

**KABLOSUZ ALGILAYICILARDA
MUSIC ALGORİTMASI İLE DOA KESTİRİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Gülsev Nurhan KARABIYIK
504041338

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 20 Aralık 2006
Tezin Savunulduğu Tarih : 30 Ocak 2007

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Cevdet IŞIK
Diğer Jüri Üyeleri Prof. Dr. Tayfun GÜNEL (İ.T.Ü.)
Doç. Dr. Özcan KALENDERLİ (İ.T.Ü.)

OCAK 2007

ÖNSÖZ

Bu yüksek lisans tezini hazırlamamda, değerli fikirlerini ve yardımlarını esirgemeyen, yönlendirmeleriyle çalışmamı destekleyen, değerli hocam Sayın Doç. Dr. Cevdet Işık’a teşekkürü bir borç bilirim. Hayatım boyunca beni her konuda destekleyen ve teşvik eden sevgili anne ve babama da sonsuz teşekkürler, sizin gibi bir aileye sahip olduğum için çok şanslıyım.

Aralık 2006

Gülsev Nurhan KARABIYIK

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	ii
KISALTMALAR	vi
TABLO LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
SEMBOL LİSTESİ	xi
ÖZET	xiii
SUMMARY	xv
1. GİRİŞ	1
1.1. Giriş ve Çalışmanın Amacı	1
2. ANTEN SİSTEMLERİNİN TEMEL KAVRAMLARI	3
2.1. Giriş	3
2.2. Temel Kavramlar	3
2.3. Antenlerin Temel Parametreleri	5
2.3.1. Işıma Diyagramı	6
2.3.2. Anten Sıfır Doğrultuları	7
2.3.3. Ana Demet	7
2.3.4. Anten Demet Genişliği	7
2.3.5. Yan Demet	9
2.3.6. Arka Demet	9
2.3.7. Anten Kazancı	9
2.3.8. Anten Verimi	11
2.3.9. Yöneltililik	11
2.4. Anten Bölgeleri	12
2.5. Antenler	13
2.5.1. Yönsüz Antenler	13
2.5.2. Yönlü Antenler	14
2.6. Anten Sistemleri	14
2.6.1. Sektörize Edilmiş Sistemler	15
2.6.2. Çeşitleme Sistemleri	15
2.6.2.1. Anahtarlama Çeşitleme	16
2.6.2.2. Çeşitlemeli Birleştirme	17
2.7. Akıllı Antenler	17
2.7.1. Anahtarlama Demet Sistemleri	17
2.7.2. Uyarlamalı Dizi Sistemleri	18
2.7.3. Akıllı Anten Sistemlerinin Yararları	18

3. TELSİZ İLETİŞİM İÇİN ÇOKLU ERİŞİM YÖNTEMLERİ	20
3.1. Giriş	20
3.2. Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim	20
3.3. Zaman Bölüşümlü Çoklu Erişim	21
3.4. Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim	22
3.5. SDMA	24
4. GELİŞ DOĞRULTUSU KESTİRİM ALGORİTMALARI	26
4.1. Giriş	26
4.2. DOA Kestirimi İçin Geleneksel Yöntemler	26
4.2.1. Gecikme-ve-Toplama Yöntemi	26
4.2.2. Capon'un Minimum Varyans Yöntemi	28
4.3. DOA Kestirimi İçin Altuzay Yöntemleri	30
4.3.1. MUSIC Algoritması	31
4.3.2. MUSIC Algoritmasındaki Gelişmeler	35
4.3.3. Kök-MUSIC Algoritması	36
4.3.4. Çevrimsel MUSIC Algoritması	37
4.3.5. Faz Uyumlu İşaretler Durumunda DOA Kestirimi	39
4.3.6. Uzaysal Düzgünleştirme Yöntemleri	39
4.3.7. Çok Boyutlu MUSIC	42
4.3.8. ESPRIT Algoritması	43
4.4. Maksimum Olabilirlik Yöntemi	47
4.5. İteratif En Küçük Kareler İzdüşümüne Dayanan CMA	49
4.6. Tümlleşik Yöntem	51
5. AKILLI ANTEN SİSTEMİ İÇİN BİR DONANIM YAPISI	52
5.1. Giriş	52
5.2. Sistem Yapısı	52
5.3. FPGA Temelli Hızlı DOA Kestiricisi	53
5.3.1. Birim MUSIC DOA Kestiricisi	55
5.3.2. DSP Tasarım Kavramları	57
5.3.2.1. CORDIC Temelli Jacobi İşlemcisiyle Özdeğer Ayrışımı	57
5.3.2.2. Uzaysal DFT İle MUSIC Spektrumu Hesabı	58
5.3.3. DSP Tasarımı ve Donanım Simülasyonu	60
5.4. FPGA Gerçekleştirimi	62
5.5. Karıştırıcı Etkilerini Yok Eden UMP-Temelli Demet Oluşturucu	64
6. DÜZGÜN ARALIKLI DAİRESEL ANTEN DİZİSİNDE MUSIC ALGORİTMASI İLE DOA KESTİRİMİ	65
6.1. Giriş	65
6.2. Düzgün Dairesel Dizi İle DOA Kestirimi	65
6.3. Simülasyonlar	68
6.3.1. 3-Elementli Dairesel Anten Dizisinin Değerlendirilmesi	69
6.3.2. 4-Elementli Dairesel Anten Dizisinin Değerlendirilmesi	72
6.3.3. Ölçme Hatalarının Deney Sayısına Göre Değişimi	74
6.3.4. MUSIC Algoritmasının Doğrultuya Göre Çözünürlüğü	77
6.3.5. MUSIC Algoritmasının İlintili İşaret Performansı	78
6.4. Sonuç	78

7. SONUÇ VE ÖNERİLER	80
KAYNAKLAR	82
EK A. PROGRAM KODLARININ TANITIMI	87
ÖZGEÇMİŞ	89

KISALTMALAR

A/D	: Analogtan Sayısala (Analog to Digital)
ABS	: Mutlak Değer (Absolute Value)
AGS	: Alçak Geçiren Süzgeç
AMPS	: İleri Gezgin Haberleşme Sistemi (Advanced Mobile Phone System)
BGS	: Band Geçiren Süzgeç
CDMA	: Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (Code Division Multiple Access)
CMA	: Sabit Genlik Algoritması (Constant Modulus Algorithm)
CORDIC	: Koordinat Döndüren Sayısal Bilgisayar (Coordinate Rotation Digital Computer)
CPU	: Merkezi İşlem Birimi (Central Processing Unit)
CT2	: Kablosuz Telefon (Cordless Telephone)
D/A	: Sayısalan Analoga (Digital to Analog)
DAC	: Sayısal Analog Dönüştürücü (Digital Analog Converter)
DBF	: Sayısal Demet Oluşturucu (Digital Beam Forming)
DC	: Frekans Düşürücü (Down Converter)
DECT	: Sayısal Avrupa Kablosuz Telefon Sistemi (Digital European Cordless Telephone System)
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)
DOA	: Geliş Doğrultusu (Direction of Arrival)
DS	: Doğrudan Diziyle Yayma (Direct Sequence)
DS-SS	: Doğrudan Diziyle Yayma-Yayılı Spektrumlu İletişim (Direct Sequence-Spread Spectrum)
DSP	: Sayısal İşaret İşlemci (Digital Signal Processor)
DUC	: Sayısal Frekans Yükseltici (Digital Up Converter)
ESPRIT	: Rotasyonel İnvaryans Yöntemi Yoluyla İşaret Parametrelerinin Kestirimi (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique)
EVD	: Özdeğer Ayrışımı (Eigenvalue Decomposition)
FB	: İleri-Geri (Forward Backward)
FDD	: Çift Yönlü Frekans Bölüşümü (Frequency Division Duplex)
FDMA	: Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim (Frequency Division Multiple Access)
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
FH	: Frekans Sıçramalı (Frequency Hop)
FH-SS	: Frekans Sıçramalı- Yayılı Spektrumlu İletişim (Frequency Hop-Spread Spectrum)
FPGA	: Alan Programlanabilir Geçit Dizisi (Field Programmable Gate Array)
GSM	: Mobil Haberleşme İçin Küresel Sistem (Group Spéciale Mobile)
IF	: Ara Frekans (Intermediate Frequency)
IIR	: Sonsuz Darbe Yanıtı (Infinite Impulse Response)

ILSP	: İteratif En Küçük Kareler İzdüşümü (Iterative Least Squares Projection)
IS-95	: Amerikan Dar Bantlı Yayılı Spektrum Sistemi
JDC	: Japon Sayısal Hücresel Sistemi (Japan Digital Cellular)
LNA	: Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici (Low Noise Amplifier)
LM	: Yerel Minimum (Local Minimum)
LO	: Yerel Osilatör (Local Oscillator)
ML	: Maksimum Olabilirlik (Maximum Likelihood)
MUSIC	: Çoklu İşaret Sınıflandırması (Multiple Signal Classification)
MVDR	: Minimum Varyans Bozulumsuz Tepki (Minimum Variance Distortionless Response)
NCO	: Sayısal Kontrollü Osilatör (Numerical Control Oscillator)
OS	: Operasyon Sistemi (Operating System)
RAM	: Rasgele Erişimli Bellek (Random Access Memory)
REG	: Yazmaç (Registry)
RF	: Radyo Frekansı (Radio Frequency)
ROM	: Salt Okunur Bellek (Read-Only Memory)
Rx	: Alıcı (Receiver)
SDMA	: Uzam Bölüşümlü Çoklu Erişim (Space Division Multiple Access)
SIR	: İşaret Karıştırıcı Oranı (Signal Interferer Ratio)
SLR	: Yan Kulak Oranı (Side Lobe Ratio)
SNIR	: İşaret-Gürültü ve Karıştırıcı Oranı (Signal-Noise and Interferer Ratio)
SNR	: İşaret Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio)
SOI	: İlgilenilen İşaret (Signal of Interest)
TDD	: Çift Yönlü Zaman Bölüşümü (Time Division Duplex)
TDMA	: Zaman Bölüşümlü Çoklu Erişim (Time Division Multiple Access)
TLS	: Toplam En Küçük Kareler (Total Least Squares)
UAV	: İnsansız Uçak
ULA	: Düzgün Doğrusal Dizi (Uniform Linear Array)
UMP	: Birim MUSIC İşlemcisi (Unitary Music Processor)
USDC	: Amerikan Sayısal Hücresel Sistem (United States Digital Cellular)

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 3.1: Farklı telsiz iletişim sistemlerinde kullanılan çoklu erişim yöntemleri .	21
Tablo 5.1: Sistem özellikleri .	55
Tablo 6.1: Ölçme hatalarının işaret ortalama geliş doğrultularına göre değerlendirilmesi.....	77
Tablo 6.2: İlintili işaretlerde MUSIC algoritmasının performansını değerlendirme örneği	78

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1: Antenler üzerinden işaret alışverişi	5
Şekil 2.2: Küresel koordinat kavramı	6
Şekil 2.3: Üç boyutlu tipik bir ışıma karakteristiği ve koordinat sistemi	7
Şekil 2.4: Kartezyen koordinatlarda bir anten ışıma diyagramı örneği	8
Şekil 2.5: Bir anten ışıma diyagramının polar koordinatlarda gösterilimi	8
Şekil 2.6: (a) Anten diyagramının ışıma demetleri ve demet genişlikleri	10
Şekil 2.6: (b) Güç diyagramının lineer çizimi	10
Şekil 2.7: Anten bölgeleri	12
Şekil 2.8: Anten genlik diyagramının bölgelere göre değişimi	13
Şekil 2.9: Yönsüz anten	14
Şekil 2.10: Yönlü anten	14
Şekil 2.11: M dizi elemanı ile M demet oluşturan anahtarlama demet sistemi	18
Şekil 2.12: Uyarlamalı dizi yapısı	19
Şekil 3.1: FDMA, TDMA, CDMA yapısı	23
Şekil 3.2: SDMA çok demetli sistem	25
Şekil 4.1: Klasik demet oluşturma yapısı	27
Şekil 4.2: Gecikme-ve-toplama yöntemi ve Capon'un minimum varyans yönteminin kıyaslanması	30
Şekil 4.3: MUSIC ve Capon'un minimum varyans yönteminin kıyaslanması	36
Şekil 4.4: Faz uyumlu çok yollu durumda geleneksel MUSIC ile ileri/geri ortalama MUSIC algoritmasının karşılaştırılması	42
Şekil 4.5: ESPRIT dizi geometrisi	44
Şekil 5.1: Temel Band Örnekleme Alıcı (Rx) Yapısı	54
Şekil 5.2: IF Örnekleme Alıcı (Rx) Yapısı	54
Şekil 5.3: MUSIC spektrumu ve tersinin donanım simülasyonu	61
Şekil 5.4: DSP blok diyagramı	62
Şekil 5.5: Sistem yapılanışı	63
Şekil 5.6: UMP sayısal işaret işlemci görüntüsü (AD Kartı)	63

Şekil 5.7: UMP-akıllı anten sistemi	64
Şekil 6.1: Düzgün aralıklı dairesel anten dizisinde DOA kestirimi.....	66
Şekil 6.2: $R/\lambda = 0.14$, SNR = 20dB için simülasyon sonuçları	70
Şekil 6.3: $R/\lambda = 0.14$, SNR = 10dB için simülasyon sonuçları	70
Şekil 6.4: $R/\lambda = 0.28$, SNR = 20dB için simülasyon sonuçları	71
Şekil 6.5: $R/\lambda = 0.28$, SNR = 10dB için simülasyon sonuçları	71
Şekil 6.6: $R/\lambda = 0.17$, SNR = 20dB için simülasyon sonuçları	73
Şekil 6.7: $R/\lambda = 0.17$, SNR = 10dB için simülasyon sonuçları	73
Şekil 6.8: $R/\lambda = 0.35$, SNR = 20dB için simülasyon sonuçları	74
Şekil 6.9: $R/\lambda = 0.35$, SNR = 10dB için simülasyon sonuçları	74
Şekil 6.10: (a) $R/\lambda = 0.14$ ve SNR = 20 dB için ölçme hatasının deney sayısı (0, 100) aralığındaki değişimi	75
Şekil 6.10: (b) $R/\lambda = 0.14$ ve SNR = 20 dB için ölçme hatasının deney sayısı (0, 1000) aralığındaki değişimi	75
Şekil 6.11: (a) $R/\lambda = 0.17$ ve SNR = 20 dB için ölçme hatasının deney sayısı (0, 100) aralığındaki değişimi	76
Şekil 6.11: (b) $R/\lambda = 0.17$ ve SNR = 20 dB için ölçme hatasının deney sayısı (0, 1000) aralığındaki değişimi	76

SEMBOL LİSTESİ

$\mathbf{a}(\phi_0)$	: DOA açısı ϕ_0 'a ilişkin yöneltme vektörü
$\mathbf{a}_{ss}$	: Kestirilen uzaysal imza
A_e	: Alıcı antenin etkin alanı
α	: Çevrim frekansı
α_i	: i. anten dizi elemanının orjine göre faz farkı
$\mathbf{b}_k(t)$	: k. işaretin uzaysal izi
β	: Dalga sayısı, gerçel düzgünleştirme faktörü
$\mathbf{d}$	: Alıcı-verici anten arasındaki mesafe, ULA eleman aralığı
D	: En büyük anten boyutu, anten dizisine gelen işaret sayısı
$D(\theta, \phi)$	: Anten yönelticiliği
E	: (θ, ϕ, r) noktasındaki alan şiddeti
e	: Anten verimi
$E[.]$	: Beklenti operatörü
f_{uzay}	: Uzaysal frekans
$\mathbf{f}(\theta, \phi)$	: Doğrultu gösterici
$\varphi(\mathbf{n})$	: Faz
φ_i	: i. dizi elemanının x-eksenine göre açısı
$\Delta\phi_i$	: i. dizi elemanının referans ışına göre açı farkı
$G(\theta, \phi)$	: (θ, ϕ) doğrultusundaki anten kazancı
G_{tepe}	: Anten kazancı tepe değeri
G_t	: Verici kazancı
H	: Hermityen (kompleks eşleniği ve evriği) operatörü
J	: Jacobi taraması, logaritmik olabilirlik fonksiyonu
K	: Düzgünleştirme faktörü, anten eleman sayısı
L_p	: Yol kaybı
L	: Kaydırma parametresi, alt dizi sayısı, dalga sayısı
Λ	: Köşegeninde özdeğerler olan matris
M	: Anten sayısı, alt matris sayısı
$\mathbf{m}$	: Eleman çifti, ayrık uzaklık dizisi
$\mathbf{n}(\mathbf{k})$	: Dizi girişindeki gürültü vektörü
$\mathbf{n}(t)$	: Gürültü terimi
$\mathbf{n}$	: Örneklem anı, ayrık uzaysal frekans indisi
Ω	: S küre yüzeyini gören katı açı
$P(\theta, \phi, r)$	: Işıma şiddeti
P_g	: Anten girişine gelen güç, antende kalan güç
$P_{ışma}$	: Işıma ile uzaya yayılan güç
P_k	: Antende kaybolan güç
$P_r(\theta, \phi)$	: Alıcı antenin (θ, ϕ) doğrultusunda aldığı güç, alıcı gücü
P_{cbf}	: Geleneksel demet oluşturucunun toplam çıkış gücü
$P_{MUSIC}(\phi)$	: MUSIC uzaysal spektrumu
P	: Projeksiyon operatörü, nokta sayısı
p	: Örtüşen ileri alt dizilerdeki eleman sayısı

Q	: Birim dönüşüm operatörü
r	: Alıcı antenin verici antene olan uzaklığı
R	: Kürenin yarıçapı, dizi yarıçapı
$r_{xy}(l)$	: İki dizi arasındaki korelasyon
R^b	: Uzaysal düzgünleştirilmiş geri kovaryans matrisi
R^f	: Uzaysal düzgünleştirilmiş ileri kovaryans matrisi
R_{uu}	: Giriş veri dizisinin otokorelasyon matrisi
Δr_i	: i. dizi elemanının referans ışına göre yol farkı
S	: Küre üzerindeki bir yüzey parçası
$s_k(t)$	: Anten dizisine gelen işaretler
σ_s	: İşaret gücü
σ_n	: Gürültü gücü, gürültü varyansı
θ	: Dikey açı, işaret ortalama geliş doğrultusu
$\Delta\theta$	: İki işaretin geliş doğrultularının ortalama geliş doğrultusuna göre sapması
$\Delta\theta_{\min}$	: İlintili olmayan iki işaretin ayırt edilebildiği minimum $\Delta\theta$
Φ	: İkili elemanlar arasındaki faz gecikmelerinden oluşan birim matris
U	: Işıma şiddeti
$u(t)$	: Çok kullanıcıli sistemde alınan giriş veri vektörü, referans işareti
$u(k)$	: Alınan işaret vektörü, anten elemanı çıkışı
$U(\theta, \phi)$	: Güç yoğunluğu, ışıma yoğunluğu
U_o	: İzotropik kaynağın ışıma şiddeti
$U_{\max}$	: Herhangi bir antende maksimum güç yoğunluğu
U_{ort}	: Yönsüz antenin ortalama güç yoğunluğu
v_i	: Özvektörler
V_n, E_n	: Özvektör matrisi
w	: Ağırlık vektörü, ağırlaştırma katsayıları
w_{pq}	: (p, q) düzleminde bir θ açısı üzerinden ortonormal düzlem rotasyonu
$x(n)$	: x dizisinin n. andaki örnek değeri
X_0, X_1	: Özdeş alt diziler
Δx	: Yer değiştirme miktarı
$y(n-l)$	: y dizisinin (n-l). andaki örnek değeri
$y(k)$	: Anten çıkış işareti

KABLOSUZ ALGILAYICILARDA MUSIC ALGORİTASI İLE DOA KESTİRİMİ

ÖZET

Bu tez çalışmasında, kablosuz algılayıcılardaki gelen işaretin doğrultusunu bulma probleminde özgün bir çalışma olarak, düzgün aralıklı bir dairesel anten dizisinde Çoklu İşaret Sınıflandırması (MUSIC) algoritması kullanılarak işaret geliş doğrultusu (DOA) kestirim performansının değerlendirilmesi hedeflenmiştir. Bu amaçla, önce antenler ve geliş doğrultusu kestirim yöntemleri genel olarak incelenmiş ve DOA kestirimi için yüksek çözünürlük sağlayan MUSIC algoritması seçilmiştir. Tüm yatay düzlemde DOA kestirimi yapabilmek için simetrik yapısından dolayı dairesel anten dizisinin kullanılmasının uygun olacağı değerlendirilmiştir. Ele alınan temel problem, bu anten dizisi için minimum yerleşim alanında en az DOA kestirim hatası sağlayacak bir dairesel dizi yapısının elde edilmesi ve çeşitli çalışma koşullarında performansının değerlendirilmesidir. Buradaki anten dizisinin yerleşim alanının en aza indirilme koşulu, akıllı anten uygulamasının insansız uçak (UAV) gibi bir platformda kullanılması durumunda oldukça önemlidir. Aslında burada verilen özgün çalışmanın amacı, bu tarz bir uygulamada akıllı anten için gereken DOA kestirim alt sisteminin tüm yatay düzlem için performansının ortaya konmasıdır.

Tezin giriş bölümünde, geliş doğrultusu kestiriminin uygulamalardaki önemi üzerinde durulmuş ve yüksek doğrulukta kestirilen geliş açılarının akıllı anten sistemlerinde kullanılmasının önemi vurgulanmıştır.

Bölüm 2’de, anten sisteminin temel kavramları incelenmiş ve akıllı anten sistemlerinin anten performansını tanımlamada kullanılan bazı temel anten parametrelerine değinilmiştir. Anten sistemleri kıyaslanmış ve haberleşme sistemlerinde akıllı anten sistemlerinin kullanılmasının yararları ortaya konmuştur.

Üçüncü bölümde, telsiz iletişimde kullanılan çoklu erişim yöntemleri ele alınarak birbirlerine göre karşılaştırılmaları verilmiştir ve akıllı anten sistemlerindeki kullanımları üzerinde durulmuştur.

Bölüm 4’te, tezde ele alınan DOA kestirim probleminin çözümünde kullanılan diğer yöntemleri de belirtmek amacıyla, geliş doğrultusu kestirim algoritmaları incelenmiş ve yöntemler birbirleriyle kıyaslanarak MUSIC algoritmasının yararları ortaya konmuştur.

Beşinci bölümde ise, telsiz haberleşme sistemlerinde kullanılabilecek akıllı anten sistemleri için donanım yapısı incelenmiş ve yapılacak bir sistem gerçekleştirmesine ilişkin donanım gereksinimleri örnek olarak verilmiştir.

6. bölümde, özgün bir çalışma olarak, dairesel dizilerde MUSIC algoritması kullanılarak elde edilen DOA kestirim performansı çeşitli durumlar için ele alınmış ve DOA kestirim hatası, dizi eleman sayısı, işaret gücü ve gürültü gücü parametrelerine göre irdelenmiştir.

Son olarak Bölüm 7’de tezde elde edilen sonuçlar değerlendirilerek gelecekte yapılabilecek çalışmalar için öneriler getirilmiştir. DOA belirleme algoritmasının değerlendirilmesi, kablosuz algılayıcıların sistem tasarımı bakımından önemlidir. Zira UAV gibi bir kablosuz algılayıcıda, DOA belirleme alt sistemi (akıllı anten) ile UAV’nin haberleşmesi daha az güç harcanarak gerçekleştirilebilir. Bu UAV’nin operasyon süresini uzatabilecek önemli bir kazançtır. Bu sistemin diğer bir operasyonel yararı da, UAV’nin elektronik harp alıcıları tarafından belirlenmesini de güçleştirilmesi dolayısıyla UAV’nin operasyonel güvenliğini arttırmasıdır.

DOA ESTIMATION WITH MUSIC ALGORITHM IN WIRELESS SENSORS

SUMMARY

In this thesis, as an original study on direction finding problem in wireless sensors, the evaluation of MUSIC algorithm's DOA estimation performance in a uniform circular array is aimed. To achieve this aim, at first, antennas and techniques for direction of arrival estimation are generally investigated and MUSIC algorithm which provides high resolution is chosen. In order to be able to estimate the DOAs in the whole horizontal plane, it is decided to use the circular arrays because of their symmetric structure. The fundamental problem in the study is to find the circular array structure that provides the least DOA estimation error in a minimum installation coverage area and to evaluate its performance under various working conditions. The constraint of the minimum installation coverage area of an antenna array is required in smart antenna applications such as unmanned air vehicle (UAV) platform. Therefore, the purpose of this original study is to find out the performance evaluation of the DOA estimation sub-system, which is required for the smart antenna in such an application, in the whole horizontal plane.

In the introduction chapter of the thesis, the importance of the direction of arrival estimation in applications is pointed out and the necessity of the usage of the high precision estimated direction of arrival angles in the smart antenna systems is emphasized.

In Chapter 2, basic concepts of antenna system are examined and some basic antenna parameters which are used to define the performance of smart antenna performance are explained. Antenna systems are compared and the benefits of smart antenna systems in communication systems are introduced.

In the third chapter, multiple access methods used in wireless communications are explained and compared with each other. The use of these methods in the smart antenna systems is emphasized.

In Chapter 4, in order to introduce the other methods used in the solution of DOA estimation problem that is investigated in the thesis, direction of arrival estimation algorithms are explained and compared. Therefore MUSIC algorithms advantages are indicated.

In Chapter 5, the hardware implementation for the smart antenna systems which can be used in wireless antenna systems is explored and hardware requirements for a realization of a system are given as an example.

As an original study, in Chapter 6, DOA estimation performance in circular arrays obtained by MUSIC algorithm is evaluated under various conditions and DOA

estimation error is investigated according to number of array elements, signal power and noise power parameters.

Lastly in Chapter 7, the original thesis study and the results obtained at the end of the study are evaluated and recommendations for further studies are proposed. The evaluation of DOA estimation algorithm is important for the system design of wireless sensors. In wireless sensors such as an UAV, the communication between DOA estimation sub-system (smart antenna) and the UAV can be realized with less power consumption. This is a fundamental gain that can make the operation time longer. This system makes the detection of UAV difficult for the electronic war receivers and hence another operational benefit of the system is the operational safety increasement.

1. GİRİŞ

1.1. Giriş ve Çalışmanın Amacı

Dünya çapında, mobil ağ kullanıcı sayısı hızla artmaktadır ve artan kapasite ihtiyacını karşılamak amacıyla akıllı anten sistemleri üzerindeki çalışmalar hız kazanmıştır. Akıllı anten sistemleri kullanılarak, haberleşme trafiğinin yoğun olduğu bölgelerde, sınırlı frekans spektrumunun etkin kullanılması sağlanır. Akıllı anten sistemleri için bu tez kapsamında ele alınan özgün bir uygulama alanı da kablosuz algılayıcılarda bu sistemlerin kullanılmasıdır.

Geliş doğrultusu (DOA) kestirim alt sisteminin kablosuz algılayıcılarda, örnek olarak insansız uçak (UAV) gibi bir platformda kullanılması UAV'ye operasyonel olarak önemli katkılar sağlar. Bunlar, UAV'nin operasyon süresini (havada kalış süresi) arttırması ve elektronik harp alıcıları tarafından belirlenmesini zorlaştırmasıdır. Zira DOA kestirimi ile UAV algılayıcısı operasyon merkezi ile yönlü bir anten aracılığıyla haberleşmeyi sağlayacağından yönlü antenin kazancı kadar bir farkla daha az bir verici çıkış gücü gereksinimi olacaktır. Diğer taraftan, haberleşmenin yönlü bir anten ile doğrudan operasyon merkezi ile yapılması nedeniyle UAV vericisinin diğer doğrultulardan algılanması güçleşir. Bu durum, UAV'nin operasyonel güvenliğini arttırır. Sonuç olarak, UAV gibi bir uygulamada akıllı anten ve onun alt bir sistemi olarak DOA kestirimi önemli yararlar sağlar. Bu bakımdan bir düzlemin tamamında DOA kestiriminin, olabildiğince küçük bir alana yerleştirilmiş bir anten dizisi kullanılarak gerçekleştirilmesi oldukça önemlidir. DOA kestirim performansının düzlemin tamamında değerlendirilmesi de uygulama bakımından ayrıca önem taşır. Bunun için, sahip olduğu simetrik yapıdan dolayı bir dairesel dizi kullanılmasının uygun olacağı açıktır. Bu tezde, DOA kestirim performansları irdelenerek 3-elemanlı dairesel dizi ve 4-elemanlı dairesel dizi üzerinde durulmuştur. Bir uygulamanın gereksinimi olarak ortaya çıkacak DOA kestirim hatası göz önünde tutularak, bu iki dairesel diziden birini seçmek uygun olacaktır. Ancak 3-elemanlı dairesel dizi, yer gereksinimi ve sistem basitliği açısından daha uygundur.

Bu tez çalışmasında, DOA kestirim algoritmalarının sistem bazında yerini göstermek amacıyla akıllı anten sistemleri üzerinde de durulmuştur. Burada verilen DOA kestirim algoritması bir haberleşme sistemi içerisinde kullanılacağı düşünülerek ele alınmıştır. Bu nedenle, DOA'sı kestirilecek işaretin yapısı da önem taşımaktadır. Kullanılan simülasyonlarda işaretin bu yapısı göz önüne alınarak DOA kestirim

performansı değerlendirilmiştir. Bunun için, haberleşme sistemlerinde kullanılan oğullama yöntemleri de ayrıca incelenmiştir.

Bu yöntemlerden uzaysal işaret işleme yöntemleri, akıllı anten sistemleri kullanılarak eşitlemeli birleştirme ya da uyarlamalı demet oluşturma yöntemleri ile uzay domeninde işaretlerin oğullanmasını sağlar. Akıllı anten sistemlerindeki sayısal işaret işlemci, işaretlerin geliş doğrultularını kestirir ve uyarlamalı demet oluşturma ile anteni, istenilen kullanıcı doğrultusunda en büyük ışımayı yapacak ve istenmeyen kullanıcılar doğrultularında ise ışıma diyagramında sıfırlar oluşturacak uygun ağırlık katsayılarını hesaplar. Akıllı anten sistemlerinde demet oluşturmada kullanılan uyarlamalı algoritmaların çalışabilmesi, ancak kullanıcıların DOA'ları arasında belli bir fark olması halinde mümkündür ve kullanılan algoritmalar ile işaretler birbirlerinden aynı anda ayırt edilebilmelidirler.

Tezde bu amaçla, oklu İşaret Sınıflandırması (MUSIC) algoritması kullanılarak düzgün aralıklı bir dairesel anten dizisiyle sağlanan DOA kestirim başarısını, dizi eleman sayısı, işaret gücü ve gürültü gücü parametrelerine göre en büyük yapan ve dairesel dizide dizi eleman sayısını veya dizi yerleşim alanını minimum kılacak şekilde bir değerlendirme yapılmaktadır.

2. ANTEN SİSTEMLERİNİN TEMEL KAVRAMLARI

2.1. Giriş

Anten, sınırsız ortam ile sınırlı ortam (iletim hattı, iletim borusu) arasında elektromagnetik işaret geçişini sağlayan bir arayüz elemanıdır. Bu eleman ile sınırsız ortamdan işaret alınabildiği gibi sınırsız ortama da bir işaret gönderilebilmektedir. Devre elemanı olarak anten, telsiz haberleşme sisteminin en önemli parçalarındandır. Anten tek başına kullanılabildiği gibi, birden fazla anten bir araya getirilerek dizi şeklinde de kullanılabilmektedir.

Antenler, çeşitli doğrultularda yaptıkları ışıma şiddetinin değişimine göre iki temel gruba ayrılırlar. Bunlar, her doğrultuda eşit ışıma yapan yönsüz (omni-directional) antenler ve bir doğrultuda diğerlerine göre daha çok ışıma yapan yönlü (directional) antenlerdir.

Gerçekleştirilme yapılarına göre, tel antenler, açıklık antenleri ve mikroşerit antenler gibi antenlerin birçok çeşidi vardır. Antenler radyo-televizyon yayınları, mobil haberleşme sistemleri, radar sistemleri gibi birçok uygulamada alıcı-verici olarak kullanılmaktadırlar. Antenler, anten parametreleri olarak adlandırılan temel özellikler ile karakterize edilebilirler.

2.2. Temel Kavramlar

Yönsüz antenler gücü her doğrultuya eşit olarak yayarlar. Antenden yayılan toplam güç, (2.1) ifadesi ile verilmektedir.

$$P_t = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} U(\theta, \phi) \sin(\theta, \phi) d\theta d\phi \quad (2.1)$$

$U(\theta, \phi)$: Güç yoğunluğu (ışınma yoğunluğu), [watt/rad²]

θ : yükselti açısı $\theta \in (0, \pi)$, ϕ : azimut açısı $\phi \in (0, 2\pi)$

Ortalama ve maksimum güç yoğunlukları ise, (2.2-2.4) bağıntılarında verilmektedir

$$U_{ort} = \frac{P_t}{4\pi} \quad (2.2)$$

$$U_{ort} = U(\theta, \phi) \quad (2.3)$$

$U(\theta, \phi)$: Güç yoğunluğu (ışınma yoğunluğu), [watt/rad²]

$$U_{maks} = \max_{\theta, \phi} \{U(\theta, \phi)\} \quad (2.4)$$

U_{ort} : Yönsüz antenin ortalama güç yoğunluğu

U_{maks} : Herhangi bir antende maksimum güç yoğunluğu

Anten kazancı ve anten kazancı tepe değeri aşağıda tanımlanmaktadır:

$$G(\theta, \phi) = \frac{eU(\theta, \phi)}{U_{ort}} \quad (2.5)$$

$$G_{tepe} = \frac{eU_{maks}}{U_{ort}} \quad (2.6)$$

e : anten verimi (%)

Alıcı antenin bir doğrultudan gelen elektromagnetik dalgadan aldığı güç aşağıdaki bağıntıda verilmektedir.

$$P_r(\theta, \phi) = G(\theta, \phi)P_t \frac{A}{4\pi r^2} \quad (2.7)$$

$P_r(\theta, \phi)$: Alıcı antenin (θ, ϕ) doğrultusundan aldığı güç

$G(\theta, \phi)$: Verici antenin (θ, ϕ) doğrultusundaki kazancı

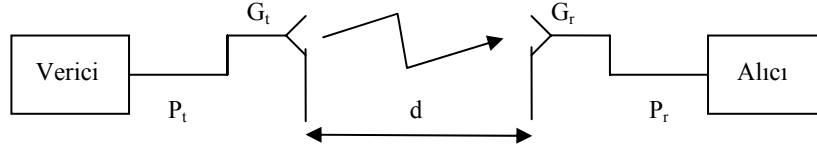
P_t : Uzaya verilen toplam güç

A_e : Alıcı antenin etkin alanı

r : Alıcı antenin verici antene olan uzaklığı

Bir antenin kazancı (G) ile etkin alanı (A_e) birbirine bağlıdır. λ , dalga boyu olup, bu bağıntı aşağıda gösterilmiştir:

$$G = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) A_e \quad (2.8)$$



Şekil 2.1: Antenler üzerinden işaret

Şekil 2.1’deki alıcı anten gücü,

$$P_r = G_t P_t \frac{A_e}{4\pi d^2} = G_t G_r P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.9)$$

ile verilen Friis Boşluk Bağlantı (Friis Free Space Link) denklemdir. Burada, P_r alıcı gücünü, G_t verici anten kazancını, P_t verici çıkış gücünü, A_e anten etkin alanını ve d alıcı - verici antenler arasındaki mesafeyi göstermektedir. L_p , yol kaybını göstermek üzere, denklem dB cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir [1],

$$P_r (dB) = P_t (dB) + G_t (dB) + G_r (dB) - L_p (dB) \quad (2.10a)$$

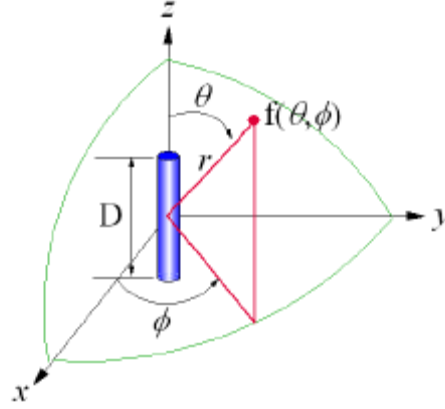
$$L_p = -20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (2.10b)$$

2.3. Antenlerin Temel Parametreleri

Bu bölümde, akıllı antenlerin anten performansını tanımlamada kullanılan bazı temel anten parametrelerine değinilmektedir.

Üzerinde durulacak temel anten parametreleri aşağıdaki gibi verilebilir:

- Işıma diyagramı,
- Anten sıfır doğrultuları,
- Ana demet,
- Anten demet genişliği,
- Yan demet,
- Arka demet,
- Anten kazancı,
- Anten verimi,
- Yöneltililik



Şekil 2.2: Küresel koordinat

Anten özellikleri azimut düzlemi (ϕ , yatay düzlem) ve yükselti düzlemi (θ , dikey düzlem) olarak adlandırılan iki ana düzlemde ölçülür. Şekil 2.2'deki D anten uzunluğunu, r orijine olan uzaklığı ve $f(\theta, \phi)$ bir doğrultuyu göstermektedir.

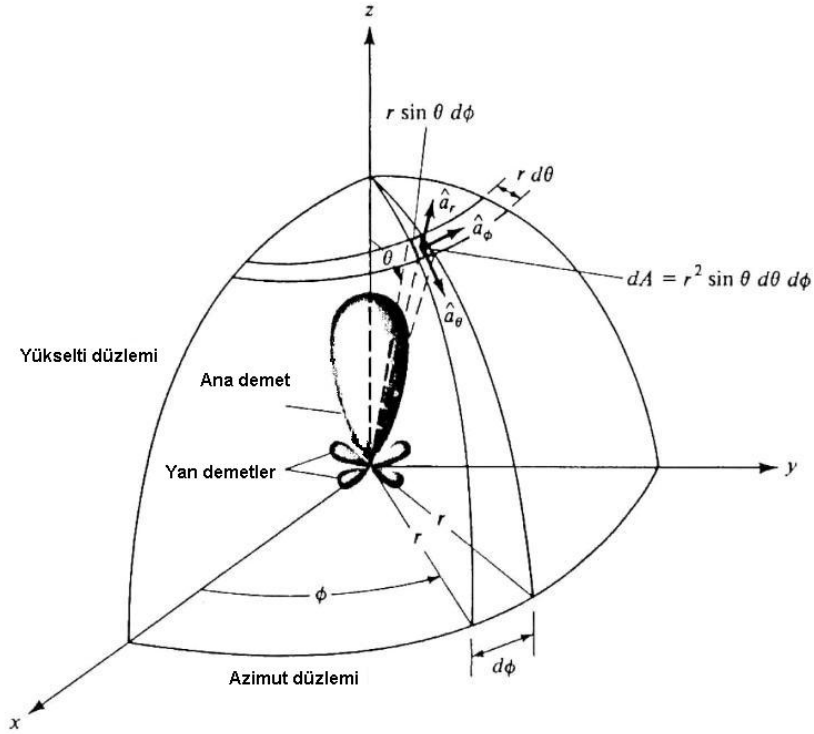
2.3.1. Işıma Diyagramı

Anten ışıma diyagramı, $f(\theta, \phi)$ doğrultusuna göre grafiksel veya matematiksel biçimde tanımlanır [2]. Işıma diyagramı uzak alan bölgesinde belirlenir. Genellikle, antenin ışıma özelliğini ortaya koymak üzere 3-boyutlu ışıma diyagramının yatay ve düşey düzlemlerdeki ara kesitleri kullanılır. Antenin ışıma yaptığı ana doğrultudaki ışıma özelliği bu ara kesit şekillerine bakılarak değerlendirilebilir. Eğer antenin ışıma yaptığı ana doğrultu yatay düzlemde değilse bu takdirde ana demetin simetri düzlemlerindeki kesitleri kullanılmaktadır.

Şekil 2.3'te anten analizi için bir koordinat sistemi gösterilmektedir. Antenin uzak alan bölgesinde olmak üzere, antene sabit bir uzaklıktaki küre yüzeyi üzerinde elektrik alan şiddetinin değişimi genlik alan ışıma diyagramı olarak adlandırılır.

Ancak uygulamada alan şiddetinin maksimum değerine göre normalize edilmiş değişimleri daha çok kullanılmaktadır. Benzer şekilde, alan şiddeti yerine güç yoğunluğu alınırsa, güç cinsinden ışıma diyagramı elde edilmiş olur. Güç diyagramı genellikle logaritmik ölçekte çizilir ve dB değerleri alır. Dolayısıyla, maksimum gücün olduğu doğrultuda, bağıl güç değeri 0 dB değerini alır ve diğer konumlardaki güç negatif değerlere sahiptir.

Işıma diyagramı kartezyen ya da polar koordinatlar kullanılarak gösterilebilir. Şekil 2.4'te ışıma diyagramı kartezyen koordinatlarda gösterilmektedir. Şekil 2.5'te görüldüğü gibi polar koordinatlardaki ışıma diyagramının bir (ϕ, r) noktasındaki r değeri, ışıma alan şiddetini veya ışıma gücünü, $(\phi, \theta = 90^\circ)$ ise ışıma doğrultusunu göstermektedir.



Şekil 2.3: Üç boyutlu tipik bir ışıma karakteristiği ve küresel koordinat sistemi [2].

2.3.2. Anten Sıfır Doğrultuları

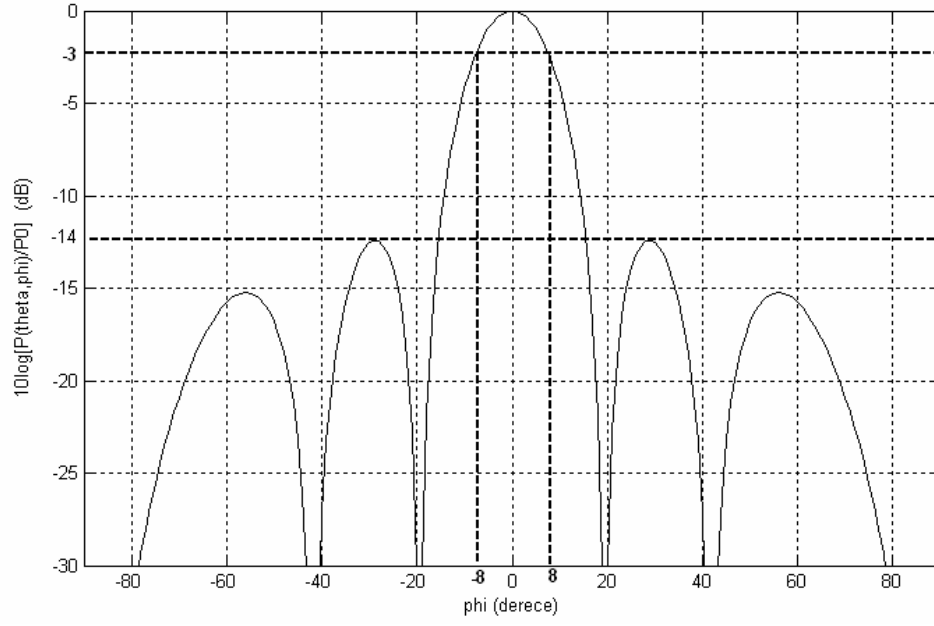
Anten sıfır doğrultuları (anten sıfırları), antenin güç yayılımı ve alımının olmadığı doğrultulardır. Örnek olarak Şekil 2.4'teki ışıma diyagramında anten sıfır doğrultuları $\theta = \text{sabit}$ iken, $\phi = -20^\circ$, $\phi = -40^\circ$, $\phi = 20^\circ$, $\phi = 40^\circ$ açılarında oluşmaktadır.

2.3.3. Ana Demet

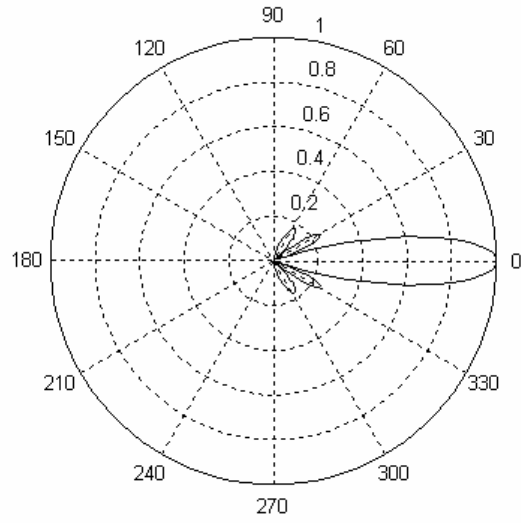
Anten demeti, anten sıfırlarıyla sınırlandırılmış ışıma diyagramı parçaları olup, ana demet, ışıma diyagramında en büyük ışıma doğrultusuna sahip ışıma demetidir. Örnek olarak, Şekil 2.4'te, ana demet, $\theta = \text{sabit}$, $\phi = 0^\circ$ doğrultusundadır, Şekil 2.5'te ana demet $\theta = 0^\circ$ doğrultusundadır.

2.3.4. Anten Demet Genişliği

Anten demet genişliği, sadece ana demet ile ilgilidir. Ana demetteki güç seviyesinin 3 dB azaldığı veya başka bir deyişle gücün yarısına düştüğü doğrultular arasındaki açısal fark olup derece veya radyan cinsinden ölçülür. Şekil 2.4'teki örnek için demet genişliği 16° 'dir.



Şekil 2.4: Kartezyen koordinatlarda bir anten ışıma diyagramı örneği



Şekil 2.5: Bir anten ışıma diyagramının polar koordinatlarda gösterilimi ($\theta = 90^\circ$: yatay düzlem).

2.3.5. Yan Demet

Ana demet haricinde kalan demetler, yan demet ve arka demet olarak isimlendirilir. İstenmeyen doğrultularda gerçekleşen ışımaları ifade ederler ve en küçük yapılmaya çalışılırlar. Yan demetler, ana demete komşu olan demetlerdir ve ana demetten itibaren sıra ile numaralandırılarak gösterilirler. Yan demetler, maksimum güç seviyesinin bulunduğu doğrultular ve bu doğrultulardaki güç seviyeleri ile karakterize edilirler. Şekil 2.4'teki örnekte 1. yan demetler -30° ve 30° doğrultularında bulunmaktadır ve maksimum güç seviyeleri de -14 dB'dir. Yan demet dışındaki diğer demetler arka demet olarak isimlendirilir.

2.3.6. Arka Demet

Genel olarak, arka demet, ana demete göre 180° 'lik bir açıda bulunan ve antenin geriye doğru yaptığı ışımayı gösteren demettir. Yan demetler gibi karakterize edilirler. Şekil 2.6'da ışıma diyagramı demetleri gösterilmektedir.

2.3.7. Anten Kazancı

Anten kazancı, verilen bir doğrultudaki antenin ışıma şiddetinin, antene verilen toplam gücün, kayıpsız ve yönsüz bir anten (izotropik anten) tarafından uzaya yayılması durumunda elde edilecek olan ışıma şiddetine oranı olarak tanımlanır.

Anten kazancı, $G(\theta, \phi)$, aşağıdaki denklemle ifade edilir:

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_g / 4\pi} \quad (2.11)$$

(θ, ϕ) : Verilen bir doğrultu

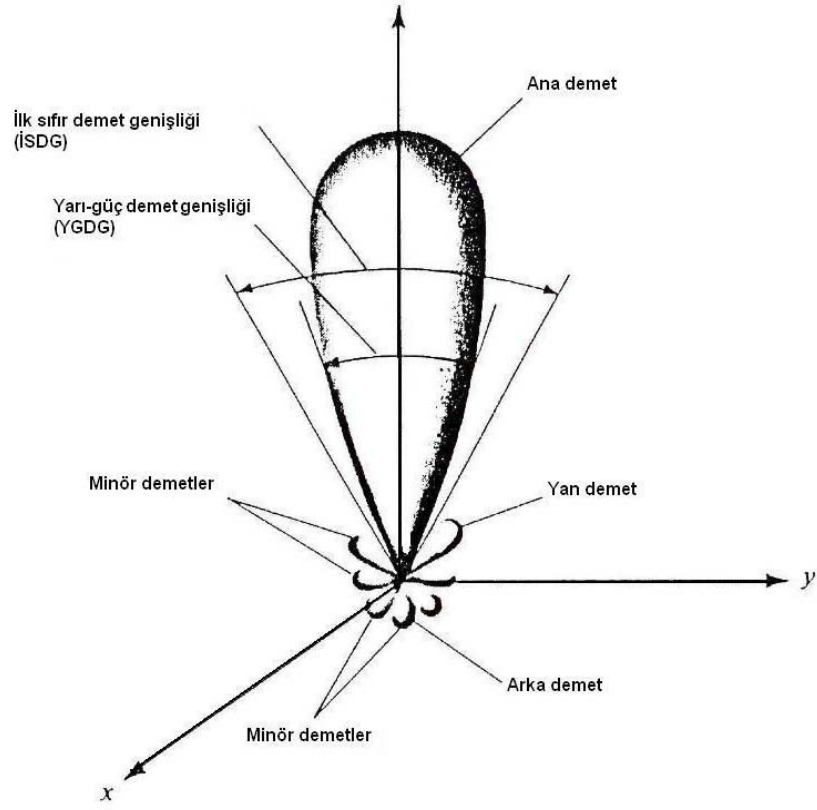
$U(\theta, \phi)$: Işıma şiddeti (Antenin birim katı açıya yaydığı güç, W/ birim katı açı)

P_g : Anten girişine gelen güç [W]

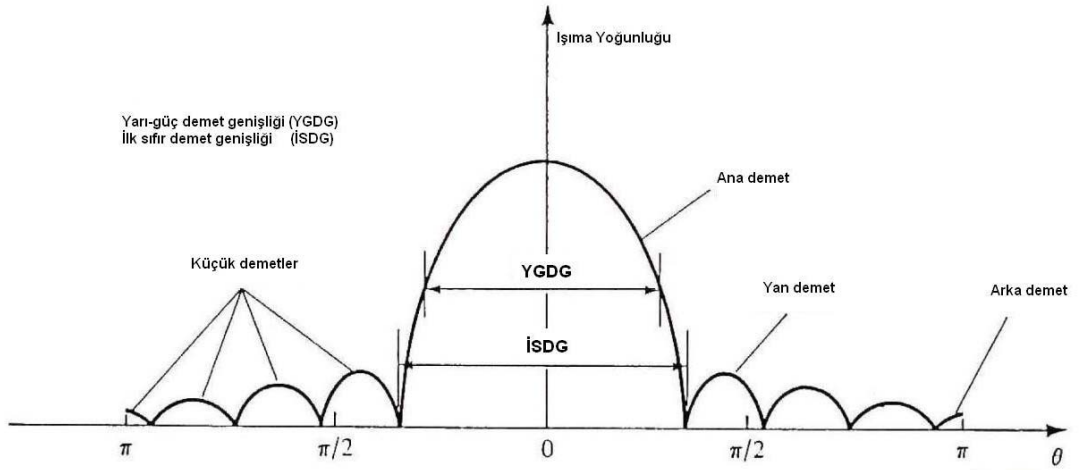
Denklemde geçen birim katı açı, radyan açı tanımının üç boyutlu uzaya genelleştirilmiş biçimi olup, birimi steradyan olarak verilir. Katı açı aşağıdaki denklemle ifade edilir:

$$\Omega = \frac{S}{R^2} \quad (2.12)$$

Ω : S küre yüzeyini gören katı açı, R : Kürenin yarıçapı



(a)



(b)

Şekil 2.6: (a) Anten diyagramının ışına demetleri ve demet genişlikleri. (b) Güç diyagramının lineer çizimi [2].

Kazanç ifadesi, ışıma yoğunluğu cinsinden de ifade edilebilir. Buna göre:

$$U(\theta, \phi) = P(\theta, \phi, r) r^2 \quad (2.13a)$$

$$P(\theta, \phi, r) = \frac{1}{2} \frac{E^2}{\eta} \quad (2.13b)$$

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_g / 4\pi} = \frac{P(\theta, \phi, r) r^2}{P_g / 4\pi} = \frac{P(\theta, \phi, r)}{P_g / 4\pi r^2} \quad (2.13c)$$

E : (θ, ϕ, r) noktasındaki elektrik alan şiddeti (V / m)

$P(\theta, \phi, r)$: ışıma şiddeti (W / m²)

η : $120\pi \ \Omega$ (dalga empedansı)

2.3.8. Anten Verimi

Anten verimi, ışıma gücünün, antene verilen toplam güce oranı olup, e ile gösterilir. Antene verilen gücün büyük bir kısmı, ışıma ile uzaya yayılırken (ışıma gücü), geri kalan kısmı iletim ve dielektrik kayıplarına uğrar. Anten veriminin matematiksel ifadesi,

$$e = \frac{P_{ışıma}}{P_{ışıma} + P_k} = \frac{P_{ışıma}}{P_g} \quad (2.14)$$

$P_{ışıma}$: Işıma ile uzaya yayılan güç

P_k : Antende kaybolan güç

P_g : Antene verilen güç

2.3.9. Yöneltililik

Anten yöneltiliği $D(\theta, \phi)$, (2.15) bağıntısıyla tanımlanır. Burada $P_{ışıma}$ antenin tüm uzaya yaydığı toplam ışıma gücüdür. Yöneltililik, anten ana demetiyle yakından ilişkilidir. Birçok anten, tüm doğrultular yerine, belirli bir doğrultuda gönderme veya alışı yaptığından, anten cevabının bu istenilen doğrultuda en büyük olması arzu edilir.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U}{U_0} = \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ışıma} / 4\pi} \quad (2.15)$$

U : ışıma şiddeti [W / birim katı açı]

U_0 : izotropik kaynağın ışıma şiddeti [W / birim katı açı]

$P_{ışıma}$: toplam ışıma gücü [W]

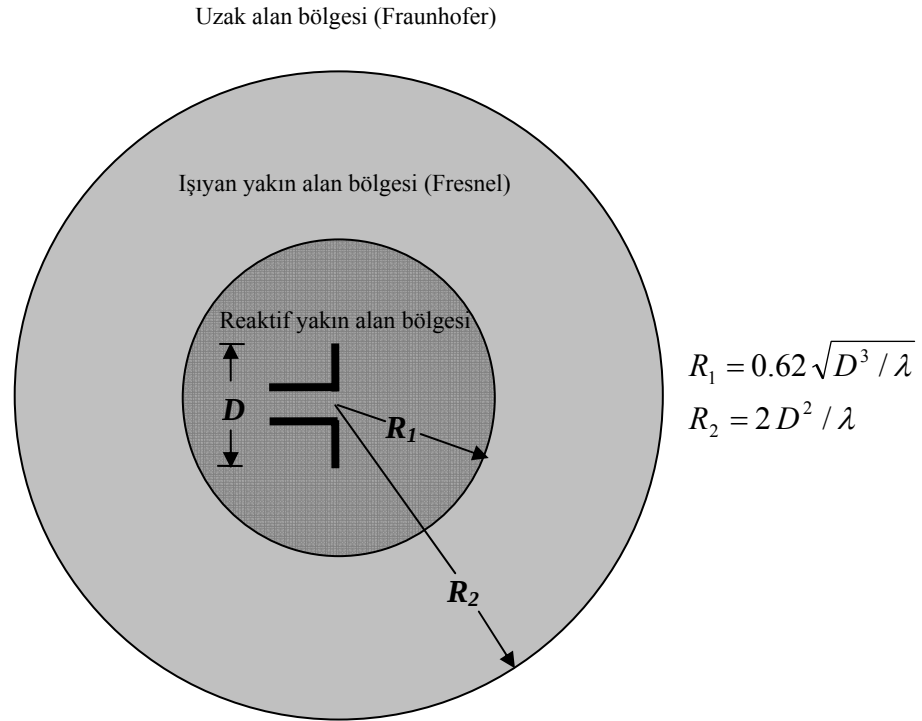
Anten yöneltiliği ile anten verimi arasındaki ilişki aşağıdaki denklemle verilebilir:

$$D(\theta, \phi) = \frac{G(\theta, \phi)}{e} \quad (2.16)$$

Denklemden görüleceği üzere, $e < 1$ olduğundan, yöneltilik her zaman kazançtan büyüktür.

2.4. Anten Bölgeleri

Anteni çevreleyen alan üç bölgeye ayrılır. Bunlar, reaktif yakın alan, ışıyan yakın alan (Fresnel) ve uzak alan (Fraunhofer) bölgeleridir. Şekil 2.7 ve 2.8’de bu bölgeler ve anten genlik diyagramı değişimleri gösterilmektedir.

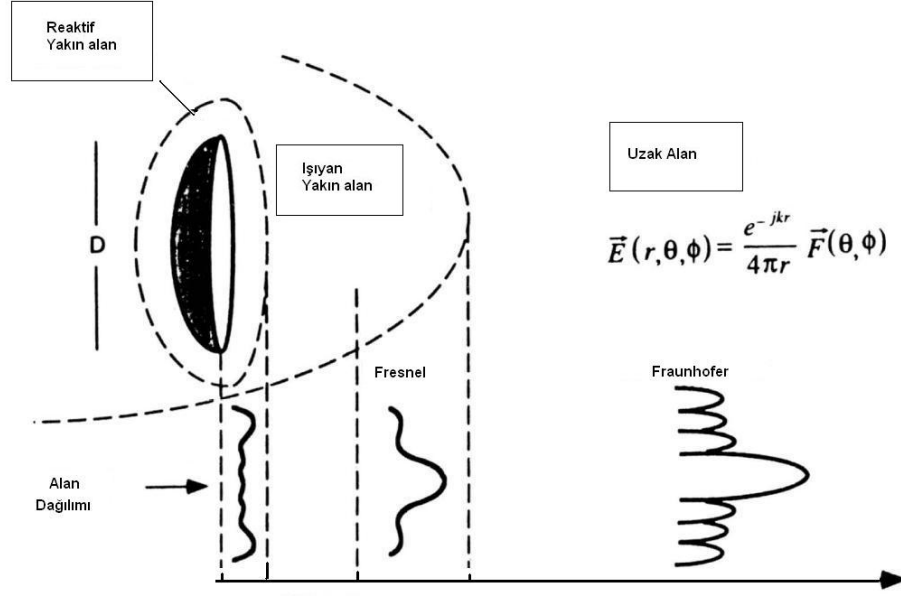


Şekil 2.7: Anten bölgeleri [2].

Reaktif yakın alan, yakın alan bölgesinin bir parçası olup, reaktif alanın etkin olduğu anteni hemen çevreleyen bölgedir ve D , en büyük anten boyutu, λ , dalga boyu olmak üzere, anten yüzeyinden yarıçapı $R < 0.62 \sqrt{D^3 / \lambda}$ olan uzaklıktaki bölgedir.

Yakın alan bölgesi, statik alan karakteristiğindeki $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ alanlarının baskın olduğu bölge olup, $R \geq 0.62 \sqrt{D^3 / \lambda}$ ile $R \leq 2 D^2 / \lambda$ ile sınırlanan bir bölgedir. Uzak alan bölgesi ise, dalga karakterinde olan $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ alanlarının bulunduğu ve $R > 2 D^2 / \lambda$ olan bölgedir.

Uzak alan bölgesinin antene yakın olan kısmında dalga hareketi küresel veya silindirik dalga niteliğindedir. Uzak alan bölgesinde ise, alan diyagramının biçimi uzaklıktan bağımsızdır ve dalgalar düzlemsel dalga şeklini alır.



Şekil 2.8: Anten genlik diyagramının bölgelere göre değişimi [2].

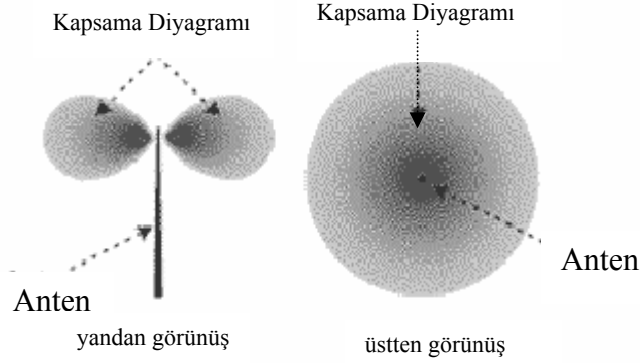
2.5. Antenler

Antenler, bir 3 boyutlu referans düzleminde ışıma yaptıkları doğrultuya göre, yönsüz ve yönlü antenler olmak üzere iki gruba ayrılarak incelenebilirler.

2.5.1. Yönsüz Antenler

Yönsüz antenler, uzaya yaydığı elektromagnetik dalga şiddeti bütün doğrultularda eşit olan antenlerdir. Belli bir kullanıcıya odaklanılmaksızın, ışıma gücü bütün yönler eşit olarak yayıldığından, yayılan gücün sadece bir bölümü istenilen kullanıcıya ulaşabilir. Bu antenlerden yayılan işaretin güç seviyesi artırılarak çevresel zorlukların üstesinden gelinebilir, ancak bu çok kullanıcı bir ortamda olumsuz etkilere yol açar. Çünkü istenilen kullanıcıya ulaşmayan işaretler, dolaylı dalga şeklinde aynı hücre içerisinde karıştırıcı bir etki yaratarak haberleşme kalitesini düşürür. Yönsüz anten uygulamalarında, spektral verimlilik düşer. Spektral verimlilik mobil haberleşme sistem performansının bir ölçüsüdür ve kanalın gerçek veri hızının, kanalın bant genişliğine oranıdır. Spektral verimlilik, günümüz ticari sistemlerinde 0.1-0.2 Bit/s/Hz/Hücre arasında değişmektedir [4]. Şekil 2.9’da yönsüz antene ait kapsama diyagramı gösterilmektedir, şekilden görüldüğü üzere, elektromagnetik enerji x-y düzleminde düzgün dağılmaktadır. Mobil sistemlerde, baz

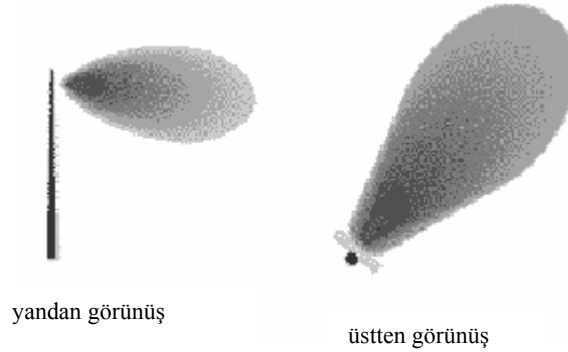
istasyonlarında, kapsama alanını arttırmak için yönsüz antenler kullanılmaktadır, ancak yönsüz antenlerin kullanılması gücün fazlaca tüketilmesine ve komşu baz istasyonlarında ortak kanal girişimine neden olur.



Şekil 2.9: Yönsüz anten [3].

2.5.2. Yönlü Antenler

Yönlü antenler, elektromagnetik dalgayı belirli bir yönde diğer yönlerle göre daha etkin olarak yayan veya alan antenlerdir. Bu baz istasyonuna ilişkin hücrenin sektörlere ayrılması ile sağlanır. Şekil 2.10'daki yönlü antene ait kapsama diyagramından görüldüğü üzere, antenden yayılan dalga belirli bir bölgede yoğunlaşmaktadır.



Şekil 2.10: Yönlü anten [3].

2.6. Anten Sistemleri

Sistem kapasitesini arttırmak ve ortak kanal girişimini azaltmak için, iki anten sistemi geliştirilmiştir:

- Sektörize edilmiş sistemler
- Çeşitleme sistemleri

2.6.1. Sektörize Edilmiş Sistemler

Sektörize edilmiş anten sistemlerinde, hücresel bölge, her biri yönlü antene sahip sektörler ayrılır. Her sektör ayrı bir hücre gibi düşünülebilir ve yönsüz antene sahip sisteme göre daha fazla kapsama alanına sahiptir. 360°'lik hücresel alan, genellikle 120°'lik üç sektöre ayrılır. Sektör antenleri, orijinal hücre içindeki girişimi azaltarak, aynı frekans kanalının tekrar kullanım imkanını artırır. Ayrıca, yönlü demetlere sahip olduklarından, komşu baz istasyonlarındaki ortak kanal girişimini azaltırlar.

2.6.2. Çeşitleme Sistemleri

Çeşitleme, bir radyo iletişim sisteminde sönümlenmenin ve çok yolluluğun etkilerini gidermek için, birden fazla taşıyıcı ve/veya birden fazla alıcı anten ya da birden fazla polarizasyon kullanılarak işaretin alıcıya daha büyük bir işaret gürültü oranı (SNR) değeriyle ulaşması sağlanır [5]. Sönümlenme ilintili (korelasyonlu) veya ilintisiz işaretler arasında olabilir. Haberleşme sistemlerindeki işaretler deterministik olmayıp, rasgeledir. Bu durumda, iki dizi arasındaki ilinti,

$$r_{xy}(l) = E[x(n)y(n-l)] \quad (2.17)$$

$E[.]$: beklenti operatörü

$x(n)$: x dizisinin n . andaki örnek değeri

$y(n-l)$: y dizisinin $(n-l)$. andaki örnek değeri

l : kaydırma parametresi

olup, $r_{xy}(l)$ değeri küçüldükçe çeşitleme sistem başarımı artar. İşaretlerin uygun bir şekilde birleştirilmesi, sönümlenmenin olumsuz etkilerini azaltır ve iletimin güvenilirliğini artırır. Kullanılmakta olan çeşitleme tipleri şunlardır:

- Açık Çeşitlemesi
- Frekans Çeşitlemesi
- Zaman Çeşitlemesi
- Uzaysal Çeşitleme
- Polarizasyon Çeşitlemesi

Açık çeşitlemesiyle, antene farklı yollardan ve farklı geliş açılarıyla gelen işaret bileşenleri yönlü antenler kullanılarak ayrılabilir. Her bir yönlü antenle farklı açılarda bileşenler birbirinden ayrıldığı için farklı yönlü antenlerden alınan işaretler ilintisiz olur.

Frekans çeşitlemesindeki farklı taşıyıcı frekanslarına sahip işaretler birbirinden bağımsızdır. İşaretlerin taşıyıcı frekansları birbirinden farklı olduğunda, bu frekanslara bağlı olarak, sönümlenmeler ilintisiz olur.

Zaman çeşitlemesiyle, aynı veri farklı zamanlarda gönderilir ve zaman aralıkları yeterince geniş tutularak alınan işaretlerin ilintisiz olması sağlanır.

Uzaysal çeşitlemede, alıcı, aralarında belirli bir uzaklık bulunan birçok antene sahiptir. λ , alınan işaretin dalga boyu olmak üzere, antenler arasındaki uzaklık $\lambda/2$ yapılarak, antenlerden alınan işaretlerin ilintisiz olması sağlanır.

Polarizasyon çeşitlemesi de uzaysal çeşitlemenin bir türü olup farklı antenler kullanılır. Antenler yatay veya dikey polarize olmuş dalga iletebilirler. Hem yatay hem de dikey polarize olmuş dalgalar aynı anda iletildiğinde, alınan işaretler ilintisiz olur.

Uzaysal çeşitleme yönteminde, M anten ile $M-1$ karıştırıcı, anten sıfır doğrultularına getirilebilir. Daha sık yerleşim bölgelerinde kullanılan ve daha küçük bir kapsama alanına fakat daha büyük kapasiteye sahip olan mikro hücrelerin kullanımına bir alternatif olarak uzaysal çeşitleme kullanılabilir. Mikro hücreler daha fazla baz istasyonu ve yeni baz istasyonlarının konumlarının belirlenmesi için daha kapsamlı bir planlama gerektirir. Uzaysal çeşitlemede ise daha fazla anten kullanılması, karmaşıklığı arttırsa bile, baz istasyonu sayısının ve frekans planlama ihtiyacının azalması bakımından, mikro hücrelere göre üstünlük sağlamaktadır. Ayrıca uzaysal çeşitleme ile, karıştırıcı etkileri azaltılarak baz istasyonunda harcanan güç miktarı da düşürülmektedir [4].

Çeşitlemede, anahtarlama çeşitleme ve çeşitlemeli birleştirme yöntemlerinden biri kullanılır.

2.6.2.1. Anahtarlama Çeşitleme

Anahtarlama çeşitleme (seçici birleştirme) yönteminde, sistem uygun antenler arasında sürekli anahtarlama yaparak en iyi hizmet veren antene alıcı kanalları birleştirir. Böylece işaret, antenlerin birinde sönümlenmeye uğradığında, işareti ilintisiz olarak alan diğer antende daha iyi alınır. Yöntemde, İşaret-Gürültü ve Karıştırıcı Oranı (SNIR) değerlerine bakılarak hangi antenin kullanılacağı belirlenir ve birleştirme anahtarlama yoluyla yapılır. Bu yöntem sönümlenmenin etkilerini azaltır ancak bir defada sadece bir anten kullanıldığından kazancı artırmaz. SNIR yerine güç temel alınarak da seçici birleştirme yapılabilir.

2.6.2.2. Çeşitlemeli Birleştirme

Çeşitlemeli birleştirmede, antenlerden gelen işaretlere toplanmadan önce faz kaydırması uygulanır. Fazlar (ϕ_n), SNIR oranını en büyük yapacak biçimde seçilmelidir. Bu yöntemde çok yollu işaretlerin güçleri birleştirildiğinden, seçici birleştirmeye göre daha büyük kazanç elde edilir. Diğer çeşitleme sistemlerinde, örneğin en büyük oran birleştirme sistemlerinde, tüm anten çıkışları, toplam alınan işaret enerjisinin gürültüye oranı en büyük yapılacak biçimde birleştirilir.

Aynı zamanda birçok kullanıcıya iletimi sağlamak ihtiyacı, eş zamanlı çalışan çeşitlemeli antenler olan akıllı anten sistemlerinin gelişmesinde etken olmuştur.

2.7. Akıllı Antenler

Dünya çapında, mobil ağ kullanıcı sayısındaki büyük artış nedeniyle hızlı ve ucuz kablosuz iletişimde artan kapasite ihtiyacını karşılamada uyarlamalı antenlere olan ilgi artmıştır. Üçüncü nesil ve gelecekteki kablosuz sistemlerde, uyarlamalı veya akıllı antenler üzerindeki çalışmalar hız kazanmaktadır. Akıllı anten sistemleri, trafiğin yoğun olduğu bölgelerde, radyo spektrumunun etkin kullanımına olanak sağlar.

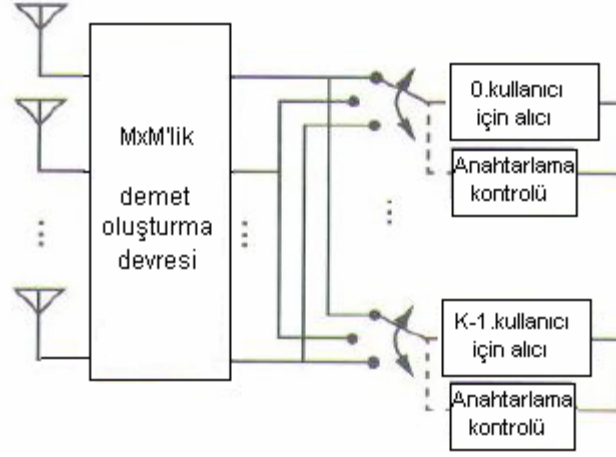
Akıllı anten sistemlerindeki sayısal işaret işlemci (DSP), işaretlerin geliş doğrultularını (DOA) kestirir ve uyarlamalı demet oluşturma ile anteni, istenilen işaret (SOI) yönünde en büyük ışımayı yapacak ve istenmeyen işaretler yönünde de ışıma diyagramının sıfırları gelecek şekilde yönlendirecek uygun ağırlık katsayılarını hesaplar [2].

Akıllı antenler, bir dizi anten elemanından oluşur ve kanaldaki gürültü, girişim etkileri ve istenen işaret yönündeki çok yollu zayıflamayı hafifletmek için ışıma diyagramını dinamik olarak değiştirirler. Akıllı anten sistemleri 2 grupta incelenebilir. Bunlar, anahtarlama demet sistemleri ve uyarlamalı anten dizileridir.

2.7.1. Anahtarlama Demet Sistemleri

Anahtarlama demet sistemleri, bir hücrenin baz istasyonunda kullanılan yönlü antenlerdir ve dizinin daha önceden belirlenmiş demetleri arasında anahtarlama fonksiyonunu gerçekleştirirler. Dizi elemanlarının çıkışları periyodik olarak örneklenerek en iyi alış demetine sahip eleman bulunur. Geleneksel antenlerle kıyaslandığında daha yüksek yön seçiciliğinden dolayı bir miktar kazanç elde edilir. Anahtarlama demet sistemleri, daha karmaşık yapıdaki uyarlamalı dizi sistemlerine kıyasla var olan hücre yapılarında daha kolay uygulanabilir ancak sınırlı bir gelişme elde edilir. Sistemde kullanılan anten ana demetleri sabit olup, kullanıcı bir ana

demet içinde hareket ettikçe işaretin gücü değişir. Şekil 2.11’de bir anahtarlama demet sistemi yapısı gösterilmektedir. Sadece bir demet oluşturma devresi, RF anahtarı ve belirli bir demeti seçmek için lojik kontrol devresinden oluşan sistem kurulum bakımından, uyarlamalı dizi sistemlerine göre daha basittir. Demeti seçmek için M adet daha önceden belirlenmiş ağırlık vektörleri kullanılır. Her alıcı için farklı bir demet seçimi yapılmalıdır [1].



Şekil 2.11: M dizi elemanı ile M demet oluşturan anahtarlama demet sistemi [1].

2.7.2. Uyarlamalı Dizi Sistemleri

Uyarlamalı dizi sistemlerinde, anten ağırlık katsayıları dinamik olarak değiştirilir ve ışıma diyagramı, istenen işaretin işaret-gürültü oranını (SNR) arttıracak biçimde kanal gürültüsü ve karıştırıcı etkilerindeki değişimlere göre ayarlanır. Şekil 2.12’de gösterilen uyarlamalı dizi yapısındaki, ağırlık vektörü (w) en yüksek işaret kalitesini sağlamak amacıyla sürekli değiştirilir [1].

Uyarlamalı dizi sistemlerinde, karıştırıcılar, ışıma diyagramının sıfırlarına denk düşürülür. Karıştırıcı doğrultuları geliş doğrultusu (DOA) algoritması ile izlenir.

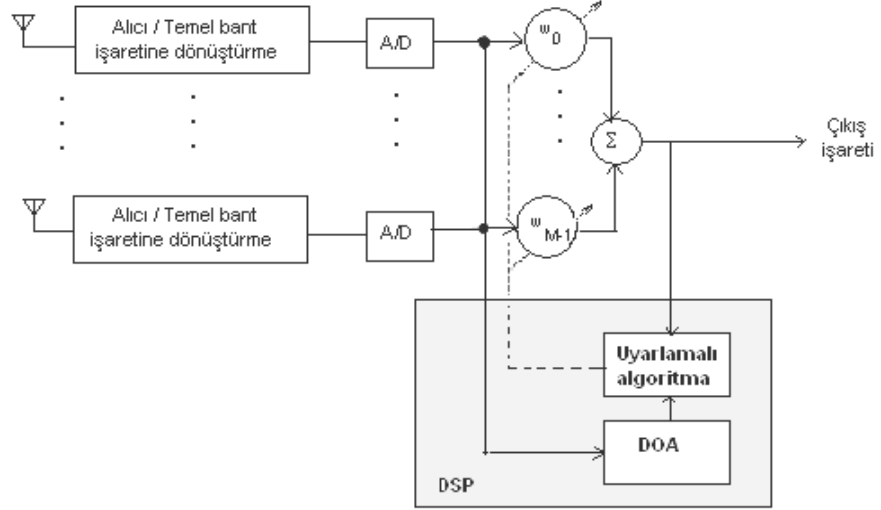
Anten dizisi aynı zamanda, çok yollu işaretleri de uzay çoğullama yöntemi ile bileştirir böylece işaret-karıştırıcı oranı (SIR) artırılmış olur. Uyarlamalı anten dizileri her bir hücre için ışıma diyagramını daha geniş kapsama alanında kontrol edebildiklerinden kapasiteyi büyük oranda arttırırlar.

2.7.3. Akıllı Anten Sistemlerinin Yararları

Akıllı anten sistemleriyle, çok yollu yayılmanın mevcut olduğu ortamlarda meydana gelen zaman gecikmesi, çok yollu zayıflama, aynı frekansları kullanan hücreler arasında görülen komşu kanalların karışması ve bit hata oranı azaltılır, baz istasyonu

sayısındaki azalma ile sistem karmaşıklığı ve maliyet düşürülür [7]. Akıllı anten dizisinin DOA'ya göre kanallar (SDMA) yaratmasıyla spektrum verimliliği artar. İşaretler burada SDMA ile uzaysal olarak birbirlerinden ayrılabilirler. SDMA erişim yöntemi, TDMA veya CDMA ve FDMA gibi çoklu erişim yöntemleriyle birlikte kullanılabilir. Bu yöntemler üçüncü bölümde ele alınmaktadır.

Anten sistemi, istenilen işaret kaynağının yönünü DOA kestirimi algoritmaları ile bulur. Böylece istenilen işaret ile komşu kanal karıştırıcıları ayırt edilebilir.



Şekil 2.12: Uyarlamalı dizi yapısı [2].

3. TELSİZ İLETİŞİM İÇİN ÇOKLU ERİŞİM YÖNTEMLERİ

3.1. Giriş

Telsiz iletişim uygulamalarında çoklu erişim yöntemleri kullanılarak, mobil kullanıcıların sınırlı radyo spektrumunu aynı anda paylaşabilmeleri sağlanır. Kullanılabilir bant genişliği veya kullanılabilir kanallar, kullanıcılar arasında paylaştırılarak, sistem performansında azalma olmaksızın yüksek kalitede haberleşme elde edilir.

Çoklu erişim terimi, daha çok, kullanıcıların ortak bir yayın ortamına paralel olarak bağlandığı yayın sistemleri için kullanılır. Bir kullanıcı, aynı ortama bağlı bir veya daha fazla kullanıcıya iletim yapabilir. Bu sistemler yayılım gecikmeleri ile karakterize edilirler. Yerel alan ağları, hücresel mobil ağlar ve uydu sistemleri bu sistemlere örnek olarak verilebilirler.

Dört temel çoklu erişim yöntemi vardır:

- FDMA (Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim)
- TDMA (Zaman Bölüşümlü Çoklu Erişim)
- CDMA (Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim)
- SDMA (Uzam Bölüşümlü Çoklu Erişim [6])

FDMA, farklı taşıyıcı frekanslarını, TDMA farklı zaman dilimlerini, CDMA farklı kod dizilerini, SDMA ise farklı uzay yollarını kullanarak işaretleri birbirlerine dik hale getirirler. Tablo 3.1’de farklı mobil iletişim sistemlerinde kullanılan çoklu erişim yöntemlerine örnekler verilmiştir.

3.2. Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim

FDMA yönteminde, farklı frekans kanalları farklı kullanıcılara tahsis edilir. Her kullanıcıya tek bir frekans bandı veya kanal ayrılır. Kanallar hizmet isteyen kullanıcılara atanır ve aynı frekans bandı, kullanım süresi boyunca başka kullanıcılar tarafından kullanılamaz. Dolayısıyla, farklı kullanıcılara ayrılan işaretler birbirlerine dik olurlar. Ancak, pratikte bant dışındaki spektral bileşenler tamamen bastırılmadığı için işaretler tam olarak dik olmayabilir ve komşu kanallar arası

girişimi azaltmak için frekans bantları arasına koruma bandı denilen boş bırakılmış frekans aralıkları yerleştirilir.

Tablo 3.1: Farklı telsiz iletişim sistemlerinde kullanılan çoklu erişim yöntemleri [8].

Hücreli Sistem	Çoklu Erişim Yöntemi
İleri Mobil Telefon Sistemi (AMPS)	FDMA/FDD
Mobil Haberleşme İçin Küresel Sistem (GSM)	TDMA/FDD
Sayısal Avrupa Kablosuz Telefon Sistemi (DECT)	FDMA/TDD
Amerikan Dar Bantlı Yayılı Spektrum Sistemi (IS-95)	CDMA/FDD
CT2 (Kablosuz Telefon)	FDMA/TDD
Japon Sayısal Hücreli Sistemi (JDC)	TDMA/FDD
Amerikan Sayısal Hücreli Sistemi (USDC)	TDMA/FDD

FDMA, zamanlama kontrolü veya senkronizasyon gerektirmeyen sürekli bir iletim biçimidir. Sürekli iletimin bir ihtiyaç olduğu analog hizmetlerin ilk zamanlarında FDMA yaygın olarak kullanılmıştır. Dar bant kanallarından dolayı iletim hızı sınırlıdır ve simgeler arası girişimin etkileri, çapraz-karışma ile faz ve genlik bozulmaları azdır. Kanal denkleştirme ihtiyacı çok azdır veya hiç yoktur. Bu avantajlarından ötürü FDMA'nın donanımı basittir.

3.3. Zaman Bölüşümlü Çoklu Erişim

Analog sistemlerin sınırlamalarının üstesinden gelebilmek için sayısal modülasyon tekniklerini kullanan ikinci nesil mobil sistemler geliştirilmiştir. Sayısal modülasyon, analog sistemler üzerinde birçok yararlar sağlar. Bu yararlar arasında, iletilen işaretin neredeyse gürültüsüz bir kopyasının yeniden oluşturulabilmesi, gelişmiş iletim ve işaret işleme teknikleri ile kullanıcılar tahsis edilmiş iletim zamanının her iki yönde sadece belli bir dilimini kullandıklarından, sürekli olmayan (patlamalı tipte) iletim sayılabilir. Sayısal modülasyonun bu avantajlarını tamamen kullanabilmede TDMA, FDMA'ye göre daha uygun bir yöntemdir.

TDMA'de, iletim zamanı eksenini eşit süreli çerçevelere bölünür ve her bir çerçeve de eşit sürelerle sahip, aynı sayıda zaman dilimlerine ayrılır. Bir çerçeve içindeki her zaman dilimi farklı bir kullanıcıya ayrılır ve tüm çerçeve dizileri boyunca ayrılan zaman dilimi aynı kalır. Yani bir kullanıcı her çerçevede belirli bir zaman dilimi boyunca iletim yapabilir dolayısıyla bu zaman diliminde tüm kanal bant genişliğini kullanabilir. Zaman domenini paylaşan kullanıcılar aynı taşıyıcı frekansını kullanabilirler. TDMA'de bir çerçevede 8 tane zaman dilimi vardır. Her bir çerçevenin süresi 4.616 ms ve her bir zaman diliminin süresi 0.577 ms'dir. Zaman dilimleri arasına koruma zamanı konularak, farklı yayılım zamanlarından dolayı

işaretlerin örtüşmesi engellenir [9]. Örtüşme olmadığından, işaretler diktir ve istenilen işaretin iletimi sırasında alıcıda anahtarlama yapılarak ilgilenilen işaret elde edilir. Dolayısıyla, alıcı filtreleri, FDMA'deki bant geçiren filtreler yerine pencere filtreleridir. Sonuç olarak, şebekenin senkronizasyonu izin verdiği ölçüde, iletim arasındaki koruma zamanı küçük tutulabilir.

Kullanıcıdan baz istasyonuna veya baz istasyonundan kullanıcıya olan trafik farklı taşıyıcı frekanslarının kullanıldığı FDD (Çift Yönlü Frekans Bölüşümü) yöntemi veya TDD (Çift Yönlü Zaman Bölüşümü) yöntemi kullanılarak ayrı olarak gerçekleştirilir. FDD, daha az iletim bant genişliği ve her iki yöndeki iletimdeki karıştırıcı işaretlerin etkisinin azaltılması için daha az doğru senkronizasyon gerektirir. TDD sistemi ise donanım bakımından daha basittir ve bant genişliği tahsisi daha esnektir. Tablo 3.1'de görüldüğü üzere GSM, IS-95 gibi sistemlerde FDD kullanılırken, DECT'te TDD kullanılır [9].

GSM gibi hücresel sistemlerde, TDMA ile FDMA birlikte kullanılır. Baz istasyonlarında iyi senkronizasyon gerektirmeden dik işaretleşmeyi elde etmek için komşu hücrelerde farklı frekanslar kullanılır. Her bir hücrede kanal tahsisi ayrı ayrı gerçekleştirilebilir. Bir hücrede, aynı zaman domenindeki kullanıcılar bir veya daha çok frekansı paylaşabilirler. Baz istasyonlarındaki TDMA sistemlerinde radyo ve işaret işleme teçhizatı aynı frekansta iletişim yapan kullanıcılar tarafından ortak kullanılabilir.

3.4. Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim

CDMA yönteminde, temel bantlı işaret, yayan işaret adı verilen çok geniş bant genişliğine sahip bir işaretle çarpılır ve frekans spektrumunda yayılır. Bu yayan işaret, bir sözde-gürültü kod dizisidir. Kod dizisi, temel bant işaretinden daha yüksek veri hızında üretilen 0 ve 1'lerden oluşur ve koddaki bir bite "çip" adı verilir. Kod dizisinin hızı çip hızı olarak ifade edilir. Alıcıda zaman ilinti işlemi yapılarak sadece istenilen kod kelimesi algılanır ve bant geçiren filtre ile istenilen işaret elde edilir [10]. İşaretin algılanması için alıcının, verici tarafından kullanılan kod kelimesini bilmesi gerekir. Her bir kullanıcının haberleşmesi, diğer kullanıcıların bilgisini bilmeden, bağımsız olarak gerçekleştirilir.

CDMA ile tüm kullanıcılar aynı taşıyıcı frekansını kullanırlar ve aynı anda iletim yapabilirler. Her kullanıcı farklı sözde rasgele kod kelimesine sahiptir ve bu kod kelimeleri birbirlerine diktir. Kod dizilerinin ilintisiz olması sağlanır [4].

CDMA’de, çapraz ilinti fonksiyonu iki farklı kodun birbirleriyle ne kadar benzer olduğunun bir ölçüsüdür ve küçük olmalıdır. İlinti büyüdükçe, istenilen işareti elde etmek o kadar zorlaşır. Bir kodun, kendisinin zaman gecikmeli sürümüyle ilintisi olan öz-iliski fonksiyonu, sıfırdan farklı bir kaydırma parametresi için sıfır olmalıdır. Böylece çok yolluluk engellenebilir.

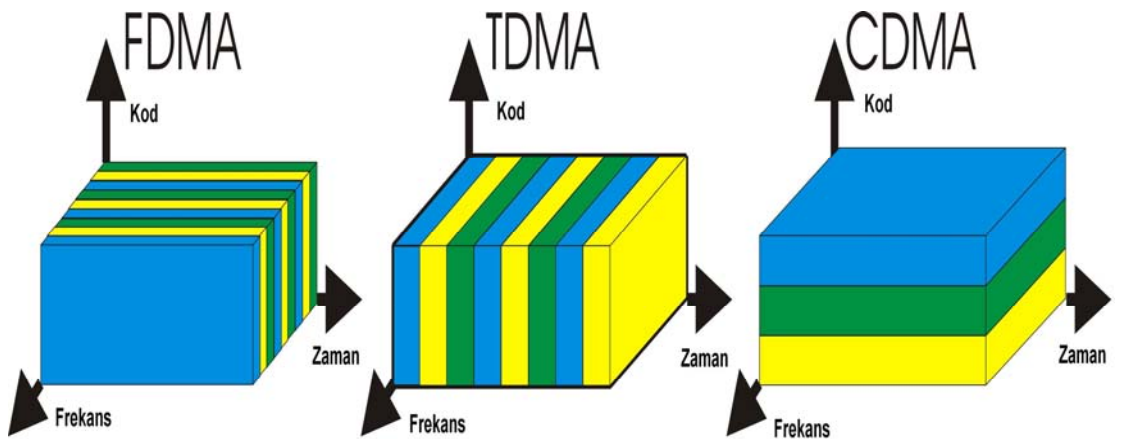
CDMA’de, TDMA’deki gibi kullanıcılar arasında iyi bir senkronizasyon olması gerekmez. Ayrıca kapsama alanında frekanslar tekrar kullanılabilirdiği için frekans planlamasının yapılmasını da gerektirmez.

Yayılı spektrumlu iletişimin iki ana çeşidi vardır:

- Doğrudan Diziyle Yayma (Direct Sequence, DS)
- Frekans Sıçramalı (Frequency Hop, FH)

Doğrudan diziyle yayma-yayılı spektrumlu iletişimde (DS-SS), bilgi işareti çok daha hızlı değişen ve sözde rasgele diziden oluşan bir işaret ile çarpılarak işaretin spektrumu yayılır. Frekans Sıçramalı-yayılı spektrumlu iletişimde (FH-SS) [5], taşıyıcı frekansı kısa aralıklarla sürekli değiştirilir ve bir FDMA sisteme benzer.

Günümüz CDMA sisteminde, DS-SS oldukça benimsenmiş bir sistemdir. Her yöntemin olumlu ve olumsuz yanları vardır. Pratikte, her bölüşümlü çoklu erişimin performansı uygulamaya bağlı olarak değişim gösterir. Her durum için en uygun tek bir yöntem mevcut olmamakla beraber, CDMA yöntemi diğer yöntemlere kıyasla daha belirgin avantajlara sahiptir. Şekil 3.1’de FDMA, TDMA ve CDMA yapıları gösterilmektedir.



Şekil 3.1: FDMA, TDMA, CDMA yapısı [11].

3.5. Uzam Bölüşümlü Çoklu Erişim

SDMA yönteminde, anten dizisi kullanılarak her kullanıcı için uzayda yayılan enerji kontrol edilir. Her alıcının alışı doğrultusu uzaysal olarak kontrol edilerek sadece istenen göndericinin, alıcının ışıma demeti içine düşmesi sağlanır. Bu yöntemde farklı kullanıcılar aynı spektral kaynakları kullanırlar ve SDMA sadece coğrafi olarak dağılmış yayınlama sistemlerine uygundur. Pratikte, birçok gönderici alıcı demetinin içine düştüğünden ilave olarak ikinci bir çoklu erişim yöntemini de SDMA ile birlikte kullanmak gerekir.

SDMA yönteminde uzak kaynaktan gelen işaret dizideki antenlere farklı anlarda erişir, bu gecikme bir bölgedeki kullanıcıları diğer bölgedeki kullanıcılardan ayırt etmede kullanılır. Farklı kullanıcıların aynı kanalı kullanması durumunda, baz istasyonunda akıllı anten sistemleri kullanılarak, istenmeyen kullanıcılara ışıma diyagramının sıfır doğrultularını denk getirilir, böylece işaretlerin birbirlerini etkilemesi engellenir.

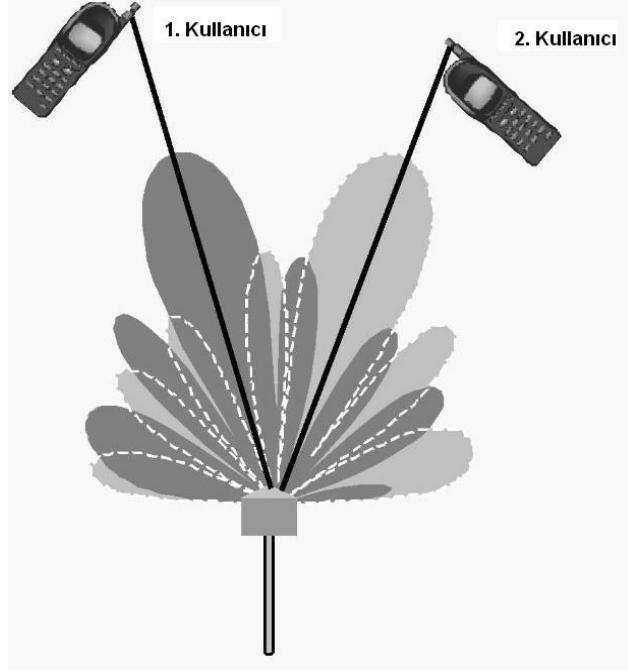
Şekil 3.2’de bir SDMA sisteminde kullanılan baz istasyonunun ışıma diyagramı gösterilmektedir. Her kullanıcı için baz istasyonundaki akıllı antenler ile farklı bir demet oluşturulmakta ve istenmeyen işaretler demetin sıfırlarına denk düşürülmektedir.

İstenmeyen işaretler antenin sıfır doğrultularına denk geldiğinden işaret-karıştırıcı oranı düşmektedir. Mobil iletişim sistemlerinde kullanılan frekans bandı sınırlı olduğundan komşu hücrelerin frekansları birbirlerini etkilemeyecek mesafelerde tekrarlanabilir. SDMA ile komşu hücrelerdeki aynı kanalı kullanan kullanıcılarda girişim oluşmayacak şekilde antenlerin ışıma diyagramları ayarlanarak frekansın tekrar kullanım mesafesi düşürülebilir.

CDMA, iletişim sisteminin yapısını tamamen değiştirmeyi gerektirirken, SDMA iletişim sisteminde köklü bir değişiklik yapmayı gerektirmez. SDMA’de sadece baz istasyonunda akıllı antenlerin kullanılması gerekir, dolayısıyla baz istasyonundaki işlem yükü artmaktadır. Akıllı antenlerle demetlerin kullanıcılara göre uyarlanması, geliş açısı kestirimi, ağırlık katsayıları hesaplanması ve uyarlamalı algoritmalar ile sağlanır.

SDMA ile anten dizisinin sağladığı kazanç sayesinde, kapsama alanı, tek bir elemanınkinden daha fazla olmakta ve belli bir alana hizmet verecek hücre sayısı azalarak, hücrenin menzili artmaktadır.

SDMA’de çok yollu işaretlerin etkisi azalır. İletim için uzaysal kanallar seçildiğinden, geleneksel bir baz istasyonuna göre daha az güç harcanır.



Şekil 3.2: SDMA çok demetli sistem [2].

Sistem kapasitesi ise iki şekilde artar:

- a) Hücre sayısı azaldığından frekansın yeniden kullanımı azalır. Dolayısıyla komşu kanal işaretlerinin etkisi azalır.
- b) Her bir hücre içinde TDMA, FDMA veya CDMA kanalları üzerinde farklı uzaysal kanallar oluşturularak kanalların yeniden kullanımı sağlanır.

AMPS, GSM, DECT, IS-95 gibi frekans bandı farklı sistemler ve farklı modülasyon türleriyle de uyumludur [6]. Farklı dizi geometrileri ve anten çeşitleriyle de kullanılabilir.

4. GELİŞ DOĞRULTUSU KESTİRİM ALGORİTMALARI

4.1. Giriş

Bu bölümde, bir anten dizisine gelen radyo işaretinin geliş doğrultusunun (DOA) kestiriminde kullanılan çeşitli yöntemler üzerine durulmaktadır. Akıllı anten uygulamalarında, RF işaretlerinin geliş doğrultusunun bulunması büyük önem taşımaktadır.

DOA kestirim yöntemleri dört ana gruba ayrılmaktadır. Bunlar, geleneksel yöntemler, altuzay (subspace) temelli yöntemler, maksimum olabilirlik yöntemleri ve tümleşik (entegre) yöntemlerdir. Geleneksel yöntemler, klasik demet oluşturma yöntemlerine dayanmaktadır ve yüksek çözünürlük elde etmek için çok sayıda elemana ihtiyaç duyarlar. Altuzay temelli yöntemler ise giriş veri matrisinin özvektörlerini kullanan yüksek çözünürlüklü yöntemlerdir. Maksimum olabilirlik yöntemleri, düşük işaret/gürültü oranlarında bile iyi performans sergileyen yöntemlerdir, ancak hesap karmaşıklığı fazladır.

4.2. DOA Kestirimi İçin Geleneksel Yöntemler

DOA kestirimi için geleneksel yöntemler, demet oluşturma ve sıfır-yöneltme (null-steering) kavramlarına dayanır; alınan işaret vektörü, $\mathbf{u}(k)$ veya işaret ve gürültünün istatistiksel modelini kullanmaz.

Geleneksel DOA kestirim yöntemleriyle, demetler bütün doğrultulara elektronik olarak yöneltir ve çıkış gücündeki tepeler aranır [12]. Geleneksel yöntemler arasında gecikme-ve-toplama (delay-and-sum) yöntemi ile Capon'un minimum varyans yöntemi sayılabilir.

4.2.1. Gecikme-ve-toplama Yöntemi

Gecikme-ve-toplama yöntemi, klasik demet oluşturma yöntemi veya Fourier yöntemi olarak da adlandırılan, DOA kestirimi için en basit yöntemlerden biridir. Şekil 4.1'de, dar bantlı demet oluşturma yapısı gösterilmektedir. Çıkış işareti, $y(k)$, eleman çıkışlarının lineer ağırlaştırılmış toplamıdır ve aşağıdaki denklemle ifade edilir:

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{u}(k) \quad (4.1)$$

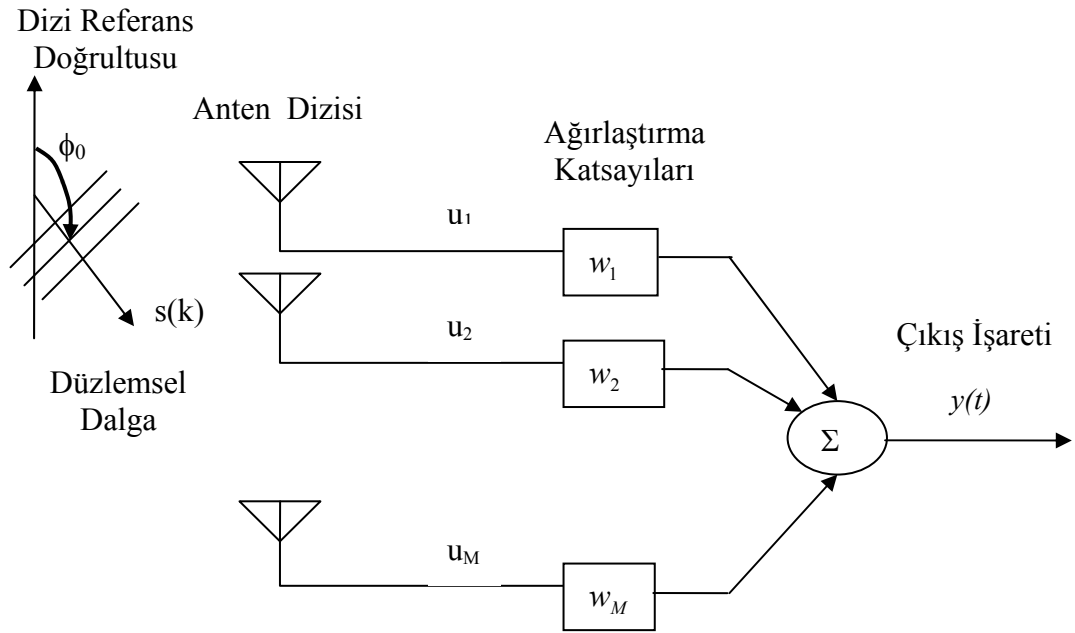
$\mathbf{u}(k)$: eleman çıkışı

$\mathbf{w}$: ağırlaştırma katsayıları

Geleneksel demet oluşturunun toplam çıkış gücü ise,

$$P_{cbf} = E[|y(k)|^2] = E[|\mathbf{w}^H \mathbf{u}(k)|^2] = \mathbf{w}^H E[\mathbf{u}(k) \mathbf{u}^H(k)] \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} \quad (4.2)$$

ile ifade edilir [13]. Burada, $\mathbf{R}_{uu}$, giriş veri dizisinin otokorelasyon matrisi ve $\mathbf{w}^H$, $\mathbf{w}$ 'nin Hermitiyeni (eşlenik transpozesi)'dir.



Şekil 4.1: Klasik demet oluşturma yapısı.

Diziye ϕ_0 açısıyla $s(k)$ işaretinin geldiğini düşünürsek, dar bantlı giriş veri modelinde, demet oluşturunun çıkışındaki güç,

$$\begin{aligned} P_{cbf}(\phi_0) &= E[|\mathbf{w}^H \mathbf{u}(k)|^2] = E[|\mathbf{w}^H (\mathbf{a}(\phi_0) \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k))|^2] \\ &= \left(|\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\phi_0)|^2 (\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

$\mathbf{a}(\phi_0)$: DOA açısı ϕ_0 'a ilişkin yöneltme vektörü,

$\mathbf{n}(k)$: dizi girişindeki gürültü vektörü,

$\sigma_s^2 = E[s(k)^2]$: işaret gücü,

$\sigma_n^2 = E[n(k)^2]$: gürültü gücü,

$k = 1, 2, 3, \dots, M$ (dizi elemanı sıra numarası)

olur. Denklemden görüldüğü üzere, çıkış gücü, $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\phi_0)$ değerinde en büyük değerini alır. Bu demektir ki, alıcı anten, ϕ_0 doğrultusundaki $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\phi_0)$ ağırlık vektörü için en büyük kazanca sahiptir.

DOA kestirimindeki klasik demet oluşturma yaklaşımında, demet, değişik ϕ 'ler için $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\phi_0)$ ağırlık vektörleri oluşturularak, ilgilenilen açısal bölgede taranır ve çıkış gücü ölçülür. Demet oluşturunca çıkış gücü, DOA'nın fonksiyonu olarak,

$$P_{cbf}(\phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} = \mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{R}_{uu} \mathbf{a}(\phi) \quad (4.4)$$

ile ifade edilebilir. Böylece, ilgilenilen ϕ 'ler için, yöneltme vektörleri $\mathbf{a}(\phi)$ 'ler ve giriş otokorelasyon matrisinin bir kestirimi bilinirse, çıkış gücü, geliş açısı, ϕ 'nin bir fonksiyonu olarak kestirilebilir. Geliş açısının bir fonksiyonu olarak ifade edilen çıkış gücü, uzaysal spektrum (spatial spectrum) olarak adlandırılır. Uzaysal spektrumdaki tepelerin yerleri belirlenerek geliş doğrultuları kestirilebilir.

Gecikme-ve-toplama yöntemi birçok dezavantaja sahiptir. Alıcı antene, işaretler çoklu yollardan (multipath) geldiğinde veya birden fazla kaynak olduğunda, demet genişliği ve yan demetlerin kazancı, açı belirleme performansını sınırlandırır. Zira, antenin her bir (ana, yan ve arka) demetinden alınan işaret, ölçülen ortalama güce katkıda bulunur. Dolayısıyla, bu yöntemdeki çözünürlük zayıftır. Daha çok anten dizi elemanı eklenerek çözünürlüğü arttırmak mümkündür. Ancak anten dizi eleman sayısını arttırmak alıcı sistem bileşenlerinin sayısını arttırır ve bu bileşenlerin kalibrasyonu için ihtiyaç duyulan veri (örneğin $\mathbf{a}(\phi)$ 'nin boyutu büyür) miktarının artmasına yol açar.

4.2.2. Capon'un Minimum Varyans Yöntemi

Gecikme-ve-toplama yönteminde, en güçlü demeti belirli bir doğrultuya yöneltmek, o doğrultuya gelen gücün en iyi kestirimini verir. Sadece bir işaretin varlığında bu yöntem başarılıdır. Ancak, birden fazla işaretin varlığı durumunda, istenmeyen işaretler de dizi çıkış gücüne ekleneceğinden, çözünürlük kötüleşir.

Capon'un minimum varyans yöntemi, gecikme-ve-toplama yönteminin çözünürlüğünü iyileştirir [14]. Bu yöntemde, istenen bir yönde demet oluşturmak için ağırlık vektörü bileşenlerinin bazıları baskın olarak kullanılırken, geri kalan bileşenler karıştırıcı işaretler doğrultusunda sıfırlar oluşturmada kullanılır. Böylece, çıkış gücü küçültülerek istenmeyen işaretlerin katılımı küçültülür, istenen yöndeki kazanç ise sabittir.

$$\min_{\mathbf{w}} E \left[|y(k)|^2 \right] = \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} , \quad \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\phi_0) = 1 , \quad (4.5)$$

Yukarıdaki bağıntıdan elde edilecek ağırlık vektörü, minimum varyans bozulumsuz tepki (minimum variance distortionless response (MVDR)) demet oluşturuca ağırlıkları olarak adlandırılırlar. Çünkü, ağırlık vektörü, belirli bir yön için, çıkış işaretinin varyansını (ortalama gücünü) küçültür ve bu yönde gelen işareti bozulumsuz (birim kazanç ve faz kaymasız) geçirir. En küçük kareler (least squares) yöntemine göre yazılan bu denklem (4.5), Lagrange çarpanları yöntemi kullanılarak çözülebilir. Buna göre, denklem (4.5)'i çözen ağırlık vektörü,

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{a}(\phi)} \quad (4.6)$$

olarak bulunur [15].

Capon'un demet oluşturma yöntemiyle elde edilen dizinin çıkış gücü, geliş açısının bir fonksiyonu olarak,

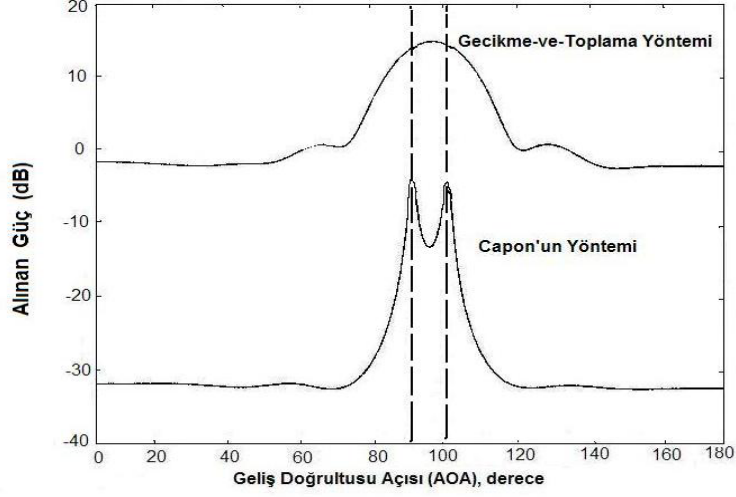
$$P_{CAPON}(\phi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{a}(\phi)} \quad (4.7)$$

ile ifade edilir ve Capon'un uzay spektrumu olarak adlandırılır. Spektrumdaki tepeler, DOA'ların kestirimlerine karşı düşer.

Beyaz Gauss gürültülü durumda, $P_{CAPON}(\phi)$, herhangi bir ϕ için, o doğrultudan gelen işaret gücünün en büyük olabilirlik kestirimi olduğundan, Capon'un yöntemi bazen ML kestirici olarak adlandırılmaktadır [16].

Şekil 4.2'de Capon'un minimum varyans yöntemi ile gecikme-ve-toplama yöntemi karşılaştırılmaktadır. Altı elemana sahip, eleman aralığı yarım dalga boyu olan düzgün aralıklı doğrusal anten dizisine, 90° ve 100° 'den gelen iki işaret, Capon'un minimum varyans yöntemiyle ayırt edilebilirken, gecikme-ve-toplama yöntemiyle ayırt edilememektedir.

Capon'un yöntemi, gecikme-ve-toplama yöntemine göre daha iyi çözünürlük sağlamakla beraber bir takım olumsuzluklara da sahiptir. İlgilenilen işaretle ilintili başka işaretlerin varlığı durumunda, Capon'un yöntemi başarısız olur. Çünkü çıkış gücü küçültülürken, ilintili bileşenler yıkıcı biçimde birleşirler [12]. Ayrıca, Capon'un yöntemi matris tersinin hesaplanmasını gerektirir, bu hesaplama ise büyük diziler için maliyeti arttırır.



Şekil 4.2: Gecikme-ve-toplama yöntemi ve Capon'un minimum varyans yönteminin kıyaslanması. $S/N = 20$ dB olan eşit güçlü iki işaret, dizi elemanları arasındaki mesafe $\lambda/2$ olan eşit düzgün aralıklı diziye, 90° ve 100° 'den gelmektedir [1].

4.3. DOA Kestirimi İçin Altuzay Yöntemleri

Capon'un minimum varyans yöntemi gibi klasik demet oluşturmaya dayanan yöntemler başarılı olmalarına ve yaygın olarak kullanılmalarına rağmen, çözünürlükte esaslı sınırlamalara sahiptir. Bahsedilen sınırlamalar, bu yöntemlerin aşağıdaki denklemde verilen giriş veri modeli yapısını kullanmamalarından kaynaklanmaktadır [17, 18]. Giriş veri vektörü, $\mathbf{u}(t)$, bağımsız çok yollu bileşenlerin gecikmelerinin, diziye gelen işaret, $\mathbf{s}_k(t)$ 'nin sembol periyoduna göre çok küçük olduğu varsayımı altında,

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{k=0}^{D-1} \mathbf{s}_k(t) \mathbf{b}_k(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4.8)$$

$\mathbf{u}(t)$: çok kullanıcıli sistemde alınan giriş veri vektörü

D : anten dizisine gelen işaret sayısı

$\mathbf{s}_k(t)$: anten dizisine gelen işaretler vektörü

$\mathbf{b}_k(t)$: k. işaretin uzaysal izi (spatial signature)

$\mathbf{n}(t)$: gürültü vektörü, kovaryans matrisi $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ olan Gauss rastlantı süreci

ile ifade edilebilir. Çoklu İşaret Sınıflandırması (Multiple Signal Classification (MUSIC)) olarak adlandırılan bir algorithmada, gürültüsüz durumdaki DOA kestirim problemine tam bir geometrik çözüm türetilmekte ve gürültülü durumda ise, kabul edilebilir bir yaklaşıklıkla çözüm bulunabilmektedir [19-21].

MUSIC dışındaki altuzay temelli diğer algoritmalar arasında, rotasyonel invaryans yöntemi yoluyla işaret parametrelerinin kestirimi (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique (ESPRIT)) [24-26] ve minimum-norm yöntemi sayılabilir [27].

4.3.1. MUSIC Algoritması

MUSIC algoritması, giriş kovaryans matrisinin özdeğerlerini kullanan yüksek çözünürlüklü bir çoklu işaret sınıflandırma yöntemidir [17, 28]. MUSIC, gelen işaret sayısı, her işaretin geliş doğrultusu (DOA), güçleri, gelen işaretler arasındaki çapraz korelasyonlar, gürültü gücü, vs. hakkında bilgi veren bir işaret parametreleri kestirim algoritmasıdır. Hassas ve doğru bir dizi kalibrasyonu ile MUSIC algoritması, çok yüksek çözünürlük sağlar.

Dar bantlı veri modelini ele alırsak, M-elemanlı bir dizide alınan giriş veri vektörü, gelen dalga ile gürültünün lineer bir kombinasyonu olarak aşağıdaki bağıntıyla ifade edilebilir.

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{l=0}^{D-1} \mathbf{a}(\phi_l) \mathbf{s}_l(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4.9)$$

D : anten dizisine gelen işaret sayısı

$\mathbf{a}(\phi_l)$: l. işaretin geliş doğrultusuna karşı düşen dizi yöneltme vektörü

$\mathbf{s}_l(t)$: anten dizisine gelen işaretler vektörü

$\mathbf{n}(t)$: gürültü vektörü

Giriş verisi vektörü $\mathbf{u}(t)$,

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\phi_0) & \mathbf{a}(\phi_1) & \dots & \mathbf{a}(\phi_{D-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0(t) \\ \vdots \\ s_{D-1}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4.10)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_0(t) \quad s_1(t) \quad \dots \quad s_{D-1}(t)]^T$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_0(t) \quad n_1(t) \quad \dots \quad n_{M-1}(t)]^T$$

biçiminde de gösterilebilir. Basitlik açısından bu büyüklükler, $\mathbf{u}$, $\mathbf{s}$ ve $\mathbf{n}$ şeklinde yalın olarak gösterilecektir.

Geometrik anlamda, alınan giriş veri vektörü $\mathbf{u}$ ve yöneltme vektörleri $\mathbf{a}(\phi_i)$, M boyutlu uzaydaki vektörler olarak düşünülebilir. Yukarıdaki veri modelinin ışığında, giriş kovaryans matrisi, $\mathbf{R}_{uu}$ aşağıdaki biçimde ifade edilebilir:

$$\mathbf{R}_{uu} = E[\mathbf{uu}^H] = \mathbf{A}E[\mathbf{ss}^H]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{nn}^H] \quad (4.11)$$

$$\mathbf{R}_{uu} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (4.12)$$

$\mathbf{R}_{ss}$, işaret korelasyon matrisi $E[\mathbf{ss}^H]$ 'yı göstermektedir. $\mathbf{R}_{uu}$ 'nun özdeğerleri, $\{\lambda_0, \dots, \lambda_{M-1}\}$ olup aşağıdaki denklemi sağlar:

$$|\mathbf{R}_{uu} - \lambda_i\mathbf{I}| = 0 \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4.13)$$

Denklem (4.13), özdeğerler kullanılarak yazılacak olursa,

$$|\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} - \lambda_i\mathbf{I}| = |\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H - (\lambda_i - \sigma_n^2)\mathbf{I}| = 0 \quad (4.14)$$

bulunur. Dolayısıyla, $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H$ 'nin özdeğerleri, v_i 'ler,

$$v_i = \lambda_i - \sigma_n^2 \quad (4.15)$$

biçimindedir. $\mathbf{A}$ matrisi, lineer bağımsız yöneltme vektörlerinden oluştuğundan tam sütun rankına sahiptir, ve işaret korelasyon matrisi, $\mathbf{R}_{ss}$, gelen işaretler çok ilişkili olmadıkları müddetçe tekil değildir.

Tam sütun rankına sahip $\mathbf{A}$ matrisi ve tekil olmayan $\mathbf{R}_{ss}$ ile gelen işaretlerin sayısı D , dizi elemanları sayısı M 'den küçük olduğunda, $M \times M$ 'lik $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H$ matrisinin, D rankına sahip pozitif yarı kesin (positive semidefinite) matris olması sağlanır.

Temel lineer cebirden hatırlanacağı üzere, bu demektir ki, $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H$ 'nin v_i özdeğerlerinden $M-D$ tanesi sıfırdır. Bir başka deyişle, $\mathbf{R}_{uu}$ 'nun özdeğerlerinden $M-D$ tanesi denklem (4.15) gereğince, gürültü varyansı, σ_n^2 'ye eşit olur. λ_0 , en büyük özdeğeri, λ_{M-1} , en küçük özdeğeri göstermek üzere, $\mathbf{R}_{uu}$ 'nun özdeğerleri sıralanarak,

$$\lambda_D, \dots, \lambda_{M-1} = \sigma_n^2 \quad (4.16)$$

elde edilir. Ancak, pratikte $\mathbf{R}_{uu}$ otokorelasyon matrisi sonlu veri örneğinden kestirildiği için, gürültü gücüne karşı düşen tüm özdeğerler aynı olmamaktadır. Özdeğerler, $\mathbf{R}_{uu}$ 'nun kestiriminde kullanılacak örnek sayısı arttıkça saçılma varyansları düşen yakın aralıklı bir kümeymiş gibi görünürler. En küçük özdeğerin katlılığı (multiplicity) K , bir defa belirlendikten sonra, kestirilen işaret sayısı ($\hat{D}$),

$$\hat{D} = M - K \quad (4.17)$$

ile bulunur. Belirli bir λ_i özdeğerine karşı düşen özvektör $\mathbf{q}_i$,

$$(\mathbf{R}_{uu} - \lambda_i \mathbf{I})\mathbf{q}_i = 0 \quad (4.18)$$

denklemini sağlar. En küçük, M-D adet özdeğere ilişkin özvektörler için,

$$(\mathbf{R}_{uu} - \sigma_n^2 \mathbf{I})\mathbf{q}_i = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{q}_i + \sigma_n^2 \mathbf{I}\mathbf{q}_i - \sigma_n^2 \mathbf{I}\mathbf{q}_i = \mathbf{0} \quad (4.19)$$

$$\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{q}_i = \mathbf{0} \quad (4.20)$$

olur. $\mathbf{A}$ tam ranka sahip, $\mathbf{R}_{ss}$ de tekil olmadığından,

$$\mathbf{A}^H\mathbf{q}_i = \mathbf{0} \quad (4.21)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}^H(\phi_0)\mathbf{q}_i \\ \mathbf{a}^H(\phi_1)\mathbf{q}_i \\ \vdots \\ \mathbf{a}^H(\phi_{D-1})\mathbf{q}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

olur. Bu demektir ki, en küçük, M-D adet özdeğere ilişkin özvektörler, $\mathbf{A}$ vektörünü oluşturan D adet yöneltme vektörüne diktir.

$$\{\mathbf{a}(\phi_0), \dots, \mathbf{a}(\phi_{D-1})\} \perp \{\mathbf{q}_D, \dots, \mathbf{q}_{M-1}\} \quad (4.23)$$

Bu, MUSIC yaklaşımının esasını oluşturmaktadır. Bir başka deyişle, $\mathbf{R}_{uu}$ 'nun yaklaşık olarak gürültü varyansına eşit özdeğerlerine ilişkin özvektörlerine dik olan yöneltme vektörleri bulunarak, alınan işarete ilişkin yöneltme vektörü kestirilebilir.

Bu analiz göstermektedir ki, $\mathbf{R}_{uu}$ kovaryans matrisinin özvektörleri, birbirine dik iki altuzaydan ya işaret altuzayına ya da gürültü altuzayına aittir. DOA'ya karşı düşen yöneltme vektörleri işaret altuzayı içindedir ve dolayısıyla gürültü altuzayına diktir. Tüm dizi yöneltme vektörleri taranıp, içlerinden gürültü altuzayına dik olanları bulunarak DOA'lar yani ϕ_i 'ler belirlenebilir. Gürültü altuzayını taramak üzere, gürültü özvektörlerini içeren $\mathbf{V}_n$ matrisi oluşturulur.

$$\mathbf{V}_n = [\mathbf{q}_D \quad \mathbf{q}_{D+1} \quad \dots \quad \mathbf{q}_{M-1}] \quad (4.24)$$

İşaret bileşenlerine karşı düşen yöneltme vektörleri, gürültü altuzayındaki özvektörlere dik olduğundan, çok yollu bir bileşenin DOA'sına karşı düşen ϕ için

$\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{V}_n\mathbf{V}_n^H\mathbf{a}(\phi) = 0$ olur. Böylece, çok sayıda gelen işaret için DOA'lar, aşağıdaki denklemlerde verilen MUSIC uzaysal spektrumundaki tepelerin yeri bulunarak kestirilebilir:

$$P_{MUSIC}(\phi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{V}_n\mathbf{V}_n^H\mathbf{a}(\phi)} \quad (4.25)$$

ya da başka bir gösterilim ile,

$$P_{MUSIC}(\phi) = \frac{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{V}_n\mathbf{V}_n^H\mathbf{a}(\phi)} \quad (4.26)$$

$\mathbf{a}(\phi)$ ve $\mathbf{V}_n$ arasındaki diklik paydayı küçültür ve böylece (4.25) ve (4.26)'da tanımlanan MUSIC spektrumunda tepeler oluşur. Bu tepeler diziye gelen işaretlerin geliş doğrultularına karşı düşer.

MUSIC spektrumundan geliş doğrultuları, ϕ_l 'ler bulunduktan sonra, aşağıdaki bağıntı yardımıyla işaret kovaryans matrisi $\mathbf{R}_{ss}$ bulunabilir [28]:

$$\mathbf{R}_{ss} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H (\mathbf{R}_{uu} - \lambda_{\min} \mathbf{I}) \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \quad (4.27)$$

Denklem (4.27) kullanılarak, çeşitli giriş işaretleri arasındaki çapraz korelasyonlar ve güçler bulunabilir.

MUSIC algoritması aşağıdaki biçimde özetlenebilir:

1. $k = 0, \dots, K-1$ olmak üzere, $\mathbf{u}_k$ giriş örnekleri toplanarak giriş kovaryans matrisi kestirilir:

$$\hat{\mathbf{R}}_{uu} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \quad (4.28)$$

2. $\hat{\mathbf{R}}_{uu}$ 'nun özdeğerleri ve özvektörleri bulunur,

$$\hat{\mathbf{R}}_{uu} \mathbf{V} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \quad (4.29)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}\}$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{q}_0 \ \mathbf{q}_1 \ \dots \ \mathbf{q}_{M-1}]$$

3. K , en küçük özdeğer $\lambda_{\min}$ 'in katlılığını göstermek üzere, aşağıdaki bağıntıyla işaret sayısı kestirilir:

$$\hat{D} = M - K \quad (4.30)$$

4. MUSIC spektrumu hesaplanır,

$$\hat{P}_{MUSIC}(\phi) = \frac{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{V}_n\mathbf{V}_n^H\mathbf{a}(\phi)} \quad (4.31)$$

$$\mathbf{V}_n = [\mathbf{q}_D \ \mathbf{q}_{D+1} \ \dots \ \mathbf{q}_{M-1}]$$

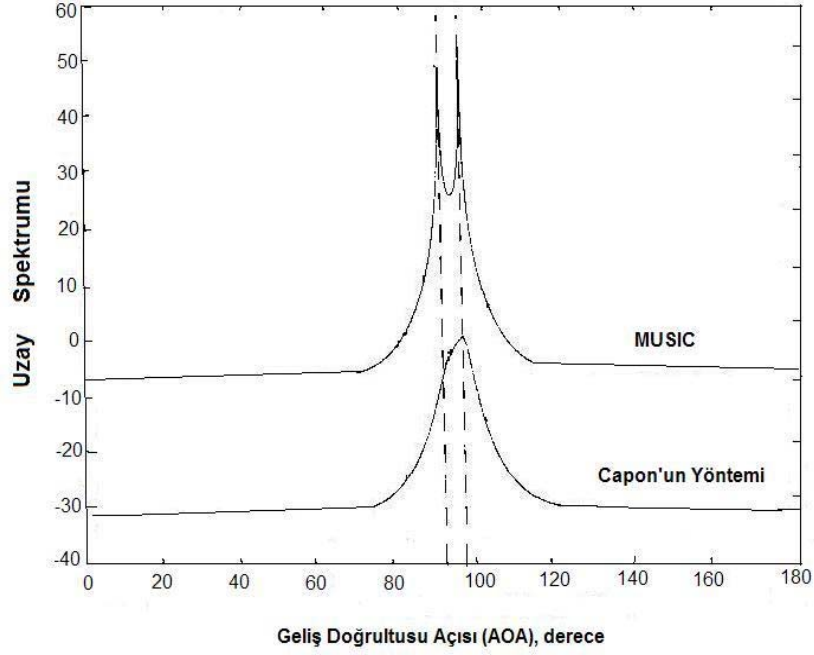
5. Geliş doğrultusunun kestirimlerini elde etmek için, $\hat{P}_{MUSIC}(\phi)$ 'deki $\hat{D}$ adet en büyük tepe bulunur.

Şekil 4.3'de, Capon'un minimum varyans yöntemi ile MUSIC yönteminin çözünürlük performansları kıyaslanmaktadır. Şekilden açıkça görülmektedir ki, Capon'un yönteminin algılayamadığı yakın aralıklı işaretleri MUSIC algoritması çözebilmektedir. Simülasyon sonuçları, altı elemanlı düzgün aralıklı doğrusal anten dizisinin girişine 90 ve 95 derecelerinde gelen iki işaretin, MUSIC tarafından algılanmakta olduğunu ancak Capon'un minimum varyans yönteminin bu iki işareti ayırt etmede başarısız olduğunu göstermektedir [30].

Geleneksel yöntemlerden farklı olarak, MUSIC uzaysal spektrumu, her geliş açısına ilişkin işaret gücünü kestirmez. Bunun yerine, ortalama giriş kovaryans matrisi kesin olarak bilindiği zaman, ilintisiz ve özdeş gürültü şartları altında, $P_{MUSIC}(\phi)$ 'deki tepelerin gerçek geliş doğrultularına karşı düştüğü garanti edilir. Ancak, denklem (4.9)'daki diziye gelen işaret, $s_1(t)$ yüksek ilintiliyse, $\mathbf{R}_{ss}$ tekil hale gelir ve MUSIC başarısız olur.

4.3.2. MUSIC Algoritmasındaki Gelişmeler

MUSIC algoritmasının çözünürlük performansını arttırmak ve hesap karmaşıklığını azaltmak için algoritmada çeşitli değişiklikler yapılmıştır. Bu değişikliklerden bir tanesi, Kök-MUSIC (Root-MUSIC) algoritmasıdır. Bu algoritma, polinom köklerine dayanmaktadır ve yüksek çözünürlük sağlamaktadır, ancak sadece düzgün aralıklı doğrusal diziler için elverişlidir.



Şekil 4.3: MUSIC ve Capon'un minimum varyans yönteminin kıyaslanması. S/N = 20 dB olan eşit güçlü iki işaret, dizi elemanları arasındaki mesafe $\lambda/2$ olan düzgün aralıklı diziye, 90° ve 95° 'den gelmektedir [30].

Çevrimsel MUSIC (Cyclic MUSIC) ise, geleneksel MUSIC algoritmalarının performansını geliştirmek için işaretin spektral faz uyumu (coherence) özelliklerini kullanan bir yöntemdir. Hızlı Altuzay Ayrışım yöntemleri (Fast Subspace Decomposition techniques) ise MUSIC algoritmasının hesap karmaşıklığını azaltmaktadır [31].

4.3.3. Kök-MUSIC Algoritması

Eleman aralığı d olan düzgün aralıklı doğrusal dizi ele alınır, yöneltme vektörü, $\mathbf{a}(\phi)$ 'nin m . bileşeni (4.32) bağıntısıyla ifade edilebilir.

$$\mathbf{a}_m(\phi) = \exp\left(j 2 \pi m \left(\frac{d}{\lambda}\right) \cos \phi\right); \quad m = 1, \dots, M \quad (4.32)$$

Denklem (4.25) ile verilen MUSIC spektrumu aşağıdaki biçime sahip tam-kutuplu (all-pole) bir fonksiyondur. $\mathbf{C} = \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H$ olmak üzere,

$$\begin{aligned} P_{MUSIC}(\phi) &= \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\phi)} \\ &= \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{C} \mathbf{a}(\phi)} \end{aligned} \quad (4.33)$$

Denklem (4.32) kullanılarak, denklem (4.33)'ün paydası aşağıdaki biçimde yazılabilir,

$$P_{MUSIC}^{-1}(\phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M \exp\left(-j \frac{2\pi m d}{\lambda} \cos \phi\right) C_{mn} \exp\left(j \frac{2\pi n d}{\lambda} \cos \phi\right) \quad (4.34)$$

Denklem (4.34)'deki C_{mn} , $\mathbf{C}$ 'nin m. satır, n. sütununu göstermektedir. Denklemdeki iki toplama işlemi, tek bir toplama operatörü altında birleştirilecek olursa,

$$P_{MUSIC}^{-1}(\phi) = \sum_{l=-M+1}^{M-1} C_l \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} l \cos \phi\right) \quad (4.35)$$

$$C_l = \sum_{m-n=l} C_{mn}, \text{ l. diagonal boyunca } \mathbf{C} \text{ girişlerinin toplamı.}$$

elde edilir. Aşağıdaki denklemdeki gibi bir $D(z)$ polinomu tanımlayacak olursak,

$$D(z) = \sum_{l=-M+1}^{M+1} C_l z^{-l} \quad (4.36)$$

MUSIC spektrumu $P_{MUSIC}(\phi)$, birim çember üzerindeki $D(z)$ polinomuna denktir ve $D(z)$ 'nin kökleri birim çembere çok yakın yer aldığı için MUSIC spektrumunda tepeler oluşur. İdealde, gürültüsüz durumda, kutuplar DOA tarafından belirlenen birim çember üzerindeki konumlarda bulunur. Diğer bir deyişle, $D(z)$ 'nin $z = z_1 = |z_1| \exp(j \arg(z_1))$ 'deki kutbu MUSIC spektrumunda,

$$\cos \phi = \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right) \arg(z_1) \quad (4.37)$$

değerlerinde tepe oluşturur. Özellikle düşük işaret gürültü oranlarında, KÖK-MUSIC (Root-MUSIC) algoritması, spektral MUSIC algoritmasına göre daha iyi bir çözünürlük sağlamaktadır [32].

4.3.4. Çevrimsel MUSIC Algoritması

Çevrimsel MUSIC (Cyclic MUSIC), alınan işaretin spektral faz uyumunu ve uzaysal faz uyumunu kullanan bir işaret seçici doğrultu bulucu (signal selective direction finding) algoritmadır. İlgilenilen işaret (SOI) bir taneyse, MUSIC algoritmasıyla birlikte spektral korelasyon kullanılarak, dizinin çözünürlük eşiğinden daha küçük aralıklı işaretleri çözümlemek mümkündür [33, 34]. Çevrimsel MUSIC, diziye gelen işaretlerin toplam sayısının (ilgilenilen işaret ve karıştırıcı) eleman sayısından daha az olması zorunluluğu da ortadan kaldırır [35].

Çevrim frekansı α 'da spektral korelasyon sergileyen D_α adet işaretin ve belirli bir frekansta spektral korelasyon sergilemeyen keyfi sayıdaki karıştırıcı işaretin, M elemanlı bir diziye geldiğini düşünelim. Örneğin bu, ortak-kanal girişiminin (co-channel interference) ve çok yollu bileşenlerin yoğun olduğu bir ortamda, belirli bir spektral korelasyona sahip işaretin algılanacağı bir durum olabilir. İstenen işaretler $s_i(t)$, $i = 0, \dots, D_\alpha-1$, diziye gelen gürültü ve karıştırıcı vektör $\mathbf{n}(t)$ olmak üzere, alınan işaret vektörü, $\mathbf{u}(t)$ aşağıdaki biçimde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}\mathbf{u}(t) &= \sum_{i=0}^{D_\alpha-1} \mathbf{a}(\phi_i) s_i(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)\end{aligned}\quad (4.38)$$

Sadece istenen işaretler α 'da spektral korelasyon sergilediklerinden, alınan işaret $\mathbf{u}(t)$ 'nin çevrimsel otokorelasyon matrisi, $\mathbf{R}_{uu}^\alpha(\tau)$ aşağıdaki denklem ile tanımlanır.

$$\mathbf{R}_{uu}^\alpha(\tau) = \left\langle \mathbf{u}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \left\{ \mathbf{u}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(j 2 \pi \alpha t) \right\}^H \right\rangle_\infty \quad (4.39)$$

Bir başka gösterilim ise,

$$\mathbf{R}_{uu}^\alpha(\tau) = \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss}^\alpha(\tau) \mathbf{A}^H \quad (4.40)$$

biçimindedir. $\mathbf{R}_{ss}^\alpha(\tau)$, istenen işaretlerin çevrimsel otokorelasyon matrisi olup,

$$\mathbf{R}_{ss}^\alpha(\tau) = \left\langle \mathbf{s}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \left\{ \mathbf{s}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(j 2 \pi \alpha t) \right\}^H \right\rangle_\infty \quad (4.41)$$

ile tanımlanır. Bu denklemlerdeki $\langle \cdot \rangle_\infty$ operatörü ise,

$$\langle \cdot \rangle_\infty = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (\cdot) dt \quad (4.42)$$

şeklindedir. $\mathbf{R}_{uu}^\alpha(\tau)$ matrisi D_α rankına sahiptir. $D_\alpha < M$ için, $\mathbf{R}_{uu}^\alpha(\tau)$ 'nın sıfır uzayının özdeğerlerine karşı düşen $\mathbf{V}_{n,\alpha}$ özvektörleri tarafından kapsanır.

$$\mathbf{R}_{uu}^\alpha(\tau) \mathbf{V}_{n,\alpha} = 0 \quad (4.43)$$

Eğer işaretler tam ilişkili değillerse, $\mathbf{R}_{ss}^{\alpha}(\tau)$, D_{α} 'ya eşit tam ranka sahip olur. A matrisi de aynı zamanda tam ranka sahip olduğundan $\mathbf{R}_{uu}^{\alpha}(\tau)$ 'nın sıfır uzayı istenen işaretlerin doğrultu vektörlerine dik olur.

$$\mathbf{V}_{n,\alpha}^H \mathbf{a}(\phi_i) = 0, \quad i = 0, \dots, D_{\alpha} - 1 \quad (4.44)$$

Denklem (4.44) kullanılacak olursa, çevrimsel MUSIC spektrumu, denklem (4.26)'ya benzer biçimde aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$P_{CEVRIMSEL-MUSIC}(\phi) = \frac{\mathbf{a}^H(\phi)(\mathbf{a}(\phi))}{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{V}_{n,\alpha}\mathbf{V}_{n,\alpha}^H\mathbf{a}(\phi)} \quad (4.45)$$

İstenen işaretlerin geliş doğrultuları, $P_{CEVRIMSEL-MUSIC}(\phi)$ 'deki D_{α} adet en yüksek tepeye karşı düşer.

4.3.5. Faz Uyumlu İşaretler Durumunda DOA Kestirimi

Önceki bölümlerde anlatıldığı üzere, MUSIC algoritması, tam ilişkili olmayan veya faz uyumsuz işaretler için düzgün çalışmaktadır. Sadece ilişkisiz durumda kaynak kovaryans matrisi, $\mathbf{R}_{ss}$ tam rank şartını sağlar ve MUSIC özdeğerlerini elde etmede temel oluşturur. MUSIC algoritmasının performansı, faz uyumlu veya yüksek ilişkili işaret ortamında kötüleşmektedir. Bu şartlar altında da MUSIC algoritmasının çalışabilmesi için birçok yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemlerin birçoğu uzaysal düzgünleştirme (spatial smoothing) adı verilen bir ön işleme yoluyla kovaryans matrisinin değiştirilmesini içerir [36] ve özdeş örtüşen dizilerin ortalama kovaryans matrisine dayanır [37] ve düzgün aralıklı doğrusal dizi gibi periyodik bir yapıya sahip özdeş elemanlardan oluşan diziye ihtiyaç duyar. Uyarlamalı uzaysal düzgünleştirme yöntemi ise çok yollu ortamlardaki girişimin giderilmesi (interference cancellation) için elverişlidir [38]. Bir başka uzaysal düzgünleştirme biçiminde ise kovaryansların kestirildiği zaman aralığı boyunca tüm dizi yapısı hareket ettirilir [39]. Uzaysal düzgünleştirme yöntemleri, dizi türü ve yapısı üzerine sınırlamalar getirir. Faz uyumlu işaret sezimi, gürültü altuzayına dik olan vektörleri bulmak için, yöneltme vektörlerinin tüm lineer kombinasyonları boyunca çok boyutlu tarama yapmayı gerektirir [40].

4.3.6. Uzaysal Düzgünleştirme Yöntemleri

Uzaysal düzgünleştirme yönteminde (Spatial smoothing techniques), M adet özdeş elemana sahip lineer düzgün dizi, p elemanlı örtüşen ileri alt dizilere bölünür öyle ki, $\{0, \dots, p-1\}$ elemanları ilk ileri alt diziyi (first forward subarray) ve $\{1, \dots, p\}$ elemanları da ikinci ileri alt diziyi (second forward subarray) oluşturur. $\mathbf{u}_k(t)$, k. ileri

alt dizideki alınan işaretler vektörünü gösterebilir. Denklem (4.10)'daki gösterilime dayanarak, her bir alt dizide alınan işaretler aşağıdaki biçimde modellenir:

$$\mathbf{u}_k^f(t) = \mathbf{A}\mathbf{F}^{(k-1)}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_k(t) \quad (4.46)$$

$$\mathbf{F} = \text{diag}\{\exp(-j\beta \cos \phi_0), \dots, \exp(-j\beta \cos \phi_{D-1})\} \quad (4.47)$$

$\mathbf{F}^{(k)}$, köşegen $\mathbf{F}$ matrisinin k . kuvvetidir. Böylece, k . ileri alt dizinin kovaryans matrisi,

$$\mathbf{R}_k^f = \mathbf{A}\mathbf{F}^{(k-1)}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{F}^{H(k-1)}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (4.48)$$

biçimde olup, $\mathbf{R}_{ss}$, kaynakların kovaryans matrisini göstermektedir.

Bu durumda, ileri ortalama uzaysal düzgünleştirilmiş kovaryans matrisi $\mathbf{R}^f$ (forward averaged spatially smoothed covariance matrix), ortalama alt dizi kovaryans matrisi olarak tanımlanabilir:

$$\mathbf{R}^f = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \mathbf{R}_k^f \quad (4.49)$$

$L = M-p+1$, alt dizilerin sayısını göstermektedir. Denklem (4.48), denklem (4.49)'da yerine koyularak,

$$\mathbf{R}^f = \mathbf{A} \left(\frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \mathbf{F}^{(k-1)} \mathbf{R}_{ss} \left(\mathbf{F}^{(k-1)} \right)^H \right) \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.50)$$

elde edilir. $\mathbf{R}_{ss}^f$, işaretlerin değiştirilmiş kovaryans matrisidir.

$$\mathbf{R}_{ss}^f = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \mathbf{F}^{(k-1)} \mathbf{R}_{ss} \left(\mathbf{F}^{(k-1)} \right)^H \quad (4.51)$$

$L \geq D$ için, $\mathbf{R}_{ss}^f$ kovaryans matrisi, işaretlerin faz uyumu ne olursa olsun, tekil olmayacaktır [21].

İleri ortalama uzaysal düzgünleştirme kullanılması olumsuzluk ise dizi açıklığındaki azalmadır. İleri ortalama uzaysal düzgünleştirme ile MUSIC algoritmasını kullanan M elemanlı bir dizi sadece $M/2$ tane faz uyumlu işareti sezinleyebilirken geleneksel MUSIC algoritmasıyla $M-1$ tane faz uyumsuz işaret sezinlenebilmektedir.

Bir başka yöntemde ise, ileri ve eşlenik geri alt diziler eş zamanlı kullanılarak, $2M/3$ adet faz uyumlu işareti sezinlemek mümkündür [21]. Bu yapıda, dizi örtüşen ileri alt dizilere bölünmesinin yanı sıra örtüşen geri dizilere de bölünmektedir öyle ki ilk geri

alt dizi, $\{M, M-1, \dots, M-p+1\}$ elemanları kullanılarak oluşturulurken, ikinci alt dizi ise $\{M-1, M-2, \dots, M-p\}$ elemanları kullanılarak oluşturulur.

Denklem (4.46)'ya benzer şekilde, k. alt dizideki alınan işaret vektörünün kompleks eşleniği,

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_k^b &= [u_{M-k+1}^*, u_{M-k}^*, \dots, u_{p-k+1}^*]^T \\ &= \mathbf{A} \mathbf{F}^{k-1} (\mathbf{F}^{M-1} \mathbf{s})^* + \mathbf{n}_k^* \end{aligned} \quad (4.52)$$

Böylece k. geri alt dizinin kovaryans matrisi,

$$\mathbf{R}_k^b = \mathbf{A} \mathbf{F}^{k-1} \mathbf{R}_{ss} (\mathbf{F}^{k-1})^H \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.53)$$

olur ve denklemdeki işaret kovaryans matrisi $\mathbf{R}_{ss}$,

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ss} &= \mathbf{F}^{-(M-1)} E[\mathbf{s}^* \mathbf{s}^T] (\mathbf{F}^{-(M-1)})^H \\ &= \mathbf{F}^{-(M-1)} \mathbf{R}_{ss}^* (\mathbf{F}^{-(M-1)})^H \end{aligned} \quad (4.54)$$

ile verilir. Uzaysal düzgünleştirilmiş geri alt dizi kovaryans matrisi, $\mathbf{R}^b$,

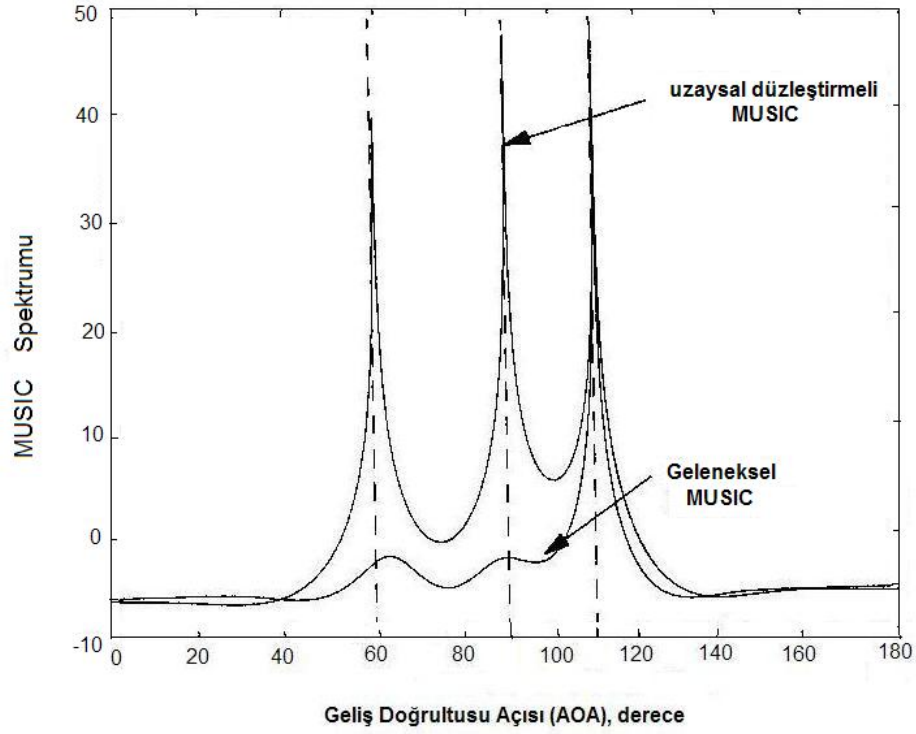
$$\mathbf{R}^b = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \mathbf{R}_k^b = \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss}^b \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.55)$$

ile tanımlanır. $\mathbf{R}_{ss}^b$ tekil olmadıkça, $\mathbf{R}^b$ uzaysal düzgünleştirilmiş geri kovaryans matrisi tam ranka sahiptir ve $L \geq D$ olduğu müddetçe $\mathbf{R}_{ss}^b$ 'nin tekil olmaması sağlanır [21]. İleri / eşlenik geri düzleştirilmiş kovaryans matrisi $\hat{\mathbf{R}}$, $\mathbf{R}^f$ ve $\mathbf{R}^b$ 'nin ortalaması olarak tanımlanır:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{\mathbf{R}^f + \mathbf{R}^b}{2} \quad (4.56)$$

M elemanlı dizide, MUSIC algoritmasında kovaryans matrisi olarak $\hat{R}$ kullanılarak, 2M/3 faz uyumlu işareti sezinlemek mümkündür [21].

Şekil 4.4'te faz uyumlu işaret ortamında, geleneksel MUSIC ile ileri/geri uzaysal düzgünleştirmeli MUSIC algoritması kıyaslanmaktadır. 60, 90 ve 120 derecelerinde üç faz uyumlu işaret, 6-elemanlı düzgün doğrusal diziye gelmektedir. Bu işaretleri algılamada, geleneksel MUSIC algoritması tamamen başarısız olmaktadır. Uzaysal düzgünleştirme ise ön işleme yapısıyla, üç çok yönlü işareti açıkça algılayabilmektedir.



Şekil 4.4: Faz uyumlu çok yollu durumda geleneksel MUSIC ile ileri/geri ortalamalı MUSIC algoritmasının karşılaştırılması. $S/N = 20$ dB olan eşit güce sahip, üç faz uyumlu işaret, eleman aralığı $\lambda/2$ olan, 6-elemanlı düzgün aralıklı diziye, sırasıyla 60° , 90° ve 120° gelmektedir [30].

4.3.7. Çok Boyutlu MUSIC

Daha önceki bölümlerde anlatıldığı üzere, ortamda faz uyumlu işaretler olduğunda, işaret korelasyon matrisi tekil olur ve MUSIC algoritması düzgün çalışmaz. Eğer, faz uyumlu işaretlerin tümü tek bir işaretmiş gibi gruplandırılabilirse, işaret korelasyon matrisi tam rank özelliğini koruyabilir. Ancak, bu defa doğrultu vektör matrisi $\mathbf{A}$, farklı geliş doğrultularına karşı düşen yöneltme vektörlerinden oluşmayacaktır. Bunun yerine, $\mathbf{A}$ matrisinin sütunları, her kaynağa (faz uyumlu işaretler grubuna) ilişkin uzaysal imzaları (spatial signatures) içerir. İşaret korelasyon matrisi, $\mathbf{R}_{ss}$ 'yi denklem (4.8)'deki veri modelini uygulayarak tam ranklı hale getirmek mümkündür. $\mathbf{A}$ 'nın sütun vektörleri, bir veya daha fazla geliş doğrultusuna karşı düşen bir veya daha fazla yöneltme vektörünün lineer bir kombinasyonu olacaktır. $\mathbf{R}_{ss}$ 'nin tam ranka sahip olduğu durum bir defa elde edildikten sonra, MUSIC algoritması geçerli hale gelir ve işaret alt uzayı, gürültü alt uzayına dik olan uzaysal imza vektörleri $\mathbf{a}_0, \mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_{D-1}$ tarafından kapsanır. MUSIC spektrumundaki tepeleri bulmak için, tüm uzaysal imza vektörleri üzerinden tarama yapılır. Uzaysal imzalar da yöneltme vektörlerinin lineer kombinasyonu olduğundan, bu tarama tek kaynağa (grup) ilişkin bileşen sayısını gösteren N_{mp} boyutlu uzayda yapılmaktadır. Çok boyutlu MUSIC spektrumu aşağıdaki bağıntıyla ifade edilir:

$$P_{MD_MUSIC}(\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{N_{mp}-1}) = \left\{ \min_{\mathbf{c}} \left[\mathbf{c}^H \mathbf{a}^H(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{N_{mp}}) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{N_{mp}}) \mathbf{c} \right] \right\}^{-1} \quad (4.57)$$

Denklemdaki $\mathbf{c}$ vektörü ise,

$$\mathbf{c} = \left[1, \frac{c_1}{c_0}, \frac{c_2}{c_0}, \dots, \frac{c_{N_{mp}-1}}{c_0} \right]^T \quad (4.58)$$

ile tanımlanır. $\{c_i\}$ değerleri bir yöneltme vektörünü, diğerine göre ağırlaştırır. Denklem (4.58)'den görüldüğü üzere çok yollu bileşenlerin sayısı arttıkça, çok boyutlu taramanın karmaşıklığı üstel olarak artmaktadır. Çok boyutlu MUSIC algoritmasının hesap karmaşıklığı, iki boyuttan daha fazlası için gerçek zamandaki gerçekleştirmeyi güçleştirir [1].

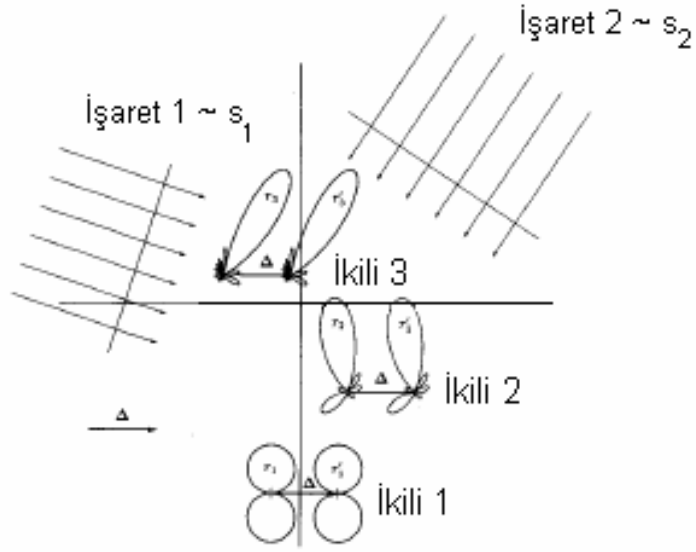
4.3.8. ESPRIT Algoritması

Altuzay temelli DOA kestirim yöntemlerinden bir diğeri de, İşaret Parametrelerinin Rotasyonel Değişmezlik Yoluyla Kestirim Yöntemleri (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) olarak adlandırılan ESPRIT yöntemidir [24-26]. ESPRIT algoritması, MUSIC algoritmasındaki veri hesaplama ve depolama yükünü azaltır, DOA kestirimi için tüm yöneltme vektörlerinin taranmasını gerektirmez. MUSIC algoritmasından farklı olarak, ESPRIT algoritması, dizi yöneltme vektörlerinin tam olarak bilinmesine ihtiyaç duyulmaz.

ESPRIT yönteminde, dizi, iki eşit boyutlu özdeş alt diziye ayrılabilen bir yapıya sahiptir. Bu alt dizilerin elemanları arasındaki mesafe sabittir ve rotasyonel değildir. Böylece dizi, yer değiştirmeye değişmez ve elemanlar özdeş yer değiştirmeye sahip uyumlu çiftler halinde bulunurlar.

Şekil 4.5'de $m=M/2$ adet eleman çiftinden veya ikiliden (doublet) oluşan düzlemsel dizinin keyfi bir geometrisi gösterilmektedir.

Dizi, X_0 ve X_1 gibi iki özdeş alt diziden oluşmaktadır. İki alt dizi arasındaki mesafe Δx ile gösterilen bilinen yer değiştirme miktarıdır ve i . ikilide alınan işaretler aşağıdaki biçimde ifade edilir,



Şekil 4.5: ESPRIT dizi geometrisi [26].

$$u_{0,i}(t) = \sum_{k=0}^{D-1} s_k(t) a_i(\phi_k) + n_{0,i}(t) \quad (4.59)$$

$$u_{1,i}(t) = \sum_{k=0}^{D-1} s_k(t) \exp[j \beta \Delta x \cos(\phi_k)] a_i(\phi_k) + n_{1,i}(t) \quad (4.60)$$

ϕ_k : k. kaynağın geliş doğrultusu

Δx : ikililer arasındaki sabit uzaklık

D : diziye gelen işaret sayısı

$s_k(t)$: istenen işaret

$n_{0,i}, n_{1,i}$: alt dizilere gelen gürültü

$a_i(\phi_k)$: dizi yöneltme vektörü

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$: dalga sayısı

Aynı denklemin matris ve vektör biçimdeki ifadesi (4.61) ve (4.62)'de verilmektedir.

$$\mathbf{u}_0(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_0(t) \quad (4.61)$$

$$\mathbf{u}_1(t) = \mathbf{A}\Phi\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_1(t) \quad (4.62)$$

Φ : ikili elemanlar arasındaki faz gecikmelerinden oluşan $D \times D$ 'lik diagonal birim matris.

$$\Phi = \text{diag}\{\exp(j\gamma_0), \exp(j\gamma_1), \dots, \exp(j\gamma_{D-1})\} \quad (4.63)$$

$$\gamma_k = \beta \Delta x \cos(\phi_k) \quad (4.64)$$

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}\Phi \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad \mathbf{n}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_0(t) \\ \mathbf{n}_1(t) \end{bmatrix} \quad (4.65)$$

olmak üzere, toplam dizi çıkış vektörü $\mathbf{u}(t)$,

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_0(t) \\ \mathbf{u}_1(t) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4.66)$$

gösterilebilir. İşaret altuzayı $\mathbf{u}_0$ ve $\mathbf{u}_1$ alt dizilerinden oluşur. Bu alt dizilerin eş zamanlı örneklenmesiyle, aynı işaret uzayını kapsayan $\mathbf{V}_0$ ve $\mathbf{V}_1$ vektörleri elde edilir.

İşaret altuzayı, giriş kovaryans matrisi $\mathbf{R}_{uu}$ 'dan elde edilebilir.

$$\mathbf{R}_{uu} = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{R}_{ss}\bar{\mathbf{A}} + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (4.67)$$

$D \leq M$ ise, $\mathbf{R}_{uu}$ 'nın en küçük $M-D$ tane özdeğeri σ_n^2 'ye eşit olur. En büyük D tane özdeğere karşı düşen $\mathbf{V}_s$ özvektörü aşağıdaki eşitliği sağlar [1]:

$$\text{Range}\{\mathbf{V}_s\} = \text{Range}\{\bar{\mathbf{A}}\} \quad (4.68)$$

Dolayısıyla,

$$\mathbf{V}_s = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{T} \quad (4.69)$$

olacak biçimde tekil olmayan tek bir $\mathbf{T}$ vardır. Dizinin değişmezlik özelliğinden ötürü $\mathbf{V}_s$ özvektörü, $\mathbf{V}_0 \in \mathbb{C}^{M \times D}$ ve $\mathbf{V}_1 \in \mathbb{C}^{M \times D}$ olmak üzere, $\mathbf{V}_0 = \mathbf{A}\mathbf{T}$ ve $\mathbf{V}_1 = \mathbf{A}\Phi\mathbf{T}$

olarak ifade edilebilir. Bu durumda,

$$\text{Range}\{\mathbf{V}_0\} = \text{Range}\{\mathbf{V}_1\} = \text{Range}\{\bar{\mathbf{A}}\} \quad (4.70)$$

olur. $\mathbf{V}_0$ ve $\mathbf{V}_1$ ortak sütun uzayını paylaştıklarından, $\mathbf{V}_{01} = [\mathbf{V}_0 | \mathbf{V}_1]$ vektörünün rankı D 'dir. Dolayısıyla, aşağıdaki eşitliği sağlayan, rankı D olan tek bir $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{2D \times D}$ matrisi vardır ve $\mathbf{F}$ matrisi, $\mathbf{V}_{01}$ 'in sıfır uzayını kapsar.

$$\mathbf{0} = [\mathbf{V}_0 | \mathbf{V}_1]\mathbf{F} = \mathbf{V}_0\mathbf{F}_0 + \mathbf{V}_1\mathbf{F}_1 = \mathbf{A}\mathbf{T}\mathbf{F}_0 + \mathbf{A}\Phi\mathbf{T}\mathbf{F}_1 \quad (4.71)$$

(4.71) denklemini, $\Psi = -\mathbf{F}_0\mathbf{F}_1^{-1}$ ile tanımlanan bir matris yardımıyla

$$\mathbf{A}\mathbf{T}\Psi = \mathbf{A}\Phi\mathbf{T} \quad (4.72)$$

$$\mathbf{A}\mathbf{T}\mathbf{\Psi}\mathbf{T}^{-1} = \mathbf{A}\mathbf{\Phi} \quad (4.73)$$

ile gösterilebilir. Her işaretin DOA'sı belirgin olduğu müddetçe, $\mathbf{A}$ matrisinin tam ranka sahip olduğu varsayılabilir. Bu durumda,

$$\mathbf{T}\mathbf{\Psi} = \mathbf{\Phi}\mathbf{T} \quad (4.74)$$

olur. Denklemden görüleceği üzere, $\mathbf{\Psi}$ 'nin özdeğerleri $\mathbf{\Phi}$ 'nin köşegenindeki elemanlara eşit olmak zorundadır ve $\mathbf{T}$ 'nin sütunları da $\mathbf{\Psi}$ 'nin özvektörleridir. İşaret parametreleri, $\mathbf{\Psi}$ operatörünün özdeğerlerinin lineer olmayan fonksiyonlarıdır ve m-boyutlu işaret alt uzayını kapsayan $\mathbf{V}_0$ vektör kümesini, $\mathbf{V}_1$ vektör kümesine dönüştürür.

Pratikte, sadece sonlu sayıda gürültü ölçümleri elde edilebilir olduğundan, denklem (4.69) ve (4.71) sağlanamaz. Dolayısıyla, $\hat{\mathbf{V}}_0\mathbf{\Psi} = \hat{\mathbf{V}}_1$ denklemini sağlayan bir $\mathbf{\Psi}$ bulmak mümkün değildir. Bu nedenle, en küçük kareler yöntemi kullanılmalıdır, böylece kalan (rezidü) hata en küçük yapılır. En küçük kareler çözümü,

$$\mathbf{\Psi} = (\hat{\mathbf{V}}_0^H \hat{\mathbf{V}}_0)^{-1} \hat{\mathbf{V}}_0^H \hat{\mathbf{V}}_1 \quad (4.75)$$

ile ifade edilir. $\mathbf{\Psi}$ elde edildikten sonra, $\mathbf{\Phi}$ 'nin köşegenindeki elemanlara karşı düşen özdeğerleri hesaplanır. $\mathbf{\Phi}$ 'nin köşegen elemanlarından denklem (4.64) ve (4.65) ile DOA'lar bulunur.

$\hat{\mathbf{V}}_0$ ve $\hat{\mathbf{V}}_1$ eşit gürültülü olduğundan, problemin çözümünde toplam en küçük kareler kriteri (TLS) kullanılması daha uygundur. Denklem (4.71)'deki sıfır matrisinin yerine Frobenius normu (örneğin toplam en küçük karesel hata) en küçük yapılacak hata matrisi kullanılır [1]. TLS ESPRIT algoritması aşağıdaki biçimde özetlenebilir:

1. u ölçümlerinden $\mathbf{R}_{uu}$ 'nin kestirimi $\hat{\mathbf{R}}_{uu}$ elde edilir.
2. $\hat{\mathbf{R}}_{uu}$ 'nin özdeğer ayrımı yapılır,

$$\hat{\mathbf{R}}_{uu} = \mathbf{V}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V} \quad (4.76)$$

$\mathbf{\Lambda} : \text{diag}\{\lambda_0, \dots, \lambda_{M-1}\}$ özdeğerler

$\mathbf{V} : [q_0, \dots, q_{M-1}]$ özvektörler

3. En küçük özdeğer $\lambda_{\min}$ 'in K katlılığı kullanılarak, işaret sayısının kestirimi $\hat{D}$, $\hat{D} = M - K$ olarak elde edilir.
4. İşaret alt uzayının kestirimi $\hat{\mathbf{V}}_s = [\hat{\mathbf{V}}_0, \dots, \hat{\mathbf{V}}_{\hat{D}-1}]$ elde edilerek alt dizi matrislerine ayrıştırılır,

$$\hat{\mathbf{V}}_s = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_0 \\ \hat{\mathbf{V}}_1 \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

5. $\lambda_1 > \dots > \lambda_{2\hat{D}}$ olmak üzere özdeğer ayrışımı elde edilir,

$$\hat{\mathbf{V}}_{01}^H \hat{\mathbf{V}}_{01} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_0^H \\ \hat{\mathbf{V}}_1^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_0 & \hat{\mathbf{V}}_1 \end{bmatrix} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (4.78)$$

ve $\mathbf{V}$ $\hat{D} \times \hat{D}$ boyutunda alt matrislere ayrıştırılır,

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{11} & \mathbf{V}_{12} \\ \mathbf{V}_{21} & \mathbf{V}_{22} \end{bmatrix} \quad (4.79)$$

6. $\mathbf{\Psi} = -\mathbf{V}_{12} \mathbf{V}_{22}^{-1}$ 'nin özdeğerleri hesaplanır,

$$\hat{\Phi}_k = \text{özdeğerler}(-\mathbf{V}_{12} \mathbf{V}_{22}^{-1}), \quad \forall k = 0, \dots, \hat{D} - 1 \quad (4.80)$$

7. DOA aşağıdaki denklemden hesaplanır:

$$\hat{\phi}_k = \cos^{-1} \left[c \frac{\left(\arg(\hat{\Phi}_k) \right)}{\beta \Delta x} \right] \quad (4.81)$$

ESPRIT yöntemi, DOA kestirimlerini doğrudan özdeğerler cinsinden bulabilmektedir.

4.4. Maksimum Olabilirlik Yöntemi

Maksimum olabilirlik (ML) yöntemi, DOA kestirimi için kullanılan ilk yöntemlerdendir. Alt uzaya dayanan yöntemlere göre hesaplama yükü ağır olduğundan daha az tercih edilir ancak performans bakımından kıyaslandığında, özellikle düşük işaret gürültü oranları durumunda veya işaret örnekleri sayısı (N), küçük olduğunda alt uzay temelli yöntemlere göre daha üstündür [41]. Ayrıca, alt uzay temelli yöntemlerden farklı olarak, ilintili işaretlerin varlığında, ML yöntemi daha iyi performans sergiler.

Veri, N adet anlık değer üzerinden toplanır ve aşağıdaki denklemle ifade edilir:

$$\mathbf{U} = \mathbf{A}(\mathbf{\Phi})\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (4.82)$$

$\mathbf{U} = [\mathbf{u}(0), \dots, \mathbf{u}(N-1)]$: $M \times N$ boyutundaki dizi veri giriş vektör matrisi

$\mathbf{A}(\mathbf{\Phi}) = [\mathbf{a}(\phi_0), \dots, \mathbf{a}(\phi_{D-1})]$: $M \times D$ boyutundaki uzaysal imza matrisi

$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(0), \dots, \mathbf{s}(N-1)]$: $D \times N$ boyutundaki işaret dalga biçimi matrisi

$\mathbf{N} = [\mathbf{n}(0), \dots, \mathbf{n}(N-1)]$: $M \times N$ boyutundaki gürültü matrisi

D kaynağın DOA'ları $\phi_0, \dots, \phi_{D-1}$ 'lerin ML kestirimlerini elde edebilmek için işaret ve gürültü için bazı varsayımlar yapılır. Bu varsayımlardan ilki, işaret sayısının bilindiği veya kestirildiği ve eleman sayısından küçük olduğudur. İkinci varsayım ise, D adet yönlendirme vektörü kümesi lineer bağımsızdır. Gürültü bileşeninin ise, sıfır ortalamalı ve σ^2 bilinen bir skaler ve I birim matris olmak üzere, kovaryansı $\sigma^2 \mathbf{I}$ olan bir ergodik kompleks değerli Gauss sürecidir. Ayrıca, gürültü örneklerinin istatistiksel bağımsız olduğu varsayılır. Gürültü ile ilgili varsayımlar geçerli olmadığı durumda, ML kestirici, en küçük kareler kestirici ile örtüşür [41].

Bu bölümde anlatılan ML kestirici, işaretleri bilinmeyen deterministik dizilerin örnek fonksiyonları olarak ele alır. Gürültüyle ilgili olarak yapılan varsayımlara dayanarak, denklem (4.82) ile verilen örneklenmiş verinin birleşik olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki biçimdedir [41]:

$$f(\mathbf{U}) = \prod_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\pi \det[\sigma^2 \mathbf{I}]} \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} |\mathbf{u}(k) - \mathbf{A}(\Phi)\mathbf{s}(k)|^2\right) \quad (4.83)$$

Burada, $\det[\]$ determinantı göstermektedir. Sabit terimler ihmal edilerek, logaritmik olabilirlik fonksiyonu,

$$J = -ND \log \sigma^2 - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{u}(k) - \mathbf{A}(\Phi)\mathbf{s}(k)|^2 \quad (4.84)$$

ML kestirici, denklem (4.84)'teki logaritmik olabilirlik fonksiyonu bilinmeyen parametrelere göre en büyük yapılarak bulunur. Logaritma monoton bir fonksiyon olduğundan, denklem (4.84)'ün en büyük değerini bulmak aşağıdaki en küçük değeri bulma problemine denktir:

$$\min_{(\Phi, \mathbf{S})} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{u}(k) - \mathbf{A}(\Phi)\mathbf{s}(k)|^2 \right\} \quad (4.85)$$

Φ sabit tutularak, en küçükleme $\mathbf{S}$ 'ye göre yapılırsa, en küçük kareler çözümü elde edilir:

$$\hat{\mathbf{s}}(k) = (\mathbf{A}^H(\Phi)\mathbf{A}(\Phi))^{-1} \mathbf{A}^H(\Phi)\mathbf{u}(k) \quad (4.86)$$

Denklem (4.86), denklem (4.85)'de yerine koyularak,

$$\min \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{u}(k) - \mathbf{P}_{\mathbf{A}(\Phi)}\mathbf{u}(k)|^2 \quad (4.87)$$

$\mathbf{P}_{\mathbf{A}(\Phi)}$ vektörleri, $\mathbf{A}(\Phi)$ 'nin sütunları tarafından kapsanan uzaya iz düşüren, iz düşüm (projeksiyon) operatörüdür ve

$$\mathbf{P}_{\mathbf{A}(\Phi)} = \mathbf{A}(\Phi)(\mathbf{A}^H(\Phi)\mathbf{A}(\Phi))^{-1}\mathbf{A}^H(\Phi) \quad (4.88)$$

biçimindedir.

$\Phi = \{\phi_1, \dots, \phi_{D-1}\}$ DOA'larının ML kestirimi, logaritmik olabilirlik fonksiyonu en büyük yapılarak elde edilir.

$$J(\Phi) = \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{P}_{\mathbf{A}(\Phi)} \mathbf{u}(k)|^2 \quad (4.89)$$

Geometrik anlamda, denklem (4.89)'daki ML kestirici, $\{\mathbf{u}(k), k=0, \dots, N-1\}$ vektörlerine en yakın, D-boyutlu işaret alt uzayını oluşturan D adet yöneltme vektörü için dizi manifoldu taranarak elde edilir. Yakınlık, bu alt uzaya vektörlerin iz düşümünün modülü ile ölçülür. Denklem (4.89), aşağıdaki biçimde de yazılabilir:

$$J(\Phi) = \text{trace}[\mathbf{P}_{\mathbf{A}(\Phi)} \hat{\mathbf{R}}_{uu}] \quad (4.90)$$

$\hat{\mathbf{R}}_{uu}$, örnek kovaryans matrisi olup,

$$\hat{\mathbf{R}}_{uu} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{u}(k) \mathbf{u}^H(k) \quad (4.91)$$

biçimdedir. Denklem (4.90)'daki logaritmik olabilirlik fonksiyonunu en büyükleme problemi, lineer olmayan, çok boyutlu bir en büyükleme problemidir ve hesap yükü oldukça ağırdır. Burada çözümü, en büyükleme problemine indirgeyecek bir çok algoritma geliştirilmiştir [41-43].

4.5. İteratif En Küçük Kareler İzdüşümüne Dayanan CMA

İteratif en küçük kareler izdüşümüne dayanan CMA (sabit genlik algoritması) (ILSP-CMA), çoklu kaynaklardan alıcı anten dizisine gelen dalgaların DOA'nı algılamakta kullanılabilir.

M-elemanlı diziye, D adet kaynaktan işaret gelmesi durumunda dizi çıkışı,

$$\mathbf{U} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (4.92)$$

$\mathbf{U} = [\mathbf{u}(0), \dots, \mathbf{u}(N-1)]$: MxN boyutundaki dizi veri giriş vektör matrisi

$\mathbf{A}(\Phi) = [\mathbf{a}(\phi_0), \dots, \mathbf{a}(\phi_{D-1})]$: MxD boyutundaki uzaysal imza matrisi

$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(0), \dots, \mathbf{s}(N-1)]$: DxN boyutundaki işaret dalga biçimi matrisi

$\mathbf{N} = [\mathbf{n}(0), \dots, \mathbf{n}(N-1)]$: MxN boyutundaki gürültü matrisi

ile ifade edilir. Bilinmeyen işaret dalga biçimleri kestirilecek deterministik büyüklükler olarak modellenerek ve işaret sayısının bilindiği veya kestirileceği varsayımı altında, dizi çıkış verisinin logaritmik olabilirlik fonksiyonu aşağıdaki biçimdedir [44].

$$J = -sabit - MN \log \sigma_n^2 - \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=0}^{N-1} \|\mathbf{u}(k) - \mathbf{A}\mathbf{s}(k)\|^2 \quad (4.93)$$

σ_n^2 : gürültü gücü

ML kestirici, bilinmeyen uzay imzaları $\mathbf{A}$ ve $\mathbf{s}(k)$ 'ya ($k=0, \dots, N-1$) göre J 'yi en büyükler ve bu durumda problem aşağıdaki en küçükleme problemine dönüşür [44]:

$$\min_{\mathbf{A}, \mathbf{S}} = \|\mathbf{U} - \mathbf{AS}\|_F^2 \quad (4.94)$$

$\|\cdot\|_F$, Frobenius normunun karesini göstermektedir ve $\mathbf{S}$ 'nin elemanları sabit modüllü olmalıdır. Sürekli matris değişkenleri $\mathbf{A}$ ve $\mathbf{S}$ 'nin bir fonksiyonu,

$$f(\mathbf{A}, \mathbf{S}) = \|\mathbf{U} - \mathbf{AS}\|_2^F \quad (4.95)$$

$\mathbf{A}$ 'nın ilk kestirimi $\hat{\mathbf{A}}$ verildiğinde, $f(\hat{\mathbf{A}}, \mathbf{S})$ 'in sürekli $\mathbf{S}$ 'ye göre en küçük yapılması bir en küçük kareler problemidir ve denklem (4.95)'nin en küçük kareler çözümü ile bulunan $\mathbf{S}$ 'nin kestirimi,

$$\hat{\mathbf{S}} = (\hat{\mathbf{A}}^H \hat{\mathbf{A}})^{-1} \hat{\mathbf{A}}^H \mathbf{U} \quad (4.96)$$

olur. $\hat{\mathbf{S}}$ çözümünün her elemanı kendi mutlak değerine bölünerek, her işaret birim genlikli hale getirilir ve birim çember üzerine iz düşürülür. $\mathbf{A}$ 'nın daha iyi bir kestirimi, $\hat{\mathbf{S}}$ sabit tutularak $\mathbf{A}$ 'ya göre $f(\mathbf{A}, \hat{\mathbf{S}})$ en küçük yapılarak elde edilir. $\mathbf{A}$ 'nın kestirimi, en küçük kareler çözümü ile bulunur:

$$\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{U} \hat{\mathbf{S}}^H (\hat{\mathbf{S}} \hat{\mathbf{S}}^H)^{-1} \quad (4.97)$$

ILSP-CMA algoritması aşağıdaki adımlarla özetlenebilir:

1. Rasgele bir $\mathbf{A}_0$, $n=0$ değeri seçilir.
2. $n=n+1$
 - $\mathbf{S}_n = (\mathbf{A}_{n-1}^H \mathbf{A}_{n-1})^{-1} \mathbf{A}_{n-1}^H \mathbf{U}$
 - $[\mathbf{S}_n]$ 'nin tüm elemanları birim çember üzerindeki en yakın değerlere izdüşürülür.
 - $\mathbf{A}_n = \mathbf{U} \mathbf{S}_n^H (\mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H)^{-1}$

3. $\mathbf{A}_n$ 'nin her sütunu kendi ilk değerine bölünür.
4. İkinci ve üçüncü adımlar, $\mathbf{A}_n$ ve $\mathbf{A}_{n-1}$ yeterince yakın olana dek tekrarlanır.

4.6. Tümlleşik Yöntem

Bir işaretin sadece bir bileşeni varsa, o işaretin uzaysal imzası, DOA'sına karşı düşen yöneltme vektörüne özdeştir. Eğer bir bileşenli işaretin uzaysal imzasının kestirimi bilinirse, bu uzaysal imzadan DOA kestirilebilir. DOA, mümkün olan tüm yöneltme vektörleri taranıp, kestirilen uzaysal imzaya en yakın olanı bulunarak kestirilebilir.

Matematiksel ifadeyle, DOA ϕ ,

$$\phi = \arg[\min\|\mathbf{a}(\phi) - \mathbf{a}_{ss}\|_2] \quad (4.98)$$

$\mathbf{a}(\phi)$: DOA ϕ 'ya karşı düşen yöneltme vektörü

$\mathbf{a}_{ss}$: kestirilen uzaysal imza

ile gösterilebilir. Alt uzay temelli algoritmalarda, DOA'yı bulabilmek için $\mathbf{A}$ 'yı kapsayan işaret alt uzayına sahip bir kovaryans matrisinin oluşturulması gerekmektedir. Uzaysal imza matrisi $\mathbf{A}$ 'nın bir kestirimi bulunabilirse, uzaysal imza kovaryans matrisi $\mathbf{R}_{aa} = \mathbf{A}\mathbf{A}^H$ oluşturulabilir ve özdeğer ayrışımı bu matris üzerinde gerçekleştirilir. Faz uyumlu işaretlerin varlığında, özdeğer ayrışımından önce uzaysal düzgünleştirilmiş uzaysal imza kovaryans matrisini oluşturabilmek için ileri/geri ortalama işlemi yapılır [45]. Bölüm (4.3.6)'da anlatılan standard ileri/geri uzaysal düzgünleştirme yöntemi uzaysal imza vektörü $\mathbf{a}_{ss}$ 'e uygulanarak, düzleştirilmiş uzaysal imza kovaryans matrisi,

$$\mathbf{R}_{jb}(K) = \mathbf{R}_f(K) + \mathbf{J}\mathbf{R}_f^*(K)\mathbf{J} \quad (4.99)$$

$\mathbf{J}$: köşegen dışındaki elemanları 1, köşegeni 0 olan permütasyon matrisi.

K : düzgünleştirme faktörü (alt dizi sayısı)

$$\mathbf{R}_f(K) = \sum_{i=0}^{K-1} \left(\mathbf{a}_{ss}(i : M - K + i) \mathbf{a}_{ss}(i : M - K + 1)^H \right)$$

MUSIC ve ESPRIT düzgünleştirilmiş uzaysal imza kovaryans matrisine uygulanarak, faz uyumlu kaynaklara ait $2M^2/3$ adet DOA kestirilebilir. M-elemanlı dizide, ILSP-CMA yöntemiyle M adet uzaysal imza kestirebilirken, tümlleşik yöntemde, MUSIC ve ESPRIT gibi alt uzay temelli yöntemler düzgünleştirilmiş uzaysal imza kovaryans matrisine uygulanarak $2M^2/3$ adet DOA kestirimi gerçekleştirilebilmektedir.

5. AKILLI ANTEN SİSTEMİ İÇİN BİR DONANIM YAPISI

5.1. Giriş

Bu bölümde, yüksek hızda telsiz veri iletişimi için geliştirilen bir DOA kestiricisi ve demet oluşturunusuna ait donanım yapısı incelenecektir. Örnek sistemde, akıllı anten, FPGA (Field Programmable Gate Array) temelli sayısal işaret işlemci ve RF, IF ve sayısal işlemedeki bazı analog/sayısal yöntemler kullanılarak DOA'lar kestirilmekte ve daha sonra da yüksek hızda ve hassasiyette demet oluşturulmaktadır.

Çok yüksek hızda DOA kestirimine ve demet oluşturmaya olanak sağlayan akıllı anten sistemleri yüksek hızda telsiz veri iletişimde tercih edilmektedir. Yakın gelecekte, 100 Mbps'den daha hızlı telsiz veri iletişimi beklenmektedir [46]. Mobil terminalin yerini bulan ve hedef doğrultusunda keskin bir demet oluşturan verimli bir akıllı anten sistemine ihtiyaç duyulmaktadır. Akıllı anten sisteminde, temel band işlemeden önce, iyi kalibre edilmiş çok kanallı alıcı/verici ve yüksek çözünürlüklü AD/DA dönüştürücüleri gerekmektedir.

Ele alınacak örnek sistem, optimum verici anten ışıma diyagramı oluşturmak üzere, DOA kestirimine dayanan DBF (Digital Beam Forming-Sayısal Demet Oluşturucu) anten sistemidir. İlk olarak, sayısal ve IF örnekleme yöntemlerine sahip tüm sistemin yapısı ele alınacaktır. Daha sonra ise, hızlı DOA kestirimi için Birim MUSIC (Unitary MUSIC) algoritması verilecektir.

5.2. Sistem Yapısı

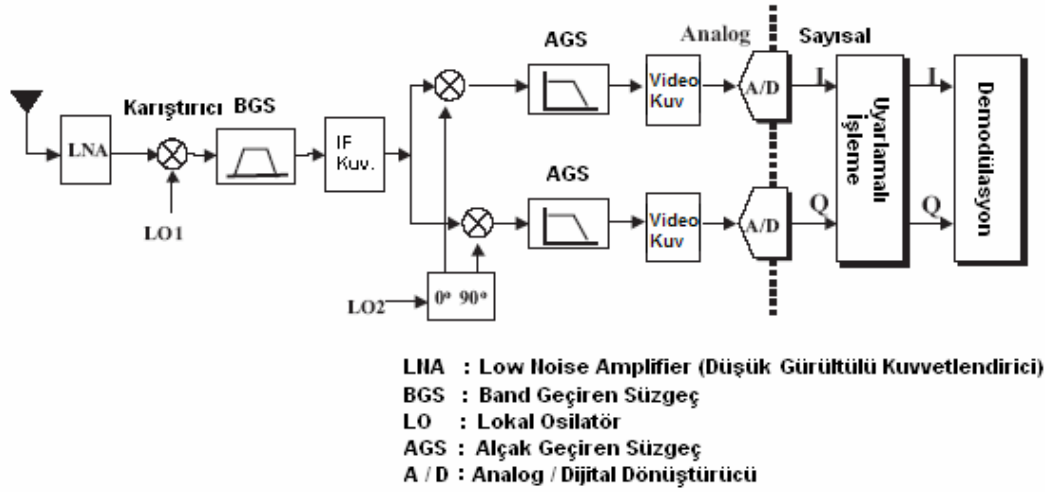
Bu bölümde verilen akıllı anten sistemi, eleman aralığı yarım dalga boyu olan düzgün aralıklı doğrusal anten dizisi (ULA), kalibre edilmiş çok kanallı alıcı-verici, A/D, D/A dönüştürücüleri, optimum DOA kestirim ve demet oluşturma algoritmalarına sahip FPGA temelli sayısal işlemcisini içerir. Çok kanallı bir alıcı-verici ile alınan işaretlerin frekansı düşürülür ve A/D çevirici ile sayısal hale getirilir. Sayısal işlemci, MUSIC algoritmasını kullanarak DOA'ları kestirir ve karıştırıcıları yok ederek hedef işareti alacak şekilde demet oluşturur.

Tüm sistem yapısı içinde, AD/DA dönüştürücüsü önemli bir modüldür. Anten elemanı sayısı arttıkça, Şekil 5.1’de gösterilen geleneksel süper-heterodin alıcı büyük kalır ve kanallarda kullanılan analog cihazların doğrusal olmaması ve kusurları zararlı etkiler (çapraz modülasyon ve artık işaret) yaratır. Bu sebepten, geleneksel yapı yerine Şekil 5.2’de gösterilen düşük-IF örnekleme frekans düşürme yapısı kullanılır. Bu yapı, alınan işaretleri doğrudan IF katında sayısallaştırır. Ardından kompleks sayısal işaretler demodüle edilirler. Her kanalda, yüksek frekanslı giriş işaretine karşı düşen yüksek hızlı tek bir AD dönüştürücüye ihtiyaç vardır. Dolayısıyla, çoklu kanal sistemi için düşük-IF örnekleme caziptir [46].

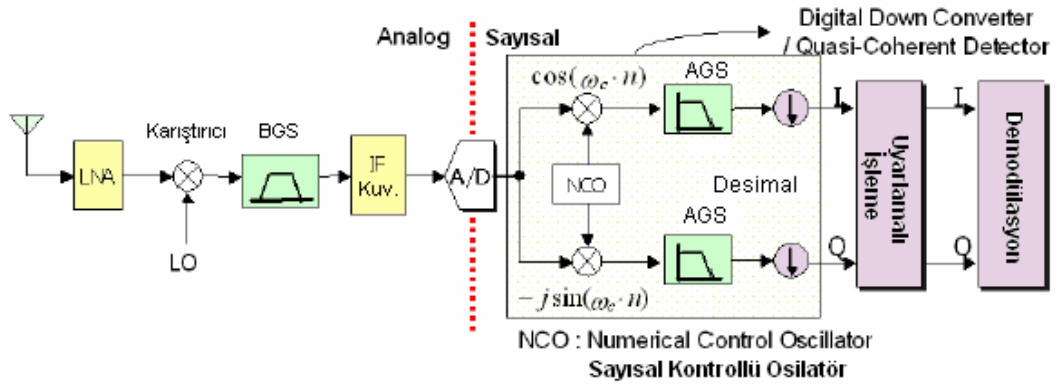
Örnek sistemde kullanılan FPGA-temelli sayısal işlemci birimine ait parametreler Tablo 5.1’de gösterilmektedir. Alıcı kısmında, filtrelenmiş ve kuvvetlendirilmiş RF işaretleri, süper-heterodin alıcı tarafından düşük frekans-IF’e düşürülür. Ters biçiminde, verici kısmındaki sayısal temel band işaretleri modüle edilerek FPGA’lardaki DUC (Digital UpConverter-Sayısal Frekans Yükseltici) tarafından frekansları yükseltilir ve sayısal/analog dönüştürücüler (DAC) ile düşük IF analog işaretlerine dönüştürülürler. RF’e yükseltme basamaklarından sonra verici işaretler anten dizisinden yayılır.

5.3. FPGA Temelli Hızlı DOA Kestiricisi

DOA temelli demet oluşturma yöntemleri, akıllı antende yüksek çözünürlük elde etmede diğer algoritmalara göre üstündür ancak DOA kestirim işlemi oldukça zaman gerektiren bir adımdır [47]. DOA temelli bir sistem oluşturulurken, en fazla zaman harcanan kısım olan DOA kestirim adımı en hızlı yapılmalıdır. Pratikte kullanılan sistemlerle, yüksek işlem yükünü en hızlı biçimde ucuz olarak gerçekleştirmek oldukça zordur. Bu sebepten, hızlı DOA kestirimi için FPGA-temelli DSP (sayısal işaret işlemcisi) yapısı kullanılabilir [48]. Kullanılan ortama göre ayarlandığı takdirde, bu yapı, DOA’ya dayanan demet oluşturma için hücresel telsiz baz istasyonlarında ve DOA görüntüleme sisteminde kullanılabilir. Yapıda birim MUSIC (unitary MUSIC) algoritması kullanılır. ESPRIT gibi diğer alt uzay temelli algoritmalara göre basitliğinden dolayı MUSIC algoritması donanım gerçekleştirmesi bakımından elverişlidir [48]. Ancak MUSIC algoritmasındaki kompleks sayılar, işlem hızını azaltmaktadır.



Şekil 5.1: Temel Band Örnekleme Alıcı (Rx) Yapısı [46].



Şekil 5.2: IF Örnekleme Alıcı (Rx) Yapısı [46].

Birim dönüşüm yoluyla, MUSIC algoritmasındaki korelasyon (veya kovaryans) matrisinin özdeğer ayrışımı sadece gerçel sayılarla çözülebilir [4, 5]. Birim MUSIC işlemcisi (UMP, unitary MUSIC processor), bütün DSP fonksiyonlarını sadece sonlu bit-uzunluklu sabit-nokta işlemi ile gerçekleştirir, dolayısıyla basit ve optimum yapı ile hızlı işleme ve düşük güç tüketimi gereksinimlerini karşılar [48]. Bu sistem, EVD (özdeğer ayrışımı) ve MUSIC açısıl spektrumunun hızlı işlemlerini CORDIC (COordinate Rotation DIgital Computer, koordinat döndüren sayısal bilgisayar) kullanan çevrimsel Jacobi işlemcisi (cyclic Jacobi processor) ve uzaysal DFT (ayrık Fourier dönüşümü) ile gerçekleştirir [51].

Tablo 5.1: Sistem özellikleri [46].

IF Frekansı	10 MHz (yukarı örnekleme) 40 MHz (aşağı örnekleme)	
ADC (Rx)	Kanallar	16'ya kadar
	Çözünürlük	12 bit
	Örnekleme Hızları	40 MHz'e kadar
DAC (Tx)	Kanallar	16'ya kadar
	Çözünürlük	14 bit
	Dönüştürme Hızları	160 MHz'e kadar
FPGA'lar	ALTERA APEX20KC600	
CPU	HITACHI SH4	
OS	NetBSD	
Kullanıcı I / F	Ethernet	100BaseT

5.3.1. Birim MUSIC DOA Kestiricisi

4. bölümde anlatılan MUSIC algoritması, özdeğer ayrışımına dayanan alt uzay temelli bir DOA kestirim yöntemidir [28]. Diğer geleneksel algoritmalarla kıyaslandığında uygulanması daha basit olup DOA kestirimini daha yüksek çözünürlükte gerçekleştirebilmektedir.

Uzak alandan gelen L adet dar bantlı işaret $s(n)$, beyaz Gauss gürültüsü ile birlikte eleman aralığı yarım dalga boyu olan K adet elemana sahip bir anten dizisine geldiğinde diziden alınan işaret, (5.1) bağıntısıyla ifade edilir:

$$\mathbf{X}(n) = \mathbf{A}\mathbf{S}(n) + \mathbf{N}(n) \quad (5.1)$$

$\mathbf{S}(n)$: İşaret matrisi

$\mathbf{X}(n)$: $K \times 1$ boyutundaki dizi çıkış vektörü

$\mathbf{A}$: sütunları dizi yöneltme vektörlerinden oluşan matris

$\mathbf{N}(n)$: beyaz Gauss gürültüsü

n : örnekleme anı

$\mathbf{X}(n)$ 'in korelasyon matrisi,

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^H(n)] = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (5.2)$$

$E[.]$: beklenen değer operatörü

H : Hermityan (kompleks eşleniği ve evriği) operatörü

$\mathbf{R}_{ss}$: $E[\mathbf{S}(n)\mathbf{S}^H(n)]$, işaret kovaryans matrisi

σ^2 : gürültü varyansı

olup, uygulamada korelasyon matrisi örnekleme anlarıyla düzgün ortalaması alınarak yaklaşıklıkla bulunur:

$$\mathbf{R}_{xx} \approx \frac{1}{\text{örnekler}} \sum_{n=1}^{\text{örnekler}} \mathbf{X}(n)\mathbf{X}^H(n) \quad (5.3)$$

Dördüncü bölümde verildiği gibi, $\mathbf{R}_{xx}$ pozitif Hermityan matris olduğundan, $\mathbf{X}(n)$ 'in korelasyon matrisi, işaret ve gürültü alt uzaylarına ayrıştırılabilir. σ^2 özdeğerine karşı düşen gürültü alt uzayı özvektörü, $\mathbf{A}^H$ 'in sıfır uzayında yer alır, işaret alt uzayına ve dolayısıyla da gelen işaretlerin yöneltme vektörlerine diktir. Gürültü alt uzay özvektörleri kullanarak, MUSIC spektrumu aşağıdaki denklemle hesaplanır:

$$P_{MUSIC} = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)E_N E_N^H a(\theta)} \quad (5.4)$$

Denklemdeki, E_N , sütunları gürültü alt uzay özvektörlerinden oluşan matrisi gösterir. Denklem (5.4)'te gösterilen spektrumdaki tepeler gelen işaretlerin DOA'larına karşı düşen açılarda oluşur.

Genellikle, denklem (5.2) ve (5.3) ile verilen korelasyon matrisleri kompleks değerlidir. Kompleks değerli özdeğer ayrışımı (EVD) ise ağır bir işlem yükü oluşturur. Hesap karmaşıklığını azaltmak üzere, birim dönüşüm uygulanarak dönüştürülmüş gerçel sayılı korelasyon matrisinin gerçel değerli özdeğer ayrışımı elde edilir [49]. EVD adımı, MUSIC algoritmasının önemli bir bölümünü oluşturur, dolayısıyla bu adımın hızlı gerçekleşmesi algoritma hızını arttırır. Eğer yöneltme vektörleri, aşağıdaki biçimde dizinin orta elemanına göre eşlenik-simetrik olarak yeniden düzenlenirse,

$$a(\theta_l) = \left[e^{j\pi \frac{(K-1)}{2} \sin \theta_l}, \dots, e^{-j\pi \frac{(K-1)}{2} \sin \theta_l} \right]^T \quad (5.5)$$

korelasyon matrisi R_{xx} de merkezi-Hermityen olur [48]. Gerçel değerli korelasyon matrisi, $\hat{R}_{xx}$, herhangi bir birim dönüşüm operatörü Q ile elde edilir:

$$\hat{R}_{xx} = \text{Re}\{Q^H R_{xx} Q\} \quad (5.6)$$

Birim dönüşüm operatörü Q aşağıdaki gibi seçilebilir:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I & jI \\ II & -jII \end{bmatrix}, \quad \text{anten dizisi eleman sayısı çiftse}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I & \mathbf{0} & jI \\ \mathbf{0} & \sqrt{2} & -j\mathbf{0} \\ II & \mathbf{0} & -jII \end{bmatrix}, \quad \text{anten dizisi eleman sayısı tekse} \quad (5.7)$$

Denklemlerdeki $\mathbf{0}$ vektörü, $\mathbf{0} = [0,0,...,0]^T$ olup, I birim matris, II ise birim matrisin soldan sağa sütunları karşılıklı yer değiştirilmiş olan bir matristir [48]. Denklem (5.6)'da sadece reel kısım seçilerek FB (forward-backward, ileri-geri) ortalama elde edilir [49].

5.3.2. DSP Tasarım Kavramları

Birim MUSIC algoritması başlıca 4 adımdan oluşur: Birim dönüşüm ve gerekirse uzaysal düzgünleştirme de içeren korelasyon matrisinin kestirimi, korelasyon matrisinin özdeğer ayrışımı (EVD), MUSIC spektrumunun hesaplanması, 1-boyutlu tepe taraması (lokal maksimum sezimi).

5.3.2.1. CORDIC Temelli Jacobi İşlemcisiyle Özdeğer Ayrışımı

CORDIC temelli Jacobi işlemcisi, hızlı paralel işlemenin donanımsal olarak gerçekleştirilmesi için uygundur [51]. Çevrimsel Jacobi işlemcisi, denklem (5.8)'de gösterildiği gibi birim dönüştürülmüş $K \times K$ boyutundaki gerçel simetrik korelasyon matrisi R_{yy} 'nin sağ ve sol kısımlarına bir dizi ortonormal rotasyon işlemi uygulayarak gerçel değerli simetrik özdeğer problemlerini çözer.

$$E^T \cdot R_{yy} \cdot E = D, \quad (5.8)$$

$$E = J_1 \cdot J_2 \cdot J_3 \dots$$

$$J = W_{12} \cdot W_{13} \cdot W_{K-1,K}$$

Denklem (5.8)'de gösterilen W_{pq} terimi, (p,q) düzleminde bir θ açısı üzerinden ortonormal düzlem rotasyonu olup, elemanları, $W_{pp} = \cos\theta$, $W_{pq} = \sin\theta$, $W_{qp} = -\sin\theta$, $W_{qq} = \cos\theta$ ($p > q$)'dir. J ise, Jacobi taraması (sweep) olarak adlandırılan W_{pq} 'ların

(p,q)'nın çevrimsel-sıralı olarak çoklu rotasyonudur. Üst indis T ile transpoze, alt indis K ile de dizi uzunluğu gösterilmektedir. İşlemci, denklem (5.8)'i çözmede vektör rotasyonları ve arctanjant işlemleri için CORDIC (COordinate Rotation DIgital Computer-koordinat çeviren sayısal bilgisayar) algoritmasını kullanır [53]. Sabit-noktalı işlem kullanıldığından yaklaşıklık hataları oluşur. Ancak 16-bit hassasiyetin üzerinde çalışıldığında kabul edilebilir bir performans elde edilir. Sistemde kullanılan EVD işlemcisinde iterasyon sayısı 4 Jacobi taraması ve hesaplama bit-uzunluğu ise 16-bittir [48].

5.3.2.2. Uzaysal DFT ile MUSIC Spektrumu Hesabı

Spektral MUSIC algoritmasında, gelen işaretlerin DOA'larını bulabilmek için EVD adımından sonra açısız spektrum hesaplanır. MUSIC temelli algoritmalarda doğrultu bulma problemine, MUSIC polinomunun köklerini bulmaya dayanan kök-MUSIC algoritması gibi başka çözümler de mevcuttur [50]. Ancak kompleks katsayılı polinom oldukça karmaşık olup sabit-nokta işlemlerini kullanan FPGA gibi işlemcilerle çözmeye uygun değildir.

FPGA'lar üzerinde hızlı DSP için basit iteratif bir algoritma en uygun çözümdür. Basitliğinden ve iyi performansından dolayı uzaysal DFT (Ayrık Fourier Dönüşümü) yöntemi açısız MUSIC spektrumunu hesaplamada kullanılır.

ULA (düzgün aralıklı doğrusal dizi) için basit, sürekli uzaysal işaret modeli denklem (5.9) ile verilebilir.

$$x_k(t, \theta) = U(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_{uzay} \cdot k \cdot d) \quad (5.9)$$

U(t) : Dizinin sağ baştaki ilk elemanında, bir kaynaktan gelen dalganın uyardığı işaret (referans işaret)

k : anten dizisinin eleman sıra numarası

d : ULA elemanları arasındaki sabit uzaklık

$f_{uzay} = (\sin \theta) / \lambda$, uzaysal frekans

U(t), zamanla değişen tüm terimleri ve kompleks genliği içerir. Uzaysal P-noktalı DFT uygulandığında, ayrık uzaysal frekans dağılım fonksiyonu denklem (5.10) ile verilir:

$$X_k[n] = \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{P-1} x_k[m] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{P}m \cdot n} \quad (5.10)$$

k : anten dizisinin eleman sıra numarası

n : ayırık uzaysal frekans indisi

m : ayırık uzaklık indisi

P : nokta sayısı

$$x_k[t, m.2\pi/P] = x_k[m] = U(t) \cdot \exp(-j.2\pi.f_{uzay}.m.k.d)$$

Anten aralığı, $d = \lambda/2$ olduğunda, ayırık dalga cephesi θ , denklem (5.11) ve denklem (5.12) yardımıyla hesaplanır:

$$f_{uzay,ayrik} = \frac{\sin \theta}{\lambda} = \frac{n}{P \cdot d} \quad (5.11)$$

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{n}{P/2} \right) \quad (5.12)$$

MUSIC algoritmasında, gürültü alt uzay özvektörlerinin denklem (5.10)'daki ayırık DFT'si uzaysal frekans dağılımını sağlar. Ancak DFT, anten dizisinin sadece birkaç uzaysal örneği üzerinden alınır, uzaysal spektrumun çözünürlüğü azalır. Çözünürlüğü düşük bir spektrumdan kestirim yapmak elverişli değildir. Bu durumda, spektrum interpolasyonu dikkate alınmalıdır. Sayısal işaret işleme teorisine göre, DFT spektrumu, gürültü özvektör elemanlarının uzaysal verisine birkaç sıfır eklenerek düzgün ve iyi çözünürlükte elde edilebilir [48]. Uzaysal DFT ile elde edilen spektrum, denklem (5.4)'te ana demeti tüm doğrultulara yönlendirmekle tamamen eş değerdir.

Denklem (5.4)'teki MUSIC spektrumundaki tepeleri bulmak yerine, denklem (5.10)'daki DFT spektrumunun lokal minimumları (LM) bulunur. Şekil 5.3'te örnek donanım için simülasyonda elde edilen lokal minimumlar gösterilmektedir. Simülasyonda, 2 adet faz uyumlu (ya da tamamen ilişkili) dalga, 4-elemanlı ULA'ya -15° ve 20° 'den gelmektedir. İki işaretin güçleri eşit ve giriş SNR'si 10 dB'dir. LM noktaları denklem (5.4)'teki paydaya karşı düşer.

Denklem (5.10)'daki spektrum tekrar düzenlenecek olursa, ayırık dalga cepheleri (DOA'lar), denklem (5.13) ile elde edilir.

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{l - P/2}{P/2} \right) \quad (5.13)$$

Denklem (5.13)'teki θ , l 'nin ters sinüzoidal fonksiyonudur. $(-30^\circ, 30^\circ)$ bölgesinde, buradaki fonksiyonun gradyanının yaklaşık bir değeri, denklem (5.14)'te $l = P/2$ (0°)'deki türevle verilen lineer bir fonksiyonla bulunabilir:

$$\left. \frac{d\theta}{dl} \right|_{l=P/2} = \frac{1}{P/2} \text{rad} = 0.4476^\circ \quad (5.14)$$

Bu lineer bölgede, açısal aralık düzgün olarak düşünülebilir ve kestirim çözünürlüğü DFT uzunluğu P ile ters orantılıdır. P, 256 iken, kestirim çözünürlüğü yaklaşık 0.4476° olur.

5.3.3. DSP Tasarımı ve Donanım Simülasyonu

Basit tasarım için, DOA kestirimi, sönümlenmenin (fading) olmadığı durağan durumda ele alınır ve sistem, tek bir dalga kaynağından gelen yüksek ilişkili (faz uyumlu) işaretleri uzaysal düzgünleştirme yöntemiyle sınıflandırmak üzere tasarlanır. Birim MUSIC algoritmasının ilk adımı, giriş veri vektörü X_i 'i, birim dönüştürme operatörü Q ile Y 'ye aşağıdaki denklemle dönüştürmektir [48]:

$$Y_i = Q^H X_i \quad (5.15)$$

X_i , uzaysal düzgünleştirme için M'e bölünen alt-vektörler, Y_i ise bunlara karşı düşen dönüştürülmüş alt-vektörlerdir. Bu birim dönüşüm ile, korelasyon matrisi R_{yy} , denklem (5.16) ile elde edilir.

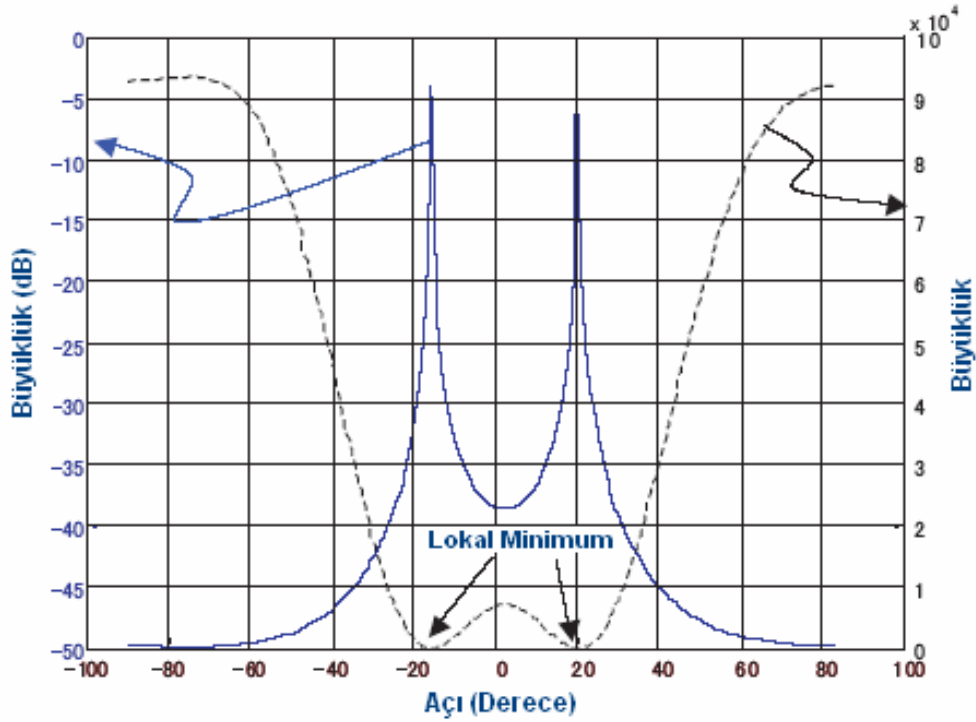
$$R_{yy}(n) = \beta R_{yy}(n-1) + (1-\beta) \sum_{i=1}^M \text{Re}\{Y_i(n) Y_i^H(n)\} \quad (5.16)$$

β : gerçel düzgünleştirme faktörü

M : alt-matris sayısı

Bu işlem, birinci dereceden IIR (Infinite Impulse Response, sonsuz darbe yanıtı) üstel ortalama süzgeciyle yapılır [48].

Bir sonraki adımda ise, korelasyon matrisi, EVD işlemcisi ile özdeğerlerine ayrıştırılır. Bu sistemde CORDIC temelli Jacobi EVD işlemcisi kullanılır. Bu işlemciyle, optimum rotasyon açısı elde edildikten sonra, sadece vektör rotasyonunun basit iteratif süreci gerçekleştirilir. EVD adımından sonra ise, denklem (5.4)'teki MUSIC spektrumunun tersi, ters birim dönüşümle kompleks değerli hale dönen gürültü özvektörlerinin, denklem (5.17)'deki uzaysal DFT'si ile hesaplanır.



Şekil 5.3: MUSIC spektrumu ve tersinin donanım simülasyonu. 4-elemanlı bir diziye -15° ve 20° 'den eşit güce sahip, SNR=10 dB'de 2 faz uyumlu işaret gelmektedir [48].

$$P_{MU,ters} = \sum_{i=L+1}^K |DFT \{Q \cdot E_i\}|^2 \quad (5.17)$$

$P_{MU,ters}$: güç spektrumu

E_i : gürültü alt uzayına ait i. özvektör

K : anten eleman sayısı

L : dalga sayısı

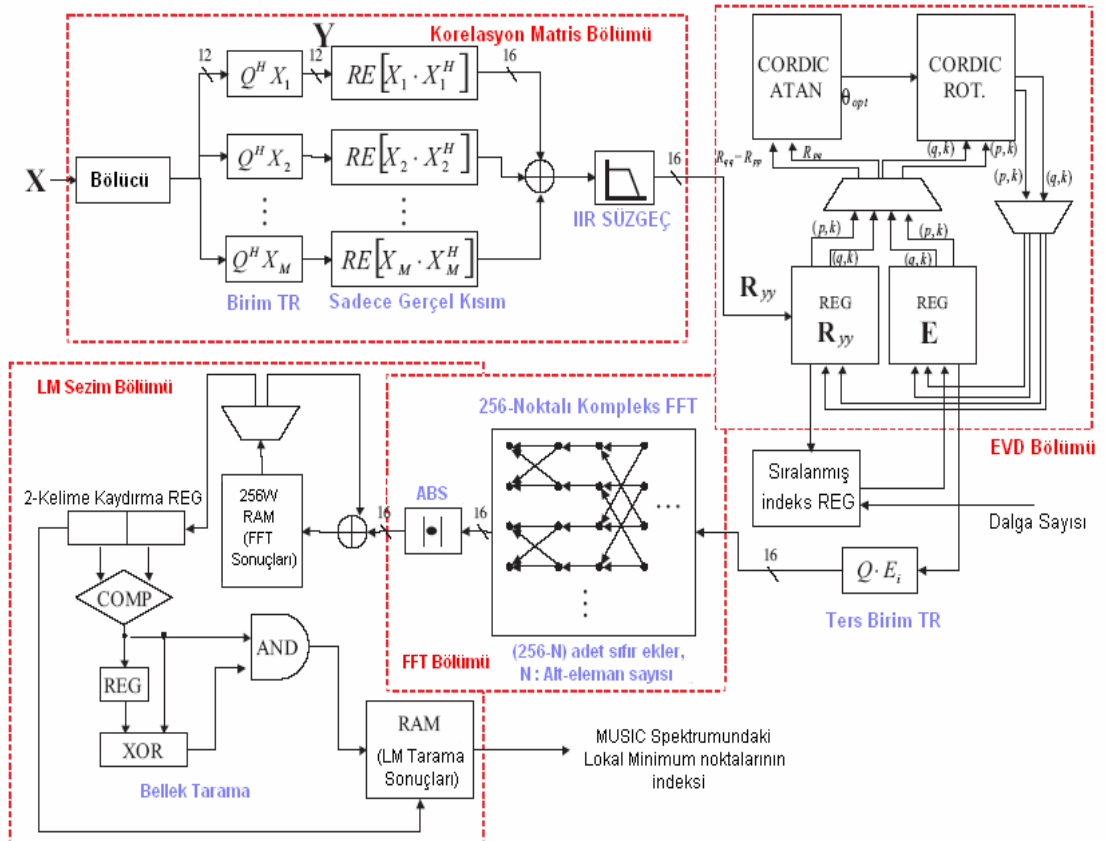
Şekil 5.3'te gösterilen donanım simülasyonu gerçek donanımın sadece DSP kısmına ait doğrudan ölçümlere ilişkin olup sisteme bağlı olmayan bir bilgisayar aracılığıyla oluşturulan giriş verisi kullanılarak gerçek donanımdan sonuçlar elde edilir. Böylece DSP'nin fonksiyonu kontrol edilir [48].

Son adımda, MUSIC spektrumunun tersindeki LM (Lokal Minimum) noktaları bulunarak DOA'lar elde edilir. Bu işlem, tüm hafızayı tarayan devre ile gerçekleştirilir.

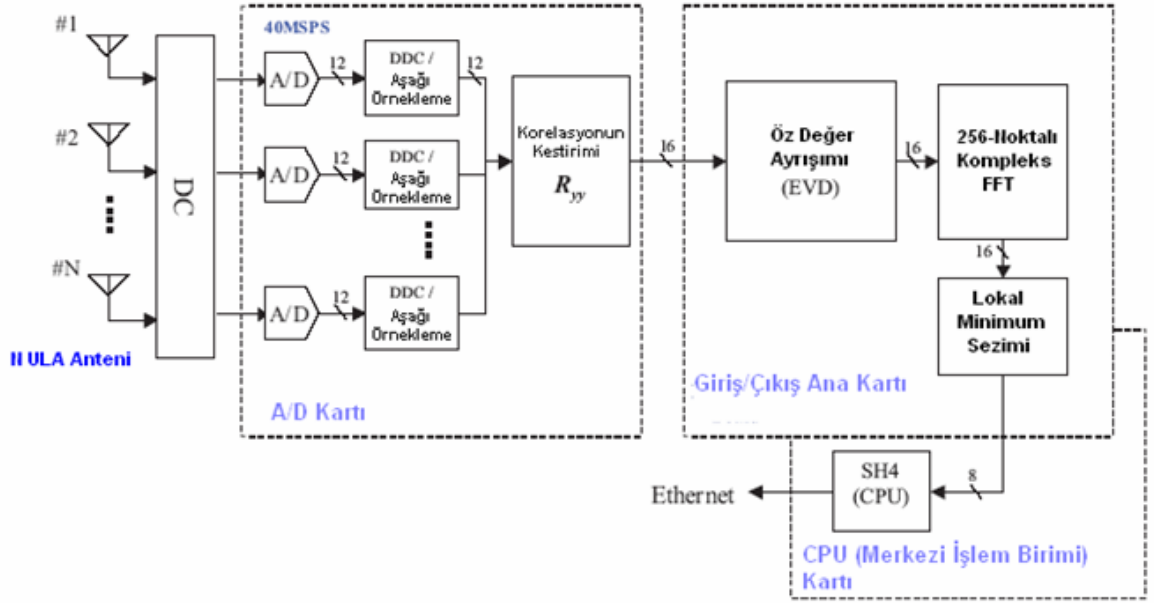
5.4. FPGA Yapısı

Sistemin donanımsal olarak gerçekleştirilmesinde, 1.2 milyon eş geçide ve 80 Kbayt iç hafıza bloğuna sahip 2 FPGA (EP20K600, Altera) kullanılır [48]. Önceki bölümlerde anlatılan DSP adımlarına ait blok diyagram Şekil 5.4'te gösterilmektedir. Blok diyagram 4 bölümden oluşur. Bunlar, Korelasyon Matris Bölümü, EVD Bölümü, FFT Bölümü ve LM Sezim Bölümü'dür. Her bölüme ait bit duyarlık da aynı şekil üzerinde gösterilmektedir. Gelen dalga (kaynak) sayısının önceden bilindiği varsayılmaktadır.

Şekil 5.5 ve Şekil 5.6'da gösterilen test sisteminde, analog DC (frekans düşürücü) alıcısı ile RF (Radyo Frekansı) işaretleri, merkezi 10 MHz'de olan IF (Ara Frekans) işaretlerine dönüştürülür ve ADC (Analog-Sayısal Çevirici) ile 40 MSPS hızlarında sayısallaştırılır. 4 kat yüksek hızda örneklenen IF işaretlerinin frekansları sayısal olarak tekrar kompleks temel banttaki frekanslara düşürülür ve uygun bir tamsayı L değeri defa aşağı örneklenir (downsampled). Birim MUSIC algoritmasının sayısal işaret işleme bölümü FPGA'lar ile gerçekleştirilir.



Şekil 5.4: DSP blok diyagramı [48].



Şekil 5.5: Sistem yapısı [48].

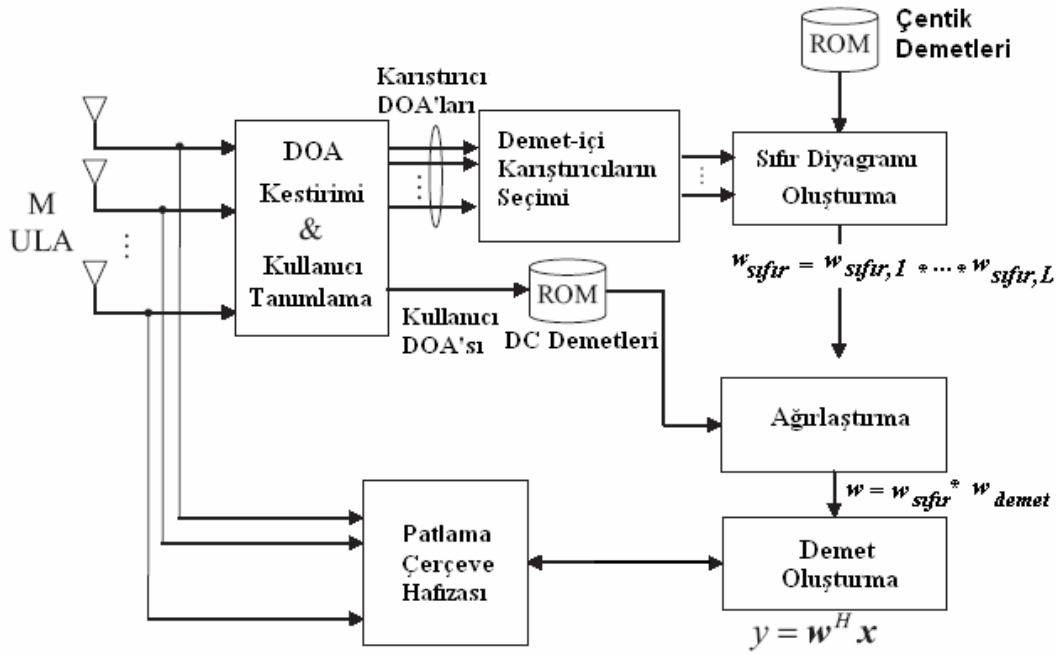
Spektrumu oluşturmak için, 256-noktalı 4-tabanlı kompleks FFT kullanılır [52] ve FFT, gürültü özvektörünün N elemanından oluşan 256 uzaysal veriye sahiptir. $(256-N)$ adet sıfır, spektrumu düzgün olarak interpolate eder. Tüm hesaplamalar, ADC'lerden gelen 12-bit giriş verisiyle sabit-nokta aritmetiği tarafından yapılır [48].



Şekil 5.6: UMP sayısal işaret işlemci görüntüsü (A/D Kartı) [48].

5.5. Karıştırıcı Etkilerini Yok Eden UMP-Temelli Demet Oluşturucu

Bu bölümde, UMP'ye dayanan bir demet oluşturma sistemi değerlendirilecektir. Şekil 5.7'de gösterilen örnek sistem, DOA kestiricisi ve demet oluşturma içerir. Kullanıcı ve karıştırıcı işaretlerinin DOA'ları kestirilerek doğru olarak sınıflandırıldığı varsayılır. Demet oluşturma SLR (yan kulak oranı) 40 dB olan Dolph-Chebyshev demeti kullanır ve ana demeti kullanıcı işaret doğrultusuna yönlendirirken karıştırıcı işaretleri düşük yan kulak ile tamamen bastırır [46].



Şekil 5.7: UMP-akıllı anten sistemi [46].

6. DÜZGÜN ARALIKLI DAİRESEL ANTEN DİZİSİNDE MUSIC ALGORİTMASI İLE DOA KESTİRİMİ

6.1. Giriş

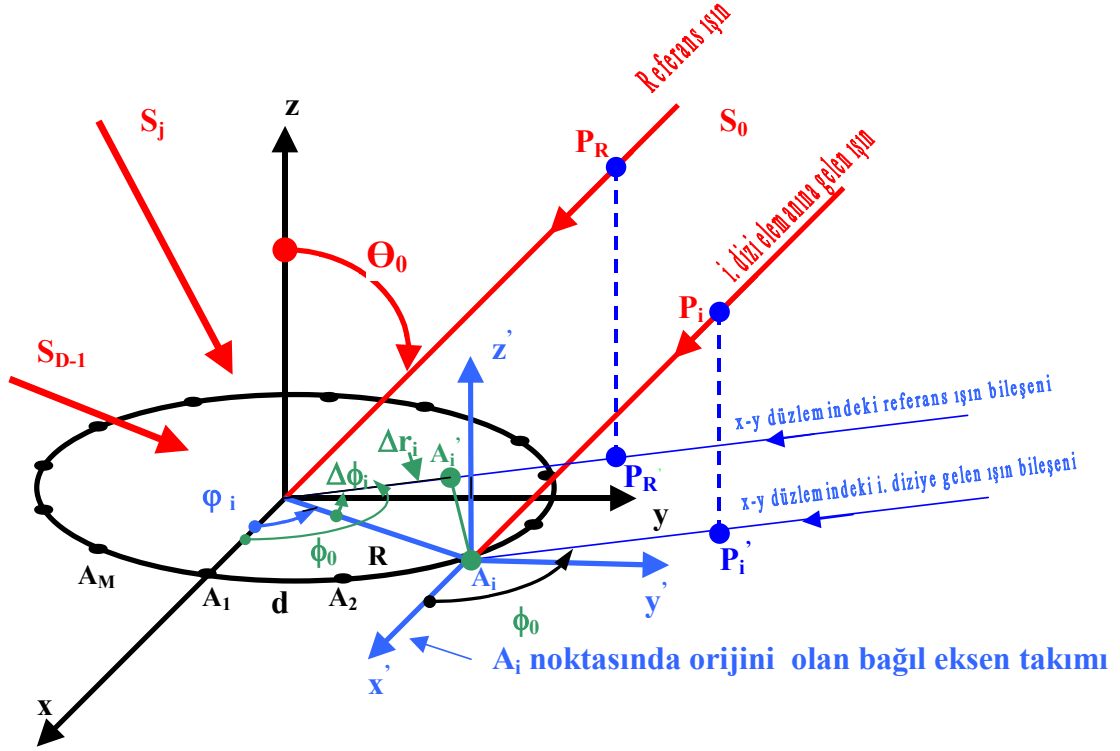
Dünya çapında, mobil ağ kullanıcı sayısındaki büyük artış nedeniyle hızlı ve ucuz kablosuz iletişimde artan kapasite ihtiyacını karşılamada uyarlamalı antenlere olan ilgi artmıştır. 3. nesil ve gelecekteki kablosuz sistemlerde, uyarlamalı veya akıllı antenler üzerindeki çalışmalar hız kazanmaktadır. Akıllı anten sistemleri, trafiğin yoğun olduğu bölgelerde, radyo spektrumunun etkin kullanımına olanak sağlar.

Akıllı anten sistemlerindeki sayısal işaret işlemci, işaretlerin geliş doğrultularını (DOA) kestirir ve uyarlamalı demet oluşturma ile anteni, istenilen işaret yönünde en büyük ışımayı yapacak ve istenmeyen işaretler yönünde de ışıma diyagramının sıfırları gelecek şekilde yönlendirecek uygun ağırlık katsayılarını hesaplar [2]. 4. bölümde verilen MUSIC (Çoklu İşaret Sınıflandırması) algoritması, gelen işaret sayısı ve işaret geliş doğrultularını doğru olarak kestiren alt uzay temelli bir yöntemdir ve yüksek çözünürlük sağlar [17].

Bu bölümde, MUSIC algoritması kullanılarak düzgün aralıklı bir dairesel anten dizisiyle sağlanan DOA kestirim başarısını, dizi eleman sayısı, işaret gücü ve gürültü gücü parametrelerine göre en büyük yapan ve dairesel dizide dizi eleman sayısı veya dizi yerleşim alanını minimum kılacak şekilde bir optimizasyon yapılmaktadır. Bunun için, MATLAB 6.1 yazılımı ile uygun bir simülasyon yapılarak bu optimizasyon gerçekleştirilmiştir.

6.2. Düzgün Dairesel Dizi İle DOA Kestirimi

DOA'yı belirlemek için kullanılacak anten sayısı, sistemin üzerine konuşlandırılacağı platform bakımından sınırlıdır. Bu durumda, DOA kestirim performansının $-180^\circ \leq \theta \leq +180^\circ$ olduğu tüm sektörde en üst düzeyde sağlanması önemlidir. DOA kestirimindeki bu gereksinim, ancak dairesel diziler kullanılarak sağlanabilir. Şekil 6.1'de düzgün aralıklı bir dairesel anten dizisi gösterilmektedir. Bu şekilde görülen notasyonların anlamları aşağıda topluca verilmektedir:



Şekil 6.1: Düzgün aralıklı dairesel anten dizisinde DOA kestirimi.

θ_i, ϕ_i : i. kaynağın doğrultusunun açı bileşenleri

$j = 0, 1, \dots, D-1$ (D: Kaynak sayısı.)

R : Dizinin yarıçapı

d : Dizi elemanları arasındaki uzaklık

ϕ_i : i. dizi elemanının x eksenine göre açısı

$\Delta\phi_i$: i. dizi elemanının referans ışına göre açı farkı

Δr_i : i. dizi elemanının referans ışına göre yol farkı

$i = 1, 2, \dots, M$ (M: Dizideki eleman sayısı)

Burada DOA kestiriminde, kaynağı uzak alanda bulunan D adet işaret, $s_0, s_1, \dots, s_{D-1}$, elemanları arasındaki uzaklığı d olan, M adet özdeş, izotropik antene sahip dairesel diziye, $\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{D-1}$ geliş açılarından gelmektedir. Bu durumda, düzgün aralıklı doğrusal anten dizisindeki DOA kestirimine benzer biçimde, dizi çıkışında alınan toplam işaret $\mathbf{u}(t)$ için

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{j=0}^{D-1} \mathbf{a}(\phi_j) s_j(t) + \mathbf{n}(t) \quad (6.1)$$

elde edilir. Bu bağıntı açık olarak aşağıdaki gibi gösterilmektedir:

$$\mathbf{u}(t) = [\mathbf{a}(\phi_0) \mathbf{a}(\phi_1) \dots \mathbf{a}(\phi_{D-1})] \begin{bmatrix} \mathbf{s}_0(t) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{D-1}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (6.2)$$

Bu denklemdeki $\mathbf{s}(t) = [s_0(t) \ s_1(t) \ \dots \ s_{D-1}(t)]^T$, gelen işaret vektörünü, $\mathbf{n}(t) = [n_0(t) \ n_1(t) \ \dots \ n_{M-1}(t)]^T$ her anten elemanındaki gürültü bileşenlerini ve $\mathbf{A}$ matrisinin sütun vektörleri $\mathbf{a}(\phi_j)$, $j = 0, 1, \dots, D-1$, ϕ_j açısından gelen j . işaret için dizi yönlendirme vektörünü gösterir. Dairesel anten dizisi için yönlendirme vektörü (6.3) bağıntısıyla verilir.

$$\mathbf{a}(\phi_j) = \begin{bmatrix} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\phi_j)} \\ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\phi_j - \frac{2\pi}{M})} \\ \vdots \\ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} R \cos[\phi_j - \frac{2\pi}{M}(i-1)]} \\ \vdots \\ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} R \cos[\phi_j - \frac{2\pi}{M}(M-1)]} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Şekil 6.1'e göre, dizi yönlendirme vektörünün bileşenleri, $a_i(\phi_j)$, $i = 1, 2, \dots, M$, (6.4) bağıntısıyla bulunur.

$$a_i(\phi_j) = e^{jk \Delta r_i} = e^{j\alpha_i} = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\phi_j - \frac{2\pi}{M}(i-1))} \quad (6.4)$$

α_i : i . anten dizi elemanının orijine göre faz farkı

k : boşluktaki dalga sayısı ($2\pi / \lambda$)

$$\Delta r_i = R \cos \Delta \phi_i = R \cos(\phi_j - \phi_i) \quad (6.5)$$

$$\phi_i = \frac{2\pi}{M}(i-1) \quad (6.6)$$

6.3. Simülasyonlar

Bu bölümde Matlab 6.1 ortamında hazırlanan programlar aracılığıyla düzgün aralıklı bir dairesel anten dizisi ile MUSIC algoritması kullanılarak elde edilen DOA kestirim başarısı, dizi eleman sayısı, işaret gücünün gürültü gücüne oranı (SNR) parametresine göre irdelenerek bu dizinin optimizasyonu için çeşitli değerlendirmeler yapılmıştır. Program kaynak kodlarının tanıtımı Ek A'da verilmektedir.

İlk olarak bir dairesel anten dizisinin en az elemana sahip olduğu durum olan 3-elemanlı dairesel dizi ele alınmış, ardından karşılaştırma için 4-elemanlı durum benzer koşullarda irdelenmiştir. Dizilere uzak alandaki kaynaktan eşit güce ve farklı taşıyıcı frekanslarına sahip 2 sinüzoidal işaret geldiği varsayılmıştır. Değerlendirmelerde gürültünün rastlantısal etkisi ile sonuçların değişmesi nedeniyle, her bir durumda simülasyon 10 kez tekrarlanarak elde edilen işaret geliş doğrultularına ilişkin açısal kestirim hatalarının ortalama değerleri kullanılmıştır. Dairesel dizi yarıçapının dalga boyuna göre bağlı değerleri (R/λ) ve örnek sayısı 1000 alınarak SNR değeri 20 dB ve 10 dB için simülasyonlar tekrarlanmıştır. Yukarıda belirtildiği gibi hatanın değeri gürültü nedeniyle değiştiğinden simülasyon 10, 50, 100, 500 ve 1000 defa koşturularak bu değişim irdelenmiştir. Buna göre simülasyon tekrar sayısının 10 alınması ilerde belirtileceği gibi uygun olmaktadır.

MUSIC algoritmasının doğrultuya göre çözünürlük performansı 3-elemanlı dizide en iyi durum için irdelenmiştir. Son olarak, ilintili işaretler durumunda kestirim başarısı incelenerek gereken değerlendirmeler yapılmıştır. (6.4) bağıntısında görüldüğü gibi, gelen işaretlerin dizi elemanlarındaki faz farkları (α_i), dizi yarıçapı R ile doğru orantılıdır. Bu nedenle, bir işaretin geliş doğrultusundaki çözünürlüğü arttırmak için R olabildiğince büyütülmelidir. Ancak dizi elemanları arasındaki uzaklık d , $(\lambda/2)$ 'den büyük olduğunda dizinin ışıma diyagramında kazancı sıfır olan doğrultular (sıfırlar) meydana gelir ve bu doğrultulardan gelebilecek işaretler dizi tarafından algılanamaz. Buna göre, R yarıçapı, $d \leq \lambda/2$ olacak şekilde seçilmelidir. Dizinin ışıma diyagramının demet karakteristiğinde sıfırlar oluşmaması için R değerlerinin olabildiğinde küçük seçilmesi gerekir. Ancak bu durumda, $d < \lambda/4$ olduğunda DOA çözünürlüğü kötüleşmektedir. Dolayısıyla simülasyonlarda, $d_1 = \lambda/4$ değeri $d_2 = \lambda/2$ koşullarına karşı düşen R değerleri kullanılmaktadır.

Programlarda geliş doğrultuları bilinen iki işaretin dairesel dizi tarafından alınmakta ve MUSIC algoritmasıyla bu geliş doğrultuları hesaplanmaktadır. Hesap sonucu ile işaretin gerçek DOA değeri arasındaki fark MUSIC algoritmasının hatasını vermektedir. Simülasyonda çeşitli geliş doğrultularına göre değerlendirmeyi

kolaylaştırmak için iki işaretin geliş doğrultularının aritmetik ortalaması ve bu ortalama değerden her bir işaretin geliş doğrultusunun sapması kullanılmaktadır.

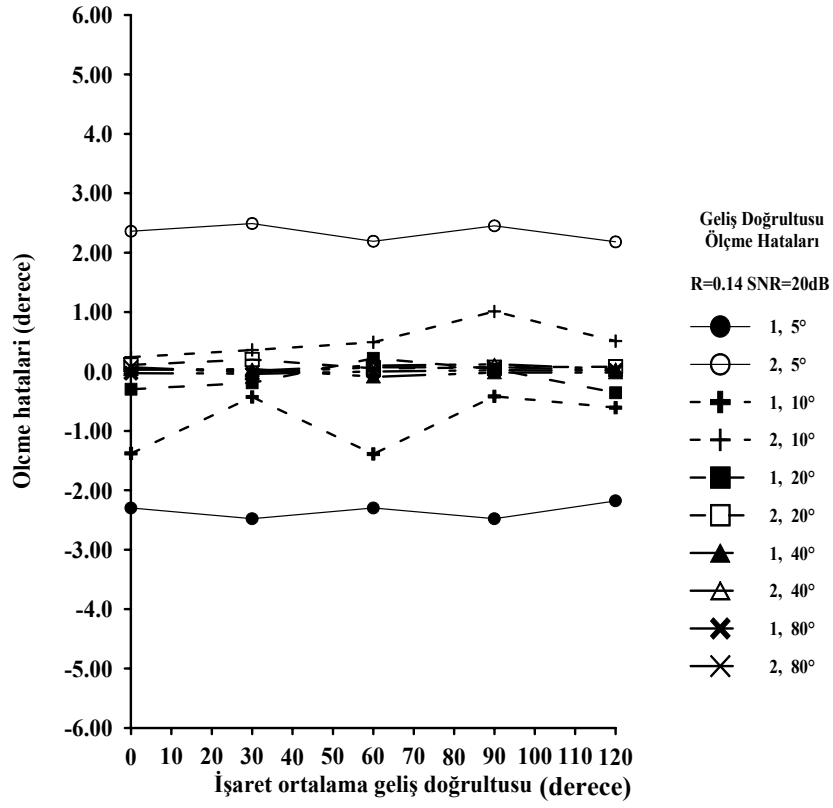
6.3.1. 3-Elementli Dairesel Anten Dizisinin Değerlendirilmesi

Tanıtımı Ek A'da verilen sim1.m programı kullanılmıştır. Programın giriş büyüklükleri, SNR, R, deney sayısı, işaret ortalama geliş doğrultusu, iki işaretin geliş doğrultularının sapmasıdır. Burada, ortalama geliş doğrultuları 120° 'ye kadar alınmıştır. Zira 3-elementli daireselel dizinin uzayda 120° 'lik sektörel simetrisi olduğundan sadece bir sektör için değerlendirme yapmak yeterlidir. Simülasyonda, daireselel dizi elemanları 0° , 120° ve 240° doğrultularında alınmıştır.

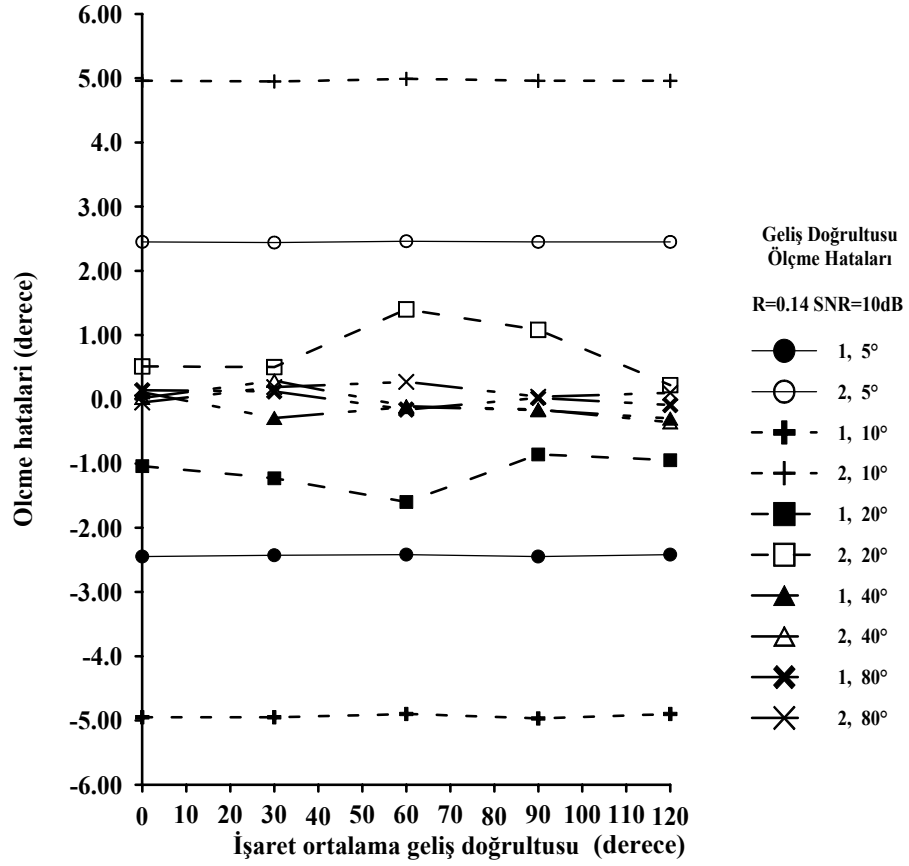
3-elementli daireselel anten dizisinin elemanları arasındaki uzaklık $d=\lambda/4$ alındığında dizinin yarıçapı $R=0.14\lambda$ olmaktadır. SNR=20 dB, deney sayısı 10, işaret ortalama geliş doğrultuları $[0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ]$, iki işaretin geliş doğrultularının ortalama geliş doğrultusuna göre sapmaları $[5^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 40^\circ, 80^\circ]$ alınarak Şekil 6.2'deki grafik elde edilmiştir. Bu şekildeki grafikte, x-ekseni işaret ortalama geliş doğrultusunu derece olarak göstermekte, y-ekseni ise, ölçme hatası olarak MUSIC algoritması ile belirlenen işaret doğrultularındaki hataları göstermektedir. Şekil 6.2'deki parametre değerleri, örnek olarak $(1, 5^\circ)$ 'de, 1 birinci işarete ilişkin eğriyi, 5° ise iki işaretin geliş doğrultuları arasındaki farkı göstermektedir.

Bu grafikte, işaret ortalama geliş doğrultusuna göre ölçme hatasının yaklaşık olarak sabit kaldığı ve iki işaretin geliş doğrultularının ortalama geliş doğrultusuna göre sapma değeri küçüldükçe yani işaretlerin geliş doğrultuları birbirlerine yaklaştığında bu hatanın büyüdüğü gözlenmektedir.

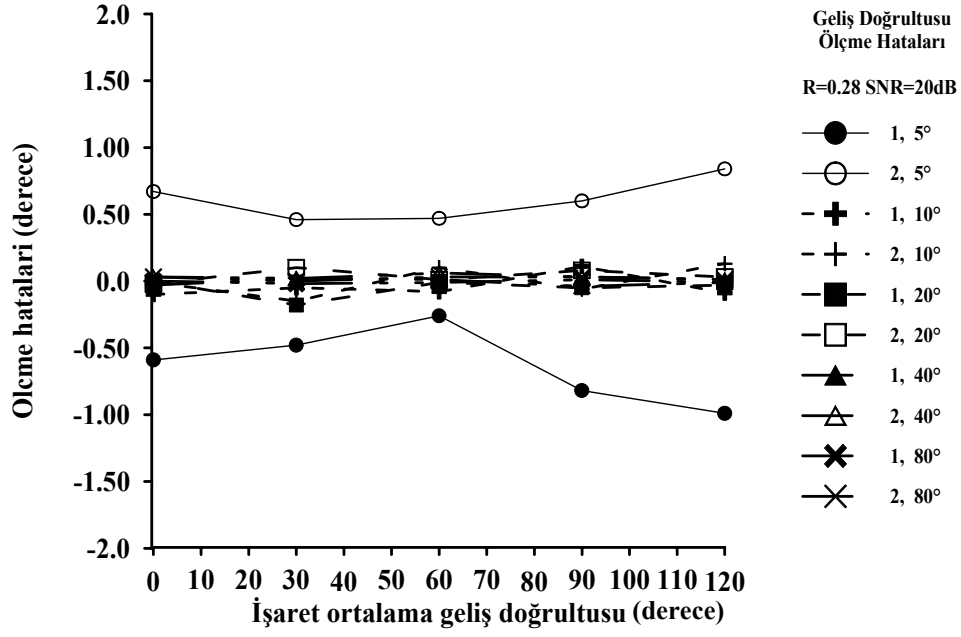
3-elementli daireselel anten dizisinin elemanları arasındaki uzaklık $d=\lambda/4$ alındığında dizinin yarıçapı $R=0.14\lambda$ olmaktadır. SNR=10 dB, deney sayısı 10, işaret ortalama geliş doğrultuları $[0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ]$, iki işaretin geliş doğrultularının ortalama geliş doğrultusuna göre sapmaları $[5^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 40^\circ, 80^\circ]$ alınarak Şekil 6.3'teki grafik elde edilmiştir. Bu grafikte ise, beklenildiği gibi, SNR değerinin küçülmesi ile ölçme hatalarının büyüdüğü ve hatanın ortalama geliş doğrultusuna göre değişmediği gözlenmektedir. Ancak geliş doğrultuları arasındaki fark 40° 'den fazla ise SNR'nin 20 dB'den 10 dB'e inmesi hatayı pek etkilememektedir.



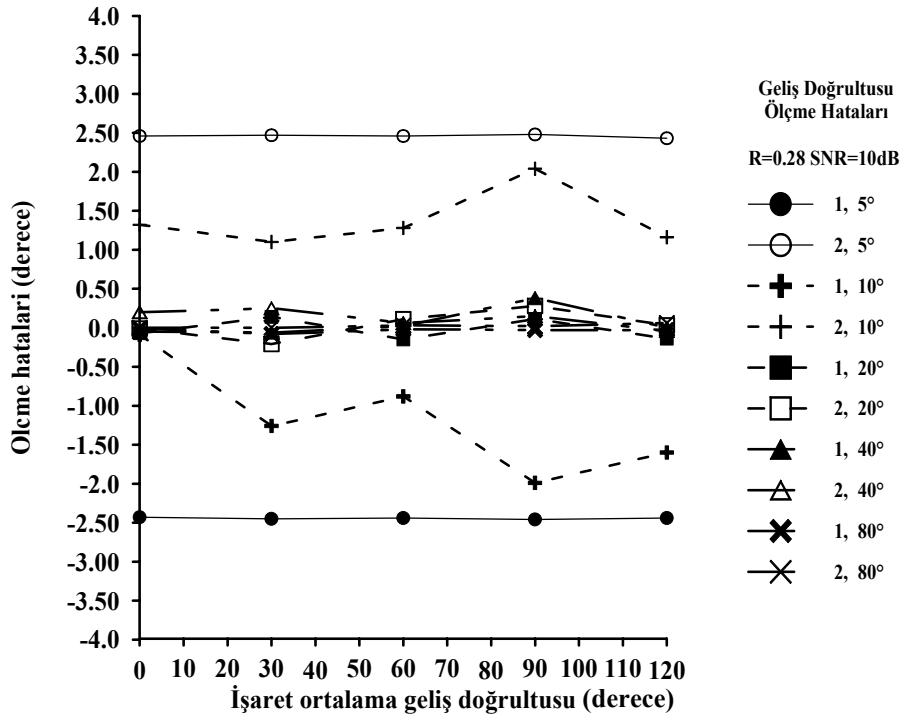
Şekil 6.2: $R/\lambda = 0.14$, $SNR = 20dB$ için simülasyon sonuçları.



Şekil 6.3: $R/\lambda = 0.14$, $SNR = 10dB$ için simülasyon sonuçları.



Şekil 6.4: $R/\lambda = 0.28$, $SNR = 20dB$ için simülasyon sonuçları.



Şekil 6.5: $R/\lambda = 0.28$, $SNR = 10dB$ için simülasyon sonuçları.

Yine aynı geliş doğrultuları için $d = \lambda/2$ alındığında dizinin yarıçapı $R = 0.28\lambda$ olmaktadır. Bu yarıçap değeri için $SNR = 20$ dB ve $SNR = 10$ dB alınarak sırasıyla Şekil 6.4 ve Şekil 6.5'teki grafikler elde edilmiştir.

Dizi yarıçap değerinin iki katına çıkarılmasıyla hata önemli ölçüde azalmaktadır. Hata, bir önceki durumdaki gibi, ortalama geliş doğrultusuna göre değişmemektedir. Geliş doğrultuları arasındaki fark 10° 'den fazla ise SNR 'nin 20 dB'den 10 dB'e inmesi hatayı pek etkilememektedir.

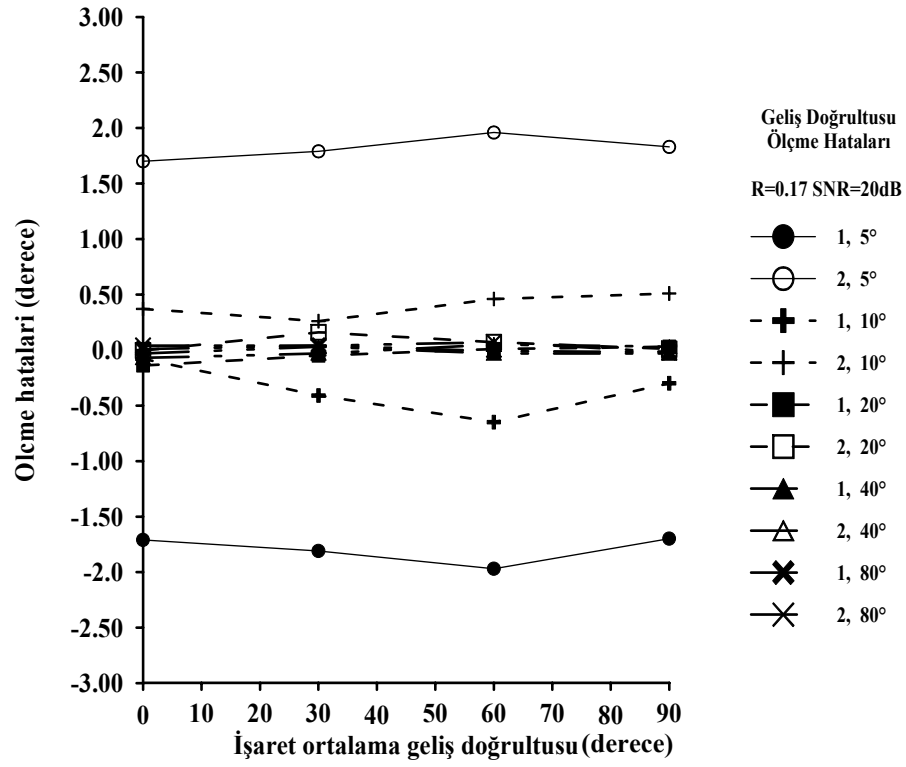
6.3.2. 4-Elementli Dairesel Anten Dizisinin Değerlendirilmesi

Tanıtımı Ek A'da verilen sim2.m programı kullanılmıştır. Programın giriş büyüklükleri, SNR , R , deney sayısı, işaret ortalama geliş doğrultusu, iki işaretin geliş doğrultularının sapmasıdır. Burada, ortalama geliş doğrultuları 90° 'ye kadar alınmıştır. Zira 4-elementli dairesele dizinin uzayda 90° 'lik sektörel simetrisi olduğundan sadece bir sektör için değerlendirme yapmak yeterlidir. Simülasyonda, dairesele dizi elemanları 0° , 90° , 180° ve 270° doğrultularında alınmıştır.

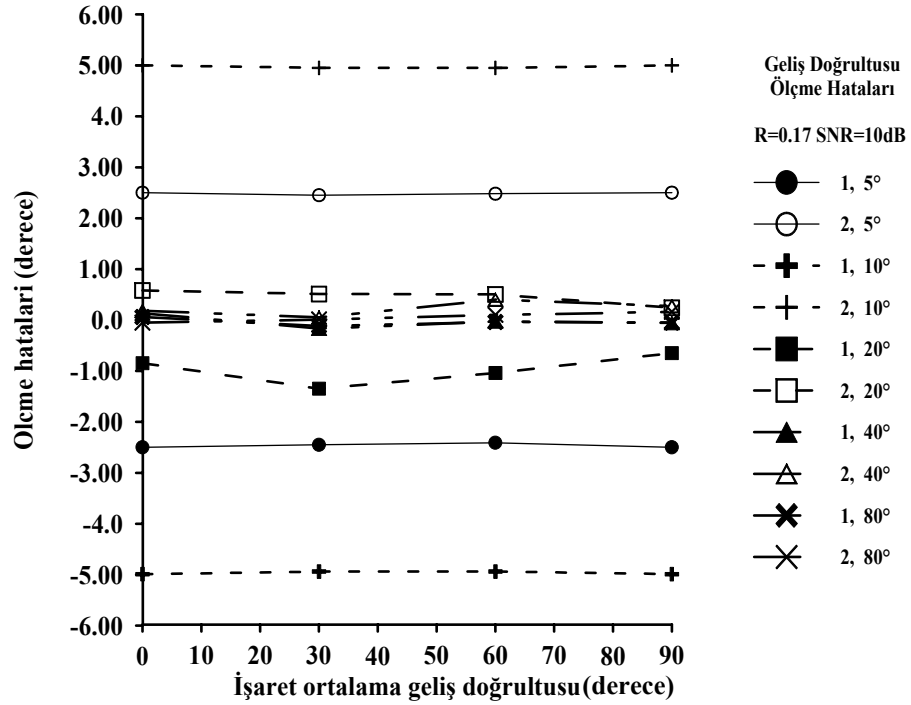
4-elementli dairesele anten dizisinin elemanları arasındaki uzaklık $d = \lambda/4$ alındığında dizinin yarıçapı $R = 0.17\lambda$ olmaktadır. $SNR = 20$ dB, deney sayısı 10, işaret ortalama geliş doğrultuları $[0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ]$, iki işaretin geliş doğrultularının ortalama geliş doğrultusuna göre sapmaları $[5^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 40^\circ, 80^\circ]$ alınarak Şekil 6.6'daki grafik elde edilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere 4-elementli anten dizisindeki ölçme hatası, 3-elementli anten dizisinde elde edilen hatadan daha küçüktür. İşaret ortalama geliş doğrultusuna göre ölçme hatası yine sabit kalmaktadır. İki işaretin geliş doğrultularının ortalama geliş doğrultusuna göre sapma değerinin en küçük olduğu açılarda ölçme hatası en büyük olmaktadır.

3-elementli anten dizisindeki simülasyonlara benzer şekilde, 4-elementli anten dizisi için önce yarıçap değeri sabit tutularak SNR değeri 10 dB'e düşürülmüş ve Şekil 6.7'deki grafik elde edilmiştir. Beklenildiği gibi, küçülen SNR değeri ile ölçme hataları büyümektedir ancak yine hata ortalama geliş doğrultusuna göre değişmemektedir ve elde edilen grafik 3-elementli dizide elde edilen grafiğe benzemektedir.

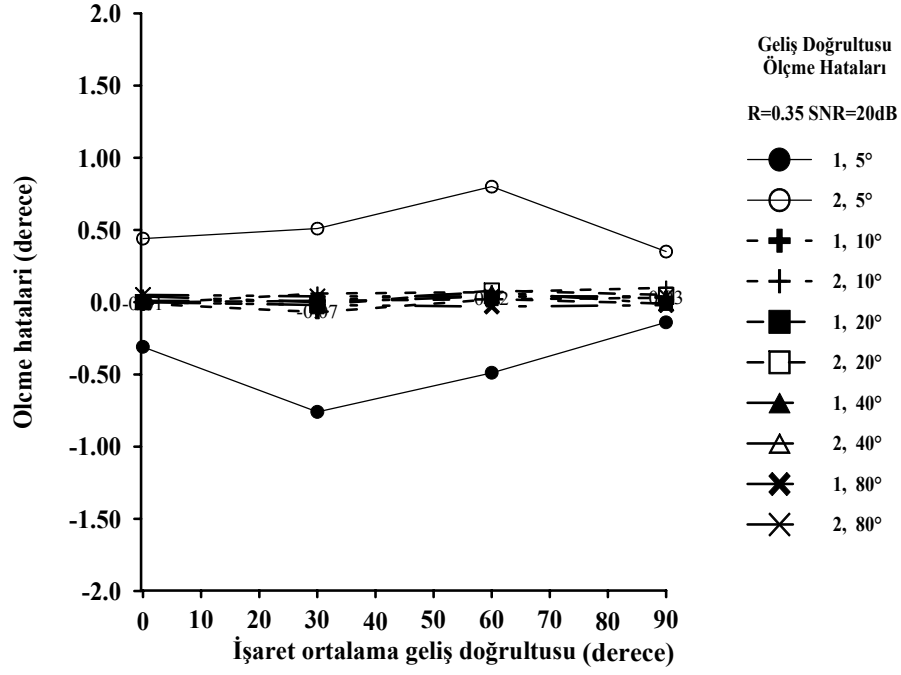
Aynı geliş doğrultuları için $d = \lambda/2$ alındığında dizinin yarıçapı $R = 0.35\lambda$ olmaktadır. Bu yarıçap değeri için $SNR = 20$ dB ve $SNR = 10$ dB alınarak sırasıyla Şekil 6.8 ve Şekil 6.9'daki grafikler elde edilmiştir. Yarıçapın iki katına çıkarılmasıyla hata önemli ölçüde azalmaktadır ve SNR değerinin kötüleşmesi geliş doğrultuları arasındaki fark 10° 'den fazla ise hatayı etkilememektedir.



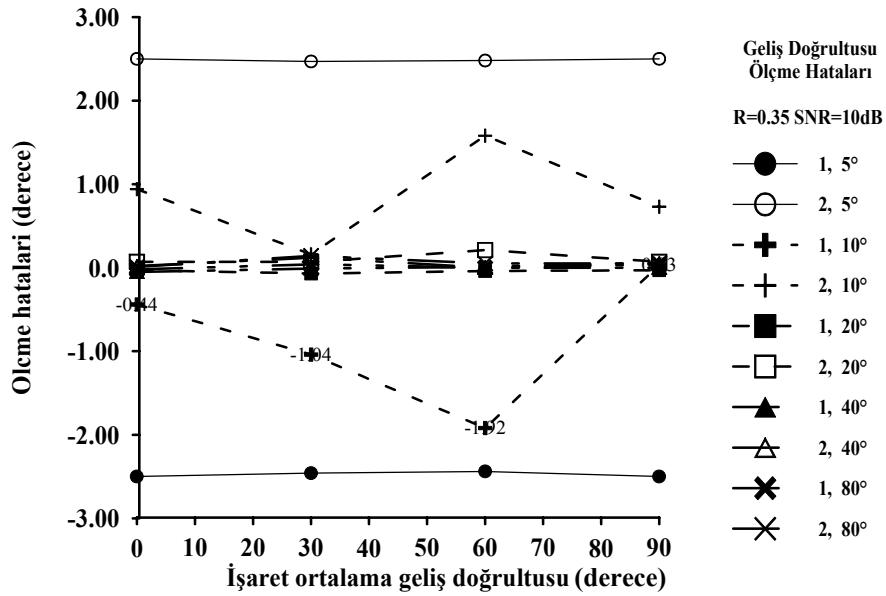
Şekil 6.6: $R/\lambda = 0.17$, $SNR = 20dB$ için simülasyon sonuçları.



Şekil 6.7: $R/\lambda = 0.17$, $SNR = 10dB$ için simülasyon sonuçları.



Şekil 6.8: $R/\lambda = 0.35$, $SNR = 20dB$ için simülasyon sonuçları.

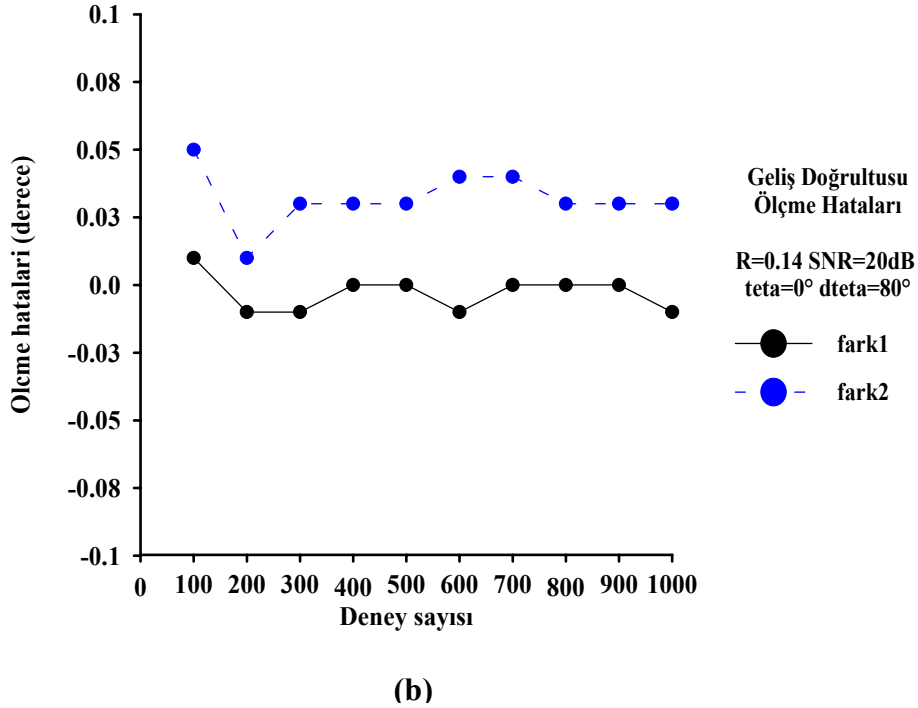
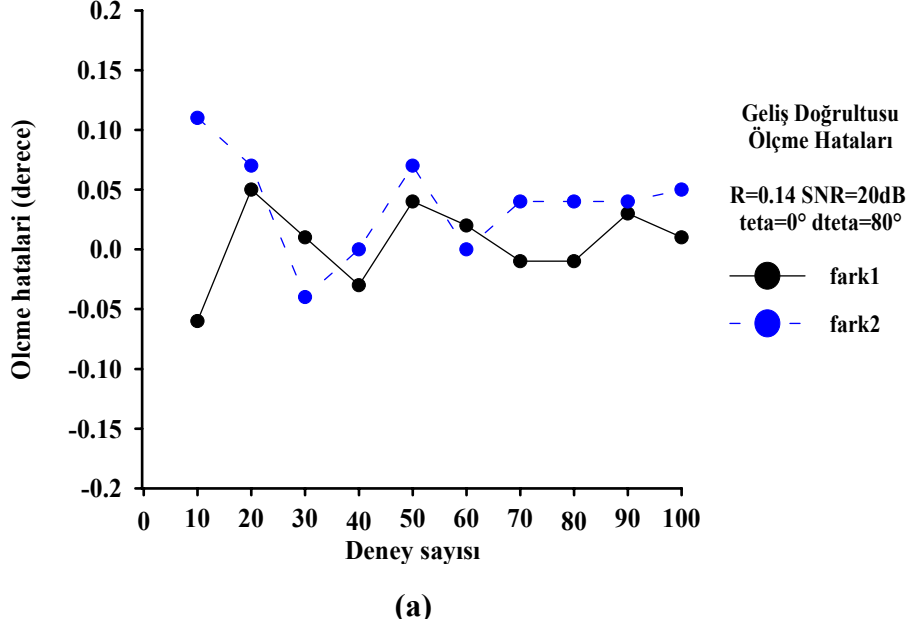


Şekil 6.9: $R/\lambda = 0.35$, $SNR = 10dB$ için simülasyon sonuçları.

6.3.3. Ölçme Hatalarının Deney Sayısına Göre Değişimi

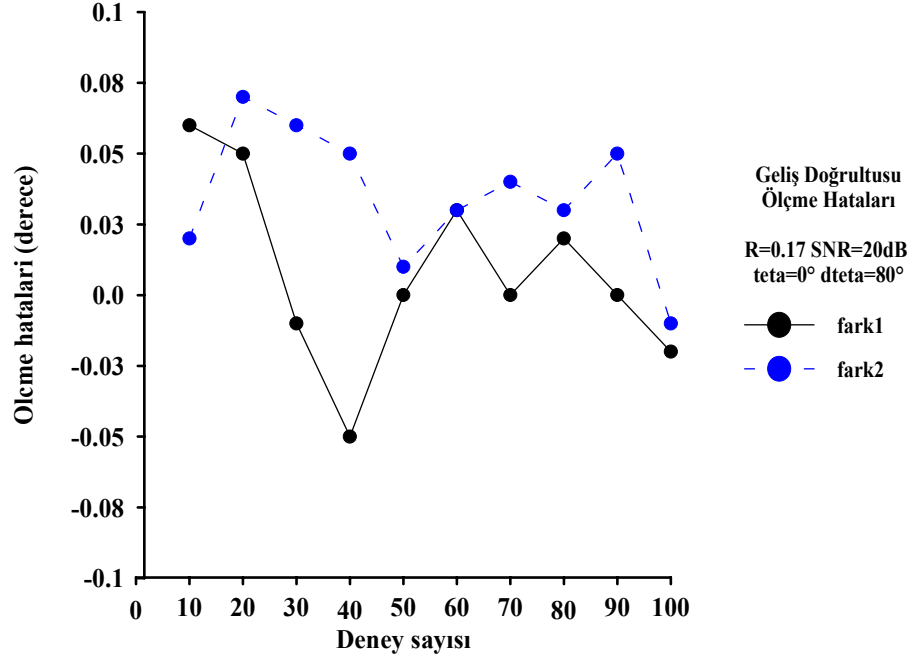
Simülasyon sonuçları, gürültü rastlantısal değiştiğinden farklılık göstermektedir. Deney sayısına göre DOA kestirim hatalarının değişimini gözlemlemek amacıyla farklı deney sayıları kullanılarak simülasyonlar tekrarlanmıştır. Deney sayısı ile belirtilen giriş parametresi 10, 50, 100, 500 ve 1000 alınarak, program kaynak kodu sim1.m'de 3-elemanlı ve 4-elemanlı dairesel diziler için SNR değerleri 20 dB

alınarak program çalıştırılmıştır. Bunun için programda, giriş parametre değerlerinden işaret ortalama geliş doğrultusu 0° , iki işaretin geliş doğrultularının ortalama geliş doğrultusuna göre sapması 80° , yarıçap değeri R, 3-elemanlı dizi için 0.14λ , 4-elemanlı dizi için 0.17λ alınmıştır.

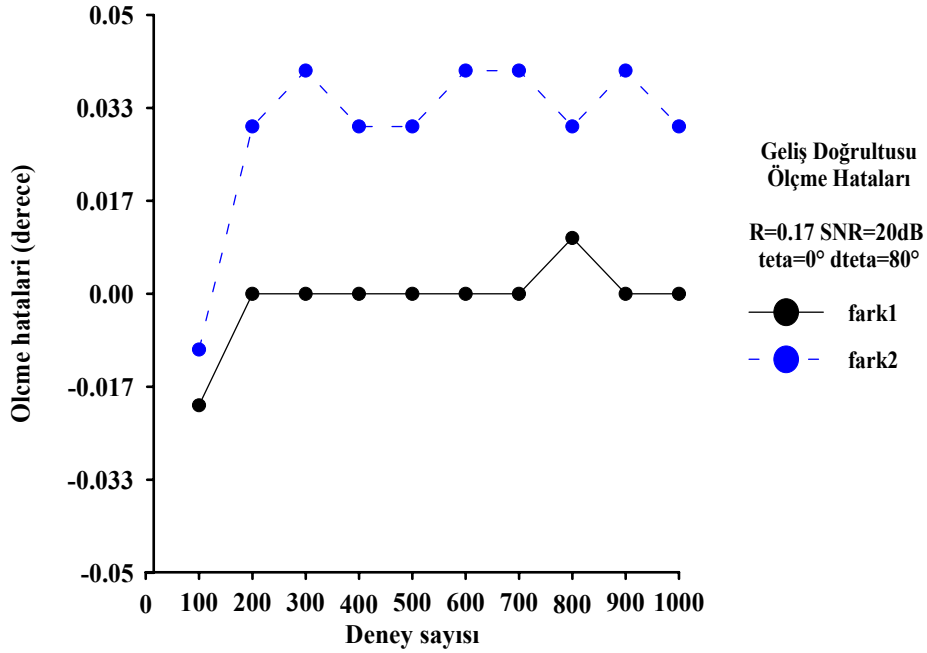


Şekil 6.10: (a) $R/\lambda = 0.14$ ve $SNR = 20$ dB için ölçme hatasının deney sayısı (0, 100) aralığındaki değişimi, (b) $R/\lambda = 0.14$ ve $SNR = 20$ dB için ölçme hatasının deney sayısı (0, 1000) aralığındaki değişimi.

Şekil 6.10 ve Şekil 6.11 deney sayısına göre hata değişimini sırasıyla 3-elemanlı ve 4-elemanlı dizi için göstermektedir. Grafiklerden görüleceği üzere, hata deney sayısının artmasıyla çok az değişmektedir. Dolayısıyla işlemci yükünü hafifletmek amacıyla deney sayısının 10 alınması makul bir çözümdür.



(a)



(b)

Şekil 6.11: (a) $R/\lambda = 0.17$ ve $SNR = 20$ dB için ölçme hatasının deney sayısı (0, 100) aralığındaki değişimi, (b) $R/\lambda = 0.17$ ve $SNR = 20$ dB için ölçme hatasının deney sayısı (0, 1000) aralığındaki değişimi.

6.3.4. MUSIC Algoritmasının Doğrultuya Göre Çözünürlüğü

3-elemanlı dairesel anten dizisinde MUSIC algoritmasının doğrultuya göre çözünürlük performansını incelemek üzere sim3.m kodu kullanılmıştır. Program giriş parametreleri olarak dizi yarıçapı $R = 0.28\lambda$, SNR değerleri [20 dB, 10 dB, 0 dB], işaret ortalama geliş doğrultuları (θ) [0° , 30° , 60° , 90° , 120°], deney sayısı 10 alınmıştır. Tablo 6.1’de $\Delta\theta_{\min}$ ile gösterilen açı, ilintili olmayan iki işaretin ayırt edilebildiği, iki işaretin geliş doğrultularının ($\theta \pm \Delta\theta_{\min}/2$) ortalama geliş doğrultusuna (θ) göre minimum sapmasıdır. Yapılan simülasyonlarda iki işaretin ayırt edilebildiği bu $\Delta\theta_{\min}$ değerleri, SNR 20 dB iken 3° , SNR 10 dB iken 9° , SNR 0 dB iken 30° bulunmuştur ve bu değerler yapılan 10 deneyin tamamında işaretlerin birbirinden ayırt edilebilirliğini sağlamaktadır. Tablo 6.1’de ölçme hatalarının işaret ortalama geliş doğrultuları ilgili $\Delta\theta_{\min}$ değerlerindeki değişimleri gösterilmektedir. Tabloda fark1 ve fark2 ile gösterilen değerler sırasıyla 1. ve 2. işaretin DOA’larındaki kestirim hatalarıdır. Birbirine yakın doğrultularda gelen iki işaretin ayrı olarak kestirilebilmesi fark1 ve fark2 değerlerine bağlıdır, Tablo 6.1’de gösterilen fark1 ve fark2 değerlerinin $\Delta\theta < \Delta\theta_{\min}$ için çok daha büyük değerlerde çıktığı gözlemlenmiştir.

Tablo 6.1: Ölçme hatalarının işaret ortalama geliş doğrultularına göre değerlendirilmesi.

θ (Derece)	SNR = 20 dB $\Delta\theta_{\min} = 3^\circ$		SNR = 10 dB $\Delta\theta_{\min} = 9^\circ$		SNR = 0 dB $\Delta\theta_{\min} = 30^\circ$	
	Fark1($^\circ$)	Fark2($^\circ$)	Fark1($^\circ$)	Fark2($^\circ$)	Fark1($^\circ$)	Fark2($^\circ$)
0	0.5	0.6	-2.2	1.4	-1.0	1.8
30	-0.7	1.2	-2.3	1.8	-2.1	1.6
60	-1.2	0.5	-1.7	2.5	-3.2	3.3
90	-1.0	0.9	-0.9	2.6	-1.5	0.2
120	-1.0	1.0	0.7	0.9	-0.7	2.4

6.3.5. MUSIC Algoritmasının İlintili İşaret Performansı

3-elemanlı dairesel anten dizisinde MUSIC algoritmasının ilintili işaretler durumundaki performansını incelemek üzere sim4.m kodu kullanılmıştır. Program giriş büyüklükleri önceki bölümlerde kullanılan parametrelerin aynısıdır. İlintili işaretlere ilişkin büyüklükler program içerisinde işaretlerin modülleri (genlikleri) orantılı ve fazlar arasında sabit bir faz farkı olacak şekilde seçilmiştir. Bunun uygulama bakımından anlamı, bir kaynaktan diziye gelen direkt dalga yanında, bir engelden yansiyarak gelen indirekt dalganın da alıcı anten dizisine ulaşmasıdır.

Yapılan simülasyonlarda işaret ortalama geliş doğrultusu ve ortalama geliş doğrultusundan sapma değerleri değiştirilerek ilintili işaretler için algoritmanın performansı gözlemlenmiştir (Tablo 6.2). Burada büyük DOA'dan gelen işaret ilintili işaret alınarak simülasyonlar değerlendirilmiştir. Buna göre, örneğin işaret ortalama geliş doğrultusu 30° iken, ortalama geliş doğrultusundan sapma açısı 5° , yani asıl işaret 27.5° 'den ilintili işaret de 32.5° 'den geldiğinde ilintili olan işaret anten tarafından algılanamazken, işaret ortalama geliş doğrultusu 35° ve yine aynı sapma değerinde ilintili işaret algılanabilmektedir. Benzer biçimde, işaret ortalama geliş doğrultusu 30° iken, ortalama geliş doğrultusundan sapma açısı 10° olduğunda, ilintili işaret algılanabilmekte iken aynı sapma değerinde, işaret ortalama geliş doğrultusu 25° olduğunda ilintili işaret algılanamamaktadır. Tablo 6.2'den görüleceği üzere, MUSIC algoritmasının, birbirine yakın doğrultudan gelmeleri halinde ilintili işaretleri ayırabilmesi için ortalama geliş doğrultusunun yeterince büyük olması gerekmektedir. Ortalama geliş doğrultusu açısı büyüdükçe algoritma daha küçük sapma açılarında da çözüm yapabilmektedir.

Tablo 6.2: İlintili işaretlerde MUSIC algoritmasının performansını değerlendirme örneği.

Sıra No	İşaret ortalama geliş doğrultusu θ (derece)	Ortalama geliş doğrultusundan sapma $\Delta\theta$ (derece)	İlintili işaretle durum
1	30°	5°	Algılanamaz
2	30°	10°	Algılanır
3	35°	5°	Algılanır
4	25°	10°	Algılanamaz

6.4. Sonuç

Bu bölümde, geliş açısı kestirim probleminde MUSIC algoritması kullanılarak düzgün aralıklı dairesel dizide optimizasyon için gereken değerlendirmeler özgün bir çalışma olarak yapılmıştır. Düzgün aralıklı dairesel dizinin yarıçapı 2 katına çıkarıldığında algoritmanın geliş doğrultusu kestirimindeki hatası önemli ölçüde azalmaktadır. SNR değerinin küçülmesi beklenildiği gibi hatayı arttırmaktadır. Gelen iki işaretin doğrultuları arasındaki fark büyüdükçe DOA kestirim hatası azalmaktadır. Ortalama geliş doğrultusuna göre bu hatanın yaklaşık sabit kaldığı gözlemlenmiştir.

Sonuç olarak, dairesel dizinin yarıçapı, hata gereksinimini sağlayan en küçük bir değerde olmalıdır. Bu hata gereksinimini karşılayacak şekilde doğrultusu belirlenen işaret kaynaklarının yeri SNR oranıyla sınırlanır. Kaynak uzaklaştıkça, SNR oranı küçüleceğinden hata da artar, yani dizinin gereksinimi karşılayan hata ile DOA belirleme kapsama alanı işaret gücüne bağlıdır. İşaretin ortalama geliş doğrultusu dairesel dizideki simetriden dolayı MUSIC algoritmasının açı belirleme yeteneğini pek etkilememektedir.

DOA belirleme algoritmasının kullanılacağı uygulamaya göre bu hata değerlendirmesi sistem tasarımı bakımından önemlidir. Örnek olarak, bir insansız uçak (UAV) içinde DOA belirleme alt sistemi (akıllı anten) kullanıldığı takdirde UAV kontrol operatörüyle iletişim yönlü bir anten ile yapılabilir. Bu durumda, UAV'nin haberleşme ve kontrolü daha az güç harcanarak gerçekleştirilebilir, zira anten kazancı kadar daha az verici çıkış gücü gerekecektir. Bu UAV'nin operasyon süresini uzatabilecek önemli bir kazançtır. Bu sistemin diğer bir operasyonel yararı da, UAV'nin elektronik harp alıcıları tarafından belirlenmesini de güçleştirmesi dolayısıyla UAV'nin operasyonel güvenliğini arttırmasıdır. Bu nedenle, akıllı anten sisteminin en önemli parçası olarak DOA belirleme alt sisteminin performansına ilişkin hata değerlendirmesi bu tarz sistem uygulamaları için oldukça önemlidir.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde, kablosuz algılayıcılardaki gelen işaretin doğrultusunu bulma probleminde özgün bir çalışma olarak, düzgün aralıklı bir dairesel anten dizisinde MUSIC algoritması kullanılarak DOA kestirim performansının değerlendirilmesi verilmiştir. Burada, DOA kestirimi, simetrik yapısından dolayı dairesel anten dizisi kullanılarak tüm yatay düzlemde elde edilebilmektedir. Bu durumda, bu anten dizisi için minimum yerleşim alanında en az DOA kestirim hatası sağlayacak bir dairesel dizi yapısının elde edilmesi ve çeşitli çalışma koşullarında performansı ortaya konmuştur. Buna göre:

- 3-elemanlı düzgün aralıklı dairesel dizinin yarıçapı 0.14λ 'dan 0.28λ 'ya çıkarıldığında algoritmanın geliş doğrultusu kestirimindeki hatası büyük ölçüde azalmaktadır. SNR değerinin küçülmesi beklenildiği gibi hatayı arttırmaktadır. Gelen iki işaretin doğrultuları arasındaki fark büyüdükçe DOA kestirim hatası azalmaktadır. Ortalama geliş doğrultusuna göre bu hatanın yaklaşık sabit kaldığı gözlemlenmiştir. Bu durum 4-elemanlı dairesel dizi için de değerlendirilerek benzer sonuçlar daha az hatalı DOA kestirimi verecek şekilde elde edilmiştir.
- Dairesel dizinin yarıçapı, gözönüne alınan uygulamanın hata gereksinimini sağlayan en küçük bir değerde olmalıdır. Bu hata gereksinimini karşılayacak şekilde doğrultusu belirlenen işaret kaynaklarının yeri SNR oranıyla sınırlanır. Kaynak uzaklaştıkça, SNR oranı küçüleceğinden hata da artar, yani dizinin gereksinimi karşılayan hata ile DOA belirleme kapsama alanı işaret gücüne bağlıdır.
- Madde 1'de de belirtildiği gibi işaretin ortalama geliş doğrultusu, dairesel dizideki simetriden dolayı MUSIC algoritmasının açı belirleme yeteneğini pek etkilememektedir.
- DOA kestiriminde kullanılacak anten dizisinin yerleşim alanının en aza indirilme koşulu, akıllı anten uygulamasının insansız uçak (UAV) gibi bir platformda kullanılması durumunda oldukça önemlidir. Burada verilen özgün çalışma, UAV gibi bir uygulamada akıllı anten için gereken DOA kestirim alt sisteminin tüm yatay düzlemdeki performansının değerlendirilmesi ihtiyacını karşılar.

- Özgün bir uygulama olarak, bir insansız uçak (UAV) içinde DOA belirleme alt sistemi (akıllı anten) kullanıldığı takdirde UAV kontrol operatörüyle iletişim yönlü bir anten ile yapılabilir. Bu durumda, UAV'nin haberleşme ve kontrolü daha az güç harcanarak gerçekleştirilebilir, zira anten kazancı kadar daha az verici çıkış gücü gerekecektir. Bu UAV'nin operasyon süresini uzatabilecek önemli bir kazançtır. Bu sistemin diğer bir operasyonel yararı da, UAV'nin elektronik harp alıcıları tarafından belirlenmesini de güçleştirilmesi dolayısıyla UAV'nin operasyonel güvenliğini arttırmasıdır. Bu nedenle, akıllı anten sisteminin en önemli parçası olarak DOA belirleme alt sisteminin performansına ilişkin hata değerlendirmesi bu tarz sistem uygulamaları için oldukça önemlidir.
- Bu çalışmanın devamı olarak, Bölüm 5'te verilen donanım örneği dikkate alınarak akıllı anten tasarımı içerisinde DOA kestirim algoritmasının donanımı gerçekleştirilebilir. Bu çalışma yapıldığı takdirde, anten dışında kalan sistemin fiziksel büyüklükleri ve güç ihtiyacı hakkında değerlendirme yapma imkanı ortaya çıkacaktır. Bunun sonucunda yukarıda belirtildiği gibi UAV gibi bir kablosuz algılayıcı sistem için akıllı anten uygulamasının diğer donanım alt yapısı hakkında da gerekli veriler elde edilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Rappaport, T. S., Liberti, J. C.**, 1999. Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications, Prentice Hall, New Jersey.
- [2] **Balanis, C. A.**, 2005. Antenna Theory Analysis and Design Third Edition Wiley-Interscience, New Jersey.
- [3] http://www.iec.org/online/tutorials/acrobat/smart_ant.pdf
- [4] **Tamer, E.**, 2004. GSM sistemi akıllı antenlerinde LMS Algoritmasının kullanılması, *Yüksek Lisans Tezi*, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye.
- [5] **Sankur, B., İstefanpulos, Y.**, 1997. Elektrik, Elektronik, Bilgisayar Mühendisliği Terimleri Sözlüğü, Boğaziçi Üniversitesi Yayınları, İstanbul.
- [6] www.arraycomm.com/docs/spatial_division.pdf
- [7] **Chryssomallrs, M.**, 2000. Smart Antennas, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. **42**, No. **3**, 129-136.
- [8] **Rappaport, T. S.**, 1996. Wireless Communications, Prentice-Hall, New Jersey.
- [9] **Falconer, D. D., Adachi, F. ve Gudmundson, B.**, 1995. Time Division Multiple Access Methods for Wireless Personal Communications, *IEEE Communications Magazine*, Vol. **33**, No. **1**, 50-57.
- [10] www.umtsworld.com/technology/cdmabasics.htm
- [11] www.ant.uni-bremen.de/research/cdma/
- [12] **Schell, S. V., Gardner, W. A.**, 1993. "High Resolution Direction Finding", Chapter 17, K. Bose and C. R. Rao, pp. 755-817.
- [13] **Gokeda, G. K.**, 2002. Performance Analysis of ESPRIT Based Algorithms for DOA Estimation, *MSc. Thesis*, Dalhousie University, Blacksburg, Virginia, USA.
- [14] **Capon, J.**, 1969. "High Resolution Frequency – Wavenumber Spectral Analysis," *Proc. of the IEEE*, Vol. **57**, No. **8**, pp. 1408-1418.
- [15] **Haykin, S.**, 1991. *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, NJ.

- [16] **Capon, J.**, 1979. "Maximum Likelihood Spectral Estimation," *Nonlinear Methods of Spectral Analysis*. Ed. By S. Haykin, Springer, NY, pp. 155-179.
- [17] **Schmidt, R. O.**, 1979. "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", *Proc. Of RADC Spectrum Estimation Workshop*, Griffiss AFB, NY, pp. 243-258.
- [18] **Bienvenu, Kopp, W. J.**, 1979, "Principe de la Goniometrie Passive Adaptive", *Proc. 7^{eme} Colloque GRESIT*. Nice, France, 106/1-106/10.
- [19] **Barabell, A. J., Capon, J., Delong, D. F., Johnson, J. R., Senne, K.**, 1984. "Performance Comparison of Superresolution Array Processing Algorithms," *Technical Report TST-72*, Lincoln Laboratory, M.I.T.
- [20] **Stoica, P., Nehoral, A.**, 1989. "MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. **37**, No. **5**, pp. 720-741.
- [21] **Pillai, S. U., Kwon, B. H.**, 1989. "Forward/Backward Spatial Smoothing Techniques for Coherent Signal Identification," *IEEE Trans. On Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. **37**, No. **1**, pp. 8-15.
- [22] **Paulraj, A., et al**, 1993. "Subspace Methods for Direction-of-Arrival Estimation," *Handbook of Statistics 10 – Signal Processing and its Applications*, Ed. by N. K. Bose and C. R. Rao, Chapter 16, pp. 640-693.
- [23] **Johnson, R. L.**, 1986. "Eigenvector Matrix Partition and Radio Direction Finding Performance," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. **AP-34**, No. **8**, pp. 985-991.
- [24] **Paulraj, A., Roy, R., Kailath, T.**, 1985. "Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques – ESPRIT," *Proc. of 19th Asilomar Conf. on Circuits and Systems*, Pacific Grove, CA, pp. 83-89.
- [25] **Roy, R., Kailath, T.**, 1986. "ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. **37**, pp. 984-995.
- [26] **Roy, R., Kailath, T.**, 1990. "ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques," *Optical Engineering*, Vol. **29**, No. **4**, pp. 296-313.
- [27] **Kumaresan, R., Tufts, D. W.**, 1983. "Estimating the Angles of Arrival of Multiple Plane Waves," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. **AES-19**, No. **1**, pp. 134-139.
- [28] **Schmidt, R. O.**, 1986. "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. **AP-34**, No. **3**, pp. 276-281.

- [29] **Muhammed, R., Rappaport, T. S.**, 1996. "Performance Comparison of Subspace-Based Algorithms and the Integrated Property-Restoral with Subspace-Based Algorithms for DOA Estimation," *1996 5th IEEE Int. Conf. on Universal Personal Communications Record*, Cambridge, MA.
- [30] **Muhammed, R., Rappaport, T. S.**, 1996. "Direction of Arrival Estimation Using Antenna Arrays," *Technical Report MPRG-TR-96-03*, Mobile & Portable Radio Research Group, Virginia Tech, Blacksburg, VA.
- [31] **Xu, G., Kailath, T.**, 1994. "Fast Subspace Decomposition," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. **42**, No. **3**, pp. 539-550.
- [32] **Barabell, A. J.**, 1983. "Improving the Resolution Performance of Eigenstructure-based Direction Finding Algorithms," *Proc. Of the IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing-83*, pp. 336-339.
- [33] **Schell S. V., Calabretta, Gardner, W. A., Agee, B. G.**, 1989. "Cyclic MUSIC Algorithms for Signal Selective DOA Estimation," *Proc. of the Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp. 2278-2281.
- [34] **Schell, S. V.**, 1994. "Performance Analysis of the Cyclic MUSIC Method of Direction Estimation for Cyclostationary Signals," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. **42**, No. **11**, pp. 3043-3050.
- [35] **Gardner, W. A.**, 1988. "Simplification of MUSIC and ESPRIT by Exploitation of Cyclostationary," *Proc. of the IEEE*, Vol. **76**, pp. 845-847.
- [36] **Evans, J. E., Johnson, J. R., Sun, D. F.**, 1982. "High Resolution Angular Spectrum Estimation Techniques for Terrain Scattering Analysis and Angle of Arrival Estimation in ATC Navigation and Surveillance System," M.I.T. Lincoln Lab., Lexington, MA, Rep. 582.
- [37] **Shan, T. J., Wax, M., Kailath, T.**, 1985. "On Spatial Smoothing for Estimation of Coherent Signals," *IEEE Trans. on Acoustics Speech, and Signal Processing*, Vol. **ASSP-33**, pp. 802-811.
- [38] **Takao, K., Kikuma, N.**, 1987. "An Adaptive Array Utilizing an Adaptive Spatial Averaging Technique for Multipath Environments," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. **AP-35**, No. **12**, pp. 1389-1396.

- [39] **Haber, F., Zoltowski, M.**, 1986. "Spatial Spectrum Estimation in a Coherent Signal Environment Using an Array in Motion," *IEEE Trans. on Antennas & Propagation*, Vol. **AP-34**, pp. 301-310.
- [40] **Zoltowski, M. D., Haber, M.**, Sept. 1986. "A Vector Space Approach to Direction Finding in a Coherent Multipath Environment," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. **AP-34**, No. **9**, pp. 1069-1079.
- [41] **Ziskind, I., Wax, M.**, 1988. "Maximum Likelihood Localization of Multiple Sources by Alternating Projection," *IEEE Trans. On Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. **36**, No. **10**, pp. 1553-1560.
- [42] **Feder, M., Weinstein, E.**, 1988. "Parameter Estimation of Superimposed Signals Using the EM Algorithm," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. **36**, pp. 477-489.
- [43] **Li, J., Compton, R. T.**, 1993. "Maximum Likelihood Angle Estimation for Signals with Known Waveforms," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. **41**, No. **9**, pp. 2850-2861.
- [44] **Talwar, S., Viberg, M., Paulraj, A.**, 1994. "Blind Estimation of Multiple Co-Channel Digital Signals Using an Antenna Array," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. **1**, No. **2**.
- [45] **Xu, G., Liu, H.**, 1995. "An Effective Transmission Beamforming Scheme for Frequency-Division-Duplex Digital Wireless Communication Systems," *Proc. 1995 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Detroit, MI.
- [46] **Arai, H. and Ichige, K.**, 2005. Hardware Implementation of Smart Antenna Systems for High Speed Wireless Communication, 28th URSI General Assembly , New Delhi, India.
- [47] **Anderson, S., et al.**, 1991. An Adaptive Array for Mobile Communication Systems, *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, Vol. **40**, No. **1**, pp. 230-236.
- [48] **Kim, M., Arai, H. and Ichige, K.**, 2003. Implementation of FPGA based Fast DOA Estimator using Unitary MUSIC algorithm, *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2003-fall)*, Orlando, FL, USA.
- [49] **Pesavento, M., Gershman, A. B., Haardt, M.**, 2000. On Unitary Root-MUSIC with a real-valued eigendecomposition: A theoretical and experimental performance study, *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. **48**, pp. 1306-1314.

- [50] **Zoltowski, M. D., Kautz, G. M., Silverstein, S. D.**, 1993. Beamspace root-MUSIC, IEEE Trans. Signal Processing, Vol. **41**, pp. 344-364.
- [51] **Kim, M., Ichige, K., Arai, H.**, 2002. Design of JACOBI EVD Processor Based on CORDIC for DOA Estimation with MUSIC Algorithm, The 13th IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC2002), Lisbon, Portugal.
- [52] <http://www.altera.com/literature/ug/fftug.pdf>, FFT MegaCore Function User's Guide, Altera Corp.
- [53] http://www.altera.com/literature/dc/1.6-2005_India_3rd_IITKanpur-web.pdf

EK A

PROGRAM KAYNAK KODLARI

Bu tezde kullanılan kaynak kodlarının içeriği CD ortamında ekli olarak verilmiştir. Bu kodların giriş ve çıkış büyüklükleri ile tezde kullanıldığı durumlar aşağıda belirtilmiştir:

sim1.m : 3-elemanlı dairesel dizinin MUSIC algoritmasıyla DOA kestirim performansını verir. Programın giriş büyüklükleri, SNR, dizi yarıçapı R, deney sayısı, işaret ortalama geliş doğrultusu ve iki işaretin geliş doğrultularının sapmasıdır. Programın çıkış büyüklükleri, iki işaretin, ortalama geliş doğrultularından sapma açısı parametre olmak üzere MUSIC algoritmasıyla belirlenen işaret ortalama geliş doğrultusuna göre DOA kestirim hatalarıdır. Aynı zamanda bu programla, ölçme hatalarının deney sayısına göre değişimi de incelenmiştir. Deney sayısı ile belirtilen giriş parametresi 10, 50, 100, 500 ve 1000 alınarak, program kaynak kodunda 3-elemanlı SNR değerleri 20 dB alınarak tezde kullanılmıştır.

Sim2.m : 4-elemanlı dairesel dizinin MUSIC algoritmasıyla DOA kestirim performansını verir. Programın giriş büyüklükleri, SNR, dizi yarıçapı R, deney sayısı, işaret ortalama geliş doğrultusu ve iki işaretin geliş doğrultularının sapmasıdır. Programın çıkış büyüklükleri, iki işaretin, ortalama geliş doğrultularından sapma açısı parametre olmak üzere MUSIC algoritmasıyla belirlenen işaret ortalama geliş doğrultusuna göre DOA kestirim hatalarıdır.

Sim3.m : 3-elemanlı dairesel anten dizisinde MUSIC algoritmasının doğrultuya göre çözünürlük performansını incelemek 3-elemanlı dairesel dizinin MUSIC algoritmasıyla DOA kestirim performansını verir. Burada, elde edilen sapma açısı değerleri $\Delta\theta_{\min}$, ilintili olmayan iki işaretin ayırt edilebildiği, iki işaretin geliş doğrultularının $(\theta \pm \Delta\theta_{\min}/2)$ ortalama geliş doğrultusuna (θ) göre minimum sapmasıdır. Programın giriş büyüklükleri, SNR, dizi yarıçapı R, deney sayısı, işaret ortalama geliş doğrultusu ve iki işaretin geliş doğrultularının sapmasıdır. Programın çıkış büyüklüğü, ölçme hatalarının işaret ortalama geliş doğrultuları ilgili $\Delta\theta_{\min}$ değerlerindeki değişimlerini verir.

Sim4.m : 3-elemanlı dairesel anten dizisinde MUSIC algoritmasının ilintili işaretler durumundaki performansını verir. Program giriş büyüklükleri önceki bölümlerde

kullanılan parametrelerin aynısıdır. İlintili işaretlere ilişkin büyüklükler program içerisinde işaretlerin modülleri (genlikleri) orantılı ve fazlar arasında sabit bir faz farkı olacak şekilde seçilmiştir. Simülasyon çıkışı, işaret ortalama geliş doğrultusu ve ortalama geliş doğrultusundan sapma değerleri değiştirilerek ilintili işaretler için algoritmanın hatasını verir.

ÖZGEÇMİŞ

Gölsev Nurhan KARABIYIK 17 Şubat 1977’de Konya’da doğdu. 1995 yılında Kadıköy Anadolu Lisesi’ni bitirdikten sonra, İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nden 1999 yılında mezun oldu. Daha sonra ANAR Makine A.Ş.’de Bilgi Yönetim Sistemleri Sorumlusu olarak çalışmaya başladı. 2005 Bahar yarıyılında İstanbul Teknik Üniversitesi Telekomünikasyon Mühendisliği Yüksek Lisans programına başladı. Aralık 2006’da Netaş-Nortel Networks şirketinin AR-GE Bölümünde Yazılım Tasarım Mühendisi olarak çalışmaya başlamıştır. İlgilendiği konular arasında akıllı anten sistemleri, kablosuz algılayıcılar ve yazılımsal santraller bulunmaktadır.