



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



DOKTORA TEZİ

**UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİ İÇİN
FİZİKSEL KATMAN TASARIMI**

Yusuf ACAR

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

Danışman

Doç. Dr. Hakan DOĞAN

Haziran, 2015

İSTANBUL

Bu çalışma 03/06/2015 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliğı Anabilim Dalı Elektrik Elektronik Mühendisliğı programında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi:



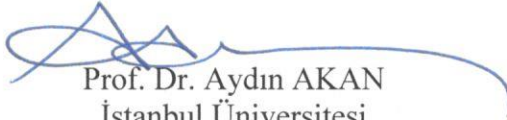
Doç. Dr. Hakan DOĞAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik Elektronik Fakültesi



Doç. Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. Aydın AKAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI
Kadir Has Üniversitesi
Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi

Bu alışma İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yürütücü Sekreterliğinin 44182 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Yüksek lisans eğitimimden buyana birlikte çalışma fırsatı bulduğum, bu süreçte benden desteğini hiçbir zaman eksik etmeyen ve beni her daim araştırmaya teşvik eden çok değerli danışman hocam Doç. Dr. Hakan DOĞAN'a sonsuz teşekkür ederim. Lisans, Yüksek Lisans ve Doktora eğitimim boyunca, çok şey öğrendiğim İstanbul Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliğinin değerli Hocalarına teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca bu süre boyunca daima yardımcı olan ve manevi desteklerini hiç esirgemeyen anneme, babama ve kardeşlerime şükranlarımı sunarım.

Haziran, 2015

Yusuf ACAR

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
TABLO LİSTESİ	vi
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ	vii
ÖZET.....	xi
SUMMARY	xiv
1. GİRİŞ.....	1
1.1. YENİ NESİL VE GELECEK NESİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ.....	1
1.2. TEZİN AMACI	3
2. GENEL KISIMLAR	5
2.1. ÇOK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI (MIMO) SİSTEMLER.....	5
2.2. UZAY ZAMAN BLOK KOD (STBC) YAPISI	6
2.3. UZAYSAL MODÜLASYON (SM).....	8
2.3.1. Verici Anten Numarası Kestirimi	13
2.3.2. Optimum Olmayan Alıcı: Yinelemeli Enbüyük Oran Birleştirici (i-MRC) ..	14
2.3.3. Optimum Alıcı: Enbüyük Olabilirlikli (ML) Alıcı	15
2.4. KANAL YAPILARI.....	15
2.4.1. Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) Kanal.....	16
2.4.2. Rayleigh Sönümlemeli Kanal	17
2.4.3. Rician Sönümlemeli Kanal	17
2.4.4. Doppler Etkisi	18
2.5. ZAMANLA DEĞİŞEN KANALLARDA KANAL KESTİRİMİ	19
2.6. KANAL KESTİRİMİNDE CRAMER-RAO ALT SINIRI (CRLB).....	21
3. MALZEME VE YÖNTEM	23
3.1. UZAYSAL MODÜLASYON (SM).....	23
3.1.1. Uzaysal Modülasyon Sistemleri için Optimum Sezim	26
3.2. UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KESTİRİMİ.....	27

3.2.1. Enküçük Kareler-Kanal Kestirim (RLS-CE) Algoritması.....	28
3.2.2. Yinelemeli Alıcı.....	30
3.2.3. Eğri Uydurma.....	32
3.2.4. Önerilen Kanal Kestirim Algoritmasının Cramer-Rao Alt Sınırı (CRLB)	33
3.2.5. Uzaysal Modülasyon Sistemleri için Önerilen Kanal Kestirim Yönteminin İşlemsel Karmaşıklık Analizi	36
3.3. UZAY ZAMAN BLOK KODLU-UZAYSAL MODÜLASYON (STBC-SM) ...	38
3.3.1. STBC-SM Sistemi için Kod Çözücü	42
3.3.2. STBC-SM Sistemi için Kanal Kestirimi	43
3.3.2.1. Ara Değerleme Teknikleri	46
3.3.2.2. Parçalı Doğrusal Ara Değerleme (Piecewise Linear Interpolation).....	47
3.3.2.3. Parçalı Kübik Hermite Ara Değerleme (Piecewise Cubic Hermitian Interpolation).....	47
3.3.2.4. Şekil-Korumalı Parçalı Kübik Ara Değerleme (PCHIP Interpolation) .	48
3.3.2.5. Esnek Şerit Ara Değerleme (Cubic SPLINE Interpolation).....	49
3.3.2.6. Alçak Geçiren Ara Değerleme (Low Pass Interpolation)	50
3.3.2.7. En Yakın Komşu Ara değerleme (Nearest Neighbor Interpolation)	50
3.3.3. STBC-SM Sistemi için Önerilen Kanal Kestirim Yöntemlerinin İşlemsel Karmaşıklık Analizi	51
3.3.4. Kestirim Hataları Altında STBC-SM Sistemleri için Ortalama Bit Hata Olasılığı (ABEP)	53
4. BULGULAR	58
4.1. UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİ İÇİN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ	58
4.1.1. 2×4 SM Sisteminin Uygulanması Durumu.....	58
4.1.2. 4×4 SM Sisteminin Uygulanması Durumu.....	60
4.1.3. Ortalama Karesel Hata (MSE) Başarımı.....	65
4.2. UZAY ZAMAN BLOK KODLU UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİ İÇİN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ	68
4.2.1. 4×4 STBC-SM Sisteminde Farklı Modülasyon Tipleri için BER Başarımı..	68
4.2.3. 4×4 STBC-SM Sisteminin Ortalama Bit Hata Olasılığının (ABEP) Başarımı	73
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	76
KAYNAKLAR	78
ÖZGEÇMİŞ.....	84

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1: N_t verici N_r alıcı MIMO yapısı.....	5
Şekil 2.2: Alıcı ve verici çeşitlemesi	6
Şekil 2.3: 2×2 Alamouti yapısı.....	7
Şekil 2.4: Üç boyutlu uzaysal modülasyon sistemleri için sinyal kümesi.....	9
Şekil 2.5: Dört vericili ve QPSK modülasyonlu uzaysal modülasyon sistemi için sinyal kümeleri.....	9
Şekil 2.6: Uzaysal modülasyon için verici yapısı.....	10
Şekil 2.7: Uzaysal modülasyon için haberleşme kanalı.....	11
Şekil 2.8: N_t verici N_r alıcı uzaysal modülasyon yapısı.....	11
Şekil 2.9: Dört verici dört alıcı antenli ve BPSK modülasyonlu SM eşleme tablosu.....	13
Şekil 2.10: İki verici dört alıcı antenli ve 4-QAM modülasyonlu SM eşleme tablosu.....	13
Şekil 2.11: Sinyal yayılımının etkileri.....	16
Şekil 2.12: Küçük ve büyük ölçekli sönümlleme.....	16
Şekil 2.13: Doppler kayması.....	18
Şekil 2.14: Pilot sembollerinin yerleşim düzenleri.....	20
Şekil 2.15: Yinelemeli alıcının basit şematik gösterimi.....	21
Şekil 2.16: Farklı kestirimcilerin CRLB varlığında karşılaştırılması.....	22
Şekil 3.1: Pilot ve data sürelerine dayalı kanal kestirimi.....	28
Şekil 3.2: Önerilen yinelemeli alıcı yapısı.....	31
Şekil 3.3: STBC-SM vericisinin blok diyagramı.....	39
Şekil 3.4: STBC-SM ML alıcı yapısının blok diyagramı.....	43
Şekil 3.5: STBC-SM için çerçeve yapısı.....	45
Şekil 4.1: Önerilen yinelemeli kanal kestirimi ile RLS tabanlı kanal kestiriminin $V=150$ km/saat ve $R=7$ için BER başarımları.....	59

Şekil 4.2: Artan Rician faktörlerinin $V=150$ km/saat ve $SNR=16$ dB’deki BER başarımları.....	60
Şekil 4.3: Önerilen kanal kestiriminin farklı anten seçeneklerinde, $V=30$ km/saat ve $R=0$ için BER başarımları.....	61
Şekil 4.4: 4×4 SM sisteminin Rayleigh sönümlmeli kanallarda $V=150$ km/saat ve $R=0$ için BER başarımları.....	62
Şekil 4.5: 4×4 SM sisteminin Rayleigh sönümlmeli kanallarda farklı yenileme sayıları için $V=150$ km/saat ve $R=7$ ’de BER başarımları.	63
Şekil 4.6: 4×4 SM sisteminin yüksek dereceli modülasyonlar için $V=150$ km/saat ve $R=0$ ’da BER başarımları.....	64
Şekil 4.7: 4×4 SM sisteminin farklı mobil hızlarda $R=7$ ve $SNR=20$ dB için BER başarımları..	65
Şekil 4.8: 4×4 SM sisteminde $R=0$ için kanal kestirimcilerinin durağan kanaldaki MSE başarımları.	66
Şekil 4.9: 4×4 SM sisteminde $R=0$ için kanal kestirimcilerinin zamanla değişen kanaldaki MSE başarımları.	67
Şekil 4.10: BPSK-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirimlerinin BER başarımları.	69
Şekil 4.11: QPSK-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirimlerinin BER başarımları.	70
Şekil 4.12: 16-QAM-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirimlerinin BER başarımları. ...	71
Şekil 4.13: 64-QAM-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirimlerinin BER başarımları. ...	71
Şekil 4.14: QPSK-STBC-SM sisteminde kanal kestirim hatasının olması ve olmaması durumunda BER başarımları.	73
Şekil 4.15: QPSK-STBC-SM sisteminde alçak geçiren ara değerlemeden elde edilen MSE değerlerinden hareketle kuramsal sonuçlar için bulunan BER başarımları.	74
Şekil 4.16: 16-QAM-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirim yöntemlerinin $SNR=20$ dB’de farklı mobil hızlar için BER başarımları.	75

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 1.1: (1-5). Nesil haberleşme teknolojilerin karşılaştırmalı tablosu.	1
Tablo 1.2: MIMO teknolojilerinin kullanıldığı standartlar.	2
Tablo 2.1: Uzay zaman blok kod yapısı.....	7
Tablo 3.1: SM için önerilen kanal kestiriminin işlemsel karmaşıklık analizi.	37
Tablo 3.2: Dört verici anten ve farklı modülasyon tipleri için STBC-SM parametreleri.....	40
Tablo 3.3: STBC-SM sisteminde dört verici anten ve QPSK modülasyonu kullanılması durumunda örnek eşleştirme tablosu ($\theta_1 = 0$, $\theta_2 = 0.61$).	41

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler	Açıklama
C	: STBC-SM sisteminde verici anten çifti indisi
$CN(0,1)$	: karmaşık değerli sıfır ortalamalı ve değişintisi bir olan dağılım
c_i	: aktif verici anten çifti numarası
C_{h_r}	: kanalın ortak değişinti matrisi
d_p	: n_p noktasındaki eğimi
E_s	: sembol enerjisi
$\mathbb{E}$	: beklenen değer
$e(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$	: ilişkin $(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ çiftinde elde edilen hatalı bit sayısı
f_d	: Doppler kayması
f_p	: alçak geçiren filtre örnekleme frekansı
G	: rastgele Gauss dağılımlı değişken
H	: tüm kanal matrisi
$\tilde{H}$	: Zamanla değişen tüm kanal matrisi
h_j	: j . verici anten ile tüm alıcı antenler arasındaki kanal vektörü
$h_{j,i}$	: j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanalın genliği
$\hat{h}_{r,j}^{RLS}(n)$	: RLS tabanlı kestirilen j . verici ve r . alıcı antenler arasındaki kanal
$h'_{r,j}(n_p)$	: j . verici ve r . alıcı anten arasındaki kanalın n_p noktasındaki türevi
$h''_{r,j}(n_p)$	: j . verici ve r . alıcı anten arasındaki kanalın n_p noktasındaki ikinci türevi
I_P	: $P \times P$ boyutlu birim matris
$I_0(.)$	: sıfırıncı dereceden birinci tip modifiye Bessel fonksiyonu
$\mathbf{J}_{\theta_r}$	: θ_r 'nın Fisher bilgi matrisi
K	: eğri uydurmak için gerekli olan toplam örnek
k	: SM sisteminde sembol başına düşen bit sayısı
L	: polinom derecesi
MSE_{est}	: Bayesian MSE
MSE_{trun}	: kesme MSE

m	: M -QAM / M -PSK sinyalleri için sembol başına düşen toplam bit sayısı
$m_{i,\ell}$	: i . sembole ilişkin minimum ML metriği
m_x	: rastgele değişken x 'in ortalaması
N_p	: toplam pilot sembol sayısı
N_r	: alıcı anten sayısı
N_t	: verici anten sayısı
n_p	: pilot zamanları
n_x	: STBC-SM sisteminde gerçekleştirilecek olası iletim matrisleri sayısı
$P(n)$	: RLS için özilinti matrisinin tersi
p_i	: pilot sembolleri
$Q(.)$	: yıldız diyagramı niceleme işlevi
R	: Rician faktörü
T	: Vandermonde gözlem matrisi
T_c	: kanalın uyumluluk zamanı
T_s	: sembol zamanı
V	: mobil kullanıcının hızı
v	: STBC-SM sisteminde iletim matrisi başına düşen toplam bit sayısı
$\alpha_{j,i}$	: j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanalın genliği
$\theta_{j,i}$	: j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanalın fazı
θ_c	: dönme acısı
ℓ	: verici antenlere eşleştirilen anten indisi
$\mu_{h_{i,j}}$	: rastgele değişken $h_{i,j}$ 'in ortalaması
σ_x^2	: rastgele değişken x 'in değişintisi
Ω	: Rician kanallarda alınan tüm bileşenlerinin gücünün toplamı
$\Omega_{r,j}$	: j . verici ve r . alıcı antenler için doğrusal filtrenin çıkışı
λ	: RLS ağırlık katsayısı
λ_i	: $\mathbf{Q}$ 'un i . özdeğerleri
$\eta(.)$	: RLS için kazanç vektörü
$\xi(.)$	: RLS için hata vektörü
Γ	: moment üreteç fonksiyonu

Kısaltmalar Açıklama

1G	: Birinci Nesil / First Generation
2G	: İkinci Nesil / Second Generation
3G	: Üçüncü Nesil / Third Generation
3GPP	: Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi / Third Generation Partnership Project
4G	: Dördüncü Nesil / Fourth Generation
802.11	: Wi-Fi Teknolojisi için IEEE'nin Belirlediği Standart
802.16	: WiMAX Teknolojisi için IEEE'nin Belirlediği Standart
ABEP	: Ortalama Bit Hata Olasılığı / Average Bit Error Probability
AMP	: Genlik Faz Modülasyonu / Amplitude Phase Modulation
AMPS	: Gelişmiş Gezgın Telefon Sistemi / Advanced Mobile Phone System
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü / Additive White Gaussian Noise
BER	: Bit Hata Oranı / Bit Error Rate
BLAST	: Bell Laboratories Layered Space-Time
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Binary Phase Shift Keying
CSI	: Kanal Durum Bilgisi / Channel State Information
CPDF	: Koşullu Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu / Conditional Probability Density Function
CRLB	: Cramer-Rao Alt Sınırı / Cramer-Rao Lower Bound
CPEP	: Koşullu Çiftsel Hata Olasılığı / Conditional Pairwise Error Probability
D-D	: Direkt Karar Verici / Decision-Directed
EDGE	: GSM Evrimi için Geliştirilmiş Veri Hızları / Enhanced Data Rates for GSM Evolution
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü / Fast Fourier Transform
FIM	: Fisher Bilgi Matrisi / Fisher Information Matrix
GPRS	: Genel Paket Radyo Servisi / General Packet Radio Service
GSM	: Küresel Gezgın İletişim Sistemleri / Global System for Mobile Communication
HSCSD	: Yüksek Hızda Devre Anahtarlama Veri / High Speed Circuit Switched Data
IAC	: Antenler Arası İlinti / Inter-Antenna Correlation
IAS	: Antenler Arası Senkronizasyon / Inter-Antenna Synchronization
ICI	: Kanallar Arası Girişim / Inter-Channel Interference
IEEE	: Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü / Institute of Electrical and Electronics Engineers
I.I.D.	: İstatistiksel Bağımsız Eş Dağılımlı / Independent Identically Distributed
I-MRC	: Yenilemeli Enbüyük Oran Birleştirme / Iterative Maximum Ratio Combining
IMT-2000	: Uluslararası Gezgın Haberleşme-2000 / International Mobile Telecommunications-2000
LOS	: Direkt Görüş Hattı / Line of Sight
LPI	: Alçak Geçiren Ara Değerleme / Low Pass Interpolation
LS	: Enküçük Kareler / Least Squares
LTE	: Uzun Dönem Evrim / Long Term Evolution
MGF	: Moment Üreteç Fonksiyonu / Moment Generating Function
MIMO	: Çok-Girişli Çok-Çıkışlı / Multiple-Input Multiple-Output
ML	: Enbüyük Olabilirlikli / Maximum Likelihood
MSE	: Ortalama Karesel Hata / Mean Square Error

MVU	: Minimum Değişintili Yansız / Minimum Variance Unbias
NMT	: Kuzey Avrupa Mobil Telefon / Nordic Mobile Telephone
PA-CE	: Pilot Yardımlı Kanal Kestirim / Pilot Aided Channel Estimation
P-CSI	: Kusursuz- Kanal Durum Bilgisi / Perfect-Channel State Information
PDF	: Olasılık Yoğunluk Fonksyonu / Probability Density Function
PEP	: Çiftsel Hata Olasılığı / Pairwise Error Probability
PSK	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Phase Shift Keying
PSD	: Güç İzgesel Yoğunluğu / Power Spectral Density
QAM	: Dik Genlik Modülasyonu / Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	: Dik Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Quadrature Phase Shift Keying
RLS	: Yenilemeli Enküçük Kareler / Recursive Least Square
SM	: Uzaysal Modülasyon / Spatial Modulation
SNR	: Sinyal Gürültü Oranı / Signal to Noise Ratio
STBC	: Uzay-Zaman Blok Kodları / Space-Time Block Code
STTC	: Uzay-Zaman Kafes Kodları / Space-Time Trellis Code
TDMA	: Tridiagonal matris algortiması / Tridiagonal Matrix Algorithm
UMTS	: Evrensel Gezgin Haberleşme Sistemi / Universal Mobile Telecommunication System
UPEP	: Koşulsuz Çiftsel Hata Olasılığı / Unconditional Pairwise Error Probability
V-BLAST	: Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time
WiMAX	: Mikrodalga Erişim için Dünya Çapında Birlikte İşlerlik / Worldwide Interoperability for Microwave Access
WSS	: Geniş Anlamda Durağan / Wide Sense Stationary

ÖZET

DOKTORA TEZİ **UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİ İÇİN** **FİZİKSEL KATMAN TASARIMI**

Yusuf ACAR

İstanbul Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Hakan DOĞAN

Çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO: Multiple-Input Multiple-Output) sistemler tek verici ve tek alıcı antenli sistemlere göre kanal sığası ve hata başarımında önemli avantajlar sunarak yeni nesil haberleşme sistemlerinin standartlarına girmiştir. Ancak MIMO sistemlerde antenler arası ilinti (IAC: Inter-Antenna Correlation), kanallar arası girişim (ICI: Inter-Channel Interference) ve antenler arası senkronizasyon (IAS: Inter-Antenna Synchronization) gibi başarımı sınırlayan önemli problemler mevcuttur. Son dönemde MIMO sistemlerde karşılaşılan bu problemleri çözmek için geleneksel sembol işaret kümelerine ek olarak anten indisleriyle de bilgi iletmek temeline dayanan uzaysal modülasyon (SM: Spatial Modulation) yapısı önerilmiştir. SM'nin MIMO sistemlere olan avantajları literatürde ön plana konulmuştur. Oldukça yeni olan ve üzerinde henüz fazla çalışma yapılmamış olan bu konu yeni nesil haberleşme sistemlerinde karşılaşılan problemlerin çözümü için oldukça önemlidir.

SM sisteminde iletilecek semboller, rastgele seçilen verici antenler üzerinden MIMO kablosuz kanalla alıcıya iletilmektedir. İletilen bilgi hem M 'li faz kaydırmalı anahtarlama (M -PSK: M -Phase Shift Keying) ya da M 'li dik genlik modülasyonu (M -QAM: M -Quadrature Amplitude Modulation) gibi sinyal işaret kümeleri hem de seçilen anten indisleri üzerinden taşınmaktadır. İletilen sembol ve rastgele seçilen anten indisinin alıcıda eşzamanlı sezimi (coherent detection) için kanal kestirimi çok büyük bir öneme sahiptir. Son zamanlarda SM sistemi için kanal kestirimi, yenilemeli en küçük kareler (RLS: Recursive Least Square) algoritması ile sadece durağan (quasi-static) sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. Bu tezde ise SM sistemleri için zamanla hızlı değişen kanallarda, yinelenmeli ve data sezim tabanlı bir kanal kestirim tekniği önerilmiştir. Bir karşılaştırma ölçütü olarak Bayesian ortalama karesel hata (MSE: Mean Square Error) sınırı çıkartılmış ve önerilen yaklaşımın başarımı MSE ve bit hata oranı (BER: Bit Error Rate) elde edilmiştir. Önerilen yinelenmeli kanal kestirim (Iterative Channel Estimation) tekniğinin daha önce önerilmiş kanal kestirim algoritması ile karşılaştırıldığında önemli ölçüde BER/MSE başarımları sağladığı bilgisayar benzetim sonuçları ile desteklenmiştir.

Ayrıca son zamanlarda, uzay-zaman blok kodları (STBC: Space-Time Block Code) ve SM yapılarının birleşimi olan STBC-SM yapısı MIMO sistemler için önerilmiştir. STBC-SM yapısı hem STBC sembolleri hem de bu sembollerin gönderildiği verici antenlerin indisini kullanarak bilgi iletimini gerçekleştirmektedir. STBC-SM alıcısında kusursuz kanal durum bilgisinin (P-CSI: Perfect-Channel State Information) olduğu varsayılarak hem uzaysal çeşitleme (spatial diversity) hemde uzaysal çoğullama (spatial multiplexing) kazançları aynı anda elde edilmiştir. Pratik senaryolarda, STBC-SM alıcıları, iletilen bilgileri sezebilmek için kanalın kestirimine ihtiyaç duyarlar. Bu yüzden STBC-SM sistemlerinin güvenilir kablosuz haberleşmesi için kanal kestirimi büyük bir engeldir. Bu tez çalışmasında, STBC-SM'de kanal kestirimi için gerekli sinyal modeli oluşturularak yeni bir çerçeve yapısı önerildi. Daha sonra, STBC-SM için kanal kestirim problemi pilot yardımcı kanal kestirim (PA-CE: Pilot Aided-Channel Estimation) teknikleri yardımıyla araştırıldı. Pilot sembollerinin bulunduğu sürelerdeki kanal katsayıları en küçük kareler (LS: Least Squares) yöntemi ile elde edildi ve ardından ara değerlendirme yöntemleri kullanıldı. Pilot sembollerindeki kanal kestirimi STBC-SM kod çözücü kullanılarak elde edildi ve kanal ara değerlendirme için doğrusal

(linear) ara değerleme, en yakın komşu (nearest-neighbour) ara değerleme, parçalı kübik (piecewise cubic) Hermite ara değerleme ve alçak geçiren (low pass) ara değerleme yöntemleri kullanıldı. Önerilen kanal kestirim tekniklerinin başarımı, hızlı zamanla değişen kanallar varlığında gerçekleştirildi ve dik faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK: Quadrature-PSK), 16-QAM ve 64-QAM gibi farklı modülasyon teknikleri kullanılıp BER başarımları bakımından karşılaştırıldı. PA-CE yönteminde alçak geçiren ara değerleme tekniğinin kullanılması ile diğer yöntemlere göre oldukça iyi BER/MSE başarımı sağladığı gösterildi. Ayrıca, STBC-SM yapısının çiftsel hata olasılığı (PEP: Pairwise Error Probability) ıkartılarak kanal kestirim hataları varlığında ortalama bit hata olasılığı (ABEP: Average Error Probability) analitik olarak hesaplandı. Daha sonra bilgisayar benzetimleri ile elde edilen PA-CE tekniklerinin başarımı kuramsal sonuçlarla karşılaştırıldı.

Haziran 2015, 101 sayfa.

Anahtar kelimeler: Uzaysal modülasyon, çok-girişli çok-çıkışlı sistemler, uzay zaman blok kodu, yinelemeli kanal kestirimi, pilot yardımlı kanal kestirimi, zamanla değişen kanallar, yenilemeli enküçük kareler, eğri uydurma, ara değerleme.

SUMMARY

Ph.D. THESIS PHYSICAL LAYER DESING FOR SPATIAL MODULATION SYSTEMS

Yusuf ACAR

**İstanbul University
Institute of Graduate Studies in Science and Engineering
Department of Electrical and Electronics Engineering**

Supervisor: Assoc. Prof. Hakan DOĞAN

Multiple-output multiple-input (MIMO) systems which provide a significant capacity gain and error performance over conventional single antenna systems have been considered as standard techniques for new generation communication systems. However, some practical problems such as inter-antenna correlation (IAC), inter-channel interference (ICI) and inter-antenna synchronization (IAS) restrict the performance of MIMO systems. Spatial Modulation (SM) based on the use of antenna indices to transmit information in addition to the conventional signal constellations has been recently proposed to solve practical problems. Advantages of SM systems over traditional MIMO are investigated in the literature. This new research area has opportunities for addressing problems in new generation communication systems.

In SM system, the data symbols are transmitted by a randomly selected active antenna of a MIMO transmitter to the receiver through a wireless channel. The information is carried both by the data symbol from any signal constellation such as M -ary phase shift

keying (M -PSK) or M -ary quadrature amplitude modulation (M -QAM), as well as by the index of the selected antenna. The channel estimation is a critical process at the receiver during the coherent detection of the transmitted symbol and the antenna index, randomly selected. Recently, the channel estimation of channel for SM systems has been investigated by the recursive least square (RLS) algorithm for only quasi-static fading channels. In this thesis, a novel channel estimation is proposed for SM systems in the presence of rapidly time-varying channels. The Bayesian mean square error (MSE) bound has been derived as a benchmark and the performance of the proposed approaches are studied in terms of MSE and bit error rate (BER). Computer simulation results have confirmed that the proposed iterative channel estimation technique has significant BER/MSE performance advantages compared with existing channel estimation algorithm proposed earlier in the literature.

Moreover, the combination of space-time block coding (STBC) and SM (STBC-SM) is recently proposed for MIMO systems to obtain both spatial diversity gain and spatial multiplexing gain simultaneously while assuming perfect channel state information (P-CSI) is available at the receiver. In the STBC-SM systems, the information is carried both by STBC symbols and indices of the transmit antennas from which these symbols are transmitted. In practical scenarios, STBC-SM receivers require the estimation of CSI to be able to detect the transmitted information. Therefore, channel estimation is a major challenge for reliable wireless transmissions of the STBC-SM systems. In this thesis, we address and investigate the problem of channel estimation for STBC-SM systems by means of the pilot-aided channel estimation (PA-CE) techniques. The estimation of channel at pilot durations is done by least squares (LS) method and then the channel interpolation is performed. Estimation of the channel at the pilot symbols is based on the STBC-SM decoder while the channel interpolation is done using either linear interpolation, nearest neighbor interpolation, piecewise cubic Hermite interpolation or low-pass interpolation. The performance of all channel estimation techniques operating in the presence of rapidly time varying channels, are compared with each other in terms of BER with different modulation types such as QPSK, 16-QAM and 64-QAM. It has been shown that the PA-CE with low-pass interpolation technique performs the best among all the channel estimation technique because it allows tracking the fast fading channel very efficiently as the MSE between the interpolated

points and their original values is minimized. Moreover, the pairwise error probability (BEP) of the STBC-SM scheme is derived and its average bit error probability (ABEP) is evaluated analytically in the presence of channel estimation errors and then the performance of PA-CE techniques obtained by computer simulations are compared by the theoretical results.

June 2015, 101 pages.

Keywords: Spatial modulation, multiple-input multiple-output systems, space-time block coding, iterative channel estimation, pilot assisted channel estimation, time-varying channel, recursive least square, curve fitting, interpolation.

1. GİRİŞ

1.1. YENİ NESİL VE GELECEK NESİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ

Günümüz yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde yüksek izgesel verimlilik ve yüksek veri iletim hızı ön plana çıkmaktadır. Her geçen gün kullanıcıların ihtiyaç duydukları veri iletim hızlarının artması, bant genişliğinin sınırlı olması ve verinin doğru biçimde iletimi yeni teknolojilerin geliştirilmesi için birçok imkân sunmaktadır. Bu yüzden, yüksek veri iletimine duyulan ihtiyaç giderek artmaktadır.

Tablo 1.1: (1-5). Nesil haberleşme teknolojilerin karşılaştırmalı tablosu.

	Teknoloji	Bandgenişliği (Kbps)	Özellikler
1. Nesil Gezgin Sistemler	Gelişmiş Gezgin Telefon Sistemi (AMPS: Advanced Mobile Phone System) Nordic Gezgin Telefon (NMT: Nordic Mobile Telephony)	9.6	•Analog ses hizmeti •Veri kapasitesi yok
2/2.5. Nesil Gezgin Sistemler	Küresel Gezgin İletişim Sistemleri (GSM: Global System for Mobile Communication)	9.6 -14.4	•Sayısal ses hizmeti •Gelişmiş mesaj hizmeti •Devre anahtarlama
	Yüksek Hızda Devre Anahtarlama Veri (HSCSD: High-Speed Circuit Switched Data)	9.6-57.6	•Gelişmiş GSM •Daha yüksek veri hızı
	Genel Paket Radyo Hizmeti (GPRS: General Packet Radio Service)	9.6-115	•Gelişmiş GSM •Her zaman bağlantı
	GSM Evrimi için Geliştirilmiş Veri Hızı (EDGE: Enhanced Data Rate for GSM Evolution)	64-384	•Gelişmiş GSM •GPRS'den daha hızlı
3.Nesil Gezgin Sistemler	Uluslararası Gezgin Haberleşme 2000 (IMT2000: International Mobile Telecommunication) Evrensel Gezgin Haberleşme Sistemi (UMTS: Universal Mobile Telecommunications)	64-2048	•Her zaman bağlantı imkânı •Küresel dolaşım •IP-olanağı
4.Nesil Gezgin Sistemler	Yüksek Hızda Paket Erişimi (HSPA: High Speed Packet Access) Uzun Süreli Evrim (LTE: Long-Term Evolution), (LTE-Advanced)	100 Mbit/s- 1 Gbit/s	•Esnek •Tam IP-olanağı
5.Nesil Gezgin Sistemler	MIMO Tabanlı Standartlar	1 Gbit/s>>	•Yüksek data oranları •Geniş kapsama alanları

Tablo 1.1'de 1. Nesil (1G: First Generation), 2. Nesil (2G: Second Generation), 3. Nesil (3G: Third Generation), 4. Nesil (4G: Fourth Generation) ve 5. Nesil (5G: Fifth Generation) teknolojilerinin özellikleri ve karşılaştırmaları verilmiştir. **Tablo 1.1**'den de görüldüğü gibi 1G haberleşme sistemlerinde data iletim hızı 9.6 Kbps iken 5G haberleşme sistemlerine gelindiği zaman, bu hızın 1 Gbps seviyesinden daha yüksek olacağı düşünülmektedir. **Tablo 1.1**'den anlaşıldığı gibi kablosuz haberleşme teknolojilerinde çok hızlı gelişmeler meydana gelmiştir. 3G haberleşme teknolojilerinden sonra en önemli araştırma ve geliştirme konularının başında çoklu ortam (multimedya) haberleşmesinde kalitenin artırılması ve daha yüksek veri iletim hızlarının elde edilmesi yönünde olmuştur. Bu gelişmeler neticesinde kullanıcılara en iyi ve en hızlı bağlantıyı her zaman, her yerden servis edebilmek temel amaç haline gelmiştir. 4G haberleşme sistemlerinde ise mevcut izge artırılarak ve verimli kullanılarak, geniş alanlı ağlarda 100 Mbps, dar alanlı ağlarda ise 1 Gbps hızına ulaşılması öngörülmüştür. Fakat radyo bandı sınırlı olduğundan arzulanan bu hedeflere ulaşabilmek için yeni teknolojiler kullanılmak zorundadır.

Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde sistemin bant genişliği verimliliğini artırmak ve sönmüleme etkisini azaltmak için uzaysal çoğullama sağlayan, verici ve alıcıda birden fazla antenin kullanılmasını öngören, çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO: Multiple-Input Multiple-Output) sistemler son zamanlarda yeni nesil iletişim sistemleri için oldukça önem arz etmektedir [1]. MIMO sistemlerde, çoklu verici antenler sayesinde çoklu veriler aynı anda gönderilir. İletilen veriler farklı kanallardan alıcıya ulaştırılır ve daha sonra alınan sinyal çeşitli işaret işleme yöntemleri ile tekrar oluşturulup sönmüleme etkisi azaltılır. MIMO sistemlerinin avantajları arasında bant genişliği korunumu, güvenilir iletişim ve güç verimliliği olduğu gösterilmiştir [1, 3].

Tablo 1.2'de yeni nesil ve gelecek nesil haberleşme standartlarında kullanılan MIMO yapıları verilmiştir. Görüldüğü gibi gelişmiş uzun vadede evrim (LTE-Advanced: Long Term Evolution-Advanced) standardında 12x12 MIMO yapısı mevcuttur.

Tablo 1.2: MIMO teknolojilerinin kullanıldığı standartlar.

Haberleşme Standartları	WiMAX IEEE802.16e	WLAN 802.11n	3GPP LTE	IEEE802.16m IEEE802.16ad	3GPP LTE-Advanced
MIMO (NxM)	2x2	4x4	4x4	8x8	8x8 12x12

1.2. TEZİN AMACI

Yukarıda açıklandığı gibi, MIMO yapısı yeni nesil ve gelecek nesil haberleşme sistemleri için büyük bir öneme sahiptir. Ancak pratikte, MIMO sistemlerinde önemli sorunlar vardır. Tüm antenlerin aynı anda iletim yapmasından kaynaklanan kanallar arası girişim böyle bir sistemin alıcısını oldukça karmaşıktırmaktadır. MIMO'daki kapasite kazancı, alıcı ve vericideki antenler arası mesafe [4, 5], verici antenler arası senkronizasyon (IAS: Inter antenna synchronization) [6, 7] ve alıcıdaki kanallar arası girişim (ICI: Inter channel interference) gibi bazı önemli problemlere bağlıdır.

Son zamanlarda MIMO sistemleri için uzaysal modülasyon (SM: Spatial modulation) yapısı önerilmiştir [8]. SM yapısında, faz kaydırmalı anahtarlama (PSK: Phase Shift Keying) ya da dik genlik modülasyonu (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) gibi çok kullanılan genlik faz modülasyonları (AMP: Amplitude Phase Modulation) kullanmasının yanısıra anten indisleri de kullanılarak bilgi taşınmaktadır. SM'de iletilen bilgi bitleri sayısı, kullanılan modülasyonun derecesine ve verici anten sayısına bağlıdır. SM'de verici antenler arasında ilinti olmadığından, alıcıda ICI tamamen yok olmakta ve hiçbir şekilde senkronizasyona ihtiyaç duymamaktadır. Diğer taraftan, senkronizasyona ihtiyaç duymayışı sistem başarımını önemli ölçüde etkilediği gösterilmiştir [9, 10].

SM sistemlerinde sezim işlemi için kanal durum bilgisinin (CSI: Channel State Information) alıcıda bilindiği varsayılmıştır. Ancak, pratik haberleşme sistemlerinde CSI'nın alıcıda hesaplanması gerekmektedir. Bu bağlamda, SM ve türevleri için kanal durum bilgisinin elde edilmesi büyük öneme sahiptir. Literatürde tek taşıyıcılı SM sistemleri için kanal kestiriminin başarımı sınırlı kestirimcilerle incelenmiştir [11]. Ancak, yeterli pilot sayısının olmaması ve kanalın hızlı değişmesi durumunda SM sistemin başarımını artıracak yinelemeli alıcı yapıları incelenmemiştir.

Tez çalışmasında ilk olarak, SM sistemleri üzerine araştırmalar yapılmış, literatürde SM için gerçekleştirilen yinelemeli en küçük kareler (RLS: Recursive Least Square) tabanlı kanal kestirim yöntemi [11] hızlı değişen kanallar için uygulanmıştır. Bu tür kanallarda RLS yönteminin kanal kestiriminde başarımının oldukça düştüğü görülmüş ve kanal kestirim işleminin karmaşıklığı düşük olacak şekilde mevcut çerçeve yapısını değiştirmeden yeni bir kanal kestirim yöntemi önerilmiştir. Ayrıca önerilen kanal kestirimi için detaylı Bayesian ortalama karesel hata (MSE: Mean Square Error) sınırı

çıkartılmıştır. Son olarak, önerilen kanal kestirimi için işlemsel karmaşıklık hesabı her adım için elde edilmiştir. Önerilen yinelemeli kanal kestirim tekniğinin daha önce kanal kestirimi için önerilmiş olan RLS algoritması ile karşılaştırıldığında önemli ölçüde BER/MSE başarımları sağladığı gösterilmiştir.

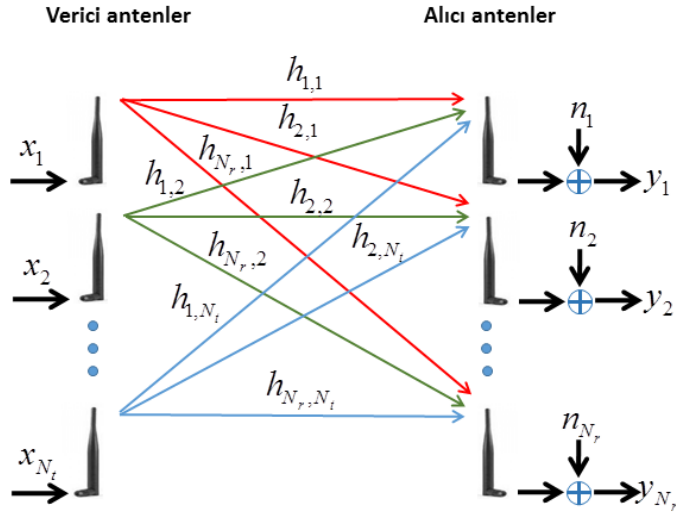
Tez çalışmasının son kısmında ise, Başar ve diğerleri [12] tarafından MIMO iletim yapısına alternatif olarak önerilen uzay zaman blok kodlu uzaysal modülasyon (STBC-SM: Space-Time Block Code-Spatial Modulation) yapısı üzerine araştırmalar yapılmıştır. STBC-SM yapısının SM yapısına göre önemli derecede başarımlı avantajı sağladığı gösterilmiştir [12]. Literatürde, STBC-SM için önde gelen çalışmalar, kusursuz-CSI (P-CSI: Perfect-CSI) bilgisinin alıcıda olduğunu varsaymışlardır. Ancak STBC-SM sinyalinin alıcıda çözülmesi için alıcıda kanal katsayılarının doğru bir biçimde kestirilmesi gerekmektedir. Bu sebeple, STBC-SM için hızlı sönümlemeli çevrelerde pilot yardımcı kanal kestirim (PA-CE: Pilot Aided Channel Estimation) yöntemi ile ara değerlendirme (interpolation) teknikleri birleştirilerek yeni bir alıcı yapısı önerildi. Önerilen alıcı yapısında, farklı ara değerlendirme teknikleri kullanılarak başarımları karşılaştırıldı. Zamanla değişen kanallarda PA-CE yöntemi ile alçak geçiren ara değerlemenin kullanılması durumunda diğer ara değerlendirme yöntemlerine göre oldukça iyi BER/MSE başarımları sağladığı gösterildi. Buna ek olarak, STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirimindeki ara değerlendirme teknikleri için işlemsel karmaşıklık analizi yapıldı. Son olarak, kanal kestirim hataları varlığında çiftsel hata olasılığı (PEP: Pairwise Error Probability) yardımıyla STBC-SM sisteminin ortalama bit hata olasılığı (ABEP: Average Bit Error Probability) analitik olarak hesaplandı.

2. GENEL KISIMLAR

2.1. ÇOK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI (MIMO) SİSTEMLER

Kablosuz haberleşme sistemlerindeki en büyük sorunların her geçen gün artan veri kapasitesi, sınırlı olan radyo frekansı bandı ve kanalın sönmleme etkisi olduğunu söyleyebiliriz. Son zamanlarda bu sorunların üstesinden gelebilmek için MIMO sistemleri önerilmiştir. MIMO sistemlerinde alıcıda ve vericide birden fazla anten kullanılarak toplam veri gücü ve veri hızı artırılmadan yüksek veri iletimi gerçekleştirilmektedir. Ayrıca MIMO sistemlerinde aynı sinyal birçok antenden gönderilip iletim çeşitlemesi gerçekleştirilerek sönmleme etkisi azaltılmaktadır.

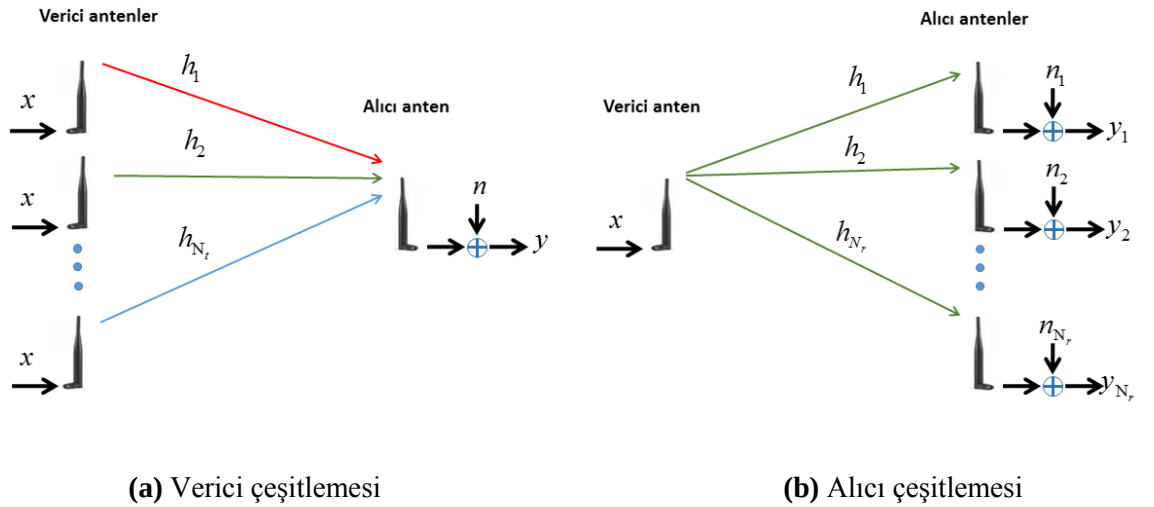
MIMO sistemlerinde çoklu verici antenlerden gönderilen sinyaller, farklı çoklu yollardan geçerek alıcıya farklı zamanlarda gelir. Bu çoklu yollar sayesinde çeşitleme elde edilerek sistem başarımı iyileştirilmektedir. **Şekil 2.1**'de genel $N_t \times N_r$ MIMO yapısı verilmiştir.



Şekil 2.1: N_t verici N_r alıcı MIMO yapısı.

2.2. UZAY ZAMAN BLOK KOD (STBC) YAPISI

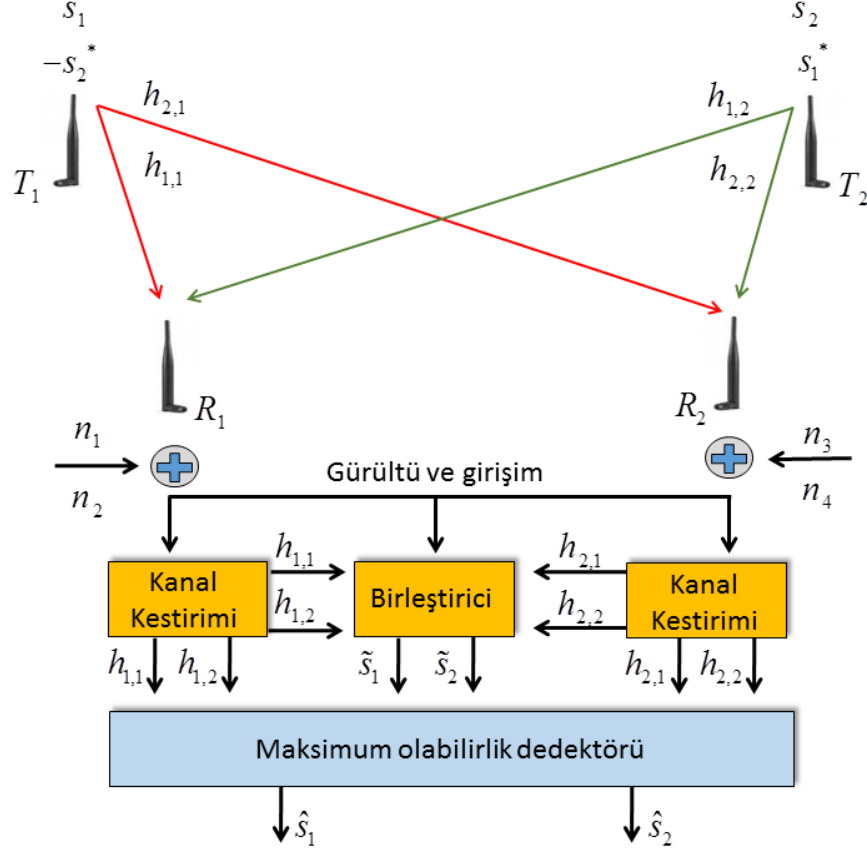
Kanalda meydana gelen sönümlenmenin etkisini azaltmanın en iyi yollarından biri de çeşitleme tekniklerinden yararlanmaktır. Bu tekniklerden biri olan uzay çeşitlemesi, kendi içinde alıcı çeşitlemesi ve verici çeşitlemesi olmak üzere **Şekil 2.2 (a)** ve **(b)**'deki gibi iki farklı yapıya sahiptir. Verici çeşitlemesi olan uzay zaman blok kodları (STBC: Space-Time Block Code) Alamouti tarafından önerilen oldukça basit ve etkili bir yöntemdir [13]. STBC sayısal modülasyonlu işaretleri alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanarak uzayda çeşitlilik, işaretleri farklı zaman aralıklarında göndererek de zamanda çeşitlilik sağlayan diklik özelliğine sahip kodlardır [13]. Bant genişliğinden ödün vermeksizin, kodlanan işaretler çeşitleme sayesinde bağımsız kanallardan birinde derin sönümlemeye maruz kalsa bile diğer kanallardan alıcıya ulaşarak sistemin başarımını artırmaktadır. Ayrıca uzay-zaman kafes kodları (STTC: Space Time Trellis Code) [14] ve STBC sayesinde MIMO'nun sağladığı ek kapasitenin ortaya çıkarılması sağlanmıştır.



Şekil 2.2: Alıcı ve verici çeşitlemesi

Pratikte, mobil kullanıcıda birden fazla anten bulunması alıcıda daha fazla yer kapladığından, alıcının daha karmaşık olmasına sebep olmakta ve dolayısıyla maliyeti artırmaktadır. Bu nedenle verici çeşitlemesinin daha avantajlı olduğu görülmektedir. STBC sayesinde MIMO kanallarında tam uzaysal çeşitleme kazancı sağlanmıştır [13]. Bu tezde ise 2×2 Alamouti yapısı kullanılmıştır.

2×2 Alamouti yapısında, birinci zaman diliminde aynı anda birinci verici antenden s_1 işareti ve ikinci verici antenden s_2 işareti gönderilir. İkinci zaman aralığında ise birinci verici antenden $-s_2^*$ işareti ve ikinci verici antenden s_1^* işareti gönderilir [13]. Şekil 2.3’de iki verici-iki alıcı Alamouti yapısı verilmiştir.



Şekil 2.3: 2×2 Alamouti yapısı.

Tablo 2.1'de uzay zaman blok kodunun yapısı, verici ile alıcı antenler arasındaki kanallar ve alıcıdaki işaretlerin gösterimleri verilmiştir.

Tablo 2.1: Uzay zaman blok kod yapısı.

STBC kodunun yapısı			Kanallar			Alınan sinyaller		
	T_1	T_2		R_1	R_2		R_1	R_2
t zamanı	s_1	s_2	T_1	$h_{1,1}$	$h_{2,1}$	t zamanı	r_1	r_3
$t+T$ zamanı	$-s_2^*$	s_1^*	T_2	$h_{1,2}$	$h_{2,2}$	$t+T$ zamanı	r_2	r_4

Şekil 2.3'deki kanalları aşağıdaki gibi yazılabiliriz:

$$\begin{aligned} h_{1,1}(t) &= h_{1,1}(t+T) = h_{1,1} = \alpha_{1,1} e^{j\theta_{1,1}}, & h_{1,2}(t) &= h_{1,2}(t+T) = h_{1,2} = \alpha_{1,2} e^{j\theta_{1,2}} \\ h_{2,1}(t) &= h_{2,1}(t+T) = h_{2,1} = \alpha_{2,1} e^{j\theta_{2,1}}, & h_{2,2}(t) &= h_{2,2}(t+T) = h_{2,2} = \alpha_{2,2} e^{j\theta_{2,2}}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Burada T , sembol süresini $\alpha_{i,j}$ ve $\theta_{i,j}$ sırasıyla j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanalın genliğini ve fazını ifade etmektedir. Alıcıdaki işaretler

$$\begin{aligned} r_1 &= h_{1,1}s_1 + h_{1,2}s_2 + n_1 \\ r_2 &= -h_{1,1}s_2^* + h_{1,2}s_1^* + n_2 \\ r_3 &= h_{2,1}s_1 + h_{2,2}s_2 + n_3 \\ r_4 &= -h_{2,1}s_2^* + h_{2,2}s_1^* + n_4 \end{aligned} \quad (2.2)$$

şeklinde elde edilir. Birleştiriciye gelen bu işaretler

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_{1,1}^* r_1 + h_{1,2} r_2^* + h_{2,1}^* r_3 + h_{2,2} r_4^* \\ \tilde{s}_2 &= h_{1,2}^* r_1 - h_{1,1} r_2^* + h_{2,2}^* r_3 - h_{2,1} r_4^* \end{aligned} \quad (2.3)$$

(2.3)'deki gibi elde edilir. Daha sonra (2.2) ve (2.3)'ü kullanarak birleştiriciye gelen işaretler

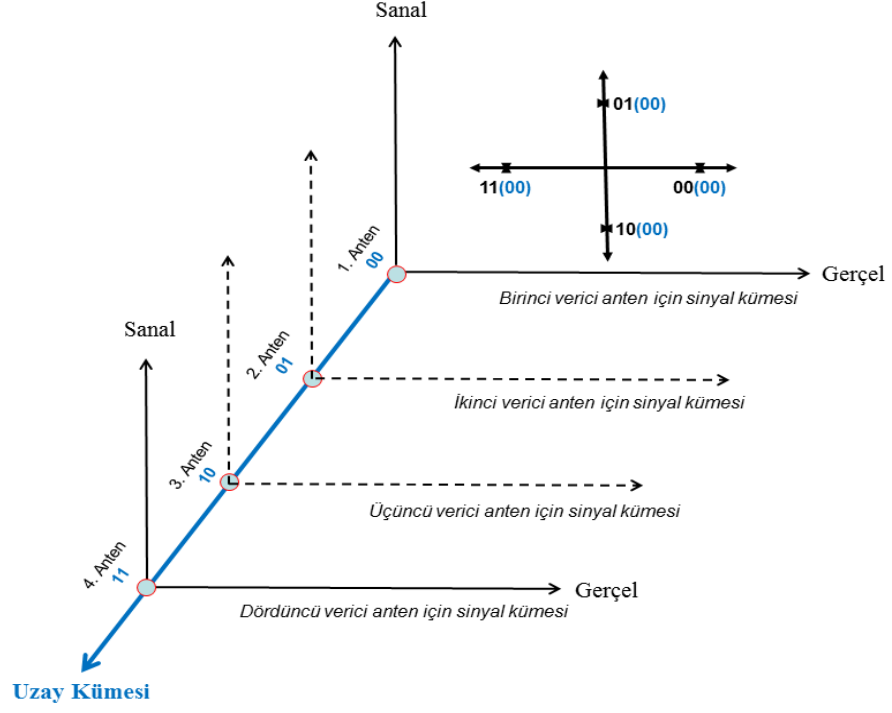
$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= (\alpha_{1,1}^2 + \alpha_{1,2}^2 + \alpha_{2,1}^2 + \alpha_{2,2}^2) s_1 + h_{1,1}^* n_1 + h_{1,2} n_2^* + h_{2,1}^* n_3 + h_{2,2} n_4^* \\ \tilde{s}_2 &= (\alpha_{1,1}^2 + \alpha_{1,2}^2 + \alpha_{2,1}^2 + \alpha_{2,2}^2) s_2 - h_{1,1} n_2^* + h_{1,2}^* n_1 - h_{2,1} n_4^* + h_{2,2}^* n_3 \end{aligned} \quad (2.4)$$

şeklinde yazılır. Alınan bu işaretler enbüyük olabirlikli (ML: Maximum likelihood) seziciye gönderilir. s_1 ve s_2 için (2.3) ve (2.4)'deki karar ölçütleri kullanılarak sezilen işaretlere karar verilir.

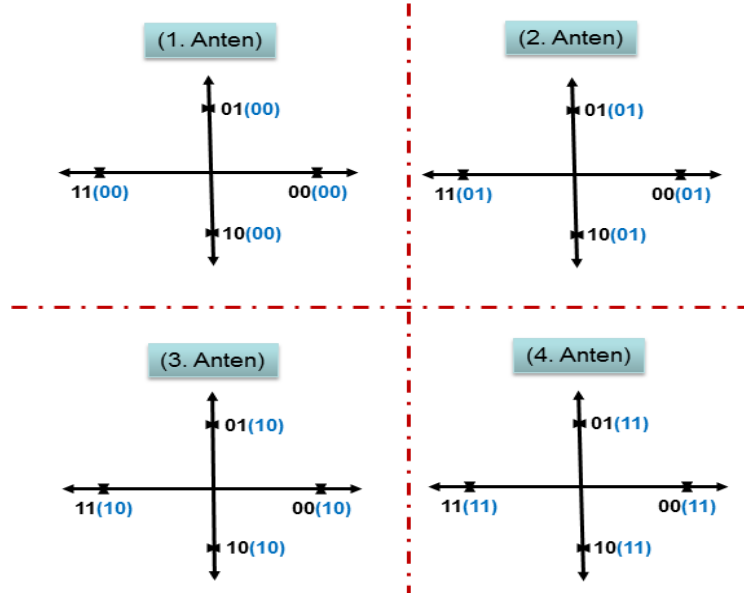
2.3. UZAYSAL MODÜLASYON (SM)

Son zamanlarda MIMO sistemleri için uzaysal modülasyon (SM: Spatial Modulation) yapısı önerilmiştir [8]. Geleneksel olarak BPSK, QPSK, 8-PSK ve 16-QAM gibi sayısal modülasyon teknikleri, sabit sayıda bilgi bitini bir sembole eşleştirmektedir. Her bir modüleli sembol karmaşık iki boyutlu sinyal uzayında bir nokta ile gösterilmektedir. SM tekniği, iki boyutlu sinyal uzayına Şekil 2.4'de görüldüğü gibi üçüncü bir boyut olan uzaysal boyutunu (anten domain) da eklemektedir. Böylece üç boyutlu sinyal uzayı elde edilmektedir. Üç boyutlu SM sinyal kümesinde her bir SM noktası, yani anten

indisi karmaşık sinyal uzayındaki noktalardan bağımsız bir noktayı tanımlar. **Şekil 2.4**'te gösterim kolaylığı için uzay kümesini temsilen dört verici anten ($N_t = 4$) ve QPSK sinyal kümesi kullanılmıştır.

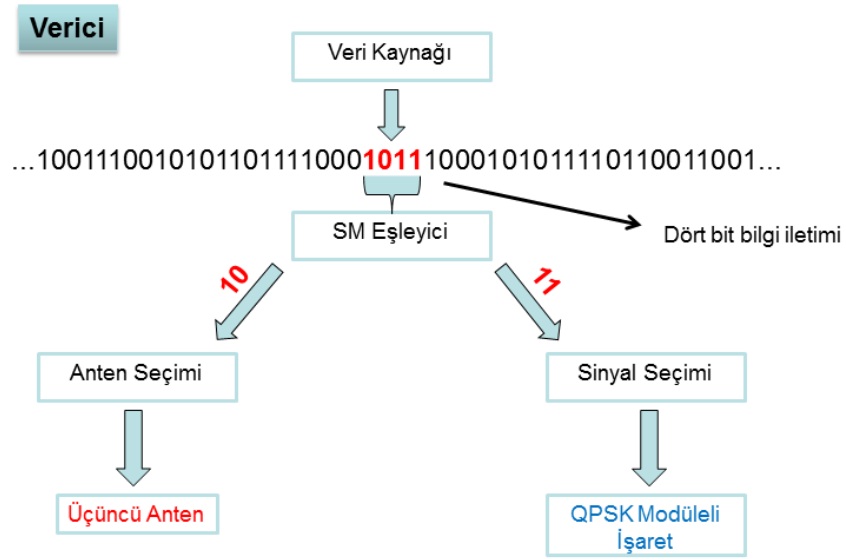


Şekil 2.4: Üç boyutlu uzaysal modülasyon sistemleri için sinyal kümesi.



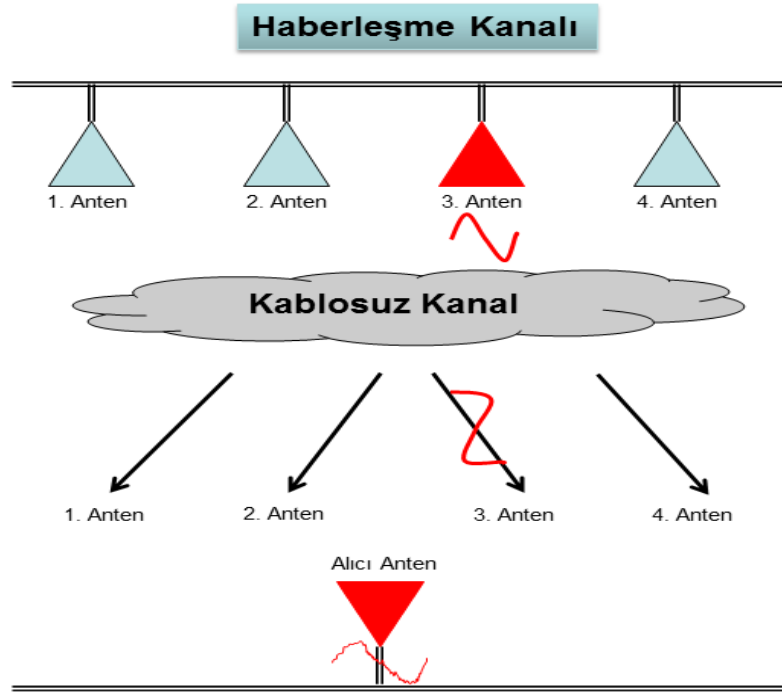
Şekil 2.5: Dört vericili ve QPSK modülasyonlu uzaysal modülasyon sistemi için sinyal kümeleri.

SM modülatöründe PSK, QAM gibi çok kullanılan genlik faz modülasyonu kullanılıp buna ek olarak bilgiyi taşımak için anten indisleri de kullanılmaktadır. SM’de verici antenlerin indislerinin kullanılması fikri ek bir bilgi kaynağı sağlamaktadır. SM’de iletilen bilgi bitleri sayısı kullanılan modülasyonun derecesine ve kullanılan verici anten sayısına bağlıdır. **Şekil 2.4**’teki SM için oluşabilecek yıldız diyagramları **Şekil 2.5**’te verilmiştir.



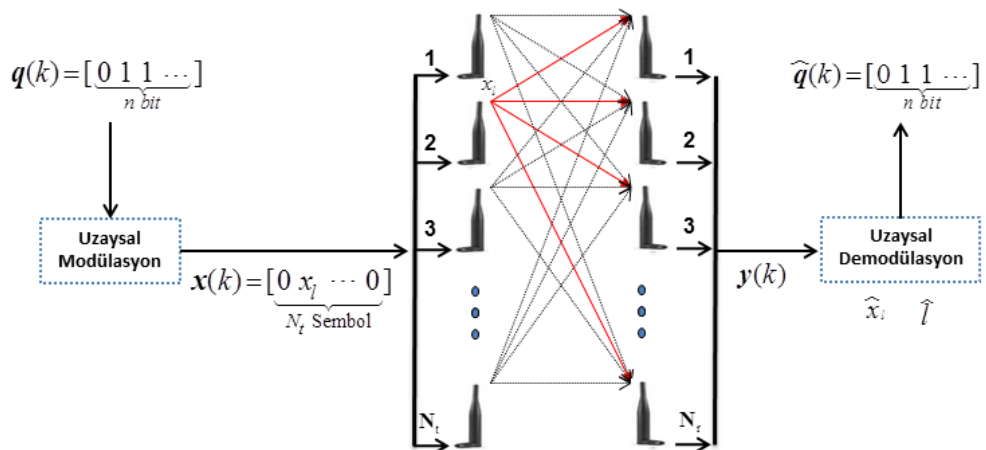
Şekil 2.6: Uzaysal modülasyon için verici yapısı.

Şekil 2.6’da SM sisteminin dört bit bilgi biti iletimi için QPSK ve dört verici anten ile gerçekleşmesi gösterilmiştir. Anten ve kullanılacak modülasyon tipi seçildikten sonra modüleli işaret ilişkili antenden **Şekil 2.7**’deki gibi kablosuz haberleşme kanalına gönderilmektedir. Bu işlem sırasında diğer üç antenden hiçbir şekilde veri gönderimi yapılmamaktadır.



Şekil 2.7: Uzaysal modülasyon için haberleşme kanalı.

Uzaysal modülasyonun genel yapısını Şekil 2.8’deki gibi özetleyebiliriz. Burada $\mathbf{q}(k)$, iletilen n bitlik dizi vektördür. Bu ikili dizi vektörü, N_t boyutunda, sadece bir elemanı sıfırdan farklı olan başka bir $\mathbf{x}(k)$ vektörüne eşleştirilir. Burada l verici antenlerle eşleştirilen anten numarasını ($l \in [1:N_t]$), x_l ise $\mathbf{x}(k)$ vektöründeki l . sembolü göstermektedir.



Şekil 2.8: N_t verici N_r alıcı uzaysal modülasyon yapısı.

Daha sonra x_l sembolü l . verici antenden aşağıda verilen,

$$\mathbf{H}(k) = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

MIMO kanal üzerinden iletilir. Burada $h_{i,j}$, j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanal kazancını ve N_r ise alıcı anten sayısını göstermektedir. $\mathbf{H}(k)$ matrisi, vektör setleri halinde yazılabilir. Bu durumda her bir j . verici anten ile tüm alıcı antenler arasındaki kanal yol kazançları vektörel olarak şu şekilde ayrıştırılabilir:

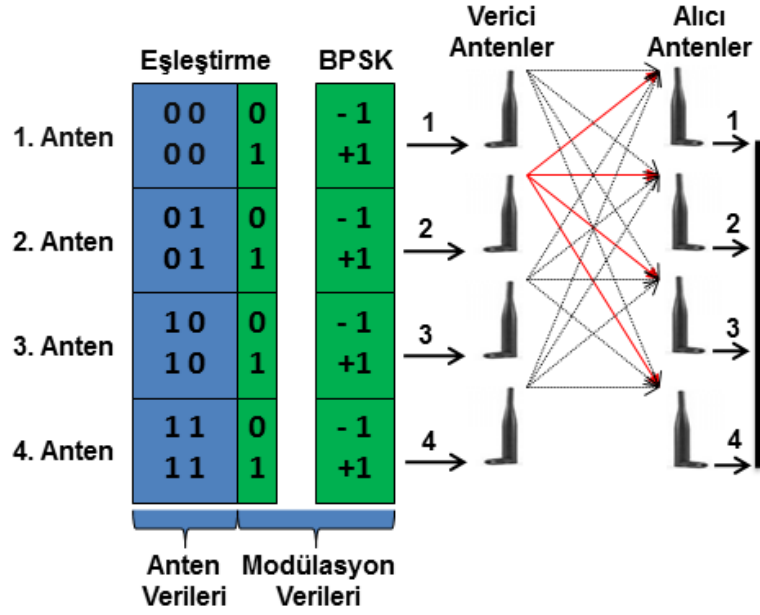
$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_t}]^T. \quad (2.6)$$

Burada $\mathbf{h}_j = [h_{1,j} \ h_{2,j} \ \cdots \ h_{N_r,j}]^T$ 'ler $N_r \times 1$ boyutunda vektörlerdir. Alıcıda alınan sinyal vektörü

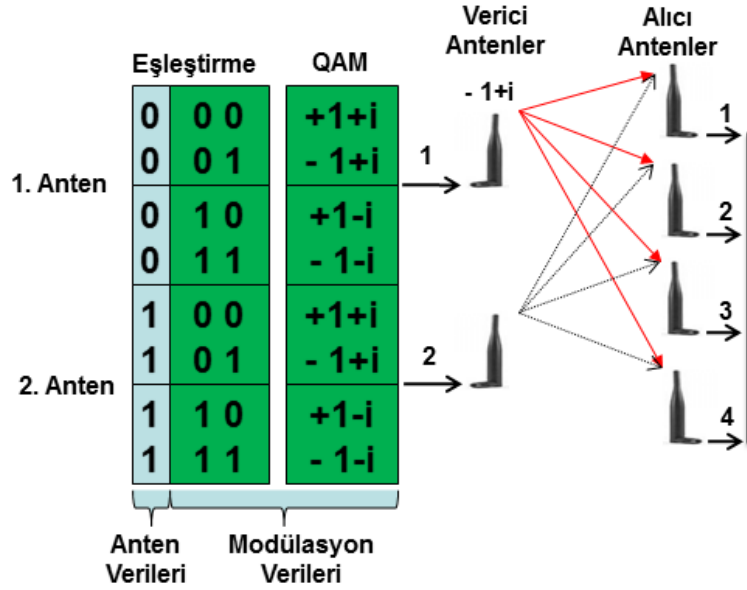
$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{h}_{(j=l)} x_l + \mathbf{w}(k) \quad (2.7)$$

şeklindeir. Burada $\mathbf{w}(k)$ ise toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü (AWGN: Additive White Gaussian Noise) göstermektedir.

İletilen bilgi biti sayısı n , kullanılan modülasyon derecesi ya da kullanılan anten sayısını değiştirilerek elde edilebilir. Örneğin dört verici antenden BPSK modülasyonu kullanarak **Şekil 2.9**'daki gibi sembol başına üç bit iletimi gerçekleştirilebilir. Alternatif olarak, **Şekil 2.10**'daki gibi dört verici anten yerine iki verici anten kullanıp BPSK modülasyonu yerine QPSK modülasyonu kullanılarak da üç bit iletimi yapılabilir. Benzer şekilde dört bit iletmek için BPSK modülasyonu ile sekiz verici anten kullanılabilir. Buna alternatif olarak ise 4-QAM modülasyonu ile dört verici anten kullanılarak da dört bit iletim gerçekleştirilebilir. Genel olarak SM kullanarak iletilen bilgi biti sayısı $n = \log_2(N_t) + m$ şeklindedir. Burada $m = \log_2(M)$, M -QAM modülasyonu için sembol başına düşen bit sayısını ifade eder.



Şekil 2.9: Dört verici dört alıcı antenli ve BPSK modülasyonlu SM eşleme tablosu.



Şekil 2.10: İki verici dört alıcı antenli ve 4-QAM modülasyonlu SM eşleme tablosu.

2.3.1. Verici Anten Numarası Kestirimi

SM sisteminde veri dizileri, bilgi sembolleri ve verici antenlerin indisleri ile kodlanmaktadır. İletilen bilgi bitleri sadece modüleli sembolü değil aynı zamanda hangi verici antenin kullanıldığı bilgisini de içerdiğinden verici anten numarası kestirimi

büyük bir önem taşımaktadır. Literatürde anten indisi ve sembollerin sezimi, optimum ve optimum olmayan (sub-optimum) sezim yöntemleri ile gerçekleştirilmiştir [8, 15].

2.3.2. Optimum Olmayan Alıcı: Yinelemeli Enbüyük Oran Birleştirici (i-MRC)

SM alıcı kısmında anten numarasını seçmek için optimum olmayan yenilemeli en büyük oran birleştirici (i-MRC: Iterative Maximum Ratio Combining) algoritması önerilmiştir [8]. i-MRC'nin algoritması herhangi bir iletim zaman diliminde sadece bir verici antenin aktif olması prensibine dayanmaktadır. Sonraki iletim zamanında anten numarası değişebilir fakat herhangi bir zamanda sadece tek bir verici anten iletimdedir. Her bir alıcı ve verici antenler arası kanal vektörü alıcıda ayrı ayrı hesaba katılmaktadır. Alıcıda, ilişkili verici ile alıcı antenler arasındaki her bir kanalda yer alan yollarda bulunan MRC yenilemeli bir şekilde hesaplanır. Alıcıda kanal bilgisinin tamamen bilinmesi durumunda en yüksek ilintiyi veren verici anten numarası seçilir [8].

Kanalın alıcıda tam bilindiği varsayılarak hem iletilen sembolü hem de iletimde olan verici anten numarasının kestirimi i-MRC kullanılarak aşağıdaki gibi kestirilmektedir. Alınan vektör $\mathbf{y}(k)$ yinelemeli bir şekilde kanal yol kazançları ile çarpılmaktadır:

$$\mathbf{g}_j = \mathbf{h}_j \mathbf{y}, \quad j = 1:N_t \quad (2.8)$$

$$\mathbf{g} = [\mathbf{g}_1 \mathbf{g}_2 \cdots \mathbf{g}_{N_t}]^T \quad (2.9)$$

$$\hat{l} = \arg \max_j |\mathbf{g}| \quad (2.10)$$

$$\hat{x}_l = Q(\mathbf{g}_{\hat{l}}). \quad (2.11)$$

Burada $Q(.)$ yıldız diyagramı niceleme işlevidir. Ayrıca $\hat{l}$ ve $\hat{x}_l$ 'nin doğru kestirildiği varsayılırsa, SM alıcısı basit bir şekilde bu iki veriyi birleştirip orijinal bilgi bitlerini elde eder.

Verici anten numarası kestirimi farklı kanal yolları arasındaki çapraz ilintiye bağlıdır. Böylelikle diğer uzaysal çoğullama tekniklerindeki gibi algoritmaların başarımı kanal ilintisine bağlı kalacaktır. Ancak önerilen SM tekniği ile ilinti sadece kanalın

karakteristiğine bağlıdır. İlinti antenler arasındaki mesafeye bağlı değildir çünkü verilen zaman aralığında sadece bir anten iletimdedir.

2.3.3. Optimum Alıcı: Enbüyük Olabilirlikli (ML) Alıcı

SM sisteminde x_q sembolü j . antenden iletildiğinde, kanal çıkışında alınan işareti

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_j x_q + \eta \quad (2.12)$$

şeklinde yazabiliriz. Burada $\mathbf{h}_j$, $\mathbf{H}$ MIMO kanalının j . sütununu gösterir. Kanal girişleri eşit olasılıklı olduğu zaman ML prensibine dayalı optimum kod çözücü aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\left[j_{ML}, q_{ML} \right] = \arg \max_{j,q} p_Y(\mathbf{y} / \mathbf{x}_{jq}, \mathbf{H}) = \arg \max_{j,q} \left\| \mathbf{g}_{jq} \right\|_F^2 - 2\Re \left\{ \mathbf{y}^H \mathbf{g}_{jq} \right\} \quad (2.13)$$

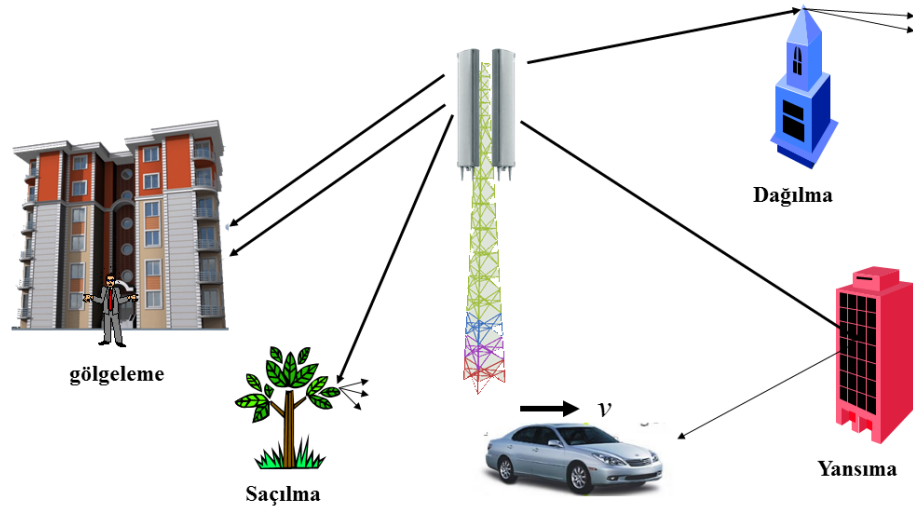
$$\mathbf{g}_{jq} = \mathbf{h}_j x_q, \quad 1 \leq j \leq N_t, \quad 1 \leq q \leq M \quad (2.14)$$

$$p_Y(\mathbf{y} / \mathbf{x}_{jq}, \mathbf{H}) = \pi^{-N_r} \exp(-\left\| \mathbf{y} - \mathbf{h}_j x_{jq} \right\|_F^2) \quad (2.15)$$

Burada $p_Y(\mathbf{y} / \mathbf{x}_{i,j}, \mathbf{H})$, $\mathbf{y}$ 'nin $\mathbf{x}$ ve $\mathbf{H}$ 'a göre koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonudur (CPDF: Conditional Probability Density Function). Buradan da görülüyor ki optimum sezim optimum olmayandan farklı olarak anten indisi ve sembol sezimi için birleşik sezime (joint dedection) ihtiyaç duymaktadır. Optimum alıcının karmaşıklığının optimum olmayana göre biraz daha fazla olmasına rağmen başarımının çok daha iyi olduğu gösterilmiştir [15]. Bu tezde ise SM sistemleri için optimum alıcı yapısı kullanılmıştır.

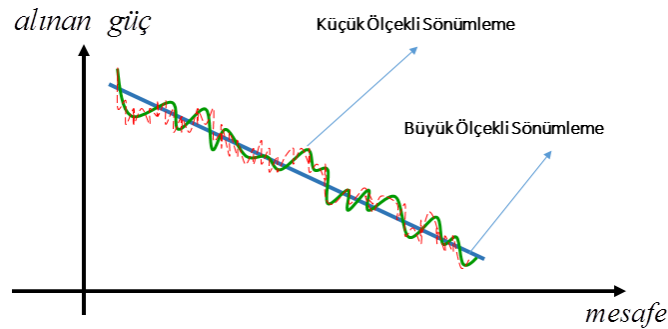
2.4. KANAL YAPILARI

Kablosuz haberleşme sistemlerinde gönderilen semboller kablosuz kanaldan kaynaklanan gürültü, zayıflama, yansıma ve saçılma gibi bozucu etkilere maruz kalır. **Şekil 2.11**'de yayılım etkileri gösterilmiştir. Alıcı ve verici arasında bulunan ağaçlardan, duvarlardan, binalardan, dağlardan ve hareket halindeki her türlü cisimden dolayı alıcıya, direkt görüş hattından (LOS: Line of Sight) daha çok gönderilen sinyalin diğer yollardan gelen halleri ulaşır. Bu tür etkiler küçük ölçekli sönümleme olarak adlandırılmaktadır [16]. Diğer bir sönümleme etkisi de yol kaybından kaynaklanan büyük ölçekli sönümleme etkisidir.



Şekil 2.11: Sinyal yayılımının etkileri.

Şekil 2.12’de büyük ve küçük ölçekli sönümlemenin sinyal gücü üzerine etkileri gösterilmiştir. Sönümlmeli kanallar, çok yollu zaman gecikmesi bakımından düz ve frekans seçici, Doppler yayılımına göre ise hızlı ve yavaş olarak sınıflandırılmaktadır [16]. Bu tezde ise küçük ölçekli sönümlleme olan Rayleigh ve Rician sönümlmesi kullanılarak kanalın düz ve hızlı sönümlmeli kanal olduğu göz önünde bulundurulmuştur. Düz sönümlmeli kanalda işaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden küçüktür. Hızlı sönümlmeli kanalda modülasyonlu işaretin örnekleme zamanı kanalın uyumluluk zamanından küçük olması durumunda meydana gelmektedir.



Şekil 2.12: Küçük ve büyük ölçekli sönümlleme.

2.4.1. Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) Kanal

Haberleşme sistemlerinde var olan ısı gürültü nedeniyle oluşan en basit kanal AWGN kanal modelidir. Beyaz kelimesinden kasıt ısı gürültünün izgesel özelliğidir. Öyle ki;

bu güç izgesel yoğunluğunun (PSD: Power Spectral Density) tüm frekanslarında aynı olduğunu göstermektedir. Toplamsallık ise iletilen işaretin üzerine gürültünün doğrudan eklenmesini ayrıca herhangi bir çarpma işleminin olmadığını ifade eder. Gauss dağılımına sahip rastlantı değişkeni x için PDF aşağıdaki gibidir:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp\left(-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2}\right), \quad -\infty \leq x \leq \infty \quad (2.16)$$

Burada m_x ortalamayı, σ_x^2 ise değişintiyi göstermektedir.

2.4.2. Rayleigh Sönümlmeli Kanal

AWGN kanal modeli, karakteristik özellikleri zamanla değişen kablosuz haberleşme sistemlerini ifade etmek için yeterli değildir [17]. Kablosuz kanaldan iletilen sembollerin doğrusal bir faza ve sabit bir kazanca maruz kalmaları durumunda düz sönümleme meydana gelir. Bu kanallarda iletilen işaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden küçüktür. Literatürde tanımlanmış ve en sık görülen sönümlmeli kanal modellerinden biri de Rayleigh sönümlmeli kanal modelidir. Bu kanal modelinde iletilen semboller LOS hattı olmadan, yansıma, kırılma ve saçılma gibi etkilere maruz kalarak farklı güçlerde alıcıya ulaşabilmektedir. İstatistiksel bağımsız eş dağılımlı (I.I.D: Independent Identically Distributed) iki Gauss rastlantı değişkeninin toplamının zarfı Rayleigh dağılımına sahiptir. Aşağıda Rayleigh dağılımlı bir rastlantı değişkeninin PDF'i verilmiştir:

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0. \quad (2.17)$$

Burada σ^2 iki Gauss rastlantı değişkeninin değişintilerinin toplamıdır.

2.4.3. Rician Sönümlmeli Kanal

Rayleigh kanal modelinde LOS hattı olması durumu Rician kanal modeline karşılık gelmektedir. Direk görüş bileşenin gücünün diğer bileşenlerin güçlerinin toplamına oranı R , tüm bileşenlerin gücünün toplamı Ω ile ifade etmek üzere Rician dağılımlı bir rastlantı değişkeninin PDF'i aşağıda verilmiştir:

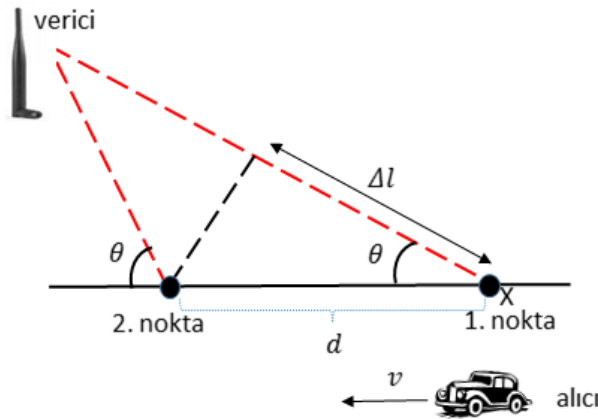
$$f(z) = \frac{2(R+1)z}{\Omega} \exp\left(-R - \frac{(R+1)z^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{R(R+1)}{\Omega}}z\right). \quad (2.18)$$

Burada $I_0(.)$ sıfırıncı dereceden birinci tip modifiye Bessel fonksiyonudur.

2.4.4. Doppler Etkisi

Günümüzde haberleşme sistemlerinde mobilité çok büyük bir öneme sahiptir. Bu tezde kablosuz kanalın hızlı değiştiği varsayılmıştır. Çünkü alıcının veya vericinin sürekli hareket halinde olması ya da ortamdaki nesnelerin hareket halinde olması kablosuz kanalda hızlı değişimlere neden olmaktadır. Mobil kullanıcı ile verici arasındaki göreceli hareketlilikten dolayı çok yollu bileşenlerin her birinde Doppler kayması meydana gelmektedir.

şekil 2.13'de vericiden gelen radyo dalgalarının, hareket halindeki alıcının geçtiği 1. ve 2. noktalar arasında kat ettiği yol $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ olarak ifade edilebilir. Burada Δt , hareketli aracın Δl yolunu katetmesi için gerekli olan süreyi göstermektedir. Alıcı ile verici arasındaki mesafenin çok uzun olması durumunda $\theta_1 \approx \theta_2 = \theta$ kabul edilebilir.



şekil 2.13: Doppler kayması.

İşaretin 1 ve 2 noktalarına ulaşırken kat ettiği Δl yolundan dolayı fazında meydana gelen değişiklik şu şekilde ifade edilir:

$$\Delta \theta = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta. \quad (2.19)$$

Buradan hareketle frekanstaki fark veya Doppler kayması şu şekilde elde edilir:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\theta}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta. \quad (2.20)$$

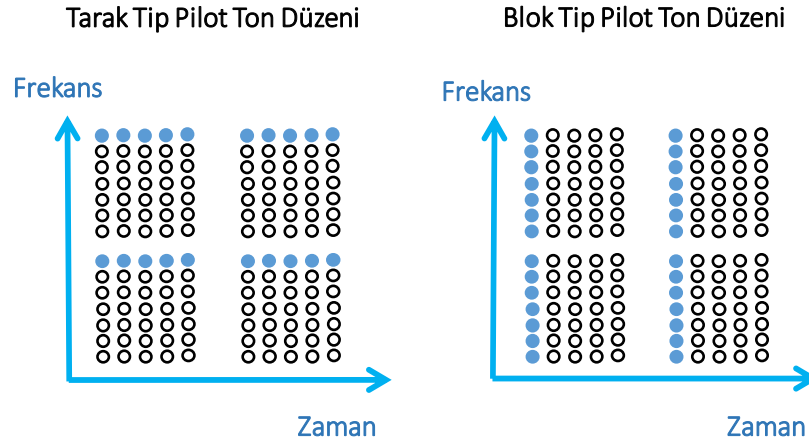
Alıcının vericiye yaklaşıp uzaklaşmasına göre pozitif veya negatif Doppler kayması meydana gelir [16]. T_c , uyumluluk zamanı (coherent time) Doppler kayması ile ters orantılıdır ($T_c \approx \frac{1}{f_d}$) ve sembol zamanı T_s 'den büyükse $T_s < T_c$, kanal yavaş sönmülemeli tersi durumda ise ($T_s > T_c$), hızlı sönmülemeli kanal özelliği göstermektedir.

2.5. ZAMANLA DEĞİŞEN KANALLARDA KANAL KESTİRİMİ

Literatürde birçok kanal kestirim yöntemi kanal cevabının tamamen ya da bir sembol süresince değişmediği kabulüne dayanmaktadır. Pratikte, mobilite etkisinden dolayı kanallar çoğunlukla zamanla değişen kanal özelliği sergilemektedir. Bu yüzden kablosuz kanalların transfer fonksiyonunda art arda gelen iki pilot süresince önemli değişiklikler meydana gelmektedir. Bu tür kanallar kablosuz haberleşme sistemlerinin başarımını önemli derecede olumsuz yönde etkilemektedir [18]. Bu amaçla yeni nesil haberleşme sistemleri için zamanla hızlı değişen kanallarda, kanal parametrelerinin hızlı değişimleri takip edebilecek özelliğe sahip önerilecek yeni yöntemler büyük önem arz etmektedir. Dolayısıyla, yeni nesil haberleşme sistemlerinde BER/MSE başarımını artırmak için alıcıda kanalın dinamik kestirimi gereklidir. Bu yüzden literatürde sıkça kullanılan pilot tabanlı kanal kestirim yöntemleri ile kanal katsayıları dinamik olarak elde edilmektedir [18, 19, 20]. [21]'de ek taşıyıcılı MIMO sistemleri için pilot yardımcı kanal kestirim yöntemleri incelenmiştir ve [22]'deki çalışmada frekans seçici MIMO kanallar için optimum pilot sembolleri üzerine araştırmalar yapılmıştır.

Şekil 2.14'te gösterildiği gibi pilot tabanlı kanal kestiriminde pilot sembollerinin yerleşimi iki şekilde yapılmaktadır [23]. Blok tip kanal kestirimi daha çok, yavaş sönmülemeli kanallarda kullanılmaktadır. Tarak tip kanal kestirimi ise zamanla değişen kanallarda oldukça iyi başarıma sahiptir. Bu yöntemde, alıcıda yerleri bilinen pilot semboller zamanda ya da frekansda periyodik olarak yerleştirilir. [24]'te ise optimum pilot düzenlemesi üzerine çalışılmıştır. Kanalı kestirmek için kullanılacak pilot sayısı ile kablosuz haberleşme sistemlerinin başarımı arasında bir ödünleşim (trade-off) söz konusudur. Kanal çok hızlı değişen özelliğe sahipse başarımı artırmak için yani kestirim

hatasını düşürmek için daha fazla pilot sembolleri kullanılmalıdır. Bu durum sistemin verimliliğini düşürmektedir [25, 26].

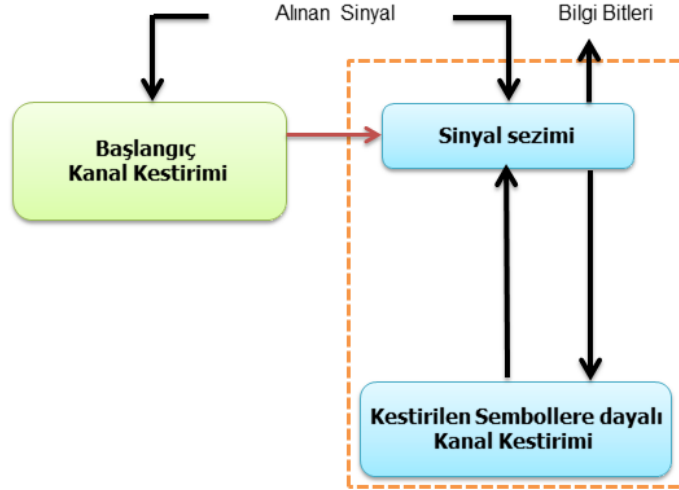


Şekil 2.14: Pilot sembollerinin yerleşim düzenleri.

Yeni nesil haberleşme sistemlerinde pilot tabanlı kanal kestiriminde ara değerlendirme yöntemleri oldukça sık kullanılmaktadır. Alıcı, pilot sembollerini aldıktan sonra enküçük kareler (LS: Least Square) kestirimcisi veya minimum ortalama karesel hata (MMSE: Minimum Mean Square Error) kestirimcisi gibi yöntemler ile pilot noktalarındaki kanal parametrelerini elde eder [27]. MMSE yöntemi düşük SNR’larda LS’den daha iyi olduğu bilinmektedir fakat işlemsel karmaşıklığı oldukça yüksektir. LS/MMSE kestiriminden sonra tüm data pozisyonlarındaki CIR’ları bulmak için ara değerlendirme yöntemleri kullanılmaktadır [23]. Coleri ve diğerleri tarafından farklı ara değerlendirme teknikleri karşılaştırmalı olarak kullanılmış ve alçak geçiren ara değerlendirme yönteminin daha üstün başarımla sergilediği gösterilmiştir [23]. Bu yöntem sayesinde hızlı değişen kanallarda kanal kestirim başarımları önemli derecede artırılmıştır.

Zamanla hızlı değişen kanallar için önerilen bir başka etkili teknik ise yinelemeli kanal kestirim yöntemleridir. Yinelemeli kanal kestirime sahip alıcılar yeni nesil haberleşme sistemlerinde önerilmiştir. Özellikle yeterli sayıda pilot sembolünün olmadığı veya kanal değişiminin fazla olduğu durumlarda avantajları gösterilmiştir [28, 29]. Ayrıca alıcının işlemsel karmaşıklığını azaltabileceği de gösterilmiştir [30]. Yinelemeli alıcıların temel çalışma prensibi beklenti en büyükleme (EM: Expectation Maximization) algoritmasına dayanmaktadır [31]. Bu algortimada iki adım vardır:

Beklenen (E: Expectation) adım ve enbüyükleme (M: Maximization) adımı. **Şekil 2.15**'te görüldüğü üzere bu yöntemde öncelikle pilot semboller yardımıyla bir başlangıç kanal kestirimi elde edilir. Daha sonra ise kestirilen başlangıç kanal değerleri kullanılarak gerçek kanal değerlerine yakınsama olana kadar yinelemeler yapılır.



Şekil 2.15: Yinelemeli alıcının basit şematik gösterimi.

2.6. KANAL KESTİRİMİNDE CRAMER-RAO ALT SINIRI (CRLB)

Cramer-Rao alt sınırı (CRLB: Cramer-Rao Lower Bound) deterministik parametre kestirimcisinin değışintisinin alt sınır ifadesidir [32, 33]. Bir başka değışle parametre kestirimcisinin erişebileceği en iyi başarımlar, CRLB ile belirlenir. Fisher bilgi matrisinin (FIM: Fisher Information Matrix) tersinin alınmasıyla CRLB hesaplanmaktadır. Özellikle haberleşme ve sinyal işleme alanlarında CRLB olgusu kestirimcilerin başarımlarının karşılaştırılması açısından büyük bir öneme sahiptir. CRLB'nin en alt sınırına eşit olan kestirimciye minimum değışintili yansız (MVU: Minimum Variance Unbiased) kestirimci denilmektedir.

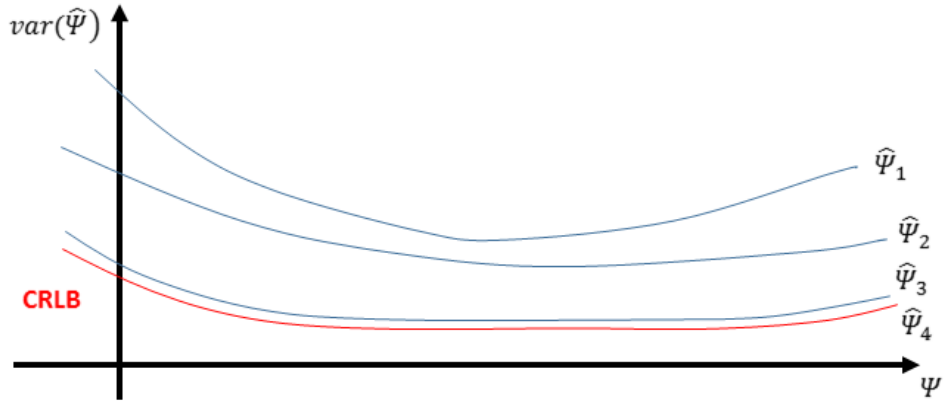
s ölçümlerinden kestirilecek bilinmeyen deterministik parametre Ψ olsun ve bunun $f(s; \Psi)$ PDF dağılımına sahip olduğunu varsayalım. $f(s; \Psi)$ 'in doğal logaritması $\ell(s; \Psi) = \log(f(s; \Psi))$ olmak üzere tüm Ψ 'ler için düzenlilik (regularity) koşulunun $\mathbb{E} \left[\frac{\partial \ell(s; \Psi)}{\partial \Psi} \right] = 0$ şeklinde sağlanmasıyla Ψ 'nün yansız kestirimcisi $\hat{\Psi}$ 'nın değışintisi, Fisher bilgisinin tersi ile aşağıdaki gibi sınırlandırılır:

$$\text{var}(\hat{\Psi}) \geq \frac{1}{I(\Psi)}. \quad (2.21)$$

Fisher bilgisi ise aşağıdaki gibi yazılır:

$$I(\Psi) = \mathbb{E} \left[\left(\frac{\partial \ell(s; \Psi)}{\partial \Psi} \right)^2 \right] = -\mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 \ell(s; \Psi)}{\partial \Psi^2} \right]. \quad (2.22)$$

Burada $\mathbb{E}$, s üzerinden beklenen değeri göstermektedir. **Şekil 2.15**'te görüldüğü gibi CRLB sınırına en yakın olan kestirimci $\hat{\Psi}_4$ kestirimcisidir ve bu da MVU'ya karşılık gelmektedir. En verimsiz kestirimcinin ise CRLB'a en uzak olan $\hat{\Psi}_1$ kestirimcisi olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 2.16: Farklı kestirimcilerin CRLB varlığında karşılaştırılması.

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. UZAYSAL MODÜLASYON (SM)

Yapılan literatür araştırmaları, günümüz yeni nesil haberleşme sistemlerinde alıcıdaki kanallar arası girişim (ICI: Inter Channel Interference) ve antenler arası senkronizasyon (IAS: Inter Antenna Synchronization) büyük bir sorun olarak karşımıza çıktığı görülmektedir. Bu sebeple haberleşme sistemlerinde ICI ve IAS'dan bağımlılığı en aza indirmek için yapılacak tasarımlar, gelecek nesil haberleşme sistemleri için oldukça önem arz etmektedir. Literatürde ICI'yi azaltmak için birçok algoritma önerilmiştir. Önerilen Bell Laboratories Layered Space-Time (BLAST) yapısı MIMO için en önemli sezme algoritmalarından bir tanesidir [34]. BLAST'ın bilinen en temel yapısı Vertical (V)-BLAST ile çoklu veri dizilerini ayırıp dizi işleme (nulling) ve girişim yok etme teknikleri kullanılarak başarılı bir şekilde sezme işlemi yapılmaktadır [35]. Buradaki yüksek izgesel verimlilik, paralel sinyal iletiminden kaynaklanan çoğullama kazancından elde edilmiştir.

Literatürde son dönemlerde, alıcıda ICI'yi yok etmek için ikili PSK (BPSK: Binary-PSK) ve QPSK için alternatif bir iletim yapısı önerildi [36, 37]. Bu yapıda, N_t (verici anten sayısıdır) adet sembol tek bir sembole sıkıştırılarak iletim yapılmaktadır. Bu sistemin alıcısı ise iki farklı adımda sezme işlemini yapmaktadır. Birinci adımda gönderilen tek sembol kestirilmekte ve ikinci adımda ise bu sembolü ileten antenin numarası kestirilmektir. Daha sonra N_t blok halindeki semboller bu iki kestirimden elde edilen bilgi ile tekrardan oluşturulmakta ve böylelikle çoğullama kazancı elde edilmektedir. Ayrıca MIMO'daki ICI tamamen yok edilmektedir. Fakat bu yapı V-BLAST sistemleri ile karşılaştırıldığında, izgesel verimlilik, eşlik (pariti) sembollerinin kullanımından dolayı düşmektedir. Diğer bir dezavantajı ise farklı modülasyon tipleri için genel bir çözüm sunamamasıdır.

Son zamanlarda MIMO sistemleri için uzaysal modülasyon (SM: Spatial Modulation) yapısı önerilmiştir [8]. Önerilen SM tekniği, iki boyutlu sinyal uzayına üçüncü bir boyut olan uzaysal boyutu ekleyerek üç boyutlu bir sinyal uzayı oluşturmaktadır. Daha önce

de belirtildiği gibi SM modülatöründe PSK, QAM gibi çok kullanılan genlik modülasyon türleri kullanılıp buna ek olarak bilgiyi taşımak için anten indisleri de kullanılmakta ve bu durum ek bir bilgi kaynağı sağlamaktadır. SM’de iletilen bilgi bitleri sayısı kullanılan modülasyonun derecesine ve kullanılan verici anten sayısına bağlıdır. Örneğin altı bitlik bilgi biti 32-QAM ve iki verici anten ile eşleştirilerek SM modülasyonu gerçekleştirilebilir. Eğer kanal ve girişim çevresi 32-QAM’ı kullanmaya uygun değilse yukarıdaki aynı izgesel verimliliği elde edebilmek için 16-QAM ve dört verici anten kullanılarak da SM modülasyonu gerçekleştirilebilir.

SM’de verici antenler arasında ilinti olmadığına alıcıda ICI tamamen yok olmakta ve hiçbir şekilde senkronizasyona ihtiyaç duymamaktadır. Diğer taraftan senkronizasyona ihtiyaç duymamasının sistem başarımını çok önemli ölçüde etkilediği gösterilmiştir [9, 10]. Verici anten numarası kestirimi farklı kanal yolları arasındaki çapraz ilintiye bağlıdır. Böylelikle diğer uzaysal çoğullama tekniklerindeki gibi algoritmanın başarımı kanal ilintisine bağlıdır. Ancak önerilen yeni teknik ile ilinti sadece kanalın karakteristiğine bağlı olup antenler arasındaki mesafeye bağlı değildir çünkü verilen zaman aralığında sadece bir anten iletimdedir. Böylelikle yüksek hızda yukarı yön (uplink) iletimi için ideal bir yapı olduğu öngörülmektedir. Sonuç olarak önerilen SM yapısı çok esnek bir mekanizmaya sahip olduğu için yüksek izgesel verimlilik ve çok düşük alıcı karmaşıklığı sağlamaktadır.

İletilen sembolde, bilgi bitlerinin modüleli olarak bulunmasının yanısıra hangi verici antenin kullanıldığı bilgisi de yer aldığından dolayı verici anten numarası kestirimi büyük bir önem taşımaktadır. SM alıcı kısmında anten numarasını seçmek için i-MRC algoritması önerilmiştir [8]. Bir iletim zaman diliminde sadece bir verici anten iletimde iken sonraki iletim zamanında anten numarası değişebilir fakat herhangi bir zamanda sadece tek bir verici anten iletimdedir. Bu yüzden, i-MRC yöntemi, her bir alıcı ve verici antenler arası kanal vektörünü alıcıda ayrı ayrı hesaba katmaktadır. Alıcı, ilişkili olan verici ve alıcı antenlerin sahip olduğu her bir kanalın yolları arasında MRC’yi yenilemeli bir şekilde hesaplar. Alıcıda kanal bilgisinin tamamen bilinmesi durumunda en yüksek ilintiyi veren verici anten numarası seçilir. Literatürde anten numarası ve sembollerin sezimi için ayrıca optimum olan sezim yöntemi de önerilmiştir [8, 38]. Bu tez çalışmasında optimum alıcı yapısı kullanılmıştır.

N_t adet verici anten ve N_r adet alıcı antenden oluşan SM sistemini göz önünde bulunduralım. Sembol başına düşen bit sayısı, M olmak üzere genel olarak M -sembollü SM sistemlerinde iletilen toplam bilgi biti sayısı aşağıdaki gibidir:

$$k = \log_2(N_t) + \log_2(M). \quad (3.1)$$

n . sembol aralığında SM eşleyici k adet rastgele bit dizisini N_t -boyutlu sinyal vektörü uzayına aşağıdaki gibi eşler:

$$\mathbf{x}(n) = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_{N_t}(n)]^T. \quad (3.2)$$

$\mathbf{x}(n)$ 'in sadece $x_j(n)$ elemanı aktif ve sıfırdan farklıdır. Daha sonra n . sembol aralığında, SM sisteminin vericisinin çıkışı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathbf{x}_j(n) \triangleq [0 \ \dots \ x_q(n) \ \dots \ 0]^T. \quad (3.3)$$

j . verici antenden gönderilen

Burada j aktif anten numarasını göstermekte ve $x_q(n)$ ise M -sembollü yıldız diyagramının q . sembolünü ifade eder. Bu sembol süresi boyunca diğer antenler aktif değildirler. Daha sonra $x_q(n)$ sembolü $N_t \times N_r$ boyutlu kablosuz MIMO kanal üzerinden iletilir. Alıcıda gözlemlenen sinyal modeli aşağıdaki gibidir:

$$\begin{bmatrix} y_1(n) \\ \vdots \\ y_r(n) \\ \vdots \\ y_{N_r}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(n) & h_{12}(n) & \dots & \dots & h_{1N_t}(n) \\ h_{21}(n) & h_{22}(n) & \dots & \dots & h_{2N_t}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1}(n) & h_{N_r,2}(n) & \dots & \dots & h_{N_r,N_t}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ x_q(n) \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1(n) \\ \vdots \\ w_r(n) \\ \vdots \\ w_{N_r}(n) \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Burada $h_{i,j}(n)$, j . verici anten ile r . alıcı anten arasındaki kanal kazancını ve $w_r(n)$ kompleks değerli sıfır ortalamalı σ^2 değişintili AWGN'i göstermektedir.

SM-MIMO sistemindeki zamanla değişen frekans seçici olmayan sönmülemeli kanal katsayıları $h_{i,j}(n)$, iletilen sinyal için rastgele genlik ve faz kaymasıyla tanımlanmış ve geniş anlamda durağan (WSS: Wide-Sense Stationary) süreçli, darbandlı (narrowband) karmaşık Gauss dağılımlı rastgele değişkenler olarak modellendikleri varsayılmıştır. Bu

rastgele değişkenler, $\mu_{h_{i,j}}(n)$ ortalamasına, $\sigma_{h_{i,j}}^2$ değişintisine (Rician kanal modeli) ve Jakes Doppler güç izgesel yoğunluğuna sahiptirler. Kanal, T_s sembol periyodu, f_d Doppler frekansı ve $I_0(\cdot)$ ise sıfırıncı dereceden birinci tip Bessel fonksiyonunu göstermek üzere aşağıdaki özilinti fonksiyonuna sahiptir [39]:

$$R_h(m, n) \triangleq E \{ h_{i,j}(m) h_{i,j}^*(n) \} = \sigma_{h_{i,j}}^2 I_0(2\pi f_d (m-n) T_s). \quad (3.5)$$

Rayleigh sönümlmeli kanallardan farklı olarak Rician kanallarda baskın bileşen vardır. Rician faktörü R , LOS bileşenin gücünün LOS olmayan çoklu yol bileşenlerinin güçlerinin toplamına oranıdır. Rayleigh sönümlmeli kanal Rician sönümlmeli kanallardaki $R = 0$ durumunun özel bir halidir. Hatta $R = \infty$ olması sadece LOS bileşenlerinin olduğunu göstermektedir. Denklem (3.4)'te gözlemlenen model matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{H}(n) \mathbf{x}_j(n) + \mathbf{w}(n), \quad n=1, 2, \dots, N. \quad (3.6)$$

3.1.1. Uzaysal Modülasyon Sistemleri için Optimum Sezim

SM sisteminde tüm verici antenlerden sadece bir tanesi aktif olduğu için anten indisinin sezimi büyük bir öneme sahiptir. Alıcıda, hem aktif antenden gönderilen sembole hem de aktif antenin indisine karar verilmektedir. ML çalışma prensibine dayalı optimum sezim aşağıdaki gibidir:

$$\left[\hat{j}_{ML}(n), \hat{q}_{ML}(n) \right] = \arg \max_{j,q} p_Y(\mathbf{y}(n) / \mathbf{x}_j(n), \mathbf{H}(n)). \quad (3.7)$$

Burada $\mathbf{x}_j(n)$ vektörü denklem (3.3)'te gösterilen q ve j değerleri için değişmektedir. Denklem (3.6)'dan hareketle $\mathbf{y}(n)$ 'nin $\mathbf{x}_j(n)$ ve $\mathbf{H}(n)$ üzerinden koşullu PDF'i şu şekilde yazılabilir:

$$p_Y(\mathbf{y}(n) / \mathbf{x}_j(n), \mathbf{H}(n)) = \pi^{-N_r} \exp(-\|\mathbf{y}(n) - \mathbf{h}_j(n) \mathbf{x}_q(n)\|_F^2). \quad (3.8)$$

Burada $\mathbf{h}_j(n)$, $\mathbf{H}(n)$ 'nin j . sütunudur. Denklem (3.8)'i kullanarak (3.7)'de verilen optimum sezim şu şekilde açıklanabilir:

$$\left[\hat{j}_{ML}(n), \hat{q}_{ML}(n) \right] = \arg \max_{j,q} \left\| \mathbf{g}_{jq}(n) \right\|_F^2 - 2\Re \left\{ \mathbf{y}^\dagger(n) \mathbf{g}_{jq}(n) \right\}. \quad (3.9)$$

Burada $\mathbf{g}_{jq}(n)$ ise,

$$\mathbf{g}_{jq}(n) = \mathbf{h}_j(n) x_q(n), \quad 1 \leq j \leq N_t, \quad 1 \leq q \leq M \quad (3.10)$$

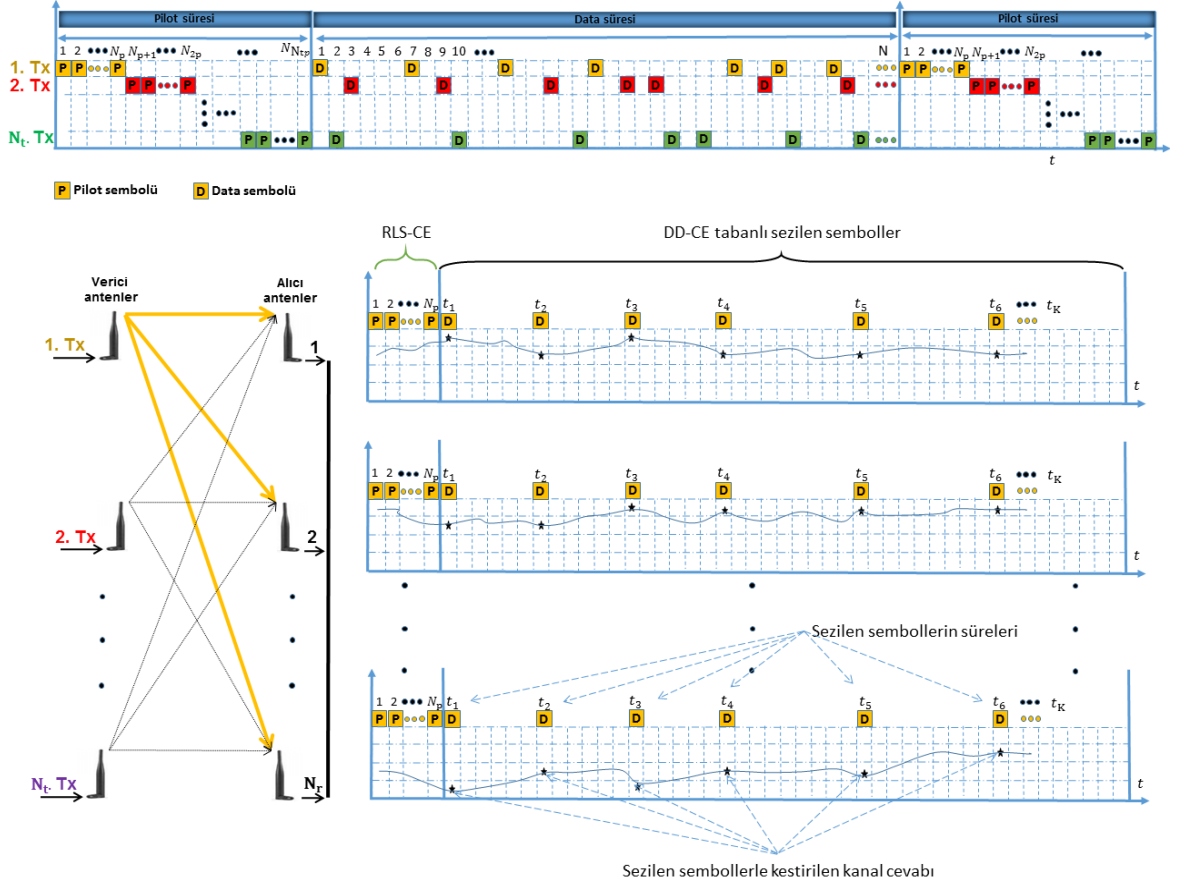
şeklindedir. Eğer alıcı j 'yi ve q 'yu doğru bir şekilde sezerse bunları tekrar eşleştirip birleştirerek gönderilen bitleri yeniden elde eder. Ancak alıcıda tüm CSI'nin bilinmesi gerektiği açıktır. Tüm kanal $\mathbf{H}$, ise şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}(1), \mathbf{H}(2), \dots, \mathbf{H}(n), \dots, \mathbf{H}(N)]. \quad (3.11)$$

3.2. UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KESTİRİMİ

SM sisteminde aktif olan anten üzerinden gönderilen modüleli sinyalin ve aktif antenin indisinin sezilebilmesi için CSI'ye ihtiyaç vardır. Literatürdeki bir çok çalışmada, SM için optimum ve alt-optimum sezme işlemi P-CSI durumu için gerçekleştirilmiştir. Bu sebeple, SM sistemleri için önerilecek kanal kestirim yöntemleri, gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemleri için oldukça önemli olacaktır. Literatürde, SM için kanal kestirimi konusunda çok az sayıda çalışma vardır. [11]'de RLS kanal kestirim yöntemi ve optimum sezim işlemi durağan kanallar için önerilmiştir. Ancak özellikle son zamanlarda, kablosuz haberleşmede zamanla hızlı değişen kanallar için kanal kestirimi çok önemli bir araştırma alanını oluşturmaktadır. Çünkü gelecek nesil kablosuz haberleşme standartları çoğunlukla yüksek mobilitayı içerecektir. Açıkça görülmektedir ki RLS tabanlı SM alıcıların başarımı zamanla hızlı değişen kanallarda bozulacaktır. Çünkü RLS tabanlı kanal kestiriminin, çoğunlukla düşük mobilite durumlarında kullanıldığı bilinmektedir [40].

Bu tez çalışmasında SM tabanlı alıcılar için oldukça iyi başarımlar sergileyen yeni bir yinelemeli kanal kestirim tekniği önerilmiştir. RLS algoritması sadece önerilen yinelemeli algoritmanın başlangıç değeri için uygulanmıştır. Böylelikle zamanla değişen kanalların etkisi olabildiğince azaltılmış ve sistem başarımı iyileştirilmiştir. Önerilen alıcı yapısı için BER ve MSE gibi çeşitli başarımlar testleri yapılmıştır.



Şekil 3.1: Pilot ve data sürelerine dayalı kanal kestirimi.

3.2.1. Enküçük Kareler-Kanal Kestirim (RLS-CE) Algoritması

Bu alt bölümde, önerilen yinelemeli kanal kestiriminin başlangıç değerini bulmak için uygulanacak olan RLS algoritması özetlenecektir. Kullanılan pilot semboller $x^{(p)}(n)$ ile tanımlandı. Pilot semboller öncelikle sırası ile verici antenlerden gönderildi ve verici antenler ile alıcı antenler arasındaki kanal katsayıları Şekil 3.1’de gösterildiği gibi her bir sembol süresince $j = 1, \dots, N_t$ ve $r = 1, \dots, N_r$ için ayrı ayrı kestirildi. İlişkin pilot sembollere karşılık gelen sinyal $y_r^{(p)}(n)$, $r = 1, \dots, N_r$ olmak üzere alıcıda tarafından alınan sinyal örnekleri sırası ile işlendi ve gelen her yeni örnek için kanal kestirimcisi güncellendi. Aşağıda SM için yinelemeli olarak kanalın LS kestiriminin hesaplanması açıklanmaktadır. $\mathbf{x}^{(p)}(n) = [x^{(p)}(1), x^{(p)}(2), \dots, x^{(p)}(N_p)]$ verilen pilot sembolleri ve N_p ise toplam pilot sembol sayısı olsun. Her bir aktif anten için $\mathbf{y}_r^{(p)}(n) = [y_r^{(p)}(1), y_r^{(p)}(2), \dots, y_r^{(p)}(N_p)]^T$ ise bunlara ilişkin alınan ilişkin cevaplar olsun. Doğrusal (linear) filtrenin çıkışı aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\Omega_{r,j} = \hat{h}_{r,j}^{RLS}(n)x^{(p)}(n), \quad n=1, \dots, N_p. \quad (3.12)$$

Karesel hataların toplamını minimum yapacak şekilde j . verici ve r . alıcı antenler arasındaki kanal kestirimi olan $\hat{h}_{r,j}^{RLS}(n)$ yinelemeli olarak zaman alanında aşağıdaki gibi kestirildi:

$$\varepsilon(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{(n-1)} \left(y_r^{(p)}(i) - \hat{h}_{r,j}^{RLS}(i)x^{(p)}(i) \right)^2, \quad n=1, \dots, N_p. \quad (3.13)$$

Buradaki ağırlık faktör (weighting factor) olan λ , $0 < \lambda \leq 1$ aralığındadır ve λ 'nın değeri eski dataların etkisini azaltır. RLS kanal kestirim algoritmasının temel adımları aşağıda sunulmuştur [11, 41]. Burada $\eta(n)$, $\xi(n)$, $P(n)$ ve $\hat{h}_{r,j}^{RLS}(n)$ sırasıyla kazanç vektörü, önceki hata vektörü, özilinti matrisinin tersi ve kestirilen kanalı ifade eder.

1. **Adım:** Başlangıç: $n = 0$ için $P(0)$ ve $\hat{h}_{r,j}^{RLS}(0)$ 'i belirle
2. **Adım:** $n \leftarrow n+1$ için hesapla

$$\eta(n+1) = \frac{\lambda^{-1}P(n)x^{(p)}(n+1)}{1 + \lambda^{-1}(x^{(p)}(n+1))^* P(n)x^{(p)}(n+1)} \quad (3.14)$$

$$\xi(n+1) = y_r^{(p)}(n+1) - \hat{h}_{r,j}^{RLS}(n)x^{(p)}(n+1) \quad (3.15)$$

3. **Adım:** Kanal katsayılarını güncelle

$$\hat{h}_{r,j}^{RLS}(n+1) = \hat{h}_{r,j}^{RLS}(n) + \eta(n+1)\xi^*(n+1) \quad (3.16)$$

4. **Adım:** $P(n+1)$ 'i güncelle

$$P(n+1) = \lambda^{-1}P(n) - \lambda^{-1}\eta(n+1)(x^{(p)}(n+1))P(n) \quad (3.17)$$

5. **Adım:** Tüm pilotlar için uygulanasıya kadar 2. adıma GİT
6. **Adım:** SON.

Burada filtre katsayılarının başlangıç değerleri $\hat{h}_{r,j}^{RLS}(n) = [0]$ ve $P(0) = 1/\lambda$ olarak seçilmiştir. Böylelikle filtre katsayıları data süresince iletilen sembollerin sezimi için uygulandı.

3.2.2. Yinelemeli Alıcı

Hata başarımları açısından üstün olan yinelemeli kanal kestirim yöntemleri alıcılar için büyük öneme sahiptir [42]. Özellikle zamanla hızlı değişen kanalların varlığında kullanılması ve yinelemeli olmayan kanal kestiricilerle karşılaştırıldığında daha az pilot sembole ihtiyaç duymaları yönünden oldukça ilgi çekmektedirler [29]. Ayrıca bu tür alıcıların işlemsel karmaşıklıklarının gerçekleştirilebilir olduğu gösterilmiştir [30].

Bir önceki alt bölümde tanımlandığı gibi pilot tabanlı RLS algoritması kanal kestirimcinin başlangıç değerinin bulunması için uygulanmıştır. MIMO'daki çoklu iletimin aksine **Şekil 3.1**'de gösterildiği gibi SM sistemi pilotları iletmek için daha çok zamana ihtiyaç duymakta ve farklı verici antenlere ait kanallar ilişkin pilot sembollerle teker teker kestirilmektedir. Temel problem, iletim süresince sadece bir tane aktif anten olduğundan diğer kanalların cevabının o anda bilinmemesidir. Bu sebeple, seçilen antenlerden rastgele gönderilen data sembolleri, önceden pilot semboller kullanılarak kestirilen başlangıç kanal kestirimi kullanılarak sezildi. **Şekil 3.1**'de gösterildiği üzere sezilen sembollerle elde edilen kanal katsayıları daha sonra güncellendi. Sezilen sembollerle kestirilemeyen ya da bilinmeyen kanal katsayıları eğri uydurma tekniği ile hesaplandı. Sonuç olarak önerilen kanal kestirimi zamanla değişen kanalları takip edebilmektedir. Zamanla değişen tüm kanal matrisi $\tilde{\mathbf{H}}$,

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} h_{1,1}(1) & h_{1,1}(2) & \cdots & h_{1,1}(n) & \cdots & h_{1,1}(N) \\ h_{2,1}(1) & h_{2,1}(2) & \cdots & h_{2,1}(n) & \cdots & h_{2,1}(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1}(1) & h_{N_r,1}(2) & \cdots & h_{N_r,1}(n) & \cdots & h_{N_r,1}(N) \\ h_{1,2}(1) & h_{1,2}(2) & \cdots & h_{1,2}(n) & \cdots & h_{1,2}(N) \\ h_{2,2}(1) & h_{2,2}(2) & \cdots & h_{2,2}(n) & \cdots & h_{2,2}(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,2}(1) & h_{N_r,2}(2) & \cdots & h_{N_r,2}(n) & \cdots & h_{N_r,2}(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1,N_t}(1) & h_{1,N_t}(2) & \cdots & h_{1,N_t}(n) & \cdots & h_{1,N_t}(N) \\ h_{2,N_t}(1) & h_{2,N_t}(2) & \cdots & h_{2,N_t}(n) & \cdots & h_{2,N_t}(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,N_t}(1) & h_{N_r,N_t}(2) & \cdots & h_{N_r,N_t}(n) & \cdots & h_{N_r,N_t}(N) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\mathbf{h}_{r,\tau} = [h_{r,\tau}(1), \dots, h_{r,\tau}(n), \dots, h_{r,\tau}(N)]$, $\tilde{\mathbf{H}}$ 'nin r . satırını göstermektedir. j . verici antenin aktif ($\tau = j$) olduğunu ve x_q 'nin iletilecek sembol olduğunu varsayalım. Bu durumda ayrık zaman $t_1, t_2, \dots, t_K$ noktalarında r . alıcı antenden alınan sinyal aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$y_r(t_k) = h_{r,j}(t_k)x_q(t_k) + w(t_k). \quad (3.19)$$

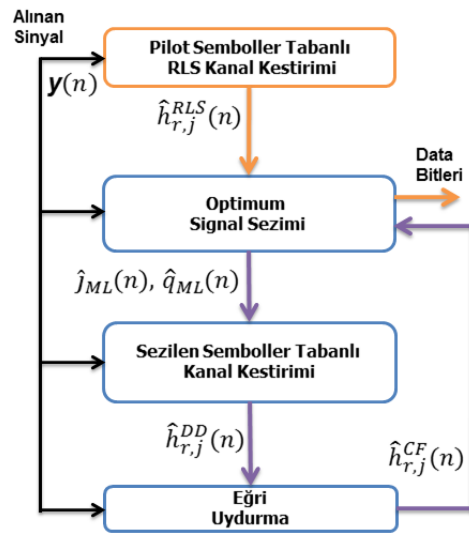
Eğer tüm verici antenlerin eşit olasılıkla aktif olduğunu varsayarsak her bir kanal için yaklaşık $K = N/N_t$ adet sembol sezilmektedir. Direkt-karar verici (D-D: Decision-Directed) kanal kestirimciler şu şekilde hesaplanabilir:

$$\hat{h}_{r,\tau=j}^{DD}(t_k) = y_r(t_k) / \hat{x}_q(t_k), \quad t_k \in \{1, 2, \dots, N\}. \quad (3.20)$$

Burada $\hat{x}_q(t_k)$, t_k . sembol aralığında sezilen işareti göstermektedir. Bir t_k zaman diliminde sadece bir verici anten aktif olduğundan alıcı ve verici antenler arasında kestirilmiş kanal şu şekilde yazılabilir:

$$\hat{\mathbf{h}}_{r,\tau} = [0, \dots, \hat{h}_{r,\tau=j}^{DD}(t_k), \dots, 0], \quad r = 1, \dots, N_r \quad (3.21)$$

Burada $\hat{h}_{r,\tau=j}^{DD}(t_k)$, D-D kanal kestirimidir. Şekil 3.2'de gösterildiği gibi en son güncel kanal kestirimi yinelemeli bir şekilde uygulanarak daha sonra sezilen semboller güncellenmiştir.



Şekil 3.2: Önerilen yinelemeli alıcı yapısı.

3.2.3. Eğri Uydurma

Çok terimli (polinomal) eğri uydurma ile ayrık zaman $t_1, t_2, \dots, t_K$ noktalarında j . verici anten ve τ . alıcı anten arasındaki kestirilmiş kablosuz kanal $(L - 1)$. dereceden bir polinom olarak aşağıdaki gibi modellenenebilir:

$$h_{r,\tau}^{DD}(t_k) = \theta_{r,\tau}(1) + \theta_{r,\tau}(2)t_k + \dots + \theta_{r,\tau}(L)t_k^{L-1} + u_{r,\tau}(t_k). \quad (3.22)$$

Burada $u_{r,\tau}(t_k)$, t_k noktalarında koşullandırılmış gözlenemeyen sıfır ortalamalı, σ^2 değişintili ve Gauss dağılımlı rastgele hatasıdır. Daha sonra genel doğrusal model aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\mathbf{h}_{r,\tau}^{DD} = \mathbf{T}\boldsymbol{\theta}_{r,\tau} + \mathbf{u}_{r,\tau}. \quad (3.23)$$

Burada $\mathbf{h}_{r,\tau}^{DD} = \begin{bmatrix} h_{r,\tau}^{DD}(t_1) & h_{r,\tau}^{DD}(t_2) & \dots & h_{r,\tau}^{DD}(t_K) \end{bmatrix}^T$, $\boldsymbol{\theta}_{r,\tau} = \begin{bmatrix} \theta_{r,\tau}(1) & \theta_{r,\tau}(2) & \dots & \theta_{r,\tau}(L) \end{bmatrix}^T$

$$\mathbf{u}_{r,\tau} = \begin{bmatrix} u_{r,\tau}(t_1) & u_{r,\tau}(t_2) & \dots & u_{r,\tau}(t_K) \end{bmatrix}^T \text{ ve } \mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & t_1 & \dots & t_1^{L-1} \\ 1 & t_2 & \dots & t_2^{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & t_K & \dots & t_K^{L-1} \end{bmatrix} \text{ şeklindedir ve } K \text{ ise eğri}$$

uydurmak için toplam örnek sayısıdır. $\boldsymbol{\theta}_{r,\tau}$ için minimum değişintili yansız (MVU:

Minimum Variance Unbias) kestirimci

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{r,\tau} = (\mathbf{T}^T \mathbf{T})^{-1} \mathbf{T}^T \hat{\mathbf{h}}_{r,\tau}^{DD} \quad (3.24)$$

şeklindedir ve $\hat{\mathbf{h}}_{r,\tau}$, denklem (3.21) ile hesaplanır. Gözlem matrisi $\mathbf{T}$, Vandermonde matris formundadır. Sonuç olarak eğri uydurma ile elde edilen ifade sonuç aşağıdaki gibi olacaktır:

$$\hat{h}_{r,\tau}^{CF}(n) = \sum_{i=1}^L \hat{\boldsymbol{\theta}}_{r,\tau}(i) t_n^{i-1} \quad n = 0, 1, \dots, N. \quad (3.25)$$

Zamanla değişen kanalın kanal kestirimi bir çerçeve boyunca (3.25)'teki gibi gerçekleştirilir ve kanalın kestiriminden sonra **Şekil 3.2**'deki gibi semboller sezilir. SM-MIMO alıcısında gerçekleştirilen yanlış sembol ve anten indisi sezimi hata birikmesine

sebebi olabilir. Bu durum kanal kestirim algoritmasının MSE başarımını etkileyebilmektedir.

Kapsamlı bilgisayar benzetimlerinde ayrıca [43]'teki çalışmada, yanlış sezilen anten indislerinin meydana gelme ihtimalinin, yanlış sezilen sembollere göre daha çok meydana gelme ihtimali olduğu gösterilmiştir. Uygulanan kanal kestirim algoritmasında kullanılan polinom uydurma sayesinde diğer doğru sezilmiş anten indisleriyle bu etkiyi azaltılmaktadır.

3.2.4. Önerilen Kanal Kestirim Algoritmasının Cramer-Rao Alt Sınırı (CRLB)

Bu tez çalışmasında önerilen kestirimci için bir ölçüt olarak detaylı Bayesian MSE sınırı çıkartıldı [31]. Detaylı MSE için kanal dürtü (impulse) cevap vektörü, kesme (truncation) MSE ve kestirim MSE'lerin toplamı olarak şu şekilde yazılabilir:

$$MSE_{all} = MSE_{trun} + MSE_{est} \quad (3.26)$$

Uzaysal modüleli MIMO'daki alıcı ve verici antenler arasındaki kanal katsayılarının, $\{h_{r,\tau}(n)\}$, $r=1, 2, \dots, N_r$, $\tau=1, 2, \dots, N_r$, zamanla hızlı değişen, frekans seçici olmayan Rayleigh sönümlmeli ve birbirinden bağımsız oldukları varsayılmıştır. Sonuç olarak aşağıda elde edilen başarımların sınırları, verici anten setleri içerisinde rastgele ve eşit olasılıkla seçilen verici anten numarası τ 'dan bağımsızdır. Bu yüzden, kolaylık olması açısından alt notasyon τ yazılmadı.

Kesme MSE olarak gösterilen MSE_{trun} , aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$MSE_{trun} = \frac{1}{N_r N} \sum_{r=1}^{N_r} E_{\mathbf{h}_r, \mathbf{h}_r^{opt}} \left\{ \left(\mathbf{h}_r' - \mathbf{h}_r^{opt} \right)^\dagger \left(\mathbf{h}_r' - \mathbf{h}_r^{opt} \right) \right\}. \quad (3.27)$$

Burada $\mathbf{h}_r' = [h_r(1), h_r(2), \dots, h_r(N)]^T$ ve $\mathbf{h}_r^{opt}$ ise denklem (3.25)'deki LS ile $\mathbf{h}_r'$ 'ye uydurulan optimum polinom ve onun optimum katsayı vektörü $\hat{\boldsymbol{\theta}}_r = [\hat{\theta}_r(1), \hat{\theta}_r(2), \dots, \hat{\theta}_r(L)]^T$ ile şu şekilde ifade edilmektedir [44]:

$$\mathbf{h}_r^{opt} = \tilde{\mathbf{T}} \hat{\boldsymbol{\theta}}_r \text{ ve } \hat{\boldsymbol{\theta}}_r = (\tilde{\mathbf{T}}^T \tilde{\mathbf{T}})^{-1} \tilde{\mathbf{T}}^T \mathbf{h}_r'. \quad (3.28)$$

Burada $\tilde{\mathbf{T}}$, $N \times L$ boyutlu bir matristir. (3.28)'den hareketle

$$\mathbf{h}_r^{opt} = \mathbf{\Upsilon} \mathbf{h}_r' \quad (3.29)$$

elde edilir. Burada $\mathbf{\Upsilon} \triangleq \tilde{\mathbf{T}}(\tilde{\mathbf{T}}^T \tilde{\mathbf{T}})^{-1} \tilde{\mathbf{T}}^T$ şeklindedir ve denklem (3.27)'den kolayca gösterilebilir ki:

$$MSE_{trun} = \frac{1}{N} tr \{ (\mathbf{I}_N - \mathbf{\Upsilon}^*) \mathbf{C}_{\mathbf{h}_r} (\mathbf{I}_N - \mathbf{\Upsilon}) \} \quad (3.30)$$

şeklindedir. Burada $\mathbf{C}_{\mathbf{h}_r}$, denklem (3.5)'te (m, n) . elemanları ile verilen herhangi bir verici ve alıcı anten arasındaki kanalın ortak değişinti (covariance) matrisini göstermektedir. Şimdi (3.26)'daki Bayesian MSE, MSE_{est} aşağıdaki gibi hesaplanabilir. Denklem (3.6)'daki alınan sinyal modeli, $t_1, t_2, \dots, t_K$ ayrık zamanlarında herhangi verici anten ile r . alıcı anten arasında aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{X}_q \mathbf{h}_r + \mathbf{w}_r, \quad r=1, 2, \dots, N_r. \quad (3.31)$$

Burada $\mathbf{y}_r = [y_r(t_1), y_r(t_2), \dots, y_r(t_K)]^T$, $\mathbf{w}_r = [w_r(t_1), w_r(t_2), \dots, w_r(t_K)]^T$

$\mathbf{h}_r = [h_r(t_1), h_r(t_2), \dots, h_r(t_K)]^T$ ve $\mathbf{X}_q = diag[x_q(t_1), x_q(t_2), \dots, x_q(t_K)]$ şeklindedir.

Dikkat edilmesi gereken bir husus ise $r \neq r'$ için $h_r(t_k)$, $h_{r'}(t_k)$ ' dan bağımsızdır.

(3.25)' teki $\mathbf{h}_r = \mathbf{T} \boldsymbol{\theta}_r + \mathbf{u}_r$ ilişkisi kullanılarak,

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{\Psi}_q \boldsymbol{\theta}_r + \mathbf{v}_r, \quad r=1, 2, \dots, N_r \quad (3.32)$$

elde ederiz. Burada $\boldsymbol{\theta}_r = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L]^T$, $\mathbf{\Psi}_q \triangleq \mathbf{X}_q \mathbf{T}$ ve $\mathbf{v}_r = \mathbf{w}_r + \mathbf{u}_r$ şeklindedir.

Böylelikle polinom uydurma hata vektörü, $\mathbf{u}_r$ 'nin, sıfır ortalamalı Gauss dağılımlı $\sigma_u^2 \mathbf{I}_K$ değişintili matris olduğunu varsayıyoruz. Bütün eklemeli (additive) gürültü vektörü, $\mathbf{v}_r$ 'nin de Gauss dağılımlı, $\sigma^2 \mathbf{I}_K$ değişintili matris ($\sigma^2 \triangleq \sigma_w^2 + \sigma_u^2$) olduğu açıkça gözükmemektedir. Daha sonra $\boldsymbol{\theta}_r$ 'nin kestirimi için Bayesian MSE hata şöyle tanımlanır:

$$MSE_{\hat{\theta}_r} = \frac{1}{LN_r} \sum_{r=1}^{N_r} E_{\theta_r, \hat{\theta}_r} \left\{ \left(\theta_r - \hat{\theta}_r \right)^\dagger \left(\theta_r - \hat{\theta}_r \right) \right\}. \quad (3.33)$$

(3.24)'te $\hat{\theta}_r = [\hat{\theta}_r(1), \hat{\theta}_r(2), \dots, \hat{\theta}_r(L)]^T$ şeklindedir. (3.33)'nün sol tarafı aşağıdaki gibi daha düşük sınırlandırılabilir:

$$E_{\theta_r, \hat{\theta}_r} \left\{ \left(\theta_r - \hat{\theta}_r \right)^\dagger \left(\theta_r - \hat{\theta}_r \right) \right\} = \text{tr} \left\{ E_{\theta_r, \hat{\theta}_r} \left\{ \left(\theta_r - \hat{\theta}_r \right) \left(\theta_r - \hat{\theta}_r \right)^\dagger \right\} \right\} \geq \left(\mathbf{J}_{\theta_r} + \mathbf{C}_{\theta_r} \right)^{-1}. \quad (3.34)$$

Burada $\mathbf{J}_{\theta_r}$ Fisher bilgi matrisi (FIM: Fisher Information Matrix) ve $\mathbf{C}_{\theta_r}$ ise θ_r 'nin öncül (prior) olasılık dağılımının ortak değişinti matrisidir. Ortak değişinti denklem (3.28)'den hareketle aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\mathbf{C}_{\theta_r} = \left(\mathbf{T} \mathbf{T}^T \right)^{-1} \mathbf{T}^T \mathbf{C}_{\mathbf{h}_r} \mathbf{T} \left(\mathbf{T} \mathbf{T}^T \right)^{-1}. \quad (3.35)$$

Burada $\mathbf{C}_{\mathbf{h}_r}$, denklem (3.5)'te verilen elemanlar ile birlikte $\mathbf{h}_r$ 'nin özilinti matrisidir. Diğer taraftan (3.32)'deki doğrusal gözlem modeli için θ_r 'nin FIM değeri aşağıdaki gibidir [32]:

$$\mathbf{J}_{\theta_r} = \frac{E_{\mathbf{x}_q} \left\{ \left(\Psi_q^\dagger \Psi_q \right)^{-1} \right\}}{\sigma^2}. \quad (3.36)$$

Denklem (3.36)'nın beklenen değeri (expectation) data sembollerinin sabit zarflı olması durumunda kolayca alınabilir. Aksi halde zorlu düşük sınır (tight lower bound) $E\{X\} \geq 1/E\{X\}$ kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\mathbf{J}_{\theta_r} \geq \frac{E_s}{\sigma^2} \left(\mathbf{T}^\dagger \mathbf{T} \right)^{-1}. \quad (3.37)$$

Burada $E_s \triangleq E \left\{ \left| x_q(t_k) \right|^2 \right\}$ şeklindedir ve $\mathbf{J}_{\theta_r}$ sabit zarflı sembollerin uygulanması ile daha düşük sınır elde edilir.

Sonuç olarak $r = 1, 2, \dots, N_r$ değerleri ile herhangi verici anten ile r . alıcı anten arasındaki kanal vektörü için ortalama karesel kestirim hatası MSE_{est} şu şekilde tanımlanabilir:

$$MSE_{est} = \frac{1}{LN_r} \sum_{r=1}^{N_r} E_{\mathbf{h}_r, \hat{\mathbf{h}}_r} \left\{ \left(\mathbf{h}_r - \hat{\mathbf{h}}_r \right)^\dagger \left(\mathbf{h}_r - \hat{\mathbf{h}}_r \right) \right\}. \quad (3.38)$$

Burada kesme hatası, $\hat{\mathbf{h}}_r = \mathbf{T}\hat{\boldsymbol{\theta}}_r$ ve $\mathbf{h}_r = \mathbf{T}\boldsymbol{\theta}_r$ ihmal ediliyor. Denklem (3.34)'ü denklem (3.38)'de kullanarak ve bazı matematiksel işlemlerden sonra,

$$MSE_{est} \geq \frac{1}{K} tr \left\{ \mathbf{T} \left(\mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r} + \mathbf{C}_{\boldsymbol{\theta}_r}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{T}^T \right\} \quad (3.39)$$

olarak elde ediyoruz.

Sonuç olarak önerilen kanal kestiriminin detaylı Bayesian MSE alt sınırı denklem (3.26), (3.30), (3.37) ve (3.38)'den hareketle aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$MSE_{all} \geq \frac{1}{N} tr \left\{ \left(\mathbf{I}_N - \mathbf{Y}^\dagger \right) \mathbf{C}_{\mathbf{h}_r} \left(\mathbf{I}_N - \mathbf{Y} \right) \right\} + \frac{E_s}{K\sigma^2} tr \left\{ \mathbf{T} \left(\left(\mathbf{T}^T \mathbf{T} \right)^{-1} + \mathbf{C}_{\boldsymbol{\theta}_r} \right)^{-1} \mathbf{T}^T \right\}. \quad (3.40)$$

3.2.5. Uzaysal Modülasyon Sistemleri için Önerilen Kanal Kestirim Yönteminin İşlemsel Karmaşıklık Analizi

Bu tez çalışmasında önerilen alıcının karmaşıklık hesabı N_p , K , N ve L parametreleri ile yapılmıştır. **Tablo 3.1**'de uygulanan RLS ve yinelemeli kanal kestirim algoritmalarının işlemsel yükleri özetlendi.

RLS tabanlı başlangıç kanal kestirimi aktif antenler üzerinden iletilen ilişkili pilot semboller ile hesaplandı. Böylelikle tüm algoritma kanal başına toplam $12N_p$ karmaşık çarpma (Complex multiplications: CMs), $4N_p$ adet karmaşık toplama (Complex additions: CAs) gerektirmektedir.

Diğer taraftan uygulanan yinelemeli-CE yönteminin işlemsel yükü (3.25)-(3.29)-(3.30) denklemlerine ayrıca başlangıç için gerekli olan RLS-CE algoritmasına bağlıdır. Denklem (3.25)'te sezilen sembollerle kanalı hesaplamak için K adet CMs ye ihtiyaç vardır. Denklem (3.29)'da $(\mathbf{T}^T \mathbf{T})$ işlemi $L^2 K$ adet gerçel çarpma (Real Multiplications: RMs) ve $L^2(K-1)$ adet gerçel toplama (Real Additions: RAs) gerektirmektedir¹. Burada

¹ $K \times L$ boyutlu matris ile $K \times N$ boyutlu matrislerin çarpımından toplam LKN adet CMs ve $L(K-1)N$ adet CAs gerekmektedir.

$\mathbf{T}$, $K \times L$ boyutunda matristir. $(\mathbf{T}^T \mathbf{T})^{-1}$ 'in işlemsel karmaşıklığının $O(L^2)$ olduğu görülmektedir² [30]. $\mathbf{T}^T \mathbf{T}^T$ ile $\hat{\mathbf{h}}_{r,\tau}$ 'nin çarpımı için KL adet CMs ve $L(K - 1)$ adet CAs gerekmektedir. (3.29) denklemindeki $(\mathbf{T}^T \mathbf{T})^{-1} \mathbf{T}^T \hat{\mathbf{h}}_{r,\tau}$ işleminde ise L^2 adet CMs ve $L^2 - L$ adet CAs gerekmektedir. Sonuç olarak (3.29) denklemi $L^2 K + LK + O(L^2) + L^2$ adet CMs ve $L^2 K + LK - 2L$ adet CAs işlemi gerektirmektedir. (3.30) denkleminde ise $(L - 1)N$ adet CMs ve $(L - 1)N$ adet CAs işlemi yapılmaktadır.

Tablo 3.1: SM için önerilen kanal kestiriminin işlemsel karmaşıklık analizi.

Denklem Numarası	RLS-CE		Yinelemeli-CE	
	$\times$	$+$	$\times$	$+$
14	$6N_p$	N_p	$6N_p$	N_p
15	N_p	N_p	N_p	N_p
16	N_p	N_p	N_p	N_p
17	$4N_p$	N_p	$4N_p$	N_p
19	-	-	K	-
23	-		$L^2 K + LK + O(L^2) + L^2$	$L^2 K + LK - 2L$
24	-	-	$(L - 1)N$	$(L - 1)N$
Toplam	$12N_p$	$4N_p$	$K(L^2 + L + 1) + N(L - 1) + 12N_p O(L^2) + L^2$	$K(L^2 + L) + 4N_p - 2L + N(L - 1)$

Sonuç olarak eğri uydurma için kanal başına $K(L^2 + L + 1) + N(L - 1) + 12N_p + O(L^2) + L^2$ adet çarpma ve $K(L^2 + L) + N(L - 1) + 4N_p - 2L$ adet toplama işlemi

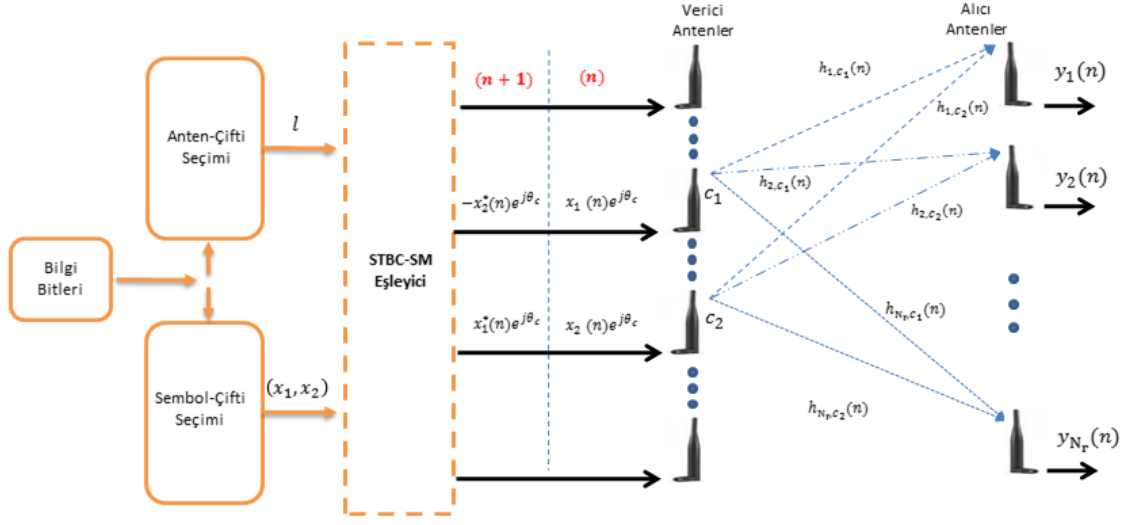
² $L \times L$ boyutundaki Vandermonde matrisinin tersinin işlemsel karmaşıklığı $O(L^2)$ ' dir.

yapılmıştır. Burada (3.25), (3.29) ve (3.30) denklemleri her bir yinelemede yeniden hesaplanması gerektiği görülüyor. [19]'da zamanla değişen kanal modelleri için çok terimli kanal kestirimi incelenmiş ve polinom derecesinin (K) seçilme olasılığı verilmiştir. Bezer şekilde bu çalışmada küçük L değerlerinin ($L = 2$ gibi) kanal değişimlerini takip edebilmek için yeterli olduğu sonucuna varılmıştır. Böylelikle yinelemeli-CE'nin karmaşıklığı RLS-CE'ninkinden biraz fazla olmakta fakat sağlamış olduğu üstün başarımdan dolayı kabul edilebilir bir karmaşıklığa sahip olduğu görülmektedir.

3.3. UZAY ZAMAN BLOK KODLU-UZAYSAL MODÜLASYON (STBC-SM)

SM modülasyonu ile STBC kodlarının birleşimi olan STBC-SM sistemleri son dönemde önerilmiş ve avantajları gösterilmiştir [12]. SM sisteminde her bir iletim aralığında sadece bir verici anten aktiftir fakat Alamouti STBC-SM yapısında ise iletimi gerçekleştirebilmek için iki verici antenin aktif olması gerekmektedir. Böylelikle iletilen semboller sadece uzay ve zaman boyutlarını içermiyor aynı zamanda anten (spatial) boyutunda içermektedir. Bundan dolayı her iki verici anten çiftinin indisi ile birlikte STBC yapısı da bilgi taşımaktadır. STBC-SM yapısının SM yapısına göre önemli ölçüde başarımlı avantajı sağladığı gösterilmiştir [12]. Ayrıca, Alamouti kodunun dikliği sayesinde ML kod çözümü yapısının düşük işlemsel karmaşıklığı ile birlikte yüksek izgesel verimlilik elde edilmiştir [12].

$N_t \times N_r$ STBC-SM sistemine Alamouti STBC kodunun C çift verici anten ile uygulandığını düşünelim. Burada N_t ve N_r sırasıyla verici anten sayısı ve alıcı anten sayısını göstermektedir. **Şekil 3.3**'te STBC-SM yapısının tipik blok diyagramı gösterilmiştir. Burada k adet bilgi biti, kullanılacak modülasyon yapısındaki olası iletilecek sembolere ve her bir art arda gelen iki sembol süresince aktif olan ilgili anten çiftlerine eşleştirilmektedir. İlk $\log_2(C)$ bit, anten çifti pozisyonu ve son $2 \log_2(M)$ bit ise sembol çifti için tahsis edilmiştir. Burada M ise modülasyon derecesini göstermektedir.



Şekil 3.3: STBC-SM vericisinin blok diyagramı.

Alamouti STBC kodunda, M -PSK yada M -QAM kümelerindeki x_1 ve x_2 gibi iki karmaşık bilgi sembolleri dik olacak şekilde iki sembol aralığında iki verici antenden iletilmektedir [13]. Böylelikle hem STBC sembolleri hem de bu sembolleri ileten verici anten çiftlerinin indisleri bilgi taşımaktadır. Öncelikle verici anten çiftleri $\ell \in \{1, 2, \dots\}$ ile etiketlenerek $c = (c_i, c_j) \in \{1, 2, \dots, N_t\}, c_i \neq c_j$ şeklinde seçilir. Dikkat edilirse dört verici anten için toplam olası çiftler altı tanedir ve herhangi dört tane olası anten-çifti kombinasyonu seçilerek her bir etiket için maksimum iki bit iletebilir.

STBC-SM için verici anten sayısının ikinin katları olması gerekmemektedir çünkü STBC-SM iletimi için mevcut N_t verici antenlerden çiftsel kombinasyonlar seçilmektedir. Böylelikle STBC-SM sisteminde C adet anten kombinasyonu ve M 'li modülasyon için elde edilen izgesel verimlilik $m = 0.5 \log_2(C) + \log_2(M)$ şeklinde hesaplanabilir.

İlk sembol aralığında n zamanı ve $\psi_c \triangleq e^{j\theta_c}$ göstermek üzere STBC-SM sisteminin iletim vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\mathbf{x}_c^1(n) = [0, 0, \dots, \overbrace{x_1(n)\psi_c}^{c_1}, \dots, \overbrace{x_2(n)\psi_c}^{c_2}, \dots, 0]. \quad (3.41)$$

Burada θ_c dönme açısını, c_1 ve c_2 ise C . verici anten çiftinin aktif olan anten indislerini göstermektedir. Başar ve diğ. [12] tarafından θ_c dönme açısını ve verici anten çiftlerinin seçiminin optimizasyonunu tartışmışlardır. **Tablo 3.2**'de QPSK, 16-QAM ve 64-QAM modülasyon tipleri için ℓ , $c = (c_1, c_2)$ ve θ_c verilmiştir [12]. Benzer şekilde **Tablo 3.3**'te 4×4 STBC-SM sisteminde QPSK kullanılması durumunda iletim matrisleri gösterilmiştir. Alamouti yapısına göre, STBC-SM sistemi için ikinci zaman dilimindeki iletim vektörü aşağıdaki gibi yazabilir:

$$\mathbf{x}_c^2(n+1) = [0, 0, \dots, \overbrace{-(x_1^*(n)\psi_c)}^{c_1}, \dots, \overbrace{(x_2^*(n)\psi_c)}^{c_2}, \dots, 0]. \quad (3.42)$$

Burada $\mathbf{x}_c^1(n)$ ve $\mathbf{x}_c^2(n+1)$ sinyalleri $1 \times N_t$ boyutlu sinyal vektörleridir. STBC-SM sisteminde bir sembol aralığında sadece iki verici anten aktiftir ve diğer antenler bu süre zarfında aktif değildirler. Böylelikle sinyal vektörleri (3.41) ve (3.42)'de $N_t - 2$ adet sıfır vardır. Eşleştirme işleminden sonra $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_c^1; \mathbf{x}_c^2]$, $c \in [1:C]$ sinyal matrisi $N_t \times N_r$ MIMO kanaldan iletilmektedir.

Tablo 3.2: Dört verici anten ve farklı modülasyon tipleri için STBC-SM parametreleri.

Anten Çifti	QPSK	16-QAM	16-QAM
$l = 0$	$(C_1; C_2) = (1; 2); \theta_c = 0$	$(C_1; C_2) = (1; 2); \theta_c = 0$	$(C_1; C_2) = (1; 2); \theta_c = 0$
$l = 1$	$(C_1; C_2) = (3; 4); \theta_c = 0$	$(C_1; C_2) = (3; 4); \theta_c = 0$	$(C_1; C_2) = (3; 4); \theta_c = 0$
$l = 2$	$(C_1; C_2) = (1; 4); \theta_c = 0.61$	$(C_1; C_2) = (1; 4); \theta_c = 0.75$	$(C_1; C_2) = (1; 4); \theta_c = 0.54$
$l = 3$	$(C_1; C_2) = (2; 3); \theta_c = 0.61$	$(C_1; C_2) = (2; 3); \theta_c = 0.75$	$(C_1; C_2) = (2; 3); \theta_c = 0.54$

Tablo 3.3: STBC-SM sisteminde dört verici anten ve QPSK modülasyonu kullanılması durumunda örnek eşleştirme tablosu ($\theta_1 = 0, \theta_2 = 0.61$).

Giriş Bitleri	İletim Matrisleri	Giriş Bitleri	İletim Matrisleri
00 0001	$\begin{pmatrix} -1-j & -1+j & 0 & 0 \\ +1+j & -1+j & 0 & 0 \end{pmatrix}^T e^{j\theta_1}$	10 0001	$\begin{pmatrix} 0 & -1-j & -1+j & 0 \\ 0 & +1+j & -1+j & 0 \end{pmatrix}^T e^{j\theta_2}$
00 1011	$\begin{pmatrix} +1-j & +1+j & 0 & 0 \\ -1+j & +1+j & 0 & 0 \end{pmatrix}^T e^{j\theta_1}$	10 1011	$\begin{pmatrix} 0 & +1-j & +1+j & 0 \\ 0 & -1+j & +1+j & 0 \end{pmatrix}^T e^{j\theta_2}$
01 0001	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & -1-j & -1+j \\ 0 & 0 & +1+j & -1+j \end{pmatrix}^T e^{j\theta_1}$	11 0001	$\begin{pmatrix} -1-j & 0 & 0 & -1+j \\ +1+j & 0 & 0 & -1+j \end{pmatrix}^T e^{j\theta_2}$
01 1011	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & +1-j & +1+j \\ 0 & 0 & -1+j & +1+j \end{pmatrix}^T e^{j\theta_1}$	11 1011	$\begin{pmatrix} +1-j & 0 & 0 & +1+j \\ -1+j & 0 & 0 & +1+j \end{pmatrix}^T e^{j\theta_2}$

Alamouti STBC yapısının dikliği sayesinde, art arda gelen iki ayrık zaman aralığında (n ve $(n + 1)$) her bir alıcı anten çıkışında $r = 1, 2, \dots, N_r$ için elde edilen sinyalleri aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz:

$$\begin{aligned} y_r(n) &= h_{r,c_1}(n)\psi_c x_1(n) + h_{r,c_2}(n)\psi_c x_2(n) + w_r(n) \\ y_r(n+1) &= -h_{r,c_1}(n+1)\psi_c x_2^*(n) + h_{r,c_2}(n+1)\psi_c x_1^*(n) + w_r(n+1). \end{aligned} \quad (3.43)$$

Burada $h_{1,c_i}(n)$, C . verici anten çiftindeki c_i . anten ile r . alıcı anten arasındaki kanal katsayısını ve $w_r(n)$ ise karmaşık değerli, sıfır ortalamalı, σ_w^2 değişintili AWGN ifade etmektedir. (3.43)'den alınan sinyalleri matris formunda aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$\begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_1^*(n+1) \\ y_2(n) \\ y_2^*(n+1) \\ \vdots \\ y_{N_r}(n) \\ y_{N_r}^*(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,c_1}(n)\psi_c & h_{1,c_2}(n)\psi_c \\ h_{1,c_2}^*(n+1)\psi_c^* & -h_{1,c_1}^*(n+1)\psi_c^* \\ h_{2,c_1}(n)\psi_c & h_{2,c_2}(n)\psi_c \\ h_{2,c_2}^*(n+1)\psi_c^* & -h_{2,c_1}^*(n+1)\psi_c^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{N_r,c_1}(n)\psi_c & h_{N_r,c_2}(n)\psi_c \\ h_{N_r,c_2}^*(n+1)\psi_c^* & -h_{N_r,c_1}^*(n+1)\psi_c^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1(n) \\ w_1^*(n+1) \\ w_2(n) \\ w_2^*(n+1) \\ \vdots \\ w_{N_r}(n) \\ w_{N_r}^*(n+1) \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

j . verici anten ile r . alıcı anten arasındaki zamanla değişen Rayleigh dağılımlı kanal katsayılarının bu zaman aralıklarında değişmediği varsayımı yapıldığında yani $h_{r,j}(n+1) \approx h_{r,j}(n)$ olduğunda $\ell \Leftrightarrow c = (c_1, c_2)$ için gözlemlenen sinyal modeli vektör formunda şu şekilde yazılır:

$$\mathbf{y}(n) = \text{diag}(\boldsymbol{\psi}_\ell) \mathbf{H}_\ell \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} + \mathbf{w}(n). \quad (3.45)$$

Burada $\mathbf{H}_\ell(n) = [\mathbf{h}_\ell^{(1)}(n) \quad \mathbf{h}_\ell^{(2)}(n)]$, $\boldsymbol{\psi}_\ell = [\psi_c, \psi_c^*, \psi_c, \psi_c^*, \dots, \psi_c, \psi_c^*]^T$,

$\mathbf{h}_\ell^{(1)}(n) = [h_{1,c_1}(n) \quad h_{1,c_2}^*(n) \quad h_{2,c_1}(n) \quad h_{2,c_2}^*(n) \quad \dots \quad h_{N_r,c_1}(n) \quad h_{N_r,c_2}^*(n)]^T$ ve

$\mathbf{h}_\ell^{(2)}(n) = [h_{1,c_2}(n) \quad -h_{1,c_1}^*(n) \quad h_{2,c_2}(n) \quad -h_{2,c_1}^*(n) \quad \dots \quad h_{N_r,c_2}(n) \quad -h_{N_r,c_1}^*(n)]^T$ şeklindedir.

3.3.1. STBC-SM Sistemi için Kod Çözücü

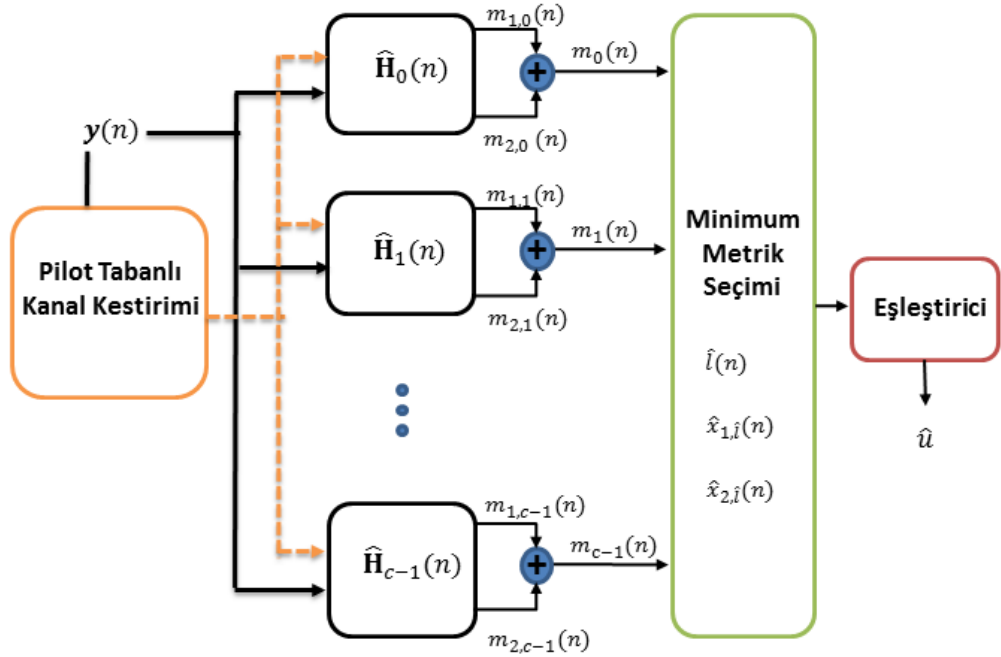
Şekil 3.4'te ML prensibine dayalı STBC-SM alıcının blok diyagramı gösterilmiştir. Optimum ML kod çözme işlemi olası tüm CM^2 iletim matrislerini taramaktadır. Başar ve diğerleri Alamouti kodunun dikliğini kullanarak STBC-SM için basitleştirilmiş optimum ML kod çözücü yapısını önermişlerdir [12]. Genel olarak, C adet eşdeğer kanal matrisi $\mathbf{H}_\ell$, $0 \leq \ell \leq C-1$ vardır ve ℓ . kombinasyon için alıcı $\mathbf{h}_\ell^{(1)}(n)$ ve $\mathbf{h}_\ell^{(2)}(n)$ 'nin dikliğinden yararlanarak x_1 ve x_2 'nin ML kestirimlerini şu şekilde hesaplar:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{1,\ell}(n) &= \arg \min_{x_1} \left\| \mathbf{y}(n) - \text{diag}(\boldsymbol{\psi}_\ell) \mathbf{h}_\ell^{(1)}(n) x_1 \right\|^2 \\ \hat{x}_{2,\ell}(n) &= \arg \min_{x_2} \left\| \mathbf{y}(n) - \text{diag}(\boldsymbol{\psi}_\ell) \mathbf{h}_\ell^{(2)}(n) x_2 \right\|^2. \end{aligned} \quad (3.46)$$

x_1 ve x_2 için ilişkin minimum ML metrikleri olan $m_{1,\ell}$ ve $m_{2,\ell}$ değerleri aşağıda verildiği gibidir:

$$\begin{aligned} m_{1,\ell}(n) &= \min_{x_1} \|\mathbf{y}(n) - \text{diag}(\boldsymbol{\psi}_\ell) \mathbf{h}_\ell^{(1)}(n) x_1\|^2 \\ m_{2,\ell}(n) &= \min_{x_2} \|\mathbf{y}(n) - \text{diag}(\boldsymbol{\psi}_\ell) \mathbf{h}_\ell^{(2)}(n) x_2\|^2. \end{aligned} \quad (3.47)$$

ML kod çözücü tarafından ℓ . kombinasyon için $m_{1,\ell}$ ve $m_{2,\ell}$ metrikleri hesaplandığında bu metriklerin toplamı $m_\ell(n) = m_{1,\ell}(n) + m_{2,\ell}(n)$ $0 \leq \ell \leq C - 1$, ℓ . kombinasyon için toplam ML metriğini verir. Daha sonra, alıcı $\hat{\ell}(n) = \arg \min_{\ell} m_\ell(n)$ minimum anten kombinasyon metriğinden yararlanarak $(\hat{x}_1(n), \hat{x}_2(n)) = (\hat{x}_{1,\hat{\ell}}(n), \hat{x}_{2,\hat{\ell}}(n))$ olacak şekilde karar vermektedir. Sonuç olarak, toplam ML metrik hesaplanması 2CM olmakta bu sayede karmaşıklık doğrusal kod çözme karmaşıklığına indirgenir.



Şekil 3.4: STBC-SM ML alıcı yapısının blok diyagramı.

3.3.2. STBC-SM Sistemi için Kanal Kestirimi

Literatürde, STBC-SM için önde gelen çalışmalar P-CSI alıcıda olduğunu varsaymışlardır. Ancak STBC-SM sinyalinin alıcıda çözülmesi için alıcıda kanal katsayılarının doğru bir biçimde kestirilmesi gerekmektedir. Yüksek mobilitenin olduğu

haberleşme kanallarındaki en büyük engellerden birisi Doppler etkisinden kaynaklanan zamanla hızlı değişen sönümlemedir [18]. Bu tür kablosuz kanalların kanal transfer fonksiyonunda iki pilot aralığında önemli değişiklikler meydana gelmektedir. Uzaysal modülasyon sistemlerinde zamanla değişen kanallar için durağan sönümlemeli kanallarda varsayılan kanal kestirim yöntemlerinin uygulanması alıcıda hata eğrilerine sebep olacaktır [45]. Bu yüzden, kanal karakteristikleri pilot sembol tabanlı olarak her bir data bloğu için kestirilmesi gerekmektedir. Bu sebeple, hızlı değişen sönümlemeli çevreler için PA-CE yöntemi ara değerlendirme ile birleştirilerek önerilmiştir [46]. Bu çalışmada art arda gelen zaman dilimlerinde kanalın hızlı değiştiğini varsayılarak STBC-SM için ilgili sinyal modeli türetilmiştir. Daha sonra, pilot sembollerinin bulunduğu sürelerdeki kanal katsayıları LS yöntemi ile elde edilerek data süresindeki kanal için alçak geçiren ara değerlendirme, parçalı kübik Hermite ara değerlendirme, parçalı doğrusal ara değerlendirme ve en yakın komşu ara değerlendirme yöntemleri uygulanmıştır.

STBC-SM sistemlerinde kanal kestirimi alıcının en önemli kısmıdır. $N_t \times N_r$ STBC-SM sisteminde CSI, modüleli sembollerinin ($\hat{x}_1(n)$, $\hat{x}_2(n)$) ve verici anten çiftlerinin indisinin $\hat{\ell}(n)$ sezilebilmesi için gerekmektedir. Ardışık iki sembol süresince sönümlemenin sabit olduğunu varsaydığımızda gözlemlenen sinyal modelini aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_2(n) \\ \vdots \\ y_{N_r}(n) \\ y_1(n+1) \\ y_2(n+1) \\ \vdots \\ y_{N_r}(n+1) \end{bmatrix}}_{\mathcal{Y}(n)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{X}_{p1} & \mathcal{X}_{p2} \\ -\mathcal{X}_{p2}^* & \mathcal{X}_{p1}^* \end{bmatrix}}_{\mathcal{X}} \underbrace{\begin{bmatrix} h_{1,c_1}(n) \\ h_{2,c_1}(n) \\ \vdots \\ h_{N_r,c_1}(n) \\ h_{1,c_2}(n) \\ h_{2,c_2}(n) \\ \vdots \\ h_{N_r,c_2}(n) \end{bmatrix}}_{\mathcal{H}(n)} + \underbrace{\begin{bmatrix} w_1(n) \\ w_2(n) \\ \vdots \\ w_{N_r}(n) \\ w_1(n+1) \\ w_2(n+1) \\ \vdots \\ w_{N_r}(n+1) \end{bmatrix}}_{\mathcal{W}(n)}. \quad (3.48)$$

Burada $\mathcal{X}_{p1}$ ve $\mathcal{X}_{p2}$ matrisleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$\mathcal{X}_{p1} = \begin{bmatrix} x_{p1}(n) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_{p1}(n) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x_{p1}(n) \end{bmatrix} \psi_c, \quad \mathcal{X}_{p2} = \begin{bmatrix} x_{p2}(n) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_{p2}(n) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x_{p2}(n) \end{bmatrix} \psi_c.$$

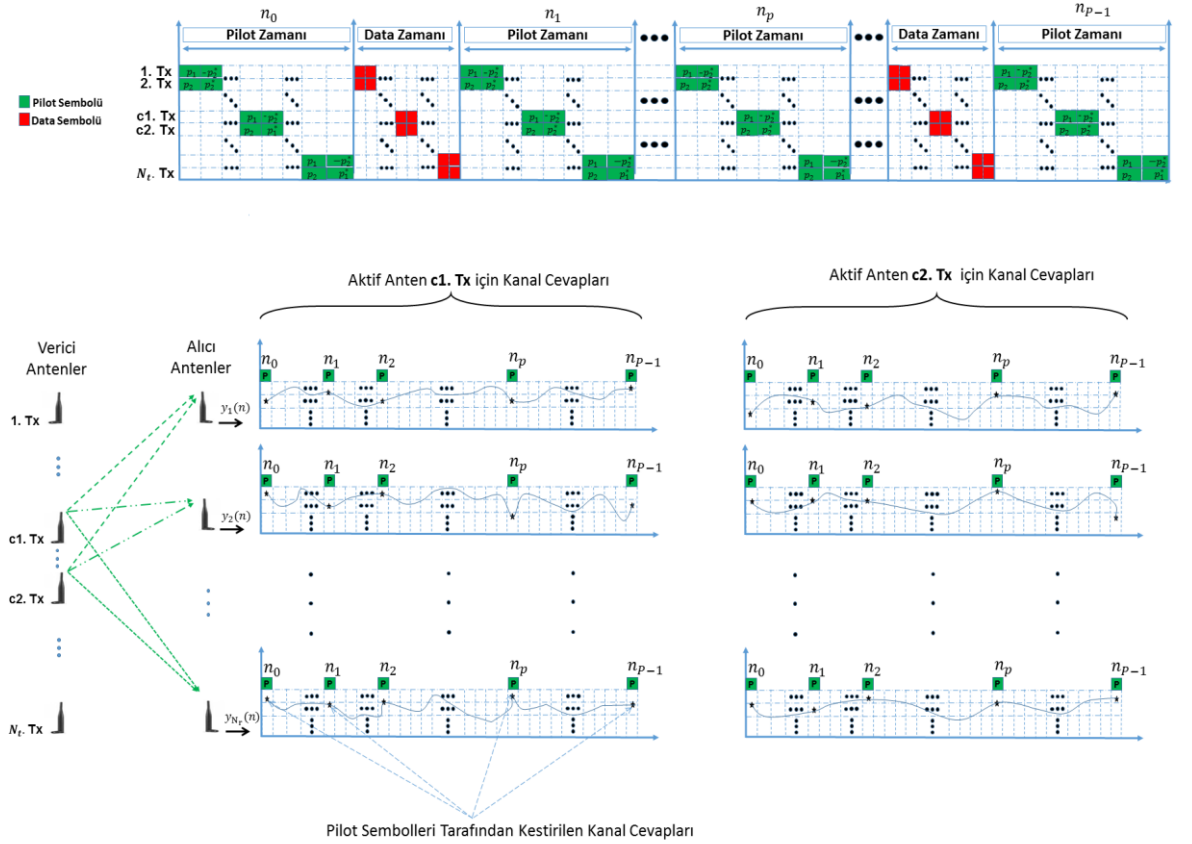
Alınan sinyal modelini daha basit formda aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$\mathcal{Y}(n) = \mathcal{X}\mathcal{H}(n) + \mathcal{W}(n). \quad (3.49)$$

İletilen pilot sembolleri ile gözlemlenen modelin LS çözümünü ise şu şekilde yazabiliriz:

$$\mathcal{H}(n) = (\mathcal{X}^\dagger \mathcal{X})^{-1} \mathcal{X}^\dagger \mathcal{Y}(n). \quad (3.50)$$

Burada $(\mathcal{X}^\dagger \mathcal{X})^{-1} = (1/2E_{av})\mathbf{I}$, E_{av} ortalama sembol enerjisini ve $\mathbf{I}$ ise birim matrisi göstermektedir.



Şekil 3.5: STBC-SM için çerçeve yapısı.

Şekil 3.5'te STBC-SM için çerçeve yapısı verilmiştir, burada n_p , $p = 0, 1, 2, \dots, P - 1$ pilot zamanlarını ve p_i , $i = 1, 2$ ise pilot sembollerini ifade etmektedir. **Şekil 3.5**'te görüldüğü gibi kanalın zaman değişimlerini takip edebilmek için pilot semboller zaman alanında periyodik olarak yerleştirilmiştir. Burada B_p toplam pilot sembollerini, n_p ise pilot sürelerini göstermektedir. Daha sonra alınan bloklardan pilot noktalarındaki CIR değerlerini elde etmek için bilinen pilot sembolleri ve LS yöntemi kullanılmıştır. Bu tez çalışmasında Doppler etkisi göz önüne alınarak zamanla değişen Rayleigh sönümlemeli kanal modeli kullanılmıştır. Bu tür çevrelerde kanal sadece bir data bloğunda bile önemli değişimler sergilemektedir. Böylelikle, bir blokta kestirilen kanal katsayıları bir sonraki blokta kullanılamaz. Bu nedenle kablosuz kanalda zamanla meydana gelen değişimleri takip edebilmek için dinamik kanal kestirim yöntemleri gerekmektedir [47]. Böylece STBC-SM sistemleri için bu tür kanalları dinamik olarak takip edebilecek şekilde bir kanal kestirim tekniği önerilmiştir. Pilot sembolleri kullanılarak elde edilen kestirilmiş kanal parametrelerine ara değerlendirme teknikleri uygulanarak tüm data noktalarındaki CIR değerleri elde edilmiştir. Bir sonraki bölümde ara değerlendirme yöntemleri üzerinde durulmuştur.

3.3.2.1. Ara Değerleme Teknikleri

Aşırı pilot kullanımı alıcı tasarımında karşılaşılan en büyük problemlerden biridir. Bu problemin üstesinden gelebilmek için kullanılan en etkili yöntemlerin başında ara değerlendirme teknikleri yer almaktadır. Pilot noktalarındaki CIR'ların kestirimden sonra bilinmeyen data noktalarındaki ve verici anten çiftlerinin aktif olmadıkları zaman dilimlerindeki CIR'lar ara değerlendirme yöntemleri ile elde edilebilir.

Pilot noktalarında, $p = 0, 1, \dots, P - 1$ için kestirilen kanal parametreleri $h_{r,j}(n_p)$, $j = 1, 2, \dots, N_t, r = 1, 2, \dots, N_r$ şeklinde gösterilmiştir. Data noktalarındaki kanal değişimleri ara değerlendirme teknikleri kullanılarak bulunabilir. Coleri ve diğerleri tarafından farklı ara değerlendirme teknikleri karşılaştırmalı olarak kullanılmış ve alçak geçiren ara değerlendirme yönteminin daha üstün başarımlar sergilediği gösterilmiştir [23]. Bu alt bölümde, benzer şekilde, STBC-SM alıcı için farklı ara değerlendirme teknikleri önerilmiştir.

3.3.2.2. Parçalı Doğrusal Ara Değerleme (Piecewise Linear Interpolation)

Parçalı doğrusal ara değerlendirme tekniği, kolay uygulanabilirliği ve basit yapısından dolayı çok popüler ve sıkça kullanılan bir ara değerlendirme yöntemidir [48, 49]. Ancak literatürde, STBC-SM sistemleri için doğrusal ara değerlendirme yöntemi kullanılarak kanal kestirim işlemi henüz gerçekleştirilmemiştir.

Parçalı doğrusal ara değerlendirme $r = 1, 2, \dots, N_r$ ve $p = 1, 2, \dots, P$ için aşağıdaki gibi açıklanabilir:

$$h_{r,j}(n) = \hat{h}_{r,j}(n_p) + (\hat{h}_{r,j}(n_{p+1}) - \hat{h}_{r,j}(n_p)) \times \left(\frac{n - n_p}{D} \right), \quad j = c_1, c_2; n_p \leq n \leq n_{p+1}. \quad (3.51)$$

Burada $\hat{h}_{r,j}(n_p)$ pilot noktalarında kestirilen CIR'ları ve $h_{r,j}(n)$ ise tüm data noktaları için kestirilen CIR'ları göstermektedir. P ise LS ile kestirilen kanal katsayıları için toplam pilot sembollerinin sayısıdır. Pilot sembollerinin yerleştirildiği aralık indisi p , $n_p \leq n \leq n_{p+1}$ olacak şekilde ayarlanmalıdır. Bu noktalar genellikle kesim noktaları olarak adlandırılır. Aslında $h_{r,j}(n)$, $(n_p, h_{r,j}(n_p))$ ve $(n_{p+1}, h_{r,j}(n_{p+1}))$ noktalarından geçen n 'nin doğrusal bir fonksiyonudur. Bu nedenle, $h_{r,j}(n)$ aynı aralıkta n 'nin sürekli artan, azalan ya da sabit bir fonksiyonudur. Ayrıca kestirilen kanal katsayıları, $\hat{h}_{r,j}(n_p)$, aralık sınırlarını aşmamaktadır. Her bir alt aralıkta türevi sabit ve ilk türevinde, $h'_{r,j}(n)$, bir atlama (jumps) vardır. Sonuç olarak $h_{r,j}(n)$ tamamen düzgün ve $\hat{h}_{r,j}(n_p)$ için yerel monotonluğu sürdürmektedir.

3.3.2.3. Parçalı Kübik Hermite Ara Değerleme (Piecewise Cubic Hermitian Interpolation)

Ara değerlendirme için bilinen etkili yöntemlerden bir tanesi parçalı kübik polinomlardır [50, 52]. Yerel değişken $m = n - n_p$ ve $n_p \leq n \leq n_{p+1}$ aralığında $j = c_1, c_2; n_p \leq n \leq n_{p+1}$ için aşağıdaki kübik fonksiyonu göz önüne alalım:

$$h_{r,j}(n) = \frac{3Dm^2 - 2m^3}{D^3} \hat{h}_{r,j}(n_{p+1}) + \frac{D^3 - 3Dm^2 + 2m^3}{D^3} \hat{h}_{r,j}(n_p) + \frac{m^2(m-D)}{D^2} d_{p+1} + \frac{m(m-D)^2}{D^2} d_p. \quad (3.52)$$

Burada $d_p = h'_{r,j}(n_p)$, ara değerleme fonksiyonunun n_p noktasındaki eğimi ve D ise alt aralıkların uzunluğunu göstermektedir. Fonksiyonun değerleri ve data noktalarındaki birinci türevler birçok farklı yoldan hesaplanabilir. Parçalı kübik Hermite ara değerleme olan *PCHIP* ve *SPLINE* ara değerleme metotları bir sonraki kısımda açıklanacaktır.

3.3.2.4. Şekil-Korumalı Parçalı Kübik Ara Değerleme (*PCHIP Interpolation*)

Şekil-korumalı (shape-preserving) parçalı kübik ara değerleme (*PCHIP*) [53]'de tanımlanmıştır. Bu yöntemde elde edilen ara değerleme değerleri yerel data noktalarının sınırları içerisinde kalmaktadır. Başka bir deyişle *PCHIP* yöntemindeki ara değerler her bir aralığın son değerlerini aşmamaktadır. *PCHIP* ara değerleme yöntemi data değerlerini aşmayacak şekilde d_p eğimleri hesaplamaktadır. $\hat{h}_{r,j}(n_p)$ 'nin birinci dereceden fark denklemini aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz:

$$\delta_p = \frac{\hat{h}_{r,j}(n_{p+1}) - \hat{h}_{r,j}(n_p)}{D}. \quad (3.53)$$

Burada aralıkların eşit mesafeli olduğu varsayılmıştır. Böylelikle δ_p ve δ_{p-1} 'in farklı işaretli olması durumunda ya da ikisinin de sıfır olması durumunda eğimi $d_p = 0$ olarak belirlenmiş olur. Bu durumda n_p ayırık yerel minimum ya da maksimum olmaktadır. Eğer δ_p ve δ_{p-1} aynı işaretli ise d_p 'yi aşağıdaki gibi elde edebiliriz:

$$d_p = \frac{2\delta_{p-1}\delta_p}{\delta_{p-1} + \delta_p}. \quad (3.54)$$

Bir başka deyişle, d_p iki ayırık eğimin harmonik ortalamasını almaktadır. Diğer taraftan, hem başlangıç hem de son kesim noktalarının olduğu yerlerdeki eğimler (d_1 ve d_p) tek-yönlü analiz (one-sided analysis) ile hesaplanmaktadır [54].

3.3.2.5. Esnek Şerit Ara Değerleme (Cubic SPLINE Interpolation)

Kübik SPLINE, sürekli ikinci türeve sahip parçalı Hermite ara değerleme fonksiyonudur ve PCHIP ile aynı ara değerleme kısıtlamalarına sahiptir [55]. Kübik SPLINE her bir aralık için düşük dereceli polinomlar kullanmaktadır [23]. Bu polinomlar iki kez türevlenebilir ve polinomların kesim noktalarında ikinci türevleri sıfırdır. Parçalı kübik fonksiyonun birinci türevi olan $h'_{r,j}(n)$ sürekli ve p . aralıkta ikinci türevi olan $h''_{r,j}(n_p)$ ise yerel değişken m 'in doğrusal bir fonksiyonudur [55].

Her bir n_p iç kesim noktalarında $p=1,2,\dots,P-2$ için $P-2$ denklem vardır ve toplamda P adet bilinmeyen d_p vardır. Böylelikle P adet bilinmeyenli P denklemi basit formda aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$\mathbf{A}\mathbf{d}=\mathbf{r} . \quad (3.55)$$

$$\text{Burada } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} D & 2D & & & \\ D & 4D & D & & \\ & D & 4D & D & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & & D & 4D & D \\ & & & & D & 4D \end{bmatrix} \text{ tridiagonal matrisi, } \mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{p-1}]^T$$

ise bilinmeyen eğimler vektörü, ayrıca denklem (3.55)'in sağ tarafı ise $\mathbf{r} = 3\left[\frac{5}{6}D\delta_0 + \frac{1}{6}D\delta_1, D\delta_0 + D\delta_1, \dots, D\delta_{p-3} + D\delta_{p-2}, \frac{1}{6}D\delta_{p-3} + \frac{5}{6}D\delta_{p-2}\right]^T$ şeklindedir.

Tridiagonal sistemin çözülmesinde tridiagonal matris algortiması (TDMA: Tridiagonal Matrix Algorithm) bir diğer ismi Thomas olan bu yöntem etkili bir yoldur. Bu yöntem aşağı-yukarı (LU: Low-Upper) ayrıştırma (decomposition) tabanlı ve Gauss eleme (eliminasyon) yönteminin basitleştirilmiş biçimidir [56, 57].

Sonuç olarak, SPLINE ara değerleme PCHIP ara değerlemeden daha pürüzsüzdür. PCHIP'in sadece birinci türevleri sürekli iken SPLINE hem birinci hem de ikinci mertebeden sürekli türevlere sahiptir [58].

3.3.2.6. Alçak Geçiren Ara Değerleme (Low Pass Interpolation)

Alçak geçiren ara değerleme kanal kestirimi için farklı bir yaklaşımdır [59]. İlk olarak pilot sembol yardımcı modülasyonlu ara değerleme yöntemi [60]'da *sinc* fonksiyonu kullanılarak önerilmiştir. Bu yöntemde filtre katsayılarının hesaplanması için sinyal gürültü oranına (SNR: Signal to Noise Ratio) ve özilinti fonksiyonunun öncül bilgisine (priori knowledge) ihtiyaç yoktur. Bu tezdeki alçak geçiren ara değerleme yönteminde pilot noktalarındaki CIR'lar LS tekniği ile kestirildi. Kestirilen bu kanal parametreleri arasında yer alan data noktalarına ait kanal parametrelerinin başlangıç değeri sıfıra eşitlendi. Daha sonra tüm CIR'ları hesaplamak için alçak geçiren filtre araları sıfırlarla eşitlenen kanala uygulandı. Bu tez çalışmasında alçak geçiren filtre için *sinc* fonksiyonu kullanıldı.

Öncelikle alçak geçiren filtre örnekleme frekansı f_p olan $\hat{h}_{r,j}(n_p)$ 'nin art arda gelen örnekleri arasına D adet sıfır aşağıdaki gibi yerleştirmektedir:

$$\tilde{h}_{r,j}(n) = \begin{cases} \hat{h}_{r,j}(n_p) & n=0:D:D(P-1) \\ 0 & \text{diğer durumlarda.} \end{cases} \quad (3.56)$$

Böylelikle elde edilen $\tilde{h}_{r,j}(n)$ sinyalinin periyodu T_p/D 'ye düşmekte ya da örnekleme frekansı $\tilde{f}_p = Df_p$ 'ye yükselmektedir. Daha sonra ara değerlemeli $\tilde{h}_{r,j}(n)$ kanalını elde etmek için $\tilde{h}_{r,j}(n)$ sinyali birim örnek cevaplı alçak geçiren filtre $h(n)$ ile aşağıdaki gibi konvole edildi:

$$h_{r,j}(n) = \sum_{n_p=-\infty}^{\infty} h(n-n_p) \tilde{h}_{r,j}(n_p). \quad (3.57)$$

Burada kesim frekansı $f_c = \frac{\tilde{f}_p}{2D} = \frac{f_p}{2}$ olacak şekilde $h(n)$ 'nin değerleri [61]'deki gibi tasarlanmıştır.

3.3.2.7. En Yakın Komşu Ara değerleme (Nearest Neighbor Interpolation)

En yakın komşu ara değerleme yöntemi en basit ara değerleme yöntemlerinden bir tanesidir. Bu yöntem en yakın komşu noktalarındaki değeri almakta ve bir sonraki en

yakın noktaya kadar bu değeri tutmaktadır. [62]'deki çalışmada parçalı doğrusal ara değerlendirme yöntemi kullanılmış ve en yakın komşu ara değerlendirme yönteminden daha iyi olduğu gösterilmiştir. Enyakın komşu ara değerlendirme yöntemi ara değerlendirilmiş $h_{r,j}(n)$ kanalını elde etmek için $\tilde{h}_{r,j}(n)$ sinyali ile $h(n)$ filtresini aşağıdaki gibi konvolüsyon işleminden geçmektedir:

$$h_{r,j}(n) = \sum_{n_p=-\infty}^{\infty} h(n-n_p) \tilde{h}_{r,j}(n_p). \quad (3.58)$$

Burada

$$h(n) = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq D \\ 0, & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (3.59)$$

şeklindedir.

3.3.3. STBC-SM Sistemi için Önerilen Kanal Kestirim Yöntemlerinin İşlemsel Karmaşıklık Analizi

Bu bölümde, önerilen ara değerlendirme tekniklerinin işlemsel karmaşıklıkları tartışılmıştır. Önerilen parçalı ara değerlendirme yöntemleri için işlemsel karmaşıklıklarda iki farklı durum söz konusudur. Bunlar, pilot noktalarının bulunması için gereken işlemsel karmaşıklıklar ve data noktaları için gereken işlemsel karmaşıklıklardır. Bu yüzden işlemsel karmaşıklık göreceli olarak hem kesim noktalarının sayısına hem de ara değerlendirme olacak data noktalarının sayısına bağlıdır.

Kablosuz kanalı kestirmek için işlemsel olarak en basit teknik en yakın komşu ara değerlendirme yöntemidir. Bu yöntemi uygulamak için herhangi bir işlemsel karmaşıklığa gerek yoktur. Çünkü bu yöntem ile örnek noktalar arasındaki ara değerler bulunurken her bir örneğin değeri diğer örnekleme aralığına kadar tutulmaktadır. Ancak en yakın komşu ara değerlendirme yönteminin düzeltilemez hata eğrileri meydana getirdiği gösterilmiştir.

Diğer yandan düşük işlemsel karmaşıklığa sahip olan tekniklerden biri de parçalı doğrusal ara değerlendirme yöntemidir. Bu tez çalışmasında, STBC-SM sistemi için önerilen doğrusal ara değerlendirme yönteminin en yakın komşu ara değerlendirme yöntemi ile

karşılaştırıldığında daha iyi BER başarımına sahip olduğu gösterilmiştir. Doğrusal ara değerlendirme yönteminin karmaşıklığı enyakın komşu ara değerlendirme yönteminden biraz daha yüksektir. Fakat yüksek mobiliteden dolayı doğrusal ara değerlemenin BER başarımı düşmektedir.

PCHIP ve SPLINE gibi parçalı polinom özelliği olan ara değerlendirme yöntemleri bazı kablosuz kanallarda kanal katsayılarını kestirmek için kullanılabilir. Denklem (3.55) 'teki tridiagonal sistemi TDMA yöntemi ile çözülerek eğimler hızlı bir şekilde belirlenir. PCHIP ve SPLINE salınım özelliği sergilemesinden dolayı, doğrusal ara değerlendirme ile karşılaştırıldığında ekstra karmaşıklık getirmektedir. Ayrıca yüksek dereceli modülasyonlarda parçalı polinom ara değerlendirme yöntemlerinin BER başarımları önemli derecede bozulmaktadır.

Bu tezde, STBC-SM tabanlı kablosuz haberleşmesinde, alçak geçiren ara değerlemenin yüksek hızlarda ve yüksek modülasyon derecelerinde en iyisi olduğu gösterilmiştir. (3.57)'deki alçak geçiren ara değerlendirme algoritmasının işlemsel yükü hızlı Fourier dönüşümü (FFT: Fast Fourier Transform) ile hesaplanabilir. FFT algoritmasının kullanılması durumunda alçak geçiren ara değerlemenin işlemsel karmaşıklığı kabul edilebilir seviyede olacaktır. Bu vesileyle alçak geçiren ara değerlendirme algoritmasının karmaşıklığı parçalı polinom ara değerlendirme algoritmasının karmaşıklığından çok az düşük olacak ayrıca doğrusal ve enyakın komşu ara değerlendirme yöntemlerinin karmaşıklığından biraz yüksek olacaktır. Böylelikle önerilen alçak geçiren ara değerlemenin işlemsel karmaşıklığı ve verimliliği sayesinde STBC-SM sistemine uygulanması iyi bir seçim olacaktır. Yukarıdaki tartışmalardan ve bilgisayar benzetim sonuçlarından STBC-SM sisteminde pilot tabanlı kanal kestirimi için alçak geçiren ara değerlendirme yönteminin bir boyutlu ara değerlendirme yöntemleri içerisinde en iyisi olduğu gösterilmiştir. Bu yüzden STBC-SM sistemlerinde alçak geçiren ara değerlendirme kullanılmasıyla gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerin beklentilerinin karşılanabileceğini söyleyebiliriz.

3.3.4. Kestirim Hataları Altında STBC-SM Sistemleri için Ortalama Bit Hata Olasılığı (ABEP)

Bu bölümde kanal kestirim hataları varlığında çiftsel hata olasılığı (PEP : Pairwise Error Probability) yardımıyla STBC-SM sisteminin ABEP'i analitik olarak hesaplandı. Aşağıdaki iletim modelini göz önüne alalım:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{N}. \quad (3.60)$$

Burada $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{2 \times N_t}$ iletilen STBC-SM matrisini, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ MIMO kanal matrisini, $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{2 \times N_r}$ alınan sinyali matrisini ve $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{2 \times N_r}$ ise gürültü matrisini ifade etmektedir. $\mathbf{H}$ ve $\mathbf{N}$ 'in dağılımları sırasıyla $\mathcal{CN}(0,1)$ ve $\mathcal{CN}(0, N_0)$ şeklindedir. $\mathbf{X}$ 'in normalize değerinin $E \left\{ \|\mathbf{X}\|_F^2 \right\} = 2$ olduğu varsayılmıştır.

Pratik sistemlerde, alıcıdaki kanal kestirimcisi kanal katsayıları matrisini aşağıdaki gibi elde etmektedir [14]:

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \mathbf{E}. \quad (3.61)$$

Burada $\mathbf{E}$ kanal kestirim hata matrisini ifade etmektedir. Bu matris $\mathbf{H}$ matrisinden bağımsız ve elemanları $\mathcal{CN}(0, \sigma_\epsilon^2)$ dağılımına sahiptir. Burada önemli olan nokta $\tilde{\mathbf{H}}$ 'ın elemanları ile $\mathbf{H}$ 'ın elemanları $\rho = \frac{1}{\sqrt{1 + \sigma_\epsilon^2}}$ ilinti katsayısı ile bağımlıdır. Bir başka deyişle $\sigma_\epsilon^2 \rightarrow 0$ olurken $\rho \rightarrow 1$ olmaktadır. Kestirim hatasının değerleri gürültü gücü $\sigma_\epsilon^2 = N_0$ olacak şekilde ayarlanmış ve her bir kanal cevap örneği için bir pilot sembolü kullanılmıştır.

Kanal kestirim hataları altında alıcı (3.60)'daki alınan sinyal matrisini kullanarak ilişkili data matrisi $\mathbf{X}$ 'i sezebilmek için uyumsuz (mismatched) ML kod çözücüyü aşağıdaki gibi kullanmaktadır:

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \min_{\mathbf{X}} \left\| \mathbf{Y} - \mathbf{X}\tilde{\mathbf{H}} \right\|_F^2. \quad (3.62)$$

(3.62)'den görüldüğü gibi uyumsuz ML alıcı, P-CSI durumunun karar metriğini kullanmaktadır. Burada $\mathbf{H}$ matrisi $\tilde{\mathbf{H}}$ matrisiyle değiştirilmiştir. STBC-SM sisteminin koşullu PEP'i (CPEP) hesaplamak için yani bilinen kanal matrisi $\tilde{\mathbf{H}}$ üzerinden iletilen $\mathbf{X}$ matrisinin $\hat{\mathbf{X}}$ matrisine karar verme olasılığını hesaplamak için (3.60) denklemi vektör formunda aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{X}\mathbf{h}_k + \mathbf{n}_k, \quad k = 1, 2, \dots, N_r. \quad (3.63)$$

Burada $\mathbf{y}_k$, $\mathbf{h}_k$ ve $\mathbf{n}_k$ vektörleri sırasıyla $\mathbf{Y}$, $\mathbf{H}$ ve $\mathbf{N}$ 'nin k . sütunlarını göstermektedir. Benzer şekilde (3.61) denklemi $\tilde{\mathbf{h}}_k = \mathbf{h}_k + \mathbf{e}_k$ şeklinde tekrardan yazılabilir. Burada $\tilde{\mathbf{h}}_k$ ve $\mathbf{e}_k$ sırasıyla $\tilde{\mathbf{H}}$ ve $\mathbf{E}$ 'nin k . sütunlarını göstermektedir.

(3.62) ve (3.63) göz önüne alındığında STBC-SM sistemi için CPEP aşağıdaki gibi hesaplandı:

$$\begin{aligned} P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} \mid \tilde{\mathbf{H}}) &= P\left(\sum_{k=1}^{N_r} \|\mathbf{y}_k - \mathbf{X}\tilde{\mathbf{h}}_k\|^2 > \sum_{k=1}^{N_r} \|\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{h}}_k\|^2\right) \\ &= P\left(\sum_{k=1}^{N_r} \|\mathbf{X}\tilde{\mathbf{h}}_k\|^2 - \|\hat{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{h}}_k\|^2 - 2\Re\left\{\mathbf{y}_k^H (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})\tilde{\mathbf{h}}_k\right\} > 0\right) \\ &= P(G > 0). \end{aligned} \quad (3.64)$$

(3.64)'teki G rastgele Gauss dağılımlı değişkendir ve parametreleri şu şekilde hesaplanabilir. $\tilde{\mathbf{h}}_k$, koşuluna bağlı olarak $\mathbf{h}_k$ 'nin ortalama ve ortak değişinti matrisi sırasıyla $\rho^2 \tilde{\mathbf{h}}_k$ ve $(1 - \rho^2) \mathbf{I}_{N_t}$ olarak hesaplandı [63]. Böylelikle $\mathbf{h}_k$ 'in koşullu ortalama ve ortak değişinti matrisi göz önüne alındığında $\mathbf{y}_k$ 'in koşullu ortalama ve ortak değişinti matrisi (3.63)'ten sırasıyla $\rho^2 \mathbf{X}\tilde{\mathbf{h}}_k$ ve $\mathbf{X}\mathbf{X}^H (1 - \rho^2) + N_0 \mathbf{I}_2$ olarak elde edilebilir. STBC-SM sistemine uygulanan Alamouti kodunun dikliğinden dolayı $\mathbf{y}_k$ 'in ortak değişinti matrisi $(z(1 - \rho^2) + N_0) \mathbf{I}_2$ olacak şekilde basitleşir. Burada $z \mathbf{I}_2 = \mathbf{X}\mathbf{X}^H$ şeklindedir yani $z = (1/2) \|\mathbf{X}\|_F^2$ olmaktadır ve M 'li PSK gibi sabit zarflı sinyal kümeleri için $z=1$ olarak elde edilir. $\mathbf{y}_k$ 'nin koşullu istatistiği göz önüne alındığında, bazı

matematiksel işlemlerden sonra G karar değişkeninin ortalaması ve değişimi aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$E\{G\} = \sum_{k=1}^{N_r} (1-2\rho^2) \|\mathbf{X}\tilde{\mathbf{h}}_k\|^2 - \|\hat{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{h}}_k\|^2 + 2\rho^2 \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{X}^H \hat{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{h}}_k\} \quad (3.65)$$

$$\text{Var}\{G\} = 2\left(z(1-\rho^2) + N_0\right) \left\|(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \tilde{\mathbf{H}}\right\|_F^2. \quad (3.66)$$

$\tilde{G} = \rho^2 G$ tanımıyla ve yüksek SNR değerleri için mantıklı olan $\rho^2 \approx \rho^4$ varsayımı ile,

$$E\{\tilde{G}\} \approx -\rho^2 \left\|(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \tilde{\mathbf{H}}\right\|_F^2 \quad (3.67)$$

$$\text{Var}\{\tilde{G}\} = 2\rho^4 \left(z(1-\rho^2) + N_0\right) \left\|(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \tilde{\mathbf{H}}\right\|_F^2 \quad (3.68)$$

şeklinde elde edilir. Sonunda, STBC-SM sisteminin CPEP'i (3.68)'den hareketle aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} \mid \tilde{\mathbf{H}}) \approx Q\left(\sqrt{\frac{\left\|(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \tilde{\mathbf{H}}\right\|_F^2}{2\left(z(1-\rho^2) + N_0\right)}}\right). \quad (3.69)$$

Q fonksiyonunun alternatif formu [64] kullanılarak (3.69)'u tekrardan yazabiliriz:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} \mid \tilde{\mathbf{H}}) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\Gamma}{2\Delta \sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (3.70)$$

Burada $\Gamma = \left\|(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \tilde{\mathbf{H}}\right\|_F^2$ ve $\Delta = 2\left(z(1-\rho^2) + N_0\right)$ şeklindedir. STBC-SM sisteminin koşulsuz PEP'ini (UPEP) elde etmek için (3.70) denkleminin $p_\Gamma(\Gamma)$ üzerinden ortalaması aşağıdaki gibi alınır:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\Gamma}{2\Delta \sin^2 \theta}\right) p_\Gamma(\Gamma) d\theta d\Gamma. \quad (3.71)$$

elde edilir. Daha sonra (3.71)'den,

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\Gamma} \left(\frac{-1}{2\Delta \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (3.72)$$

elde edilir.

Γ 'nın moment üreteç fonksiyonunu (MGF: Moment Generating Function) bulmak için

Γ 'yı karesel (quadratic) formda $\mathbf{Q} = (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})$ olmak üzere $\Gamma = \sum_{k=1}^{N_r} \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{h}}_k$ şeklinde yazabiliriz. $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 'nin ortak değişinti matrisini $\mathbf{L} = E \{ \tilde{\mathbf{h}}_k \tilde{\mathbf{h}}_k^H \} = (1 + \sigma_{\epsilon}^2) \mathbf{I}_{N_t}$ şeklinde tanımlarsak Γ 'nın MGF'sini [65]'ten aşağıdaki gibi elde ederiz:

$$M_{\Gamma}(t) = \left[\det(\mathbf{I}_{N_t} - t\mathbf{L}\mathbf{Q}) \right]^{-N_r}. \quad (3.73)$$

Burada $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 'lar bağımsız ve aynı dağılımlıdır. λ_i , $i=1, \dots, R$, ($R = \text{rank}(\mathbf{Q})$) olarak tanımlanan $\mathbf{Q}$ 'un özdeğerleri göz önüne alındığında (3.73)'ü daha basit formda aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$M_{\Gamma}(t) = \left[\prod_{i=1}^R (1 - t(1 + \sigma_{\epsilon}^2)\lambda_i) \right]^{-N_r}. \quad (3.74)$$

Son olarak, (3.72) ve (3.74) birleştirilerek STBC-SM sisteminin UPEP'i aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left[\prod_{i=1}^R \left(1 + \frac{(1 + \sigma_{\epsilon}^2)\lambda_i}{2\Delta \sin^2 \theta} \right) \right]^{-N_r} d\theta. \quad (3.75)$$

(3.75)'teki integral için kapalı form tanımı [64]'teki çalışmada Bölüm 5'te ve Ek A'da verilen genel formüller kullanılarak elde edilebilir.

Not-1: STBC-SM sisteminin çeşitleme derecesi $R=2$ olarak bilinmektedir ki bu da $\mathbf{Q}$ uzaklık matrisinin rankına eşittir [12]. Böylelikle (3.75) aşağıdaki gibi basitleştirilir:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{(1 + \sigma_{\epsilon}^2)\lambda_1}{2\Delta \sin^2 \theta} \right)^{-N_r} \left(1 + \frac{(1 + \sigma_{\epsilon}^2)\lambda_2}{2\Delta \sin^2 \theta} \right)^{-N_r} d\theta. \quad (3.76)$$

Bunun kapalı form çözümü [64]'teki denklem (5A.58)'de mevcuttur.

Not-2: (3.76)'da $\sigma_\epsilon^2 = 0$ ($\rho = 1$) seçilmesi ile aşağıdaki denklem elde edilir:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{\lambda_1}{4N_0 \sin^2 \theta}\right)^{-N_r} \left(1 + \frac{\lambda_2}{4N_0 \sin^2 \theta}\right)^{-N_r} d\theta. \quad (3.77)$$

Bu da [12]'deki (22) numaralı denklemdeki P-CSI durumu için STBC-SM sisteminin UPEP'ne karşılık gelmektedir.

UPEP hesaplandıktan sonra, STBC-SM sisteminin ABEP'i aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P_b \approx \frac{1}{vn_x} \sum_{\mathbf{X}} \sum_{\hat{\mathbf{X}}} P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) e(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}). \quad (3.78)$$

Burada v , $\mathbf{X}$ başına iletilen toplam bit sayısını, n_x gerçekleştirilecek olası tüm $\mathbf{X}$ lerin sayısını ve $e(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ ise ilişkin $(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ çiftsel hata durumundaki hatalı bit sayılarını göstermektedir.

4. BULGULAR

4.1. UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİ İÇİN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ

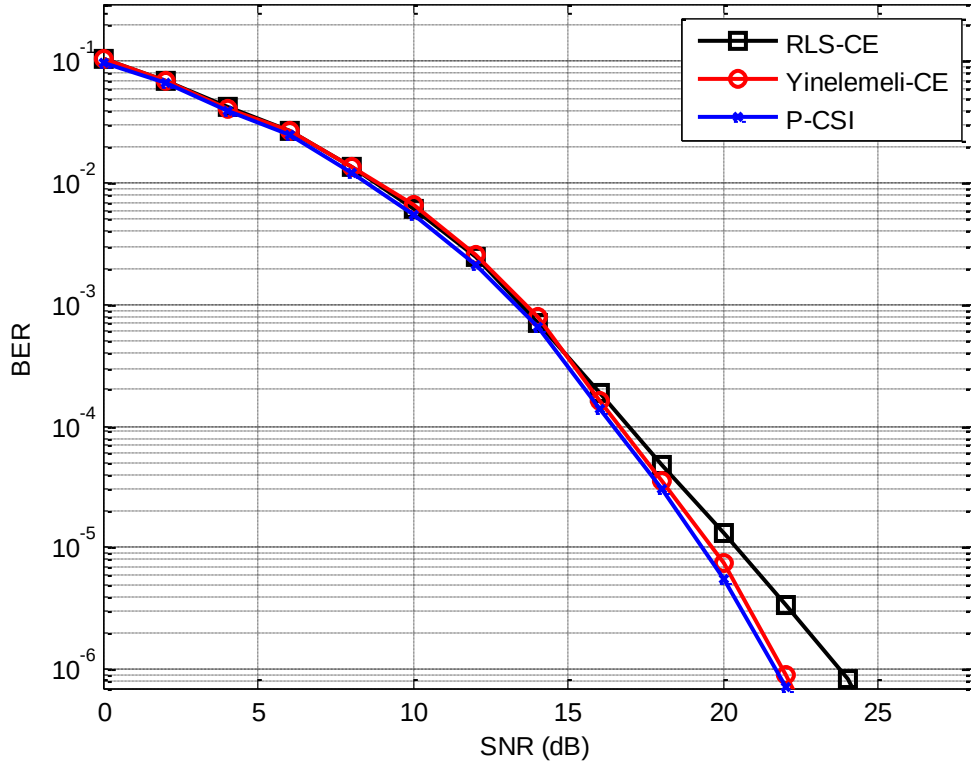
Bu bölümde $N_t \times N_r$ SM sisteminin başarımı, önerilen kanal kestirimcisi için gerçekleştirildi. Farklı mobil kullanıcıların farklı hızları için ve farklı Rician değerlere sahip Rician kanallarda kanal kestirimi gerçekleştirildi. Daha önce de belirtildiği gibi Rayleigh sönümlemeli kanallardan farklı olarak Rician kanallarda baskın bileşen vardır. Rician faktör, R , LOS'taki bileşenin gücünün, LOS olmayan çoklu yol bileşenlerinin gücünün toplamına oranıdır. Rayleigh sönümlemeli kanal Rician sönümlemeli kanallardaki, $R = 0$ durumunun özel bir halidir. Hatta $R = \infty$ olması sadece LOS bileşenlerinin olduğunu göstermektedir. Bilgisayar benzetimlerimizde karşılaştırma yapmak için iki adet kıyaslama ölçütü göz önünde bulunduruldu. Bilgisayar benzetimleri için ana parametreler aşağıdaki gibi seçilmiştir:

- ❖ RLS parametreleri $\mu = 0.0005$ ve $\lambda = 1$ olarak seçildi.
- ❖ Tüm durumlarda dört alıcı anten kullanıldı.
- ❖ 2×4 ve 4×4 için SM eşleştirme tabloları sırası ile **Şekil 2.9**'da ve **Şekil 2.10**'da gösterildi.
- ❖ Sembol süresi 1μ saniye ve taşıyıcı frekans 1.86 GHz olarak seçildi.
- ❖ Her bir alıcı anten aynı SNR değerlerine sahiptir.
- ❖ $\text{SNR} = E_s/\sigma^2$ olarak tanımlandı. E_s sembol başına enerji, σ^2 ise gürültü gücünü göstermektedir.
- ❖ **Şekil 4.9** hariç tüm SM benzetimlerde önerilen alıcı için bir yineleme kullanılmıştır.
- ❖ Alıcı ve verici antenler arasındaki kanallarda Doppler etkisi hesaba katılarak, bu kanallar zamanla hızlı değişen Rician sönümlemeli olarak modellendi.

4.1.1. 2×4 SM Sisteminin Uygulanması Durumu

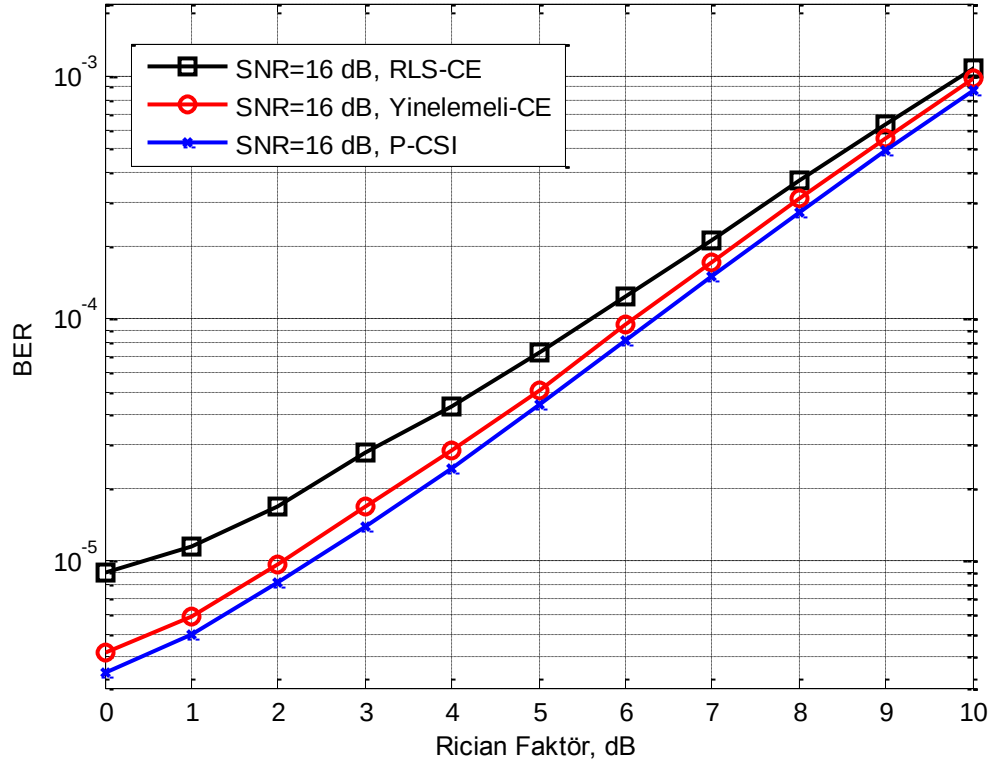
SM sisteminin BER başarımı 4-QAM sinyal kümesi kullanılarak iki verici dört alıcı anten için incelenmiştir. Toplam pilot sayısı $N_p = 12$ ve toplam data sembollerinin sayısı $N = 216$ seçilmiştir. **Şekil 4.1**'de, önerilen yinelemeli-CE ile RLS-CE'nin BER başarımları $V = 150$ km/saat'te Rician sönümlemeli kanalda $R = 7$ için gösterilmiştir. Öncelikle önerilen kanal kestirimi için pilot semboller kullanılarak başlangıç kanal

katsayıları RLS-CE tekniği ile hesaplandı [15]. Daha sonra **Şekil 3.2**'de gösterildiği gibi iyileştirilmiş kanal katsayılarını elde etmek için yinelemeli-CE işlemi uygulandı.



Şekil 4.1: Önerilen yinelemeli kanal kestirimi ile RLS tabanlı kanal kestiriminin $V=150$ km/saat ve $R=7$ için BER başarımları.

Şekil 4.1'deki bilgisayar benzetim sonuçlarında yinelemeli-CE'nin BER başarımının RLS-CE'nin BER başarımından daha iyi olduğu ve P-CSI ile aynı BER başarımı sergilediği gösterilmiştir. RLS tabanlı alıcı ile karşılaştırıldığında özellikle $BER = 10^{-6}$ da yaklaşık 2dB'lik kazanç elde edildiği gözlemlenmiştir.



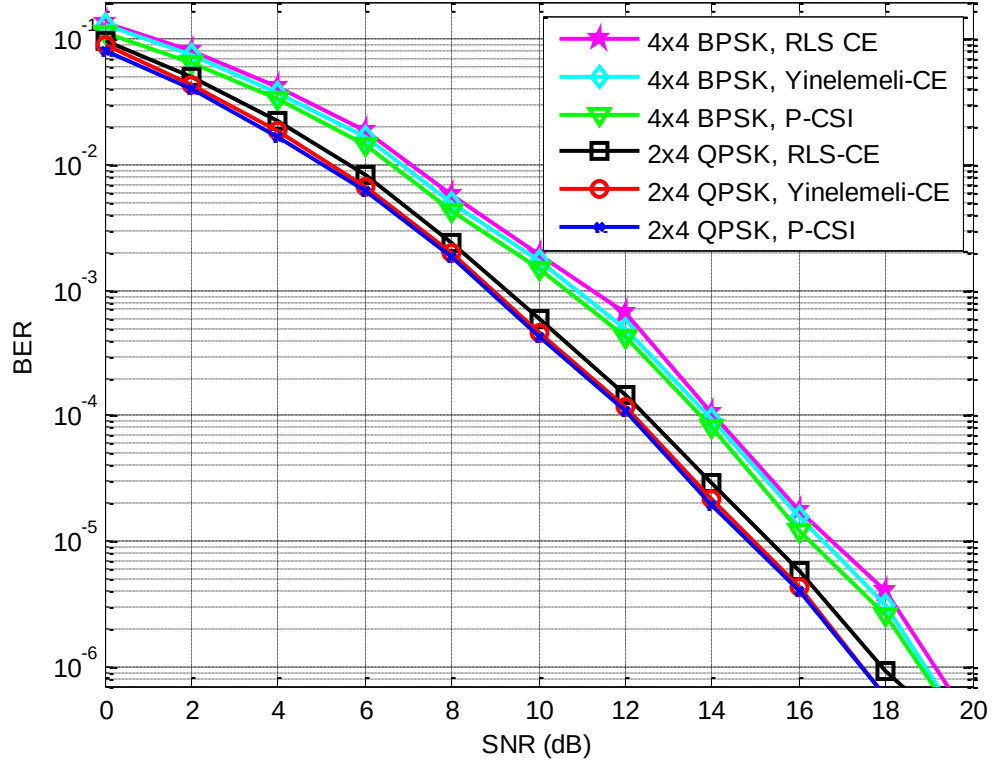
Şekil 4.2: Artan Rician faktörlerinin $V=150$ km/saat ve $SNR=16$ dB'deki BER başarımları.

Şekil 4.2'de Rician faktörün BER başarımı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Şekilden görüldüğü üzere Rician faktör, 0'dan 10'a artarken BER başarımı düşmekte ve yinelemeli-CE ile RLS-CE arasındaki BER başarımları farkı da azalmaktadır. Bir başka deyişle $SNR=16$ dB'de RLS-CE'nin $R = 0$ 'daki başarımı yinelemeli-CE'nin $R = 2$ 'deki başarımı ile aynı sonucu vermektedir. Böylelikle yinelemeli-CE, $BER = 10^{-5}$ 'te RLS-CE'ye göre yaklaşık 2 dB'lik Rician faktörü kazancı sağladığı görülmüştür.

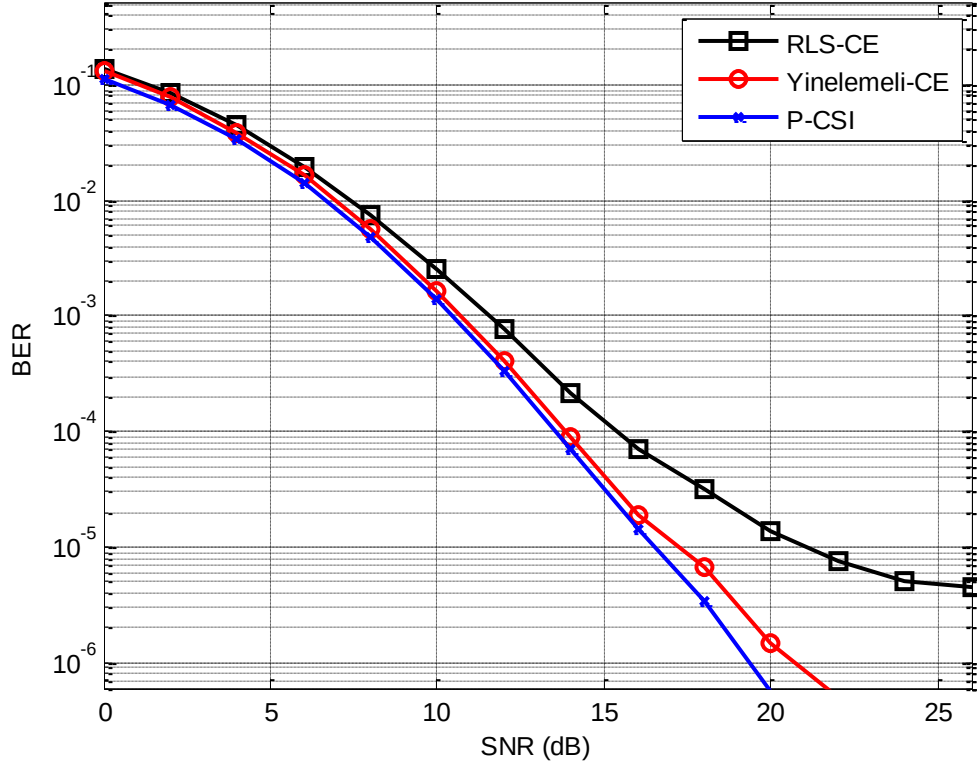
4.1.2. 4×4 SM Sisteminin Uygulanması Durumu

Şekil 4.3'te daha fazla uzay bilgisi (spatial information) kullanmak amacıyla dört verici antenli ve BPSK modülasyonlu SM sisteminin başarımı incelenmiştir. Toplam pilot sayısı $N_p = 12$ ve toplam data sayısı $N = 216$ olarak seçilmiştir. Beklenildiği gibi 2×4 SM, 4-QAM sisteminin BER başarımının 4×4 SM, BPSK sisteminin BER başarımından daha iyi olduğu gözlemlenmiştir [5]. Bunun sebebi SM sisteminin başarımının aktif anten indisinin doğru seçimine daha çok bağlı olmasıdır. Şekil 4.3'te kanalın yavaş olması durumunda RLS-CE ile yinelemeli-CE neredeyse aynı başarımı

sergilemiştir. Yani önerilen metodun yararının düşük mobilitede az olduğu görülmüştür. Her iki kestirim tekniğinin başarımının P-CSI başarımına yaklaştığı da gösterilmiştir.

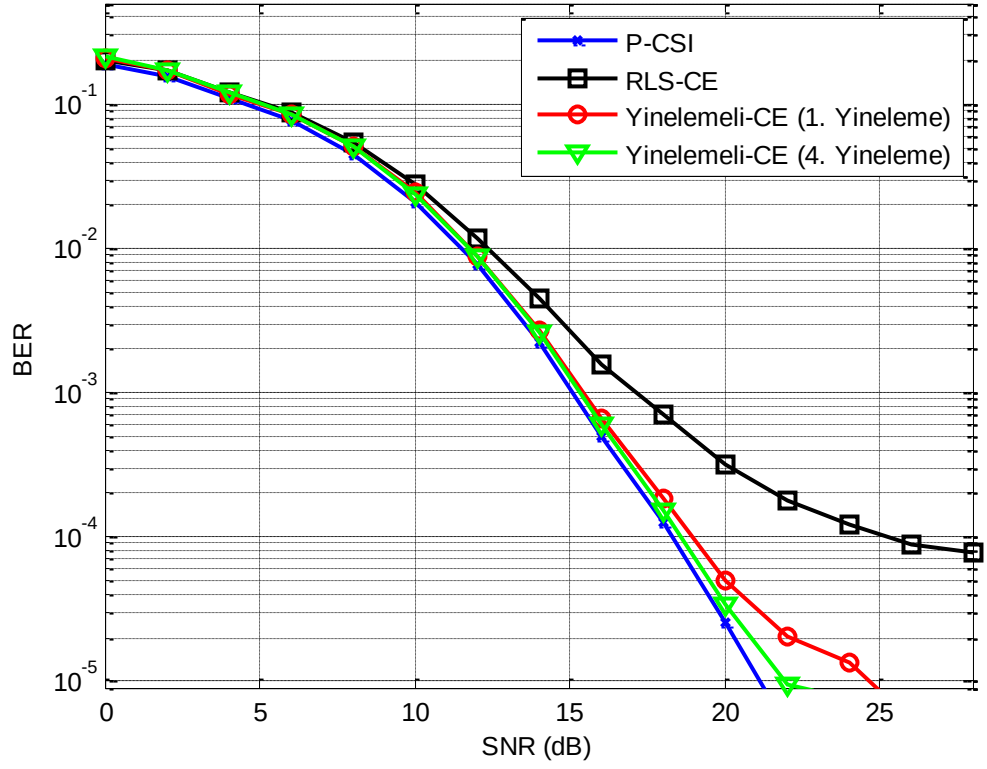


Şekil 4.3: Önerilen kanal kestiriminin farklı anten seçeneklerinde, $V=30$ km/saat ve $R=0$ için BER başarımları.



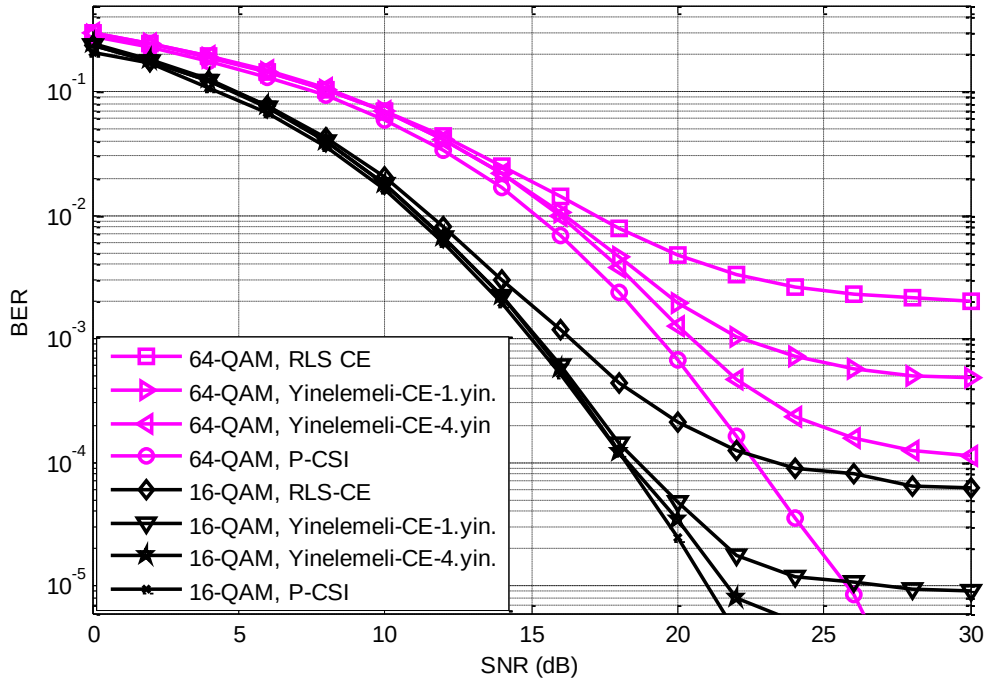
Şekil 4.4: 4×4 SM sisteminin Rayleigh sönümlmeli kanallarda $V=150$ km/saat ve $R=0$ için BER başarımları.

Yinelemeli-CE'nin potansiyel avantajını göstermek için $V = 150$ km/saat'te ve Rayleigh sönümlmeli kanaldaki başarımı **Şekil 4.4**'te gösterilmiştir. Görüldüğü gibi RLS-CE yüksek hız ve yüksek SNR'larda hata eğrisi oluşturmakta ve yinelemeli-CE ile P-CSI'nın aynı başarımı sergilediği görülmektedir. **Şekil 4.(1-4)**'te alıcının işlemsel karmaşıklığını sınırlamak için tüm benzetimlerde bir yenileme yapılmıştır.



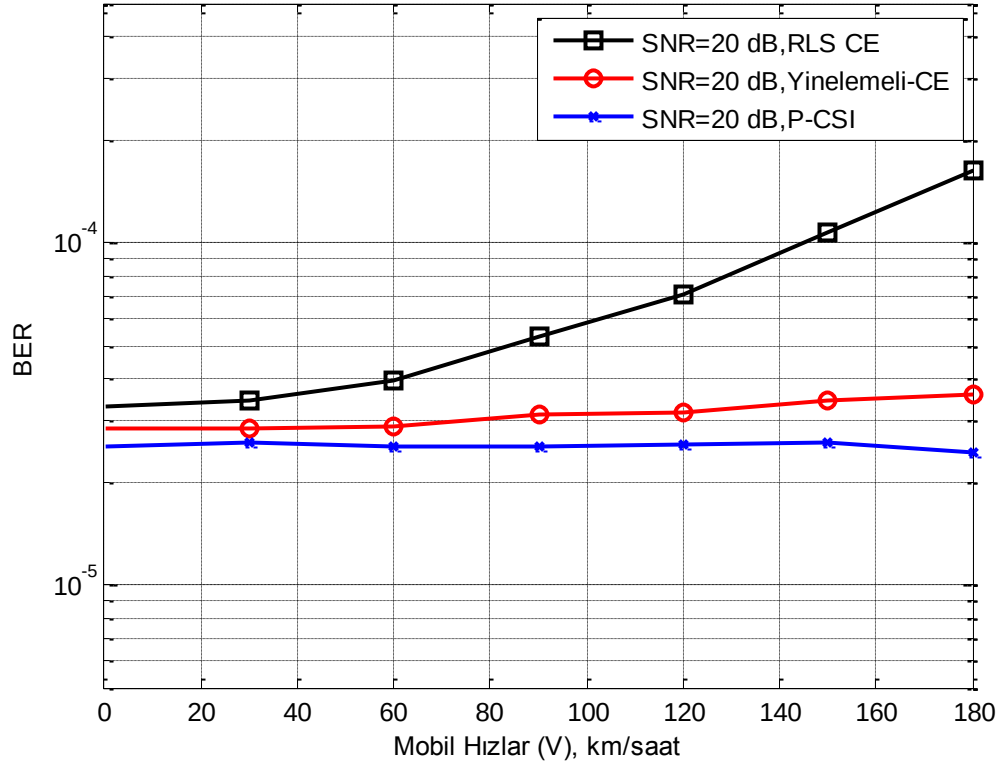
Şekil 4.5: 4×4 SM sisteminin Rayleigh sönümlmeli kanallarda farklı yenileme sayıları için $V=150$ km/saat ve $R=7'$ de BER başarımları.

Şekil 4.5'te yinelemeli-CE'nin başarımının artan yenileme sayısı ile iyileştirebileceği ve P-CSI'nin başarımına yaklaşabileceği gösterilmiştir. Şekil 4.5'te yinelemeli-CE'nin yakınsaması için dört yenileme yeterli olmuştur.



Şekil 4.6: 4×4 SM sisteminin yüksek dereceli modülasyonlar için $V=150$ km/saat ve $R=0$ 'da BER başarımları.

Mobil kablosuz kanallarda bant genişliği verimliliği çok önemlidir. Bu yüzden **Şekil 4.6**'da 4×4 SM-MIMO sistemi için 16-QAM ve 64-QAM gibi yüksek dereceli modülasyonlar incelenmiştir. Kablosuz kanaldan kaynaklanan genlik ve fazdaki büyük dalgalanmalar M -QAM sisteminin BER başarımını önemli ölçüde bozmaktadır. [66]'da M -QAM'in kanal kestirim hatalarına karşı çok hassas olduğu gösterilmiştir ve $V = 150$ km/saat ile $R = 0$ için yüksek dereceli QAM'deki başarım bozulması düşük dereceli QAM'den çok daha fazladır. Bu şekilde yüksek dereceli modülasyonlarda hata eğrisi oluştuğu görülmektedir. Çünkü yinelemeli-CE sezilen sembollere bağlıdır. Ancak 16-QAM'in önerilen algoritma ile $BER = 10^{-5}$ 'te bozulduğu sonucuna varılmıştır. Dahası önerilen kanal kestiriminin yüksek dereceli modülasyonlarda RLS tabanlı kanal kestirimciye göre önemli ölçüde üstün olduğu gösterilmiştir. **Şekil 4.6**'dan 16-QAM ve 64-QAM'in P-CSI başarımına yakınsayabilmesi için daha çok yenilemeye ihtiyaç duyduğu sonucuna varılmaktadır.



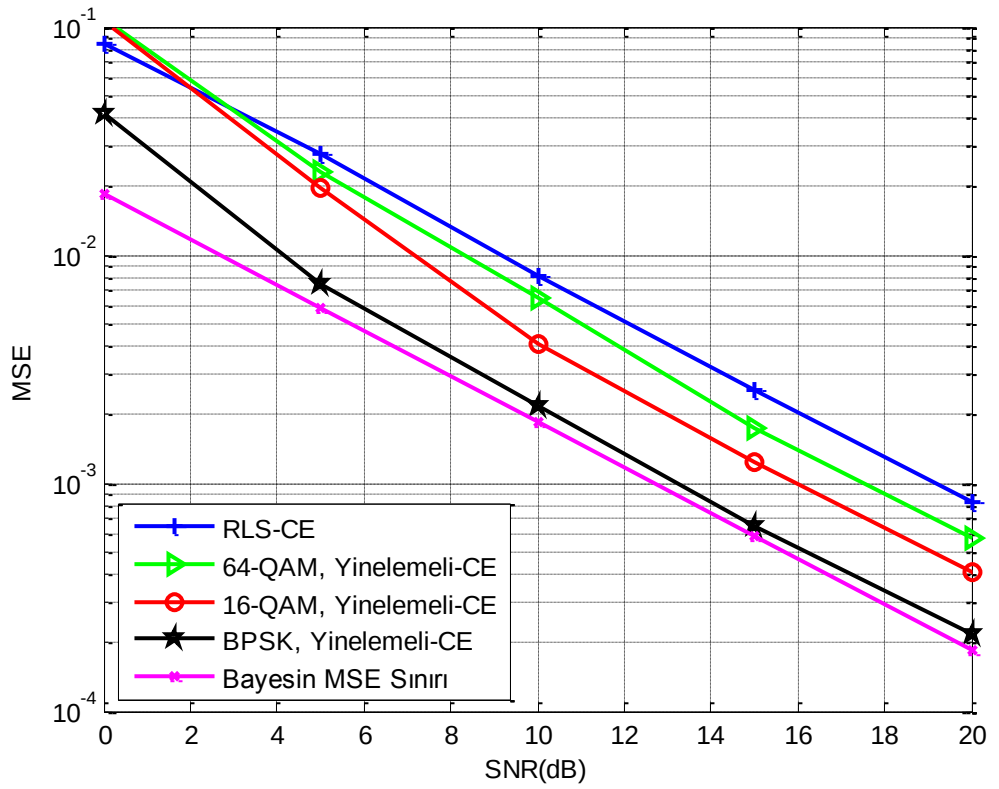
Şekil 4.7: 4×4 SM sisteminin farklı mobil hızlarda R=7 ve SNR=20dB için BER başarımları.

Bu tezin ana amaçlarından biri SM sistemi için kalıcı olabilecek, sürekli erişilebilirliği destekleyebilecek ve kullanıcılar için yüksek data hızları sağlayabilecek şekilde, yüksek mobilitenin olduğu çevreler için sağlam ve etkili kanal kestirimi önermektir. Bundan dolayı **Şekil 4.7**'de hızların BER başarımları üzerindeki etkileri incelenmiştir. Görüldüğü gibi mobilite RLS-CE tekniğinin başarımları üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Önerilen yinelemeli-CE'in ise daha sağlam olduğu gösterilmiştir.

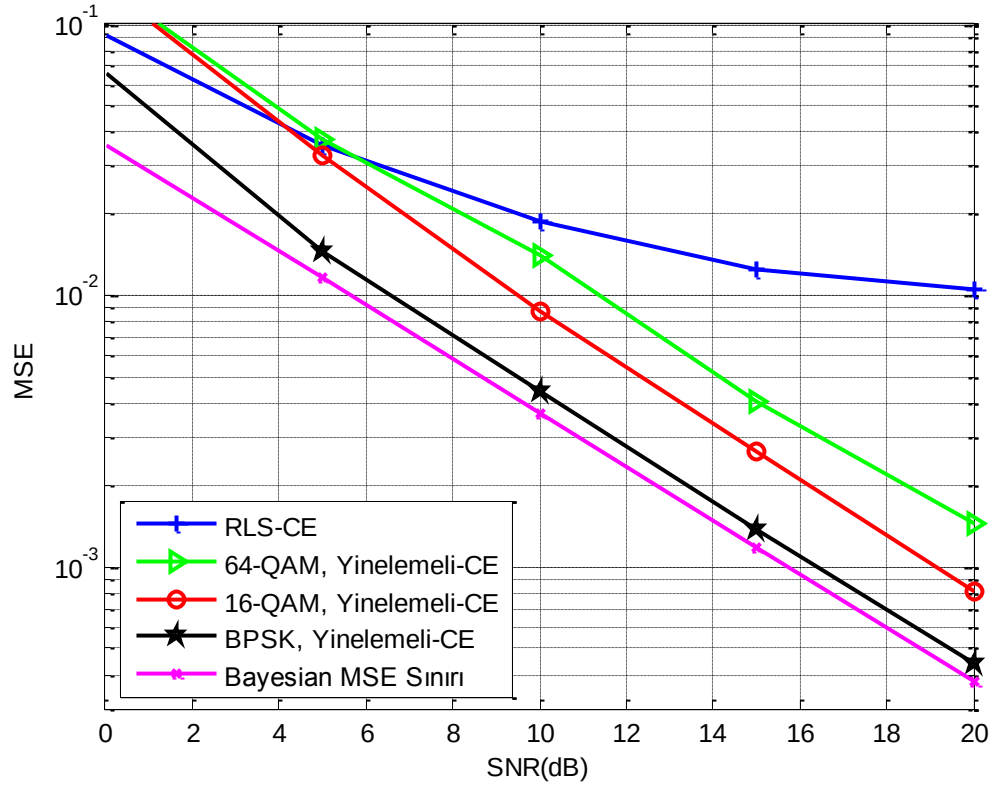
4.1.3. Ortalama Karesel Hata (MSE) Başarımı

Şekil 4.8 ve **Şekil 4.9**'da dört verici antenli SM-MIMO sisteminin BPSK, 16-QAM ve 64-QAM modülasyonlarındaki MSE başarımları $V = 150$ km/saat ve $R = 0$ için incelenmiştir. MSE alt sınırı, özellikle kanal kestirim algoritmalarında karşılaştırma yapabilmek için önemli bir ölçüt olarak karşımıza çıkmaktadır. Kanal kestirimi için detaylı Bayesian MSE alt sınırı analitik olarak **Bölüm 3.1.4**'te elde edildi ve SNR'ın bir fonksiyonu olarak **Şekil 4.8**'de ve **Şekil 4.9**'da sırası ile durağan ve zamanla değişen kanallar için hesaplandı. Yinelemeli-CE'nin MSE başarımları uygulanan sinyal formatına bağlı olarak Bayesian MSE alt sınırına oldukça yakın olduğu gözlenmiştir. Ayrıca RLS

tabanlı kanal kestirim algoritmasının MSE başarımının yinelemeli-CE algoritmasından düşük olduğu görülmüştür. Çünkü düşük SNR’larda kanal değişim miktarlarının sistem başarımına etkisi düşüktür. Fakat yüksek SNR’larda bu etki büyüyeceğinden kanal değişimleri fazla olmaktadır. Bu durum ise RLS tabanlı kanal kestiriminde hata eğrisi oluşmasına neden olur. Bu yüzden yüksek SNR’da gürültünün etkisinin fazla olmasından dolayı yinelemeli alıcının RLS alıcıdan daha iyi MSE performansı sağladığı gösterilmiştir.



Şekil 4.8: 4×4 SM sisteminde R=0 için kanal kestirimcilerinin durağan kanallardaki MSE başarımları.



Şekil 4.9: 4×4 SM sisteminde $R=0$ için kanal kestirimcilerinin zamanla değişen kanallardaki MSE başarımları.

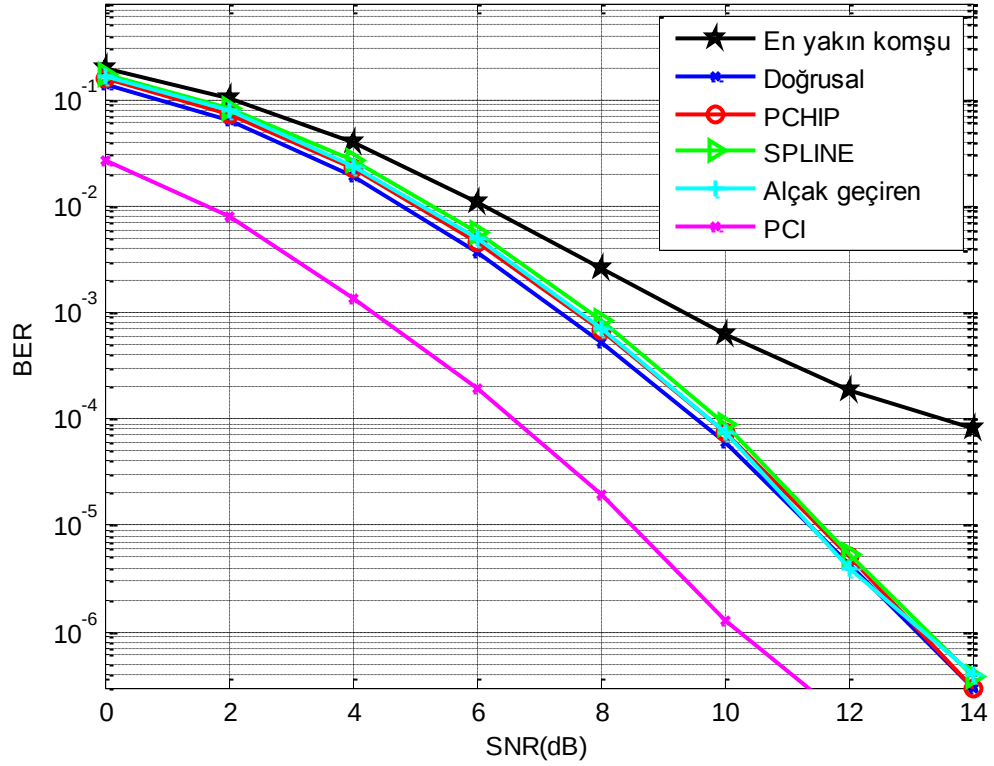
4.2. UZAY ZAMAN BLOK KODLU UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİ İÇİN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ

Bu bölümde, bilgisayar benzetimleri yardımıyla farklı kanal koşulları altında LS kanal kestirim yöntemi ile birlikte ara değerlendirme teknikleri kullanılarak elde edilen BER/MSE başarımları gösterildi. Bu sistemlerin BER başarımı Monte Carlo benzetimlerinde BPSK, QPSK, 16-QAM ve 64-QAM sinyal kümeleri kullanılarak elde edilmiştir. Örneklem frekansı 0.1MHz olarak ($T_s = 10\mu s$) olarak seçilmiştir. Bir 4×4 STBC-SM bloğu $B_p + D = 104$ örnekten oluşmakta ve bunun $B_p = 4$ örneği pilot sembolleri içermektedir. Bir çerçevede toplam 10 blok yani $N = 10(B_p + D)$ örnek iletilmektedir. E_s sembol başına enerjiyi, N_0 ise gürültü gücünü göstermektedir ve $SNR = E_s/N_0$ olarak tanımlanmıştır. 4×4 STBC-SM sistemi için [12]'deki optimum kod çözümü kullanılmıştır.

IEEE 802.16 ailesi ve 3GPP-LTE projesi gibi gelecek nesil haberleşme sistemlerinde yüksek mobilite çok büyük bir öneme sahip olacaktır. Özellikle, karasal haberleşmede 120 km/saat'ten daha yüksek hızlar yüksek hızlı trenler için potansiyel uygulamalardır. Bilgisayar benzetimlerimizde, mobil kullanıcının 1.8 GHz'de 150 km/saat hızla hareket ettiğini varsaydık. Alıcı ve verici arasındaki kanalı, Doppler etkisini göz önüne alarak zamanla değişen Rayleigh sönümlmeli kanal olarak modelledik.

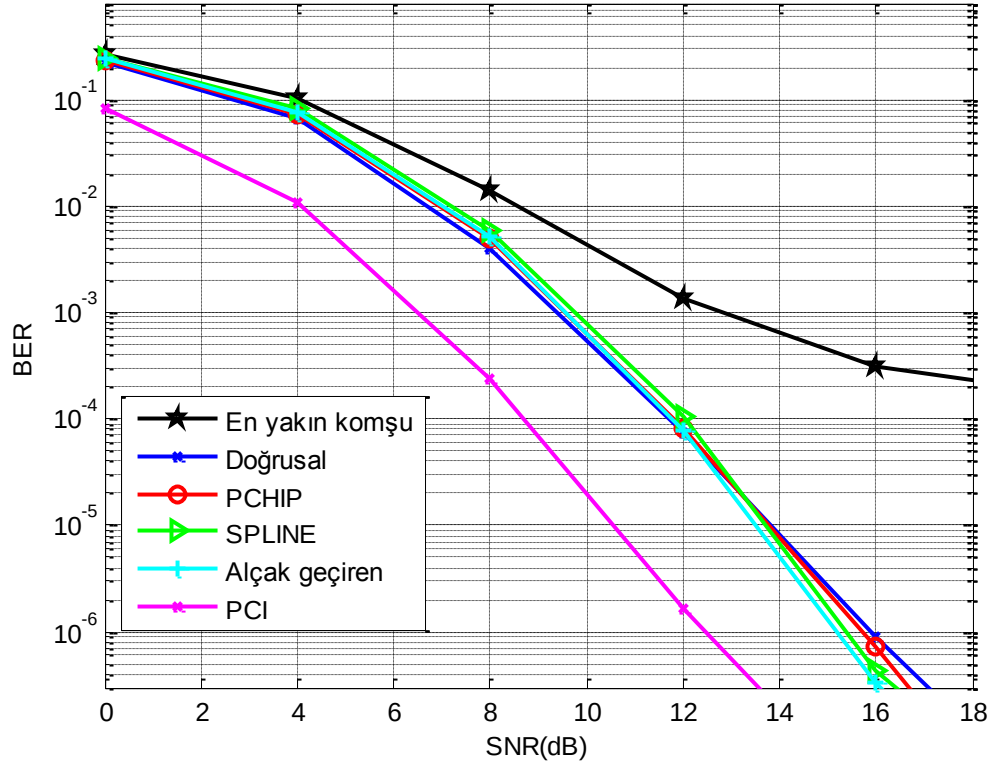
4.2.1. 4×4 STBC-SM Sisteminde Farklı Modülasyon Tipleri için BER Başarımı

4×4 STBC-SM sisteminde BPSK sinyallerinin kullanılması durumunda kanal kestiriminin BER başarımı üzerine etkisi **Şekil 4.10**'da sunulmuştur. Sonuçlar alçak geçiren, SPLINE, PCHIP, doğrusal ve enyakın komşu ara değerlendirme teknikleri için gösterilmiştir. $BER = 10^{-6}$ 'da enyakın komşu ara değerlendirme dışındaki önerilen kanal kestirim yöntemleri ile P-CSI durumu arasında yaklaşık 3 dB'lik SNR farkı olduğu ve hepsinin aynı başarıma sahip olduğu gösterilmiştir. Ayrıca yüksek SNR değerlerinde enyakın komşu ara değerlendirme yönteminin başarımının oldukça kötü olduğu görülmüştür.



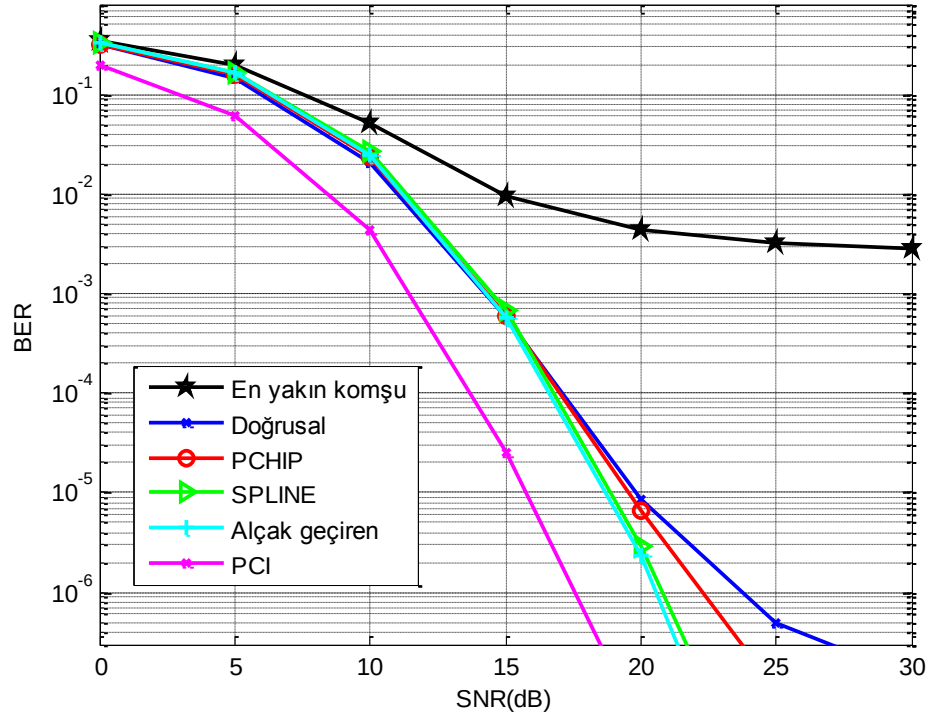
Şekil 4.10: BPSK-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirimlerinin BER başarımları.

Şekil 4.11'de QPSK sinyal kümesinin kullanılması durumunda önerilen ara değerlendirme yöntemlerinin BER başarımları karşılaştırılmıştır. Alçak geçiren ara değerlendirme yönteminin PCHIP, doğrusal ve enyakın komşu ara değerlendirme yöntemlerinden daha iyi olduğu ayrıca SPLINE ara değerlendirme ile neredeyse aynı başarımları sergilediği gösterilmiştir. Özellikle, $BER=10^{-6}$ 'da PCHIP ve doğrusal ara değerlendirme tekniklerine göre 0.8 dB'lik kazanç elde edilmiştir. Ayrıca, yüksek SNR değerlerinde enyakın komşu ara değerlendirme yönteminin en kötü yöntem olduğu görülmüştür. Diğer taraftan 13 dB'den aşağıdaki SNR değerlerinde alçak geçiren, SPLINE ve doğrusal ara değerlendirme yöntemleri aynı başarımları sergilemektedirler. Bu nedenle doğrusal ara değerlendirme, basit işlemsel karmaşıklığından dolayı uygulanabilir olması sayesinde diğer ara değerlendirme yöntemlerine göre tercih edilebilir.

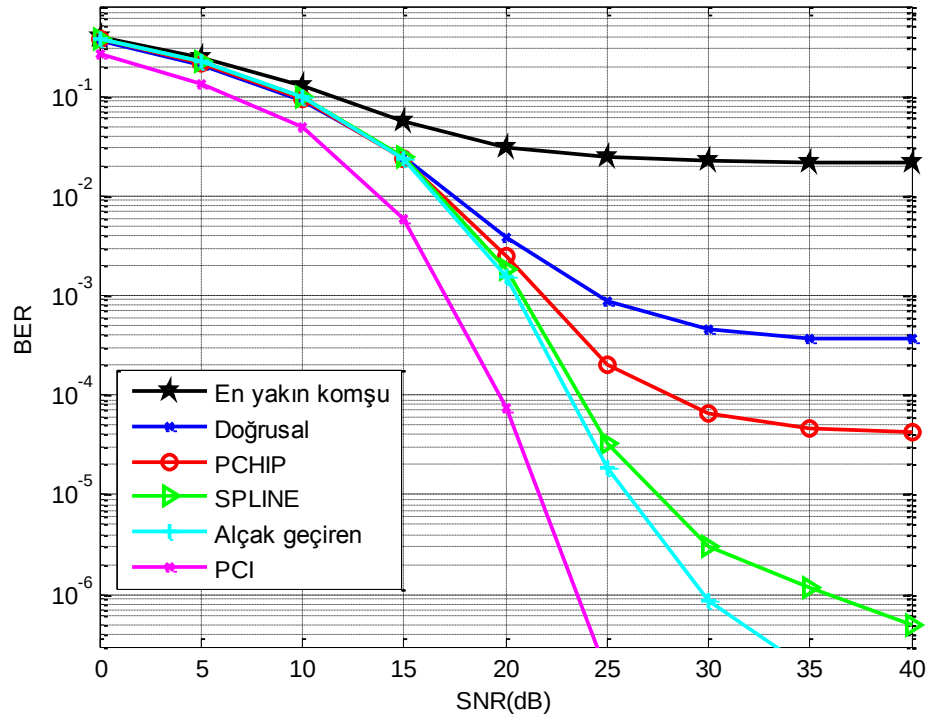


Şekil 4.11: QPSK-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirimlerinin BER başarımları.

Mobil kablosuz kanallarda bant genişliği verimliliği büyük bir öneme sahiptir. Bu yüzden 16-QAM ve 64-QAM gibi daha yüksek dereceli modülasyonlar **Şekil 4.12**'de ve **Şekil 4.13**'de incelenmiştir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde şiddetli genlik ve faz dalgalanmalarından dolayı BER başarımları önemli derecede bozulmaktadır. [66]'da QAM modülasyonunun kanal kestirim hatalarında çok hassas olduğu ve yüksek dereceli QAM modülasyonlarının düşük dereceli QAM modülasyonlarına nazaran daha ciddi başarımlar bozulmalarına sebep olduğu gösterilmiştir.



Şekil 4.12: 16-QAM-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirimlerinin BER başarımları.



Şekil 4.13: 64-QAM-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirimlerinin BER başarımları.

Şekil 4.12'de 16-QAM için kanal kestiriminin BER başarımı üzerine etkisi gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere alçak geçiren ara değerlendirme PCHIP ve doğrusal ara değerlendirme yöntemlerine göre $BER=10^{-6}$ 'da sırasıyla yaklaşık 1.5 dB ve 2.5 dB'lik sezim kazancı sağlamaktadır. Alçak geçiren ara değerlemeli kanal kestiriminin BER başarımının neredeyse SPLINE ara değerlendirme ile aynı olduğu gözlemlenmiştir. Diğer taraftan, enyakın komşu ara değerlendirme tabanlı kanal kestiriminin BER başarımı diğer önerilen ara değerlendirme yöntemlerine göre oldukça düşük olmakta ve yüksek SNR'larda büyük hata eğrileri meydana getirmektedir.

Bununla beraber **Şekil 4.12'**de alçak geçiren ara değerlemenin sezim kazancının diğer ara değerlendirme teknikleri ile karşılaştırıldığında, artan SNR değerleri ile birlikte arttığı gözlemlenmiştir. Çünkü bu teknik, gürültünün olumsuz etkilerini daha çok azaltmaktadır. Sonuç olarak, alçak geçiren ara değerlendirme, diğer ara değerlendirme teknikleri ile karşılaştırıldığında gürültünün iyileştirilmesinde daha etkili ve sağlamdır.

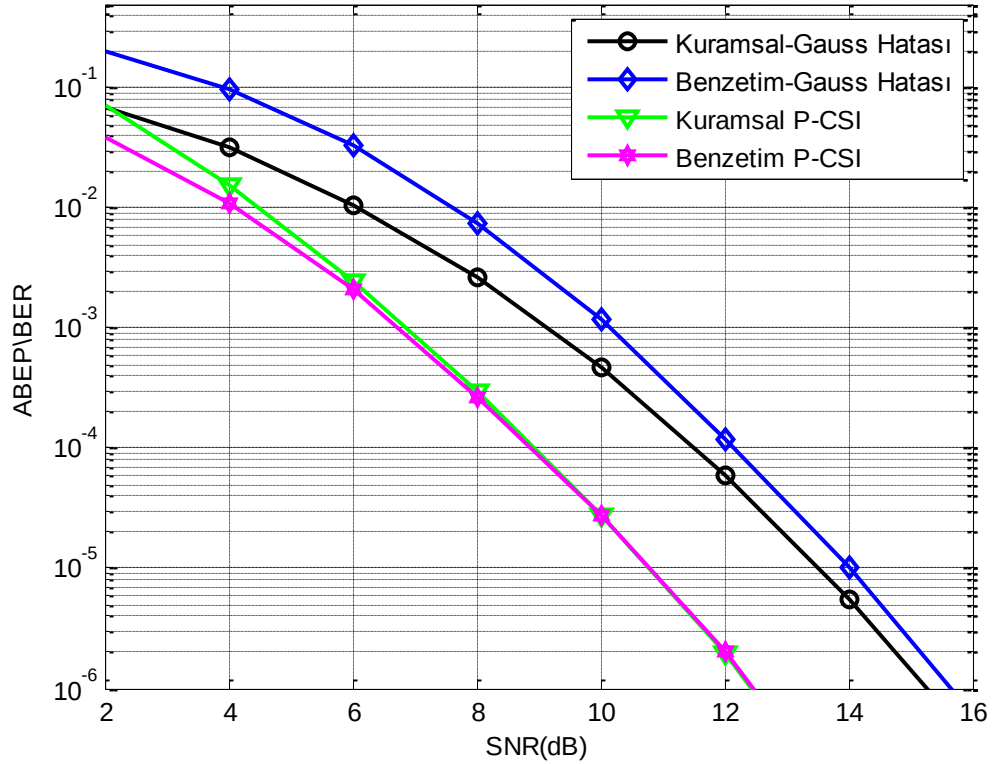
Şekil 4.13'te yukarıda bahsedilen ara değerlendirme yöntemleri için BER başarımları SNR'ın bir fonksiyonu olarak 64-QAM durumu için çizdirilmiştir. Alçak geçiren ara değerlendirme yönteminin STBC-SM sistemlerindeki üstün başarımının 64-QAM için de geçerli olduğu gösterilmiştir. **Şekil 4.13'**ten gözlemlendiği üzere yüksek dereceli modülasyondan dolayı özellikle enyakın komşu, doğrusal ve PCHIP ara değerlendirme yöntemlerinin BER başarımlarının önemli ölçüde düştüğü görülmüştür. Ayrıca beklenildiği gibi enyakın komşu ara değerlendirme ve doğrusal ara değerlendirme yöntemlerinde hata eğrileri yüksek SNR'larda görülmüştür.

Alçak geçiren ara değerlemenin SNR kazancının diğer ara değerlendirme yöntemlerine göre yüksek dereceli QAM modülasyonlarda önemli derecede arttığı gösterilmiştir. Örneğin, alçak geçiren ara değerlemenin $BER=10^{-6}$ 'da SPLINE ara değerlemeye göre yaklaşık 3.5 dB'lik sezim kazancı sergilediği gösterilmiştir. Ayrıca PCHIP ara değerlemenin yüksek SNR'larda hata eğrisi oluşturduğu da gösterilmiştir. Diğer taraftan, ara değerlendirme yöntemleri arasındaki başarımların yüksek dereceli modülasyon yapılarında arttığı gözlemlenmiştir.

Elde edilen bu bilgiler ışığında, STBC-SM tabanlı gelecek nesil haberleşme standartlarında, alçak geçiren ara değerlemenin yüksek mobilitede ve yüksek dereceli

modülasyonlarda iyileştirilmiş başarımı sayesinde iyi bir seçim olacağı söylenebilir. Böylelikle alçak geçiren ara değerlemeli STBC-SM sistemleri gelecek nesil haberleşme sistemlerinin beklentilerini karşılayabilecektir.

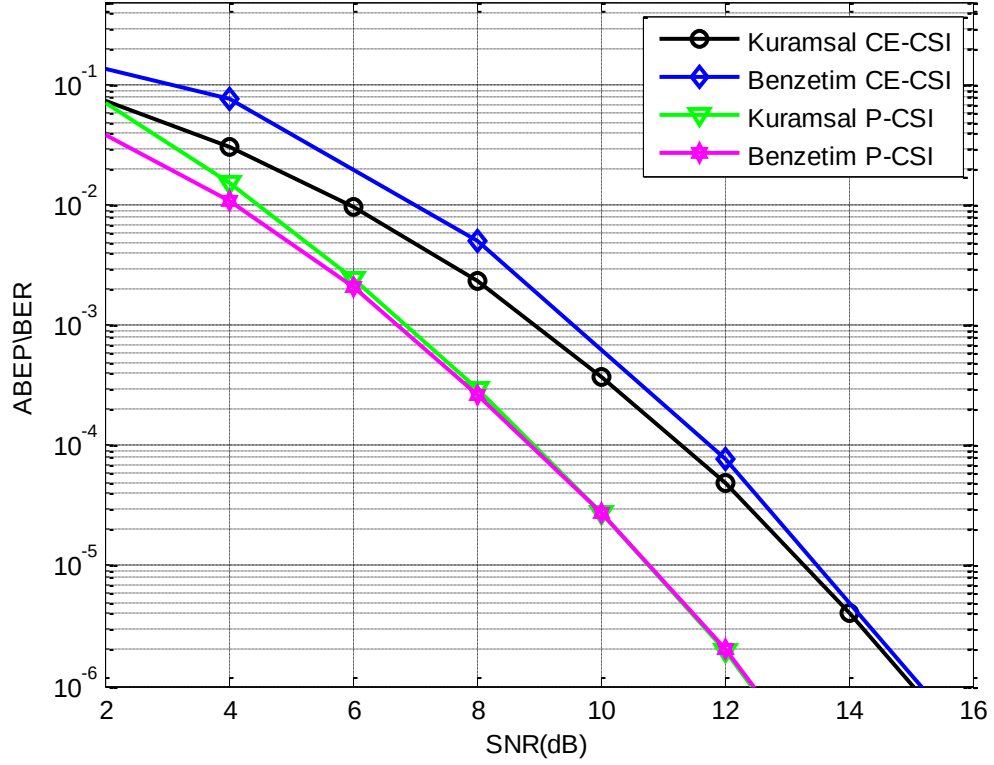
4.2.3. 4×4 STBC-SM Sisteminin Ortalama Bit Hata Olasılığının (ABEP) Başarımı



Şekil 4.14: QPSK-STBC-SM sisteminde kanal kestirim hatasının olması ve olmaması durumunda BER başarımları.

Şekil 4.14'te, STBC-SM için çıkarılan kuramsal ABEP eğrileri gösterilmiş ve P-CSI durumu için bilgisayar benzetimleri ile karşılaştırılmıştır. Özellikle yüksek SNR değerlerinde bilgisayar benzetim sonuçları ile kuramsal sonuçların birbirlerine çok yakın oldukları gösterilmiştir. Ayrıca Şekil 4.14'ten görüldüğü gibi, kusurlu kanal kestirim durumunda Gauss hatasında çıkartılan kuramsal eğrinin, artan SNR değerleri ile bilgisayar benzetimlerinde elde edilen sonuçlara oldukça yakın olduğu gösterilmiştir. Dahası, Şekil 4.15'te STBC-SM için çıkartılan ABEP eğrisi alçak geçiren ara değerlendirme yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Alçak geçiren ara değerlendirme yönteminde hesaplanan MSE değerleri çıkartılan kuramsal ABEP formülünde kullanılmıştır.

Önerilen kanal kestirim tekniğinin hata olasılığı eğrisinin yüksek SNR değerlerinde kuramsal eğriye yaklaştığı gözlemlenmiştir.

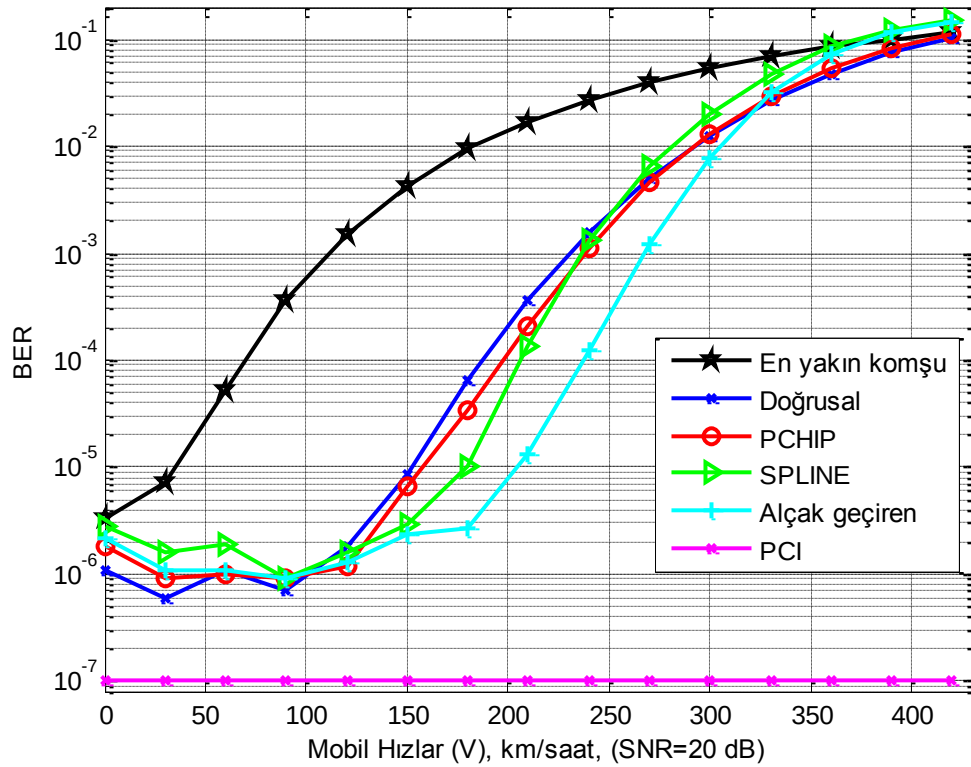


Şekil 4.15: QPSK-STBC-SM sisteminde alçak geçiren ara değerlemeden elde edilen MSE değerlerinden hareketle kuramsal sonuçlar için bulunan BER başarımları.

Bu tez çalışmasının temel amacı yüksek mobilitenin olduğu çevrelerde STBC-SM sistemleri için devamlı geçerliliği olabilecek ve yüksek data hızları için etkili, aynı zamanda sağlam bir kanal kestirim yöntemi önermektir. Bu yüzden 16-QAM durumunda SNR=20dB’de, hızların BER başarımları üzerine etkileri incelenmiş ve bilgisayar benzetimleri **Şekil 4.16**’da sunulmuştur. **Şekil 4.16**’dan görüleceği üzere, mobilitenin enyakın komşu ara değerlendirme tekniğinin başarımları üzerine önemli bir etkisi vardır ve diğer önerilen ara değerlendirme tekniklerin mobiliteye karşı daha sağlam olduğu görülmektedir.

Sonuç olarak, önerilen ara değerlendirme tekniklerinin başarımlarının düşük mobilitide yüksek mobilitiye göre daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. Bir başka deyişle, önerilen ara değerlendirme teknikleri düşük hızlarda aynı başarımları sergilemektedirler. Dahası **Şekil**

4.16'dan, 120 km/saat ile 250 km/saat hızları arasında çeşitli ara değerlendirme yöntemlerinin başarımlarının karşılaştırılabilir olduğu sonucu da çıkmaktadır. Buradan alçak geçiren ve SPLINE ara değerlendirme yöntemlerinin zamanla hızlı değişen kanallar için oldukça etkili yöntemler olduğu gözlemlenmiştir. Sonuç olarak zamanla hızlı değişen kanallarda bilgisayar benzetim sonuçlarından da görüldüğü üzere önerilen ara değerlendirme yöntemlerinin başarımları özellikle yüksek hızlara, yüksek modülasyon derecelerine çıkıldıkça ve bir bloğun uzunluğu artıkça ya da az sayıda pilot sembollerinin kullanılması durumunda düşecektir.



Şekil 4.16: 16-QAM-STBC-SM sisteminde önerilen kanal kestirim yöntemlerinin SNR=20dB'de farklı mobil hızlar için BER başarımları.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

MIMO yapısı yeni nesil ve gelecek nesil haberleşme sistemleri için çok büyük bir öneme sahiptir. Ancak pratikte MIMO sistemlerinin önemli sorunları mevcuttur. Tüm antenlerin aynı anda iletiminden kaynaklanan kanallar arası girişim (ICI: Inter Channel Interference), böyle bir sistemin alıcısını oldukça karmaşıklştırmaktadır. MIMO'daki kapasite kazancı, alıcı ve vericideki antenler arasındaki mesafeye, antenler arası senkronizasyon (IAS: Inter Antenna Synchronization) ve ICI gibi bazı önemli problemlere bağlıdır [4, 5, 6, 7]. Literatürde MIMO sistemlerinde karşılaşılan bu tür sorunların üstesinden gelebilmek için SM yapısı önerilmiştir [8]. SM'de verici antenler arasında ilinti olmadığından alıcıdaki ICI tamamen yok olmakta ve hiçbir şekilde senkronizasyona da ihtiyaç duymamaktadır. Diğer taraftan senkronizasyona ihtiyaç duymamasının sistem başarımını önemli derecede iyileştirdiği gösterilmiştir [9, 10].

Pilot sembollere dayalı geleneksel kanal kestirim yöntemleri durağan kanallarda SM sistemleri için yeterli başarıma sahip olacaktır. Ancak zamanla değişen kanallarda başarımları oldukça düşecektir. Bu yüzden zamanla değişen kanallar için önerilen yinelemeli alıcı yapıları SM tabanlı yeni nesil haberleşme sistemleri için oldukça önem arz edecektir. Tez kapsamında SM sistemleri için zamanla değişen kanallarda RLS ve yinelemeli tabanlı kanal kestirim işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu tez çalışmasında, SM için önerilen kanal kestirim yönteminde yüksek mobilitide kanal değişimlerini takip edebilmesi için eğri uydurma işlemi yapılmıştır. Son olarak, önerilen kanal kestirimi için detaylı Bayesian ortalama karesel hata (MSE: Mean Square Error) sınırı elde edilmiştir ve önerilen kanal kestirimi için işlemsel karmaşıklık hesabı çıkartılmıştır.

Kapsamlı bilgisayar benzetim sonuçları ve analitik MSE analizi ile zamanla değişen kanallar için önerilen yinelemeli alıcının başarımının RSL tabanlı kanal kestirimine göre oldukça iyi olduğu gösterilmiştir. Böylelikle önerilen yeni yöntemin SM-MIMO sistemlerinde kabul edilebilir bir karmaşıklıkla mükemmel bir başarım sağladığı gösterilmiştir. Ayrıca RLS tabanlı kanal kestirimcinin yüksek mobilite ve yüksek Rician faktöre sahip kanallarda düzeltilemez hata eğrisi oluşturduğu ve yinelemeli tabanlı

kestirimci ile RLS tabanlı kestirimci arasındaki başarımların artan SNR değerleri ile birlikte arttığı görülmüştür.

Tezin ikinci kısmında, Başar ve diğerleri [12] tarafından MIMO iletim yapısına alternatif olarak önerilen STBC-SM yapısı üzerine araştırmalar yapılmıştır. STBC-SM yapısının, gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerinin standartlarına girebilecek tekniklerden bir tanesi olmaya aday olduğu görülmüştür. STBC-SM sisteminde eş zamanlı sezim işleminin yapılabilmesi için tam ve eksiksiz kanal kestirimi gerekmektedir. Bu yüzden STBC-SM sistemi için düşük karmaşıklık ve yüksek verimli kanal kestirim algoritmalarının geliştirilmesi büyük bir öneme sahip olacaktır. Böylelikle, STBC-SM sistemleri için gerçekleştirilebilir işlemsel yüke sahip yeni bir kanal kestirim yöntemi önerilmiştir.

Ayrıca bu tezde, STBC-SM sistemlerinde kanal kestirimi için gerekli sinyal modeli oluşturulmuş ve yeni bir çerçeve yapısı önerilmiştir. Daha sonra, STBC-SM kod çözücünde pilot yardımlı kanal kestirim algoritmasından yararlanarak pilot noktalarındaki CIR bilgileri elde edilmiştir. Bu kanal parametrelerden de data noktalarındaki CIR'lar ara değerlendirme yöntemleri ile bulunmuştur. Alçak geçiren ara değerlemeli PA-CE yönteminin diğer kanal kestirim yöntemleri içerisinde en iyisi olduğu görülmüştür. Çünkü bu yöntemin ara değerlendirilmiş noktalar ile ideal değerler arasındaki MSE'yi minimum ederek hızlı değişen kanallı verimli bir şekilde takip edebildiği gösterilmiştir. Diğer taraftan, fazla pilot sembolleri kullanılmaya izin verildiği uygulamalarda ya da yavaş değişen kanallarda, düşük karmaşıklığa sahip doğrusal ara değerlendirme yönteminin kullanılabilir olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, STBC-SM sisteminde kanal kestiriminin hata başarımlarını yaklaşık ABEP kullanılarak çıkartılmıştır. Elde edilen kuramsal ABEP eğrisinin yüksek SNR değerlerinde bilgisayar benzetimlerine oldukça yaklaştığı gösterilmiştir. Buna ek olarak, önerilen alçak geçiren kanal kestirim yönteminin MSE değerlerinin kuramsal ABEP çıkarımlarında kullanılması ile kuramsal sonuca yaklaştığı da gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1]. Foschini, G. J. and Gans, M. J., 1998, On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications*, 6 (3), 311–335.
- [2]. Stuber, G. L. *et al.*, 2004, Broadband MIMO-OFDM wireless communications, *Proceedings of the IEEE*, 92(2), 271–294.
- [3]. Blogh, J. S. and Hanzo, L. L., 2002, *Third-generation systems and intelligent wireless networking: smart antennas and adaptive modulation*, John Wiley and Sons, ISBN: 0470845198.
- [4]. Shiu, D., Foschini, G. J., Gans, M. J. and Kahn, J. M., 2000, Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems, *IEEE Transactions on Communications*, 48 (3), 502–513.
- [5]. Loyka, S. and Tsoulos, G., 2002, Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach, *IEEE Communications Letters*, 6 (1), 19–21.
- [6]. Chiani, M., Win, M. Z. and Zanella, A., 2003, On the capacity of spatially correlated MIMO Rayleigh-fading channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, 49 (10), 2363–2371.
- [7]. Catreux, S., Driessen, P. F., Member, S. and Greenstein, L. J., 2000, Simulation results for an interference-limited multiple-input multiple-output cellular system, *IEEE Communications Letters*, 4 (11), 334–336.
- [8]. Mesleh, R., Haas, H., Ahn, C. W. and Yun, S., 2006, Spatial modulation - A new low complexity spectral efficiency enhancing technique, *Communications and Networking in China, ChinaCom'06. First International Conference on*, October 2006 China, 1–5.
- [9]. Chiani, M., Member, S., Win, M. Z. and Zanella, A., 2003, On the capacity of spatially correlated MIMO rayleigh-fading channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, 49 (10), 2363–2371.
- [10]. Catreux, S., Driessen, P. F. and Greenstein, L. J., 2000, Simulation results for an interference-limited multiple-input multiple-output cellular system, *IEEE Communications Letters*, 4 (11), 334–336.
- [11]. Faiz, M. M. U., Al-Ghadhban, S. and Zerguine, A., 2009, Recursive least-squares adaptive channel estimation for spatial modulation systems, *IEEE 9th Malaysia*

International Conference on Communications (MICC), December 2009 Malaysia, 785–788.

- [12]. Basar, E., Aygolu, U., Panayirci, E. and Poor, H. V., 2011, Space-time block coded spatial modulation, *IEEE Transactions on Communications*, 59 (3), 823–832.
- [13]. Alamouti, S., 1998, A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16 (8), 1451–1458.
- [14]. Tarokh, V., Seshadri, N. and Calderbank, A. R., 1998, Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, 44 (2), 744–765.
- [15]. Jeganathan, J., Ghrayeb, A. and Szczecinski, L., 2008, Spatial modulation: optimal detection and performance analysis, *IEEE Communications Letters*, 12 (8), 545–547.
- [16]. Rappaport, T. S., 2002, *Wireless communications: Principles and practice*, Prentice Hall PTR, New Jersey, ISBN: 0780311671,
- [17]. Lee, W. C., 1982, *Mobile communications engineering*, McGraw-Hill Professional, ISBN: 0070370397.
- [18]. Cavers, J. K., 1991, An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels (mobile radio), *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 40 (4), 686–693.
- [19]. Li, Y., 2000, Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49 (4), 1207–1215.
- [20]. Hsieh, M.-H. and Wei, C.-H., 1998, Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels, *IEEE Transactions Consumer Electronics*, 44 (1), 217–225.
- [21]. Samardzija, D. and Mandayam, N., 2003, Pilot-assisted estimation of MIMO fading channel response and achievable data rates, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 51 (11), 2882–2890.
- [22]. Ma, X., Yang, L. and Giannakis, G. B., 2005, Optimal training for MIMO frequency-selective fading channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4 (2), 453–466.
- [23]. Coleri, S., Ergen, M., Puri, A. and Bahai, A., 2002, Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems, *IEEE Transactions on Broadcasting*, 48 (3), 223–229.

- [24]. Hassibi, B. and Hochwald, B. M., 2003, How much training is needed in multiple-antenna wireless links?, *IEEE Transactions on Information Theory* , 49 (4), 951–963.
- [25]. Jagannatham, A. K. and Rao, B. D., 2006, Superimposed pilots vs. conventional pilots for channel estimation, *IEEE Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC06)*, October 2006 Pacific Grove CA, 767–771.
- [26]. Evans, J. S., 2002, Optimal resource allocation for pilot symbol aided multiuser receivers in Rayleigh faded CDMA channels, *IEEE Transactions on Communications*, 50 (8), 1316–1325.
- [27]. Van de Beek, J.-J., Edfors, O., Sandell, M., Wilson, S. K. and Ola Borjesson, P., 1995, On channel estimation in OFDM systems, *IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, 25-28 July 1995 Chicago IL, 815–819.
- [28]. Doğan, H., 2009, Maximum a posteriori channel estimation for cooperative diversity orthogonal frequency-division multiplexing systems in amplify and forward mode, *IET Communications*, 3 (4), 501–511.
- [29]. Dogan, H., Cirpan, H. A. and Panayirci, E., 2007, Iterative channel estimation and decoding of turbo coded SFBC-OFDM systems, *IEEE Transactions Wireless Communications*, 6 (8), 3090–3101.
- [30]. Dogan, H., 2008, EM/SAGE based ML channel estimation for uplink DS-CDMA systems over time-varying fading channels, *IEEE Communications Letters*, 12 (10), 740–742.
- [31]. Dempster, A. P., Laird, N. M. and Rubin, D. B., 1977, Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm, *Journal of Roal Statistical Society Series B*, 39 (1), 1–38.
- [32]. Kay, S. M., 1993, *Fundamentals of statistical signal processing, Vol. I: Estimation Theory, Signal Process*, Prentice Hall NJ, Up Saddle River, ISBN:0133457117.
- [33]. Van Trees, H. L., 2004, *Detection, estimation, and modulation theory*, John Wiley and Sons, New York, ISBN: 0471095176.
- [34]. J, F. G., 1996, Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas, *Bell Labs Technical Journal*, 1 (2), 41–49.
- [35]. Wolniansky, P. W., Foschini, G. J., Golden, G. D., Valenzuela, R. A., 1998, V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE)*, 29 September-2 October 1998 Pisa, 295–300.

- [36]. Haas, H., Costa, E. and Schulz, E., 2002, Increasing spectral efficiency by data multiplexing using antenna arrays, *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2005)*, 15-18 September 2002 Lisboa Portugal, 610–613.
- [37]. Mesleh, R., Haas, H., Lee, Y. and Yun, S., 2005, Interchannel interference avoidance in MIMO transmission by exploiting spatial information, *The 16th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2005)*, 11-14 September 2005 Berlin, 141–145.
- [38]. A. S. M., 2008, Spatial Modulation : Optimal detection and performance analysis, *IEEE Communications Letters*, 12 (8), 545–547.
- [39]. Jakes, W. C. and Cox, D. C., 1994, *Microwave mobile communications*, Wiley-IEEE Press, ISBN: 0780310691.
- [40]. Zheng, Y. R. and Xiao, C., 2007, Frequency-domain channel estimation and equalization for broadband wireless communications, *IEEE International Conference on Communications (ICC07)*, 24-28 June 2007 Glasgow, 4475–4480.
- [41]. Haykin, S. and others., 2002, *Adaptive filtering theory*, Prentice-Hall, New Jersey, ISBN: 0130040525.
- [42]. Vallet, R., 1994, Joint parameter estimation and symbol detection for linear or nonlinear unknown channels, *IEEE Transactions on Communications*, 42 (7), 2406–2413.
- [43]. Di Renzo, M. and Haas, H., 2010, Space shift keying (SSK) modulation with partial channel state information: Optimal detector and performance analysis over fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, 58 (11), 3196–3210.
- [44]. Hijazi, H. and Ros, L., 2009, Bayesian cramer-rao bound for OFDM rapidly time-varying channel complex gains estimation, *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM2009)*, November 30-December 4 2009 Honolulu HI, 1–6.
- [45]. Sugiura, S., Member, S. and Hanzo, L., 2012, Effects of channel estimation on spatial modulation, *IEEE Signal Processing Letters*, 19 (12), 805–808.
- [46]. Coleri, S., Ergen, M., Puri, A. and Bahai, A., 2002, Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems, *IEEE Transactions on Broadcast*, 48 (3), 223–229.
- [47]. Bahai, A. R. S., Saltzberg, B. R. and Ergen, M., 2004, *Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM*, Springer, ISBN: 144935509.

- [48]. Hung, K.-C. and Lin, D. W., 2008, Optimal delay estimation for phase-rotated linearly interpolative channel estimation in OFDM and OFDMA systems, *IEEE Signal Processing Letters*, 15, 349–352.
- [49]. Hsieh, M. and We, C., 1998, Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 44 (1), 217–225.
- [50]. Dyer, S. A. and Dyer, J. S., 2001, Cubic-spline interpolation: Part 1, *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 4 (1), 44–46.
- [51]. Dyer, S. A. and He, X., 2001, Cubic-spline interpolation: Part 2, *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 4 (2), 34–36.
- [52]. Keys, R., 1981, Cubic convolution interpolation for digital image processing, *IEEE Transactions Acoustics Speech Signal Process*, 29 (6), 1153–1160.
- [53]. Kahaner, D., Moler, C. and Nash, S., 1989, *Numerical methods and software*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, ISBN: 0631193936.
- [54]. Fritsch, F. N. and Carlson, R. E., 1980, Monotone piecewise cubic interpolation, *SIAM Journal on Numerical Analysis*, 17 (2), 238–246.
- [55]. De Boor, C. and others, 1978, *A practical guide to splines: Mathematics of Computation*, Springer, ISBN: 0387953663.
- [56]. Thomas, L. H., 1949, *Elliptic problems in linear difference equations over a network*, Watson Scientific Computing Laboratory, Columbia University, New York.
- [57]. Conte, S. D. and Boor, C. W. De., 1980, *Elementary numerical analysis: an algorithmic approach*, McGraw-Hill Higher Education, ISBN: 0070124477.
- [58]. Moler, C. B., 2008, *Numerical computing with MATLAB: Revised reprint*, Society for Industrial and Applied Mathematics, ISBN: 0898716608.
- [59]. Colieri, S., Ergen, M., Puri, A. and Bahai, A., 2002, A study of channel estimation in OFDM systems, *IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC2002-Fall)*, 24-28 September 2002 Vancouver Canada, 894–898.
- [60]. Kim, Y.S. *et al.*, 1997, New rayleigh fading channel estimator based on PSAM channel sounding technique, *IEEE International Conference on Communications, (ICC'97)*, 10 June Montreal Canada, 1518–1520.
- [61]. Acoustics, Speech and Signal Processing Committee, 1979, *Programs for digital signal processing*, IEEE, ISBN: 0471059625.

- [62]. Rinne, J. and Renfors, M., 1996, Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels, *IEEE Transactions Consumer Electronics* , 42 (4), 959–962.
- [63]. Taricco, G. and Biglieri, E., 2005, Space-time decoding with imperfect channel estimation, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4 (4), 1874–1888.
- [64]. Simon, M. K. and Alouini, M.S., 2005, *Digital communication over fading channels*, John Wiley and Sons, ISBN: 0471649538.
- [65]. Turin, G. L., 1960, The characteristic function of Hermitian quadratic forms in complex normal variables, *Biometrika*, 47 (2), 199–201.
- [66]. Xia, B. and Wang, J., 2005, Effect of channel-estimation error on QAM systems with antenna diversity, *IEEE Transactions on Communications*, 53 (3), 481–488.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Adı Soyadı	Yusuf ACAR
Uyruğu	TC

Eğitim

Derece	Kurum/Anabilim Dalı/Programı	Yılı
Doktora	İ.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü / Elektrik Elektronik Mühendisliği / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2015
Yüksek Lisans	İ.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü / Elektrik Elektronik Mühendisliği / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2011
Lisans	İstanbul Üniversitesi/ Elektrik Elektronik Mühendisliği	2008

Makaleler / Bildiriler

SCI Kapsamında Yayınlanan Makaleler

J-1 Y.Acar, H.Doğan and E.Panayırıcı, " *On Channel Estimation for Spatial Modulated Systems over Time-Varying Channels* ", Digital Signal Processing, vol. 37, pp. 43-52, 2015.

Uluslararası Konferans Bildirileri

C-1 Y.Acar, H. Doğan, E. Panayırıcı, "*Channel Estimation for SM Systems over Time-Varying Rayleigh Fading Channels*," Application of Information and Communication Technologies (AICT), Kazakhstan, Astana, 15-17 October 2014.

Ulusal Konferans Bildirileri

N-2 Y.Acar, H. Doğan ve E. Panayırıcı, " *SPLINE Based Channel Estimation for STBC-SM Systems over Fast-Varying Rician Fading Channels*, " 23th Conference on Signal Processing and Communications Applications (SIU), 2015 IEEE, Malatya, Turkey, 16-19 May 2015.

N-1 Y.Acar, H. Doğan ve E. Panayırıcı, " *Iterative Channel Estimation for Spatial Modulation Systems Over Fast Fading Channels*, " 22th Conference on Signal Processing and Communications Applications (SIU), 2014 IEEE, Trabzon, Turkey, 23-25 April 2014.