel evrim algoritması ile optimize edilmiş ve gelen sinyallerin yönlerinin tahmini yapılırken ilk kez tek anlık görüntü beraberinde Matris Kalem yöntemi kullanılmıştır. Bu sayede, hem hesaplama karmaşıklığından kaçınılmış hem de oldukça doğru ve güvenilir sonuçlar elde edilmiştir. Ayrıca, bu çalışmada; zaman modülasyonu ve Matris Kalem yöntemlerini

birleştiren yeni bir formülasyon geliştirilmiştir. Geliştirilen bu formülasyon, literatürde daha önce hiçbir yerde verilmemiştir.

Tezin bu bölümünde; zaman modülasyonlu doğrusal anten dizilerinin zaman adımları, Diferansiyel Evrim Algoritması ile optimize edilerek, işaret geliş açısı tahmini için Matris Kalem yönteminin kullanılması matematiksel eşitlikler yardımıyla ayrıntılı olarak açıklanmaktadır.

3.1.1. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizileri için Sinyal Modeli

Anten dizilerinin geleneksel teorisinde; uyarım genlikleri, uyarım fazları ve konum vektörleri olarak verilen üç ana tasarım değişkeni bulunur. Geleneksel tezin dışında düşünüldüğünde, dizi elemanlarının açık-kapalı süreleri değiştirilerek zaman ortalama yayılma gücünün ayarlanabileceği, çalışmalar sonunda ortaya çıkmıştır. Tasarım parametresi olarak zaman da matematiksel ifadelerde yer almaya başlamıştır.

Pozitif x eksenine yerleştirilmiş izotropik anten elemanlarından oluşan doğrusal bir dizi ele alınır ve bu elektronik yapıdaki her bir elemanın açık kapalı durumunun, besleme hattındaki yüksek hızlı RF anahtarlar tarafından değiştirildiği varsayılırsa, bu dizi için dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$DF(\theta, t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{n=1}^N I_n e^{\alpha_n} U_n(t) e^{j(n-1)\beta d \sin\theta} \quad (3.1)$$

Burada, f_0 merkez frekansı, I_n ve α_n sırasıyla n. elemanın uyarım genliği ve fazıdır. Elemanlar arası mesafe d ile gösterilmiştir. $\beta = 2\pi f_0/c$ olarak tanımlanırken, c ise ışık hızıdır. θ açısı x ekseninden ölçülür. Bu ifadede $U_n(t)$, n. eleman için açık-kapalı zaman değiştirme fonksiyonunu temsil eder ve karmaşık Fourier serisine ayrıştırılabilir. Bu yapının, Şekil 2.7’de gösterildiği gibi değişken açıklık boyutu (VAS) zaman şeması ile değiştirildiği varsayılırsa, dizi faktöründe, zamana bağlı bir değişken ortaya çıkar. RF anahtarlar için kullanılan anahtarlama fonksiyonu aşağıdaki gibi modellenmiştir.

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \mu_1 \tau \leq t \leq \mu_2 \tau \leq T_p \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (3.2)$$

Eşitlik 3.2’de, n. eleman; için, $\mu_1 \tau$ anahtar açma zamanını, $\mu_2 \tau$ anahtar kapama zamanını, T_p modülasyon periyodunu, $f_p = 1/T_p$ ise modülasyon frekansını gösterir.

Burada, $\tau_n = (\mu_2 - \mu_1)\tau$ olarak gösterilir. $U_n(t)$ zamanın periyodik bir fonksiyonu olduğu için uzay ve frekans yanıtı Fourier serisine ayrıştırılarak elde edilebilir. Her frekans bileşeninin frekansı $f_0 + mf_p$ ($m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm\infty$)'dur. Aşağıdaki eşitlikte m. dereceden Fourier bileşeni verilmiştir [62,63,91].

$$F_m(\theta, t) = e^{j2\pi(f_0 + mf_p)t} \sum_{n=1}^N I_n e^{\alpha_n} C_{m,n} e^{j(n-1)\beta dsin\theta} \quad (3.3)$$

$C_{m,n}$ ifadesi aşağıda verilen eşitlik ile tanımlanır.

$$C_{m,n} = \frac{1}{T_p} \int_{\mu_1\tau}^{\mu_2\tau} U_n(t) e^{-j2\pi mf_p t} dt \quad (3.4)$$

Burada, $C_{m,n}$ ifadesi n. elemana ait karmaşık Fourier katsayısıdır. f_p ise anahtarlama frekansını temsil eder. Denklemden de anlaşılacağı gibi $m = 0$ terimi merkez çalışma bandını temsil eder, diğer daha yüksek dereceli terimlere yan bantlar denir. $C_{0,n}$ aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$C_{0,n} = \frac{(\mu_2 - \mu_1)\tau}{T_p} \quad (3.5)$$

O halde $C_{m,n}$ değeri $m \neq 0$ için yeniden yazılırsa,

$$C_{m,n} = \frac{(\mu_2 - \mu_1)\tau}{T_p} \frac{\sin[m\pi f_p (\mu_2 - \mu_1)\tau]}{m\pi f_p (\mu_2 - \mu_1)\tau} e^{-jm\pi f_p (\mu_2 - \mu_1)\tau} e^{-jm2\pi f_p \mu_1\tau} \quad (3.6)$$

Eşitlik düzenlenirse;

$$C_{m,n} = f_p (\mu_2 - \mu_1)\tau \frac{\sin[m\pi f_p (\mu_2 - \mu_1)\tau]}{m\pi f_p (\mu_2 - \mu_1)\tau} e^{-jm\pi f_p (\mu_1 + \mu_2)\tau} \quad (3.7)$$

elde edilir. Hesap kolaylığı için, uyarım genliği ve fazı tek tip olarak seçilir. Gelenekselliği kaybetmemek adına $I_n = 1$ ve $\alpha_n = 0$, $n = (1, 2, \dots, N)$ olmalıdır. Böylelikle zaman modülasyonlu anten dizisi için Eşitlik 3.3 aşağıda verilen şekilde yazılabilir [62,63,91].

$$F_m(\theta, t) = e^{j2\pi(f_0 + mf_p)t} \sum_{n=1}^N f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau \frac{\sin[m\pi f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau]}{m\pi f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau} \cdot e^{-jm\pi f_p(\mu_1 + \mu_2)\tau} \cdot e^{j(n-1)\beta d \sin\theta} \quad (3.8)$$

Aynı f_0 taşıyıcı frekansına sahip, R tane uzak alan dar bant ve tek tip uyarım genliği ile fazına sahip sinyal kaynaklarından yayılan sinyallerin, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine θ_r açısı ile çarptığı varsayılır. Sinyal kaynaklarından yayılan her sinyal, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi tarafından alındığında toplanır. Alınan sinyal $y(t)$ aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$y(t) = x(t) + n(t) = \sum_{n=1}^N U_n(t) \cdot \left[\sum_{r=1}^R S_r(t) e^{j(n-1)\beta d \sin\theta_r} + n_n(t) \right] \quad (3.9)$$

Bunun sonucu olarak dizi, ($m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm\infty$)'da birçok yan bant üretir. m adet yan bant ile alınan sinyal $y(t)$, aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$y_m(t) = x_m(t) + n(t) = \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N C_{m,n} \cdot [S_r(t) e^{j2\pi m f_p t} e^{j(n-1)\beta d \sin\theta_r} + n_n(t)] \quad (3.10)$$

Burada $s_r(t)$, θ_r geliş açısı ile r . gelen sinyali gösterir. d , art arda yer alan anten elemanları arasındaki mesafedir. $n(t)$, m . yan bantta σ^2 çeşitlenmeli sıfır ortalamalı Gauss beyaz gürültüsüdür.

3.1.2. Diferansiyel Evrim Algoritması ile Zaman Adımlarının Optimizasyonu

Sinyal geliş açısı tahmini yapılırken zaman adımlarını optimize etmek için DEA; güvenilir, çok yönlü ve popülasyon tabanlı bir optimize edici olarak kullanılır. Günümüze kadar, elektromanyetik alan ve anten dizi sentezi problemlerini de içeren birçok çalışmada DEA yaygın olarak kullanılmıştır [108-112].

Bu tez çalışmasında, her anten elemanı için hem açma süresi hem de kapama süresi vardır ve bu değerler optimize edilmiştir. Böylelikle, her anten için iki parametre kullanılır ve optimizasyon parametrelerinin sayısı, kullanılan anten sayısının iki

katıdır. Tüm bunlardan yola çıkarak, minimize edilmesi gereken amaç fonksiyonu tezdeki probleme uygun olarak aşağıdaki gibi oluşturulmuştur.

$$f = w|(\theta_r)_s - (\theta_r)_d|_{min} \quad (3.11)$$

Eşitlik 3.11’de, w ağırlık faktörü, $(\theta_r)_s$ simülasyon yapılarak tahmin edilen sinyalin geliş açısı, $(\theta_r)_d$ ise sinyalin istenen geliş açısıdır. Optimizasyon işlemi sırasında ağırlık faktörü $w = 1$ olarak alınmıştır. RF anahtarların açma kapama zamanları olan $\mu_1\tau$ ve $\mu_2\tau$ için sınır koşulları, bir tam periyot boyunca (*anahtar açma zamanı* \leq *anahtar kapama zamanı*) olacak şekilde serbestçe ayarlanmıştır. Bu çalışmada optimizasyon mutasyon yöntemi olarak "DE=rand=1=exp" şemasına sahip DE algoritması kullanılmıştır. Ayrıca kullanılan diğer parametreler şu şekildedir; amaç fonksiyonunun parametre sayısı $D = 2N$, popülasyon üye sayısı $Np = 5D$, maksimum yinleme sayısı $itermax = 1000$, ölçekleme faktörü $F = 0,6$ ve çaprazlama olasılık sabiti $CR = 0,9$. Literatürde bu kontrol parametreleri için çeşitli değerler kullanılmaktadır. Bu çalışmada kullanılan değerler [110]’a dayanmaktadır.

3.1.3. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizisi Kullanılarak Matris Kalem Yöntemi ile Yön Tahmini

Matris Kalem yöntemi; üstel sinyal verilerinden, yüksek hassasiyetli kutup ve genlik verileri sağlar. Matris Kalem yöntemi de diğer tahmin yöntemleri gibi alt uzay yaklaşımına dayalı bir yöntemdir. Matris Kalem yöntemini MLE, MUSIC ve ESPRIT gibi diğer yöntemlerden ayıran en önemli fark; bu yöntemin korelasyon matrisi gerektirmemesi, diğer tüm yöntemlerin korelasyon matrisine bağlı olmasıdır. Korelasyon matrisinin tahmin edilmesi, yüksek derecede bir hesaplama yükü ortaya çıkarır. Tüm bu nedenler, Matris Kalem olarak bilinen, doğrudan veri bölgesi tekniğinin geliştirilmesini motive etmiştir. Matris Kalem yöntemi başlangıçta sistemin kutuplarını tahmin etmek için geliştirilse de daha sonra yön kestirim problemlerinin çözümüne uygulanarak başarılı sonuçlar elde edildiği gözlemlenmiştir [99].

Bu tez çalışmasında; Matris Kalem yöntemi sayesinde, $x(t)$ sinyal verisinden bir matris kalem işlevi üretmek ve ardından $x(t)$ 'nin kutuplarını tahmin etmek için tekil değer ayrışımını uygulamak amaçlanmıştır.

Modülasyona uğramamış $x(t)$ sinyali, gürültünün de eklenmesiyle Matris Kalem yöntemine göre aşağıdaki gibi modellenir [35].

$$y(t) = x(t) + n(t) = \sum_{r=1}^R I_r e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_r) t} + n(t) \quad (3.12)$$

Burada; R sinyal kaynağı sayısını göstermek üzere $r = 1, 2, \dots, R$ olarak ifade edilir. Eşitlik 3.12 aşağıdaki gibi örneklenebilir.

$$y(q) = x(q) + n(q) = \sum_{r=1}^R I_r z_r^q + n(q) \quad (3.13)$$

$$z_r = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_r)} \quad (3.14)$$

Matris Kalem yöntemini sinyal geliş açısı tahmini ile birleştirmenin ana fikri, $y(t)$ 'yi N ayrık değer dizisi olarak sunmaktır $y(t)_n = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$.

Matris Kalem yöntemini zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine uygularken, Eşitlik 3.8'de verilen dizi faktörü ifadesi ile Eşitlik 3.13 birleştirilerek yeniden matematiksel modelleme yapılır. Böylece aşağıdaki örneklenmiş ifade elde edilir.

$$y_m(q) = \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N C_{m,n} [S_r(q) e^{j(n-1)\beta d \sin(\theta_r) q} \times e^{(j2\pi m f_p t) q}] + n(q) \quad (3.15)$$

Amaç, hesaplanan $y(q)$ ($q = 0, \dots, N - 1$) değerleri ile sistemin kutuplarını tahmin etmektir. İlk olarak sinyal verileri, dizide bulunan N adet anten elemanının terminallerinden alınır. Daha sonra sinyal geliş açısı tahmini için Matris Kalem yöntemi kullanılır. Bu işlemler esnasında korelasyon matrisi tahmin edilmez. Yöntem, alınan verilere doğrudan uygulanır.

Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine bu yöntemleri uygulamak için öncelikle Eşitlik 3.13'ten doğrudan türetilebilecek bir Y matrisi olduğu varsayılır. Y matrisi, Hankel matrisidir ve Y 'nin her sütunu, orijinal $y(q)$ veri vektörünün pencerelemiş bir parçasıdır. Elemanlar, $[y(0) y(1) y(2) \dots y(N - 1)]$ olarak ifade edilebilir. Anten dizisinde N adet alıcı olduğu varsayıldığında, Y matrisi aşağıdaki gibi gösterilebilir [36].

$$Y = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \cdots & y(L-1) \\ y(1) & y(2) & \cdots & y(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L) & y(N-L+1) & \cdots & y(N-1) \end{bmatrix}_{(N-L+1) \times (L)} \quad (3.16)$$

Algoritmanın en iyi şekilde çalışması için kalem parametresi değeri $N/3$ ile $N/2$ arasında seçilmelidir. Ayrıca bu parametrenin doğru şekilde seçilmesi, alınan verilerdeki gürültünün bazı etkilerini ortadan kaldırmak için çok önemlidir.

Y matrisinden Y_a ve Y_b olmak üzere iki tane alt matris oluşturulur.

$$Y_a = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \cdots & y(L-1) \\ y(1) & y(2) & \cdots & y(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L-1) & y(N-L) & \cdots & y(N-2) \end{bmatrix}_{(N-L) \times (L)} \quad (3.17)$$

$$Y_b = \begin{bmatrix} y(1) & y(2) & \cdots & y(L) \\ y(2) & y(3) & \cdots & y(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L) & y(N-L+1) & \cdots & y(N-1) \end{bmatrix}_{(N-L) \times (L)} \quad (3.18)$$

Eşitlik 3.14'te verilen z_r parametresi, $\{Y_a, Y_b\}$ matris çiftinin genelleştirilmiş öz değerlerinden elde edilir. Özdeğer probleminde, z_r parametresi $\{Y_a^+ Y_b - \lambda I\}$ 'dan bulunabilir. Y_a^+ terimi, Y_a 'nın Moore-Penrose tersidir ve Eşitlik 2.95'te tanımı verilmiştir. Aşağıda verilen eşitliğin özdeğerleri, ihtiyaç duyulan verileri içermektedir.

$$Y_a^+ Y_b = \{Y_a^H Y_a\}^{-1} Y_a^H Y_b \quad (3.19)$$

Bu tez çalışmasında gürültülü sinyal kullanıldığı için bir ön filtreleme uygulaması gereklidir. Etkili gürültü filtreleme için kullanılan tekil değer ayrışımı, bu probleme uygun bir seçimdir. Y matrisine tekil değer ayrışımı uygulanırsa aşağıdaki denklem elde edilir.

$$Y = U \Sigma V^H \quad (3.20)$$

Burada U , V ortogonal matrislerdir ve Σ bir köşegen matristir. Köşegen matris, Y 'nin tekil değerlerini içerir. Tekil değerler azalan düzende sıralanır ($\sigma_1 > \sigma_2 > \sigma_3 \cdots \sigma_N$). Genel olarak buradaki tekil değerlerin ilk R tanesi baskın tekil değerlerdir [36]. V 'nin

R baskın sağ tekil vektörleri, tekil değerlerle filtrelenmiş V' matrisleri elde edilirken kullanılır. Kalan küçük tekil değerlere sahip vektörler ise atılır.

$$V' = V_1, V_2, \dots, V_R \quad (3.21)$$

Yeniden tanımlanan Y_1 ve Y_2 matrisleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$Y_1 = U\Sigma'V_1'^H \quad (3.22)$$

$$Y_2 = U\Sigma'V_2'^H \quad (3.23)$$

Burada V' 'nin son satırının silinmesi V_1' 'i, V' 'nin ilk satırının silinmesi V_2' 'yi oluşturur ve Σ' 'nin R tane sütununun R baskın tekil değerlerine karşılık Σ' elde edilir [36]. Gürültü varlığında Eşitlik 3.19 aşağıdaki gibi düzenlenmiştir.

$$\{V_2'^H - \lambda V_1'^H\} = \{V_1'^H\}^+ \{V_2'^H\}^+ - \lambda I \quad (3.24)$$

Burada I matrisi $R \times R$ boyutunda birim matristir. Öyleyse, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi tarafından alınan sinyalin geliş açısı tahmini için aşağıdaki eşitlik kullanılır.

$$\theta_r = \cos^{-1} \left[\frac{\text{Im}(\ln(z_r))}{\frac{2\pi d}{\lambda}} \right], \quad r = 1, 2, \dots, R \quad (3.25)$$

4. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Bu tez çalışmasında; N elemanlı zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi kullanılarak, Matris Kalem yöntemiyle, sinyalin geliş açısı tahmini yapılmıştır. Sinyalin geliş açısı tahmini yapılırken, çeşitli simülasyonlar gerçekleştirilmiş, önerilen yöntemin doğruluğu ve performansı farklı faktörler için analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar; sinyal geliş açısı tahmini için geleneksel doğrusal anten dizileri kullanılarak, Matris Kalem ve MUSIC yöntemiyle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

Simülasyonlar iki ana başlıkta değerlendirilmiştir. İlk olarak, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizilerinin ışına örüntüleri farklı zaman şemalarında sunulmuş, ikinci olarak ise zaman modülasyonlu doğrusal anten dizileri kullanılarak sinyalin geliş açısı tahmin sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

4.1. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizileri için Işıma Örüntüsü Uygulamaları

Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizileri ve tek yönlü faz merkezi hareketi zaman şeması kullanılarak ışına örüntüleri elde edilmiştir. Algoritma oluşturulurken Eşitlik 2.23, 2.24, 2.25 ve 2.26 kullanılmıştır. Bu denklemler, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi için dizi faktörü ifadesine uygulandığında, m . dereceden Fourier bileşeni aşağıdaki gibi elde edilir.

$$DF_m(\theta, t) = e^{j2\pi(f_0 + mf_p)t} \sum_{n=1}^N I_n C_{m,n} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta)} \quad (4.1)$$

$$C_{m,n} = \frac{1}{T_p} \int_{\mu_1\tau}^{\mu_2\tau} U_n(t) e^{-j2\pi m f_p t} dt \quad (4.2)$$

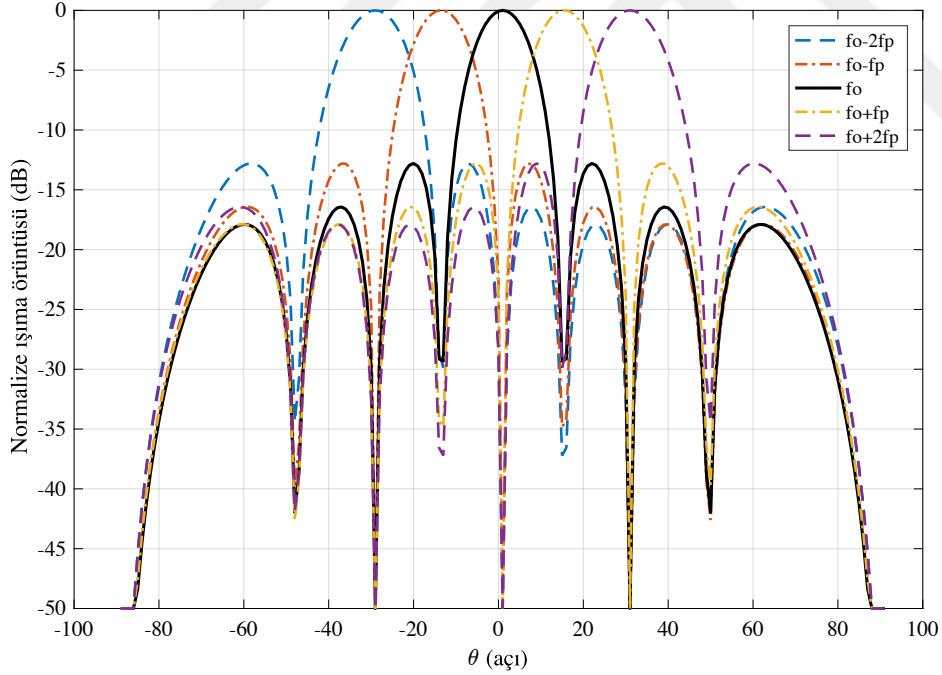
$$C_{m,n} = f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau \cdot \text{sinc}[\pi m f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau] \cdot e^{-j\pi m f_p(\mu_2 + \mu_1)\tau} \quad (4.3)$$

Burada $I_n = 1$ olarak alınır ve $n = 1, 2, \dots, N$ 'dir. Ayrıca sinc fonksiyonundan dolayı Eşitlik 4.1 yeniden aşağıdaki gibi yazılır.

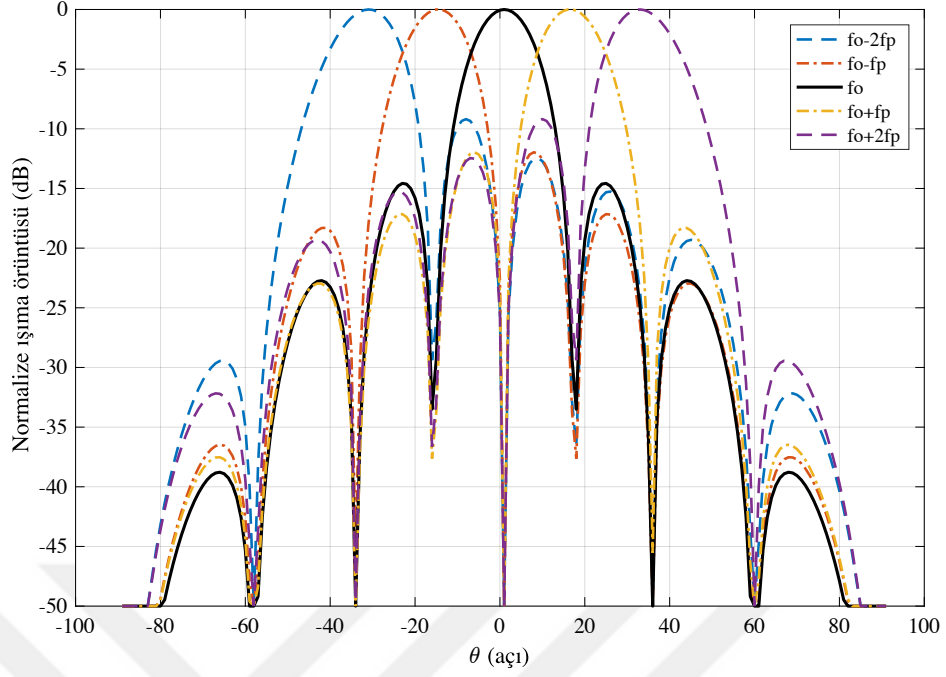
$$DF_m(\theta, t) = e^{j2\pi(f_0 + mf_p)t} \sum_{n=1}^N f_p(\mu_2 - \mu_1)\tau \cdot \text{sinc}[\pi mf_p(\mu_2 - \mu_1)\tau] \cdot e^{-j\pi mf_p(\mu_2 + \mu_1)\tau} \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta)} \quad (4.4)$$

Eşitlik 4.4, algoritma oluşturulurken kullanılan denklemdir. Şekil 2.8’de verilen zaman şeması, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine uygulanarak ışına örüntüleri elde edilmiştir.

Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi, 8 adet izotropik antenin yarım dalga boylu olacak şekilde yerleştirilmesiyle oluşturulmuştur. $f_0 + mf_p$ ($m = -2, -1, 0, 1, 2$) bantlarına karşılık gelen ışına örüntüleri, $M = 1, 2, 3, 4$ değerleri için elde edilmiştir. Elde edilen ışına örüntüleri, her bir M değerine ait ışına örüntülerini göstermektedir ve Şekil 4.1’de verilmiştir. Merkez frekanstaki (f_0) hüzmenin her zaman 0° ’de olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, yan kulak seviyesi -12.8 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 4.1. $M = 1, N = 8$ için merkez frekans ve yan bantlarda ZMAD ışına örüntüsü



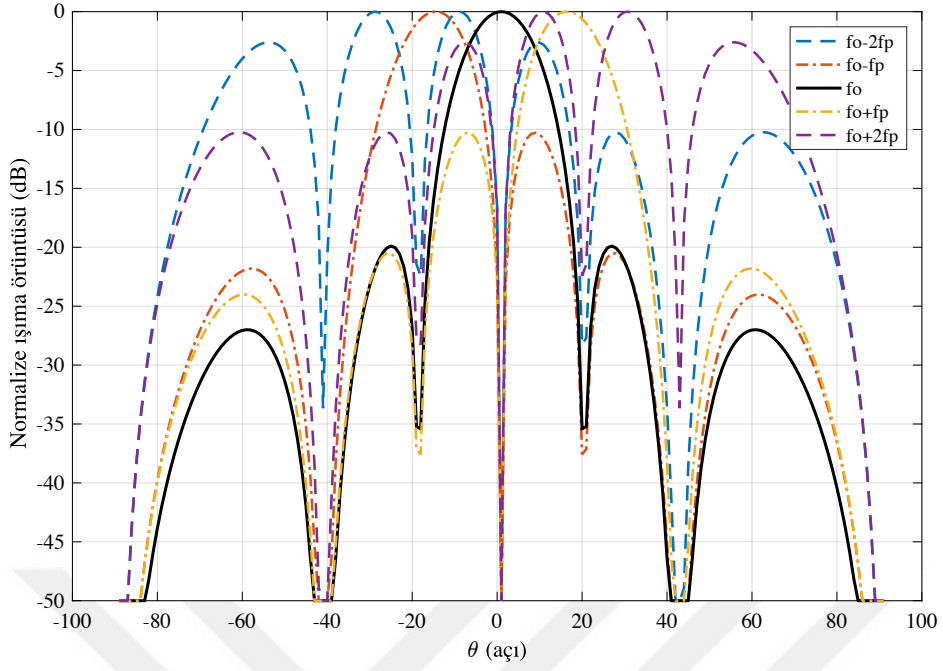
Şekil 4.2. $M = 2, N = 8$ için merkez frekans ve yan bantlarda ZMAD ışıma örüntüsü

$M = 2$ olarak ayarlandığında elde edilen ışıma örüntüsü Şekil 4.2’de verilmiştir. Merkez frekanstaki (f_0) hüzmünün yine 0° ’de olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, yan kulak seviyesi -14.6 dB olarak elde edilmiştir.

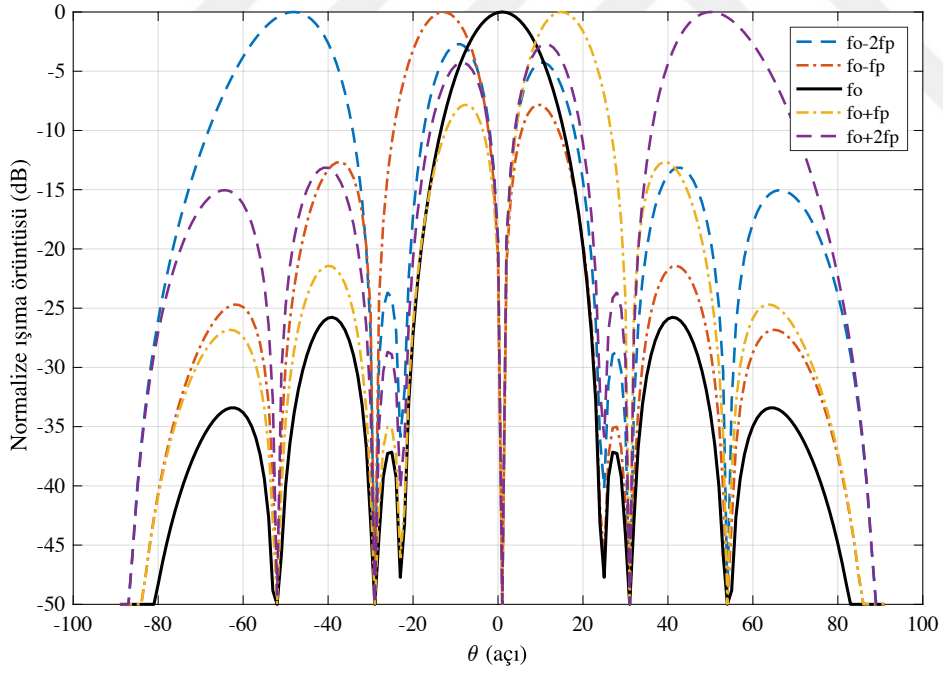
Şekil 4.3’te, $M = 3$ için ayarlandığında elde edilen ışıma örüntüsü verilmiştir. Hem merkez frekansta hem de diğer yan bantlarda elde edilen ışıma örüntülerinde yan kulak seviyesi -19.9 dB olarak elde edilmiştir.

Şekil 4.4’te, $M = 4$ için ayarlandığında elde edilen ışıma örüntüsü verilmiştir. Hem merkez frekansta hem de diğer yan bantlarda elde edilen ışıma örüntülerinde yan kulak seviyesi -25.8 dB olarak gözlemlenmiştir.

Diğer taraftan, farklı yan banttaki ışıma örüntülerinin 0° ’den farklı yönlerde yayılmaya devam ettiği gözlemlenmiştir. $m \neq 0$ olan yan bantlarındaki ışıma örüntülerinin, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizilerinin normal eksenine göre simetrik olduğu tespit edilmiştir. Ayrıca, yapılan simülasyonlarla M ’nin artmasıyla yan bant seviyelerinin daha da azaldığı ortaya çıkmıştır.



Şekil 4.3. $M = 3, N = 8$ için merkez frekans ve yan bantlarda ZMAD ışıma örüntüsü



Şekil 4.4. $M = 4, N = 8$ için merkez frekans ve yan bantlarda ZMAD ışıma örüntüsü

4.2. Zaman Modülasyonlu Doğrusal Anten Dizileri için Yön Tahmini Uygulamaları

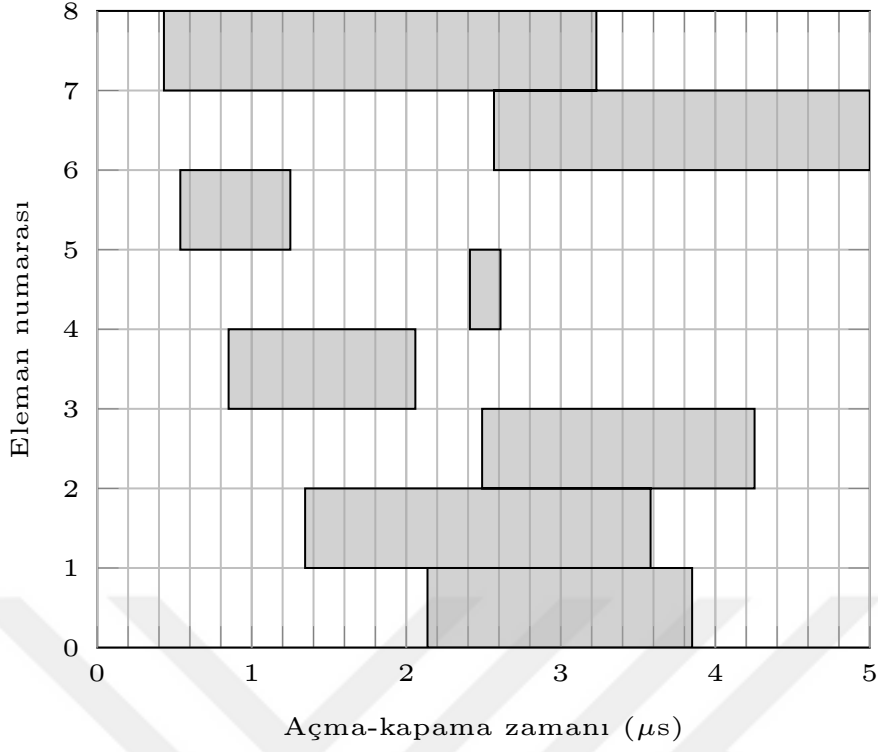
Tez çalışmasının bu bölümünde, çeşitli simülasyonlar gerçekleştirilmiş, sinyal geliş açısı tahmini için önerilen yöntemin doğruluğu farklı faktörler altında analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar; Matris Kalem yöntemi ve MUSIC kullanılarak, geleneksel doğrusal anten dizisi eşliğinde sinyal geliş açısı tahmin sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Simülasyonlarda merkez frekansı $f_0 = 1$ GHz, modülasyon frekansı $f_p = 200$ KHz ve anahtarlama fonksiyonu için periyot $T_p = 5$ s seçilmiştir. Eşitlik 3.9'da verilen amaç fonksiyonu temel alınarak; ilk analiz için tek bir sinyal kaynağının varlığında, 8 elemanlı bir zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisinin zaman adımlarını optimize etmede DEA kullanılmıştır. Daha sonra, optimize edilen zaman adımları kullanılarak tek sinyal kaynağı için çeşitli simülasyonlar yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Ardından, aynı anda zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine ışyan farklı açılara sahip iki sinyal kaynağı için analiz yapılmış ve sonuçlar sunulmuştur.

4.2.1. Diferansiyel Evrim Algoritması ile Zaman Adımlarının Optimizasyonu

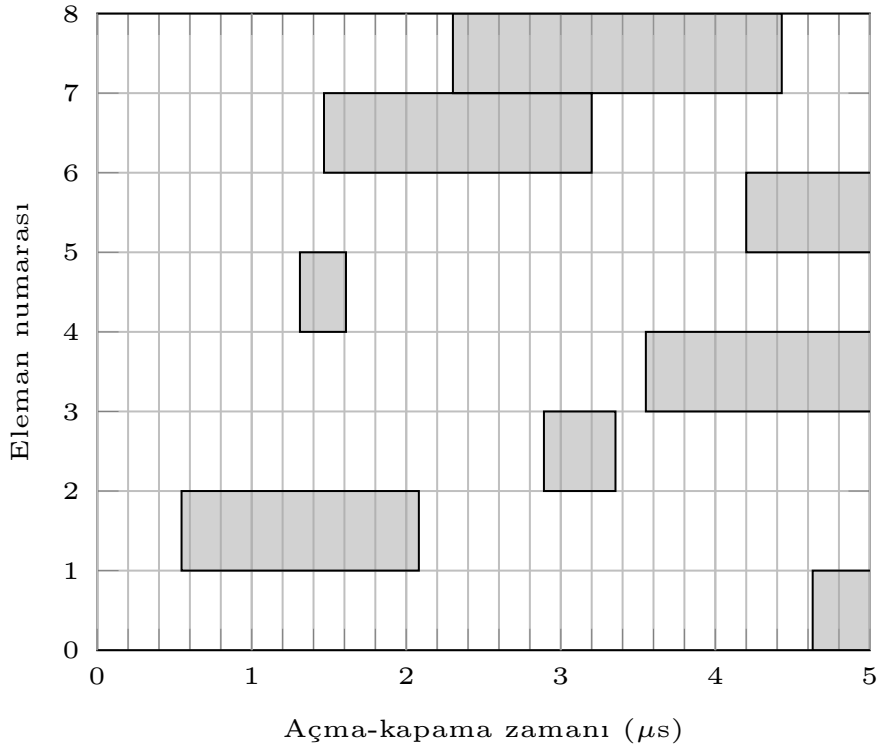
Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine ışyan sinyallerin geliş açısı tahmininde en iyi tahminleri elde edebilmek için öncelikle anahtarlama fonksiyonu için kullanılan zaman adımlarının optimize edilmesi gerekir. Diferansiyel Evrim optimizasyon algoritması oluşturulurken, amaç fonksiyonuna göre açma ve kapama süreleri belirlenmiştir. τ_{1n} ve τ_{2n} için arama aralıkları $[0 - T_p]$ 'dir. Algoritmada değişken sayısı, her bir anten elemanının bir açma ve bir de kapama zamanı olacağından, $2N$ olarak alınmıştır. İterasyon sayısı 1000 olarak belirlenmiş ve öncelikle başlangıç popülasyonu oluşturulmuştur. İterasyonlar sırasında popülasyondan değişkenler alınarak dizi faktöründeki yerlerine yerleştirilmiştir. Her iterasyonda, amaç fonksiyonu değerleri karşılaştırılmış ve en doğru geliş açısı tahminini veren değerler kaydedilmiştir. Son basamakta ise açı tahmini elde edilmiştir.

Sinyal geliş açısı tahmini için DE algoritması kullanılarak optimize edilen zaman adımlarının sonuçları, sırasıyla, $m = [1,2,3]$ yan bantları için Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de gösterilmiştir. Şekil 4.5'te, $(f_0 - f_p)$, (f_0) ve $(f_0 + f_p)$ bantlarında olmak üzere 3 tane hüzme oluşmaktadır.

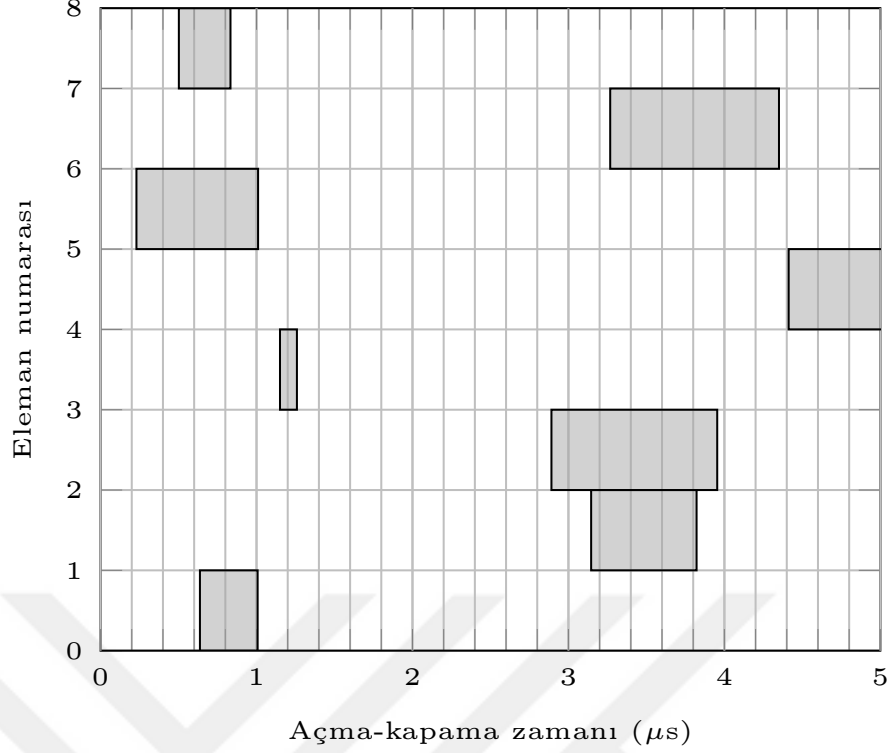


Şekil 4.5. $m = 1$ için optimize edilmiş zaman adımları

Şekil 4.6'da $(f_0 - 2f_p)$, $(f_0 - f_p)$, (f_0) , $(f_0 + f_p)$ ve $(f_0 + 2f_p)$ bantlarında olmak üzere 5 tane hüzmeye oluşmaktadır.



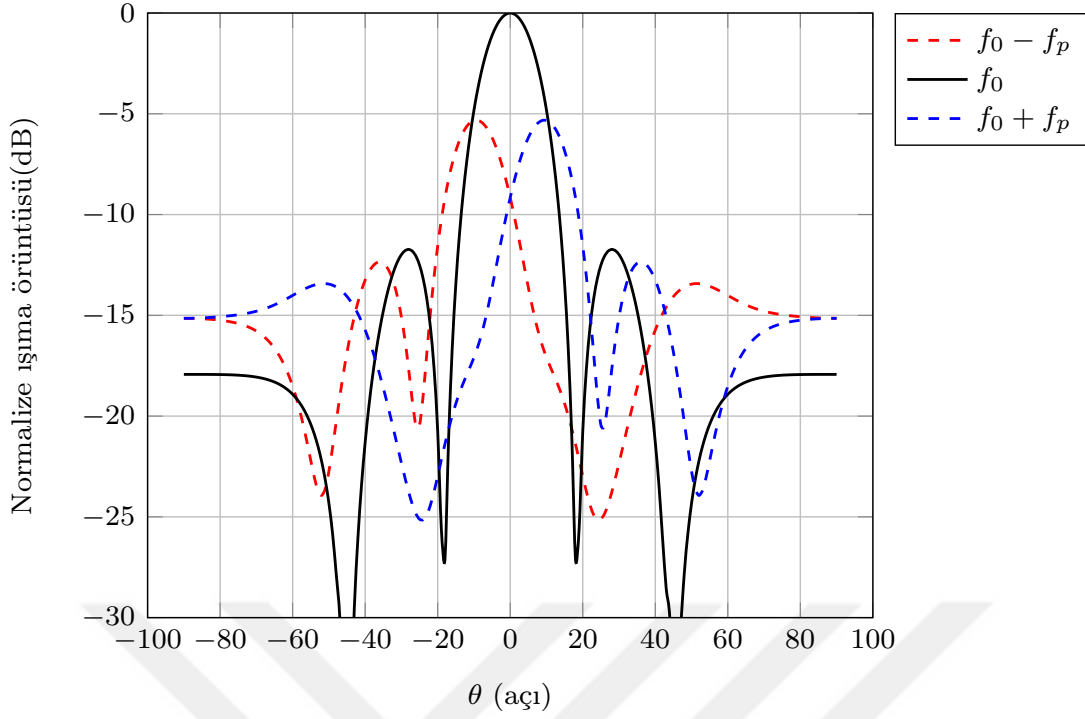
Şekil 4.6. $m = 2$ için optimize edilmiş zaman adımları



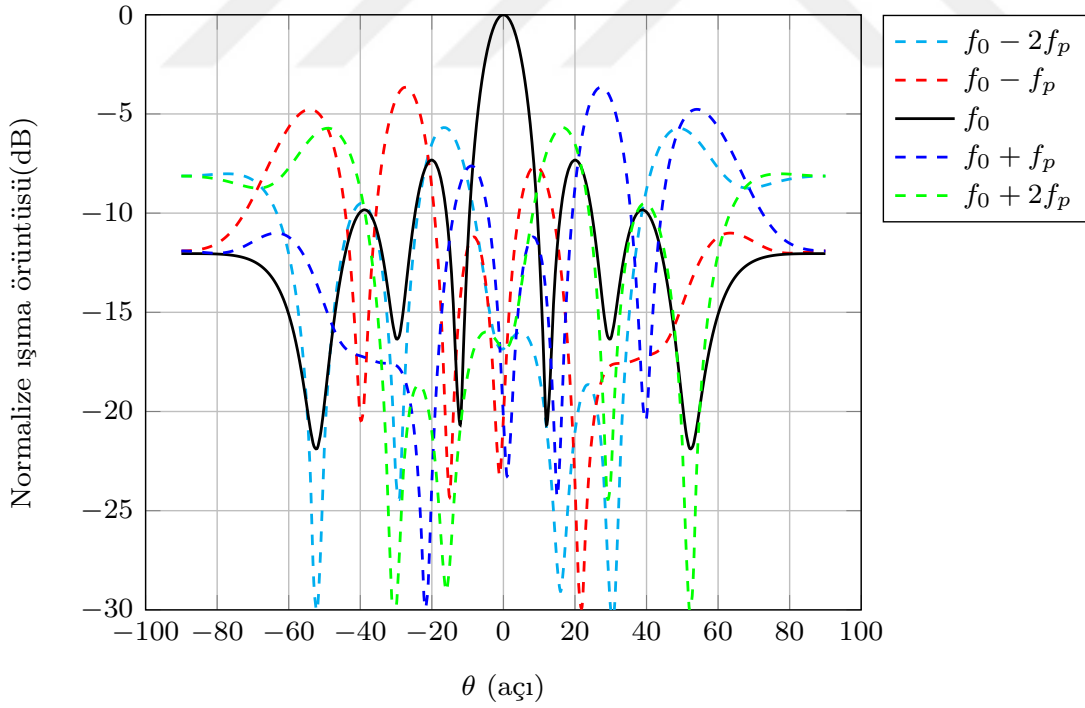
Şekil 4.7. $m = 3$ için optimize edilmiş zaman adımları

Şekil 4.7'de ise $(f_0 - 3f_p)$, $(f_0 - 2f_p)$, $(f_0 - f_p)$, (f_0) , $(f_0 + f_p)$, $(f_0 + 2f_p)$ ve $(f_0 + 3f_p)$ olmak üzere 7 tane hüzme oluşmaktadır. Böylelikle, sinyal geliş açısı tahmini için bir tarama bölgesinde oluşan hüzme sayısı artırılarak, 7 tane hüzme ile avantaj sağlanabilir.

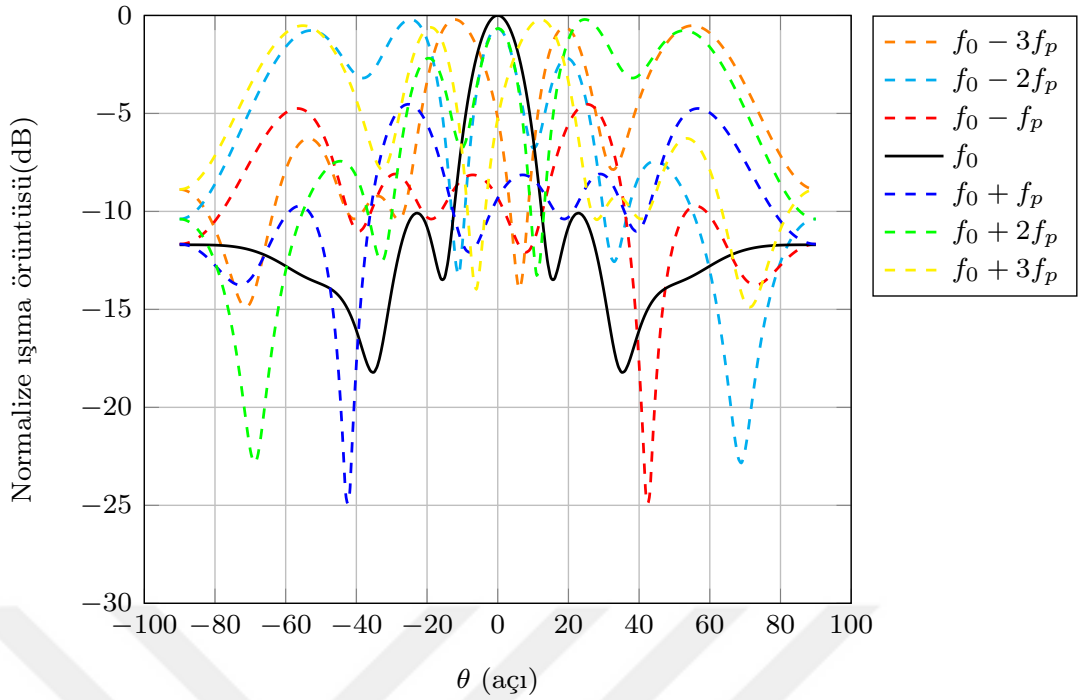
Optimizasyonu yapılmış zaman adımlarından $m = 1$ için elde edilen $(f_0 - f_p)$, (f_0) ve $(f_0 + f_p)$ yan bantları için ışına örüntüsü Şekil 4.8'de sunulmuştur. Bu örüntü, Şekil 4.5'te verilen zaman adımları ile elde edilen örüntüyü göstermektedir. Şekil 4.6'da verilen zaman adımlarına karşılık gelen ve $m = 2$ için elde edilen $(f_0 - 2f_p)$, $(f_0 - f_p)$, (f_0) , $(f_0 + f_p)$, $(f_0 + 2f_p)$ yan bantları için ışına örüntüsü Şekil 4.9'da gösterilmiştir. Şekil 4.7'de verilen zaman adımlarına karşılık gelen ve $m = 3$ için elde edilen $(f_0 - 2f_p)$, $(f_0 - f_p)$, (f_0) , $(f_0 + f_p)$, $(f_0 + 2f_p)$ yan bantları için ise ışına örüntüsü Şekil 4.10'da sunulmuştur.



Şekil 4.8. $m = 1$ için 8 elemanlı ZMAD normalize ışınma örüntüsü



Şekil 4.9. $m = 2$ için 8 elemanlı ZMAD normalize ışınma örüntüsü



Şekil 4.10. $m = 3$ için 8 elemanlı ZMAD normalize ışınma örüntüsü

Zaman adımlarının optimizasyonu sonucu elde edilen grafikler incelendiğinde; yan bant sayısı arttıkça, RF anahtarlarının devreye girme sürelerinin görece olarak azaldığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, önerilen yöntem sayesinde, bazı anahtarların açık olma süresi oldukça küçüktür ve bu da aktif anten elemanlarının sayısında bir azalma meydana getirir. Zaman adımlarına karşılık gelen hüzmeler incelendiğinde ise, sinyal geliş açısı tahmini için yan bant sayısının artırılmasının avantajlı olduğu görülmüştür. Böylelikle çok daha geniş bir alana ışınma yaparak tahmin kolaylığı sağlanabilir.

4.2.2. Tek Sinyal Kaynağı için Sinyal Geliş Açısı Tahmin Performansı

Tek bir uzak alan sinyal kaynağının; doğrusal anten dizisine ve zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine ışınma yaptığı varsayıldığında, elde edilen simülasyon sonuçları bu bölümde sunulmuştur.

Simülasyonlarda 8 elemanlı doğrusal anten dizisi ve zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi kullanılmıştır. İlk olarak; MUSIC ve Matris Kalem yöntemleri, doğrusal anten dizisi için zaman modülasyonu olmadan analiz edilmiştir. Daha sonra; önerilen yöntem, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine uygulanmıştır. Uygulanan üç farklı analiz yöntemlerinin sonuçları, Şekil 4.11 ve Şekil 4.12’de karşılaştırılmıştır.

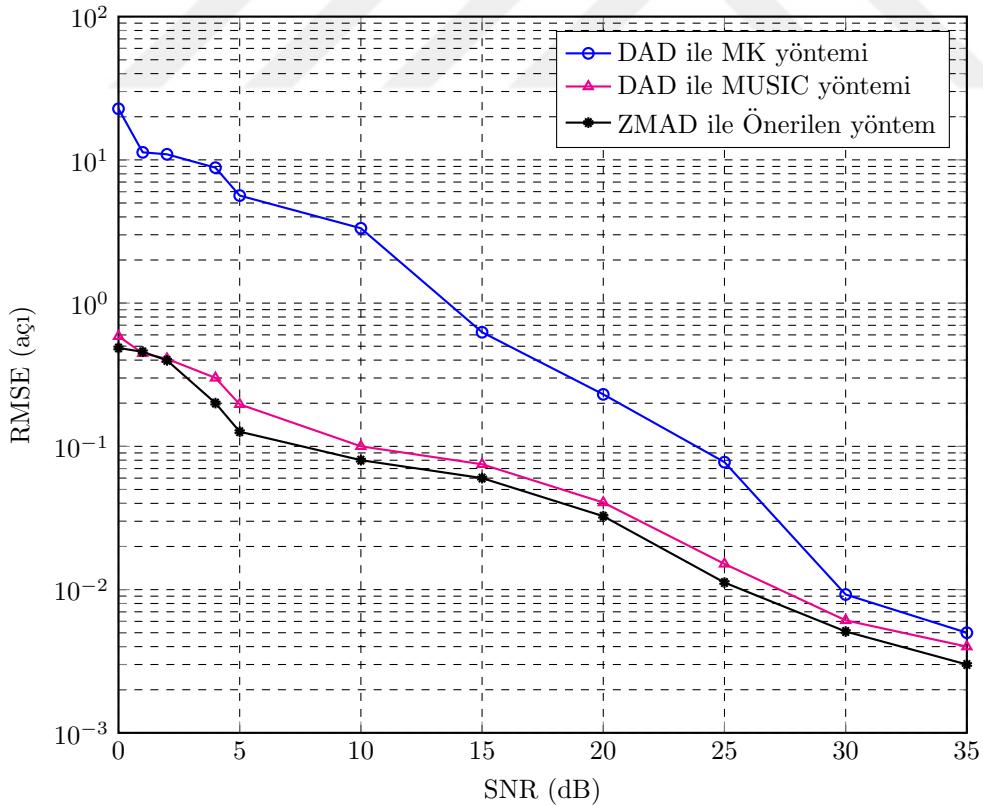
Matris Kalem yöntemi uygulanırken anlık görüntü sayısı 1 olarak alınmış ve $d = \lambda/2$ olarak belirlenmiştir.

Bu bölümde, önerilen yöntemin tahmin doğruluğu, ortalama karekök hata (RMSE) fonksiyonuna dayalı olarak doğrulanmıştır. RMSE, simülasyonlarda tahmini doğruluğu analiz etmek için kullanılır ve Eşitlik 4.5'te verildiği gibi tanımlanır.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^I \sum_{r=1}^R [(\theta_{r_i})_s - (\theta_{r_i})_d]^2}{IR}} \quad (4.5)$$

Burada, I deneme sayısını temsil eder. Sinyalin geliş açısı tahmin doğruluğu performansını değerlendirmek için, $\theta = 15^\circ$ 'den gelen tek bir uzak alan sinyali olduğu varsayılmıştır. Açısal tahminde; zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi ile doğrusal anten dizisi için sinyal geliş açısı tahmini karşılaştırılmıştır.

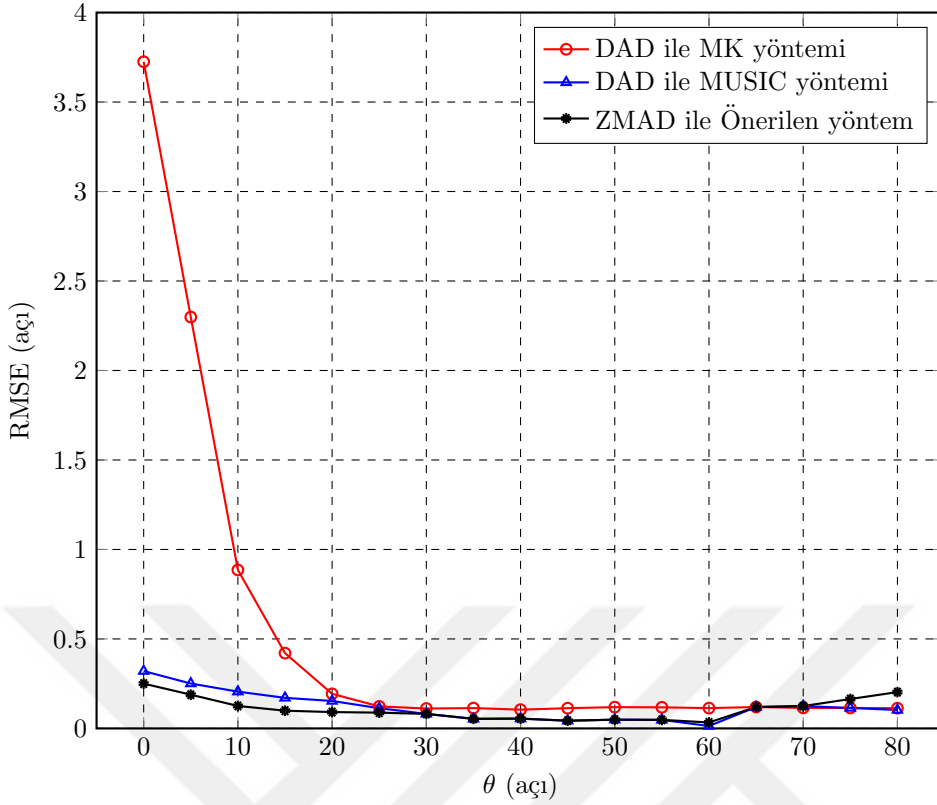
SNR değerinin, bunlarla karşılıklı bağımlılığı incelenmiş ve karşılaştırma Şekil 4.11'de gösterilmiştir.



Şekil 4.11. Önerilen yöntem ve Matris Kalem yöntemi için SNR değerine karşı sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri.

Şekilde görüldüğü gibi, SNR değeri [0 – 35] dB arasında değişirken, tahmin hataları oldukça yüksek başlamaktadır ve doğrusal anten dizisi için doğrusal olmayan bir şekilde azalır. Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi için önerilen yöntemde, hatalar 1°'nin altında başlayıp, özellikle gürültü 15 dB değerine ulaştıktan sonra hızlı bir düşüş göstererek 10^{-3} seviyelerine kadar düşmektedir. Böylelikle önerilen sinyal geliş açısı tahmin yönteminin son derece doğru çalıştığı, sonuçlar yardımıyla da kanıtlanmıştır. Aynı zamanda simülasyonda yer alan MUSIC algoritması için hata, önerilen yöntemden biraz daha yüksektir, ancak MUSIC algoritması ile verimli sonuçlar elde edebilmek için yaklaşık 100 veya daha fazla sayıda anlık görüntünün kullanıma alınması gerektiği dikkate alınmalıdır. Li ve diğerlerinin yaptığı çalışmada, zaman modülasyonlu anten dizisi için MUSIC algoritması kullanılarak, sinyal geliş açıları tahmin edilmektedir [74]. Önerilen bu yöntemde; elde edilen sonuçlar çok sayıda anlık görüntü kullanılarak oluşturulmuştur. 2020 yılında Yang ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada ise kullanılan çok sayıda toplam örnekleme noktası, bu tez çalışmasının önerdiği yöntem ile karşılaştırıldığında oldukça fazla veri yükü oluşturmaktadır [77].

Şekil 4.12'de sunulan simülasyon; sinyal geliş açısı tahmininin, RMSE değerleri ile gelme açısı arasındaki ilişkiyi araştırmaktadır. Bu simülasyonda, 5°'lik adım boyutu ile geliş açısı 0°'den 80°'ye çıkarılarak, önerilen yöntemle, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değeri hesaplanır. 30 dB olarak ayarlanan gürültü seviyesi dışında, diğer simülasyon parametreleri önceki simülasyon ile aynıdır ve 8 anten elemanı kullanılmıştır. Her bir geliş açısını hesaplamak için 500 tekrar kullanılmıştır. Şekil 4.12'de görüldüğü gibi önerilen yöntem, doğrusal anten dizisine kıyasla 0°'de bile 0,5°'nin oldukça altında bir hatayla doğruluğa sahiptir. MUSIC algoritması ile elde edilen sonuçlardaki hatalar, önerilen yöntemin hatalarından biraz daha büyüktür. Sinyalin geliş açısı 0°'den 80°'ye yükseldiğinde, tahmindeki hatanın büyüklüğü 0,5°'nin altındaki bir değerden yaklaşık 0,001°'ye kadar düşer. Bu bölümde sunulan simülasyon sonuçları; tek bir sinyal kaynağı ile 8 elemanlı zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisinin, sinyal geliş açısı tahmini için önerilen yöntem ile oldukça doğru sonuçlar elde edebildiğini göstermektedir.



Şekil 4.12. Farklı sinyal geliş açılarıyla yön tahmini doğruluğu.

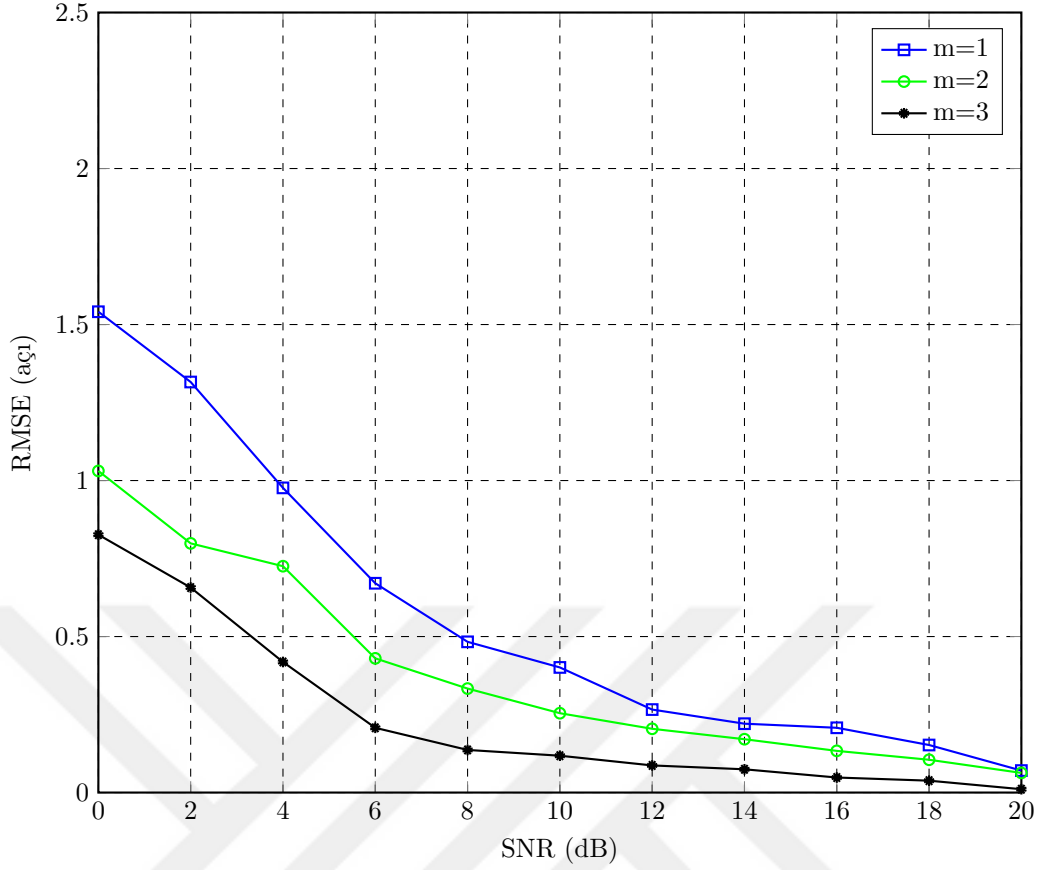
4.2.3. Çoklu Sinyal Kaynakları için Sinyal Geliş Açısı Tahmin Performansı

Aynı merkez frekansına ve eşit güce sahip iki uzak alan sinyalinin, aynı anda farklı yönlerden zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine ışınma yaptığı varsayıldığında, elde edilen simülasyon sonuçları bu bölümde sunulmuştur.

Tüm sonuçlar elde edilirken simülasyon 500 kez tekrar edilmiştir.

İlk olarak, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri, farklı SNR değerleri ve yan bantlar altında aranmıştır. Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi için anten elemanlarının sayısı $N = 8$, $d = \lambda/2$ olarak alınmış ve anlık görüntü sayısı 1 olarak kullanılmıştır. Farklı sinyal kaynaklarından ışınan sinyallerin $\theta_1 = 5^\circ$ ve $\theta_2 = 32^\circ$ 'den geldiği varsayılmıştır. SNR değeri, 2 dB'lik adımlarla 0 dB ile 20 dB arasında değişmiş, yan bantların sayısı ise $m = [1,2,3]$ olarak alınmıştır.

Şekil 4.13'te gösterilen simülasyonda, $m = 1$ olduğunda 3 yan bant vardır ve SNR değeri 0 dB'den 20 dB'ye yükselirken, tahmindeki hatanın büyüklüğü yaklaşık $1,6^\circ$ 'den $0,007^\circ$ 'ye kadar düşmektedir.



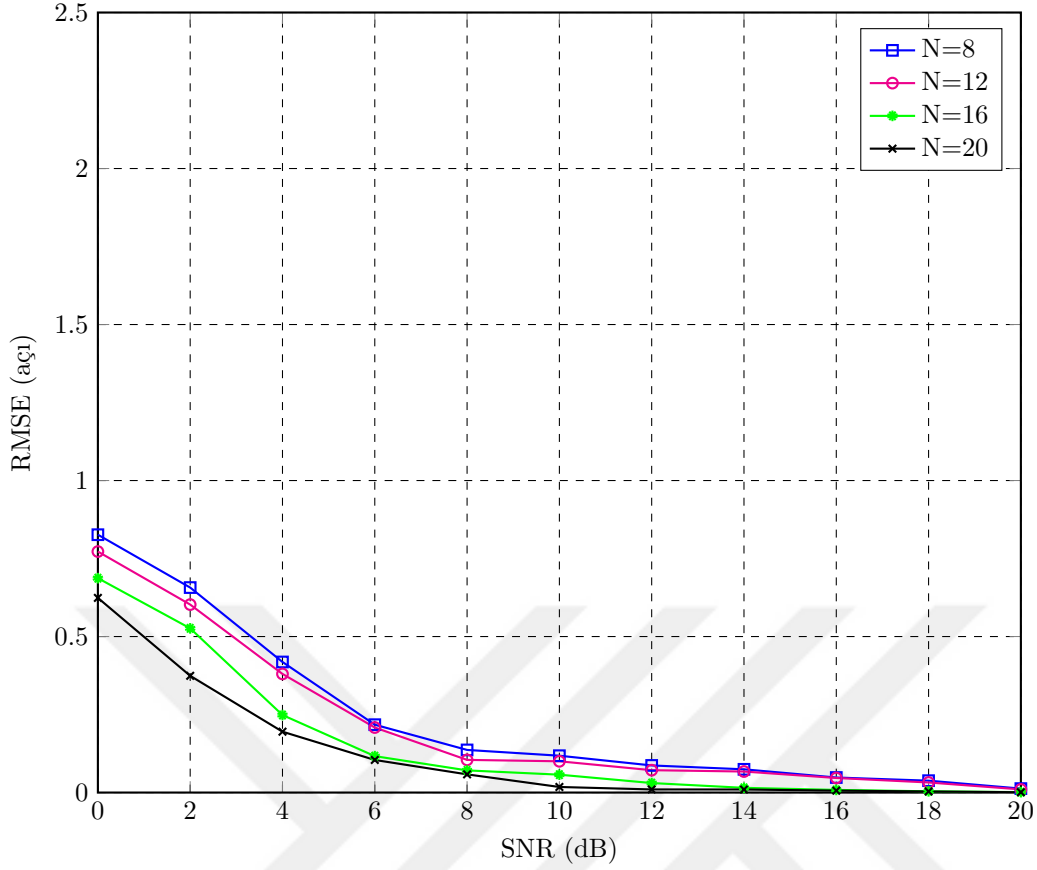
Şekil 4.13. Farklı yan bantlarda SNR'ye karşı geliş açısı tahmininin RMSE değerleri.

$m = 2$ olduğunda, 5 yan bant vardır ve SNR değeri 0 dB'den 20 dB'ye artarken, tahmindeki hatanın büyüklüğü yaklaşık 1° 'den $0,05^\circ$ 'ye düştüğü gözlemlenmiştir.

$m = 3$ olduğunda, 7 yan bant vardır ve SNR değeri 0 dB'den 20 dB'ye çıkarırken, tahmindeki hatanın büyüklüğü yaklaşık $0,8^\circ$ 'den $0,01^\circ$ 'ye düşmektedir.

Böylece önerilen yöntemle gerçekleştirilen simülasyonlarda SNR değeri arttıkça, hatanın azaldığı gözlemlenmiştir. Sinyal geliş açısı tahmininde kullanılan yan bant sayısı artması ile RMSE doğrusal olmayan bir şekilde azalmıştır.

İkinci olarak, farklı eleman sayıları altında SNR değerine karşı sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri tartışılmıştır. Farklı sinyal kaynaklarından ışyan sinyallerin $\theta_1 = 5^\circ$ ve $\theta_2 = 32^\circ$ 'den geldiği varsayılmıştır. Yine SNR değeri, 2 dB'lik adımlarla 0 dB ile 20 dB arasında değişmiştir. Eleman sayısı 4 adımda 8 elemandan 20 elemana çıkarılmış, anlık görüntü sayısı 1 olarak kullanılmıştır. Daha geniş bölgeleri kapsayabilmesi için yan bant sayısı $m = 3$ olarak ayarlanmıştır.

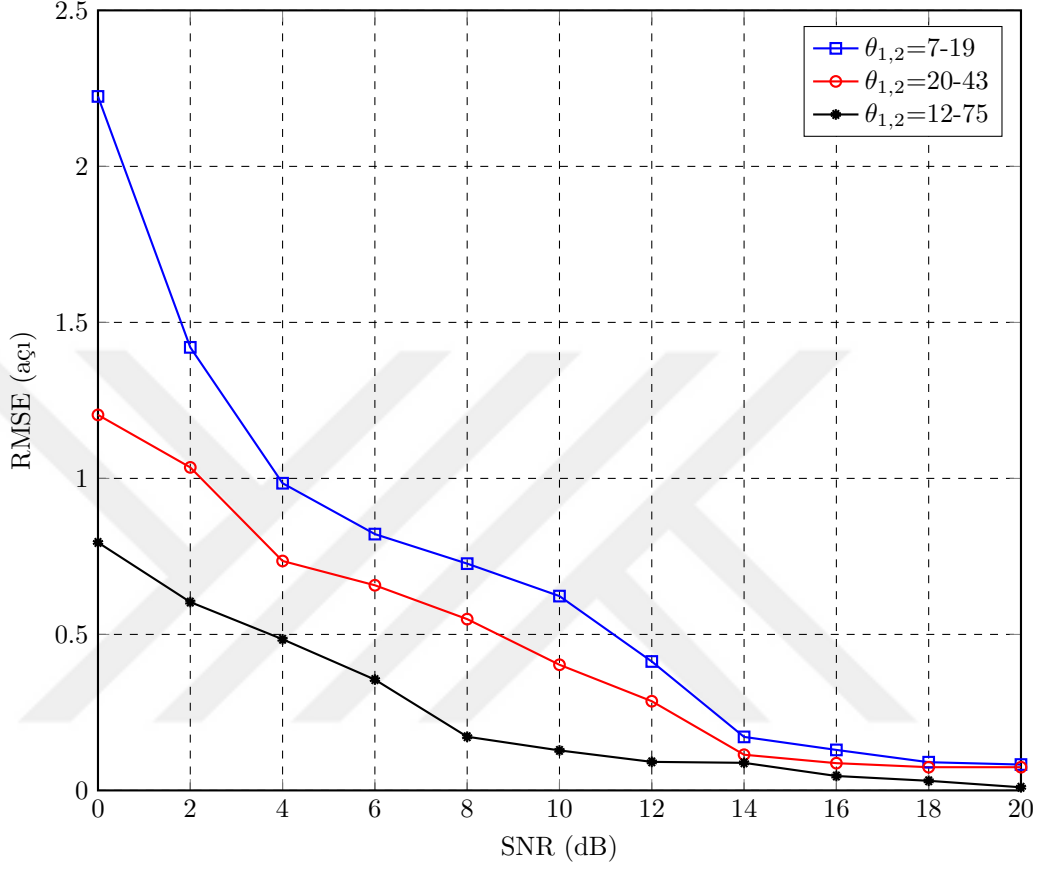


Şekil 4.14. Farklı anten sayıları için SNR'ye karşı sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri.

Şekil 4.14'te, SNR değeri 0 dB değerinden 20 dB değerine yükseltildiğinde, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerinin $0,8^\circ$ 'den $0,01^\circ$ 'e düştüğü gözlemlenmiştir. Ayrıca; anten sayısı 8'den 20'ye çıktıkça, tahmindeki hatanın büyüklüğünün yaklaşık $0,8^\circ$ 'den $0,005^\circ$ 'e düştüğü açıkça görülmüştür.

Son olarak yapılan simülasyonlar, Şekil 4.15'te sunulmuştur. Burada, farklı sinyal geliş açıları altında SNR değerlerine karşı, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri analiz edilmiştir. Farklı sinyal kaynaklarından ışıyan sinyallerin, $\theta_1 = 7^\circ$ ve $\theta_2 = 19^\circ$ 'den, nispeten birbirine yakın, $\theta_1 = 20^\circ$ ve $\theta_2 = 43^\circ$ 'den, orta derecede yakın, $\theta_1 = 12^\circ$ ve $\theta_2 = 75^\circ$ 'den, nispeten birbirinden uzak olacak şekilde anten dizisine çarptığı varsayılmıştır. SNR değeri, 2 dB'lik adımlarla 0 dB ile 20 dB arasında değişen şekilde ayarlanmıştır. Analizlerde anlık görüntü sayısı 1'dir ve yan bant sayısı $m = 3$ olarak ayarlanmıştır.

Şekil 4.15'te görüldüğü gibi, birbirine nispeten yakın kaynaklardan gelen sinyaller için, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değeri en yüksektir. Göreceli olarak birbirinden uzak yönlere sahip kaynaklardan gelen sinyallerin, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değeri en küçüktür.



Şekil 4.15. Farklı sinyal kaynağından gelen sinyallerin açıları için SNR'ye karşı sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri.



5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bir ya da birden çok sinyal kaynağından yayılan sinyallerin yönünü tahmin edebilmek için anten dizileri vasıtasıyla sinyallerin analizinin yapılması gerekir. Yapılan bu analizlerle, gerçeğe en yakın sonuçlar elde etmek amacıyla yüksek miktarda veri kullanılması kaçınılmazdır. Bu durum; depolama, maliyet ve zaman sorunlarının da beraberinde getirir. Bu tez çalışmasında; bahsedilen problemlerin çözümü olarak, tek anlık görüntü ve optimize edilmiş zaman adımları ile Matris Kalem yöntemi kullanılarak, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine çarpan sinyallerin geliş açısını tahmin etme yöntemi için yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Önerilen yaklaşımın doğruluğunu araştırmak için simülasyonlar ile elde edilen sonuçlar değerlendirilmiş ve karşılaştırılmıştır.

İlk olarak, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizileri ile tek yönlü faz merkezi hareketi zaman şeması kullanılarak, ışına örüntüleri elde edilmiştir. 8 adet izotropik antenden oluşan yarım dalga boylu zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisinde, $f_0 + mf_p$ ($m = -2, -1, 0, 1, 2$) bantlarına karşılık gelen ışına örüntüleri, $M = 1, 2, 3, 4$ değerleri için oluşturulmuştur. Her bir M değerine ait ışına örüntüleri Şekil 4.1, Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te sunulmuştur. $M = 1$ değerinde elde edilen örüntüde, merkez frekanstaki (f_0) hüzmünün her zaman 0° 'de olduğu ayrıca yan kulak seviyesinin ise -12.8 dB seviyesinde elde edildiği tespit edilmiştir. $M = 2$ olarak ayarlandığında, yan kulak seviyesi -14.6 dB olarak elde edilmiştir. $M = 3$ için ayarlandığında elde edilen ışına örüntüsünde, yan kulak seviyesi -19.9 dB olarak gözlemlenmiştir. $M = 4$ için ayarlandığında ise elde edilen ışına örüntüsünde yan kulak seviyesi -25.8 dB olarak elde edilmiştir. Aynı zamanda, farklı yan banttaki ışına örüntülerinin 0° 'den farklı açılarda ışına yaptığı görülmüştür. $m \neq 0$ olan yan bantlarındaki ışına örüntülerinin, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizilerinin normal eksenine göre simetrik olduğu ortaya çıkmıştır. Zaman modülasyonlu doğrusal anten dizileri kullanılarak elde edilen ışına örüntülerinde, M 'nin artmasıyla yan bant

seviyelerinin azaldığı gözlemlenmiştir. Böylece, yapılan analizler, yan bantların sayısı ve zaman şeması ayarlanarak, ışına deseni yönetiminin yapılabileceğini göstermiştir. Bir sonraki simülasyonda; sinyal geliş açısı tahmini için önerilen yöntemin doğruluğu, farklı faktörler altında analiz edilmiştir. Matris Kalem yöntemi ve MUSIC kullanılarak, geleneksel doğrusal anten dizisi varlığında sinyal geliş açısı tahmin sonuçları ile zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi varlığında elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Yapılan ilk simülasyonda, tek bir sinyal kaynağının varlığında, 8 elemanlı zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisinin zaman adımlarının optimizasyonu için DE algoritması kullanılmıştır. Daha sonra; aynı anda zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine ışılan, farklı açılara sahip iki sinyal kaynağı için analiz yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. DE algoritması, destekleyici bir rol oynamış ve zaman adımlarını optimize etmiştir. Probleme uygun şekilde amaç fonksiyonu oluşturulmuş, DE optimizasyon algoritması ile açma ve kapama süreleri belirlenmiştir. Algoritmada kullanılan değişken sayısı, dizide yer alan anten elemanı sayısının 2 katı olarak alınmıştır. Başlangıç popülasyonu oluşturulduktan sonra, iterasyon sayısının 1000 olmasına karar verilmiştir. Her iterasyonda, amaç fonksiyonu değerleri karşılaştırılarak en doğru geliş açısı tahmini elde edilmiştir. Sinyal geliş açısı tahmini için DE algoritması kullanılarak optimize edilen zaman adımlarının sonuçları, sırasıyla, $m = [1,2,3]$ yan bantları için, Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7’de gösterilmiştir. $m = 1$ için elde edilen optimize edilmiş zaman adımlarıyla üç tane yan bant içeren ışına örüntüsü Şekil 4.8’de, $m = 2$ için elde edilen optimize edilmiş zaman adımlarıyla beş tane yan bant içeren ışına örüntüsü Şekil 4.9’da ve $m = 3$ için elde edilen optimize edilmiş zaman adımlarıyla yedi tane yan bant içeren ışına örüntüsü Şekil 4.10’da sunulmuştur. Elde edilen analiz sonuçlarına göre; yan bant sayısı arttıkça, anten dizisi elemanlarına bağlı bulunan RF anahtarlarının anten elemanını açık hale getirme sürelerinin nispeten azaldığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, bu tez çalışmasında önerilen yöntem sayesinde kullanılan yan bant sayısı arttıkça, bazı anahtarların açık olma süresi neredeyse kapalı kabul edilebilecek kadar azalmıştır. Bu durum ise aktif anten elemanlarının sayısında azalma meydana getireceğinden, anten elemanı sayısından tasarruf edilerek aynı hüzmelerin elde edilebileceğini göstermiştir. Zaman adımlarına karşılık gelen ışına örüntülerinin analizinde ise kullanılan yan bant sayısı arttıkça ışına yapılan alanın genişlediği gözlemlenmiştir.

Diğer bir simülasyonda; tek bir uzak alan sinyal kaynağının, doğrusal anten dizisine ve zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine ışına yaptığı varsayılmıştır. Analiz sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. 8 elemanlı zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi ile birlikte doğrusal anten dizisi kullanılmıştır. Öncelikle, modülasyonsuz doğrusal anten dizisi için MUSIC ve Matris Kalem yöntemleri uygulanmıştır. Daha sonra, bu tez çalışmasında önerilen yöntem, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine gelen sinyalin, geliş açısı tahmini için uygulanmıştır. Simülasyon sonuçları Şekil 4.11 ve Şekil 4.12’de karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Tüm simülasyonlarda Matris Kalem yöntemi uygulanırken, anlık görüntü sayısı bir olarak alınıp, anten elemanları $d = \lambda/2$ ’ye yerleştirilmiş, önerilen yöntemin tahmin doğruluğu ise RMSE fonksiyonuna dayalı olarak doğrulanıp karşılaştırılmıştır. Tek bir sinyal kaynağından ışılan sinyalin geliş açısı $\theta = 15^\circ$ olarak varsayılmıştır. Sinyalin açısal tahmininde, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi ve doğrusal anten dizisi için elde edilen sonuçlar, SNR değerine karşı incelenmiş ve karşılaştırma Şekil 4.11’de gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, SNR değeri $[0 - 35]$ dB arasında değişirken, tahmin hataları yüksek değerlerden başlamış, daha sonra, doğrusal anten dizisi için dramatik olarak düşmüştür. Bu tez çalışması için önerilen yöntemde, açısal hata 1° ’nin altında başlayıp, özellikle gürültü 15 dB değerine ulaştıktan sonra keskin bir azalma göstererek 10^{-3} seviyelerine kadar gerilemiştir. Aynı analizler MUSIC algoritması da kullanılarak gerçekleştirilmiş ve elde edilen hata, önerilen yöntemden biraz daha yüksek bulunmuştur. Burada önerilen yöntemin üstünlüğü; MUSIC algoritması ile verimli sonuçlar elde edebilmek için yaklaşık 100 veya daha fazla sayıda anlık görüntü kullanılması gerekirken, önerilen yöntemde 1 anlık görüntü ile daha iyi sonuçlar elde edilmesidir.

Şekil 4.12’de gösterilen sonuçlarda, sinyal geliş açısı tahmininin, RMSE değerleri ile gelme açısı arasındaki ilişki ortaya konulmuştur. 30 dB olarak ayarlanan gürültü seviyesi dışında, diğer simülasyon parametreleri, önceki simülasyon ile aynıdır ve 8 anten elemanı kullanılmıştır. Analiz sonuçları Şekil 4.12’de verilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, önerilen yöntem, doğrusal anten dizisine kıyasla 0° ’lik sinyal geliş açısında bile $0,5^\circ$ ’nin oldukça altında bir açısal hataya sahiptir. MUSIC algoritması ile elde edilen sonuçlardaki açısal hatalar, önerilen yöntemin hatalarından nispeten daha yüksektir. Sinyalin geliş açısı 0° ’den 80° ’ye arttığında, tahmindeki açısal hatanın büyüklüğü $0,5^\circ$ ’nin altındaki bir değerden yaklaşık $0,001^\circ$ ’ye kadar düşmektedir.

Böylelikle tek bir sinyal kaynağının varlığında, 8 elemanlı zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi kullanılarak sinyal geliş açısı tahmini için önerilen yöntemin uygulanmasıyla elde edilen analizler, literatüre kıyasla oldukça yüksek doğrulukla sonuçlanmıştır.

Bir başka simülasyonda; aynı merkez frekansına ve eşit güce sahip iki uzak alan sinyal kaynağının aynı anda farklı yönlerden zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisine ışına yaptığı varsayılmıştır. Öncelikle, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri, farklı SNR değerleri ve yan bantlar için araştırılmıştır. Tüm simülasyonlarda, $N = 8$, $d = \lambda/2$ olarak alınmış ve anlık görüntü sayısı 1 olarak kullanılmıştır. Farklı sinyal kaynaklarından ışılan sinyallerin $\theta_1 = 5^\circ$ ve $\theta_2 = 32^\circ$ 'den geldiği varsayılmıştır. SNR değeri, 0 dB ile 20 dB arasında değişip, yan bantlar ise $m = [1,2,3]$ olarak alınmıştır. Şekil 4.13'te sunulan sonuçlarda, $m = 1$ için SNR değeri 0 dB değerinden 20 dB değerine yükselirken, tahmin ile elde edilen açısal hatanın değeri yaklaşık $1,6^\circ$ 'den $0,007^\circ$ 'ye kadar küçülmüştür. $m = 2$ için, SNR değeri 0 dB değerinden 20 dB değerine artarken, tahmin ile elde edilen açısal hatanın değeri yaklaşık 1° 'den $0,05^\circ$ 'ye düştüğü gözlemlenmiştir. $m = 3$ için, SNR değeri 0 dB değerinden 20 dB değerine çıkarken, tahmin ile elde edilen açısal hatanın değeri yaklaşık $0,8^\circ$ 'den $0,01^\circ$ 'ye düşmektedir. Elde edilen sonuçlara göre önerilen yöntemle gerçekleştirilen simülasyonlarda, SNR değeri arttıkça açısal hatanın büyüklüğünün arttığı görülmüştür. Yan bantların etkisi ise, kullanılan yan bant sayısı arttıkça, RMSE değerinin azalması olarak ortaya çıkmıştır.

Şekil 4.14'de, farklı eleman sayılarına karşı değişken SNR değeri ile sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değerleri incelenmiştir. Farklı sinyal kaynaklarından ışılan sinyallerin, $\theta_1 = 5^\circ$ ve $\theta_2 = 32^\circ$ 'den geldiği varsayılmıştır. SNR değeri, 0 dB ile 20 dB arasında değişmiş, eleman sayısı 8 elemandan 20 elemana çıkarılmış, $m = 3$ olarak alınmış ve anlık görüntü sayısı 1 olarak kullanılmıştır. SNR değeri artarken, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değeri $0,8^\circ$ 'den $0,01^\circ$ 'ye düştüğü gözlemlenmiştir. Ayrıca, anten sayısı 8'den 20'ye artarken, tahmindeki hatanın büyüklüğünün yaklaşık $0,8^\circ$ 'den $0,005^\circ$ 'ye kadar azaldığı görülmüştür.

Son yapılan simülasyonda ise; farklı sinyal geliş açılarıyla elde edilen tahminlerin, değişken SNR seviyesine karşı RMSE değerleri analiz edilmiştir. Farklı sinyal kaynaklarından ışılan sinyallerin $\theta_1 = 7^\circ$ ve $\theta_2 = 19^\circ$ 'den, nispeten birbirine yakın,

$\theta_1 = 20^\circ$ ve $\theta_2 = 43^\circ$ 'den, orta derecede yakın, $\theta_1 = 12^\circ$ ve $\theta_2 = 75^\circ$ 'den, nispeten uzak, geldiği varsayılmıştır. SNR değeri; 0 dB ile 20 dB arasında değişken, anlık görüntü sayısı 1 ve yan bant sayısı $m = 3$ olarak ayarlanmıştır. Şekil 4.15'te görüldüğü gibi, birbirine nispeten yakın kaynaklardan gelen sinyaller için, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değeri en yüksektir. Nispeten uzak yönlere sahip kaynaklardan gelen sinyallerin, sinyal geliş açısı tahmininin RMSE değeri ise en küçüktür.

Bu tez çalışmasında genel olarak elde edilen simülasyon sonuçları; bir süre boyunca zaman adımlarını optimize etmenin, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi için kesinlikle uygun bir çözüm olduğunu göstermiştir. Ayrıca, tekil değer ayrışımı yönteminin kullanılması sayesinde, gürültü alt uzayını sinyal alt uzayından ayırarak tahminde yüksek doğruluk elde edilmiştir. Matris Kalem yöntemi sayesinde, tek 1 anlık görüntü kullanmanın avantajı gösterilmiş ve hem sinyal geliş açısı tahmininde yüksek doğruluk hem de veri yükünde azalma sağlanmıştır. Aynı zamanda elde edilen sonuçlara göre; SNR değeri 5 dB seviyesine eşit veya daha büyük olduğunda, iki sinyal önerilen yöntemle yaklaşık $0,2^\circ$ 'lik bir hatayla birbirinden başarılı bir şekilde ayrılmıştır. Önerilen yöntemin, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi ile iyi çalıştığı, simülasyon sonuçlarıyla kanıtlanmıştır. Elde edilen simülasyon sonuçları, önerilen yöntemin, özellikle tek anlık görüntü sayısına ve düşük SNR seviyelerine sahip senaryolar için, çözüm olasılığı ve tahmin doğruluğu açısından geleneksel yöntemlere göre önemli üstünlüklere sahip olduğunu göstermektedir.

Bu tez çalışmasında; zaman modülasyonlu doğrusal anten dizileri tasarlanırken, Matris Kalem yöntemi ve Diferansiyel Evrim Algoritması tasarıma eklenerek yeni bir bakış açısı kazandırılmıştır. Anten elemanlarına bağlı olan anahtarları yönetmek için, tek yönlü faz merkezi hareketi kullanılarak, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi tasarımı yapılmıştır. Bu tasarım sayesinde, birden çok yan bant ile ışınma örüntüsünün genişletilebileceği gösterilmiştir. Daha sonra, anten elemanlarının açık-kapalı durumunu yöneten zaman şemalarını belirlemek için Diferansiyel Evrim Algoritması kullanılmıştır. Bu algoritma ile belirlenen zaman şemalarına ait, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan bu anten dizileri kullanılarak, sinyal geliş açısı tahminleri, Matris Kalem yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Analizler yapılırken; anten elemanı sayısı, sinyal kaynağı sayısı, sinyal gürültü oranı ve sinyallerin geliş açıları değiştirilerek sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Böylece, literatürde bulunan çalışmalara kıyasla [73-77], hem

geliş açısı tahmini için yüksek doğruluğa sahip sonuçlar elde edilmiş, hem de anten elemanlarının aktif olma süreleri azaltılmıştır. Ayrıca, tek anlık veri alınarak tasarlanan sistem sayesinde hesaplama yükünden tasarruf edilmiştir.

Gelecek dönemde; bu çalışma konusu kapsamında, zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi yerine, farklı geometrik yapıda olan zaman modülasyonlu anten dizileri kullanılabilir. Böylece, önerilen yöntemin farklı yapıdaki anten dizilerinde de doğruluğu analiz edilebilir. Ayrıca, son yıllarda geliştirilen optimizasyon algoritmaları da kullanılarak, bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılabilir. Elde edilen veriler sayesinde, birden çok yöntem tasarıma dahil edilerek, problemin çözümünde en az hata ile sonuca ulaşılabilir.



KAYNAKLAR

- [1] Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory Analysis and Design*. Wiley Interscience.
- [2] Godara, L. C. (1997). Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications. *Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations. Proceedings of the IEEE*, 1031-1060.
- [3] Tian, Y., Qin, Y., Dong, Z., & Xu, H. (2021). DOA estimation of coherently distributed sources in massive MIMO systems with unknown mutual coupling. *Digital Signal Processing*.
- [4] Ma, Y., Cao, X., & Wang, X. (2021). Multi-source off-grid DOA estimation using iterative phase offset correction in coarray domain. *Digital Signal Processing*.
- [5] Qi, B., Zhang, H., & Zhang, X. (2021). Time-frequency DOA estimation of chirp signals based on multi-subarray. *Digital Signal Processing*.
- [6] Wan, L., Liu, K., Liang, Y. C., & Zhu, T. (2021). DOA and Polarization Estimation for Non-Circular Signals in 3-D Millimetres Wave Polarized Massive MIMO Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*.
- [7] Wan, L., Sun, L., Liu, K., Wang, X., Lin, Q., & Zhu, T. (2021). Autonomous vehicle source enumeration exploiting non-cooperative UAV in software defined internet of vehicles. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*.
- [8] Wang, X., Yang, L., Meng, D., Dong, M., Ota, K., & Wang, H. (2021). Multi-UAV cooperative localization for marine targets based on weighted subspace fitting in SAGIN environment. *IEEE Internet of Things Journal*.
- [9] Wen, F., Shi, J., & Zhang, Z. (2020). Joint 2D-DOD, 2D-DOA, and polarization angles estimation for bistatic EMVS-MIMO radar via PARAFAC analysis. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*.
- [10] Fleming, J. A. (1916). *The Principles of Electric Wave Telegraphy and Telephony*. New York: Longmans, Green, and Co.
- [11] Brown, S. G. (1899). *Britanya Patent No. 14449*.
- [12] Forest, L. (1904). *U.S.A Patent No. 749131*.
- [13] Marconi, G. (1906). "On methods whereby the radiation of electric waves may be mainly confined to certain directions, and whereby the receptivity of a receiver may be restricted to electric waves emanating from certain directions." *Proc. Roy. Soc. Lond., Ser.*, 413.
- [14] Braun, F. (1909). Electrical oscillations and wireless telegraphy. *Nobel Lecture*.
- [15] Adcock, F. (1919). *UK Patent No. 130490*.

- [16] Baghdady, E. J. (1989). New developments in direction-of-arrival measurement based on Adcock antenna clusters. *IEEE Aerospace and Electronics Conference*, 1873–1879, Dayton.
- [17] Friis, H. T. (1925). A new directional receiving system. *IRE Proc.*, 685–707.
- [18] Friis, H. T., & Feldman, C. (1937). A multiple unit steerable antenna for short-wave reception. *IRE Proc.*, 841–917.
- [19] Brown, G. H. (1937). Directional antennas. *IRE Proc.*, 78–145.
- [20] Haupt, R. L., & Samii, Y. (2015). Antenna array developments: A perspective on the past, present and future. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*.
- [21] Goebel, G. (2009). The British invention of radar. *public domain*.
- [22] Schelkunoff, S. A. (1943). A mathematical theory of linear arrays. *Bell Sys. Tech. J.*, 80–107.
- [23] Dolph, C. L. (1946). A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and side-lobe level. *Proc. IRE*, 335–348.
- [24] Taylor, T. (1960). Design of line source antennas for narrow beamwidth and low side lobes. *IEEE AP-S Transaction*.
- [25] Steyskal, H. (1996). Digital beamforming at Rome Laboratory. *Microwave Journal*, 100–124.
- [26] Frank, J., & Richards, J. (2008). *Phased Array Radar Antennas*. Radar Handbook.
- [27] Simpson, T. (2018). Revisiting Heinrich Hertz's 1888 Laboratory [Historical Corner]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 60(4), 132-140.
- [28] Kratschmer, G. (2010). Introduction into theory of direction finding. *Radiomonitoring and Radiolocation, 2011*, 85-101.
- [29] Gething, P. (1966). High-frequency direction finding. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 49-61.
- [30] Capon, J. (1969). High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proceedings of the IEEE*, 1408-1418.
- [31] Capon, J. (1979). Maximum-likelihood spectral estimation. *Springer Nonlinear Methods of Spectral Analysis*, 155-179.
- [32] Pisarenko, V. F. (1973). The Retrieval of Harmonics from a Covariance Function. *Geophys. J. Roy. Astronom. Soc.*, 347–366.
- [33] Schmidt, R. O. (1986). Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 276–280.
- [34] Paulraj, A., Roy, R., & Kailath, T. (1985). Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques ESPRIT. *Proc. 19th Asilomar Conf. on Circuits, Systems and Computers*, 83–89.
- [35] Hua, Y., & Sarkar, T. (1990). Matrix pencil method and system poles. *Signal Processing*, 195-198.

- [36] Hua, Y., & Sarkar, T. (1991). On SVD for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencil in noise. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 892–900.
- [37] Ferreira, T. N., Netto, S., & Diniz, P. (2008). Covariance-based direction-of-arrival estimation with real structures. *IEEE Signal Processing Letters*, 757–760.
- [38] Choi, Y. H. (2010). Esprit-based coherent source localization with forward and backward vectors. *IEEE Transactions on Signal Processing*.
- [39] Trinh, L. A., Thang, N., Kim, D., & Lee, S. (2012). Direction of arrival estimation using matrix pencil algorithm for mobile robot localization. *GSTF Journal on Computing*, 76–82.
- [40] Aytaş, N., Tuna, E., & Afacan, E. (2017). Analysis of the incoming signal on the antenna array using singular value decomposition. *56th International Conference on Science, Technology, Engineering and Management (ISER)*. Roma.
- [41] Aytaş, N., Afacan, E., & İnanç, N. (2018). Signal and noise subspace decomposition for a linear antenna array using SVD. *26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*. İzmir.
- [42] Gaber, A., & Omar, A. (2015). A Study of Wireless Indoor Positioning Based on Joint TDOA and DOA Estimation Using 2-D Matrix Pencil Algorithms and IEEE 802.11ac. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2440-2454.
- [43] Yan, F. (2016). Subspace-based direction-of-arrival estimation using centrosymmetrical arrays. *Electronics Letters*, 1895-1896.
- [44] Yan, S. P. (2017). Unitary matrix pencil method for sparse linear array pattern synthesis. *International Applied Computational Electromagnetics Society (ACES)*.
- [45] Zheng, Y., & Yu, Y. (2019). Joint estimation of DOA and TDOA of multiple reflections by matrix pencil in mobile communications. *IEEE Access*, 15469–15477.
- [46] Shanks, H. E., & Bickmore, R. (1959). Four-dimensional electromagnetic radiators. *Canad. J. Phys.*, 263-275.
- [47] Shanks, H. E. (1961). A new technique for electronic scanning. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 162–166.
- [48] Bickmore, R. W. (1966). Time versus space in antenna theory. *Microwave Scanning Antennas*.
- [49] Kummer, W. H., Villeneuve, A., & Terrio, F. (1963). New antenna idea – scanning without phase shifters. *Electronics*, 27-32.
- [50] Kummer, W. H., Villeneuve, A., Fong, T., & Terrio, F. (1963). Ultra-low sidelobes from time-modulated arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 633-639.
- [51] Lewis, B. L., & Evins, J. (1983). A new technique for reducing radar response to signals entering antenna sidelobes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 993-996.

- [52] Zhu, X., Yang, S., & Nie, Z. (2008). Full-wave simulation of time modulated linear antenna arrays in frequency domain. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1479-1482.
- [53] Zhu, Q., Yang, S., Yao, R., & Nie, Z. (2013). Unified time- and frequency domain study on time-modulated arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 3069-3076.
- [54] Yao, A. M., Wu, W., & Fang, D. (2015). Efficient and effective full-wave analysis of the instantaneous and average behaviors of time-modulated arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2902-2913.
- [55] Li, G., Yang, S., Chen, Y., & Nie, Z. (2009). A novel electronic beam steering technique in time modulated antenna arrays. *Prog. Electromagn. Res.*, 391-405.
- [56] Poli, L., Rocca, P., Oliveri, G., & Massa, A. (2011). Harmonic beamforming in time-modulated linear arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2538-2545.
- [57] Fondevila, J., Bregains, J., Ares, F., & Moreno, E. (2004). Optimizing uniformly excited linear arrays through time modulation. *IEEE Antennas Wireless Propag. Letters*, 298-301.
- [58] Yang, S., Gan, Y. B., & Tan, P. (2005). Linear antenna arrays with bidirectional phase center motion. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1829-1835.
- [59] Yang, S., Gan, Y., Qing, A., & Tan, P. (2005). Design of a uniform amplitude time-modulated linear array with optimized time sequences. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2337-2339.
- [60] Poli, L., Rocca, P., Manica, L., & Massa, A. (2010). Pattern synthesis in time modulated linear arrays through pulse shifting. *IET Micro. Antennas Propag.*, 1157-1164.
- [61] Poli, L., Rocca, P., Manica, L., & Massa, A. (2010). Handling sideband radiations in time-modulated arrays through particle swarm optimization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1408-1411.
- [62] Aksoy, E., & Afacan, E. (2010). Thinned nonuniform amplitude time-modulated linear arrays. *IEEE Antennas Wireless Propagation. Letters.*, 514-517.
- [63] Aksoy, E., & Afacan, E. (2014). A comparative study on sideband optimization in time-modulated arrays. *International Journal of Antennas and Propagation*.
- [64] Jing, Y., Wen-Tao, L., Xiao-Wei, S., Li, X., & Jian-Feng, Y. (2013). A hybrid ABC-DE algorithm and its application for timemodulated arrays pattern synthesis. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 5485-5495.
- [65] Yang, F., Yang, S., Chen, Y., & Qu, S. (2017). A joint optimization approach for the synthesis of large 4D heterogeneous antenna arrays *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 4585-4594.

- [66] Yang, F., Yang, S., Chen, Y., Qu, S., & Hu, J. (2018). Convex optimization of pencil beams through large-scale 4-D antenna arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 3453-3462.
- [67] Yang, F., Yang, S., Chen, Y., Qu, S., & Long, J. (2018). Synthesis of large-scale non-uniformly spaced 4D arrays using an IFT method. *IET Micro. Antennas Propag.*, 1973-1977.
- [68] Rocca, P., Zhu, Q., Bekele, E., Yang, S., & Massa, A. (2014). 4-D arrays as enabling technology for cognitive radio systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1102-1115.
- [69] Li, G., Yang, S., & Nie, Z. (2009). A study on the application of time modulated antenna arrays to airborne pulsed Doppler radar. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1578-1582.
- [70] Masotti, D., Costanzo, A., & Prete, M. (2016). Time-modulation of linear arrays for real-time reconfigurable wireless power transmission. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 331-342.
- [71] He, C., Liang, X., & Zhou, B. (2015). Space-division multiple access based on time-modulated array. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 610-613.
- [72] He, C., Liang, X., & Geng, J. (2014). Parallel calibration method for phased array with harmonic characteristic analysis. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 5029-5036.
- [73] Tennant, A., & Chambers, B. (2007). A two-element time-modulated array with direction-finding properties. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 64-65.
- [74] Li, G., Yang, S., & Nie, Z. (2010). Direction of arrival estimation in time modulated linear arrays with unidirectional phase center motion. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1105-1111.
- [75] Li, W. T., Lei, Y., & Shi, X. (2017). DOA estimation of time-modulated linear array based on sparse signal recovery. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 2336-2340.
- [76] He, C., Cao, A., Chen, J., & Liang, X. (2018). Direction finding by time-modulated linear array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 3642-3652.
- [77] Yang, F., Yang, S., Sun, L., Chen, Y., & Qu, S. (2020). DOA estimation via sparse signal recovery in 4-D linear antenna arrays with optimized time sequences. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 771-783.
- [78] Balanis, C. A. (1997). *Antenna Theory - Analysis and Design*. USA: John Willey & Sons Inc.
- [79] Cheng, D. K. (1971). Optimization techniques for antenna arrays. *Proceedings of the IEEE*.

- [80] Balanis, C. A., & Panayiotis, I. (2007). *Introduction to smart antennas*. USA: Morgan and Claypool.
- [81] Moemaut, G. J. K., & Orban, D. *The Basics of Antenna Arrays*. Orban Microwave Products.
- [82] Yang, S., Gan, Y., & Qing, A. (2002). Sideband suppression in time-modulated linear arrays by the differential evolution algorithm. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*.
- [83] Yang, S., Gan, Y., & Tan, P. (2003). A new technique for power-pattern synthesis in time modulated linear arrays. *IEEE Antenna Wireless Propagation Letters*.
- [84] Fondevila, J., Bregains, J., Ares, F., & Moreno, E. (2004). Optimizing uniformly excited linear arrays through time modulation. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 298-301.
- [85] D'Urso, M., Lacono, A., Lodice, A., & Franceschetti, G. (2011). Optimizing uniformly excited time-modulated linear arrays. *Proceedings of the Fifth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. Rome.
- [86] Tong, Y., & Tennant, A. (2010). A Wireless Communication System Based on a Time Modulated Array. *IEEE Loughborough Antennas and Propagation Conference*. Loughborough.
- [87] Poli, L., Rocca, P., Oliveri, G., & Massa, A. (2011). Adaptive nulling in time-modulated linear arrays with minimum power losses. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*.
- [88] Haupt, R. L. (2011). Time-modulated receive arrays. *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*.
- [89] Oliveri, G. (2011). Smart antennas design exploiting time-modulation. *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*.
- [90] Tong, Y., & Tennant, A. (2012). A two-channel time modulated linear array with adaptive beamforming. *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*.
- [91] Aksoy, E., & Afacan, E. (2014). A comparative study on sideband optimization in time-modulated arrays. *International Journal of Antennas and Propagation*.
- [92] Yang, S., Gan, Y., & Tan, P. (2012). Comparative study of low sidelobe time modulated linear arrays with different time schemes. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*.
- [93] Tuncer, T. E., & Friedlander, B. (2009). *Classical and modern direction-of-arrival estimation*. Academic Press.
- [94] Reed, I. S., Mallett, J., & Brennan, L. (1974). Rapid convergence rate in adaptive arrays. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*.
- [95] Kay, S. (1993). *Fundamentals of Statistical Signal Processing Estimation Theory*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs.

- [96] Stoica, P., & Sharman, K. C. (1990). Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1132-1143.
- [97] Zivot, E. (2009). Maximum likelihood estimation. *Lecture Notes on course" Econometric Theory I: Estimation and Inference (first quarter, second year PhD)", University of Washington, Seattle, Washington, USA.*
- [98] Roy, R., & Kailath, T. (1989). ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotational information techniques. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*.
- [99] Hua, Y., & Sarkar, T. (1990). Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise. *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Process.*
- [100] Sarkar, T., & Pereira, O. (1995). Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*.
- [101] Sarkar, T., Yilmazer, N., & Salazar-Palma, M. (2010). DOA estimation using matrix pencil and ESPRIT methods single and multiple snapshots. *URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*.
- [102] Ingram, Y. A. (1997). Design of partially adaptive arrays using the singular value decomposition. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
- [103] Storn, R., & Price, K. (1995). Differential evolution - a simple and efficient adaptive scheme for global optimization over continuous spaces. *International Computer Science Institute, University of California, Technical Report*.
- [104] Bergey, P., & Ragsdale, C. (2005). Modified differential evolution: a greedy random strategy for genetic recombination. *Omega*.
- [105] Price, K., Storn, R., & Lampinen, J. (2005). Differential evolution: a practical approach to global optimization. *Springer*.
- [106] Zaharie, D. (2009). Influence of crossover on the behavior of Differential Evolution Algorithms. *Applied Soft Computing*.
- [107] Mallipeddi, R., Suganthan, P., Pan, Q., & Tasgetiren, M. (2011). Differential Evolution Algorithm with ensemble of parameters and mutation strategies. *Applied Soft Computing*.
- [108] Aksoy, E., & Afacan, E. (2009). Planar antenna pattern nulling using differential evolution algorithm. *AEU International, Journal of Electronics and Communications*.
- [109] Afacan, E. (2016). Location optimization for square array antennas using differential evolution algorithm. *International Journal of Antennas and Propagation*.
- [110] Afacan, E. (2009). Antenna location optimization for a square antenna array using differential evolution algorithm. *Proceedings of the 13th National Congress on Electrical-Electronics-Computer and Biomedical Engineering*. Ankara.

- [111] Rocca, P., Oliveri, G., & Massa, A. (2011). Differential evolution as applied to electromagnetics. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*.
- [112] Das, S., & Suganthan, P. (2011). Differential evolution: a survey of the state-of-the-art. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*.



ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Nilay AYTAS

Doğum Tarihi :

Yabancı Dil :

Eğitim Durumu

Lisans

Yüksek Lisans

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl/Yıllar :

02/2015-Halen Araştırma Görevlisi (6 yıl)
Mühendislik Mimarlık Fakültesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kırıkkale, Türkiye

10/2013-02/2015 Uygulama Mühendisi (1,5 yıl)
IMCA Elektronik ve Bilişim Sanayi A.Ş.
Ankara, Türkiye

02/2013-08/2013 Yazılım Geliştirme Mühendisi (7 ay)
YEEPLY
Valensiya, İspanya

Yayınları :

Nilay AYTAS, Erkan AFACAN, Nihat İNANÇ (2021). Application of Matrix Pencil Method and Singular Value Decomposition for DOA Estimation Using Linear Antenna Array with Multiple Signal Sources, International Scientific and Vocational Studies Journal, 2021.

Yayınları (Diğer):

Nilay AYTAS, Erkan AFACAN, Nihat İNANÇ (2021). The Application of Matrix Pencil Method for Direction Finding Using a Linear Antenna Array, SIU 2021, İstanbul.

Nilay AYTAS, Erkan AFACAN, Nihat İNANÇ (2019). Matrix Pencil Method for Antenna Arrays, ICAT 2019, Sarajevo, Bosna-Hersek.

Nilay AYTAS, Erkan AFACAN, Nihat İNANÇ (2018). Signal and Noise Subspace Decomposition for a Linear Antenna Array Using SVD, SIU 2018, İzmir.

Nilay AYTAS, Erkan AFACAN, Nihat İNANÇ (2018). Çiçek Tozlaşma Algoritması Kullanılarak Doğrusal Anten Dizisi için Işıma Deseninin Sentezi, II. International Scientific and Vocational Studies Congress (BILMES 2018), Nevşehir.

Nilay AYTAS, Erkan AFACAN, Nihat İNANÇ (2018). Beyaz Gauss Gürültülü ve Gürültüsüz Sinyal Alt Uzaylarının Özdeğerlerine Dayalı Kaynak Sayısının Tahmini, II. International Scientific and Vocational Studies Congress (BILMES 2018), Nevşehir.

Nilay AYTAS, Erkan AFACAN, Eyüp TUNA (2017). Analysis of the Incoming Signal on the Antenna Array Using Singular Value Decomposition, International Conference on Science, Technology, Engineering and Management (ICSTEM 2017), Roma, İtalya.

Nilay AYTAS, Eyüp TUNA, Erkan AFACAN (2017). Analysis of Noisy Signals with Subspace Methods, I. International Scientific and Vocational Studies Congress (BILMES 2017), Nevşehir.

Nilay AYTAS, Rahime CEYLAN (2012). Sayısal Videolarda Hareketli Nesnenin Gerçek Zamanlı Çıkarımı, 5. Mühendislik ve Teknoloji Sempozyumu 2012, 26-27 Nisan, Çankaya Üniversitesi, Ankara.

Araştırma Alanları :

Anten Teorisi ve Anten Dizileri

Radar Sistemleri

Elektromanyetik Teori

