

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİNDE ORTAK BAĞLAŞIM  
DURUMUNDA UYARLANIR HUZME OLUŞTURMA  
YÖNTEMLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI**

**CİHAD SİNAN ATEŞAVCI**

**KOCAELİ 2021**

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ**  
**ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİNDE ORTAK BAĞLAŞIM**  
**DURUMUNDA UYARLANIR HUZME OLUŞTURMA**  
**YÖNTEMLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI**

**CİHAD SİNAN ATEŞAVCI**

**Doç. Dr. Sultan ALDIRMAZ ÇOLAK**

**Danışman, Kocaeli Üniversitesi**

.....

**Prof. Dr. Kerem KÜÇÜK**

**Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi**

.....

**Doç. Dr. Ahmet SERBES**

**Jüri Üyesi, Yıldız Teknik Üniversitesi**

.....

**Tezin Savunulduğu Tarih: 22.06.2021**

## ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu yüksek lisans tezini hazırlamamda değerli fikirlerini, yardımlarını, deneyimlerini ve desteklerini esirgemeyen değerli hocam sayın Doç. Dr. Sultan Aldırmaz Çolak ve Dr. Yıldırım Bahadırlar'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek lisans eğitimim süresince edindiğim tecrübe ve bilgiler için hocalarım ve tüm çalışma arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Hayatım boyunca beni her konuda destekleyen aileme verdikleri destek, motivasyon ve gösterdikleri sabır için çok teşekkür ederim.

Mayıs-2021

Cihad Sinan ATEŞAVCI

## İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR .....	i
İÇİNDEKİLER .....	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ .....	v
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	vi
ÖZET.....	viii
ABSTRACT .....	ix
GİRİŞ .....	1
1. DOA KESTİRİM PROBLEMİNE YAKLAŞIMLAR VE TEZİN KAPSAMI.....	4
1.1. Literatürdeki Bazı DoA Kestirim Çalışmaları .....	4
1.2. Tezin Kapsamı.....	6
2. ANTENLER.....	7
2.1. Yönsüz Antenler.....	8
2.2. Yönlü Antenler.....	9
2.3. Akıllı Antenler.....	10
2.3.1. Akıllı anten çeşitleri .....	10
2.3.1.1. Anahtarlamalı demet sistemleri.....	12
2.3.1.2. Uyarlamalı anten sistemleri.....	12
2.3.2. Akıllı antenlerin yararları .....	13
2.4. Anten Dizileri.....	14
2.4.1. Anten dizilerinde ortak bağlaşım etkileri .....	15
2.4.2. Düzgün dağılımlı doğrusal anten dizileri .....	17
2.4.3. Düzgün dağılımlı düzlemsel anten dizileri.....	23
2.4.4. Düzgün dağılımlı dairesel anten dizileri .....	25
3. DOA KESTİRİM ALGORİTMALARI .....	28
3.1. Geleneksel Huzme Biçimlendirme.....	30
3.2. Minimum Varyanslı Bozunumsuz Tepki .....	34
3.3. Çoklu Sinyal Sınıflandırması .....	36
3.4. Kök-Çoklu Sinyal Sınıflandırması .....	39
3.5. Oto-Kalibrasyon Algoritması .....	41
4. UYGULAMA VE SONUÇLAR.....	47
4.1. MUSIC Algoritmasının DoA Kestirim Performansı .....	47
4.1.1. Dizi eleman sayısının DoA kestirim performansına etkisi.....	48
4.1.2. Anten dizisine gelen işaret sayısının DoA kestirim performansına etkisi .....	49
4.1.3. Sinyal gürültü oranının DoA kestirim performansına etkisi .....	50
4.1.4. Varış-yönünün DoA kestirim performansına etkisi .....	51
4.1.5. Örnek sayısının DoA kestirim performansına etkisi .....	52
4.1.6. Dizi elemanları arası açıklığın DoA kestirim performansına etkisi .....	53
4.2. Ortak Bağlaşım ve Kazanç-Faz Etkilerinin Varlığında DoA Kestirim Algoritmaları .....	55
4.3. Oto-Kalibrasyon Algoritması Performans Analizi.....	59

5. SONUÇ VE ÖNERİLER .....	69
KAYNAKLAR .....	71
KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER .....	76
ÖZGEÇMİŞ .....	77



## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1.	Yön bağımsız antenlerin ışıma görüntüsü. ....	8
Şekil 2.2.	Yön bağımlı antenlerin ışıma görüntüsü. ....	9
Şekil 2.3.	Anahtarlamalı ve uyarlamalı sistemlerin kapsama alanları. ....	11
Şekil 2.4.	Uyarlamalı sistemlerin insan işitme fizyolojisi benzetimi. ....	12
Şekil 2.5.	Anahtarlamalı huzme sistemleri ışıma deseni. ....	12
Şekil 2.6.	Uyarlamalı anten sistemleri ışıma deseni. ....	13
Şekil 2.7.	Anten dizilerinin genel yapısı. ....	14
Şekil 2.8.	Düzgün dağılımlı doğrusal anten dizisi. ....	18
Şekil 2.9.	Düzgün dağılımlı düzlemsel anten dizisi. ....	23
Şekil 2.10.	Düzgün dağılımlı dairesel anten dizisi. ....	25
Şekil 3.1.	Geleneksel huzme biçimlendirme yapısı. ....	32
Şekil 4.1.	MUSIC algoritmasının anten sayısına göre DoA kestirim performansı. ....	48
Şekil 4.2.	MUSIC algoritmasının hedef sayısına göre DoA kestirim performansı. ....	49
Şekil 4.3.	MUSIC algoritmasının SNR değerine göre DoA kestirim performansı. ....	50
Şekil 4.4.	MUSIC algoritmasının Varış-Yönüne göre DoA kestirim performansı. ....	51
Şekil 4.5.	MUSIC algoritmasının örnek sayısına göre DoA kestirim performansı. ....	52
Şekil 4.6.	MUSIC algoritmasının dizi açıklığına göre DoA kestirim performansı. ....	53
Şekil 4.7.	ULA diziliminin uyarlamalı huzme biçimlendirme yapısı. ....	54
Şekil 4.8.	Ortak bağlaşım etkileri ışıma deseni. ....	55
Şekil 4.9.	İdeal durumda DoA kestirim algoritmalarının performansı. ....	56
Şekil 4.10.	Ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin varlığında DoA kestirim algoritmalarının performansı. ....	57
Şekil 4.11.	Ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin bilindiği durumda DoA kestirim algoritmalarının performansı. ....	58
Şekil 4.12.	DoA kestirim algoritmalarının maliyet fonksiyonları. ....	60
Şekil 4.13.	DoA kestirim algoritmalarının kazanç-faz katsayıları kestirimi. ....	61
Şekil 4.14.	DoA kestirim algoritmalarının ortak bağlaşım kestirimi. ....	62
Şekil 4.15.	Her bir iterasyonda algoritmaların DoA kestirim performansları. ....	63
Şekil 4.16.	Bazı iterasyon değerleri için güç spektrumu. ....	63
Şekil 4.17.	SNR değerine göre algoritmaların ortak bağlaşım matrisi kestirim performansları. ....	65
Şekil 4.18.	SNR değerine göre algoritmaların kazanç-faz matrisi kestirim performansları. ....	65
Şekil 4.19.	SNR değerine göre algoritmaların DoA kestirim performansları. ....	66
Şekil 4.20.	Ortak bağlaşım etkileri ışıma deseni. ....	67
Şekil 4.21.	Kör açılardaki hedeflerin DoA kestirim performansı. ....	68
Şekil 4.22.	Kör açılardaki hedeflerin DoA kestirim performansı. ....	68

## **TABLolar DİZİNİ**

Tablo 3.1. DoA kestirim algoritmalarının karşılaştırılması. ....	29
--	----



## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

$\mathbf{a}(\theta)$	: Döndürme Vektörü
$\mathbf{a}_x(\theta, \varphi)$	: X Eksenindeki Antenlerin Döndürme Vektörü
$\mathbf{a}_y(\theta, \varphi)$	: Y Eksenindeki Antenlerin Döndürme Vektörü
$\mathbf{A}$	: Çok Katlı Döndürme Vektörü (Manifold Array)
$\alpha_i$	: i. Antenin Kazancı
$\beta_i$	: i. Antenin Fazı
$\mathbf{c}$	: Ortak Bağlaşım Vektörü
$\mathbf{C}^{\text{ULA}}$	: ULA Dizilimi için Ortak Bağlaşım Matrisi
$\mathbf{C}^{\text{URA}}$	: URA Dizilimi için Ortak Bağlaşım Matrisi
$\mathbf{C}^{\text{UCA}}$	: UCA Dizilimi için Ortak Bağlaşım Matrisi
$\mathbf{C}_n$	: Root-MUSIC Matrisi
$\mathbf{c}_{n_l}$	: $\mathbf{C}_n$ Matrisinin $l$ . Köşegen Üzerindeki Elemanlarının Toplamı
$d$	: Dizi Elemanları Arası Açıklık
$\mathbf{D}(z)$	: Root-MUSIC Polinomu
$\mathbf{E}_s$	: Sinyal Alt Uzayı
$\mathbf{E}_n$	: Gürültü Alt Uzayı
$F$	: Monte-Carlo Deneme Sayısı
$\Delta\varphi$	: Ardışık İki Anten Arası Faz Farkı
$\mathbf{\Gamma}$	: Kazanç-Faz Matrisi
$(\cdot)^{\text{H}}$	: Hermityen (Kompleks Eşleniği ve Evriği) Operatörü
$J_c$	: Maliyet Fonksiyonu
$K$	: Sinyal Kaynaklarının Sayısı
$\mathbf{v}_i$	: Kovaryans Matrisinin Öz Değerleri
$\boldsymbol{\zeta}$	: Kazanç-Faz Vektörü
$\lambda$	: Dalga Boyu
$M$	: Anten Sayısı
$N$	: Örnek Sayısı
$\mathbf{n}(t)$	: Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü
$P$	: Aralarında Ortak Bağlaşım Etkileri Bulunan Anten Sayısı
$\mathbf{p}(z)$	: Döndürme Vektörü Polinom Formu
$\mathbf{q}_i$	: Kovaryans Matrisinin Öz Vektörleri
$\mathbf{R}_{i+n}$	: Girişim-Gürültü İşaretlerinin Kovaryans Matrisi
$\mathbf{R}_s$	: Sinyal Kaynaklarının Kovaryans Matrisi
$\mathbf{R}_x$	: Dizi Çıkış Sinyalinin Kovaryans Matrisi
$\mathbf{s}(t)$	: Kaynak Sinyalleri
$\sigma_s^2$	: Sinyal Gücü
$\sigma_n^2$	: Gürültü Gücü
$\mathbf{t}$	: Kazanç-Faz Vektörü
$\tau$	: Sinyalin Ardışık İki Anten Arasındaki Gecikme Zamanı
$\mathbf{T}[\mathbf{a}]$	: Dönüşüm Matrisi
$(\cdot)^{\text{T}}$	: Matrisin Transpoz (Devriği)
$\theta$	: Sinyal Kaynağının Varış-Yönü



$w$  : İşima Diyagramının Ağırlık Katsayıları  
 $x(t)$  : Anten Dizisi Çıkış İşareti

### Kısaltmalar

AWGN : Additive White Gaussian Noise (Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü)  
CBF : Conventional Beamforming (Geleneksel Huzme Şekillendirme)  
DoA : Direction of Arrival (Gelen İşaretlerin Varış-Yönü).  
ESPRIT : Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique (Rotasyonel İnvaryans Yöntemi ile İşaret Parametrelerinin Kestirimi)  
EVD : Eigen Value Decomposition (Özdeğer Ayrışım Yöntemi).  
MUSIC : MULTiple SIGNAL Classification (Çoklu İşaret Sınıflandırması).  
MVDR : Minimum Variance Distortionless Response (Minimum Varyanslı Bozunumsuz Tepki).  
 $P_{CBF}$  : CBF Uzaysal Spektrumu  
 $P_{MUSIC}$  : MUSIC Uzaysal Spektrumu  
 $P_{MVDR}$  : MVDR Uzaysal Spektrumu  
 $P_{Root-MUSIC}$  : Root-MUSIC Uzaysal Spektrumu  
RMSE : Root Mean Square Error (Kök Ortalama Karesel Hata)  
Root-MUSIC : Root-MULTiple SIGNAL Classification (Kök-Çoklu İşaret Sınıflandırması)  
SINR : Signal to Interference plus Noise Ratio (İşaret- Girişim artı Gürültü Oranı)  
SNR : Signal to Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı).  
UCA : Uniform Circular Array (Düzgün Dağılımlı Dairesel Diziler)  
ULA : Uniform Linear Array (Düzgün Dağılımlı Doğrusal Diziler)  
URA : Uniform Rectangular Array (Düzgün Dağılımlı Dikdörtgen Diziler)

# DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİNDE ORTAK BAĞLAŞIM DURUMUNDA UYARLANIR HUZME OLUŞTURMA YÖNTEMLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

## ÖZET

Sinyal kaynaklarının varış-yönü (Direction of Arrival, DoA) kestirimi radar, sonar ve haberleşme sistemleri için oldukça önemli bir yere sahiptir. DoA kestirimi, askeri sistemlerde, hedef tespitinde, arama kurtarma çalışmalarında ve mobil iletişim sistemlerinde kullanılmaktadır. DoA kestirimi yapan sistemler, bölge güvenliğinin sağlanması, haberleşme sistemlerinde kullanıcı kapasitesinin ve sinyal kalitesinin artırılmasında da önemli rol oynamaktadır.

Varış-yönü kestirim problemi için Geleneksel Huzme Şekillendirme (Conventional Beamforming, CBF), Minimum Varyanslı Bozunumsuz Tepki (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR), Çoklu Sinyal Sınıflandırması (MULTiple SIGNAL Classification, MUSIC), Kök-MUSIC (Root-MUSIC) gibi birçok dizi sinyal işleme yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemler ideal koşullar altında yüksek performans sergilese de, antenler arası ortak bağlaşım etkilerinden ve kazanç-faz belirsizliklerinden dolayı pratikte hatalı kestirim yapabilmektedirler. Bu tip uyarlamalı huzme oluşturma ve yüksek çözünürlük algoritmalarının anten dizilerindeki hatalara, veri ve yönlendirme vektörünün hassasiyetine oldukça bağlı olmasından dolayı ortak bağlaşım ve kazanç-faz etkilerinin varlığı varış-yönü kestirim algoritmalarının performansını uygulamada sınırlamaktadır. Ortak bağlaşım etkisinin, anten yapısına, anten dizilim formuna, antenler arası mesafeye ve çevresel koşullara bağlı olduğu göz önüne alınmalı ve doğru kestirim yapmak için bu etkilerin hesaplanarak düzeltilmesi gerekmektedir. Ortak bağlaşım etkileri anten dizisinin şekline bağlı olarak değişmekle birlikte genellikle belli bir formu yoktur. Buna karşılık, bu etki düzgün dağılımlı doğrusal anten dizilerinde (Uniform Linear Array, ULA) Bant Simetrik Toeplitz Matris (Banded Symmetric Toeplitz Matrix) yapısında oluşmaktadır. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz etkilerini temsil eden matrisler hiçbir referans kaynağı, yardımcı anten ya da ölçüm gerektirmeden oto-kalibrasyon yöntemi kullanılarak hesaplanabilmektedir. Böylece DoA kestirim algoritmalarının performansını düşüren bu olumsuz etkiler bastırılabilir.

Bu tez kapsamında düzgün dağılımlı doğrusal anten dizileri arasında ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizlikleri varlığında varış-yönü kestirim algoritmaların performansları değerlendirilerek otomatik kalibrasyon yöntemleri için algoritmaların başarımları karşılaştırılmıştır. Özgün olarak oto-kalibrasyon yöntemlerinde daha önce kullanılmayan Root-MUSIC algoritması kullanılarak, ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri hesaplanmış ve varış-yönü kestirim algoritmalarının performans artışı gösterilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Çoklu Sinyal Sınıflandırması (MUSIC), Düzgün Doğrusal Anten Dizileri (ULA), Ortak Bağlaşım, Otomatik Kalibrasyon, Root-MUSIC.

# COMPARISON OF ADAPTIVE BEAMFORMING METHODS IN THE PRESENCE OF MUTUAL COUPLING OF LINEAR ANTENNA ARRAYS

## ABSTRACT

The Direction of Arrival (DoA) estimation of unknown signal sources is very important in radar, sonar, and communication systems. It is used in many application areas such as military systems, target detection, search-rescue operations, and mobile communication systems. In addition, these systems play an important role in ensuring the security of the zone also increasing the user capacity and signal quality in the communication systems.

Many array signal processing methods such as Conventional Beamforming (CBF), Minimum Variance Distortionless Response (MVDR), Multiple Signal Classification (MUSIC), and Root-MUSIC have been proposed for the DoA estimation problems. Although these methods exhibit high performance under ideal conditions, they make erroneous estimates in practice due to the mutual coupling effects and gain-phase uncertainties between array elements. Since the adaptive beamforming and high resolution algorithms are highly dependent on these errors in the antenna arrays and the sensitivity of data and steering vector, the presence of mutual coupling and gain-phase effects limit the performance of DoA estimation algorithms in practice. It should be taken into consideration that mutual coupling depends on antenna structure, antenna array form, aperture of antennas, and environmental conditions. Moreover, these effects should be calculated and corrected in order to make an accurate estimate. Although mutual coupling effects vary depending on the shape of the antenna array, they are generally not in a certain form, but in uniform linear antenna arrays (ULAs), they occur in the "Banded Symmetric Toeplitz Matrix" structure. Matrices representing mutual coupling and gain-phase effects can be calculated using the auto-calibration method without requiring any reference source, auxiliary antenna or measurement. Thus, these destructive effects causing array errors can be suppressed.

In this thesis, the performance of the DoA estimation algorithms in the presence of mutual coupling and gain-phase uncertainties between ULAs has been evaluated and also the performances of the algorithms are compared for the automatic calibration method. Uniquely, mutual coupling and gain-phase matrices are calculated using the Root-MUSIC algorithm, which was not used before in auto-calibration methods, and the performance improvement of the DoA estimation algorithms are demonstrated.

**Keywords:** Multiple Signal Classification (MUSIC), Uniform Linear Array (ULA), Mutual Coupling, Auto-Calibration, Root-MUSIC.

## GİRİŞ

Birden fazla antenin belli bir düzende bir araya gelerek oluşturduğu yapıya anten dizisi denir. Anten dizisi ile sinyal kaynaklarının varış-yönü kestirimi radar, sonar, küresel konumlandırma, haberleşme sistemleri gibi çeşitli uygulama alanlarında kullanılmaktadır. Anten sayısının artırılması alınan sinyalin sinyal gürültü oranını (Signal to Noise Ratio, SNR) iyileştirmekle birlikte, uyarlamalı huzme oluşturulmasına imkân tanır. Böylece sinyal kaynaklarının yönünde en büyük ışımayı yapması ve diğer istenmeyen bölgelerde ise ışımaya diyagramının sıfırlarının oluşturulması sağlanabilir [1]. Tek bir anten kullanılmasının sistem çözünürlüğünü o antenin ışımaya diyagramının genişliği ile sınırlandırmasından dolayı son zamanlardaki uygulamalarda anten dizileri tercih edilmektedir [2]. Işıma diyagramı antenler arası mesafenin artırılmasıyla daralarak çözünürlüğü arttırsada kenar kulakçıkların (Grating Lobe) meydana gelmesiyle tarama açısı sınırlandırıldığından tercih edilmez [3]. Mesafe azaltıldığında anten kazancının azalmasıyla birlikte ortak bağlaşım etkileri de artar. Bu nedenle antenler arası mesafe genellikle optimum değer olarak dalga boyunun ( $\lambda$ ) yarısı seçilir. Anten dizisi sayısal işaret işleme birimi ile bir bütün olarak düşünüldüğünde Akıllı Anten Sistemi olarak adlandırılır. Bu sistemler ışımaya diyagramını istenilen doğrultuda yönlendirerek ortamın değişen dinamiklerine uyum sağlayabilirler [4]. Dahası yönlü ışımaya sayesinde antenlerin çıkış gücü verimli kullanılır, istenmeyen yönlerden gelen sinyallerin etkisi azaldığından diğer sistemler tarafından fark edilmesi de güçleşir [1]. Anten dizisi ile elde edilen verilerden dizi sinyal işleme teknikleri kullanılarak konumu bilinmeyen kaynakların varış-yönü (Direction of Arrival, DoA) kestiriminin yapılması birçok uygulamada karşımıza çıkan önemli bir problemdir. DoA kestirimi radar sistemlerinde hedef tespitinde kullanılırken, haberleşme sistemlerinde de kullanıcı kapasitesinin artmasına olanak tanır [2].

Literatürde DoA kestiriminde Geleneksel Huzme Şekillendirme (Conventional Beamforming, CBF), Minimum Varyanslı Bozunumsuz Tepki (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR), Çoklu Sinyal Sınıflandırması (Multiple Signal

Classification, MUSIC) ve Kök-MUSIC (Root-MUSIC) gibi birçok kestirim yöntemi önerilmiştir. Ancak bu yöntemler ideal koşullar altında yüksek performans sergilemesine rağmen sonlu örnek boyutu, bakış yönü hataları, anten dizi kusurları ve antenler arası etkileşim varlığında ciddi performans kaybı yaşarlar. MUSIC ve Root-MUSIC gibi alt uzay tabanlı yüksek çözünürlük algoritmalarının klasik algoritmalara göre üstünlüğü bazı simülasyonlar ve deneysel sistemler ile gösterilmiş olsa da pratik uygulamalarda bu bozucu etkiler nedeniyle başarımları kısıtlanır [5]. Ayrıca MUSIC, MVDR ve CBF algoritmalarının tüm uzayı taraması gerekliliği nedeniyle oldukça fazla işlem yükü oluşturmaktadırlar. Bununla birlikte güç spektrum sonuçlarından tepe noktasını bulmak gerekir. Root-MUSIC algoritması polinom köklerini kullanır ve tüm uzayı taramanın getirdiği işlem yükünden kurtulur. Ayrıca tepe noktasını bulma problemi olmaksızın doğrudan polinom köklerini kullanarak DoA kestirimini gerçekleştirir.

Antenler arası etkileşimden kaynaklanan ortak bağlaşım etkileri antenler arası mesafe ile ters orantılıdır. Mesafe arttıkça azalan bu etkiler birkaç dalga boyundan daha uzaktaki antenler için ihmal edilebilir seviyeye gelir. Beklenmeyen sistem gürültülerine neden olan bu etkiler ışıma diyagramını bozar ve DoA kestirim başarımını düşürür [6]. Ortak bağlaşım etkilerinin bilindiği durumda bu etkileri temsil eden ortak bağlaşım matrisi oluşturularak model uyumsuzluğu giderilir böylece varış-yönü kestirim algoritmalarının performansı korunur. Ancak bu etkileri önceden tahmin etmek zordur ve ortamın elektromanyetik dinamiklerine göre değişmesi nedeniyle zamana bağlı olarak farklılık gösterebilir [7]. Bilinmeyen ortak bağlaşım etkilerinin varlığında DoA kestirim başarımı için bu etkileri temsil eden matris bulunarak dizi kusurlarının düzeltilmesi gerekir. Genellikle belli bir formda olmayan ortak bağlaşım matrisi düzgün geometrik şekle sahip bazı diziler için belli bir form alır [5]. Örneğin düzgün dağılımlı doğrusal diziler için simetrik bant Toeplitz, düzgün dağılımlı dairesel diziler için dolanır (circular) Toeplitz ve düzgün dağılımlı dikdörtgen diziler için blok-Toeplitz yapıdadır [8]. Ayrıca ortak bağlaşım etkilerinin karakteristiğine bağlı olarak bazı açılarda derin ‘çentik’ (notch) bölgeleri meydana gelmektedir. Bu da yön bulma algoritmalarında kör noktaların oluşmasına neden olur. Bu noktalardaki hedefler gözlenemezken bu noktalara yakın hedefler ise algoritma performansına göre hatalı olarak tespit edilebilmektedir [9].

DoA kestirim algoritmaları veri modeline oldukça bağlıdır. Sistem davranışındaki zamana bağlı değişiklikler (termal etkiler, nem, basınç, vibrasyon, bileşenlerin eskimesi, çevresel koşullar, antenin konumundaki değişiklikler vb.) nedeniyle anten dizisinin tepkisi değişmektedir. İdeal model etrafında rastgele meydana gelen hatalar dizi kusurlarıyla örtüşür. Bu dizi hataları, ortak bağlaşım dışındaki pratik durumların çoğuyla eşleşir. Ortak bağlaşım, anten dizisinin kendine özgü bir karakteridir. Bu nedenle kazanç-faz belirsizlikleri ve ortak bağlaşım etkileri nedeniyle bozulan döndürme vektörünün kalibrasyonu yapılması gerekir. Pratikte çoğu zaman DoA kestirim yöntemlerinin doğru çalışması için gerekli dizi kalibrasyonu sağlanamaz bu da yüksek çözünürlüklü yöntemlerin çoğu zaman geleneksel yön bulma metotlarından daha kötü performans sergilemesine neden olur. Dizi çıkış sinyalini ciddi şekilde bozan bu etkileri yok etmek mümkün olmasa da dizi yapısı bilindiğinde yardımcı antenler, referans kaynağı ya da otomatik kalibrasyon yöntemleri kullanılarak bu etkileri temsil eden ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin kestirimiyle dizi kalibrasyonu sağlanır ve bu etkiler azaltılabilir [10, 11].

Model uyumsuzluklarını yardımcı anten kullanarak kalibre eden sistemler önerilmiştir ancak bu yöntemlerde anten sayısının artması nedeniyle sistem karmaşıklığı ve işlem yükü artmaktadır. Referans kaynağının kullanıldığı yöntemlerde ise uygulamanın konumu veya yapısı nedeniyle her zaman referans kaynağı kullanmak mümkün olmamaktadır. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin sıcaklık, basınç, vibrasyon, anten davranışındaki ve elektronik devrelerdeki kademeli değişikliklere bağlı olarak zamanla değişme eğiliminde olması nedeniyle önceden ölçüm ile hesaplanarak sabit matrislerin kullanılması uygulamada başarısızlıklara neden olabilir. Bu nedenle herhangi bir referans kaynağına ya da yardımcı anten kullanımına ihtiyaç duymayan ve ortak bağlaşım matrisini güncel olarak hesaplayabilen otomatik kalibrasyonlu yöntemler son yıllarda çok fazla ilgi görmektedir [12]. Oto-kalibrasyon yöntemlerinde ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri güncel olarak hesaplanarak sistemin dinamik olarak ortama adapte olması sağlanır.

## 1. DOA KESTİRİM PROBLEMİNE YAKLAŞIMLAR VE TEZİN KAPSAMI

### 1.1. Literatürdeki Bazı DoA Kestirim Çalışmaları

İyi bilenen uyarlanabilir huzme biçimlendirme yöntemlerinden biri olan standart Capon huzmeleyici (Standart Capon Beamforming, SCB) [13], döndürme vektörü ve gerçek kovaryans matrisinin tam olarak bilindiği durumda, çıkış sinyal-girişim artı gürültü oranını (Signal to Interference Plus Noise Ratio, SINR) maksimize eden optimal bir uzaysal filtredir. Dikkate değer bir çözünürlük ve girişim bastırma yeteneği sağlayan bu yöntem model uyumsuzluklarına karşı son derece hassastır [14]. Bu hassasiyeti azaltmak ve algoritmanın sağlamlığını arttırmak için birçok kararlı Copan huzmeleyici (Robust Adaptive Beamforming, RAB) yöntemi önerilmiştir [15-21].

Bir diğer huzme biçimlendirme yöntemi olan MVDR [22], alıcı dizisine ulaşan işaretlerin öz ilinti matrisini kullanır. Bu yöntem MVDR ağırlık katsayılarını hesaplayarak istenen doğrultuda ışına diyagramını yöneltir, istenmeyen doğrultuda katsayıların sıfırlarını yerleştirerek DoA kestirimi yapar. SCB ile yakın ilişkili olan bu yöntem özellikle birbirine yakın DoA'ların varlığında farklı sonuçlar verir [23].

MUSIC algoritması ilk olarak Schmidt [24] tarafından önerilen alt uzay tabanlı yüksek çözünürlüğü nedeniyle yaygın olarak kullanılan algoritmadır. Giriş kovaryans matrisine öz değerler ayrışımı (Eigenvalue Decomposition, EVD) yapılarak sinyal alt uzayı ile gürültü alt uzayı birbirinden ayrılır. Bu alt uzayların birbirine dik olmasından yararlanılarak DoA kestirimi yapılır. Birbirine yakın hedefleri dahi ayırma yeteneğine sahip olan bu algoritmanın tüm uzayı taraması ve sinyal kaynaklarının sayısının bilinmesi de gerekmektedir ki bu da algoritmanın dezavantajı olarak söylenebilir.

Root-MUSIC [25] algoritması MUSIC algoritmasının güç spektrumundan tepe noktası bulmak yerine polinom köklerini kullanarak doğrudan DoA kestirimi yapar. Bu algoritma karmaşık polinom köklerinin birim çembere yakın olanlarını tarayarak hesaplama yükünü azaltır [26]. Ancak bu metot sadece düzgün doğrusal anten dizileri (Uniform Linear Array, ULA) için kullanılmaktadır bu nedenle rastgele dizilimli

diziler için MS(Manifold Separation)-Root-MUSIC [27] yöntemi, algoritma verimliliğini arttırmak için Fast-Root-MUSIC [28], Fourier bölgesi (Fourier domain, FD)-Root-MUSIC [29] ve uniter Root-MUSIC [30] gibi algoritmalar önerilmiştir.

Ancak bahsedilen bu algoritmalar ideal koşullarda yüksek performans sergilemelerde ortak bağlaşım varlığında model uyumsuzluklarının oluşması nedeniyle uygulamalarda ciddi performans düşüşü yaşarlar. Bu nedenle DoA kestirim performansını düşüren ortak bağlaşım etkilerini azaltmak için [31], [32] ve [33] 'de yazarlar, antenlerin elektromanyetik özelliklerinden yararlanarak bazı hesaplamalar ile ortak bağlaşım matrisini tahmin etmeye çalışmışlardır ancak bu yöntemlerde etkilerin çevreye bağımlılığı ve zamanla değiştiği göz ardı edilmiştir.

B. C. Ng ve C. M. S. See, kazanç-faz ve ortak bağlaşım hatalarını telafi etmek için maksimum olasılıklı kalibrasyon algoritmasını önermiştir. Bu teknik, model uyumsuzluklarını gidermede başarılı olsa da, konumu bilinen ve zamanla değişmeyen bir dizi kalibrasyon kaynağı gerektirir [34].

Bazı araştırmacılar kazanç-faz ve ortak bağlaşım etkilerini kalibre etmek için anten dizisine ek olarak yardımcı anten kullanılmasını önermiştir [35-38]. Ancak pratik uygulamalarda fazladan anten gerektirmesi ve sistemin karmaşıklığını arttırması nedeniyle tercih edilmemektedir. Ayrıca [39-40] 'de yazarlar, ULA'da alt dizi (orta dizi) oluşturarak, ortak bağlaşım etkilerinden kaçınılabileceğini gösterdiler. Ancak bu sistemler çok sayıda yardımcı antene ihtiyaç duyması nedeniyle uygulaması sınırlıdır.

DOA'ların ve ortak bağlaşım katsayılarının tahmini için önerilen bir başka yöntem sınıfı ise sıra azaltma (Rank-Reduction, RARE) tahmin edicisidir [41,42]. RARE yöntemleri, alt dizi yerine tüm diziyi kullanmalarıyla daha iyi bir tahmin performansı vermeleri beklense de, bazı senaryolarda ciddi belirsiz DOA tahminleri ve yanlış ortak bağlaşım kalibrasyonu sağlayabilirler [43].

Friedlander ve Weiss DoA kestirimi için otomatik kalibrasyonlu yinelemeli bir yöntem önermiştir [5]. Herhangi bir ölçüm, referans kaynağı ya da yardımcı anten kullanımına ihtiyaç duymaması nedeniyle literatürde sıkça tercih edilmektedir [44]. Ancak kazanç-faz ve ortak bağlaşım matrislerine yakınsamasının yavaş olması ve çok fazla hesap yükü olması bu algoritmanın dezavantajıdır.



## 1.2. Tezin Kapsamı

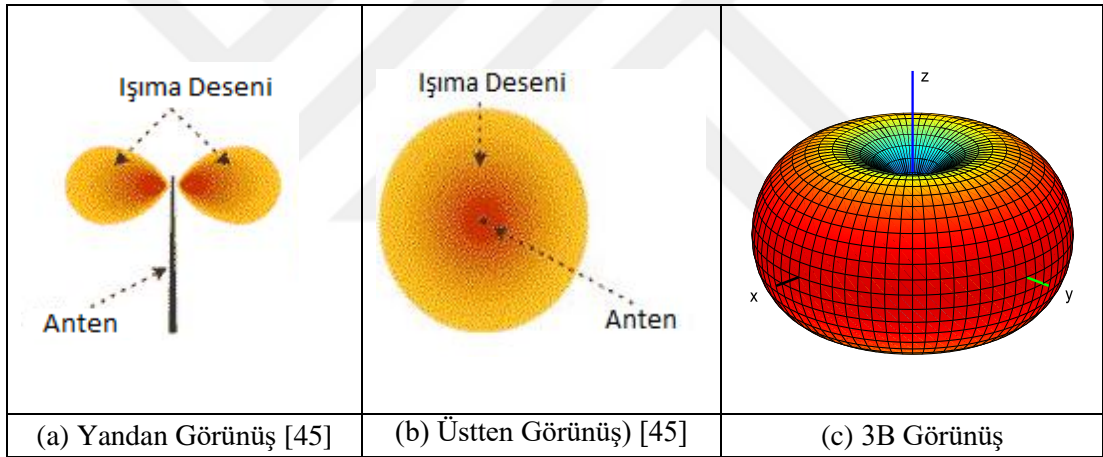
Bu tez kapsamında öncelikle akıllı anten sistemleri ve anten dizileri tanıtılmıştır. Daha sonra DoA kestirim problemi için CBF, MVDR, MUSIC ve Root-MUSIC algoritmaları incelenmiştir. Tez kapsamında, ilk adımda algoritmalarının ideal durumdaki DoA kestirim performansları incelenmiş, bir sonraki adımda ise model uyumsuzlukları olduğu durum ele alınarak algoritmaların performans kayıpları gösterilmiştir. Başarımı düşüren bu etkileri temsil eden kazanç-faz ve ortak bağlaşım matrislerinin bilindiği durumda algoritma performanslarındaki iyileşmeler gösterilmiştir. Böylece bu etkilerin kalibrasyonlarının DoA kestirim algoritmalarının başarımı üzerindeki önemi vurgulanmıştır. Bu etkilerin çevre bağımlılığı nedeniyle sürekli değişim eğiliminde olmasından dolayı genellikle önceden tahmin edilmesi zordur ve güncel olarak kazanç-faz ve ortak bağlaşım matrislerinin hesaplanması gerekir. Bu nedenle bu bozucu etkilerin bilinmediği durumlarda bu belirsizliklerin üstesinden gelmek için oto-kalibrasyon yöntemleri tercih edilmiş ve birçok algoritma için bu yöntemin başarım karşılaştırmaları gösterilmiştir. Ortak bağlaşım etkilerinin algoritmalar üzerindeki etkilerini göstermek için literatürdeki önerilen bazı ortak bağlaşım katsayıları kullanılmış ve bu katsayıların oluşturduğu ışın desenleri verilmiştir. Birbirinden farklı ışın desenine sahip farklı boyut ve karmaşıklıkta bu katsayıların algoritma performansları üzerindeki etkileri gösterilmiştir. Bazı desenlerde derin çentik “notch” bölgeleri oluşmasıyla meydana gelen kör noktalar gösterilerek bu noktadaki ve bu noktaya yakın bölgelerdeki hedeflerin kestiriminde algoritma performansları değerlendirilmiştir. Kazanç-faz ve ortak bağlaşım matrislerinin yakınsama grafikleri verilerek tahmin doğruluğu gösterilmiştir. Özgün olarak MUSIC algoritmasının tüm uzayı taramasından kaynaklanan işlem yükünden ve spektrum üzerinde tepe noktası bulma probleminden kurtulmak için otomatik kalibrasyon yöntemlerinde Root-MUSIC algoritmasının kullanılması önerilmiştir. Son olarak, Root-MUSIC algoritmasının diğer algoritmalara göre daha üstün performansı Monte-Carlo analizleri ile gösterilmiştir.

## 2. ANTENLER

Antenler, elektromanyetik enerjinin sınırlı ortam (iletim kanalları) ile sınırsız ortam (boşluk) arasında geçişini sağlayan devre elemanlarıdır. Antenler çift yönlü olarak, sınırsız ortama elektromanyetik işaretleri yayabildikleri gibi ortamdan da elektromanyetik işaretleri toplayabilmektedir. Ortamdaki elektromanyetik işaretleri elektrik enerjisine çevirenler alıcı anten olarak adlandırılırken, elektrik enerjisini elektromanyetik işaretlere çevirenler ise verici anten olarak adlandırılmaktadır. Elektronun varlığı elektrik alanı oluştururken hareketi ise manyetik alanı oluşturur. Başka bir deyişle zamanla değişen elektrik alan manyetik alanı, zamanla değişen manyetik alan ise elektrik alanı oluşturur. Bu bilgi ışığında verici antenlerde elektronlar sınırlandırılarak elektrik alan ve manyetik alan oluştururlar. Zamanla değişen elektrik alan ve manyetik alan elektromanyetik alanı meydana getirerek serbest uzayda enine dalga olarak hareket ederler. Alıcı antenlerde ise ortamdaki elektrik ve manyetik alan değişimi elektron hareketine neden olarak elektrik akımı oluşturur. Böylece veri aktarımı gerçekleştirilmiş olur. Antenler hem verici hem de alıcı anten olarak kullanılabilirler. Ayrıca akıllı anten sistemlerinin gelişmesiyle bu sistemler elektromanyetik enerjiyi belli bir doğrultuda arttırabilir ve istenmeyen doğrultularda bastırabilirler. Bu sayede enerji geçişine imkân tanınmasına ek olarak onlara yön verebilme yeteneğine de sahiptirler. Antenler tek başlarına ya da anten dizisi şeklinde kullanılabilirler. Tek bir anten kullanıldığında geniş bir ışıma deseni elde edilmesinin yanında antenin kazancı ve yönlülüğü de düşük olacaktır. Anten kazancını arttırarak daha uzak mesafelere ulaşılması için antenin elektriksel boyutunun arttırılması gerekir. Anten boyutlarını arttırmadan birden fazla anten kullanılarak antenin etkin elektriksel boyutu arttırılabilir. Böylece yönlülük, kazanç arttırılabilir ve istenilen ışıma deseni elde edilebilir. Radar, sonar ve haberleşme sistemleri gibi kablosuz iletişim cihazlarının vazgeçilmez parçası olan antenler, ışıma yaptıkları doğrultuya göre yönlü (directional) ve yönsüz (omni-directional) olmak üzere iki temel gruba ayrılır.

## 2.1. Yönsüz Antenler

Yönsüz antenler tüm doğrultularda eşit miktarda ışıma yaparlar. Aynı uzaklığa sahip bölgelerdeki ışıma şiddetleri aynıdır. Belli bir doğrultuya odaklanmaksızın ışıma yaptıkları için yayılan enerjinin küçük bir kısmı istenilen bölgeye ulaşır. Enerjinin geri kalanı ise kullanılmayan bölgede kalır bu da enerji verimliliğini düşürür. Yönsüz antenler hedeflerin yönleri ile ilgili özel bilgi gerektirmeyen uygulamalarda kullanılmaktadır. Sabit bir alıcının olmadığı ve konumun önemli olmadığı uygulamalarda elektromanyetik dalgaların her yöne yayılması ya da tüm yönlerden alınması beklenir. Bu nedenle bu uygulamalarda antenler yönsüz olarak tasarlanması gerekmektedir. Örneğin Uydu haberleşmesi ve FM (Frekans Modülasyonu) radyo yayınları gibi uygulamalarda kullanılmaktadır. Şekil 2.1’de yön bağımsız antenlerin yaptığı ışıma diyagramının yandan, üstten ve 3 boyutlu görünüşleri verilmiştir.

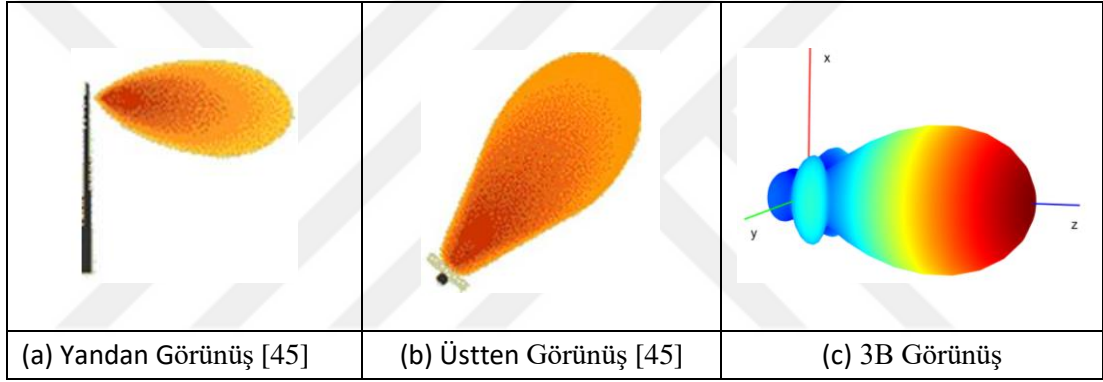


Şekil 2.1. Yön bağımsız antenlerin ışıma görüntüsü.

Yukarıdaki şekilde yönsüz antenin ışıma deseni farklı bakış açılarına göre gösterilmiştir. Işıma desenine bakıldığında tüm yönlerde ışıma yapıldığı ve yönlendirmenin olmadığı görülmektedir. Elektromanyetik enerjinin belli bir doğrultuya odaklanmaksızın düzlemde düzgün bir dağılım sergilediği görülmektedir. Böylece enerjinin istenilen doğrultunun dışındaki yönlerde de yayıldığı ve verimliliğin düşük olduğu söylenebilir. Daha uzun mesafelere ulaşmak istendiğinde çok fazla güç gerektirmektedir. Desende merkeze eşit uzaklıktaki noktalar üzerinde hareket edildiğinde sinyal gücünün değişmediği, merkezden uzaklaştıkça ise sinyal gücünün azaldığı görülebilir.

## 2.2. Yönlü Antenler

Yönlü antenler, elektromanyetik enerjiyi sadece ilgilenilen doğrultuya yönelterek ışıma diyagramını diğer doğrultulara göre daha etkin kullanırlar. Toplam enerji aynı kalmasına rağmen güç yoğunluğu belli bir doğrultuda yoğunlaştığından daha uzak menzillere ulaşılabilir. Ayrıca bu enerji verimliliğinin sağlanmasının yanında diğer yönlerden gelen gürültü ve girişim sinyallerine karşı daha karardır. Radar sistemlerinde, iletilen sinyalin daha uzun menzillere ulaşmasına imkân tanmasıyla birlikte SINR değerinin artırılmasına, haberleşme sistemlerinde ise sistem performansını artırmaya olanak tanır. Şekil 2.2’de yönlü antenlerin yaptığı ışıma diyagramının yandan, üstten ve 3 boyutlu görünüşü verilmiştir.



Şekil 2.2. Yön bağımlı antenlerin ışıma görüntüsü.

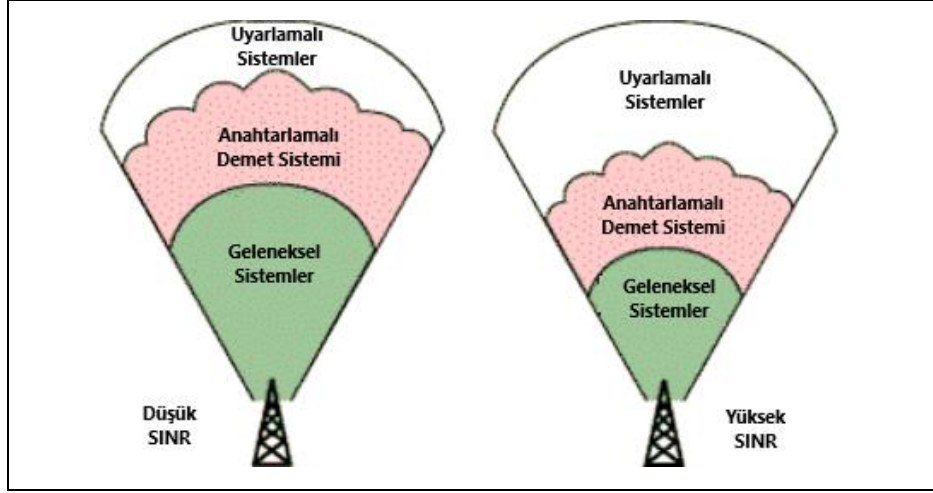
Yukarıdaki şekilde anten dizisinden elde edilen yönlendirilmiş ışıma deseninin yaptığı ışıma, farklı bakış açılarına göre gösterilmiştir. Tek bir anten içeren sistemler geniş ışıma desenine sahip olup yönlendiriciliği azdır. Antenin boyutları artırılarak yönlendirme kapasitesi artırılabilir ancak fiziksel boyutların artmasıyla mekanik problemlerin ortaya çıkmasından dolayı tercih edilmez. Bu nedenle anten boyutları artırılmadan yönlendirme yeteneğinin arttırmak için anten dizileri kullanılır. Burada anten dizisinin ışıma deseninin ilgilenilen yöne doğru yönlendirilerek bu doğrultudaki anten kazancının artırıldığı şekillerle gösterilmiştir. Bu doğrultudaki kazancın artırılmasıyla SNR değeri artarak, ışıma deseni içerisinde kalan işaretlerin daha yüksek güçte alınması sağlanır. Enerjinin belli bir yöne yönlendirilmesiyle sistem verimliliği de artmış olur. Ayrıca Şekil 2.2.c’de daha belirgin olarak görülen arka ve yan kulakçıklar yönlü antenlerde kaybolan enerjiyi gösterir ve bunların en aza indirilmesi istenir.

### **2.3. Akıllı Antenler**

Anten dizisi ve sayısal işaret işlem birimi bir bütün olarak düşünülduğünde akıllı anten sistemlerini meydana getirir. Sistemi akıllı yapan sayısal işaret işleme biriminin kapasitesidir. Kablosuz iletişimde geleneksel anten yapılarının, artan kullanıcı sayısı, daha uzun mesafelere erişim ve enerjinin etkin kullanımı gibi problemlere cevap verememesinden dolayı akıllı anten sistemlerine olan ihtiyaç artmıştır. Akıllı antenler kaynak sinyalleri doğrultusunda dinamik olarak ışın diyagramını şekillendirerek yönlü iletişime olanak tanır. Başka bir deyişle bu sistemler ağırlık katsayılarını sinyal kaynaklarına göre değiştirerek uyarlamalı huzmeleme yeteneğine sahip olur. Böylece anteni fiziksel olarak hareket ettirmeden elektronik tarama ile sinyal kaynakları doğrultusuna en büyük ışınmayı, diğer doğrultulara ise ışın diyagramının zayıf noktalarını yönelterek diğer yönlerdeki girişimleri engelleyebilir. Ortamın değişen dinamiklerine uyum sağlayabilen bu sistemler istenilen yöne ışın diyagramını yönlendirerek o yöndeki dizi kazancını artırır ve diğer sistemlere göre daha fazla kapsama alanı sağlarlar. Böylece sistemin kapasitesi, performansı ve kapsama alanı artırılır. Bu sistemlerin avantajı kablosuz iletişimi sınırlayan üç temel problem; çoklu yol zayıflaması, yayılma gecikmesi, komşu ve ortak kanal girişimine çözüm sunmasıdır.

#### **2.3.1. Akıllı anten çeşitleri**

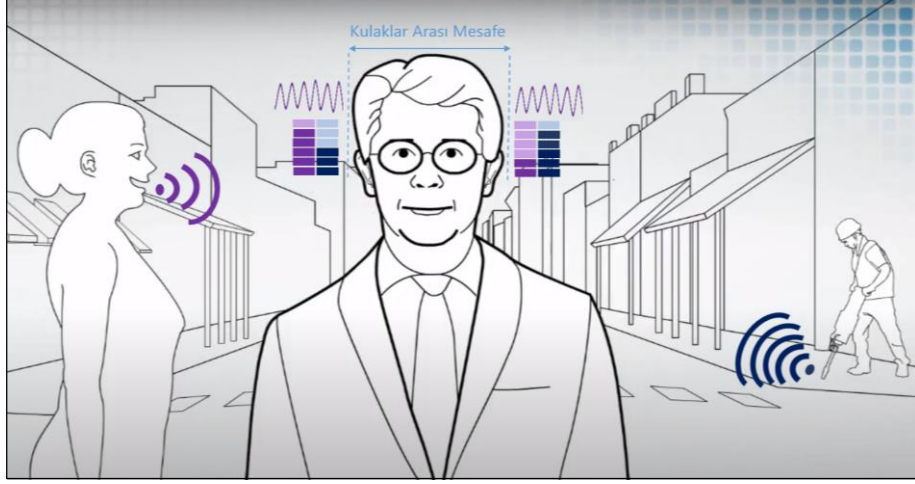
Akıllı anten sistemleri anahtarlamalı demet sistemleri ve uyarlamalı anten dizileri olmak üzere iki gruba ayrılır. Her iki yöntemde kaynak sinyalleri doğrultusundaki kazancı arttırmaya çalışsa da uyarlamalı anten dizileri; tanıma, izleme ve girişim bastırma problemleri için daha fazla dizi kazancı sağlar. Dahası uyarlamalı anten dizileri, aktif girişim bastırma, yüksek performans ve esneklik özellikleriyle anahtarlamalı demet sistemlerine göre daha üstün yeteneğe sahiptir [46]. Anahtarlamalı demet oluşturma sistemleri önceden sabit ve sınırlı sayıda tanımlanmış desen kullanır. Uyarlanabilir sistemler ise gerçek zamanlı olarak ayarlanan sonsuz sayıda desen kullanır. Akıllı antenler, uyarlamalı ışın deseni oluşturarak iletişim sistemlerinin çeşitli performans düşüşü sorunlarına çözümler sunar [47]. Şekil 2.3'de geleneksel, anahtarlamalı ve uyarlamalı sistemlerin anten kapsama alanları gösterilmiştir.



Şekil 2.3. Anahtarlamalı ve uyarlamalı sistemlerin kapsama alanları [45].

Şekil 2.3'den görüldüğü gibi uyarlamalı sistemler daha uzak menzillere ulaşabilmektedir. Işıma diyagramının belli bir doğrultuya yönlendirilmesiyle diğer yönlerdeki girişim ve gürültü etkilerine karşı daha dayanıklıdır. Düşük SINR değerlerinde anahtarlamalı sistemler ile yakın performans sergileseler de özellikle SINR değerinin yüksek olduğu yerlerde ciddi bir performans farkı oluşmaktadır. Yönlendiriciliğin olmadığı geleneksel sistemler ise sinyal enerjisini tüm doğrultulara eşit olarak yayılmasından dolayı diğer iki sistemden daha düşük başarımlar sergilerler. Aşağıdaki bölümlerde, anahtarlamalı demet sistemlerinin ve uyarlamalı anten dizilerinin özelliklerinden bahsedilecektir.

Akıllı anten sistemleri daha iyi anlaşılabilmesi için insan işitme fizyolojisine benzetilebilir. İnsanlar ışığın olmadığı bir ortamda nesnelere görmese dahi onların çıkardığı sesleri dikkate alarak yönlerini tespit edebilirler. Bu benzetimde kulaklar anten dizisi, beyin ise sinyal işleme birimi gibi davranır. Ses dalgaları kulakların konum farkından dolayı bir kulağa diğerine göre gecikmeli ve farklı şiddette ulaşır. Böylece insan beyni bu ses dalgalarının gecikme ve şiddet farkını algılayarak ses sinyallerinin kaynak doğrultusunu tespit edebilir. Dahası istenmeyen sinyal kaynaklarını bastırabilir ve dinlemek istediği kişiye odaklanabilir [48]. Anlatılan benzetim Şekil 2.4'de gösterilmiştir. Burada dinleyici çalışanın çıkardığı sesleri bastırarak konuşmacıyı dinleyebilir. Konuşmacının sesi ile çalışanın çıkardığı gürültü aynı doğrultuda olduğunda SINR değeri düşeceği için dinleyicinin sesleri ayırt etmesi zorlaşır.



Şekil 2.4. Uyarlamalı sistemlerin insan işitme fizyolojisi benzetimi [49].

### 2.3.1.1. Anahtarlamalı demet sistemleri

Anahtarlamalı sistemler belirli yönlere doğrultulmuş sabit ve sınırlı sayıda huzmeden oluşur. Akıllı antenler içerisinde en basit yapıya sahip olan bu sistemler, kaynak sinyalinin gücünü ölçerek, yapısındaki önceden oluşturulmuş sabit huzmelerden birini seçer, sinyal kaynağı hareket ettikçe bir huzmeden diğerine anahtarlayarak geçiş yapar. Böylece basit bir anahtarlama ile sinyal kaynağı yönünde en büyük ışımayı yapan huzme seçilmiş olur. Şekil 2.5’de anahtarlamalı sistemlerin ışıma deseni gösterilmiştir.

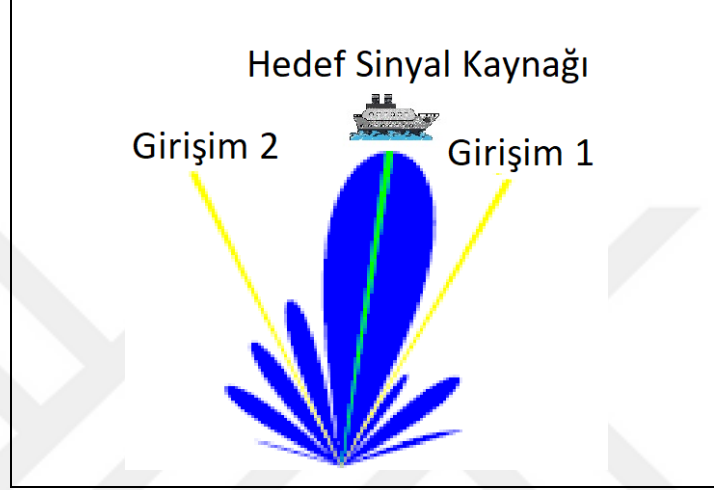


Şekil 2.5. Anahtarlamalı huzme sistemleri ışıma deseni [45].

### 2.3.1.2. Uyarlamalı anten sistemleri

Uyarlamalı anten sistemleri kazancı arttırmak için sinyal kaynaklarının doğrultusunda en büyük ışımayı yapacak şekilde dinamik olarak huzmeyi yönlendirir. Işıma diyagramının ana lobunun maksimum noktası sinyal kaynaklarının doğrultusunda

sinyal işleme birimi tarafından yönlendirilerek uzun mesafelerdeki hedeflerin tespitine olanak tanır. Buna ek olarak istenmeyen sinyal kaynaklarının yönünde ışın diyagramının zayıf noktalarını yönelterek SINR değerini artırır ve girişim bastırabilir. Daha önceden oluşturulmuş sabit huzmeleri olmayan bu sistem aktif olarak sinyal kaynaklarına yönelebilen sonsuz sayıda huzme oluşturabilir. Şekil 2.6’da uyarlamalı anten dizilimlerinin ışın diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.6. Uyarlamalı anten sistemleri ışın diyagramı [45].

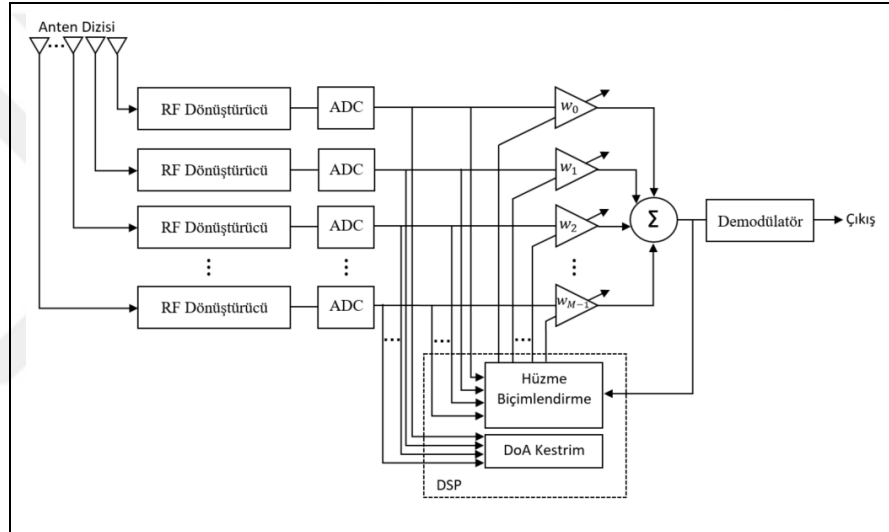
### 2.3.2. Akıllı antenlerin yararları

Akıllı antenler aynı güçteki geleneksel antenlere göre yüksek kazançlı dar bir huzmeye sahiptir. Bu çözünürlüğü arttırmakla birlikte daha uzun menzillere ulaşılabilmesine imkân tanır. Akıllı anten sistemleri sayesinde sinyal kaynaklarının konumu diğer sistemlere göre daha doğru bir şekilde tespit edilebilir. Konum bulma yeteneği sayesinde acil durum çağrılarında, arama kurtarma çalışmalarında aktif destek sağlayabilirler. Ayrıca bu sistemler belirlenen doğrultulara ağırlık katsayılarının sıfırlarını yerleştirerek istenmeyen girişim etkilerini bastırabilirler. Böylece SINR değeri artırılarak sistem performansı artırılır ayrıca aynı frekans bandında birden çok hedefin tespit edilmesine olanak tanır. Yönsüz antenler tüm yönlerde eşit ışın yaparak enerjiyi etkin kullanamazken akıllı antenler ışın diyagramını istedikleri yöne doğrultarak daha az enerji kullanırlar. Yönlü haberleşmenin bir avantajı olarak diğer sistemler tarafından fark edilebilirliği azalarak sistem güvenliği sağlanır. Çoklu yol zayıflatmasını etkilerini engelleyebilirler. Bu avantajlar sayesinde bu sistemlere ilgi giderek artmaktadır.



## 2.4. Anten Dizileri

Çok sayıda antenin uzayda farklı noktalara yerleştirilmesiyle oluşturulan yapılara anten dizisi denir. Anten sayısının artırılması SNR değerini arttırmakla birlikte huzmeleme yetenekleri sayesinde birden fazla sinyal kaynağının tespit edilebilmesine imkân tanır. Ayrıca anten kazancının artmasıyla daha uzak mesafelere de ulaşılabilir. Anten dizileri için birçok geometrik dizilim kullanılabilir ancak en çok düzgün doğrusal diziler (ULA), düzgün dairesel diziler (UCA) ve düzgün düzlemsel diziler (URA) kullanılmaktadır. Anten dizisinin elemanları arasındaki mesafeler sabit olduğunda düzgün dağılımlı olarak ifade edilmektedir.



Şekil 2.7. Anten dizilerinin genel yapısı.

Anten dizisinden alınan modüleli işaretler RF dönüştürücüsü ile sayısal sinyal işlemenin yapıldığı uygun bir ara frekansa (intermediate frequency, IF) dönüştürülür. Daha sonra analog sayısal dönüştürücü (Analog to Digital Converter, ADC) yardımıyla analog işaretler sayısal işaretlere dönüştürülerek dizi elemanları arasındaki zaman kayması hesaplanarak varış-yönü kestirimi yapılır. Bulunan sinyal kaynaklarının yönüne göre ışın diyagramını yönlendirmek için huzme şekillendirme birimi karmaşık ağırlık katsayılarını hesap ederek, bu katsayılar ile alınan işaretleri çarpar. Böylece ışın deseni sinyal kaynakları doğrultusunda en büyük ışınmayı yapacak şekilde yönlendirilmiş olur. Ayrıca katsayılarının sıfırları sayesinde girişim etkileri bastırılır. Işın huzmeleme işleminden sonra işaretler toplanarak tek bir sinyal elde edilir. Son olarak bu sinyale demodülasyon işlemi yapılır.

### 2.4.1. Anten dizilerinde ortak bağlaşım etkileri

Ortak bağlaşım etkileri antenler arasında görülen ve çözümlenmesi gereken önemli bir problemdir. Antenden yayılan enerji dizinin diğer elemanları tarafından algılanarak ışımaya desenini bozabilir. Başka bir deyişle, fazlı bir dizide, belirli bir anten elemanının elektromanyetik özellikleri diğer elemanları etkiler ve kendileri de yakınlarındaki elemanlardan etkilenir. Bu etkiler dizideki anten sayısına, dizi elemanları arası uzaklığa, antenlerin türüne ve çevrenin elektromanyetik özelliklerine bağlıdır. Ortak bağlaşım varlığı dizide antenlerin çıkış empedansını, ışımaya desenini ve dizi kazancını değiştirir. Dizinin bu temel özelliklerinin değişmesiyle SINR oranı düşer. Buna ek olarak dizinin kararlı durum yanıtı, girişim bastırma yeteneğini ve DoA kestirim algoritmalarının performansını etkiler. Özellikle yüksek çözünürlük algoritmalarının veri ve döndürme vektörünün hassasiyetine oldukça bağlı olmasından dolayı ortak bağlaşım etkilerinin varlığında DoA kestirim algoritmalarının performansı uygulamada sınırlanmaktadır.

Anten dizilerinde uyarlamalı huzme oluşturma yeteneği sayesinde antenler fiziksel olarak hareket ettirilmeden, döndürme vektörü kullanılarak ışımaya deseni istenilen doğrultuya yönlendirilir. Ancak ortak bağlaşım varlığı döndürme vektörünü dolayısıyla dizi tepkisini etkiler bu da pratikte hatalı kestirimlere yol açar. Işıma deseninde yan lobların artması ve ana lobun yönünün değişmesine neden olabilir. Ayrıca ışımaya diyagramının girişim doğrultusuna yerleştirilen sıfırlarının konumunu ve derinliğini değiştirerek uyarlama huzme sistemlerinin avantajı olan girişim bastırma yeteneğini etkiler. Bu nedenle bu etkilerin göz ardı edildiği araştırmalar uygulamada başarısız olurlar. Ortak bağlaşım etkilerini tamamen ortadan kaldırmak olanaksız olsa da bu etkiler hesap edilerek bastırılabilir.

Ortak bağlaşım, anten yapısına, dizilim formuna, antenler arası mesafe ve çevresel koşullara bağlı olduğu göz önüne alınmalı ve doğru kestirim yapmak için bu etkilerin hesaplanarak düzeltilmesi gerekmektedir. Ortak bağlaşım etkileri antenler arası mesafe ile ters orantılıdır. Antenler arası mesafe azaldığında ortak bağlaşım etkileri artmaktadır. Anten dizisinin elemanları arasında mesafe arttıkça etkinin hızla azaldığı bilinmekte ancak yakın antenler arasında bu etkinin daha yüksek olduğu gözlenmektedir.

Ayrıca bu etki birkaç dalga boyundan daha uzak mesafede bulunan antenler için ihmal edilebilir seviyelere düşer. Bu nedenle dizinin tüm elemanları arasında ortak bağlaşım olmayabilir. Ortak bağlaşım etkileri incelendiğinde bu etkileri temsil eden karmaşık katsayıların, ardışık komşu antenlerin birbirlerinden daha fazla etkilenmesinden dolayı genlikleri büyükken, uzaktaki diğer antenler için bu etkilerin azalmasıyla karmaşık katsayıların genlikleri de azalan davranış sergiler. Ortak bağlaşım etkileri anten dizisinin şekline bağlı olarak değişmekle birlikte genellikle belli bir formda olmamasına karşılık, ULA dizilim yapılarında Bant Simetrik Toeplitz Matris yapısında oluşmaktadır. Ortak bağlaşım etkisinin ölçülerek deneyde bulunduğu durumlarda algoritmaların performansının arttığı gözlenmesine rağmen bu etkilerin zaman, sıcaklık, basınç, vibrasyon gibi parametrelere bağlı olarak değişme eğiliminde olması ve anten yakınında bulunan nesnelere özellikleri gibi çevresel koşullara bağlı olduğundan pratikte kalıcı bir çözüm oluşturulamamaktadır. Bu nedenle ortak bağlaşım matrisinin belli aralıklarla güncellenmesi gerekebilir. Bu nedenle araştırmacılar bu konuya oldukça ilgi duymaktadır.

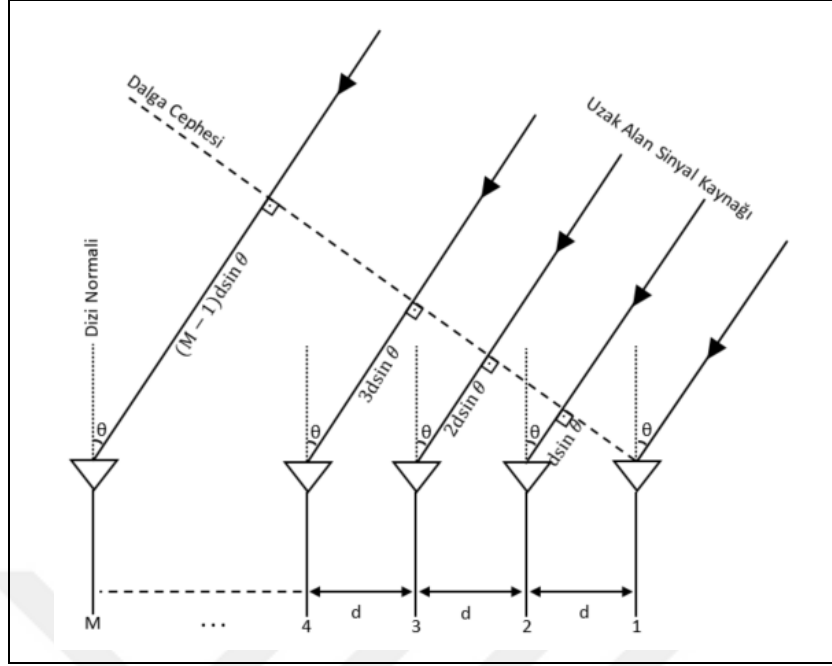
Ortak bağlaşım katsayılarının yapısından dolayı anten ışınma deseninin belli noktalarında çentik (notch) bölgeleri meydana gelebilir böylece bu noktalardaki hedefler tespit edilememektedir. Bu bölgelere kör nokta adı verilir. Ortak bağlaşım etkileri hatalı kestirimlerinin yanı sıra kör noktalar meydana getirebilir. Bu nedenle bu bozucu etkiler hesap edilmeli ve uygulamada doğru sonuçlar elde edilebilmesi için etkisiz hale getirilmelidir.

Bu etkileri azaltmak için ölçüm yöntemleri, yinelemeli yöntemler, alt anten dizili yöntemler ve kalibrasyon kaynağı gibi birçok yöntem önerilmiştir. Bu etkilerin çevresel faktörlere ve zamana göre değişebileceği göz önüne alındığında ölçüm yöntemleri pratik uygulamalarda yetersiz kalabilir. Bu yöntemlerde bazı ölçüm ve hesaplamalar kullanılarak ortak bağlaşım matrisi tahmin edilir ancak ortam şartlarının değişmesi ya da sistemin değişen parametreleri nedeniyle bu matris sürekli olarak sistemin etkilendiği ortak bağlaşımı temsil etmeyebilir. Kalibrasyon kaynağı kullanılan yöntemlerde ise hareketli sistemler ya da deniz hava radarları gibi kalibrasyon kaynağı bulunmasının zor olduğu uygulamalar için çok kullanışlı olmayabilir. Alt anten dizileri oluşturmak varış yönü tahmin için kullanılacak anten sayısını azaltacağı için mesafe ve çözünürlük kayıplarına neden olabilmektedir.

Yardımcı anten kullanan sistemler ise sistemin maliyetini ve işlem yükünü arttıracak için uygulamalarda tercih edilmeyebilir. Otomatik kalibrasyon yöntemleri ise herhangi bir kalibrasyon kaynağına ihtiyaç duymadan, önceden ölçüm gerektirmeden güncel olarak ortak bağlaşım matrisinin tahmin edilmesine olanak tanır. Ortak bağlaşım matrisini yinelemeli olarak hesaplayan bu yöntemlerde her bir iterasyonda maliyet fonksiyonu hesap edilerek ortak bağlaşım etkilerinden kurtulmaya çalışılır. Maliyet fonksiyonu ideal çözüme ne kadar yaklaşıldığını gösteren bir ölçüttür. İdeal durumda maliyet fonksiyonunun değerinin 0 olması beklenir. Ancak ortak bağlaşım etkilerinden dolayı maliyet fonksiyonunun değeri artar. Böylece Maliyet fonksiyonunu en düşük yapan ortak bağlaşım katsayıları bulunana kadar yöntem tekrarlanır. İşlem yükünün fazla olması bu yöntemin dezavantajıdır ancak işlem yükünü azaltmak için birçok yöntem önerilmiştir. Otomatik kalibrasyon yöntemleri ortamın elektromanyetik dinamiklerine adapte olabilmesi nedeniyle sıkça tercih edilmektedir.

#### **2.4.2. Düzgün dağılımlı doğrusal anten dizileri**

Düzgün dağılımlı doğrusal anten dizileri (ULA) aynı doğrultuda ve aralarında eşit mesafe bulunan anten elemanlarından oluşur. Antenler arası mesafe eşit olduğundan tüm antenler arasında sabit faz farkı olduğu varsayılır. Özdeş kabul edilen bu antenlerden bir tanesi referans olarak seçilirse herhangi bir dizi elemanına gelen işaret referans antenine gelen işarete göre zaman ilerlemeli veya gecikmeli olarak geldiği düşünülebilir. Bu da aynı işarete ait verilerin sabit bir faz kaymasıyla dizideki antenlere ulaştığı anlamına gelir. ULA dizilimi sayesinde toplam enerji belli bir doğrultuda yönlendirilerek alınan sinyalin gücü artırılır. Böylece anten ana huzmesi daralır, huzme şekillendirilir, yönlendirilir ve anten kazancı artırılır. Ana huzme doğrultusu dizi kazancının yani ışınma gücünün en yüksek olduğu doğrultuyu tanımlar. Yan kulakçıklar ve arka kulakçık sistemde kaybolan enerjiyi tanımlar ve iyi bir tasarımda bu kulakçıkların en aza indirilmesi istenir. Dizinin eleman sayısı artırılarak sistem verimliliği artırılabilir ancak eleman sayısının artması maliyeti ve sistem karmaşıklığını da arttırmaktadır. Tek boyutlu olan ULA yapısında sadece tek bir düzlemde ışın huzmeleme yapılabilir bu nedenle yatay açıda tarama yapılabilirken yükseklik açısında tarama yapılamaz. Aralarında sabit  $d$  mesafe bulunan,  $M$  elemandan oluşan ve tek bir uzak alan sinyal kaynağının  $\theta$  açısından geldiği varsayılan örnek bir ULA yapısı Şekil 2.8'de gösterilmiştir.



Şekil 2.8. Düzgün dağılımlı doğrusal anten dizisi.

$M$  tane özdeş aralarında  $d$  mesafe bulunan yönsüz antenlere uzak alan sinyal kaynağından gelen dar bantlı işaret Şekil 2.8’de gösterilmiştir. Sinyal kaynağının dar bantlı olduğu varsayılır böylece tek bir frekansa sahipmiş gibi davranır ki sinyal kaynağının bant genişliği taşıyıcı sinyalin frekansına kıyasla çok küçük olduğunda bu varsayım tutarlıdır. Bu sayede her anten elemanının aynı anda tek bir sinyal aldığından emin olunur [50]. Kaynak sinyalinin uzak alandan geldiği varsayılır. Bu da sinyal kaynağının antenlere olan mesafesi, antenler arası mesafeden çok büyük olduğunda geçerlidir. Böylece tek bir kaynaktan her bir antene gelen sinyal dalgalarının birbirine paralel olduğu söylenebilir. ULA sistemleri diğer yapılara göre karmaşıklığı ve maliyeti düşük olmasından dolayı sıkça tercih edilmektedir.

Şekil 2.8’de verilen yapıda birinci anteni referans olarak kabul edersek, alınan sinyal referans antenine vardığı anda diğer antenlere ulaşması için bir miktar daha yol katetmesi gerekecektir. Bu da sinyallerin her bir dizi elemanına zamanda farklı gecikmelerle ulaşmasına neden olur. Elektromanyetik dalgalar sabit ve ışık hızında yayıldığından antenler arası mesafe bilindiğinde bu zaman gecikmesi dolayısıyla antenler arasındaki faz farkı hesap edilebilmektedir. Başka bir deyişle, antenler arası mesafe  $d$  ve geliş açısı  $\theta$  olarak tanımlanırsa sinyal ikinci antene ulaşması için  $d \sin \theta$

kadar daha mesafe gitmelidir. Böylece zamandaki gecikme ardışık iki anten için Denklem (2.1)'deki gibi tanımlanabilir.

$$\tau = \frac{d \sin(\theta)}{c}. \quad (2.1)$$

Burada  $c$  ışık hızı olarak tanımlanmıştır ve değeri  $3 \times 10^8$  m/sn'dir. Bütün antenler düşünüldüğünde birinci antene göre sırasıyla  $d \sin \theta$ ,  $2d \sin \theta$ , ...  $(M - 1)d \sin \theta$  mesafe oluşmaktadır bu da sırasıyla antenlerde  $\tau$ ,  $2\tau$  ...  $(M - 1)\tau$  zaman kayması meydana getirdiği anlamına gelir. Sinyalin dalga boyu  $\lambda$  olarak tanımlanırsa Denklem (2.1),

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d \sin(\theta)}{\lambda}, \quad (2.2)$$

şekline dönüşür. Burada  $\Delta\varphi$  ardışık iki anten arası faz farkını tanımlamaktadır. Referans olarak seçilen birinci antene gelen kaynak sinyali diğer antenlerde sırasıyla  $\Delta\varphi$  faz kayması ile alınır. Böylece  $m$ 'inci antenin faz kaymasını  $\varphi_m$  olarak tanımlarsak  $\varphi_m = (m - 1) \Delta\varphi$  olarak belirtilebilir. Antenler arasındaki faz farkı sinyal kaynağının geliş açısının bir fonksiyonu olarak yazılmıştır. Buradan yola çıkarak antenler arasındaki faz farkı biliniirse sinyal kaynaklarının geliş açısı Denklem (2.2)'den yola çıkarak varış-yönü

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\lambda\Delta\varphi}{2\pi d}\right), \quad (2.3)$$

formülü ile bulunabilir. Bu faz farkı modeli tüm anten geometrileri için geçerlidir ve dizilim yapısına uyarlanarak kullanılabilir. Anten dizisinin  $m$  numaralı elemanına, tek bir sinyal kaynağından gelen sinyal işaretini

$$s_m(t) = u(t)e^{-j(\omega t + \varphi_m)}, \quad (2.4)$$

ile tanımlarız. Burada  $u(t)$  genlik,  $\omega$  ise kaynak sinyalinin frekansını ifade etmektedir. Böylece her bir anten elemanına gelen işaret ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin olmadığı ideal durumda  $m$  numaralı antene gelen işaret ortam gürültüsünün eklenmesiyle

$$x_m(t) = u(t)e^{-j(\omega t + \varphi_m)} + n_m(t), \quad (2.5)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $n_m(t)$  sinyal kaynaklarıyla korelasyonu olmayan toplanır beyaz Gauss gürültü (additive white Gaussian noise, AWGN) sinyalini ifade etmektedir. Antenler arası açıklık tüm dizi elemanları için sabit olduğundan Denklem (2.4) ile Denklem (2.5) birlikte çözümlerse her bir antene gelen işaret referans olarak seçilen birinci antene göre

$$x_m(t) = s_1(t)e^{-j(m-1)\Delta\varphi} + n_m(t), \quad (2.6)$$

ile ifade edilir. Buradan dizinin  $m$  numaralı antenine gelen işaretlerin, referans olarak seçilen 1. antene gelen işaretlerin faz kaymaları şeklinde alındığı görülmektedir. Böylece dizilim yapısı bilindiğinde referans antenine gelen işaretlerin varış-yönünün, dizinin diğer elemanları arasında meydana getirdiği faz farkı hesaplanabildiğinden alınan işaretlerin varış-yönü tahmini yapılabilmektedir. Böylece yukarıdaki denklemi matris formunda daha açık ifade edecek olursak,

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_1(t)e^{-j\Delta\varphi} \\ \vdots \\ s_1(t)e^{-j(M-1)\Delta\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

böylece

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\Delta\varphi} \\ \vdots \\ e^{-j(M-1)\Delta\varphi} \end{bmatrix} s_1(t) + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

denklemi elde edilir.  $\Delta\varphi$  açığa bağlı parametre olduğundan  $\beta(\theta) = e^{-j\Delta\varphi} = e^{-j2\pi\lambda^{-1}d \sin \theta}$  olarak ifade edilir. Buradan  $M$  elemanlı anten dizisi tek bir uzak alan sinyali için

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\theta)s(t) + \mathbf{n}(t), \quad (2.9)$$

formülü ile tanımlanır.  $\mathbf{a}(\theta)$  yöneltme ya da döndürme vektörü olarak isimlendirilmektedir. Döndürme vektörü  $M \times 1$  boyutundadır ve ışın diyagramını yönlendirmek için kullanılan açığa bağlı bir fonksiyondur. Kazanç sağlamak için ışın diyagramını dinamik olarak yönlendirir bu da dizi kalibrasyonu olarak adlandırılır. Dizi döndürme vektörü aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, \beta(\theta), \beta(\theta)^2, \dots, \beta(\theta)^{M-1}]^T. \quad (2.10)$$

Burada  $\beta(\theta)$  ardışık iki anten arası faz kaymasını temsil eder.  $K$  adet farklı kaynaktan alınan sinyal,

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^K \mathbf{a}(\theta_i) s_i(t) + \mathbf{n}(t), \quad (2.11)$$

olarak tanımlanır. Burada kaynak sinyalleri döndürme vektörüyle çarpılıp üst üste toplanmaktadır. Böylece anten çıkışındaki toplam sinyal gürültünün de eklenmesiyle aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t). \quad (2.12)$$

Burada  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_K)]$ ,  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T$  sırasıyla çok-katlı (Manifold Array) döndürme vektörünü ve sinyal kaynaklarını temsil eder.  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times K}$  karmaşık sayıları içeren matrisin sütunları dizi döndürme vektörlerinden oluşur. Döndürme vektörleri farklı açılardan gelen sinyalleri tanımladığından birbirlerine göre lineer bağımsızdırlar böylece çok-katlı döndürme vektörü tam ranktır (full-rank). Ancak bu denklem ideal koşullar altında geçerlidir. Antenler arası ortak bağlaşım varlığında elde edilen toplam işarette bozulmalar olur. Bu da DoA kestirim algoritmalarının performansını düşürür. Anten dizilimine bağlı olan ortak bağlaşım etkisi doğrusal diziler için aşağıda da gösterilen simetrik bant Toeplitz matris formunda tanımlanır:

$$\mathbf{C}^{\text{ULA}} = \begin{bmatrix} 1 & c_1 & \dots & c_{p-1} & \dots & 0 \\ c_1 & 1 & c_1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & c_1 & 1 & \ddots & \ddots & c_{p-1} \\ c_{p-1} & \ddots & \ddots & \ddots & c_1 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & c_1 & 1 & c_1 \\ 0 & \dots & c_{p-1} & \ddots & c_1 & 1 \end{bmatrix}_{M \times M}. \quad (2.13)$$

Burada  $\mathbf{C}^{\text{ULA}} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  matris formundadır ve ek olarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\mathbf{C}(i, j) = \mathbf{c}_{|i-j|}, \quad i, j = 1, 2, \dots, M \quad (2.14)$$

Burada  $\mathbf{C}$  ULA dizilimi için ortak bağlaşım matrisini temsil ederken  $\mathbf{c}$  ise ortak bağlaşım katsayılarını temsil eder. Bu katsayılar sırasıyla matrisin köşegenlerine yerleştirilerek doğrusal dizilim için ortak bağlaşım matrisini oluştururlar. Ortak



bağlaşım etkileri antenler arasındaki mesafe ile ters orantılı olduğundan tüm anten elemanları arasında görülmeyebilir bu nedenle ardışık  $P$  dizi elemanı arasında ortak bağlaşım etkilerinin olduğunu varsayarsak ortak bağlaşım katsayıları  $[1, c_1, \dots, c_{p-1}, 0_{1 \times (M-P)}]$  biçiminde tanımlanır. Burada etkileşim olmayan matrislere denk gelen katsayılar 0 olarak tanımlanmıştır. Ayrıca antenler arası mesafe arttıkça etkilerin azaldığı bilindiğinden katsayılar arasında aşağıdaki bağlantı kurulabilir:

$$0 < |c_{p-1}| \dots < |c_1| < c_0 = 1. \quad (2.15)$$

Ortak bağlaşım etkileri birbirine yakın antenlerde yoğun olarak görüldüğünden, bu etkiler altındaki anteni düşünürsek yakın antenlerden daha çok etkilenirken daha uzaktaki antenlerden daha az etkilenirler. Bu bilgi ışığında ortak bağlaşım katsayılarının genliğinin giderek azalan bir karakteristiğe sahip olduğu görülmektedir. Ortak bağlaşım katsayıları döndürme vektörünün yapısını bozarak DoA kestirim algoritmalarının hatalı kestirimler yapmasına neden olur. Katsayılar bilindiği durumda ideal döndürme vektörünü ortak bağlaşım matrisiyle çarptığımızda Denklem (2.16)'da belirtilen gerçek döndürme vektörünü elde ederiz:

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{C}\mathbf{a}(\theta), \quad (2.16)$$

burada  $\mathbf{a}(\theta) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  ideal döndürme vektörünü temsil ederken  $\tilde{\mathbf{a}}(\theta) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  gerçek döndürme vektörünü temsil eder böylece ortak bağlaşım etkileri bilindiği durumda gerçek döndürme vektörü hesap edilerek bu etkiler bastırılabilir. Ortak bağlaşım etkilerinin dikkate alındığı durumda Denklem (2.12)'de tanımlanan dizi çıkışıdaki toplam sinyal,

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (2.17)$$

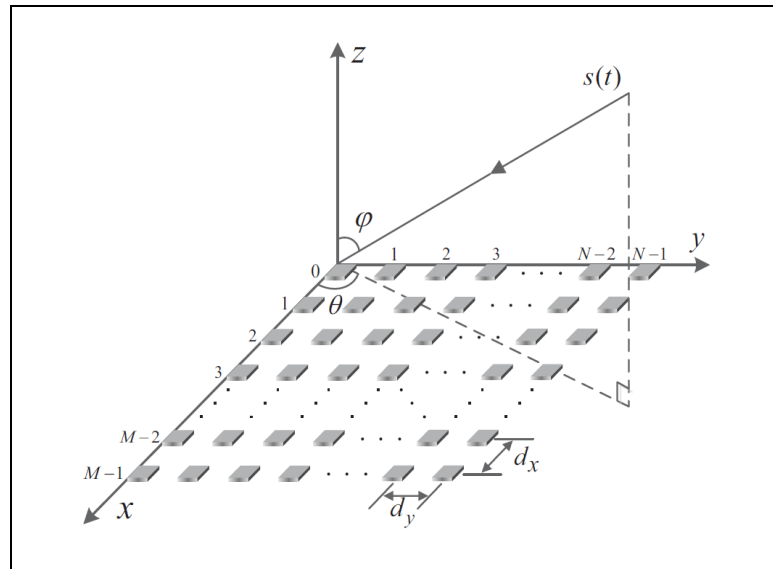
formunu alır. Ortak bağlaşım katsayıları matrisinin bilindiği durumda DoA kestirim algoritmalarının performans düşüşü yaşamadığı bilinmektedir. Ancak ortama ve çevre şartlarına bağımlılık göstermesinden dolayı sürekli değişim eğilimindedir ve ortak bağlaşım katsayılarını önceden tahmin etmek zordur.

Dizi geometrisi DoA kestirim performansı için oldukça önemlidir. ULA dizilimine sahip sistemlerde antenler arası açıklık optimum olarak  $\lambda/2$  seçilir. Antenler arası mesafe arttığında dizi kazancı artsa da tarama açısını sınırlayan kenar kulakçıklar

(Grating Lobe) meydana gelmektedir. Antenler arası mesafe azaldığında ise ana ışın demeti kalınlığı artarak çözünürlük ve kazanç düşer buna ek olarak ortak bağlaşım etkileri de artış göstermektedir. Antenler izotropik olarak tasarlanırsa ışınma deseni sadece dizi geometrisine ve besleme akımına bağlı olacaktır. Döndürme vektörü sayesinde istenilen doğrultunun kazancı artırılırken diğer doğrultuların kazançları düşürülerek ışınma deseninin yönelimi değiştirilebilir. Böylece farklı uzamdaki sinyallerin tespit edilebilmesine imkân tanınmaktadır. Bu nedenle döndürme vektörü farklı uzamdaki sinyalleri birbirinden ayırt edebilmesinden dolayı uzamsal süzgeç gibi davranır.

### 2.4.3. Düzgün dağılımlı düzlemsel anten dizileri

Düzgün dağılımlı düzlemsel dizi (URA) elemanları uzayda iki boyutlu düzlem üzerine eşit aralıklarla yerleştirilmesiyle oluşturulan yapılardır. Bu sistemler ULA'nın aksine iki boyutta huzme şekillendirme yeteneklerine sahip oldukları için iki boyutta tarama yapabilirler. Ancak dizi eleman sayısının artışı maliyeti ve işlem yükünü arttırmakla beraber daha karmaşık bir yapının oluşmasına neden olur. ULA yapısında kullanılan tek boyuttaki analizler genişletilerek URA yapısı içinde kullanılabilir. İstenilen ışınma desenini elde etmek için anten çeşidi, sayısı, aralarındaki mesafe, genlik ve faz parametreleri değiştirilebilir.  $M \times N$  anten elemanına sahip URA yapısı Şekil 2.9'da gösterilmiştir. Şekil 2.9'dan görülebileceği gibi doğrusal anten dizilerinin birbirlerine dik olarak yerleştirilmeleriyle URA yapısı elde edilir.



Şekil 2.9. Düzgün dağılımlı düzlemsel anten dizisi [12].

Burada  $dx$  ve  $dy$  sırasıyla  $x$  ve  $y$  eksenlerindeki anten açıklıklarını ifade eder.  $\theta$  ve  $\varphi$  sırasıyla yarıçap ve yükseklik açıları ifade eder. Bu yapının ışın diyagramı, farklı boyutta tanımlanmış iki doğrusal dizinin ışın diyagramlarının çarpılmasıyla elde edilebilir. Bu da ULA için kullanılan yöntemlerin tüm dizi geometrileri için uyarlanıp kullanılabilmesi anlamına gelir. Şekilde gösterilen yapıda  $N$ ,  $x$  eksen boyunca konumlandırılan anten sayısını ifade ederken,  $M$  ise  $y$  eksen boyunca konumlandırılan anten sayısını ifade etmektedir. URA diziliminin çıkışı için Denklem (2.12)'deki veri modeli geçerlidir ancak çok-katlı dizi yöneltme vektörü

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \mathbf{a}(\theta_2, \varphi_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_K, \varphi_K)], \quad (2.18)$$

formuna dönüşür. Burada  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{MN \times K}$  anten dizisine ulaşan sinyal kaynaklarının sayısı kadar alt matrislerden oluşur. Bu yöneltme vektörleri  $x$  eksenindeki ve  $y$  eksenindeki yöneltme vektörlerinin Kronecker çarpımlarından elde edilir. Böylece URA için yöneltme vektörü

$$\mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i) = \mathbf{a}_y(\theta_i, \varphi_i) \otimes \mathbf{a}_x(\theta_i, \varphi_i), \quad i=1,2,\dots,K \quad (2.19)$$

olarak tanımlanır.  $\mathbf{a}_x \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ,  $\mathbf{a}_y \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  sırasıyla  $x$  ve  $y$  eksenindeki antenlerin döndürme vektörleri

$$\mathbf{a}_x(\theta_i, \varphi_i) = [1, \beta_x(\theta_i, \varphi_i), \beta_x(\theta_i, \varphi_i)^2, \dots, \beta_x(\theta_i, \varphi_i)^{M-1}]^T \quad i=1,2,\dots,K \quad (2.20)$$

$$\mathbf{a}_y(\theta_i, \varphi_i) = [1, \beta_y(\theta_i, \varphi_i), \beta_y(\theta_i, \varphi_i)^2, \dots, \beta_y(\theta_i, \varphi_i)^{N-1}]^T \quad i=1,2,\dots,K \quad (2.21)$$

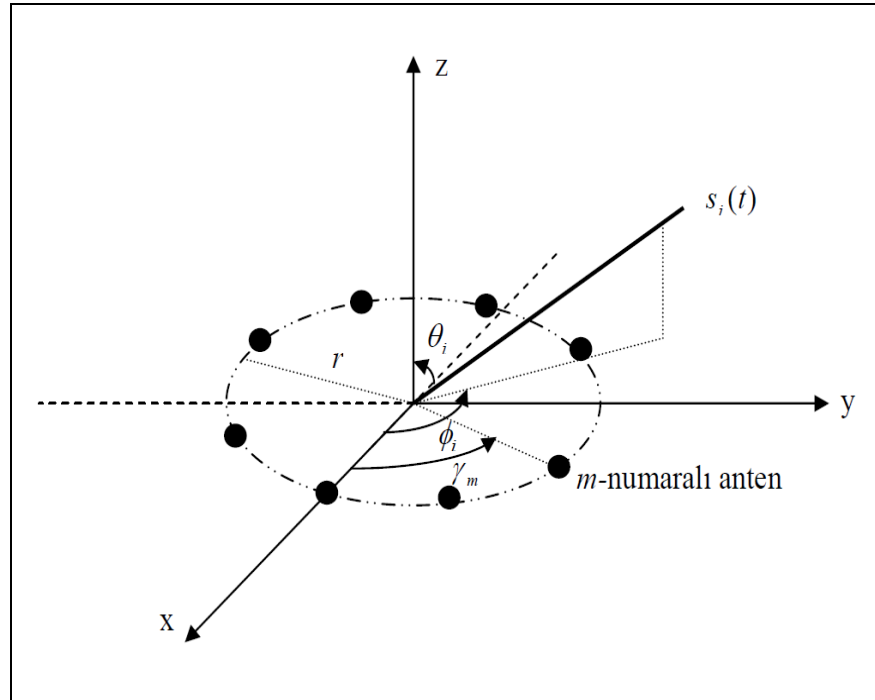
olarak tanımlanır. Burada  $\beta$  ardışık antenler arasındaki faz kaymasını temsil eder ve sırasıyla  $\beta_x(\theta_i, \varphi_i) = e^{j\frac{2\pi d_x}{\lambda} \cos \theta_i \sin \varphi_i}$  ve  $\beta_y(\theta_i, \varphi_i) = e^{j\frac{2\pi d_y}{\lambda} \sin \theta_i \sin \varphi_i}$  ile ifade edilir. Ancak URA dizilimi de ortak bağlaşım ve kazanç faz belirsizliklerinden muzdariptir. Bu nedenle Denklem (2.12)'de belirtilen veri modelinde bozulmalar olur. Bu etkileri modelleyip bastırmak için Denklem (2.17)'deki veri modeli kullanılır. Ancak çok-katlı dizi yöneltme vektörünün yanında ortak bağlaşım matrisi de ULA yapısına göre daha karmaşık bir yapıya sahiptir. URA için ortak bağlaşım matrisi blok Toeplitz yapıdadır. Böylece düzgün dağılımlı düzlemsel anten dizileri için  $\mathbf{C}^{\text{URA}} \in \mathbb{C}^{M \times M}$

$$\mathbf{C}^{\text{URA}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 & \dots & \mathbf{C}_{N-1} & \mathbf{C}_N \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 & \ddots & \mathbf{C}_{N-1} \\ \vdots & \mathbf{C}_2 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{C}_{N-1} & \ddots & \ddots & \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 \\ \mathbf{C}_N & \mathbf{C}_{N-1} & \dots & \mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_1 \end{bmatrix}_{MN \times MN} \quad (2.22)$$

ile ifade edilir. Burada  $\mathbf{C}_n \in \mathbb{C}^{M \times M}$  ve  $\mathbf{c}_n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  yapıda karmaşık elemanlardan oluşur.  $\{\mathbf{C}_n\}_{n=1}^N = \text{Toeplitz}\{\mathbf{c}_n\}$  ve  $\mathbf{c}_n = \{c_1^n, c_2^n, \dots, c_M^n\}^T$  sırasıyla bant simetrik Toeplitz matrisi ve ortak bağlaşım katsayılarını ifade eder. Ortak bağlaşım etkileri birkaç dalga boyu uzaklıktaki antenlerde görülmeyebilir. Ortak bağlaşım etkileri  $P$  tane anten arasında olduğu varsayılırsa ( $P < M$ ),  $\mathbf{c}_n = \{c_1^n, c_2^n, \dots, c_P^n, \{0, \dots, 0\}_{M-P}\}^T$  ile tanımlanır. Burada aralarında ortak bağlaşım etkileri bulunmayan aralarında yeterince uzaklık bulunan antenler için ortak bağlaşım katsayıları  $M-P$  tane sıfır içerir.

#### 2.4.4. Düzgün dağılımlı dairesel anten dizileri

Özdeş dizi elemanlarının eşit aralıklarla bir çember üzerine yerleştirilmesiyle elde edilen simetrik yapıları düzgün dağılımlı dairesel anten dizisi (UCA) denir. Özellikle havacılıkta kullanılan radarlarda sıkça tercih edilmektedir. UCA yanca açısında  $360^\circ$  yükseklik açısında ise  $90^\circ$  tarama yapabilme yeteneğine sahiptir. UCA anten dizilimi Şekil 2.10'da verilmiştir.



Şekil 2.10. Düzgün dağılımlı dairesel anten dizisi [2].

Burada  $\phi \in [0, 2\pi]$  ve  $\theta \in [0, \frac{\pi}{2}]$  sırasıyla yanca ve yükseklik açılarını ifade etmektedir. UCA yapısının  $M$  elemanlı dizilime sahip olduğunu varsayarsak, bu sistem ile  $M-1$  tane kaynak işareti tespit edilebilir. Burada antenler  $xy$  düzleminde  $x$  eksenine göre  $\gamma_m = 2\pi \frac{m}{M}$  açısını sağlayacak şekilde yerleştirilmiştir. Böylece antenlerin konumu polar koordinat sistemine göre  $\mathbf{r}_m = [x_m, y_m, z_m] = [r \cos(\gamma_m), r \sin(\gamma_m), 0]$  ile ifade edilir.

DoA kestiriminde  $K$  tane uzak alan sinyalinin  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T$ ,  $(\phi_1, \theta_1), (\phi_2, \theta_2), \dots, (\phi_K, \theta_K)$  açılarından, aralarında  $d$  mesafe bulunan  $M$  elemanlı UCA dizilimine ulaştığı durumda ULA yapısına benzer olarak Denklem (2.1) ve Denklem (2.12) geçerlidir. Ancak dizi geometrisine bağlı olan döndürme vektörü ve çok katlı yönlendirme matrisi farklılık gösterir. İşaretlerin yayılım yönün  $\mathbf{b}_i = \frac{1}{c} (\sin(\theta_i) \cos(\phi_i), \sin(\theta_i) \sin(\phi_i), \cos(\theta_i))$  olarak tanımlarsak  $m$ 'inci anten üzerinde oluşan faz kayması  $\Delta\phi_{m,i} = w(\mathbf{b}_i \cdot \mathbf{r}_m)$  ile bulunur.  $\Delta\phi_{m,i}$  daha açık bir şekilde ifade edilecek olursa

$$\Delta\phi_{m,i} = \frac{w}{c} \begin{bmatrix} \cos(\phi_i) \sin(\theta_i) \\ \sin(\phi_i) \sin(\theta_i) \\ \cos(\theta_i) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r \cos(\gamma_m) \\ r \sin(\gamma_m) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda} r \sin(\theta_i) [\cos(\phi_i) \cos(\gamma_m) + \sin(\phi_i) \sin(\gamma_m)], \quad (2.24)$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda} r \sin(\theta_i) \cos(\phi_i - \gamma_m), \quad (2.25)$$

ile tanımlanır.  $\theta_i = \pi/2$  varsayıldığında her bir dizi elemanı üzerinde meydana gelen faz kayması

$$\Delta\phi_{m,i} = \frac{2\pi}{\lambda} r \cos(\phi_i - \gamma_m), \quad (2.26)$$

halini alır. Böylece dizi döndürme vektörü

$$\mathbf{a}(\phi_i) = [e^{j\frac{2\pi}{\lambda} r \cos(\phi_i - \gamma_0)}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} r \cos(\phi_i - \gamma_1)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} r \cos(\phi_i - \gamma_{M-1})}]^T, \quad (2.27)$$

bağıntısı ile tanımlanır. Çok-katlı yönlendirme matrisi  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times K}$  ise

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_K)], \quad (2.28)$$

ifadesi ile tanımlanır. Dizi çıkışı için Denklem (2.12) geçerlidir ancak ortak bağlaşım varlığında veri modeli bozulur. Bu nedenle pratik uygulamalarda veri modeli için Denklem (2.17) kullanılır. Ancak çok-katlı dizi yöneltme vektörünün yanında ortak bağlaşım matrisi de UCA yapısına özel olarak tanımlanmalıdır. UCA için ortak bağlaşım matrisi dolanır Toeplitz yapıdadır. Böylece ortak bağlaşım matrisi  $\mathbf{C}^{\text{UCA}} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  anten sayısı sırasıyla  $M$ 'nin çift ve tek olduğu duruma göre Denklem (2.29, 2.30)'da tanımlanmıştır.

$M$  çift ise:

$$\mathbf{C}^{\text{UCA}} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_{\frac{M}{2}+1} & c_{\frac{M}{2}} & \dots & c_2 \\ c_2 & c_1 & c_2 & \ddots & c_{\frac{M}{2}+1} & \ddots & \vdots \\ \vdots & c_2 & c_1 & \ddots & \ddots & \ddots & c_{\frac{M}{2}} \\ c_{\frac{M}{2}+1} & \ddots & \ddots & \ddots & c_2 & \ddots & c_{\frac{M}{2}+1} \\ c_{\frac{M}{2}} & c_{\frac{M}{2}+1} & \ddots & c_2 & c_1 & c_2 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & c_2 & c_1 & c_2 \\ c_2 & \dots & c_{\frac{M}{2}} & c_{\frac{M}{2}+1} & \dots & c_2 & c_1 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (2.29)$$

$M$  tek ise:

$$\mathbf{C}^{\text{UCA}} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_{\frac{M+1}{2}} & c_{\frac{M+1}{2}} & \dots & c_2 \\ c_2 & c_1 & c_2 & \ddots & c_{\frac{M+1}{2}} & \ddots & \vdots \\ \vdots & c_2 & c_1 & \ddots & \ddots & \ddots & c_{\frac{M+1}{2}} \\ c_{\frac{M+1}{2}} & \ddots & \ddots & \ddots & c_2 & \ddots & c_{\frac{M+1}{2}} \\ c_{\frac{M+1}{2}} & c_{\frac{M+1}{2}} & \ddots & c_2 & c_1 & c_2 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & c_2 & c_1 & c_2 \\ c_2 & \dots & c_{\frac{M+1}{2}} & c_{\frac{M+1}{2}} & \dots & c_2 & c_1 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (2.30)$$

### 3. DoA KESTİRİM ALGORİTMALARI

Kablosuz algılayıcılarda sinyal kaynaklarının DoA kestirimi radar, sonar, elektronik harp gibi askeri sistemlerde ve mobil iletişim, maden rezervlerin keşfi, kaçak radyo yayınlarının tespiti, acil çağrılar için konum bulma gibi sivil uygulamalarda sıkça kullanılan önemli bir problemidir. Kablosuz iletişimin vazgeçilmez bir parçası haline gelen DoA kestirimi artan kapasite, veri aktarım oranı, güç ve bant genişliği ihtiyacının karşılanmasına imkân tanımaktadır. Yönsüz antenlerde iletilen enerjinin tüm yönlere yayılmasıyla kısa mesafelerde dahi yüksek güç gerektirmesi ve diğer kanallarda girişimlere neden olmasıyla DoA kestirimi yapabilen sistemlere ihtiyaç artmıştır.

DoA kestirimi akıllı anten sistemlerinin temelini oluşturmaktadır. Ayrıca bu sistemler, DoA kestirimi ve uyarlamalı ışın oluşturma için verimli algoritmaların geliştirilmesine odaklanır. DoA kestirimi algoritmaları ile işaretlerin varış-yönü hatasız tahmin edilerek ışın diyagramını dinamik olarak en büyük kazancı sağlayacak doğrultuya yönlendirir. Başlarda tek bir sinyal kaynağının yönünü tespit edebilen sistemler DoA kestirim algoritmaları sayesinde birden çok sinyalin varış-yönü kestirimini yapabilmektedir. Tek bir sinyal kaynağından alınan işaretler kullanılarak, dizinin elemanları arasında oluşan faz farkı hesaplanarak DoA kestirimi yapılabilir ancak birden fazla sinyal kaynağı olduğunda her kaynağın dizide oluşturacağı faz kayması farklı olacağından DoA kestirim algoritmalarına ihtiyaç vardır. Spektrum taraması kullanan yöntemlerde belli bir bölgede uzaysal tarama yapılarak elde edilen güç spektrumundan yerel maksimum noktaları belirlenerek varış-yönü tahmini yapılır. Alt uzay tabanlı yöntemlerde ise alınan işaretler sinyal alt uzayına ve gürültü alt uzayına ayrılır. Sinyal alt uzayının gürültü alt uzayına dik olmasından yararlanılarak varış-yönü tahmini yapılabilir. Ancak DoA algoritmalarında sinyal kaynaklarının ilişkili olması algoritmaların performansını düşürür. Ayrıca işlenecek işaret sayısının artması işlem yükünü arttırmaktadır. Bu nedenle daha kısa sürede daha yüksek çözünürlükte sonuçlar elde etmek için algoritma verimliliğini arttırmak, üzerinde çalışılan önemli bir konudur. Bazı DoA kestirim algoritmalarının özelliklerinin karşılaştırılması Tablo 3.1'de verilmiştir.

Tablo 3.1. DoA kestirim algoritmalarının karşılaştırılması.

Algoritma	Çözünürlük	Karmaşıklık	Hesaplama Yöntemi
<b>CBF</b>	Kötü	Basit	1-Boyutlu Tarama
<b>MVDR</b>	Orta	Orta	1-Boyutlu Tarama
<b>MUSIC</b>	İyi	Zor	EVD, 1-Boyutlu Tarama
<b>Root-MUSIC</b>	Çok İyi	Orta	EVD, Polinomsal
<b>ESPRIT</b>	Çok İyi	Orta	EVD

Klasik ışın huzmeleme (CBF), minimum varyanslı bozunumsuz tepki (MVDR), çoklu sinyal sınıflandırılması (MUSIC) ve kök-çoklu sinyal sınıflandırması (Root-MUSIC) DoA kestirim problemleri için sıkça kullanılan yöntemlerdir. DoA kestirim algoritmaları klasik ışın huzmeleme yöntemler alt uzay tabanlı yöntemler olarak iki gruba ayrılır. CBF ve MVDR klasik yöntemler alt başlığında incelenirken, MUSIC ve Root-MUSIC algoritmaları alt uzay tabanlı yöntemler alt başlığında incelenmektedir. MVDR algoritması, CBF algoritmasının düşük çözünürlüğünü arttırmak için Capon tarafından önerilmiştir. Klasik yöntemler sinyallerin istatistiksel bilgilerini kullanmadan huzme oluşturma ve sıfır konumlandırma işlemlerine dayanır. Uzamsal tarama ile elde edilen güç spektrumundan bulunan tepe noktalarında varış-yönü kestirimi yapılır. Uzamsal spektrum, dizi sinyal işlemenin önemli bir kavramıdır. Uzayda tüm yönlerden gelen sinyal dağılımını temsil eder. Böylece bir sinyalin uzamsal spektrumu elde edilirse spektrumun tepe noktalarından varış-yönü kestirimi yapılabilir. Yüksek çözünürlük algoritmalarından olan MUSIC ve Root-MUSIC ise öz-değer ayrışım yöntemini kullanarak sinyal alt uzayı ile gürültü alt uzayını ayırarak birbirine yakın sinyal kaynaklarının dahi kestirimini yapabilme yeteneğine sahiptir. Bu nedenle bu sistemler, yüksek hesaplama maliyeti rağmen çok iyi çözünürlük ve doğruluk sağlayabildikleri için sıkça tercih edilmektedir. Ancak bu yöntemlerde ilişkili sinyal kaynaklarını ayırıştırıp, sinyal yönünü tespit edemezler.

DoA kestirimi genellikle anten dizileri veya birlikte çalışan birden çok anten kullanılarak gerçekleştirilir. Anten dizileri, geleneksel antenlerle karşılaştırıldığında yüksek sinyal kazancı ve güçlü girişim bastırma yeteneğine sahiptir. Böylece DoA kestirim algoritmaların performansı artar ancak anten ışın diyagramının ana lob genişliği antenler arası mesafe ile ters orantılıdır bu nedenle fiziksel olarak dar bir



alana sahip sistemler için ışıma diyagramının ana lobu genişleyeceğinden çözünürlük düşecektir. Antenler arası mesafe arttığında dizi kazancının arttığı bilinmektedir. Ancak kenar kulakçıkların meydana gelmesiyle tarama açısı kısıtlanacağından antenler arası açıklığı arttırmak her zaman doğru bir seçenek olmayabilir. Antenler arası açıklığın azaldığı durumda kazancın düşmesine ek olarak ortak bağlaşım etkileri de artmaktadır bu nedenle algoritmaların performansı dikkate alınarak genellikle anten arası mesafe dalga boyunun ( $\lambda$ ) yarısı seçilir.

Bu çalışmada ULA tarafından alınan birbirine korelasyonu olmayan uzak alan sinyallerinin CBF, MVDR, MUSIC ve Root-MUSIC algoritmalarıyla varış-yönü kestirim başarımları üzerinde durulmuştur. İlk olarak anten dizisini oluşturan parametrelerin DoA kestirim performansına etkileri değerlendirilmiştir. Daha sonra bu algoritmaların performansını düşüren diğer etkiler tartışılmıştır. Bu etkiler altında algoritmaların performans karşılaştırmaları verilerek avantaj ve dezavantajları belirtilmiştir. Bu etkileri temsil eden matrislerin bilindiği durumda algoritma adımlarındaki değişimler gösterilerek kestirim performansları değerlendirilmiş, bu matrislerin bilinmediği durumlar için oto kalibrasyon yöntemi tanıtılarak matrislerin kestirim sonuçlarına göre algoritma performanslarındaki iyileşmeler gösterilmiştir.

### 3.1. Geleneksel Huzme Biçimlendirme

Geleneksel huzme biçimlendirme yöntemi varış-yönü kestirimi için kullanılan temel uzamsal filtreleme algoritmalarından biridir. Bu yöntemde anten dizisi fiziksel olarak hareket ettirilmeden, dizi çıkış gücünü sinyal kaynakları doğrultusunda maksimum yapmak için ışıma diyagramını elektronik olarak yönlendirilebilmektedir. Dizi çıkış işaretine  $y(t)$  ve anten dizi elemanlarının aldığı işarete  $\mathbf{x}(t)$  dersek dizi çıkışı

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t), \quad (3.1)$$

biçiminde tanımlanır. Burada  $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  ağırlık katsayılarını,  $H$  ise Hermitian transpozu ifade etmektedir. Denklem (3.1)'den görülebileceği gibi anten dizisine gelen işaretler lineer biçimde toplanmış olur. Ağırlık katsayılarındaki kazanç ve faz bileşenleri ışıma diyagramının yüksek kazançlı bölgelerini ve sıfırlarını oluşturur. Böylece etkin ışıma diyagramı oluşturulur. Geleneksel huzme biçimlendirme yönteminde dizi çıkış gücü ise

$$P_{CBF} = E[|y(t)|^2], \quad (3.2)$$

$$= E[|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2], \quad (3.3)$$

$$= \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H] \mathbf{w}, \quad (3.4)$$

$$= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}, \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanır. Burada  $\mathbf{R}_x$  dizi elemanlarına gelen işaretin kovaryans matrisini temsil eder.  $\mathbf{x}(t)$  anten dizisine gelen sinyal kaynaklarının işaretlerinden ve gürültülerden oluşmaktadır bu nedenle  $\theta_0$  yönünden gelen sinyal kaynağı  $\mathbf{x}(t)$ , Denklem (3.3)'de yerine koyulursa çıkış gücü

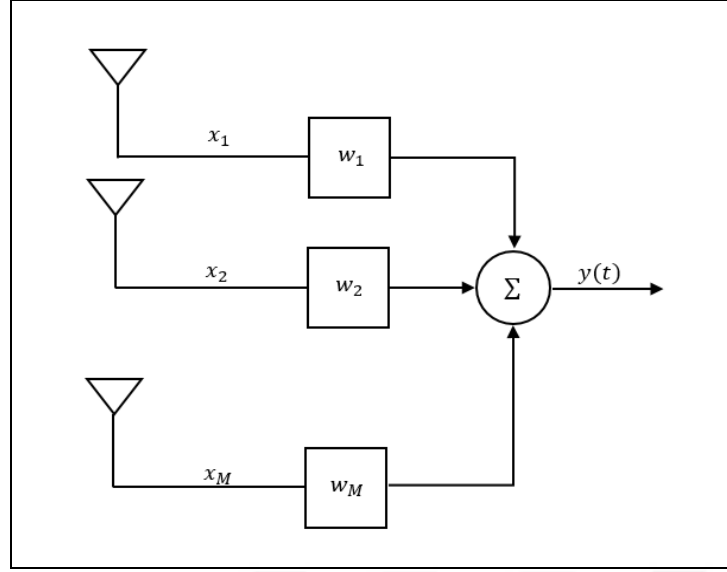
$$P_{CBF}(\theta_0) = E[|\mathbf{w}^H (\mathbf{a}(\theta_0)s(t) + \mathbf{n}(t))|^2], \quad (3.6)$$

$$= |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0)|^2 (\sigma_s^2 + \sigma_n^2), \quad (3.7)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $\mathbf{a}(\theta_0)$ ,  $\mathbf{n}(t)$ ,  $\sigma_s^2$ ,  $\sigma_n^2$  sırasıyla sinyal kaynağına ait döndürme vektörü, AWGN, sinyal gücü ve gürültü gücünü temsil eder. Eğer Denklem (3.7)'ye bakacak olursak  $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\theta_0)$  olduğunda  $\theta_0$  yönündeki sinyal kaynağının çıkış gücü en büyük kazanca sahip olacaktır. Döndürme vektörü anten dizisi tarafından faz farkıyla alınan kaynak sinyal bileşenlerinin fazlarını yapıcı bir şekilde düzenleyerek sinyal bileşenlerinin doğru bir şekilde toplanmasını sağlar. Bu sayede  $\theta$  belli açı aralığında taranarak her  $\theta$  açısı için  $\mathbf{w}$  katsayıları güncellenir ve o açı aralığında güç spektrumu elde edilir. Böylece açığa bağlı güç spektrumu Denklem (3.5)'de  $\mathbf{w}$  yerine  $\mathbf{a}(\theta_0)$  getirilmesiyle

$$P_{CBF}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_x \mathbf{a}(\theta), \quad (3.8)$$

şeklinde gösterilir. Böylece istenilen doğrultudaki dizi kazancının maksimum olmasını sağlayan döndürme vektörü belli doğrultularda üretilerek Denklem (3.8)'den o doğrultulara ait güç yoğunluğu spektrumu hesaplanır. Daha sonra bu spektrumun tepe noktaları bulunarak sinyal kaynaklarının varış-yönü tahmini yapılır. Düşük çözünürlüğe sahip bu yöntemde anten sayısı artırılarak çözünürlük artırılabilir ancak anten sayısının artması işlem yükünü arttıracaktır. Geleneksel huzme biçimlendirme yöntemi Şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Geleneksel huzme biçimlendirme yapısı [2].

Burada  $x$  sinyal kaynağından gelen işaretin anten çıkışını ifade eder. Bu işaretler anten dizisi elemanları tarafından fazı kaymış işaretler olarak algılanır. Şekilde 3.1’de gösterilen  $w$  ağırlık katsayılarını tanımlar bu katsayılar anten çıkışındaki işaretlerle çarpılarak fazı kaymış işaretleri yapıcı bir şekilde düzenler ve elde edilen sonuçlar lineer olarak toplanarak çıkışında tek bir sinyal elde edilir. Açıya bağlı olarak değiştirilen bu katsayılarla ilgili açı yönündeki sinyal gücü elde edilir. Böylece belli bir açı aralığında tarama yapılarak o açı aralığına ait güç spektrumu elde edilir. Güç spektrumunun tepe noktalarından sinyal kaynaklarının yönü tahmin edilebilir. Ancak güç spektrumundaki yumuşak geçişler nedeniyle bu tepe noktalarını doğru tahmin etmek her zaman kolay olmayabilir. Özellikle birbirine yakın hedeflerin varlığında geleneksel yöntemlerin performansları ciddi oranda düşebilir. Geleneksel huzme biçimlendirme yöntemi basit yapıda olmasına rağmen çözünürlüğü düşük olmasından dolayı diğer DoA kestirim algoritmalarına göre daha düşük performans sergiler. Geleneksel huzme biçimlendirme algoritmasının düşük çözünürlük probleminden kurtulmak için Capon MVDR algoritmasını önermiştir.

CBF ideal koşullarda yeterli performans sergilese de ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinden dolayı veri modeli bozulur ve algoritma hatalı kestirimler yapar. Ortak bağlaşım etkilerine ek olarak dizi elemanları arasındaki üretimden ya da mekanik tasarımdan kaynaklanan farklılıklar olabilir bu nedenle antenler pratikte tamamıyla aynı karakteristiği göstermezler. Örneğin antenlerin kablo boylarındaki

farklılıklar ya da yaşlanmaya bağlı farklılıklar antenlerde kazanç-faz belirsizliklerine neden olur. Bu belirsizlikler veri modelini bozarak DoA kestirim algoritmalarının performanslarını ciddi şekilde düşürmektedir. Böylece bu etkilerin göz ardı edildiği çalışmalar pratikte doğru sonuçlar üretmeyebilir. Bu nedenle bu etkiler tahmin edilerek algoritma performansları iyileştirilmelidir. Kazanç faz belirsizlikleri  $M \times M$  boyutunda karmaşık sayılar içeren  $\mathbf{\Gamma}$  matrisi ile temsil edilir. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin olduğu durumda dizi çıkış işareti

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{C}\mathbf{\Gamma}\mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t). \quad (3.9)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ,  $\mathbf{\Gamma} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ,  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ ,  $\mathbf{s}(t) \in \mathbb{C}^{K \times N}$ ,  $\mathbf{n}(t) \in \mathbb{C}^{M \times N}$  sırasıyla ortak bağlaşım matrisini, kazanç-faz belirsizlik matrisini, çok-katlı döndürme vektörünü, sinyal kaynaklarını ve ortam gürültüsünü temsil eder. Düzgün doğrusal anten dizileri için  $\mathbf{C}$  Denklem (2.13)'de,  $\mathbf{A}$  ise Denklem (2.28)'de tanımlanmıştır. Kazanç-faz matrisi ise aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\mathbf{\Gamma}(\boldsymbol{\zeta}) = \mathit{diag}(\boldsymbol{\zeta}) = \begin{bmatrix} \zeta_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \zeta_2 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \zeta_M \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Burada  $\zeta_i = \alpha_i e^{j\beta_i}$  her bir antende meydana gelen referans antenine göre kazanç ve faz hatalarını temsil eder.  $\alpha_i$  ve  $\beta_i$  sırasıyla  $i$ . antene ait kazanç ve faz hatalarına karşılık gelir.  $\boldsymbol{\zeta} = [\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_M]^T$  olarak ifade edilir. Böylece ortak bağlaşım kazanç-faz belirsizliklerinin bilindiği durumda algoritma performansının iyileştirilmesi için Denklem (3.8)'de tanımlanan açığa bağlı güç spektrumu düzenleyecek olursak

$$P_{CBF}(\theta) = [\mathbf{C}\mathbf{\Gamma}\mathbf{a}(\theta)]^H \mathbf{R}_x[\mathbf{C}\mathbf{\Gamma}\mathbf{a}(\theta)], \quad (3.11)$$

formuna dönüşür. Burada ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri döndürme vektörüyle çarpılarak gerçek döndürme vektörü elde edilir. Böylece bu fenomenlerin neden olduğu bozucu etkiler bastırılır. Ortak bağlaşım ve kazanç faz belirsizliklerinin bilindiği durumda algoritma performanslarının etkilenmediği bilinse de bu katsayıları önceden tahmin etmek zordur. Bu etkileri tamamen yok etmek mümkün olmasa da, bozucu etkiler hesap edilerek bastırılabilir. Bu nedenle literatürde bu etkileri hesap edebilmek için birçok yöntem önerilmiştir.

### 3.2. Minimum Varyanslı Bozunumsuz Tepki

MVDR, en güçlü ışına huzmesini belirli bir doğrultuya yönelterek o yönden gelen işaretlerin DoA kestirim doğruluklarını arttıran iyi bilenen uyarlamalı huzme biçimlendirme metotlarından biridir. MVDR ana bakış yönü dışından gelen işaretlerle, alıcı gürültüsünün gücünü minimize ederken huzmenin ana bakış yönündeki işaretleri değiştirmeden geçirmektedir. CBF'nin çözünürlüğünü iyileştiren bu yöntem istenilen doğrultuda huzme oluşturmak için ağırlık katsayılarını manipüle ederek dizi modelini otomatik olarak optimize edebilir. Böylece istenilen doğrultuda ışına huzmesi en yüksek değeri alarak kazancının sabit kalması, istenmeyen doğrultularda ise huzmenin sıfırları yerleştirilerek bu yöndeki istenmeyen işaretlerin filtrelenmesi amaçlanır. Aralarında  $d$  mesafe bulunan  $M$  elemanlı doğrusal anten dizisi tarafından oluşturulan dar bantlı huzmeleyicinin çıktısı

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t), \quad (3.12)$$

şeklinde tanımlanır. Burada  $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$ ,  $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$  sırasıyla anten dizisinin her bir elemanına gelen karmaşık işaretleri ve ağırlık katsayılarını temsil eder. Ayrıca  $\mathbf{x}(t)$  Denklem (2.12)'deki tanıma uygundur. Huzmeleyicinin çıkış gücü, ana bakış yönünde algılanmak istenen sinyalin yanında, diğer yönlerdeki istenmeyen sinyalleri (girişimler) içerir. Çıkış sinyali girişim artı gürültü oranı (SINR) aşağıdaki forma sahiptir.

$$SINR = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}}. \quad (3.13)$$

Burada  $\mathbf{R}_s \in \mathbb{C}^{M \times M}$  ve  $\mathbf{R}_{i+n} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  sırasıyla gelen işaretlerin ve girişim-gürültü işaretlerinin kovaryans matrislerini ifade eder.  $SINR$  değerini maksimum yapmak için işaretlerin geliş doğrultusu boyunca kazancı sabit tutarak girişim ve gürültü işaretlerini minimum yapmak gerekir. Böylece Denklem (3.13)'deki kesirli ifadenin pay değeri sabit tutulup, payda değerinin azalması istenir. Dolayısıyla bu problem

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}, \quad (3.14)$$

$$\text{kısıt fonksiyonu } \mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w} = 1, \quad (3.15)$$

olarak tanımlanır. Problemi daha yaygın bir ifadeyle

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}, \quad (3.16)$$

$$\text{kısıt fonksiyonu } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1, \quad (3.17)$$

formunda kullanılır. Burada kaynak sinyalinin varış-yönü  $\theta_0$  olarak tanımlanırken Denklem (3.17) doğrusal kısıt fonksiyonu olarak tanımlanır. Ancak  $\mathbf{R}_{i+n} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  pratik uygulamalarda kullanılamaz bu nedenle tahmini örnek kovaryans matrisi

$$\tilde{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \mathbf{x}(k) \mathbf{x}(k)^H, \quad (3.18)$$

kullanılarak bulunur. Tahmini kovaryans matrisi alınan sinyalin örneklemeyle elde edilir. Denklem (3.16)'daki en iyileme yöntemi Denklem (3.17)'de tanımlanan doğrusal kısıt altında Lagrange çarpanları ile çözüldüğünde optimal MVDR katsayıları

$$\mathbf{w} = \frac{\tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}, \quad (3.19)$$

şeklinde bulunur. Böylece  $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ , MVDR huzmeleyicisinin ağırlık katsayıları olarak adlandırılır. Bu katsayılar sayesinde  $\theta_0$  yönünden gelen işaretlerin ortalama gücünü azaltarak bu doğrultudan gelen işaretleri bozunumsuz geçirir. Böylece anten dizisinin çıkış gücü, geliş açısının bir fonksiyonu

$$P_{MVDR}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}, \quad (3.20)$$

olarak bulunur. Burada  $\mathbf{a}(\theta)$  döndürme vektörü olarak tanımlanır. Elde edilen uzay spektrumu belli açı aralığında taranarak o aralığa ait güç spektrumu elde edilir. Bu spektrumun tepe noktaları sinyal kaynaklarının varış-yönünü temsil eder. Ancak MVDR ideal koşullarda iyi performans sergilese de ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin varlığında model uyumsuzluklarından dolayı algoritma performansı düşmektedir. Bu etkilerin üstesinden gelmek için ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri tahmin edilmesi gerekir.  $M$  antenli ULA yapısı için ortak bağlaşım etkileri Denklem (2.13)'de, kazanç-faz belirsizlikleri ise Denklem (3.10)'da tanımlanan matris modellerine uyar. Denklem (3.20) bu etkileri modelleyen matrislerin bulunduğu durumda Denklem (3.21)'deki gibi tanımlanır.

$$P_{MVDR}(\theta) = \frac{1}{[\mathbf{C}\mathbf{r}\mathbf{a}(\theta)]^H \mathbf{R}_{uu}^{-1} [\mathbf{C}\mathbf{r}\mathbf{a}(\theta)]}, \quad (3.21)$$

### 3.3. Çoklu Sinyal Sınıflandırması

MUSIC algoritması, varış-yönü kestirim algoritmaları arasında en çok bilinen alt uzay temelli yüksek çözünürlüklü algoritmalarından biridir. Yüksek çözünürlükte DoA kestirimi yapabilmesine rağmen bütün uzayı tarama ihtiyacı nedeniyle işlem yükü fazladır. İşlem kapasitesi, veri depolama kapasitesi ve yeterli çözünürlüğe ulaşmak için artan donanım ihtiyaçları gibi sistem gereksinimlerini etkilemesi nedeniyle DoA kestiriminde algoritma seçimi sistemin maliyetini arttırabilecek önemli bir problemidir. Bu nedenle doğru kestirimler için işlem yükü ve kapasite ihtiyacının az olduğu tasarımlar tercih edilmektedir.

MUSIC algoritması 1979 yılında Schmidt tarafından önerilmiştir [24]. Bu algoritma anten dizisine gelen işaretlerin kovaryans matrisini kullanarak, öz değer ayrıştırması yöntemiyle çoklu işaret sınıflandırması yapabilen yüksek çözünürlük algoritmasıdır. Varış-yönü kestirimi için oluşturulan işaret modeli Denklem (2.12)'deki tanım ile uyumludur. Denklem (3.18) kullanılarak alınan işaretlerin kovaryans matrisi

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H], \quad (3.22)$$

ile ifade edilir. Denklem (2.12) yukarıda tanımlanan Denklem (3.22) yerine koyulursa alınan işaretlerin kovaryans matrisi

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{A}E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}(t)^H]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}(t)^H], \quad (3.23)$$

şekline dönüşür. Burada  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times K}$  çok katlı döndürme matrisini ifade eder ve lineer bağımsız döndürme vektörlerinden meydana geldiğinden tam rank'a sahiptir.

$\mathbf{R}_s = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}(t)^H]$ ,  $\mathbf{R}_n = E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}(t)^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}$  olarak ifade edilirse Denklem (3.23)

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad (3.24)$$

şeklinde tanımlanır. Burada  $\mathbf{I}$  birim matristir. Sinyal kaynaklarının sayısı  $K$  olarak tanımlanırsa  $\mathbf{R}_s \in \mathbb{C}^{K \times K}$  gelen sinyal kaynaklarının kovaryans matrisini temsil eder. Kaynak sinyalleri ilintisiz olduğunda  $\mathbf{R}_s$  tekil olmayıp tam rank'a sahip olur. Sinyal kaynaklarının ilintili olduğu durumda  $\mathbf{R}_s$ 'in rank'ı düşer.  $\mathbf{R}_x$  matrisine öz değer ayrışım metodu uygulandığında matrisin öz değerleri büyükten küçüğe sıralı şekilde  $\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M\}$  bulunur.  $\mathbf{R}_x$  matris formunda ifade edilecek olursa

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 + \sigma_n^2 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 + \sigma_n^2 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_K + \sigma_n^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \sigma_n^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & +\sigma_n^2 \end{bmatrix}_{M \times M}, \quad (3.25)$$

şeklinde gösterilir. Burada  $M$  dizinin eleman sayısına karşılık gelir ve bu öz değerler

$$|\mathbf{R}_x - \lambda_i \mathbf{I}| = 0, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.26)$$

denklemini sağlar. Denklem (3.24), Denklem (3.26) yerine koyulursa

$$|\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} - \lambda_i\mathbf{I}| = 0, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.27)$$

eşitliği elde edilir.  $\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H$  ifadesinin öz değerleri  $v_i$

$$v_i = \lambda_i - \sigma_n^2, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.28)$$

eşitliği elde edilir. Tüm elemanlar için gürültünün, varyansı sabit ve  $\sigma_n^2$ 'ye eşit olduğu varsayılır. Ayrıca birbiriyle ilişkisi olmayan  $K$  tane kaynak sinyali varlığında,  $\mathbf{R}_s$  matrisi tekil olmayıp rankı  $K$ 'ye eşit olacaktır.  $\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H \in \mathbb{C}^{M \times M}$  olduğundan ifadenin rankı da  $K$ 'ye eşit olur. Bu nedenle kaynak sinyallerinin sayısı anten sayısından az olduğunda ( $K < M$ ), ifadenin  $M - K$  tane öz vektörü 0 öz değerine sahip olur. Böylece Denklem (3.28)'de tanımlanan eşitlikten

$$v_i = 0, \quad i = K + 1, K + 2, \dots, M \quad (3.29)$$

$$\lambda_i = \sigma_n^2, \quad i = K + 1, K + 2, \dots, M \quad (3.30)$$

elde edilir. Denklem (3.30)'dan  $\mathbf{R}_x$ 'in öz değerlerinden  $M - K$  tanesinin gürültü varyansına eşit olduğu görülür.  $\lambda_i$  öz değerlerini temsil eden öz vektörlere  $q_i$  dersek

$$\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H\mathbf{q}_i = 0, \quad i = K + 1, K + 2, \dots, M \quad (3.31)$$

olduğu görülür.  $\mathbf{A}$  tam rank,  $\mathbf{R}_s$  ise tekil olmayan matrisleri ifade ettiklerinden

$$\mathbf{A}^H\mathbf{q}_i = 0, \quad i = K + 1, K + 2, \dots, M \quad (3.32)$$

sonucu elde edilir. Denklem (3.32) matris formunda ifade edilecek olursa



$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}^H(\theta_1)\mathbf{q}_i \\ \mathbf{a}^H(\theta_2)\mathbf{q}_i \\ \vdots \\ \mathbf{a}^H(\theta_K)\mathbf{q}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.33)$$

şeklinde gösterilir. Elde edilen sonuca göre sinyal kaynaklarına ait öz vektörler, gürültü alt uzayına ait öz vektörlere diktir. Bu çıkarım MUSIC algoritmasının temelini oluşturur.  $\mathbf{R}_x$  matrisinin öz vektörleri, birbirine dik olan işaret ve gürültü alt uzaylarından oluşur. Sinyal kaynaklarının varış-yönünü temsil eden döndürme vektörleri işaret alt uzayına aittir bu nedenle gürültü alt uzayına diktir  $\{\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_K)\} \perp \{\mathbf{q}_{K+1}, \mathbf{q}_{K+2}, \dots, \mathbf{q}_M\}$ . Bu sayede gürültü alt uzayına dik olan döndürme vektörleri bulunarak DoA kestirimi yapılabilir. Böylece gürültü alt uzayına ait öz vektörlerden oluşan matris  $\mathbf{E}_n = [\mathbf{q}_{K+1}, \mathbf{q}_{K+2}, \dots, \mathbf{q}_M]$  olarak tanımlanırsa, sinyal kaynaklarının yönünü temsil eden döndürme vektörleri, birbirine dik olan iki matrisin skaler çarpımlarının sıfır olmasından yararlanılarak

$$\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H\mathbf{a}(\theta) = 0, \quad (3.34)$$

şeklinde yazılabilir. Böylece MUSIC algoritması için güç spektrumu

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H\mathbf{a}(\theta)}. \quad (3.35)$$

şeklinde tanımlanır. Burada  $\theta$  belli açı aralığında taranarak o açı aralığında güç spektrumu elde edilir. Bu güç spektrumun tepe noktalarından DoA kestirimi yapılabilir. Sinyal kaynakları doğrultusunda Denklem (3.35)'in paydası küçülür ve spektrumda tepe noktaların oluşmasına neden olur. Veri modelinin tam olarak uyumlu olduğu durumda yüksek çözünürlük sağlayarak iyi performans sergiler. Ancak ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin varlığında döndürme vektöründe meydana gelen bozulmalardan dolayı kestirim performansı düşer. Bu nedenle veri modeli Denklem (3.9)'daki gibi tanımlanmalıdır.  $M$  antenli ULA yapısı için ortak bağlaşım etkileri Denklem (2.13)'de, kazanç-faz belirsizlikleri ise Denklem (3.10)'da tanımlanan matris modellerine uyar. Bu etkileri bastırmak için Denklem (3.35) aşağıdaki şekilde ifade edilmelidir.

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{[\mathbf{C}\mathbf{r}\mathbf{a}(\theta)]^H\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H[\mathbf{C}\mathbf{r}\mathbf{a}(\theta)]}. \quad (3.36)$$

### 3.4. Kök-Çoklu Sinyal Sınıflandırması

Root-MUSIC algoritması MUSIC algoritmasının polinom formudur. MUSIC algoritmasının işlem karmaşıklığını azaltmak için uzamsal tarama ile elde edilen güç spektrumundan tepe bulmak yerine polinom köklerinden doğrudan DoA kestirimi yapar. Aralarında  $d$  mesafe bulunan  $M$  elemanlı düzgün dağılımlı yönsüz anten dizisinde,  $(2M - 2)$  dereceli polinom çözülerek  $K$  tane sinyal kaynağının doğrultusu tahmin edilir. Anten dizisine gelen dar bantlı işaretlerin DoA'larını, birim çembere en yakın polinom köklerini tarayarak bulur. ULA yapısı için Denklem (2.12)'de tanımlanan veri modeli kullanılabilir. Root-MUSIC algoritmasında döndürme vektörü yeniden yapılandırılarak

$$\mathbf{a}(\theta) = \mathbf{p}(z) = [1, z, \dots, z^{M-1}]^T, \quad (3.37)$$

ile ifade edilir. Burada  $z = e^{-j2\pi\lambda^{-1}d \sin \theta}$  eşitliğine karşılık gelir.  $\lambda$  ve  $\theta$  sırasıyla sinyal kaynaklarının dalga boyunu ve varış-yönünü temsil eder. Böylece karakteristik matris

$$\mathbf{Cn} = \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H, \quad (3.38)$$

ile ifade edilir. Burada  $\mathbf{E}_n \in \mathbb{C}^{M \times M-K}$  gürültü alt uzayını temsil eder. Gürültü alt uzayı anten dizisine gelen işaretin kovaryans matrisine uygulanan öz değer ayrışımından bulunur. Denklem (3.38), Denklem (3.35)'de kullanılırsa

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{Cn} \mathbf{a}(\theta)}, \quad (3.39)$$

şekline dönüşür. Döndürme vektörü açık formda yazılırsa Denklem (3.39)

$$P_{MUSIC}^{-1}(\theta) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M e^{j2\pi d(m-1)\lambda^{-1} \sin(\theta)} \mathbf{Cn}_{mn} e^{-j2\pi(n-1)d\lambda^{-1} \sin(\theta)}, \quad (3.40)$$

halini alır. Yukarıdaki ifadenin simetri özelliğinden yararlanarak tek bir toplam fonksiyonu ile ifade edecek olursak

$$P_{MUSIC}^{-1}(\theta) = \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} \mathbf{cn}_l e^{-j2\pi d \lambda^{-1} l \sin(\theta)}, \quad (3.41)$$

şeklinde tanımlarız. Burada  $\mathbf{c}_l$ ,  $\mathbf{C}_n$  matrisinin  $l$ . köşegen üzerindeki elemanlarının toplanmasıyla elde edilir. Başka bir ifadeyle

$$\mathbf{c}_l = \sum_{m-n=l} \mathbf{C}_{mn}. \quad (3.42)$$

olarak tanımlanır. Burada  $l$ ,  $\mathbf{C}_n$  matrisinin köşegen numarasını gösterir.  $l = 0$  asal köşegeni temsil eder. Böylece Root-MUSIC polinomu

$$\mathbf{D}(z) = z^{M-l} \mathbf{p}(z)^H \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \mathbf{p}(z) = \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} \mathbf{c}_l z^l, \quad (3.43)$$

şeklinde elde edilir.  $\mathbf{D}(z)$ ,  $2(M-1)$  dereceli bir polinomdur ve bu polinomun birim çembere yakın olan kökleri sinyal kaynaklarını geriye kalan kökler ise gürültüyü temsil eder. MUSIC spektrumu birim çember üzerinde  $\mathbf{D}(z)$  polinomuna denktir. MUSIC spektrumundaki tepe noktalar  $\mathbf{D}(z)$  polinomunun birim çembere yakın köklerine karşılık gelir. İdeal koşullarda birim çember üzerindeki polinom kökleri başka bir ifadeyle genliği 1'e eşit olan kökler DoA'ları temsil eder. Böylece DoA

$$\theta_i = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \arg\{z_i\}\right), \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (3.44)$$

eşitliği ile bulunabilir. Burada  $K$ ,  $\theta$  sırasıyla sinyal kaynaklarının sayısını ve sinyal kaynaklarının açılarını temsil eder. Root-MUSIC algoritması özellikle düşük SNR değerlerinde MUSIC algoritmasına göre daha yüksek çözünürlük sağlamaktadır [51]. İdeal koşullarda Root-MUSIC algoritması yüksek performans göstermektedir ancak ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin olduğu durumda Denklem (3.38)'de tanımlanan karakteristik denklemin yapısı bozulur. ULA yapısı için ortak bağlaşım matrisi Denklem (2.13)'de belirtilen Toeplitz yapısında, kazanç-faz matrisi ise Denklem (3.10)'daki yapıya sahip olur. Böylece ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin bilindiği durumda Denklem (3.38)

$$\mathbf{C}_n = [\mathbf{C}\Gamma]^H \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H [\mathbf{C}\Gamma], \quad (3.45)$$

şeklinde yeniden yapılandırılır. Böylece bozucu etkiler bastırılmış olur. Denklem (3.42, 3.43, 3.44) takip edilerek ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin olduğu durumda dahi doğru DoA kestirimleri yapılabilir. Ancak ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin bilinmediği durumda algoritmanın performansını arttırmak için bu matrisleri doğru bir şekilde tahmin etmek gerekir.

### 3.5. Oto-Kalibrasyon Algoritması

Anten dizilerinde meydana gelen kazanç-faz ve ortak bağlaşım problemlerinin önemli bir sorun olduğu önceki bölümlerde belirtilmiştir. Bu belirsizliklerin varlığında varış-yönü kestirim algoritmalarının performansı oldukça düşmektedir. Bu belirsizlikler antenler arası mesafeye, antenlerin yakınındaki malzemelere, basınç, sıcaklık, vibrasyon gibi çevresel koşullara bağlı olarak değişmektedir. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin zamanla değişim eğiliminde olması nedeniyle önceden ölçüm alınarak hesaplanan sabit matrislerin kullanılması uygulamada başarısızlıklara neden olabilir. Yardımcı anten kullanılan yöntemlerde anten sayısının artmasıyla işlem yükü ve sistem karmaşıklığı artmaktadır. Referans kaynağının kullanıldığı yöntemlerde ise uygulamanın konumu veya yapısı nedeniyle her zaman referans kaynağı bulmak mümkün olmayabilmektedir. Benjamin Friedlander ve J. Weiss' in 1991 yılında yayınladığı makale ile önerdiği otomatik kalibrasyonlu iteratif yöntemde hiçbir referans kaynağı, yardımcı anten, alt dizi, ya da önceden ölçüm gerektirmeden dizide meydana gelen kazanç-faz ve ortak bağlaşım katsayıları hesaplanmaktadır. Genel olarak bu matrisler özel bir yapıda olmasa da anten dizilerinin dizilimine göre belli bir formda bulunabilir. Örneğin düzgün dağılımlı doğrusal diziler için "Simetrik Bant Toeplitz" yapıda bulunmaktadır. Böylece ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin bilinen formları dikkate alınarak bu matrislerin kestirimi yapılır ve dizi kalibrasyonu sağlanarak varış yönü performansı artırılır.

İteratif yöntem kullanarak önce kazanç-faz belirsizliklerinin ve daha sonra yapılan düzeltme ile ortak bağlaşım matrisinin hesaplanmasıyla tekrarlanan işlemlerde Denklem (3.46)'da verilen maliyet fonksiyonu hesaplanarak, önceden belirtilen değer altına inene kadar işlemler tekrar edilerek katsayılar hesaplanır. Bu algoritmada ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri herhangi bir bilgiye gerek duymadan ilk değer olarak birim matris kullanılabileceği gibi önceki deneyimlerden yararlanılarak başlangıç matrisleri de tanımlanabilir. Hesaplanan maliyet fonksiyonu ile bu model uyumsuzluklarına yol açan matrislerin gerçek değerlerine yakınsaması sağlanarak DoA kestirim algoritmalarının performansı artırılabilir.

İteratif yöntemde DoA, ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisi tahmini, öz değer ayrışım metoduna dayanmaktadır. Anten dizisi çıkışında elde edilen sinyalin Denklem

(3.18)'deki gibi kovaryans matrisi hesaplanır. Anten dizisine gelen sinyallerin ilişkisiz olduğu varsayılır. Ortam gürültüsünün sinyal ile ilişkisiz, korelasyon matrisinin tam rank olduğu ve gücünün sabit  $\sigma_n^2$  olduğu düşünülmektedir. Dizi çıkışının kovaryans matrisi  $\mathbf{R}_x$  olarak tanımlanırsa,  $\mathbf{R}_x$  matrisinin öz değerleri büyükten küçüğe sıralandığında gürültü alt uzayına ait öz değerler Denklem (3.25)'de tanımlanan matristen de görüleceği gibi  $\lambda_{K+1} = \lambda_{K+2} = \dots = \lambda_M = \sigma_n^2$  olduğu varsayılır. Burada  $K$  sinyal sayısını göstermektedir. Böylece gürültü alt uzayının sinyal alt uzayına dik olmasından yararlanılarak  $\mathbf{R}_x$  matrisinin öz vektörlerinden sinyal kaynaklarının DoA'ları bulunabilir. Sinyal kaynaklarının sayısı bilindiğinde ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri maliyet fonksiyonunu en aza indirerek bulunabilir. Maliyet fonksiyonu ortak bağlaşım ve kazanç faz belirsizliklerinin olduğu durumda

$$J_c = \sum_{i=1}^K \|\mathbf{E}_n \mathbf{C} \mathbf{\Gamma} \mathbf{a}(\theta_i)\|^2, \quad (3.46)$$

şeklinde tanımlanır. Burada  $\mathbf{E}_n$  gürültü öz vektörlerinden oluşturulan alt uzay matrisini temsil eder.  $\mathbf{C}$  ortak bağlaşım matrisini temsil ederken  $\mathbf{\Gamma}$  kazanç-faz matrisini  $\theta_i$  sinyal kaynaklarının açılarını  $\mathbf{a}(\theta_i)$  ise o açılara ait döndürme vektörlerini temsil etmektedir.  $\mathbf{E}_n$  kesin olarak bilindiği durumda  $J_c$  ortak bağlaşım ve kazanç faz matrislerini tam olarak tahmin etmeyi sağlayacak minimum ( $J_c = 0$ ) değeri alır.  $\mathbf{E}_n$  tam olarak bilinmediği durumda ise  $J_c$  değerinin sıfıra yakınsaması  $\mathbf{C}$  ve  $\mathbf{\Gamma}$  matrislerinin gerçek değerlerine yakınsamasını sağlar.

Maliyet fonksiyonunu en aza indiren bu algoritma üç adımda gerçekleşir. İlk adımda ortak bağlaşım ve kazanç faz matrisleri önceki deneyimlerden yararlanılarak belli değer ile ya da birim matris ile başlatılarak DoA kestirim algoritmalarıyla sinyal kaynaklarının varış-yönü bulunur. Diğer adımda ise DoA ve gürültü alt uzayından da yararlanılarak Denklem (3.46)'daki maliyet fonksiyonunu en küçük yapan ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri sırasıyla tahmin edilir. Bu adımlar maliyet fonksiyonu belirlenen bir değer altına inene kadar tekrarlanır. Oto-kalibrasyon algoritmasının adımlarından bahsetmeden önce gerekli yardımcı önermelerden bahsetmek yararlı olacaktır.

Önerme 1: Herhangi bir  $M \times 1$  karmaşık vektör  $\mathbf{a}$  ve herhangi bir  $M \times M$  karmaşık köşegen matris  $\mathbf{\Gamma}$  tanımlanırsa aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\mathbf{\Gamma a} = \mathbf{Q(a)\delta} \quad (3.47)$$

Burada  $M \times 1$  karmaşık vektör  $\delta$  ve  $M \times M$  karmaşık matris  $\mathbf{Q(a)}$ 'nın bileşenleri

$$\delta_i = \Gamma_{ii} \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.48)$$

$$[\mathbf{Q(a)}]_{ij} = \mathbf{a}_i \gamma_{ij} \quad i, j = 1, 2, \dots, M \quad (3.49)$$

olarak tanımlanır. Doğrusal anten dizilerinde ortak bağlaşım matrisini tahmin etmek için kullanılan yardımcı önerme aşağıda tanıtılmıştır.

Önerme 2: Herhangi bir  $M \times 1$  karmaşık vektör  $\mathbf{c}$  ve herhangi bir  $M \times M$  simetrik bant Toeplitz matris  $\mathbf{C}$  tanımlanırsa, herhangi bir  $M \times 1$  boyutundaki  $\mathbf{a}$  vektörü ve ona bağlı dönüşüm matrisi kullanılarak aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\mathbf{Ca} = \mathbf{T[a]c}, \quad (3.50)$$

Burada  $\mathbf{c} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  vektörü,  $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  matrisinin sıfır olmayan satırlarından oluşur ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$c_i = C_{i1}, \quad i = 1, 2, \dots, P \quad (3.51)$$

Burada  $P$ ,  $\mathbf{C}$  matrisinin 1. sütununda sıfır olmayan eleman sayısıdır. Başka bir ifadeyle dizi elemanları arasında ortak bağlaşım etkilerinin görüldüğü anten sayısını temsil eder. Ortak bağlaşım etkileri birkaç dalga boyundan sonra ihmal edilebilir seviyeye geldiğinden dizinin diğer elemanları arasındaki ortak bağlaşım etkileri görülmez ve bu uzaklıktaki antenler için katsayılar 0 ile temsil edilir.  $M \times P$  boyutundaki dönüşüm matrisi iki matrisin toplamı olarak

$$\begin{aligned} [\mathbf{T}_1]_{pq} &= \begin{cases} \mathbf{a}_{p+q-1}, & p + q \leq M + 1 \\ 0, & otherwise \end{cases} \\ [\mathbf{T}_2]_{pq} &= \begin{cases} \mathbf{a}_{p-q+1}, & 2 \leq q \leq p \\ 0, & otherwise \end{cases} \end{aligned} \quad (3.52)$$

tanımlanır. Dönüşüm matrisi  $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  yukarıda tanımlanan  $\mathbf{T}_1$  ve  $\mathbf{T}_2$  matrislerinin toplamı ile ifade edilir. DoA, ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin kestiriminde kullanılan maliyet fonksiyonunun minimum değeri için aşağıdaki adımlar takip edilir.

### A. İlk Değer Ataması

1. İterasyon sayacı sifira eşitlenir:  $k = 0$ .
2. Kazanç-faz matrisi  $\mathbf{\Gamma}$  ve ortak bağlaşım matrisi  $\mathbf{C}$ , birim matris olarak ya da önceki deneyimlerden yararlanılarak ilk değer ataması yapılır.

$$\mathbf{C}^{(0)} = \mathbf{I}_M. \quad \mathbf{\Gamma}^{(0)} = \mathbf{I}_M. \quad (3.53)$$

3. Dizi çıkışından Denklem (3.18)'deki formül kullanılarak kovaryans matrisi hesaplanır.
4. Dizi kovaryans matrisine öz değer ayrışım metodu uygulanarak gürültü öz vektörlerinden oluşan  $\mathbf{E}_n$  matrisi hesaplanır.

### B. DoA Kestirimi

1. DoA kestirim algoritmalarından bir tanesi seçilir. MUSIC, MVDR ve CBF için sırasıyla Denklem (3.11, 3.20, 3.36) ile uzamsal tarama yapılarak güç spektrumu elde edilir. Root-MUSIC algoritması için Denklem (3.45) kullanılarak  $\mathbf{Cn}^{(k)}$  matrisi hesaplanır. Burada  $k$  iterasyon sayısını gösterir.
2. MUSIC, MVDR ve CBF için elde edilen güç spektrumlarından DoA kestirimi yapılır. Root-MUSIC algoritması için Denklem (3.45, 3.42, 3.43, 3.44) adımları takip edilerek uzamsal tarama yapılmadan DoA kestirimi yapılır.
3. Kestirimi yapılan DoA'lar işaretlenir  $\theta_i^{(k)}$ ,  $i = 1, 2, \dots, K$ .
4. Bulunan DoA'lara göre döndürme vektörleri üretilir.  $\mathbf{a}^{(k)}(\theta_i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, K$ .

### C. Kazanç-Faz Matrisinin Kestirimi

1. Sabit DoA ve ortak bağlaşım matrisi için maliyet fonksiyonunu minimum yapacak kazanç-faz matrisi Önerme 1 kullanılarak

$$\begin{aligned} J_c^{(k)} &= \sum_{i=1}^K \mathbf{a}^{(k)}(\theta_i)^H \mathbf{\Gamma}^{(k)H} \mathbf{C}^{(k)H} \tilde{\mathbf{E}}_n \tilde{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{C}^{(k)} \mathbf{\Gamma}^{(k)} \mathbf{a}^{(k)}(\theta_i) \\ &= \boldsymbol{\delta}^{(k)H} \left\{ \sum_{i=1}^K \mathbf{Q}[\mathbf{a}^{(k)}(\theta_i)]^H \mathbf{C}^{(k)H} \tilde{\mathbf{E}}_n \tilde{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{C}^{(k)} \mathbf{Q}[\mathbf{a}^{(k)}(\theta_i)] \right\} \boldsymbol{\delta}^{(k)}. \end{aligned} \quad (3.54)$$

ile hesaplanabilir. Burada  $\boldsymbol{\delta}^{(k)}$  ve  $\mathbf{Q}[\mathbf{a}^{(k)}(\theta_i)]$  ifadeleri sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\boldsymbol{\delta}^{(k)} = [\boldsymbol{\Gamma}_{11}, \boldsymbol{\Gamma}_{22}, \dots, \boldsymbol{\Gamma}_{MM}]^T. \quad (3.55)$$

$$\mathbf{Q}[\mathbf{a}^{(k)}(\theta_i)] = \text{diag}\{\mathbf{a}^{(k)}(\theta_i)\}. \quad (3.56)$$

Burada  $\boldsymbol{\delta}^{(k)}$ 'ya bağılı olarak  $\boldsymbol{\delta}^{(k)} \mathbf{w} = 1$  kısıtı altında maliyet fonksiyonunu minimum yapan kazanç-faz matrisi bulunacaktır. Burada  $\mathbf{w} = [1, 0, 0, \dots, 0]^T$  olarak tanımlanır. Böylece bu problem lineer kısıt altında ikinci dereceden optimizasyon problemine (quadratic minimization problem) dönüşür ve kazanç-faz katsayıları

$$\tilde{\boldsymbol{\delta}}^{(k)} = \frac{\mathbf{Z}_k^{-1} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{Z}_k^{-1} \mathbf{w}}, \quad (3.57)$$

formülü ile bulunur. Burada  $\mathbf{Z}_k$  matrisi

$$\mathbf{Z}_k = \sum_{i=1}^K \mathbf{Q}[\mathbf{a}^{(k)}(\theta_i)]^H \mathbf{C}^{(k)H} \tilde{\mathbf{E}}_n \tilde{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{C}^{(k)} \mathbf{Q}[\mathbf{a}^{(k)}(\theta_i)], \quad (3.58)$$

ile tanımlanır. Böylece kazanç-faz matrisi

$$\boldsymbol{\Gamma}^{(k)} = \text{diag}\{\tilde{\boldsymbol{\delta}}^{(k)}\}, \quad (3.59)$$

formülü ile elde edilir. Bu sayede ortak-bağlaşım ve DoA'lar sabit tutularak maliyet fonksiyonunu minimum yapan kazanç-faz parametreleri elde edilmiş olur.

#### D. Ortak Bağlaşım Matrisinin Elde Edilmesi

Bu bölümde kazanç-faz matrisi sabit tutularak maliyet fonksiyonunu  $J_c$  minimum yapan ortak bağlaşım matrisinin kestirimi yapılır. ULA yapısı için tanımlanan Önerme 2 kullanılarak maliyet fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\begin{aligned} J_c^{(k)} &= \sum_{i=1}^K \tilde{\mathbf{a}}^{(k)}(\theta_i)^H \mathbf{C}^{(k)H} \tilde{\mathbf{E}}_n \tilde{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{C}^{(k)} \tilde{\mathbf{a}}^{(k)}(\theta_i) \\ &= \mathbf{c}^{(k)H} \left\{ \sum_{i=1}^K \mathbf{T}[\tilde{\mathbf{a}}^{(k)}(\theta_i)]^H \tilde{\mathbf{E}}_n \tilde{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{T}[\tilde{\mathbf{a}}^{(k)}(\theta_i)] \right\} \mathbf{c}^{(k)}. \end{aligned} \quad (3.60)$$

Burada  $\tilde{\mathbf{a}}^{(k)} = \boldsymbol{\Gamma}^{(k)} \mathbf{a}^{(k)}$  ile elde edilir ayrıca Denklem (3.46)'da tanımlanan maliyet fonksiyonu minimum yapılarak ortak bağlaşım katsayılarını bulmak için problem lineer kısıt altında ikinci dereceden optimizasyon problemine dönüşür. Böylece

$$\mathbf{Z}_c = \sum_{i=1}^K \mathbf{T}[\tilde{\mathbf{a}}^{(k)}(\theta_i)]^H \tilde{\mathbf{E}}_n \tilde{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{T}[\tilde{\mathbf{a}}^{(k)}(\theta_i)]$$
 olarak tanımlanırsa problem



$$\min_{\mathbf{c}^k \in \mathbb{C}^{P \times 1}} \mathbf{c}^{(k)H} \mathbf{Z}_c^{(k)} \mathbf{c}^k, \forall k \quad (3.61)$$

$$\text{kısıt fonksiyonu } \mathbf{v}^T \mathbf{c}^{(k)} = u, \quad (3.62)$$

olarak ifade edilir. Burada  $\mathbf{v} = [1, 0, \dots, 0]^T$  ve  $u = 1$  olarak ifade edilir. Denklem (3.62)'deki kısıt fonksiyonu kullanılarak kapalı çözüm

$$\tilde{\mathbf{c}}^{(k)} = \mathbf{Z}_c^{(k)-1} \mathbf{v} (\mathbf{v}^T \mathbf{Z}_c^{(k)-1} \mathbf{v})^{-1} u, \forall k. \quad (3.63)$$

olarak bulunur. Böylece düzgün doğrusal diziler için ortak bağlaşım matrisi bant simetrik Toeplitz yapıda olduğu bilindiğinden Denklem (3.63)'deki ortak bağlaşım katsayıları kullanılarak, ortak bağlaşım matrisi aşağıdaki formül ile bulunur.

$$\mathbf{C}^{(k)} = \text{toeplitz} \left\{ \left[ \tilde{\mathbf{c}}^{(k)T}, \mathbf{0}_{1 \times (M-P)} \right] \right\}. \quad (3.64)$$

#### E. İterasyon

1. A,B,C,D basamaklarında tahmin edilen DoA, kazanç-faz ve ortak bağlaşım matrisleri kullanılarak maliyet fonksiyonu Denklem (3.46)'dan hesaplanır. Maliyet fonksiyonunun azalan bir profil çizdiği diğer bir ifadeyle sıfıra yakınsadığı aşağıdaki denklem ile kontrol edilir.

$$J_c^{(k)} - J_c^{(k+1)} > \varepsilon. \quad (3.65)$$

Burada  $\varepsilon$  değeri iterasyonun duracağı minimum değeri tanımlar. Maliyet fonksiyonunun değeri ile bir önceki iterasyonda hesaplanan maliyet fonksiyonunun değeri arasındaki fark ile karşılaştırılır.

2. İterasyon sayacı güncellenir  $k = k + 1$ .
3. Denklem (3.65) sağlandığı sürece A,B,C,D,E adımları devam eder. Her bir iterasyonda hesaplanan maliyet fonksiyonunun değerleri arasındaki fark, tanımlanan  $\varepsilon$  değerinden daha küçük değere ulaştığında oto-kalibrasyon algoritması durur. DoA açıları, ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri kestirimi tamamlanır.

#### 4. UYGULAMA VE SONUÇLAR

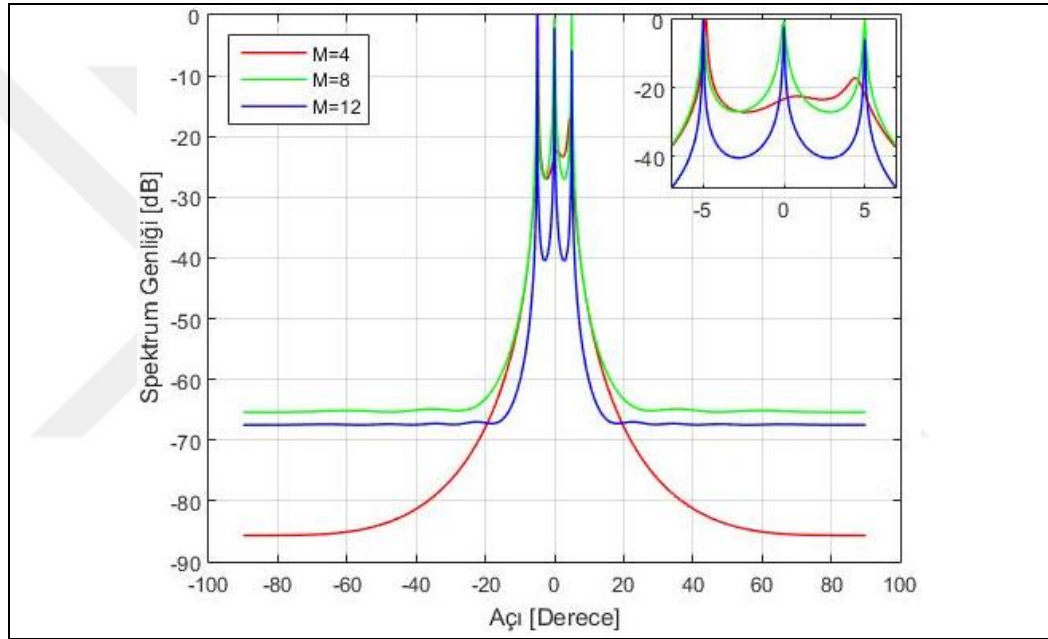
Bir önceki bölümde DoA kestirim algoritmaları tanıtılmıştır. Bu bölümde ise ilk olarak ortak bağlaşım kazanç-faz belirsizliklerinin olmadığı durumda ULA yapısının dizi parametrelerinin DoA kestirim performansına etkileri incelenmiştir. Daha sonra ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin varlığında bu etkilerin DoA kestirim algoritmaları üzerinde meydana getirdiği performans düşüşleri ile bu etkileri temsil eden matrislerinin bilindiği durumda DoA kestirim algoritmalarındaki performans iyileşmesi gösterilmiştir. Bu matrislerin bilinmediği durumda ise bu etkilerin üstesinden gelebilmek için oto-kalibrasyon yöntemiyle ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin kestirilmesi ve bu etkilerin yol açtığı performans kayıplarının bastırılmasıyla algoritmaların başarımlarının artışı gösterilmiştir. Ayrıca CBF, MVDR, MUSIC ve Root-MUSIC algoritmalarının ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri ve DoA kestirim performansları karşılaştırılmıştır. Literatürde kullanılan bazı ortak bağlaşım katsayılarından [52, 53] ortak bağlaşım deseni elde edilerek bu yapının performansa etkileri tartışılmış ve farklı ortak bağlaşım katsayıları için algoritma davranışlarının değişimi gösterilmiştir. Bazı ortak bağlaşım desenlerinde görülen derin çentik bölgeleri nedeniyle oluşan kör noktalar gösterilerek bu noktalara yakın bölgedeki hedeflerin kestirim performansları incelenmiştir. Ayrıca dizi elemanları arası mesafenin tarama açısını sınırlaması ve bu aralık dışındaki taramalarda oluşan kenar kulakçıklar gösterilmiştir.

##### 4.1. MUSIC Algoritmasının DoA Kestirim Performansı

Bu bölümde DoA algoritmalarının giriş parametrelerine bağlı olarak performans değişimlerini göstermek için MUSIC algoritması kullanılmıştır. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin göz ardı edildiği bu analizlerde, DoA kestirim performansına etkisi incelenmek istenen parametre dışındaki tüm parametreler sabit tutulmuştur. İncelenen parametrenin ise farklı değerleri için MUSIC algoritmasından belli açı aralığı için güç spektrumları elde edilerek, bu parametrenin DoA kestirim performansına etkisi incelenmiştir.

#### 4.1.1. Dizi eleman sayısının DoA kestirim performansına etkisi

Dizi eleman sayısının, MUSIC algoritmasının performansı üzerindeki etkisini incelemek için, düzgün doğrusal bir dizi tarafından birbiri ile ilişkisi olmayan üç farklı sinyalin alındığı bir senaryo ele alınmıştır. Benzetimde bu üç kaynağa ilişkin varış-yönü açıları  $DoA = [-5, 0, 5]$ ,  $SNR = 30$  dB, örnek sayısı  $N = 500$ , antenler arası mesafe  $d = \lambda/2$  olarak belirlenmiş ve bu parametreler tüm hesaplamalarda sabit tutulmuştur. Dizideki anten sayısının ( $M$ ) 4, 8, 12 değerleri için MUSIC algoritmasının DoA kestirim performansları Şekil 4.1’de gösterilmiştir.

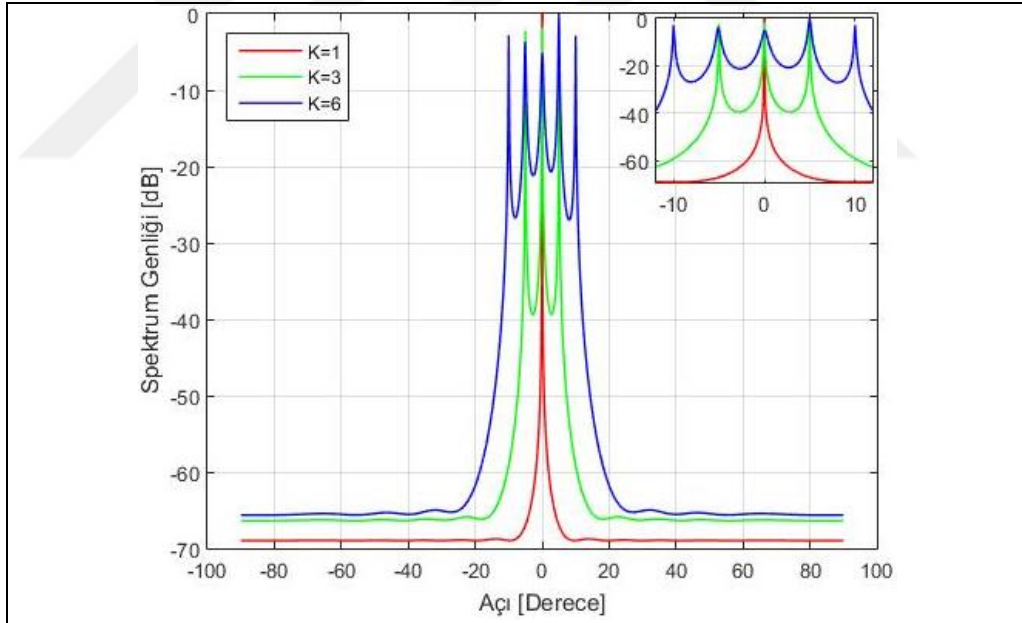


Şekil 4.1. MUSIC algoritmasının anten sayısına göre DoA kestirim performansı. ( $K = 3$ ,  $SNR = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $DoA = [-5, 0, 5]$ ).

Şekil 4.1 incelendiğinde dizi eleman sayısının artmasıyla spektrum genlik değişiminin daha keskin bir hal aldığı görülmektedir. Anten sayısının artması çözünürlükle doğru orantılıdır. Anten sayısının dört olduğu durumda yalnızca bir hedef bulunabilmiş ve diğer hedefler tespit edilememiştir. Anten sayısının sekiz ve on iki olduğu durumda tepe değerleri hemen hemen aynı olsa da anten sayısının artmasıyla spektrum genliğinin arttığı gözlenebilir. Böylece sinyal kaynaklarının daha net bir şekilde ayrıldığı ve çözünürlüğün arttığı söylenebilir. Sonuç olarak anten sayısının artmasıyla DoA kestirim performansı artmıştır ancak anten sayısının artması işlem yükünü ve sistem karmaşıklığını da artırır.

#### 4.1.2. Anten dizisine gelen işaret sayısının DoA kestirim performansına etkisi

MUSIC algoritması kullanılarak ULA bir yapıda anten sayısının bir eksiği kadar ( $M - 1$ ) sinyal kaynağının varış-yönü kestirilebilir. Anten dizisine farklı sinyal kaynaklarından gelen sinyallerden, kaynak sayısının DoA kestirim algoritmaları üzerindeki etkisini incelemek için farklı sayıda sinyal kaynakları kullanılarak kestirim performansları incelenmiştir. Bu analizde anten sayısı  $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB, örnek sayısı  $N = 500$ , antenler arası mesafe  $d = \lambda/2$  olarak belirlenmiş ve parametreler sabit tutulmuştur. Benzetimde, sinyal kaynağı ( $K$ ) sayısı 1, 3 ve 5 olarak alınmıştır. Adil bir kıyaslama yapabilmek için bu sinyal kaynaklarının beşer derece farklı yönlerde bulunduğunu kabul edilmiş ve ULA tarafından alınan sinyallerin varış-yönlerini sırasıyla  $[0]$ ,  $[-5, 0, 5]$  ve  $[-10, -5, 0, 5, 10]$  derece olarak belirlenmiştir. MUSIC algoritmasının kestirim performansının  $K$ 'ye göre değişimi Şekil 4.2'de gösterilmiştir.

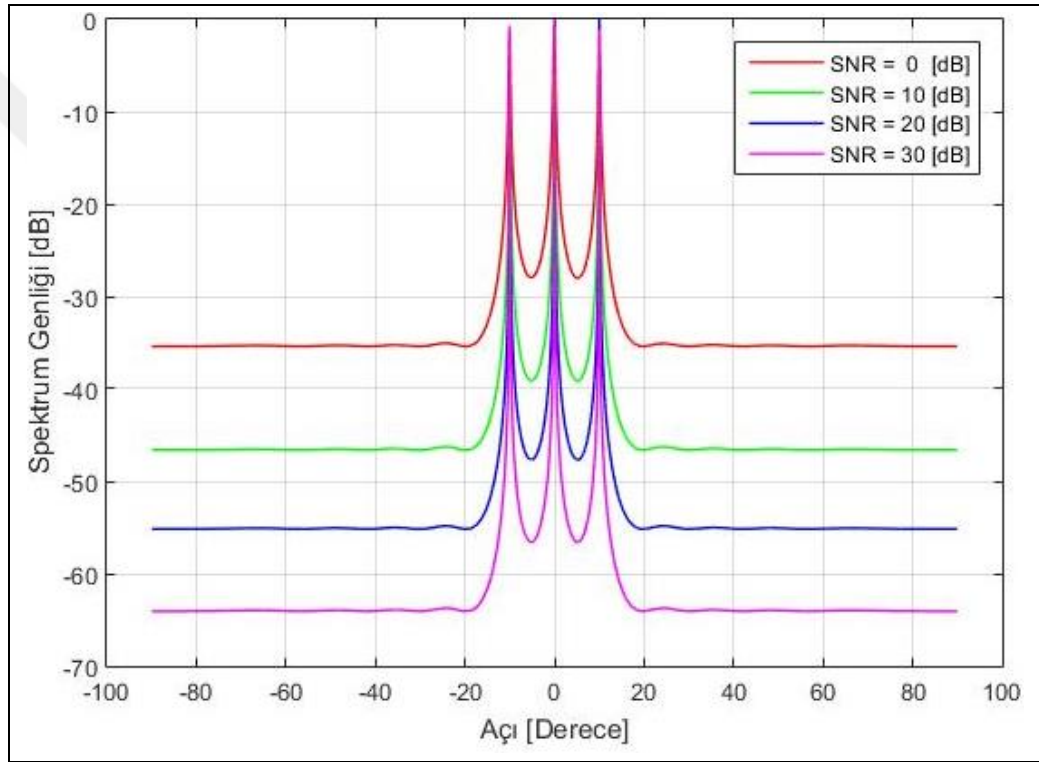


Şekil 4.2. MUSIC algoritmasının hedef sayısına göre DoA kestirim performansı. ( $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ).

Şekil 4.2 incelendiğinde anten dizisine gelen sinyal kaynaklarının sayısı arttığında spektrum genliğinin ve tepe değerlerinin düştüğü görülmüştür. Böylece anten sayısının aynı kaldığı durumda sinyal kaynaklarının sayısı arttığında eğrinin keskinliğinin de azalması nedeniyle dizinin geliş açısı kestirim performansının düştüğü söylenebilir.

#### 4.1.3. Sinyal gürültü oranının DoA kestirim performansına etkisi

Sinyal gürültü oranının, MUSIC algoritmasının performansı üzerine etkisini incelemek için farklı SNR değerlerinde benzetim yapılmıştır. Bu analizde birbiri ile ilişkisi olmayan üç sinyal kaynağının varış-yönü açıları  $[-10, 0, 10]$  derece, anten sayısı  $M = 12$ , örnek sayısı  $N = 500$ , antenler arası mesafe  $d = \lambda/2$  olarak belirlenmiş ve parametreler sabit tutulmuştur. Benzetim, 10'ar dB farkla sırasıyla 0 dB, 10 dB, 20 dB ve 30 dB değerleri için tekrar edilmiştir. SNR değerine göre MUSIC algoritmasının DoA kestirim performansları Şekil 4.3'de gösterilmiştir.

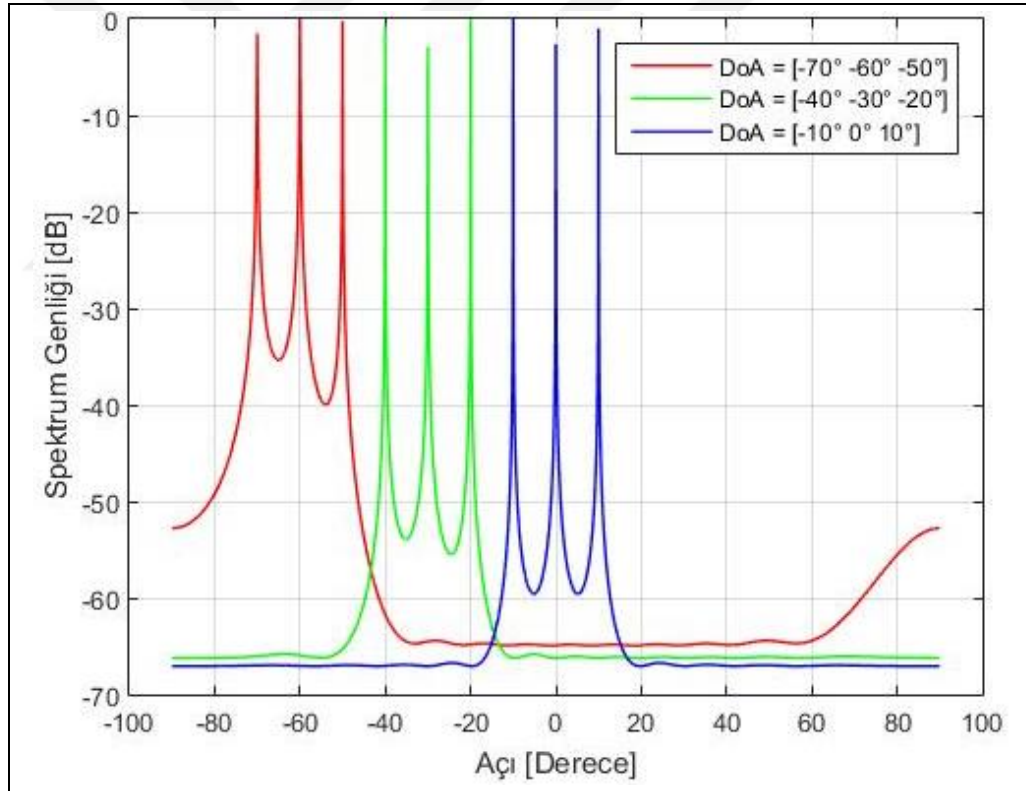


Şekil 4.3. MUSIC algoritmasının SNR değerine göre DoA kestirim performansı. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $DoA = [-10, 0, 10]$ ).

Şekil 4.3 incelendiğinde SNR değerinin azalması sinyal genliğini düşürmektedir bu da yakın hedeflerin birbirinden ayrılmasını engelleyerek çözünürlüğü düşürmektedir. SNR değerinin artması birbirinden daha net bir şekilde ayrılan ve daha keskin tepe noktaların elde edilmesini sağlar böylece DoA kestirim performansı artar. Ortamın gürültüsüyle DoA kestirim performansının ters orantılı olduğu söylenebilir. SNR değerinin artmasıyla sinyal alt uzayı ile gürültü alt uzayı birbirinden daha belirgin bir şekilde ayrılmasını sağlar. Bu da DoA kestirim performansını artırır.

#### 4.1.4. Varış-yönünün DoA kestirim performansına etkisi

ULA yapısında sadece yanca açısında tarama yapılarak sinyal kaynaklarının varış-yönü kestirimi yapılır. Sinyal kaynaklarının varış-yönünün, MUSIC algoritmasının performansı üzerindeki etkisini incelemek için birbiriyle ilişkisi olmayan üç farklı sinyal kaynağı farklı varış-yönlerinden diziye gönderilerek benzetim gerçekleştirilmiştir. Bu analizde anten sayısı  $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB, örnek sayısı  $N = 500$ , antenler arası mesafe  $d = \lambda/2$  olarak belirlenmiş ve parametreler sabit tutulmuştur. Benzetimde üç sinyal kaynağı sırasıyla  $[-70, -60, -50]$ , ve  $[-40, -30, -20]$  ve  $[-10, 0, 10]$  açılarında anten dizisine gönderilmişlerdir. Varış-yönü farkına göre MUSIC algoritmasının DoA kestirim performansları Şekil 4.4'de gösterilmiştir.

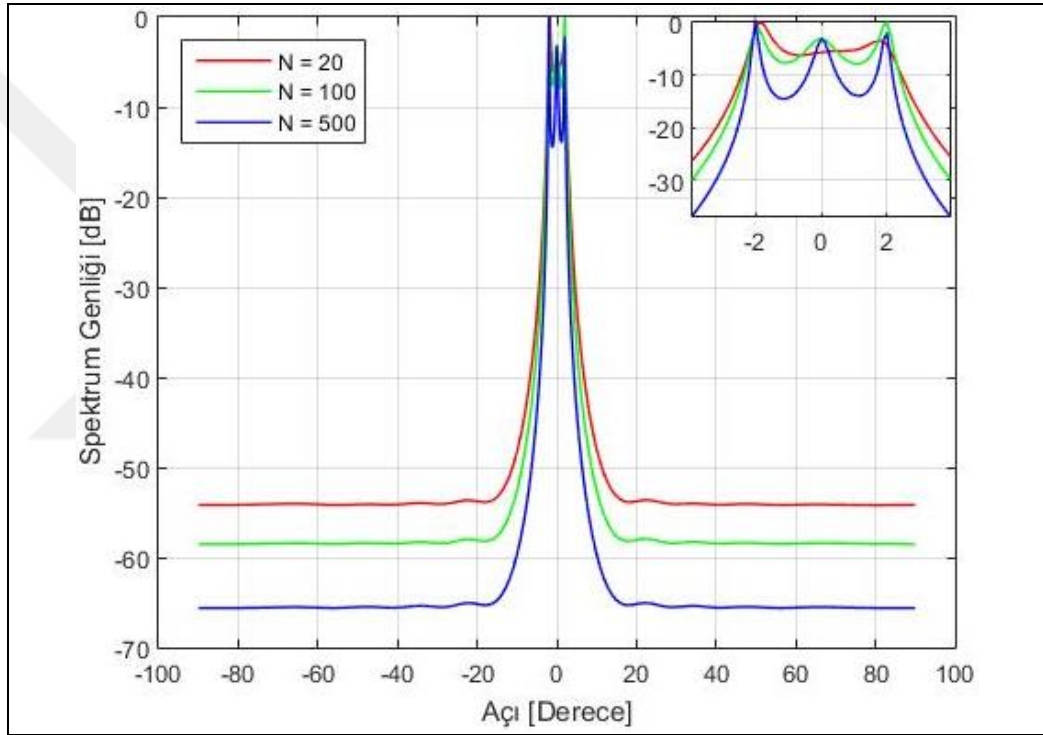


Şekil 4.4. MUSIC algoritmasının Varış-Yönüne göre DoA kestirim performansı. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ).

Şekil 4.4 incelendiğinde aynı sinyal kaynaklarının farklı varış-yönü açıları için kestirim performansının değiştiği görülmüştür. Kenarlara doğru gidildikçe ana lobun genişliğinin arttığı ve çözünürlüğün düştüğü bilindiğinden şekilde tarama alanının kenarlarına doğru gidildiğinde DoA kestirim performansının düştüğü görülmüştür.

#### 4.1.5. Örnek sayısının DoA kestirim performansına etkisi

Anten dizisine gelen sinyallerin örnek sayısının, MUSIC algoritmasının performansı üzerindeki etkisini incelemek için birbiriyle ilişkisi olmayan üç farklı sinyal kaynağı farklı örnek sayılarıyla alınarak benzetim gerçekleştirilmiştir. Bu analizde üç sinyal kaynağı varış-yönü açıları  $[-2, 0, 2]$  derece, anten sayısı  $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB, antenler arası mesafe  $d = \lambda/2$  olarak belirlenmiş ve parametreler sabit tutulmuştur. Benzetimde sayıları sırasıyla  $N = 20$ ,  $N = 100$  ve  $N = 500$  alınmış, elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4.5’de gösterilmiştir.



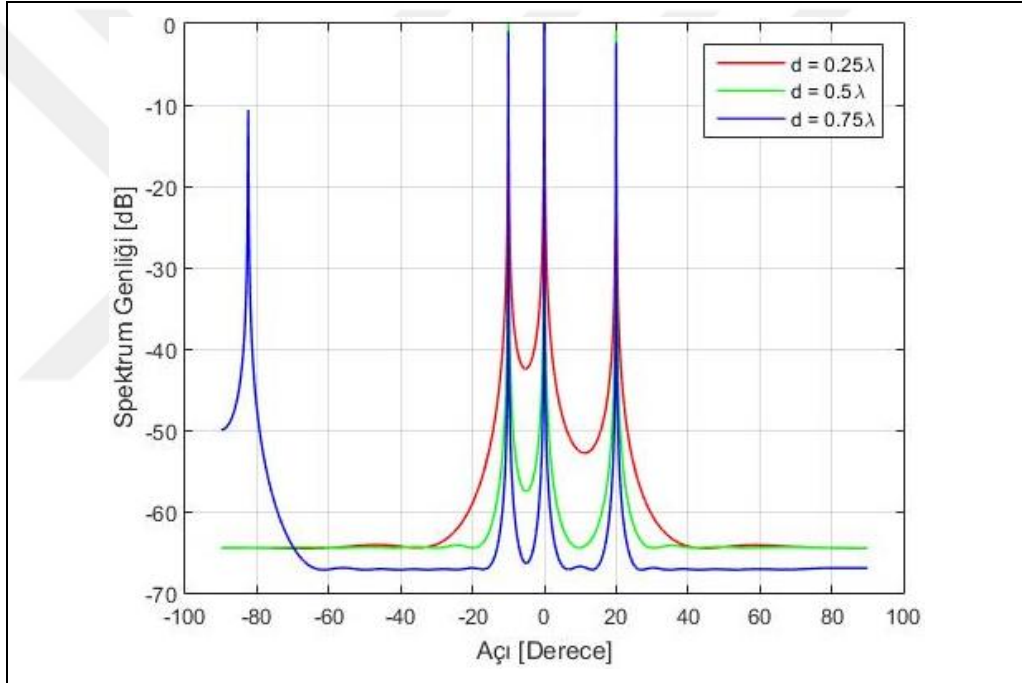
Şekil 4.5. MUSIC algoritmasının örnek sayısına göre DoA kestirim performansı. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB,  $d = \lambda/2$ ,  $DoA = [-2, 0, 2]$ ).

Şekil 4.5 incelendiğinde örnek sayısının artmasıyla algoritmaların spektrum genliği artmakla birlikte çözünürlükte artmıştır. Örnek sayısının az olduğu durumlarda hedefler ayrıştırılmazken örnek sayısı biraz arttırıldığında hedefler ayrıştırılmış fakat yanlış tespit edilmiştir. Örnek sayısının 500 olduğu durumda hedefler tam olarak tespit edilebilmiştir. Örnek sayısı DoA kestirim algoritmaların çözünürlüğü ile doğru orantılıdır, ancak örnek sayısının gerektiğinden fazla seçilmesi işlem maliyetini arttırabilir. Örnek sayısının artmasıyla tahmini kovaryans matrisi ideal kovaryans matrisine yakınsayarak DoA kestirim performansını arttırır.



#### 4.1.6. Dizi elemanları arası açıklığın DoA kestirim performansına etkisi

Anten dizisinde elemanlar arası açıklığın, MUSIC algoritmasının performansı üzerindeki etkisini incelemek için birbiriyle ilişkisi olmayan üç farklı sinyal kaynağı, antenler arası açıklığın farklı olduğu durumlarda benzetimler gerçekleştirilmiştir. Bu analizde sinyal kaynaklarının varış-yönü  $[-10, 0, 20]$  derece, anten sayısı  $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB, örnek sayısı  $N = 500$  olarak belirlenmiş ve parametreler sabit tutulmuştur. Benzetimde antenler arası açıklık sırasıyla  $0.25\lambda$ ,  $0.5\lambda$  ve  $0.75\lambda$  seçilerek benzetim gerçekleştirilmiştir. Antenler arası açıklığın farklı değerlerine göre MUSIC algoritmasının DoA kestirim performansları Şekil 4.6'da gösterilmiştir.



Şekil 4.6. MUSIC algoritmasının dizi açıklığına göre DoA kestirim performansı. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $DoA = [-10, 0, 20]$ ).

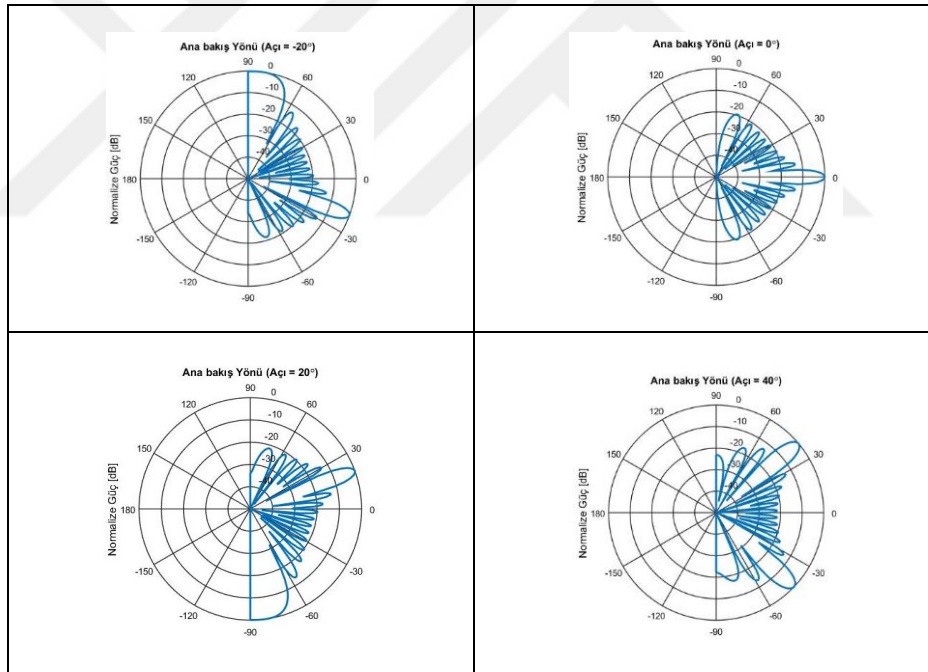
Antenler arası açıklık anten dizileri için oldukça önemli bir parametredir. Şekil 4.6 incelendiğinde antenler arası mesafe arttığında spektrum genliğinin arttığı görülmektedir ancak antenler arası mesafe  $\lambda/2$  den büyük olduğu durumda tarama alanı daralmış ve bu alanın dışında yapılan tahmin sonucunda sahte tepe noktaları meydana gelmiştir. Antenler arası mesafe azaldığında kazancın azalmasıyla birlikte veri modelini bozan ortak bağlaşım etkileri de artmaktadır. Antenler arası mesafe arttığında ise kazancın artmasına rağmen kenar kulakçıkların oluşmasıyla tarama



bölgesi daralmakta ve sahte tepe noktaları oluşmaktadır. Antenler arası mesafeye bağlı olarak maksimum tarama alanı aşağıdaki formülden hesaplanabilir:

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\sin \theta_{max}|} \quad (4.1)$$

Burada  $\lambda$  sinyalin dalga boyunu,  $d$  antenler arası mesafeyi ve  $\theta_{max}$  kenar kulakçıklar olmadan tarama yapılabilecek maksimum açıyı ifade eder. Örneğin  $d = \lambda/2$  seçilirse ULA dizilim yapısıyla  $\pm 90$  derece alanda tarama yapılabilir. Şekil 4.6’da kullanılan örneği dikkate alarak  $d = 0.75\lambda$  seçersek tarama alanı Denklem (4.1)’den  $\pm 19.47$  derece bulunur. Böylece bu bölge dışındaki taramalarda huzme yapısına giren kenar kulakçıklar bozucu etkilere ve sahte tepelerin oluşmasına yol açar. Bunu daha iyi ifade edebilmek ve kenar kulakçıkları gösterebilmek için huzme oluşturma yöntemiyle ana bakış yönünü farklı açılara doğrultarak yapılan benzetim Şekil 4.7’de gösterilmiştir.



Şekil 4.7. ULA diziliminin uyarlamalı huzme biçimlendirme yapısı.

Denklem (4.1)’den yararlanılarak  $d = 0.75\lambda$  olduğu durumda tarama alanını  $\pm 19.47$  derece olduğu ifade edilmişti. Şekil 4.7 incelendiğinde ana bakış yönü bulunan maksimum tarama açısının dışında  $\pm 20$  derece seçildiğinde kenar kulakçıkların meydana geldiği görülmektedir. Bu kulakçıklar ana huzmenin boyutunda olmasıyla hatalı kestirimlere yol açar. Daha sonra hesaplanan tarama alanı içerisindeki 0 derece

seçildiğinde ışın diyagramında herhangi bir kenar kulakçığa rastlanmamıştır. Dizi huzmesi hesap edilen tarama açısından çok daha uzaktaki bir açıya yönlendiğinde kenar kulakçıkların tamamen diyagramın içerisine girdiği ve ana huzmeye benzer bir profil çizdiği görülmektedir. Bu nedenle dizi elemanları arasındaki mesafe algoritma performansları için oldukça önemli bir yere sahiptir ve genellikle optimal olarak  $\lambda/2$  seçilir.

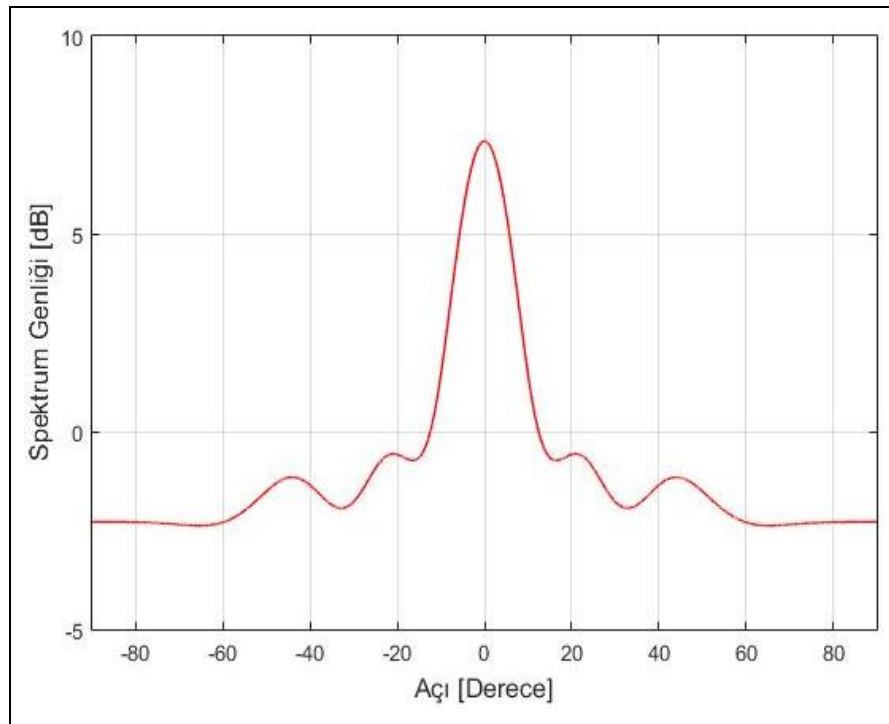
## 4.2. Ortak Bağlaşım ve Kazanç-Faz Etkilerinin Varlığında DoA Kestirim

### Algoritmaları

DoA kestirim parametrelerinin yanında ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizlikleri de algoritma performanslarını oldukça etkilemektedir. Bu nedenle DoA kestirim algoritmalarının performansını korumak için bu etkileri temsil eden matrislerin tahmin edilmesi gerekir. Ortak bağlaşım etkilerini daha iyi anlamak için [52]'de kullanılan ve aşağıda da verilen ortak bağlaşım katsayıları kullanılarak, Şekil 4.8'deki ortak bağlaşım desenini elde ederiz.

Ortak Bağlaşım katsayıları:

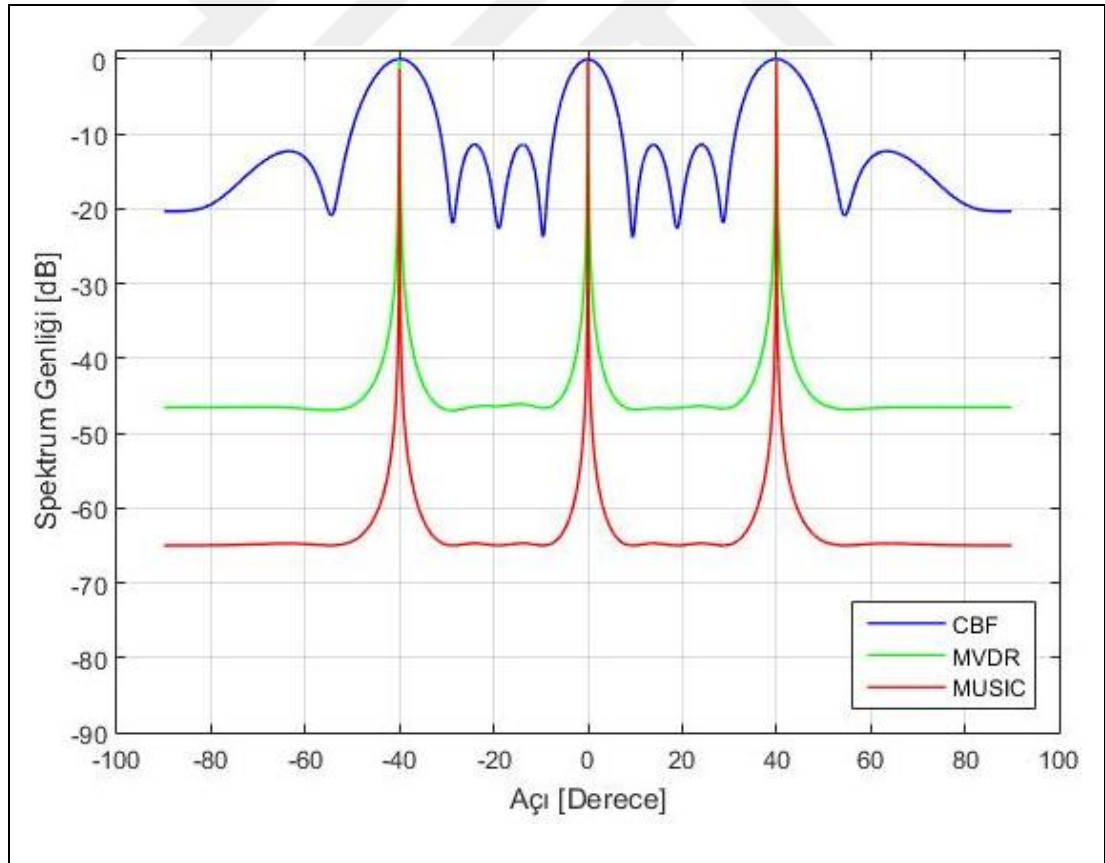
$$\mathbf{c} = [1, 0.184 + 0.142j, 0.122 + 0.113j, 0.101 + 0.085j, 0.058 + 0.066j, 0.053 + 0.051j, 0.037 + 0.036j]^T$$



Şekil 4.8. Ortak bağlaşım etkileri ışın diyagramı.

Yukarıdaki ortak bağlaşım vektörünün 7 elemanlı olması, ortak bağlaşım etkilerinin ardışık 7 anten arasında görüldüğü ve dizinin diğer elemanları arasında bu etkilerin ihmal edilebilir seviyeye ulaştığı anlamına gelir. Bu katsayılar kullanılarak elde edilen ortak bağlaşım deseninde derin çentik bölgelerinin oluşmadığı ancak ana bakış yönünde bu etkilerin genliğinin yüksek olduğu diğer açılarda ise dalgalı bir desen çizdiği görülmektedir. Bu etkiler veri modelinin yapısını bozarak DoA kestirim performansını düşürmektedir.

Ortak bağlaşım etkilerinin olmadığı durumda CBF, MVDR, MUSIC, algoritmalarının performansını incelemek için birbiriyle ilişkisi olmayan üç sinyal kaynağı varış-yönü açıları  $[-40, 0, 40]$  derece, anten sayısı  $M = 12$ , SNR = 30 dB, örnek sayısı  $N = 500$ , antenler arası mesafe  $d = \lambda/2$  olarak seçilerek benzetimler gerçekleştirilmiştir. Üç farklı algoritma için ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin olmadığı durumda algoritma performansları Şekil 4.9’da gösterilmiştir.



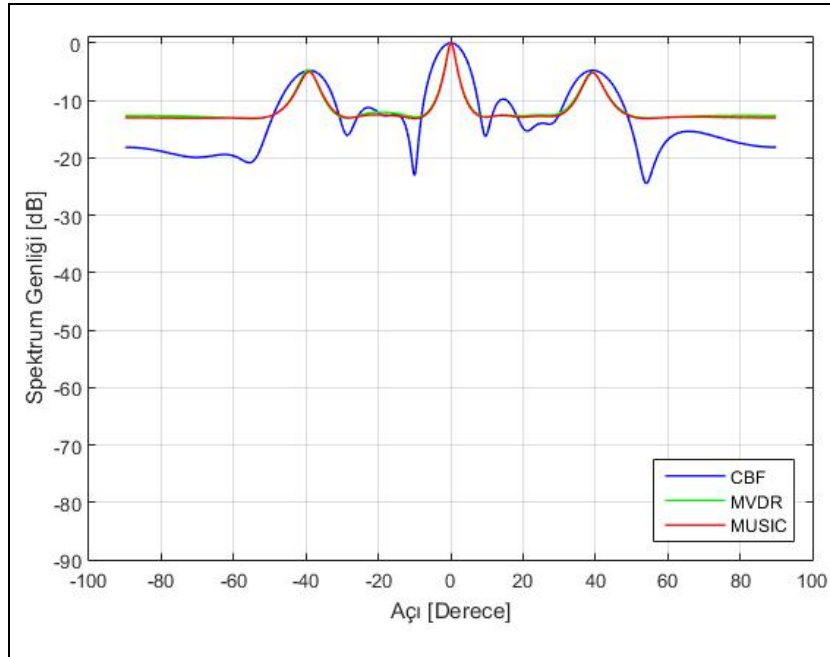
Şekil 4.9. İdeal durumda DoA kestirim algoritmalarının performansı. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ , SNR = 30 dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $DoA = [-40, 0, 40]$ ).

Şekil 4.9’da görüldüğü gibi ortak bağlaşım etkilerinin olmadığı durumda sinyal kaynaklarının varış-yönü hassas bir şekilde bulunarak hedefler belirgin bir şekilde birbirinden ayrılmıştır. Geleneksel yön bulma algoritmasının diğer algoritmalara göre daha düşük çözünürlüğe sahip olduğu görülmektedir. MVDR algoritması geleneksel algoritmanın düşük çözünürlüğüne karşı önerilmiştir. Şekil 4.9’dan da görüldüğü gibi MVDR ile daha yüksek ve daha keskin spektrum genliği elde edilmiştir. Alt uzay tabanlı yüksek çözünürlük yöntemi olan MUSIC algoritması ise diğer iki algoritmaya göre daha yüksek performans sergilemiştir. İdeal durumda bu algoritmalar yüksek performans sergileseler de pratikte ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinden dolayı performansları oldukça düşmektedir.

Yukarıdaki analizde kullanılan parametreler sabit tutularak Şekil 4.8’ deki ortak bağlaşım desenine sahip, [52]’de kullanılan ortak bağlaşım parametreleri ve [53]’de kullanılan aşağıda da verilen kazanç-faz belirsizliklerini temsil eden parametreler kullanılarak, bu etkilerin varlığında DoA kestirim algoritmalarının performansı Şekil 4.10’da sunulmuştur.

Kazanç-faz katsayıları:

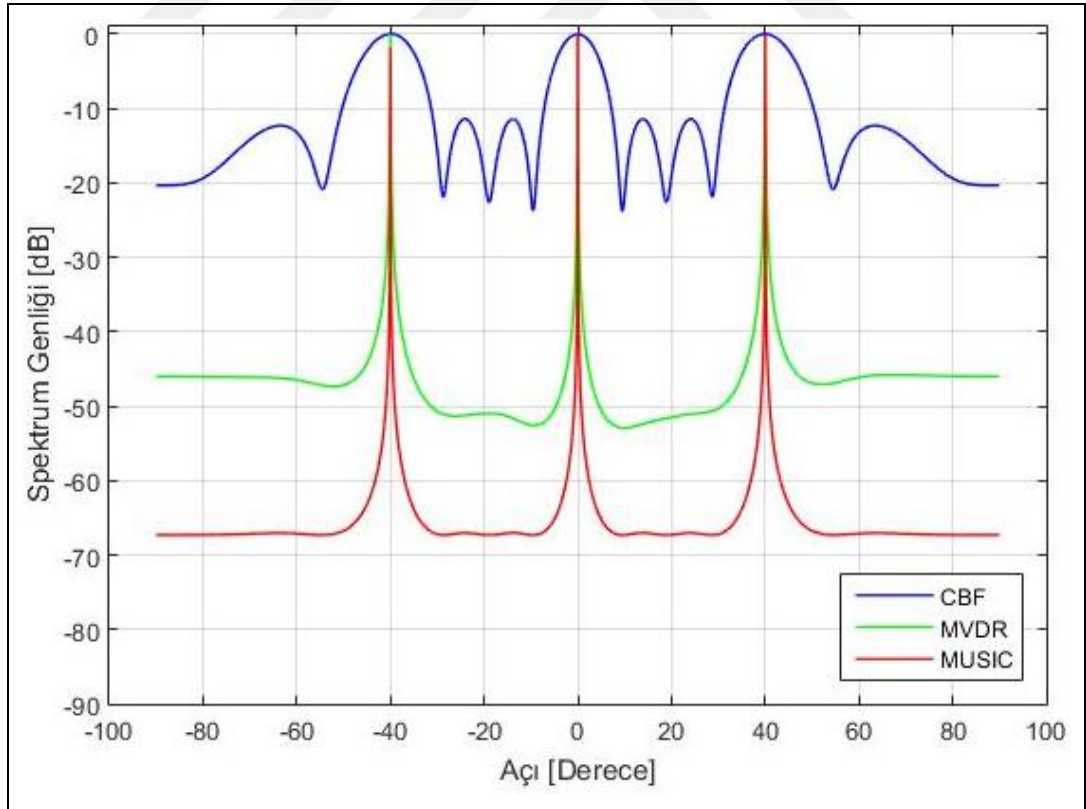
$$\mathbf{t} = [1, 0.86 - 0.06j, 1.34 + 0.1j, 1.15 - 0.27j, 1.14 - 0.88j, 0.93 - 0.19j, 1.01 - 0.03j, 1.29 + 0.13j, 1.37 - 0.16j, 1.39 - 0.37j, 1.11 + 0.07j]^T$$



Şekil 4.10. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin varlığında DoA kestirim algoritmalarının performansı.

Şekil 4.10’da görüldüğü gibi ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizlikleri her bir algoritmanın performansını düşürmüştür. Spektrum genliğinin oldukça düştüğü görülmekle birlikte tepe noktalarının da kaydığı ve yanlış kestirimlerin yapıldığı görülmektedir. Ayrıca çözünürlüğün düşmesiyle birlikte yakın hedeflerin ayırımının zorlaşacağı söylenebilir. MUSIC ve MVDR algoritmaları arasında performans farkı kalmadığı ayrıca bu algoritmaların geleneksel algoritmaya karşı elde ettiği çözünürlük avantajını da kaybettiği söylenebilir. Bu nedenle algoritma performansındaki düşüşleri engellemek için pratikte bu etkilerin tahmin edilmesi ve bastırılması gerekmektedir.

Bu etkileri temsil eden matrislerin bilindiği durumda algoritma performanslarında iyileşmeler olur. Denklem (3.11, 3.21, 3.36)’dan yararlanılarak bu etkilerden kaçınılabilir. Şekil 4.9 ve Şekil 4.10’daki benzetimlerde kullanılan parametreler sabit tutularak, ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerini temsil eden matrislerin bilindiği durumda algoritma performansındaki iyileşmeler analiz edilmiş ve Şekil 4.11’de gösterilmiştir.



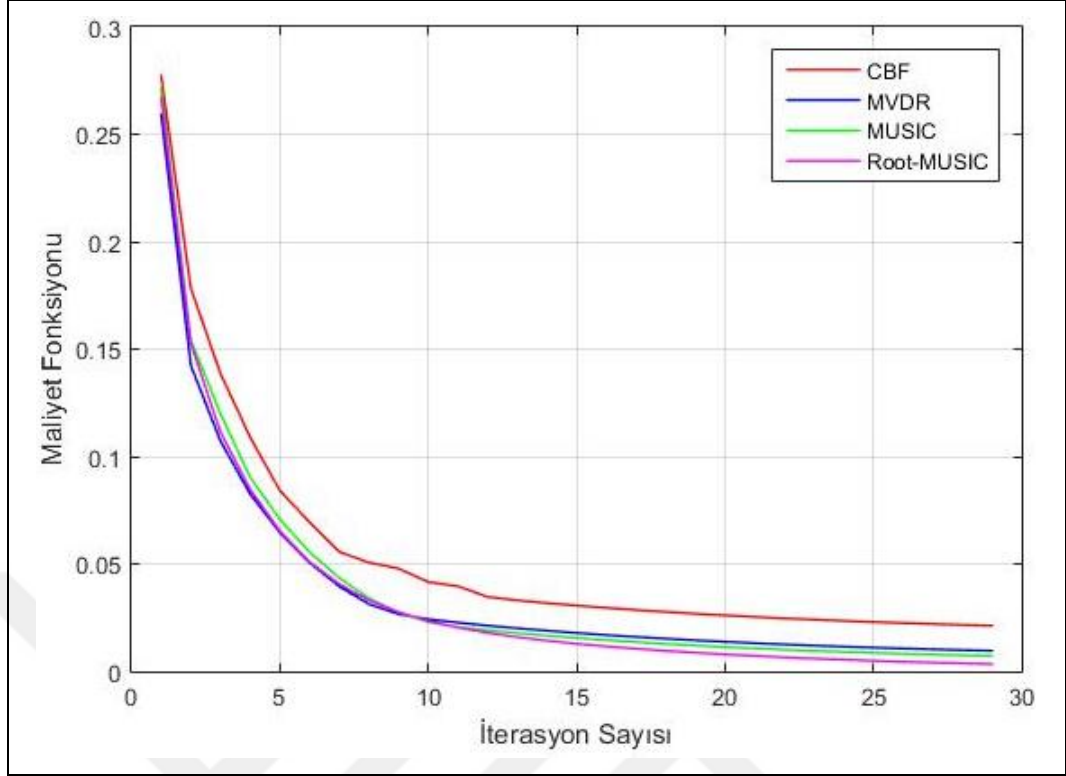
Şekil 4.11. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin bilindiği durumda DoA kestirim algoritmalarının performansı. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $DoA = [-40, 0, 40]$ ).

Şekil 4.10 ve Şekil 4.11 incelendiğinde DoA kestirim algoritmalarının performanslarındaki iyileşmeler görülebilir. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin bilindiği durumda, bu etkilerin olmadığı ideal durumda elde edilen Şekil 4.9'daki sonuçlar ile benzer sonuçlar elde edilmiştir. Bu etkileri temsil eden matrislerin bilindiği durumda algoritmaların spektrum genliklerinin arttığı ve kestirim hatalarının azaldığı görülmektedir. Böylece bu etkileri temsil eden matrislerin doğru tahmin edilmesiyle algoritma performansları artacağı görülmektedir. Pratikte bu etkilerin veri modelini bozması ve sürekli değişim eğiliminde olmasından dolayı bu etkileri temsil eden sabit matrislerin kullanılması uygulamada başarısızlıklara neden olabilir. Ayrıca bu etkileri önceden tahmin etmek zordur. Bu nedenle algoritmaların doğru kestirimler yapabilmesi için bu matrislerin güncel olarak tahmin edilmesi gerekmektedir.

### **4.3. Oto-Kalibrasyon Algoritması Performans Analizi**

Oto-Kalibrasyon algoritması kullanılarak önce kazanç-faz belirsizliklerini daha sonra ortak bağlaşım etkilerini temsil eden matrisler hesaplanır. Bu etkileri temsil eden matrislerin gerçek değerlerine yakınsamasını sağlayan maliyet fonksiyonu önceden tanımlanan değer altına inene kadar işlemler tekrar edilir. Ortamın değişen elektromanyetik dinamiklerine uyum sağlanarak matrisler güncel olarak hesaplanır. Bu bölümde yukarıda analiz edilen parametreler kullanılarak kazanç-faz, ortak bağlaşım matrisleri ve DoA kestirim algoritmalarının kestirim performansı gösterilmiştir.

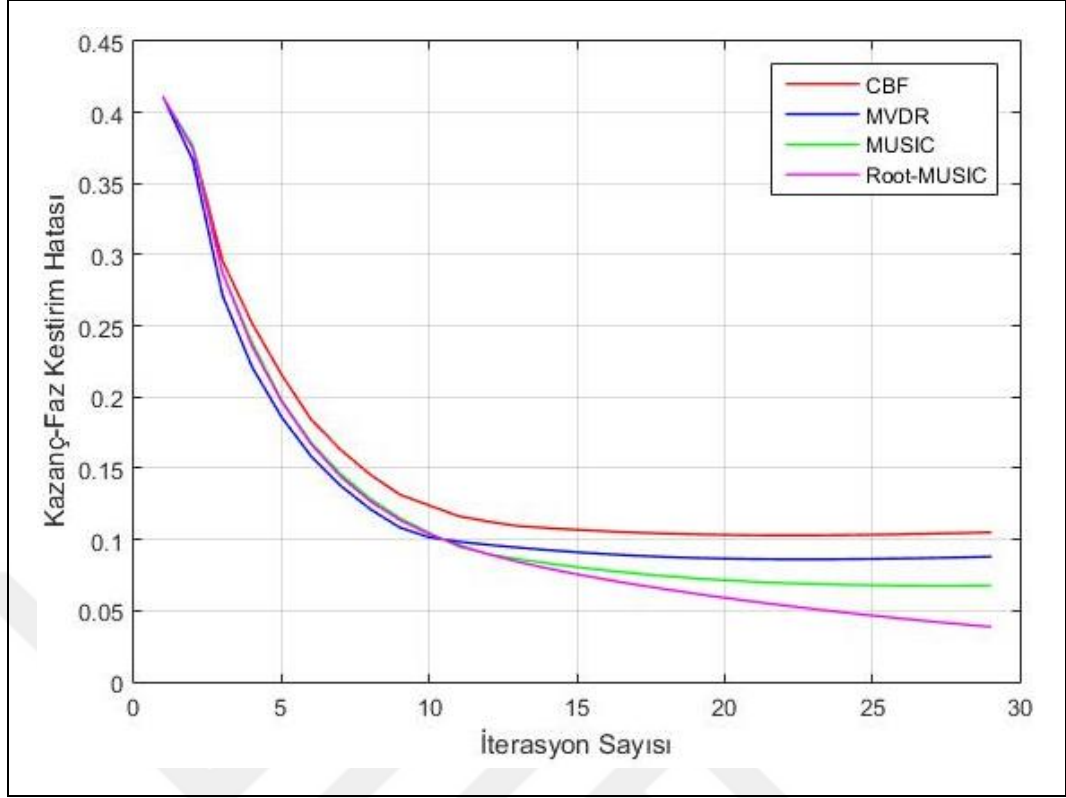
Oto-Kalibrasyon yöntemi [5] kullanılarak CBF, MVDR, MUSIC ve Root-MUSIC algoritmalarının performanslarını incelemek için önceki bölümde tanımlanan ortak bağlaşım ve kazanç-faz katsayıları kullanılmış ve birbiriyle ilişkisi olmayan üç sinyal kaynağının olduğu ve her birinin varış-yönü açısının  $[-30, 10, 30]$  derece, anten sayısı  $M = 12$ , SNR = 30 dB, örnek sayısı  $N = 500$ , antenler arası mesafe  $d = \lambda/2$  olarak seçilerek benzetimler gerçekleştirilmiştir. Dört farklı algoritma için maliyet fonksiyonun yakınsaması Şekil 4.12'de gösterilmiştir.



Şekil 4.12. DoA kestirim algoritmalarının maliyet fonksiyonları. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $SNR = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $DoA = [-30, 10, 30]$ ).

Şekil 4.12’de her bir algoritma için maliyet fonksiyonunun yakınsaması gösterilmiştir. Oto-kalibrasyon yönteminde her bir iterasyonda sinyal alt uzayı ile gürültü alt uzayının birbirine dik olmasından yararlanılarak maliyet fonksiyonu hesaplanmıştır. Bu fonksiyonun değeri Denklem (3.65)’te verildiği gibi önceden belirlenen değerin (epsilon) altına inene kadar işlemler tekrar edilmiş ve bu değerin altına indiğinde algoritma sonlanmıştır. Böylece maliyet fonksiyonunu her bir iterasyonda azaltan ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri hesaplanarak algoritmaların doğru kestirime yakınsaması sağlanır. Maliyet fonksiyonunun 0 değeri alması ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerin tam olarak kestirildiği ideal durumu temsil eder. Şekil 4.12’de tüm algoritmaların azalan bir grafik çizdiği ancak Root-MUSIC algoritmasının diğer algoritmalarla göre daha düşük bir değere yakınsadığı görülmektedir. Böylece ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerinin kestirim doğruluğunun artacağı söylenebilir. Bu da algoritmaların DoA kestirim performansını arttıracaktır. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri birim matris olarak başlatılmış ve her bir iterasyonda gerçek değerlerine yakınsaması aşağıdaki grafiklerde gösterilmiştir.

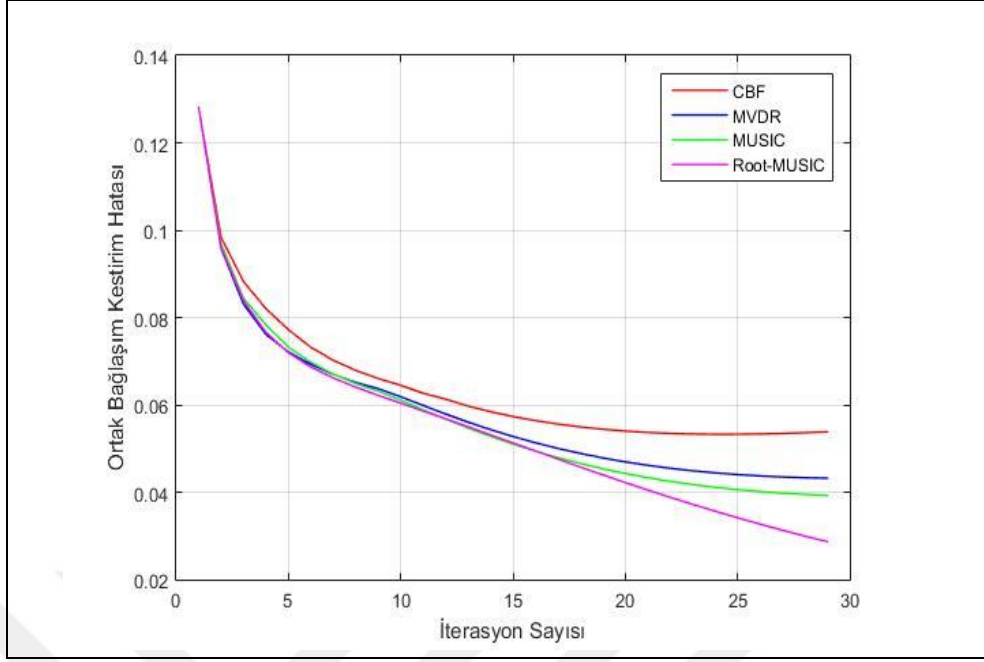




Şekil 4.13. DoA kestirim algoritmalarının kazanç-faz katsayıları kestirimi. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $\text{SNR} = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\text{DoA} = [-30, 10, 30]$ ).

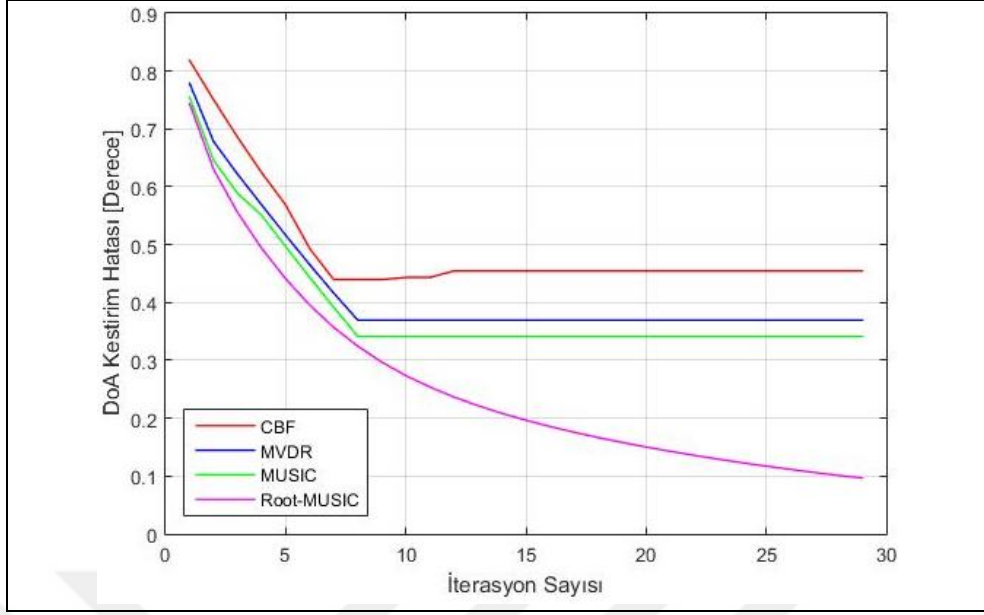
Şekil 4.13 incelendiğinde kazanç-faz katsayılarının her bir iterasyonda gerçek değerlerine yakınsaması gösterilmiştir. Kazanç faz matrisi ilk olarak birim matris ile başlatılarak her bir iterasyonda Denklem (3.54)'den yararlanılarak yeniden hesap edilmiştir. Kazanç-faz matrisinin yapısı bilindiğinden bu yapı korunarak maliyet fonksiyonunu minimum yapacak matrisin hesaplanması, her bir iterasyonda gerçek kazanç-faz matrisine yakınsanmasını sağladığı şekilden görülmektedir. Ayrıca maliyet fonksiyonunun değerini minimum yapacak kazanç-faz matrisi hesap edildiğinden bu matrisin hatasının azalması maliyet fonksiyonunun değerini de azalttığını göstermektedir. Denklem (4.4) kullanılarak hesaplanan Kök Ortalama Karesel Hata (Root Mean Square Error, RMSE) değerlerine göre Root-MUSIC algoritması diğer algoritmalara göre gerçek değerlere daha çok yakınsamıştır. Bu da varış-yönü tahmininde üstünlük sağlamaktadır. DoA kestirim algoritmalarının performansını düşüren bu etkilerin doğru kestirimleri algoritma performanslarını arttıracığından, kazanç-faz katsayısı kestiriminin gerçek değerlere yakınsaması algoritma performansları için oldukça önemlidir.





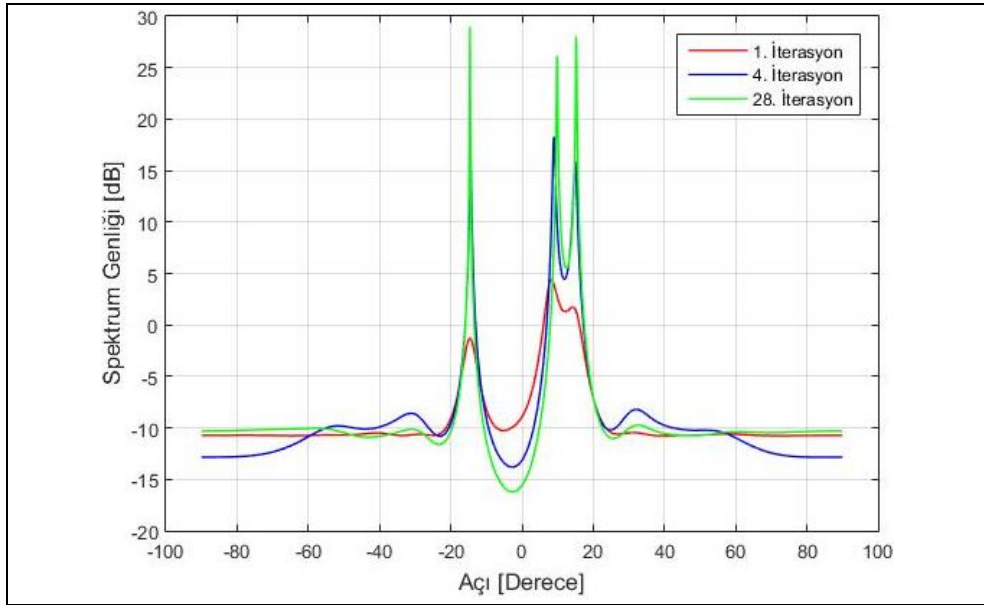
Şekil 4.14. DoA kestirim algoritmalarının ortak bağlaşım kestirimi. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $\text{SNR} = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\text{DoA} = [-30, 10, 30]$ ).

Şekil 4.14'de ortak bağlaşım katsayılarının her bir iterasyonda gerçek değerlerine yakınsaması gösterilmiştir. Denklem (4.3) kullanılarak hesaplanan RMS değerlerine göre Root-MUSIC algoritması kazanç-faz katsayılarının hesabında olduğu gibi diğer algoritmalara göre gerçek değerlere daha çok yakınsamıştır. Bu da hem kazanç-faz matrisinin hem de ortak bağlaşım matrisinin daha doğru tahmin edildiği ve varış-yönü tahmini için önemli bir avantaj elde edildiği anlamına gelir. CBF, MVDR ve MUSIC algoritmasının 25'inci iterasyondan sonra denge durumuna ulaştığı ve daha fazla yakınsama sağlayamadığı görülmektedir. Şekil 4.12'de elde edilen maliyet fonksiyonunun yakınsama başarısının Şekil 4.13 ve Şekil 4.14 grafiklerde elde edilen sonuçlara yansıdığı ve algoritmaların kestirim başarımını arttırdığı söylenebilir. Elde edilen ortak bağlaşım ve kazanç-faz katsayılarına göre güncellenen matrisler her bir iterasyonda Denklem (3.11, 3.21, 3.36)'da yerine koyularak DoA kestirimi yapılmaktadır. CBF, MVDR ve MUSIC algoritmasının tüm uzayı tarama gereksinimi burada işlem yükü getirebilir. Böylece Root-MUSIC algoritmasının tüm uzayı tarama gereksinimi olmadan DoA kestirimi yapması işlem yükü açısından ciddi bir performans kazanımı sağlamaktadır. Sinyal kaynaklarının her bir iterasyonda yaptığı DoA kestirimleri Şekil 4.15'de gösterilmiştir.



Şekil 4.15. Her bir iterasyonda algoritmaların DoA kestirim performansları. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $\text{SNR} = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\text{DoA} = [-30, 10, 30]$ ).

Şekil 4.15’de elde edilen sonuçlara göre Root-MUSIC algoritması diğer algoritmalara göre daha doğru kestirimler yaptığı görülmektedir. Her bir iterasyonda DoA kestirim değişimini daha iyi anlamak için sinyal kaynakları  $[-15, 10, 15]$  dereceye yerleştirilerek iterasyon boyunca elde edilen DoA kestirimleri Şekil 4.16’da gösterilmiştir.



Şekil 4.16. Bazı iterasyon değerleri için güç spektrumu. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $\text{SNR} = 30$  dB,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\text{DoA} = [-15, 10, 15]$ ).

Şekil 4.16’da gösterilen grafikte 1., 4. ve 28. iterasyon değerlerinde MUSIC algoritmasından elde edilen güç spektrumları gösterilmiştir. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrisleri birim matris olarak başlatılmış ve ilk iterasyonda düşük genlik ve hatalı kestirim elde edilmiştir. Dördüncü iterasyonda genlik ve çözünürlükteki iyileşmeler daha belirgin görülmektedir. Son olarak maliyet fonksiyonu iterasyonu sonlandırdığı noktada elde edilen spektrumda daha yüksek genlikli, keskin ve doğru DoA kestirimlerinin yapıldığı görülmektedir.

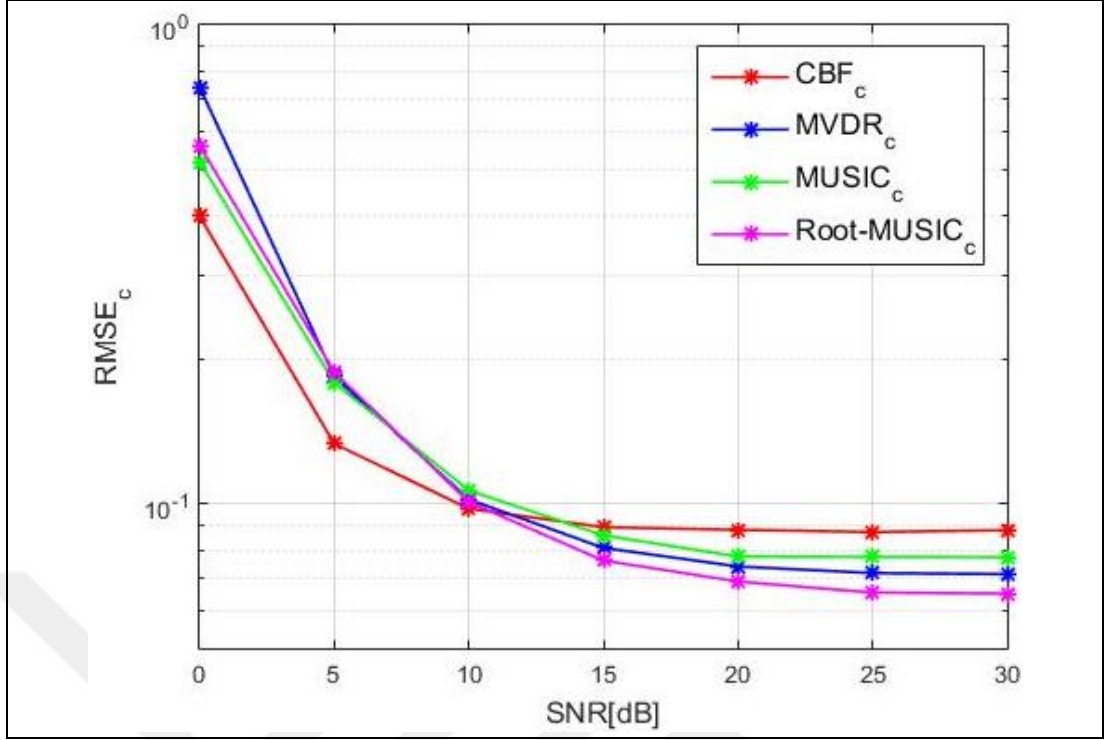
DoA kestirim algoritmalarının performansını analiz etmek için Monte-Carlo denemeleri gerçekleştirilmiştir. Her bir Monte-Carlo adımında aynı sinyaller kullanılarak farklı SNR değerleri için rastlantısal olarak değişen gürültü etkileri birbirinden bağımsız olarak türetilmiştir. Bu incelemede birbiriyle ilişkisi olmayan üç sinyal kaynağı varış-yönü açıları  $[-30, 10, 40]$  derece, anten sayısı  $M = 12$ , örnek sayısı  $N = 500$ , antenler arası mesafe  $d = \lambda/2$  olarak seçilerek benzetimler gerçekleştirilmiştir. Ayrıca yukarıda belirtilen ortak bağlaşım ve kazanç-faz katsayıları kullanılmış ve farklı SNR değerleri için her bir adımda 100 Monte-Carlo denemesi yapılarak ortak bağlaşım, kazanç-faz ve DoA kestirim performansları incelenmiştir. Her bir analizde başarımların değerlendirilmesi için RMSE ilgili değerler için aşağıdaki denklemler kullanılmıştır.

$$RMSE_{\theta} = \sqrt{\frac{1}{FK} \sum_{n=1}^F \sum_{k=1}^K (\tilde{\theta}_k(n) - \theta_k)^2} . \quad (4.2)$$

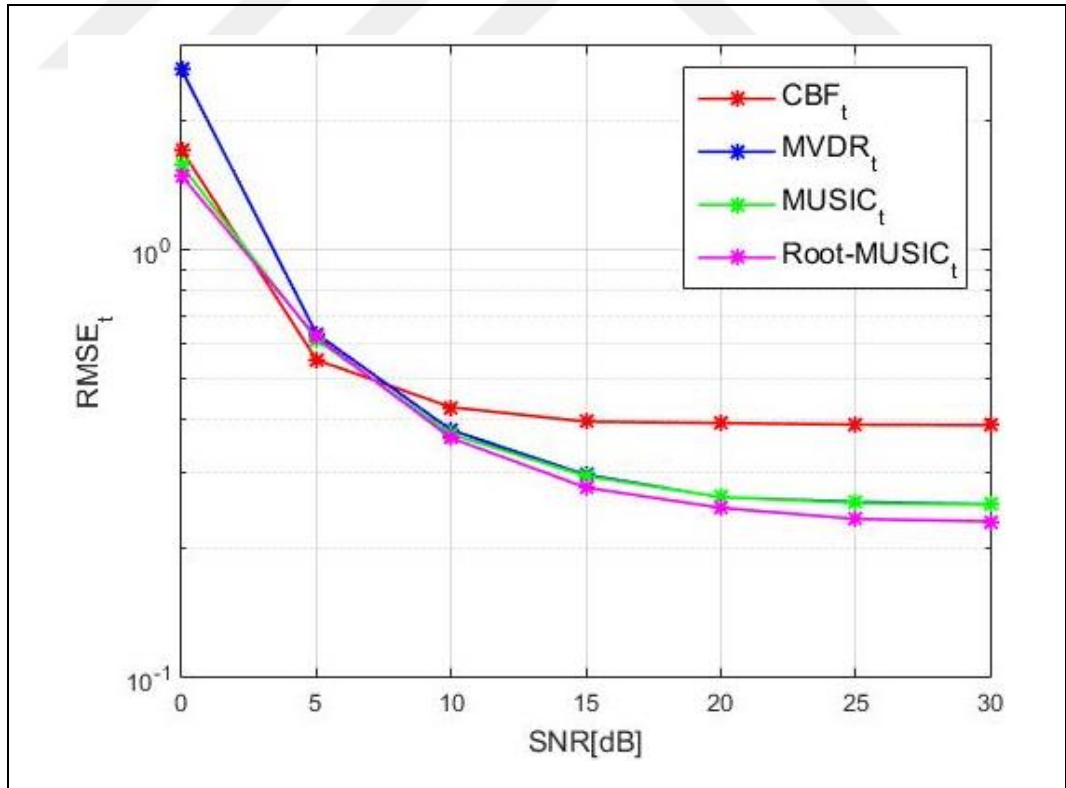
$$RMSE_c = \sqrt{\frac{1}{FP} \sum_{n=1}^F \sum_{k=1}^P \|\tilde{c}_k(n) - c_k\|_F^2} . \quad (4.3)$$

$$RMSE_t = \sqrt{\frac{1}{FM} \sum_{n=1}^F \sum_{k=1}^M \|\tilde{t}_k(n) - t_k\|_F^2} . \quad (4.4)$$

Burada  $RMSE_{\theta}$ ,  $RMSE_c$  ve  $RMSE_t$  sırasıyla açı, ortak bağlaşım ve kazanç-faz değerleri için kullanılmıştır.  $\tilde{\theta}_k$ ,  $\tilde{c}_k$  ve  $\tilde{t}_k$  sırasıyla tahmin edilen açı, ortak bağlaşım ve kazanç-faz katsayılarını  $\theta_k$ ,  $c_k$  ve  $t_k$  ise sırasıyla gerçek açı, ortak bağlaşım ve kazanç-faz katsayılarını temsil eder.  $M$ ,  $K$ ,  $P$  ve  $F$  sırasıyla anten sayısı, sinyal kaynaklarının sayısı, aralarında ortak bağlaşım etkileri bulunan ardışık anten sayısı ve Monte-Carlo denemeleri sayısını temsil eder. Böylece her parametre için RMSE değerleri hesaplanarak farklı SNR değerleri için algoritma başarımları grafikler ile gösterilmiştir.

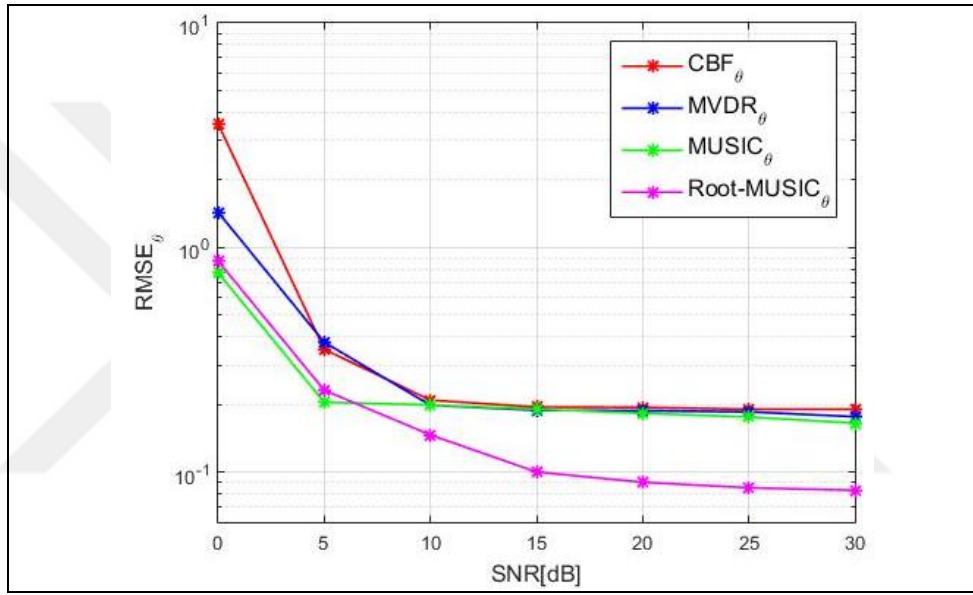


Şekil 4.17. SNR değerine göre algoritmaların ortak bağlaşım matrisi kestirim performansları. ( $K = 3, M = 12, N = 500, d = \lambda/2, DoA = [-30, 10, 40]$ ).



Şekil 4.18. SNR değerine göre algoritmaların kazanç-faz matrisi kestirim performansları. ( $K = 3, M = 12, N = 500, d = \lambda/2, DoA = [-30, 10, 40]$ ).

Şekil 4.17 ve Şekil 4.18’de farklı SNR değerleri için DoA kestirim algoritmalarının sırasıyla ortak bağlaşım ve kazanç-faz kestirim hataları gösterilmiştir. Ortak bağlaşım vektörü için Denklem (4.3) kazanç-faz vektörü için Denklem (4.4) kullanılarak kestirim hataların RMSE değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre Root-MUSIC algoritması ortak bağlaşım ve kazanç-faz katsayılarının hesaplanmasında diğer algoritmalara göre hem düşük hem de yüksek SNR değerleri için daha yüksek performans sergilemiştir. Bu katsayıların tahminine bağlı olarak hesap edilen DoA kestirimleri Şekil 4.19’da verilmiştir.



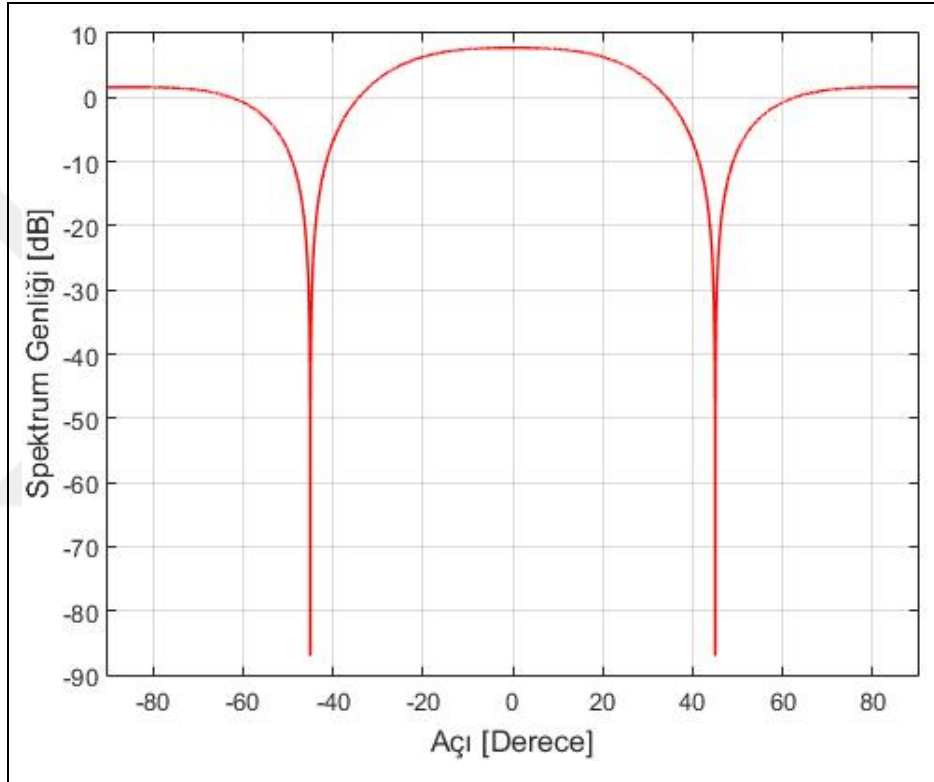
Şekil 4.19. SNR değerine göre algoritmaların DoA kestirim performansları. ( $K = 3$ ,  $M = 12$ ,  $N = 500$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $DoA = [-30, 10, 40]$ ).

Şekil 4.19’de farklı SNR değerleri için DoA kestirim algoritmalarının varış-yönü kestirim hataları gösterilmiştir. Her bir SNR değeri için 100 Monte-Carlo iterasyonu gerçekleştirilmiş ve algoritmaların güvenilirliği test edilmiştir. Denklem (4.2) kullanılarak varış-yönü hatalarının RMSE değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre Root-MUSIC algoritması diğer algoritmalara göre hem düşük hem de yüksek SNR değerleri için daha yüksek performans sergilemiştir. Düşük SNR değerlerinde CBF algoritmasının diğer algoritmalara göre oldukça hatalı kestirim yaptığı görülmektedir. SNR değerinin artmasıyla algoritmaların kestirim performanslarının arttığı gözlenebilir. Oto-Kalibrasyon algoritmasının düşük SNR değerlerinde dahi iyi bir performans sergileyerek algoritma performanslarını iyileştirdiği söylenebilir.

Ortamın elektromanyetik dinamiklerine göre ortak bağlaşım deseninde derin çentik bölgeleri oluşabilir. DoA kestirim algoritmalarının performansları farklı ortak bağlaşım etkileri altında farklı performans sergilemektedir. Bu nedenle dizi modelini bozan bu etkileri incelemek gerekir. [9]'da kullanılan ve aşağıda da verilen ortak bağlaşım katsayıları kullanılarak, Şekil 4.20'deki ortak bağlaşım desenini elde ederiz.

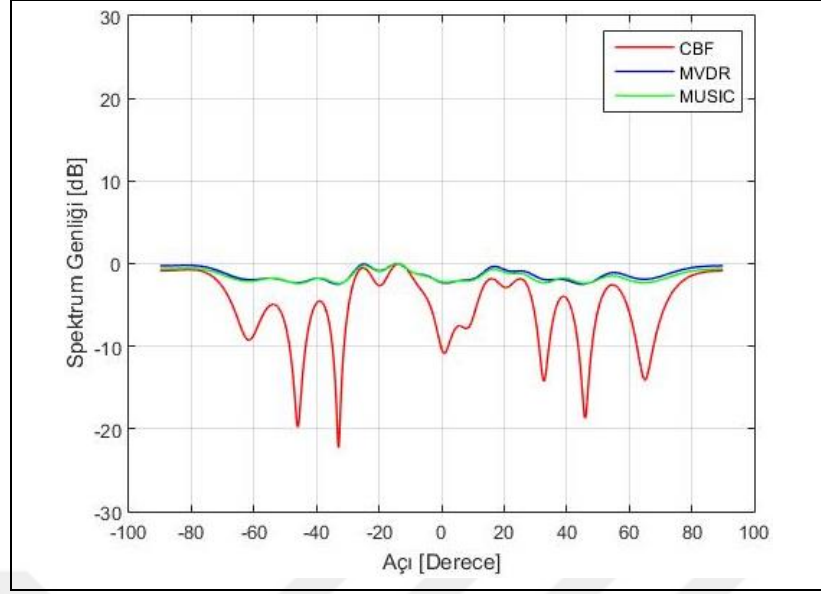
Ortak Bağlaşım katsayıları:

$$\mathbf{c} = [1, 0.9081 + 0.0256j, -0.188 + 0.0582j]^T$$

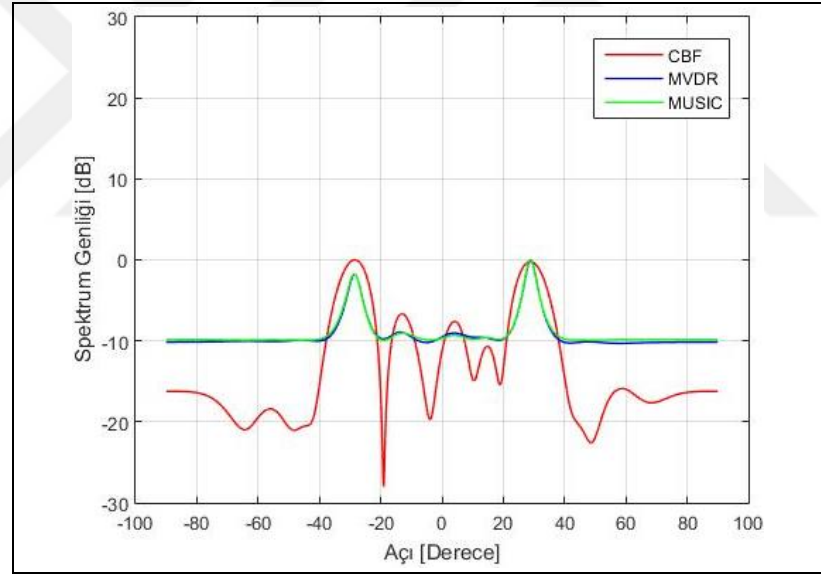


Şekil 4.20. Ortak bağlaşım etkileri ışınma deseni.

Yukarıdaki ortak bağlaşım vektörünün üç elemanlı olması, ortak bağlaşım etkilerinin ardışık üç anten arasında görüldüğü ve dizinin diğer elemanları arasında bu etkilerin ihmal edilebilir seviyeye ulaştığı anlamına gelir. Bu katsayılar kullanılarak elde edilen ortak bağlaşım deseninde  $\pm 45$  derecede derin çentik bölgelerinin oluştuğu görülmektedir. Bu çentik bölgeleri bu bölgedeki hedefleri kestirimini engelleyerek spektrumda kör noktaların oluşmasına neden olur. Bu bölgelere yakın hedeflerinde kestirim hataları artmaktadır. Yukarıdaki ortak bağlaşım etkileri altında  $\pm 45$  derecede ve  $\pm 30$  derecedeki iki hedefin DoA kestirim performansı önceki benzetimlerdeki parametreler kullanılmıştır.



Şekil 4.21. Kör açılardaki hedeflerin DoA kestirim performansı. ( $K = 2, M = 12, N = 500, d = \lambda/2, DoA = [-45, 45]$ ).



Şekil 4.22. Kör açılardaki hedeflerin DoA kestirim performansı. ( $K = 2, M = 12, N = 500, d = \lambda/2, DoA = [-30, 30]$ ).

Şekil 4.21 ve Şekil 4.22’de DoA kestirim algoritmalarından elde edilen spektrumlar gösterilmektedir. Bu spektrumlar incelendiğinde kör açılarda bulunan hedeflerin izlerinin kaybolduğu diğer açılarda da spektrum genliğinin ve çözünürlüğün düştüğü görülmektedir. Böylece ortak bağlaşım deseniindeki çentik bölgelerinin bu bölgelerdeki hedeflerin kestirimini engellediği gösterilmiştir. Spektrumdaki tepe noktalarını yok olmasına neden olan bu ortak bağlaşım etkilerini temsil eden desenin, DoA kestirim algoritmaları için önemini göstermektedir.

## 5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez kapsamında düzgün doğrusal anten dizileri kullanılarak ortak bağlaşım ve kazanç-faz etkilerinin olduğu durumda varış-yönü kestirim algoritmalarının başarımları gösterilmiştir. Bu amaçla CBF, MVDR, MUSIC ve Root-MUSIC algoritmaları incelenmiş ve bu algoritmaların hata analizleri yapılmıştır.

Burada ilk olarak ULA diziliminde DoA kestirim performansını etkileyen parametreler analiz etmek için MUSIC algoritması kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre dizi eleman sayısının artması huzme genişliğini azaltarak çözünürlüğü arttırmaktadır ancak sistemin karmaşıklığının artmasıyla hesaplama maliyeti de artmaktadır. Anten dizisine gelen işaret sayısının artması, anten sayısının aynı kaldığı durumda gürültü alt uzayını temsil eden matrisin boyutunu azalttığı ve kestirim performansını düşürdüğünü göstermektedir. SNR değerinin artması DoA kestirim algoritmalarının performansını arttırdığı gözlenmiştir. Anten dizisine gelen işaretlerin varış-yönü kestirim performansı tarama alanının kenarlarına gidildikçe azaldığı görülmüştür. Örnek sayısının artması algoritma performanslarını arttırmakla birlikte işlem yükünü de arttırdığı gözlenmiştir. Dizi elemanları arası açıklığın  $\lambda/2$ 'den küçük ve büyük olduğu durumlar incelenerek optimum seçimin  $\lambda/2$  olduğu gösterilmiştir. Antenler arası açıklığın  $\lambda/2$ 'den büyük seçildiği durumda tarama açısını sınırlayan kenar kulakçıklar hesap edilmiş ayrıca güç spektrumunda meydana getirdiği sahte tepeler benzetimlerle gösterilmiştir.

Daha sonra ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin olduğu durum incelenerek algoritma performansları gösterilmiştir. Dizi sinyal işlemede temel hata kaynaklarından olan bu etkilerin altında elde edilen güç spektrumlarının genliğinin düştüğü, çözünürlüğün azaldığı ve sinyal kaynaklarının yönünün yanlış tahmin edildiği görülmüştür. İlk olarak bu etkileri temsil eden matrislerin bilindiği durum incelenerek ortak bağlaşım etkilerinin bu matrislerin tam olarak bilindiği durumda DoA kestirim performanslarının düşmediği ve ideal duruma yakın performans sergiledikleri gösterilmiştir.



Ortak bağlaşım ve kazanç-faz etkilerinin bilinmediği durumda bu etkileri temsil eden matrislerin kestirimi için oto-kalibrasyon algoritması tanıtılmış ve başarımları gösterilmiştir. Oto-kalibrasyon algoritmasının bu matrislerin kestirimde kullandığı maliyet fonksiyonunun yakınsaması gösterilerek her bir iterasyonda ortak bağlaşım, kazanç-faz matrisleri ve sinyal kaynaklarının varış-yönünün gerçek değerlerine yakınsaması gösterilmiştir. Yapılan benzetimlerde DoA kestirim algoritmaları oto-kalibrasyon yöntemi kullanarak doğru kestirimler yaptığı görülmüştür. CBF, MVDR ve MUSIC algoritması tüm uzayı tarama gereksinimi ve oto-kalibrasyon algoritmasının her bir iterasyon DoA kestirim ihtiyacı nedeniyle işlem yükü oluşturmakta bu da oto-kalibrasyon yöntemlerinin pratik uygulamalarda kullanılabilirliğini kısıtlamaktadır. Bu nedenle bu çalışmada özgün olarak tüm uzayı tarama yükünden kurtulmak adına oto-kalibrasyon yönteminde Root-MUSIC algoritması önerilmiş ve algoritmanın diğer algoritmalara göre üstünlüğü oto-kalibrasyon yöntemi için yapılan benzetimlerle gösterilmiştir. Ortak bağlaşım ve kazanç-faz matrislerindeki gerçek değgerlere yakınsama başarımları DoA kestirim sonuçlarında da başarılı sonuçlara imkân tanımıştır. Daha yüksek performans sergilediği görülen Root-MUSIC algoritmasının hesaplama maliyetini düşürmesi nedeniyle kestirim süresini oldukça azaltmaktadır.

DoA kestirim algoritmaların farklı ortak bağlaşım etkileri altında karşılaşacağı problemleri göstermek için farklı ortak bağlaşım katsayıları kullanılmış ve burada elde edilen ortak bağlaşım deseninde derin çentik bölgelerinin oluştuğu görülmüştür. Bu bölgede kör noktaların oluştuğu ve buradaki hedeflerin DoA kestirimlerinin yapılamadığı benzetimlerle gösterilmiştir.

Sonuç olarak ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin DoA kestirim algoritmalarında yarattığı yıkıcı etkiler gösterilerek Root-MUSIC algoritmasının diğer algoritmalara göre daha üstün performans sergilediği ve işlem yükünün azalmasıyla sistem verimliliğinin arttırıldığı görülmüştür. Root-MUSIC algoritması yüksek DoA kestirim performansı ile diğer ortak bağlaşım ve kazanç-faz belirsizliklerinin kestiriminin yapıldığı yardımcı anten ya da referans kaynağının kullanıldığı yöntemlerde de tercih edilebilir.

## KAYNAKLAR

- [1] Karabıyık G. N., Kablosuz Algılayıcılarda MUSIC Algoritması İle Doa Kestirimi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2007, 222492.
- [2] Ata S. Ö., Bir polar grid anten dizisiyle DOA kestirimi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2010, 292020.
- [3] Wang H., Fang D. G., Chow Y. L., Grating lobe reduction in a phased array of limited scanning, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2008, **56**(6), 1581-1586.
- [4] Ünalı H., Uyarlamalı Huzme Biçimlendirme, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2009, 251592.
- [5] Friedlander B., Weiss A. J., Direction finding in the presence of mutual coupling, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1991, **39**(3), 273-284.
- [6] Kota J., Madanayake A., Belostotski L., Wijenayake C., Bruton L. T., A 2-D signal processing model to predict the effect of mutual coupling on array factor, *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, 2013, **12**, 1264-1267.
- [7] Liao B., Zhang Z. G., Chan S. C., A subspace-based method for DOA estimation of uniform linear array in the presence of mutual coupling, *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Paris, France, 30 May-2 June 2010.
- [8] Elbir A. M., Tuncer T. E., Direction-of-arrival and mutual coupling coefficient estimation with a single observation for arbitrary array structures, *24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU)*, Zonguldak, Turkey, 16-19 May 2016.
- [9] Ye Z., Liu C., On the resiliency of MUSIC direction finding against antenna sensor coupling, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2008, **56**(2), 371-380.
- [10] Hong J. G., Ahn W. H., Seo B. S., Compensation of mutual coupling in an antenna array for direction of arrival estimation, *15th International Conference on Advanced Communications Technology (ICACT)*, PyeongChang, Korea (South), 27-30 Jan. 2013.
- [11] Cai S., Zhang J., Wang G., Zhu H., Wong K. K., Subspace methods for self-calibration of ULAs with unknown mutual coupling: A false-peak analysis, *Signal Processing*, 2020, **174**, 107626.

- [12] Zhang C., Zhao M., Cai Y., Joint 2-D DOA estimation and mutual coupling calibration for uniform rectangular arrays, *International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP)*, Nanjing, China, 15-17 Oct. 2015.
- [13] Capon J., High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis, *Proceedings of the IEEE*, 1969, **57**(8), 1408-1418.
- [14] Zheng Z., Liu K., Wang W. Q., Yang Y., Yang J., Robust adaptive beamforming against mutual coupling based on mutual coupling coefficients estimation, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2017, **66**(10), 9124-9133.
- [15] Elnashar A., Elnoubi S. M., El-Mikati H. A., Further study on robust adaptive beamforming with optimum diagonal loading, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2006, **54**(12), 3647-3658.
- [16] Cox H., Zeskind R., Owen M., Robust adaptive beamforming, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1987, **35**(10), 1365-1376.
- [17] Li J., Stoica P., Wang Z., On robust Capon beamforming and diagonal loading, *IEEE Trans. Signal Process.*, Hong Kong, China, 6-10 April 2003.
- [18] Lorenz R. G., Boyd S. P., Robust minimum variance beamforming, *IEEE Trans. Signal Process.*, 2005, **53**(5), 1684-1696.
- [19] Chang L., Yeh C. C., Performance of DMI and eigenspace-based beamformers, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1992, **40**(11), 1336-1347.
- [20] Feldman D. D., Griffiths L. J., A projection approach for robust adaptive beamforming, *IEEE Trans. Signal Process.*, 1994, **42**(4), 867-876.
- [21] Feldman D. D., An analysis of the projection method for robust adaptive beamforming, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1996, **44**(7), 1023-1030.
- [22] Van Trees H. L., *Optimum array processing: Part IV of detection, estimation, and modulation theory*, 1st ed., Wiley Interscience, New York, 2004.
- [23] Akdemir Ş. B., Candan Ç., Study of angle of arrival estimation performance of MVDR and Capon methods under intermittent interference, *26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, Izmir, Turkey, 2-5 May 2018.
- [24] Schmidt R., Multiple emitter location and signal parameter estimation, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1986, **34**(3), 276-280.
- [25] Rao B. D., Hari K. S., Performance analysis of root-MUSIC, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1989, **37**(12), 1939-1949.
- [26] Liu Q., Yan F., Han Y., Liu S., Jin M., Reduced-order root-MUSIC based on Schur spectral factorization, *IEEE International Conference on Ubiquitous*

*Wireless Broadband (ICUWB)*, Nanjing, China, 16-19 Oct. 2016.

- [27] Belloni F., Richter A., Koivunen V., DoA estimation via manifold separation for arbitrary array structures, *IEEE Trans. Signal Process.*, 2007, **55**(10), 4800-4810.
- [28] Ren, Q. S., Willis A. J., Fast root MUSIC algorithm, *Electronics letters*, 1997, **33**(6), 450-451.
- [29] Rubsamén M., Gershman A. B., Direction-of-arrival estimation for nonuniform sensor arrays: from manifold separation to Fourier domain MUSIC methods, *IEEE Trans. Signal Process.*, 2008, **57**(2), 588-599.
- [30] Qian C., Huang L., So H. C., Improved unitary root-MUSIC for DOA estimation based on pseudo-noise resampling, *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, **21**(2), 140-144.
- [31] Dandekar K. R., Ling H., Xu G., Experimental study of mutual coupling compensation in smart antenna applications, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2002, **1**(3), 480-487.
- [32] Adve R. S., Sarkar T. K., Compensation for the effects of mutual coupling on direct data domain adaptive algorithms, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2000, **48**(1), 86-94.
- [33] Lau C. E., Adve R. S., Sarkar T. K., Minimum norm mutual coupling compensation with applications in direction of arrival estimation, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2004, **52**(8), 2034-2041.
- [34] Ng B. C., See C. M. S., Sensor-array calibration using a maximum-likelihood approach, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1996, **44**(6), 827-835.
- [35] Lundgren S., A study of mutual coupling effects on the direction finding performance of ESPRIT with a linear microstrip patch array using the method of moments, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Baltimore, MD, USA, 21-26 July 1996.
- [36] Klemm R., Antenna design for adaptive airborne MTI, *International Conference on Radar*, Brighton, UK, 12-13 Oct. 1992.
- [37] del Rio J. F., Conde-Portilla O. M., Catedra M. F., Estimating azimuth and elevation angles when mutual coupling is significant [direction finding], *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Atlanta, GA, USA, 21-26 June 1998.
- [38] Yu Y. C., Okada M., Andoh K., Yamamoto H., Dummy elements add on both sides of monopole-array assisted Doppler spread compensator for digital terrestrial television broadcasting receiver, *IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, White Plains, NY, USA, 6-8 March 2006

- [39] Ye Z., Dai J., Xu X., Wu X., DOA estimation for uniform linear array with mutual coupling, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 2009, **45**(1), 280-288.
- [40] Liao B., Zhang Z. G., Chan S. C., DOA estimation and tracking of ULAs with mutual coupling, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 2012, **48**(1), 891-905.
- [41] Qi C., Wang Y., Zhang Y., Chen H., DOA estimation and self-calibration algorithm for uniform circular array, *Electronics Letters*, 2005, **41**(20), 1092-1094.
- [42] Lin M., Yang L., Blind calibration and DOA estimation with uniform circular arrays in the presence of mutual coupling, *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, 2006, **5**, 315-318.
- [43] Dai J., Bao X., Hu N., Chang C., Xu W., A recursive RARE algorithm for DOA estimation with unknown mutual coupling, *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, 2014, **13**, 1593-1596.
- [44] Sellone F., Serra A., A novel online mutual coupling compensation algorithm for uniform and linear arrays, *IEEE Trans. Signal Process.*, 2007, **55**(2), 560-573.
- [45] URL-1: [http://automatedcreature.com/ant\\_patterns.htm/](http://automatedcreature.com/ant_patterns.htm/), (Ziyaret tarihi: 4 Ocak 2021).
- [46] Hacivelioglu İ., Dinçer H., Akıllı Anten Sistemlerinde İşaret Geliş Açısı Kestirim Yöntemleri, [https://www.emo.org.tr/ekler/f2ee7de99895351\\_ek.pdf/](https://www.emo.org.tr/ekler/f2ee7de99895351_ek.pdf/), (Ziyaret tarihi: 10 Ocak 2021).
- [47] Özkaya G., The effects of mutual coupling between antenna elements of the performance adaptive arrays, Master Thesis, Middle East Technical University, The Graduate School Of Natural And Applied Sciences, Ankara, 2003, 143589.
- [48] Orul T., Akıllı anten sistemleri İçin İşaret geliş açısı kestirim yöntemleri, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2012, 338700.
- [49] URL-2: [http://otic.one/opn\\_technology/](http://otic.one/opn_technology/), (Ziyaret tarihi: 16 Ocak 2021).
- [50] Massoud A., Noureldin A., Angle of arrival estimation based on warped delay-and-sum (WDAS) beamforming technique, *OCEANS'11 MTS/IEEE KONA*, Waikoloa, HI, USA, 19-22 Sept. 2011.
- [51] Barabell A., Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction-finding algorithms, *ICASSP'83. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Boston, MA, USA, 14-16 April 1983.
- [52] Elbir A. M., Calibration of directional mutual coupling for antenna arrays, *Digital Signal Processing*, 2017, **69**, 117-126.

- [53] Zhang Y., Liu C., Xu X., Ye Z., Direction of arrival estimation in the presence of array perturbations, *2nd International Conference on Education Technology and Computer*, Shanghai, China, 22-24 June 2010.



## KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER

- [1] **Ateşavcı C. S.**, Afacan E., Degradation Sensor Circuits for Indirect Measurements in Re-configurable Analog Circuit Design, In *11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, Turkey, 28-30 Nov. 2019.
- [2] **Ateşavcı C. S.**, Bahadırlar Y., Aldırmaz-Çolak, S., DoA Estimation in the Presence of Mutual Coupling Using Root-MUSIC Algorithm, In *8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE)*, Antalya, Turkey, 9-11 April 2021.

## ÖZGEÇMİŞ

2012 yılında Cumhuriyet Anadolu Lisesi'ni bitirdikten sonra, Dokuz Eylül Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 2018 yılında mezun oldu. Aynı yılın Güz döneminde Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Yüksek Lisans programına başladı. Daha sonra Vestel Elektronik San. Ve Tic. A.Ş.'de Ürün Güvenliği Mühendisi olarak çalışmaya başladı. 2019 yılından beri TÜBİTAK-BİLGEM Bilişim Teknolojileri Enstitüsü Radar Teknolojileri Bölümü'nde Araştırmacı olarak çalışmaktadır.

