



KONYA  
TEKNİK ÜNİVERSİTESİ



KONYA  
TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

T.C.  
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ



İŞBİRLİKLİ UZAYSAL MODÜLASYONUN  
FARKLI SÖNÜMLENMELİ KANALLARDAKİ  
PERFORMANS ANALİZİ

Ayşe Elif CANBİLEN

DOKTORA TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Nisan-2019  
KONYA  
Her Hakkı Saklıdır

## TEZ KABUL VE ONAYI

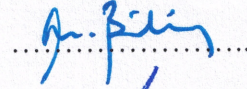
Ayşe Elif CANBİLEN tarafından hazırlanan “İşbirlikli Uzaysal Modülasyonun Farklı Sönümlenmeli Kanallardaki Performans Analizi” adlı tez çalışması 3./4/2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

### Jüri Üyeleri

### İmza

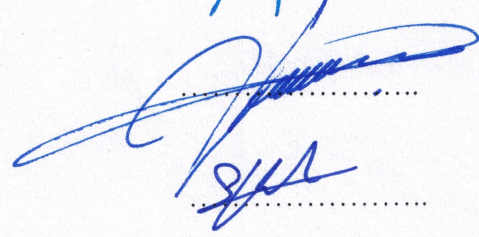
#### Başkan

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet BİLİM



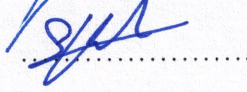
#### Danışman

Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN



#### Üye

Doç. Dr. Seral ÖZŞEN



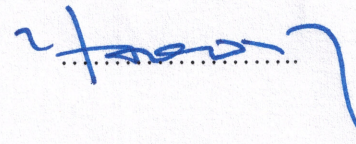
#### Üye

Prof. Dr. Ercan YALDIZ



#### Üye

Dr. Öğr. Üyesi Hakkı SOY



Yukarıdaki sonucu onaylarım.

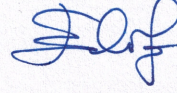
Prof. Dr. Yakup KARA  
LEE Müdür V.

## TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

## DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.



Ayşe Elif CANBİLEN

Tarih: 03/04/2019

# ÖZET

## DOKTORA TEZİ

### İŞBİRLİKLİ UZAYSAL MODÜLASYONUN FARKLI SÖNÜMLENMELİ KANALLARDAKİ PERFORMANS ANALİZİ

Ayşe Elif CANBİLEN

Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışmanlar: Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN  
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

2019, 124 Sayfa

Jüri

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet BİLİM  
Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN  
Doç. Dr. Seral ÖZŞEN  
Prof. Dr. Ercan YALDIZ  
Dr. Öğr. Üyesi Hakkı SOY

Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri ile ulaşılması beklenen ultra hızlı veri oranı ve dev bant genişliği gibi önemli hedeflerin gerçekleşmesi için halen sürdürülen çalışmalarda geleneksel yöntemler yetersiz kalmaktadır. Bu çalışmalar esnasında araştırmacıların veri iletimi için geliştirdiği yenilikçi yollardan biri olarak karşımıza çıkan uzaysal modülasyon (SM, spatial modulation) tekniği; spektral verimlilik, enerji verimliliği ve donanım sadeliği gibi açılardan geleneksel yöntemlere üstünlük sağlamaktadır. SM'nin bu avantajları, yeni nesil teknolojiler için umut verici olsa da pratikte karşılaşılabilecek sorunlara karşı davranışı literatürde yeterli düzeyde incelenmemiş ve işbirlikli sistemlerle birlikte kullanımı için optimum sonuçlar henüz önerilmemiştir.

Bu tez çalışmasında; SM tekniğinin, pratikte karşılaşılan donanımsal hatalardan biri olan eş evre (I) ve dik evre (Q) dengesizliği (IQI, in-phase and quadrature-phase imbalance) etkisi altındaki davranışları çeşitli senaryolar üzerinden incelenmiştir. Bu senaryoların oluşturulmasında, sistemlere esneklik kazandırmak adına farklı SM türleri ve çeşitli sönmelenmeli kanal yapıları ele alındığı gibi; kanal tahmin hataları da dikkate alınmıştır. Bazı senaryolar için, sistem performansını daha iyi anlamak amacıyla karmaşıklık analizi gibi ek çözümler sunulmuştur. Diğer yandan SM tabanlı teknikler, sistem güvenilirliğini ve servis kalitesini artırdığı bilinen işbirlikli mimarilere uyumlandırılmış ve sistem performansı incelenmiştir. IQI etkisi altındaki SM tabanlı işbirlikli sistemler için optimum çözümler önerilmiş ve kapalı form denklemleri türetilmiştir. Spesifik olarak, tasarlanan tüm sistemlerin hata performansı, optimum en yüksek olabilirlik tahmini (MLD, maximum likelihood detection) metodu ile analitik olarak çözümlenmiş ve elde edilen sonuçlar bilgisayar simülasyonları ile desteklenmiştir. Tüm bu çalışmalar neticesinde, yeni nesil teknolojilerin tasarımında IQI etkisinin ciddi bir şekilde göz önünde bulundurulması gerektiği, SM'nin bu hatayı gidermede kullanılabilecek oldukça etkili bir yöntem olduğu ve işbirlikli yapıların SM tabanlı sistemlerin performansını ciddi oranda artırdığı görülmüştür.

**Anahtar Kelimeler:** Uzaysal modülasyon, işbirlikli sistemler, hata performans analizi, optimum maksimum olabilirlik tespiti, I/Q dengesizliği.

## ABSTRACT

### Ph.D THESIS

## PERFORMANCE ANALYSIS OF COOPERATIVE SPATIAL MODULATION OVER DIFFERENT FADING CHANNELS

Ayşe Elif CANBİLEN

The Graduate Education Institute of Konya Technical University  
The Degree of Doctor of Philosophy in Electrical and Electronics Engineering

Advisors: Assoc. Prof. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN  
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

2019, 124 Pages

### Jury

Asst. Prof. Dr. Mehmet BİLİM  
Assoc. Prof. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN  
Assoc. Prof. Dr. Seral ÖZŞEN  
Prof. Dr. Ercan YALDIZ  
Asst. Prof. Dr. Hakkı SOY

Traditional methods are inadequate for the continuing studies that are anticipated to achieve the important goals of the next-generation wireless communication systems, such as ultra-high data rate and enormous bandwidth. Spatial modulation (SM) technique, which is an innovative way of data transmission that was developed by the researchers during these studies, outperforms the conventional methods such in terms of spectral efficiency, energy efficiency and hardware simplicity. Although these advantages of the SM are promising for the next generation technologies, its behavior against the problems, which can be experienced during the practical applications, has not been investigated sufficiently in the literature and the optimal solutions for its utilization with cooperative systems have not been proposed, yet.

In this thesis study, the behaviors of SM under the effect of in-phase (I) and quadrature phase (Q) imbalance (IQI), which is one of the hardware impairments that can appear in practice, has been investigated by considering various scenarios. Not only different SM types and various fading channel structures have been considered to bring flexibility to the systems but also channel estimation errors have been taken into account while creating these scenarios. Some additional solutions, such as complexity analysis, are presented for some of the scenarios to better understand the system performance. On the other hand, SM-based techniques have been adapted to cooperative architectures, which are known that they increase the system reliability and quality of service, and the system performance has been investigated. Optimum solutions have been proposed for the SM-based cooperative systems under the effect of IQI and closed form equations have been derived. Specifically, the error performances of the designed systems are solved analytically by optimal maximum likelihood detection (MLD) method, and the obtained results are supported by computer simulations. In consequence of all these studies, it is observed that the effect of IQI needs to be considered seriously while designing next generation technologies, SM is a very efficient method that can be utilized to avoid this error, and cooperative structures considerably improve the system performance of the SM-based systems.

**Keywords:** Spatial modulation, cooperative systems, error performance analysis, optimal maximum likelihood detection, I/Q imbalance.

## ÖNSÖZ

Çalışmalarında değerli bilgi ve tecrübeleriyle bana yol gösteren, yardımlarını esirgemeyen danışmanlarım Konya Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyesi Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN ve Erciyes Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyesi Prof. Dr. İbrahim DEVELİ'ye; doktora tezim ile ilgili gerçekleştirdiğim çalışmalarda sonsuz sabır, hoşgörü ve ilmi ile yolumu aydınlatan, Lakehead Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Bölümü öğretim üyesi Doç. Dr. Salama IKKI'ye; kıymetli tecrübeleriyle doktora sürecinde gerçekleştirdiğimiz çalışmalara çok önemli katkılar sağlayan Koç Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyesi Doç. Dr. Ertuğrul BAŞAR'a; 2214-A Yurt Dışı Doktora Sırası Araştırma Burs Programı ve 2211-C Yurt İçi Öncelikli Alanlar Doktora Burs Programı kapsamında doktora çalışmalarımı destekleyen Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK)'na; yine kıymetli tecrübeleriyle akademik ve özel hayatımda her tökezlediğimde elimden tutan hocam, babam, Selçuk Üniversitesi Biyoloji Bölümü öğretim üyesi Prof. Dr. Celâleddin ÖZTÜRK'e; elini her daim üstümde hissettiğim annem Gönül ÖZTÜRK'e; manevi desteğini esirgemeyen kardeşim Endüstri Mühendisi Mustafa Kağan ÖZTÜRK'e; Kanada'yı güzelleştiren manevi kız kardeşlerim İslam ABU MAHADY ve Abrar KHALID'e; bu ve diğer bütün zorlu süreçlerimde en büyük destekçim olan canım eşim, Metalurji ve Malzeme Mühendisi Ali Rıza CANBİLEN'e teşekkürü bir borç bilirim.

Ayşe Elif CANBİLEN  
KONYA-2019

## İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	iv
ABSTRACT .....	v
ÖNSÖZ .....	vi
İÇİNDEKİLER .....	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	x
Simgeler.....	x
Kısaltmalar .....	xii
<b>1. GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
<b>2. KAYNAK ARAŞTIRMASI .....</b>	<b>5</b>
2.1. Kablosuz Haberleşmenin Geçmişi ve Geleceği .....	5
2.2. Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (SSK) Tekniği ile İlgili Literatür Çalışmaları .....	6
2.3. Uzaysal Modülasyon (SM) Tekniği ile İlgili Literatür Çalışmaları .....	8
2.4. Dik Uzaysal Modülasyon (QSM) Tekniği ile İlgili Literatür Çalışmaları .....	12
<b>3. MATERYAL VE YÖNTEM .....</b>	<b>15</b>
3.1. Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (MIMO) Haberleşme Sistemleri .....	15
3.1.1. Eş Konumlu MIMO Sistemler .....	17
3.1.1.1. Çeşitleme Teknikleri .....	17
3.1.1.2. Çoklu Erişim Teknikleri .....	18
3.1.1.3. Hüzmleme Teknikleri .....	18
3.1.1.4. Uzaysal Çoğullama Teknikleri .....	18
3.1.1.5. Uzay Modülasyon Teknikleri .....	18
3.1.1.6. Çok Fonksiyonlu MIMO Teknikleri .....	19
3.1.2. Ayırık MIMO Teknikleri .....	19
3.2. MIMO Kanal Ortamı .....	19
3.2.1. Rayleigh Sönümlenmeli Kanal Modeli .....	20
3.2.2. Ricean Sönümlenmeli Kanal Modeli .....	21
3.2.3. Genelleştirilmiş Beckmann Sönümlenmeli Kanal Modeli .....	22
3.3. Uzaysal Modülasyon (SM) Tabanlı Sistemler .....	23
3.3.1. Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (SSK).....	24
3.3.2. Uzaysal Modülasyon (SM).....	26
3.3.3. Dik Uzaysal Modülasyon (QSM).....	28
3.4. SM Tabanlı İşbirlikli Sistemler .....	31
3.4.1. Kuvvetlendir-ve-Aktar (AF) İşbirlikli SM-MIMO Sistemler .....	31
3.4.2. Çöz-ve-Aktar (DF) İşbirlikli SM-MIMO Sistemler .....	33
3.5. Cramer-Rao Alt Sınır (CRLB) Hesaplamaları .....	35
3.6. I/Q Dengesizliği (IQI) .....	37
3.7. En Yüksek Olabilirlik Tahmini (MLD).....	38
<b>4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA .....</b>	<b>41</b>

4.1. Hatalı Kanal Bilgisi ve Düzensiz Gauss Gürültüsünün SSK Üzerindeki Etkisi .	41
4.1.1. Sistem ve Kanal Modeli .....	41
4.1.2. CRLB Hesaplaması .....	42
4.1.3. MLD ile Dedektör Tasarımı .....	44
4.1.3.1. Optimum Dedektör .....	44
4.1.3.2. Optimum Olmayan Dedektör .....	45
4.1.4. Hata Performans Analizi .....	46
4.1.4.1. Optimum MLD için PEP .....	46
4.1.4.2. Optimum Olmayan MLD için PEP .....	48
4.1.4.3. Ortalama Bit Hata Oranı (ABER) .....	49
4.1.5. Nümerik Analiz ve Sonuçlar .....	50
4.2. IQI'nın SM-MIMO Sistemler Üzerindeki Etkisi .....	53
4.2.1. Sistem ve Kanal Modeli .....	53
4.2.2. MLD ile Dedektör Tasarımı .....	55
4.2.2.1. Optimum Dedektör .....	55
4.2.2.2. Optimum Olmayan Dedektör .....	55
4.2.3. Hata Performans Analizi .....	56
4.2.3.1. Optimum MLD için PEP .....	56
4.2.3.2. Optimum Olmayan MLD için PEP .....	58
4.2.3.2. ABER .....	59
4.2.4. Karmaşıklık Analizi .....	59
4.2.5. Nümerik Analiz ve Sonuçlar .....	60
4.3. Hatalı Kanal Bilgisi ve IQI'nın QSM-MIMO Sistemler Üzerindeki Etkisi .....	62
4.3.1. Sistem ve Kanal Modeli .....	62
4.3.2. MLD ile Dedektör Tasarımı .....	64
4.3.2.1. Optimum Dedektör .....	64
4.3.2.2. Optimum Olmayan Dedektör .....	65
4.3.3. Hata Performans Analizi .....	65
4.3.3.1. Optimum MLD için PEP .....	65
4.3.3.2. ABER .....	70
4.3.4. Nümerik Analiz ve Sonuçlar .....	71
4.4. Hatalı Kanal Bilgisi ve IQI'nın SM-MIMO Sistemler Üzerindeki Etkisi .....	77
4.4.1. Sistem ve Kanal Modeli .....	77
4.4.2. CRLB Hesaplaması .....	80
4.4.3. MLD ile Optimum Dedektör Tasarımı .....	83
4.4.4. Hata Performans Analizi .....	84
4.4.4.1. Optimum MLD için PEP .....	84
4.4.4.2. ABER .....	87
4.4.5. Nümerik Analiz ve Sonuçlar .....	87
4.5. IQI'nın DF İşbirlikli SM Tabanlı Sistemler Üzerindeki Etkisi .....	93
4.5.1. Sistem, Kanal Yapısı ve Hata Performans Analizi .....	93
4.5.1.1. DF İşbirlikli SSK Sistem Yapısı ve Hata Performans Analizi .....	95
4.5.1.2. DF İşbirlikli SM Sistem Yapısı ve Hata Performans Analizi .....	98
4.5.1.3. DF İşbirlikli QSM Sistem Yapısı ve Hata Performans Analizi .....	102
4.5.2. Nümerik Analiz ve Sonuçlar .....	105
<b>5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....</b>	<b>111</b>
5.1. Sonuçlar .....	111
5.2. Öneriler .....	112



<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>113</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>122</b>



## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

$\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$	: Ortalaması $\mu$ , varyansı $\sigma^2$ olan kompleks Gauss rastgele değişkeni
$\text{cov}(a, b)$	: $a$ ve $b$ 'nin kovaryansı
$CR$	: Cramer-Rao alt sınır matrisi
$e$	: Kanal kestirim hatası
$E$	: Ortalama sinyal enerjisi
$E\{\cdot\}$	: Beklenen değer
$f_c$	: Taşıyıcı sinyal frekansı
$g$	: Çeşitlilik kazancı
$G$	: Röle kazancı
$G_1, G_2$	: Verici taraftaki I/Q dengesizliği parametreleri
$H, F$	: Kanal katsayıları matrisi
$h_l$	: Kanal katsayıları matrisinin $l$ . kolonu
$\hat{h}$	: $h$ 'in kestirilmiş hali
$I_0(\cdot)$	: Sıfırıncı dereceden birinci tip modifiye edilmiş Bessel fonksiyonu
$J$	: Fisher bilgi matrisi
$K$	: Ricean şekil parametresi
$K_B$	: Genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanallarda direkt görüş ve yansıtıcı bileşenler arasındaki oran
$K_1, K_2$	: Alıcı taraftaki I/Q dengesizliği parametreleri
$L(\cdot)$	: Olabilirlik oranı
$m$	: Her bir veri bloğundaki bit sayısı / spektral verimlilik
$M$	: Sembol / yıldızküme diyagramı boyutu
$M_\gamma(t)$	: $\gamma$ 'nın moment üretme fonksiyonu
$N_r$	: Alıcı anten sayısı
$N_t$	: Verici anten sayısı
$\text{Pr}(e)$	: Bir $e$ olayının gerçekleşme olasılığı
$r_b^2$	: Genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanallardaki direkt görüş bileşenlerinin güç dengesizliği
$s, x_q$	: İletilen sembol
$t$	: Zaman
$v$	: Ricean kanal katsayılarının ortalama değeri
$y$	: Alıcıya ulaşan sinyal
$z, n$	: Gauss gürültüsü
$z_R(t)$	: Alıcı taraftaki yerel osilatör sinyali
$z_T(t)$	: Verici taraftaki yerel osilatör sinyali
$x$	: Bilgi sinyali
$x, y$	: Bağımsız rastgele değişken

$\lambda$	: Sembol diyagramında her noktanın taşıyabileceği bit sayısı
$\sigma^2$	: Varyans
$q_B^2$	: Genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanallardaki yansıtıcı bileşenlerin güç dengesizliği
$\Omega_B$	: Genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanallarda ortalama güç
$\mu$	: Ortalama değer
$\rho$	: Korelasyon katsayısı
$q(k)$	: Veri bitleri
$\omega_L$	: Osilatör açısal frekansı
$\xi_T$	: Verici taraftaki genlik dengesizliği
$\xi_R$	: Alıcı taraftaki genlik dengesizliği
$\varphi_T$	: Verici taraftaki faz dengesizliği
$\varphi_R$	: Alıcı taraftaki faz dengesizliği
$Q(\cdot)$	: $Q$ fonksiyonu
$\Gamma(\cdot)$	: Gamma fonksiyonu

## Kısaltmalar

ABER	: Ortalama Bit Hata Oranı (Average Bit Error Rate)
ADC	: Analog-Sayısal Dönüştürücü (Analog-to-Digital Converter)
AF	: Kuvvetlendir-ve-Aktar (Amplify-and-Forward)
APEP	: Ortalama Çiftsel Hata Olasılığı (Average Pairwise Error Probability)
BER	: Bit Hata Oranı
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying)
CDMA	: Kod Bölmeli Çoklu Erişim (Code-Division Multiple Access)
CRLB	: Cramer-Rao Alt Sınır (Cramer-Rao Lower Bound)
DAC	: Sayısal-Analog Dönüştürücü (Digital-to-Analog Converter)
dB	: Desibel
DDC	: Direkt-Alt Çevrim (Direct-Down Conversion)
DF	: Çöz-ve-Aktar (Decode-and-Forward)
ESSK	: Genişletilmiş Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (Extended Space Shift Keying)
Gb	: Giga Bit
GSM	: Genelleştirilmiş Uzaysal Modülasyon (Generalized Spatial Modulation)
GSSK	: Genelleştirilmiş Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (Generalized SSK)
I	: Eş Evre (In-Phase)
ICI	: Kanallar Arası Girişim (Inter-channel Interference)
IEEE	: Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
ISI	: Semboller Arası Girişim (Inter-Symbol Interference)
IQI	: Eş Evre ve Dik Evre Dengesizliği (In-Phase/Quadrature-Phase Imbalance)
LNA	: Düşük Gürültülü Yükselteç (Low-Noise Amplifier)
LO	: Yerel Osilatör (Local Oscillator)
LOS	: Direkt Görüş (Line-of-Sight)
LPF	: Alçak Geçiren Filtre (Low-Pass Filter)
LTE	: Uzun Süreli Evrim (Long-Term Evolution)
LTE-A:	: Gelişmiş Uzun Süreli Evrim (LTE-Advanced)
MBM	: Ortama Bağlı Modülasyon (Media Based Modulation)
MIMO	: Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (Multiple-Input Multiple-Output)
MISO	: Çok-Girişli Tek-Çıkışlı (Multiple-Input Single-Output)
MLD	: En Yüksek Olabilirlik Tahmini (Maximum Likelihood Detection)
mmWave	: Milimetrik Dalga (Millimeter-Wave)
MRC	: En Yüksek Oranlı Birleşim (Maximum-Ratio Combining)
NOMA	: Ortogonal-Olmayan Çoklu Erişim (Non-Orthogonal Multiple Access)
OFDM	: Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)
PA	: Güç Yükselteci (Power Amplifier)
PDF	: Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu (Probability Density Function)
PEP	: Çiftsel Hata Olasılığı
PSK	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama
RF	: Radyo-Frekans
SC	: Seçim Birleştirme (Selection-Combining)
SER	: Sembol-Hata Oranı (Symbol-Error Rate)
SIMO	: Tek-Girişli Çok-Çıkışlı (Single-Input Multiple-Output)

SIR	: Sinyal-Girişim Oranı (Signal-to-Interference Ratio)
SISO	: Tek-Girişli Tek-Çıkışlı (Single-Input Single-Output)
SNR	: Sinyal-Gürültü Oranı (Signal-to-Noise Ratio)
SSK	: Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (Space Shift Keying)
STAS	: Kaynak Verici Anten Seçimi (Source Transmit Antenna Selection)
STBC	: Uzay-Zaman Blok Kodlama (Space-Time Block-Coding)
SM	: Uzaysal Modülasyon (Spatial Modulation)
TOSD	: Zaman-Ortogonal Sinyal Tasarımı (Time-Orthogonal-Signal-Design)
V-BLAST	: Dikey Bell Lab Katmanlı Uzay-Zaman (Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time)
VLC	: Görülebilir Işık Haberleşmesi (Visible Light Communication)
ZF	: Sıfır Zorlamalı (Zero-Forcing)
Q	: Dik Evre (Quadrature-Phase)
QAM	: Dik Genlik Modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation)
WiMAX	: Mikrodalga Erişimi İçin Dünya Geneline Uyumluluk (Worldwide Interoperability for Microwave Access)
1G	: Birinci Nesil (1st Generation)
2D	: İki Boyutlu (2-Dimensional)
2G	: İkinci Nesil (2nd Generation)
3D	: Üç Boyutlu (3-Dimensional)
3G	: Üçüncü Nesil (3rd Generation)
3GPP LTE	: Üçüncü Nesil Ortak Proje Uzun Süreli Evrim (The 3rd Generation Partnership Project LTE)
5G	: Beşinci Nesil (5th Generation)

## 1. GİRİŞ

Mevcut radyo-frekans (RF) haberleşme sistemlerinin büyük bir çoğunluğu, 300 MHz ile 3 GHz arasındaki frekans spektrumunu kullanmaktadır. Bu küçük bant genişliği içerisine, yüksek kaliteli çoklu ortam servisleriyle uyumlu sayısız kablosuz uygulama sığdırılmıştır. Ancak, beşinci nesil (5G) kablosuz haberleşme ağlarının ciddi düzeyde bant genişliği, yüksek hızlı veri oranları ve çok düşük oranda gecikmeler sağlayabileceği öngörülmektedir. Uluslararası yetkili kurumlarca düzenlenen raporlarda, mobil haberleşmeler için 2020 yılına kadar minimum saniyede 20 Gigabit (Gb) indirme pik veri oranı ve en az 100 MHz'lik bir bant genişliğine ulaşılmasının hedeflendiği belirtilmektedir. Dolayısıyla, kablosuz haberleşme sistemleri ile ilgili son gelişmeler; ultra hızlı veri erişimi gerektiren, yüksek veri oranına sahip uygulamaları kaldırabilecek, 5G ve ötesi haberleşme ağlarına uyumlu yeni nesil geniş bant verici-alıcı tasarımlarının gerekliliğini ortaya koymaktadır.

Bu bağlamda; literatürde, milimetrik dalga (mmWave) ve çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) kablosuz haberleşme sistemlerinin, bahsi geçen zorlukların üstesinden gelebilecek çözümler üretebileceği öngörülmektedir. Bunlar içinden mmWave haberleşmesi kullanılarak çok geniş bir frekans spektrumunda (30 ile 300 GHz arasında), saniyede birkaç Gb veri oranı sağlanabilmektedir. Fakat bu sistemlerde yer alan güç yükselteçleri ve karıştırıcılar gibi bileşenler boyut olarak oldukça büyüktür ve boş yere çok fazla miktarda güç harcanmasına neden olurlar.

Öte yandan MIMO sistemler, her bir iletim zaman aralığında tüm verici ve alıcı antenlerin eş zamanlı olarak çalıştırılması sonucu, çoklu veri iletimi sağlayabilmenin avantajına sahiptirler. MIMO sistemler anten sayısına bağlı olarak hem hatırı sayılır düzeyde kapasite kazancı, hem de yüksek veri oranı sağladıkları için, Uzun Süreli Evrim (LTE), Gelişmiş LTE (LTE-A), Mikrodalga Erişimi İçin Dünya Geneline Uyumluluk (WiMAX) gibi mevcut standartlar üzerinde büyük rol oynamışlardır. Yeni düzen ve mimarileri mümkün kılan MIMO sistemlerin, 5G kablosuz haberleşme sistemlerinin gereksinimlerini sağlamada da kilit rol oynayacağı öngörülmektedir.

Yeni nesil MIMO teknolojilerin tasarım aşamasında halen çözüm bekleyen problemleri şu şekilde sıralanabilir:

- RF zinciri sayısını ve alıcı karmaşıklığını azaltan yeni ve optimum çoklu antene sahip iletim şemalarının tasarımı,

- Antenler arası senkronizasyon ihtiyacının ve kanallar arası girişimin (ICI) ortadan kaldırılması,
- Enerji verimliliği ve spektral verimliliğin birlikte artırılması.

MIMO kablosuz haberleşme sistemlerinin yapısındaki tüm bu problemler göz önünde bulundurularak, bazı yeni yöntemler geliştirilmiştir. Bu yeni yöntemlerden biri olan uzaysal modülasyon (SM) tekniği, geleneksel MIMO haberleşmesinde karşılaşılan temel sorunların giderilmesine yönelik etkileyici ve esnek çözümler sağlamaktadır. SM tekniğinin altında yatan temel fikir; geleneksel iki boyutlu (2D) sinyal uzayını, uzaysal boyut olarak adlandırılan verici anten indisleri uzayını da kapsayacak şekilde genişleterek üç boyutlu (3D) halde yeniden tanımlamaktır. Her bir iletim anında tek bir verici antenden ışımaya izin verilmekte ve aktif olan verici antenin indisi ekstra bir bilgi kaynağı olarak kullanılmaktadır. Bu benzersiz yaklaşım ile yalnız bir RF zinciri çalıştırıldığı için SM yalnızca verici antenlerin senkronizasyonuna olan ihtiyacı ve ICI'yı ortadan kaldırmakla kalmaz, aynı zamanda enerji verimliliği de sağlar. Dahası, iletilen sembol aynı zaman aralığında daha fazla bit taşıyabildiği için yüksek spektrum verimliliğine sahip sistemlerin tasarlanmasını da mümkün kılar.

MIMO sistemler, SM de dahil, genellikle direkt-alt çevirim (DDC) prensibinden faydalanarak tasarlanmıştır. DDC prensibi; düşük maliyetli, daha az bileşenle daha az güç harcayan, esnek ve basit bir yapıya sahip olduğu için araştırmacılara cazip gelmektedir. RF sinyal herhangi bir ara sinyale taşınmadan direkt olarak taban banda aktarıldığından, dışardan bir ara frekans filtresine ya da görüntü bastırma filtrelerine ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu avantajlarıyla DDC; hedeflenen servis kalitesini sağlayabilecek esnek yazılımlı verici-alıcılar gerektiren yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri için de dikkat çekici bir yapı haline gelmektedir. Ancak; faz gürültüsü, eş evre (I) ve dik evre (Q) dengesizliği (IQI) gibi donanım hataları pratikte DDC'nin sistem performansını olumsuz etkilemektedir. Bu tarz donanımsal problemler, yüksek frekanslı devre uygulamalarını sınırlandırmakta, genlik ve/veya faz hatalarına sebep olmaktadır. Dolayısıyla, tasarlanan sistemlerin performans analizinde donanımsal hataların dikkate alınması kritik bir öneme sahiptir.

Diğer taraftan; işbirlikli sistem kavramı, yakınlarda geliştirilen Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (IEEE) 802.11s, IEEE 802.16j ve üçüncü nesil (3G) ortak proje LTE (3GPP LTE) gibi standartlarda yerini bulmuş durumdadır. Bunun yanında, sistem güvenilirliğini artırması, ağ kapsama alanını genişletmesi, kanal

bozulmalarını azaltması ve yüksek servis kalitesi sağlanması gibi önemli avantajları sayesinde işbirlikli haberleşme, gelecekteki kablosuz ağların tasarımında da faydalanılabilecek umut verici bir teknolojidir. Röle destekli haberleşme, özellikle baz istasyonu/hedef ile asıl mobil terminal/kaynak arasındaki direkt hat herhangi bir sebeple (şiddetli sönümlenme durumu, ara duvar bulunması, hedefin kaynak kapsama alanının dışında olması vb.) devre dışı olduğunda daha cazip hale gelmektedir. Dolayısıyla, çift-atlamalı röle sistemleri ilgi çekici bir araştırma alanı olarak karşımıza çıkmaktadır.

Tüm bu bilgilerin ışığında gerçekleştirilen tez çalışması, beş aşamalı olarak planlanmıştır. Bu aşamalar sırasıyla şu şekildedir:

1) Öncelikle, donanımsal hataların sıfır ortalımalı dairesel simetrik Gaussian gürültüsü şeklinde modellenmesinin, bu hataların asimetrik karakteristiğini yeterince yansıtamadığı bilindiğinden, SM tabanlı bir sistemdeki gürültünün düzensiz Gaussian karakteristiğine uygun şekilde modellenmesinin sistem performansına etkisi araştırılmak istenmiştir. Bu amaçla, hatalı kanal durum bilgisi ve düzensiz Gaussian gürültüsü etkileri altında, SM'nin basitleştirilmiş bir versiyonu olan uzay kaydırmalı anahtarlamanın (SSK) hata analizi, optimum en yüksek olabilirlik tahmini (MLD) dedektörü tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Analiz sonuçları, klasik MLD yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmış, kanal hatasının kestiriminde Cramer-Rao alt sınırı (CRLB) hesaplanarak sistem performansı artırılmaya çalışılmıştır.

2) IQI etkisi altındaki bir SM-MIMO sistemin alıcı tarafında kanal bilgisinin var olduğu varsayılarak hata performansı değerlendirilmiştir. Bunun için optimum sonuçlar üreten bir MLD alıcısı tasarlanmış, ortalama çiftsel hata olasılığının (APEP) kapalı-form denklemi elde edilerek analitik çözümler gerçekleştirilmiştir. Alıcı taraftaki anten sayısı ve IQI etkisi artırılıp azaltılarak önerilen optimum MLD yapısının klasik MLD'ye üstünlüğü ispatlanmıştır. Sistem performansının değerlendirilmesinde karmaşıklık analizinden de yararlanılmıştır.

3) SM'nin gelişmiş bir türü olan dik SM (QSM) kullanılarak IQI ve hatalı kanal bilgisi etkisi altındaki MIMO sistemler için optimum bir MLD dedektörü tasarlanmıştır. Tez çalışmasının yukarıda bahsi geçen ilk iki aşamada Rayleigh sönümlenmeli kanal ortamı dikkate alınırken, bu aşamadaki analizler Ricean sönümlenmeli kanal yapısı üzerinde gerçekleştirilmiştir. Optimum çözüm sonuçları klasik MLD kullanıldığında elde edilen sonuçlar ile bit hata oranı (BER) hesaplanarak karşılaştırılmıştır.



4) Tasarılan sistemleri biraz daha esnek hale getirebilmek amacıyla, bu kez birçok kanal yapısını içinde barındıran geliştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal yapısı kullanılarak, IQI ve hatalı kanal bilgisinin ortak etkisi altındaki bir SM-MIMO sistemi senaryosu ele alınmıştır. Hesaplama karmaşıklığından dolayı daha önce literatürde MIMO sistemlerin analizinde kullanılmayan geliştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal yapısı, ilk kez bu tez çalışmasıyla SM-MIMO sistemlerin performans analizinde kullanılmıştır. Optimum MLD yönteminin klasik MLD'ye olan üstünlüğü gösterilirken, CRLB kullanılarak servis kalitesi artırılmıştır.

5) Son olarak, SM tabanlı yöntemler işbirlikli sistemlere entegre edilerek, birçok kanal yapısına uygulanabilir şekilde esnek ve oldukça kapsamlı bir model sunulmuştur. IQI etkisi altındaki SSK, SM ve QSM-MIMO sistemlerin işbirlikli haberleşmedeki hata performans analizi, geliştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanallar üzerinde, analitik çözümler ve bilgisayar simülasyonları ile gerçekleştirilmiştir. Bu son aşama ile elde edilen sonuçlar, SM tabanlı işbirlikli sistemlerin gelişmişlik düzeyi ve spektral verimliliği arttıkça, performansının da iyileştiğini göstermektedir.

## 2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Bu bölümde, öncelikle geçmişten günümüze kablosuz haberleşme alanındaki gelişmelerden ve yakın gelecekteki hedeflerden bahsedilmiş, sonrasında bu tez çalışmasında kullanılan SM tabanlı sistemlere (SSK, SM ve QSM) ait literatür çalışmaları alt başlıklar halinde verilmiştir.

### 2.1. Kablosuz Haberleşmenin Geçmişi ve Geleceği

Kablosuz haberleşme teknolojisinin temelleri, 1896'da Marconi tarafından serbest uzayda alıcı ve verici arasına herhangi bir fiziksel ortam yerleştirilmeden bir sinyalin iletebilmesiyle atılmıştır (Marconi, 1897). Bu başarılı deneyin ardından birçok kablosuz uygulama geliştirilmiştir. Ancak gürültülü bir ortamda etkin bir haberleşmenin gerçekleştirilebilmesi için veri oranının azaltılması veya iletim gücünün artırılması gerektiğine dair yaygın bir kanı söz konusu olmuştur. 1948'de Shannon etkin haberleşmenin sınırlarını belirleyerek bu düşüncenin yanlış olduğunu ispatlamıştır (Shannon, 1948). Bilginin kodlanması yoluyla, kanal kapasitesi olarak da anılan bir maksimum değer gözetilerek, küçük bir hata olasılığı ile haberleşmede ciddi veri oranlarına erişilebilmiştir. Bu oranın ötesinde haberleşme sağlanmaya çalışılırsa, hata olasılığını sıfıra yaklaştırmak imkânsız olacaktır (Tse ve Viswanath, 2005).

O zamanlardan beri kablosuz haberleşme teknolojilerinde olağanüstü gelişmeler meydana gelmiştir. Kablosuz haberleşmenin mümkün olduğu sayısız sistemler geliştirilmiştir. Uydu haberleşmesi ile birlikte radyo ve televizyon haberleşmesinde yaşanan gelişmeler bu anlamda en yaygın ilk uygulamalar arasında gösterilebilir. Ancak kablosuz haberleşmeye son yıllardaki ilginin kaynağı, kuvvetle muhtemeldir ki 1980'lerin başlarında üretilen birinci nesil (1G) cep telefonlarına dayanmaktadır. 1G kablosuz sistemler yalnız analog iletimi ve sesli servisleri desteklemekteydi. İkinci nesil (2G) hücreli ağlarda sayısal teknolojiler ile sesin yanında faks gibi servisler de sağlanmaya başlamış ve 9.6 Kbps'ye kadar veri oranı desteklenmiştir. 2G'nin gelişmiş versiyonu olan ve kimi zaman 2.5G olarak da anılan sistemlerle 100 Kbps'ye kadar daha yüksek veri oranları sağlanabilirken, 3G mobil haberleşme sistemleri ile bu oran hızlı hareketli kullanıcılar için 144-384 Kbps'ye, yavaş hareketli kullanıcılar için ise 2.048 Mbps'ye kadar yükseltilebilmiştir. Daha fazla veri oranına olan ihtiyacın artarak devam etmesi, 2013'te, 1 Gbps'ye kadar veri oranı sağlayabilen ve önemli gelişmelerin önünü

açacak olan dördüncü nesil (4G) kablosuz haberleşme standardının ortaya atılmasını sağlamıştır (Mesleh ve Younis, 2018).

1G'den 4G ve sonrasına kadar veri oranında çok ciddi ilerleme kaydedilmişse de CISCO verilerine göre 2014'te aylık 2.1 EB olan global veri trafiği, 2015'te %74 artarak 3.7 EB'ye ulaşmıştır (CISCO, 2016). Bunun yanında mobil veri trafiği, geçtiğimiz on beş yılda 400 milyon kat artmıştır ve 2020'ye kadar 30.6 EB'ye ulaşacağı tahmin edilmektedir. Bu muazzam rakamları ve gerekli servis kalitesini karşılayabilecek yepyeni bir standart olan ve son yıllarda çok yoğun bir biçimde üzerinde çalışılan 5G teknolojisinin 2020 yılında faaliyete alınması beklenmektedir. 5G teknolojisi ile indirme veri oranının 20 Gbps'ye ulaşması hedeflenmekte, ancak sorunsuz bir biçimde çalıştırılabilmesi için yeni spektrum ve enerji verimli fiziksel katman tekniklerine ihtiyaç duyulmaktadır.

## 2.2. Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (SSK) Tekniği İle İlgili Literatür Çalışmaları

SM tabanlı modülasyon tekniklerinin temelleri, literatürde SSK'nin önerilmesiyle atılmıştır. SSK, ilk olarak kablosuz haberleşme sistemlerinin veri oranını artırmak amacıyla, çoklu antenlerin sönmülmeli kanallarda eşsiz karakteristikte kablosuz bağlantılar oluşturması prensibinden faydalanılarak 2001'de ortaya atılmıştır (Chau ve Yu, 2001). SSK metodu ile her bir iletim anında yalnız bir verici antenden ışına olmasına izin verilir ve bu antenin indisi ile veri iletimi sağlanır. Daha sonra birden fazla antenden iletim yapılabilecek şekilde genelleştirilmiş SSK (GSSK) metodu geliştirilmiştir (Jeganathan ve ark., 2008a). GSSK'nin spektral verimliliği ile hata başarımı iyileştirilerek, genişletilmiş SSK (ESSK) adıyla, sembolen sembole aktif anten sayısının değişebildiği daha esnek bir sistem de önerilmiştir (He ve ark., 2014).

SSK'nin, MIMO sistemlerde geleneksel faz ya da genlik modülasyonu tekniklerine göre daha iyi hata başarımı sağlayabildiği, literatürde analitik çözümler ve Monte Carlo simülasyonlarıyla gösterilmiştir (Jeganathan ve ark., 2009). Kanal korelasyonu, sönmülmeli şiddeti gibi kanal karakteristiklerinin SSK sistem performansını önemli ölçüde etkileyebileceği, bağımlı Nakagami- $m$  kanalları üzerinde SSK'nin ortalama BER (ABER) performansının incelendiği bir çalışma ile ispatlanmıştır (Di Renzo ve Haas, 2010a). İlişkili Rayleigh kanalları üzerinde SSK sistem performansı incelenmiş, uygun güç dağılımı optimizasyonu yöntemleri ile daha iyi sonuçlar elde edilebildiği gözlenmiştir (Di Renzo ve Haas, 2010b). İlişkili Ricean sönmülmeli kanal

yapısının ele alındığı bir çalışmada geliştirilen zaman-ortagonal sinyal tasarımı (TOSD) destekli SSK modülasyon yöntemi ile, klasik SSK'nin çeşitleme kazancı iki kat artırılabilmiştir (Di Renzo ve Haas, 2011c). Ayrıca TOSD destekli SSK metodu, Alamouti koduna göre kanal tahmin hatalarına daha dayanıklıdır ve sadece birkaç pilot sembol kullanılarak hatasız kanal bilgisi durumuna çok yakın sonuçlara ulaşılmasını sağlayabilmektedir (Di Renzo ve ark., 2011a). SSK, çoklu erişim girişimi etkisine karşı dik genlik modülasyonundan (QAM) daha dayanıklıdır (Di Renzo ve Haas, 2011b). Hatalı kanal tahmini durumunda SSK'nin hata başarımını değerlendirmek amacıyla kapalı-form denklemleri türetilmiş ve asimptotik ifadeler elde edilmiştir (Ikki ve Mesleh, 2012). SSK sistem performansı üzerinde, kanal tahmin hatalarının ortak kanal girişimi etkisine göre daha şiddetli bir bozulmaya sebep olduğu görülmüş; en yüksek oranlı birleşim (MRC) tekniği ile seçim birleştirme (SC) yöntemine göre daha iyi ABER başarımı sağlanmıştır (Al-Qahtani ve ark., 2014). SSK'nin davranışı hakkında daha genel yorumlar yapabilmek amacıyla, içlerinde birçok sönümlenmeli kanal yapısını barındıran  $\alpha$ - $\mu$  ve  $\kappa$ - $\mu$  sönümlenmeli kanallar üzerinde sistem başarımı değerlendirilmiştir (Badarneh ve Mesleh, 2015; 2017). SSK-MIMO sistemlerin ABER performansı, bazı donanımsal hataların ve ortak kanal girişimi etkilerinin birlikte dikkate alındığı bir senaryo üzerinden değerlendirilmiştir (Afana ve Ikki, 2017). Sıfır ortalamalı dairesel simetrik Gaussian gürültü yerine düzensiz Gaussian gürültü varsayımı ile donanımsal hataların asimmetrik karakteristiğinin daha iyi tanımlanabiliyor olması, araştırmacıları SSK performansını bu senaryo üzerinden de değerlendirmeye yöneltmiştir (Alsmadi ve ark., 2018a; Alsmadi ve ark., 2018b).

SSK, AF işbirlikli sistemlerde kullanıldığında Alamouti ile hemen hemen aynı performansı göstermiştir (Mesleh ve ark., 2011b). SSK'nin çeşitlilik kazancını artırmak amacıyla bazı verici anten seçim algoritmaları önerilmiş ve performans, geri besleme yükü ve karmaşıklık yönlerinden karşılaştırılmıştır (Zhou ve Hao, 2013). En iyi röle seçimi yöntemi ile SSK'nin ABER analizi yapılmış ve röleler kaynak ya da hedefe yaklaştırıldığında veya röle sayısı artırıldığında servis kalitesinin iyileştiği gözlenmiştir (Hussain ve ark., 2015). Kaynak verici anten seçimi (STAS) yöntemi SSK'ye çöz-ve-aktar (DF) işbirlikli bir yapı ile entegre edildiğinde, orijinal SSK yöntemine göre ve STAS yöntemi kullanılan geleneksel işbirlikli MIMO sistemine göre daha üstün sembol hata oranı (SER) başarımına ulaşılmıştır (Yarkin ve ark., 2017b). STAS metodu DF-SSK yapısına uyarlanıp kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef linkleri birlikte göz önüne alındığında, kuvvetlendir-ve-aktar (AF)-SSK senaryosundan daha iyi ABER sonuçları

elde edilmiştir (Yarkin ve ark., 2017a). İşbirlikli SSK'nin çoklu-röle ağları (Ma ve ark., 2014) ve DF çok atlamalı MIMO ağları (Som ve Chockalingam, 2015) için önerildiği çalışmalar da mevcuttur.

SSK'den sonra SM tabanlı birçok farklı yöntem geliştirilmiş olmasına rağmen, araştırmacıların SSK'ye olan ilgisi azalmamış, çok farklı problemler üzerinden oldukça geniş bir yelpazede uygulama sahası bulmuştur. Bunlardan bazıları; görülebilir ışık haberleşmesi (VLC) (Gong ve ark., 2013), su altı akustik haberleşme (Sun ve ark., 2016), direkt görüş (LOS) şartlarındaki MIMO kanallarında mmWave haberleşmesi (Liu ve Springer, 2015), bilişsel radyo haberleşmesi (Alizadeh ve ark., 2016), optik kablosuz haberleşme (Jaiswal ve ark., 2016; Jaiswal ve ark., 2017) ve ortogonal olmayan çoklu erişim (NOMA) MIMO haberleşmedir (Kim ve ark., 2018).

### 2.3. Uzaysal Modülasyon (SM) Tekniği İle İlgili Literatür Çalışmaları

SM; ICI'yı ve verici antenler arasındaki senkronizasyon ihtiyacını tamamen ortadan kaldıran, yüksek spektral verimliliğe sahip bir yöntem olarak 2006'da ortaya atılmıştır (Mesleh ve ark., 2006). Bilgi bitlerinin bir kısmını QAM gibi klasik modülasyon yöntemleri ile, bir kısmını da SSK'ye benzer şekilde her bir zaman aralığındaki aktif verici anten indisini kullanarak ileten SM'in gelişimi, ortogonal frekans bölmeli çoğullama (OFDM) tekniğine entegre edildiği çalışmalarla başlamıştır (Ganesan ve ark., 2006; Mesleh ve ark., 2007). Aynı spektral verimlilikte, Dikey-Bell Lab Katmanlı Uzay-Zaman (V-BLAST) tekniğine göre alıcı karmaşıklığının yaklaşık %90 daha az olduğu, bunun yanında V-BLAST ve Alamouti tekniklerinden daha yüksek hata başarımı sağladığı bilinmektedir (Mesleh ve ark., 2008). Alıcı tarafta MRC tekniği yerine MLD kullanıldığında sistem performansının arttığı gözlenmiştir (Jeganathan ve ark., 2008b). Daha sonraları geliştirilen çok aşamalı bir sezim yöntemi ile, MLD tabanlı SM dedektörünün alıcı karmaşıklığı %35 oranında azaltılmıştır (Naidoo ve ark., 2011).

SM tekniği, aynı anda iki farklı antenden veri iletimi yapılabilecek şekilde düzenlenmiş (ElKalagy ve Alsusa, 2009), sonrasında ikiden de fazla antenden, üstelik verici anten sayısının 2'nin kuvvetlerinden biri kadar olma kısıtlamasını ortadan kaldırarak, iletim yapılabilecek şekilde geliştirilmiş ve genelleştirilmiş SM (GSM) ortaya çıkarılmıştır (Fu ve ark., 2010; Younis ve ark., 2010). Uzay-zaman blok kodlama (STBC) ile SM tekniği birlikte kullanıldığında, klasik SM'den daha üstün sonuçlar elde edilebildiği, analitik hesaplamalar ve simülasyonlarla gösterilmiştir (Basar ve ark.,

2011b). Bunlar dışında SM farklı tekniklerle birlikte kullanılarak, çok çeşitli sistemler tasarlanmıştır. Kafes kodlama tekniği (Basar ve ark., 2011a), kademeli çözücü yapıları (Younis ve ark., 2011), sinyal vektörü tabanlı tahmin algoritması (Wang ve ark., 2012a), link adaptasyon şeması (Yang ve ark., 2012), yakın-MLD algoritması (Tang ve ark., 2013), haritalama optimizasyonu teknikleri (Xie ve ark., 2012) ve kutupsal kodlama (Akuon ve Xu, 2014) SM ile birlikte kullanılan metotlardan bazılarıdır. İki kullanıcı bir MA senaryosunda SM kullanıldığında, gönderilen bilginin alıcı tarafta MLD ile başarılı bir şekilde tespit edilebildiği ve sistemin yakın alan problemi yaşamadığı görülmüştür (Serafimovski ve ark., 2011b). Ayrıca SM, optik haberleşme sistemlerinde kullanılmaya başlanmış (Mesleh ve ark., 2011a) ve içeri LoS ortamındaki sistem performansı incelendiğinde, spektral verimlilik artışı ile daha iyi hata başarımı sağladığı gözlenmiştir (Fath ve ark., 2011). VLC için SM-OFDM'ye optimum güç dağılımı sağlanmıştır (Zhang ve ark., 2012). İçeri kablosuz haberleşme sistemlerinde optik SM' den yararlanılmış ve semboller-arası girişim (ISI) etkileri incelenmiş (Vladeanu ve ark., 2012); optik SM'nin hesaplama karmaşıklığının optik uzaysal çoğullama yönteminden daha az olduğu belirtilmiştir (Fath ve Haas, 2013). SM-OFDM, LTE için uyarlandığında, düşük spektral verimlilikte, Alamouti kodlu OFDM ve V-BLAST OFDM tekniklerinden daha üstün sonuçlar elde edebildiği; yüksek spektral verimliliklerde ise performansının uzaysal bitler ile sinyal bitleri arasındaki dengeye bağlı olduğu belirtilmiştir (Yang ve ark., 2011). SM-OFDM, çeşitli ön kodlama teknikleri ile birleştirilerek, farklı kullanıcılar arasındaki sinyal girişimi elimine edilmiş ve LTE kanallarındaki performansı iyileştirilmiştir (Wang ve ark., 2012b). Adaptif SM ile sistem karmaşıklığı ve geri besleme yükü, ihmal edilebilecek düzeyde bir performans kaybı ile azaltılmıştır (Yang ve ark., 2013a).

Geliştirilen anten seçim yöntemleri ile SM'nin SER'i ciddi oranda azaltılmıştır (Rajashekar ve ark., 2013). Dört antenli bir baz istasyonunda, geleneksel MIMO iletim şeması yerine SM kullanıldığında %67 enerji verimliliği sağlandığı gözlenmiştir (Stavridis ve ark., 2013). Uzaysal yıldızküme diyagramları ve vericideki şekillendirme filtrelerinin SM-MIMO başarısına etkisi incelenmiştir (Di Renzo ve Haas, 2013). SM, daha sonraları serbest uzay optik haberleşmede (Hwang ve Cheng, 2014) ve su altı akustik haberleşmede (Li ve ark., 2014) de kullanılmıştır. Geniş ölçekli çok kullanıcı SM-MIMO sistemlerin; aynı spektral verimliliği daha küçük modülasyon şemaları ile sağlayabilmeleri sayesinde, klasik masif MIMO sistemlerden birkaç desibel (dB) daha üstün sonuçlar üretebildiği ispatlanmıştır (Narasimhan ve ark., 2014); ancak GSM ile bu performansın da üstüne çıkmak mümkündür (Younis ve ark., 2014). Çok fazla sayıda

alıcı antene sahip SM MA kanalları için tasarlanan dedektör yapısı ile girişimsiz sistem performansına çok yakın sonuçlara ulaşılmıştır (Zheng, 2014). SM ile NOMA arasında oluşturulacak bir anahtarlama yapısı ile spektral verimliliğin artırılacağı ifade edilmiştir (Kim ve ark., 2015). SM-tabanlı bir uzay-zaman kod bölme çoklu erişim (CDMA) yapısı ile çoklu erişimin verimli bir şekilde gerçekleştirilebileceği gözlenmiştir (Fukuma ve Ishii, 2015). SM-MIMO araştırmalarının kapsamlı olarak incelendiği çalışmalarda (Di Renzo ve ark., 2014; Yang ve ark., 2015); SM'nin potansiyel avantajları, faydalı uygulama alanları ve pratikte karşılaşılabilecek zorluklar dahil olmak üzere pek çok bilgiye yer verilmiştir. SM, MIMO bilişsel radyo ağlarında da kullanılmıştır. Bu sayede önce ikincil sistem performansı iyileştirilmiş ve kanal tahmin hatalarına karşı dayanıklı bir yapı oluşturulmuş (Afana ve ark., 2015c), sonra da birincil ve ikincil kullanıcılar arasındaki girişim ortadan kaldırılarak işbirlikli spektrum paylaşımı gerçekleştirilmiştir (Ustunbas ve ark., 2015). SM-MIMO'nun, ortak girişim ve kanal tahmin hatalarının etkisi altındaki sınırlı geri beslemeli spektrum paylaşım sistemlerinde de ikincil kullanıcı performansını iyileştirdiği gözlenmiştir (Afana ve ark., 2015b). STBC-SM sistemlerin performansı, pilot sembol destekli kanal tahmin algoritmaları ile zamanla değişen kanallar üzerinde incelenerek, farklı interpolasyon teknikleri önerilmiştir (Acar ve ark., 2015; Acar ve ark., 2016). Hem verici hem de alıcının hareketli olduğu araçtan-araca haberleşme ortamının tanımlanması için 3D geometri-tabanlı stokastik kanal modeli tanımlanmış ve SM'nin BER başarımı böyle bir senaryo üzerinden değerlendirildiğinde, klasik MIMO sistemlere göre spektral verimlilik ile sistem karmaşıklığı arasında daha iyi bir denge sağladığı görülmüştür (Fu ve ark., 2016).

Nakagami- $m$  sönümlenmeli kanallarda SM'nin ABER başarımı incelenmiş ve bir asimptotik üst sınır ifadesi elde edilmiştir (Di Renzo ve Haas, 2011a). SM'nin sistem karmaşıklığının çok düşük olduğu, tek-girişli tek-çıkışlı (SISO) sistemlerden daha yüksek veri oranlarına sahip olduğu ve bağımlı kanal çevrelerinde dahi hata performansının iyi olduğu belirtilmiştir (Di Renzo ve ark., 2011b). Kanal tahmin hatalarına karşı davranışı Rayleigh sönümlenmeli kanallar üzerinde denenmiş ve V-BLAST'tan çok daha dayanıklı olduğu ispatlanmış (Basar ve ark., 2012); sonrasında bu senaryo için kapalı-form ABER denklemleri elde edilmiştir (Mesleh ve İkki, 2012). Genel rastgele bağımlı sönümlenmeli kanallarda, genel modülasyon şemaları için SM'nin önerildiği daha kapsamlı bir çalışmada; faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) kullanan SM'nin QAM kullanan SM'ye üstün olduğu, bunun yanında sönümlenme şiddetinin SM çeşitlilik kazancını belirlemede önemli bir role sahip olduğu belirtilmiştir (Di Renzo ve Haas, 2012). SM'nin BER

başarımının, genelleştirilmiş  $\eta$ - $\mu$  sönümlenmeli kanallar üzerinde incelendiği bir çalışmada, Nakagami- $m$ , Nakagami- $q$  ve Rayleigh gibi bazı özel sönümlenmeli kanallar için de çözümler sunulmuştur (Badarneh ve Mesleh, 2013). Kanal tahmin uygulamalarında güç dağılımı optimize edildiğinde hatasız duruma çok yakın sonuçlar elde edilebildiği gözlenmiştir (Wu ve ark., 2014). SM-MIMO sistemlerin,  $\kappa$ - $\mu$  sönümlenmeli kanallar üzerinde denendiği bir çalışmada, sönümlenme parametrelerinin değeri azaldıkça sistem performansının iyileştiği gözlenmiştir (Badarneh ve Mesleh, 2015).

Çift-atlamalı SM yapısı 2011'de ortaya atılmış, ortogonal DF iletiminden 10 dB'ye kadar daha iyi hata performansı sağladığı gözlenmiştir (Serafimovski ve ark., 2011a). Çift-atlamalı DF mimarisi ve sıfır-zorlamalı (ZF) ön kodlama birlikte kullanılarak SM'ye güç tasarruflu bir yapı kazandırılmıştır (Stavridis ve ark., 2012). Çoklu DF röleler kullanılarak işbirlikli SM çiftsel hata olasılığı (PEP) performansını artırmak mümkündür (Mesleh ve Ikki, 2013b). Ricean sönümlenmeli kanalların SM'nin fiziksel çevredeki davranışını çok iyi bir biçimde tanımladığı, SM'nin pratik uygulaması gerçekleştirildiğinde anlaşılmıştır (Serafimovski ve ark., 2013). Düşük karmaşıklığa sahip üç farklı röle protokolü kullanılarak DF işbirlikli SM'nin geleneksel MIMO yapılarına göre sistem performansının üstünlüğü gösterilmiştir (Yang ve ark., 2013b). Kanal tahmin hatalarına karşı DF işbirlikli SM sistemin dayanıklılığı incelenerek, kapalı form PEP denklemi elde edilmiştir (Mesleh ve Ikki, 2013a). Çift-atlamalı AF iletimde, alıcıda kanal bilgisine ihtiyaç duyulmayan farksal SM kullanılarak kanal takip yükü hem rölede hem de hedefte azaltılmıştır (Zhang ve ark., 2015). İşbirlikli SM kullanan kablosuz ağlar için, en iyi röle seçimine dayanan yeni bir işbirliği senaryosu ve röle seçim yöntemi sunulmuş ve sistem performansı artırılmıştır (Kartlak ve ark., 2015). Çift-yönlü röle haberleşmesinde SM-MIMO tabanlı iletimin, rölede V-BLAST kullanılan iletim durumuna göre üstün olduğu, analitik çözümler ve simülasyonlarla gösterilmiştir (Raviteja ve ark., 2016). Röle ve hedefte birden çok alıcı anten bulunan bir DF röleli işbirlikli SM sistemi için hata başarımları analizi gerçekleştirilmiş ve geleneksel işbirlikli sistemlerden 8 dB'ye kadar daha üstün sonuçlar elde edilmiştir (Altın ve ark., 2016). Sınırlı geri besleme ve kanal tahmin hatası bulunan işbirlikli DF bilişsel radyo ağlarının ikincil sistem performansını artırmak için SM'nin etkin bir şekilde kullanılabileceği ispatlanmıştır (Afana ve ark., 2017c). Kablosuz röle işbirlikli SM sistemine yarı-optimum bir güç dağılımı algoritması uygulandığında, eş güç dağılımı durumuna göre daha üstün sonuçlar elde edilebileceği ifade edilmektedir (Yu ve ark., 2018).



SM, spektrum verimliliği ile performansı artıran, esnek çözümler sunabilecek bir yöntem olarak gelecekteki 5G sistemler için cazip görülmele birlikte; verici anten sayısının çok artmasının performansı olumsuz etkilemediği sistemlerin tasarlanması ve bu tasarımlarda frekans-seçimli sönümlenme durumlarının ihmal edilmemesi gerekmektedir (Xiao ve ark., 2014). Bu ihtiyaca binaen, MIMO frekans-seçimli sönümlenmeli kanallar için enerji verimli bir SM yöntemi önerilmiştir (Zheng ve Sun, 2015). Son dönemlerde, birkaç GHz bant genişliği sağlayan ve saniyede birkaç Gb veri oranına ulaşabilen mmWave haberleşmesi de global spektrum yetersizliğine çözüm olarak önerilmiş önemli bir yaklaşım olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu bağlamda gerçekleştirilen bir çalışmada, kısa-mesafe içeri LoS mmWave haberleşmesi için SM-MIMO sistemlerin oldukça cazip bir yapıya sahip olduğu belirtilmiştir (Liu ve ark., 2016). Geçtiğimiz iki yıl içinde SM kullanılarak geliştirilen birçok farklı tasarım dikkat çekmektedir. NOMA tabanlı SM (Wang ve Cao, 2017); SM ve fiziksel katman kodlama kullanılarak tasarlanan bilişsel çapraz ağ (Üstünbaş ve ark., 2017); kod indis modülasyonu ve SM'nin birleştirilmesiyle ortaya atılan, yüksek veri oranı ve enerji verimliliğine sahip MIMO tasarımı (Cogen ve ark., 2018); karasal kanallar için NOMA ve geliştirilmiş SM ile geliştirilen çoklu kullanıcı ve sinyal tespit şeması (Wang ve ark., 2018); SM için geliştirilmiş 3D yıldızküme diyagramı tasarımı (Guo ve ark., 2017) ve hücresele ağlar için geliştirilen işbirlikli SM yapısı (Wu ve ark., 2018) bu tasarımlara örnek verilebilir. Tüm bunlara ek olarak, yakın dönem SM çalışmaları, donanımsal hatalar üzerine de yoğunlaşmıştır. Örneğin; donanım ve kanal hatalarının ortak etkisi altında bilişsel SM-MIMO sistemlerinin ABER başarımı incelenmiş, kanal tahmin doğruluğunu artırmak için CRLB yaklaşımından yararlanılmıştır (Afana ve ark., 2018). SM'nin IQI durumuna karşı dayanıklılığı önce verici taraftaki IQI etkisi altında denenerik klasik tek-girişli çok-çıkışlı (SIMO) iletimi ile karşılaştırılmış (Helmy ve ark., 2017); daha sonra alıcı taraftaki IQI etkisi altında incelenerek optimum bir alıcı yapısı oluşturulmuştur (Canbilen ve ark., 2018).

#### **2.4. Dik Uzaysal Modülasyon (QSM) Tekniği İle İlgili Literatür Çalışmaları**

QSM, yüksek verimliliğe sahip yeni bir SM tekniği olarak 2014'te ortaya atılmıştır (Mesleh ve Ikki, 2014). QSM; ekstra bir uzaysal boyut kullanarak, kompleks bir sembolün reel ve imajiner kısımlarını, veri bitlerine göre iki farklı antenden iletebilen daha yüksek performanslı bir sistemdir (Mesleh ve ark., 2015). QSM'yi ortaya atan

yazarlar, ilk olarak kanal tahmin hatalarının bu yeni sistem üzerindeki etkilerini incelemiş; SM' den 3-5 dB daha az sinyal gücü ile aynı ABER performansına ve spektral verimliliğe ulaşılabildiğini göstermişlerdir (Mesleh ve Ikki, 2015). Sonrasında QSM, bilişsel radyo sistemleriyle birleştirilerek, SM ile elde edilebilecek tüm avantajlar korunurken, spektral verimliliğin artırılması sağlanmış ve daha az güçle tahmin hatalarına karşı daha dayanıklı bir sistem yapısı elde edilmiştir (Afana ve ark., 2015a). Nakagami- $m$  kanal ortamında hata başarımının SM'den iyi olduğu gözlenen QSM'nin (Younis ve ark., 2016);  $\eta$ - $\mu$ ,  $\kappa$ - $\mu$  ve  $\alpha$ - $\mu$  genelleştirilmiş sönümlenmeli kanallar üzerindeki performansının  $\kappa$ ,  $\mu$  ve  $\alpha$  parametreleri ile ters,  $\eta$  parametresi ile ise doğru orantılı olarak değiştiği belirtilmiştir (Badarneh ve Mesleh, 2016). QSM-MIMO sistemlerin performansı; ortak kanal girişimi (Mesleh ve ark., 2016b), bilişsel MIMO sistemlerde birincil-ikincil karşılıklı ortak kanal girişimi (Mahady ve ark., 2016) ile hatalı kanal bilgisi ve sınırlı geri besleme (Afana ve ark., 2017b) gibi problemleri senaryolarla da ele alınmıştır.

Sistem karmaşıklığını azaltmak için farklı dedektör yapıları önerilmiş, bunlardan ortogonal eşleme takibine dayalı dedektör ile hemen hemen aynı sistem performansında MLD'ye göre sistem karmaşıklığının %90 azaltılabildiği görülmüştür (Xiao ve ark., 2016). Öte yandan, MLD dedektör ve karmaşıklığı azaltılmış dedektör algoritmaları QSM ile birlikte kullanıldığında, SM-MLD'ye göre sistem karmaşıklığı sırasıyla %50 ve %90 oranında azaltılabilmektedir (Al-Nahhal ve ark., 2017). Spektral verimliliği artırmak ve verici anten sayısını esnek hale getirmek için önerilen farksal QSM yapısı, aynı spektral verimlilikte klasik QSM'nin 4 dB gerisinde kalmıştır (Mesleh ve ark., 2017a). QSM, ortama bağlı modülasyon (MBM) tekniğiyle birleştirilerek, bilgi bitlerinin bir kısmı ile aktif kanal seçimi yapılması sağlanmış; böylece kanal durum uzayında klasik QSM'ye ekstra bir boyut kazandırılmış ve ekstra bilgi bitlerinin iletilmesi sağlanmıştır (Yildirim ve ark., 2017). QSM, Alamouti STBC yapısı ile birleştirilerek çeşitlilik kazancı elde edilmiş ve daha iyi ABER başarımına sahip bir MIMO tekniği olarak, uzay-zaman QSM ortaya atılmıştır (Yigit ve Basar, 2017). QSM'nin spektral verimlilikteki üstünlüğünden esinlenerek ortaya atılan yöntemlerden biri de, reel ve imajiner bileşenlerin indis domeninde yer aldığı OFDM dik indis modülasyonu olup; donanım hatalarının bu tekniğin ABER başarımına olan negatif etkisi göz önünde bulundurularak, gelecekteki çalışmalarda bu hataların dikkate alınmasının gerekliliği vurgulanmıştır (Bouhlef ve ark., 2017). En önemli donanımsal hatalardan biri olan IQI'nın QSM-MIMO sistem

başarımına olan etkisi, literatürde yalnız alıcı taraftaki IQI etkisi dikkate alınarak incelenmiş, ancak optimum bir çözüm sunulamamıştır (Mesleh ve ark., 2016a).

QSM, işbirlikli sistemlere de entegre edilmiş; AF röleli iletimde etkin bir şekilde kullanılabilmesi ve uçtan uca verimliliği artırabileceği belirlenmiştir (Afana ve ark., 2016b). QSM ile, işbirlikli DF sistemlerde, geleneksel SM-DF yapılarına göre 3 dB güç kazancı sağlanmaktadır (Afana ve ark., 2016a). QSM-MIMO'nun, çoklu birincil ve ikincil sistemlere sahip AF işbirlikli röle spektrum-paylaşımli sistemlerin de ABER başarımını artırdığı gözlenmiştir (Afana ve ark., 2017a). Çift yönlü röle işbirlikli ağlarda, tek yönlü QSM işbirlikli protokolden ve çift yönlü SM işbirlikli yapıdan daha üstün sonuçlar elde edilmiştir (Althunibat ve Mesleh, 2018).

Tüm bunların yanında QSM, geleceğin kablosuz haberleşme teknolojilerinin gelişiminde oldukça umut vaat edici olan mmWave haberleşmesi ile birleştirilerek, bu teknolojilere uyumlu bir yöntem olduğu ispatlanmıştır (Mesleh ve Younis, 2016). Her kanal modeli için yıldızküme diyagramlarının uygun biçimde tasarlanması ile, QSM'nin istenen kapasite değerlerine ulaşabileceği belirtilmiştir (Younis ve ark., 2017). QSM-tabanlı başka bir yöntem olan dik uzay-zaman indis modülasyonunun da, enerji ve spektral verimli 5G kablosuz haberleşme sistemleri için potansiyel bir yöntem olduğu belirtilmiştir (Patcharamaneepakorn ve ark., 2018).

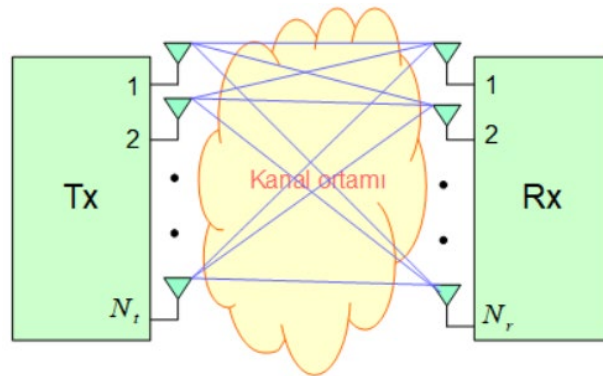
### 3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümde, MIMO kablosuz haberleşme sistemleri ve türleri, MIMO sönümlenmeli kanal ortamları, bu tez çalışmasında kullanılan SM tabanlı sistemler ve SM tabanlı işbirlikli sistemler, Cramer-Rao alt sınır hesaplamaları, IQI hatası ve MLD yöntemi sırasıyla detaylı bir biçimde anlatılmıştır.

#### 3.1. Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (MIMO) Kablosuz Haberleşme Sistemleri

Bilişsel radyo haberleşmesi, mmWave haberleşmesi, işbirlikli haberleşme, görülebilir ışık ve serbest uzay optik haberleşmeleri, MIMO ve masif MIMO haberleşme gibi fiziksel katman teknikleri, 5G ağlardaki olası uygulamalar için son dönemlerde çok kapsamlı bir şekilde incelenmektedir. Mevcut teknolojiler içinden MIMO sistemler, aynı anda çoklu antenlerden veri iletimi sağlayarak spektral verimliliği artıran, dikkate değer bir konsepte sahiptir (Mesleh ve Younis, 2018).

Kablosuz haberleşmede bir verici, alıcı ile serbest uzay üzerinden haberleşmektedir. Verici, haberleşme kanalına bilgiyi ilettiği için genellikle giriş olarak adlandırılır. Alıcı ve verici taraftaki antenlerin sayısına göre birtakım kanal konfigürasyonları oluşturmak mümkündür. En basit yapı olan ve noktadan-noktaya kablosuz haberleşme sistemleri olarak da adlandırılan SISO sistemlerde hem verici hem de alıcı tarafında yalnız bir anten bulunmaktadır. Eğer verici tarafta birden fazla anten varsa ve alıcıda tek bir antenle haberleşiyorlarsa, bir çok-girişli tek-çıkışlı (MISO) yapı oluşturulmuş demektir. Bunun aksine tek verici antenden birden fazla alıcı antene veri gönderilen konfigürasyonlar ise SIMO sistemler olarak anılır. Son olarak hem vericide hem de alıcıda birden çok anten bulunan Şekil 3.1' deki gibi tasarımlarla MIMO yapılar elde edilir.



Şekil 3.1. MIMO sistem yapısı

$N_t$  adet verici anten ve  $N_r$  adet alıcı anten bulunan Şekil 3.1'deki gibi bir MIMO sistemin alıcı tarafına ulaşan sinyal, iletilen sinyalin sönümlenmiş versiyonları süperpozisyonla birleştirilerek elde edilir ve matematiksel olarak şu şekilde yazılır (Mesleh ve Younis, 2018):

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \dots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_t^1 \\ x_t^2 \\ \vdots \\ x_t^{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

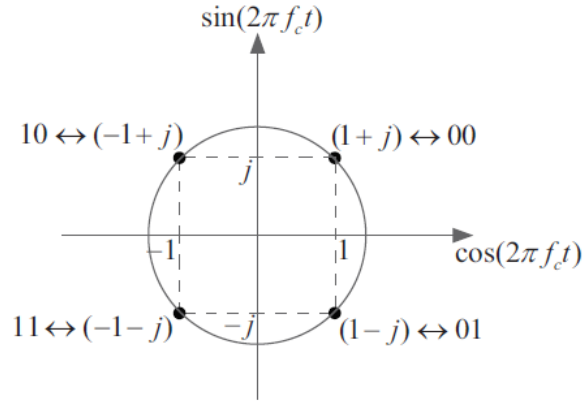
Bu ifade;  $\mathbf{x}_t$ ,  $N_t$  uzunluklu bilgi vektörünü;  $\mathbf{n}$ ,  $N_r$  uzunluklu eklenebilir beyaz Gauss gürültüsünü;  $\mathbf{H}$  da  $N_r \times N_t$  boyutlu MIMO kanal matrisini temsil etmek üzere şöyle ifade edilebilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x}_t + \mathbf{n}. \quad (2)$$

Yukarıdaki  $\mathbf{H}$  kanal matrisi, verici antenler ile alıcı antenler arasındaki yol kazançlarını ifade etmektedir. Sinyal kaynağından iletilen veriler, bir MIMO kodlayıcıda QAM veya PSK gibi bilinen modülasyon tekniklerinden biri kullanılarak  $\mathbf{x}_t$  sembol vektörüne dönüştürülür. Modülasyon işlemi, sinüzoidal bir taşıyıcı sinyalin genlik ve/veya fazını değiştirerek yapılmaktadır. Bu tip modülasyon şemaları, genellikle iki boyutlu yıldızküme diyagramları ile çizilir. Bu diyagramdaki noktalar  $M$  ile ifade edilirse,  $\lambda$  bir tam sayı olmak üzere  $M = 2^\lambda$  şeklinde yazılabilir.  $\lambda$ , diyagramdaki her bir noktanın taşıyabileceği bit sayısını verir. Örneğin  $M = 4$  için QAM uygulandığında Şekil 3.2'deki yıldızküme diyagramı kullanılır (Vo, 2018).

Modüle edilen sinyal kablosuz kanal boyunca yayılırken, sönümlenme etkisine maruz kalır ve gürültüden etkilenir. Bu gürültü, genellikle kompleks Gauss gürültüsü olarak modellenir ve sıfır ortalamalı beyaz gürültü olarak tanımlanır.

MIMO sistemler, eş konumlu ve ayrık olmak üzere iki grupta incelenebilir.



Şekil 3.2. 4-QAM yıldızküme diyagramı

### 3.1.1. Eş Konumlu MIMO Sistemler

Eş konumlu MIMO sistemler, çoklu antenlerin aynı alıcı/verici düğümüne yerleştirildiği sistemlerdir. Kendi içinde aşağıdaki alt bölümlerde verildiği gibi birkaç gruba ayrılabilir.

#### 3.1.1.1. Çeşitleme Teknikleri

Bu teknikler, sinyali zayıflatan sönümlenmeli kanal etkilerinden kaynaklanan sistem kalitesindeki düşüşü önler. Bunu, iletilen sinyalin aynısının hem verici hem alıcı tarafta zaman, frekans ya da uzaysal domende birbirinden bağımsız sönümlenmiş kopyalarını oluşturarak yapar.

*Verici Çeşitliliği:* Çoklu verici antenler üzerinden aynı sembolün iletilmesiyle elde edilir. Alamouti tekniği bu çeşitliliğin kullanıldığı yöntemlere örnek verilebilir.

*Alıcı Çeşitliliği:* Herhangi bir bant genişliği kaybına sebep olmadan basitçe alıcı tarafta çoklu antenlerin bulunması ile elde edilir. MRC, SC, eş kazanç birleştirme gibi yöntemlerde söz konusudur.

*Zaman Çeşitliliği:* Aynı veri sinyalinin birkaç kez tekrar edilmesiyle ya da fazlalık bitlerin farklı zamanlarda iletilen orijinal veri bitlerine atanmasıyla elde edilir.

*Frekans Çeşitliliği:* Aynı sembolün farklı zamanlarda ve farklı iletim frekanslarında gönderilmesiyle elde edilir.

*Uzay-zaman kodlama:* Farklı verici antenlerden farklı zaman dilimlerinde aynı verinin iletilmesiyle gerçekleştirilir. Uzay-zaman blok kodlama, trellis kodlama gibi birçok yöntemde bu çeşitliliğin avantajlarından faydalanılır.

### 3.1.1.2. Çoklu Erişim Teknikleri

Çoklu erişim teknikleri, birden fazla kullanıcının sınırlı ağ kaynaklarını verimli bir şekilde kullanmalarını sağlar. Çoklu erişim, haberleşme ağı tarafından sağlanan sınırlı bant genişliğinin çoklu kullanıcılar arasında adil bir şekilde paylaşımını sağlar, böylece tüm uygun kanalların tek bir kullanıcı tarafından işgal edilmesi önlenir. Zaman bölmeli çoklu erişim, frekans bölmeli çoklu erişim, kod bölmeli çoklu erişim ve uzay bölmeli çoklu erişim gibi türleri mevcuttur.

### 3.1.1.3. Hüzmeleme Teknikleri

Hüzmeleme, bir anten dizisinin farklı elemanlarına uygulanan sinyalin, bu diziden tek bir çıkış üretecek şekilde birleştirilmesi işlemidir. Diğer bir deyişle, alınan hüzme desenini belli bir antenin yönüne odaklamaktır.

### 3.1.1.4. Uzaysal Çoğullama Teknikleri

Uzaysal çoğullamada kaynak veri dizisi verici anten sayısına eşit sayıda bloklara ayrılır ve eş zamanlı olarak tüm antenlerden aynı taşıma frekansında iletilir. Dolayısıyla verici anten sayısı arttıkça spektral verimlilik de artar. Alıcı tarafta minimum ortalama kare hatası, MLD gibi farklı kod çözümler kullanılabilir.

### 3.1.1.5. Uzay Modülasyon Teknikleri

Uzay modülasyonda her bir iletim anında yalnız bir verici anten aktiftir. Bilgi bitleri aktif antenin indisine (uzaysal sembol) ve aktif antenden iletilen sembole kodlanabilir. Dolayısıyla spektral verimlilik, SISO sistemlere göre, verici anten sayısına bağlı olarak,  $\log_2(N_t)$  ile orantılı şekilde daha fazladır. Uzay modülasyon tekniklerine SM ve SSK örnek gösterilebilir.

### 3.1.1.6. Çok Fonksiyonlu MIMO Teknikleri

Farklı MIMO şemalarının birleştirilmesiyle oluşturulur. Bu sayede; çeşitlilik kazancı, hüzmleme kazancı, çoğullama kazancı ve uzaysal kazancın birlikte elde edilebildiği sistemlerin tasarlanması mümkün kılınır. Örneğin uzaysal çoğullama ile STBC birleştirilerek hem çeşitleme hem çoğullama kazancı sağlamak mümkün olabilir.

### 3.1.2. Ayrık MIMO Teknikleri

İşbirlikli MIMO olarak da anılan ayrık MIMO tekniklerinin temeli, 1971 yılında klasik röle kanalının tanımlanmasıyla atılmıştır (Van Der Meulen, 1971). O zamandan bu zamana işbirlikli MIMO sistemler oldukça dikkat çekmiştir. Ayrık MIMO'da kablosuz ağa ait çoklu antenler, her biri bir antene sahip olacak şekilde radyo düğümleri arasında dağıtılmıştır. Bilgi, alıcıya farklı lokasyonlardaki farklı düğümlerden iletilir ve böylece yüksek uzaysal çeşitlilik kazancı sağlanır.

## 3.2. MIMO Kanal Ortamı

Verici ve alıcı antenler arasındaki fiziksel ortam yayılma ortamı olarak adlandırılır ve verici-alıcı arasında iletilen sinyalin yayılımını etkileyecek her türlü elemanı içerir. Yayılma ortamı, MIMO kanalın kapasitesini belirlemede çok önemli bir rol oynar. Dolayısıyla MIMO kablosuz kanalların gerçeğe yakın bir şekilde modellenmesi, bu alanda gerçekleştirilecek araştırmalar için ciddi bir önem arz eder. Verici-alıcı arasındaki uzaklığa göre geniş ölçekli ya da küçük ölçekli olarak modellenebilir. Geniş ölçekli yayılma modelleri, verici ile alıcı arasında yüzlerce/binlerce metre gibi oldukça uzak mesafe bulunan MIMO sistemler için tasarlanan modelleri içerir. Küçük ölçekli yayılma modelleri ise verici-alıcı arasında kısa mesafe bulunan MIMO sistemler için tasarlanan modelleri içerir.

Bu bölümde, tez çalışmasında yararlanılan sönümlenmeli kanal modelleri sırayla alt başlıklar halinde tanıtılmıştır.

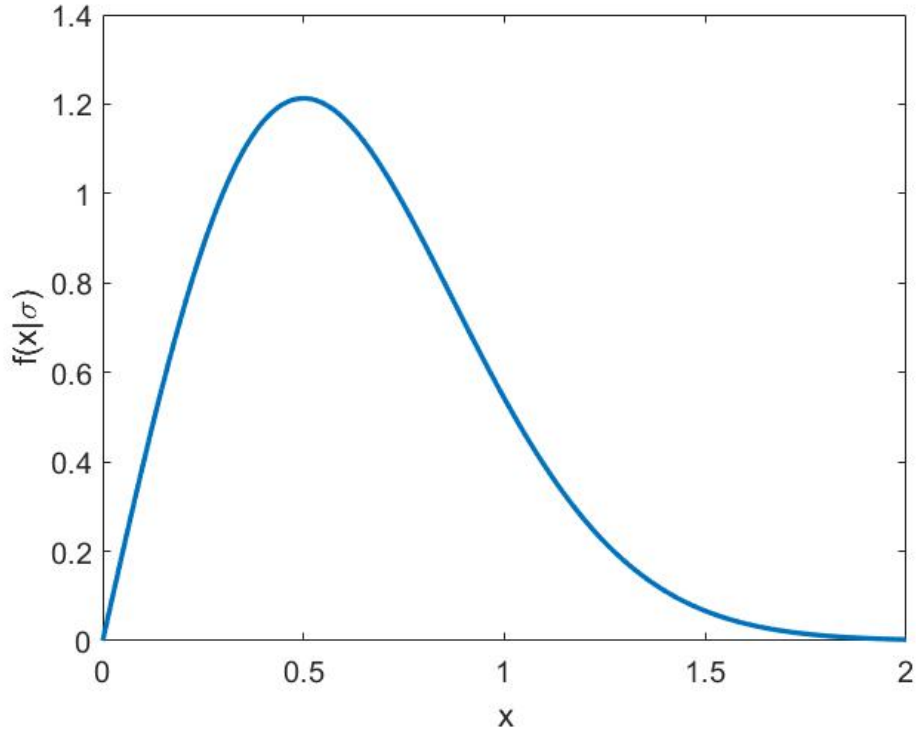


### 3.2.1. Rayleigh Sönümlenmeli Kanal Modeli

Rayleigh sönümlenmeli kanal modelinde, radyo sinyalleri haberleşme ortamından geçerken sinyal genliğinin Rayleigh dağılımına göre değiştiği varsayılır. Verici ile alıcı arasında LOS hattının baskın olmadığı ancak etrafta çok sayıda yansıtıcı nesnenin bulunduğu durumları oldukça başarılı biçimde tanımlamaktadır.

Kanal bozulmalarının genellikle kompleks sayılarla ifade edildiğini dikkate alarak, reel ve imajiner bileşenleri sıfır-ortalı bağımsız Gaussian değişkenler olan bir kanalın zarfının  $x$  olduğunu düşünelim. Eğer  $x$  Rayleigh dağılımına sahipse,  $\sigma^2$  varyansı temsil etmek üzere,  $x$ 'in olasılık yoğunluk fonksiyonu (PDF) Şekil 3.3'te verildiği gibi olup, matematiksel olarak şu şekilde ifade edilir:

$$f(x|\sigma) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right). \quad (3)$$



Şekil 3.3. Rayleigh PDF ( $\sigma = 0.5$ ).

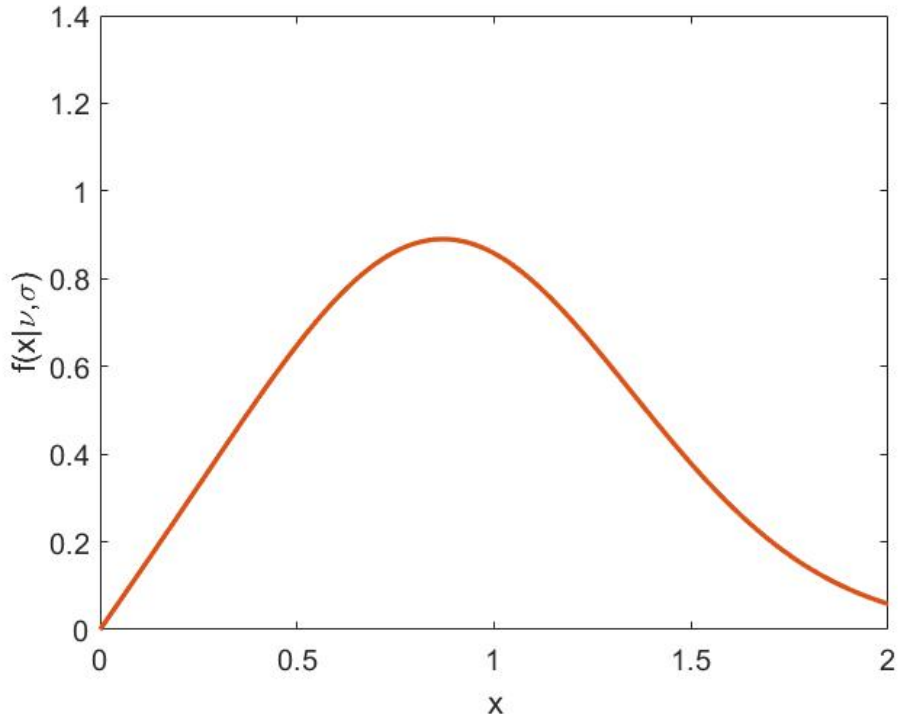
### 3.2.2. Ricean Sönümlenmeli Kanal Modeli

İletim ortamında baskın bir LOS bileşeni bulunan durumlarda kanal yapısını oldukça iyi tanımlayan bir modeldir. Ricean sönümlenmeli kanal modelinde iletim ortamından geçen sinyallerin genliğinin, dairesel çift değişkenli bir normal rastgele değişkenin genliğinin olasılık dağılımına, başka bir deyişle Ricean dağılımına, sahip olduğu varsayılmaktadır. Ricean dağılımının PDF'si Şekil 3.4'te verilmiş olup,  $I_0(\cdot)$  sıfırıncı dereceden birinci tip modifiye edilmiş Bessel fonksiyonunu temsil etmek üzere matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$f(x|v, \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-(x^2 + v^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xv}{\sigma^2}\right). \quad (4)$$

Burada  $v$  ve  $\sigma$ ; sönümlenme şiddetinin göstergesi olan ve Ricean faktörü olarak da adlandırılan  $K$  şekil parametresini kullanarak şu şekilde tanımlanmıştır:

$$v = \sqrt{\frac{K}{K+1}}, \quad \sigma = \sqrt{\frac{1}{2(K+1)}}. \quad (5)$$



Şekil 3.4. Ricean PDF ( $v = 0.75$ ,  $\sigma = 0.5$ ).

### 3.2.3. Genelleştirilmiş Beckmann Sönümlenmeli Kanal Modeli

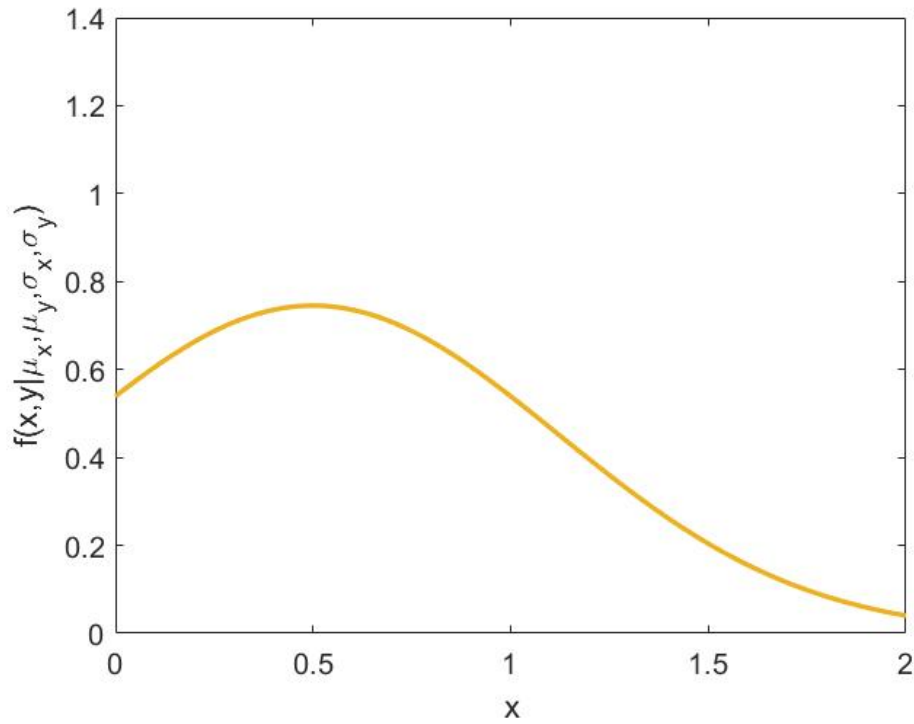
İletim ortamından geçen sinyallerin genliğinin; farklı ortalama ve varyans değerlerine sahip iki ilişkili Gauss rastgele değişkenin zarfı şeklinde tanımlanan genelleştirilmiş Beckmann dağılımına sahip olduğu varsayılarak, genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal modeli ortaya atılmıştır. Bu dağılım, ilişkili Gauss değişkenlerin  $x$  ve  $y$  olduğu varsayılarak aşağıda verilen dört parametre üzerinden oluşturulur (Peña-Martín, 2017):

$$q_B^2 = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_y^2}, \quad r_B^2 = \frac{\mu_x^2}{\mu_y^2}, \quad K_B = \frac{\mu_x^2 + \mu_y^2}{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}, \quad \Omega_B = \mu_x^2 + \mu_y^2 + \sigma_x^2 + \sigma_y^2. \quad (6)$$

Burada;  $q_B^2$  ve  $r_B^2$ , sırasıyla yansıtıcıların ve LOS bileşenlerinin arasındaki güç dengesizliklerinin ifadesidir.  $K_B$ , LOS ve yansıtıcı bileşenler arasındaki oranı verirken,  $\Omega_B$  alınan ortalama güce eşittir. Ayrıca,  $x$  ve  $y$ 'nin ortalama değerleri  $\mu_x$  ve  $\mu_y$  ile; varyans değerleri  $\sigma_x^2$  ve  $\sigma_y^2$  ile gösterilir ve korelasyon katsayısı  $\rho$  olarak alınırsa,  $x$  ve  $y$ 'nin ortak PDF'si aşağıdaki gibi yazılabilir (Valentine A. Aalo, 2007):

$$f(x, y | \mu_x, \mu_y, \sigma_x, \sigma_y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1-\rho^2}} \exp\left(-\frac{1}{2(1-\rho^2)}\left[\frac{(x-\mu_x)^2}{\sigma_x^2} + \frac{(y-\mu_y)^2}{\sigma_y^2} - \frac{2\rho(x-\mu_x)(y-\mu_y)}{\sigma_x\sigma_y}\right]\right). \quad (7)$$

PDF'si (7)'ye göre Şekil 3.5'te grafiksel olarak verilen genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal modeli, içerisinde birçok farklı kanal modelini de barındırmaktadır. Örneğin korelasyon katsayısı  $\rho = 0$  olduğunda klasik Beckmann sönümlenmeli kanal modeline dönüşür. Bunun dışında parametrelerin aldığı değerlere göre dönüştüğü bazı sönümlenmeli kanal modelleri Tablo 3.1'de verilmiştir (Peña-Martín, 2017).



Şekil 3.5. Genelleştirilmiş Beckmann PDF ( $\mu_x = 0.5, \mu_y = 0.5, \sigma_x = 0.4, \sigma_y = 0.6$ ).

Tablo 3.1. Genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal modeli ile bazı sönümlenmeli kanal modelleri arasındaki parametrik ilişki

Kanal Modeli	Parametre Değerleri
Tek-tarafli Gaussian	$r_B = 1, q_B = 0, K_B = 0$
Rayleigh	$r_B = 1, q_B = 1, K_B = 0$
Ricean	$r_B = 1, q_B = 1, K_B = K$
Nakagami- $q$ (Hoyt)	$r_B = 1, q_B = q, K_B = 0$
Simetrik $\eta$ - $\kappa$	$r_B = \eta, q_B = \eta, K_B = \kappa$
Asimetrik $\eta$ - $\kappa$	$r_B = 0, q_B = \eta, K_B = \kappa$

### 3.3. Uzaysal Modülasyon (SM) Tabanlı Sistemler

MIMO ailesinin üyelerinden olan uzay modülasyon teknikleri, MIMO sistemlerin dezavantajlarını ortadan kaldırmak üzere geliştirilmiş yenilikçi yaklaşımları içermektedir. Uzay modülasyon sistemlerinde, 2D yıldızküme diyagramına uzaysal boyut

adı verilen yeni bir boyut eklenmekte ve alıcı karmaşıklığı ile enerji sarfiyatı artırılmadan spektral verimlilik iyileştirilmektedir. Temelde, bir ikili PSK (BPSK) sembolü kullanarak çoklu antenler içinden birinin aktif olarak seçimine dayanmaktadır. Alıcı tarafta bu BPSK sembolü ve sembolü ileten anten sezilmeye çalışılır. İlk popüler uzay modülasyon tekniği, 2006'da ortaya atılmış ve SM adını almış (Mesleh ve ark., 2006); tüm diğer uzay modülasyon teknikleri, bunun geliştirilmesi ya da özelleştirilmesi üzerine kurulmuştur. Klasik modülasyon tekniklerinin aksine SM-MIMO, sönmelenmenin çok yönlü doğasını ekstra bilgi iletimi için kullanmaktadır. Gelen veri bitleri, uygun verici antenlerden birinin uzaysal pozisyon veya indisini ifade eden uzaysal yıldızküme sembolünü modüle etmekte ve ilgili anten, bilinen modülasyon yöntemlerinden biri ile modüle edilmiş bir kompleks sinyali iletmektedir. SM'nin ICI'yi engellerken çoğullama kazancı sağladığı, hesaplama karmaşıklığını azalttığı, BER'i iyileştirdiği ve verici tarafta tek bir RF zinciri üzerinden iletimi desteklediği belirtilmektedir (Mesleh ve ark., 2006; Serafimovski ve ark., 2013; Mesleh ve ark., 2017b). Bu avantajları sayesinde SM, birkaç yıl içinde oldukça popüler bir yöntem haline gelmiş ve birçok farklı açıdan incelenmiş, böylece çok çeşitli SM teknikleri geliştirilmiştir. SSK, QSM ve geliştirilmiş versiyonları bu tekniklerden birkaçıdır.

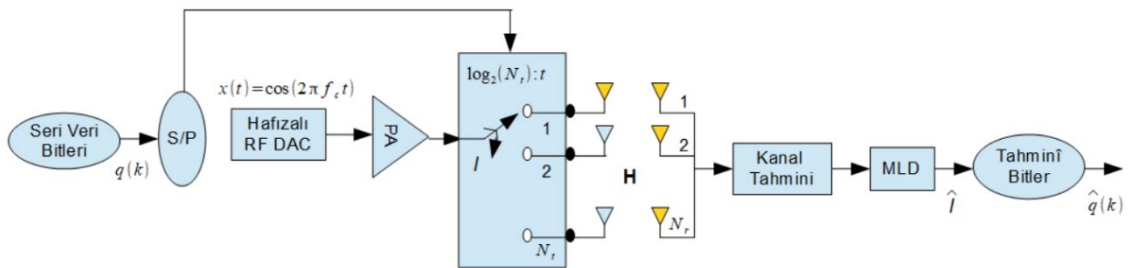
Bu tez çalışmasında; SM tekniğinin yanında, SSK ve QSM teknikleri üzerinde de incelemeler yapılmıştır. Kullanılan uzay modülasyon teknikleri, gelişmişlik durumuna göre bu bölümde sırayla alt başlıklar halinde sunulmuştur.

### 3.3.1. Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (SSK)

SM tabanlı teknikler ailesinin en basit yapıya sahip üyesi SSK'dir. SSK-MIMO alıcı-verici yapısı Şekil 3.6'da verilmiştir. Bu şekilde  $q(k)$  iletilecek veri bitlerini ifade ederken;  $l$  herhangi bir iletim anında gönderilen bilgiye göre iletimi yapmak üzere seçilecek antenin indisini,  $N_t$  toplam verici anten sayısını,  $N_r$  toplam alıcı anten sayısını sembolize etmektedir.

SSK'de veri bitleri, yalnızca uzaysal boyut olarak adlandırılan verici anten indisleri uzayı üzerinden aktarılır. Yani, taşıyıcı sinyal üzerinden herhangi bir modülasyon işlemi yapılmaz. Dolayısıyla, taşıyıcı sinyal bir kere üretilerek, ihtiyaç halinde veri iletiminde kullanılmak üzere bir içsel hafızada saklanabilir. RF sinyali saklamak ve her bir sembol iletim anında sürekli iletimini sağlamak için, Şekil 3.6'daki

gibi içsel hafızaya sahip bir sayısal-analog dönüştürücü (DAC) kullanılması bu ihtiyacı karşılayacaktır. Verici tarafta öncelikle veri bitleri, eş olasılıklı  $m = \log_2 N_t$  adet bit içeren veri bloklarına ayrılır. Her bir iletim anında, bu blokların içerdiği  $m$  adet bit, o iletim anında aktif olacak verici antenin indisini belirlemektedir. Seçilen anten dışındaki diğer tüm verici antenler bu iletim anında pasif kalır. Aktif olan verici anten; bir güç yükselteci (PA) tarafından kuvvetlendirilen, hafızadaki sabit ve modüle edilmemiş  $x(t)$  RF sinyalini,  $N_r \times N_t$  boyutlu kablosuz haberleşme kanalı  $\mathbf{H}$  üzerinden alıcı tarafa iletir. Dolayısıyla, SSK verici yapısında RF zincirine ihtiyaç olmadığı için, bu kısım doğrudan RF anahtarlar ile tasarlanabilir ve I/Q modülatör, darbe şekillendirme filtresi gibi tipik iletim bileşenlerine ihtiyaç duyulmaz. Alıcı tarafta hatalı kanal bilgisi mevcutsa, alınan sinyal önce kanal kestirim algoritmasına tâbii tutulur. Daha sonra MLD yöntemi ile sinyali ileten verici antenin indisi sezilmeye çalışılır ve bu bilgiye göre iletilen bitler çözülür.



Şekil 3.6. SSK-MIMO alıcı-verici yapısı

Bu bilgiler ışığında;  $E$  iletilen sinyalin enerjisini,  $\mathbf{h}_l = [h_{1,l}, \dots, h_{N_r,l}]^T$  kanal katsayıları matrisi  $\mathbf{H}$ 'nin  $l$ . kolonunu ve  $\mathbf{n}$  iletilen sembolün maruz kaldığı Gauss gürültüsünün vektör formunda yazılmış halini göstermek üzere, alıcı tarafta alınan sinyal aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Alsmadi ve ark., 2018b):

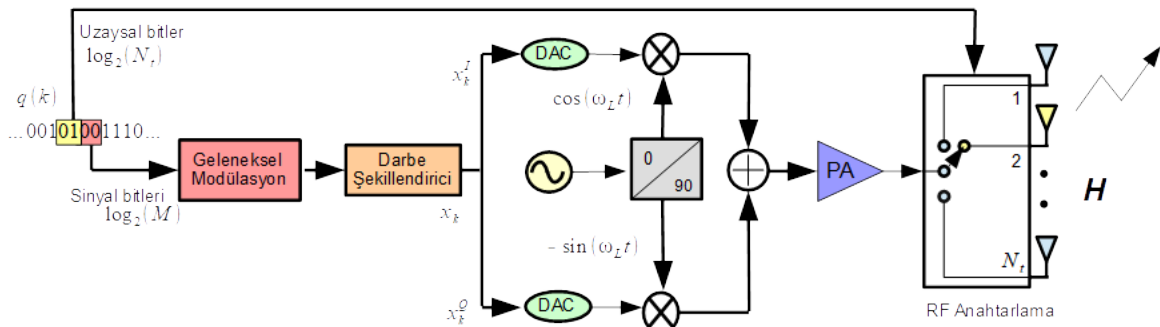
$$\mathbf{y} = \sqrt{E} \mathbf{h}_l + \mathbf{n} \quad (8)$$

SSK metodunda her bir veri iletim anında yalnız bir verici antenin aktif olması sayesinde, verici antenlerin senkronizasyonuna ihtiyaç kalmamıştır. Bunun yanında alıcı tarafındaki ICI problemi de tamamen önlenmiştir.

### 3.3.2. Uzaysal Modülasyon (SM)

DDC prensibinden yararlanarak tasarlanan SM-MIMO kablosuz haberleşme sistemleri, SSK'nin gelişmiş bir üst versiyonudur. SSK'den farklı olarak, taşıyıcı işaret QAM ve PSK gibi geleneksel metotlardan biriyle modüle edilerek iletilmektedir. SM'nin tek RF zinciri kullanımına uygun biçimde geliştirilmesi, spektral verimlilik ile enerji verimliliğinin birlikte artırılmasını sağlamıştır.

SM-MIMO iletimine ait verici yapısının genel blok diyagramı Şekil 3.7'de verilmiştir. Öncelikle her  $k$  sembol süresinde iletilmek istenen  $q(k)$  veri bitleri, her biri  $m = \log_2(N_t M)$  adet bit içeren veri bloklarına ayrılır. Burada  $m$ , her bir iletim anında gönderilen bit sayısına, başka bir deyişle spektral verimliliğe eşitken; bunu bulmakta kullanılan  $M$  sayısı, kullanılan klasik modülasyonun yıldızküme diyagramı boyutunu,  $N_t$  ise verici anten sayısını ifade etmektedir. Her bir iletim anında gönderilen  $m$  tane bitten  $\log_2(N_t)$  tanesi, Şekil 3.7'de görüldüğü gibi, sistemin RF anahtarlama kısmını kontrol ederek, bu iletim anı için hangi verici antenin aktif olacağını belirler. Kalan  $\log_2(M)$  adet bit ise, sistemde kullanılan geleneksel modülasyon türüne göre  $x = x^I + jx^Q$  şeklinde kompleks bir sembol üretir.



Şekil 3.7. SM-MIMO sisteme ait verici yapısı

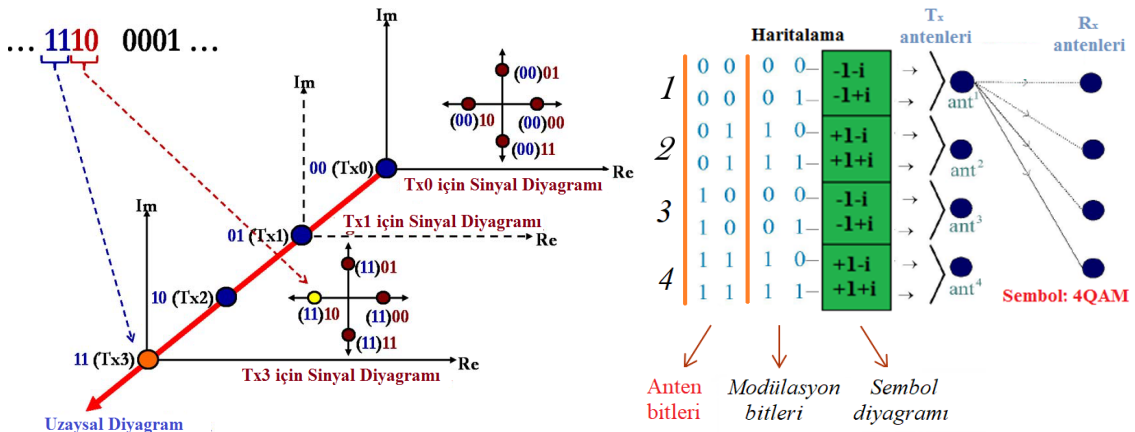
Kullanılacak verici anten ve iletilecek sembolün belirlenmesinin ardından, modüleli sinyal DAC ile analog sinyale çevrilir. Sırasıyla darbe şekillendirici ve I/Q modülatörden geçirilen sembol,  $x = x^I \cos(2\pi f_c t) - x^Q \sin(2\pi f_c t)$  haline gelir. Daha sonra PA ile kuvvetlendirilen modüle edilmiş sinyal, uzaysal bitlerin belirlediği verici anten ile  $N_r \times N_t$  boyutlu kablosuz haberleşme kanalı üzerinden alıcı tarafına iletir. İlgili

haberleşme kanalı, her elemanı bir verici anten ile  $N_r$  adet alıcı anten arasındaki kanal yolu kazancına karşılık gelen vektörlerden oluşan bir matris şeklinde ifade edilebilir:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_{N_t}]. \quad (9)$$

Burada  $\mathbf{h}_l = [h_{1,l}, \dots, h_{N_r,l}]^T$  kanal katsayıları matrisi  $\mathbf{H}$ 'nin  $l$ . kolonu olup,  $l = 1, 2, \dots, N_t$ 'dir.

Şekil 3.8'de,  $N_t = M = 4$  için herhangi bir iletim anında "1110" bitlerinin iletildiği varsayılararak verilen SM kodlama şeması yer almaktadır (Di Renzo ve ark., 2014). Kodlamamın ilk  $\log_2(N_t) = 2$  biti olan "11" aktif anten indisini, sonraki  $\log_2(M) = 2$  biti olan "10" ise iletilen QAM sembolünü temsil etmektedir. Yani "1110" bitleri için, 4. verici anten üzerinden "1-i" sembolü iletilmektedir. Bu şekilde, SM-MIMO'nun iki karakteristik özelliği çıkarılabilir: 1) Aktif verici anten, giriş bilgi bitlerine göre kanalın her kullanımında değişebilir. 2) Bilgi bitleri, 2D modülasyon şemalarına, anten indisini belirleyen bir uzaysal boyut eklenerek oluşturulan 3D diyagramlarla modüle edilmektedir.



Şekil 3.8. SM kodlama şeması

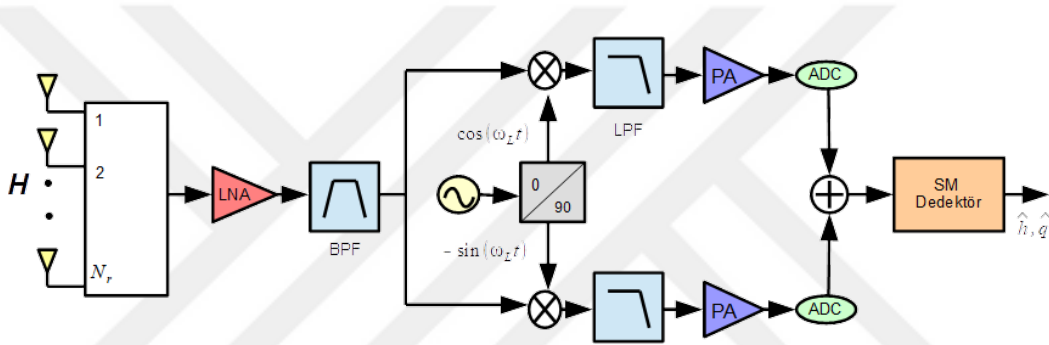
Alıcı tarafa gelen sinyal, Şekil 3.9'da görüldüğü gibi düşük gürültülü yükselteç (LNA) ile yükseltildikten ve bant geçiren filtreden geçtikten sonra, reel ve imajiner bileşenleri ayrı ayrı yerel osilatör (LO) sinyalleri ile çarpılır. Ardından, her iki koldaki sinyal alçak geçiren filtre (LPF) den geçirilerek son defa kuvvetlendirilir ve sayısala



çevrilir. Son olarak, iki koldan gelen sinyaller birleştirilir ve SM dedektör ile, verici taraftan iletilen sembol ve bu sembolü iletmeye kullanılan antenin indisi sezilir. Dedektör kısmında MRC, SC, MLD gibi farklı yaklaşımlar tercih edilebilir. Bu tez çalışmasında kullanılan SM dedektör yapısı, MLD'yi ve kanal tahmin hatası bulunması durumunda kanal tahmini yöntemlerini içermektedir.

Bu bağlamda;  $E$  iletilen sinyalin enerjisini,  $x_q$  iletilen sembolü ve  $n$  sembolün maruz kaldığı Gauss gürültüsünün vektör formunu temsil etmek üzere, SM-MIMO iletim sonrasında alıcı tarafta alınan sinyal aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y = \sqrt{E} h_t x_q + n. \quad (10)$$



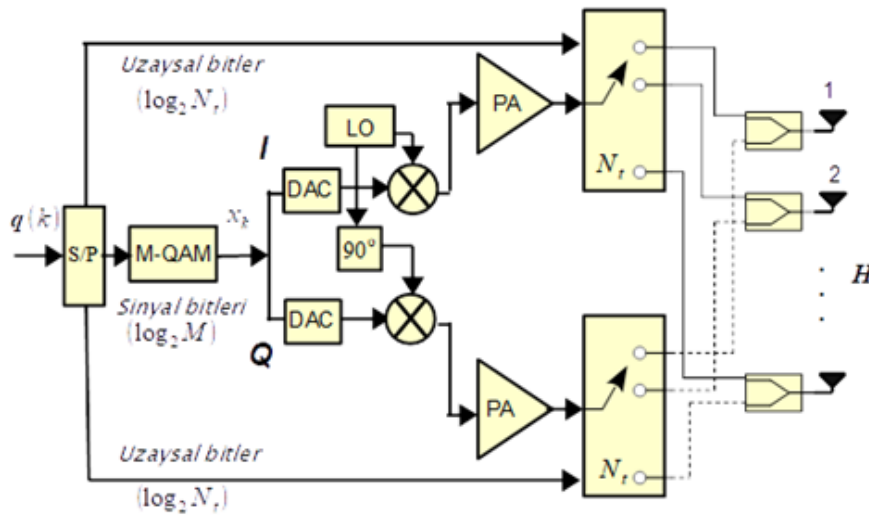
Şekil 3.9. SM-MIMO sisteme ait alıcı yapısı.

### 3.3.3. Dik Uzaysal Modülasyon (QSM)

QSM, SM'nin uzaysal yıldızküme diyagramının, bir yerine iki uzaysal boyuta sahip olacak şekilde genişletilmesiyle ortaya çıkmıştır. Bu, gelen bitlerin durumuna göre sinyal iletiminde bir yerine iki verici antenin aktif edilebileceği anlamına gelmektedir. Böylece, verici anten indisi ile iletilen bitlerin sayısı iki katına çıkarılarak, SM'nin uzaysal verimliliği artırılmıştır. Bu iletim işlemi ortogonal olarak yapıldığı için, birden fazla anten kullanılmasından kaynaklanan herhangi bir girişimden söz edilemez.

QSM'de de DDC prensibinden yararlanılarak düşük maliyetli ve esnek bir yapı elde edilmiştir. QSM-MIMO sistemine ait verici yapısı Şekil 3.10'da verilmiştir. Öncelikle, iletilmek istenen  $q(k)$  veri bitlerinden, her bir iletim anı için bu kez  $m = \log_2(N_t^2 M)$  tanesi kendi içinde üç veri bloğuna ayrılır. Bunlardan  $\log_2(N_t)$  bite sahip ilk iki tanesi sistemin RF anahtarlama kısmını kontrol ederek, bu iletim anında aktif

edilecek verici antenlerin indisini belirler. Diğer  $\log_2(M)$  adet bit ise, sistemde kullanılan geleneksel modülasyon türüne göre  $x = x^I + jx^Q$  şeklinde kompleks bir sembol üretir. Uzaysal bitlerin belirlemiş olduğu antenlerden biri, üretilen sembolün reel kısmını iletirken, diğeri de imajiner kısmını iletir. Böylece iletim ortogonal olarak gerçekleştirilmiş ve ICI önlenmiş olur.

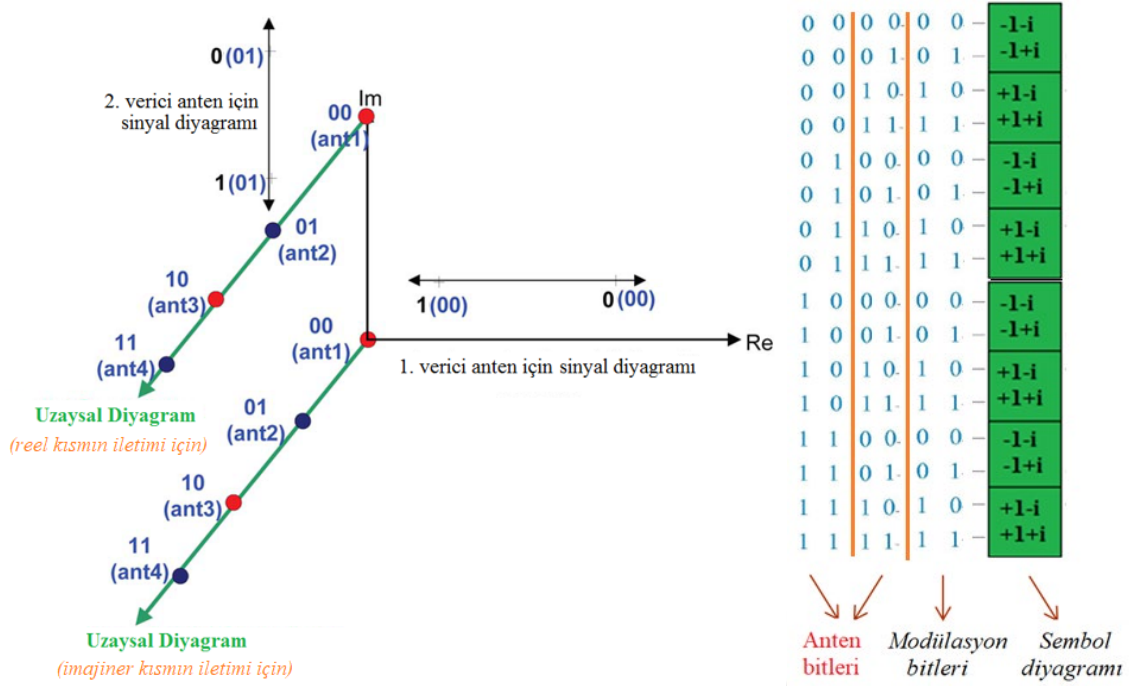


Şekil 3.10. QSM-MIMO sisteme ait verici yapısı.

QSM-MIMO iletim sonrasında alıcı tarafta alınan sinyal,  $l$  ve  $i$  kullanılan verici antenlerin indislerini belirtmek üzere, aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

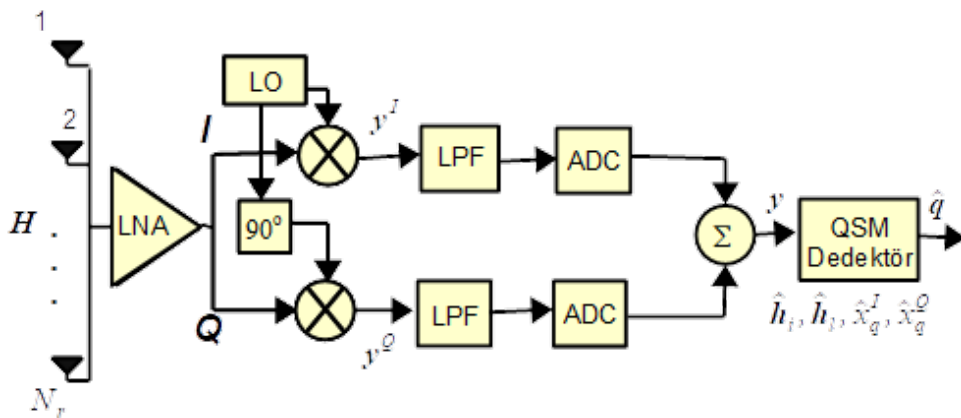
$$\mathbf{y} = \sqrt{E}(\mathbf{h}_l x_q^I + \mathbf{h}_i x_q^Q) + \mathbf{n}. \quad (11)$$

QSM-MIMO iletimi daha iyi anlamak için, kodlama şeması Şekil 3.11’de verilmiştir (Di Renzo ve ark., 2014). Bu şekil SM kodlama şeması ile karşılaştırıldığında anlaşılacağı üzere;  $N_t = M = 4$  için SM ile 4 bps/Hz spektral verimliliğe ulaşılabilirken, QSM ile 6 bps/Hz’e ulaşmak mümkündür. Örneğin “110110” bitlerinin iletildiği düşünülürse, ilk  $\log_2(N_t) = 2$  bit olan “11” kompleks sinyalin reel kısmının 4. anten ile iletileceğini; sonraki  $\log_2(N_t) = 2$  bit olan “01” sinyalin imajiner kısmının 2. anten ile iletileceğini göstermektedir. Kalan  $\log_2(M) = 2$  bit “10” ise “-i” sembolüne işaret etmektedir.



Şekil 3.11. QSM kodlama şeması.

Alıcı tarafa gelen sinyal, Şekil 3.12'deki gibi LNA ile yükseltildikten sonra, reel ve imajiner bileşenleri ayrı ayrı LO sinyalleri ile çarpılır. Ardından, her iki koldaki sinyal LPF'den geçirilerek analog-sayısal dönüştürücü (ADC) ile sayısala çevrilir. Gelen sinyaller birleştirilerek QSM dedektör girişine verilir, Verici taraftan iletilen sembolün reel ve imajiner kısımları ile bu sembolü iletmede kullanılan antenlerin indisi, QSM dedektör yapısı içerisinde yer alan MLD ile belirlenir. Kanal hatası bulunması durumunda dedektör öncesinde kanal kestirim yöntemleri uygulanır.



Şekil 3.12. QSM-MIMO sisteme ait alıcı şeması.

### 3.4. SM Tabanlı İşbirlikli Sistemler

İşbirlikli haberleşme, kablosuz ağlarda kaynakların paylaşımı için farklı düğümlerden dağıtık iletim yoluyla iş birliği sağlar. Bilgi, yalnızca kaynaktan değil diğer işbirlikçi kullanıcılardan da iletilir. Bunu sağlamak için; bilginin vericiler arasında paylaşılarak hedefe aktarıldığı birçok farklı kombinasyonun oluşturulması mümkündür.

İşbirlikli haberleşme; sistem güvenilirliğini artırma, ağ kapsama alanını genişletme, kanal bozulmalarını azaltma ve yüksek servis kalitesi sağlama gibi avantajları sayesinde WiMAX ve LTE gibi standartlarda etkin rol oynamakla birlikte, yeni nesil haberleşme sistemleri için de umut vaat edici bir teknoloji olarak görülmektedir.

SM tabanlı teknikler ile işbirlikli haberleşme teknolojilerinin birleştirilmesi sonucu ortaya atılan işbirlikli SM metotları, son yıllarda oldukça popülerdir. Bu metotlarla spektral verimlilikte ve ağ kapsama alanında kayda değer gelişmeler elde edilmiş olması, bu tez çalışmasında işbirlikli SM teknikleri üzerinde durulmasının temel motivasyonunu oluşturmaktadır.

Bu bölümde, işbirlikli SM teknikleri anlatılmış, spesifik olarak AF ve DF işbirlikli iletim prensipleri üzerinde durulmuştur.

#### 3.4.1. Kuvvetlendir-ve-Aktar (AF) İşbirlikli SM-MIMO Sistemler

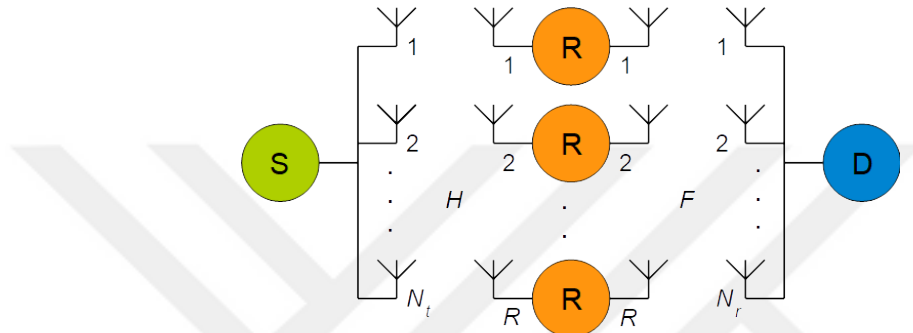
Yenilemesiz veya tekrarlayıcı işbirlikli sistemler olarak da anılan bu yapılarda, gelen sinyal röle düğümünde herhangi bir çözme işlemine tabi tutulmadan yalnızca kuvvetlendirilip alıcıya iletilir ve yapılan işleme uygun olarak bu yapılar AF sistemler olarak adlandırılır. Bu tip bir haberleşme protokolünde kaynak ve hedef arasında bir veya birden fazla röle bulunabilir. AF yapıda bir röle, aldığı sinyali gürültü ve girişim gibi bozucu etkilerle birlikte olduğu gibi yükselttiği için, genellikle yüksek sinyal-gürültü oranı (SNR) değerlerinde daha etkin bir şekilde kullanılır.

AF iletim ağına ait bir sistem modeli Şekil 3.13'te verilmiştir. İletim, iki fazda gerçekleştirilir. İlk fazda  $N_t$  adet verici anteni bulunan kaynaktan (S düğümü), o iletim anında aktif edilecek verici antenler önceki bölümde anlatılan SM tekniklerinden biri ile seçilir, seçilen tekniğe göre ilgili  $m$  bitlik bilgi klasik yöntemlerden biriyle modüle edilerek  $x$  sembolüne dönüştürülür ve  $H$  kanalı üzerinden röleye (R düğümü) iletilir (SSK kullanılıyorsa modülasyon olmaz.). Kaynak ve hedef (D düğümü) düğümlerinin

arasında direkt hat adı verilen doğrudan bir bağlantı daha bulunması mümkündür. Direkt hat bulunması halinde ilk fazda bilgi röle ile birlikte hedefe de iletilir.

Şekil 3.13'teki AF işbirlikli sistemin her bir rölede tek antene sahip olduğu ve birinci fazda kaynaktan  $E_S$  ortalama enerjisine sahip semboller ilettiği varsayılarak, R. rölede alınan sinyal şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{y}_R = \sqrt{E_S} \mathbf{h}_R x_q + \mathbf{n}_R. \quad (12)$$



Şekil 3.13. AF işbirlikli sistem modeli.

İkinci fazda ise röle, kaynaktan aldığı sinyali kuvvetlendirerek  $F$  kanalı üzerinden hedefe iletir. Bu aşamada  $y_R$  sinyali,  $G$  kazancına ve  $E_R$  iletim gücüne sahip röle tarafından yükseltilerek hedefe ulaştırılır. Hedef düğümünde alınan sinyal aşağıdaki gibi yazılır:

$$\mathbf{y}_D = \sqrt{E_R} \mathbf{f}_R G \mathbf{y}_R + \mathbf{n}_D. \quad (13)$$

AF işbirlikli sistemlerin röleleri, kanal durum bilgisi bulunma durumuna göre kendi içinde iki gruba ayrılır: i) kanal durum bilgisi destekli röleler, ii) kör röleler. Kanal durum bilgisi destekli AF röleli sistemler, ilk atlamadaki kanalın anlık değerlerini kullanarak röle kazancı  $G$ 'yi kontrol edebilir ve böylece yeniden iletilecek sinyalin gücünü sabitleyebilirler. Bu durumda (13) denkleminde yer alan  $G$ 'nin değeri şu şekilde verilebilir:

$$G = \frac{1}{\sqrt{E_S |h_1|^2 + \sigma_{n_1}^2}} \quad (14)$$

Diğer yandan, kör rölelerde anlık kanal bilgisi bulunmadığı için sabit bir  $G$  kazancına sahiptirler ve bu sabit kazanç değeri, röle çıkışında değişken güçte sinyaller üretilmesine neden olur. Kör rölelerin kanal durum bilgisi destekli röleler kadar iyi performansa sahip olması beklenmezse de, yapılarının basit oluşu ve kolay uygulanabilmeleri sayesinde bazı pratik uygulamalarda tercih edilebilmektedirler. Bunun yanında, spektral verimliliği artırmak için çoklu rölelerden yalnız en iyisinin seçilip iletimin bu röle üzerinden gerçekleştirildiği uygulamalar da mevcuttur.

### 3.4.2. Çöz-ve-Aktar (DF) İşbirlikli SM-MIMO Sistemler

Yenilemeli sistemler de denen bu işbirlikli yapıda, kaynaktan gelen sinyal röle düğümünde tamamen çözülür ve çözülmüş sinyal hedefe gönderilir (Canbilen, 2019). İşlevine uygun olarak bu tarz işbirlikli sistemlere DF denir. Genellikle rölelerde bir hata sezim mekanizmasının çalıştırıldığı ve çözülen bitlerin doğru olup olmadığının röle tarafından tespit edilebildiği varsayılır. Röledeki tahminin doğru şekilde gerçekleştirilebilmesi durumunda röle, işbirlikli iletimde rol alır. Eğer röle düğümünde sinyal hatalı olarak bulunmuşsa, röle ikinci fazda sessiz kalır ve hedef yalnızca kaynaktan gelen direkt sinyale göre karar verir. DF işbirlikli iletimde AF yapılar da olduğu gibi sinyalin yanında gürültü ve girişim etkileri aktarılmadığı için, AF sistemlerden daha üstündür ve düşük SNR senaryolarında da etkin biçimde kullanılmaktadır. Ancak AF iletime göre daha karmaşık bir yapıya sahip olduğu ve daha fazla gecikmeye sebep olabileceği göz önünde bulundurulmalıdır.

Şekil 3.13'te AF iletim için verilen SM sistem modeli, DF iletim için de kullanılabilir. Bu model göz önünde bulundurulduğunda, her bir DF rölede, kullanılan SM tekniğine uygun olarak verici antenlerden iletilen sinyal çözülecek, sembol doğru biçimde sezilmişse röle ikinci fazda iletime dahil edilecektir. Bu model tek antenli röleler ile tasarlandığından, sinyali başka bir antenden iletim şansı olmadığı için, röle direkt sahip olduğu anten üzerinden sinyali hedefe iletecek ve hedefte R. röleden alınan sinyal şu şekilde olacaktır:

$$\mathbf{y}_D = \sqrt{E_R} \mathbf{f}_R \mathbf{h}_R x_q + \mathbf{n}_D \quad (15)$$

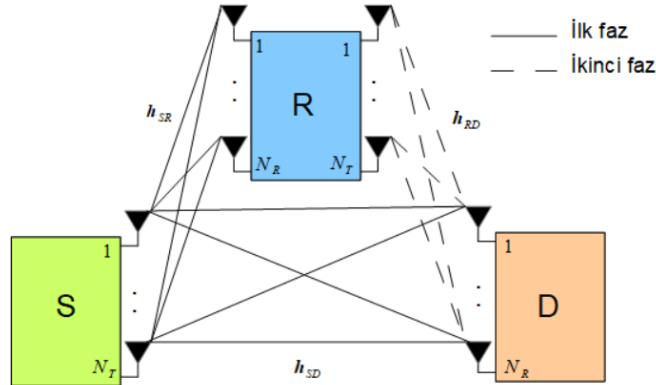
Bu modele alternatif olarak tasarlanan çoklu antene sahip tek röleli DF-MIMO kablosuz haberleşme ağları da mevcuttur. Çoklu antenli tek röleli ağ yapısına ait sistem modeli Şekil 3.14'te verilmiştir. İletim, yine iki fazlı olarak gerçekleştirilir. İlk fazda kaynakta bulunan bilgi, röle düğümüne ve hedefe iletilir. İkinci fazda ise röle sinyali çözer ve eğer tahmini doğruysa, kaynaktan kullanılan SM tekniğinin aynısını kullanarak mevcut verici antenleri içerisinde seçim yapıp çözdüğü sembolü D'ye iletir.

Bu koşullar altında  $n_1$ ,  $n_2$  ve  $n_3$ , Şekil 3.14'te verilen DF sistemde iletilen sinyalin  $h_{SR}$ ,  $h_{SD}$  ve  $h_{RD}$  kanallarından geçerken etkilendiği eklenebilir beyaz Gauss gürültüsünü temsil etmek üzere; rölede kaynaktan alınan, hedefte kaynaktan alınan ve hedefte röleden alınan sinyaller sırasıyla aşağıdaki gibi olacaktır:

$$y_{SR} = \sqrt{E_S} h_{SR} x_q + n_1, \quad (16)$$

$$y_{SD} = \sqrt{E_S} h_{SD} x_q + n_2, \quad (17)$$

$$y_{RD} = \sqrt{E_R} h_{RD} x_q + n_3. \quad (18)$$



Şekil 3.14. DF işbirlikli sistem modeli.

Rölede gerçekleştirilen sezim işlemi hatalı ise vericiden iletilen sinyalin alıcıda tahmini yalnız  $y_{SD}$ 'ye göre gerçekleştirilir. Eğer röledeki tahmin başarılı şekilde gerçekleştirilebilmişse, hedefteki tahmin algoritmasında,  $y_{SD}$  ve  $y_{RD}$  çeşitli metotlarla birleştirilerek bilgi sinyali tahmin edilmeye çalışılır.

### 3.5. Cramer-Rao Alt Sınır (CRLB) Hesaplamaları

CRLB hesaplaması, bir dedektör tarafından oluşturulan tarafsız tahmin setindeki hatanın varyans değeri için alt sınırı belirleyen bir performans kriteridir. Bu bölümde, CRLB hesaplamalarına dair temel bilgiler sunulmuştur.

Öncelikle değeri bilinmeyen bir  $h$  parametresi için olabilirlik fonksiyonunun  $p(\bar{y}; h)$  ile verildiğini varsayalım. Bu fonksiyon aynı zamanda  $\bar{y} = [y(1) \ y(2) \ \dots \ y(N)]^T$  gözlem vektörüne göre gözlemlerin ortak PDF'sini verir. Herhangi bir PDF'nin  $-\infty$ ' dan  $\infty$ 'a kadar integralinin 1'e eşit olduğunu düşünürsek  $\int_{-\infty}^{\infty} p(\bar{y}; h) d\bar{y} = 1$  olacaktır. Buradan

hareketle  $\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial p(\bar{y}; h)}{\partial h} d\bar{y} = 0$  olduğuna göre aşağıdaki ifade yazılabilir:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{p(\bar{y}; h)} \cdot \frac{\partial p(\bar{y}; h)}{\partial h} p(\bar{y}; h) d\bar{y} = 0. \quad (19)$$

(19)'daki integralin içindeki  $\frac{1}{p(\bar{y}; h)} \cdot \frac{\partial p(\bar{y}; h)}{\partial h}$  ifadesi  $\frac{\partial}{\partial h} \ln p(\bar{y}; h)$  olarak yazılıp

eşitliğin her iki tarafı  $h$  ile çarpılırsa şu eşitliğe ulaşılır:

$$\int_{-\infty}^{\infty} h \left( \frac{\partial}{\partial h} \ln p(\bar{y}; h) \right) p(\bar{y}; h) d\bar{y} = 0. \quad (20)$$

Tarafsız bir dedektör için  $E\{\hat{h}\} = h$  olması bekleneceğinden,  $\int_{-\infty}^{\infty} \hat{h} p(\bar{y}; h) d\bar{y} = h$

olacaktır. Bu eşitliğin her iki tarafının türevi alındığında şu ifade elde edilir:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \hat{h} \frac{\partial}{\partial h} p(\bar{y}; h) d\bar{y} = 1. \quad (21)$$

(21)'de eşitliğin sol tarafı  $p(\bar{y}; h)$  ile çarpılıp  $p(\bar{y}; h)$ 'ye bölünürse ve

$\frac{1}{p(\bar{y}; h)} \cdot \frac{\partial p(\bar{y}; h)}{\partial h}$  yerine  $\frac{\partial}{\partial h} \ln p(\bar{y}; h)$  yazılırsa eşitlik aşağıdaki hale gelir:



$$\int_{-\infty}^{\infty} \hat{h} \left( \frac{\partial}{\partial h} \ln p(\bar{y}; h) \right) p(\bar{y}; h) d\bar{y} = 1. \quad (22)$$

(20)'deki ifade (22)'den çıkarılırsa aşağıda verilen sonuca ulaşılır:

$$\int_{-\infty}^{\infty} (\hat{h} - h) \frac{\partial}{\partial h} \ln p(\bar{y}; h) \cdot p(\bar{y}; h) d\bar{y} = 1. \quad (23)$$

Bu eşitlikteki  $(\hat{h} - h)$ , sezim hatasını verir ve  $\int_{-\infty}^{\infty} p(\bar{y}; h) d\bar{y} = 1$  olduğundan (23)'ün beklenen değeri şöyle yazılabilir:

$$E \left\{ (\hat{h} - h) \frac{\partial \ln p(\bar{y}; h)}{\partial h} \right\} = 1. \quad (24)$$

Cauchy-Schwarz eşitsizliğine göre  $X$  ve  $Y$  gibi iki rastgele değişken için  $E \{ X^2 \} \cdot E \{ Y^2 \} \geq E^2 \{ XY \}$  ' dir. Dolayısıyla (24)'teki  $(\hat{h} - h)$  ve  $\frac{\partial \ln p(\bar{y}; h)}{\partial h}$  ifadeleri iki rastgele değişken olarak düşünüldüğünde şu yazılabilir:

$$E \{ (\hat{h} - h)^2 \} \cdot E \left\{ \left( \frac{\partial \ln p(\bar{y}; h)}{\partial h} \right)^2 \right\} \geq 1. \quad (25)$$

Son olarak (25)'i kullanarak detektördeki hatanın varyansı için aşağıdaki gibi bir alt sınır ifadesi yazmak mümkündür:

$$E \{ (\hat{h} - h)^2 \} \geq \frac{1}{E \left\{ \left( \frac{\partial \ln p(\bar{y}; h)}{\partial h} \right)^2 \right\}}. \quad (26)$$

Bu eşitsizlik, CRLB olarak adlandırılır ve  $E \left\{ \left( \frac{\partial \ln p(\bar{y}; h)}{\partial h} \right)^2 \right\} = J(h)$  ifadesi  $h$  parametresinin Fisher bilgi matrisi olarak anılır. Dolayısıyla Fisher bilgi matrisi ile CRLB arasındaki ilişki şu şekildedir:

$$E \{ (\hat{h} - h)^2 \} \geq J^{-1}(h). \quad (27)$$

### 3.6. I/Q Dengesizliği (IQI)

Günümüzde birçok cihazın kablosuz uygulama özellikli olarak üretilmesi ve kablosuz ürünler üzerindeki fiyat baskısının yüksek olması; düşük fiyatlı ve esnek çözümleri zorunlu kılmaktadır. Eşzamanlı mimari olarak da anılan DDC yöntemi, ne harici orta frekans filtrelerine ne de görüntü giderme filtrelerine ihtiyaç duymaması sayesinde, kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanıldığında bu zorunlulukları karşılayacak umut vaat edici bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Ancak DDC metodunun, daha yaygın olarak kullanılan heterodin mimarilerden daha şiddetli IQI'ya sahip olması gibi bazı dezavantajları da vardır.

İdeal durumda LO sinyallerin reel ve imajiner bileşenlerinin tam olarak aynı genliğe sahip olmaları ve aralarında tam  $90^\circ$  faz farkı bulunması gerekir. Ancak pratik sistemlerde, DDC mimarisini kullanan SM-tabanlı sistemler ve işbirlikli ağlar da dahil olmak üzere, I/Q modülatörün kollarında bu tarz mükemmel bir eşleşmenin olması, kapasitör ve rezistör gibi analog bileşen değerlerinin tam olarak bilinmemesi nedeniyle mümkün değildir. Bu durum IQI'ya sebep olur. Reel ve imajiner bileşenlerin genlikleri arasındaki oran genlik dengesizliğini, faz farkının  $90^\circ$ 'den ne kadar saptığı ise faz dengesizliğini tanımlar.

Tüm donanımsal hataların sistem performansı üzerinde olumsuz bir etkisi olsa da, özellikle yüksek hızlı kablosuz haberleşme sistemlerindeki donanımsal hataların en önemlisi IQI'dır. Güç kaybı, parazit, frekans girişimi ve performans düşüklüğü gibi birçok istenmeyen etkiye sebep olmaktadır. Dolayısıyla IQI, gelecekteki kablosuz haberleşme sistemlerinin tasarımında dikkate alınması gereken kritik bir problemdir.

Alıcı-verici yapısının birçok kısmında IQI etkisi gözlenebilir. Örneğin verici taraftaki filtrelerde, DAC'lerde ya da I/Q üst-çevrim adımında ortaya çıkabilir. Bunun yanında, alıcı taraftaki yükseltme ve örnekleme işlemleri esnasında ya da alt-çevrim

adımında da oluşabilir. Bu bağlamda, tüm bu dengesizliklerin literatürde olduğu gibi üst ve alt-çevrim esnasında olduğu varsayılarak; verici ve alıcı taraftaki LO sinyalleri sırayla şu şekilde yazılabilir (Canbilen, 2019):

$$z_T(t) = \cos(\omega_L t) + j\zeta_T \sin(\omega_L t + \varphi_T). \quad (28)$$

$$z_R(t) = \cos(\omega_L t) - j\zeta_R \sin(\omega_L t + \varphi_R). \quad (29)$$

Bu denklemlerde yer alan  $\{\zeta_T, \varphi_T\}$  ve  $\{\zeta_R, \varphi_R\}$  sırasıyla verici ve alıcı taraflardaki toplam etkin genlik ve faz dengesizliklerini ifade ederken;  $f_L$  LO frekansı olmak üzere  $\omega_L = 2\pi f_L$  'dir. Verici tarafa ( $G_1, G_2$ ) ve alıcı tarafa ( $K_1, K_2$ ) ait IQI parametreleri, (28) ve (29)'dan faydalanarak ve Euler denklemini kullanarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$G_1 = \frac{1}{2}(1 + \zeta_T e^{j\varphi_T}), \quad G_2 = \frac{1}{2}(1 - \zeta_T e^{-j\varphi_T}), \quad (30)$$

$$K_1 = \frac{1}{2}(1 + \zeta_R e^{-j\varphi_R}), \quad K_2 = \frac{1}{2}(1 - \zeta_R e^{j\varphi_R}). \quad (31)$$

Şunu belirtmek gerekir ki; ideal I/Q eşleşmesi durumunda IQI parametreleri  $\zeta_T = \zeta_R$  ve  $\varphi_T = \varphi_R = 0^\circ$  olacaktır. Bu değerler (30) ve (31)'de yerine yazıldığında,  $G_1 = K_1 = 1$  ve  $G_2 = K_2 = 0$  şeklinde elde edilir.

### 3.7. En Yüksek Olabilirlik Tahmini (MLD)

Sinyal seziminde, alıcı tarafta bir dalga formu belirli bir süre gözlemlenir ve gözlenen bu dalga formuna göre ilgili zaman aralığında iletilen sembol tahmin edilmeye çalışılır. Verici ve alıcı kısım tarafından olası sembollerin bilindiği varsayılır ve gözlenen dalga formu her bir sinyalle ilişkilendirilerek bir karara varılır. İkili sistem için düşünülürse, alıcı tarafta "0" ya da "1" sembollerinden birinin iletildiği bilinmemekte, ancak bu sembollerden hangisinin iletildiği bilinmemektedir.

Sezim problemlerinin çözümünde, tipik olarak hatalı sezimi minimuma indirip sonuç bulunmaya çalışılır. Bu doğrultuda, doğru ve yanlış kararların olasılığına bağlı

olarak yazılan performans kriterini maksimum yapan bir karar kuralı geliştirilir. Hipotezler test edilirken, mevcut hipotezlerden hangisinin kabul edileceğine dair bir karar verilmelidir. Kolaylık açısından yine ikili sistemleri ele alırsak, veri iletiminde i)  $H_0$ : “0” iletildi ya da ii)  $H_1$ : “1” iletildi şeklinde iki tane hipotez üzerinden karar verilecektir.  $Y$  bir rastgele değişken,  $y$  de belirli bir değer olmak üzere,  $Y$ ’nin bu iki hipoteze karşılık gelen PDF’leri,  $f_{Y|H_0}(y|H_0)$  ve  $f_{Y|H_1}(y|H_1)$ , genellikle bilinir.  $\Pr(H_i|y)$  ( $i = \{0,1\}$ ),  $H_i$ ’nin  $y$  gözleminde doğru hipotez olma olasılığını göstermek üzere,  $\Pr(H_0|y)$  ve  $\Pr(H_1|y)$ ’den hangisinin daha büyük olduğuna göre  $H_0$  veya  $H_1$ ’den yana karara varılır. Yani, doğru karar olasılığını maksimum yapan sembol, şu şekilde bir karar kuralına göre belirlenmektedir:

$$\left. \begin{array}{l} \text{Eğer } \Pr(H_0|y) > \Pr(H_1|y) \text{ ise } H_0\text{'i seç} \\ \text{Eğer } \Pr(H_1|y) > \Pr(H_0|y) \text{ ise } H_1\text{'i seç} \end{array} \right\} \frac{\Pr(H_1|y)}{\Pr(H_0|y)} >_{H_1} 1 \text{ veya } \frac{\Pr(H_1|y)}{\Pr(H_0|y)} <_{H_0} 1.$$

Bu ifade, maksimum sonlu olasılık kriteri olarak adlandırılır ve gözlem uzayını  $R_0$  ve  $R_1$  şeklinde iki bölgeye ayırır. Başka bir deyişle, bir gözlemin  $y \in R_0$  ya da  $y \in R_1$  olma durumuna göre  $H_0$  ya da  $H_1$  seçilir. Bayes kuralını kullanarak şu ifadeyi yazmak da mümkündür:

$$\Pr(H_i|y) = \frac{f_{Y|H_i}(y|H_i)\Pr(H_i)}{f_Y(y)} \rightarrow \frac{\Pr(H_1)f_{Y|H_1}(y|H_1)}{\Pr(H_0)f_{Y|H_0}(y|H_0)} >_{H_1} 1 \text{ veya } \frac{\Pr(H_1)f_{Y|H_1}(y|H_1)}{\Pr(H_0)f_{Y|H_0}(y|H_0)} <_{H_0} 1.$$

Aynı ifade,  $L(y)$  olabilirlik oranı kullanılarak da yazılabilir:

$$L(y) = \frac{f_{Y|H_1}(y|H_1)}{f_{Y|H_0}(y|H_0)} >_{H_1} \frac{\Pr(H_0)}{\Pr(H_1)} \text{ veya } L(y) = \frac{f_{Y|H_1}(y|H_1)}{f_{Y|H_0}(y|H_0)} <_{H_0} \frac{\Pr(H_0)}{\Pr(H_1)}.$$

$L(y)$  oranı, hipotezlerin olasılığının birbirine eşit olması durumunda 1’e eşit olur ve  $L(y)$  en yüksek değerini aldığından bu kriter MLD olarak adlandırılır.

SM tabanlı MIMO sistemlerde ise MLD, alıcı tarafta kanal bilgisinin bulunduğu varsayılarak, iletilen sembolün tahmin edilmesi şeklinde uygulanır. Bu durumda iletilen sembolün  $s$ , iletiildiği kanalın da  $H$  olduğu düşünülürse, MLD kriteri şu şekilde yazılır:

$$\Pr(s = \hat{s} | \mathbf{y}, \mathbf{H}) = \frac{\Pr(s = \hat{s}) f_{\mathbf{y}|s, \mathbf{H}}(\mathbf{y} | s = \hat{s}, \mathbf{H})}{f_{\mathbf{y}|\mathbf{H}}(\mathbf{y} | \mathbf{H})}. \quad (32)$$

Bu ifadeye  $f_{\mathbf{y}|\mathbf{H}}$  ve  $f_{\mathbf{y}|s, \mathbf{H}}$  sırayla  $\mathbf{y}$ 'nin  $\mathbf{H}$  bilindiğinde ve  $(s, \mathbf{H})$  bilindiğindeki şartlı PDF'leridir. Ne  $\Pr(s = \hat{s})$ 'nin ne de  $f_{\mathbf{y}|\mathbf{H}}(\mathbf{y} | \mathbf{H})$ 'nin  $\hat{s}$ 'ya bağlı olmadığını göz önüne alarak, MLD dedektörü şu şekilde verilir:

$$\hat{s}_{MLD} = \arg \max_{\hat{s} \in S^m} f_{\mathbf{y}|s, \mathbf{H}}(\mathbf{y} | s = \hat{s}, \mathbf{H}). \quad (33)$$

## 4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Bu tez çalışması, beş aşamalı olarak gerçekleştirilmiştir. Bu aşamalar, sırayla alt başlıklar halinde bu kısımda detaylı bir biçimde açıklanmıştır.

### 4.1. Hatalı Kanal Bilgisi ve Düzensiz Gauss Gürültüsünün SSK Üzerindeki Etkisi

#### 4.1.1. Sistem ve Kanal Modeli

Bu bölümde, Bölüm 3.3.1’de yapısı anlatılan SSK alıcı ve verici modelleri kullanılarak,  $N_t$  ve  $N_r$  sırasıyla verici ve alıcı anten sayılarını göstermek üzere,  $N_t \times N_r$  boyutta bir MIMO sistem tasarlanmıştır. Kanal modeli Rayleigh sönümlenmeli olarak seçilmiş, dolayısıyla kanal katsayılarının  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına sahip olduğu varsayılmıştır. Sistemin alıcı tarafında alınan işaret (8) denklemiyle ifade edilmiş ve düzensiz Gauss gürültüsünün performansa etkilerini incelemek adına  $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{N_r}]^T$  düzensiz Gauss rastgele değişkenlere sahip,  $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$  dağılımlı bir vektör olarak tanımlanmıştır.

Bir Gauss rastgele değişkeninin “düzensiz” olarak adlandırılabilmesi için şu iki şarttan en az birini taşıyor olması gerekmektedir:

- 1) Reel ve imajiner bileşenleri bağımlıdır.
- 2) Reel ve imajiner bileşenlerinin varyansları birbirinden farklıdır.

Gerçekleştirilen çalışmaların olası tüm durumları kapsar nitelikte olması için,  $\mathbf{n}$ ’nin sıfır ortalamalı reel ve imajiner bileşenlerinin her iki şartı da taşıdığı düşünülmüştür. Yani gürültünün reel bileşeni  $\mathbf{n}^r \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{n^r}^2)$  ve imajiner bileşeni  $\mathbf{n}^i \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{n^i}^2)$ ,  $\rho$  korelasyon katsayısı ile bağımlıdır ( $\rho \neq 0$ ) ve bu iki bileşenin varyans değerleri sırasıyla  $\sigma_{n^r}^2$  ve  $\sigma_{n^i}^2$  olmak üzere birbirinden farklıdır:  $\sigma_{n^r}^2 \neq \sigma_{n^i}^2$ . Burada şunu not etmekte yarar var ki; varyans değerleri farklı da olsa bu bileşenlerin varyans değerlerinin toplamı sabittir ( $\sigma_n^2 = \sigma_{n^r}^2 + \sigma_{n^i}^2$ ).

Ele alınan senaryoda, alıcı tarafta kanalın hatalı olarak tahmin edildiği düşünülerek kestirim algoritmalarından herhangi birinin kullanıldığı varsayılarak tahmini kanal katsayıları matrisi  $\hat{\mathbf{H}}$  elde edilmiştir. Kanal katsayıları  $\mathbf{h}_l$  ile bunların kestirimi  $\hat{\mathbf{h}}_l$  'nin ortogonal olduğu varsayılarak, literatürde yaygın biçimde kullanılan kestirim kuralı şu şekilde verilir:

$$\hat{\mathbf{h}}_l = \mathbf{h}_l - \mathbf{e}. \quad (34)$$

Bu ifadedeki  $\mathbf{e}$ , kanal kestirim hatalarını vektörel formda ifade eder ve  $\mathcal{CN}(0, \sigma_e^2)$  dağılımına sahip kompleks bileşenlere sahiptir. Bu bileşenlerin düzensiz Gauss dağılımına sahip olduğu varsayılmaktadır. Dolayısıyla  $\sigma_{e_I}^2$  varyansına sahip reel bileşenler ile  $\sigma_{e_Q}^2$  varyansına sahip imajiner bileşenlerin yine bir  $\rho$  korelasyon katsayısı ile bağımlı oldukları bilinmektedir. Burada  $\sigma_e^2 = \sigma_{e_I}^2 + \sigma_{e_Q}^2$  değeri, kanal kestirim kalitesini belirleyen bir parametre olup, kanal dinamiklerine ve kestirim şemasına bağlı olarak değişebilir. Bölüm 3.5'te anlatılan CRLB hesaplamaları kullanılarak,  $\sigma_{e_I}^2$  ve  $\sigma_{e_Q}^2$  değerleri elde edilmiş ve sistem performansı artırılmaya çalışılmıştır.

(34), (8)'de yerine yazıldığında elde edilecek ifade şu şekildedir:

$$\mathbf{y} = \sqrt{E} \hat{\mathbf{h}}_l + \mathbf{z}. \quad (35)$$

Burada  $\mathbf{z} = \sqrt{E} \mathbf{e} + \mathbf{n}$  'e eşit olup, alınan sinyalin gürültü kısmını temsil etmektedir ve yine  $\rho$  korelasyon katsayısı ile bağımlı  $\delta_I^2 = E\sigma_{e_I}^2 + \sigma_{n_I}^2$  varyansına sahip reel bileşenler ve  $\delta_Q^2 = E\sigma_{e_Q}^2 + \sigma_{n_Q}^2$  varyansına sahip imajiner bileşenler içermektedir.

#### 4.1.2. CRLB Hesaplaması

Bu bölümde, düzensiz Gauss gürültüsü etkisi altındaki SSK sistemi için gerçekleştirilen kanal kestiriminde ortaya çıkan hatanın varyansı için CRLB'nin kesin bir ifadesi türetilmiştir. Bu ifade, düzensiz Gauss gürültüsü etkisi altındaki kestiricilerin performansını tahmin etmede ve değerlendirmede bir ölçüt olarak kabul edilebilir.

CRLB hesabını yapabilmek için öncelikle alınan sinyalin reel ve imajiner kısımlarının ortak olabilirlik fonksiyonu,  $N_p$  pilot sembollerin sayısını temsil etmek üzere, şu şekilde yazılabilir:

$$P_y(\bar{y}; h) = \left( \frac{1}{2\pi\sigma_{n^I}\sigma_{n^Q}\sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_p} \times \exp \left( \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \sum_{N=0}^{N_p-1} \left[ \frac{(y^I - \sqrt{E}h_i^I)^2}{\sigma_{n^I}^2} + \frac{(y^Q - \sqrt{E}h_i^Q)^2}{\sigma_{n^Q}^2} - \frac{2\rho(y^I - \sqrt{E}h_i^I)(y^Q - \sqrt{E}h_i^Q)}{\sigma_{n^I}\sigma_{n^Q}} \right] \right). \quad (36)$$

Bu eşitliğin her iki tarafının logaritması alınırsa (36) şu ifadeye dönüşür:

$$\ln(P_y(\bar{y}; h)) = -N_p \left( \frac{1}{2\pi\sigma_{n^I}\sigma_{n^Q}\sqrt{1-\rho^2}} \right) - \frac{1}{2(1-\rho^2)} \times \sum_{N=0}^{N_p-1} \left[ \frac{(y^I - \sqrt{E}h_i^I)^2}{\sigma_{n^I}^2} + \frac{(y^Q - \sqrt{E}h_i^Q)^2}{\sigma_{n^Q}^2} - \frac{2\rho(y^I - \sqrt{E}h_i^I)(y^Q - \sqrt{E}h_i^Q)}{\sigma_{n^I}\sigma_{n^Q}} \right]. \quad (37)$$

Fisher bilgi matrisi, bu sistem için aşağıdaki formda elde edilecektir:

$$J_{(h_i)}(h_i) = \begin{bmatrix} J_{(h_i^I)} & J_{(h_i^I, h_i^Q)} \\ J_{(h_i^Q, h_i^I)} & J_{(h_i^Q)} \end{bmatrix}. \quad (38)$$

(38)'deki matrisin elemanları, sırasıyla aşağıda verilen beklenen değerlerin hesaplanması ile bulunacaktır:

$$J_{(h_i^I)} = -E \left\{ \frac{\partial^2 \ln(P_y(\bar{y}; h))}{\partial (h_i^I)^2} \right\} = \frac{N_p E}{(1-\rho^2)\sigma_{n^I}^2}, \quad (39)$$

$$J_{(h_i^Q)} = -E \left\{ \frac{\partial^2 \ln(P_y(\bar{y}; h))}{\partial (h_i^Q)^2} \right\} = \frac{N_p E}{(1-\rho^2)\sigma_{n^Q}^2}, \quad (40)$$



$$J_{(h_l^I, h_l^Q)} = J_{(h_l^Q, h_l^I)} = -E \left\{ \frac{\partial^2 \ln(P_{\bar{y}}(\bar{y}; h))}{\partial(h_l^I h_l^Q)} \right\} = \frac{\rho N_p E}{(1 - \rho^2) \sigma_{n^I} \sigma_{n^Q}}. \quad (41)$$

(39), (40) ve (41), (38)'de yerine yazılarak ve CRLB matrisinin  $(J_{(h_l)}(h_l))^{-1}$  ifadesine eşit olduğu göz önünde bulundurularak, CRLB matrisi şu şekilde elde edilir:

$$CR = \begin{bmatrix} \sigma_{e^I}^2 & \rho \sigma_{e^I} \sigma_{e^Q} \\ \rho \sigma_{e^I} \sigma_{e^Q} & \sigma_{e^Q}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_{n^I}^2}{N_p E} & \frac{\rho \sigma_{n^I} \sigma_{n^Q}}{N_p E} \\ \frac{\rho \sigma_{n^I} \sigma_{n^Q}}{N_p E} & \frac{\sigma_{n^Q}^2}{N_p E} \end{bmatrix}. \quad (42)$$

Dolayısıyla kanal kestirim hatasının reel ve imajiner bileşenlerinin varyansı sırasıyla

$$\sigma_{e^I}^2 = \frac{\sigma_{n^I}^2}{N_p E} \text{ ve } \sigma_{e^Q}^2 = \frac{\sigma_{n^Q}^2}{N_p E} \text{ olarak elde edilir.}$$

### 4.1.3. MLD İle Dedektör Tasarımı

Bu bölümde, düzensiz Gauss gürültüsü ve kanal kestirim hatasının etkisi altındaki SSK-MIMO kablosuz haberleşme sistemleri için optimum ve optimum olmayan MLD dedektör tasarımları sunulmuştur.

#### 4.1.3.1. Optimum Dedektör

(35)'teki sinyal modeli dikkate alınarak,  $\mathbf{y}$ 'nin bağımlı reel ve imajiner bileşenlere sahip olduğu ve sıfır ortalamalı kompleks düzensiz Gauss gürültüsü nedeniyle bozulmaya uğradığı açıkça söylenebilir. Bu durum dikkate alınarak, alınan sinyalin reel ve imajiner kısımlarının ortak PDF'si şu şekilde verilir:

$$f_{\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^Q}(\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^Q | \hat{\mathbf{h}}_l) = \left( \frac{1}{2\pi \delta_I \delta_Q \sqrt{1 - \rho^2}} \right)^{N_r} \times$$

$$\exp \left( \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \left[ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I\|^2}{\delta_I^2} + \frac{\|\mathbf{y}^O - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I^O\|^2}{\delta_O^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I^O)}{\delta_I\delta_O} \right] \right). \quad (43)$$

Kanal girişlerinin eşit olasılıklı olduğu varsayılarak; optimum MLD, (43)'te verilen PDF'yi maksimum yapan  $l$  değerini bulacak şekilde tasarlanmıştır:

$$\hat{l} = \arg \max_l \left\{ \left( \frac{1}{2\pi\delta_I\delta_O\sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_r} \times \exp \left( \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \left[ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I\|^2}{\delta_I^2} + \frac{\|\mathbf{y}^O - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I^O\|^2}{\delta_O^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I^O)}{\delta_I\delta_O} \right] \right) \right\}. \quad (44)$$

Bu ifade, daha sade bir biçimde şu şekilde yazılabilir:

$$\hat{l} = \arg \min_l \left\{ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I\|^2}{\delta_I^2} + \frac{\|\mathbf{y}^O - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I^O\|^2}{\delta_O^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I^O)}{\delta_I\delta_O} \right\}. \quad (45)$$

#### 4.1.3.2. Optimum Olmayan Dedektör

Optimum dedektörün aksine, optimum olmayan dedektör tasarlanırken, sinyalin etkilendiği gürültünün düzensiz karakteristiği ihmal edilmiş, dolayısıyla sinyalin reel ve imajiner kısımlarının ortak PDF'si kullanılmamıştır. Başka bir deyişle, alınan sinyalin dairesel simetrik Gauss rastgele değişkenlere sahip olduğu varsayılarak, SSK-MIMO sistem için şu şekilde bir MLD tasarımı yapılmıştır:

$$\hat{l} = \arg \max_l \left\{ \frac{1}{(2\pi\delta_I\delta_O)^{N_r}} \times \exp \left( -\frac{1}{2} \|\mathbf{y} - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I\|^2 \right) \right\}. \quad (46)$$

(46)'daki maksimum değeri bulmak, daha basit şekliyle şu ifadeye eşittir:

$$\hat{l} = \arg \min_l \left\{ \|\mathbf{y} - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_I\|^2 \right\}. \quad (47)$$

#### 4.1.4. Hata Performans Analizi

Tasarlanan dedektörlerde hata, iletimin gerçekleştiği antenin yanlış tespiti ile oluşur. Örneğin iletim anında  $h_l$  anteni kullanılmış, ancak (45) ve (47)'de verilen dedektörlerle iletimin  $h_k$  anteni üzerinden yapıldığı kestirilmişse, hatalı durum söz konusudur ( $k \in \{1, \dots, N_t\}$ ,  $l \neq k$ ). Bu durum, tüm  $h_l$  ve  $h_k$  çiftleri için geçerlidir. Dolayısıyla, bu şekilde herhangi iki anten çifti için hata olasılığı şu şekilde hesaplanır:

$$P_e = \frac{1}{2} \Pr(h_{l|l} < h_{k|l}) + \frac{1}{2} \Pr(h_{k|k} < h_{l|k}). \quad (48)$$

Bu bölümün devamındaki üç alt başlıkta, optimum ve optimum olmayan MLD'ler için PEP denklemi tanımlanmış ve her ikisi için geçerli bir BER ifadesi elde edilmiştir.

##### 4.1.4.1. Optimum MLD için PEP

İletim anında  $h_l$  anteninin kullanıldığı, ancak (45) ile iletimin  $h_k$  anteni üzerinden yapıldığı tahmin edilen durum için,  $\Pr(h_{k|l}) = \Pr(h_{l|k})$  olduğu varsayılarak, optimum MLD' nin şartlı PEP ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\Pr(h_l \rightarrow h_k)_o = \Pr \left( \frac{\frac{\|\mathbf{y}^l - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_l^l\|^2}{\delta_l^2} + \frac{\|\mathbf{y}^o - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_l^o\|^2}{\delta_o^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^l - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_l^l)^T(\mathbf{y}^o - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_l^o)}{\delta_l\delta_o}}{\frac{\|\mathbf{y}^l - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_k^l\|^2}{\delta_l^2} + \frac{\|\mathbf{y}^o - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_k^o\|^2}{\delta_o^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^l - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_k^l)^T(\mathbf{y}^o - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_k^o)}{\delta_l\delta_o}} > N \right). \quad (49)$$

Sadeleştirmelerden sonra, (49) şu şekilde yazılabilir:

$$\Pr(h_l \rightarrow h_k)_o = \Pr \left( N > \frac{E\|\hat{\mathbf{h}}_l^l - \hat{\mathbf{h}}_k^l\|^2}{\delta_l^2} + \frac{E\|\hat{\mathbf{h}}_l^o - \hat{\mathbf{h}}_k^o\|^2}{\delta_o^2} - \frac{2\rho E(\hat{\mathbf{h}}_l^l - \hat{\mathbf{h}}_k^l)^T(\hat{\mathbf{h}}_l^o - \hat{\mathbf{h}}_k^o)}{\delta_l\delta_o} \right). \quad (50)$$

Burada sıfır-ortalamalı bir Gauss rastgele değişken olan  $N$  ve varyans değeri, sırasıyla aşağıdaki ifadelerle eşittir:

$$N = \frac{2\rho\sqrt{E}[(\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I)^T \mathbf{z}^Q + (\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q)^T \mathbf{z}^I]}{\delta_I \delta_Q} - 2\sqrt{E} \left[ \frac{(\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I)^T \mathbf{z}^I}{\delta_I^2} - \frac{(\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q)^T \mathbf{z}^Q}{\delta_Q^2} \right]. \quad (51)$$

$$\sigma_N^2 = 4E(1 - \rho^2) \times \left[ \frac{\|\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I\|^2}{\delta_I^2} + \frac{\|\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q\|^2}{\delta_Q^2} - \frac{2\rho(\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I)^T (\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q)}{\delta_I \delta_Q} \right]. \quad (52)$$

$Q$ -fonksiyonunda (50) ve (52) kullanılarak,  $\Pr(h_l \rightarrow h_k)_o$  şöyle verilebilir:

$$\begin{aligned} \Pr(h_l \rightarrow h_k)_o &= Q \left( \sqrt{\frac{E}{4(1 - \rho^2)} \times \left( \frac{\|\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I\|^2}{\delta_I^2} + \frac{\|\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q\|^2}{\delta_Q^2} - \frac{2\rho(\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I)^T (\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q)}{\delta_I \delta_Q} \right)} \right) \\ &= Q \left( \sqrt{\frac{E\lambda_o}{4(1 - \rho^2)}} \right). \end{aligned} \quad (53)$$

Bu aşamada, şartlı PEP'in ortalama değerini bulmak için, (53)'te verilen ifadenin beklenen değerini bulmak gerekir:

$$\bar{\Pr}(h_l \rightarrow h_k)_o = E \left\{ Q \left( \sqrt{\frac{E\lambda_o}{4(1 - \rho^2)}} \right) \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} Q \left( \sqrt{\frac{E\lambda_o}{4(1 - \rho^2)}} \right) f_{\lambda_o}(\lambda_o) d\lambda_o. \quad (54)$$

Burada  $f_{\lambda_o}(\lambda_o)$ ,  $\lambda_o$ 'ın PDF'sidir ve (53) göz önünde bulundurulduğunda, hesaplanmasının oldukça zor olduğu anlaşılır. Bu nedenle,  $Q$ -fonksiyonuna alternatif bir yol olarak,  $\lambda_o$ 'ın moment üretme fonksiyonundan yararlanılabilir.  $\lambda_o$ 'ın, Gauss rastgele değişkenlerin ikinci dereceden bir formu olduğu dikkate alınır, moment üretme fonksiyonu şu şekilde bulunur:

$$M_{\lambda_o}(t) = \left( \frac{1}{\sqrt{1 - 2\psi_1 t}} \times \frac{1}{\sqrt{1 - 2\psi_2 t}} \right)^{N_r}. \quad (55)$$

Bu moment üretme fonksiyonundaki  $\psi_1$  ve  $\psi_2$  değerleri şu eşitlikten hesaplanabilir:

$$\psi_{1,2} = \frac{1}{2\delta_I^2} + \frac{1}{2\delta_Q^2} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2\delta_I^2} + \frac{1}{2\delta_Q^2}\right)^2 - \frac{(1-\rho^2)}{\delta_I^2\delta_Q^2}}. \quad (56)$$

APEP'in tam kapalı form ifadesi, (53) ve (55) kullanılarak şu şekilde elde edilir:

$$\overline{\Pr}(h_l \rightarrow h_k)_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} M_{\lambda_o} \left( -\frac{E}{8(1-\rho^2)\sin^2\theta} \right) d\theta. \quad (57)$$

(57)'deki integral ifadesi, basit nümerik tekniklerle kolayca hesaplanabilir. Yine de integral işleminden kurtularak ifadeyi sadeleştirmek mümkündür. Bunun için, (57)'de  $\sin^2\theta$  yerine, bu ifadenin maksimum değeri olan 1 yazılırsa hem integral hesabına gerek kalmaz hem de APEP için bir üst sınır ifadesi elde edilir:

$$\overline{\Pr}(h_l \rightarrow h_k)_o \leq \frac{1}{2} M_{\lambda_o} \left( -\frac{E}{8(1-\rho^2)} \right). \quad (58)$$

Bunlara ek olarak,  $E \gg 1$  değerleri için aşağıdaki gibi bir asimptotik üst sınır ifadesi elde etmek de mümkündür:

$$\overline{\Pr}(h_l \rightarrow h_k)_o \approx \left( \sqrt{\frac{E^2}{(1-\rho^2)\sigma_{n^l}^2\sigma_{n^o}^2}} \right)^{-N_r}. \quad (59)$$

#### 4.1.4.2. Optimum Olmayan MLD için PEP

Verilerin eş olasılıklı alındığı varsayımıyla, optimum olmayan MLD'nin PEP ifadesi; iletim anında  $h_l$  anteninin kullanıldığı, ancak (47)'deki karar kuralına bağlı olarak  $h_k$  anteni üzerinden iletimin gerçekleştiği tahmin edilen durum için şu şekilde elde edilir:

$$\Pr(h_l \rightarrow h_k)_s = \Pr\left(\left\|\mathbf{y} - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_l\right\|^2 > \left\|\mathbf{y} - \sqrt{E}\hat{\mathbf{h}}_k\right\|^2\right). \quad (60)$$

Bu ifade açılıp sadeleştirildikten sonra şöyle yazılabilir:

$$\Pr(h_l \rightarrow h_k)_s = \Pr\left(E\left\|\hat{\mathbf{h}}_l - \hat{\mathbf{h}}_k\right\|^2 + D < 0\right). \quad (61)$$

(61)'deki  $D$ , sıfır ortalamalı bir Gauss rastgele değişkeni olup  $D = 2\sqrt{E}\Re[\mathbf{n}^T(\hat{\mathbf{h}}_l - \hat{\mathbf{h}}_k)]$ 'dir ve varyansı aşağıdaki gibidir:

$$\sigma_D^2 = 4E\left(\left\|\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I\right\|^2 \delta_I^2 + \left\|\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q\right\|^2 \delta_Q^2 + 2\rho(\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I)^T(\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q)\delta_I\delta_Q\right). \quad (62)$$

Optimum olmayan MLD için şartlı PEP ifadesi, (61) ve (62)  $Q$ -fonksiyonunda kullanılarak şu şekilde elde edilir:

$$\begin{aligned} \Pr(h_l \rightarrow h_k)_s &= Q\left(\sqrt{\frac{E\left\|\hat{\mathbf{h}}_l - \hat{\mathbf{h}}_k\right\|^4}{4\left(\left\|\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I\right\|^2 \delta_I^2 + \left\|\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q\right\|^2 \delta_Q^2 + 2\rho(\hat{\mathbf{h}}_l^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I)^T(\hat{\mathbf{h}}_l^Q - \hat{\mathbf{h}}_k^Q)\delta_I\delta_Q\right)}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\lambda_s}\right). \end{aligned} \quad (63)$$

(63)'teki  $\lambda_s$  ifadesinin PDF'sini bulmak da bir hayli zor, belki de imkânsız, olduğundan optimum olmayan MLD'nin APEP değeri, çok fazla sayıda kanal gerçekleşmesi sonucu elde edilen anlık PEP değerlerinin ortalamasının alınmasıyla hesaplanmıştır.

#### 4.1.4.3. Ortalama Bit Hata Oranı (ABER)

Optimum ve optimum olmayan dedektörlerin ABER değerleri,  $b \in \{o, s\}$  ve  $C(l, k)$  ilgili PEP olayındaki hatalı bit sayısı olmak üzere, birleşik sınırlama tekniği kullanılarak aşağıdaki formülden hesaplanabilir:

$$P_b \leq \sum_{l=1}^{N_t} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^{N_t} \frac{2C(l, k)}{N_t \log_2(N_t)} \Pr(h_l \rightarrow h_k)_b. \quad (64)$$

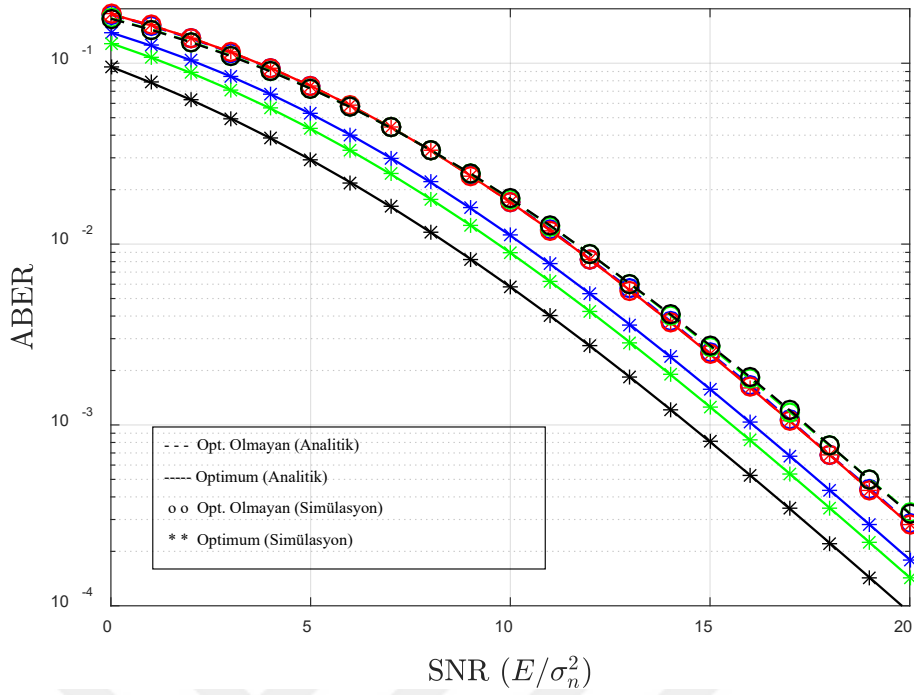
#### 4.1.5. Nümerik Analiz ve Sonuçlar

Bu bölümde, düzensiz Gauss gürültüsünün ve hatalı kanal bilgisinin optimum ve optimum olmayan SSK-MIMO sistemler üzerindeki etkisi bilgisayar simülasyonları ve analitik çözümlerden yararlanarak incelenmiştir. Değerlendirmeler, 2x2 SSK yapısı üzerinden yapılmıştır, ancak herhangi bir verici ya da alıcı anten sayısına uygun şekilde analizin genelleştirilmesi mümkündür.

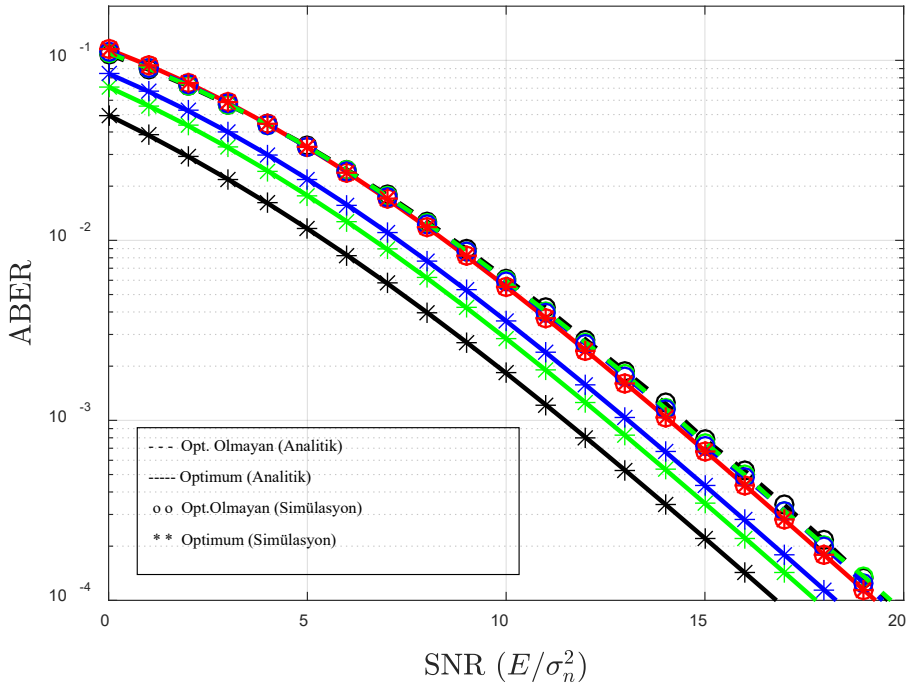
Şekil 4.1’de, optimum ve optimum olmayan dedektörlerin hatalı kanal bilgisi altındaki ABER performans analizi, farklı karakteristikteki düzensiz Gauss dağılımları için sunulmuştur. Kanal hatasının varyansı, CRLB tekniği ile belirlenmiş ve tek pilot sembol kullanılarak elde edilmiştir. Bu şekilden çıkarılabilecek iki önemli sonuç vardır. İlk olarak, ele alınan tüm durumlarda optimum MLD, optimum olmayandan daha üstün sonuçlar üretmiştir. İkinci olarak da Gauss gürültüsünün düzensizliğindeki artış ( $\sigma_{n'}^2$  ve  $\sigma_{n''}^2$  arasındaki farkta ya da  $\rho$  değerinde artış), optimum olmayan MLD ile dikkate değer bir gelişme sağlamazken, optimum MLD ile sistem kalitesinde ciddi bir iyileştirme sağlamıştır. Örneğin ABER =  $10^{-3}$  için  $\sigma_{n'}^2 = 0.2, \rho = 0.7$  olarak ayarlandığında, dairesel simetrik Gauss varsayımına göre ( $\sigma_{n'}^2 = 0.5, \rho = 0$ ) yaklaşık 4.5 dB daha iyi sonuç elde edilmiştir.

Şekil 4.2’de, alıcı tarafta kanal bilgisinin bulunduğu varsayılarak yalnız düzensiz Gauss gürültüsünün etkileri incelenmiştir ve Şekil 4.1 ile paralel sonuçlar elde edilmiştir. Kanal hatası elimine edildiği için beklendiği üzere hatalı durumdan daha üstün sonuçlar elde edilmiş ve ele alınan her durum için bu üstünlük yaklaşık 3.5 dB civarında olmuştur.

Şekil 4.3’te optimum MLD’nin performansı; korelasyon katsayısı ile reel-imaginer bileşen varyans dengesine göre sunulmuştur. Bu şekle göre, hem reel-imaginer bileşen varyansları arasındaki farkın artışı hem de korelasyon katsayısındaki artış sistem performansını olumlu etkilemektedir.

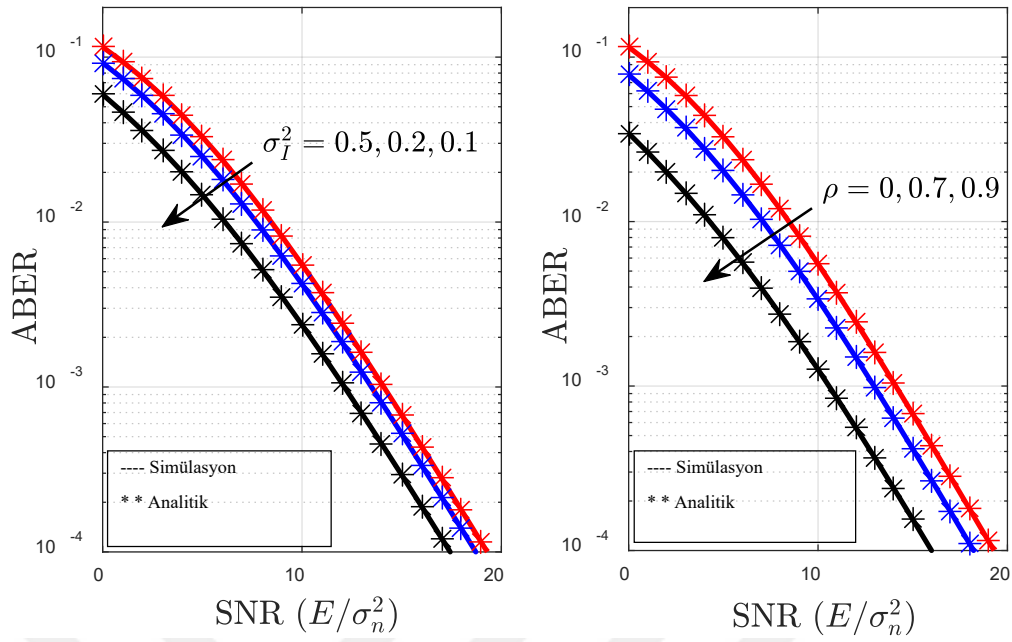


**Şekil 4.1.** SSK-MIMO sistemin hatalı kanal bilgisi ve düzensiz Gauss gürültüsü etkisi altındaki ABER performansı: kırmızı, mavi, yeşil ve siyah eğriler sırasıyla şu durumları temsil eder:  $\sigma_{n'}^2 = 0.5, \rho = 0$ ;  $\sigma_{n'}^2 = 0.2, \rho = 0$ ;  $\sigma_{n'}^2 = 0.5, \rho = 0.7$ ;  $\sigma_{n'}^2 = 0.2, \rho = 0.7$ .



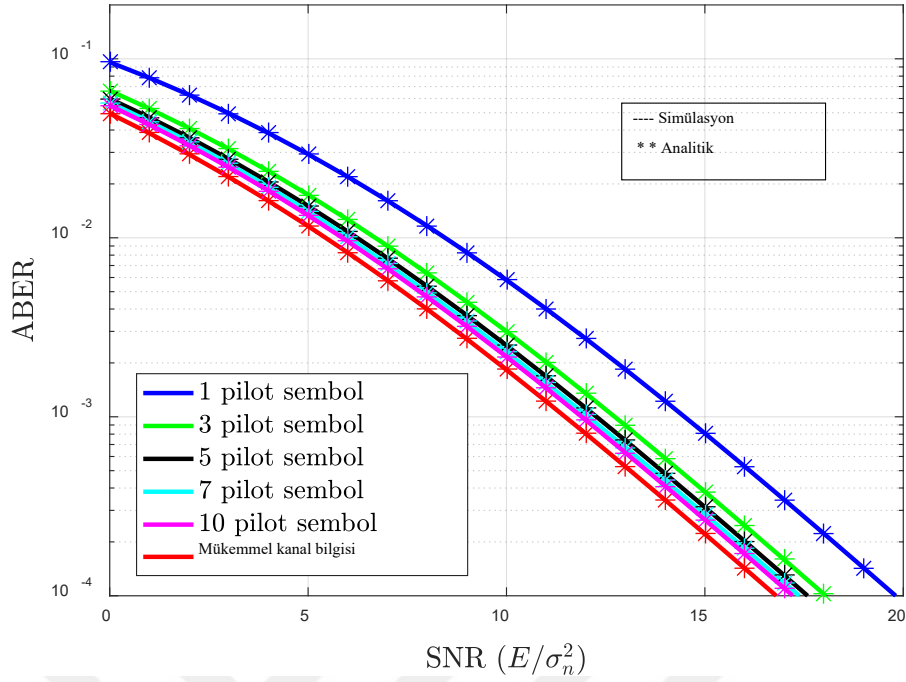
**Şekil 4.2.** SSK-MIMO sistemin mükemmel kanal bilgisi durumunda düzensiz Gauss gürültüsü etkisi altındaki ABER performansı: kırmızı, mavi, yeşil ve siyah eğriler sırasıyla şu durumları temsil eder:  $\sigma_{n'}^2 = 0.5, \rho = 0$ ;  $\sigma_{n'}^2 = 0.2, \rho = 0$ ;  $\sigma_{n'}^2 = 0.5, \rho = 0.7$ ;  $\sigma_{n'}^2 = 0.2, \rho = 0.7$ .





**Şekil 4.3.** Optimum MLD' nin hatalı kanal bilgisi ve düzensiz Gauss gürültüsünün ortak etkisi altındaki SSK-MIMO sistemin ABER performansı: a)  $\rho = 0$ , b)  $\sigma_{n_i}^2 = 0.5$ .

Son olarak, hatalı kanal bilgisi ve düzensiz Gauss gürültüsü etkisi bulunan SSK-MIMO sistemin optimum MLD ile performansı, CRLB tekniği ile hata varyansının alt sınırı belirlenirken kullanılan pilot sembol sayısına göre Şekil 4.4'te sunulmuştur. Bu şekil yalnız sistem performansını değil, kestiricinin performansını da değerlendirmeye yardımcı olmuştur. Pilot sayısı arttıkça sistem performansının iyileştiği ve hatasız duruma çok yakın sonuçlar elde edilebildiği gözlenmiştir.



**Şekil 4.4.** Pilot sembol sayısına ( $N_p$ ) göre optimum MLD' nin ABER performansı: kırmızı, mavi, yeşil ve siyah eğriler sırasıyla şu durumları temsil eder:  $\sigma_n^2 = 0.5, \rho = 0$ ;  $\sigma_n^2 = 0.2, \rho = 0$ ;  $\sigma_n^2 = 0.5, \rho = 0.7$ ;  $\sigma_n^2 = 0.2, \rho = 0.7$ .

## 4.2. IQI'nın SM-MIMO Sistemler Üzerindeki Etkisi

### 4.2.1. Sistem ve Kanal Modeli

Bölüm 3.3.2'de anlatılan SM-MIMO modeli, bu bölümde  $N_t \times N_r$  boyutta bir sistem olarak tasarlanmış ve kanal modeli Rayleigh sönümlenmeli olarak seçilmiş, dolayısıyla kanal katsayılarının  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına sahip olduğu varsayılmıştır. Sistemin alıcı tarafında alınan işaret (10) denklemiyle ifade edilmiş ve  $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{N_r}]^T$ ,  $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$  dağılımlı dairesel simetrik Gauss rastgele değişkenlere sahip, bir vektör olarak tanımlanmıştır. Ancak burada tasarlanan sistem, alıcı tarafta IQI'nın bozucu etkilerine maruz kalmaktadır. Dolayısıyla, (10) denkleminde göre alınması gereken işaret, IQI etkisiyle alıcı tarafta bozulmaya uğramaktadır. Bu durumda  $K_1$  ve  $K_2$ , (31) ile tanımlanan IQI parametreleri olmak üzere  $l$ . verici antenden  $r$ . alıcı anten girişine gelen sinyal şu şekilde ifade edilir ( $r \in \{1, \dots, N_r\}$ ):

$$y_r = K_1 \left( \sqrt{E} (h_{lr} x_q) + n_r \right) + K_2 \left( \sqrt{E} (h_{lr} x_q) + n_r \right)^* . \quad (65)$$

Bu ifade genişletilip,  $K_c = K_1^O + K_2^O$  ve  $K_d = K_1^I - K_2^I$  olarak tanımlanırsa, (65) şu şekilde de yazılabilir:

$$y_r = \sqrt{E} \{ h_{lr}^I x_q^I - h_{lr}^O x_q^O + j [ h_{lr}^I (K_c x_q^I + K_d x_q^O) + h_{lr}^O (K_d x_q^I - K_c x_q^O) ] \} + n_r^I + j (K_c n_r^I + K_d n_r^O) . \quad (66)$$

Burada,  $y_r$ 'nin ilişkili I/Q bileşenlerine sahip olduğu, kovaryansının sıfırdan farklı olmasından anlaşılabilir:

$$\text{cov}(y_r^I, y_r^O) = E \{ y_r^I y_r^O \} - E \{ y_r^I \} E \{ y_r^O \} = \frac{K_c \sigma_n^2}{2} . \quad (67)$$

Korelasyon katsayısı;  $\sigma_{y_r^I}^2 = \sigma_n^2 / 2$  ve  $\sigma_{y_r^O}^2 = \zeta_R^2 \sigma_n^2 / 2$  olduğu göz önünde bulundurularak aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\rho = \frac{\text{cov}(y_r^I, y_r^O)}{\sigma_{y_r^I} \sigma_{y_r^O}} = -\sin \varphi_R . \quad (68)$$

(65)'teki ifadeyi daha sade bir biçimde yazmak için  $p \in \{1, \dots, N_t M\}$  olmak üzere şu eşitlikler tanımlanmıştır:

$$\chi_p^I = \mathbf{h}_l^I x_q^I - \mathbf{h}_l^O x_q^O . \quad (69)$$

$$\chi_p^O = \mathbf{h}_l^I (K_c x_q^I + K_d x_q^O) + \mathbf{h}_l^O (K_d x_q^I - K_c x_q^O) . \quad (70)$$

$$\tilde{\mathbf{n}}^I = \mathbf{n}^I, \quad \tilde{\mathbf{n}}^O = K_c \mathbf{n}^I + K_d \mathbf{n}^O . \quad (71)$$

Bu eşitliklere bağlı olarak (65) şu şekilde yeniden yazılabilir:

$$\mathbf{y} = \sqrt{E} \boldsymbol{\chi}_p + \tilde{\mathbf{n}}. \quad (72)$$

#### 4.2.2. MLD İle Dedektör Tasarımı

Bu bölümde, alıcı tarafta IQI etkisi altındaki SM-MIMO kablosuz haberleşme sistemleri için optimum ve optimum olmayan MLD tasarımları sunulmuştur.

##### 4.2.2.1. Optimum Dedektör

(72)'deki eşitlik değerlendirildiğinde,  $\mathbf{y}$ 'nin sıfır-ortalamalı kompleks ilişkili düzensiz Gauss rastgele değişkenlere sahip olduğu söylenebilir. Bunun ispatı, (66) göz önünde tutularak gürültünün reel ve imajiner bileşenlerine ait varyans değerlerinin  $\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2 = \sigma_n^2 / 2$  ve  $\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2 = \zeta_r^2 \sigma_{\tilde{n}_r^I}^2$  şeklinde birbirinden farklı bulunmasıdır. Buradan hareketle,  $\mathbf{y}$ 'nin reel ve imajiner bileşenlerinin ortak PDF'si şu şekilde olur:

$$f_{\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^O}(\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^O | \boldsymbol{\chi}_p) = \left( \frac{1}{2\pi \sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O} \sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_r} \times \exp \left( \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \left[ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \boldsymbol{\chi}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \boldsymbol{\chi}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \boldsymbol{\chi}_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \boldsymbol{\chi}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right] \right). \quad (73)$$

Alıcı tarafta kanal katsayılarının mükemmel şekilde bilindiği ve kanal girişlerinin eşit olasılıklı olduğu varsayılarak, alıcıda IQI etkisi altındaki SM-MIMO sistemler için optimum MLD, (72) ve (73)'ten yararlanarak şu şekilde tasarlanmıştır:

$$\hat{p} = \arg \min_p \left\{ \|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \boldsymbol{\chi}_p^I\|^2 + \frac{1}{\zeta_R^2} \|\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \boldsymbol{\chi}_p^O\|^2 - \frac{2\rho}{\zeta_R} (\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \boldsymbol{\chi}_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \boldsymbol{\chi}_p^O) \right\}. \quad (74)$$

##### 4.2.2.2. Optimum Olmayan Dedektör

Optimum olmayan dedektör tasarımında; MLD girişine, alıcı taraftaki IQI'nın etkisi altındaki  $\boldsymbol{\chi}_p$ 'nin ulaştığı, ancak IQI'nın bozucu etkilerinin burada dikkate

alınmadığı ya da  $K_1$  ve  $K_2$  parametrelerinin bilinmediği senaryo ele alınarak geleneksel MLD yöntemi uygulanmıştır. Bu durumda alıcı tarafta alınan sinyalin dairesel simetrik Gauss dağılımına sahip rastgele değişkenler içerdiği varsayılarak optimum olmayan MLD şu şekilde tasarlanmıştır ( $\hat{q}$  sembol indisinin kestirimi):

$$[\hat{l}, \hat{q}] = \arg \min_{l, q} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{E} \mathbf{h}_l x_q \right\|^2. \quad (75)$$

#### 4.2.3. Hata Performans Analizi

Bu bölümün devamında, optimum ve optimum olmayan MLD'ler için PEP denklemleri tanımlanmış ve her ikisi için geçerli bir BER ifadesi elde edilmiştir.

##### 4.2.3.1. Optimum MLD için PEP

(74)'teki formül ile verici anten indisi ve sembol hataları birlikte hesaplanmaktadır. Bu karar kuralı ile verici antenden  $\chi_p$ 'nin iletildiği, ancak alıcı tarafta yanlışlıkla  $\hat{\chi}_p$ 'nin kestirildiği senaryo ele alınmış ve bu durum için şartlı PEP şu şekilde hesaplanmıştır:

$$PEP_o = \Pr \left\{ \left. \begin{aligned} & \left\| \mathbf{y}^I - \sqrt{E} \chi_p^I \right\|^2 + \left\| \mathbf{y}^O - \sqrt{E} \chi_p^O \right\|^2 - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \chi_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \chi_p^O)}{\frac{\sigma_n^2}{2} + \frac{\zeta_R^2 \sigma_n^2}{2} - \frac{|\zeta_R| \sigma_n^2}{2}} > \right. \\ & \left. \left\| \mathbf{y}^I - \sqrt{E} \hat{\chi}_p^I \right\|^2 + \left\| \mathbf{y}^O - \sqrt{E} \hat{\chi}_p^O \right\|^2 - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \hat{\chi}_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \hat{\chi}_p^O)}{\frac{\sigma_n^2}{2} + \frac{\zeta_R^2 \sigma_n^2}{2} - \frac{|\zeta_R| \sigma_n^2}{2}} \right. \end{aligned} \right\}. \quad (76)$$

Şartlı PEP,  $Q$ -fonksiyonu kullanılarak aşağıdaki gibi de yazılabilir:

$$PEP_o = Q \left( \sqrt{\frac{E}{2\sigma_n^2(1-\rho^2)} \left( \left\| \chi_p^I - \hat{\chi}_p^I \right\|^2 + \frac{\left\| \chi_p^O - \hat{\chi}_p^O \right\|^2}{\zeta_R^2} - \frac{2\rho(\chi_p^I - \hat{\chi}_p^I)^T (\chi_p^O - \hat{\chi}_p^O)}{|\zeta_R|} \right)} \right)$$

$$= Q \left( \sqrt{\frac{E\gamma}{2\sigma_n^2(1-\rho^2)}} \right). \quad (77)$$

APEP hesabı için (77)'deki  $\gamma$ 'nın PDF'sinin bilinmesi gerekmektedir. Ancak hesaplanması oldukça güç olduğu için,  $Q$ -fonksiyonunun kullanımına alternatif olarak moment üretme fonksiyonundan yararlanılmıştır.  $\gamma$ 'nın Gauss rastgele değişkenlerin ikinci dereceden bir formu olduğu dikkate alınarak, ilgili moment üretme fonksiyonu  $M_\gamma(t)$ , (55)'teki gibi bulunur. Bu ifadedeki  $\psi_1$  ve  $\psi_2$ , bu bölümdeki SM-MIMO tasarımı için şu formülden hesaplanmaktadır:

$$\psi_{1,2} = \frac{\lambda_1}{2} + \frac{\lambda_2}{2\zeta_R^2} \pm \sqrt{\left(\frac{\lambda_1}{2} + \frac{\lambda_2}{2\zeta_R^2}\right)^2 - \frac{(1-\rho^2)\lambda_1\lambda_2}{\zeta_R^2}}. \quad (78)$$

(78)'deki  $\lambda_1$  ve  $\lambda_2$  ise,  $\hat{x}_q$  ve  $\hat{l}$  sırasıyla iletilen kompleks sembolün ve bu sembolü ileten verici antenin indisinin kestirilen değerini temsil etmek üzere, aşağıdaki ifadelerden bulunur:

$$\lambda_1 = \begin{cases} ((x_q^l - \hat{x}_q^l)^2 + (x_q^o - \hat{x}_q^o)^2) / 2 & (l = \hat{l}) \\ ((x_q^l)^2 + (\hat{x}_q^l)^2 + (x_q^o)^2 + (\hat{x}_q^o)^2) / 2 & (l \neq \hat{l}) \end{cases} \quad (79)$$

$$\lambda_2 = \begin{cases} ((K_c x_q^l + K_d x_q^o - K_c \hat{x}_q^l - K_d \hat{x}_q^o)^2 + (K_d x_q^l - K_c x_q^o - K_d \hat{x}_q^l + K_c \hat{x}_q^o)^2) / 2 & (l = \hat{l}) \\ ((K_c x_q^l + K_d x_q^o)^2 + (K_c \hat{x}_q^l + K_d \hat{x}_q^o)^2 + (K_d x_q^l - K_c x_q^o)^2 + (K_d \hat{x}_q^l - K_c \hat{x}_q^o)^2) / 2 & (l \neq \hat{l}) \end{cases} \quad (80)$$

APEP ifadesinin tam kapalı formu, (78)-(80) kullanılarak şöyle hesaplanır:

$$\overline{\text{PEP}}_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma \left( \frac{-E}{4\sigma_n^2(1-\rho^2)\sin^2 \theta} \right) d\theta. \quad (81)$$

(81)'i,  $\sin^2 \theta = 1$  maksimum değerini göz önünde bulundurarak daha basit bir şekilde ifade etmek mümkündür:

$$\overline{\text{PEP}}_o \approx \frac{1}{2} M_\gamma \left( \frac{-E}{4\sigma_n^2(1-\rho^2)} \right). \quad (82)$$

Yüksek SNR değerleri için asimptotik bir üst sınır ifadesi elde etmek de mümkündür. Bu amaçla  $E \gg 1$  olduğu varsayılarak, sistem performansı üzerinde etkin bir şekilde etkisi bulunan parametrelerle ilgili fikir sahibi olmak adına asimptotik üst sınır şu şekilde elde edilir:

$$\overline{\text{PEP}}_a \approx \frac{1}{2} \left( \frac{E\lambda_1}{2\sigma_n^2\sqrt{1-\rho^2}} \right)^{-N_r} \approx \frac{1}{2} \left( \frac{2\sigma_n^2|\cos\varphi_R|}{E\lambda_1} \right)^{N_r}. \quad (83)$$

Bu eşitlikten anlaşılacağı üzere, APEP değeri; faz dengesizliği ( $\varphi_R$ ), gürültünün varyansı, iletilen sinyalin enerjisi, alıcı taraftaki kestirimin doğruluğu ve alıcı anten sayısına bağlıdır. Diğer yandan, (83) ile iki önemli husus ispatlanmıştır. İlk olarak, önerilen optimum tasarım genlik dengesizliklerinden etkilenmemektedir, çünkü (83)' teki ifade  $\zeta_R$  değerine bağlı değildir. İkinci önemli husus ise, çeşitlilik kazancınının alıcı anten sayısına eşit olmasıdır ki bu durum şu formülden de ispatlanabilir ( $SNR = E / \sigma_n^2$ ):

$$g = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log(\overline{\text{PEP}}_a)}{\log(SNR)} = N_r. \quad (84)$$

#### 4.2.3.2. Optimum Olmayan MLD için PEP

(75)'teki karar kuralına bağlı olarak,  $l$  indisli verici antenden  $q$  indisli sembol iletilmesine rağmen; alıcı tarafta yanlışlıkla  $\hat{l}$  indisli antenden  $\hat{q}$  indisli sembolün iletilmişinin tahmin edilmesi sonucu oluşacak şartlı PEP şu karar kuralı ile hesaplanmıştır:

$$\text{PEP}_s = \Pr \left\{ \left\| \mathbf{y} - \sqrt{E} \mathbf{h}_l x_q \right\|^2 > \left\| \mathbf{y} - \sqrt{E} \hat{\mathbf{h}}_{\hat{l}} \hat{x}_q \right\|^2 \right\}. \quad (85)$$

Optimum olmayan şartlı PEP de  $Q$ -fonksiyonu kullanılarak hesaplanabilir:

$$\text{PEP}_s = Q \left( \sqrt{\frac{E((\boldsymbol{\chi}_p - \hat{\mathbf{h}}_l \hat{\mathbf{x}}_q)^2 - (\boldsymbol{\chi}_p - \mathbf{h}_l x_q)^2)^2}{2\sigma_n^2((\hat{\mathbf{h}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{h}_l^I x_q^I)^2 + \zeta_R^2(\hat{\mathbf{h}}_l^O \hat{\mathbf{x}}_q^O - \mathbf{h}_l^O x_q^O)^2 - 2\zeta_R \sin \varphi_R (\hat{\mathbf{h}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{h}_l^I x_q^I)^T (\hat{\mathbf{h}}_l^O \hat{\mathbf{x}}_q^O - \mathbf{h}_l^O x_q^O)}}} \right). \quad (86)$$

Bu ifade, yaklaşık sonuçlarla kabaca bir analiz yapılmasına olanak sağlamakla birlikte, genlik dengesizliklerinin sistem performansına etkilerini gözlemeye de imkân sağlar. Ancak bu ifade için de PDF'nin türetilmesi bir hayli zor olduğundan, optimum olmayan MLD kullanıldığında elde edilen APEP performansı, çok fazla sayıda kanal gerçekleştirilmesi sonucu şartlı PEP değerlerinin ortalamasının alınmasıyla hesaplanmıştır.

#### 4.2.3.3. ABER

Alıcı tarafta IQI etkisine maruz kalan SM-MIMO sisteme ait ABER;  $b \in \{o, s\}$  ve  $B_{i,k}$  ilgili PEP durumundaki hatalı bit sayısını temsil etmek üzere, literatürde sıklıkla başvurulan sıkı birleşik sınırlama tekniği kullanılarak aşağıdaki formülden hesaplanabilir:

$$\overline{\text{BER}}_b = \frac{1}{2^m} \sum_{i=1}^{2^m} \sum_{\substack{k=1 \\ i \neq k}}^{2^m} \frac{\overline{\text{PEP}}_b B_{i,k}}{m}. \quad (87)$$

#### 4.2.4. Karmaşıklık Analizi

Hesaplama karmaşıklığı, herhangi bir algorithmada gerçekleştirilen reel çarpımların sayısı olarak hesaplanır. Bu çarpımların sayısı, (74)'te verilen optimum dedektör için tüm olasılıkların araştırılması ve Euclid uzaklıklarının hesaplanması ile  $C_o = 2^m(11N_r + 10) + 3$  olarak bulunurken; (75)'te verilen optimum olmayan dedektör için  $C_s = 8N_r 2^m$  olarak elde edilmiştir. Bu sonuçlar, önerilen optimum dedektörün aynı spektral verimlilikte  $N_r$  sayısına bağlı olarak optimum olmayan detektörden daha karmaşık olduğunu göstermektedir. Literatürdeki bir çalışmada (Younis, 2014), ideal SM-MIMO sistemler için de karmaşıklığın  $8N_r 2^m$  değerine eşit olduğu belirtilmiştir. Dolayısıyla, optimum MLD'nin SM'yi IQI etkisine karşı dayanıklı hale getirebilmesi için ekstra hesaplama yükü üstlenmesi gerektiği sonucuna varılabilir.

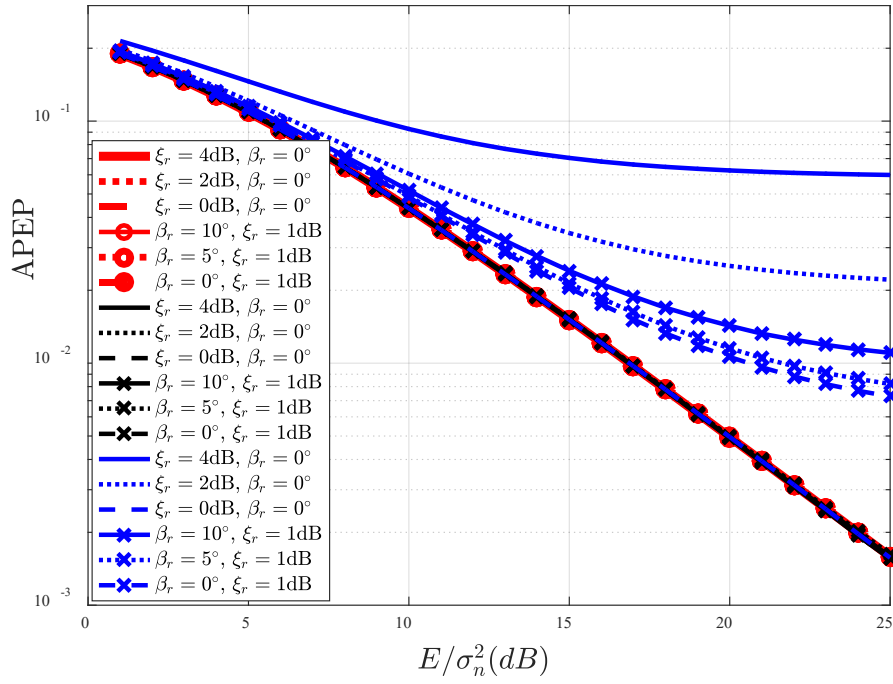


#### 4.2.5. Nümerik Analiz ve Sonuçlar

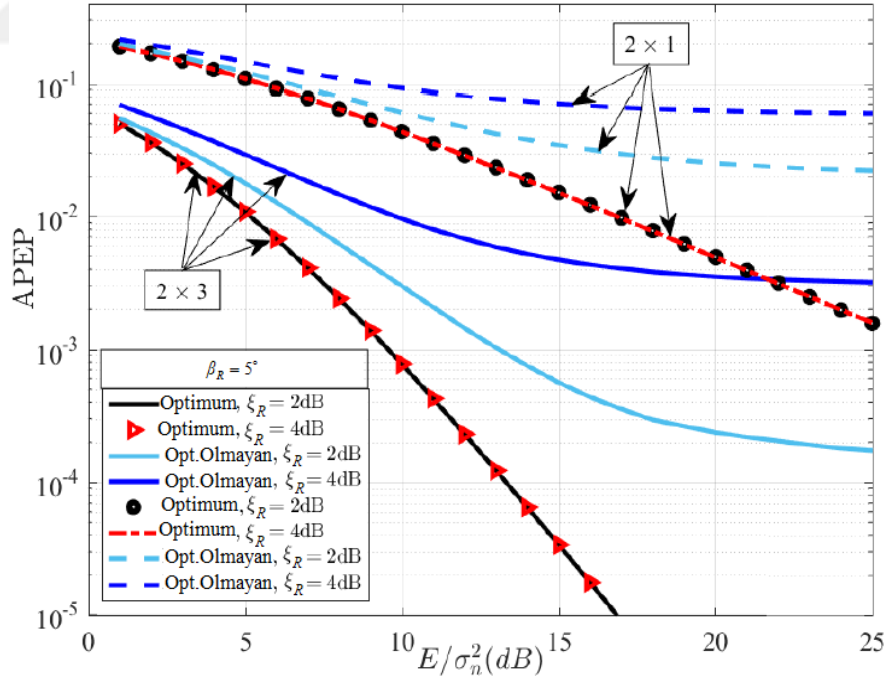
Alıcı taraftaki genlik ve faz dengesizliklerinin SM sistem performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bunun yanında çeşitlilik kazancının sistem kalitesi üzerindeki etkisi de araştırılmıştır. Analitik sonuçlar, bilgisayar simülasyonları ile desteklenmiştir. Tez çalışmasının bu kısmında, 2x1 ve 2x3 SM yapıları dikkate alınmış ve her iki yapıda da 4-QAM kullanılmıştır.

2x1 yapıdaki SM sistemin APEP performansı, genlik dengesizliği 1 dB’de sabitlenip faz dengesizliği 0°, 5° ve 10° arasında değiştirilerek Şekil 4.5’te sunulmuştur. Aynı sistem; faz dengesizliği 0°’de sabitlenip genlik dengesizliği 0 dB, 2 dB ve 4 dB şeklinde değiştirilerek de incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.5’e aktarılmıştır. IQI etkisi arttıkça optimum olmayan MLD kullanılan sistemin performansında gözle görülür düşüşler olduğu; bununla birlikte genlik dengesizliğinin faz dengesizliğine göre daha ciddi sonuçlar doğurduğu gözlenmiştir. Ayrıca yüksek SNR değerlerinde optimum olmayan tasarımın hata düzlüğüne neden olduğu fark edilmiştir. Bu noktada optimum MLD’ nin en önemli avantajlarından biri olarak hata düzlüğünü önleyebildiği göze çarpmaktadır. Bu anlamda Şekil 4.5’e göre, optimum MLD kullanıldığında yüksek SNR değerlerinde bile APEP değerinde bir düşüş söz konusudur. Örneğin; optimum MLD kullanıldığında  $\beta_r = 10^\circ$  ve  $\zeta_r = 1$  dB değerleri için yaklaşık 8 dB kazanç sağlanmaktadır. Bir başka avantaj olarak, optimum tasarım ile faz dengesizliğinin olumsuz etkileri minimuma düşürülmekte ve genlik dengesizliğine dayanıklı bir sistem yapısı sağlanmaktadır. Analitik sonuçlar, simülasyon sonuçları ile mükemmel bir uyum içindedir ve bu durum analitik hesapların doğruluğunu ispatlamaktadır. Dahası sistem performansındaki bu iyileştirmeler, ekstra hesaplama karmaşıklığına rağmen elde edilebilmiştir.

Şekil 4.6’da 2x1 ve 2x3 sistemlere ait sonuçlar,  $\varphi_R = 5^\circ$  iken  $\zeta_R$ ’nin 2 dB ve 4 dB olduğu durumlar için sunulmuştur. Alıcı anten sayısını artırdıkça çeşitlilik artacağından, performansta optimum MLD ile dikkate değer bir iyileştirme sağlandığı açıktır. Örneğin;  $APEP = 10^{-2}$  için 2x3 SM-MIMO sistemi ile 2x1 SM sistemi karşılaştırıldığında yaklaşık 12 dB’lik bir kazanç söz konusudur. Optimum olmayan MLD ile de çeşitlilik kazancı artıyorsa da, optimum MLD ile olduğu kadar etkili değildir. Bunun yanında  $\zeta_R = 2$  dB ve  $\zeta_R = 4$  dB değerleri için optimum tasarımla elde edilen APEP sonuçlarının birbirine eşit olması, (83) ile ispatlanan genlik dengesizliklerine karşı dayanıklılığın bir diğer ispatıdır.



**Şekil 4.5.** Alıcı tarafta IQI etkisi altındaki 2x1 SM sistemlerin APEP performansı: kırmızı ve mavi eğriler sırasıyla optimum ve optimum olmayan MLD' nin simülasyon sonuçlarını; siyah eğriler ise optimum MLD' nin analitik sonuçlarını temsil etmektedir.



**Şekil 4.6.** Sabit faz dengesizliği altında genlik dengesizliğinin değişimine göre 2x1 ve 2x3 SM sistemlerin optimum ve optimum olmayan MLD yapıları kullanıldığında APEP performans analizi.

### 4.3. Hatalı Kanal Bilgisi ve IQI'nın QSM-MIMO Sistemler Üzerindeki Etkisi

#### 4.3.1. Sistem ve Kanal Modeli

Bölüm 3.3.3'te anlatılan, DDC mimarisine sahip QSM yapısı kullanılmıştır. Verici taraftan iletilen RF sinyalin,  $N_r \times N_t$  boyutlu ve  $K$  şekil parametresiyle tanımlı bir Ricean sönümlenmeli kanal ortamından geçerek alıcıya ulaştığı varsayılmıştır. Sinyal alıcıya ulaşırken sıfır ortalamalı,  $\sigma_n^2$  varyanslı eklenebilir beyaz Gauss gürültüsünden etkilenmekte ve alıcı tarafta IQI'ın bozucu etkilerine maruz kalmaktadır. Dolayısıyla,  $K_1$  ve  $K_2$ , (31) ile tanımlanan IQI parametreleri ve  $q \in \{1, \dots, M\}$  olmak üzere  $r$ . alıcı antene gelen sinyal şu şekilde ifade edilir:

$$y_r = K_1 \left( \sqrt{E} (h_{lr} x_q^I + j h_{lr} x_q^Q) + n_r \right) + K_2 \left( \sqrt{E} (h_{kr} x_q^I + j h_{kr} x_q^Q) + n_r \right)^* . \quad (88)$$

Burada  $\{l, k\} \in \{1, \dots, N_t\}$ 'dir ve aktif verici anten indislerini göstermektedir. Ayrıca  $E$  ise iletilen sinyalin enerjisini,  $h_{lr}$  ve  $h_{kr}$  ise kompleks kanal katsayılarını temsil etmektedir. Daha gerçekçi sonuçlar elde etmek adına, alıcı tarafta kanal katsayılarının bilinmediği varsayılmıştır. Ricean kanal matrisi elemanları ile bunların sezilmiş versiyonlarının durağan oldukları ve sezilen katsayılar ile kanal sezim hatasının ortogonal olduğu düşünülerek yaygın olarak kullanılan sezim kuralı uygulanmıştır:

$$h_{lr} = \tilde{h}_{lr} + e_r, \quad h_{kr} = \tilde{h}_{kr} + e_r . \quad (89)$$

Buradaki  $e_r$ , sıfır ortalamalı  $\sigma_e^2$  varyanslı kanal tahmin hatasını temsil etmektedir. Bu hatanın varyansı, sezim işleminin kalitesini gösterir; kanal dinamiklerine ve sezim metotlarına göre seçilebilir.

Birkaç basit matematiksel işlemde sonra, (88) aşağıdaki gibi genişletilebilir:

$$y_r = \sqrt{E} \left( (\tilde{h}_{lr}^I x_q^I - \tilde{h}_{kr}^Q x_q^Q) + j (K_c \tilde{h}_{lr}^I x_q^I + K_d \tilde{h}_{lr}^Q x_q^I - K_c \tilde{h}_{kr}^Q x_q^Q + K_d \tilde{h}_{kr}^I x_q^Q) \right) + n_r^I \\ + \sqrt{E} (e_r^I x_q^I - e_r^Q x_q^Q) + j [K_c n_r^I + K_d n_r^Q + \sqrt{E} (K_d (e_r^Q x_q^I - e_r^I x_q^Q) + K_c (e_r^I x_q^I - e_r^Q x_q^Q))] . \quad (90)$$

$y_r$  'nin gürültü bileşeni, sıfır ortalamalı kompleks Gauss rastgele değişkendir ve (90)'ı kullanarak şu ifadeye eşit olduğu söylenebilir:

$$\tilde{n}_r = n_r^I + \sqrt{E}(e_r^I x_q^I - e_r^O x_q^O) + j[K_c n_r^I + K_d n_r^O + \sqrt{E}(K_d(e_r^O x_q^I - e_r^I x_q^O) + K_c(e_r^I x_q^I - e_r^O x_q^O))]. \quad (91)$$

$\tilde{n}_r$  'nin düzensiz karakteristiğe sahip olup olmadığını anlamak için; reel ve imajiner bileşenlerinin ilişkili ya da eş-varyanslı olup olmadığını kontrol etmek gerekir. I/Q bileşenlerinin ilişkili olduğu, aşağıdaki kovaryans değerinin sıfıra eşit olmamasından açıkça anlaşılabilir:

$$\text{cov}(\tilde{n}_r^I, \tilde{n}_r^O) = \frac{K_c \sigma_n^2}{2}. \quad (92)$$

Korelasyon katsayısı, şu formülden hesaplanabilir:

$$\rho = \frac{\text{cov}(\tilde{n}_r^I, \tilde{n}_r^O)}{\sqrt{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2 \sigma_{\tilde{n}_r^O}^2}} = -\sin \varphi_R. \quad (93)$$

Bu durum, gürültünün düzensiz Gauss dağılımına sahip olduğunu tek başına ispat etse de reel ve imajiner kısımların eş-varyanslı olmadığı da söylenebilir:

$$\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2 = \frac{1}{2} \left\{ \sigma_n^2 + E|x_q|^2 \sigma_e^2 \right\}, \quad \sigma_{\tilde{n}_r^O}^2 = \zeta_R^2 \sigma_{\tilde{n}_r^I}^2. \quad (94)$$

Diğer yandan, (90)'ın IQI etkisi altındaki kullanışlı sinyal kısmı,  $p \in \{1, \dots, N_i^2 M\}$  olmak üzere aşağıda vektör formunda verilmiştir:

$$\tilde{\chi}_p = \tilde{\mathbf{h}}_l^I x_q^I - \tilde{\mathbf{h}}_k^O x_q^O + j[K_c(\tilde{\mathbf{h}}_l^I x_q^I - \tilde{\mathbf{h}}_k^O x_q^O) + K_d(\tilde{\mathbf{h}}_l^O x_q^I - \tilde{\mathbf{h}}_k^I x_q^O)]. \quad (95)$$

(91) ve (95)'i kullanarak (90) şu şekilde yeniden yazılabilir:

$$\mathbf{y} = \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p + \tilde{\mathbf{n}}. \quad (96)$$

### 4.3.2. MLD İle Dedektör Tasarımı

Bu bölümde, IQI ve hatalı kanal bilgisinin ortak etkisi altındaki QSM-MIMO kablosuz haberleşme sistemleri için sırasıyla optimum ve optimum olmayan MLD dedektör tasarımları sunulmuştur.

#### 4.3.2.1. Optimum Dedektör

(96)'daki sinyal modeli dikkate alınarak,  $\mathbf{y}$ 'nin bağımlı I/Q bileşenlerine sahip olduğu ve sıfır ortalamalı kompleks düzensiz Gauss gürültüsü nedeniyle bozulmaya uğradığı açıkça söylenebilir. Bu durum dikkate alınarak ve IQI parametrelerinin bilindiği varsayılarak, alınan sinyalin reel ve imajiner kısımlarının ortak çok değişkenli PDF'si şu şekilde verilir:

$$f_{\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^Q}(\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^Q | \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p) = \left( \frac{1}{2\pi\sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^I} \sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^Q} \sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_r} \times \exp \left( \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \left[ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}^Q - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^Q\|^2}{\sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^Q}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T (\mathbf{y}^Q - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^Q)}{\sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^I} \sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^Q}} \right] \right). \quad (97)$$

Optimum MLD, yukarıdaki PDF'nin maksimum değerini almasını sağlayan sembolün ve anten indislerinin tahmini üzerine, sembollerin eş-olasılıklı olduğu varsayımı ile tasarlanmıştır:

$$\hat{p} = \arg \max_p \{ f_{\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^Q}(\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^Q | \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p) \}. \quad (98)$$

(97) ve (98)'i kullanarak, optimum MLD için bir karar kuralı tanımlanabilir:

$$\hat{p} = \arg \min_p \left\{ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}^Q - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^Q\|^2}{\sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^Q}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T (\mathbf{y}^Q - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^Q)}{\sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^I} \sigma_{\tilde{\mathbf{n}}^Q}} \right\}. \quad (99)$$

Bu karar kuralı, aktif verici anten indisleri ve sembolün tahminine bağlı hataları birlikte hesaplamaktadır. (99); (93) ve (94)'ü kullanarak sadeleştirilebilir:

$$\hat{p} = \arg \min_p \left\{ \left\| \mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I \right\|^2 + \frac{1}{\zeta_R^2} \left\| \mathbf{y}^O - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O \right\|^2 + \frac{2 \sin \varphi_R}{\zeta_R} (\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O) \right\}. \quad (100)$$

#### 4.3.2.2. Optimum Olmayan Dedektör

Klasik MLD yöntemini kullanarak optimum olmayan bir alıcı tasarımı gerçekleştirilmiştir. Alıcı taraftaki IQI etkisinin şiddetinin, dolayısıyla IQI parametrelerinin bilinmediği varsayılarak tasarlanan bu dedektör, matematiksel olarak şu şekilde ifade edilir:

$$[\hat{l}, \hat{k}, \hat{x}_q^I, \hat{x}_q^O] = \arg \min_{l, k, x_q} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{E} (\tilde{\mathbf{h}}_l x_q^I + j \tilde{\mathbf{h}}_k x_q^O) \right\|^2. \quad (101)$$

Bu noktada, ideal donanım varsayımı ile IQI etkisini yok sayan geleneksel MLD ile QSM-MIMO sistem modeli için optimum sonuçların elde edilemeyeceğini belirtmek gerekir. Bunun sebebi, IQI etkisi yok sayıldığında, alınan sinyalin karakteristik özelliklerinin tam anlamıyla yansıtılmıyor oluşudur.

#### 4.3.3. Hata Performans Analizi

##### 4.3.3.1. Optimum MLD için PEP

Optimum MLD ile sağlanan şartlı PEP;  $\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p$  iletilmesine rağmen alıcıda  $\hat{\boldsymbol{\chi}}_p$ 'nin sezildiği durum göz önünde bulundurularak ve (99)'da verilen karar kuralı kullanılarak şu ifadeden hesaplanır:

$$\Pr(\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p \rightarrow \hat{\boldsymbol{\chi}}_p) = \Pr \left\{ \begin{array}{l} \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} > \\ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \end{array} \right\}. \quad (102)$$

Bu denklemde yer alan  $\hat{\boldsymbol{\chi}}_p$  aşağıdaki ifadeye eşittir:

$$\hat{\boldsymbol{\chi}}_p = \left( (\hat{h}_{lr}^I \hat{x}_q^I - \hat{h}_{kr}^O \hat{x}_q^O) + j(K_c \hat{h}_{lr}^I \hat{x}_q^I + K_d \hat{h}_{lr}^O \hat{x}_q^I - K_c \hat{h}_{kr}^O \hat{x}_q^O + K_d \hat{h}_{kr}^I \hat{x}_q^O) \right). \quad (103)$$

$\hat{h}_l$  ile  $\hat{h}_k$ , iletimi yaptığı düşünülen verici anten indislerine göre belirlenmiş kompleks kanal katsayılarını,  $\hat{x}_q$  ise iletildiği tahmin edilen sembolü temsil etmektedir. Birkaç matematiksel ara işlem sonucunda, (102)'deki şartlı PEP şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} \text{PEP} &= \Pr \left( \begin{array}{l} \frac{2\rho\sqrt{E} \{(\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T \tilde{\mathbf{n}}_r^O + (\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O)^T \tilde{\mathbf{n}}_r^I\}}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} - \frac{2\sqrt{E}(\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T \tilde{\mathbf{n}}_r^I}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} - \frac{E(\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} \\ + \frac{2\rho E(\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T (\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} - \frac{2\sqrt{E}(\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O)^T \tilde{\mathbf{n}}_r^O}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{E(\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O)^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} > 0 \end{array} \right) \\ &= \Pr(D > 0). \end{aligned} \quad (104)$$

Buradaki  $\hat{\boldsymbol{\chi}}_p$  'ye bağlı D değişkeni, bir Gauss rastgele değişken olup; ortalama ve varyans değerleri sırasıyla şu şekilde hesaplanmıştır:

$$\mu_D = - \left( \frac{E \|\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{E \|\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho E(\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T (\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right). \quad (105)$$

$$\sigma_D^2 = 4E(1 - \rho^2) \times \left( \frac{\|\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho(\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T (\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^O - \hat{\boldsymbol{\chi}}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right). \quad (106)$$

(105) ve (106), (107)'deki  $Q$ -fonksiyonunda yerine yazılarak (108)'deki gibi de şartlı PEP tanımlanabilir:

$$\text{PEP} = Q\left(\frac{\mu_D}{\sqrt{\sigma_D^2}}\right). \quad (107)$$

$$\begin{aligned} \text{PEP} &= Q\left(\sqrt{\frac{E}{2(1-\rho^2)(\sigma_n^2 + E|x_q|^2\sigma_e^2)}\left(\|\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I\|^2 + \frac{\|\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O\|^2}{\zeta_R^2} - \frac{2\rho(\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I)^T(\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O)}{\zeta_R}\right)}\right)} \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{E_s\gamma}{\sigma_{\tilde{n}_t}^2}}\right). \end{aligned} \quad (108)$$

Bu denklemde  $E_s = E/4(1-\rho^2)$ 'dir ve  $\gamma$ , aşağıdaki ifadeye eşittir:

$$\gamma = \|\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I\|^2 + \frac{1}{\zeta_R^2}\|\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O\|^2 + \frac{2\sin\varphi_R}{\zeta_R}(\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I)^T(\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O). \quad (109)$$

(108) dikkate alındığında ortalama PEP ifadesinin; Ricean sönümlenmeli kanallar üzerinden iletilen ve alıcıda sezilen sinyal bileşenlerinin arasındaki Euclid uzaklığına, IQI bozulmalarına, sinyal enerjisine ve sezim hatasının varyansına bağlı olduğu söylenebilir.

APEP değeri, (108)'deki  $Q$ -fonksiyonunun beklenen değerini hesaplayarak bulunabilir:

$$\overline{\text{PEP}} = E\left\{Q\left(\sqrt{\frac{E_s\gamma}{\sigma_{\tilde{n}_t}^2}}\right)\right\} = \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{E_s\gamma}{\sigma_{\tilde{n}_t}^2}}\right) f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (110)$$

Ancak (110)'da yer alan ve  $\gamma$ 'nın PDF'sini temsil eden  $f_\gamma(\gamma)$  ifadesini bulmak kolay değildir. Dolayısıyla ortalama PEP'i hesaplayabilmek için moment üretme fonksiyonundan yararlanılmıştır. İlgili moment üretme fonksiyonunu belirleyebilmek için, öncelikle (108) daha basit bir şekilde şöyle ifade edilir ( $\gamma = \zeta_1^2 + \zeta_2^2 - 2\rho\zeta_1\zeta_2$ ):



$$\text{PEP} = Q \left( \sqrt{\frac{E_s}{\sigma_{\hat{n}_r}^2} (\zeta_1^2 + \zeta_2^2 - 2\rho\zeta_1\zeta_2)} \right). \quad (111)$$

Burada  $\zeta_1 = (\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I)$  ve  $\zeta_2 = (\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O) / \zeta_R$  olup;  $\zeta_1$  ve  $\zeta_2$ , sırasıyla  $\mu_1$  ve  $\mu_2$  ortalamaları ile  $v_1$  ve  $v_2$  varyanslarına sahiptirler. Sezilen verici antenlerin indisleri  $\hat{l}$  ve  $\hat{k}$  ile gösterilmek ve  $\Phi = 0.5 \left( \frac{1}{K+1} - \sigma_e^2 \right)$  olmak üzere,  $v_1$  şu ifadeye eşittir:

$$v_1 = \begin{cases} \Phi[(x_q^I)^2 + (x_q^O)^2 + (\hat{x}_q^I)^2 + (\hat{x}_q^O)^2] & (l \neq \hat{l}, k \neq \hat{k}) \\ \Phi[(x_q^I - \hat{x}_q^I)^2 + (x_q^O)^2 + (\hat{x}_q^O)^2] & (l = \hat{l}, k \neq \hat{k}) \\ \Phi[(x_q^I)^2 + (\hat{x}_q^I)^2 + (\hat{x}_q^O - x_q^O)^2] & (l \neq \hat{l}, k = \hat{k}) \\ \Phi[(x_q^I - \hat{x}_q^I)^2 + (\hat{x}_q^O - x_q^O)^2] & (l = \hat{l}, k = \hat{k}) \end{cases}$$

Verici anten indislerine bağlı genel şartları bozmadan, basit matematiksel işlemlerle  $v_1 = v_2$  olduğu bulunmuştur.

$\gamma$ 'nın iki bağımsız merkezi-olmayan Chi-kare rastgele değişkenin lineer kombinasyonu olduğu göz önünde bulundurularak karesel formda yazılabilir:

$$\gamma = \Psi^T \mathbf{A} \Psi = \sum_{j=1}^2 \lambda_j (U_j + b_j)^2. \quad (112)$$

Burada  $\lambda_j$ ,  $\Sigma^{1/2} \mathbf{A} \Sigma^{1/2}$  ifadesinin  $j$ . özdeğerlerini;  $\Sigma$ ,  $\zeta_1$  ve  $\zeta_2$ 'nin kovaryans matrisini göstermektedir. Bunun yanında  $\boldsymbol{\mu} \equiv (\mu_1, \mu_2)$ ,  $\zeta_1$  ve  $\zeta_2$ 'nin ortalama değer matrisi olmak üzere  $(b_1, b_2) \equiv \mathbf{b} = \mathbf{L}^T \Sigma^{-1/2} \boldsymbol{\mu}$  ortalama değer matrisi elde edilmiştir.  $\mathbf{L}$ ,  $\lambda_1$  ve  $\lambda_2$ 'yi kullanarak hesaplanan özvektör değeri olup,  $U_j$  bağımsız standart normal dağılımlı değişkenleri temsil etmektedir.  $\Psi^T \mathbf{A} \Psi$  karesel formunun moment üretme fonksiyonunun aşağıdaki gibi olduğu bilinmektedir:

$$M_{\Psi^T \mathbf{A} \Psi}(t) = \prod_{j=1}^2 (1 - 2t\lambda_j)^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ \sum_{j=1}^2 \frac{b_j^2 t \lambda_j}{1 - 2t\lambda_j} \right\}. \quad (113)$$

Buradan hareketle,  $\gamma$ 'nın moment üretme fonksiyonu, bağımsız kanallar varsayımı altında şu şekilde yazılır:

$$M_\gamma(t) = \left( \frac{\exp\left(\frac{b_1^2 \lambda_1 t}{1-2\lambda_1 t}\right)}{\sqrt{1-2\lambda_1 t}} \times \frac{\exp\left(\frac{b_2^2 \lambda_2 t}{1-2\lambda_2 t}\right)}{\sqrt{1-2\lambda_2 t}} \right)^{N_r}. \quad (114)$$

$\lambda_1$  ve  $\lambda_2$ , şu eşitlikten hesaplanır:

$$\lambda_{1,2} = v_1 \mp \sqrt{(v_1)^2 - (1-\rho^2)}. \quad (115)$$

Bu bilgiler ışığında, APEP'in tam kapalı form denklemi, (111) ve (114)'ün yardımıyla şöyle bulunmuştur:

$$\overline{\text{PEP}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma \left( \frac{-E_s}{2\sigma_{n_r}^2 \sin^2 \theta} \right) d\theta. \quad (116)$$

Bu denklem, nümerik metotlar kullanılarak kolayca hesaplanabilir. Ancak parametrelerin sistem performansına olan etkileri hakkında açık bir kanıya varabilmek adına,  $E_s \gg 1$  olduğu durumlar için APEP' in asimptotik ifadesi elde edilmiştir:

$$\overline{\text{PEP}}_a = \frac{1}{\pi} \left( \frac{\exp\left(-\frac{b_1^2 + b_2^2}{2}\right)}{(E_s / \sigma_{n_r}^2) \sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_r} \times \int_0^{\pi/2} (\sin \theta)^{2N_r} d\theta. \quad (117)$$

Devamında  $\int_0^{\pi/2} (\sin \theta)^{2N_r} d\theta = \frac{\sqrt{\pi} \Gamma(N_r + 1/2)}{2\Gamma(N_r + 1)}$  eşitliği kullanılarak ( $\Gamma(\cdot)$  Gamma fonksiyonu) ve birkaç matematiksel işlem yapılarak ortalama PEP'i şu şekilde yazmak mümkündür:

$$\overline{\text{PEP}}_a = \frac{(2N_r - 1)!!}{2^{N_r+1} N_r!} \left( \frac{\exp\left(-\frac{b_1^2 + b_2^2}{2}\right)}{|\cos \varphi_R|} \right)^{N_r} \left( \frac{E_s}{\sigma_{n_r}^2} \right)^{-N_r}. \quad (118)$$

Bu denklemden, APEP'in alıcı anten sayısına, Ricean kanal üzerinden alınan sinyalin ortalama değerine, faz dengesizliğine, iletilen sinyalin enerjisine ve gürültünün varyansına bağlı olduğu açıkça söylenebilir. Buna ek olarak, (118) ile iki önemli husus ispatlanmıştır. İlk olarak, önerilen optimum tasarım, genlik dengesizliğine uyumludur, çünkü (118)  $\zeta_R$ 'den bağımsızdır. İkinci husus da çeşitlilik kazancının, (84)'teki eşitliği kullanarak, ideal durumda olduğu gibi, alıcı anten sayısına eşit olarak hesaplanmasıdır.

#### 4.3.3.2. ABER

Alıcı tarafta IQI hatası bulunan QSM-MIMO sistemin ABER değeri, eş olasılıklı semboller varsayımı altında, birleşik sınırlama tekniği kullanılarak (87)'deki formülden hesaplanabilir.

Bir sembol ile bu sembole minimum Euclid uzaklığındaki komşu sembol arasındaki hata olasılığının, uzak noktalardaki diğer sembollere göre daha fazla olduğu göz önünde bulundurularak ve Gray kodlama için birbirine en yakın iki sembol arasındaki ortalama PEP kullanılarak, ABER ifadesi için bir üst sınır belirlenebilir:

$$\overline{\text{BER}} \leq \frac{\omega}{m} \Pr(\tilde{\mathcal{X}}_p \rightarrow \hat{\mathcal{X}}_p). \quad (119)$$

Bu ifadedeki  $\omega$ , minimum uzaklıktaki komşu sembollerin ortalama sayısını göstermektedir ve  $M$ -QAM kare yıldızküme diyagramı için şuna eşittir:

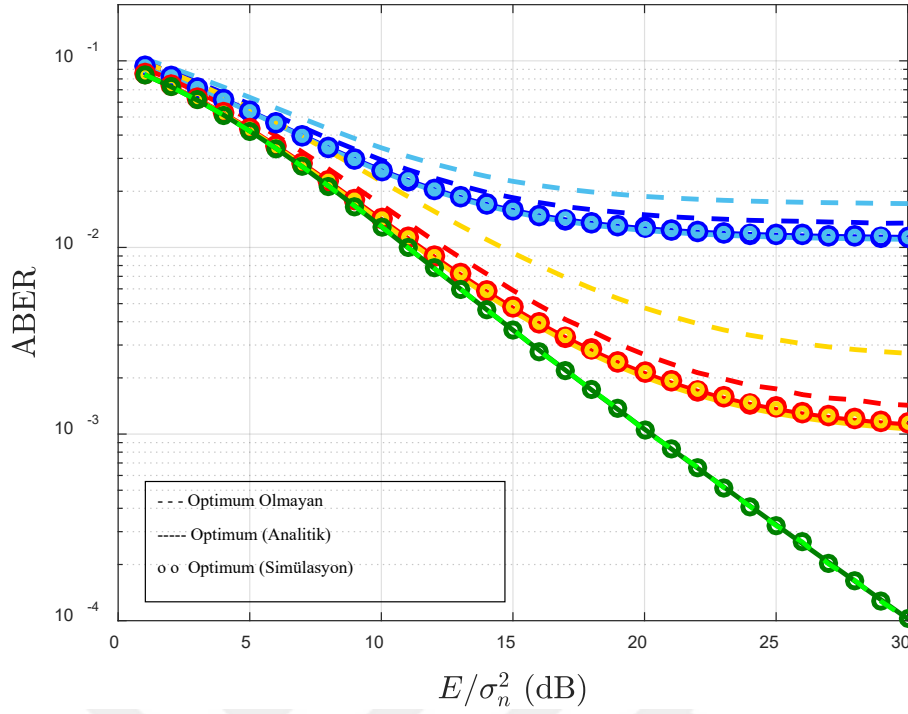
$$\omega = \frac{1}{M} [8 + 12(\sqrt{M} - 2) + 4(\sqrt{M} - 2)^2]. \quad (120)$$

#### 4.3.4. Nümerik Analiz ve Sonuçlar

Bu bölümde; QSM-MIMO kablosuz haberleşme sistem performansı üzerinde alıcı taraftaki IQI'nın, hatalı kanal bilgisinin, Ricean şekil parametresinin, çeşitlilik kazancının ve modülasyon boyutunun etkileri analitik çözümlerle ve bilgisayar simülasyonları ile değerlendirilmiştir. Her ikisi de saniyede 4 bit/Hz spektral verimliliğe sahip 2x1 ve 2x2 QSM konfigürasyonları ele alınmış ve ABER'in analitik sonuçları, aksi belirtilmedikçe 4-QAM modülasyon şeması kullanılarak elde edilmiştir. ABER sonuçları, 0-30 dB SNR değerleri için verilmiş ve bilgisayar simülasyonları en az  $10^6$  sembol iletimi baz alınarak gerçekleştirilmiştir.

İlk önce, önerilen optimum MLD metodunun 2x1 QSM-MIMO için ABER performansı Ricean şekil parametresi  $K=3dB$  için klasik MLD yöntemiyle karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.7'de sunulmuştur. Bu şekil, önerilen optimum MLD metodunun klasik MLD'den üstün olduğunu ispatlamakla birlikte, IQI ve hatalı kanal bilgisi durumlarının sistem performansına olan etkilerinin açıkça gözlenebilmesini de sağlar. Optimum MLD, ele alınan tüm durumlarda geleneksel metottan üstündür. Örneğin  $ABER=3 \times 10^{-3}$  iken  $\zeta_R = 0.2$ ,  $\varphi_R = 10^\circ$  ve  $\sigma_e^2 = 0.01$  olduğu durumda klasik MLD'den yaklaşık 8 dB daha iyi sonuçlar elde etmiştir. Diğer bir önemli husus; IQI parametreleri  $\zeta_R = 0.5$  ve  $\varphi_R = 5^\circ$ 'den  $\zeta_R = 0.2$  ve  $\varphi_R = 10^\circ$ 'ye değiştirildiğinde, yani IQI etkisi artırıldığında, geleneksel MLD'nin çok ciddi performans kaybına uğradığıdır. Bunun yanında bu değişikliğin optimum MLD ile servis kalitesinde neredeyse hiçbir değişikliğe sebep olmadığı gözlenmiştir. Sezim hatasının varyansı ( $\sigma_e^2$ ) artırıldığında ise her iki sistemde performans kayıpları olmaktadır. İdeal durumla karşılaştırıldığında hem IQI'nın hem de kanal sezim hatalarının gelecekteki kablosuz haberleşme sistemlerinde göz ardı edilemeyecek bozucu etkilere sebep olduğu gözlenmektedir.

Tablo 4-1'deki sonuçlar 2x1 ve 2x2 QSM-MIMO sistemler için faz dengesizliğini  $\varphi_R = 4^\circ$ 'ye, Ricean faktörünü  $K=2$  dB'ye sabitlerken; genlik dengesizliği 0.3, 0.5, 0.7 ve 0.9 arasında değiştirilerek sunulmuştur. Bu tabloda  $\zeta_R$  değerleri değişimine karşı ABER performansının verilen SNR değerlerinde aynı kaldığı görülmektedir. Dolayısıyla bu tabloda yer alan sonuçlar, önerilen sistemin genlik dengesizliğine uyumlu olduğu konusunda daha önce (118) denkleminin üzerinden yapılan yorumun ispatı niteliğindedir.



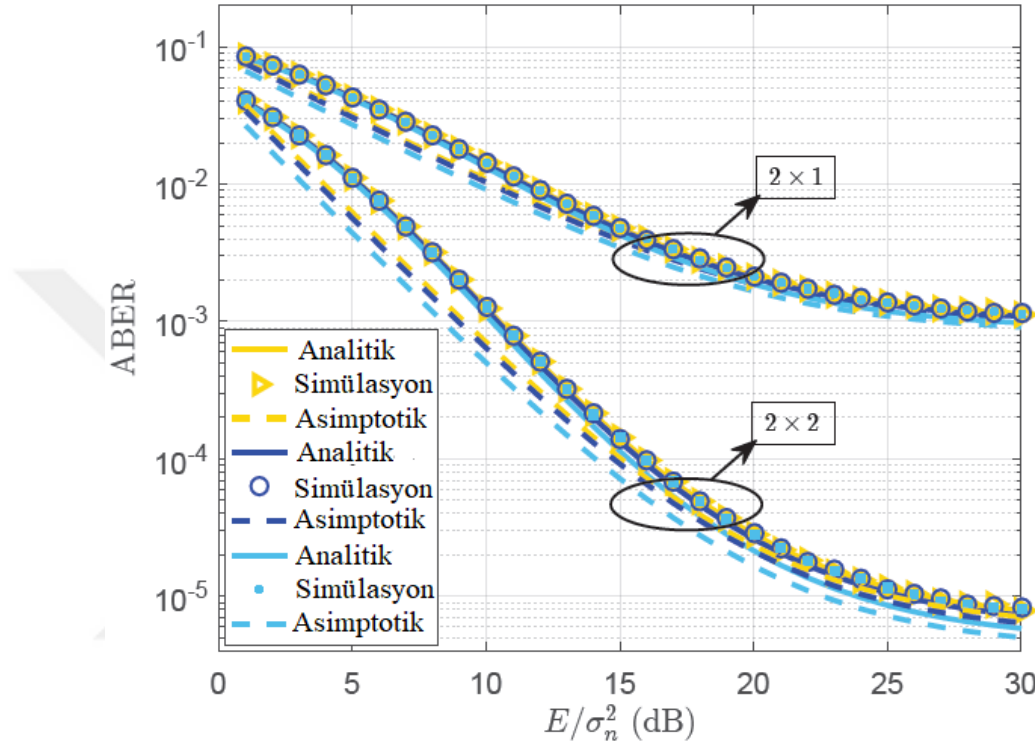
**Şekil 4.7.** 2x1 QSM-MIMO sistemin  $K=3dB$  için optimum MLD ve klasik MLD kullanımında ABER performansı (mavi:  $\zeta_R = 0.5, \varphi_R = 5^\circ, \sigma_e^2 = 0.1$ , kırmızı:  $\zeta_R = 0.5, \varphi_R = 5^\circ, \sigma_e^2 = 0.01$ , sarı:  $\zeta_R = 0.2, \varphi_R = 10^\circ, \sigma_e^2 = 0.01$ , açık mavi:  $\zeta_R = 0.2, \varphi_R = 10^\circ, \sigma_e^2 = 0.1$ , yeşil ve açık yeşil: ideal durum).

**Tablo 4-1.** Farklı  $\zeta_R$  değerleri için ABER sonuçları ( $\varphi_R = 4^\circ, K = 2dB, \sigma_e^2 = 0.01$ )

Sistem	$\zeta_R$	SNR Değerleri (dB)			
		5	10	15	20
2x1	0.3	0.0457	0.0162	0.0058	0.0027
	0.5	0.0457	0.0162	0.0058	0.0027
	0.7	0.0457	0.0162	0.0058	0.0027
	0.9	0.0457	0.0162	0.0058	0.0027
2x2	0.3	0.0123	0.0016	0.0002	0
	0.5	0.0123	0.0016	0.0002	0
	0.7	0.0123	0.0016	0.0002	0
	0.9	0.0123	0.0016	0.0002	0

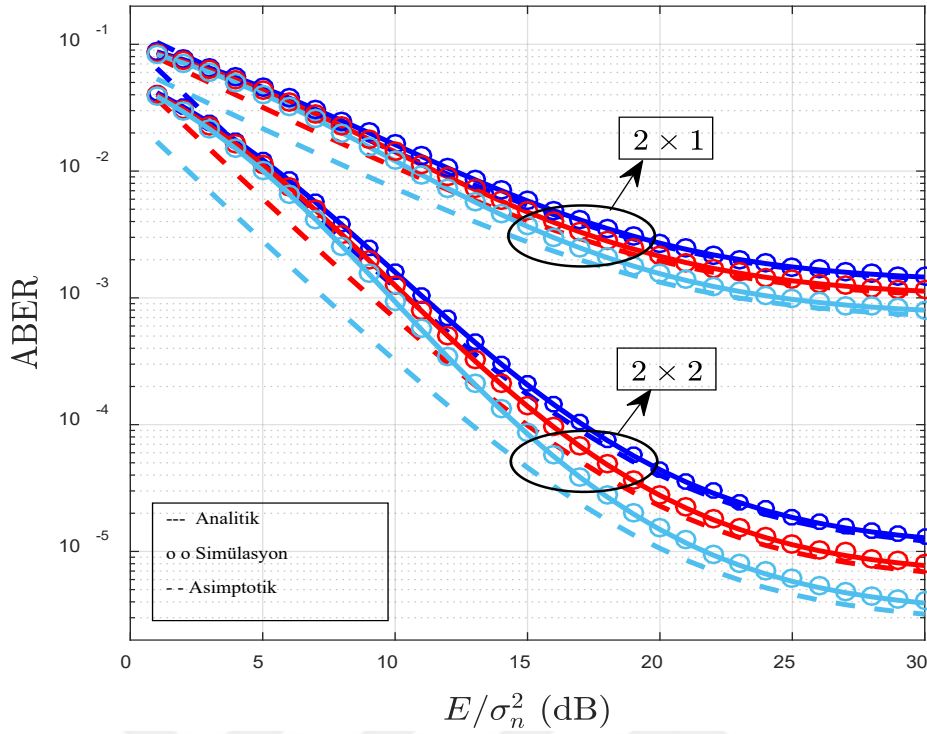
Şekil 4.8' de  $\zeta_R = 0.7, \sigma_e^2 = 0.01, K = 3dB$  değerleri sabit iken faz dengesizliğinin şiddeti değiştirilerek 2x1 ve 2x2 QSM-MIMO sistemlerin ABER performansları incelenmiştir. Asimptotik analiz sonuçları da şekle dahil edilmiştir. IQI etkisindeki

durumlarda hemen hemen aynı performansların elde edilmesi, önerilen optimum MLD'nin faz dengesizliğinin bozucu etkilerini minimuma düşürdüğünü göstermektedir. Bu şekilde çıkarılabilecek sonuçlardan biri,  $\varphi_R$  ideal değerine yaklaşırken asimptotik ABER eğrilerinin analitik sonuçlara daha yakın olarak elde edilmesidir. Bir diğer sonuç da alıcı anten sayısı artışı ile sistem performansının iyileşmesidir.



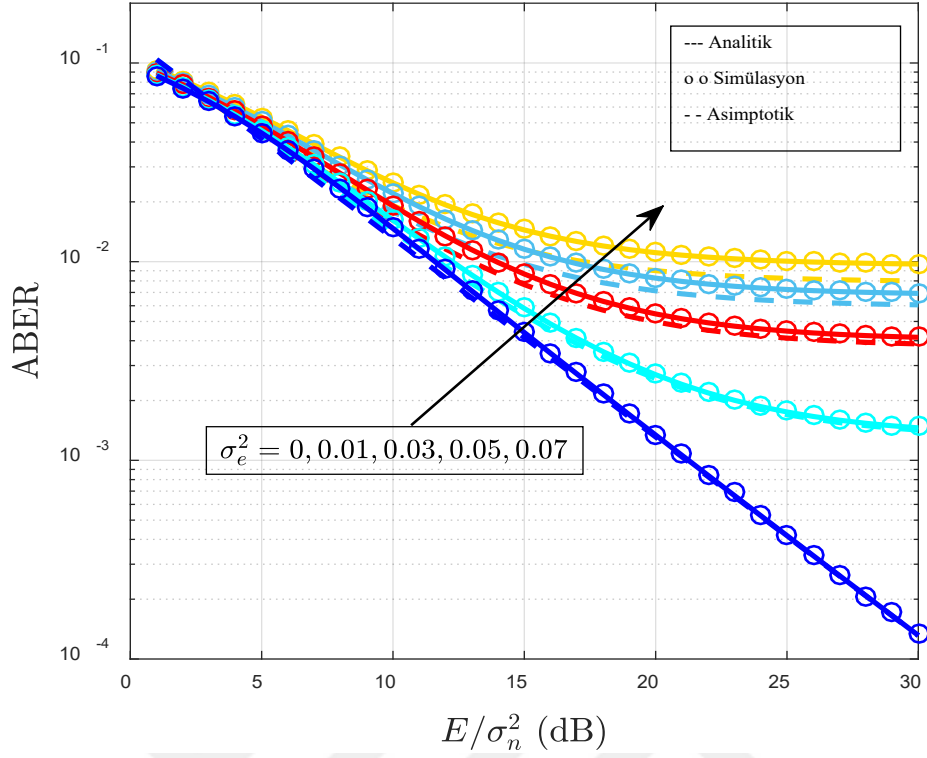
Şekil 4.8. Sabit  $\xi_R = 0.7, \sigma_e^2 = 0.01, K = 3dB$  değerleri için 2x1 ve 2x2 QSM-MIMO sistemlerin optimum MLD ile ABER performansları (sarı:  $\varphi_R = 0^\circ$ , mavi:  $\varphi_R = 8^\circ$  ve açık mavi:  $\varphi_R = 15^\circ$ ).

Şekil 4.9 dikkate alındığında, Ricean faktörü,  $K$ , değerinin yükselmesinin sistem performansı üzerinde pozitif bir etkisi olduğu yorumu yapılabilir. Örneğin  $K$ 'nin 2 dB'den 4 dB'ye çıkarılması,  $ABER=10^{-4}$  iken 2x2 QSM-MIMO sistemde 2 dB'lik bir performans iyileştirmesi sağlamıştır. Buna ek olarak, çeşitlilik kazancının alıcı anten sayısına eşit olduğu konusunda Şekil 4.8 ve 4.9 uyum içindedir. Ancak  $K$  değeri ya da alıcı anten sayısının artması, asimptotik sınırların genişlemesine sebep olmaktadır.

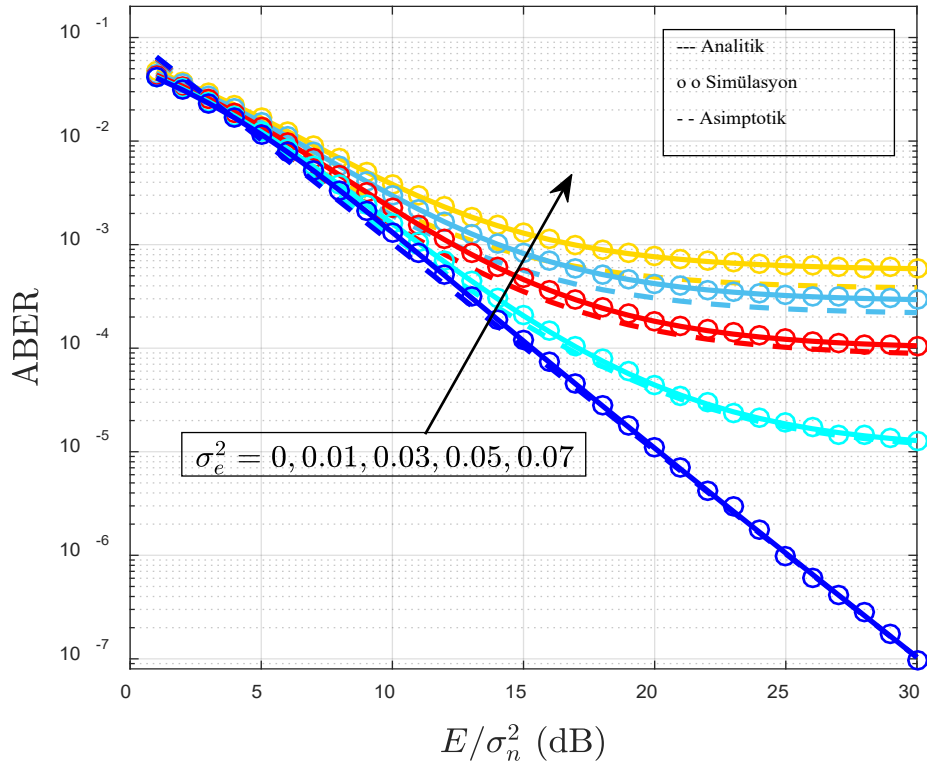


**Şekil 4.9.** Sabit  $\zeta_R = 0.7, \varphi_R = 4^\circ, \sigma_e^2 = 0.01$  değerleri için 2x1 ve 2x2 QSM-MIMO sistemlerin optimum MLD ile ABER performansları (mavi:  $K = 2dB$ , kırmızı:  $K = 3dB$  ve açık mavi:  $K = 4dB$ ).

Şekil 4.10 ve 4.11, hatalı kanal bilgisinin etkilerini açıklığa kavuşturmak için verilmiştir. 2x1 ve 2x2 QSM-MIMO sistemlerin ABER sonuçları, optimum MLD tasarımı ile sabit  $\zeta_R = 0.7, \varphi_R = 4^\circ, K = 2dB$  değerleri için sunulmaktadır. Mükemmel kanal bilgisi durumunda her iki sistem de en iyi sonuçlarını üretmektedir. Ancak en ufak bir sezim hatasında, mesela  $\sigma_e^2 = 0.01$  olduğunda, sistemin ABER değeri SNR artışına rağmen daha fazla azaltılamamaktadır. Sezim hatasının varyans değeri arttıkça performanstaki düşüş daha şiddetli olmaktadır. Burada, bahsi geçen hata düzlüğünü denklem (108) üzerinden açıklamak mümkündür. Yüksek SNR değerleri için bu denklemin paydasındaki  $(\sigma_n^2 + E|x_k|^2 \sigma_e^2)$  ifadesi,  $E|x_k|^2 \sigma_e^2$ 'e yakınsar. Bu durum, matematiksel olarak pay ve paydadaki  $E$  değerlerinin birbiriyle sadeleşmesi olarak yorumlanabilir. Dolayısıyla bu yaklaşım, sistemin SNR artışıyla ABER performansının iyileşme durumunu ortadan kaldırmakta, bu da hata düzlüğüne sebep olmaktadır. Şekil 4.7-4.11 birlikte dikkate alındığında: i) hata düzlüğünün IQI'dan bağımsız olarak hatalı kanal bilgisinden kaynaklandığı, ii) analitik sonuçların simülasyon sonuçlarıyla mükemmel bir uyum içinde olduğu yorumları çıkartılabilir.



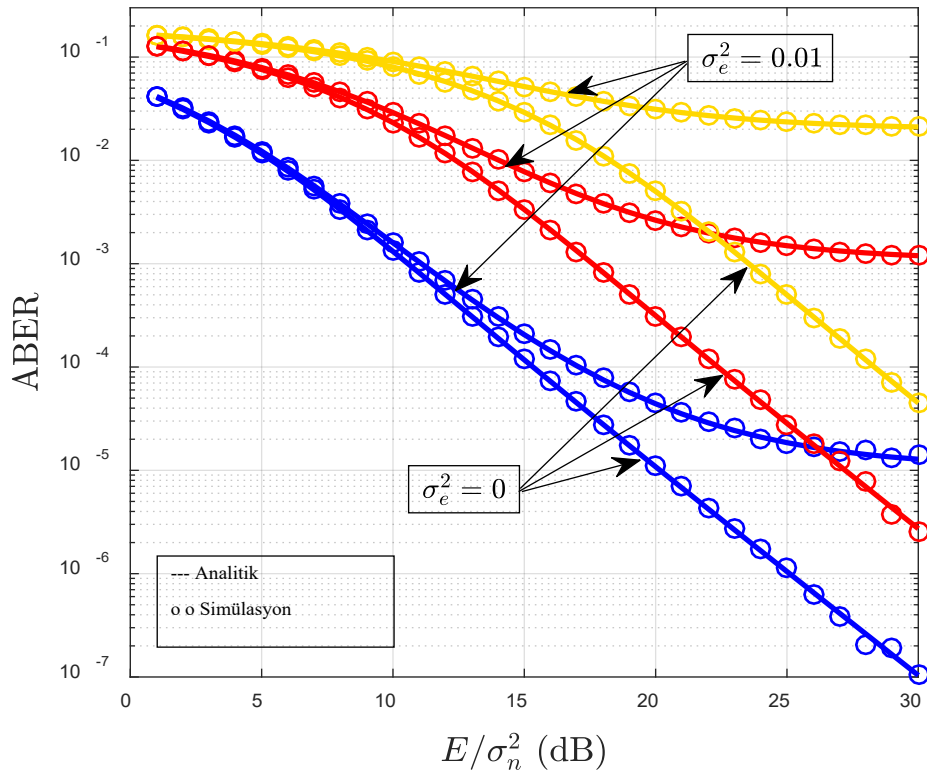
Şekil 4.10. Sabit  $\zeta_R = 0.7, \varphi_R = 4^\circ, K = 2dB$  değerleri için 2x1 QSM-MIMO sistemin optimum MLD ile ABER performans analizi



Şekil 4.11. Sabit  $\zeta_R = 0.7, \varphi_R = 4^\circ, K = 2dB$  değerleri için 2x2 QSM-MIMO sistemin optimum MLD ile ABER performans analizi



Son olarak, sabit  $\zeta_R = 0.7, \varphi_R = 4^\circ, K = 2dB$  değerleri için 2x2 QSM-MIMO sistemin ABER performansı, modülasyon şemasına bağlı olarak incelenmiştir. İletilen sinyal bitleri saniyede 4, 6 ve 8 bit/Hz spektral verimlilik sağlayacak şekilde sırasıyla 4-QAM, 16-QAM ve 64-QAM sembolleri modüle etmektedir. Şekil 4.12’de görüldüğü gibi yüksek dereceden modülasyon şemaları, dolayısıyla yüksek veri oranları için hata olasılığı artmaktadır. Bunun yanında, mükemmel kanal bilgisi sonuçları ile hatalı kanal bilgisi sonuçları karşılaştırılırsa, kanal sezim hatalarının bozucu etkisi de veri oranı arttıkça artmaktadır. Bu önemli çıktılar, çok daha yüksek veri oranları vaat eden yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri için IQI ve hatalı kanal bilgisi etkisinin daha kritik boyutlarda olacağına işaret etmektedir.



**Şekil 4.12.** Sabit  $\zeta_R = 0.7, \varphi_R = 4^\circ, K = 2dB$  değerleri için 2x2 QSM-MIMO sistemin optimum MLD ile ABER performans analizi (mavi: 4-QAM, kırmızı: 16-QAM ve sarı: 64QAM).

#### 4.4. Hatalı Kanal Bilgisi ve IQI'nın SM-MIMO Sistemler Üzerindeki Etkisi

##### 4.4.1. Sistem ve Kanal Modeli

Bölüm 3.1.2'de anlatılan SM-MIMO modeli,  $N_t \times N_r$  boyutta bir sistem olarak tasarlanmış ve hem alıcı hem de verici tarafta IQI'nın bozucu etkilerine maruz kaldığı varsayılmıştır. Kanal ortamı, genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli olarak seçilmiştir. Dolayısıyla kanal katsayıları rastgele ortalamalara ve eş olmayan varyans değerlerine sahip rastgele Gauss değişkenlerden oluşmaktadır. Kanal katsayıları vektörü  $\mathbf{h}_l$ 'nin elemanlarının reel ve imajiner kısımlarının, sırasıyla  $\mathcal{N}(\mu_I, \sigma_I^2)$  ve  $\mathcal{N}(\mu_Q, \sigma_Q^2)$  dağılımına sahip olduğu varsayılırsa; ilgili kanal katsayılarının I/Q kısımlarını temsil eden  $h_{lr}^I$  ve  $h_{lr}^Q$ 'nin arasındaki korelasyon katsayısı şu eşitlikten hesaplanabilir:

$$\rho_h = \frac{E\{(h_{lr}^I - \mu_I)(h_{lr}^Q - \mu_Q)\}}{\sigma_I \sigma_Q}. \quad (121)$$

LO'nun I kolunun ideal varsayıldığı, hataların Q kolu üzerinde tanımlandığı asimetrik IQI yapısından yararlanarak, verici tarafta IQI etkisi altındaki üst-çevrimli sinyalin taban bant gösterimi şu şekilde verilir:

$$\tilde{x}_q = G_1 x_q + G_2^* x_q^*. \quad (122)$$

Burada  $x_q$ , sorunsuz I/Q eşleşmesi durumunda modüle edilmiş taban bant verici sinyali;  $G_1$  ve  $G_2$  ise (30)'da verilen verici taraf IQI parametrelerini temsil etmektedir ( $q \in \{1, \dots, M\}$ ).  $M$ -QAM modülasyon şemasından yararlanılmıştır.

Alıcı taraftaki IQI etkileri de dikkate alındığında,  $r$ . alıcı antenden alınan sinyal şu şekilde verilir:

$$y_r = K_1 \left( \sqrt{E} (h_{lr} \tilde{x}_q) + n_r \right) + K_2 \left( \sqrt{E} (h_{lr} \tilde{x}_q) + n_r \right)^*. \quad (123)$$

Buradaki  $E$ , iletilen sinyal enerjisini temsil eder ve  $r \in \{1, \dots, N_r\}$  'dir. Bu ifade, (122)'yi kullanarak genişletilebilir:

$$y_r = \sqrt{E}(K_1 G_1 h_{lr} + K_2 G_2 h_{lr}^*)x_q + K_1 n_r + \sqrt{E}(K_2 G_1^* h_{lr}^* + K_1 G_2^* h_{lr})x_q^* + K_2 n_r^* . \quad (124)$$

(124)'ten görüldüğü üzere IQI,  $\sqrt{E}(K_2 G_1^* h_{l,i}^* + K_2 G_2^* h_{l,i})x_q^*$  bileşeni ile öz-girişim etkisine neden olmaktadır. Bu öz-girişim etkisini daha açık bir şekilde görmek için, sembollerin birim enerjili olduğu varsayılarak ortalama sinyal-girişim oranı (SIR), (124)'ten yararlanarak şu şekilde hesaplanabilir:

$$\overline{\text{SIR}} = \frac{E \left\{ \left| \sqrt{E}(G_1 K_1 h_{l,i} + G_2 K_2 h_{l,i}^*) \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \sqrt{E}(G_1^* K_2 h_{l,i}^* + G_2^* K_1 h_{l,i}) \right|^2 \right\}} = \frac{|G_1 K_1|^2 + |G_2 K_2|^2 + 2\Re\{G_1 G_2^* K_1 K_2^*\}(\sigma_I^2 - \sigma_Q^2)}{|G_2 K_1|^2 + |G_1 K_2|^2 + 2\Re\{G_1 G_2^* K_1 K_2^*\}(\sigma_I^2 - \sigma_Q^2)} . \quad (125)$$

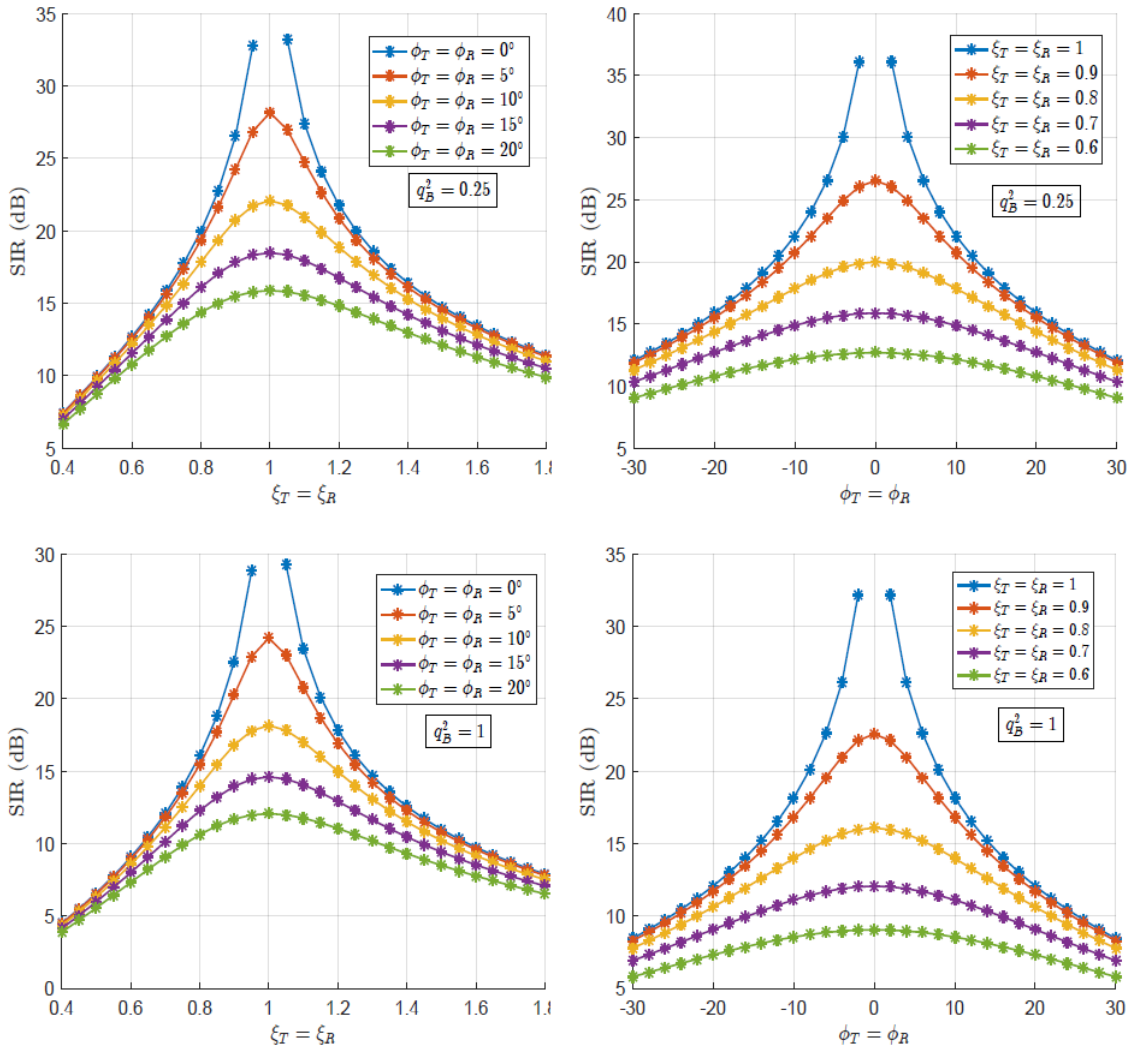
Mükemmel I/Q eşleşmesi durumunda SIR değeri Şekil 4.13'te görüldüğü gibi ideal değeri olan  $\infty$ 'a eşittir. Aksine genlik ya da fazdaki en ufak bir dengesizlik durumu bile, örneğin  $\zeta_T = \zeta_R = 0.05$  ya da  $\varphi_T = \varphi_R = 2^\circ$ , SIR değerinde düşüşe sebep olmaktadır. Dolayısıyla IQI, SM-MIMO sistemlerdeki önemli bir sorun olarak dikkate alınmalıdır. Diğer yandan, kanalın I/Q bileşenlerinin varyansları arasındaki ilişkinin, SIR değeri üzerinde bir etkisinin olduğu (125)'ten açıkça görülebilir. Şekil 4.13'te, kanalın I/Q kısımlarına ait varyans değerlerinin oranını veren  $q_B^2$  parametresinin SIR değeri ile ters orantılı olması, bu etkiyi net bir şekilde ortaya koymaktadır.

Pratikteki MIMO sistemlerin alıcı tarafında  $h_r$  kanal katsayıları bilinmemektedir. Bu durum göz önünde bulundurularak, daha gerçekçi sonuçlara ulaşabilmek amacıyla bu bölümde hatalı kanal bilgisi durumu da ele alınmıştır.  $\tilde{\mathbf{H}}$  sezilmiş kanal matrisini elde etmek için bir kanal sezim algoritması kullanıldığı varsayılmıştır. Genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal bileşenleri ile bunların sezilmiş versiyonlarının durağan olduğu; aynı zamanda kanal katsayıları ile sezim hatalarının ortogonal olduğu varsayılarak, aşağıdaki sezim kuralı uygulanmıştır:

$$h_{lr} = \tilde{h}_{lr} - e_r . \quad (126)$$

Burada  $e_r$  kanal sezim hatasının I ve Q bileşenleri, sırasıyla  $\mathcal{N}(0, \sigma_{e_I}^2)$  ve  $\mathcal{N}(0, \sigma_{e_Q}^2)$  dağılımına sahiptir ve ilişkilidir. Ayrıca  $\sigma_e^2 = \sigma_{e_I}^2 + \sigma_{e_Q}^2$  varyansı, sezim kalitesini gösterir ve kanal dinamiklerine ya da sezim metotlarına göre seçilebilir. (126)'dan hareketle, sezilen kanal katsayılarının reel ve imajiner bileşenlerinin korelasyon katsayısı şu eşitlikten hesaplanır:

$$\rho_{\tilde{h}} = \frac{E\{(h_{rI}^I - \mu_I)(h_{rI}^Q - \mu_Q)\} + E\{e_r^I e_r^Q\}}{\sqrt{(\sigma_I^2 + \sigma_{e_I}^2)(\sigma_Q^2 + \sigma_{e_Q}^2)}}. \quad (127)$$



**Şekil 4.13.** IQI etkisindeki SM-MIMO sistem için verilen SIR değerleri (ilk sütun: sabit faz dengesizliği, ikinci sütun: sabit genlik dengesizliği).

(123), (126)'yı kullanarak yeniden yazılabilir:

$$\mathbf{y} = \sqrt{E}[K_1(\tilde{\mathbf{h}}_l - \mathbf{e})\tilde{\mathbf{x}}_q + K_2(\tilde{\mathbf{h}}_l - \mathbf{e})^* \tilde{\mathbf{x}}_q^*] + K_1 \mathbf{n} + K_2 \mathbf{n}^* = \sqrt{E}\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p + \tilde{\mathbf{n}}. \quad (128)$$

Bu ifadeden,  $\mathbf{y}$ 'nin kullanışlı sinyal kısmı ve gürültü bileşeni sırasıyla şöyle verilir:

$$\tilde{\boldsymbol{\chi}}_p = K_1 \tilde{\mathbf{h}}_l \tilde{\mathbf{x}}_q + K_2 \tilde{\mathbf{h}}_l^* \tilde{\mathbf{x}}_q^*. \quad (129)$$

$$\tilde{\mathbf{n}} = -\sqrt{E}K_1 \mathbf{e} \tilde{\mathbf{x}}_q + \sqrt{E}K_2 \mathbf{e}^* \tilde{\mathbf{x}}_q^* + K_1 \mathbf{n} + K_2 \mathbf{n}^*. \quad (130)$$

Bu noktada, (130)'daki  $\tilde{\mathbf{n}}$ 'nin ilişkili I/Q bileşenlerine sahip olduğunu,  $\text{cov}(\tilde{n}_l^I, \tilde{n}_l^Q) \neq 0$  olmasından anlamak mümkündür. Bunun yanında,  $\tilde{\mathbf{n}}$ 'nin reel ve imajiner kısımları eş-varyanslı değildir:

$$\sigma_{\tilde{n}_l^I}^2 = E\left(\left|\tilde{x}_q^I\right|^2 \sigma_{e^I}^2 + \left|\tilde{x}_q^Q\right|^2 \sigma_{e^Q}^2 - 2E\{e_r^I e_r^Q\} \tilde{x}_q^I \tilde{x}_q^Q\right) + \frac{\sigma_n^2}{2}. \quad (131)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\tilde{n}_l^Q}^2 = & E(\sigma_{e^I}^2 |K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^Q|^2 + \sigma_{e^Q}^2 |K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^Q|^2 \\ & + 2E\{e_r^I e_r^Q\} (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^Q)(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^Q)) + \frac{\xi_R^2 \sigma_n^2}{2}. \end{aligned} \quad (132)$$

Dolayısıyla  $\tilde{\mathbf{n}}$  düzensiz Gauss gürültüsüdür ve geleneksel MLD metodu, genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamında ve IQI etkisi altındaki SM-MIMO sistemler için optimum bir çözüm sağlayamayacaktır.

#### 4.4.2. CRLB Hesaplaması

IQI etkisi altındaki SM-MIMO sisteminin kanal kestiriminde ortaya çıkan hatanın varyansını elde edebilmek, böylece kestiricinin performansını artırabilmek için CRLB ifadesi türetilmiştir. Bu amaçla, öncelikle alıcı tarafta alınan sinyalin reel ve imajiner kısımları (123)'ü kullanarak yazılmıştır:

$$y_r^I = \sqrt{E}(h_r^I \tilde{x}_q^I - h_r^Q \tilde{x}_q^Q) + n_r^I. \quad (133)$$

$$y_r^O = \sqrt{E}[h_r^I(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O) + h_r^O(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)] + (K_c n_r^I + K_d n_r^O). \quad (134)$$

Burada reel ve imajiner kısımdaki gürültü bileşenleri  $\eta^I = n_r^I$  ve  $\eta^O = K_c n_r^I + K_d n_r^O$  olarak yazılabilir. Bu gürültü bileşenlerinin varyansları sırasıyla  $\sigma_{\eta^I}^2 = \sigma_n^2 / 2$  ve  $\sigma_{\eta^O}^2 = (\zeta_R^2 \sigma_n^2) / 2$  olarak hesaplanırken, korelasyon katsayısı  $\rho_\eta = -\sin \varphi_R$  olarak bulunur.

Bu bilgiler ışığında,  $y_r^I$  ve  $y_r^O$ 'nun ortak PDF'si şu şekilde elde edilir:

$$f_{y_r}(y_r^I, y_r^O) = \frac{1}{2\pi\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}\sqrt{1-\rho_\eta^2}} \times \exp \left[ \frac{-1}{2(1-\rho_\eta^2)} \times \left( \frac{\left| y_r^I - \sqrt{E}(h_r^I \tilde{x}_q^I - h_r^O \tilde{x}_q^O) \right|^2}{\sigma_{\eta^I}^2} + \frac{\left| y_r^O - \sqrt{E}[h_r^I(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O) + h_r^O(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)] \right|^2}{\sigma_{\eta^O}^2} - \frac{2\rho_\eta [y_r^I - \sqrt{E}(h_r^I \tilde{x}_q^I - h_r^O \tilde{x}_q^O)] \{y_r^O - \sqrt{E}[h_r^I(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O) + h_r^O(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)]\}}{\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}} \right) \right]. \quad (135)$$

$N_p$  pilot sembollerin sayısını temsil etmek üzere bu PDF kullanılarak, öncelikle (136)'daki olabilirlik fonksiyonu elde edilmiş, daha sonra CRLB matrisini bulabilmek amacıyla (38)'de verilen Fisher matrisinin elemanlarını hesaplamada kullanılan logaritma-olabilirlik fonksiyonu (137)'deki gibi yazılmıştır:

$$P_y(\bar{\mathbf{y}}; \mathbf{h}_l) = \left( \frac{1}{2\pi\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}\sqrt{1-\rho_\eta^2}} \right)^{N_p} \times \exp \left[ \frac{-1}{2(1-\rho_\eta^2)} \times \sum_{N=0}^{N_p-1} \left( \frac{\left| y_r^I - \sqrt{E}(h_r^I \tilde{x}_q^I - h_r^O \tilde{x}_q^O) \right|^2}{\sigma_{\eta^I}^2} + \frac{\left| y_r^O - \sqrt{E}[h_r^I(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O) + h_r^O(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)] \right|^2}{\sigma_{\eta^O}^2} - \frac{2\rho_\eta [y_r^I - \sqrt{E}(h_r^I \tilde{x}_q^I - h_r^O \tilde{x}_q^O)] \{y_r^O - \sqrt{E}[h_r^I(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O) + h_r^O(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)]\}}{\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}} \right) \right]. \quad (136)$$

$$\ln(P_y(\bar{\mathbf{y}}; \mathbf{h}_l)) = -N_p \ln \left( 2\pi\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}\sqrt{1-\rho_\eta^2} \right) - \frac{N_p}{2(1-\rho_\eta^2)} \times$$

$$\left( \begin{array}{l} \frac{|y_r^I - \sqrt{E}(h_{lr}^I \tilde{x}_q^I - h_{lr}^O \tilde{x}_q^O)|^2}{\sigma_{\eta^I}^2} + \frac{|y_r^O - \sqrt{E}[h_{lr}^I(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O) + h_{lr}^O(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)]|^2}{\sigma_{\eta^O}^2} \\ \frac{2\rho_\eta[y_r^I - \sqrt{E}(h_{lr}^I \tilde{x}_q^I - h_{lr}^O \tilde{x}_q^O)]\{y_r^O - \sqrt{E}[h_{lr}^I(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O) + h_{lr}^O(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)]\}}{\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}} \end{array} \right). \quad (137)$$

Fisher matrisinin elemanları olan  $J_{(h_r^I)}$ ,  $J_{(h_r^I, h_r^O)}$  ve  $J_{(h_r^O)}$ 'nin bulunması için (137)'deki logaritma-olabilirlik fonksiyonunun ikinci türevlerinin hesaplanması gerekir:

$$\frac{\partial^2(\ln(P_y(\tilde{\mathbf{y}}; \mathbf{h}_l))}{\partial(h_r^I)^2} = \frac{-N_p E}{1-\rho_\eta^2} \left( \frac{(\tilde{x}_q^I)^2}{\sigma_{\eta^I}^2} + \frac{(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O)^2}{\sigma_{\eta^O}^2} - \frac{2\rho_\eta \tilde{x}_q^I (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O)}{\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}} \right). \quad (138)$$

$$\frac{\partial^2(\ln(P_y(\tilde{\mathbf{y}}; \mathbf{h}_l))}{\partial(h_r^O)^2} = \frac{-N_p E}{1-\rho_\eta^2} \times \left( \frac{(\tilde{x}_q^O)^2}{\sigma_{\eta^I}^2} + \frac{(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)^2}{\sigma_{\eta^O}^2} - \frac{2\rho_\eta \tilde{x}_q^O (K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)}{\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}} \right). \quad (139)$$

$$\frac{\partial^2(\ln(P_y(\tilde{\mathbf{y}}; \mathbf{h}_l))}{\partial h_r^I \partial h_r^O} = \frac{-N_p E}{1-\rho_\eta^2} \times \left( \frac{-\tilde{x}_q^I \tilde{x}_q^O}{\sigma_{\eta^I}^2} + \frac{(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O)}{\sigma_{\eta^O}^2} + \frac{\rho_\eta (\tilde{x}_q^O (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O) + \tilde{x}_q^I (K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O))}{\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}} \right). \quad (140)$$

Elde edilen bu ikinci türev ifadelerinin beklenen değerleri (39)-(41)'deki gibi hesaplanarak Fisher matrisinin elemanları (141)-(143) ile verilmiştir. Bu elemanlar (38)'deki Fisher matrisinde yerine yazılıp, elde edilen sonuç matrisinin tersi bulunduğu anda, CRLB matrisi elde edilir. Böylece kanal sezim hatasının reel ve imajiner kısımları için varyans ifadesi bulunmuş olur.

$$J_{(h_r^I)} = \frac{N_p E}{1-\rho_\eta^2} \left( \frac{(\tilde{x}_q^I)^2}{\sigma_{\eta^I}^2} + \frac{(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O)^2}{\sigma_{\eta^O}^2} - \frac{2\rho_\eta \tilde{x}_q^I (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O)}{\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}} \right). \quad (141)$$

$$J_{(h_r^O)} = \frac{N_p E}{1-\rho_\eta^2} \left( \frac{(\tilde{x}_q^O)^2}{\sigma_{\eta^I}^2} + \frac{(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)^2}{\sigma_{\eta^O}^2} - \frac{2\rho_\eta \tilde{x}_q^O (K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)}{\sigma_{\eta^I}\sigma_{\eta^O}} \right). \quad (142)$$

$$J_{(h_l^I, h_l^Q)} = J_{(h_l^Q, h_l^I)} = \frac{N_p E}{1 - \rho_\eta^2} \left( \frac{-\tilde{x}_q^I \tilde{x}_q^Q}{\sigma_{\tilde{x}_q^I}^2} + \frac{(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^Q)(K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^Q)}{\sigma_{\tilde{x}_q^Q}^2} + \frac{\rho_\eta (\tilde{x}_q^Q (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^Q) + \tilde{x}_q^I (K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^Q))}{\sigma_{\tilde{x}_q^I} \sigma_{\tilde{x}_q^Q}} \right). \quad (143)$$

$$CR = [J_{(h_l)}(\mathbf{h}_l)]_l^{-1} = \begin{bmatrix} \sigma_{e^I}^2 & E\{e^I e^Q\} \\ E\{e^I e^Q\} & \sigma_{e^Q}^2 \end{bmatrix}. \quad (144)$$

#### 4.4.3. MLD ile Optimum Dedektör Tasarımı

Bu bölümde, genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamında veri iletimi yaptığı varsayılan, IQI ve hatalı kanal bilgisinin ortak etkisi altındaki SM-MIMO kablosuz haberleşme sistemleri için optimum bir MLD tasarımı sunulmaktadır. Bu hataların bozucu etkileri düzensiz Gauss rastgele değişkenlerle modellenmiş, böylece IQI'ın asimetrik karakteri doğru bir şekilde analiz edilebilmiştir. Literatürde Gauss gürültünün düzensizliğinden MLD metodu kullanarak yararlanmanın hata olasılığını düşürdüğü kanıtlandığı için, optimum MLD şemasından yararlanılmıştır. Bunun yanında, alıcı tarafta IQI parametrelerinin bilindiği varsayılmıştır.

(128)'de verilen, hatalı kanal bilgisinin yanında hem verici hem alıcı tarafta IQI' a maruz kalan sinyalin I/Q kısımlarının ortak PDF'si şu şekilde yazılır:

$$f_{y^I, y^Q}(\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^Q | \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p) = \left( \frac{1}{2\pi\sigma_{\tilde{x}_p^I} \sigma_{\tilde{x}_p^Q} \sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_r} \times \exp \left( \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \left[ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{x}_p^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}^Q - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^Q\|^2}{\sigma_{\tilde{x}_p^Q}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^I)^T (\mathbf{y}^Q - \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_p^Q)}{\sigma_{\tilde{x}_p^I} \sigma_{\tilde{x}_p^Q}} \right] \right). \quad (145)$$

Bu PDF'yi kullanarak, sembollerin eş-olasılıklı olduğu varsayımı altında, verici anten indisini ve iletilen sembolü birlikte hesaplayan optimum MLD 'ye ait karar kuralı şöyle tanımlanır:



$$\begin{aligned} \hat{p} &= \arg \max_p \{f_{y^I, y^O}(\mathbf{y}^I, \mathbf{y}^O | \tilde{\chi}_p)\} \\ &= \arg \min_p \left\{ \left[ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\chi}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \tilde{\chi}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\chi}_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \tilde{\chi}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (146)$$

#### 4.4.4. Hata Performans Analizi

##### 4.4.4.1. Optimum MLD için PEP

(146)'da verilen optimum MLD kuralını kullanarak, verici taraftan gönderilen sembol  $\tilde{\chi}_p$  iken alıcı tarafta bu sembolün  $\hat{\chi}_p$  olarak sezilme durumu için şartlı PEP ifadesi şu eşitlikten hesaplanır:

$$PEP_o = \Pr \left\{ \begin{aligned} & \left[ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\chi}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \tilde{\chi}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \tilde{\chi}_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \tilde{\chi}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right] > \\ & \left[ \frac{\|\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \hat{\chi}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \hat{\chi}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}^I - \sqrt{E} \hat{\chi}_p^I)^T (\mathbf{y}^O - \sqrt{E} \hat{\chi}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right] \end{aligned} \right\}. \quad (147)$$

Burada  $\hat{\chi}_p = K_1 \hat{h}_l \hat{x}_q + K_2 \hat{h}_l^* \hat{x}_q^*$  olup;  $\hat{h}_l$  aktif olduğu belirlenen verici antene ait kompleks kanal katsayılarını,  $\hat{x}_q$  da iletildiği tahmin edilen sembolü temsil eder. Sadeleştirmelerden sonra şu ifade elde edilir:

$$\begin{aligned} PEP &= \Pr \left( \begin{aligned} & \left[ \frac{2\rho\sqrt{E} \{(\tilde{\chi}_p^I - \hat{\chi}_p^I)^T \tilde{\mathbf{n}}_r^O + (\tilde{\chi}_p^O - \hat{\chi}_p^O)^T \tilde{\mathbf{n}}_r^I\}}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} - \frac{2\sqrt{E}(\tilde{\chi}_p^I - \hat{\chi}_p^I)^T \tilde{\mathbf{n}}_r^I}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} - \frac{E(\tilde{\chi}_p^I - \hat{\chi}_p^I)^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} \right] \\ & + \left[ \frac{2\rho E(\tilde{\chi}_p^I - \hat{\chi}_p^I)^T (\tilde{\chi}_p^O - \hat{\chi}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} - \frac{2\sqrt{E}(\tilde{\chi}_p^O - \hat{\chi}_p^O)^T \tilde{\mathbf{n}}_r^O}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{E(\tilde{\chi}_p^O - \hat{\chi}_p^O)^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} \right] > 0 \end{aligned} \right) \\ &= \Pr(D > 0). \end{aligned} \quad (148)$$

Burada  $\tilde{\chi}_p$  'ye bağlı olan D Gauss rastgele değişkeninin ortalama ve varyans değerleri sırasıyla aşağıda verilmiştir:

$$\mu_D = - \left( \frac{E \|\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{E \|\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho E (\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I)^T (\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right). \quad (149)$$

$$\sigma_D^2 = 4E(1-\rho^2) \times \left( \frac{\|\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho (\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I)^T (\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right). \quad (150)$$

Bu değerler  $Q$ -fonksiyonunda (107)'deki gibi yazılarak PEP ifadesi türetilmiştir:

$$\begin{aligned} PEP_o &= Q \left( \sqrt{\frac{E}{4(1-\rho_{\tilde{n}}^2)} \left( \frac{\|\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho_{\tilde{n}} (\tilde{\mathbf{x}}_p^I - \hat{\mathbf{x}}_p^I)^T (\tilde{\mathbf{x}}_p^O - \hat{\mathbf{x}}_p^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right)} \right) \\ &= Q \left( \sqrt{\frac{E\gamma}{4(1-\rho_{\tilde{n}}^2)}} \right). \end{aligned} \quad (151)$$

(151)'deki ifade şu şekilde yazılabilir:

$$PEP = Q \left( \sqrt{\frac{E}{4(1-\rho_{\eta}^2)} \left( \frac{\zeta_1^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\zeta_2^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho_{\tilde{n}} \zeta_1 \zeta_2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I} \sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right)} \right). \quad (152)$$

(152)'deki  $\zeta_1$  ve  $\zeta_2$  sırasıyla  $\mathcal{N}(\mu_1, v_1)$  ve  $\mathcal{N}(\mu_2, v_2)$  dağılımına sahiptir. Bu ifade göz önünde bulundurularak, (131)-(132)'de kanal hatasının I/Q kısımlarına ait varyans değerlerinin  $1/E$  ile orantılı olması durumunda hata varyansının PEP üzerindeki etkisinin ortadan kalkacağını belirtmekte fayda vardır.

$\zeta_1$  ve  $\zeta_2$ 'nin ortalama değerleri aşağıda verilmiştir:

$$\mu_1 = \mu_I (\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I) + \mu_Q (\hat{x}_q^O - \tilde{x}_q^O), \quad (153)$$

$$\mu_2 = \mu_I (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O - K_c \hat{x}_q^I - K_d \hat{x}_q^O) + \mu_Q (K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O - K_d \hat{x}_q^I + K_c \hat{x}_q^O) \quad (154)$$

Alıcı tarafta modüle edilmiş sinyali iletmek üzere aktif olduğu belirlenen anten indisi  $\hat{l}$  ile temsil edilmek üzere,  $v_1$  ve  $v_2$  şu iki duruma bağlı olarak elde edilmiştir:

*Durum 1:  $l = \hat{l}$*

$$\begin{aligned} v_1 &= (\sigma_I^2 + \sigma_{e'}^2)(\tilde{x}_q^l - \hat{x}_q^l)^2 + (\sigma_Q^2 + \sigma_{e^o}^2)(\hat{x}_q^o - \tilde{x}_q^o)^2 + 2E\{h_{lr}^l h_{lr}^o\}(\tilde{x}_q^l - \hat{x}_q^l)(\hat{x}_q^o - \tilde{x}_q^o) \\ v_2 &= (\sigma_I^2 + \sigma_{e'}^2)(K_c(\tilde{x}_q^l - \hat{x}_q^l) + K_d(\tilde{x}_q^o - \hat{x}_q^o))^2 + (\sigma_Q^2 + \sigma_{e^o}^2)(K_d(\tilde{x}_q^l - \hat{x}_q^l) + K_c(\hat{x}_q^o - \tilde{x}_q^o))^2 \\ &\quad + 2E\{\tilde{h}_{lr}^l \tilde{h}_{lr}^o\} \times (K_c(\tilde{x}_q^l - \hat{x}_q^l) + K_d(\tilde{x}_q^o - \hat{x}_q^o)) \times (K_d(\tilde{x}_q^l - \hat{x}_q^l) + K_c(\hat{x}_q^o - \tilde{x}_q^o)) \end{aligned}$$

*Durum 2:  $l \neq \hat{l}$*

$$\begin{aligned} v_1 &= (\sigma_I^2 + \sigma_{e'}^2)((\tilde{x}_q^l)^2 + (\hat{x}_q^l)^2) + (\sigma_Q^2 + \sigma_{e^o}^2)((\hat{x}_q^o)^2 + (\tilde{x}_q^o)^2) - 2E\{\tilde{h}_{lr}^l \tilde{h}_{lr}^o\}(\tilde{x}_q^l \tilde{x}_q^o + \hat{x}_q^l \hat{x}_q^o) \\ v_2 &= (\sigma_I^2 + \sigma_{e'}^2)((K_c \tilde{x}_q^l + K_d \tilde{x}_q^o)^2 + (K_c \hat{x}_q^l + K_d \hat{x}_q^o)^2) + (\sigma_Q^2 + \sigma_{e^o}^2)((K_d \tilde{x}_q^l - K_c \tilde{x}_q^o)^2 + (K_d \hat{x}_q^l - K_c \hat{x}_q^o)^2) \\ &\quad + 2E\{\tilde{h}_{lr}^l \tilde{h}_{lr}^o\} \times ((K_c \tilde{x}_q^l + K_d \tilde{x}_q^o) + (K_d \tilde{x}_q^l - K_c \tilde{x}_q^o) + (K_c \hat{x}_q^l + K_d \hat{x}_q^o) + (K_d \hat{x}_q^l - K_c \hat{x}_q^o)) \end{aligned}$$

(151)'teki  $\gamma$ 'nın iki bağımsız merkezi-olmayan Chi-kare rastgele değişkenin lineer kombinasyonu olduğu göz önünde bulundurularak (112)'deki gibi karesel formda yazılabilir. Buradan hareketle,  $\gamma$ 'nın moment üretme fonksiyonu, bağımsız kanallar varsayımı altında (113) kullanılarak (114)'teki gibi elde edilmektedir.

Bu bilgiler ışığında, ortalama PEP için bir kapalı form ifadesi bulunabilir:

$$\overline{\text{PEP}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma \left( \frac{-E}{8(1-\rho_n^2)\sin^2 \theta} \right) d\theta. \quad (156)$$

Bu integral ifadesi, nümerik metotlarla kolayca çözülebilir. Devamında  $\sin^2 \theta = 1$  maksimum değeri (156)'da kullanılarak, bir yaklaşım ifadesi elde edilmiştir:

$$\overline{\text{PEP}} \approx \frac{1}{2} M_\gamma \left( \frac{-E}{8(1-\rho_n^2)} \right). \quad (157)$$

$E \gg 1$  varsayımı altında bir asimptotik APEP ifadesi elde etmek de mümkündür:

$$\overline{\text{PEP}}_a \approx \frac{1}{\pi} \left( \frac{\exp\left(-\frac{b_1^2 + b_2^2}{2}\right)}{(E/4(1-\rho_n^2))\sqrt{\lambda_1 \lambda_2}} \right)^{N_r} \int_0^{\pi/2} (\sin \theta)^{2N_r} d\theta. \quad (158)$$

Bu asimptotik yaklaşım ile ortalama PEP değerinin; alıcı anten sayısına, genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal karakteristiğine göre elde edilen ortalama değerlere, iletilen sinyalin enerjisine, düzensiz Gauss gürültüsünün I/Q kısımları arasındaki korelasyon katsayısına ve  $\zeta_1$  ile  $\zeta_2$  kullanılarak hesaplanan özdeğerlere bağlı olduğu ispatlanmıştır.

$$(158)'de \int_0^{\pi/2} (\sin \theta)^{2N_r} d\theta = \frac{\sqrt{\pi}\Gamma(N_r + 1/2)}{2\Gamma(N_r + 1)} \text{ eşitliliği kullanılarak, birkaç}$$

matematiksel işlemden sonra ortalama PEP'i şu şekilde yazmak mümkündür:

$$\overline{\text{PEP}}_a \approx \frac{(2N_r - 1)!!}{2^{N_r+1} N_r!} \left( \frac{\exp\left(-\frac{b_1^2 + b_2^2}{2}\right)}{\sqrt{\lambda_1 \lambda_2}} \right)^{N_r} \left( \frac{E}{4(1 - \rho_n^2)} \right)^{-N_r}. \quad (159)$$

Bu eşitlikteki  $(E/4(1 - \rho_n^2))^{-N_r}$  ifadesinin SNR değerine eşit olduğu ve bu ifadeden önceki kısmın sabit bir sayı olarak hesaplanacağı göz önünde bulundurulduğunda, (84) eşitliği kullanılarak çeşitlilik kazancının alıcı anten sayısına eşit olduğu belirlenmiştir.

#### 4.4.4.2. ABER

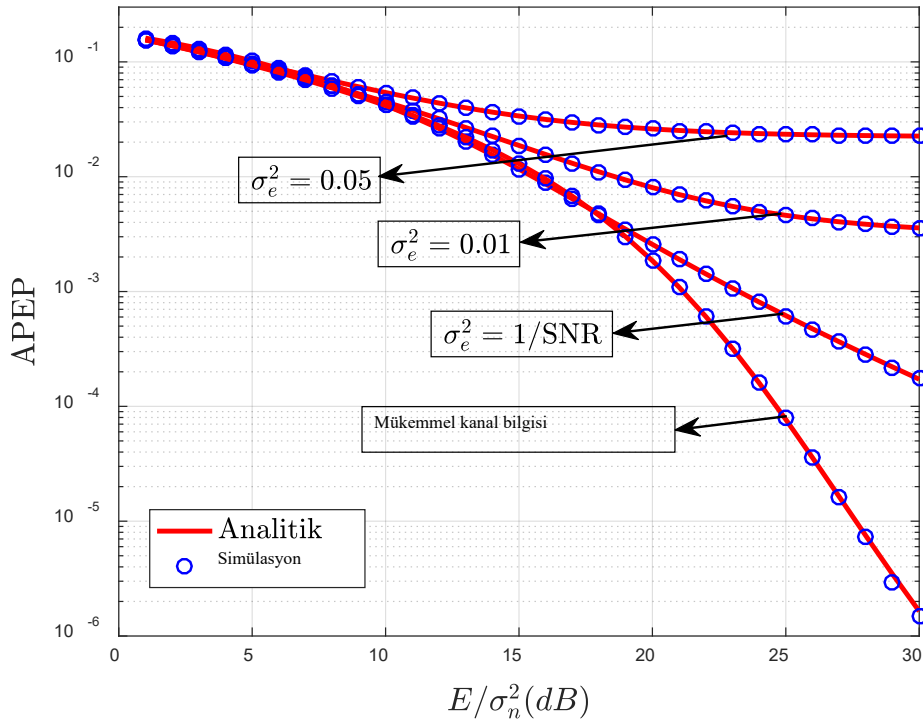
Önerilen optimum MLD şeması kullanıldığında, eş-olasılıklı semboller varsayımı altında birleşik sınır tekniğinden yararlanarak, ABER değerinin (87)'deki formülden hesaplanması mümkündür.

#### 4.4.5. Nümerik Analiz ve Sonuçlar

Bu bölümde, hatalı kanal bilgisi ve IQI'nın ortak etkisi altındaki SM-MIMO kablosuz haberleşme sisteminin performansı, genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamında optimum MLD yöntemi kullanılarak analitik türetimler ve bilgisayar simülasyonları ile değerlendirilmiştir.  $\text{SNR} = E / \sigma_n^2$  olarak tanımlanmış ve 0-30 dB arasında verilen her bir SNR değeri için minimum  $5 \times 10^5$  sembolün ileildiği varsayılmıştır. Aksi belirtilmedikçe, kolaylık açısından alıcı tarafta tek antenin olduğu durum ele alınmış ve 4-QAM modülasyon şemasından yararlanılmıştır. Ancak tüm

sonuçların daha fazla sayıda alıcı anten ya da daha yüksek dereceden modülasyon şemaları için genelleştirilmesi mümkündür.

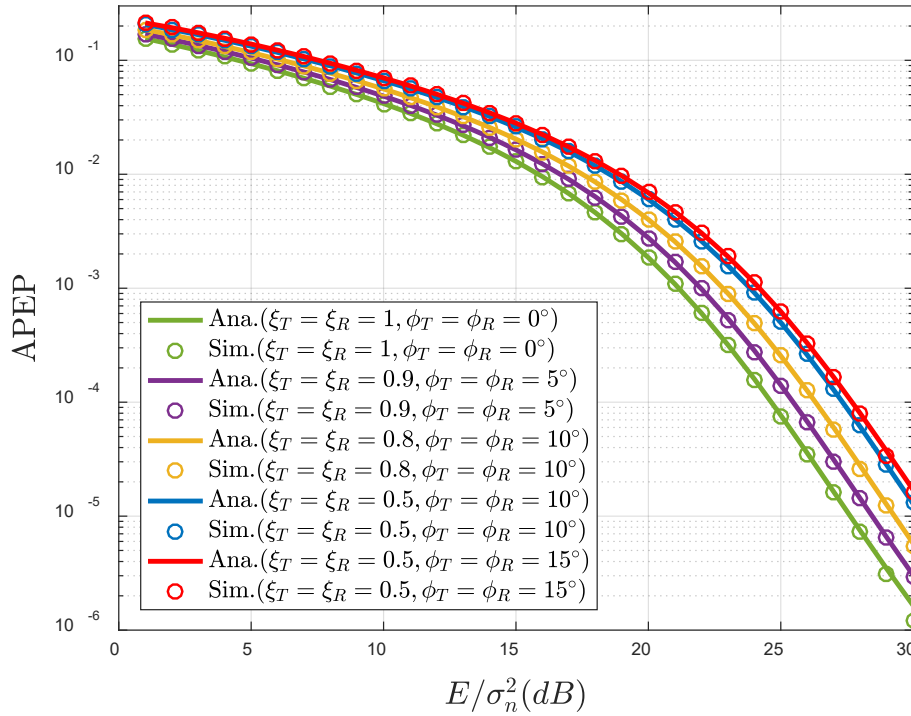
Öncelikle ideal donanıma sahip olunan yani mükemmel I/Q eşleşmesine sahip durumda hatalı kanal bilgisinin SM kablosuz haberleşme sisteminin performansı üzerindeki etkisi incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.14'e aktarılmıştır. Kanal sezim hatası çok küçük düzeyde bile olsa servis kalitesinde çok ciddi düşüşler gözlenmiştir. Örneğin  $APEP = 4 \times 10^{-3}$  iken sadece  $\sigma_e^2 = 0.01$  düzeyinde bir kanal sezim hatası, hata düzleşmesinin yanında yaklaşık 7 dB güç kaybına sebep olmuştur. Diğer yandan, sezim hatasının sabit olduğu varsayımı yerine değişken olduğu düşünüldüğünde ( $\sigma_e^2 = 1/SNR$ ) hem sistem performansı artmakta hem de hata düzlüğü problemi ortadan kalkmaktadır. Ancak bu, bozulma etkisini tamamen ortadan kaldırmaya yönelik bir çözüm değildir. Mesela,  $APEP = 2 \times 10^{-4}$  iken ideal kanal bilgisi durumu ile karşılaştırılınca, değişken kanal hatası varsayımı ile yaklaşık 6 dB güç kaybı yaşandığı gözlenmiştir.



**Şekil 4.14.** İdeal donanım varsayımı altında hatalı kanal bilgisi etkisindeki SM-MIMO sistem için optimum MLD ile elde edilen APEP sonuçları ( $q_B^2 = 0.01, r_B^2 = 0.09, K_B = 0.5, \rho_h = 0.9$ ).

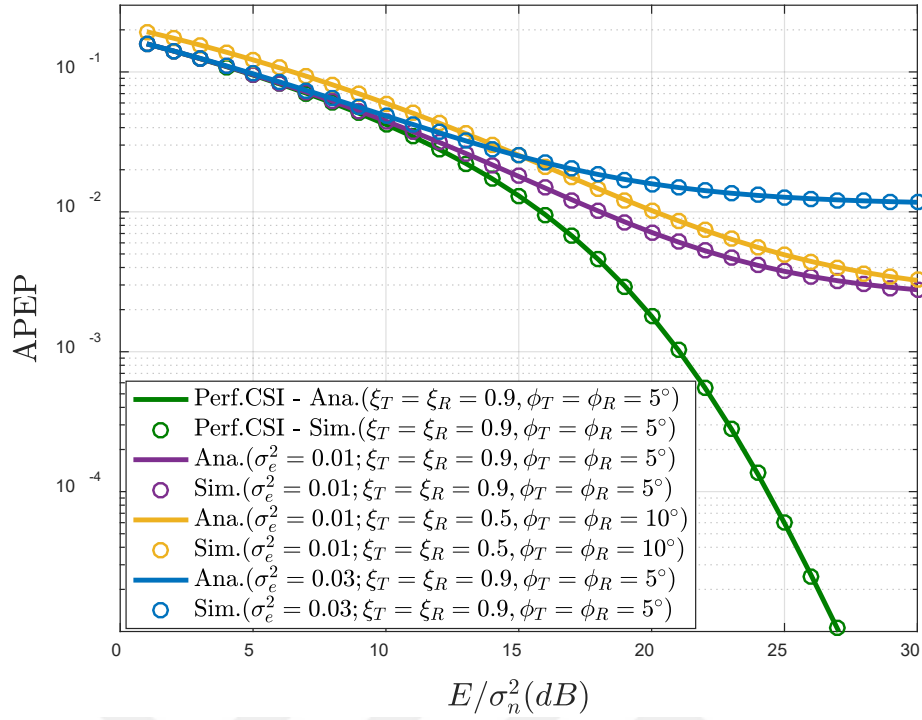
IQI'nın mükemmel kanal bilgisine sahip SM-MIMO kablosuz haberleşme sisteminin APEP performansı üzerindeki etkisi Şekil 4.15 ile analiz edilmiştir. Bu

şekildeki sonuçlar, 0.5-1 arasında değişen genlik dengesizliği ve  $0^\circ - 15^\circ$  arasında değişen faz dengesizliği değerleri için verilmiştir. Her iki hatanın da bozulmaya sebep olduğu, ideal durumla ( $\zeta_T = \zeta_R = 0$  ve  $\varphi_T = \varphi_R = 0^\circ$ ) karşılaştırıldığında açık bir şekilde görülmekle birlikte, faz açısındaki dengesizliklerin etkisinin minimum düzeyde olduğu söylenebilir. Örneğin sabit  $\zeta_T = \zeta_R = 0.5$  değeri için  $\varphi_T = \varphi_R = 10^\circ$ 'den  $\varphi_T = \varphi_R = 15^\circ$ 'ye çıkarıldığında elde edilen sonuçlar hemen hemen aynıdır.



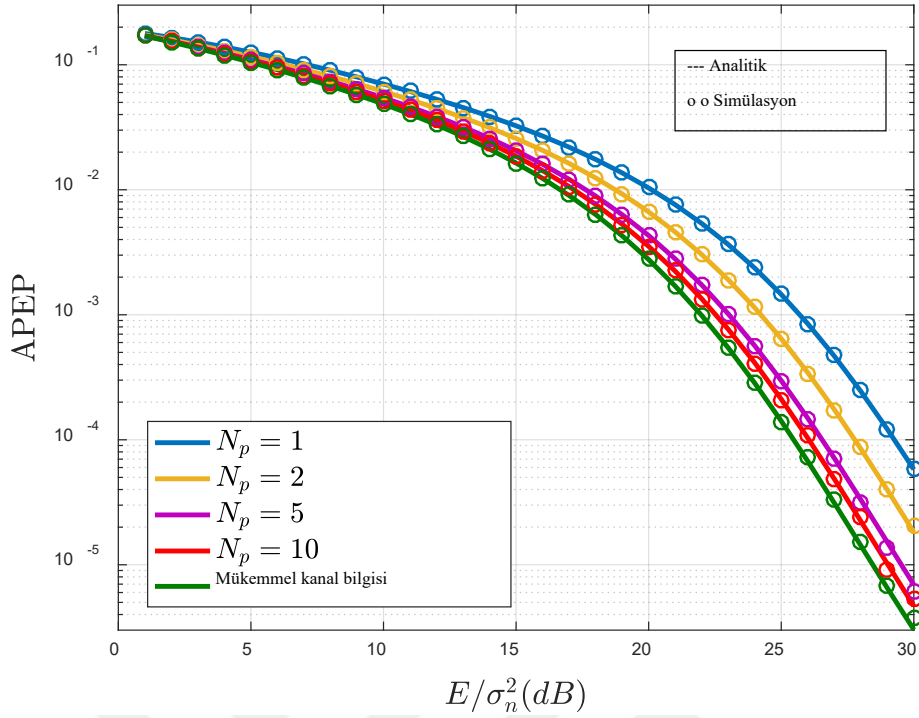
Şekil 4.15. İdeal kanal bilgisi varsayımı altında IQI hatasının etkisindeki SM-MIMO sistem için optimum MLD ile elde edilen APEP sonuçları ( $q_B^2 = 0.01, r_B^2 = 0.09, K_B = 0.5, \rho_h = 0.9$ ).

Şekil 4.16, IQI ve hatalı kanal bilgisinin sistem performansı üzerindeki etkilerinin birlikte değerlendirilmesi için verilmiştir. Kanal sezim hatasının etkisini, hata varyansını  $\sigma_e^2 = 0.01$ 'den  $\sigma_e^2 = 0.03$ 'e çıkararak artırmanın, sabit  $\zeta_T = \zeta_R = 0.9$  ve  $\varphi_T = \varphi_R = 5^\circ$  değerleri için ciddi bir performans düşüşüne sebep olduğu gözlenmiştir. Bunun tersine  $\sigma_e^2$  varyansını sabit tutarak, IQI etkisini  $\zeta_T = \zeta_R = 0.9$  ve  $\varphi_T = \varphi_R = 5^\circ$  değerlerinden  $\zeta_T = \zeta_R = 0.5$  ve  $\varphi_T = \varphi_R = 10^\circ$  değerlerine çevirerek artırmanın da sistem performansını azalttığı, ancak bu etkinin kanal sezim hatasına göre daha az olduğu gözlenmiştir. Hatalı kanal bilgisi etkilerinin ne kadar ciddi boyutlarda olduğu bu şekil üzerinden de gözlenebilmektedir.



**Şekil 4.16.** Hatalı kanal bilgisi ve IQI'nın ortak etkisindeki SM-MIMO sistem için optimum MLD ile elde edilen APEP sonuçları ( $q_B^2 = 0.01, r_B^2 = 0.09, K_B = 0.6, \rho_h = 0.9$ ).

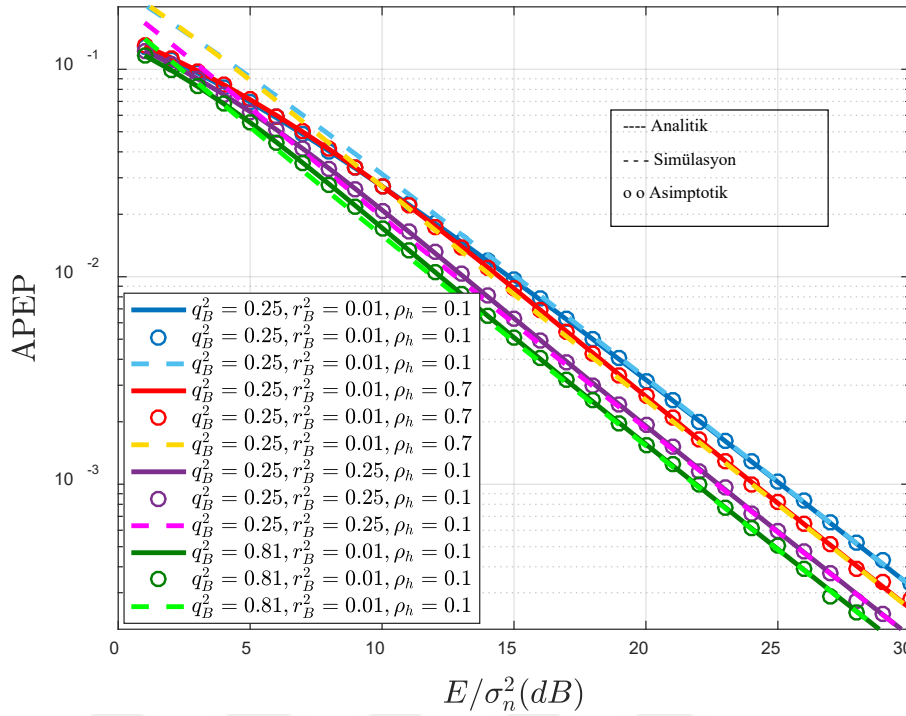
Şekil 4.14 ve 4.16 birlikte değerlendirildiğinde, alıcı taraftaki kanal seziminin genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamında SM-MIMO sistemler için oldukça önemli olduğu açıkça söylenebilir. Dolayısıyla, sezim hatalarından kaynaklanan bozulmaları azaltmak amacıyla  $\sigma_e^2$  değeri için bir alt sınır değeri hesaplayan CRLB tekniğinden yararlanılmıştır. Bu tekniği kullanmanın olumlu etkisi, önceki şekillerde yer alan hata düzlüğünün elimine edilmesi ile Şekil 4.17'de kanıtlanmıştır. Ayrıca bu şekilde CRLB'yi hesaplariken kullanılan pilot sembol sayısını artırmanın da APEP sonuçlarını iyileştirdiği gözlenmektedir. Örneğin  $APEP = 10^{-4}$  iken 1 yerine 10 pilot sembol kullanıldığında yaklaşık 3 dB güç kazancı sağlanmaktadır.



**Şekil 4.17.** Hatalı kanal bilgisi ve IQI etkisindeki SM-MIMO sistem için Cramer-Rao alt sınırı hesabı ile elde edilen APEP sonuçları ( $q_B^2 = 0.01, r_B^2 = 0.09, K_B = 0.5, \rho_h = 0.9, \zeta_T = \zeta_R = 0.9, \varphi_T = \varphi_R = 5^\circ$ ).

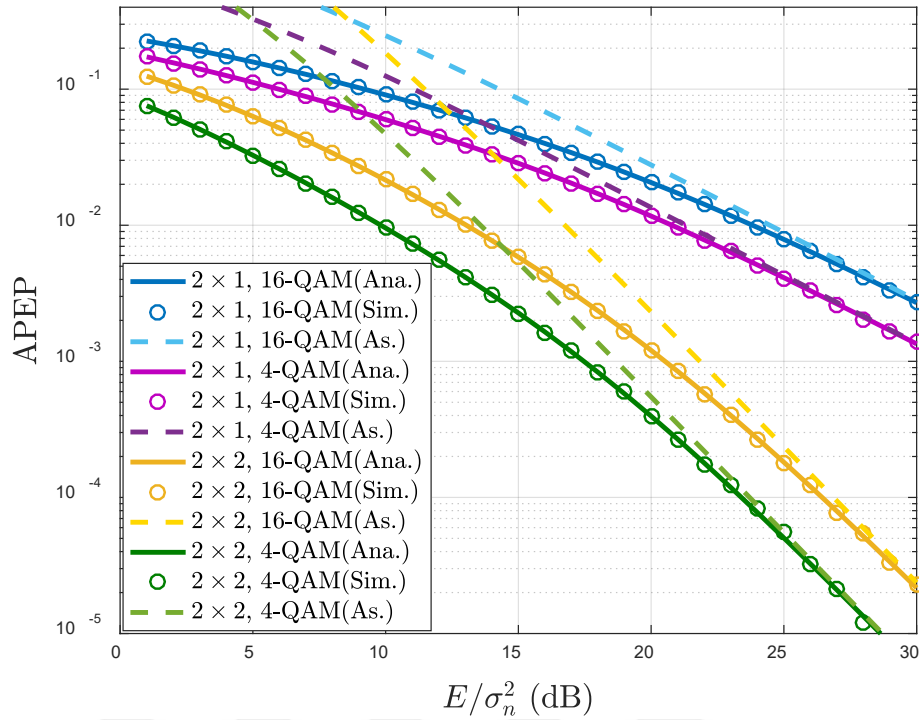
Genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal karakteristiklerinin sistem performansı üzerindeki etkileri Şekil 4.18 ile açıklığa kavuşturulmuştur. Bu şekilden görüldüğü üzere, kanal katsayılarının reel ve imajiner bileşenleri arasındaki korelasyon katsayısını  $\rho_h = 0.1$ 'den  $\rho_h = 0.7$ 'ye yükseltmek, güçte 1 dB kazanç sağlamaktadır. Kanal katsayılarının reel ve imajiner bileşenlerinin ortalamaları arasındaki dengesizliğin  $r_B = 0.1$ 'den  $r_B = 0.5$ 'e çıkarılarak artırılması ve varyans değerleri arasındaki dengesizliğin  $q_B^2 = 0.25$  'ten  $q_B^2 = 0.81$  'e çıkarılarak artırılması sonucunda da sırasıyla 2 dB ve 3 dB kazanç sağlanmaktadır. Ortalama değerlerin toplamı ile varyans değerlerinin toplamı arasındaki oranı veren  $K_B$  parametresinin etkisi, Şekil 4.15 ve 4.16  $\zeta_T = \zeta_R = 0.9$  ve  $\varphi_T = \varphi_R = 5^\circ$  sabit değerleri için karşılaştırılarak yorumlanmıştır.  $K_B$  değeri 0.5'ten 0.6'ya çıkarıldığında sağlanan yaklaşık 2 dB'lik kazanç,  $K_B$  değeri arttıkça APEP performansının iyileşeceğini ispatlamıştır.





Şekil 4.18. Hatalı kanal bilgisi ve IQI etkisindeki SM-MIMO sistem için Cramer-Rao alt sınırı hesabı ile elde edilen APEP sonuçları ( $K_B = 1, \zeta_T = \zeta_R = 0.9, \varphi_T = \varphi_R = 5^\circ, N_p = 2$ ).

Son olarak Şekil 4.19, hem önerilen optimum MLD tasarımının daha yüksek dereceli modülasyon şemalarında da kullanılabilirliğini hem de çeşitlilik kazancının alıcı taraftaki anten sayısına eşit olduğunu kanıtlamak üzere sunulmuştur. 4-QAM yerine 16-QAM tercih edildiğinde veri oranı saniyede 3 bit/Hz'den 5 bit/Hz'e çıkmaktadır, ancak bu durum 2x1 ve 2x2 yapıdaki sistemlerde sinyal gürültü oranını 3 dB civarında azaltmaktadır.  $APEP = 10^{-2}$  durumu dikkate alındığında, 2x1 SM yapısının, 2x2'den iki kat daha fazla güç sarf ettiği gözlenmektedir ki; bu da çeşitlilik kazancı üzerine bölüm 4.4.3.1'in sonunda yapılan yorumu doğrulamaktadır. Bunların yanında asimptotik analizin doğruluğu, Şekil 4.18 ve 4.19'da analitik sonuçlar ile simülasyonların asimptotik yaklaşım sonuçlarıyla mükemmel bir uyum içinde olmasıyla ispatlanmıştır. Simülasyonlar esnasında  $\sigma_I^2 + \sigma_Q^2 = 1$  alınmıştır. Bunun (6) eşitliği ile birlikte dikkate alınması sonucunda,  $\Omega_B$  parametresinin etkilerinin  $K_B$  ile paralel olacağı görülmüştür.



**Şekil 4.19.** Hatalı kanal bilgisi ve IQI etkisindeki 2x1 ve 2x2 SM sistemleri için Cramer-Rao alt sınırı hesabı kullanılarak farklı modülasyon şemaları ile elde edilen APEP sonuçları ( $q_B^2 = 0.01, r_B^2 = 0.01, K_B = 0.5, \zeta_T = \zeta_R = 0.9, \varphi_T = \varphi_R = 5^\circ, N_p = 10$ ).

#### 4.5. IQI'nın DF İşbirlikli SM Tabanlı Sistemler Üzerindeki Etkisi

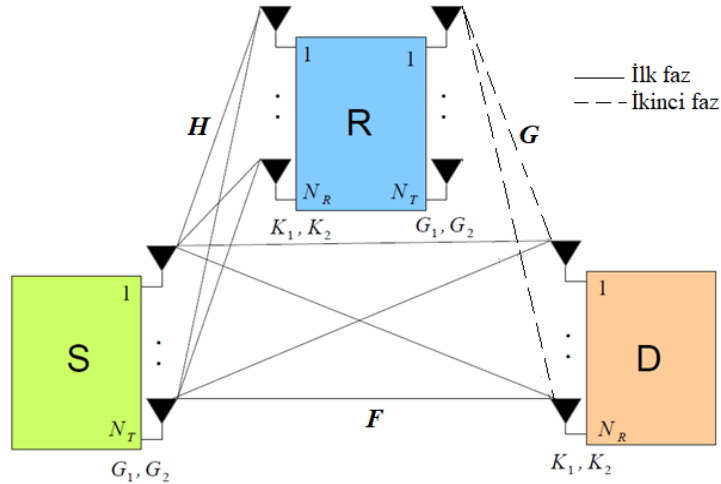
Bu bölümde, SM tabanlı sistemler DF işbirlikli yapılara entegre edilmiş ve sistem performansları geliştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamında analiz edilmiştir.

##### 4.5.1. Sistem, Kanal Yapısı ve Hata Performans Analizi

SM tabanlı sistemlerde, iletilen sinyal bilgisinin yanında sinyalin iletiildiği verici antenin indisi, yani iletimin gerçekleştirildiği kanalın bilgisi de tahmin edilmektedir. Dolayısıyla rölede kanal bilgisi desteği bulunması halinde SM için bir çeşit çözme işlemi gerçekleştirileceğinden ve adil bir değerlendirme yapılamayacağından kanal bilgisi destekli AF işbirlikli sistemler bu tez çalışmasında kullanılmamıştır. Kör AF işbirlikli sistemlerin de performansı düşük olduğu ve etkin şekilde kullanılmadığı bilindiği için kapsam dışı bırakılmıştır.

İşbirlikli sistem yapısı, Bölüm 3.4.2’de anlatılan çoklu antene sahip tek röleli DF-MIMO kablosuz haberleşme ağları kullanılarak tasarlanmıştır. Sistemde yer alan tüm antenlerin tek yönlü olarak genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamında iletim yaptığı varsayılmıştır. Bu durumda, kaynak düğümünde  $N_t$  adet verici anten, röle düğümünde  $N_r$  adet alıcı ve  $N_t$  adet verici anten, hedef düğümünde de  $N_r$  adet alıcı anten olduğu varsayılmıştır. SM tabanlı sistemlerde verici taraftan iletilen sembolün yanı sıra bu sembolü ileten antenin indisi ile de bilgi taşındığı belirtilmiştir. Şunu not etmekte fayda var ki; bilginin değişmemesi, başka bir deyişle rölede çözülen sembolün aynı indisli antenlerle yeniden iletilebilmesi için; röle düğümü üzerinde, kaynakta bulunan verici anten sayısı kadar verici anten bulunması gerekmektedir.

Şekil 4.20’deki IQI etkisi altındaki DF işbirlikli sistem modeli üzerinde  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{G}$  ve  $\mathbf{F}$ , sırasıyla kaynak-röle, röle-hedef ve kaynak-hedef düğümleri arasındaki genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal katsayılarını matris formunda temsil etmektedir. Matris elemanları  $\mathbf{h}_l$ ,  $\mathbf{g}_l$  ve  $\mathbf{f}_l$ ’nin reel ve imajiner kısımları ilişkilidir ve sırasıyla  $\mathcal{N}(\mu_l, \sigma_l^2)$  ve  $\mathcal{N}(\mu_Q, \sigma_Q^2)$  dağılımına sahiptirler. İlgili kanal katsayılarının I/Q kısımlarının arasındaki korelasyon katsayısı (121)’den hesaplanabilir. Bunun yanında  $G_1, G_2, K_1$  ve  $K_2$ , (30) ve (31)’de verilen IQI parametreleridir.



Şekil 4.20. IQI etkisi altındaki DF işbirlikli sistem modeli

Bu tarz SM tabanlı DF işbirlikli sistemlerde iletimin iki fazda gerçekleştiği bilinmektedir. İlk fazda kaynaktan gelen veriler hem röle hem de hedef düğümlerine SM tabanlı metotlar kullanılarak iletilir. İkinci fazda ise röle kaynaktan iletilen sinyali çözer

ve eğer gerçekleştirilen sinyal kestirim işlemi başarılı ise röle iletimde aktif olarak yer alır ve aynı SM tabanlı yöntem ile ilgili sinyali hedefe gönderir. Tüm bu iletim süreci boyunca sistemin hata olasılığı matematiksel olarak şu formülden hesaplanabilir:

$$\overline{\text{PEP}} = \overline{\text{PEP}}_{SR} \times \overline{\text{PEP}}_{SD} + (1 - \overline{\text{PEP}}_{SR}) \times \overline{\text{PEP}}_{RD+SD} . \quad (160)$$

Bu formülde yer alan  $\overline{\text{PEP}}_{SR}$  ve  $\overline{\text{PEP}}_{SD}$  ifadeleri ilk fazda sırasıyla kaynaktan röleye ve kaynaktan hedefe iletimde gerçekleşen APEP'i ifade etmektedir.  $\overline{\text{PEP}}_{RD+SD}$  ise ikinci fazda röle düğümündeki kestirimin başarılı olması durumunda hem röleden hem kaynaktan hedefe iletim gerçekleştiği durumun APEP'idir. SSK, SM ve QSM yapılarının DF işbirlikli sistemlere entegrasyonu ile (160)'taki ifadelerin hesaplanması değişeceği için, bu yapılarla oluşturulan sistem modelleri, bu bölümde alt başlıklar halinde sırayla verilmiştir.

#### 4.5.1.1. DF İşbirlikli SSK Sistem Yapısı ve Hata Performans Analizi

SSK'de modülasyon işlemi yapılmadığından, Şekil 4.20'deki kaynak ve röle düğümlerinin verici yapılarında mevcut olan IQI hatasının SSK performansı üzerinde herhangi bir bozucu etkisi olmayacaktır. Ancak röle ve hedef düğümlerinin alıcı yapılarındaki IQI hatası sinyalde bozulmalara sebep olacaktır. Bu durum göz önünde bulundurularak; SSK-DF işbirlikli sistemin ilk fazında rölede kaynaktan alınan ve hedefte kaynaktan alınan sinyaller ile röledeki kestirimin başarılı olması durumunda ikinci fazda hedefte röleden alınan sinyal sırasıyla şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{y}_{SR} = K_1(\sqrt{E}\mathbf{h}_l + \mathbf{n}) + K_2(\sqrt{E}\mathbf{h}_l + \mathbf{n})^* . \quad (161)$$

$$\mathbf{y}_{SD} = K_1(\sqrt{E}\mathbf{f}_l + \mathbf{n}) + K_2(\sqrt{E}\mathbf{f}_l + \mathbf{n})^* . \quad (162)$$

$$\mathbf{y}_{RD} = K_1(\sqrt{E}\mathbf{g}_l + \mathbf{n}) + K_2(\sqrt{E}\mathbf{g}_l + \mathbf{n})^* . \quad (163)$$

(161)-(163) arasındaki eşitliklerde  $\mathbf{y}_{SR}$ ,  $\mathbf{y}_{SD}$  ve  $\mathbf{y}_{RD}$ 'nin reel kısımların varyansı

$\frac{\sigma_n^2}{2}$ , ye, imajiner kısımların varyansı ise  $\frac{\zeta_R^2 \sigma_n^2}{2}$ 'ye eşittir ve kovaryansları  $\frac{K_c \sigma_n^2}{2}$  olarak

hesaplanır. Dolayısıyla üçü de  $\rho = -\sin \varphi_R$  korelasyon katsayısı ile ilişkili düzensiz Gauss dağılımlı rastgele bileşenlere sahiptir. Bu ifadelerin reel ve imajiner kısımlarının ortak PDF'si sırasıyla aşağıdaki gibidir:

$$f_{y_{SR}^I, y_{SR}^O}(\mathbf{y}_{SR}^I, \mathbf{y}_{SR}^O | \mathbf{H}) = \left( \frac{1}{2\pi\sigma_{n_r^I}\sigma_{n_r^O}\sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_r} \times \exp \left[ \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \left[ \frac{\|\mathbf{y}_{SR}^I - \sqrt{E}\mathbf{h}_l^I\|^2}{\sigma_{n_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}_{SR}^O - \sqrt{E}(K_c\mathbf{h}_l^I + K_d\mathbf{h}_l^O)\|^2}{\sigma_{n_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}_{SR}^I - \sqrt{E}\mathbf{h}_l^I)^T (\mathbf{y}_{SR}^O - \sqrt{E}(K_c\mathbf{h}_l^I + K_d\mathbf{h}_l^O))}{\sigma_{n_r^I}\sigma_{n_r^O}} \right] \right]. \quad (164)$$

$$f_{y_{SD}^I, y_{SD}^O}(\mathbf{y}_{SD}^I, \mathbf{y}_{SD}^O | \mathbf{F}) = \left( \frac{1}{2\pi\sigma_{n_r^I}\sigma_{n_r^O}\sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_r} \times \exp \left[ \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \left[ \frac{\|\mathbf{y}_{SD}^I - \sqrt{E}\mathbf{f}_l^I\|^2}{\sigma_{n_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}_{SD}^O - \sqrt{E}(K_c\mathbf{f}_l^I + K_d\mathbf{f}_l^O)\|^2}{\sigma_{n_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}_{SD}^I - \sqrt{E}\mathbf{f}_l^I)^T (\mathbf{y}_{SD}^O - \sqrt{E}(K_c\mathbf{f}_l^I + K_d\mathbf{f}_l^O))}{\sigma_{n_r^I}\sigma_{n_r^O}} \right] \right]. \quad (165)$$

$$f_{y_{RD}^I, y_{RD}^O}(\mathbf{y}_{RD}^I, \mathbf{y}_{RD}^O | \mathbf{G}) = \left( \frac{1}{2\pi\sigma_{n_r^I}\sigma_{n_r^O}\sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_r} \times \exp \left[ \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \left[ \frac{\|\mathbf{y}_{RD}^I - \sqrt{E}\mathbf{g}_l^I\|^2}{\sigma_{n_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}_{RD}^O - \sqrt{E}(K_c\mathbf{g}_l^I + K_d\mathbf{g}_l^O)\|^2}{\sigma_{n_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}_{RD}^I - \sqrt{E}\mathbf{g}_l^I)^T (\mathbf{y}_{RD}^O - \sqrt{E}(K_c\mathbf{g}_l^I + K_d\mathbf{g}_l^O))}{\sigma_{n_r^I}\sigma_{n_r^O}} \right] \right]. \quad (166)$$

Önceki bölümlerdeki benzer şekilde (164)-(166) arasında verilen ortak PDF değerlerini maksimum yapan aşağıdaki karar kurallarına bağlı olarak optimum MLD dedektörü tasarlanmıştır:

$$\hat{l} = \arg \max_l \{f_{y_{SR}^I, y_{SR}^O}(\mathbf{y}_{SR}^I, \mathbf{y}_{SR}^O | \mathbf{H})\}. \quad (167)$$

$$\hat{l} = \arg \max_l \{f_{y_{SD}^I, y_{SD}^O} (y_{SD}^I, y_{SD}^O | \mathbf{F})\}. \quad (168)$$

$$\hat{l} = \arg \max_l \{f_{y_{RD}^I, y_{RD}^O} (y_{RD}^I, y_{RD}^O | \mathbf{G})\}. \quad (169)$$

(167)-(169) kullanılarak gerekli hesaplamalar yapıldıktan sonra  $PEP_{SR}$ ,  $PEP_{SD}$  ve  $PEP_{RD+SD}$  değerleri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$PEP_{SR} = Q \left( \sqrt{\frac{E}{4(1-\rho^2)} \left( \frac{\|\tilde{\mathbf{h}}_I^I\|^2}{\sigma_{n_r^I}^2} + \frac{\|\tilde{\mathbf{h}}_I^O\|^2}{\sigma_{n_r^O}^2} - \frac{2\rho(\tilde{\mathbf{h}}_I^I)^T \tilde{\mathbf{h}}_I^O}{\sigma_{n_r^I} \sigma_{n_r^O}} \right)} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{E\gamma_1}{4(1-\rho^2)}} \right). \quad (170)$$

$$PEP_{SD} = Q \left( \sqrt{\frac{E}{4(1-\rho^2)} \left( \frac{\|\tilde{\mathbf{f}}_I^I\|^2}{\sigma_{n_r^I}^2} + \frac{\|\tilde{\mathbf{f}}_I^O\|^2}{\sigma_{n_r^O}^2} - \frac{2\rho(\tilde{\mathbf{f}}_I^I)^T \tilde{\mathbf{f}}_I^O}{\sigma_{n_r^I} \sigma_{n_r^O}} \right)} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{E\gamma_2}{4(1-\rho^2)}} \right). \quad (171)$$

$$\begin{aligned} PEP_{RD+SD} &= Q \left( \sqrt{\frac{E}{4(1-\rho^2)} \left( \frac{\|\tilde{\mathbf{f}}_I^I\|^2}{\sigma_{n_r^I}^2} + \frac{\|\tilde{\mathbf{f}}_I^O\|^2}{\sigma_{n_r^O}^2} - \frac{2\rho(\tilde{\mathbf{f}}_I^I)^T \tilde{\mathbf{f}}_I^O}{\sigma_{n_r^I} \sigma_{n_r^O}} + \frac{\|\tilde{\mathbf{g}}_I^I\|^2}{\sigma_{n_r^I}^2} + \frac{\|\tilde{\mathbf{g}}_I^O\|^2}{\sigma_{n_r^O}^2} - \frac{2\rho(\tilde{\mathbf{g}}_I^I)^T \tilde{\mathbf{g}}_I^O}{\sigma_{n_r^I} \sigma_{n_r^O}} \right)} \right) \\ &= Q \left( \sqrt{\frac{E(\gamma_2 + \gamma_3)}{4(1-\rho^2)}} \right). \end{aligned} \quad (172)$$

(170)-(172)'de yer alan  $\tilde{\mathbf{h}}_I^I$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_I^O$ ,  $\tilde{\mathbf{f}}_I^I$ ,  $\tilde{\mathbf{f}}_I^O$ ,  $\tilde{\mathbf{g}}_I^I$  ve  $\tilde{\mathbf{g}}_I^O$ ;  $\hat{\mathbf{h}}_I$ ,  $\hat{\mathbf{f}}_I$  ve  $\hat{\mathbf{g}}_I$  sırasıyla  $\mathbf{h}_I$ ,  $\mathbf{f}_I$  ve  $\mathbf{g}_I$ 'nin tahmini versiyonları olmak üzere şu ifadelerle eşittir:

$$\tilde{\mathbf{h}}_I^I = \mathbf{h}_I^I - \hat{\mathbf{h}}_I^I, \quad \tilde{\mathbf{h}}_I^O = K_c(\mathbf{h}_I^I - \hat{\mathbf{h}}_I^I) + K_d(\mathbf{h}_I^O - \hat{\mathbf{h}}_I^O). \quad (173)$$

$$\tilde{\mathbf{f}}_I^I = \mathbf{f}_I^I - \hat{\mathbf{f}}_I^I, \quad \tilde{\mathbf{f}}_I^O = K_c(\mathbf{f}_I^I - \hat{\mathbf{f}}_I^I) + K_d(\mathbf{f}_I^O - \hat{\mathbf{f}}_I^O). \quad (174)$$

$$\tilde{\mathbf{g}}_I^I = \mathbf{g}_I^I - \hat{\mathbf{g}}_I^I, \quad \tilde{\mathbf{g}}_I^O = K_c(\mathbf{g}_I^I - \hat{\mathbf{g}}_I^I) + K_d(\mathbf{g}_I^O - \hat{\mathbf{g}}_I^O). \quad (175)$$

(170)-(172)'de yer alan  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  ve  $\gamma_2 + \gamma_3$  ifadelerinin, merkezi Chi-kare rastgele değişkenlerin lineer kombinasyonları olduğu;  $\mu_{\tilde{\mathbf{h}}_I^I} = \mu_{\tilde{\mathbf{h}}_I^O} = \mu_{\tilde{\mathbf{f}}_I^I} = \mu_{\tilde{\mathbf{f}}_I^O} = \mu_{\tilde{\mathbf{g}}_I^I} = \mu_{\tilde{\mathbf{g}}_I^O} = 0$ ,  $\sigma_{\tilde{\mathbf{h}}_I^O}^2 = \sigma_{\tilde{\mathbf{f}}_I^O}^2 = \sigma_{\tilde{\mathbf{g}}_I^O}^2 = 2(K_c^2 \sigma_I^2 + K_d^2 \sigma_O^2 + 2K_c K_d \rho \sqrt{\sigma_I^2 \sigma_O^2})$  ve  $\sigma_{\tilde{\mathbf{h}}_I^I}^2 = \sigma_{\tilde{\mathbf{f}}_I^I}^2 = \sigma_{\tilde{\mathbf{g}}_I^I}^2 = 2\sigma_I^2$  eşitlikleri

bulunarak anlaşılmıştır. Bu durum göz önüne alındığında,  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  ve  $\gamma_2 + \gamma_3$  ifadelerine ait moment üretme fonksiyonları aşağıdaki gibi bulunmuştur:

$$M_{\gamma_1}(t) = M_{\gamma_2}(t) = \left( \frac{1}{\sqrt{(1-2\lambda_1 t)(1-2\lambda_2 t)}} \right)^{N_r}. \quad (176)$$

$$M_{\gamma_2+\gamma_3}(t) = \left( \frac{1}{\sqrt{(1-2\lambda_1 t)(1-2\lambda_2 t)}} \right)^{N_r} \times \left( \frac{1}{\sqrt{(1-2\lambda_1 t)(1-2\lambda_2 t)}} \right)^{N_r}. \quad (177)$$

Bu ifadelerde yer alan  $\lambda_1$  ve  $\lambda_2$ ,  $\Sigma$  kovaryans matrisi olmak üzere  $\Sigma^{1/2} A \Sigma^{1/2}$  ifadesinin özdeğerlerini temsil etmektedir.  $A$  ve  $\Sigma$  ise sırasıyla aşağıdaki matrislere eşittir:

$$A = \begin{bmatrix} 1/\sigma_{n_r^I}^2 & -\rho/\sigma_{n_r^I}\sigma_{n_r^O} \\ -\rho/\sigma_{n_r^I}\sigma_{n_r^O} & 1/\sigma_{n_r^O}^2 \end{bmatrix}, \quad \Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{\tilde{h}_I}^2 & E\{\tilde{h}_I^I \tilde{h}_I^O\} \\ E\{\tilde{h}_I^I \tilde{h}_I^O\} & \sigma_{\tilde{h}_O}^2 \end{bmatrix}. \quad (178)$$

(176) ve (177)'de verilen moment üretme fonksiyonları kullanılarak, APEP değerleri aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\overline{\text{PEP}}_{SR} = \overline{\text{PEP}}_{SD} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \sqrt{\left( 1 + \frac{\lambda_1 E}{4(1-\rho^2)\sin^2 \theta} \right) \left( 1 + \frac{\lambda_2 E}{4(1-\rho^2)\sin^2 \theta} \right)} \right)^{-N_r} d\theta. \quad (179)$$

$$\overline{\text{PEP}}_{RD+SD} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \sqrt{\left( 1 + \frac{\lambda_1 E}{4(1-\rho^2)\sin^2 \theta} \right) \left( 1 + \frac{\lambda_2 E}{4(1-\rho^2)\sin^2 \theta} \right)} \right)^{-2N_r} d\theta. \quad (180)$$

(179) ve (180)'deki APEP değerleri (160)'ta yazılarak DF işbirlikli SSK-MIMO sisteminin toplam hata oranı kolaylıkla hesaplanabilir.

#### 4.5.1.2. DF İşbirlikli SM Sistem Yapısı ve Hata Performans Analizi

Şekil 4.20'de iletimin ilk fazında kaynaktan, ikinci fazında ise gerekli şartın sağlanması durumunda röleden iletilen modüle edilmiş sembolün, verici taraftaki LO'ların IQI etkisine maruz kaldığı varsayılmaktadır. Bu durumda verici taraftan gelen

sinyalin (122)'deki  $\tilde{x}_q$  'ye eşit olduğu söylenebilir. Rölede ve kaynaktan alınan sinyaller bu kez üst-çevrim esnasında IQI'dan etkilenmekte ve bozulmaya uğramaktadır. Bu durumlar dikkate alınarak, SM-DF işbirlikli sistemin ilk fazında röle düğümünde kaynaktan alınan ve hedef düğümünde kaynaktan alınan sinyaller ile röledeki kestirimin başarılı olması durumunda ikinci fazda hedef düğümünde röleden alınan sinyal sırasıyla şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{y}_{SR} = K_1(\sqrt{E}\mathbf{h}_l\tilde{x}_q + \mathbf{n}) + K_2(\sqrt{E}\mathbf{h}_l\tilde{x}_q + \mathbf{n})^* = \sqrt{E}\tilde{\boldsymbol{\chi}}_h + \tilde{\mathbf{n}}. \quad (181)$$

$$\mathbf{y}_{SD} = K_1(\sqrt{E}\mathbf{f}_l\tilde{x}_q + \mathbf{n}) + K_2(\sqrt{E}\mathbf{f}_l\tilde{x}_q + \mathbf{n})^* = \sqrt{E}\tilde{\boldsymbol{\chi}}_f + \tilde{\mathbf{n}}. \quad (182)$$

$$\mathbf{y}_{RD} = K_1(\sqrt{E}\mathbf{g}_l\tilde{x}_q + \mathbf{n}) + K_2(\sqrt{E}\mathbf{g}_l\tilde{x}_q + \mathbf{n})^* = \sqrt{E}\tilde{\boldsymbol{\chi}}_g + \tilde{\mathbf{n}}. \quad (183)$$

Bu eşitliklerde  $\mathbf{y}_{SR}$ ,  $\mathbf{y}_{SD}$  ve  $\mathbf{y}_{RD}$  'nin reel ve imajiner kısımlarının varyansları ve bunlar kullanılarak elde edilen kovaryans değeri, bir önceki bölümde SSK-DF işbirlikli sistem yapısı için elde edilen ifadelerle eşittir. Dolayısıyla alınan bu sinyallerin üçü de  $\rho = -\sin \varphi_R$  korelasyon katsayısı ile ilişkili düzensiz Gauss dağılımlı rastgele bileşenlere sahiptir. Bu ifadelerin reel ve imajiner kısımlarının ortak PDF'si;  $c = SR$  için  $b = h$ ,  $c = SD$  için  $b = f$  ve  $c = RD$  için  $b = g$  olmak üzere aşağıdaki gibidir:

$$f_{\mathbf{y}_c^I, \mathbf{y}_c^O}(\mathbf{y}_c^I, \mathbf{y}_c^O | \tilde{\boldsymbol{\chi}}_b) = \left( \frac{1}{2\pi\sigma_{\tilde{n}_r^I}\sigma_{\tilde{n}_r^O}\sqrt{1-\rho^2}} \right)^{N_r} \times \exp \left( \frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \left[ \frac{\|\mathbf{y}_c^I - \sqrt{E}\tilde{\boldsymbol{\chi}}_b^I\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}^2} + \frac{\|\mathbf{y}_c^O - \sqrt{E}\tilde{\boldsymbol{\chi}}_b^O\|^2}{\sigma_{\tilde{n}_r^O}^2} - \frac{2\rho(\mathbf{y}_c^I - \sqrt{E}\tilde{\boldsymbol{\chi}}_b^I)^T(\mathbf{y}_c^O - \sqrt{E}\tilde{\boldsymbol{\chi}}_b^O)}{\sigma_{\tilde{n}_r^I}\sigma_{\tilde{n}_r^O}} \right] \right). \quad (184)$$

Bu ortak PDF değerini kullanarak aşağıdaki karar kurallarına göre optimum MLD dedektörü tasarlanmıştır:

$$\hat{l}, \hat{q} = \arg \max_{l,q} \{f_{\mathbf{y}_{SR}^I, \mathbf{y}_{SR}^O}(\mathbf{y}_{SR}^I, \mathbf{y}_{SR}^O | \mathbf{H})\}. \quad (185)$$

$$\hat{l}, \hat{q} = \arg \max_{l,q} \{f_{\mathbf{y}_{SD}^I, \mathbf{y}_{SD}^O}(\mathbf{y}_{SD}^I, \mathbf{y}_{SD}^O | \mathbf{F})\}. \quad (186)$$



$$\hat{l}, \hat{q} = \arg \max_{l, q} \{f_{y_{RD}^I, y_{RD}^O}(\mathbf{y}_{RD}^I, \mathbf{y}_{RD}^O | \mathbf{G})\}. \quad (187)$$

Bölüm 4.4.3.1'deki ilgili işlem basamakları takip edilerek gerekli hesaplamalar yapıldıktan sonra  $PEP_{SR}$ ,  $PEP_{SD}$  ve  $PEP_{RD+SD}$  değerleri (170)-(172)'deki gibi elde edilir. Ancak bu eşitliklerdeki  $\tilde{\mathbf{h}}_l^I$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_l^O$ ,  $\tilde{\mathbf{f}}_l^I$ ,  $\tilde{\mathbf{f}}_l^O$ ,  $\tilde{\mathbf{g}}_l^I$  ve  $\tilde{\mathbf{g}}_l^O$  değerleri, SM-DF işbirlikli sistemler için aşağıdaki ifadelerden hesaplanmaktadır:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}}_l^I &= \mathbf{h}_l^I \tilde{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{h}_l^O \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{h}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I + \hat{\mathbf{h}}_l^O \hat{\mathbf{x}}_q^O, \\ \tilde{\mathbf{h}}_l^O &= \mathbf{h}_l^I (K_c \tilde{\mathbf{x}}_q^I + K_d \tilde{\mathbf{x}}_q^O) + \mathbf{h}_l^O (K_d \tilde{\mathbf{x}}_q^I - K_c \tilde{\mathbf{x}}_q^O) - \hat{\mathbf{h}}_l^I (K_c \hat{\mathbf{x}}_q^I + K_d \hat{\mathbf{x}}_q^O) - \hat{\mathbf{h}}_l^O (K_d \hat{\mathbf{x}}_q^I - K_c \hat{\mathbf{x}}_q^O), \end{aligned} \quad (188)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{f}}_l^I &= \mathbf{f}_l^I \tilde{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{f}_l^O \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{f}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I + \hat{\mathbf{f}}_l^O \hat{\mathbf{x}}_q^O, \\ \tilde{\mathbf{f}}_l^O &= \mathbf{f}_l^I (K_c \tilde{\mathbf{x}}_q^I + K_d \tilde{\mathbf{x}}_q^O) + \mathbf{f}_l^O (K_d \tilde{\mathbf{x}}_q^I - K_c \tilde{\mathbf{x}}_q^O) - \hat{\mathbf{f}}_l^I (K_c \hat{\mathbf{x}}_q^I + K_d \hat{\mathbf{x}}_q^O) + \hat{\mathbf{f}}_l^O (K_d \hat{\mathbf{x}}_q^I - K_c \hat{\mathbf{x}}_q^O), \end{aligned} \quad (189)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{g}}_l^I &= \mathbf{g}_l^I \tilde{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{g}_l^O \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{g}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I + \hat{\mathbf{g}}_l^O \hat{\mathbf{x}}_q^O, \\ \tilde{\mathbf{g}}_l^O &= \mathbf{g}_l^I (K_c \tilde{\mathbf{x}}_q^I + K_d \tilde{\mathbf{x}}_q^O) + \mathbf{g}_l^O (K_d \tilde{\mathbf{x}}_q^I - K_c \tilde{\mathbf{x}}_q^O) - \hat{\mathbf{g}}_l^I (K_c \hat{\mathbf{x}}_q^I + K_d \hat{\mathbf{x}}_q^O) + \hat{\mathbf{g}}_l^O (K_d \hat{\mathbf{x}}_q^I - K_c \hat{\mathbf{x}}_q^O). \end{aligned} \quad (190)$$

Buradaki  $\hat{\mathbf{x}}_q^I$ ,  $\tilde{\mathbf{x}}_q^O$ 'nun;  $\hat{\mathbf{h}}_l$ ,  $\hat{\mathbf{f}}_l$  ve  $\hat{\mathbf{g}}_l$  ise sırasıyla  $\mathbf{h}_l$ ,  $\mathbf{f}_l$  ve  $\mathbf{g}_l$ 'nin tahmini versiyonlarını ifade etmektedir.

Bu noktada APEP hesabını yapabilmek için, (188)-(190) arasındaki eşitlikler göz önünde bulundurularak (170)-(172) arasındaki denklemlere göre SM-DF işbirlikli sistem için  $\gamma_1, \gamma_2$  ve  $\gamma_2 + \gamma_3$  ifadelerinin moment üretme fonksiyonları bulunmalıdır. SM-DF işbirlikli sistem koşulları göz önünde bulundurulduğunda, SSK-DF işbirlikli sistemden farklı olarak  $\gamma_1, \gamma_2$  ve  $\gamma_2 + \gamma_3$  ifadelerinin merkezi-olmayan Chi-kare rastgele değişkenlerin lineer birer kombinasyonu oldukları; bileşenlerinin varyanslarının iki farklı duruma bağlı olarak birbirinden farklı elde edildiğini ve ortalama değerlerinin sıfırdan farklı olduğunu belirten aşağıdaki eşitliklerin bulunmasıyla anlaşılmıştır:

$$\text{Durum 1: } h_l = \hat{h}_l$$

$$\sigma_{\tilde{h}_l^I}^2 = \sigma_I^2 (\tilde{\mathbf{x}}_q^I - \hat{\mathbf{x}}_q^I)^2 + \sigma_O^2 (\tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{x}}_q^O)^2 + 2\rho\sigma_I\sigma_O (\tilde{\mathbf{x}}_q^I - \hat{\mathbf{x}}_q^I)(\tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{x}}_q^O)$$

$$\sigma_{\tilde{h}_i^0}^2 = \sigma_I^2 (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O - K_c \hat{x}_q^I - K_d \hat{x}_q^O)^2 + \sigma_Q^2 (K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O - K_d \hat{x}_q^I + K_c \hat{x}_q^O)^2 \\ + 2\rho\sigma_I\sigma_Q (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O - K_c \hat{x}_q^I - K_d \hat{x}_q^O)(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O - K_d \hat{x}_q^I + K_c \hat{x}_q^O)$$

*Durum 2:  $h_i \neq \hat{h}_i$*

$$\sigma_{\tilde{h}_i^I}^2 = \sigma_I^2 ((\tilde{x}_q^I)^2 - (\hat{x}_q^I)^2) + \sigma_Q^2 ((\hat{x}_q^O)^2 - (\tilde{x}_q^O)^2) - 2\rho\sigma_I\sigma_Q (\tilde{x}_q^I \tilde{x}_q^O + \hat{x}_q^I \hat{x}_q^O) \\ \sigma_{\tilde{h}_i^0}^2 = \sigma_I^2 (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O)^2 + \sigma_Q^2 (K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O)^2 + \sigma_I^2 (K_c \hat{x}_q^I + K_d \hat{x}_q^O)^2 + \sigma_Q^2 (K_d \hat{x}_q^I - K_c \hat{x}_q^O)^2 \\ + 2\rho\sigma_I\sigma_Q (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O)(K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O) + 2\rho\sigma_I\sigma_Q (K_c \hat{x}_q^I + K_d \hat{x}_q^O)(K_d \hat{x}_q^I - K_c \hat{x}_q^O)$$

$$(\mu_{\tilde{h}_i^I} = \mu_{\tilde{f}_i^I} = \mu_{\tilde{g}_i^I}) \neq (\mu_{\tilde{h}_i^0} = \mu_{\tilde{f}_i^0} = \mu_{\tilde{g}_i^0}):$$

$$\mu_{\tilde{h}_i^I} = \mu_{\tilde{f}_i^I} = \mu_{\tilde{g}_i^I} = \mu_I (\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I) + \mu_Q (\hat{x}_q^O - \tilde{x}_q^O) \\ \mu_{\tilde{h}_i^0} = \mu_{\tilde{f}_i^0} = \mu_{\tilde{g}_i^0} = \mu_I (K_c \tilde{x}_q^I + K_d \tilde{x}_q^O - K_c \hat{x}_q^I - K_d \hat{x}_q^O) + \mu_Q (K_d \tilde{x}_q^I - K_c \tilde{x}_q^O - K_d \hat{x}_q^I + K_c \hat{x}_q^O)$$

Bunun yanında  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  ve  $\gamma_2 + \gamma_3$  ifadeleri (112)'deki gibi karesel formda yazılabileceğinden, bunlara ait moment üretme fonksiyonları bağımsız kanallar varsayımı altında aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$M_{\gamma_1}(t) = M_{\gamma_2}(t) = \left( \frac{\exp\left(\frac{b_1^2 \lambda_1 t}{1-2\lambda_1 t} + \frac{b_2^2 \lambda_2 t}{1-2\lambda_2 t}\right)}{\sqrt{(1-2\lambda_1 t)(1-2\lambda_2 t)}} \right)^{N_r}. \quad (191)$$

$$M_{\gamma_2+\gamma_3}(t) = \left( \frac{\exp\left(\frac{b_1^2 \lambda_1 t}{1-2\lambda_1 t} + \frac{b_2^2 \lambda_2 t}{1-2\lambda_2 t}\right)}{\sqrt{(1-2\lambda_1 t)(1-2\lambda_2 t)}} \right)^{2N_r}. \quad (192)$$

Burada  $\lambda_1$  ve  $\lambda_2$ ,  $\Sigma^{1/2} A \Sigma^{1/2}$  ifadesinin özdeğerlerini göstermektedir.  $\Sigma$  ise,  $\tilde{h}_i^I, \tilde{h}_i^0$ ;  $\tilde{f}_i^I, \tilde{f}_i^0$  ve  $\tilde{g}_i^I, \tilde{g}_i^0$  çiftleri için bulunan kovaryans matrisini temsil etmektedir.  $A$  ve  $\Sigma$ , (178)' de verilen matrislerden hesaplanmıştır. Bunun yanında  $\boldsymbol{\mu} \equiv (\mu_1, \mu_2)$ ;  $\tilde{h}_i^I, \tilde{h}_i^0$ ,  $\tilde{f}_i^I, \tilde{f}_i^0$  ve  $\tilde{g}_i^I, \tilde{g}_i^0$  çiftlerinin ortalama değer matrisi olmak üzere  $(b_1, b_2) \equiv \mathbf{b} = \mathbf{L}^T \Sigma^{-1/2} \boldsymbol{\mu}$

ortalama değer matrisinin elde edilmesinde yararlanılmıştır.  $\mathbf{L}$ ,  $\lambda_1$  ve  $\lambda_2$ ' yi kullanarak hesaplanan özvektör değeridir.

(191) ve (192)'de verilen moment üretme fonksiyonları kullanılarak, APEP değerleri aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\overline{\text{PEP}}_{SR} = \overline{\text{PEP}}_{SD} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \frac{\exp\left(-\frac{b_1^2 \lambda_1 E}{2\lambda_1 E + 8(1-\rho^2)\sin^2 \theta} - \frac{b_2^2 \lambda_2 E}{2\lambda_2 E + 8(1-\rho^2)\sin^2 \theta}\right)}{\sqrt{\left(1 + \frac{\lambda_1 E}{4(1-\rho^2)\sin^2 \theta}\right) \times \left(1 + \frac{\lambda_2 E}{4(1-\rho^2)\sin^2 \theta}\right)}} \right)^{N_r} d\theta. \quad (193)$$

$$\overline{\text{PEP}}_{RD+SD} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \frac{\exp\left(-\frac{b_1^2 \lambda_1 E}{2\lambda_1 E + 8(1-\rho^2)\sin^2 \theta} - \frac{b_2^2 \lambda_2 E}{2\lambda_2 E + 8(1-\rho^2)\sin^2 \theta}\right)}{\sqrt{\left(1 + \frac{\lambda_1 E}{4(1-\rho^2)\sin^2 \theta}\right) \times \left(1 + \frac{\lambda_2 E}{4(1-\rho^2)\sin^2 \theta}\right)}} \right)^{2N_r} d\theta. \quad (194)$$

DF işbirlikli SM-MIMO sisteminin toplam hata oranı, (193) ve (194)'teki APEP değerleri (160)'ta yerine yazılarak hesaplanmıştır.

#### 4.5.1.3. DF İşbirlikli QSM Sistem Yapısı ve Hata Performans Analizi

Şekil 4.20'de verilen DF işbirlikli kablosuz iletim sistemi QSM-MIMO yapısına uyarlandığında da hem alıcı taraftaki alt-çevrim aşamasındaki hem verici taraftaki üst-çevrim aşamasındaki IQI etkileri sistem performansının bozulmasına sebep olmaktadır. Dolayısıyla verici taraftan gelen sinyal (122)'deki  $\tilde{x}_q$ ' ya eşit olmakla birlikte, QSM-DF işbirlikli sistemin ilk fazında röle düğümünde kaynaktan alınan ve hedef düğümünde kaynaktan alınan sinyaller ile röledeki kestirimin başarılı olması durumunda ikinci fazda hedef düğümünde röleden alınan sinyal sırasıyla şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{y}_{SR} = K_1(\sqrt{E}(\mathbf{h}_l \tilde{x}_q^I + j\mathbf{h}_k \tilde{x}_q^Q) + \mathbf{n}) + K_2(\sqrt{E}(\mathbf{h}_l \tilde{x}_q^I + j\mathbf{h}_k \tilde{x}_q^Q) + \mathbf{n})^* = \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_h + \tilde{\mathbf{n}}. \quad (195)$$

$$\mathbf{y}_{SD} = K_1(\sqrt{E}(\mathbf{f}_l \tilde{x}_q^I + j\mathbf{f}_k \tilde{x}_q^Q) + \mathbf{n}) + K_2(\sqrt{E}(\mathbf{f}_l \tilde{x}_q^I + j\mathbf{f}_k \tilde{x}_q^Q) + \mathbf{n})^* = \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_f + \tilde{\mathbf{n}}. \quad (196)$$

$$\mathbf{y}_{RD} = K_1(\sqrt{E}(\mathbf{g}_l \tilde{x}_q^I + j\mathbf{g}_k \tilde{x}_q^Q) + \mathbf{n}) + K_2(\sqrt{E}(\mathbf{g}_l \tilde{x}_q^I + j\mathbf{g}_k \tilde{x}_q^Q) + \mathbf{n})^* = \sqrt{E} \tilde{\boldsymbol{\chi}}_g + \tilde{\mathbf{n}}. \quad (197)$$

Bu eşitliklerde  $\mathbf{y}_{SR}$ ,  $\mathbf{y}_{SD}$  ve  $\mathbf{y}_{RD}$  'nin reel ve imajiner kısımlarının varyansları ve bunlar kullanılarak elde edilen kovaryans değeri, SSK-DF ve SM-DF işbirlikli sistem yapıları için elde edilen ifadelerle eşittir. Dolayısıyla alınan bu sinyallerin hepsi  $\rho = -\sin \varphi_R$  korelasyon katsayısı ile ilişkili düzensiz Gauss dağılımlı rastgele bileşenlere sahiptir. QSM-DF kablosuz iletişim sistemi için yazılan bu ifadelerin reel ve imajiner kısımlarının ortak PDF' i;  $\tilde{\boldsymbol{\chi}}_h$ ,  $\tilde{\boldsymbol{\chi}}_f$  ve  $\tilde{\boldsymbol{\chi}}_g$  ifadeleri (195)-(197)'deki karşılıklarına eşit olmak üzere (184) ile verilmektedir. Bu durumda optimum MLD dedektörü, aşağıdaki karar kurallarına göre tanımlanmıştır:

$$\hat{l}, \hat{k}, \hat{q} = \arg \max_{l,k,q} \{f_{\mathbf{y}_{SR}^I, \mathbf{y}_{SR}^O}(\mathbf{y}_{SR}^I, \mathbf{y}_{SR}^O | \mathbf{H})\}. \quad (198)$$

$$\hat{l}, \hat{k}, \hat{q} = \arg \max_{l,k,q} \{f_{\mathbf{y}_{SD}^I, \mathbf{y}_{SD}^O}(\mathbf{y}_{SD}^I, \mathbf{y}_{SD}^O | \mathbf{F})\}. \quad (199)$$

$$\hat{l}, \hat{k}, \hat{q} = \arg \max_{l,k,q} \{f_{\mathbf{y}_{RD}^I, \mathbf{y}_{RD}^O}(\mathbf{y}_{RD}^I, \mathbf{y}_{RD}^O | \mathbf{G})\}. \quad (200)$$

Bölüm 4.3.3.1'deki ilgili işlem basamakları takip edilerek gerekli hesaplamalar yapıldıktan sonra  $PEP_{SR}$ ,  $PEP_{SD}$  ve  $PEP_{RD+SD}$  değerleri (170)-(172)'deki gibi elde edilir. Ancak bu eşitliklerdeki  $\tilde{\mathbf{h}}_l^I$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_l^O$ ,  $\tilde{\mathbf{f}}_l^I$ ,  $\tilde{\mathbf{f}}_l^O$ ,  $\tilde{\mathbf{g}}_l^I$  ve  $\tilde{\mathbf{g}}_l^O$  değerleri, QSM-DF işbirlikli sistemler için aşağıdaki ifadelerden hesaplanmaktadır:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}}_l^I &= \mathbf{h}_l^I \tilde{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{h}_k^O \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{h}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I + \hat{\mathbf{h}}_k^O \hat{\mathbf{x}}_q^O, \\ \tilde{\mathbf{h}}_l^O &= K_c (\mathbf{h}_l^I \tilde{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{h}_k^O \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{h}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I + \hat{\mathbf{h}}_k^O \hat{\mathbf{x}}_q^O) + K_d (\mathbf{h}_l^O \tilde{\mathbf{x}}_q^I + \mathbf{h}_k^I \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{h}}_l^O \hat{\mathbf{x}}_q^I - \hat{\mathbf{h}}_k^I \hat{\mathbf{x}}_q^O), \end{aligned} \quad (201)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{f}}_l^I &= \mathbf{f}_l^I \tilde{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{f}_k^O \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{f}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I + \hat{\mathbf{f}}_k^O \hat{\mathbf{x}}_q^O, \\ \tilde{\mathbf{f}}_l^O &= K_c (\mathbf{f}_l^I \tilde{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{f}_k^O \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{f}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I + \hat{\mathbf{f}}_k^O \hat{\mathbf{x}}_q^O) + K_d (\mathbf{f}_l^O \tilde{\mathbf{x}}_q^I + \mathbf{f}_k^I \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{f}}_l^O \hat{\mathbf{x}}_q^I - \hat{\mathbf{f}}_k^I \hat{\mathbf{x}}_q^O), \end{aligned} \quad (202)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{g}}_l^I &= \mathbf{g}_l^I \tilde{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{g}_k^O \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{g}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I + \hat{\mathbf{g}}_k^O \hat{\mathbf{x}}_q^O, \\ \tilde{\mathbf{g}}_l^O &= K_c (\mathbf{g}_l^I \tilde{\mathbf{x}}_q^I - \mathbf{g}_k^O \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{g}}_l^I \hat{\mathbf{x}}_q^I + \hat{\mathbf{g}}_k^O \hat{\mathbf{x}}_q^O) + K_d (\mathbf{g}_l^O \tilde{\mathbf{x}}_q^I + \mathbf{g}_k^I \tilde{\mathbf{x}}_q^O - \hat{\mathbf{g}}_l^O \hat{\mathbf{x}}_q^I - \hat{\mathbf{g}}_k^I \hat{\mathbf{x}}_q^O). \end{aligned} \quad (203)$$

APEP hesabını yapabilmek için, (201)-(203) arasındaki eşitlikler göz önünde bulundurularak (170)-(172) arasındaki denklemlere göre QSM-DF işbirlikli sistem için

$\gamma_1, \gamma_2$  ve  $\gamma_2 + \gamma_3$  ifadelerinin moment üretme fonksiyonları bulunmalıdır. QSM-DF işbirlikli sistem koşulları göz önünde bulundurulduğunda, SM-DF işbirlikli sisteme benzer şekilde  $\gamma_1, \gamma_2$  ve  $\gamma_2 + \gamma_3$  ifadelerinin merkezi-olmayan Chi-kare rastgele değişkenlerin lineer birer kombinasyonu oldukları; bileşenlerinin varyanslarının dört duruma bağlı olarak birbirinden farklı elde edildiğini ve ortalama değerlerinin sıfırdan farklı olduğunu belirten aşağıdaki eşitliklerin bulunmasıyla anlaşılmıştır:

*Durum 1:*  $h_l = \hat{h}_l$  ve  $h_k = \hat{h}_k$

$$\begin{aligned}\sigma_{\tilde{h}_l}^2 &= \sigma_I^2(\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I)^2 + \sigma_Q^2(\hat{x}_q^Q - \tilde{x}_q^Q)^2 \\ \sigma_{\tilde{h}_l^Q}^2 &= K_c^2(\sigma_I^2(\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I)^2 + \sigma_Q^2(\hat{x}_q^Q - \tilde{x}_q^Q)^2) + K_d^2(\sigma_I^2(\tilde{x}_q^Q - \hat{x}_q^Q)^2 + \sigma_Q^2(\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I)^2) \\ &\quad + 2K_c K_d E\{h_l^I h_l^Q\}((\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I)^2 - (\tilde{x}_q^Q - \hat{x}_q^Q)^2)\end{aligned}$$

*Durum 2:*  $h_l = \hat{h}_l$  ve  $h_k \neq \hat{h}_k$

$$\begin{aligned}\sigma_{\tilde{h}_l}^2 &= \sigma_I^2(\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I)^2 + \sigma_Q^2((\hat{x}_q^Q)^2 + (\tilde{x}_q^Q)^2) \\ \sigma_{\tilde{h}_l^Q}^2 &= K_c^2(\sigma_I^2(\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I)^2 + \sigma_Q^2((\hat{x}_q^Q)^2 + (\tilde{x}_q^Q)^2)) + K_d^2(\sigma_Q^2(\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I)^2 + \sigma_I^2((\tilde{x}_q^Q)^2 + (\hat{x}_q^Q)^2)) \\ &\quad + 2K_c K_d E\{h_l^I h_l^Q\}((\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I)^2 - (\tilde{x}_q^Q)^2 - (\hat{x}_q^Q)^2)\end{aligned}$$

*Durum 3:*  $h_l \neq \hat{h}_l$  ve  $h_k = \hat{h}_k$

$$\begin{aligned}\sigma_{\tilde{h}_l}^2 &= \sigma_I^2((\hat{x}_q^I)^2 + (\tilde{x}_q^I)^2) + \sigma_Q^2(\hat{x}_q^Q - \tilde{x}_q^Q)^2 \\ \sigma_{\tilde{h}_l^Q}^2 &= K_c^2(\sigma_I^2((\hat{x}_q^I)^2 + (\tilde{x}_q^I)^2) + \sigma_Q^2(\hat{x}_q^Q - \tilde{x}_q^Q)^2) + K_d^2(\sigma_Q^2((\hat{x}_q^I)^2 + (\tilde{x}_q^I)^2) + \sigma_I^2(\tilde{x}_q^Q - \hat{x}_q^Q)^2) \\ &\quad + 2K_c K_d E\{h_l^I h_l^Q\}((\tilde{x}_q^I)^2 + (\hat{x}_q^I)^2 - (\tilde{x}_q^Q - \hat{x}_q^Q)^2)\end{aligned}$$

*Durum 4:*  $h_l \neq \hat{h}_l$  ve  $h_k \neq \hat{h}_k$

$$\begin{aligned}\sigma_{\tilde{h}_l}^2 &= \sigma_I^2((\hat{x}_q^I)^2 + (\tilde{x}_q^I)^2) + \sigma_Q^2((\hat{x}_q^Q)^2 + (\tilde{x}_q^Q)^2) \\ \sigma_{\tilde{h}_l^Q}^2 &= K_c^2(\sigma_I^2((\hat{x}_q^I)^2 + (\tilde{x}_q^I)^2) + \sigma_Q^2((\hat{x}_q^Q)^2 + (\tilde{x}_q^Q)^2)) + K_d^2(\sigma_Q^2((\hat{x}_q^I)^2 + (\tilde{x}_q^I)^2) + \sigma_I^2((\hat{x}_q^Q)^2 + (\tilde{x}_q^Q)^2)) \\ &\quad + 2K_c K_d E\{h_l^I h_l^Q\}((\tilde{x}_q^I)^2 + (\hat{x}_q^I)^2 - (\tilde{x}_q^Q)^2 - (\hat{x}_q^Q)^2)\end{aligned}$$

$$(\mu_{\tilde{h}_l} = \mu_{\tilde{f}_l} = \mu_{\tilde{g}_l}) \neq (\mu_{\tilde{h}_l^Q} = \mu_{\tilde{f}_l^Q} = \mu_{\tilde{g}_l^Q}):$$

$$\mu_{\tilde{h}_l} = \mu_{\tilde{f}_l} = \mu_{\tilde{g}_l} = \mu_I(\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I) + \mu_Q(\hat{x}_q^Q - \tilde{x}_q^Q)$$

$$\mu_{\tilde{h}_l^Q} = \mu_{\tilde{f}_l^Q} = \mu_{\tilde{g}_l^Q} = K_c(\mu_I(\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I) + \mu_Q(\hat{x}_q^Q - \tilde{x}_q^Q)) + K_d(\mu_I(\tilde{x}_q^Q - \hat{x}_q^Q) + \mu_Q(\tilde{x}_q^I - \hat{x}_q^I))$$

Bu değerler, kaynak-röle arasındaki kanal ortamı kullanıldığı varsayılarak verilse de, röle-hedef ve kaynak-hedef arasındaki kanal karakteristikleri de aynı olduğundan; bu kanal ortamları için de geçerlidir. Ayrıca  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  ve  $\gamma_2 + \gamma_3$  ifadeleri (112)'deki gibi karesel formda yazılabileceğinden, bağımsız kanallar varsayımı altında bunlara ait moment üretme fonksiyonlarının, (201)-(203) arasındaki eşitlikler göz önünde bulundurularak, (191) ve (192)'ye eşit olduğu söylenebilir. Bu fonksiyonların içerdiği parametreler ile ilgili yapılan açıklamalar aynen geçerli olup, APEP performansları da (193) ve (194)'ten hesaplanmıştır.

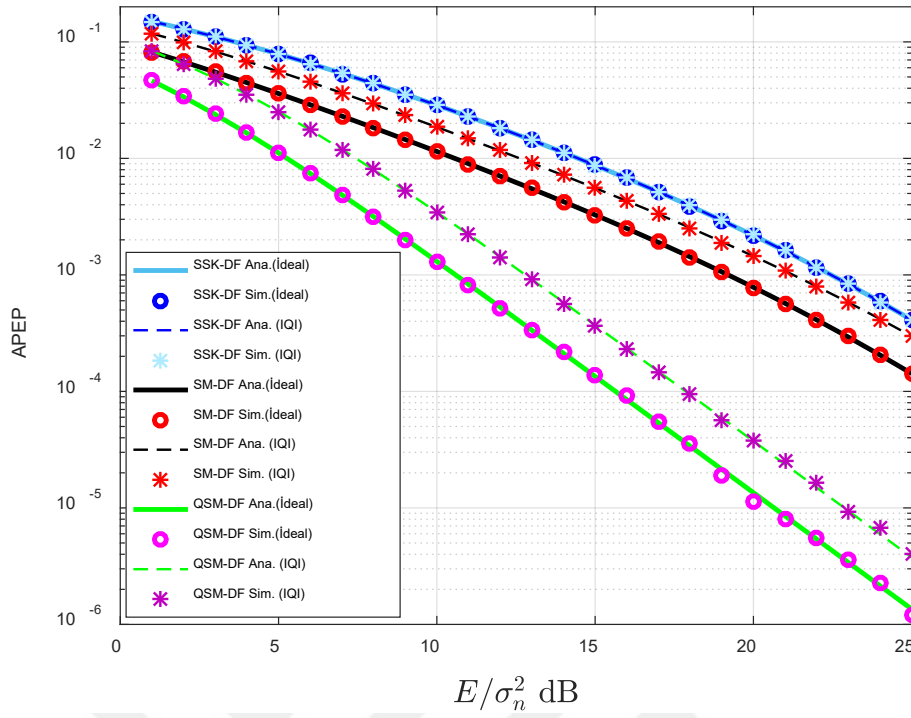
#### 4.5.2. Nümerik Analiz ve Sonuçlar

Bu bölümde, hem verici hem alıcı IQI etkilerine maruz kalan SM-tabanlı DF işbirlikli sistemlerin genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamındaki performans analizleri sunulmuştur. Yalnız SSK-DF işbirlikli sistemlerde herhangi bir modülasyon yapılmadığı için verici tarafta IQI etkilerinden bahsedilemez, bu nedenle bu yapıda yalnız alıcı taraftaki IQI etkileri incelenmiştir. Şekil 4.20'deki DF işbirlikli sistemde  $N_t = 2$  ve  $N_r = 1$  olduğu varsayılarak, 0-25 dB aralığındaki SNR değerleri için optimum MLD yöntemi ile elde edilen analitik sonuçlar, bilgisayar simülasyonları ile desteklenmiştir. Analitik sonuçlar, APEP için türetilen kapalı form denklemi kullanılarak elde edilmiştir. Aksi belirtilmedikçe her bir SNR değerinde en az  $5 \times 10^5$  sembol iletimi yapıldığı varsayılmış ve 4-QAM kullanılmıştır. Elde edilen sonuçların daha fazla sayıda anten ve daha yüksek dereceli modülasyon şemaları için genelleştirilmesi de mümkündür.

Öncelikle SSK-, SM- ve QSM-DF işbirlikli sistemlerin IQI etkisi ile performanslarındaki değişimler incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.21'de sunulmuştur. IQI'nın ilgili sistemlerin APEP performansı üzerindeki etkilerini yorumlayabilmek amacıyla sabit genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal parametreleri için ideal durum ile IQI etkisindeki durum ( $\zeta_T = \zeta_R = 0.7, \phi_T = \phi_R = 10^\circ$ ) karşılaştırılmıştır. SSK-DF işbirlikli yapıda, IQI etkisindeki sistemin ideal sistem ile aynı performansı göstermesi, optimum MLD yönteminin bu yapı için IQI etkisini tamamen ortadan kaldırabildiğinin ispatıdır. Bunun yanında aynı şiddette IQI bozulmasından QSM-DF işbirlikli sistemlerin SM-DF işbirlikli sistemlerden kısmen daha fazla etkilendiği söylenebilir. Örneğin  $APEP = 10^{-3}$  değeri için SM-DF sistem performansı ideal duruma göre yaklaşık 2 dB azalırken, QSM-DF sisteminki yaklaşık 2.5 dB

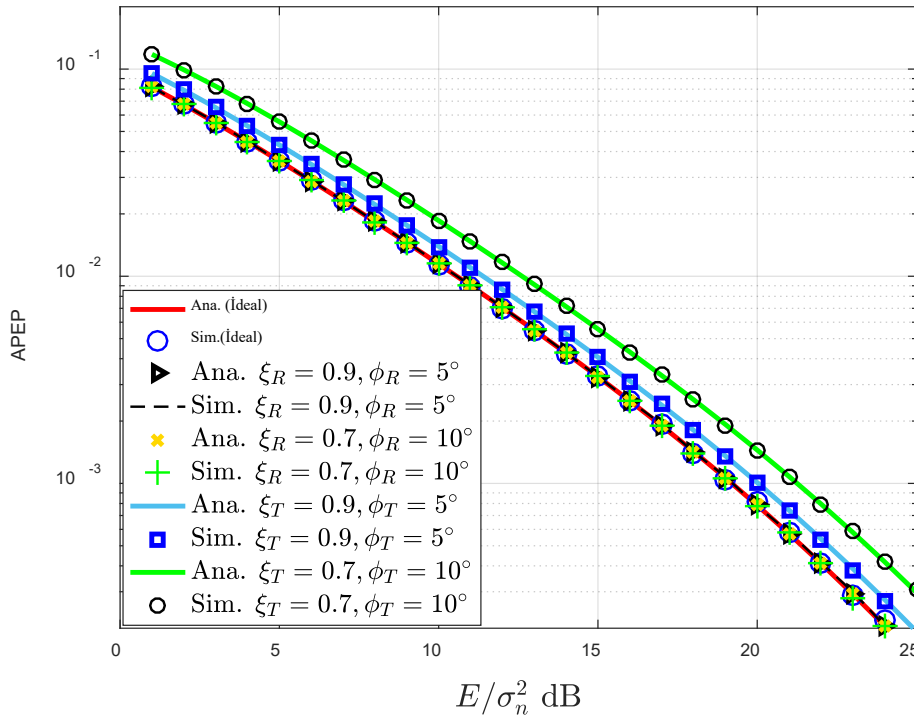
azalmaktadır. Diğer bir önemli husus olarak; SSK, SM ve QSM yöntemlerinden DF işbirlikli sistem mimarisi ile birleştirildiğinde en yüksek performansı sağlayanın QSM metodu olduğu, en düşük performansı gösterenin ise SSK olduğu açıkça söylenebilir. Şekil 4.21’de  $APEP = 10^{-3}$  değeri ele alındığında, ideal alıcı-verici yapısı için SM-DF’nin SSK-DF’den 3.5 dB, QSM-DF’nin ise 12 dB civarında daha üstün sonuçlar elde edebildiği gözlenmektedir ve bu durum, tasarlanan yapılar içinden en üstün sonuçları sağlayanın QSM-DF işbirlikli yapı olduğu yorumunu doğrulamaktadır.

Verici ve alıcı taraftaki IQI’nın sistem kalitesi üzerindeki etkilerini ayrı ayrı görmek amacıyla SM-DF ve QSM-DF işbirlikli yapılara ait APEP sonuçları sırasıyla Şekil 4.22 ve 4.23’te verilmiştir. Genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal parametreleri sabit tutularak iki farklı durum incelenmiştir: i) ideal verici yapısı için alıcı tarafta IQI etkisi ve ii) ideal alıcı yapısı için verici tarafta IQI etkisi. IQI’nın sistem kalitesi üzerindeki etkisi SM-DF ve QSM-DF işbirlikli sistemlerde benzer şekilde gözlenmiştir. Bu iki şekil birlikte değerlendirildiğinde, SSK-DF işbirlikli yapılara benzer şekilde hem SM-DF hem de QSM-DF yapısı için alıcı taraftaki IQI etkilerinin optimum MLD yöntemiyle ortadan kaldırılabilirdiği gözlenmiştir. Verici taraftaki IQI ise, dengesizlik durumunun şiddetiyle doğru orantılı biçimde her iki sistemde de performansta düşüslere sebep olmaktadır. Örneğin SM- ve QSM-DF işbirlikli yapılarında  $APEP = 10^{-3}$  değeri için, IQI parametreleri  $\zeta_R = 0.9, \varphi_R = 5^\circ$  iken ideal duruma göre performansta yaklaşık 1 dB düşüş gözlenirken,  $\zeta_R = 0.7, \varphi_R = 10^\circ$  alındığında, yani IQI etkileri artırıldığında, ideal duruma göre yaklaşık 2.5 dB kayıp olduğu gözlenmektedir.



Şekil 4.21. IQI' in geliştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamındaki SSK-DF, SM-DF ve QSM-DF işbirlikli sistem performansları üzerindeki etkisi (IQI:  $\zeta_T = \zeta_R = 0.7, \phi_T = \phi_R = 10^\circ$ ,

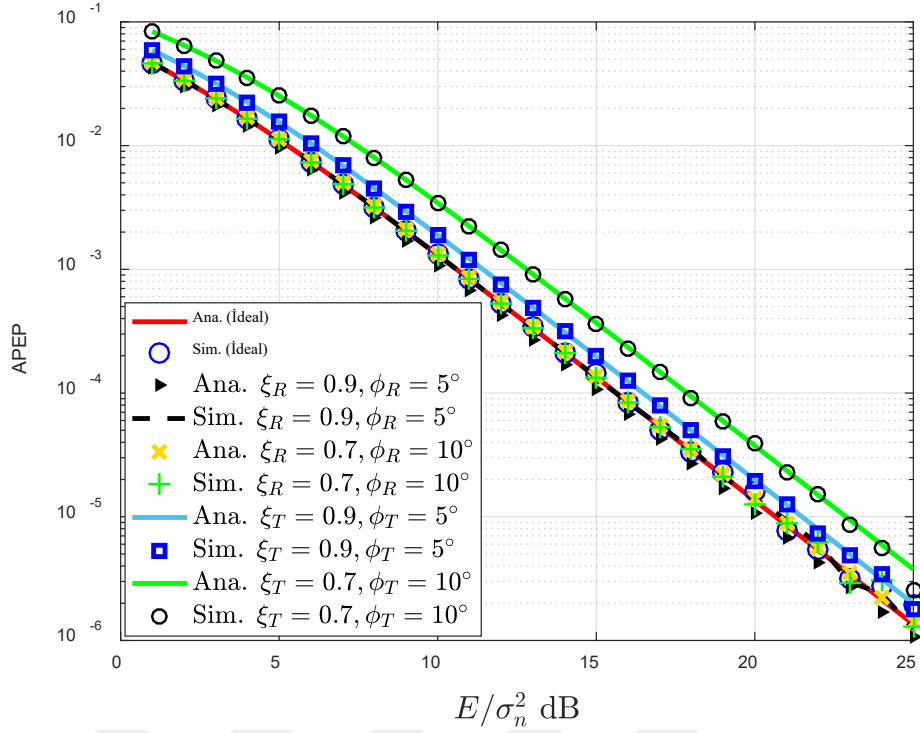
$$q_B^2 = 0.01, r_B^2 = 0.01, K_B = 0.5, \rho_h = 0.8).$$



Şekil 4.22. Verici ve alıcı taraftaki IQI' in geliştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamındaki

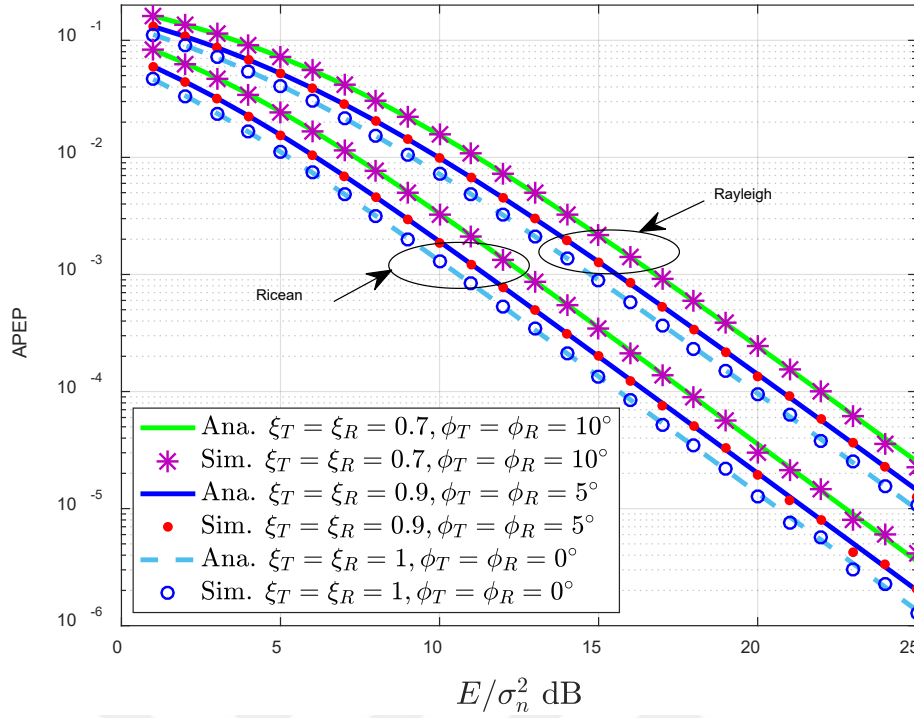
SM-DF işbirlikli sistem performansları üzerindeki etkisi ( $q_B^2 = 0.01, r_B^2 = 0.01, K_B = 0.5, \rho_h = 0.8$ ).





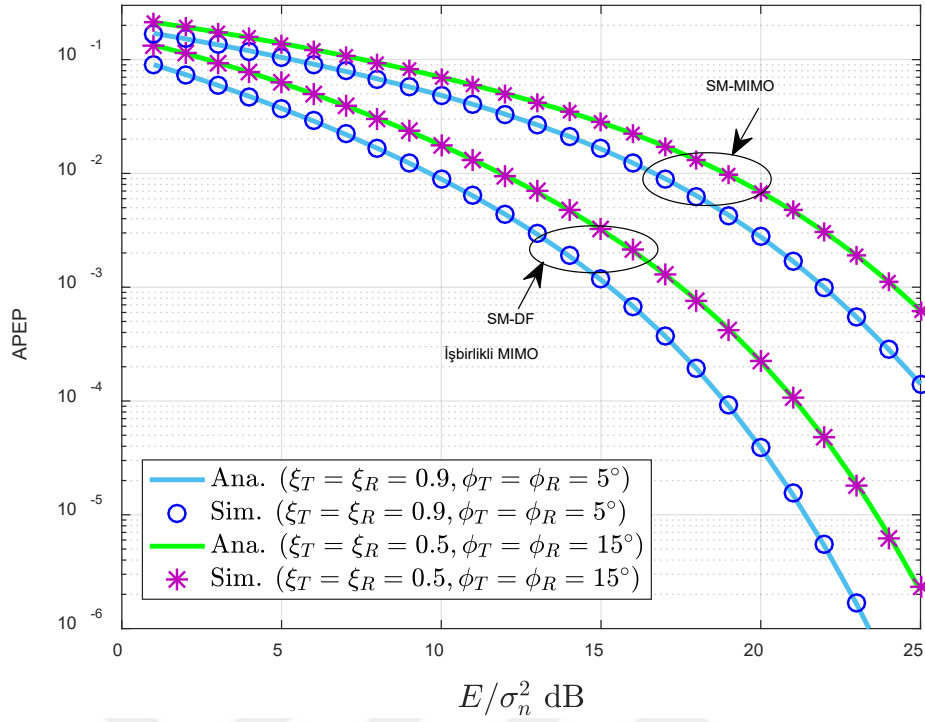
**Şekil 4.23.** Verici ve alıcı taraftaki IQI' in geliştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamındaki QSM-DF işbirlikli sistem performansları üzerindeki etkisi ( $q_B^2 = 0.01, r_B^2 = 0.01, K_B = 0.5, \rho_h = 0.8$ ).

Bölüm 3.2.3'te, geliştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal yapısının birçok kanal modelini barındırdığı ifade edilmişti. Buradan hareketle, kanal parametreleri Tablo 3.1'de verilen değerlerle uyumlandırılarak, SM-DF işbirlikli sistem yapısının bu tez çalışmasında kullanılan Rayleigh ve Ricean sönümlenmeli kanal modelleri üzerinde de denenmesi sağlanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.24'te verilmiştir. Rayleigh sönümlenmeli kanal ortamı oluşturmak için  $q_B = 1, r_B = 1, K_B = 0, \rho_h = 0$  olarak alınmış, Ricean sönümlenmeli kanal ortamı için ise  $q_B = 1, r_B = 1, K_B = K = 0.5, \rho_h = 0$  olarak ayarlanmıştır. Elde edilen sonuçlar, geliştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamında elde edilen sonuçlara paralel çıkmış, IQI bozulmaları şiddetlendikçe sistem kalitesinin hem Rayleigh hem de Ricean sönümlenmeli kanal ortamında azaldığı açıkça gözlenmiştir. Başka bir açıdan değerlendirmek gerekirse, Ricean sönümlenmeli kanal ortamı oluşturmak için  $K_B$  değerinin artırıldığı göz önünde bulundurularak;  $K_B$  parametresi arttıkça SM-DF işbirlikli sistem performansının iyileştiği de söylenebilir.



**Şekil 4.24.** SM-DF işbirlikli sistem performansının Rayleigh ve Ricean sönmülmeli kanal ortamlarındaki analizi (Rayleigh:  $q_B = 1, r_B = 1, K_B = 0, \rho_h = 0$ , Ricean:  $q_B = 1, r_B = 1, K_B = 0.5, \rho_h = 0$ ).

Son olarak; işbirlikli SM-MIMO yapısının klasik SM-MIMO yapısına olan üstünlüğünü ispatlamak için, geliştirilmiş Beckmann sönmümlü kanallar üzerinde ve IQI etkisi altında her iki sistemin APEP performansı incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.25'te sunulmuştur. Kanal parametreleri sabit tutularak IQI'nın  $\xi_T = \xi_R = 0.9, \phi_T = \phi_R = 5^\circ$  ve  $\xi_T = \xi_R = 0.5, \phi_T = \phi_R = 15^\circ$  değerleri için APEP sonuçları verilmiştir. Klasik SM tekniği ve işbirlikli SM tekniği, IQI bozulmalarının artışından hemen hemen aynı oranda etkilenmiş ve bu etki  $APEP = 10^{-3}$  iken yaklaşık 2.5 dB'lik bir kayıp şeklinde ortaya çıkmıştır. Bu şekil üzerinden varılabilecek en önemli en önemli sonuç, SM-MIMO tekniğinin DF işbirlikli sistem mimarisi ile birleştirildiğinde çok daha üstün sonuçlar elde edebildiğidir. Örneğin  $APEP = 10^{-3}$  değeri dikkate alınır, SM-DF işbirlikli yapı, klasik SM-MIMO' dan IQI'nın her iki değerinde de 7 dB civarında daha üstün sonuçlar elde etmiştir. Bu sonuç, tez çalışmasında elde edilen en anlamlı sonuçlardan biridir ve DF işbirlikli yapıları SM-MIMO sistemler için değerli kılmaktadır.



**Şekil 4.25.** IQI etkisi altındaki SM-MIMO ve SM-DF işbirlikli MIMO yapılarının APEP performanslarının genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamında karşılaştırılması

$$(q_B^2 = 0.01, r_B^2 = 0.09, K_B = 0.5, \rho_h = 0.9).$$

## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

### 5.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, verici-alıcı yapısında DDC mimarisini kullanan SM-tabanlı sistemlerin, özellikle yeni nesil yüksek veri oranına sahip uygulamalarında karşılaşılabilecek en kritik donanımsal hatalardan biri olan IQI'nın bozucu etkileri altındaki sistem performansı, hem klasik MIMO tasarımlarında hem de DF işbirlikli tasarımlarda incelenmiştir. Tasarlanan tüm sistemler için tam kapalı form APEP ifadeleri tanımlanmış ve optimum sonucu sağlayan MLD dedektörleri tasarlanmış, performans değerlendirmesinde analitik türetimlerin yanında bilgisayar simülasyonlarından da faydalanılmıştır.

Elde edilen sonuçlar, IQI'nın bozucu etkilerinin özellikle yüksek veri oranına sahip sistemlerde çok ciddi boyutlara ulaşabileceğini, ancak tez çalışması esnasında tasarlanan optimum MLD dedektörleri ile bu hatalarının minimum seviyeye indirilebileceğini ispatlamıştır. Alıcı tarafta kanal hatası bulunan sistemlerde Cramer-Rao tekniği kullanılarak hataların çok ciddi oranlarda azaltılabileceği gösterilmiştir. Bunun yanında SM-tabanlı sistemlerden üçünün (SSK, SM ve QSM) işbirlikli kablosuz ağ yapılarına uyarlanması sonucu sistem kalitesinde çok ciddi iyileştirmeler sağlanmış ve bu tasarımların yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri için oldukça umut vaat edici olduğu gözlenmiştir. SSK-, SM- ve QSM-DF işbirlikli yapılarının alıcı taraftaki IQI etkilerini neredeyse tamamen yok edebildiği, bunların içinden en iyi sonuçlara QSM-DF işbirlikli yapısı ile ulaşılabildiği gözlenmiştir. Tez çalışmasında ele alınan senaryoların performans değerlendirmeleri, literatürde sıklıkla kullanılan Rayleigh ve Ricean sönümlenmeli kanal ortamlarının yanında, daha önce ne MIMO yapıların ne de işbirlikli ağların performans değerlendirmesinde kullanılmamış olan genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal ortamında da değerlendirilmiştir. Böylece hem bu tarz tasarımlar için farklı bir perspektif oluşturulmuş hem de içinde birçok kanal modeli bulunduran bu yeni yapı ile şimdiye kadar bu alanda yapılan çalışmalar çok daha kapsamlı bir hale getirilmiştir.

## 5.2. Öneriler

Gerçekleştirilen tez çalışmasında elde edilen sonuçlar doğrultusunda gelecekteki çalışmalar için sunulan öneriler, aşağıda maddeler halinde verilmiştir:

- IQI etkisi özellikle yüksek veri oranına sahip hızlı işlem gerektiren sistemler için bir tehdit oluşturduğundan, yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinin tasarımında önemle dikkate alınmalıdır.
- SM işbirlikli sistemler için güç optimizasyonu gibi yöntemlerle sistem performansının daha da iyileştirilmesi denenebilir.
- SM-tabanlı sistemler, masif MIMO yapılarında ve mmWave haberleşmesinde işbirlikli sistemlerle birlikte kullanılmalı ve performans iyileştirmesine yönelik çalışmalar yapılmalıdır. Özellikle 5G ve ötesi haberleşme gereksinimlerini karşılama potansiyeli bulunan bu tarz sistemlere olan ilginin oldukça yoğun olması bunu gerekli kılmaktadır. Alıcı taraftaki anten sayısı arttıkça sistem performansının arttığı gözlenirse de iletilen veri oranındaki artış sistem kalitesini olumsuz etkileyebilmektedir. Bu nedenle aradaki ilişkiyi optimum bir noktada tutabilmek adına bu alanda çalışmaların yapılması elzemdir.
- SM-tabanlı sistem modelleri, işbirlikli yapılar dışında farklı tasarımlarla birleştirilebilir. Bu anlamda bilişsel radyo haberleşmesi gibi popüler alanlarda da performans değerlendirmesi yapılabilir.
- Genelleştirilmiş Beckmann sönümlenmeli kanal yapısı işlem karmaşıklığı nedeniyle performans değerlendirmelerinde tercih edilmese de, bu kanal modeli üzerinde çalışmalar yoğunlaştırılırsa bir çok uygulama alanı bulunması mümkün olabilir.

## KAYNAKLAR

- Acar, Y., Dogan, H. ve Panayircı, E., 2015, Pilot symbol assisted channel estimation for  $4 \times 4$  space time block coded spatial modulation systems, *Communications, Computers and Signal Processing (PACRIM), 2015 IEEE Pacific Rim Conference on*, 23-27.
- Acar, Y., Doğan, H., Başar, E. ve Panayirci, E., 2016, Interpolation based pilot-aided channel estimation for STBC spatial modulation and performance analysis under imperfect CSI, *IET Communications*, 10 (14), 1820-1828.
- Afana, A., Atawi, I., Ikki, S. ve Mesleh, R., 2015a, Energy efficient quadrature spatial modulation MIMO cognitive radio systems with imperfect channel estimation, *Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), 2015 IEEE International Conference on*, 1-5.
- Afana, A., Ngatched, T. M. ve Dobre, O. A., 2015b, Spatial modulation in MIMO limited-feedback spectrum-sharing systems with mutual interference and channel estimation errors, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 19 (10), 1754-1757.
- Afana, A., Ngatched, T. M., Dobre, O. A. ve Ikki, S., 2015c, Spatial modulation in MIMO cognitive radio networks with channel estimation errors and primary interference constraint, *Global Communications Conference (GLOBECOM), 2015 IEEE*, 1-6.
- Afana, A., Erdogan, E. ve Ikki, S., 2016a, Quadrature spatial modulation for cooperative MIMO 5G wireless networks, *Globecom Workshops (GC Wkshps), 2016 IEEE*, 1-5.
- Afana, A., Mesleh, R., Ikki, S. ve Atawi, I. E., 2016b, Performance of quadrature spatial modulation in amplify-and-forward cooperative relaying, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 20 (2), 240-243.
- Afana, A. ve Ikki, S., 2017, Analytical framework for space shift keying MIMO systems with hardware impairments and co-channel interference, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 21 (3), 488-491.
- Afana, A., Ikki, S., Mesleh, R. ve Atawi, I., 2017a, Spectral-efficient quadrature spatial modulation cooperative amplify and forward spectrum-sharing systems, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66 (3), 2857-2861.
- Afana, A., Mahady, I. A. ve Ikki, S., 2017b, Quadrature spatial modulation in MIMO cognitive radio systems with imperfect channel estimation and limited feedback, *IEEE Transactions on Communications*, 65 (3), 981-991.
- Afana, A., Ngatched, T. M., Dobre, O. A. ve Ikki, S., 2017c, Cooperative DF cognitive radio networks with spatial modulation with channel estimation errors, *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2017 IEEE*, 1-5.
- Afana, A., Abu-Ali, N. ve Ikki, S., 2018, On the Joint Impact of Hardware and Channel Imperfections on Cognitive Spatial Modulation MIMO Systems: Cramer–Rao Bound Approach, *IEEE Systems Journal*.
- Akuon, P. ve Xu, H., 2014, Polar coded spatial modulation, *IET Communications*, 8 (9), 1459-1466.
- Al-Nahhal, I., Dobre, O. A. ve Ikki, S. S., 2017, Quadrature spatial modulation decoding complexity: Study and reduction, *IEEE Wireless Communications Letters*, 6 (3), 378-381.
- Al-Qahtani, F. S., Ikki, S., Di Renzo, M. ve Alnuweiri, H., 2014, Performance analysis of space shift keying modulation with imperfect estimation in the presence of co-channel interference, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 18 (9), 1587-1590.

- Alizadeh, A., Bahrami, H. R. ve Maleki, M., 2016, Performance analysis of spatial modulation in overlay cognitive radio communications, *IEEE Transactions on Communications*, 64 (8), 3220-3232.
- Alsmadi, M. M., Ali, N. A. ve Ikki, S. S., 2018a, SSK in the presence of improper Gaussian noise: Optimal receiver design and error analysis, *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2018 IEEE*, 1-6.
- Alsmadi, M. M., Canbilen, A. E., Ikki, S., Basar, E., Gultekin, S. S. ve Develi, I., 2018b, Imperfect CSI and Improper Gaussian Noise Effects on SSK: Optimal Detection and Error Analysis. Global Communications Conference (GLOBECOM). Abu Dhabi, UAE.
- Althunibat, S. ve Mesleh, R., 2018, Performance analysis of quadrature spatial modulation in two-way relaying cooperative networks, *IET Communications*, 12 (4), 466-472.
- Altın, G., Başar, E., Aygözü, Ü. ve Çelebi, M. E., 2016, Error performance analysis of cooperative spatial modulation with amplify-and-forward relaying, *Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), 2016 24th*, 305-308.
- Badarneh, O. S. ve Mesleh, R., 2013, Spatial modulation performance analysis over generalized  $\eta$ - $\mu$  fading channels, *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*, 886-890.
- Badarneh, O. S. ve Mesleh, R., 2015, On the performance of space modulations over  $\kappa$ - $\mu$  fading channels with imperfect CSI, *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2015 IEEE*, 189-194.
- Badarneh, O. S. ve Mesleh, R., 2016, A comprehensive framework for quadrature spatial modulation in generalized fading scenarios, *IEEE Transactions on Communications*, 64 (7), 2961-2970.
- Badarneh, O. S. ve Mesleh, R., 2017, Performance analysis of space modulation techniques over  $\alpha$ - $\mu$  and  $\kappa$ - $\mu$  fading channels with imperfect channel estimation, *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 28 (2), e2940.
- Basar, E., Aygolu, U., Panayirci, E. ve Poor, H. V., 2011a, New trellis code design for spatial modulation, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 10 (8), 2670-2680.
- Basar, E., Aygolu, U., Panayirci, E. ve Poor, H. V., 2011b, Space-time block coded spatial modulation, *IEEE Transactions on Communications*, 59 (3), 823-832.
- Basar, E., Aygolu, U., Panayirci, E. ve Poor, H. V., 2012, Performance of spatial modulation in the presence of channel estimation errors, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 16 (2), 176-179.
- Bouhleb, A., Mahady, I. A., Sakly, A. ve Ikki, S. S., 2017, Performance analysis of OFDM with Quadrature Index Modulation in the presence of hardware impairment, *Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2017 IEEE 28th Annual International Symposium on*, 1-5.
- Canbilen, A. E., Alsmadi, M. M., Basar, E., Ikki, S. S., Gultekin, S. S. ve Develi, I., 2018, Spatial Modulation in the Presence of I/Q Imbalance: Optimal Detector & Performance Analysis, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*.
- Canbilen, A. E. I., Salama Said; Basar, Ertugrul; Gultekin, Seyfettin Sinan; Develi, Ibrahim 2019, Impact of I/Q Imbalance on Amplify-and-Forward Relaying: Optimal Detector Design and Error Performance, *IEEE Transactions on Communications* 1-1.

- Chau, Y. A. ve Yu, S.-H., 2001, Space modulation on wireless fading channels, *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, 1668-1671.
- CISCO, 2016, Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2015–2020, White Paper.
- Cogen, F., Aydın, E., Kabaoglu, N., Basar, E. ve Ilhan, H., 2018, Code Index Modulation and Spatial Modulation: A New High Rate and Energy Efficient Scheme for MIMO systems, *2018 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). IEEE*, 1-4.
- Di Renzo, M. ve Haas, H., 2010a, On the performance of SSK modulation over correlated Nakagami-m fading channels, *Communications (ICC), 2010 IEEE International Conference on*, 1-6.
- Di Renzo, M. ve Haas, H., 2010b, Improving the performance of space shift keying (SSK) modulation via opportunistic power allocation, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 14 (6).
- Di Renzo, M., De Leonardis, D., Graziosi, F. ve Haas, H., 2011a, On the performance of space shift keying (SSK) modulation with imperfect channel knowledge, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 2011 IEEE*, 1-6.
- Di Renzo, M. ve Haas, H., 2011a, Bit error probability of space modulation over Nakagami-m fading: Asymptotic analysis, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 15 (10), 1026-1028.
- Di Renzo, M. ve Haas, H., 2011b, Bit error probability of space-shift keying MIMO over multiple-access independent fading channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60 (8), 3694-3711.
- Di Renzo, M. ve Haas, H., 2011c, Space shift keying (SSK—) MIMO over correlated Rician fading channels: Performance analysis and a new method for transmit-diversity, *IEEE Transactions on Communications*, 59 (1), 116-129.
- Di Renzo, M., Haas, H. ve Grant, P. M., 2011b, Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: A survey, *IEEE Communications Magazine*, 49 (12).
- Di Renzo, M. ve Haas, H., 2012, Bit error probability of SM-MIMO over generalized fading channels, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 61 (3), 1124-1144.
- Di Renzo, M. ve Haas, H., 2013, On Transmit Diversity for Spatial Modulation MIMO: Impact of Spatial Constellation Diagram and Shaping Filters at the Transmitter, *IEEE Trans. Vehicular Technology*, 62 (6), 2507-2531.
- Di Renzo, M., Haas, H., Ghrayeb, A., Sugiura, S. ve Hanzo, L., 2014, Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation, *Proceedings of the IEEE*, 102 (1), 56-103.
- EiKalagy, A. ve Alsusa, E., 2009, A novel two-antenna spatial modulation technique with simultaneous transmission, *Software, Telecommunications & Computer Networks, 2009. SoftCOM 2009. 17th International Conference on*, 230-234.
- Fath, T., Haas, H., Di Renzo, M. ve Mesleh, R., 2011, Spatial modulation applied to optical wireless communications in indoor LOS environments, *GLOBECOM 2011*, 1-6.
- Fath, T. ve Haas, H., 2013, Optical spatial modulation using colour LEDs, *Communications (ICC), 2013 IEEE International Conference on*, 3938-3942.
- Fu, J., Hou, C., Xiang, W., Yan, L. ve Hou, Y., 2010, Generalised spatial modulation with multiple active transmit antennas, *GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), 2010 IEEE*, 839-844.



- Fu, Y., Wang, C.-X., Yuan, Y., Mesleh, R., Alwakeel, M. M. ve Haas, H., 2016, BER performance of spatial modulation systems under 3-D V2V MIMO channel models, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65 (7), 5725-5730.
- Fukuma, M. ve Ishii, K., 2015, Space-time code division multiple access based on spatial modulation, *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2015 IEEE 82nd*, 1-5.
- Ganesan, S., Mesleh, R., Ho, H., Ahn, C. W. ve Yun, S., 2006, On the performance of spatial modulation OFDM, *Signals, Systems and Computers, 2006. ACSSC'06. Fortieth Asilomar Conference on*, 1825-1829.
- Gong, Y., Ding, L., He, Y., Zhu, H. ve Wang, Y., 2013, Analysis of space shift keying modulation applied to visible light communications.
- Guo, S., Zhang, H., Zhang, P., Wu, D. ve Yuan, D., 2017, Generalized 3-D constellation design for spatial modulation, *IEEE Transactions on Communications*, 65 (8), 3316-3327.
- He, L., Wang, J., Pan, C. ve Song, J., 2014, Extended space shift keying scheme for MIMO channels, *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2014 IEEE International Symposium on*, 1-4.
- Helmy, A. G., Di Renzo, M. ve Al-Dhahir, N., 2017, On the robustness of spatial modulation to I/Q imbalance, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 21 (7), 1485-1488.
- Hussain, S. R., Shakeera, S. ve Naidu, K. R., 2015, BER analysis of amplify and forward scheme with best relay selection in space shift keying system, *Communications and Signal Processing (ICCSP), 2015 International Conference on*, 1722-1726.
- Hwang, S.-H. ve Cheng, Y., 2014, SIM/SM-aided free-space optical communication with receiver diversity, *Journal of Lightwave Technology*, 32 (14), 2443-2450.
- Ikki, S. S. ve Mesleh, R., 2012, A general framework for performance analysis of space shift keying (SSK) modulation in the presence of Gaussian imperfect estimations, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 16 (2), 228-230.
- Jaiswal, A., Bhatnagar, M. R. ve Jain, V. K., 2016, BER analysis of optical space shift keying with gamma-gamma fading and pointing error, *Advanced Technologies for Communications (ATC), 2016 International Conference on*, 369-374.
- Jaiswal, A., Bhatnagar, M. R. ve Jain, V. K., 2017, Performance evaluation of space shift keying in free-space optical communication, *Journal of Optical Communications and Networking*, 9 (2), 149-160.
- Jeganathan, J., Gh-rayeb, A. ve Szczecinski, L., 2008a, Generalized space shift keying modulation for MIMO channels, *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium on*, 1-5.
- Jeganathan, J., Gh-rayeb, A. ve Szczecinski, L., 2008b, Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 12 (8).
- Jeganathan, J., Gh-rayeb, A., Szczecinski, L. ve Ceron, A., 2009, Space shift keying modulation for MIMO channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8 (7), 3692-3703.
- Kartlak, H., Odabaşioğlu, N. ve Akan, A., 2015, Relay selection methods in cooperative spatial modulation for wireless networks, *Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2015 23th*, 2553-2556.
- Kim, J. W., Irfan, M., Shayokh, M. A. ve Shin, S. Y., 2015, Selective non-orthogonal multiple access (NOMA) and spatial modulation (SM) for improved spectral

- efficiency, *Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), 2015 International Symposium on*, 552-555.
- Kim, J. W., Shin, S. Y. ve Leung, V. C., 2018, Performance Enhancement of Downlink NOMA by Combination with GSSK, *IEEE Wireless Communications Letters*.
- Li, Z., Cheng, X., Wen, M., Yang, L. ve Jiao, B., 2014, Differential spatial modulated OFDM in underwater acoustic communications, *Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), 2014 IEEE International Conference on*, 913-918.
- Liu, P. ve Springer, A., 2015, Space shift keying for LOS communication at mmWave frequencies, *IEEE Wireless Communications Letters*, 4 (2), 121-124.
- Liu, P., Di Renzo, M. ve Springer, A., 2016, Line-of-sight spatial modulation for indoor mmWave communication at 60 GHz, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 15 (11), 7373-7389.
- Ma, N., Wang, A., Ji, Y. ve Shi, H., 2014, Cooperative space shift keying for multiple-relay network, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 18 (4), 712-715.
- Mahady, I. A., Afana, A., Mesleh, R., Ikki, S. ve Atawi, I., 2016, Cognitive MIMO quadrature spatial modulation systems with mutual primary-secondary co-channel interference, *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2016 IEEE*, 1-5.
- Marconi, G., 1897, Improvements in transmitting electrical impulses and signals, and in apparatus therefor.
- Mesleh, R., Haas, H., Ahn, C. W. ve Yun, S., 2006, Spatial modulation-a new low complexity spectral efficiency enhancing technique, *Communications and Networking in China, 2006. ChinaCom'06. First International Conference on*, 1-5.
- Mesleh, R., Ganesan, S. ve Haas, H., 2007, Impact of channel imperfections on spatial modulation OFDM, *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on*, 1-5.
- Mesleh, R., Haas, H., Sinanovic, S., Ahn, C. W. ve Yun, S., 2008, Spatial modulation, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57 (4), 2228.
- Mesleh, R., Elgala, H. ve Haas, H., 2011a, Optical spatial modulation, *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 3 (3), 234-244.
- Mesleh, R., Ikki, S. ve Alwakeel, M., 2011b, Performance analysis of space shift keying with amplify and forward relaying, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 15 (12), 1350-1352.
- Mesleh, R. ve Ikki, S. S., 2012, On the effect of Gaussian imperfect channel estimations on the performance of space modulation techniques, *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th*, 1-5.
- Mesleh, R. ve Ikki, S. S., 2013a, Analysis of cooperative communication spatial modulation with imperfect channel estimation, *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*, 2027-2023.
- Mesleh, R. ve Ikki, S. S., 2013b, Performance analysis of spatial modulation with multiple decode and forward relays, *IEEE Wireless Communications Letters*, 2 (4), 423-426.
- Mesleh, R. ve Ikki, S. S., 2014, A high spectral efficiency spatial modulation technique, *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2014 IEEE 80th*, 1-5.
- Mesleh, R. ve Ikki, S. S., 2015, On the impact of imperfect channel knowledge on the performance of quadrature spatial modulation, *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2015 IEEE*, 534-538.

- Mesleh, R., Ikki, S. S. ve Aggoune, H. M., 2015, Quadrature spatial modulation, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64 (6), 2738-2742.
- Mesleh, R., Ikki, S. S. ve Almeahmadi, F. S., 2016a, Impact of IQ imbalance on the performance of QSM multiple-input–multiple-output system, *IET Communications*, 10 (17), 2391-2395.
- Mesleh, R., Ikki, S. S. ve Badarneh, O. S., 2016b, Impact of cochannel interference on the performance of quadrature spatial modulation MIMO systems, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 20 (10), 1927-1930.
- Mesleh, R. ve Younis, A., 2016, LOS millimeter-wave communication with quadrature spatial modulation, *Signal Processing and Information Technology (ISSPIT), 2016 IEEE International Symposium on*, 109-113.
- Mesleh, R., Althunibat, S. ve Younis, A., 2017a, Differential quadrature spatial modulation, *IEEE Transactions on Communications*, 65 (9), 3810-3817.
- Mesleh, R., Hiari, O., Younis, A. ve Alouneh, S., 2017b, Transmitter Design and Hardware Considerations for Different Space Modulation Techniques, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 16 (11), 7512-7522.
- Mesleh, R. ve Younis, A., 2018, Space Modulation Techniques, p.
- Naidoo, N. R., Xu, H.-J. ve Quazi, T. A.-M., 2011, Spatial modulation: optimal detector asymptotic performance and multiple-stage detection, *IET Communications*, 5 (10), 1368-1376.
- Narasimhan, T. L., Raviteja, P. ve Chockalingam, A., 2014, Large-scale multiuser SM-MIMO versus massive MIMO, *2014 Information Theory and Applications Workshop (ITA)*, 1-9.
- Patcharamaneepakorn, P., Wang, C.-X., Fu, Y., Aggoune, E.-H. M., Alwakeel, M. M., Tao, X. ve Ge, X., 2018, Quadrature space-frequency index modulation for energy-efficient 5G wireless communication systems, *IEEE Transactions on Communications*, 66 (7), 3050-3064.
- Peña-Martín, J. P. R.-J., Juan M; Lopez-Martinez, F. Javier, 2017, Generalized MGF of Beckmann Fading With Applications to Wireless Communications Performance Analysis, *IEEE Transactions on Communications*, 65 (9), 3933-3943.
- Rajashekar, R., Hari, K. ve Hanzo, L., 2013, Antenna selection in spatial modulation systems, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 17 (3), 521-524.
- Raviteja, P., Hong, Y. ve Viterbo, E., 2016, Spatial modulation in full-duplex relaying, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 20 (10), 2111-2114.
- Serafimovski, N., Sinanovic, S., Di Renzo, M. ve Haas, H., 2011a, Dual-hop spatial modulation (Dh-SM), *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2011 IEEE 73rd*, 1-5.
- Serafimovski, N., Sinanović, S., Younis, A., Di Renzo, M. ve Haas, H., 2011b, 2-user multiple access spatial modulation, *GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), 2011 IEEE*, 343-347.
- Serafimovski, N., Younis, A., Mesleh, R., Chambers, P., Di Renzo, M., Wang, C.-X., Grant, P. M., Beach, M. A. ve Haas, H., 2013, Practical implementation of spatial modulation, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 62 (9), 4511-4523.
- Shannon, C. E., 1948, A mathematical theory of communication, *The Bell System Technical Journal*, 27 (3), 379-423.
- Som, P. ve Chockalingam, A., 2015, Performance Analysis of Space-Shift Keying in Decode-and-Forward Multihop MIMO Networks, *IEEE Trans. Vehicular Technology*, 64 (1), 132-146.
- Stavridis, A., Sinanović, S., Di Renzo, M. ve Haas, H., 2012, A power saving dual-hop architecture based on hybrid spatial modulation, *Signals, Systems and Computers*

- (ASILOMAR), 2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on, 1366-1370.
- Stavridis, A., Sinanovic, S., Di Renzo, M. ve Haas, H., 2013, Energy evaluation of spatial modulation at a multi-antenna base station, *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2013 IEEE 78th*, 1-5.
- Sun, Y., Wang, J. ve He, L., 2016, Power allocation for space shift keying in underwater acoustic communication, *Ocean Acoustics (COA), 2016 IEEE/OES China*, 1-5.
- Tang, Q., Xiao, Y., Yang, P., Yu, Q. ve Li, S., 2013, A new low-complexity near-ML detection algorithm for spatial modulation, *IEEE Wireless Communications Letters*, 2 (1), 90-93.
- Tse, D. ve Viswanath, P., 2005, Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge, Cambridge University Press, p.
- Ustunbas, S., Basar, E. ve Aygolu, U., 2015, Cooperative spectrum sharing for cognitive radio networks using spatial modulation at secondary users, *Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2015 23th*, 220-223.
- Üstünbaş, S., Basar, E. ve Aygölü, Ü., 2017, Cognitive cross network design with physical-layer coding and spatial modulation, *Electronics Letters*, 53 (6), 432-434.
- Valentine A. Aalo, G. P. E., Chirasil Chayawan, 2007, On the Envelope and Phase Distributions for Correlated Gaussian Quadratures, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 11 (12), 985-987.
- Van Der Meulen, E. C., 1971, Three-Terminal Communication Channels, *Advances in Applied Probability*, 3 (1), 120-154.
- Vladeanu, C., Lucaciu, R. ve Mihaescu, A., 2012, Optical spatial modulation for indoor wireless communications in presence of inter-symbol interference, *Electronics and Telecommunications (ISETC), 2012 10th International Symposium on*, 183-186.
- Vo, B. T., 2018, Improved Spatial Modulation Techniques for Wireless Communications, *University of Saskatchewan*.
- Wang, J., Jia, S. ve Song, J., 2012a, Signal vector based detection scheme for spatial modulation, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 16 (1), 19-21.
- Wang, J., Xiao, Y., Li, S., Li, L. ve Zhang, J., 2012b, Performance evaluation of precoding in spatial modulation OFDM on a LTE channel, *Communication Technology (ICCT), 2012 IEEE 14th International Conference on*, 1188-1192.
- Wang, T., Liu, S., Yang, F., Wang, J., Song, J. ve Han, Z., 2018, Generalized spatial modulation-based multi-user and signal detection scheme for terrestrial return channel With NOMA, *IEEE Transactions on Broadcasting*, 64 (2), 211-219.
- Wang, Z. ve Cao, J., 2017, NOMA-based spatial modulation, *IEEE Access*, 5, 3790-3800.
- Wu, X., Di Renzo, M. ve Haas, H., 2014, Optimal power allocation for channel estimation in spatial modulation, *Communications (ICC), 2014 IEEE International Conference on*, 5481-5485.
- Wu, X., Haas, H. ve Grant, P. M., 2018, Cooperative Spatial Modulation for Cellular Networks, *IEEE Transactions on Communications*.
- Xiao, L., Yang, P., Fan, S., Li, S., Song, L. ve Xiao, Y., 2016, Low-complexity signal detection for large-scale quadrature spatial modulation systems, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 20 (11), 2173-2176.

- Xiao, Y., Xiao, L., Dan, L. ve Lei, X., 2014, Spatial modulation for 5G MIMO communications, *Digital Signal Processing (DSP), 2014 19th International Conference on*, 847-851.
- Xie, X., Zhao, Z., Peng, M. ve Wang, W., 2012, Spatial modulation in two-way network coded channels: Performance and mapping optimization, *Personal indoor and mobile radio communications (PIMRC), 2012 IEEE 23rd international symposium on*, 72-76.
- Yang, P., Xiao, Y., Zhou, B. ve Li, S., 2011, Initial performance evaluation of spatial modulation OFDM in LTE-based systems, *Communications and Networking in China (CHINACOM), 2011 6th International ICST Conference on*, 102-107.
- Yang, P., Xiao, Y., Li, L., Tang, Q., Yu, Y. ve Li, S., 2012, Link adaptation for spatial modulation with limited feedback, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61 (8), 3808-3813.
- Yang, P., Xiao, Y., Yu, Y., Li, L., Tang, Q. ve Li, S., 2013a, Simplified adaptive spatial modulation for limited-feedback MIMO systems, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 62 (6), 2656-2666.
- Yang, P., Zhang, B., Xiao, Y., Dong, B., Li, S., El-Hajjar, M. ve Hanzo, L., 2013b, Detect-and-Forward Relaying Aided Cooperative Spatial Modulation for Wireless Networks, *IEEE Trans. Communications*, 61 (11), 4500-4511.
- Yang, P., Di Renzo, M., Xiao, Y., Li, S. ve Hanzo, L., 2015, Design Guidelines for Spatial Modulation, *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 17 (1), 6-26.
- Yarkin, F., Altunbas, I. ve Basar, E., 2017a, Performance analysis of source transmit antenna selection in space shift keying with cooperative amplify-and-forward relaying, *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO), 2017*, 45-49.
- Yarkin, F., Altunbas, I. ve Basar, E., 2017b, Source transmit antenna selection for space shift keying with cooperative relays, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 21 (5), 1211-1214.
- Yigit, Z. ve Basar, E., 2017, Space-time quadrature spatial modulation, *Proc. 5th Int. Black Sea Conf. Commun. Netw.(BlackSeaCom)*, 1-5.
- Yildirim, I., Basar, E. ve Altunbas, I., 2017, Quadrature channel modulation, *IEEE Wireless Communications Letters*, 6 (6), 790-793.
- Younis, A., Serafimovski, N., Mesleh, R. ve Haas, H., 2010, Generalised spatial modulation, *Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on*, 1498-1502.
- Younis, A., Di Renzo, M., Mesleh, R. ve Haas, H., 2011, Sphere decoding for spatial modulation, *Communications (ICC), 2011 IEEE international conference on*, 1-6.
- Younis, A., 2014, Spatial Modulation: Theory to Practice, University of Edinburgh, p.
- Younis, A., Mesleh, R., Di Renzo, M. ve Haas, H., 2014, Generalised spatial modulation for large-scale MIMO, *Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2014 Proceedings of the 22nd European*, 346-350.
- Younis, A., Mesleh, R. ve Haas, H., 2016, Quadrature Spatial Modulation Performance Over Nakagami- $m$  Fading Channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65 (12), 10227-10231.
- Younis, A., Abuzgaia, N., Mesleh, R. ve Haas, H., 2017, Quadrature spatial modulation for 5G outdoor millimeter-wave communications: Capacity analysis, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 16 (5), 2882-2890.
- Yu, X., Pan, Q., Leung, S.-H. ve Wang, C., 2018, Power Allocation and Performance Analysis of Cooperative Spatial Modulation in Wireless Relay Networks, *IEEE Access*.

- Zhang, M., Wen, M., Cheng, X. ve Yang, L.-Q., 2015, Differential spatial modulation for dual-hop amplify-and-forward relaying, *Communications (ICC), 2015 IEEE International Conference on*, 1518-1523.
- Zhang, X., Dimitrov, S., Sinanovic, S. ve Haas, H., 2012, Optimal power allocation in spatial modulation OFDM for visible light communications, *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th*, 1-5.
- Zheng, J., 2014, Low-complexity detector for spatial modulation multiple access channels with a large number of receive antennas, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, 18 (11), 2055-2058.
- Zheng, J. ve Sun, Y., 2015, Energy-efficient spatial modulation over MIMO frequency-selective fading channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64 (5), 2204-2209.
- Zhou, E. ve Hao, L., 2013, Transmit antenna selection in space shift keying modulation, *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th*, 1-5.



## ÖZGEÇMİŞ

### KİŞİSEL BİLGİLER

**Adı Soyadı** : Ayşe Elif CANBİLEN  
**Uyruğu** : Türkiye Cumhuriyeti  
**Doğum Yeri ve Tarihi** : Selçuklu / 17.05.1990  
**Telefon** : 0537 823 42 35  
**Faks** : -  
**e-mail** : aecanbilen@ktun.edu.tr

### EĞİTİM

Derece	Adı, İlçe, İl	Bitirme Yılı
Lise	: Meram Anadolu Lisesi	2008
Üniversite	: Selçuk Üniversitesi	2012
Yüksek Lisans	: Selçuk Üniversitesi	2015
Doktora	: Konya Teknik Üniversitesi	2019

### İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görevi
2012-2013	İstanbul Aydın Üniversitesi	Öğretim Görevlisi
2013-2014	KTO Karatay Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2014-2018	Selçuk Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2017-2018	Lakehead University	Ziyaretçi Araştırmacı
2018-	Konya Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

### UZMANLIK ALANI

SM teknikleri, MIMO haberleşme sistemleri, işbirlikli haberleşme, bilişsel radyo sistemleri.

### YABANCI DİLLER

İngilizce

### YAYINLAR

#### *Uluslararası hakemli dergilerde yayımlanan makaleler:*

1- Alsmadi Malek M., **Canbilen Ayşe Elif**, Abu Ali Najah, Ikki Salama Said, Basar Ertugrul (2019). Cognitive Networks in the Presence of I/Q Imbalance and Imperfect CSI: Receiver Design and Performance Analysis. *IEEE Access*, (Kabul edildi.)

2- **Canbilen Ayşe Elif**, Ikki Salama Said, Basar Ertugrul, Gultekin Seyfettin Sinan, Develi Ibrahim (2019). Impact of I/Q Imbalance on Amplify-and-Forward Relaying:

Optimal Detector Design and Error Performance. *IEEE Transactions on Communications*, Doi: 10.1109/TCOMM.2019.2897797 (Yayın No: 4824489)

3. **Canbilen Ayse Elif**, Alsmadi Malek M., Basar Ertugrul, Ikki Salama S., Gultekin Seyfettin Sinan, Develi Ibrahim (2018). Spatial Modulation in the Presence of I/Q Imbalance: Optimal Detector Performance Analysis. *IEEE Communications Letters*, 22(8), 1572-1575., Doi:10.1109/LCOMM.2018.2836448 (Yayın No: 4450305)

4. Ceylan Murat, **Canbilen Ayse Elif** (2017). Performance Comparison of Tetrolet Transform and Wavelet-Based Transforms for Medical Image Denoising. *International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering*, 4(5), 222-231., Doi: 10.18201/ijisae.2017533895 (YayınNo: 3869283)

5. **Ozturk Ayse Elif**, Ceylan Murat (2016). A New Transform for Medical Image Denoising: Fused Tetrolet Transform. *Journal of Medical Imaging and Health Informatics*, 6(2), 358-366. (Yayın No: 3869266)

6. Yasar Huseyin, Ceylan Murat, **Ozturk Ayse Elif** (2013). Comparison of Real and Complex Valued Versions of Wavelet Transform Curvelet Transform and Ridgelet Transform for Medical Image Denoising. *IJEMME*, 3(1), 427-436. (Yayın No: 692665)

***Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitaplarında (proceedings) basılan bildiriler:***

1- Alsmadi Malek M., **Canbilen Ayse Elif**, Ikki Salama Said, Başar Ertugrul, Gultekin Seyfettin Sinan, Develi Ibrahim (2018). Imperfect CSI and Improper Gaussian Noise Effects on SSK: Optimal Detection and Error Analysis. *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Doi: 10.1109/GLOCOM.2018.8647577 (Tam Metin Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:4852552)

2- **Canbilen Ayse Elif**, Ceylan Murat (2015). Fusion and ANN based classification of liver focal lesions using phases in magnetic resonance imaging. *2015 IEEE 12th International Symposium on Biomedical Imaging (ISBI)*, 415-419., Doi: 10.1109/ISBI.2015.7163900 (Tam Metin Bildiri/)(Yayın No:1739729)

3- **Ozturk Ayse Elif**, Ceylan Murat, Kivrak Ali Sami (2014). A New Approach for Liver Classification Using Ridgelet Ripplet II Transforms Feature Groups and ANN. *6th European Conference of the International Federation for Medical and Biological Engineering*, 45, 130-133., Doi: 10.1007/978-3-319-11128-5\_33 (Tam Metin Bildiri/)(Yayın No:1738841)

4- **Ozturk Ayse Elif**, Alkan Sinan, Ozturk Celaleddin (2014). Classification of Fungus Spore Images Using Ridgelet Transform and ANN. *International Conference on Machine Vision and Machine Learning* (Tam Metin Bildiri/)(Yayın No:1740384)

5- Yasar Huseyin, Ceylan Murat, **Ozturk Ayse Elif** (2012). Comparison of Real and Complex Valued Versions of Wavelet Transform Curvelet Transform and Ridgelet Transform for Medical Image Denoising. *6 th international Image Processing & Wavelet*



on Real World Application Conference, 3(1), 427-436. (Tam Metin Bildiri)/(Yayın No:690963)

**Yazılan ulusal/uluslararası kitaplar veya kitaplardaki bölümler:**

1- Classification in BioApps. Lecture Notes in Computational Vision and Biomechanics, Bölüm adı:(A Novel Approach for the Classification of Liver MR Images Using Complex Orthogonal Ripplet-II and Wavelet-Based Transforms) (2018)., **Canbilen Ayşe Elif**, Ceylan Murat, *Springer International Publishing*, Editör:Dey Nilanjan, Ashour Amira, Borra Surekha, Basım sayısı:1, Sayfa Sayısı 447, ISBN:978-3-319-65981-7, İngilizce(Bilimsel Kitap), (Yayın No: 3869324)

**Ulusal bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitaplarında basılan bildiriler:**

1. **Canbilen Ayşe Elif**, Gultekin Seyfettin Sinan, Develi Ibrahim (2017). BER analysis of SM MIMO systems with MRC detectors over Weibull fading channels. *2017 25th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, Doi: 10.1109/SIU.2017.7960509 (Tam Metin Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:3869291)

2. Ceylan Murat, **Ozturk Ayşe Elif** (2014). Determining the number of tetrominoe orders for denoising applications performed by Tetrolet transform. *2014 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, Doi: 10.1109/SIU.2014.6830204 (Tam Metin Bildiri)(Yayın No:1740016)

**ÜNİVERSİTE DIŞI DENEYİM**

2017-2018, Visitor Researcher, Lakehead University, Thunder Bay, KANADA

**ARAŞTIRMA**

Performance Analysis of Cooperative Quadrature Spatial Modulation  
Lakehead Üniversitesi / Kanada, Araştırma, 02.10.2017-02.10.2018 (Uluslararası)  
(TÜBİTAK/2214-A Yurt Dışı Doktora Sırası Araştırma Burs Programı kapsamında kurum tarafından görevlendirme ile Kanada'da gerçekleştirilmiştir.)