

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

175569

**ZAMAN BÖLÜŞÜMLÜ ÇİFT YÖNLÜ AKILLI ANTEN
SİSTEMLERİNDE VEKTÖR KANAL TAHMİNİ İLE
PERFORMANS İYİLEŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Arş. Gör. Halil YİĞİT

Anabilim Dalı : Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Adnan KAVAK

HAZİRAN 2005

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ZAMAN BÖLÜŞÜMLÜ ÇİFT YÖNLÜ AKILLI ANTEN
SİSTEMLERİNDE VEKTÖR KANAL TAHMİNİ İLE
PERFORMANS İYİLEŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Arş. Gör. Halil YİĞİT

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 27 Mayıs 2005

Tezin Savunulduğu Tarih: 28 Haziran 2005

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Adnan KAVAK



Üye

Doç. Dr. İsmail ERTÜRK



Üye

Yrd. Doç. Dr. A. Turan ÖZCERİT

(.....)



HAZİRAN 2005

ZAMAN BÖLÜŞÜMLÜ ÇİFT YÖNLÜ AKILLI ANTEN SİSTEMLERİNDE VEKTÖR KANAL TAHMİNİ İLE PERFORMANS İYİLEŞTİRİLMESİ

Halil YİĞİT

Anahtar Kelimeler: Akıllı anten sistemi, Aşağı bağlantı, Hüzme şekillendirme, Kanal vektörü, Özbağlanımlı (AR) model, Sinir ağı modeli, Yukarı bağlantı.

Özet: Kablosuz mobil haberleşme sistemleri tarafından sağlanan kablosuz servislerin genişleyen alanı, kullanıcıların sayısının üssel olarak artması ve mevcut sınırlı bant genişliği spektral doluluk ve kanallar arası girişim gibi belirli zorluklara yol açmıştır. Bu problemlerin çözüm metotlarından birisi baz istasyonunda gelişmiş sinyal işleme metotları ile birleştirilmiş anten dizisi kullanan akıllı anten sistemleri (SAS) kullanmaktır. Akıllı antenlerin kullanılması üçüncü nesil (3G) sistemlerde önemli derecede kapasite, sinyal kalitesi ve performans artışı sağlamaktadır.

Zaman bölüşümlü çift yönlü iletim (TDD) modu kablosuz haberleşmede, baz istasyonunda yer alan bir akıllı anten sisteminin aşağı bağlantı hüzme şekillendirme performansı özellikle hızlı sönmüş senaryolarda bir anten dizisinde mevcut olan uzaysal imza vektörlerinin (kanal vektörü) değişiminden dolayı bozulabilir. Bu bozulmayı azaltmak için SAS'nin aşağı bağlantı hüzmeleri değişen yayılım dinamiklerine göre anten dizisinin her bir anten elemanının ağırlık vektörleri uygun bir şekilde ayarlanarak kontrol edilebilir. Bu yukarı bağlantı periyodunda uzaysal imza vektörlerinin modellenmesi ve daha sonra aşağı bağlantı iletim periyodunda yeni mobil konumu için hüzme şekillendirme ağırlık vektörleri olarak kullanılacak uzaysal imza vektörlerinin güncellenmesi ile gerçekleştirilebilir.

Bu tez çalışmasında, uyarlamalı doğrusal hücre (ADALINE) ağı modeline dayalı uzaysal imzaların tahminlerinin bir önceki yukarı bağlantı aralığının uzaysal imza vektörlerini kullanan geleneksel hüzme şekillendirme metodu ile karşılaştırıldığında önemli seviyede performans gelişimi sağladığı görüldü. Değişen kanal yayılım (mobil hızı, çoklu yol açılmalı yayılımı ve çoklu yol sayısı) ve filtre derecesi/ağ gecikmesi koşulları altında Adaline ağının performansı özbağlanımlı (AR) model ile karşılaştırıldı. Simülasyon sonuçları, Adaline modellemenin özellikle yüksek mobil hızlarında, örnek $V=100\text{km/h}$, aşağı bağlantı SNR gelişimi ve bağıl hata gelişimi cinsinden AR modellemenin gerçekleştirdiği performansı arttırdığını göstermiştir.

PERFORMANCE IMPROVEMENT via VECTOR CHANNEL PREDICTION for TIME DIVISION DUPLEX SMART ANTENNA SYSTEMS

Halil YIGIT

Keywords: Autoregressive (AR) model, Beamforming, Channel vector, Downlink, Neural network model, Smart antenna system, Uplink.

Abstract: The expanding range of wireless services provided by wireless mobile communication systems, explosively increasing number of users and available limited bandwidth has led to certain challenges such as spectral crowding and co-channel interference. One of the methods solving these problems is to use smart antenna systems (SAS) which employ antenna arrays coupled with advanced signal processing methods at the base station. Using smart antennas in the third generation (3G) systems provide significant increase in capacity, signal quality and performance.

In time division duplex (TDD) mode wireless communications, downlink beamforming performance of a smart antenna system at the base station can be degraded due to variation of spatial signature vectors (channel vector) of an antenna array especially in fast fading scenarios. To mitigate this, downlink beams must be controlled by properly adjusting their weight vectors in response to changing propagation dynamics. This can be achieved by modeling the spatial signature vectors in the uplink period and then updating them to be used as beamforming weight vectors for the new mobile position in the downlink transmission period.

In this thesis, it is observed that adaptive linear neuron (Adaline) network modeling based prediction of spatial signatures provide certain level of performance improvement compared to conventional beamforming method that employs spatial signature of previous uplink interval. The performance of Adaline with autoregressive (AR) modeling based predictions under varying channel propagation (mobile speed, multipath angle spread, and number of multipaths), and filter order/delay conditions is compared. Simulation results show that Adaline modeling outperforms AR modeling in terms of downlink SNR improvement and relative error improvement especially under high mobile speeds, i.e., $V=100$ km/h.

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında; zaman bölüşümlü çift yönlü iletim modunda çalışan bir akıllı anten sisteminin anten dizisinde mevcut olan kanal vektörünün (ya da uzaysal imza vektörü) tahmin edilmesiyle elde edilen performans iyileştirilmesi analiz edilmiştir.

Bu çalışma, TÜBİTAK'ın "3. Nesil Kablosuz Haberleşme Sistemleri için Prototip Üzerinde Akıllı Anten Algoritması Geliştirilmesi ve Uygulanması (EEEAG 102E015)" isimli proje kapsamında gerçekleştirilmiştir.

Tez çalışmamın her aşamasında ilgi ve desteğini eksik etmeyen, değerli tavsiye ve katkılarıyla tezin bugünlere gelmesini sağlayan danışman hocam Doç. Dr. Adnan KAVAK'a, değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Hüseyin Metin ERTUNÇ'a, çok değerli Bölüm Başkanımız Doç Dr. İsmail ERTÜRK'e, bugüne kadar bana katkıda bulunan Arş. Gör. Kerem KÜÇÜK, Arş. Gör. Mustafa KARAKOÇ ve bütün diğer arkadaş ve hocalarıma, çalışmalarım sırasında her zaman değerli destek ve fedakârlıklarını esirgemeyen, canımdan çok sevdiğim anneme, babama, kardeşlerime ve eşim Nurcan YİĞİT'e teşekkürü bir borç bilirim.

Halil YİĞİT

İÇİNDEKİLER

TÜRKÇE ÖZET.....	ii
YABANCI DİLDE ÖZET	iii
ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR.....	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
SİMGE ve KISALTMALAR.....	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xiii
TABLolar DİZİNİ	xv
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
1.1. Vektör Kanallarının Yayılım Mekanizması	6
1.2. Çalışmanın Amacı ve Katkısı.....	7
1.3. İlgili Çalışmalar.....	9
1.4. Tez Çalışmasını Oluşturan Bölümler	10
BÖLÜM 2. MOBİL RADYO ORTAMI VE YAYILIM KANAL MODELİ	12
2.1. Giriş.....	12
2.2. Büyük Ölçekli Yayılım Etkileri	13
2.2.1. Yol kaybı.....	13
2.2.2. Yer yansımaları	14
2.2.3. Kırınım	15
2.3. Küçük Ölçekli Yayılım Etkileri	15
2.3.1. Sönümleme.....	15
2.3.1.1. Yavaş sönümleme	16
2.3.1.2. Hızlı sönümleme	16
2.4. Doppler Yayılımı: Zaman Seçici Sönümleme	17
2.5. Gecikme Yayılımı: Frekans Seçici Sönümleme.....	19

2.6. Açısal Yayılım: Uzay Seçici Sönümleme	19
2.7. Çoklu Yol Yayılımı	19
2.7.1. Makro hücreler	20
2.7.2. Mikro hücreler	20
2.7.3. Tipik kanal parametreleri	21
BÖLÜM 3. AKILLI ANTEN SİSTEMİ	22
3.1. Giriş	22
3.2. Temel Prensipler ve Kavramlar	22
3.3. Akıllı Anten Sistemi Katalog Tanımları	24
3.4. Akıllı Anten Sistem Yaklaşımları	26
3.4.1. Anahtarlama hücre antenleri	26
3.4.2. Dinamik fazlı diziler	27
3.4.3. Uyarlanabilir anten dizileri	27
3.4.4. Anahtarlama hücre ve uyarlanabilir dizi sistemlerinin yararları	27
3.5. Akıllı Anten Gelişimi	32
3.6. Akıllı Anten Sistem Elemanları	33
3.6.1. Akıllı anten alıcısı	33
3.6.2. Akıllı anten vericisi	36
3.7. Anten Dizilerinin Temelleri	38
3.7.1. Anten dizisinin teorik modeli	39
3.7.2. Dizi geometrisi ve eleman aralığı	42
BÖLÜM 4. DOĞRUSAL TAHMİN	43
4.1. Giriş	43
4.2. Tek Adımlı Doğrusal Tahmin	43
4.3. Özbağımlı (AR) Modelleme	48
4.4. Otokorelasyon ve Kovaryans Metotları	52
4.4.1. Öz ilinti metodu	52
4.4.2. Kovaryans metodu	53
4.4.3. Levinson-Durbin algoritması	53
4.4.4. SVD algoritması	55

4.4.4.1. SVD tanımı.....	55
4.4.4.2. Householder çift köşegenleştirme	57
4.5. Uyarlamalı Doğrusal Hücre (ADALINE) Ağı	62
BÖLÜM 5. VEKTÖR KANAL MODELLEME VE DOĞRUSAL TAHMİN	66
5.1. Giriş.....	66
5.2. Yukarı Bağlantı Sinyal Modeli	67
5.3. Vektör Kanal Kavramı	70
5.4. Uzaysal İmza Değişimi	72
5.5. Simülasyonlar.....	75
5.5.1. Simülasyon düzeni	75
5.5.2. Performans ölçütleri	80
5.5.3. AR ve ADALINE hesaplama karmaşıklığı analizi	81
5.5.4. Simülasyon sonuçları	82
5.5.5. Gözlemler	89
BÖLÜM 6. SONUÇLAR, TARTIŞMA ve ÖNERİLER.....	91
KAYNAKLAR.....	93
EK A. HESAPLAMA KARMAŞIKLIĞI ANALİZİ.....	98
KİŞİSEL YAYINLAR ve ESERLER.....	114
ÖZGEÇMİŞ	116

SİMGELER ve KISALTMALAR

λ	: Sinyalin dalga boyu
P_r	: Alıcı tarafından alınan güç
P_t	: Verici tarafından iletilen güç
d	: Alıcı-verici arasındaki mesafe
D	: Anten elemanları arasındaki uzaklık
G_r	: Alıcı anten kazancı
G_t	: Verici anten kazancı
h_r	: Alıcı anten yüksekliği
h_t	: Verici anten yüksekliği
ϵ_r	: Karmaşık yer geçirgenliği
$R_c(.)$: Yerin yansıma katsayısı
υ	: Kırınım kaybı
$\alpha_s(t)$: Yavaş sönümlenme katsayısı
$\alpha_r(t)$: Hızlı sönümlenme katsayısı
$S(f)$: Doppler kayması
V	: Mobil kullanıcının hızı
f_c	: Taşıyıcı sinyal frekansı
f_d	: Doppler yayılımı
f_m	: Maksimum Doppler kayması
J_p	: p.inci dereceden Bessel fonksiyonu
σ^2	: Sinyalin varyansı
M	: Anten elemanı sayısı
$\Delta\phi$: Dairesel dizinin açısal eleman aralığı
Δx	: Doğrusal dizinin düzgün eleman aralığı
θ	: Sinyalin geliş açısı
β	: Serbest uzay yayılım sabiti

$A_m(t)$: Sinyalin genliği
$\gamma_m(t)$: Sinyalin fazı
AF	: Dizi faktörü
\bar{w}_j	: Doğrusal tahmin filtresi/ADALINE ağı ağırlık vektörü elemanı
p	: Doğrusal tahmin filtresi derecesi/ ADALINE ağı gecikmesi
\bar{R}	: Öz ilinti matrisi
S	: Karesel hataların toplamı
\bar{r}	: Çapraz ilinti vektörü
σ_v^2	: Sabit gürültü spektrumu
A(z)	: FIR transfer fonksiyonu
H(z)	: IIR transfer fonksiyonu
h(n)	: Nedensel filtrenin dürtü yanıtı
\bar{X}	: Veri matrisi
N_s	: Pencere boyutu
κ_m	: Yansıma katsayısı
$Q_K^{(n-1)H}$: Householder dönüşümü
g(.)	: Aktivasyon fonksiyonu
E_p	: Hata fonksiyonu
μ	: Öğrenme hızı, adım aralığı
$x_j(t)$: Doğrusal tahmin filtresi/ADALINE ağı giriş vektörü
$\beta_j(t)$: ADALINE ağı polarma girişı vektörü
r(t)	: Modüle edilmiş bant geçiren sinyal
s(t)	: Bant geçiren sinyalin karmaşık zarfi
$H_i(2\pi f_c)$: Düz frekans yanıtı
$\mathcal{G}(\theta)$: Doğrultu vektörü, dizi yanıt vektörü
$\bar{n}(t)$: Beyaz Gaussian gürültü vektörü
$\tau_{\ell,i}$: Zaman gecikmesi
$\alpha_\ell(t)$: Karmaşık değerli yol zayıflamasının genliği
$\beta_\ell(t)$: Karmaşık değerli yol zayıflaması
$\varphi_\ell(t)$: Karmaşık değerli yol zayıflamasının yol fazı

Δ_ℓ	: Çoklu yol zaman gecikmesi
$h(t, \tau)$: Temel bant vektör kanal dürtü yanıtı
$\bar{a}(t)$: Uzaysal imza vektörü
T_s	: Örnekleme zamanı
N	: Uzaysal imza örneklerinin sayısı
L	: Çoklu yol sayısı
$\Delta\theta$: Açısal yayılım
$\Delta\varepsilon$: Bağlı hata gelişimi
Δ_{SNR}	: SNR gelişimi
AAA	: Adaptive Antenna Array
ADALINE	: Adaptive Linear Neuron
ADC	: Analog Digital Converter
AM	: Amplitude Modulation
AMPS	: Advanced Mobile Phone System
ANN	: Artificial Neural Network
AR	: AutoRegressive
BS	: Base Station
CDMA	: Code Division Multiple Access
DAC	: Digital Analog Converter
DOA	: Direction of Arrival
DSP	: Digital Signal Processor
FCC	: Federal Communications Commission
FDD	: Frequency Division Duplex
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
FIR	: Finite Impulse Response
FM	: Frequency Modulation
GPS	: Global Positioning System
GSM	: Global Systems for Mobile Communication
HSR	: High Sensitive Receiver
IF	: Intermediate Frequency
IIR	: Infinite Impulse Response
IMTS	: Improved Mobile Telephone Service

ISI	: Inter Symbol Interference
ISI	: Inter Symbol Interference
LD	: Levinson- Durbin
LEO	: Low Earth Orbit
LMS	: Least Mean Square
LMS	: Least Mean Square
MAI	: Multiple Access Interference
MS	: Mobil Station
MSE	: Mean Square Error
NMT	: Nordic Mobile Telephone
NTT	: Nippon Telephone and Telegraph
PDC	: Personal Digital Communications
PM	: Phase Modulation
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
RAC	: Relative Angle Change
RF	: Radio Frequency
RLS	: Recursive Least Square
RMC	: Relative Magnitude Change
RMS	: Root Mean Square
SAS	: Smart Antenna System
SB	: Switched Beam
SDMA	: Spatial Division Multiple Access
SIR	: Signal Interference Ratio
SNR	: Signal to Noise Ratio
SVD	: Singular Value Decomposition
TDD	: Time Division Duplex
TDMA	: Time Division Multiple Access
TOA	: Time of Arrival
UCA	: Uniform Circular Array
ULA	: Uniform Linear Array
UTRA	: UMTS Terrestrial Radio Access
VCIR	: Vector Channel Impulse Response
VPC	: Vector Propagation Channel

WLAN : Wireless Local Area Networks
IS-136 : Interim Standard for USDC with Digital Control Channels
IS-95 : Interim Standard for Code Division Multiple Access
IS-54 : Interim Standard for U.S. Digital Cellular
1G : First Generation
2G : Second Generation
3G : Third Generation



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Mobil radyo yayılım ortamı.	12
Şekil 2.2. Radyo kanalı yayılım boyutları.....	14
Şekil 2.3. Bir mobilin hareketinden dolayı oluşan Doppler yayılımı.....	18
Şekil 3.1. Bir akıllı anten sisteminin blok şeması.	24
Şekil 3.2. Anahtarlama hüzme sistemi kapsamı (a); uyarlamalı dizi kapsamı (b)...	26
Şekil 3.3. Hüzme şekillendirme lobları ve sıfırları-anahtarlama hüzme (koyu gri) ve uyarlamalı dizi (açık gri) sistemleri kullanıcı sinyallerini (siyah çizgi) ve ortak kanal girişimlerini (gri çizgiler) seçebilir.....	30
Şekil 3.4. Anahtarlama hüzme ve uyarlamalı dizi antenleri için kapsama alanları.	30
Şekil 3.5. Aynı hücrede eş zamanlı olarak aynı kanaldaki iki kullanıcıyı destekleyen, tamamen uyarlamalı uzaysal işleme.....	31
Şekil 3.6. Bir akıllı anten sisteminin alıcı kısmı.	34
Şekil 3.7. Akıllı antenler için farklı dizi geometrileri. (a) Düzgün doğrusal dizi, (b) dairesel dizi, (c) iki boyutlu ızgara dizi ve (d) üç boyutlu ızgara dizi.....	35
Şekil 3.8. Bir akıllı anten sisteminin verici kısmı.	37
Şekil 3.9. Elemanlar arası uzaklığı Δx olan bir düzgün doğrusal dizide bir ϕ açılarından gelen düzlem dalganın gösterimi.	38
Şekil 3.10. Bir anten dizisinin koordinatlarının gösterimi.	39
Şekil 4.1. Tahmin filtresi (a); Tahmin hata filtresi (b); Tahmin filtresi ve tahmin-hata filtresi arasındaki ilişki (c).....	44
Şekil 4.2. Doğrusal tahmin ve özbağlanımlı (AR) modellemenin karşılaştırılması: (a) Tahmin hata filtresi, (b) AR model.	49
Şekil 4.3. Adaline ağ modeli.	63
Şekil 5.1. Üç boyutlu (3D) vektör uzayında uzaysal imza değişiminin gösterimi.....	73

Şekil 5.2. TDD mod çalışmada aşağı bağlantı hızme-şekillendirme için bir öngörücü kullanan akıllı anten sisteminin fonksiyonel şeması.....	75
Şekil 5.3. TDD çerçeve yapısı.....	77
Şekil 5.4. $\dot{q}(t)$ giriş vektörünün j.inci elemanının tahmini için kullanılan tek sınırlı Adaline ağı.	78
Şekil 5.5. V hızında hareket eden bir mobil için çoklu yol dağıtıcı profili.....	79
Şekil 5.6. Değişen filtre derecesi/gecikmesi ve anten elemanı sayısı için AR ve Adaline modellerinin hesaplama karmaşıklığı.....	82
Şekil 5.7. Mobil hızındaki (V) değişimin RAC(%) üzerindeki etkisi.....	83
Şekil 5.8. AR veya Adaline ağına dayalı tahminler kullanıldığı zaman elde edilen SNR gelişimi değerleri (tek simülasyon koşturması, V=100km/h, p=2, $\Delta\theta=60^\circ$, L=6).	84
Şekil 5.9. AR veya ADALINE ağına dayalı tahminler kullanıldığı zaman elde edilen bağıl hata gelişimi (tek simülasyon koşturması, V=100km/h, p=2, $\Delta\theta=60^\circ$, L=6).	84
Şekil 5.10. AR veya Adaline ağına dayalı tahminler için Δ_{SNR} 'nin kümülatif dağılımları (1000 simülasyon koşturması, V=100km/h, p=2, $\Delta\theta=60^\circ$, L=6).....	85
Şekil 5.11. AR veya ADALINE ağına dayalı tahminler için $\Delta\epsilon$ 'nin kümülatif dağılımları (1000 simülasyon koşturması, V=100km/h, p=2, $\Delta\theta=60^\circ$, L=6).....	85
Şekil 5.12. Değişen mobil hızı için AR ve Adaline tabanlı tahminler ile birlikte elde edilen Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ 'nin kümülatif dağılımlarının ortalama değerleri (p=3, $\Delta\theta=60^\circ$, L=6).	86
Şekil 5.13. Değişen filtre derecesi/gecikmesi için AR ve Adaline tabanlı tahminler ile birlikte elde edilen Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ 'nin kümülatif dağılımlarının ortalama değerleri (V=100km/h, $\Delta\theta=60^\circ$, L=6).....	87
Şekil 5.14. Değişen çoklu yol açısal yayılımı için AR ve Adaline tabanlı tahminler ile birlikte elde edilen Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ 'nin kümülatif dağılımlarının ortalama değerleri (V=100km/h, p=3, L=6).....	88
Şekil 5.15. Değişen çoklu yol sayısı için AR ve Adaline tabanlı tahminler ile birlikte elde edilen Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ 'nin kümülatif dağılımlarının ortalama değerleri (V=100km/h, p=2, $\Delta\theta=60^\circ$).	89

TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 2.1. Hücresel sistemde tipik gecikme, aç1, ve Doppler yayılımları.	21
Tablo 5.1. Simülasyon parametrelerinin özetlenmesi.	76



BÖLÜM 1. GİRİŞ

Medeniyetin doğusundan bu güne haberleşme insanlık için büyük önem taşımıştır. İlk olarak haberleşme sesli ifade ile gerçekleştirilmiştir. Ancak, haberleşme mesafesinin artması sesli ifade yerine boru, davul gibi pek çok araç kullanımını ortaya çıkarmıştır. Daha uzun mesafeler için görsel teknikler ilave edilmiştir. Gündüz vakti işaret flaması ve duman kullanılırken, gece vakti ise ateş kullanılırdı. Bu optik (görsel) haberleşme elektromanyetik spektrumun ışık kısmından faydalanmıştır. Görünür bölge dışındaki elektromanyetik spektrum radyonun kullanımı sayesinde haberleşme için benimsenmiştir.

Radyo anteni, tüm radyo sisteminde ana bileşendir. Elektromanyetik enerjiyi bir ortamdan (uzay, boşluk) diğer bir ortama (tel, koaksiyel kablo ve dalga kılavuzu) çift yönlü (almak/yaymak) olarak iletir. Bu yüzden bilgi çeşitli konumlar arasında herhangi engelleyici yapılar olmaksızın taşınabilir.

Kablosuz haberleşme sistemlerindeki teknolojik gelişmeler dünya çapında büyük bir patlama göstermiştir ve tarihte geçen yıllar kablosuz haberleşmenin en hızlı gelişen dönemine tanıklık etmiştir. Radyo haberleşmesi 1897 yılında Marconi ve Popov'un Atlantik Okyanusu boyunca gemi-kıyı haberleşmesinde mors sinyallerini kablosuz olarak iletmesinden hemen sonra radyo telgrafının icadı ve elektromanyetik dalgaların algılanması ile başlamıştır. Bu alandaki teknik gelişmeler uluslar tarafından hemen benimsenmiş ve kablosuz haberleşme sistemleri ve servisleri dünya çapında kullanılmıştır. Mobil haberleşmesi 1980'lerin ortalarına kadar yavaş bir şekilde gelişmiştir. Son 20 yıldaki hızlı teknolojik gelişmeler (sinyal işleme, erişim, ağ ve radyo frekansı) mobil radyo haberleşmesini tüketici ürünü haline getirmiştir.

1930'larda genlik modülasyonu (AM), frekans modülasyonu (FM) ve faz modülasyonu (PM) radyo yayıncılığında kullanılmıştır. 1946 yılında ilk halka açık kablosuz telefon servisi Amerika'da yarı çift yönlü (half duplex) haberleşme modunda (belirli bir zamanda sadece bir kişi konuşabilir) iki sabit mikro dalga bağlantısı arasında haberleşme sağlanarak kurulmuştur. 1940'lı yılların sonundan 1960'ların ortasına kadar bu ilk telefon sistemlerinin FM bant genişliği (120 kHz) sadece dört kata kadar (30 kHz) indirilmiştir. Bu nedenle spektrum etkinliğinde dört kat bir artışa neden olmuştur. Daha sonra 1950 ve 1960'larda spektrum etkinliğini artırmak ve tam çift yönlü (full duplex) otomatik çevirmeli telefon sistemlerini sunmak için geliştirilmiş mobil telefon servisi (IMTS) ortaya çıkmıştır ve uygulanmıştır. Ancak sistem yapılandırması tek hücreli topolojiye dayanmaktaydı ve servis çağrının bloke edilmesinden dolayı zayıftı. IMTS, mobil servisleri için artan talebi karşılayamamıştır. 1960'ların sonunda hücreli radyo telefon kavramı (bir kapsama alanının daha küçük hücrelere bölünmesi) AT&T Bell laboratuvarları tarafından Federal Haberleşme Komisyonuna (FCC) önerilmiştir.

Kablosuz teknolojinin keşfiyle birlikte AT&T'nin hücreli kavramı 1980'lerin ilk başlarında kullanılmış ve noktadan noktaya haberleşmeden kişiler arası haberleşmeye doğru bir geçiş başlamıştır. Analog FM modülasyonuna dayalı birinci nesil (1G) hücreli ve kablosuz telefon ağları sadece Kuzey Amerika'da başarılı bir şekilde kurulmuştur. 1G hücreli analog telefonlar tipik telefonlar gibi kullanılan portatif analog radyo alıcı-vericilerdi. Fakat dünya çapında kullanılmamıştır. Bir girişimle sınırlanan hücreli ortamda kapasiteyi maksimum yapmak için 1G sistemlerde frekans bölüşümlü çoklu erişim (FDMA) metodu kullanılmıştır. Birinci nesil hücreli sistemlerine sırasıyla Kuzey Amerika'da İleri Mobil Telefon Sistemi (AMPS), Japonya'da Nippon Telefon ve Telgraf (NTT) ve Avrupa'da Nodic Mobil Telefon Sistemi (NMT-450) verilebilir.

Birinci nesil sistemlerin ses kalitesi, sistem kapasitesi, kapsama alanı artışı ve veri iletim isteklerini karşılayamamasıyla birlikte 1990'ların ilk yıllarında yarı iletken, mikro dalga teknolojilerindeki ilerlemeler, sayısal modülasyon teknikleri ve spektral olarak etkili radyo erişim yöntemlerinin (zaman bölüşümlü çoklu erişim -TDMA, kod bölüşümlü çoklu erişim - CDMA) kullanılması sonucu ikinci nesil (2G) sayısal

haberleşme teknolojisi geliştirilmiştir. Analog 1G sistemlerden en önemli farkı; artırılmış kapasite, tümleşik konuşma, düşük hızlı veri servislerinin uygulamaları ve geliştirilmiş denetim kapasitesidir. 2G sistemlerden en yaygın olanları Avrupa'nın günümüzde de kullanımı büyük olan TDMA GSM sistemi, Kuzey Amerika'nın IS-54, IS-136 ve CDMA IS-95 sistemi, Japonya'nın TDMA PDC sistemidir. 2G sistemlerde dar frekans bandı, ses iletimi için yeterli olsa da, veri ve görüntü iletimi için yeterli değildir ve tam olarak Marconi'nin öncülük ettiği sayısal iletimin gerisindedir.

Üçüncü nesil (3G) sistemlerin geliştirilmesiyle geniş frekans bandında daha yüksek hızda veri iletebilmesine, ses, video ve diğer çoklu ortam işlemlerinin birlikte yürütülebilmesine olanak sağlanmıştır. 3G mobil hücreli sistemleri günümüzün farklı mobil sistemlerini küresel dolaşımı kolaylaştıracak evrensel bir standarda dönüştürmeyi amaçlamaktadır. Bu sistemde bilgi morsa sinyaller gibi kodlanarak, sayısal olarak modüle edilen bit dizileri ile iletilir [1].

Kablosuz haberleşme sistemlerinde ilk olarak sabit anten sistemleri kullanıldığı için anten örüntüleri dikkatli bir şekilde istenilir kapsama karakteristiklerini elde edecek şekilde planlanıp düzenlenmiştir. Fakat anten örüntüleri değişen koşullara dinamik olarak cevap verememektedir. Bunun yanı sıra sayısal mobil haberleşme sistemleri tarafından sağlanan kablosuz servislerin genişleyen alanı, kablosuz servisleri kullananların sayısının üssel olarak çok hızlı bir şekilde artması ve mevcut bant genişliğinin sınırlı olması spektral doluluk ve kanallar arası girişim gibi belirli zorluklara yol açmıştır. Ayrıca, karmaşık çoklu yol yayılım ortamı, daha yüksek veri hızları için kullanıcı talepleri, daha iyi ses kalitesi, sınırlı batarya ömrü, daha geniş hücre alanı ve daha düşük altyapı ve işletme maliyetleri bir kablosuz sistem tasarımcısının karşılaştığı diğer problemlerdir. Çoklu erişim yöntemleri, modülasyon ve kodlamayı içeren farklı metotlar bunun gibi farklı gereksinimleri karşılamak için kullanılırken, günümüze kadar anten teknolojisi önemli derecede daha az dikkat çekmiştir.

Bu problemlerin çözüm metotlarını arayan araştırmacılar, geçen yıllarda dikkatlerini baz istasyonunda gelişmiş sinyal işleme metotları ile birleştirilmiş anten dizisi kullanan akıllı anten sistemlerine (SAS) evirmişlerdir [2-5]. Sinyal işlemede hibrit çoklu erişim tekniği (uzay bölüşümlü çoklu erişim - SDMA) gibi uzaysal boyut kullanılarak akıllı anten sistemleri çeşitli yararlar sağlayarak çoklu kullanıcıların komşu kanal sinyallerini iletmesine olanak verir. Bunlardan birincisi; sistem kapasitesi artırılabilir. Anten hüzmelerini istenilir mobil kullanıcıya doğru yoğunlaştıran ve girişim yönünde sıfırları doğrultan yukarı bağlantı (mobilden anten dizisine doğru olan iletim) ve aşağı bağlantı (anten dizisinden mobil terminale doğru olan iletim) hüzmeye şekillendirme boyunca girişimi bastırır. Bu suretle, bir SAS sistem kapasitesini belirleyen sinyal girişim oranını (SIR) önemli derecede artırır. İkincisi; sinyal kalitesi ve sistem güvenilirliği daha fazla geliştirilebilir. Çünkü akıllı antenler yukarı bağlantıda istenilmeyen çoklu yol yayılım etkilerini (oklu yol sönümlenmesi) azaltmak için dizi antenden aldığı bilgiyi kullanır. Üçüncüsü; alıcı ve vericisi tek bir birim üzerinde birleştirilmiş elde taşınır telefon (handset-mikro telefon) batarya ömrünü uzatan ve daha küçük/daha hafif mikro telefonların kullanımına imkân veren artırılmış baz istasyonu kapsamı elde edilebilir. Akıllı antenler geleneksel tek anten elemanlı sistemler ile karşılaştırıldığında ilave anten kazancı ve anten dizisi çeşitleme kazancına sahip olduğu için bu mümkündür. Birleştirilmiş bu kazançlar, kullanıcıdan baz istasyonuna doğru iletilen güçte orantılı bir azalmaya olanak sağlar. Artırılmış hücre kapsamı ile bir mobil hücresel sistemdeki hücrelerin sayısı azaltılabilir. Bu nedenle altyapı kurulumunun maliyeti de azalır. Dördüncüsü; aşağı bağlantı iletimlerinde saçılan toplam baz istasyonu gücü bir anten dizisinin iletimi vasıtasıyla çarpıcı biçimde azalır. Toplam aşağı bağlantı gücü yayılımının azalması, aşağı bağlantı çoklu yol ve girişim etkisini azaltır. Beşincisi; baz istasyonu akıllı anten dizisi tarafından elde edilen azimut kestirimleri komşu baz istasyonları tarafından hizmet alan mobil kullanıcıların konumlarının belirlenmesine yardım eder. Bu fazlasıyla el değiştirme (handover - mobilin bir baz istasyonundan diğerine ağrı kesilmeksizin transfer edilmesi süreci) işlemine artırır.

Tüm bu avantajlarla birlikte akıllı antenler halen kullanılan ikinci nesil (2G) sayısal kablosuz sistemlerde umut verici bir teknoloji olmaktadır ve üçüncü nesil (3G) kablosuz sistemlerin ayrılmaz bir parçası olacaktır. Ancak, bir SAS'nin uygun

çalışması ve performansı temel olarak kablosuz kanalın zamanla değişen doğası tarafından sınırlanır. Mobil radyo ortamında bir kablolu sistem üzerinde mevcut olmayan veya farklı olan kanal yayılım faktörleri uzay-zaman sinyal işleme için önemli zorluklar ortaya çıkarır. Bu faktörler, çoklu yol bileşenlerinin sayısını, çoklu yolların geliş açılarının (DOA) yayılımını, çoklu yol geliş zamanını (TOA) ve gücün dağılımını, çoklu yol sinyallerinin korelasyon seviyesini ve çoklu antende mevcut olan sinyallerin uzay-zaman korelasyonlarını içermektedir. Örneğin, M elemanlı bir akıllı anten dizisi M-1 girişimi bastırabilir ve $\frac{M-1}{2}$ sembolü boyunca çoklu yol gecikmesini ortadan kaldırabilir [5]. İntisiz çoklu yol sinyallerinin sayısı anten elemanlarının sayısını aştığı zaman SAS her bir istenilir sinyalin geliş yolu yönünde bir hüzmeye ve tüm girişimde bulunan sinyallerin yönünde sıfırlar oluşturamaz. Bu nedenle alınan ortak kanal sinyallerinin ayırt edilmesinde zorluklar yaşanabilir. Aynı zamanda, küçük açısal yayılıma sahip çoklu yol ortamındaki hüzmeye şekillendirme algoritması daha büyük açısal yayılıma sahip bir ortam için uygun olmayabilir. Bu yüzden, kablosuz kanalın bu özelliklerinin bilinmesi akıllı anten sistemlerinin etkin tasarımı ve performans analizi için gereklidir.

Bir akıllı anten sistemi için vektör kanallar (veya uzaysal kanallar) her bir anten elemanında mevcut olan sinyallerin yayılım karakteristiklerini tanımlar [6]. Kanallar vektör değerlidir. Çünkü sinyal örneklerini içeren bir vektör her bir zaman anında alınır/iletilir. Sistem özelliklerine ve yayılım dinamiklerine bağlı olarak vektör kanalları geniş bant vektör kanalları ve dar bant vektör kanalları şeklinde sınıflandırılabilir. Mevcut olan teoriye dayalı vektör kanal modelleri, hızlı sönmülemenin performansı bozduğu, hareket eden mobil (yaya veya taşıt) senaryoları için vektör kanallarını tamamen karakterize edemez. Hareketli mobil senaryosunda çalışan akıllı anten sistemlerinin uzaysal imza değişimlerini karakterize eden deneysel dayalı bir vektör kanal hızlı sönmüleme senaryolarında hüzmeye şekillendirme algoritmalarının değiştirilmesine ve benzetim yapılmasına yardım eder. Bir dar bant kablosuz haberleşmede hızlı sönmüleme etkisini ortadan kaldırmanın diğer bir olası çözümü mobil terminalde uzaysal çeşitleme kullanılmasıdır.

19. yüzyıl sonları ve 20. yüzyıl başlarında fizik, fizyoloji ve nöro-fizyoloji bilim dalları arasındaki çalışmalar ile temel alt yapısı oluşturulan yapay sinir ağları (ANN), ağın istenilir bir davranışı göstermesi için bağlantı ağırlıkları ayarlanan ve bu bağlantılar üzerinden birbirlerine sinyaller göndererek haberleşen birkaç basit işlem hücresinden oluşan sayısal modellerdir. İnsan beyninden esinlenilerek geliştirilen yapay sinir ağları için en geleneksel uygulamaların başında sınıflandırma, gürültü azaltımı ve verilen geçmiş değerler ile bir değişkenin değerinin tahmin edilmesi gelmektedir [7].

Geçmişten günümüze kadar birçok yapay sinir ağı yapısı (Perceptron, Elman, Hopfield) ve bu yapılara ait öğrenme kuralları (Backpropagation, Widrow-Hoff algoritmaları gibi) geliştirilmiştir. ANN'de öğrenme istenilir tasarım hedefini elde etmek için bağlantı ağırlık katsayılarının değiştirilmesi ile gerçekleşir [8].

Sınıflandırma, gürültü azaltımı, tahmin ve imge ve sinyal işleme gibi birçok alanda kullanılan ANN artık kablosuz mobil haberleşme sistemlerini içeren çalışmalarda da yerini almıştır [9-11]; uyarlamalı anten dizisi [12], dizi örüntü sentezi [13,14], yön bulma [15-17], çoklu kaynak izleme [18] ve hüzme şekillendirme [19,20].

1.1. Vektör Kanallarının Yayılım Mekanizması

Bir mobil radyo ortamında, anten dizisinin her bir elemanından alınan/iletlenen sinyaller, yayılan enerjinin saçılımına, yansımaya ve kırınımına neden olan, binaları, kuleleri, ağaçları, tepeleri ve hareket eden araçları içeren, doğal ve insan yapımı yapılarla etkileşir. Yayılım ortamı bu yapıların toplamı ile tanımlanır. Bu etkileşimlerin bir sonucu olarak, sinyaller çoklu yollar olarak adlandırılan birkaç farklı yoldan antene ulaşırlar. Çoklu yol yayılımından dolayı elektromanyetik dalgalar değişen uzunluklardaki farklı yollar üzerinden hareket ederler ve şiddetleri mobil ve baz istasyonu arasındaki mesafe artarken azalır. Bu yüzden, her bir anten elemanından alınan sinyal küçük ölçekli (small scale) ve büyük ölçekli (large scale) dalgalanmalara maruz kalır. Küçük ölçekli değişim (kısa dinamik aralık boyunca sinyal şiddetinin değişimi) çoklu yol bileşenleri (çok yollu sönmeme), hareketten dolayı Doppler kayması ve çoklu yol gecikmesinin etkileşiminden kaynaklanır.

Büyük ölçekli değişim (uzun dinamik aralık boyunca sinyal şiddetinin değişimi) yol kaybı, yer yansıması, kırınım ve gölgeleme (su veya bitki yaprakları tarafından enerjinin emilmesi) etkilerinden meydana gelir. Üstelik çok yollu yayılım sinyalin zamanda (gecikme yayılımı), frekansta (Doppler yayılımı) ve uzayda (açısal yayılım) yayılmasına neden olur. Bu büyük ve küçük ölçekli etkiler vektör kanallarının ayrı ayrı skalar elemanlarını tanımlar. Ancak vektör kanallarının tam nitelendirilmesi dizi geometrisi, çoklu yol bileşenlerinin geliş açıları (DOAs), vektör kanalların bağıl genlik ve açı değişimi ve anten elemanları arasındaki sönümleşen sinyallerin ilintileri gibi ilave özellikler dahil edilerek elde edilebilir [21].

1.2. Çalışmanın Amacı ve Katkısı

Son yıllarda mobil iletişim ve kablosuz teknolojiler alanında yaşanan hızlı gelişmeler mobil haberleşme sistemlerini çağın en popüler teknolojilerinden birisi haline getirmiştir.

Kablosuz mobil haberleşme sistemlerinde bulunan baz istasyonlarında kullanılan akıllı anten sistemleri (SAS), ihtiyaç duyulan frekans spektrumunu verimli bir şekilde kullanır. Bu şekilde hücrenel ortamda önemli derecede kapasite artırımı ve performans gelişimi sağlanmaktadır [22].

Uzaysal imza vektörü bir SAS'nin anten dizisinde bulunan mevcut sinyallerin yayılım karakteristiklerini (çoklu sinyallerin sayısı, geliş açıları, genlik ve faz değişimleri) tanımlar. Yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı iletiminde aynı taşıyıcı frekansı kullanan zaman bölüşümlü çift yönlü iletim (TDD) sisteminde çalışan akıllı antenler, kanal karakteristiklerinin ardışık zaman aralıkları arasında aynı kalması şartıyla aşağı bağlantı ağırlık vektörü olarak yukarı bağlantı aralığında en son bilinen uzaysal imza vektörünü kullanır [23]. Mobil terminal durağan ya da küçük mesafelerle hareket ettiği zaman uzaysal imza değişimlerinin önemli olmadığı ve sinyallerin geliş açılarının (DOA) neredeyse değişmediği gösterilmiştir [6]. Ancak, mobil kullanıcının hızlı hareket ettiği durumda baz istasyonu ve mobil terminal arasındaki yerel yansıtıcıların (bina, ağaç, tepe, vb.) neden olduğu istenilir sinyalin çok yollu saçılması ve Doppler yayılımından dolayı oluşan hızlı sönümleme

etkisinden dolayı alınan sinyal vektöründe hızlı dalgalanmalar meydana gelir. Hızlı sönmülemeyen dolayı vektör kanal karakteristikleri zamanla hızlı bir şekilde değişir [24]. Bu koşullar altında, yeni mobil konumu için aşağı bağlantı ağırlık vektörü olarak yukarı bağlantı aralığındaki uzaysal imza vektörünü kullanmak, akıllı anten sisteminin mobil terminali doğru bir şekilde izleyememesi ve değişen yayılım dinamiklerine adapte olamamasına neden olur. Bu suretle kanalın performansında ve ortama gönderilen sinyal gücünde bozulma oluşabilir.

Bu tez çalışmasında savunulan ana fikir; dar bant TDD modunda çalışan bir akıllı anten kablosuz haberleşme sisteminde, hızlı sönmülemenin neden olduğu bu bozulmanın özbağlanımlı (AR) model ve sinir ağı modeli kullanılarak, aşağı bağlantı aralığında anten dizisinde mevcut olan uzaysal imzaların tahmin edilmesi ve hüzme şekillendirme sürecinde bir önceki uzaysal imzaların yerine tahmin edilen değerlerinin kullanılmasıyla en aza indirilebilmesidir.

Bu çalışmada her iki doğrusal tahmin modelinin (AR ve sinir ağı modeli) performansı değişen kanal parametreleri (mobil hızı (V), çoklu yolların sayısı (L) ve açısal yayılımı ($\Delta\theta$)) ve tahmin filtresi derecesi/ağ gecikmesi (p) koşulları için incelenmiştir. Her iki modelin performansı iki ölçüt kullanılarak değerlendirilmiştir. Bunlarda birincisi; aşağı bağlantıda mobil terminal tarafından alınan gücün SNR' sini (sinyal/gürültü oranı) gösteren bağıl SNR gelişimi, ikincisi ise; tahminlerin ve mobil kullanıcının izlenmesinin doğruluğunu belirten, gerçek ve tahmin edilen uzaysal imzalar arasındaki hata vektörünün normunu gösteren bağıl hata gelişimidir.

Önerilen bu çalışma ile TDD sistemde doğrusal tahmin filtresi kullanan bir akıllı anten sisteminin aşağı bağlantı iletiminde anten hüzmesini değişen kanal parametreleri ve tahmin filtresi derecesi/ağ gecikmesi durumunda hareket halindeki mobil terminale doğru ne kadar doğrulukla gönderdiği ve bundan dolayı desibel (dB) cinsinden elde edilen iyileşme gösterilmiştir.

1.3. İlgili Çalışmalar

Bu tez çalışması kablosuz mobil haberleşme sistemlerinde vektör kanal tahmini üzerinde çalışmalar yapmış bazı yazarların hazırlamış olduğu makaleler ışığında gerçekleştirilmiştir.

Godora (1997) yapmış olduğu çalışmada, gezgin haberleşmede kullanılan akıllı anten dizileri ve hüzmeye şekillendirme işlemindeki uyarlamalı anten algoritmalarından bahsetmiştir.

Rappaport ve Liberti (1999), *Smart Antennas for Wireless Communications* isimli kitapta, kablosuz haberleşme ortamı hakkında detaylı bilgiler vermişlerdir.

Ertel (1999), anten dizi sistemleri, çoklu yol yayılım mekanizması ve vektör kanal modelleri ve performansları hususunda bilgiler sunmuştur.

Haykin (2002), *Adaptive Filter Theory* isimli kitabında çeşitli doğrusal adaptif filtrelerin matematiksel teorileri (özbağlanımlı modelleme - AR, doğrusal tahmin teorisi) hakkında bilgiler sunmuştur.

Arredondo, Dandekar ve Guanghai (2002), vektör kanal modelleme ve aşağı bağlantı iletiminde mobil terminal tarafından alınan gücün geliştirilmesi için vektör kanalının tahmin edilmesi konusunda çalışmalarda bulunmuşlardır.

Eyceoz, Duel-Hallen ve Hallen (1998), rasgele olmayan kanal modelleme ve hızlı sönmüş mobil radyo kanallarının tahmini ile ilgili çalışmalar yapmışlardır.

Ekman (2002), mobil radyo kanallarının modellenmesi, tasarımı ve tahmini hakkında detaylı bilgi vermiştir.

Kavak (2001), akıllı anten sisteminin performansını etkileyen bir anten dizisi ile mobil kullanıcı arasındaki vektör yayılım kanallarının karakteristiklerini dinamik mobil senaryosu ile incelemiştir.

Haykin (1999), Neural Networks isimli kitabında yapay sinir ağı hakkında detaylı bilgi vermiştir.

Zooghby, Khamy ve Christodoulou (1996), mobil uydu haberleşmesinde kullanılan adaptif anten dizileri ile ilgili çalışmalarından bahsetmişlerdir.

Zooghby, Christodoulou ve Georgiopoulos (1998) yapmış oldukları çalışmada, kablosuz mobil haberleşmesi için yapay sinir ağı tabanlı akıllı antenleri incelemişlerdir.

Reza ve Christodoulou (1998) çalışmalarında, yapay sinir ağı kullanarak anten dizileri ile nasıl hüzmeye biçimlendirmenin gerçekleştirileceğini açıklamışlardır.

Christodoulou ve Georgiopoulos (2001)'un hazırladıkları Elektromanyetikte Sinir Ağı Uygulamaları isimli kitapta çeşitli yapılarıdaki sinir ağlarının antenlerde, radar ve uzaktan algılamada, mobil haberleşmede, mikrodalga devreleri ve cihazlarındaki uygulamaları hakkında detaylı bilgiler vermişlerdir.

Zooghby, Christodoulou ve Georgiopoulos (2000), sinir ağı tabanlı akıllı antenler kullanılarak kablosuz ortamda çoklu kaynakların izlenmesi hususunda çalışmalarda bulunmuşlardır.

1.4. Tez Çalışmasını Oluşturan Bölümler

Tez çalışması toplam altı bölümden oluşmaktadır.

Kablosuz mobil haberleşme kavramı, yayılım kanal modeli ve kanalın maruz kaldığı dış etkiler Bölüm 2'de sunulmuştur.

Bölüm 3, akıllı anten terminolojisini incelemektedir. Akıllı anten sisteminin temel prensip ve kavramları, akıllı anten yaklaşımları, gelişimi, avantajları, elemanları ve teorik modeli bu bölümde verilmektedir.

Bölüm 4’de, doğrusal tahmin modelleri verilmiştir. İlk olarak özbağlanımlı (AR) modelleme ile birlikte doğrusal tahmin filtresi incelenmiştir. Filtrenin katsayılarını elde etmek için kullanılan tekil değer ayrıştırma (SVD) ve Levinson-Durbin (LD) algoritmaları adım adım sunulmuştur. Daha sonra diğer bir metot olan uyarlamalı doğrusal hücre (ADALINE) ağı modeli verilmiştir.

Bölüm 5’de, vektör kanalı modeli ve yukarı bağlantı sinyal modeli tanımlanmıştır. Aşağı bağlantı aralığında uzaysal imzaları tahmin etmek için AR ve ADALINE modelleri kullanılarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Değişen mobil hızı, çoklu yol açısal yayılımı, çoklu yol sayısı ve doğrusal tahmin filtresi derecesi/ağ gecikmesinin her iki modelin tahmin performansına olan etkisi iki farklı ölçüt belirlenerek incelenmiştir.

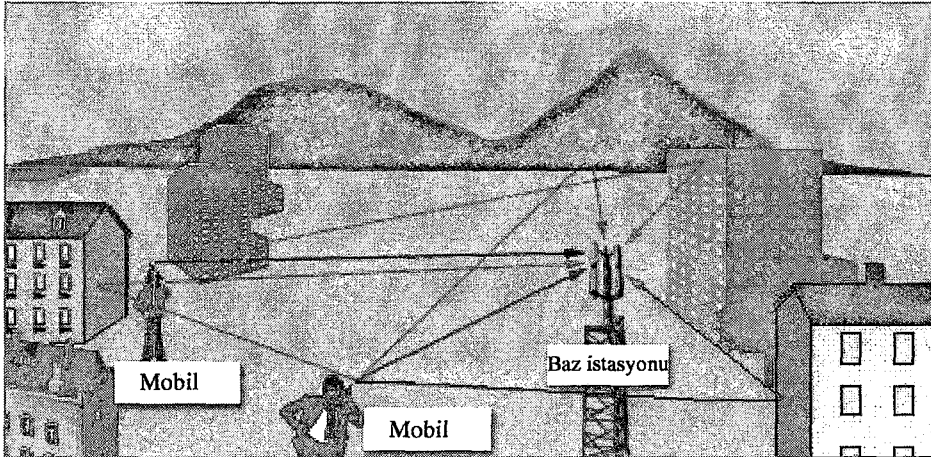
Bölüm 6 sonuç, tartışma ve ilerideki çalışmalarla ilgili önerileri içermektedir.

BÖLÜM 2. MOBİL RADYO ORTAMI VE YAYILIM KANAL MODELİ

2.1. Giriş

Kablosuz haberleşmede radyo sinyallerinin yayılımı bir mobil terminal ve bir baz istasyonu arasındaki binalar, arazi yapıları (tepe, dağ) ve çeşitli insan yapımı nesnelere tarafından oluşan yansıma, saçılma ve kırınımı kapsayan bir süreçtir.

Elektromanyetik dalgalar değişen farklı yol uzunlukları boyunca hareket eder. Bu nedenle, aynı sinyalin gecikmiş ve zayıflamış kopyaları (çoklu yol sinyalleri) istenilen sinyalin bozulmasıyla sonuçlanarak alıcıya ulaşır. Bu bozulma sönmüleme (fading) olarak adlandırılır. Kablolu kanallardan farklı olarak kablosuz kanallar çarpıcı biçimde değişir ve çok yönlü yayılım ve sönmülemeden dolayı zamanla değişen bir yapıya sahip olur. Bu nedenle, bir akıllı anten sisteminin performansını değerlendirmek için kanal ve kanal parametrelerinin detaylı bilgisi gereklidir.



Şekil 2.1. Mobil radyo yayılım ortamı.

Şekil 2.1 tipik bir kablosuz yayılım ortamını göstermektedir. Mobil radyo yayılımı büyük ölçekli (large scale) ve küçük ölçekli (small scale) olmak üzere iki yayılım etkisi ile nitelendirilir.

Büyük verici-alıcı mesafeleri veya uzun zaman süresi boyunca ortalama sinyal şiddetindeki değişimler büyük ölçekli yayılım etkileri ile tanımlanır. Bu değişimler alan bağımlı ve bağıl olarak yavaş bir şekilde değişir. Uzun periyotlu sönümleme olarak da bilinen bu değişimler yol kaybı, yer yansımaları ve kırınımdan dolayı meydana gelir.

Kısa zaman periyodu veya hareket mesafesi boyunca alınan sinyal şiddetindeki hızlı dalgalanmalar küçük ölçekli yayılım etkileri veya küçük ölçekli sönümleme ile karakterize edilir. Çoklu yol sönümlemesi, Doppler yayılımı ve gecikme yayılımı küçük ölçekli sönümlemeye katkıda bulunan faktörlerdir. Alınan sinyaldeki küçük ölçekli değişimler kanalın doğrusal olarak zamanla değişen dürtü yanıtı ile ilgili olabilir. Bu yayılım etkilerinin her biri özet şeklinde aşağıda verilmektedir.

2.2. Büyük Ölçekli Yayılım Etkileri

2.2.1. Yol kaybı

Ortalama yol kaybı, serbest uzay yayılım ortamında izotropik güç dağılımından dolayı kullanıcı ve baz istasyonu arasındaki uzaklıkla orantılı olarak bir radyo sinyalinin zayıflamasını tanımlar. İdeal serbest uzay yayılımında alınan sinyal gücü (2.1) eşitliği ile verilir [25].

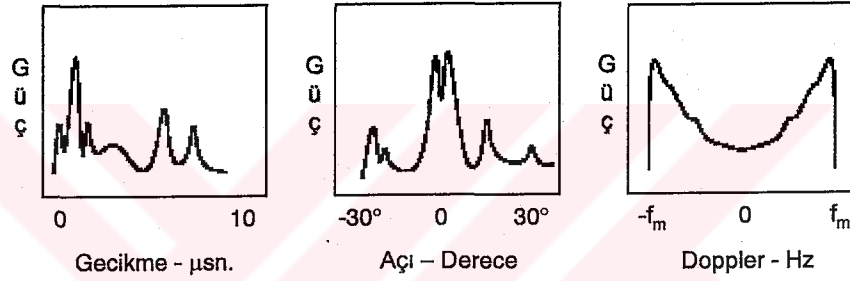
$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (2.1)$$

eşitliği ile verilmektedir. Burada P_r ve P_t sırasıyla alınan ve iletilen sinyal gücü, λ radyo sinyalinin dalga boyu, d mobil kullanıcı ile baz istasyonu arasındaki uzaklık, G_r ve G_t alıcı ve verici antenlerinin kazançlarıdır. Hücre ortamlarında direk

yayımlı yolu, ana yol ile bozucu bir şekilde girişimde bulunan, bir yüzeyden yansımaları olarak kabul edilir. Belirli alışı noktalarında sinyal şiddetinin yol kaybını kestiren belirli yayılım modelleri mevcuttur. Yol kaybı modeli,

$$P_r = P_t \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r \quad (2.2)$$

eşitliği ile tanımlanabilir. Burada h_t ve h_r sırasıyla verici ve alıcı antenlerin etkin uzunluklarıdır. Ortama bağlı olarak yol kaybı 2.5-5 dB aralığında değişebilir.



Şekil 2.2. Radyo kanalı yayılım boyutları.

2.2.2. Yer yansımaları

Yerden yansıyan sinyaller genellikle Karasal Mobil Uydu Sistemleri, Global Konumlandırma Sistemi (GPS) ve Alçak Yörünge (LEO) Uydu Sistemleri gibi düşük yön seçici antenleri kullanan kablosuz sistemlerdeki direkt yol sinyalleri ile bir arada olurlar. Hücreli haberleşme sistemleri için eğer yüzey dalgası zayıflaması ihmal edilirse, basit iki-ışın modeli direkt yol ve alınan sinyal değişimini tahmin etmek için kullanılabilir. Ayırım mesafesi d ve sırasıyla h_b ve h_m yüksekliğindeki baz ve mobil istasyon için alınan sinyal gücü (2.3) eşitliği ile verilir.

$$P_r = P_{fs} \left| 1 + g_\tau(2\theta) R_c(\epsilon_\tau, \lambda, \theta) e^{j\Delta} \right|^2 \quad (2.3)$$

ϵ_r karmaşık yer geçirgenliği, λ dalga boyu, θ geliş açısı, $g_r(2\theta)$ yansıyan sinyal için alıcı anten kazancı, $R_c(\epsilon_r, \lambda, \theta)$ yerin yansıma katsayısı ve Δ direk yol ve yerden yansıyan yol arasındaki faz farkıdır [26].

2.2.3. Kırınım

Sinyal yayılımı tek bir bıçak ağzı türünden bir blok ile engellendiği zaman kırınım radyo sinyallerinin engelin ötesinde yayılmasına olanak verir. Kırınım ikincil küçük dalgacıkların gölgeli bölge içerisine yayılması ile oluşur. Frensel-Kircoff kırınım parametresi,

$$v = h_0 \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_T} + \frac{1}{d_R} \right)} \quad (2.4)$$

h_0 , d_T ve d_R sırasıyla, engelin yüksekliği, verici-engel arasındaki mesafe ve alıcı-engel arasındaki mesafedir [27]. Kırınım kaybı yaklaşık olarak,

$$A_d = \begin{cases} 0 & v < 0 \\ 6 + 9v - 1.27v^2 & 0 < v < 2.4 \\ 13 + \log(v) & \end{cases} \quad (2.5)$$

2.3. Küçük Ölçekli Yayılım Etkileri

2.3.1. Sönümlenme

Yol kaybına ilaveten, alınan sinyal sönümlenme olarak adlandırılan sinyal seviyesinde dalgalanmalar gösterir. Bu değişimler vericiden olan uzaklığın bir fonksiyonu olarak elektrik alanının şiddetindeki değişimi ifade ettiği için bir mobil kullanıcı zamanda değişime maruz kalacaktır. Değişimleri sinyal seviyesi olarak adlandırılan, sürekli zamanlı alınan sinyalin sinyal seviyesi tipik olarak α_s ve α_r gibi iki çarpımsal bileşenden oluşur.

$$\alpha(t) = \alpha_s(t)\alpha_r(t) \quad (2.6)$$

$\alpha_s(t)$ yavaş sönümlenme olarak adlandırılır ve alınan sinyalin uzun süreli zaman değişimlerini gösterir. $\alpha_r(t)$ ise kısa süreli sönümlenmeyi (çoklu yol sönümlenmesi) göstermektedir. Yavaş sönümlenme $\alpha_s(t)$, sinyal seviyesi $\alpha(t)$ 'nin zarfıdır [28].

2.3.1.1. Yavaş sönümlenme

Yavaş sönümlenme, arazide bulunan binaların veya doğal özelliklerin uzun süreli gölgeleme etkilerinden oluşur. Aynı zamanda hızlı sönümlenmiş bir sinyalin yerel ortalaması olarak da tanımlanabilir. Yerel ortalamasının istatistiksel dağılımı deneysel olarak çalışılmıştır ve anten yüksekliği, çalışma frekansı ve ortam türünden etkilendiği gösterilmiştir. Bu nedenle yavaş sönümlenmeyi kestirmek zordur. Ancak yukarıda bahsedilen tüm parametreler sabit olduğunda, Rayleigh sönümlenmesinin üstünde ortalama alınan sinyal gücünün logaritmik bir ölçekte çizildiğinde normal dağılıma yaklaştığı gözlenmiştir. Bu dağılım lognormal olarak adlandırılır ve aşağıdaki olasılık yoğunluk fonksiyonu ile tanımlanır [27].

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\pi\sigma x}} e^{-\frac{(\log x - \xi)^2}{2\sigma^2}} & , x > 0 \\ 0 & , x < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

(2.7) eşitliğinde x sinyal seviyesindeki dalgalanmayı gösteren rasgele bir değişken ve ξ ve σ sırasıyla desibel (dB) cinsinden x 'in ortalama ve standart sapmalarıdır. Gölgeleme dağılımının standart sapması için tipik bir değer 8 dB'dir.

2.3.1.2. Hızlı sönümlenme

Kısa süreli sönümlenme $\alpha_r(t)$ boşlukta alınan sinyalin hızlı dalgalanmalarına karşılık gelmektedir. Hızlı sönümlenme, hareketli mobilin çevresindeki nesnelere yansıyan sinyallerden oluşur. Eğer rasgele genlikli ve geliş açılı çok sayıda yansıyan dalga

cephelerinin $[0, 2\pi)$ aralığında doğrusal olarak dağılmış fazlarla alıcıya ulaştığı kabul edilirse, elektrik alanı E_z 'nin dikey bileşeninin eş fazlı ve dörtlü faz bileşenlerinin Gaussian olduğu gösterilebilir. Alınan sinyalin zarfı (2.8) eşitliğinde verilen Rayleigh yoğunluk fonksiyonuna sahiptir [27].

$$p(y) = \begin{cases} \frac{y}{\sigma^2} e^{-\frac{y^2}{2\sigma^2}}, & y > 0 \\ 0 & , y < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Eğer mevcut güçlü bir direk yol ve daha güçsüz çoklu yol sinyalleri varsa, alınan sinyalin zarfı artık Rayleigh dağılımı olmayacaktır. Bunun yerine zarf Rician dağılımlı olur. İlgili olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$p(y) = \begin{cases} \frac{y}{\sigma^2} e^{-\frac{y^2+s^2}{2\sigma^2}} J_0\left(\frac{ys}{\sigma^2}\right), & y > 0 \\ 0 & , y < 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

eşitliği ile verilmektedir. Burada s^2 direk yolun ortalama gücü ve J_p birinci tür p dereceli Bessel fonksiyonudur [27]. Dikkat edilirse bir direk yolun varlığında ($s^2=0$) Rician olasılık dağılım fonksiyonu Rayleigh dağılımına dönüşür.

2.4. Doppler Yayılmı: Zaman Seçici Sönümlenme

Mobil hareket halinde olduğu zaman alıcıdaki radyo sinyali Doppler kayması olarak adlandırılan frekans boyutunda bir kaymaya maruz kalır. Taşıyıcı frekansı sonlu bir spektral bant genişliği üstünde genişler. Bu durumda (2.10) eşitliğinde verilen, Doppler güç spektrumu, kanal dürtü yanıtının zaman otokorelasyonunun Fourier dönüşümü olarak tanımlanır. Radyo sinyalinin dalga boyu 15-30 cm mertebesinde olduğu için mobildeki en küçük hareket bile baz istasyonu tarafından alınan sinyalde önemli faz değişimine neden olabilir.

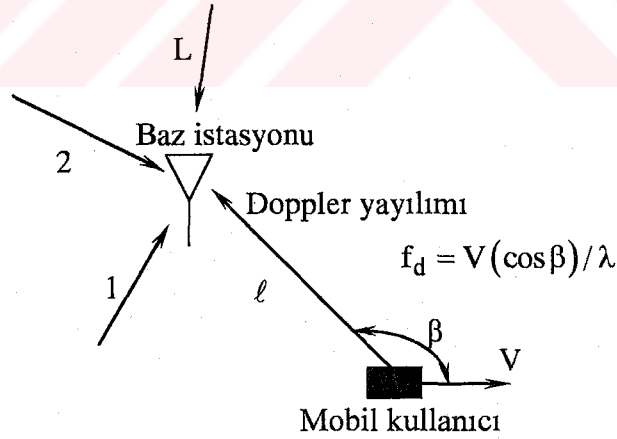
$$S(f) = \frac{3\sigma^2}{2\pi\pi_m} \left[1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2 \right]^{-1/2}, \quad f_c - f_m < f < f_c + f_m \quad (2.10)$$

$f_m = V/\lambda$ maksimum Doppler kayması, V mobil hızı, f_c taşıyıcı frekansı ve σ^2 sinyalin varyansını göstermektedir.

(2.11) eşitliğinde verilen Doppler yayılımı kanal karakteristiklerinin zamanda hızlı bir şekilde değişmesine neden olur. Doppler yayılımı kanal dürtü yanıtlarının zaman boyutunda güçlü bir şekilde ilintili olduğu, zaman örnekleri arasındaki ayırımı gösteren kanal uyumluluk zamanı (coherence time) ile ters orantılıdır.

$$f_d = f_m \cos\beta \quad (2.11)$$

Burada β , Şekil 2.3'de gösterildiği gibi ℓ çoklu yolu ile mobilin hareket yönü arasındaki açıdır.



Şekil 2.3. Bir mobilin hareketinden dolayı oluşan Doppler yayılımı.

Tipik bir Doppler yayılım değeri makro hücreli bir ortam için 1900 MHz frekans bandında ve 100 km/s mobil hızında 175 Hz' dir. Daha büyük Doppler yayılımı kanalın iyi bir şekilde izlenmesini sağlar.

2.5. Gecikme Yayılımı: Frekans Seçici Sönümlenme

Çoklu yol yayılımı, farklı zayıflama faktörleri ve gecikmeleri ile alıcıya gelen sinyalin birkaç versiyonu ile tanımlanır. Zaman boyutunda Doppler yayılımı gecikme yayılımı olarak adlandırılır ve frekans boyutunda kanalın seçiciliğinden sorumludur (sinyalin farklı spektral bileşenleri farklı güçler taşırlar). Uyumluluk bant genişliği (coherence bandwidth), iki frekans kaymasında frekans boyutunda kanal yanıtının güçlü bir şekilde ilintili kalması için maksimum frekans ayırımı olarak tanımlanır ve gecikme yayılımı ile ters orantılıdır. Gecikme yayılımı yol gecikmesi ile üssel olarak artar ve yol genlikleri gecikme ile azalır [25]. Gecikme yayılımı kanalın güç gecikme profili kullanılarak bulunabilir. Güç gecikme profilleri ardışık kanal dürtü yanıtlarının zamansal ve uzamsal ortalaması alınarak elde edilir. Toplam gecikme yayılımı belirli enerjiye sahip çoklu yolların geldiği aralıktır. RMS gecikme yayılımı yol gecikmelerinin standart sapmasıdır. Önemli gecikme yayılımı bir kanal denkleştirici kullanımını gerektiren güçlü semboller arası girişime (ISI) neden olur.

2.6. Açısal Yayılım: Uzay Seçici Sönümlenme

Alıcılardaki açısal yayılım anten dizisindeki çoklu yolların geliş açılarının yayılımını (bant genişliği) gösterir. Aynı şekilde vericideki açısal yayılım çoklu yolların ayrılış açılarının yayılımı olarak da bilinir. Bir yolun varış (veya ayrılış) açısı bazı durumlarda istatistiksel olarak yol gecikmesi ile ilgili olabilir. Açısal yayılım, antenin uzaysal konumuna bağlı olarak sinyal genliğini ifade eden uzay seçici sönümlenmeye neden olur. Uzay seçici sönümlenme alıcı verici arasındaki mesafe (coherence distance) ile tanımlanır. Daha büyük açısal yayılım daha kısa uzaklık anlamına gelmektedir.

2.7. Çoklu Yol Yayılımı

Çoklu yol saçılması daha önce yukarıda bahsedilen üç yayılım (Doppler yayılımı, gecikme yayılımı ve açı yayılımı) etkisinin temelini oluşturmaktadır. Dağıtıcıların türlerini ve kanal davranışına katkılarını anlamak önemlidir.

2.7.1. Makro hücreler

Bir makro hücre, büyük hücre yarıçapı (birkaç 10 km' ye kadar) ve çatı seviyesinden çok daha yukarıda bulunan bir baz istasyonu ile tanımlanır. Makro hücreli ortamlarda baz istasyonu tarafından alınan sinyal enerjisi başlıca üç dağıtıcı kaynaktan gelir; mobile yerel (yakın) dağıtıcılar, uzakta bulunan baskın dağıtıcılar ve baz istasyonuna yerel dağıtıcılar.

Mobile yerel dağıtıcılar, elde taşınır mobil terminalden birkaç on metre uzakta bulunan dağıtıcılardır. Terminal hareket halinde olduğu zaman bu dağıtıcılar, zaman seçici sönmülemeye sebep olan bir Doppler yayılımına neden olur. Hücrenin küçük yarıçapından dolayı baz istasyonuna ulaşan ve mobilin çevresinden ortaya çıkan yollar küçük gecikme yayılımı ve küçük açı yayılımı gösterirler. Mobile yakın dağıtıcılardan ortaya çıkan yolların bazıları baz istasyonuna varmadan önce tepeler veya yüksek binalar gibi uzaktaki baskın dağıtıcılara ulaşırlar. Bu yollar tipik olarak bu dağıtıcıların konumlarına ve sayısına bağlı olarak orta büyüklükteki açı ve gecikme yayılımları ile baz istasyonuna ulaşır. Bu çoklu dalga cepheleri bir kere baz istasyonunun çevresine ulaştığında, genellikle binalar veya baz istasyonu yakınındaki yapılar gibi yerel dağıtıcılardan daha uzağa yansıtılırlar ve daha keskin uzay seçici sönmülemeye neden olurlar.

2.7.2. Mikro hücreler

Mikro hücreler çok kalabalık yapılı (binalar) alanlar ile göreceli olarak birbirine yakın (birkaç yüz metre) olan baz istasyonu ve kullanıcı terminali ile tanımlanır. Baz istasyonu yüksekliği tipik olarak baz istasyonu çevresinde önemli sinyal dağıtımlarına neden olacak şekilde çatı seviyesinin altındadır. Mikro hücreli şartlarda sinyal yayılımını analiz etmek zordur. Küçük gecikme yayılımları ile birlikte çok yüksek açı yayılımlarının bu şartlarda da oluşması mümkündür. Doppler yayılımı mobil dağıtıcılarının varlığından dolayı mobilin hareketliliği sınırlı olmasına rağmen makro hücrelerdeki kadar yüksek olabilir.

2.7.3. Tipik kanal parametreleri

Bir hücreli ortamda mevcut yolların sayısı iletim bant genişliğine olduğu kadar taşıyıcı frekansına da bağlıdır. Makro hücrelerdeki ölçümler bir GSM sisteminde (200 kHz bant genişliği, 900 MHz taşıyıcı frekansı) yolların sayısının 6 dan 12 ye kadar olabileceğini göstermektedir. GSM sistemi çok kısa sembol periyodu (3.7 μ s), kısa zaman dilimi (0.5777 ms) ve yüksek kanal bant genişliği ile karakterize edilir. Tepelik arazide ve kentsel alanlarda gecikme yayılımı sembol periyodundan çok daha büyük olduğu için fazla semboller arası girişim (ISI) oluşacaktır. Bu nedenle kanal yüksek derecede frekans seçici olacaktır. Diğer taraftan zaman dilimi kısa olursa, zaman dilimi esnasında önemli kanal değişimleri gerçekleşmez. IS-136 (mobil haberleşmesi için Amerikan TDMA standardı) sisteminde durum tersine dönmektedir; sembol periyodu 41.6 μ s, zaman dilimi 6,66 ms ve bant genişliği daha küçük (30 kHz). Bu yüzden sembol periyodu gecikme yayılımı ile karşılaştırıldığında büyük ve kanalın frekans seçiciliği düşükken ihmal edilebilir ISI'lar gözlenebilir. Yüksek Doppler yayılımı için uyumluluk zamanı, zaman dilimi süresinden daha küçüktür. Tipik kanal gecikmesi açı ve Doppler yayılımları (1800 MHz taşıyıcı frekansında) Tablo 2.1'de verilmektedir.

Tablo 2.1. Hücreli sistemde tipik gecikme, açı ve Doppler yayılımları.

Ortam türü	Gecikme yayılımı	Açı yayılımı	Doppler yayılımı
Düz kırsal (Makro)	0.5 μ s	1°	190 Hz
Şehir merkezi (Makro)	5 μ s	20°	120 Hz
Tepelik (Makro)	20 μ s	30°	190 Hz
Mikro hücre (Ağaçlık)	0.3 μ s	120°	10 Hz
Piko hücre (Bina içi)	0.1 μ s	360°	5 Hz

BÖLÜM 3. AKILLI ANTEN SİSTEMİ

3.1. Giriş

Kablosuz mobil haberleşme servislerine olan talep birçok teknik alanı kapsayacak şekilde dünya çapında büyük bir hızla artmaktadır. Bu durum tek anten elemanı yerine bir anten dizisi kullanan, hızlı ve ucuz kablosuz altyapı olanağı sağlayan uyarlamalı antenlere olan ilgiyi ortaya çıkarmıştır. Uyarlamalı dizi antenler haberleşme kanallarında çok sayıdaki mobil kullanıcılar için artan talebi karşılayarak, kablosuz haberleşmede en önemli zorluk olan sınırlı kanal bant genişliği problemini ortadan kaldırır. Aynı zamanda mobil haberleşme sistemlerinde kanal kapasitesini ve spektrum verimliliğini artırarak, kapsama alanını genişleterek, hüzmeye şeklini ortama uyarlayarak ve birçok mobil kullanıcıyı izlemek için çoklu hüzmeleri bu yönlerde doğrultarak sistem performansını önemli derecede artırır. Üçüncü nesil (3G) ve gelecek nesil kablosuz sistemler için bu gereksinimleri başarmak için dikkatler uyarlamalı antenler olarak da bilinen akıllı antenler üzerine yoğunlaşmıştır [29].

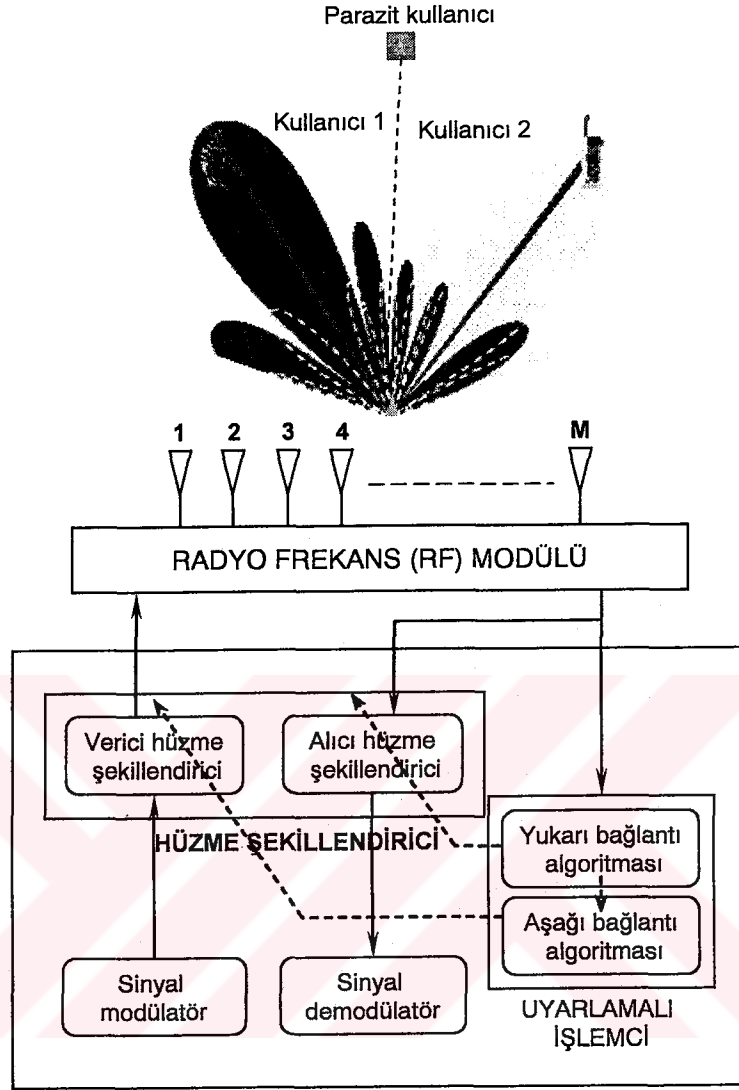
3.2. Temel Prensipler ve Kavramlar

Geçmişte kablosuz sistemler sabit anten sistemlerini kullanırdı. Anten örüntüleri istenilir kapsama karakteristiklerini gerçekleştirmek için dikkatli bir şekilde planlanırdı. Fakat bu sistemler değişen trafik ihtiyaçlarına dinamik olarak bir etki sağlayamıyordu. Bu durum ortama saçılan gücün büyük bölümünün istenilir kullanıcıya değil aksine diğer yönlerde yayılarak bir güç kaybına neden olmaktadır. İlaveten, diğer yönlerde yayılan güç diğer kullanıcılar tarafından girişim olarak görülmekteydi. Bir dizide sabit anten elemanları seti kullanan akıllı antenler kablosuz sistemler için yeni bir teknolojidir. Bu anten elemanlarından alınan

sinyaller sayısal sinyal işleme ya da RF donanımı kullanılarak, hareket halindeki mobil birimleri izlemek için istenilir bir yöne doğrultulabilen hareketli hüzmeye örüntüsü oluşturmak için birleştirilir.

Akıllı antenler mevcut sayısal sinyal işleme yeteneği ile sinyalleri uyarlamalı ve uzaysal olarak hassa bir şekilde alır ve iletir. Anten elemanının kendisi akıllı değildir. Akıllı anten, bir dizi oluşturmak için anten elemanlarının ve akıllı antenleri etkin yapmak için kullanılan sinyal işleme yazılımının bir birleşimidir. Bu, kablosuz sistemin performans karakteristiklerini (kapasite gibi) önemli derecede artırabilir [30].

Bir akıllı anten sistemi Şekil 3.1'den görüldüğü gibi bir anten dizisi, radyo frekans (RF) modülü ve temel bant işleme modülü içerir. Belirli bir fiziksel yapıda (doğrusal, dairesel, vb) düzenlenen M adet anten elemanından oluşan anten dizisi radyo frekans (RF) sinyallerini alır/iletir. RF modülü anten dizisi ile temel bant işleme modülü arasında bir arabirim oluşturur. Yukarı bağlantı sırasında RF modülü anten dizisinden aldığı çıkışları temel bant seviyesine indirerek temel bant işleme modülünü besler. Aşağı bağlantıda ise temel bant işleme modülü çıkışlarını RF seviyesine yükselterek anten elemanlarına uygular. Temel bant işlemci modülü hüzmeye şekillendirici ağlar ve uyarlamalı işlemcilerden oluşur. Alış/iletim hüzmeye şekillendirici ağ yukarı bağlantı/aşağı bağlantı için akıllı antenin yönsel örüntüsünü belirler. Uyarlamalı işlemci ise hüzmeye şekillendirici ağın karmaşık ağırlıklarını belirlemek için uyarlamalı yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı algoritmaları uygular. Uyarlamalı algoritmalar, mobilden alınan geri besleme sinyallerine (yukarı bağlantı kanalı yayılım bilgisi), anten dizisinin geometrisine, sinyallerin yapısına ve çoklama yöntemleri (FDMA frekans bölüşümlü çoklu erişim, TDMA zaman bölüşümlü çoklu erişim ve CDMA kod bölüşümlü çoklu erişim) ve iletim yöntemleri (FDD frekans bölüşümlü çift yönlü ve TDD zaman bölüşümlü çift yönlü) gibi bilinen sistem özelliklerine bağlıdır. Bu suretle akıllı anten sistemi (SAS) yukarı bağlantı sırasında gelen sinyallerden istenilen sinyali seçip çıkartır ve aşağı bağlantı iletiminde istenmeyen kullanıcılar yönünde sıfırları ve istenilen kullanıcılar yönünde hüzmeleri doğrularak, her bir sinyali minimum girişim ile istenilen konumuna dağıtır [31].



Şekil 3.1. Bir akıllı anten sisteminin blok şeması.

3.3. Akıllı Anten Sistemi Katalog Tanımları

Bu bölümde literatürde bulunan ve en sık kullanılan iki akıllı anten tanımı veriliyor.

⊕ Akıllı anten, ortama göre ayarlanan fazlı veya uyarlamalı dizidir. Yani, uyarlamalı dizi için, hüzmeye örüntüsü istenilen kullanıcı ve girişim hareket ederken değişir. Fazlı dizi için, istenilen kullanıcı hareket ederken hüzmeye kullanıcıya doğru doğrultulur veya farklı hüzmeler seçilir.

Fazlı dizi veya çoklu hüzme anteni, istenilir sinyale doğru yönlendirilmiş birkaç sabit hüzmeden ya da istenilir sinyale doğru doğrultulan tek bir hüzmeden oluşur.

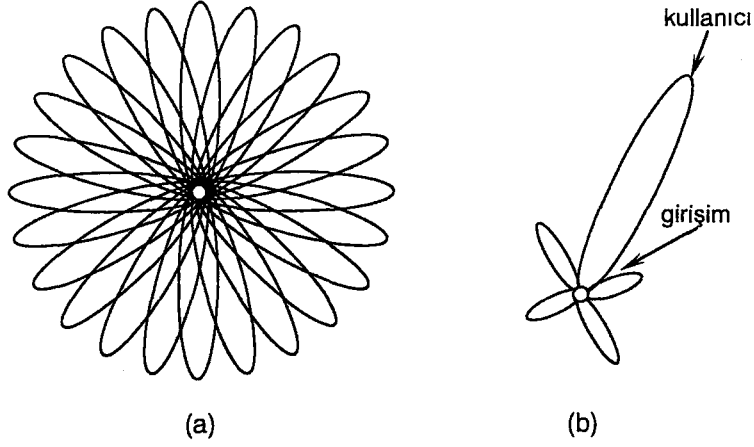
Uyarlamalı anten dizisi, istenilir sinyal ve gürültü+girişim oranını (SINR) maksimize etmek için, çoklu anten elemanlarından alınan ağırlıklı sinyaller birleştiren bir dizidir. Yani ana hüzme istenilir kullanıcının yönünde oluşturulurken girişim yönünde sıfırlar yerleştirilir.

⊕ Bir akıllı anten sistemi, sinyal ortamına göre hüzmenin iletim ve/veya alışı örüntüsünü optimize etmek için, sinyal izleme kapasitesi ile çoklu anten elemanlarını birleştirir. Anahtarlamalı hüzme ve uyarlamalı dizi sistemi olmak üzere iki kategoriye ayrılır.

Anahtarlamalı hüzme anten sisteminde belirli yönlerde yüksek hassasiyetli çoklu sabit hüzmeler oluşturulur. Bu anten sistemleri, sinyal gücünü algılar, önceden belirlenmiş sabit hüzmelerden birini seçer ve bir hüzmeden diğerine sektör boyunca istekler doğrultusunda anahtarlamalar yapar.

Tek anten elemanlı fiziksel tasarım ile anahtarlamalı hüzme sistemleri yönlü anten örüntüsünü ayarlamak yerine geleneksel tek anten elemanlı yaklaşım ile gerçekleştirilebilenden daha uzaysal seçiciliği olan, iyi bir şekilde sektöriye edilmiş (yönlü) hüzmeleri oluşturmak için çoklu anten çıkışlarını birleştirir.

Uyarlamalı anten dizi sistemleri günümüze kadar olan en gelişmiş akıllı anten yaklaşımını göstermektedir. Çeşitli yeni sinyal işleme algoritmaları kullanarak uyarlamalı sistem, etkili olarak istenilir sinyali dinamik olarak maksimize etmek ve girişimi minimize etmek için çeşitli türdeki sinyalleri konumlandırır ve izler.



Şekil 3.2. Anahtarlamalı hüzmeye sistemi kapsamı (a); uyarlamalı dizi kapsamı (b).

3.4. Akıllı Anten Sistem Yaklaşımları

Akıllı antenler iletim stratejilerine bağlı olarak aşağıdaki üç türde sınıflandırılır:

- ❖ Anahtarlamalı hüzmeye antenleri
- ❖ Dinamik fazlı diziler
- ❖ Uyarlamalı anten dizileri

3.4.1. Anahtarlamalı hüzmeye antenleri

Anahtarlamalı hüzmeye antenler bir hücredeki baz istasyonunda bulunan yönlü antenlerdir. Bu antenler sadece bir dizinin önceden tanımlanmış hüzmeleri arasında temel anahtarlama fonksiyonunu yerine getirirler. Genellikle alınan güç cinsinden en iyi performansı veren ortam tercih edilir. Çeşitli elemanların çıkışları periyodik olarak en iyi hüzmeye alımını gerçekleştirmek için örneklenir. Bir geleneksel anten ile karşılaştırıldığında daha yüksek yönlülük özelliğinden dolayı kazanç elde edilir. Bunun gibi bir anten, mevcut hücre yapılarında daha karmaşık uyarlamalı dizilere göre uygulanması daha kolaydır. Fakat bu durum kazançta sınırlı bir gelişmeye neden olur [32].

3.4.2. Dinamik fazlı diziler

Hüzmeler, bir anahtarlamaalı hüzmeye sisteminde olduğu gibi önceden tanımlanmış ve sabittirler. Bir kullanıcı belirli bir zamanda bir hüzmeyin kapsamında olabilir. Fakat hüzmeyin merkezinden uzaklaştıkça ve hüzmeyin dış sınır yüzeyi üzerinden geçerken alınan sinyal daha güçsüzleşir ve hücre içerisinde bağlantının el değıştirmesi olayı oluşur. Fakat dinamik fazlı dizilerde bir geliş yönü (DOA) algoritması, kullanıcı hüzmeyinin kapsama alanı içerisinde dolaşırken, kullanıcı sinyalini takip eder, yani kullanıcıyı izler.

Hücre içerisinde bağlantı yer değıştirmesi oluştuğunda bile kullanıcı sinyali optimum bir kazançla alınır. Bu alınan gücün maksimum olduğu anahtarlamaalı lob kavramının genelleştirilmiş şekli olarak görülebilir.

3.4.3. Uyarlamalı anten dizileri

Uyarlamalı anten dizileri grubun en akıllısı olarak düşünülebilir. Bir uyarlamalı anten dizisi (AAA), haberleşme ortamındaki değışikliklere göre anten örüntülerini adapte edebilen bir anten elemanları kümesidir. Dizinin her bir anteni, belirli bakış yönünde antenin kazancını maksimize edecek ve girişim sinyallerinin yönünde minimum edecek şekilde, uyarlamalı bir şekilde güncellenen bir ağırlık ile ilişkilidir. Diğer bir deyişle, bu anten elemanları antenin yayılım ya da alım örüntüsünü istenilir sinyalin sinyal-gürültü oranını (SNR) geliştirmek için kanaldaki gürültü ve girişim değışimlerine göre ayarlamak için dinamik olarak değıştirir. Bu işlem aynı zamanda uyarlamalı hüzmeye şekillendirme olarak da bilinir.

3.4.4. Anahtarlamaalı hüzmeye ve uyarlamalı dizi sistemlerinin yararları

Bir önceki bölümde en çok kullanılan akıllı anten sistemlerinin (SAS) üç farklı tanımını veriliyor. İkinci tanım akıllı anten sistemlerini, anahtarlamaalı hüzmeye ve uyarlamalı dizi anten sistemleri olarak ikiye ayırmaktadır. Bu tanımda uyarlamalı dizi anteni iki sınıfa bölünebilir. Birincisi, ağırlıklar tarafından sadece fazın değıştiği

fazlı dizi antenleridir. İkincisi ise istenilir bir hüzme üretmek için hem faz hem de genliğin değiştiği uyarlamalı dizi antenleridir.

Yayımlı örüntüleri cinsinden, anahtarlama hüzme, tipik olarak 120 derecelik üç mikro sektöre sahip bir hücrede hücreselektörleme metodunun bir uzantısıdır. Anahtarlama hüzme yaklaşımı, sektörleri, mikro sektörler bölerek kapsama ve kapasiteyi artırır. Her mikro sektör, hüzme merkezinde daha büyük hassasiyetli, diğer yerlerde ise daha az hassasiyetli önceden tanımlı sabit hüzme örüntüsü içerir. Bu gibi sistemlerin tasarımı, yüksek kazançlı, dar azimut hüzme genişlikli anten elemanlarını içerir.

Anahtarlama, hüzme sistemi, anten çıkışlarının ağırlıklı birleşimine bağlı olarak, uzaktaki kullanıcının kanalında en yüksek çıkış güçlü, önceden belirlenmiş sabit hüzme örüntülerinin birini seçer. Bu seçim RF veya temel bant DSP donanım ve yazılım ile gerçekleşir. Sistem hüzmesini anten elemanlarından alınan ya da anten elemanlarını beslemek için kullanılan sinyallerin faz farklılıklarını değiştirmek, fazlı yöntemlerde anahtarlar.

Mobil kullanıcı belirli bir makro sektöre girdiğinde, anahtarlama hüzme sistemi en güçlü sinyali içeren makro sektörü seçer. Konuşma boyunca sistem sinyal şiddetini görüntüler ve gerek duyulduğunda diğer sabit mikro sektörler anahtarlama yapar.

Tüm anahtarlama hüzme sistemleri, farklı donanım ve yazılım tasarımı kullanmalarına rağmen benzer kazançlar sağlarlar. Geleneksel sektörlü hücreler ile karşılaştırıldığında, anahtarlama hüzme sistemleri bir baz istasyonunun kapsamını, koşullarına bağlı olarak %20'den %200'e kadar artırabilir.

Ancak, anahtarlama hüzme sistemlerinde sınırlamalar vardır. Hüzmeler önceden tanımlı olduğu için, sinyal şiddeti, kullanıcı sektör içersinde hareket ederken değişir. Mobil, bir hüzmelerin azimut kenarlarından uzağa doğru hareket ederken sinyal şiddeti kullanıcı diğer mikro sektöre anahtarlama olmadan önce hızlı bir şekilde bozulmaya uğrar. Diğer sınırlama ise bir anahtarlama hüzme sisteminin, istenilir sinyal ile girişim sinyalini ayırt edememesidir. Eğer girişim sinyali yaklaşık olarak

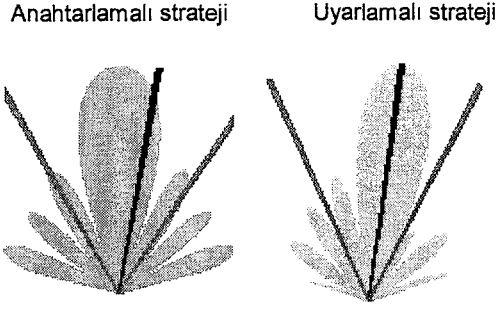
seçilen hüzmelerin merkezinden uzakta ise, girişim sinyali istenilir sinyalden daha çok artırılabilir. Bu durumda kullanıcı için kalite bozulmaya uğrar.

Uyarlamalı anten sistemleri farklı bir yaklaşım sunar. Değişen bir RF ortamına adapte olunarak, uyarlamalı anten teknolojisi dinamik olarak kablosuz sistemin performansını en uygun duruma getirmek için sinyal örüntülerini değiştirir.

Bu uyarlamalı yaklaşım, sürekli olarak istenilir sinyali, çoklu yol ve girişim sinyallerini ayırt etmek, aynı zamanda bu sinyallerin geliş açılarını da hesaplamak için karmaşık sinyal işleme algoritmaları kullanılır. Bu yaklaşım sürekli olarak hem istenilir hem de girişim sinyali konumlarındaki değişikliklere bağlı olarak, anten dizisinin hüzmeye örüntüsünü güncelleştirir. Ana loblar ile kullanıcıları, sıfırlar ile girişimleri izleme yeteneği, sürekli olarak link bütçesini maksimize eder.

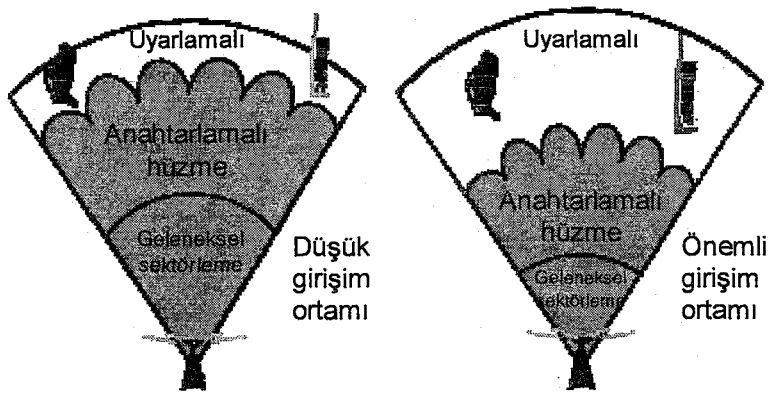
Bu etki bir kişinin duyma yeteneği ile aynıdır. Bir kişi diğerini dinlediğinde, dinleyen kişinin beyni her iki kulaktaki sesleri toplar, daha iyi duymak için bu sesleri birleştirir ve konuşan kişinin yönünü belirler. Eğer konuşan kişi hareket ediyorsa, dinleyen kişi gözleri kapalı olsa bile, yalnızca duyduğu şeye bağlı olarak açılabilir pozisyonu güncellemeye devam eder. Dinleyici aynı zamanda istenmeyen gürültü ve girişimi düzeltme ve konuşmanın gerçekleştiği tarafa yoğunlaşma kapasitesine sahiptir.

Şekil 3.3 gösterilen pozisyonlarda istenilir sinyal ve iki ortak kanal girişimi dikkate alınarak her bir sistemin seçtiği hüzmeye örüntülerini anlatmaktadır. Soldaki resim anahtarlamalı hüzmeye sistemini gösterirken sağdaki uyarlamalı sistemi göstermektedir. Resimdeki düz çizgiler istenilir sinyali resmederken, noktalı çizgiler ortak kanal girişim sinyallerinin yönünü göstermektedir. Her iki sistem istenilir sinyal yönünde en fazla kazançlı lobe doğrulturken, uyarlamalı sistem en yüksek sinyal pekiştirmesi sağlayarak, en doğru yerleştirmeyi seçer. Benzer şekilde, girişim sinyalleri ana lobun dışında daha düşük kazançlı noktalara ulaşırlar. Fakat yine uyarlamalı sistem bu sinyalleri mümkün olan en düşük kazançlı noktalara yerleştirir ve girişim sinyalleri maksimum bastırma ile alırken esas alınan sinyalde maksimum geliştirme sağlar.



Şekil 3.3. Hüzme şekillendirme lobları ve sıfırları-anahtarlamalı hüzme (koyu gri) ve uyarlamalı dizi (açık gri) sistemleri kullanıcı sinyallerini (siyah çizgi) ve ortak kanal girişimlerini (gri çizgiler) seçebilir.

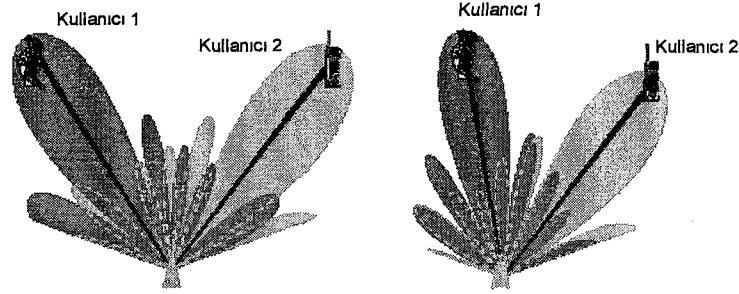
Şekil 3.4 geleneksel sektörize edilmiş, anahtarlamalı hüzme ve uyarlamalı anten sistemleri için bağıl kapsama alanını göstermektedir. Her iki akıllı anten sistemi, geleneksel sektörize edilmiş sistem üstünde önemli derecede kazançlar sağlamaktadır. Soldaki düşük seviyeli girişim, daha büyük etki seviyelerine sahip yeni bir kablosuz sistemini anlatmaktadır. Sağdaki önemli girişim seviyesi ya daha fazla kullanıcıya ya da daha fazla etkin frekans yeniden kullanımlı (frequency reuse) örüntülerini kullanan bir kullanıcı kablosuz sistemi göstermektedir. Bu senaryoda uyarlamalı sistemin girişim reddetme kapasitesi diğer hüzme sistemlerinden önemli derecede kapsama alanı sağlamaktadır [33]. Uyarlamalı anten sistemlerinin diğer bir önemli avantajı ise spektrum oluşması yeteneğidir.



Şekil 3.4. Anahtarlamalı hüzme ve uyarlamalı dizi antenleri için kapsama alanları.

Kullanıcıyı doğru bir şekilde izleme ve güçlü girişim bastırma yeteneğinden dolayı, çoklu kullanıcılar aynı hücre içerisinde aynı kanalı paylaşabilirler. Sistem kapasitesi daha düşük hücreler arası frekans yeniden kullanımı örüntüleri boyunca artar. Bu

durum hücreler içerisi frekans yeniden kullanımı için de geçerlidir. Şekil 3.5 uyarlamalı antenin aynı hücrede aynı zamanda aynı geleneksel kanaldaki iki kullanıcıyı desteklemek için nasıl kullanılabileceğini göstermektedir.



Şekil 3.5. Aynı hücrede eş zamanlı olarak aynı kanaldaki iki kullanıcıyı destekleyen, tamamen uyarlamalı uzaysal işleme.

Koyu gri hüzme örüntüsü soldaki kullanıcı ile haberleşmek için kullanılır. Açık gri olanı ise sağdaki kullanıcı ile konuşmak için kullanılır. Düz çizgiler ise her sinyalin gerçek yönünü resmetmektedir. Dikkat edilecek olursa sinyaller baz istasyonuna doğru düz çizgiden aşağıya doğru hareket ederken, açık gri sinyal koyu gri bir sığıra yada belirtilenin aksine ve minimum kazanç noktasına varır. Kullanıcılar hareket ederken, hüzme örüntüleri sürekli olarak bu konumları sağlamak için güncellenir. Sağdaki çizim bir kullanıcı diğerine doğru hareket ederken, hüzme örüntülerinin maksimum sinyal kalitesini sağlamak için dinamik olarak nasıl değiştiğini göstermektedir.

Hem loblara hem de sıfırlara göre hüzme örüntüsünü sürekli olarak değiştirme yeteneği uyarlamalı sistem yaklaşımını anahtarlamalı sistemden ayırt eder. Girişim sinyalleri sektör boyunca hareket ederken, anahtarlamalı hüzme örüntüsü sadece istenilir sinyal hareketlerine cevap verdiği için değişmez.

Bir girişim sinyali istenilir sinyale yaklaşmaya başladığı zaman ve ana lobun kazancına girdiğinde girişim sinyali istenilir sinyale benzer şekilde işlenecektir ve sinyal girişim oranı (SIR) buna bağlı olarak bozulacaktır. Aksine, uyarlamalı sistem sinyal ve girişimi sürekli ayırt edebilir ve artırılmış SIR seviyesini sürdürerek,

aslında bu sinyallerin anahtarlamalı hüzme sisteminkinden daha yakın olmalarına izin verebilir.

3.5. Akıllı Anten Gelişimi

Bir önceki bölümde tanımlanan tüm akıl seviyeleri, teknolojik olarak bugün kullanılabilir durumdadır. Yakın geçmişe kadar maliyet engelleri bu sistemlerin ticari sistemlerde kullanımını engellemiştir. Düşük maliyetli sayısal sinyal ve genel amaçlı işlemcilerin ve yeni algoritmaların geliştirilmesi, spektral olarak etkin çözümlerin zorunluluk haline geldiği bir zamanda akıllı anten sistemleri uygulanabilir olmuştur. Kişisel ve mobil haberleşmesi alanında, kademeli olarak daha gelişmiş çözümlere doğru akıllı antenlerin kullanımında evrimsel bir yol kurulabilir. Bir önceki bölümde akıl seviyesi, teknolojiksel gelişme seviyesi olarak tanımlanıyor. Burada tanımlanan adımlar bir sistemin gelişiminin parçası olarak düşünülebilir. Bu evrim üç evreye ayrılabilir.

➤ Akıllı antenler sadece yukarı bağlantı iletiminde kullanılırlar. Yukarı bağlantıda kullanıcı iletim yaparken baz istasyonu kullanıcı tarafından gönderilen sinyalleri alır. Baz istasyonunda kazancı artırmak için bir akıllı anten kullanılarak, hem hassasiyet hem de kapsam artırılır. Bu kavram yüksek hassasiyetli alıcı (HSR) olarak adlandırılır ve temelde mobil haberleşme sistemlerinde uygulanan çeşitleme tekniklerinden farklı değildir.

➤ İkinci evrede HSR ye ek olarak yönlendirilmiş anten hüzmeleri aşağı bağlantı yönünde kullanılır. Aşağı bağlantıda baz istasyonu iletim gerçekleştirirken mobil kullanıcı baz istasyonundan gelen sinyalleri alır. Bu yolla her iki yönde uzaysal filtreleme gerçekleştirilerek hem yukarı bağlantı hem de aşağı bağlantı kazancı artırılır. Bu metot girişim azaltılması için uzaysal filtreleme (SFIR) olarak adlandırılır. İkinci nesil sistemlerde bunu tanıtmak mümkündür. TDMA/FDMA sistemi olan GSM' de girişimin azaltılması sistemde kapasite ve kalitenin artmasına neden olur. Bu durum ya daha sıkı frekans yeniden kullanım faktörüne (daha yüksek kapasite) izin verilerek ya da daha yüksek SNR seviyesi ve sinyal kalitesi ile frekans yeniden kullanım faktörü aynı tutularak gerçekleştirilir. CDMA tabanlı sistemlerde,

alıcıda kodlar arasındaki dikeysizlikten dolayı farklı kullanıcılar birbirleri ile girişimde bulunacaktır. Bu çoklu erişim paraziti (MAI) olarak adlandırılır ve CDMA ağında kapasitenin azalmasına neden olur. Akıllı antenler tarafından sağlanan girişim azaltılması doğrudan CDMA ağlarında kapasite veya kalite artırımına dönüştürür.

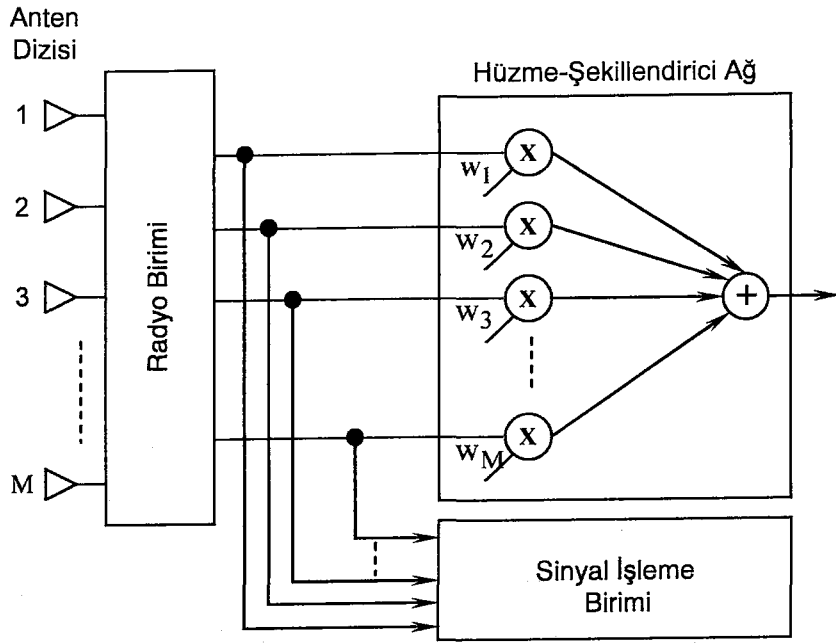
➤ Gelişim sürecindeki son aşama, uzay bölüşümlü çoklu erişimdir (SDMA). SDMA birden fazla kullanıcının açığı ile ayrılan aynı hücre içerisinde eş zamanlı olarak aynı fiziksel haberleşme kanalına atanabilirliğini ifade etmektedir ve genellikle diğer çoklu erişim metotları (FDMA, TDMA, CDMA) ile birleştirilir. SDMA, uzaysal boyut kullanarak, aynı zamanda, aynı frekansta, aynı hücrede 8'den fazla tam hızlı kullanıcıya servis verebilir. CDMA, kullanıcı sayılarında katı bir sınırlamaya sahip değildir. Bu sistemde kullanıcıların sayısını sınırlamayan etki kanal kodlarının dikeysizliğinden dolayı oluşan çoklu erişim parazitidir. CDMA sistemlerindeki bu doğal esneklik, girişim azaltılmasının ya mevcut kullanıcılar için daha yüksek bit hızları, aynı bit hızlarında mevcut kullanıcılar için artırılmış kalite, aynı bit hızlarında aynı sayıdaki kullanıcılar için genişletilmiş hücre kapsamı ya da bunların herhangi rasgele kombinasyonu olan sistemde daha fazla kullanıcıya dönüştürülmesine olanak sağlar.

3.6. Akıllı Anten Sistem Elemanları

3.6.1. Akıllı anten alıcısı

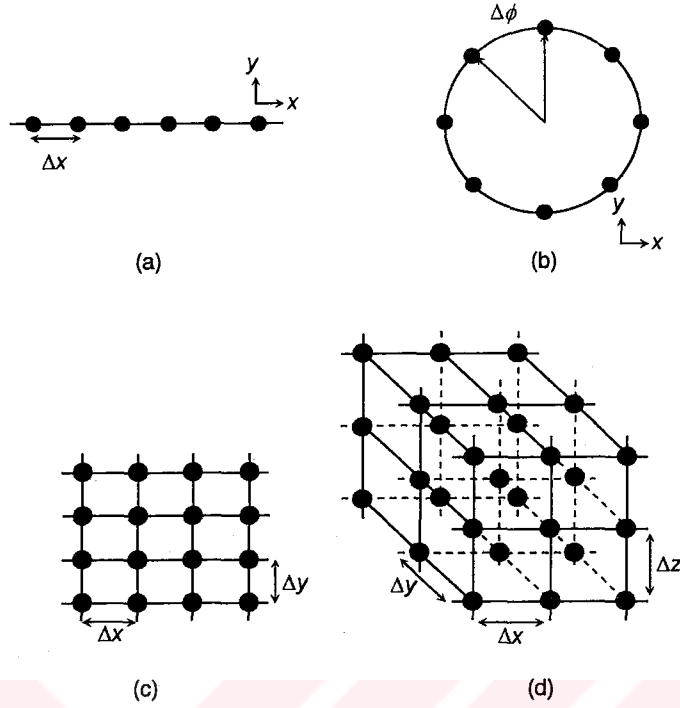
Şekil 3.6 şematik olarak bir akıllı antenin alıcı kısmının elemanlarını göstermektedir. Anten dizisi M eleman içermektedir. M adet sinyal bir sinyal oluşturacak şekilde birleştirilir.

Şekil 3.6'da gösterildiği gibi akıllı anten alıcı kısmı dört birimden oluşur. Antene ek olarak, bir radyo birimi, bir hüzme şekillendirici birim ve sinyal işleme birimi mevcuttur [33].



Şekil 3.6. Bir akıllı anten sisteminin alıcı kısmı.

Anten dizisi sinyal işlemede gereksiz yüksek karmaşıklıktan sakınmak için bağıl olarak düşük sayıda anten elemanına sahiptir. Şekil 3.7 dört farklı dizi geometrisini göstermektedir. İlk iki yapı sadece yatay düzlemde hüzme şekillendirme için kullanılır. Bu normalde büyük hücrelerde en azından bina dışı ortamlar için yeterlidir. İlk örnek Şekil 3.7(a), düzgün eleman aralıklı (Δx) tek boyutlu doğrusal bir diziyi göstermektedir. Bu yapı bir açısız sektör içerisinde azimut açıda hüzme şekillendirme gerçekleştirilir. Bu düşük karmaşıklığa rağmen en genel yapıdır. İkinci örnek Şekil 3.7(b) açısız eleman aralıklı ($\Delta\phi=2\pi/M$) bir dairesel dizinin kuş bakışı görünüşüdür. Bu yapı tüm azimut açılarında hüzme şekillendirme gerçekleştirir. Son iki yapı, hem azimut hem de görüş (yükselme) açısında iki boyutlu hüzme şekillendirme gerçekleştirmek için kullanılır. Şekil 3.7(c) yatay (Δx) ve dikey (Δy) eleman aralıklı iki boyutlu bir dizinin anten görünüşünü vermektedir. Tüm uzayda, tüm açılar içerisinde hüzme şekillendirme gerçekleştirmek için kübik ya da küresel yapı gereklidir. Dördüncü örnek Şekil 3.7(d), Δx , Δy ve Δz eleman ayrımlı kübik bir yapıyı göstermektedir.



Şekil 3.7. Akıllı antenler için farklı dizi geometrileri. (a) Düzgün doğrusal dizi, (b) dairesel dizi, (c) iki boyutlu ızgara dizi ve (d) üç boyutlu ızgara dizi.

Radyo birimi, aşağı dönüştürme zinciri ve karmaşık analog dijital çevirici (ADC) içermektedir. Anten elemanlarının her biri için bir tane olmak üzere M adet aşağı dönüştürücü zinciri olmalıdır.

Sinyal işleme birimi, alınan sinyale bağlı olarak, anten elemanlarının her birinden alınan sinyal ile çarpılan, karmaşık ağırlıkları w_1, w_2, \dots, w_M hesaplar. Bu ağırlıklar yukarı bağlantı yönünde anten örüntüsünü belirler.

Ağırlıklar iki temel kıstas kullanılarak optimum edilebilir. Bunlar istenilir kullanıcıdan alınan sinyalin maksimize edilmesi (örnek: anahtarlamalı hüzmeye veya fazlı dizi) veya girişim kaynaklarından sinyali bastırarak SIR'nin maksimize edilmesidir (uyarlamalı dizi). Ağırlıkları hesaplama metodu optimizasyon kriterine bağlı olarak değişmektedir. Anahtarlamalı hüzmeye (SB) kullanıldığında, alıcı önceden belirlenmiş hüzmeye setine karşılık gelen tüm ağırlık vektörlerini test eder ve anten dizisi tarafından alınan en güçlü sinyal seviyesini veren birini seçer. En güçlü sinyal bileşenine doğru maksimum kazançlı bir hüzmeye doğrultulmasını içeren fazlı dizi yaklaşımı kullanılırsa, ilk olarak sinyalin geliş yönü (DOA) belirlenir ve daha sonra

ağırlıklar hesaplanır. Eğer SIR maksimize edilecekse, M boyutlu optimum ağırlık vektörü \hat{w}_{opt} , en az ortalama kareler (LMS), tekrarlı en az kareler (RLS) ve optimum birleştirme gibi algoritmalar kullanılarak hesaplanabilir.

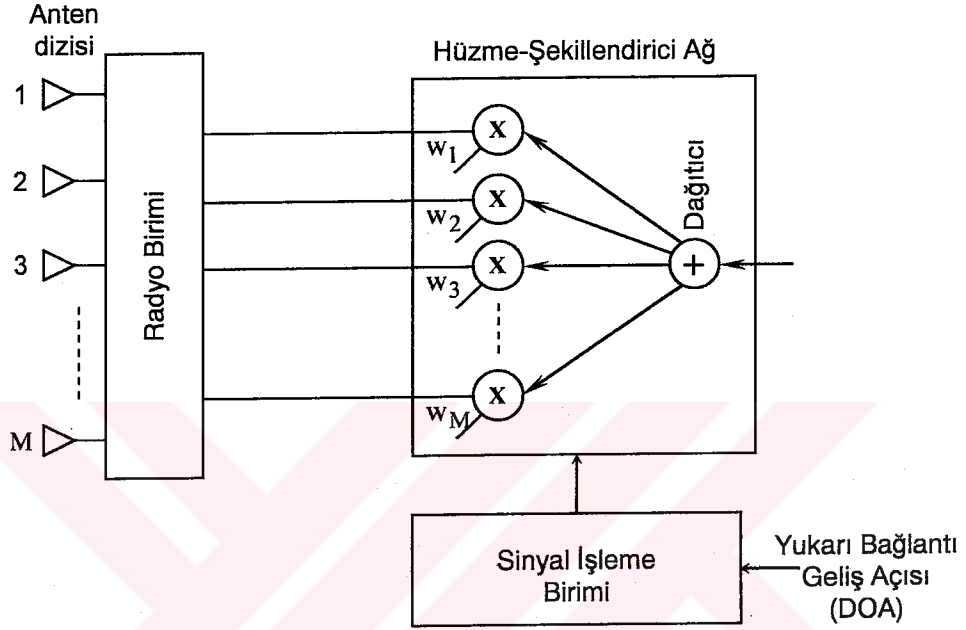
Hüzme şekillendirme sayısal olarak yapıldığında hüzme şekillendirme ve sayısal işleme birimleri normalde Sayısal Sinyal İşlemcide (DSP) birleştirilebilir. Aynı zamanda hüzme şekillendirme radyo frekans (RF) veya ara frekanslarda (IF) donanımsal olarak gerçekleştirilebilir.

3.6.2. Akıllı anten vericisi

Akıllı antenin verici kısmı şematik olarak Şekil 3.8'de gösterildiği gibi alıcı kısmına çok benzemektedir. Hüzme-şekillendirici ağ biriminde karmaşık ağırlıklar w_1, w_2, \dots, w_M ile ağırlıklandırılan sinyal M dala ayrılır. Aşağı bağlantı yönünde yayılım örüntüsünü belirleyen ağırlıklar, sinyal işleme birimi tarafından önceden hesaplanır. Radyo birimi sayısal/analog dönüştürücüler (DAC) ve yukarı dönüştürücü zincirinden oluşmaktadır.

Yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı arasındaki temel fark, aşağı bağlantıda hiçbir uzaysal kanal yanıtı bilgisinin olmamasıdır. Zaman bölüşümlü çift yönlü iletim (TDD) sistemde mobil terminal ve baz istasyonu farklı zaman aralıklarına ayrılmış aynı taşıyıcı frekansı kullanırlar. Bu nedenle yukarı bağlantı iletiminde hesaplanan ağırlıklar, kanalın yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı iletimi periyodu sırasında değişmediği durumda, aşağı bağlantıda optimum olacaktır. Ancak bu genel bir durum olarak düşünülemez. En azından bu durum yüksek hızla hareket eden kullanıcının olduğu sistemlerde geçerli değildir. Eğer frekans bölüşümlü çift yönlü iletim (FDD) sistemi kullanılırsa, yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı iletimi sırasında ayrı frekans bantları kullanılır. Bu durumda optimum ağırlıklar genellikle kanal yanıtının frekansa bağlı olmasından dolayı aynı olmayacaktır. Bu suretle, aşağı bağlantıda optimum hüzme şekillendirme kullanılması güçtür ve en çok sıklıkla önerilen yöntem, varış yönü belirlemede geometrik yaklaşımdır. Baz istasyonu tarafından kullanılan strateji, alınan kullanıcı sinyallerinden yönlerin geliş açılarını hesaplamaktır. Bu yön(ler) ağırlıklar seçilerek, aşağı bağlantıda kullanılır. Bu

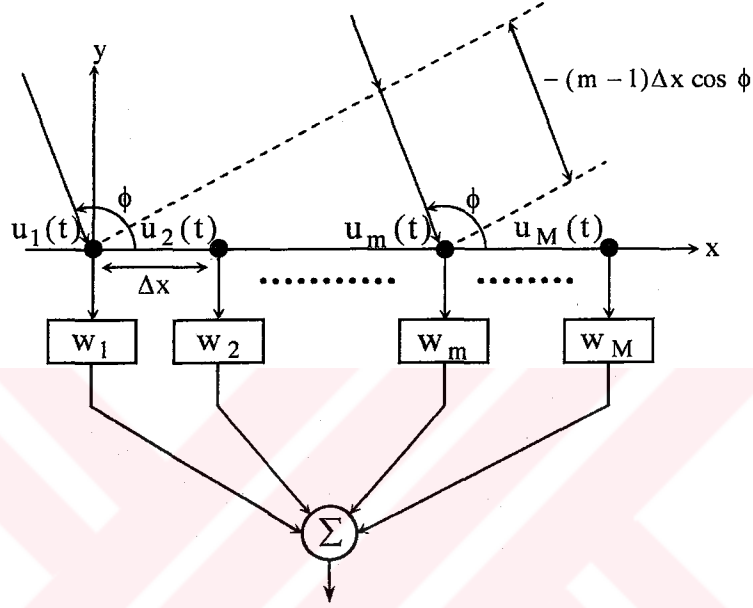
şekilde, yayılım örüntüsü istenilir kullanıcıya doğru yönlendirilen lob ya da loblar olur. Fazlı dizi sistemleri için de aynıdır. Ek olarak, diğer kullanıcılara (girişim) doğru sıfırlar yerleştirmek de mümkündür. Bu suretle, kullanıcıları etkileyen girişim minimize edilir.



Şekil 3.8. Bir akıllı anten sisteminin verici kısmı.

3.7. Anten Dizilerinin Temelleri

Bir anten dizisi, Şekil 3.9’da gösterildiği gibi çıkışları bir ağırlıklandırma ağına ya da hüzme şekillendirme ağına uygulanan, uzaysal olarak ayrılmış sensörlerden oluşmaktadır.



Şekil 3.9. Elemanlar arası uzaklığı Δx olan bir düzgün doğrusal dizide bir ϕ açısından gelen düzlem dalganın gösterimi.

Anten dizisi bir verici veya alıcı dizisi olarak uygulanabilir. Bir anten dizisini analiz etmek için kullanılan bazı varsayımlar vardır ve bunlar aşağıdaki gibidir [34]:

- ❖ Alıcı anten dizisine gelen tüm sinyaller sonlu sayıda düzlemsel dalgalardan oluşur. Bu düzlemsel dalgalar doğrudan olduğu gibi çoklu yol bileşenlerinde de meydana gelir.
- ❖ Çoklu yollara neden olan nesnelere ve SAS vericisi antenin uzak alanında bulunmaktadır.

❖ Sensörler, anten dizisinin herhangi iki elemanından alınan sinyallerin genliklerinin önemli derecede farklı olmayacak şekilde birbirine yakın olarak yerleştirilir.

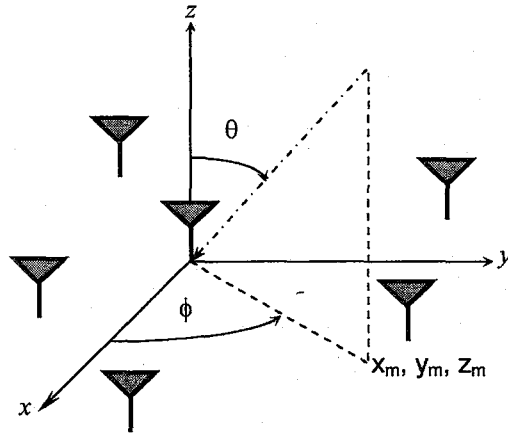
❖ Her bir sensör benzer yayılım ve benzer uyuma sahiptir.

❖ Anten elemanları arasındaki karşılıklı bağlaşım ihmal edilebilir.

3.7.1. Anten dizisinin teorik modeli

Bir anten dizisi rasgele düzenlenebilir. Fakat en çok tercih edilen geometriler doğrusal ve dairesel olanlardır. Doğrusal geometri, dairesel olan geometriden uygulama açısından daha basittir ama dezavantajı, düz eksen etrafında yayılım örüntüsünün simetri olmasıdır. Bu durum düzgün dairesel dizide (UCA) yoktur. Düzgün aralıklı sensörlü doğrusal dizi (ULA) en genel kullanılan yapıdır.

Şekil 3.10'da gösterilen dizi, orijinde bir referans elemanına sahip doğrusal bir dizidir. M.inci anten elemanının koordinatları x_m , y_m ve z_m olarak verilmektedir.



Şekil 3.10. Bir anten dizisinin koordinatlarının gösterimi.

Referans anten elemanından alınan sinyal ile m.inci anten elemanından alınan sinyal arasındaki faz kayması

$$\Delta\gamma_m = \gamma_m(t) - \gamma_1(t) = -\beta x_m \cos \phi \sin \theta - \beta y_m \sin \phi \sin \theta - \beta z_m \cos \theta \quad (3.1)$$

olarak verilir. $\beta = 2\pi/\lambda$ serbest uzayda yayılım sabitidir. Bu bağıntı modülasyonlu bant genişliği taşıyıcı frekansından daha az olan bir dar bant sinyali için geçerlidir. Referans düzlem $z = 0$ noktasında bulunmaktadır. Verici anten ve alıcı anten arasındaki uzaklık, verici anten ve alıcı anten uzunlukları arasındaki mesafeden daha büyük olduğu için anten dizisine ulaşan bir dalganın $\theta = 90^\circ$ ile veya ufuk boyunca geldiği kabul edilir. Bu yüzden sadece azimut koordinat ϕ kullanılarak her bir düzlemsel dalganın varış açısı (DOA) tanımlanacaktır. (3.1) eşitliğinden görülebiliyor ki, anten elemanı yüksekliğindeki z_m herhangi bir değişim, referans anten elemanı ve m inci anten elemanı arasındaki faz farkını etkilemez. Bundan dolayı, sadece x ve y ofsetleri referans elemanı olarak düşünülebilir.

Kompleks zarfta iletilen bir dar bant sinyali aşağıdaki eşitlikte verildiği gibi ifade edilir,

$$u_m(t) = A_m(t) e^{j\gamma_m(t)} \quad (3.2)$$

Bu eşitlikte $A_m(t)$ sinyalin genliği ve $\gamma_m(t)$ sinyalin fazıdır. Bu sinyalleri içeren vektör veri olarak adlandırılır.

$$\bar{u}(t) = [u_1(t) \quad u_2(t) \quad \cdots \quad u_M(t)] \quad (3.3)$$

Bir düzlem dalga anten dizisine ulaştığında, $a_m(\phi)$ kompleks niceliği m.inci anten elemanından alınan sinyal ve referans elemandan alınan sinyal arasındaki oran olarak tanımlanır.

$$a_m(\phi) = e^{-j\beta(x_m \cos \phi + y_m \sin \phi)} \quad (3.4)$$

Eğer tek bir düzlem dalga anten dizisine gelirse,

$$u_m(t) = u_1(t)a_m(\phi) \quad (3.5)$$

eşitliğini elde ederiz. Bir ϕ açısından gelen tek bir düzlem dalgaya anten dizisinin yanıtı doğrultu vektörü ya da dizi yanıt vektörü olarak tanımlanır.

$$\bar{a}(\phi) = \begin{bmatrix} 1 \\ a_2(\phi) \\ \dots \\ a_M(\phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\beta(x_2 \cos\phi + y_2 \sin\phi)} \\ \dots \\ e^{-j\beta(x_M \cos\phi + y_M \sin\phi)} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Verilen bir frekans ve tüm açılar için doğrultu vektörlerinin toplamı dizi doğrultusunun elde edilmesi olarak bilinir.

Dar bant uyarlamalı hızme şekillendirme için her bir dizi elemanı çıkışı dallar arasındaki faz ve genlik ilişkisini değiştirmek için karmaşık bir ağırlıkla w_i^* çarpılır ve daha sonra toplanır.

$$\begin{aligned} \bar{v}(t) &= u_1(t) \sum_{m=1}^M w_m^* e^{-j\beta(x_m \cos\phi + y_m \sin\phi)} \\ &= \begin{bmatrix} w_1^* & w_2^* & \dots & w_M^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\beta(x_2 \cos\phi + y_2 \sin\phi)} \\ \dots \\ e^{-j\beta(x_M \cos\phi + y_M \sin\phi)} \end{bmatrix} u_1(t) = \bar{w}^H \bar{a}(t) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ağırlıklandırma ağı ile dizinin yanıtı dizi faktörü olarak adlandırılır ve (3.8) eşitliği ile ifade edilir.

$$AF(\phi) = \frac{\bar{v}(\phi)}{\max[\bar{v}(\phi)]} = \bar{w}^H \bar{a}(\phi) \quad (3.8)$$

Bir anten dizisinde ağırlıklandırma ağı sabit veya değişken olabilir. Bir uyarlamalı dizide ağırlıklar, dizinin çıkışında sinyal/girişim+gürültü oranını (SINR) maksimize etmek için belirli bir kıstas (örnek: maliyet fonksiyonu) minimize edilerek, adapte edilir. Bu sebepten ağırlıklandırma ağı bir sonlu dürtü yanıtı (FIR) filtreye çok benzemektedir ve uzaysal filtre olarak adlandırılır.

3.7.2. Dizi geometrisi ve eleman aralığı

Anten elemanları arasındaki aralık bir anten dizisi tasarımında önemli bir faktördür. Eğer elemanlar arasındaki uzaklık $\lambda/2$ den fazla olursa, dizi performansını bozan loblar oluşur. Bir dizinin elemanlar arası boşluğunu sınırlayan en önemli faktör karşılıklı bağlaşımdır. Eğer elemanlar birbirine yakın bir şekilde dizilirse (tipik olarak $\lambda/2$ 'den az), kuplaj etkileri daha büyük olacaktır. Bu etki genellikle elemanlar arasındaki uzaklığın artması ile azalır. Bu yüzden elemanların karşılıklı bağlaşımdan yeteri kadar uzakta olması ve elemanlar arası uzaklığın $\lambda/2$ den daha küçük olması gerekir.

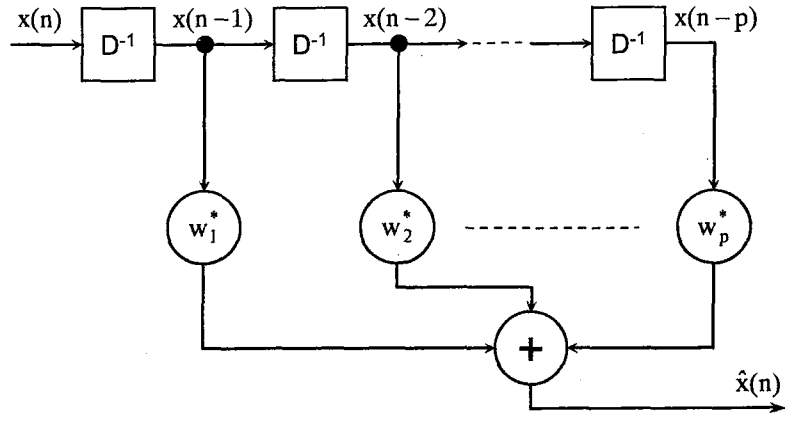
BÖLÜM 4. DOĞRUSAL TAHMİN

4.1. Giriş

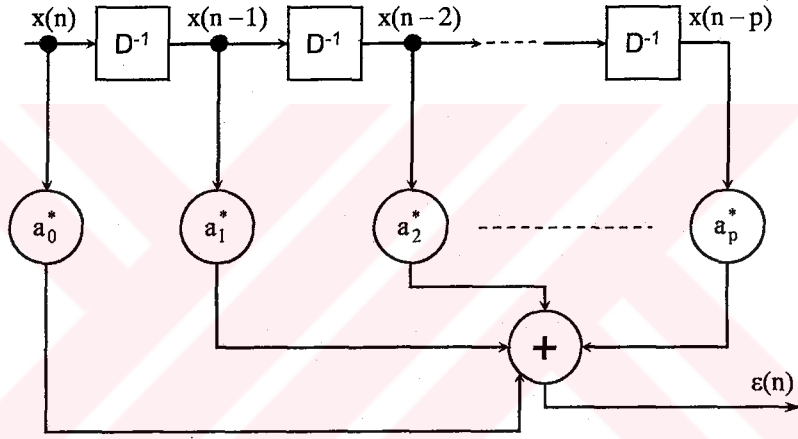
Doğrusal tahmin sinyal işleme ile ilgili birçok problemin çözümünde önemli rol oynamaktadır ve doğrusal zamanla değişen bir sistemi karakterize eden parametreleri kestirmek için güvenilir ve doğru bir metottur [35]. Doğrusal tahmin, rasgele bir dizinin x tüm geçmiş değerlerinin (genellikle $x(n-1)$ 'e kadar olan değerler) alınarak henüz mevcut olmayan güncel değerinin yani $x(n)$ 'nin kestirilmesidir. Sinyal işlemede bunun gerçekleştirilmesinin birçok nedeni vardır. Bunlardan biri tez çalışmasının da motivasyonunu içeren vektör kanalı vasıtasıyla bir hedefin konumunu izlemektir. Eğer $x(n)$ hedefin şu andaki konumunu temsil ederse, hedefi izleyen algılayıcı hedef bir sonraki konumuna gelmeden önce bir sonraki muhtemel konumunu tahmin edebilmelidir.

4.2. Tek Adımlı Doğrusal Tahmin

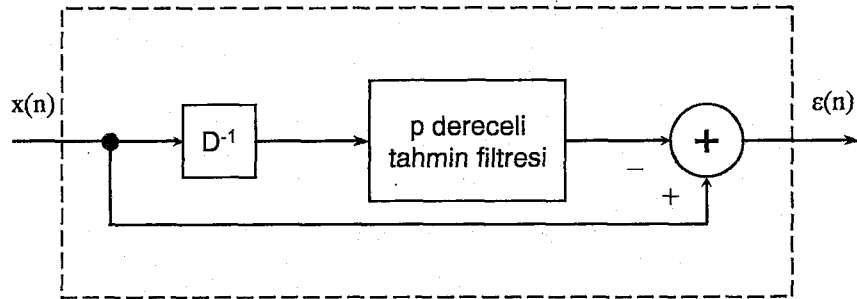
Zaman seri analizinde önemli problemlerden birisi, sabit aralık zamanlı rasgele bir sürecin geçmiş örnekleri kullanılarak gelecek değerinin tahmin edilmesidir. Doğrusal tahminin amacı; Şekil 4.1(a)'da gösterilen doğrusal tahmin filtresinin ağırlık vektörlerini $w_1^*, w_2^*, \dots, w_p^*$ belirleyerek, $\hat{x}(n)$ değerini mümkün olduğunca gerçek $x(n)$ değerine yaklaştırmaktır.



(a)



(b)



(c)

Şekil 4.1. Tahmin filtresi (a); Tahmin hata filtresi (b); Tahmin filtresi ve tahmin-hata filtresi arasındaki ilişki (c).

$$\hat{x}(n) = w_1^* x(n-1) + w_2^* x(n-2) + \dots + w_p^* x(n-p) \quad (4.1)$$

(4.1) eşitliğinden görüldüğü gibi n zaman anındaki örneklemin tahmin edilen değeri $x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-p)$ geçmiş değerlerinin doğrusal birleşimi olarak ifade edilebilir. Burada $\hat{x}(n)$, $x(n)$ 'nin tahmin edilen değeri, p ise tahmin yapmak için kullanılan birim gecikmeli elemanlarının sayısıdır. (4.1) eşitliği aşağıdaki şekilde de yazılabilir [36].

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=1}^p w_k^* x(n-k) \quad (4.2)$$

Şekil 4.1(b) doğrusal tahmin hata filtresini göstermektedir. Tahmin hatası $\varepsilon(n)$ (4.3) eşitliğinde verildiği gibi giriş örneği $x(n)$ ile bu girişin tahmin edilen değeri $\hat{x}(n)$ arasındaki farka eşittir.

$$\varepsilon(n) = x(n) - \hat{x}(n) = x(n) - \sum_{k=1}^p w_k^* x(n-k) \quad (4.3)$$

$$a_k = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ -w_k, & k = 1, 2, \dots, p \end{cases} \quad \text{yeni doğrusal tahmin filtresinin ağırlıklarını gösterebilir,}$$

(4.3) eşitliğinin sağ tarafındaki iki terim birleştirilirse, Şekil 4.1(b)'de gösterilen tahmin hata filtresinin çıkışı (4.4) eşitliğindeki gibi olur.

$$\varepsilon(n) = \sum_{k=0}^p a_k^* x(n-k) \quad (4.4)$$

Doğrusal tahmin filtresinin katsayıları ortalama karesel tahmin hatasının minimize edilmesiyle belirlenir.

$$E[(x(n) - \hat{x}(n))^2] = E\left[\left(x(n) - \sum_{k=1}^p w_k^* x(n-k)\right)^2\right] \quad (4.5)$$

Her i değeri için (4.5) eşitliğinin w_i 'ye göre türevi alınırsa ve her bir türev eşitliği sıfıra eşitlenirse normal eşitlikler elde edilir;

$$0 = \frac{\partial}{\partial w_i} E\left[\left(x(n) - \sum_{k=1}^p w_k^* x(n-k)\right)^2\right],$$

$$0 = \frac{\partial}{\partial w_i} 2E\left[x(n-i)\left(x(n) - \sum_{k=1}^p w_k^* x(n-k)\right)\right],$$

$$0 = 2E[x(n-i)x(n)] - 2\sum_{k=1}^p E[w_k^* x(n-i)x(n-k)],$$

$$0 = 2R_{xx}(i) - 2\sum_{k=1}^p w_k^* R_{xx}(i-k) \quad 1 \leq i \leq p. \quad (4.6)$$

$R_{xx}(m) = R_{xx}(-m)$ olmak üzere tüm p eşitlikleri matris formunda ifade edilirse,

$$\begin{bmatrix} R_{xx}(0) & R_{xx}(1) & \cdots & R_{xx}(p-1) \\ R_{xx}(1) & R_{xx}(0) & \cdots & R_{xx}(p-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{xx}(p-1) & R_{xx}(p-2) & \cdots & R_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{xx}(1) \\ R_{xx}(2) \\ \vdots \\ R_{xx}(p) \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

$$\bar{\mathbf{w}} = \bar{\mathbf{R}}^{-1} \bar{\mathbf{r}} \quad (4.8)$$

Burada $R_{xx}(k)$ k .ıncı gecikme için ($k = 0, 1, \dots, p-1$) giriş sürecinin öz ilinti fonksiyonu, $\bar{\mathbf{r}}$ tahmin filtresi girişleri $x(n-1), \dots, x(n-p)$ ile filtrenin istenilen cevabı $x(n)$ arasındaki çapraz korelasyon vektörü, $\bar{\mathbf{R}}$ ise filtre girişlerinin

korelasyon matrisidir. Sonuç olarak, Wiener-Hopf eşitlikleri olarak adlandırılan (4.8) eşitliğinin çözülmesi ile doğrusal tahmin filtresinin bilinmeyen katsayıları elde edilir.

(4.9) eşitliği tahmin hata gücünü S göstermektedir. Genel olarak, S karesel hataların toplamı şeklinde ifade edilir.

$$\begin{aligned} S &= R_{xx}(0) - \bar{r}^H \bar{w} \\ &= E \left[|\varepsilon(n)|^2 \right]. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Doğrusal tahmin filtresinin $p \times 1$ boyutlu ağırlık vektörü \bar{w} ve tahmin hata gücü S, $0, 1, \dots, p$ gecikmeleri için giriş sürecinin $(p+1) \times (p+1)$ boyutlu öz ilinti fonksiyonu değerlerinin set edilmesi ile belirlenir.

p .inci dereceden tahmin hata filtresinin Wiener-Hopf eşitlikleri aşağıda gösterildiği gibi tek bir matris formunda yazabilir.

$$\begin{bmatrix} R_{xx}(0) & \bar{r}^H \\ \bar{r} & \bar{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -\bar{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S \\ \bar{0} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Burada $\bar{0}$ $p \times 1$ boyutlu sıfır vektörüdür. $p \times p$ boyutlu korelasyon matrisi \bar{R} ve $p \times 1$ boyutlu çapraz korelasyon vektörü \bar{r} (4.7) ve (4.8) eşitliğinde tanımlanmaktadır. Dikkat edilecek olursa, (4.10) eşitliğinin sol tarafındaki $(p+1) \times (p+1)$ boyutlu matris Şekil 4.1(c)'de gösterilen hata tahmin filtresindeki $x(n), x(n-1), \dots, x(n-p)$ girişlerinin korelasyon matrisine eşittir. Aynı zamanda yine (4.10) eşitliğinin sol tarafındaki $(p+1) \times 1$ boyutlu katsayı vektörü aşağıdaki eşitlikte gösterilen tahmin hata filtresi vektörüne eşittir.

$$\bar{a} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\bar{w} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

(4.10) eşitliğindeki matris ifadesi aşağıdaki şekilde de ifade edilebilir,

$$\begin{bmatrix} R_{xx}(0) & R_{xx}(1) & \cdots & R_{xx}(p) \\ R_{xx}(1) & R_{xx}(0) & \cdots & R_{xx}(p-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{xx}(p) & R_{xx}(p-1) & \cdots & R_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

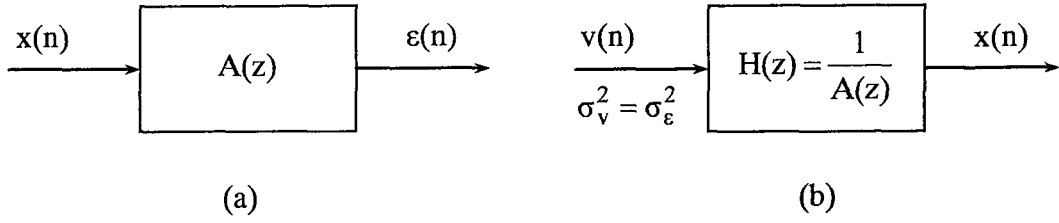
En son matris eşitliği Yule-Walker eşitliklerinin en az kareler şeklindedir ve p dereceli bir tahmin filtresinin birleştirilmiş Wiener-Hopf eşitlikleri olarak kullanılır.

4.3. Özbağlanımlı (AR) Modelleme

Durağan rasgele bir süreç beyaz gürültü tarafından sürülen doğrusal ötelemeli bir filtrenin çıkışı olarak ifade edilebilir. Rasgele sinyaller sıfır ortalamalı ve sabit değişimli beyaz Gaussian gürültü tarafından sürülen tüm kutuplu (all-pole) doğrusal filtrenin çıkışı olarak ifade edilir. Filtre çıkışının güç spektrumu, sabit gürültü spektrumu (σ_v^2) ve filtrenin karesel genliğinin çarpımı ile belirlendiği için istenilen spektral karakteristiklere sahip rasgele sinyaller, uygun payda polinomlu bir filtre seçilerek üretilebilir.

Doğrusal tahmin problemi, bu modellemeyi gerçekleştiren bir metoda öncülük eder. $x(n)$ girişinden $\varepsilon(n)$ 'i üreten tahmin hata filtresi çıkışları (4.3) eşitliği ile verilen FIR (sonlu dürtü yanıtı) filtredir. Şekil 4.2(a)'da gösterilen bu filtre (4.13) eşitliği ile verilen bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$A(z) = 1 + a_1^* z^{-1} + a_2^* z^{-2} + \cdots + a_p^* z^{-p} \quad (4.13)$$



Şekil 4.2. Doğrusal tahmin ve özbağlanımlı (AR) modellemenin karşılaştırılması: (a) Tahmin hata filtresi, (b) AR model.

Filtrenin tahmin derecesi p eğer yeteri kadar büyük olursa, çıkış yaklaşık olarak σ_v^2 değişimli beyaz gürültü sürecine eşit olur. Filtre ters çevrilirse ve Şekil 4.2(b)'de gösterildiği gibi $\sigma_v^2 = \sigma_\varepsilon^2$ değişimli beyaz gürültü dizisi ile sürülürse, sistem orijinal $x(n)$ dizisine benzer istatistiksel karakteristikler gösteren rasgele bir dizi üretir. Bu yüzden sistem (4.14) eşitliğinde gösterilen $x(n)$ süreci için bir modeli göstermektedir.

$$x(n) = -a_1x(n-1) - a_2x(n-2) - \dots - a_px(n-p) + v(n) \quad (4.14)$$

Bu eşitlik, (4.3) eşitliği ile benzerlik göstermektedir. Aslında, bağımlı değişken $x(n)$ bağımsız değişkenlerin $(x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-p))$ doğrusal birleşimi olarak gösterildiğinden, eşitlik istatistiksel olarak azalan oranlıdır. Bağımlı ve bağımsız değişkenler aynı rasgele sürece ait olduğu için $x(n)$ özbağlanımlı veya AR süreç olarak adlandırılır. Süreç kendisinden önceki değerlerine doğru geriler. AR modelde filtre IIR (sonsuz dürtü yanıtı) filtredir ve transfer fonksiyonu,

$$H(z) = \frac{1}{A(z)} \quad (4.15)$$

$A(z)$ sadece z 'nin negatif kuvvetlerini kapsadığı için filtre orijinde p .inci dereceden bir sıfıra, aksi halde sadece kutuplara sahip olur. Bu yüzden AR model tüm kutuplu (all-pole) bir model olarak ifade edilir. Üstelik payda katsayıları a_i pozitif tanımlı öz ilinti fonksiyonu ile Normal eşitliklerin çözülmesi ile bulunur [37].

En basit AR model birinci dereceden fark eşitliği ile belirtilir.

$$x(n) = \rho x(n-1) + v(n) \quad (4.16)$$

$v(n)$ ortalaması sıfır ve değişimi σ_v^2 olan beyaz gürültü dizisidir. Rasgele sürecin öz ilinti fonksiyonu,

$$R_x(\ell) = \begin{cases} \frac{\sigma_v^2}{1-|\rho|^2} \rho^\ell & \ell \geq 0 \\ \frac{\sigma_v^2}{1-|\rho|^2} (\rho^*)^{-\ell} & \ell < 0 \end{cases} \quad (4.17)$$

AR model, tahmin hata filtresinin ters çevrilmesi ile elde edildiği için herhangi AR modelin parametreleri $(a_1, a_2, \dots, a_p$ ve $\sigma_v^2)$ doğrudan Normal eşitlikler çözülerek bulunabilir. Bu çözüm aşağıdaki şekilde gerçekleştirilebilir. (4.14) eşitliğindeki rasgele süreç (4.18) eşitliğinde verildiği gibi yazılabilir.

$$x(n) + a_1 x(n-1) + \dots + a_p x(n-p) = v(n) \quad (4.18)$$

$h(n)$ (4.18) eşitliğinin dürtü yanıtı olmak üzere bu eşitliğin öz ilinti fonksiyonu aşağıdaki fark eşitliğini verir.

$$R_x(\ell) + a_1 R_x(\ell-1) + \dots + a_p R_x(\ell-p) = \sigma_v^2 h^*(-\ell) \quad (4.19)$$

Son olarak, $h(n)$ nedensel bir filtrenin dürtü yanıtı olduğu için $n < 0$ durumunda $h(n)$ sifıra eşittir ve Başlangıç Değer Teoreminden,

$$h(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} H(z) = \lim_{z \rightarrow \infty} \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_p z^{-p}} = 1 \quad (4.20)$$

Yukarıdaki tüm eşitlikler göz önüne alınarak, (4.19) eşitliği $\ell = 0,1,2,\dots,p$ değerleri için gerçekleştirilirse, elde edilen sonuç matris formunda aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} R_{xx}(0) & R_{xx}(1) & \dots & R_{xx}(p) \\ R_{xx}(1) & R_{xx}(0) & \dots & R_{xx}(p-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{xx}(p) & R_{xx}(p-1) & \dots & R_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_v^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

AR model için bu eşitlikler Yule-Walker eşitlikleri olarak adlandırılır. $R_x^*(\ell) = R_x(-\ell)$ olmak üzere her iki tarafın eşleniği alınırsa, (4.21) eşitliği aşağıdaki şekilde tekrar yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} R_{xx}(0) & R_{xx}(-1) & \dots & R_{xx}(-p) \\ R_{xx}(-1) & R_{xx}(0) & \dots & R_{xx}(-p+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{xx}(-p) & R_{xx}(-p+1) & \dots & R_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^* \\ \vdots \\ a_p^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_v^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

(4.22) eşitliği doğrusal tahmin filtresinin Normal eşitliklerine şekilsel olarak benzemektedir. Yule-Walker eşitlikleri ile Normal eşitlikleri arasındaki temel fark; birincisi AR modelin parametrelerini ve korelasyon matrisini içerirken, ikincisi ise doğrusal tahmin parametrelerini ve tersi alınan korelasyon matrisini kapsamaktadır.

AR model tarafından üretilen rasgele $x(n)$ sinyali kullanılarak korelasyon fonksiyonu $R_x(\ell)$ hesaplanabilir ve model parametrelerini çözmek için (4.21) eşitliği kullanılabilir. Açıkça görülüyor ki, bu metot doğrusal tahmin probleminde filtre katsayılarının çözümü ile aynıdır [38].

4.4. Otokorelasyon ve Kovaryans Metotları

(4.12) eşitliğinde veriyi tanımlayan korelasyon matrisinin bulunduğu kabul edilmektedir. Normalde korelasyon matrisinin kendisi yerine veri dizileri verilmektedir. Bu verilerden gerekli korelasyon matrislerini etkili bir şekilde hesaplamak için öz ilinti ve kovaryans metotları olarak bilinen iki genel veri-yönlü metot kullanılır [37].

(4.12) eşitliği aşağıda verilen şekilde de ifade edilebilir.

$$\left(\bar{X}^H \bar{X}\right) \bar{a} = \begin{bmatrix} S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

\bar{X} öz ilinti veya kovaryans metodu ile oluşturulan veri matrisi, H bir matrisin kompleks eşlenik devriğidir.

4.4.1. Öz ilinti metodu

Öz ilinti metodu bütün veri uzunluğu boyunca dikdörtgen pencereleme uygulayarak, verilen aralık $[0, N_s - 1]$ dışındaki veriler için sıfır kullanır. Bu metot için veri matrisi (4.24) eşitliğinde verildiği şekilde kendine özgü bir yapıya sahiptir [37].

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} x(0) & 0 & \cdots & 0 \\ x(1) & x(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(p) & x(p-1) & \cdots & x(0) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x(N_s - 1) & x(N_s - 2) & \cdots & x(N_s - p - 1) \\ 0 & x(N_s - 1) & \cdots & x(N_s - p) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & x(N_s - 1) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Burada N_s dikdörtgen pencere boyutu (veri örnekleme sayısı), \bar{X} $(N_s + p) \times (p + 1)$ boyutlu karmaşık veri matrisidir.

4.4.2. Kovaryans metodu

Kovaryans metodunda pencereleme yöntemi uygulanmaz. Sadece $[0, N_s - 1]$ aralığı içerisindeki veriler kullanılarak (4.25) eşitliğinde verilen veri matrisi oluşturulur. Bu aralık dışında kalan veriler hakkında herhangi bir varsayım yoktur [37].

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} x(p) & x(p-1) & \cdots & x(0) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x(N_s - 1) & x(N_s - 2) & \cdots & x(N_s - p - 1) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$\bar{X}^H \bar{X}$ çarpımı gerçekleştirildiği zaman veri matrisi Toeplitz korelasyon matrisi oluşturur. Sonuç olarak, Levinson-Durbin veya tekil değer ayrıştırma (SVD) metotları (4.12) veya (4.23) eşitliklerini çözmek için uygulanabilir [39, 40].

4.4.3. Levinson-Durbin algoritması

Wiener-Hopf eşitliklerinin çözülmesi ile elde edilen tahmin filtresi katsayılarını hesaplamak için Levinson-Durbin algoritması kullanılabilir. Bu metot yapısı gereği yinelemelidir ve korelasyon matrisinin Toeplitz yapısını kullanır. İlk olarak Levinson (1947) tarafından tanımlanmıştır. Daha sonra Durbin (1960) tarafından bağımsız olarak tekrar geliştirilmiştir. Levinson-Durbin işlemini gerçekleştirmek için ileri yönlü ve geri yönlü tahminlerin matris formülasyonları kullanılmaktadır.

$u(n)$ filtre girişleri ve p filtre derecesi olmak üzere Levinson-Durbin algoritmasının adımları aşağıdaki şekilde özetlenebilir [36],

$m = 1, 2, \dots, p$ olmak üzere,

✧ Δ_{m-1} skalar parametre ve S_{m-1} tahmin hata gücü olmak üzere m .inci dereceden yansıma katsayısı hesaplanır,

$$\kappa_m = -\frac{\Delta_{m-1}}{S_{m-1}} \quad (4.26)$$

✧ m .inci dereceden tahmin hata filtresi için katsayılar hesaplanır,

$$\hat{a}_{m,k} = \hat{a}_{m-1,k} + \kappa_m a_{m-1,m-k}^* \quad k = 0, 1, \dots, m$$
$$\hat{a}_{p,k} = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ -a_{p,k} & k = 1, 2, \dots, p \end{cases} \quad (4.27)$$

✧ m .inci dereceden filtrenin RMS hatası hesaplanır,

$$S_m = S_{m-1} (1 - |\kappa_m|^2) \quad (4.28)$$

✧ $\bar{r}_m^{BT} = [r(m), r(m-1), \dots, r(1)]$, $u(n), u(n-1), \dots, u(n-m+1)$ girişleriyle $u(n-m)$ girişi arasındaki çapraz ilinti vektörü olmak üzere Δ_{m-1} parametresi hesaplanır,

$$\Delta_{m-1} = \bar{r}_m^{BT} \bar{a}_{m-1} = \sum_{\ell=0}^{m-1} r(\ell-m) a_{m-1,\ell} \quad (4.29)$$

Algoritmanın başlangıç değerleri $\hat{a}_0 = 1$, $S_0 = r(0)$, $\Delta_0 = r(1)$ olarak alınır.

4.4.4. SVD algoritması

Tekil değer ayrıştırma (SVD) metodu matris hesaplama ve analizinde güçlü bir tekniktir. Hesaplamalarda gerçek matris yerine matrisin SVD'sinin kullanılması sayısal hataların daha güvenilir olmasını sağlar. İlâveten, SVD bir matrisin geometrik yapısını ifade eder. En az kareler problemi, uygun olmayan sistemlerin uygun hale getirilmesi, lineer sistem eşitlikleri, filtre tasarımı ve model kestirimi gibi çeşitli uygulamalarda kullanılabilir [39].

4.4.4.1. SVD tanımı

$(m \times n)$ boyutlu bir \bar{A} matrisi aşağıdaki biçimde çarpanlarına ayrılabilir,

$$\bar{A} = \bar{U}\bar{\Sigma}\bar{V}^H \quad (4.30)$$

\bar{U} $m \times m$ boyutlu dikgen matris, \bar{V} $n \times n$ boyutlu dikgen matris ve $\bar{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p)$ ise $m \times n$ boyutlu kare olmayan köşegen matristir. $p = \min(m, n)$ olmak üzere $\bar{\Sigma}$ 'nin köşegen elemanları \bar{A} 'nın tekil değerleri olarak adlandırılır ve genellikle $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_p \geq 0$ şeklinde düzenlenir.

$$\bar{\Sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \sigma_p \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

\bar{U} birimsel (unitary) olduğu için

$$(\bar{A}^H \bar{A}) = \bar{V} \bar{\Sigma}^T \bar{U}^H \bar{U} \bar{\Sigma} \bar{V}^H = \bar{V} \bar{\Sigma}^T \bar{\Sigma} \bar{V}^H \quad (4.32)$$

$\Lambda = \bar{\Sigma}^T \bar{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_n^2)$ olarak tanımlanırsa $\bar{A}^H \bar{A} \bar{V} = \bar{V} \Lambda$ olur. Λ 'nin köşegen elemanları $\bar{A}^H \bar{A}$ 'nın öz değerleridir ($\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_n^2$). $\bar{A}^H \bar{A}$ simetrik olduğu için öz değerler reel olur ve $\bar{V} = [\bar{v}_1, \bar{v}_2, \dots, \bar{v}_n]$ matrisinin sütunları $\bar{A}^H \bar{A}$ 'nın öz değerlerinden oluşur. Benzer şekilde $\bar{A} \bar{A}^H \bar{U} = \bar{U} \Lambda$ olarak hesaplanır ve $\bar{U} = [\bar{u}_1, \bar{u}_2, \dots, \bar{u}_n]$ olmak üzere \bar{u}_i $\bar{A} \bar{A}^H$ 'nin öz vektörleri ve σ_i^2 $i=1,2,\dots,m$ karşılık gelen sıfır olmayan öz değerlerdir. Kesişen σ_i kümesi $i=1,2,\dots,\min(m,n)$ \bar{A} 'nın tekil değerlerini oluşturur. SVD eş zamanlı olarak $\bar{A}^H \bar{A}$ matrisinin iç çarpımını ve $\bar{A} \bar{A}^H$ matrisinin dış çarpımını köşegenleştirir.

SVD' de matrisler sıfır olmayan tekil değerli ve sıfır tekil değerli matris olmak üzere iki parçaya ayrılabilir,

$$\bar{\Sigma} = \begin{bmatrix} \bar{\Sigma}_1 & \\ & \bar{\Sigma}_2 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\Sigma}_1 = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r),$$

$$\bar{\Sigma}_2 = \text{diag}(\sigma_{r+1}, \sigma_{r+2}, \dots, \sigma_p) = \text{diag}(0, 0, \dots, 0). \quad (4.33)$$

Bu durumda SVD aşağıdaki şekilde ifade edilebilir,

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} \bar{U}_1 & \bar{U}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\Sigma}_1 & \\ & \bar{\Sigma}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_1^H \\ \bar{V}_2^H \end{bmatrix} = \bar{U}_1 \bar{\Sigma}_1 \bar{V}_1^H \quad (4.34)$$

\bar{U}_1 $m \times r$ boyutlu matris, \bar{U}_2 $m \times (m-r)$ boyutlu matris, \bar{V}_1 $n \times r$ boyutlu matris ve \bar{V}_2 $n \times (n-r)$ boyutlu matristir. Sonuç olarak bir \bar{A} matrisinin SVD'si,

$$\bar{A} = \sum_{i=1}^r \sigma_i \bar{u}_i \bar{v}_i \quad (4.35)$$

\bar{A} matrisinin tekil değerlerini elde etmek için dikgen \bar{U} ve \bar{V} matrislerinin hesaplanması gerekmektedir. \bar{A} matrisine sağdan ve soldan Householder çift köşegenleştirme uygulanarak bu matrisler elde edilebilir.

4.4.4.2. Householder çift köşegenleştirme

\bar{A}_i $m \times n$ boyutlu ($m \geq n$) ve tersi alınabilir matrisler olmak üzere bir \bar{A} matrisinin SVD'sinin hesaplanmasında matris ifadesi (4.36) eşitliğinde verildiği gibi matrislerin çarpımı şeklinde ifade edilebilir,

$$\bar{A} = \bar{A}_K \bar{A}_{K-1} \dots \bar{A}_2 \bar{A}_1 \quad (4.36)$$

$\bar{\Sigma} = \bar{U}^T \bar{A} \bar{V}$ eşitliği \bar{A} matrisine sağdan ve soldan dönüşümler gerçekleştirilerek elde edilir. Bu dönüşümler sadece \bar{A}_K ve \bar{A}_1 'i etkiler. $\bar{Q}_K = \bar{U}$ ve $\bar{Q}_0 = \bar{V}$ olarak tanımlanırsa aşığıdaki eşitlik elde edilir,

$$\bar{U}^T \bar{A} \bar{V} = (\bar{Q}_K^T \bar{A}_K \bar{Q}_{K-1}) \dots (\bar{Q}_2^T \bar{A}_2 \bar{Q}_1) (\bar{Q}_1^T \bar{A}_1 \bar{Q}_0) \quad (4.37)$$

(4.37) eşitliğinde çift köşegen $(\bar{Q}_K^T \bar{A} \bar{Q}_0)$ 'ı elde etmek için \bar{Q}_i matrisleri birkaç adımda elde edilir.

Householder çift köşegenleştirme işlemini göstermek için \bar{A} matrisi (4.38) eşitliğinde verildiği gibi sadece üç matrisin çarpımı şeklinde düşünülebilir [40].

$$\bar{A} = \bar{A}_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 \quad (4.38)$$

Aşığıda gelişimi gösterilen Householder çift köşegenleştirme sürecinde kullanılan matrislerdeki "0" sıfır değerini ve "x" sıfır olmayan değerleri göstermektedir.

Birinci aşamada ilk olarak \bar{A}_1 'in satırlarına ve \bar{A}_2 'nin sütunlarına Householder dönüşümü $\bar{Q}_1^{(1)} \in H(1, n)$ uygulanır. Burada $H(i, j)$, (i, j) satır/sütun aralığında çalışan Householder dönüşüm grubunu göstermektedir. $\bar{Q}_1^{(1)}$, \bar{A}_1 'in birinci sütununda birinci eleman hariç diğerleri sıfır olacak şekilde seçilir.

$$\begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Daha sonra \bar{A}_2 'nin satırlarına ve \bar{A}_3 'ün sütunlarına $\bar{Q}_2^{(1)} \in H(1, n)$ Householder dönüşümü uygulanır. $\bar{Q}_2^{(1)}$, \bar{A}_2 'nin birinci sütununda ilk eleman hariç diğerleri sıfır olacak şekilde seçilir.

$$\begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Son olarak, \bar{A}_3 'ün satırlarına $\bar{Q}_3^{(1)} \in H(1, n)$ Householder dönüşümü gerçekleştirilir. Aynı şekilde $\bar{Q}_3^{(1)}$, \bar{A}_3 'ün ilk sütununda ilk eleman hariç diğerleri sıfır olacak şekilde seçilir.

$$\begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Bu üç matrisin çarpımı yine dönüşümlerle elde edilen aynı matris formunu verir.

$$\begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Bu aşama (4.42) eşitliğindeki çarpımın birinci satırı (“x” ile gösterilen) ile ilgilidir. Bu satır \bar{A}_3 ’ün ilk satırı ile sağdaki matrislerle çarpımı olarak elde edilir. Bu satır oluşturulduktan sonra $\bar{Q}_0^{(1)} \in H(2, n)$ Householder dönüşümü satırın son $(n-1)$ elemanına uygulanarak, iki elemanı hariç diğerleri sıfır yapılır (sütun, “:” Matlab gösterimi).

$$\bar{A}_3(1,:) \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{Q}_0^{(1)} = [x \quad x \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (4.43)$$

Bu dönüşüm \bar{A}_1 ’e uygulanarak çift köşegenleştirmenin birinci aşaması tamamlanır.

$$\bar{Q}_K^{(1)H} \bar{A} \bar{Q}_0^{(1)} = \begin{bmatrix} x & x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \\ 0 & x & x & x & x \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Householder çift köşegenleştirme işleminin ikinci aşaması birinci aşama ile benzerdir. Dönüşümler sadece 2’den n’ye kadar olan satır/sütunlarda çalışır.

$1 \leq i \leq 3$ için Householder dönüşümleri $\bar{Q}_i^{(2)} \in H(2, n)$ yukarıda tanımlanan biçimde \bar{A}_i ’nin ikinci sütunlarında 3’ten n’ye kadar olan elemanları sıfırlar. $\bar{Q}_0^{(2)} \in H(3, n)$ dönüşümü çarpımın ikinci satırının son $(n-2)$ elemanında çalışır ve iki elemanı hariç diğerlerini sıfırlar.

$$\bar{A}_3(2,:) \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{Q}_0^{(2)} = [0 \quad x \quad x \quad 0 \quad 0] \quad (4.45)$$

Bu dönüşüm sadece \bar{A}_1 'e uygulanarak, \bar{A} 'nın çift köşegenleştirilmesi işleminin ikinci adımı tamamlanır.

$$\bar{Q}_K^{(2)H} \bar{Q}_K^{(1)H} \bar{A} \bar{Q}_0^{(1)} \bar{Q}_0^{(2)} = \begin{bmatrix} x & x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x & x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x & x & x \\ 0 & 0 & x & x & x \\ 0 & 0 & x & x & x \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

(n-1) aşamadan sonra \bar{A} matrisinin Householder dönüşümü ile elde edilen ifadesi (4.47) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$\bar{Q}_K^{(n-1)H} \dots \bar{Q}_K^{(2)H} \bar{Q}_K^{(1)H} \bar{A} \bar{Q}_0^{(1)} \bar{Q}_0^{(2)} \dots \bar{Q}_0^{(n-1)} = \begin{bmatrix} x & x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x & x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x & x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x & x \\ 0 & 0 & 0 & 0 & x \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

Householder çift köşegenleştirme algoritması aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$m \geq n$ durumunda $\bar{\Sigma}$ üst çift köşegen, $\bar{U} = [\bar{u}_1, \dots, \bar{u}_n]$ ve $\bar{V} = [\bar{v}_1, \dots, \bar{v}_{n-2}]$ olmak üzere verilen bir $\bar{A} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ matrisi için $\bar{\Sigma} = \bar{U}^T \bar{A} \bar{V}$ eşitliğindeki \bar{A} matrisi düzenlenerek tekrar yazılır. \bar{u}_j 'nin Householder vektörünün gerekli kısmı $\bar{A}(j:m, j:n)$ 'de saklanır ve \bar{v}_j 'nin Householder vektörünün gerekli kısmı $\bar{A}(j, j+1:n)$ 'de saklanır.

$$\begin{aligned}
& j = 1:n \text{ için} \\
& \bar{u} = \text{house}(\bar{A}(j:m,j)) \\
& \bar{U}(j:m,j) = \bar{u} \\
& \bar{\gamma} = \bar{A}(j:m,j:n)^H * \bar{u} \\
& \text{beta} = -2/(\bar{u}^H \bar{u}) \\
& \bar{A}(j:m,j:n) = \bar{A}(j:m,j:n) + \text{beta} * \bar{u} * \bar{\gamma}^H \\
& \\
& j \leq n-2 \text{ için} \\
& \bar{v} = \text{house}(\bar{A}(j,j+1:n)) \\
& \bar{V}(j+1:n,j) = \bar{v} \\
& \bar{\gamma} = \bar{A}(j,j+1:n) * \bar{v} \\
& \text{beta} = -2/(\bar{v}^H \bar{v}) \\
& \bar{A}(j,j+1:n) = \bar{A}(j,j+1:n) + \text{beta} * \bar{v} * \bar{\gamma}^H
\end{aligned} \tag{4.48}$$

Daha sonra \bar{U} ve \bar{V} matrislerine aşağıdaki şekilde QR çarpanlara ayırma yöntemi uygulanır;

$$\begin{aligned}
& \bar{Q}_u = I_m \\
& j = n:-1:1 \text{ için} \\
& \bar{u} = \bar{U}(:,j) \\
& \bar{\gamma} = \bar{Q}_u(j:m,j:n)^H * \bar{u} \\
& \text{beta} = -2/(\bar{u}^H \bar{u}) \\
& \bar{Q}_u(j:m,j:n) = \bar{Q}_u(j:m,j:n) + \text{beta} * \bar{u} * \bar{\gamma}^H \\
& \text{end}
\end{aligned} \tag{4.49}$$

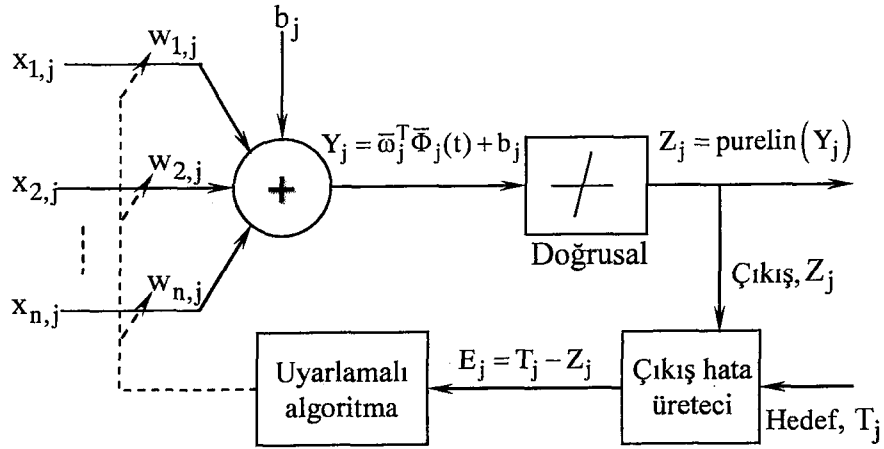
$$\begin{aligned}
& \bar{Q}_v = I_n \\
& j = n:-1:1 \text{ için} \\
& \bar{v} = \bar{V}(:,j) \\
& \bar{\gamma} = \bar{Q}_v(j,j+1:n)^H * \bar{v} \\
& \text{beta} = -2/(\bar{v}^H \bar{v}) \\
& \bar{Q}_v(j,j+1:n) = \bar{Q}_v(j,j+1:n) + \text{beta} * \bar{v} * \bar{\gamma}^H \\
& \text{end}
\end{aligned} \tag{4.50}$$

4.5. Uyarlamalı Doğrusal Hücre (ADALINE) Ağı

İlk olarak 19. yüzyıl sonları ve 20. yüzyıl başlarında fizik, fizyoloji ve nöro-fizyoloji bilim dalları arasındaki çalışmalar sinir ağlarının temel alt yapısını oluşturmuştur. 1940'larda Warren McCulloch ve Walter Pitts yapay sinirlerin aritmetiksel veya mantıksal fonksiyonları gerçekleştirebildiğini göstermişlerdir. 1950'lerde Frank Rosenblatt tek sinir hücreli ağı (perceptron) ve bu ağla ilgili öğrenme kuralını keşfetmiştir. Eş zamanlı olarak Bernard Widrow ve Ted Hoff uyarlanabilir bir doğrusal sinir ağını eğitmek için Widrow-Hoff öğrenme algoritmasını geliştirmişlerdir [7].

Yapay sinir ağları (ANN) çok sayıda ağırlıklandırılmış bağlantılar üzerinden birbirlerine sinyaller göndererek haberleşen birkaç basit işlem hücresinden oluşan sayısal modellerdir. ANN başlangıçta insan beyninden esinlenerek geliştirilmiştir. Bilim adamları beynin nöro-fiziksel yapısını kullanarak matematiksel modelini çıkarmışlar ve beynin bütün davranışlarını modelleyebilmek için çeşitli yapay hücre ve ağ modelleri geliştirmişlerdir. Böylece yapay sinir ağları olarak adlandırılan farklı bir bilim alanı ortaya çıkmış ve birçok alanda kullanılmaya başlamıştır

Adaline ağı Bernard Widrow tarafından ileri yönlü sinir ağları diğer bir adıyla çok katmanlı hücre ile birlikte eş zamanlı olarak geliştirilmiştir. Adaline ağının mimarisi yaklaşık olarak ileri yönlü sinir ağına benzemektedir. İki ağ arasındaki temel fark kullandıkları öğrenme algoritmaları ile ilgilidir. Adaline ağı transfer fonksiyonu uygulanmadan önce elde edilen doğrusal çıkış ve hedef çıkış arasındaki hata ifadesine dayalı olan Widrow-Hoff Delta kuralı, diğer adıyla en küçük ortalama kareler (LMS) metodunu kullanır [41]. İki ağ arasındaki diğer bir önemli özellik uyguladıkları transfer fonksiyonlarıdır. İleri yönlü sinir ağı için genel transfer fonksiyonu sigmoid fonksiyonudur. Adaline ağının transfer fonksiyonu diğerinden farklı olarak doğrusaldır. Yani adaline ağı sadece doğrusal olarak ayrılabilir problemleri çözebilmektedir. Tek hücreli n girişli doğrusal ağ yapısı aşağıda verilmiştir [42].



Şekil 4.3. Adaline ağ modeli.

$\bar{\Phi}_j(t) = [x_{1,j}(t) \ x_{2,j}(t) \ \dots \ x_{n,j}(t)]$ giriş vektörü,

$\bar{\omega}_j(t) = [w_{1,j}(t) \ w_{2,j}(t) \ \dots \ w_{n,j}(t)]$ giriş ağırlık matrisi,

Y_j doğrusallıktan önceki hücre çıkışı, Z_j doğrusallıktan sonra hücre çıkışı, T_j hedef sinyal ve E_j öğrenme sırasında kullanılan çıkış hatasıdır. Şekildeki ağ çıkışı (4.51) eşitliği ile ifade edilebilir.

$$Z_j = \text{purelin}(\bar{\omega}_j^T \bar{\Phi}_j(t) + b_j) = \bar{\omega}_j^T \bar{\Phi}_j(t) + b_j$$

$$= w_{1,j}x_{1,j} + w_{2,j}x_{2,j} + \dots + w_{n,j}x_{n,j} + b_j \quad (4.51)$$

Adaline eğitim algoritmasında her iterasyonda her bir giriş ağı uygulanırken ağ çıkışı hedef ile karşılaştırılır. Hata hedef çıkış ve ağ çıkışı arasındaki fark ile verilir. Ortalama karesel hata hesaplanır. Daha sonra bu hataların toplamalarının ortalaması minimize edilir. Bu şekilde LMS algoritması ağı ağırlıklarını ve polarma girişlerini ayarlar.

$$\text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N E_j(t)^2 = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (T_j(t) - Z_j(t))^2 \quad (4.52)$$

Adaline ağı için MSE performans indeksi ikinci dereceden bir fonksiyondur. Bu nedenle giriş vektörlerinin karakteristiklerine bağlı olarak, fonksiyon ya tek bir minimuma sahip olur ya da hiç olmaz.

Tek hücreli yapı göz önüne alınarak t. inci iterasyonda karesel hatanın ağırlıklara ve polarma girişlerine göre kısmi türevi alınırsa,

$$\frac{\partial E_1^2(t)}{\partial w_{1,i}} = 2E_1(t) \frac{\partial E_1(t)}{\partial w_{1,i}}, \quad i = 1, 2, \dots, n., \quad (4.53)$$

$$\frac{\partial E_1^2(t)}{\partial b_1} = 2E_1(t) \frac{\partial E_1(t)}{\partial b_1}, \quad (4.54)$$

$$\frac{\partial E_1(t)}{\partial w_{1,i}} = \frac{\partial}{\partial w_{1,i}} [T_j(t) - Z_j(t)] = \frac{\partial}{\partial w_{1,i}} [T_1(t) - (\bar{w}_1^T \bar{\Phi}_1(t) + b_1)], \quad (4.55)$$

$$\frac{\partial E_1(t)}{\partial w_{1,i}} = \frac{\partial}{\partial w_{1,i}} \left[T_1(t) - \sum_{i=1}^n w_{1,i} x_{1,i}(t) + b_1 \right], \quad (4.56)$$

$$\frac{\partial E_1(t)}{\partial w_{1,i}} = -x_{1,i}(t), \quad \frac{\partial E_1(t)}{\partial b_1} = -1. \quad (4.57)$$

$x_{1,i}(t)$, t.inci iterasyonda giriş vektörünün i.inci elemanıdır. Son olarak ağırlık matrisi ve polarma girişindeki değişim sırasıyla $2\eta E_1(t) \bar{\Phi}_1(t)$ ve $2\eta E_1(t)$ olacaktır. Bu iki eşitlik LMS algoritmasının temelini oluşturmaktadır.

Bu eşitlikler eş zamanlı olarak giriş veri örneklerini alan ve çalışan M adet paralel çoklu Adaline ağları için uyarlanabilir ve matris şeklinde yazılabilir.

$$\bar{\Phi}(t) = [\bar{\Phi}_1(t) \quad \bar{\Phi}_2(t) \quad \dots \quad \bar{\Phi}_M(t)], \quad (4.58)$$

$$\bar{\Phi}_j(t) = [x_{1,j}(t) \quad x_{2,j}(t) \quad \cdots \quad x_{n,j}(t)]. \quad (4.59)$$

$\bar{\Phi}(t)$ tüm paralel adaline ağırları için giriş veri matrisidir. (4.60) eşitliği ile ağırlık güncellemeleri yapılır,

$$\bar{\Omega}(t+1) = \bar{\Omega}(t) + 2\eta \bar{E} \bar{\Phi}(t)^T, \quad (4.60)$$

$$\bar{\Omega}(t) = \begin{bmatrix} \bar{\omega}_1(t) \\ \bar{\omega}_2(t) \\ \vdots \\ \bar{\omega}_M(t) \end{bmatrix}, \quad (4.61)$$

$$\bar{\omega}_j(t) = [w_{1,j}(t) \quad w_{2,j}(t) \quad \cdots \quad w_{n,j}(t)], \quad (4.62)$$

$$\bar{E} = \begin{bmatrix} E_1(t) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & E_2(t) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & E_M(t) \end{bmatrix}. \quad (4.63)$$

η ağırlık öğrenme hızı olmak üzere $\bar{\Omega}(t)$ ve \bar{E} sırasıyla, M paralel Adaline ağırlık vektörlerini içeren ağırlık matrisi ve köşegen hata matrisidir. Ağırlık güncellemeleri aşağıdaki gibi yapılabilir,

$$\bar{\beta}(t+1) = \bar{\beta}(t) + 2\eta \bar{E}(t), \quad (4.64)$$

$$\bar{\beta}(t) = [\beta_1(t) \quad \beta_2(t) \quad \cdots \quad \beta_M(t)]^T, \quad (4.65)$$

$$\bar{E}(t) = [E_1(t) \quad E_2(t) \quad \cdots \quad E_M(t)]^T. \quad (4.66)$$

BÖLÜM 5. VEKTÖR KANAL MODELLEME VE DOĞRUSAL TAHMİN

5.1. Giriş

Hücreli kablosuz haberleşmede, ayrı uzaysal konumlara sahip mobil kullanıcılar baz istasyonu anten dizisinde zengin uzaysal çeşitlilik (spatial diversity) sergilerler. Ancak, bu uzaysal çeşitlilik geleneksel tek anten elemanlı bir sistem tarafından kullanılamaz ve bir anten dizisi kullanımını gerektirir. Uzaysal boyut kullanarak, uyarlanır sinyal işleme teknikleri ile birlikte bir anten dizisi kullanan bir akıllı anten sistemi (SAS) farklı ortak kanal (co-channel) sinyallerini ayırmak için bir uzaysal filtreleme sağlar. Bu nedenle, SAS kablosuz ağlarda önemli derecede kapasite, kapsama alanı ve sinyal kalitesini artırır. Bu özellikleri gerçekleştirebilmesi için SAS değişen vektör kanal dinamiklerine göre hüzmeye örüntüsünün yönünü otomatik olarak değiştirmelidir [43, 44].

Zaman bölüşümlü çift yönlü iletim (TDD) sisteminde çalışan bir SAS hüzmeye şekillendirme sürecinde aşağı bağlantı iletimi için geleneksel yaklaşımda ağırlık vektörü olarak yukarı bağlantı sırasında hesaplanan en son bilinen uzaysal imza vektörünü (kanal vektörü) kullanır. Uzaysal imza tabanlı hüzmeye şekillendirme olarak da bilinen bu geleneksel yaklaşım vektör kanal karakteristiklerinin ardışık zaman aralıkları arasında hemen hemen aynı kalması koşuluyla gerçekleşir. Mobil terminal durağan olduğu veya küçük mesafe aralığı ile hareket ettiği zaman uzaysal imza değişimlerinin önemli olmadığı ve geliş açılarının neredeyse değişmediği gösterilmiştir [6]. Ancak, eğer mobil kullanıcı bağıl olarak yüksek bir hızda hareket ederse, uzaysal imza vektörleri her bir çoklu yoldaki Doppler kaymasının neden olduğu hızlı sönmüleme etkisinden dolayı hızlı bir şekilde değişir. Bu koşullar altında yeni mobil konumu için aşağı bağlantı ağırlık vektörü olarak bir önceki yukarı bağlantı zaman diliminin uzaysal imzasının kullanılması performans bozulması ile sonuçlanabilir. Bu bozulma doğru olarak iletim ağırlık vektörlerinin

güncellenmesi ve bu suretle aşağı bağlantı hüzmelerinin kontrol edilmesi ile azaltılabilir.

Hızlı sönümlenme etkisini en aza indirmenin ve bir SAS'nin aşağı bağlantı performansını geliştirmenin bir yolu uzaysal imza vektörlerinin tahmin edilmesidir [45, 46]. Bu bölümdeki motivasyonumuz; yukarı bağlantı aralığında uzaysal imza vektörlerinin özbağlanımlı (AR) modellenmesine dayalı tahmin modeli [47-49] ve her yeni gelen uzaysal imza örneklerine bağlı olarak sürekli bir şekilde tahmin filtresi katsayılarını güncelleyen sinir ağı tabanlı tahmin modeli kullanmak ve değişen kanal parametreleri (mobil hızı-V, çoklu yol açılabilir yayılımı- $\Delta\theta$, çoklu yolların sayısı- L) ve tahmin filtresi derecesi-p (sinir ağı için gecikme olarak kullanılacaktır) koşulları altında sinir ağının doğrusal bölümü uygulanarak, geleneksel AR tahmin performansının geliştirilebileceğini göstermektedir [50, 51].

Bu bölümde bir akıllı anten sisteminin yukarı bağlantı sinyal modeli denklemleri türetilen ve vektör yayılım kanal kavramı açıklanacaktır. Son olarak durağan olmayan kablosuz senaryolarda dar bant vektör kanal parametrelerinin değişiminin tahmin performansına olan etkisi benzetimlerle analiz edilecektir.

5.2. Yukarı Bağlantı Sinyal Modeli

Bir akıllı anten sisteminin çalışmasını anlamak için yukarı bağlantı sinyal modeli denklemlerini göz önüne alalım. Bir mobil kullanıcı doğrusal olarak modüle edilmiş bant geçiren $r(t)$ sinyalini (5.1) eşitliğinde gösterildiği gibi karmaşık zarfı $s(t)$, frekansı f_c ve bant genişliği B ile birlikte iletir.

$$r(t)=s(t)e^{j2\pi f_c t} \quad (5.1)$$

$$s(t) = \sum_k b_k p(t - kT) \quad (5.2)$$

b_k karmaşık veri sembolleri, $p(t)$ darbe biçimli dalga şekli ve T sembol hızıdır. Bir mobilden her biri birer geliş açısı (DOA) ile ilişkili L adet çoklu yol sinyalinin M elemanlı bir anten dizisini etkilediği düşünülürse, ℓ yolunun sinyal dalga cephesi (5.3) eşitliği ile verilir.

$$r_\ell(t) = s_\ell(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (5.3)$$

$r_\ell(t)$ sinyal dalga cephesinden dolayı i .inci anten elemanından alınan sinyal $x_i(t)$ aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$x_i(t) = r_\ell(t - \tau_{\ell,i}) = s_\ell(t - \tau_{\ell,i}) e^{j2\pi f_c (t - \tau_{\ell,i})} \quad (5.4)$$

$\tau_{\ell,i}$ referans sinyali dalga cephesi $r_\ell(t)$ 'ye göre i .inci anten elemanından alınan sinyalin zaman gecikmesidir. Referans sinyal olarak genellikle birinci anten elemanı alınır. Bu çalışmada anten dizisinden alınan sinyal vektörü için dar bant veri modeli kullanılacaktır. Mobil kullanıcı anten dizisi ile aynı düzlemde olup anten dizisinin uzak alanındadır. Bu nedenle diziye gelen dalgaların düzlemsel olduğu kabul edilmektedir. Dalga cephesinin bant geçiren zarfı $s_\ell(t)$ taşıyıcı ile karşılaştırıldığında eğer yavaş bir şekilde değişirse ($B \ll f_c$), o zaman $s_\ell(t - \tau_{\ell,i}) \approx s_\ell(t)$ olur. Bu yaklaşım dizide yayılan dalga cephesi için gerekli zaman aralığının ($\tau_{\ell,M}$) bant genişliğinin tersi B^{-1} ile karşılaştırıldığında küçük olması ve her bir anten elemanının sinyal bant genişliği boyunca düz frekans yanıtına $H_i(2\pi f_c)$ sahip olması şartıyla geniş bant sinyalleri tarafından da sağlanabilir. Bu yaklaşımlar ışığında (5.4) eşitliği aşağıdaki şekilde tekrar yazılabilir.

$$x_i(t) = H_i(2\pi f_c) e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell,i}} s_\ell(t) e^{j2\pi f_c t} = H_i(2\pi f_c) e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell,i}} r_\ell(t) \quad (5.5)$$

M elemanlı bir dizi için sinyal dalga cephesi $s_\ell(t)$ 'den dolayı anten dizisi tarafından alınan sinyal vektörünün karmaşık temel bant gösterimi (5.6) eşitliğindeki gibi verilir.

$$\bar{x}(t) = \mathfrak{S}(\theta_\ell) s_\ell(t) + \bar{n}(t) \quad (5.6)$$

$\bar{n}(t)$ beyaz Gaussian gürültü vektörü ve $\mathfrak{S}(\theta_\ell)$ bir θ_ℓ açısından gelen sinyal dalga cephesinin doğrultu vektörü veya dizi yanıt vektörüdür.

$$\mathfrak{S}(\theta_\ell) = \left[H_1(2\pi f_c) e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell,1}}, \dots, H_M(2\pi f_c) e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell,M}} \right]^T \quad (5.7)$$

Dizideki anten elemanlarının özdeş ve yön bağımsız olduğu ve tüm anten elemanları için $H_i(2\pi f_c) = 1$ olduğu kabul edilirse dizi yanıt vektörü aşağıdaki formu alır.

$$\mathfrak{S}(\theta_\ell) = \left[e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell,1}}, \dots, e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell,M}} \right]^T \quad (5.8)$$

$\mathfrak{S}(\theta_\ell)$ DOA, dizi geometrisi ve sinyal taşıyıcı frekansı f_c 'nin bir fonksiyonudur. Düzgün doğrusal dizi (ULA) için referans nokta olarak birinci anten elemanı alınırsa, zaman gecikmesi $\tau_{\ell,i}$,

$$\tau_{\ell,i} = (i-1) \frac{D}{c} \sin \theta_\ell, \quad i=1, \dots, M \quad (5.9)$$

D anten elemanları arasındaki uzaklık ve $c \approx 3 \times 10^8$ m/s ışık hızıdır. Benzer şekilde R_{uca} yarıçaplı düzgün dairesel dizi (UCA) için referans noktası olarak dizinin merkezi alınırsa, $\tau_{\ell,i}$

$$\tau_{\ell,i} = \frac{R_{uca}}{c} \cos \left(\theta_\ell - \frac{2\pi(i-1)}{M} \right), \quad i=1, \dots, M \quad (5.10)$$

(5.6) eşitliği anten dizisi tarafından alınan sinyal vektörünü göstermektedir. Ancak $r_\ell(t)$ orijinal iletilen bant geçiren sinyal $r(t)$ 'nin karmaşık zayıflamalı ve gecikmeli versiyonudur.

$$r_\ell(t) = \alpha_\ell e^{j\varphi_\ell} r(t - \Delta_\ell) \quad (5.11)$$

(5.1) eşitliği (5.11) eşitliğinde yerine yazılırsa,

$$r_\ell(t) = \alpha_\ell e^{j\varphi_\ell} s(t - \Delta_\ell) e^{j2\pi f_c t} \quad (5.12)$$

Burada $\alpha_\ell(t)$ ve $\varphi_\ell(t)$ sırasıyla $\beta_\ell = \alpha_\ell e^{j\varphi_\ell}$ karmaşık değerli yol zayıflamasının genlik ve yol fazı ve Δ_ℓ çoklu yol zaman gecikmesidir. (5.12) eşitliğindeki ifade (5.6) eşitliğinde yerine yazılırsa, büyük ölçekli yayılım etkilerini η_ℓ (yer yansımaları, yol kaybı) ve L adet çoklu yol bileşeninin toplamını içeren baz istasyonu anten dizi tarafından alınan temel bant sinyal vektörü aşağıdaki şekilde tekrar yazılabilir [52].

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \sum_{\ell=1}^L \eta_\ell \beta_\ell \vartheta(\theta_\ell) s(t - \Delta_\ell) + \bar{\mathbf{n}}(t) \quad (5.13)$$

5.3. Vektör Kanal Kavramı

Tek bir mobil terminal tarafından iletilen temel bant sinyalini içeren bir akıllı antenin sinyal modeli $M \times 1$ boyutlu temel bant sinyal vektörü olarak adlandırılabilir. (5.13) eşitliğinde anten dizisi tarafından alınan sinyal vektörü doğrusal ve zamanla değişen bir sistemin çıkışı olarak ifade edilebilir [53].

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\mathbf{a}}(t, \tau) s(\tau) d\tau + \bar{\mathbf{n}}(t) \quad (5.14)$$

Temel bant vektör kanal dürtü yanıtı (VCIR),

$$\bar{\mathbf{h}}(t, \tau) = \sum_{\ell=1}^L r_\ell \alpha_\ell e^{j\varphi_\ell} \vartheta(\theta_\ell) \delta(\tau - \Delta_\ell) \quad (5.15)$$

olarak tanımlanır. VCIR $\bar{h}(t, \tau)$ ile mobil kaynağından anten dizisine kadar olan L adet çoklu yol sinyalinin her birinin DOA (θ_ℓ), skalar yol kazancı α_ℓ , faz kayması φ_ℓ (Doppler kayması) ve yol gecikmesi Δ_ℓ ile ilişkili tek bir düzlem dalga tarafından tanımlandığı kabul edilir. $\bar{h}(t, \tau)$ mobil ve anten dizisi arasındaki tüm kanal yayılım mekanizmasını tanımladığı için vektör yayılım kanalı (VPC) olarak adlandırılabilir. $\bar{h}(t, \tau)$ aynı zamanda geniş bant VPC olarak da bilinir. Çünkü çoklu yol bileşenlerinin zaman gecikmeleri sinyal bant genişliğinin tersinden daha büyüktür ($\Delta_0 > B^{-1}$), $\Delta_0 \in [\min \Delta_\ell, \max \Delta_\ell]$. Birçok dar bant kablosuz sistemde çoklu yol gecikmesi önemsizdir, ($\Delta_0 \ll B^{-1}$). Dolayısıyla $s(t - \Delta_\ell(t)) \approx s(t)$ olur. Bu durumda anten dizisi tarafından alınan sinyal vektörü $\bar{x}(t)$ aşağıdaki şekilde tekrar yazılabilir.

$$\bar{x}(t) = s(t) \left[\sum_{\ell=1}^L \eta_\ell \beta_\ell \mathfrak{G}(\theta_\ell) \right] \quad (5.16)$$

Uzaysal imza olarak da kullanılan $\bar{a}(t)$ dar bant vektör yayılım kanalı olarak tanımlanırsa,

$$\bar{a}(t) = \sum_{\ell=1}^L \eta_\ell \beta_\ell \mathfrak{G}(\theta_\ell) \quad (5.17)$$

Tek kullanıcı bir sistem için dizi çıkışından alınan sinyal vektörü (5.18) eşitliğinde verildiği gibi ifade edilebilir.

$$\bar{x}(t) = \bar{a}(t)s(t) + \bar{n}(t) \quad (5.18)$$

VPC'ler akıllı anten sistemlerinin uygulanabilirliği, tasarımı ve performansı üzerinde önemli derecede etkiye sahiptir. Örnek olarak, yukarı bağlantı iletiminde akıllı anten büyük açısal yayılıma sahip bir yayılım kanalında ortak kanal sinyallerinden istenilir kullanıcının sinyalini elde etmede zorlanır; mesela, çoklu yolların sayısının anten elemanlarının sayısını aşması. Aşağı bağlantı iletiminde ise eğer akıllı anten belirli

bir girişim etkisini sıfırlamak isterse, girişimin uzaysal imzasındaki değişimi izlemelidir.

Bu çalışmada dar bant vektör yayılım kanal modeli ve parametreleri kullanılmıştır. Skalar yayılım kanallarına benzer şekilde dar bant kanal vektörü $\vec{a}(t)$ büyük ölçekli (large scale) yayılım etkileri ve küçük ölçekli (small scale) yayılım etkileri olmak üzere iki farklı yayılım mekanizmasını içerir. Yol kaybı, yer yansıması ve kırınım etkisinden başka çeşitli yolların mobil konumu ve DOA'ları, çoklu antenlerde mevcut olan sinyallerin büyük ölçekli değişimlerine neden olur. Mobilin çevresinde bulunan birçok yerel yansıtıcı arasında mobilin hareketinden dolayı oluşan küçük ölçekli değişimler (karmaşık yol zayıflamalarının genlik ve fazı) hızlı sönmüleme (fast fading) etkisine yol açar. Bu yüzden, her bir çoklu yol bileşeninin genliği hem yavaş sönmüleme (slow fading) hem de hızlı sönmüleme hızında değişir. Büyük ve küçük ölçekli yayılım faktörlerine ilaveten, VPC'lerin tüm nitelendirilmeleri için diğer uzaysal yayılım bilgileri göz önüne alınmalıdır. Bu nedenle, dar bant kanal vektörünün $\vec{a}(t)$ anahtar parametreleri;

- ❖ Uzaysal imza değişimi.
- ❖ Çoklu yol geliş açıları (DOA).
- ❖ Kompleks değerli yol zayıflamaları (yol genliği ve fazı).
- ❖ Çoklu antenler arasındaki sönmülenen sinyallerin uzay ve zaman korelasyonu.
- ❖ Çoklu yol bileşenlerinin DOA'larının yayılımı.

5.4. Uzaysal İmza Değişimi

Akıllı anten sistemleri halen kullanılan 2G ve ortaya çıkan 3G sayısal hücreli sistemlerden kablosuz yerel çevrime ve kapalı alan kablosuz yerel alan ağlarına (WLAN) kadar olan kablosuz haberleşme için uygun bir teknolojidir. Ancak akıllı anten sistemleri kablosuz ortamın uzaysal karakteristiklerine bağlıdır. Uzaysal imzalar (dar bant kanal vektörü) mobil terminal ve etrafını çevreleyen açık alan ve kapalı alan ortamları durağan olduğu zaman uzun zaman süresi boyunca önemli derecede değişmez. Ancak, çoklu yolların sayısı ve gecikmeleri yerel dağıtıcı ve

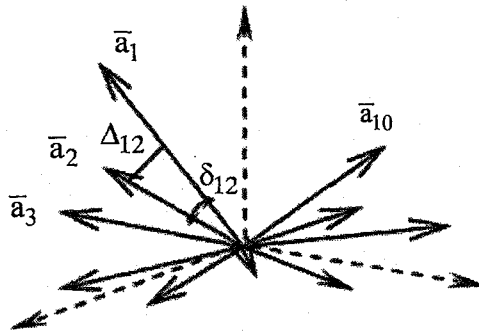
bağıl hareketten dolayı dinamik olarak değişen, sabit olmayan senaryolar için DOA'lar ve uzaysal imzalar çarpıcı bir şekilde değişebilir [21].

Bağıl bir hareketin var olduğu uygulamalarda, bir akıllı anten sistemi (SAS) mobil terminali doğru bir şekilde izlemek için değişen yayılım dinamiklerine göre ışın örüntüsünü ayarlamalıdır. Bunu gerçekleştirmek için SAS yukarı bağlantı iletimindeki uzaysal imza bilgisini kullanarak aşağı bağlantı ağırlık vektörlerini güncellemelidir. Mobil hareket ederken uzaysal imza vektörünün hem genliği hem de yönü Şekil 5.1'de gösterildiği gibi değişir. Kavramsal olarak akıllı anten işlemede iki farklı metrik kullanılır. Bunlardan birincisi uzaysal imzaların bağıl açı değişimidir (RAC). RAC i.inci ve j.inci mobil konumundaki iki uzaysal imza \bar{a}_i ve \bar{a}_j arasındaki açının sinüsü olarak tanımlanır [54].

$$RAC = \sin(\delta_{ij}) = \frac{\|\Delta_{ij}\|}{\|\bar{a}_j\|} \quad (5.19)$$

Burada $\|\cdot\|$ norm operatörü ve Δ_{ij} \bar{a}_j 'nin \bar{a}_i 'ye dik olan bileşenidir.

$$\Delta_{ij} = \bar{a}_j - \left(\frac{\bar{a}_i^H \bar{a}_j}{\|\bar{a}_i\|^2} \right) \bar{a}_i \quad (5.20)$$



Şekil 5.1. Üç boyutlu (3D) vektör uzayında uzaysal imza değişiminin gösterimi.

(5.20) eşitliği (5.19) eşitliğinde yerine koyulursa yüzde (%) olarak RAC aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$\text{RAC}(\%) = 100 \times \sqrt{1 - \frac{|\bar{a}_i^H \bar{a}_j|}{\|\bar{a}_i\| \|\bar{a}_j\|}}^2 \quad (5.21)$$

Uzaysal imzaların RAC'si bir anten dizisinin aşağı bağlantı iletimi için ağırlık vektörlerinin güncelleme hızının belirlenmesine yardım eder. Yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı iletiminde aynı taşıyıcı frekansını paylaşan zaman bölüşümlü çift yönlü iletim (TDD) yönteminde uzaysal imza değişimlerinin belirli bir kabul edilebilir seviyede kalması koşuluyla, bir önceki zaman aralığındaki yukarı bağlantı uzaysal imza vektörü (5.24) eşitliğinde verildiği gibi aşağı bağlantı iletimi için kullanılabilir.

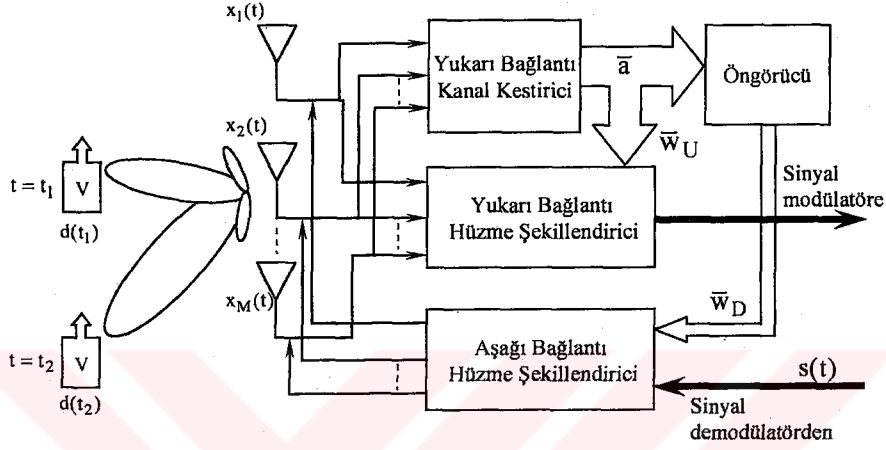
$$\bar{w}_i = \bar{a}_{i-1}^H \quad (5.22)$$

Eğer güncelleme hızı yeteri kadar hızlı ise RAC yaklaşık olarak %0 olacaktır ve akıllı anten maksimum sinyal gücünü mobil kullanıcıya dağıtacaktır. Diğer taraftan, güncelleme hızı yavaş ise RAC büyük olacaktır ve mobil tarafından alınan sinyal gücünün bozulması ile sonuçlanacaktır. Uzaysal imza değişimini karakterize eden diğer bir metrik uzaysal imzaların bağıl genlik değişimidir (RMC). RMC \bar{a}_i ve \bar{a}_j uzaysal imzaları ile gelen bir alandan anten dizisi tarafından alınan bağıl sinyal gücünü verir ve aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$\text{RMC}(\text{dB}) = 20 \log \frac{\|\bar{a}_j\|}{\|\bar{a}_i\|} \quad (5.23)$$

Hızlı sönmüş mobil ortamlarında aşağı bağlantı iletimi için (5.22) eşitliğinde verilen ağırlık vektörünün kullanılması, mobilin geçerli konumu yerine bir önceki konumuna doğru hüzmelerin gönderilmesine neden olabilir ve bu yüzden, mobil terminal tarafından alınan güçte bozulma meydana gelir. Bu bozulma aşağı bağlantı ağırlık vektörünün güncellenmesi ve bu suretle, Şekil 5.2'de gösterildiği gibi yeni mobil konumu için aşağı bağlantı hüzmelerinin doğrultulmasıyla ortadan kaldırılabilir. Bunun gerçekleştirilebilmesi için SAS birkaç yukarı bağlantı zaman dilimi süresince

uzaysal imza örneklerini toplamalıdır. Daha sonra yukarı bağlantı periyodunda bu örnekler için bir model oluşturmalıdır. Son olarak, aşağı bağlantı aralığı için ağırlık vektörü olarak kullanılacak uzaysal imza vektörünü tahmin etmelidir. Bu şekilde, baz istasyonu anten dizisi tarafından gönderilen sinyal gücünün minimum kayıp ile istenilir mobil kullanıcıya iletilmesi mümkün olur.



Şekil 5.2. TDD mod çalışmada aşağı bağlantı hüzme şekillendirme için bir öngörücü kullanan akıllı anten sisteminin fonksiyonel şeması.

5.5. Simülasyonlar

5.5.1. Simülasyon düzeni

TDD modunda çalışan bir akıllı anten sisteminin sinir ağı ve AR modellenmesine dayalı uzaysal imza vektörlerinin tahmininin performansını değerlendirmek için bilgisayar benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar için ilgili parametreler Tablo 5.1'de verilmiştir. Baz istasyonu 7 elemanlı düzgün doğrusal dizi (ULA) anteni ve Şekil 5.2'de gösterildiği gibi gelişmiş sinyal işleme fonksiyonel blokları ile donatılmıştır. Bu nedenle, her bir uzaysal imza vektörü 7×1 boyutlu karmaşık değerli vektördür. Verilen mobil hızı (V), çoklu yolların sayısı (L) ve ortalama DOA açıları ($\bar{\theta}$), ve açısal yayılım ($\Delta\theta$) için (5.17) denklemindeki model temel alınarak N adet uzaysal imza örneği üretilmiştir. Çift yönlü iletim zamanı (duplexing time-ardışık uzaysal imza örnekleri arasındaki zaman) UTRA-TDD standardı [55] ile uyumlu olan $T_s=10/15$ ms'ye set edilmiştir. Bu sebepten, 20 ms'lik TDD çerçevesi

için $N=30$ uzaysal imza örneği mevcuttur. Taşıyıcı frekansı 1.8 GHz frekans bandında seçilmiştir.

Tablo 5.1. Simülasyon parametrelerinin özetlenmesi.

Anten Dizisi	elemanlarının sayısı , M	7
	topoloji	ULA
	örnekleme zamanı, T_s (ms)	10/15
	uzaysal imza örneklerinin sayısı, N	30
	taşıyıcı frekansı, f_c (GHz)	1.8
Kanal	mobil hızı, V (km/h)	60, 70, 100, 130
	çoklu yol sayısı, L	2, 4, 6
	açısal yayılım, $\Delta\theta$ (°)	20, 30, 60, 90
	Çoklu yolların ortalama DOA' sı, $\bar{\theta}$	80°
ADALINE Ağı	öğrenme hızı, μ	0.04
	aktivasyon fonksiyonu	Doğrusal
	derece/gecikme, p	2, 3, 4, 5
	öğrenme kuralı	Widrow-Hoff (LMS)

Dağıtıcı nesnelere sayısının ve mobil ve baz istasyonuna göre bağlı konumlarının mobilin hareketi sırasında yaklaşık olarak aynı kaldığı varsayılmıştır. Her bir çerçevede içerisinde L ve θ 'nın değişmediği ve bu suretle dizi yanıt vektörlerinin $\mathcal{S}(\theta_\ell)$ de iletim zamanı içerisinde aynı kaldığı kabul edilmiştir. Mobil ve baz istasyonu anten dizisi arasındaki ayırım yeteri kadar büyük olduğu için çoklu yollar aynı büyük ölçekli yayılım etkisine $\eta_\ell \approx \eta$ sahiptir. Çoklu yol ortamındaki dağıtıcıların benzer elektriksel özelliklere (iletkenlik, geçirgenlik) sahip olduğu farz edilmiştir. Uzaysal imzaların sadece $\beta_\ell = \alpha_\ell e^{j\varphi_\ell}$ parametresinden dolayı değiştiği kabul edilmiştir. Her bir çoklu yoldaki Doppler kayması φ_ℓ (5.24) eşitliğinde verildiği gibi sabit mobil hızı (V) ile doğrusal olarak değişim göstermektedir.

$$\varphi_\ell = \frac{2\pi}{\lambda} d_{0,\ell} + 2\pi f_{d,\ell} t \quad (5.24)$$

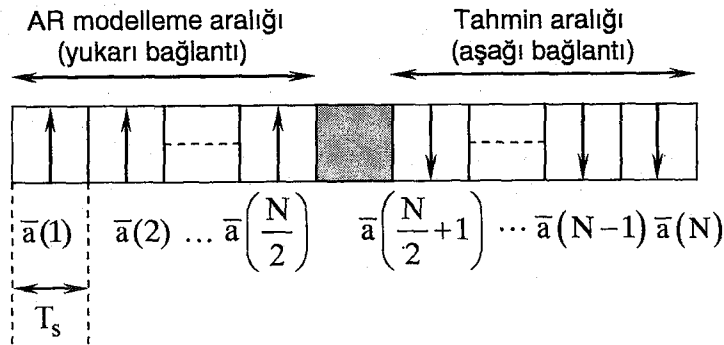
Burada λ taşıyıcının dalga boyu ve $d_{0,\ell}$ ℓ .inci çoklu yolun başlangıç yol uzunluğudur. Her bir çoklu yoldaki Doppler kayması $f_{d,\ell}$ birinci yoldaki f_d 'nin tamsayı katı olarak alınmıştır.

$$f_{d,\ell} = \ell \left(\frac{V}{\lambda} \right), \quad \ell = 1, \dots, L \quad (5.25)$$

Kompleks zayıflama parametresi α_ℓ Rayleigh dağılımı kullanılarak rasgele seçilmiştir. (5.17) denklemindeki uzaysal imza vektörü sabit terimler c parametresinde birleştirilerek aşağıdaki şekilde basitleştirilebilir.

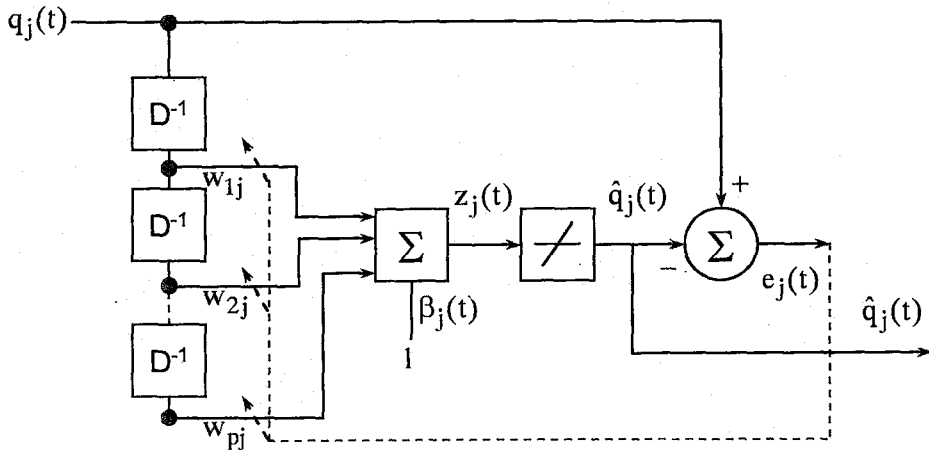
$$\bar{a}(t) = c \sum_{\ell=1}^L e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_{0,\ell}} e^{j2\pi f_{d,\ell} t} g(\theta_\ell) \quad (5.26)$$

AR modellemeye dayalı doğrusal tahminde (5.26) eşitliğindeki uzaysal imza vektörünün her bir karmaşık elemanı için p dereceli AR model katsayıları Şekil 5.3'den görüldüğü gibi 10 ms'lik yukarı bağlantı aralığında ilk $N/2=15$ örnekten hesaplanır. Daha sonra, bir sonraki uzaysal imza vektörleri yukarı bağlantı aralığını takip eden 10 ms'lik aralıkta (aşağı bağlantı aralığı) bu katsayılar kullanılarak tahmin edilir.



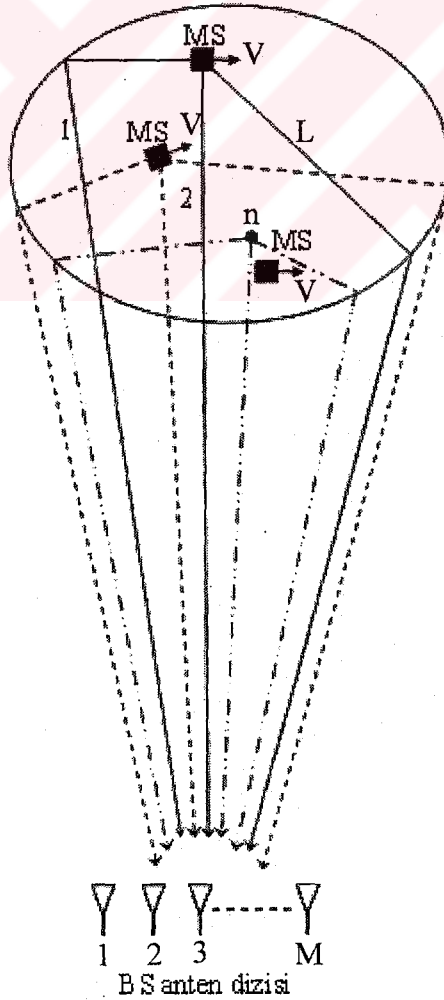
Şekil 5.3. TDD çerçeve yapısı.

Sinir ağı tabanlı tahmin modelinde uyarlanır doğrusal sinir (ADALINE) ağı seçilmiştir. Diğer doğrusal olmayan sınıftaki sinir ağları yerine neden ADALINE ağının kullanıldığı Bölüm 4’de açık bir şekilde anlatılmıştır. Uzaysal imza vektörlerini tahmin etmek için her biri tek hücreye sahip 14 paralel ADALINE ağı oluşturulur. 14×1 boyutlu giriş vektörü $\bar{q}(t)$ ’nin bir elemanının bir sonraki değerini tahmin eden, Şekil 5.4’de gösterildiği gibi her bir ADALINE ağı Matlab’ın Sinir Ağı Araç Kutusu (Neural Network Toolbox) kullanılarak benzetim yapılır. İlk olarak giriş verisi $q_j(t)$, $j=1, \dots, 14$, $[-1, 1]$ aralığına normalleştirilir. $\hat{q}_j(t)$ ’yi elde etmek için ağın doğrusal katmanı geciktirilmiş girişlerin (tapped delay line-dalı gecikme hattı) ağırlıklı toplamını benzetim yapan “newlin” fonksiyonu ve doğrusal transfer fonksiyonu ile uygulanır. Widrow-Hopf öğrenme kuralı (LMS algoritması) kullanılarak, ağın eğitimi (ağdaki ağırlıkların ve polarma girişlerinin değişimi) bir giriş verisinin olması koşuluyla sürekli olarak yapılır. Diğer bir deyişle, $q_j(t+1)$ ’i tahmin etmek için $q_j(t)$ giriş verisine kadar olan verilerle ağ eğitilir. Matlab’da “adapt” fonksiyonu bu işi gerçekleştirmek için kullanılır. Deneme ve yanılma ile öğrenme hızı $\mu=0.04$ ’e set edilir. ADALINE ağı için ortalama kare hata performansı indeksi tek bir minimum noktaya sahip ikinci dereceden (quadratic) bir fonksiyon olduğu için LMS algoritmasının öğrenme hızının yeteri kadar küçük olması koşuluyla global minimuma yakınsaması garanti edilir. Son olarak tahmin edilen veriler normalleştirilmemiş değerlerine geri dönüştürülür.



Şekil 5.4. $\bar{q}(t)$ giriş vektörünün j .inci elemanının tahmini için kullanılan tek sinirli Adaline ağı.

Şekil 5.5’de verildiği gibi $\Delta\theta$ ’lık açısal yayılım içerisinde mobil terminalin baz istasyonuna(dan) aldığı/ilettiği L adet çoklu yol sinyalinin olduğu tipik kablosuz yerel dağıtıcı yayılım ortamı göz önüne alınmıştır. Mobilin rasgele başlangıç noktasını değiştirmek ve istatistiksel olarak nihai sonuçlar elde etmek için giriş parametreleri olarak V, L, p ve $\Delta\theta$ ile birlikte çoklu simülasyon koşturmaları (1000 kez) gerçekleştirilmiştir. Tek simülasyon koşturması 20 ms’lik mobilin hareket süresini içermektedir. Bir simülasyon koşturmasından diğerine geçerken V, L, p ve $\Delta\theta$ parametreleri aynı kalmakta fakat çoklu yolların DOA açıları $[\bar{\theta}-\Delta\theta/2, \bar{\theta}+\Delta\theta/2]$ aralığında düzgün dağılım ile değişmektedir. Burada $\bar{\theta}$ baz istasyonuna gelen çoklu yolların ortalama DOA açısıdır. Ancak, belirli bir simülasyon koşturmasında DOA açıları bir kez belirlenir ve simülasyon koşturması sırasında değişmez.



Şekil 5.5. V hızında hareket eden bir mobil için çoklu yol dağıtıcı profili.

5.5.2. Performans ölçütleri

Uzaysal imza tahmin modellerinin doğruluğunu test etmek için iki farklı ölçüt kullanılmıştır. (5.27) eşitliğinde tanımlanan ilk ölçüt, tahmin edilen veya geleneksel (bir önceki zaman dilimindeki) uzaysal imza vektörünün uzunluk cinsinden gerçek uzaysal imzaya ne kadar yakın olduğunu gösteren bağıl hata gelişimidir ($\Delta\epsilon$).

$$\Delta\epsilon(\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{\|\bar{\epsilon}_{\text{gelenek}}\|}{\|\bar{\epsilon}_{\text{tahmin}}\|} = 20 \log_{10} \frac{\|\bar{a}_{\text{gerçek}} - \bar{a}_{\text{gelenek}}\|}{\|\bar{a}_{\text{gerçek}} - \bar{a}_{\text{tahmin}}\|} \quad (5.27)$$

Burada $\bar{a}_{\text{gerçek}}$ ve \bar{a}_{tahmin} sırasıyla aşağı bağlantı aralığında geçerli zaman dilimi (mobil konumu) için gerçek ve tahmin edilen uzaysal imza vektörleri ve \bar{a}_{gelenek} bir önceki yukarı bağlantı zaman diliminin uzaysal imza vektörüdür. İkinci ölçüt mobil kullanıcı tarafından alınan sinyal gücündeki sinyal gürültü oranı (SNR) gelişimidir (Δ_{SNR}). (5.24) eşitliğinde geleneksel uzaysal imza vektörünün yerine tahmin edilen değerinin koyulmasıyla aşağı bağlantı SNR' de önemli iyileşmeler elde edilir.

$$\Delta_{\text{SNR}}(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{\left| \bar{a}_{\text{tahmin}}^H \bar{a}_{\text{gerçek}} \right| \left\| \bar{a}_{\text{gelenek}} \right\|}{\left\| \bar{a}_{\text{gerçek}} \right\| \left| \bar{a}_{\text{gelenek}}^H \bar{a}_{\text{gerçek}} \right|} \right) \quad (5.28)$$

Aşağı bağlantı ağırlık vektörü anten dizisinden iletiminden önce kontrol edilebildiği için birim norma set edilebilir. Bu yüzden iletim gücü bir sabite normalleştirilebilir. Verilen gürültü gücü için (5.28) eşitliği tahmin tabanlı hüzme şekillendirme ve geleneksel hüzme şekillendirme kullanıldığı zaman istenilir mobil kullanıcıya dağıtılan SNR'lerin oranına eşittir. SNR gelişimi tahmin edilen veya geleneksel uzaysal imzaların açı cinsinden gerçek değerine olan yakınlığını gösterir. Diğer bir deyişle, SNR gelişimi gerçek-tahmin edilen uzaysal imzalar ile gerçek-geleneksel uzaysal imzalar arasındaki korelasyon seviyelerinin oranıdır. Dizi sinyal işleme perspektifinden bakılacak olursa, yeni mobil konumu yönünde aşağı bağlantı hüzmesinin doğrultulması doğruluğu olarak görülebilir.

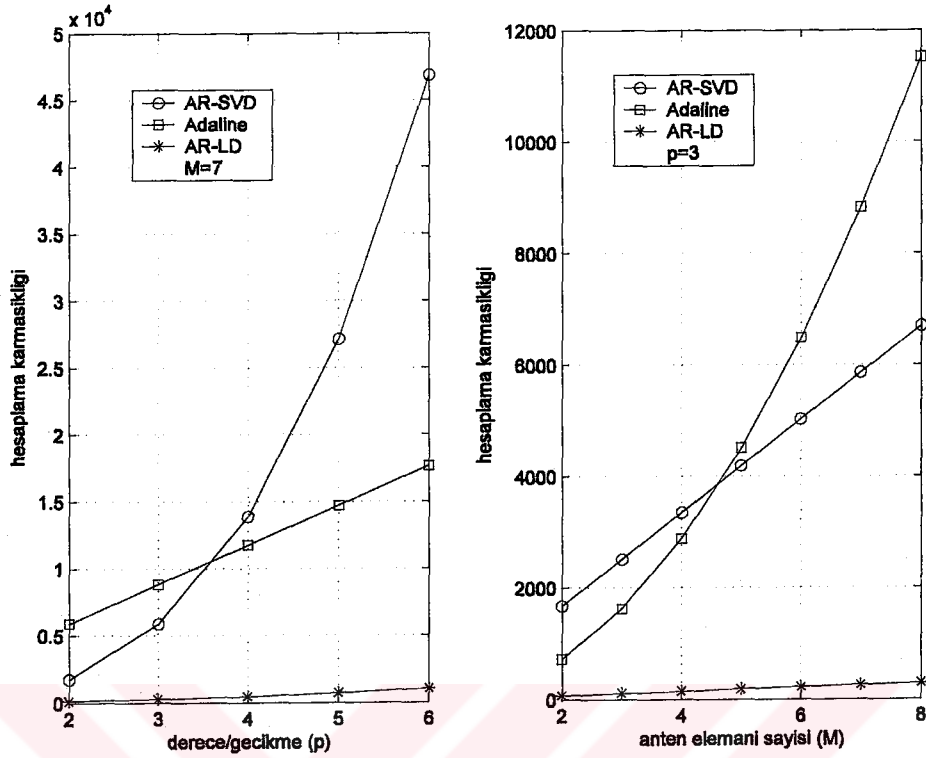
5.5.3. AR ve ADALINE hesaplama karmaşıklığı analizi

Bölüm 4’de (4.12) eşitliği ile verilen p dereceli bir doğrusal tahmin filtresinin katsayı vektörü geleneksel olarak hesaplama karmaşıklığı $O(4Mp^2)$ olan Levinson-Durbin (LD) algoritması kullanılarak çözülebilir. Alternatif çözüm olarak, $\tilde{\mathbf{R}}$, (4.12) eşitliğinin sol tarafındaki $(p+1) \times (p+1)$ boyutlu öz ilinti matrisinin $p \times (p+1)$ boyutlu alt matrisi olmak üzere $\tilde{\mathbf{R}}$ 'nin dik (sıfır) alt uzayında bulunan katsayı vektörünü hesaplamak için tekil değer ayrıştırma yöntemi (SVD) uygulanabilir.

$$\tilde{\mathbf{R}}_k \bar{\mathbf{a}}_k = \bar{\mathbf{0}}_{p \times 1} \quad (5.29)$$

Bölüm 4’de açıkça ifade edildiği gibi, $\tilde{\mathbf{R}}_k$ matrisinin SVD’si Householder çift köşegenleştirme dönüşümü kullanılarak hesaplanabilir. SVD yaklaşımının hesaplama yükü LD yaklaşımı ile karşılaştırıldığında oldukça fazladır ve $O(31Mp^3)$ olarak hesaplanmıştır.

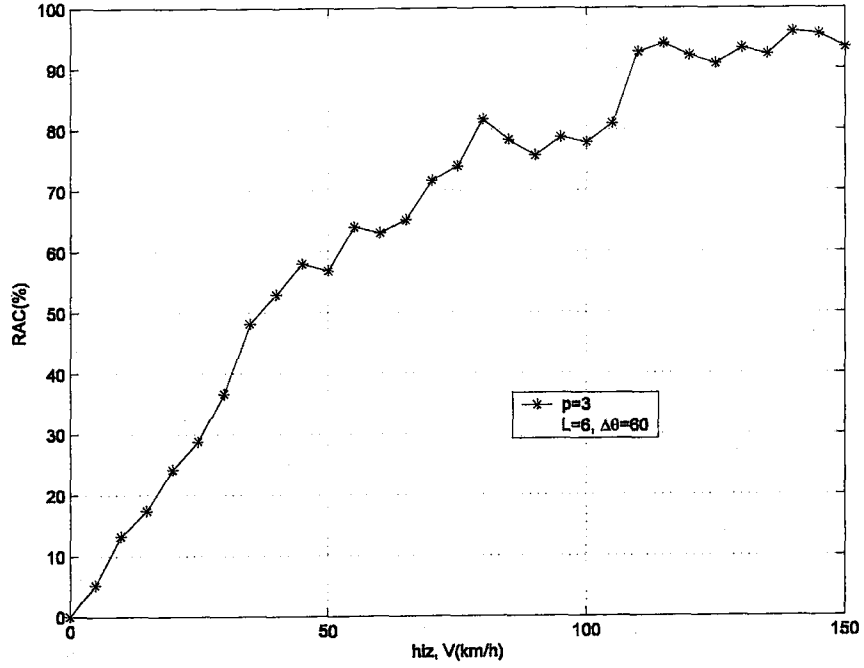
Bölüm 4’de (4.57) ve (4.61) eşitlikleri göz önüne alınırsa, (4.12) eşitliğinde verilen optimum tahmin filtresi katsayılarının hesaplanması için ADALINE ağının hesaplama karmaşıklığı $O(2N_s M^2 p)$ olduğu gösterilebilir. AR (LD ve SVD) ve ADALINE için hesaplama maliyeti analizi EK A’da verilmektedir. AR ve ADALINE modellerinin hesaplama karmaşıklığı analizi Şekil 5.6’da verilmektedir. Beklendiği gibi, LD algoritması kullanan AR model hesaplama yükü olarak en az karmaşık metottur. ADALINE modelin karmaşıklığı tahmin derecesi $p \geq 4$ veya anten elemanı sayısı $M \leq 4$ için SVD uygulayan AR ile karşılaştırıldığı zaman daha küçüktür. Ancak, ADALINE ağının hesaplama karmaşıklığı $M = 2$ ve $p = 3$ olduğu zaman elde edilen LD uygulayan AR modelinkinden minimum 10 kat daha büyüktür.



Şekil 5.6. Değişen filtre derecesi/gecikmesi ve anten elemanı sayısı için AR ve Adaline modellerinin hesaplama karmaşıklığı.

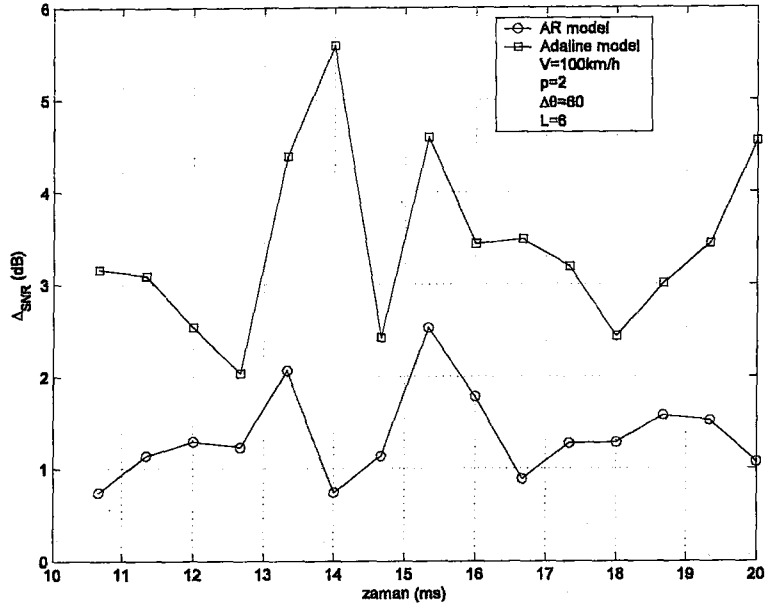
5.5.4. Simülasyon sonuçları

Daha önce belirtildiği gibi, simülasyonlar hızlı değişen kanal ortamı ($V=100$ km/h) göz önüne alınarak gerçekleştirilmiştir. Düşük mobil hızlarında, uzaysal imza vektörlerindeki değişimler kabul edilebilir bir seviyede kalacağından dolayı Şekil 5.7'den görüldüğü gibi düşük hızlarda ($V = 0$ km/h $\sim V = 40$ km/h) RAC yaklaşık olarak %0 \sim %50 aralığında değişim gösterirken, yüksek hızlarda ($V = 70$ km/h $\sim V = 130$ km/h) %70 \sim %95'lik değişimle çok büyük olmaktadır. Uzaysal imzalar düşük hızlarda önemli derecede değişmediğinden dolayı vektörlerin tahminleri düşük hızlarda SNR gelişimi Δ_{SNR} ve bağıl hata gelişimi Δ_{ϵ} cinsinden bir iyileşme sağlamaz. Aşağı bağlantı aralığında bir önceki zaman periyodundaki uzaysal imza vektörü ağırlık vektörü olarak (5.22) eşitliği kullanılabilir.

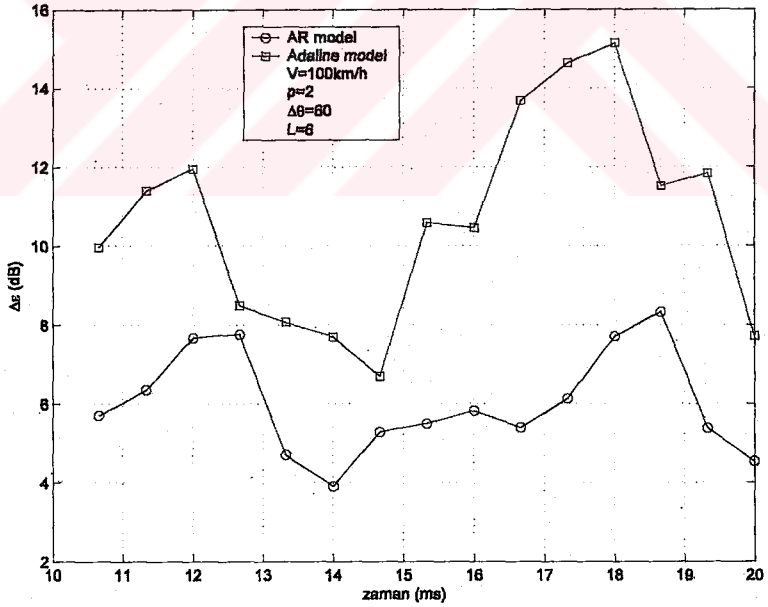


Şekil 5.7. Mobil hızındaki (V) değişimin RAC(%) üzerindeki etkisi.

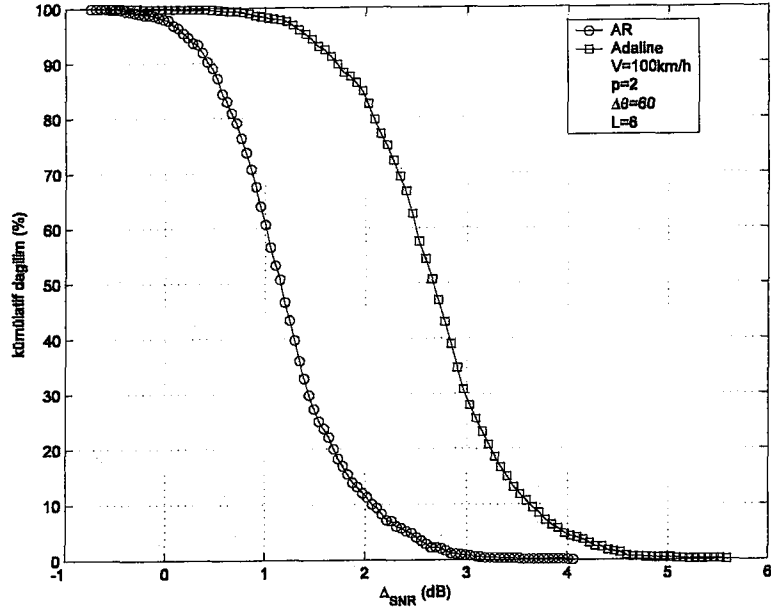
Şekil 5.8 ve Şekil 5.9 SNR gelişimi (Δ_{SNR}) ve bağıl hata gelişimi ($\Delta\epsilon$) için örnek simülasyon koşturması sonucunu göstermektedir. Açıkça görülüyor ki, mobil hızı $V = 100$ km/h , filtre derecesi/ağ gecikmesi $p = 2$, çoklu yol açısıl yayılımı $\Delta\theta = 60^\circ$, ve çoklu yol sayısı $L = 6$ için ADALINE ağına dayalı tahminler AR tabanlı tahminlere göre daha yüksek Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ değerlerine sahip olmaktadır. Yerel dağıtıcılı bir ortam boyunca genelleştirilmiş şekli sırasıyla Şekil 5.10 ve 5.11'de Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ için kümülatif dağılım çizimlerinden görülebilir. Ortalama değerlerde (%50 değerler) ADALINE ağı yaklaşık olarak AR modelin gerçekleştirdiğinden 1.5 dB daha fazla SNR gelişimi ve 4 dB daha fazla bağıl hata gelişimi başarır.



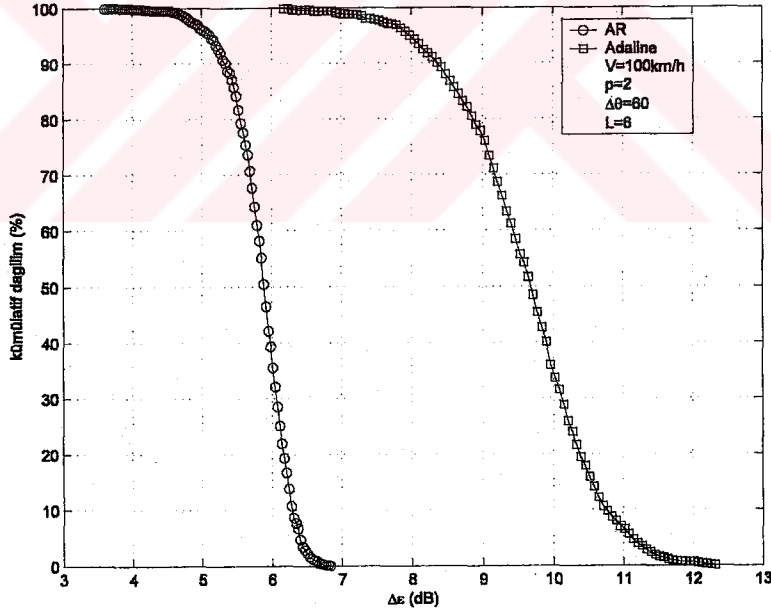
Şekil 5.8. AR veya Adaline ağına dayalı tahminler kullanıldığı zaman elde edilen SNR gelişimi değerleri (tek simülasyon koşturması, $V=100$ km/h, $p=2$, $\Delta\theta=60^\circ$, $L=6$).



Şekil 5.9. AR veya ADALINE ağına dayalı tahminler kullanıldığı zaman elde edilen bağıl hata gelişimi (tek simülasyon koşturması, $V=100$ km/h, $p=2$, $\Delta\theta=60^\circ$, $L=6$).

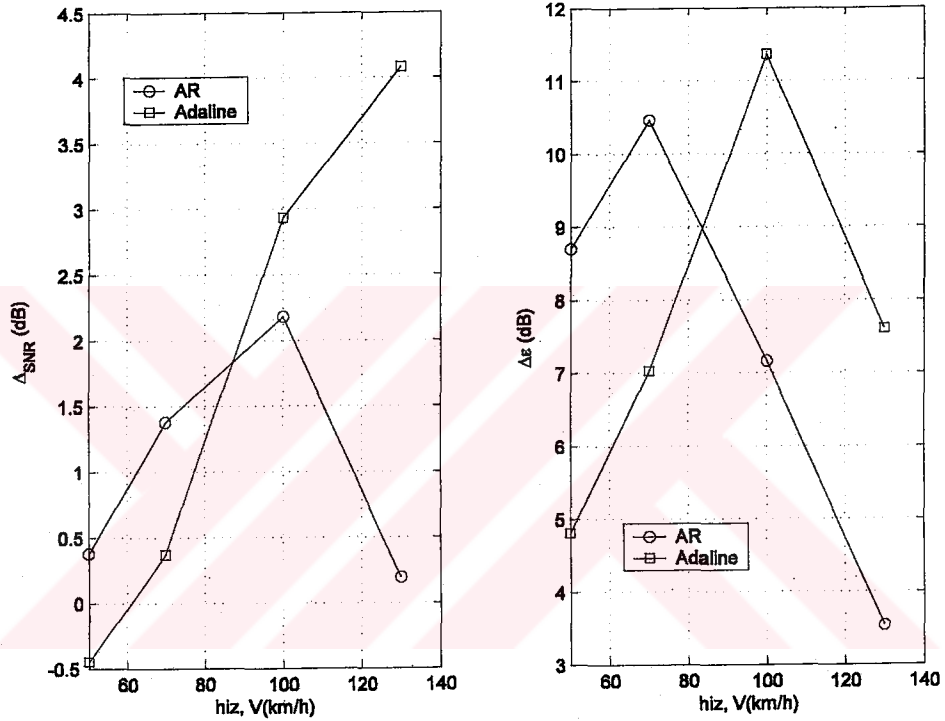


Şekil 5.10. AR veya Adaline ağına dayalı tahminler için Δ_{SNR} 'nin kümülatif dağılımları (1000 simülasyon koşturması, $V=100$ km/h, $p=2$, $\Delta\theta=60^\circ$, $L=6$).



Şekil 5.11. AR veya ADALINE ağına dayalı tahminler için $\Delta\epsilon$ 'nin kümülatif dağılımları (1000 simülasyon koşturması, $V=100$ km/h, $p=2$, $\Delta\theta=60^\circ$, $L=6$).

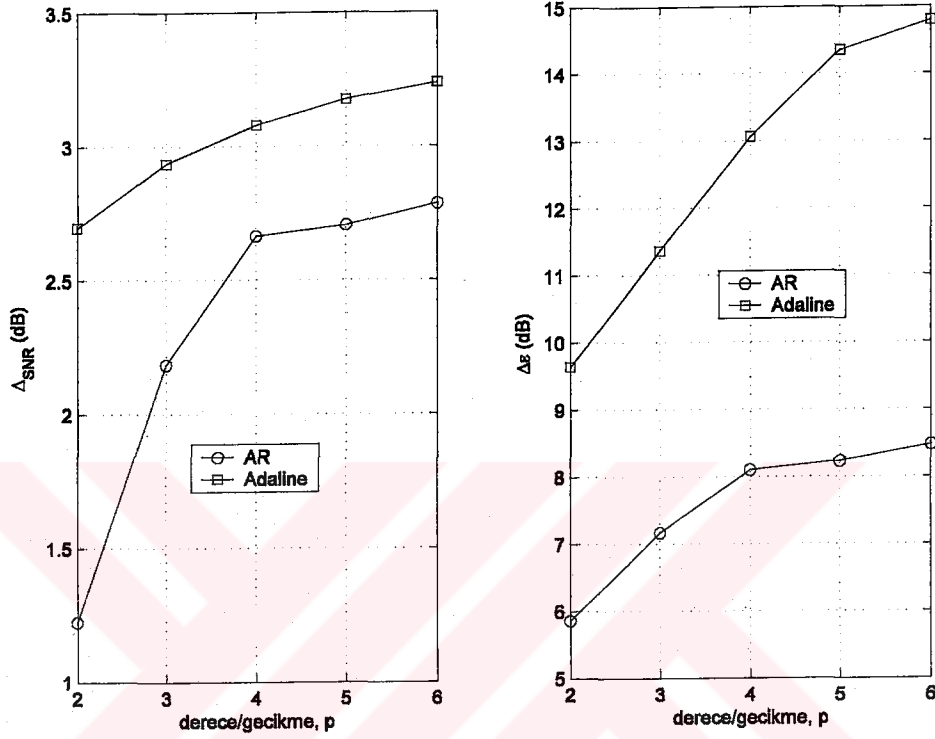
Değişen kanal yayılım ve filtre derecesi/ağ gecikmesi koşulları altında ADALINE ve AR modellerinin performans değişimleri Δ_{SNR} ve Δ_{ε} 'nin kümülatif dağılımlarından derlenen Şekil 5.12, 5.13, 5.14 ve 5.15'deki çizimler kümesinde verilmektedir. Dikkat edilmesi gereken önemli bir nokta; bu çizimlerdeki her bir nokta 1000 simülasyon koşturması sonucunda elde edilen kümülatif dağılımın % 50 (ortalama) değerlerini göstermektedir.



Şekil 5.12. Değişen mobil hızı için AR ve Adaline tabanlı tahminler ile birlikte elde edilen Δ_{SNR} ve Δ_{ε} 'nin kümülatif dağılımlarının ortalama değerleri ($p=3$, $\Delta\theta=60^\circ$, $L=6$).

Şekil 5.12 ADALINE tabanlı tahminlerin mobil hızı 100 km/h ve üzeri olduğu durumda AR modellemeye dayalı tahminlerden daha başarılı olduğunu göstermektedir. Diğer bir deyişle, ADALINE ağının, tahmin filtresinin anten dizisinin aşağı bağlantı iletimindeki SNR kaybını gidermesi yüksek mobil hızlarında AR modellemeye göre daha da belirginleşmektedir. Mobil hızı 100 km/h'nin ötesinde artarken, SNR gelişimi ADALINE metodunda daha iyi başarılmaktadır. $V=130$ km/h'de AR metodu ile karşılaştırıldığında yaklaşık olarak 4 dB fark ile sonuçlanarak daha iyileşmektedir. Bunu nedeni, ardışık aşağı bağlantı ve yukarı

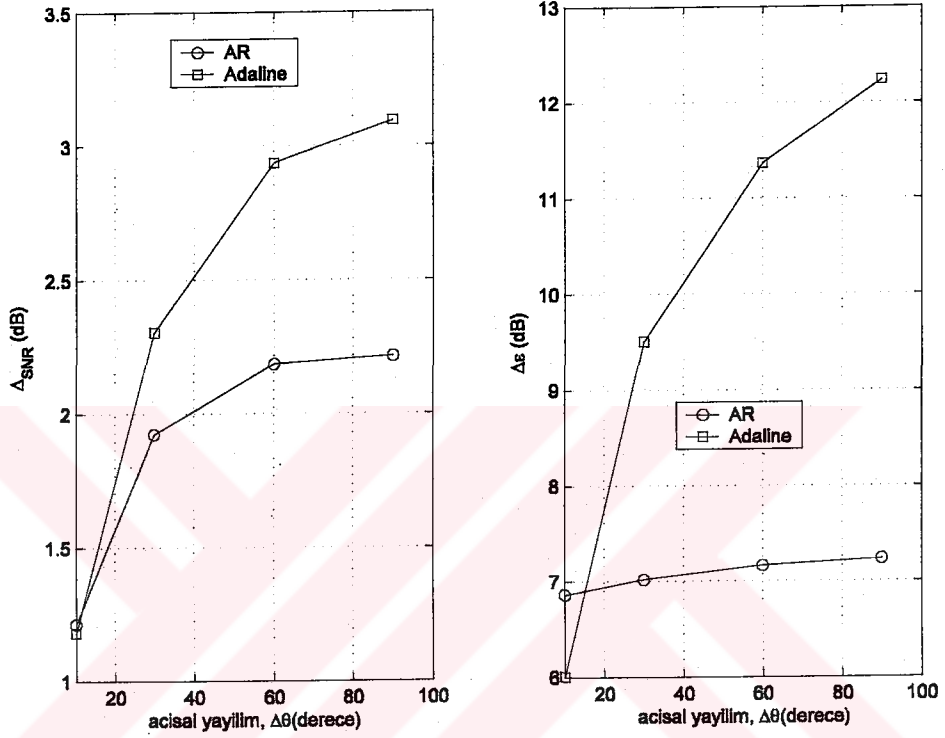
bağlantı zaman aralıklarındaki uzaysal imza vektörleri yüksek hızlarda daha az korelasyona sahip olurlar. Her iki metot için bağıl hata gelişimi $V = 100 \text{ km/h}$ 'den sonra azalan bir eğilime sahip olur.



Şekil 5.13. Değişen filtre derecesi/gecikmesi için AR ve Adaline tabanlı tahminler ile birlikte elde edilen Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ 'nin kümülatif dağılımlarının ortalama değerleri ($V=100 \text{ km/h}$, $\Delta\theta=60^\circ$, $L=6$).

Şekil 5.13 ve Şekil 5.14 sırasıyla, değişen p ve $\Delta\theta$ parametreleri ile birlikte her iki tahmin metodunun performansını göstermektedir. Açıkça görüldüğü gibi, hem ADALINE hem de AR model için Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ değerleri p ve $\Delta\theta$ değerlerinin artmasıyla birlikte artar. Tüm p ve $\Delta\theta$ koşulları ve $V = 100 \text{ km/h}$ için ADALINE modelleme her zaman AR modellemeden daha iyi bir performans sergilemektedir. $p=5$ ve $\Delta\theta=90^\circ$ koşullarında ADALINE yaklaşık olarak 3.2 dB SNR gelişimi sağlamaktadır. Bunun nedeni, ADALINE ağıının model katsayılarını sürekli olarak güncellemesidir. Her iki modelde daha yüksek p değerlerinde daha yüksek performans başarımının sebebi sadece model katsayılarını elde etmede daha fazla veri noktasının kullanılmasıdır. Daha büyük açısal yayılım ortamlarında ardışık uzaysal imza örnekleri muhtemelen açı ve genlik cinsinden birbirlerinden

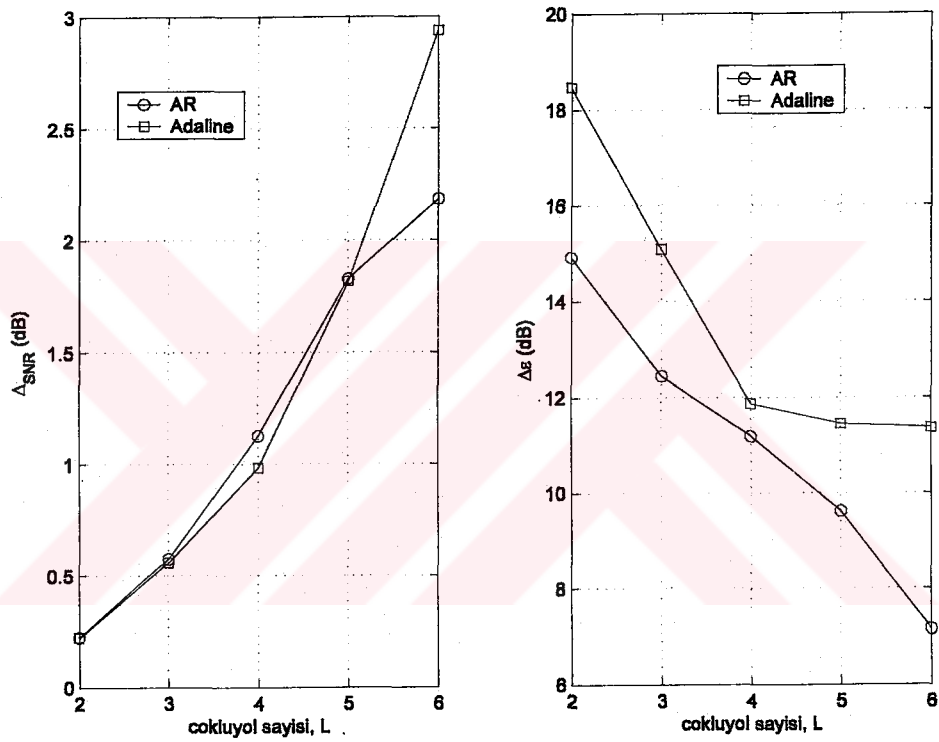
uzaklaşırlar. Bu yüzden, bu uzaysal imza vektörlerinin kullanılması ile ortaya çıkacak daha düşük performans bu vektörlerin tahminlerinin kullanılmasıyla dengelenebilir ve daha büyük açısız yayılım ortamlarında SNR gelişimi ve bağılı hata gelişimi cinsinden daha fazla kazanç olarak yansır.



Şekil 5.14. Değişen çoklu yol açısız yayılımı için AR ve Adaline tabanlı tahminler ile birlikte elde edilen Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ 'nin kümülatif dağılımlarının ortalama değerleri ($V=100$ km/h, $p=3$, $L=6$).

Doğrusal tahmin filtresinin performansını etkileyen diğeri bir parametre yayılım ortamındaki çoklu yolların (L) sayısıdır. Bir uzaysal imza vektörü için temel vektörleri oluşturan doğrusal vektörlerinin (dizi yanıt vektörleri) sayısı L' ye eşittir. Değişen çoklu yolların tahmin filtresi performansına etkileri Şekil 5.15'deki çizimlerden görülebilir. SNR gelişimi türünden hem ADALINE hem de AR tahmin performansı 5 çoklu yola kadar hemen hemen aynı kalmaktadır. Çoklu yol sayısı $M-1=6$ koşulunda ADALINE maksimum 0.8 dB Δ_{SNR} farkı ile AR performansını geçer. $\Delta\epsilon$ konusunda, ADALINE ve AR model ortama daha fazla çoklu yol eklenmesi durumunda azalan bir eğilim gösterir. Ancak, tüm L koşulları için ADALINE ağında $\Delta\epsilon$ hala AR modellemeden daha iyidir. Çoklu yol sayısının

SNR gelişim performansına etkisi (5.26) eşitliğinde verilen uzaysal imza modeline bakılarak açıklanabilir. Her biri bir doğrultu vektörü ile ilişkili çoklu yolların sayısı arttığı zaman ardışık uzaysal imza örnekleri artan alt uzay boyutundan dolayı daha az ilintili olabilirler. Bu durumda, değişen açısal yayılım için verilen yukarıdaki açıklamaya benzer şekilde daha az ilintili uzaysal imza vektörlerinden ziyade güncellenen vektörlerin kullanılması bağıl olarak daha büyük SNR gelişimlerine dönüştürülebilir.



Şekil 5.15. Değişen çoklu yol sayısı için AR ve Adaline tabanlı tahminler ile birlikte elde edilen Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ 'nin kümülatif dağılımlarının ortalama değerleri ($V=100$ km/h, $p=2$, $\Delta\theta=60^\circ$).

5.5.5. Gözlemler

Zaman bölüşümlü çift yönlü iletim (TDD) modunda çalışan akıllı anten sistemleri için hızlı sönmüşen kablosuz senaryolarda aşağı bağlantı huzmelerini kontrol etmek için uzaysal imza vektörlerinin (yukarı bağlantı kanal vektörü) AR ve ADALINE ağı modellenmesine dayalı tahminleri çalışıldı. Her iki doğrusal tahmin modelinin performansı çeşitli kanal yayılım (mobil hızı, açısal yayılım ve çoklu yol

sayısı) ve tahmin filtresi derecesi koşulları için incelendi. Kullanılan performans ölçütleri, yöneltilen aşağı bağlantı hüzmesinin doğruluğunu gösteren aşağı bağlantı SNR gelişimi (Δ_{SNR}) ve tahmin edilen uzaysal imza vektörünün uzunluk cinsinden gerçek vektöre olan yakınlığını gösteren bağıl hata gelişimidir ($\Delta\epsilon$). Orta mobil hızları ($V = 70$ km/h veya aşağısı) için ADALINE ağı kullanmak Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ cinsinden AR modelleme üzerinde herhangi bir avantaj sağlamamaktadır. Yüksek mobil hızları ($V = 100$ km/h ve yukarısı) altında ADALINE Δ_{SNR} ve $\Delta\epsilon$ cinsinden AR model üzerinde bir performans gerçekleştirmektedir. Bu nedenle yayılım koşullarına ve link bütçesi gereksinimlerine bağlı olarak uzaysal imzaların ya AR yada ADALINE ağına dayalı tahminlerini kullanmak daha uygundur. Yüksek mobil hızları ($V = 100$ km/h ve yukarısı) ve yüksek SNR isteği durumları için ADALINE modelleme AR modellemenin basitliği gözden çıkarılarak kullanılabilir. Orta mobil hızları ($V = 70$ km/h) için uzaysal imzaları tahmin etmek için AR modellemenin kullanılması açık bir şekilde SNR gelişimi cinsinden avantajlı bir metot olarak görülür. Yüksek SNR ve bağıl hata gelişim değerleri $V = 100$ km/h koşulu altında yüksek dereceli/gecikmeli AR tahmin filtresi/ADALINE ağı kullanılarak elde edilebilir. Çoklu yol açısal yayılımının artması hızlı sönümleşen yayılım ortamında ($V = 100$ km/h) ADALINE ağı hem Δ_{SNR} hem de $\Delta\epsilon$ cinsinden AR üzerinde üssel bir artış sağlamaktadır. Son olarak, ortamdaki çoklu yol sayısının artması her iki modelde SNR gelişimi türünden bir artışa, bağıl hata gelişimi türünden ise azalmaya neden olmaktadır.

BÖLÜM 6. SONUÇLAR, TARTIŞMA ve ÖNERİLER

Kablosuz haberleşmede, akıllı antenler sinyal işlemede uzaysal boyut kullanarak kapasite artırımı, kapsama alanı genişletilmesi ve kalite geliştirilmesini içeren geniş çaplı yararlar sağlar. Hızlı sönmüş kablosuz ortamlarda TDD modunda çalışan bir akıllı anten sistemi doğrusal tahmin metodu kullanarak hareket halindeki bir mobil kullanıcıyı tam olarak izleyebilir. Bu da anten dizisi tarafından saçılan enerjinin korunmasını ve maksimum anten kazancının elde edilmesini sağlayacaktır.

Yapılan bu tez çalışmasında ilk olarak akıllı antenler ve kablosuz yayılım ortamı tanımlanmıştır. Daha sonra doğrusal tahmin modelleri üzerinde durulmuştur. Vektör kanal kavramı açıklanarak uzaysal imza vektörleri iki farklı doğrusal tahmin modeli uygulanarak tahmin edilmiştir. Kullanılan tahmin modellerinin performansı iki farklı ölçüt kullanılarak incelenmiştir.

Simülasyonlarda aşağı bağlantı hüzme şekillendirme prosesinde ağırlık vektörü olarak kullanılacak uzaysal imza vektörünün tahmini için kanal karakteristikleri (mobil hızı, çoklu yol açısal yayılımı ve çoklu yol sayısı) ve filtre derecesi/ağ gecikmesi koşulları altında hesaplama karmaşıklığı (toplama ve çarpma işlemi sayısı), bağıl açı değişimi, SNR gelişimi ve bağıl hata gelişimi parametreleri temel alınmıştır. Simülasyon sonuçları açıkça ortam tipine ve istenilen güç seviyesine bağlı olarak uzaysal imza vektörlerinin tahminine dayalı bir AR filtresi veya ADALINE ağının kullanılmasının uygunluğunu göstermektedir.

Yapılan literatür araştırmaları sonucu vektör kanal modelleme ve tahmini ile ilgili birkaç çalışma bulunmuştur. Bu çalışmalar incelendiğinde tek bir tahmin modelinin incelendiği, yukarı bağlantı periyodu sırasında model katsayılarının oluşturulduğu ve aşağı bağlantı iletimleri için katsayıların değişmediği kabul edilmiştir. Sistemin

performansı istatistiksel olarak incelenmemiştir. Bu nedenle çalışma bu konuda çalışmalarını devam ettirenler için önemli bir kaynak olarak kullanılabilir.

Uzaysal imza vektörlerinin sadece Doppler kaymasından dolayı değiştiği ve özbağlanımlı (AR) bir davranış sergilediği varsayımı altında bu çalışma doğrusal sinir ağı modellemeye dayalı tahminlere yoğunlaşmaktadır. Ancak, uzaysal imza vektörleri kablosuz kanalda sönümleşen genlik ve Doppler kaymasından dolayı rasgele değiştiği zaman doğrusal tahmin artık kullanışlı olmayabilir ve bu durumda ileriye yönelik bir çalışma olarak düşünülebilecek doğrusal olmayan sinir ağı modeli daha etkili bir şekilde çalışabilir.



KAYNAKLAR

1. LIBERTI, J.C.Jr. and RAPPAPORT, T.S., 1999. Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation Applications, Prentice Hall Upper Saddle River, NJ.
2. GODARA, L.C., 1997. Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations, IEEE Proceedings, vol. 85, no. 7, 1031-1060.
3. GODARA, L.C., 1997. Applications of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-Forming and direction of arrivals considerations, IEEE Proceedings, vol. 85, no. 8, 1195-1245.
4. WINTERS, J.H., 1998. Smart antennas for wireless systems, IEEE Pers. Commun. Mag., vol. 5, no. 1, 23-27.
5. ANDERSON, S., MILLNERT, M., VIBERG, M. and WAHLBERG, B., 1991. An adaptive array for mobile communication systems, IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 40, no. 1, 230-236.
6. KAVAK, A., YANG, W., XU, G. and VOGEL, W.J., 2001. Characteristics of vector propagation channels in dynamic mobile scenarios, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 39(12), 1695-1702.
7. HAYKIN, S., 1999. Neural networks: a comprehensive foundation, Prentice Hall, NJ.
8. YUHHAGAN, M.T., DEMUTH, H.B. and BEALE, M., 1995. Neural Network Design. Boston: PWS Publishing Company.
9. PATNAIK, A., ANAGNOSTOU, D.E., MISHRA, R.K., CHRISTODOULOU, C.G. and LYKE, J.C., 2004. Applications of neural networks in wireless communications, IEEE Antennas Propagat. Mag., vol. 46 (3), 130-137.
10. BENSON, M. and CARRASCO, R.A., 1997. Recurrent neural network array for CDMA mobile communication systems, Electron. Lett., vol. 33(25), pp. 2105-2106.
11. DU, K.-L., LAI, A.K.Y., CHENG, K.K.M. and SWAMY, N.S., 2002. Neural methods for antenna array signal processing: a review, Elsevier Signal Processing, vol. 82, pp. 547-561, 2002.

12. CHRISTODOULOU, C.G., ZOOGHBY, A.H.EL. and GEORGIPOULOS, M., 1999. Neural network processing for adaptive array antennas, Proceeding of IEEE, 2584-2587.
13. AYESTARAN, R.G. and HERAS, F.L., 2003. Neural networks and equivalent source reconstruction for real antenna array synthesis," Electron. Lett., vol. 39(13), 956-958.
14. SOLIMAN, E.A., BAKR, E.A. and NIKOLOVA, N.K., 2004. Neural networks-method of moments (NN-MoM) for the efficient filling of the coupling matrix, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 52(6), 1521-1529.
15. SOUTHALL, H.L., SIMMERS, J.A. and O'DONNELL, T.H., 1995. Direction finding in phased arrays with a neural network beamformer, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 43(12), 1392-1374.
16. ZOOGHBY, A.H.EL., CHRISTODOULOU, C.G. and GEORGIPOULOS, M., 1997. Performance of radial-basis function networks for direction of arrival estimation with antenna arrays, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 45(11), 1611-1617.
17. CHARPENTIER, E. and LAURIN, J.-J., 1999. An implementation of a direction-finding antenna for mobile communications using a neural network IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, no. 7, 1152-1159.
18. ZOOGHBY, A.H.EL., CHRISTODOULOU, C.G. and GEORGIPOULOS, M., 2000. A neural network-based smart antenna for multiple source tracking, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 48(5), 768-776.
19. ZOOGHBY, A.H.EL., CHRISTODOULOU, C.G. and GEORGIPOULOS, M., 1998. Neural network-based adaptive beamforming for one- and two-dimensional antenna arrays, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, no. 12, 1891 – 1893.
20. SUN, X.-B. and ZHONG, S.-S., 2004. An adaptive beamforming approach using online learning neural network, in Symp. IEEE Antennas Propagat. Soc., vol. 3, 2663-2666.
21. KAVAK, A., YANG, W. and XU, G., 1998. Characterization of fast fading wireless vector channels, Proc. IEEE Asimolar Conf. on Signals, Systems, and Computers, (Pacific Grove, CA) vol. 1, 780-784.
22. ALEXIOU, A. and HAARDT, M., 2004. Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges, IEEE Communications Magazine, vol. 42 (9), 90-97.
23. KAVAK, A., TORLAK, M., XU, G. and VOGEL, W.J., 2000. Mobile transmit diversity and TDD downlink performance for smart antennas in fast fading scenarios, Proc. IEEE Antennas and Prop. Int. Symp., and USNC/URSI National Radio Sci. Meeting, Salt Lake City, Utah.

24. KAVAK, A., YANG, W., XU, G. and VOGEL, W.J. and Xu, G., 1999. Vector propagation channels for smart antenna systems: Statistical properties of spatial signature variation in outdoor environments, Proc. IEEE Radio and Wireless Conf., (Denver, CO.), 171-174.
25. JAKES, W.C., 1994. Microwave Mobile Communications, Wiley-IEEE press.
26. KAVAK, A., 1996. Ground specular reflection effects on wireless communications at L band (1.5 GHz) and UHF band (900 MHz), MS thesis, The University of Texas at Austin.
27. RAPPAPORT, T.S., 1996. Wireless Communications: principles and practice, Prentice Hall, NJ.
28. KAVAK, A., TORLAK, M., VOGEL, W.J. and XU, G., 2000. Vector Channels for Smart Antennas: Measurements, Statistical Modeling, and Directional Properties in Outdoor Environments" IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 6, 930 -937.
29. HAYKIN, S., 2001. Communication Systems, 4th Ed., John Wiley & Sons.
30. KRIM, H. and VIBERG, M., 1996. Two decades of array signal processing research, IEEE Signal Processing Mag., vol. 13(4), 67-94.
31. JACOBSEN, A., 2001. Smart Antennas for Dummies. Technical report, Telenor R&D, USA.
32. ADRIAN, B.O. and HAGGMAN, S-G., 2000. System Aspects of Smart Antenna Technology in Cellular Wireless Communications – An overview, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48(6), 919-929.
33. AL-JAZZAR, S. and RADHAKRISHNAN, R., 2000. Smart Antennas in Wireless Communications, thesis, University of Cincinnati.
34. STEVANOVIC, I., SKRIVERVIK, A. and MOSIG, J.R., 2003. Smart antenna systems for mobile communications, report, Ecole Polytechnique F'ed'erale de Lausanne.
35. PROAKIS, J. and MANOLAKIS, D.G., 1996. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA.
36. HAYKIN, S., 2001. Adaptive Filter Theory, NJ: Prentice-Hall.
37. THERRIEN, C.W., 1992. Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing, Prentice Hall, NJ.
38. ZHENG, W.X., 2000. Adaptive linear prediction of autoregressive models in the presence of noise, Proc.IEEE International Conf. on Signal Processing, 555-558.
39. MOON, T.K. and STIRLING, W.C., 2000. Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing, Prentice-Hall, NJ.

40. GOLUB, G.H. and VAN LOAN, C.F., 1996. Matrix computations, The Johns Hopkins University Press.
41. ZEIDLER, J.R., 1990. Performance Analysis of LMS Adaptive Prediction Filters, Proceedings of the IEEE, vol. 78, no. 12, 1781-1806.
42. DEMUTH, H. and BEALE, M., 1998. Neural Network Toolbox for Use with MATLAB, The Mathworks.
43. KAVAK, A., 2000. Vector Propagation Channel Studies for Smart Antenna Wireless Communication Systems. PhD thesis, The Faculty of Graduate School of The University of Texas at Austin, USA.
44. JENG, S., OKAMOTO, G., XU, G., LIN, H.-P. and VOGEL, W., 1998. Experimental evaluation of smart antenna system performance for wireless communications, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, 749-757.
45. ARREDONDO, A., DANDEKAR, K.R. and XU, G., 2002. Vector channel modeling and prediction for the improvement of downlink received power, IEEE Trans. Commun., vol. 50(7), 1121-1129.
46. DONG, L., XU, G. and LING, H., 2001. Prediction of fast fading mobile radio channels in wideband communication systems, in Proc. IEEE Global Commun. Conf., 3287-3291.
47. ANDERSEN, J.B., JENSEN, J., JENSEN, S.H. and FREDERIKSEN, F., 1999. Prediction of future fading based on past measurements, Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., Houston, TX, 151-155.
48. HWANG, J.K. and WINTERS, J.H., 1998. Sinusoidal modeling and prediction of fast fading processes, Proc. IEEE Global Commun. Conf., Sydney, Australia, vol. 1, 892-897.
49. EYCEOZ, T., DUEL-HALLEN, A. and HALLEN, H., 1998. Deterministic channel modeling and long range prediction of fast fading mobile radio channels, IEEE Commun. Lett., vol. 2, 254-256.
50. YIGIT, H., KAVAK, A. and ERTUNC, H.M., 2004. Autoregressive and Neural Network Model Based Predictions for Downlink Beamforming, Lecture Notes in Computer Science LNCS, vol. 3174, 254-261.
51. YIGIT, H., KAVAK, A. and ERTUNC, H.M., 2004. Using autoregressive and adaline neural network modeling to improve downlink performance of smart antennas, in Proc. IEEE Int. Conf. on Mechatronics, Istanbul, Turkey, 165-170.
52. PAULRAJ, A. and PAPADIAS, C.B., 1997. Space-time processing for wireless communications, IEEE Signal Processing Magazine, 49-83.
53. RALEIGH, G., DIGGAVI, S.N., NAGUIB, A.F. and PAULRAJ, A., 1994. Characterization of fast fading vector channels for multi-antenna communication

systems, Proc. IEEE Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, vol. 2, 853-857.

54. JENG, S., XU, G., LIN, H.-P. and VOGEL, W., 1998. Experimental Studies of Spatial Signature Variation at 900 MHz for Smart Antenna Systems, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 7, 953-962.
55. HAARDT, M., ET AL., 2000. The TD-CDMA based UTRA TDD mode, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18(8), 1375-1385.



EK A. HESAPLAMA KARMAŞIKLIĞI ANALİZİ

Karmaşık iki sayının çarpımından oluşan hesaplama karmaşıklığı analizi aşağıdaki şekilde gerçekleştirilir.

$$(a + ib)(c + id) = (ac + iad + icb - bd) = (ac - bd) + i(ad - cb)$$

Tablo A.1. Karmaşık iki sayının hesaplama karmaşıklığı.

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$(a + ib)(c + id)$	4	2

Elemanları karmaşık sayılardan (α ve β gibi) oluşan iki matrisin çarpımından oluşan hesaplama karmaşıklığı:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \cdots & \alpha_{1n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{m1} & \alpha_{m2} & \cdots & \alpha_{mn} \end{bmatrix}_{m \times n} \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \cdots & \beta_{1k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{n1} & \beta_{n2} & \cdots & \beta_{nk} \end{bmatrix}_{n \times k} = \begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & \cdots & \delta_{1k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{m1} & \delta_{m2} & \cdots & \delta_{mk} \end{bmatrix}_{m \times k}$$

$$\delta_{11} = \alpha_{11}\beta_{11} + \alpha_{12}\beta_{21} + \alpha_{13}\beta_{31} + \cdots + \alpha_{1n}\beta_{n1}$$

⋮

$$\delta_{mk} = \alpha_{m1}\beta_{1k} + \alpha_{m2}\beta_{2k} + \alpha_{m3}\beta_{3k} + \cdots + \alpha_{mn}\beta_{nk}$$

	$\alpha_{11}\beta_{11}$	$\alpha_{12}\beta_{21}$	$\alpha_{1n}\beta_{n1}$	
Çarpma sayısı	4	4	4	4n
Toplama sayısı	2	2	2	2n+1

$C = \alpha\beta = a + ib$ olmak üzere,

$$\alpha_{11}\beta_{11} + \alpha_{12}\beta_{21} + \alpha_{13}\beta_{31} + \dots + \alpha_{1n}\beta_{n1}$$

$$\Lambda = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n$$

$$\Lambda = (a_{11} + a_{12} + \dots + a_{1n}) + i(b_{11} + b_{12} + \dots + b_{1n})$$

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
Λ	-	$2(n-1)+1$

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
δ_{11}	$4n$	$4n$
δ_{12}	$4n$	$4n$
....
δ_{mk}	$4n$	$4n$

$m \times n$ ve $n \times k$ boyutlu karmaşık elemanlı iki matrisin çarpımından oluşan hesaplama karmaşıklığı Tablo A.2’de verildiği gibi ifade edilebilir.

Tablo A.2. Karmaşık elemanlı iki matrisin çarpımından oluşan hesaplama karmaşıklığı.

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$\begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & \dots & \delta_{1k} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \delta_{m1} & \delta_{m2} & \dots & \delta_{mk} \end{bmatrix}_{m \times k}$	$4nmk$	$4nmk$

Korelasyon matrisi hesaplama karmaşıklığı analizi:

Bölüm 4'de (4.23) eşitliğinde verilen \bar{X} , $(N_s + p) \times (p + 1)$ boyutlu karmaşık veri matrisi olmak üzere $\bar{R} = \bar{X}^H \bar{X}$ eşitliğini elde etmek için hesaplama karmaşıklığı analizi aşağıdaki şekildedir ($k = N_s / 2$).

$$\left[\bar{X}^H \right]_{(p+1) \times (k+p)} \left[\bar{X} \right]_{(k+p) \times (p+1)} = \left[\bar{R} \right]_{(p+1) \times (p+1)}$$

\bar{R} matrisini oluşturmak için Tablo A.2 dikkate alınır,

$$\begin{aligned} 4(p+1)(k+p)(p+1) &= 4(k+p)(p^2 + 2p + 1) = 4(kp^2 + 2kp + k + p^3 + 2p^2 + p) \\ &= 4p^3 + 4p^2(k+2) + 4p(2k+1) + k \end{aligned}$$

Tablo A.3. $\bar{X}^H \bar{X}$ çarpımından oluşan hesaplama karmaşıklığı.

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$\bar{X}^H \bar{X}$	$4p^3 + 4p^2(k+2) + 4p(2k+1) + k$	$4p^3 + 4p^2(k+2) + 4p(2k+1) + k$

M elemanlı bir anten dizisi için Tablo A.3 aşağıdaki şekilde yazılır.

$$4Mp^3 + 4Mp^2(k+2) + 4Mp(2k+1) + Mk$$

$$4Mp^3 + 4Mp^2 \left(\frac{N_s}{2} + 2 \right) + 4Mp \left(2 \frac{N_s}{2} + 1 \right) + M \frac{N_s}{2}$$

$$4Mp^3 + 2Mp^2(N_s + 4) + 4Mp(N_s + 1) + M \frac{N_s}{2}$$

Denklem A.1.

SVD hesaplama karmaşıklığı analizi:

Bölüm 4’de (4.48), (4.49) ve (4.50) eşitlikleri göz önüne alınarak, tekil değer ayrıştırma (SVD) algoritmasının hesaplama karmaşıklığı analizi gerçekleştirilir.

	$\bar{A}^H \bar{u}$	Çarpma/Toplama sayısı
j=1	$(n \times m)(m \times 1)$	4nm
j=2	$(n-1 \times m-1)(m-1 \times 1)$	4(n-1)(m-1)
.....
j=n	$(n-(n-1) \times m-(n-1))(m-(n-1) \times 1)$	4(n-(n-1))(m-(n-1))
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$2n^2m - \frac{2}{3}n^3 + 2mn + \frac{2}{3}n$

$$2n^2m - \frac{2}{3}n^3 + 2mn + \frac{2}{3}n$$

Denklem A.2.

	$-2/(\bar{u}^H \bar{u})$	Çarpma sayısı
j=1	$(1 \times 1)/(1 \times m)(m \times 1)$	4m+1
j=2	$(1 \times 1)/(1 \times m-1)(m-1 \times 1)$	4(m-1)+1
.....
j=n	$(1 \times 1)/(1 \times m-(n-1))(m-(n-1)-1 \times 1)$	4(m-(n-1))+1
Toplam çarpma sayısı:		$4nm - 2n^2 + 3n$

$$4nm - 2n^2 + 3n$$

Denklem A.3.

	$-2/(\bar{u}^H \bar{u})$	Toplama sayısı
j=1	$(1 \times 1)/(1 \times m)(m \times 1)$	4m
j=2	$(1 \times 1)/(1 \times m-1)(m-1 \times 1)$	4(m-1)
.....
j=n	$(1 \times 1)/(1 \times m-(n-1))(m-(n-1)-1 \times 1)$	4(m-(n-1))
Toplam toplama sayısı:		$4nm - 2n^2 + 2n$

$$4nm - 2n^2 + 2n$$

Denklem A.4.

	$\bar{u} \bar{\gamma}^H$	Çarpma/Toplama sayısı
j=1	$(m \times 1)(1 \times n)$	4nm
j=2	$(m-1 \times 1)(1 \times n-1)$	$4(m-1)(n-1)$
.....
j=n	$(m-(n-1) \times 1)(1 \times n-(n-1))$	$4(m-(n-1))(n-(n-1))$
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$2n^2m - \frac{2}{3}n^3 + 2mn + \frac{2}{3}n$

$$2n^2m - \frac{2}{3}n^3 + 2mn + \frac{2}{3}n$$

Denklem A.5.

	beta * $\bar{u} \bar{\gamma}^H$	Çarpma sayısı
j=1	$(1 \times 1)(m \times n)$	2nm
j=2	$(1 \times 1)(m-1 \times n-1)$	$2(m-1)(n-1)$
.....
j=n	$(1 \times 1)(m-(n-1) \times n-(n-1))$	$2(m-(n-1))(n-(n-1))$
Toplam çarpma sayısı:		$n^2m - \frac{1}{3}n^3 + mn + \frac{1}{3}n$

$$n^2m - \frac{1}{3}n^3 + mn + \frac{1}{3}n$$

Denklem A.6.

	$\bar{A} + \text{beta} * \bar{u} \bar{\gamma}^H$	Toplama sayısı
j=1	$(m \times n) + (m \times n)$	2nm + 1
j=2	$(m-1 \times n-1) + (m-1 \times n-1)$	$2(m-1)(n-1) + 1$
.....
j=n	$(m-(n-1) \times n-(n-1))$ $+ (m-(n-1) \times n-(n-1))$	$2(m-(n-1))(n-(n-1)) + 1$
Toplam toplama sayısı:		$n^2m - \frac{1}{3}n^3 + mn + \frac{4}{3}n$

$$n^2m - \frac{1}{3}n^3 + mn + \frac{4}{3}n$$

Denklem A.7.

	$\bar{A}\bar{v}$	Çarpma/Toplama sayısı
$j=1$	$(m \times n - 1)(n - 1 \times 1)$	$4m(n - 1)$
$j=2$	$(m - 1 \times n - 2)(n - 2 \times 1)$	$4(m - 1)(n - 2)$
.....
$j=n-2$	$(m - (n - 3) \times n - (n - 2))(n - (n - 2) \times 1)$	$4(m - (n - 3))(n - (n - 2))$
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$2n^2m - \frac{2}{3}n^3 - 2mn + 2n^2 + \frac{8}{3}n - 4m - 8$

$$2n^2m - \frac{2}{3}n^3 - 2mn + 2n^2 + \frac{8}{3}n - 4m - 8$$

Denklem A.8.

	$-2/(\bar{v}^H\bar{v})$	Çarpma sayısı
$j=1$	$(1 \times 1)/(1 \times n - 1)(n - 1 \times 1)$	$4(n - 1) + 1$
$j=2$	$(1 \times 1)/(1 \times n - 2)(n - 2 \times 1)$	$4(n - 2) + 1$
.....
$j=n-2$	$(1 \times 1)/(1 \times n - 1)(n - 1 \times 1)$	$4(n - (n - 2)) + 1$
Toplam çarpma sayısı:		$2n^2 - n - 6$

$$2n^2 - n - 6$$

Denklem A.9.

	$-2/(\bar{v}^H\bar{v})$	Toplama sayısı
$j=1$	$(1 \times 1)/(1 \times n - 1)(n - 1 \times 1)$	$4(n - 1)$
$j=2$	$(1 \times 1)/(1 \times n - 2)(n - 2 \times 1)$	$4(n - 2)$
.....
$j=n-2$	$(1 \times 1)/(1 \times n - 1)(n - 1 \times 1)$	$4(n - (n - 2))$
Toplam toplama sayısı:		$2n^2 - 2n - 4$

$$2n^2 - 2n - 4$$

Denklem A.10.

	$\bar{y} \bar{v}^H$	Çarpma/Toplama sayısı
j=1	$(m \times 1)(1 \times (n-1))$	$4m(n-1)$
j=2	$(m-1 \times 1)(1 \times n-1)$	$4(m-1)(n-2)$
.....
j=n-2	$(m-(n-3) \times 1)(1 \times n-(n-2))$	$4(m-(n-3))(n-(n-2))$
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$2n^2m - \frac{2}{3}n^3 - 2mn + 2n^2 + \frac{8}{3}n - 4m - 8$

$$2n^2m - \frac{2}{3}n^3 - 2mn + 2n^2 + \frac{8}{3}n - 4m - 8$$

Denklem A.11.

	beta * $\bar{y} \bar{v}$	Çarpma sayısı
j=1	$(1 \times 1)(m \times n-1)$	$2m(n-1)$
j=2	$(1 \times 1)(m-1 \times n-2)$	$2(m-1)(n-2)$
.....
j=n-2	$(1 \times 1)(m-(n-3) \times n-(n-2))$	$2(m-(n-3))(n-(n-2))$
Toplam çarpma sayısı:		$n^2m - \frac{1}{3}n^3 - mn + n^2 + \frac{4}{3}n - 2m - 4$

$$n^2m - \frac{1}{3}n^3 - mn + n^2 + \frac{4}{3}n - 2m - 4$$

Denklem A.12.

	$\bar{A} + \text{beta} * \bar{y} \bar{v}$	Toplama sayısı
j=1	$(m \times n-1) + (m \times n-1)$	$2m(n-1) + 1$
j=2	$(m-1 \times n-2) + (m-1 \times n-2)$	$2(m-1)(n-2) + 1$
.....
j=n-2	$(m-(n-3) \times n-(n-2)) + (m-(n-3) \times n-(n-2))$	$2(m-(n-3))(n-(n-2)) + 1$
Toplam toplama sayısı:		$n^2m - \frac{1}{3}n^3 - mn + n^2 + \frac{7}{3}n - 2m - 6$

$$n^2m - \frac{1}{3}n^3 - mn + n^2 + \frac{7}{3}n - 2m - 6$$

Denklem A.13.

	$\bar{Q}^H \bar{u}$	Çarpma/Toplama sayısı
$j = n$	$(m \times m)(m \times 1)$	$4m$
.....
$j = 1$	$(m \times m)(m \times 1)$	$4m$
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$4nm^2$

$4nm^2$

Denklem A.14.

	$-2/(\bar{u}^H \bar{u})$	Çarpma sayısı
$j = n$	$(1 \times m)(m \times 1)$	$4m + 1$
.....
$j = 1$	$(1 \times m)(m \times 1)$	$4m + 1$
Toplam çarpma sayısı:		$4nm + n$

$4nm + n$

Denklem A.15.

	$-2/(\bar{u}^H \bar{u})$	Toplama sayısı
$j = n$	$(1 \times m)(m \times 1)$	$4m$
.....
$j = 1$	$(1 \times m)(m \times 1)$	$4m$
Toplam çarpma sayısı:		$4nm$

$4nm$

Denklem A.16

	$\bar{u} \bar{\gamma}^H$	Çarpma/Toplama sayısı
$j = n$	$(m \times 1)(1 \times m)$	$4m$
.....
$j = 1$	$(m \times 1)(1 \times m)$	$4m$
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$4nm^2$

$4nm^2$

Denklem A.17

	$\beta \bar{u} \bar{\gamma}^H$	Çarpma sayısı
$j = n$	$(1 \times 1)(m \times m)$	$2mm$
.....
$j = 1$	$(1 \times 1)(m \times m)$	$2mm$
Toplam çarpma sayısı:		$2nm^2$

$$2nm^2$$

Denklem A.18

	$\bar{Q} + \beta \bar{u} \bar{\gamma}^H$	Toplama sayısı
$j = n$	$(m \times m) + (m \times m)$	$2mm + 1$
.....
$j = 1$	$(m \times m) + (m \times m)$	$2mm + 1$
Toplam toplama sayısı:		$2nm^2 + n$

$$2nm^2 + n$$

Denklem A.19

	$\bar{Q}^H \bar{v}$	Çarpma/Toplama sayısı
$j = n$	$(n \times n)(n \times 1)$	$4nn$
.....
$j = 1$	$(n \times n)(n \times 1)$	$4nn$
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$4n^3$

$$4n^3$$

Denklem A.20

	$-2/(\bar{v}^H \bar{v})$	Çarpma sayısı
$j = n$	$(1 \times n)(n \times 1)$	$4n + 1$
.....
$j = 1$	$(1 \times n)(n \times 1)$	$4n + 1$
Toplam çarpma sayısı:		$4n^2 + n$

$$4n^2 + n$$

Denklem A.21

	$-2/(\bar{v}^H \bar{v})$	Toplama sayısı
$j = n$	$(1 \times n)(n \times 1)$	$4n$
.....
$j = 1$	$(1 \times n)(n \times 1)$	$4n$
Toplam toplama sayısı:		$4n^2$

$4n^2$

Denklem A.22

	$\bar{v} \bar{\gamma}^H$	Çarpma/Toplama sayısı
$j = n$	$(n \times 1)(1 \times n)$	$4nn$
.....
$j = 1$	$(n \times 1)(1 \times n)$	$4nn$
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$4n^3$

$4n^3$

Denklem A.23

	$\text{beta} * \bar{v} \bar{\gamma}^H$	Çarpma sayısı
$j = n$	$(1 \times 1)(n \times n)$	$2nn$
$j = n - 1$	$(1 \times 1)(n \times n)$	$2nn$
.....
$j = 1$	$(1 \times 1)(n \times n)$	$2nn$
Toplam çarpma sayısı:		$2n^3$

$2n^3$

Denklem A.24

	$\bar{Q} + \text{beta} * \bar{v} \bar{\gamma}^H$	Toplama sayısı
$j = n$	$(n \times n) + (n \times n)$	$2nn + 1$
.....
$j = 1$	$(n \times n) + (n \times n)$	$2nn + 1$
Toplam toplama sayısı:		$2n^3 + n$

$2n^3 + n$

Denklem A.25

SVD algoritması hesaplanırken oluşan hesaplama karmaşıklığı (çarpma sayısı = toplama sayısı) A.1, A.2, A.3, A.5, A.6, A.8, A.9, A.11, A.12, A.14, A.15, A.17, A.18, A.20, A.21, A.23 ve A.24 eşitliklerinin tümünün toplanmasıyla aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$10n^2m + 10nm^2 + \frac{20}{3}n^3 + 8nm + 9n^2 + \frac{37}{3}n - 10m - 42 \quad \text{Denklem A.26}$$

p tahmin filtresi derecesi/ağ gecikmesi ve M anten dizisi elemanı sayısı olmak üzere $m = p + 1$, $n = p$ ve tüm anten elemanları (M) için A.26 eşitliği tekrar yazılırsa,

$$27p^3 + 47p^2 + 21p - 52 \quad \text{Denklem A.27}$$

$$27Mp^3 + 47Mp^2 + 21Mp - 52M \quad \text{Denklem A.28}$$

N_s örnekleme sayısı olmak üzere A.1 ve A.28 denklemlerinin toplamından SVD için toplam hesaplama karmaşıklığı elde edilir.

$$31Mp^3 + (2N_s + 55)Mp^2 + (4N_s + 25)Mp + M\left(\frac{N_s}{2} - 52\right) \quad \text{Denklem A.29}$$

Levinson-Durbin hesaplama karmaşıklığı analizi:

Levinson-Durbin algoritmasının hesaplama karmaşıklığında ilk olarak $m = 1, 2, \dots, p$ (p filtrenin en son derecesi) olmak üzere Bölüm 4'de (4.29) eşitliğindeki çapraz ilinti vektörünü (\bar{r}) elde etmek için aşağıdaki matris çarpımı gerçekleştirilir.

$$k = \frac{N_s}{2}, \quad \bar{r} = \begin{bmatrix} u(0) \\ u(1) \\ \vdots \\ u(k-1) \end{bmatrix}_{(1 \times k)} \begin{bmatrix} u(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ u(1) & u(0) & 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & u(0) & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ u(k-1) & u(k-2) & u(k-3) & \cdots & u(k-p-1) \end{bmatrix}_{(k \times (p+1))}$$

Tablo A.2 dikkate alınarak, \bar{r} çarpaz korelasyon vektörünün hesaplama karmaşıklığı aşağıdaki şekilde hesaplanır.

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
\bar{r}	$p(2N_s) + 2N_s$	$p(2N_s) + 2N_s$

$$p(2N_s) + 2N_s$$

Denklem A.30

$\Delta_{m-1} = \sum_{\ell=0}^{m-1} r(\ell - m)a_{m-1,\ell}$ parametresi için hesaplama karmaşıklığı;

	Δ_{m-1}	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$\ell = 0$	$(1 \times 1)(1 \times 1)$	4	4+1
.....
$\ell = m - 1$	$(1 \times 1)(1 \times 1)$	4	4+1
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$4[1 + 2 + \dots + p]$ $= 2p^2 + 2p$	$4[1 + 2 + \dots + p] + 1p$ $= 2p^2 + 3p$

$$2p^2 + 2p$$

Denklem A.31

$\kappa_m = -\frac{\Delta_{m-1}}{S_{m-1}}$ parametresinin hesaplama karmaşıklığı,

	κ_m	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$m = 1$	$(1 \times 1)/(1 \times 1)$	10^*	4^*
.....
$m = p$	$(1 \times 1)/(1 \times 1)$	10	4
Toplam çarpma/toplama sayısı:		10p	4p

$$10p$$

Denklem A.32

$$* \frac{(a+ib)}{(c+id)} = \frac{(a+ib)(c-id)}{(c+id)(c-id)} = \frac{(ac+bd)+i(cb-ad)}{(cc+cd)+i(cd-cd)} = \frac{(e+if)}{g} = \left(\frac{e}{g} + i \frac{f}{g} \right)$$

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$\frac{(ac+bd)+i(cb-ad)}{(cc+cd)+i(cd-cd)}$	8	4
$\frac{e}{g} + i \frac{f}{g}$	2	-
Toplam:	10	4

$S_m = S_{m-1} \left(1 - |\kappa_m|^2 \right)$ hata gücü parametresinin hesaplama karmaşıklığı,

	S_m	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$m=1$	$(1 \times 1) - [(1 \times 1)(1 \times 1)(1 \times 1)]$	8^+	6^+
.....
$m=p$	$(1 \times 1) - [(1 \times 1)(1 \times 1)(1 \times 1)]$	8	6
Toplam çarpma/toplama sayısı:		8p	6p

8p

Denklemler A.33

$$\begin{aligned}
 + (a+ib) - [(c+id)(c+id)(a+ib)] &= (a+ib) - [(cc-dd)+i(cd+cd)](a+ib) \\
 &= (a+ib) - [(e+if)(a+ib)] = (a+ib) - (g+ih) \\
 &= ((a-g)+i(b-h))
 \end{aligned}$$

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$(c+id)(c+id)$	4	2
$(g+ih)(a+ib)$	4	2
$(a+ib) - (g+ih)$	-	2
Toplam:	8	6

$a_{m,\ell} = a_{m-1,\ell} + \kappa_m a_{m-1,m-1}^*$, $\ell = 0, 1, \dots, m$, Bölüm 4 (4.27) eşitliği, filtre derecesi güncellemesi hesaplama karmaşıklığı;

	$a_{m,\ell}$	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$\ell = 0$	$(1 \times 1) + [(1 \times 1)(1 \times 1)]$	4.1	4.1 + 1
.....
$\ell = m$	$(1 \times 1) + [(1 \times 1)(1 \times 1)]$	4.p	4.p + 1
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$4[1+2+\dots+p]$ $= 2p^2 + 2p$	$4[1+2+\dots+p] + 1p$ $= 2p^2 + 3p$

$$2p^2 + 2p$$

Denklem A.34

A.30, A.31, A.32, A.33 ve A.34 denklemlerinin tümü toplanarak Levinson-Durbin algoritması için hesaplama karmaşıklığı elde edilir (çarpma sayısı \approx toplama sayısı),

$$4p^2 + p(2N_s + 22) + 2N_s$$

Denklem A.35

Tüm anten elemanları (M) için Levinson-Durbin algoritmasının toplam hesaplama karmaşıklığı aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$4Mp^2 + Mp(2N_s + 22) + 2MN_s$$

Denklem A.36

Adaline ağı hesaplama karmaşıklığı analizi:

Elemanları skalar sayılardan (ϕ ve φ) oluşan iki matrisin çarpımından oluşan hesaplama karmaşıklığı aşağıdaki şekilde bulunur.

$$\begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} & \dots & \phi_{1n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_{m1} & \phi_{m2} & \dots & \phi_{mn} \end{bmatrix}_{m \times n} \begin{bmatrix} \varphi_{11} \\ \vdots \\ \vdots \\ \varphi_n \end{bmatrix}_{n \times 1} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \dots & \lambda_{1k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{m1} & \lambda_{m2} & \dots & \lambda_{mk} \end{bmatrix}_{m \times k}$$

$$\lambda_{11} = \phi_{11}\varphi_{11} + \phi_{12}\varphi_{21} + \phi_{13}\varphi_{31} + \dots + \phi_{1n}\varphi_{n1}$$

⋮

$$\lambda_{mk} = \phi_{m1}\varphi_{1k} + \phi_{m2}\varphi_{2k} + \phi_{m3}\varphi_{3k} + \dots + \phi_{mn}\varphi_{nk}$$

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
λ_{11}	n	n
.....
λ_{32}	n	n
.....
λ_{mk}	n	n
Toplam:	nmk	nmk

Tablo A.4. Skalar elemanlı iki matrisin çarpımından oluşan hesaplama karmaşıklığı.

	Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$\begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \dots & \lambda_{1k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{m1} & \lambda_{m2} & \dots & \lambda_{mk} \end{bmatrix}_{m \times k}$	nmk	nmk

$$\bar{\Omega}(t+1) = \bar{\Omega}(t) + 2\eta \bar{E} \bar{\Phi}^T, \quad \bar{\Omega}_{2M \times p}, \quad \bar{E}_{2M \times 2M}, \quad \bar{\Phi}_{p \times 2M} \text{ olmak üzere,}$$

		Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$\bar{E} \bar{\Phi}^T$	$(2M \times 2M)(2M \times p)$	$2M \cdot 2M \cdot p$	$2M \cdot 2M \cdot p$
$\mu(\bar{E} \bar{\Phi}^T)$	$(1 \times 1)(2M \times p)$	$2Mp$	-
$2(\mu \bar{E} \bar{\Phi}^T)$	$(1 \times 1)(2M \times p)$	$2Mp$	-
$\bar{\Omega}(t) + 2\mu \bar{E} \bar{\Phi}^T$	$(2M \times p)(2M \times p)$	-	$2Mp + 1$
Toplam çarpma/toplama sayısı:		$4M^2p + 4Mp$	$4M^2p + 2Mp + 1$

$$4M^2p + 4Mp$$

Denklem A.37

$$\bar{\beta}(t+1) = \bar{\beta}(t) + 2\mu\bar{E}(t), \quad \bar{\beta}_{2M \times 1}, \quad \bar{E}(t)_{2M \times 1}$$

$$\bar{E} = \begin{bmatrix} E_1(t) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & E_2(t) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & E_{2M}(t) \end{bmatrix}, \quad \bar{E}(t) = [E_1(t) \ E_2(t) \ \dots \ E_{2M}(t)]^T$$

		Çarpma sayısı	Toplama sayısı
$\mu\bar{E}(t)$	$(1 \times 1)(2M \times 1)$	2M	-
$2(\mu\bar{E}(t))$	$(1 \times 1)(2M \times 1)$	2M	-
$\bar{\beta}(t) + 2\mu\bar{E}(t)$	$(2M \times 1)(2M \times 1)$	-	2M + 1
Toplam çarpma/toplama sayısı:		4M	2M + 1

$$4M$$

Denklem A.38

A.37 ve A.38 denklemleri toplanarak Adaline ağı için hesaplama karmaşıklığı elde edilir.

$$4M^2p + 4Mp + 4M$$

Denklem A.39

Optimum ağırlık vektörlerine $N_s/2$ iterasyon sonunda ulaşılır. Bu nedenle A.39 denklemini $N_s/2$ ile çarpılarak toplam hesaplama karmaşıklığına ulaşılır.

$$2N_sM^2p + 2N_sMp + 2N_sM$$

Denklem A.40

KİŞİSEL YAYINLAR ve ESERLER

A. Uluslararası / Ulusal hakemli dergilerde yayınlanan makaleler:

1. Halil YİĞİT, Adnan KAVAK, and H. Metin ERTUNC, "Autoregressive and Neural Network Model Based Predictions for Downlink Beamforming," Lecture Notes in Computer Science LNCS, vol. 3174, pp. 254–261, August 2004.
2. Mustafa KARAKOÇ, Halil YİĞİT, Kerem KÜÇÜK, Adnan KAVAK, "Overview of smart antenna methodologies for mobile communications," Journal of Naval Science and Engineering, vol.2, no.1, pp. 51–66, 2004.
3. Halil YİĞİT, Adnan KAVAK, "Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin Uyarlamalı Doğrusal Tahmin Tabanlı Aşağı Bağlantı Hüzme Şekillendirme," Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, 2005. (Temmuz 2005 sayısında yayımlanmak üzere kabul edildi)
4. Halil YİĞİT, Adnan KAVAK, and H. Metin ERTUNC, "Using Adaline Neural Network for Performance Improvement of Smart Antennas in TDD Wireless Communications," IEEE Transaction on Neural Network. (Kasım 2005 sayısında yayımlanmak üzere kabul edildi)

B. Uluslararası / Ulusal bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında basılan bildiriler:

1. Mustafa KARAKOÇ, Adnan KAVAK, Halil YİĞİT, "Simulation and Performance Comparison of Smart Antenna Algorithms for 3G Wireless Communications," 9th International Conference on Information Systems Analysis and Synthesis, July 31 to Aug 2, 2003, Orlando U.S.A.
2. Halil YİĞİT, Adnan KAVAK, and H. Metin ERTUNC, "Using Autoregressive and Adaline Neural Network Modeling to Improve Downlink Performance of Smart Antennas," IEEE International Conference on Mechatronics ICM'04, s. 165-170, İstanbul, TURKEY, 3–5 Haziran 2004.

3. Halil YIGIT, Adnan KAVAK, and H. Metin ERTUNC, "Adaptive beam controlling for smart antennas using autoregressive and adaline neural network modeling," IEEE 12th Mediterranean Conference on Control and Automation MED'04, Kuşadası, TURKEY, 6–9 Haziran 2004.
4. Halil YIGIT, Adnan KAVAK, and H. Metin ERTUNC, "Autoregressive and Adaline Network Modeling for Wireless Communications," International Conference on Signals and Electronic Systems ICSES'2004, s.127–130, 13–15 Eylül 2004, Ponzan, Polonya.
5. Halil YİĞİT, Adnan KAVAK, "Zaman Bölüşümlü Çift Yönlü (TDD) Akıllı Anten Sistemleri İçin AR Modellemeye Dayalı Doğrusal Tahmin İle Performans İyileştirmesi," 12. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, SİU 2004, s. 200-203, Kuşadası, TÜRKİYE, 28–30 Nisan 2004.
6. Halil YIGIT, Adnan KAVAK, "Zaman Bölüşümlü Çift Yönlü Akıllı Anten Sistemleri İçin Uyarlamalı Doğrusal Tahmin Tabanlı Hüzme Şekillendirme," II. URSI-Türkiye'2004 Bilimsel Kongresi, s.84–86, 8–10 Eylül 2004 Bilkent Üniversitesi, Ankara.

ÖZGEÇMİŞ

Halil YİĞİT 15.08.1977 yılında Hayriye YİĞİT ve Hidayet YİĞİT'in erkek çocukları olarak Gölcük/Kocaeli'nde doğdu. 1996 yılında lise öğrenimini Kocaeli Teknik Lisesi Elektronik Bölümünde tamamladıktan sonra 1997 yılında Kocaeli Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü, Elektronik Öğretmenliği programına girdi ve 2002 yılında bu programdan başarıyla mezun oldu. 5 aylık bir süreyle Karşıyaka Misakı Milli İlköğretim Okulunda İngilizce öğretmeni olarak görev aldı. 2003 yılı Ocak ayında halen çalışmakta olduğu Kocaeli Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümünde araştırma görevlisi olarak göreve başladı.