

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

UYARLANABİLİR AKILLI YÜZEYLER
KULLANAN İNDİS MODÜLASYON
TEKNİKLERİNİN PERFORMANS ANALİZİ

Onur SALAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Haberleşme Programı

Danışman
Prof. Dr. Hacı İLHAN

Mayıs, 2023

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**UYARLANABİLİR AKILLI YÜZEYLER KULLANAN İNDİS
MODÜLASYON TEKNİKLERİNİN PERFORMANS ANALİZİ**

Onur SALAN tarafından hazırlanan tez çalışması 30.05.2023 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Hacı İLHAN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Hacı İLHAN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç.Dr. Ahmet SERBES, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Mustafa NAMDAR, Üye
Kütahya Dumlupınar Üniversitesi

Danışmanım Prof. Dr. Hacı İLHAN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Uyarlanabilir Akıllı Yüzeyler Kullanan İndis Modülasyon Tekniklerinin Performans Analizi başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Onur SALAN

İmza



Bu alışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Proje Koordinatörlüğü'nün FBA-2021-4048 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

Desteklerini esirgemeyen eşime ve aileme...



TEŞEKKÜR

Sayın Prof. Dr. Hacı İLHAN'a, yüksek lisans tezimin oluşmasında büyük pay sahibi olan bilgi ve tecrübelerini esirgemeyen danışmanım olarak teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Akademik çalışmalarına katkıda bulunan tüm hocalarıma ve birlikte çalışma fırsatım bulduğum arkadaşlarıma katkılarından dolayı teşekkür ederim.

Ayrıca, bu süreç boyunca her zaman yanımda olan, destekleri ve inançları sayesinde yola devam ettiğim eşim Elif Ceren Cevni SALAN'a ve aileme teşekkür ederim.

Bu tez, Uyarlanabilir Akıllı Yüzeyler kullanan İndis Modülasyon Teknikleri üzerine çalışmalar yapan araştırmacılar için katkı sağlamayı amaçlamaktadır.

Onur SALAN

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	viii
KISALTMA LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xi
TABLO LİSTESİ	xiii
ÖZET	xiv
ABSTRACT	xvi
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	4
1.3 Hipotez	5
2 KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMLERİNDE SÖNÜMLEME	6
2.1 Geniş Ölçekli Sönümleme	7
2.2 Küçük Ölçekli Sönümleme	7
2.2.1 Doppler Yayılımının Sönümlemeye Etkisi	7
2.2.2 Çok Yollu Yayılımın Sönümlemeye Etkisi	8
2.2.3 Çok Yol Sönümlemeli Kanal Modelleri	9
3 İNDİS MODÜLASYON TEKNİKLERİ	14
3.1 Uzaysal Modülasyon	15
3.1.1 Uzaysal Modülasyon Teorik Hata Analizi	17
3.2 Uzak Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu	21
3.2.1 Uzak Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu Teorik Hata Analizi	22
4 UYARLANABİLİR AKILLI YÜZEYLER	25
4.1 RIS - Tabanlı Çift Atlamalı Sistemler	26
4.1.1 Performans Analizi	27

4.2	RIS Erişim Noktası	29
4.2.1	Performans Analizi	29
5	RIS-TABANLI SSK VE RIS-TABANLI SM TEKNİKLERİNİN PERFORMANS ANALİZİ	32
5.1	RIS-Tabanlı SM - SSK Teknikleri	32
5.2	Sistem Modelleri	33
5.2.1	RIS-SSK Performans Analizi	35
5.2.2	RIS-SM Performans Analizi	45
5.2.3	Blok-DNN Performans Analizi	55
6	SONUÇ	60
	KAYNAKÇA	61
	TEZDEN ÜRETİLMİş YAYINLAR	65

SİMGE LİSTESİ

$\mathbb{E}\{\cdot\}$	Beklenen Değer (Ortalama)
$\Gamma(\cdot)$	Gamma Fonksiyonu
$\ \cdot\ _F$	Frobenius Normu
M	İşaret Kümesinin Boyutu
$\mathbb{V}\{\cdot\}$	Varyans Değeri
$\mathbf{H}$	Kanal Matrisi
$\mathcal{M}(\cdot)$	Moment Üretme Fonksiyonu
$I_0(\cdot)$	Sıfırıncı Dereceden ve Birinci Tür Düzenlenmiş Bessel Fonksiyonu
$(\cdot)^T$	Tersyüz
$\text{vec}\{\cdot\}$	Vektörizasyon Operatörü
$f_X(\cdot)$	X Rastlantı Değişkeninin Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
$F_X(\cdot)$	X Rastlantı Değişkeninin Birikimli Dağılım Fonksiyonu
$Q(\cdot)$	Q Fonksiyonu

KISALTMA LİSTESİ

ABER	Ortalama Bit Hata Oranı
AWGN	Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
AP	Erişim Noktası
B-DNN	Blok Derin Sinir Ağı
BER	Bit Hata Oranı
BPSK	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
CSI	Kanal Durum Bilgisi
dB	Desibel
DH	Çift Atlamalı
DL	Derin Öğrenme
ICI	Kanallar Arası Girişim
IM	İndis Modülasyon
ISI	Semboller Arası Girişim
MIMO	Çok Girişli Çok Çıkışlı
ML	Maksimum Olabilirlik
OFDM	Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama
PEP	Çiftsel Hata Olasılığı
PSK	Faz Kaydırmalı Anahtarlama
RF	Radyo Frekansı
RIS	Uyarlanabilir Akıllı Yüzeyler
RIS-SM	RIS-tabanlı Uzaysal Modülasyon
RIS-SSK	RIS-tabanlı Uzak Kaydırmalı Anahtarlama
SISO	Tek Girişli Tek Çıkışlı

SM	Uzaysal Modülasyon
SNR	İşaret Gürültü Oranı
SSK	Uzay Kaydırmalı Anahtarlama
SFVG	Ayrık Özellik Vektörü Çıkarımı
QAM	Dik Genlik Modülasyonu
QSM	Dik Uzaysal Modülasyon
2D	İki boyutlu
3D	Üç boyutlu
4G	Dördüncü Nesil
5G	Beşinci Nesil
6G	Altıncı Nesil

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	Rayleigh sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk dağılımı	9
Şekil 2.2	Rician sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk dağılımı	11
Şekil 2.3	Nakagami-m sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk dağılımı	12
Şekil 2.4	Weibull sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk dağılımı	13
Şekil 3.1	3D SM işaret uzayı	15
Şekil 3.2	2D SM işaret uzayı	16
Şekil 3.3	SM çalışma prensibi	16
Şekil 3.4	SM tekniğinin Rayleigh kanal üzerindeki ABER performansı	21
Şekil 3.5	SSK çalışma prensibi	21
Şekil 3.6	SSK tekniğinin Rayleigh kanal üzerindeki ABER performansı	24
Şekil 4.1	RIS-tabanlı çift atlamalı sistem modeli	26
Şekil 4.2	Çift atlamalı RIS şemasının BER performansı	28
Şekil 4.3	Erişim noktası olarak RIS sistem modeli	29
Şekil 4.4	Erişim noktası olarak RIS şemasının BER performansı	31
Şekil 5.1	RIS-SSK sistem modeli	35
Şekil 5.2	RIS-SSK şemasının farklı N değerlerine göre bit hata oranı performansı ($\alpha = 1.2, \Omega = 1, N_r = 4$)	42
Şekil 5.3	RIS-SSK şemasının değişken α değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N = 64, \Omega = 1, N_r = 4$)	43
Şekil 5.4	RIS-SSK şemasının farklı Ω değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N = 128, \alpha = 1.2, N_r = 4$)	44
Şekil 5.5	RIS-SSK şemasının farklı N_r değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N = 64, \alpha = 1.2, \Omega = 1$)	45
Şekil 5.6	RIS-SSK şemasının kanal faz kestirim hatasına göre bit hata oranı performansı ($N_r = 4, \alpha = 0.7, \Omega = 1$)	46
Şekil 5.7	RIS-SM sistem modeli	46
Şekil 5.8	RIS-SM şemasının farklı yansıtıcı yüzey sayısına göre bit hata oranı performansı ($\alpha = 1.2, \Omega = 1, N_r = 4, M = 4$)	52
Şekil 5.9	RIS-SM şemasının çeşitli α değerleri için bit hata oranı performansı ($N = 64, \Omega = 1, N_r = 4, M = 4$)	52
Şekil 5.10	RIS-SM şemasının çeşitli Ω değerleri için bit hata oranı performansı ($N = 128, \alpha = 1.2, N_r = 4, M = 4$)	53

Şekil 5.11	RIS-SM şemasının farklı N_r değerleri için bit hata oranı performansı ($N = 64, \alpha = 1.2, \Omega = 1, M = 4$)	54
Şekil 5.12	RIS-SM şemasının kanal faz kestirim hatasına göre bit hata oranı performansı ($\alpha = 0.7, \Omega = 1, M = 4$)	54
Şekil 5.13	B-DNN alıcı yapısı kullanan RIS-IM sistem modeli	55
Şekil 5.14	Tam bağlantılı katman yapısı	56
Şekil 5.15	B-DNN alıcı yapısı kullanılan RIS-SM şemasının farklı N değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N_r = 4, M = 4, \alpha = 1.2, \Omega = 1$)	58
Şekil 5.16	B-DNN alıcı yapısı kullanılan RIS-SM şemasının farklı N_r değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N = 64, M = 4, \alpha = 1.2, \Omega = 1$)	59
Şekil 5.17	B-DNN alıcı yapısı kullanılan RIS-SSK şemasının farklı N değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N_r = 4, \alpha = 1.2, \Omega = 1$)	59

TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1	SM haritalama örneği	17
Tablo 3.2	SSK haritalama örneği	22
Tablo 5.1	Ağ ve Eğitim Parametreleri	57



Uyarlanabilir Akıllı Yüzeyler Kullanan İndis Modülasyon Tekniklerinin Performans Analizi

Onur SALAN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. Hacı İLHAN

Kullanıcıların daha yüksek veri hızı ve daha iyi hizmet kalitesi gibi artan beklentilerini karşılamak için 4. Nesil (4G) çözümlerinin ötesinde yeni sistem modelleri önerilmiştir. Bu kapsamda, geleneksel haberleşme sistemlerine kıyasla donanım basitliğinin yanı sıra spektral ve enerji verimliliği açısından avantajlar sunan İndis Modülasyon (Index Modulation, IM) teknikleri önerilmiştir. IM şemaları, etkin olmayan iletim elemanlarının enerjisini aktif iletim elemanlarında kullanarak enerji verimli bir sistem sunmaktadır. Ayrıca, bilgi iletiminde yeni bir boyut kullanıldığı için donanımsal karmaşıklık artırılmadan sistemin spektral verimliliği artırılabilir [1]. Literatürde çok fazla IM tekniği bulunmakla birlikte, bu tez kapsamında Uzaysal Modülasyon (Spatial Modulation, SM) ve Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (Space Shift Keying, SSK) Modülasyonu incelenmektedir. 5. Nesil (5G) haberleşme sistemlerinin artan kullanıcı sayısı ve yeni iletişim modellerinin getirdiği zorlu haberleşme problemleri karşısında yetersiz kalacağı görüşünden dolayı araştırmacılar yayılma ortamının da kontrol edildiği çalışmalara yönelmişlerdir. Bu kapsamda, [2]'de Uyarlanabilir Akıllı Yüzeyler (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) fikri önerilmiştir. RIS, çok sayıda küçük, düşük bütçeli ve pasif elemanlar yardımıyla herhangi bir enerji ihtiyacı olmadan gelen işareti uygun fazla yansıtır. Bu çalışmada, literatürdeki iki atlamalı iletişimde RIS ve erişim noktası olarak RIS şeklinde önerilen iki farklı RIS-tabanlı haberleşme sistemi teorik hata analiziyle birlikte sunulmaktadır. Hem IM şemalarının hem de RIS tabanlı haberleşme şemalarının sağladığı yüksek spektral verimlilik ve enerji verimliliğini elde etmek için RIS-tabanlı IM sistem modelleri önerilmektedir [3].

Bu tezde, literatüre katkı olarak RIS-tabanlı SSK ve RIS-tabanlı SM şemalarının düşük karmaşıklıkla Greedy alıcı yapısı kullanılarak Weibull sönümlemeli kanal üzerindeki ortalama bit hata olasılığı (Average Bit Error Probability, ABEP) analitik olarak elde edilmektedir. Dahası, literatürde bulunmayan ve pratik uygulamalar için önemli olarak gördüğümüz Gauss dağılımlı hatalı kanal faz kestirimi durumunda önerilen sistemin hata performans analizi teorik olarak elde edilmektedir. Ayrıca, alıcıdaki işlem yükünü azaltacak derin sinir ağları kullanılarak her iki şema için de bit hata olasılıkları elde edilmektedir. Elde edilen analitik sonuçlar farklı sistem parametreleri kullanılarak düşük sinyal gürültü oranında (Signal-to-Noise Ratio, SNR) Monte-Carlo simülasyon sonuçları ile doğrulanmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Uyarlanabilir akıllı yüzeyler, uzaysal modülasyon, uzay kaydırmalı anahtarlama, hatalı kanal faz kestirimi, Greedy alıcı yapısı.



ABSTRACT

Performance Analysis of Index Modulation Techniques Using Reconfigurable Intelligent Surfaces

Onur SALAN

Department of Electronics and Communications Engineering
Master of Science Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Hacı İLHAN

Researchers have suggested the new system model beyond 4G wireless systems to meet the increasing demand for high data rates and better quality of service. Due to the appealing advantages, they offer in terms of spectral and energy efficiency, as well as hardware simplicity, compared to traditional communication systems, Index Modulation (IM) system has been proposed. IM schemes provide an energy-efficient system by transmitting the energy from the inactive transmit elements to active ones. Also, IM schemes can considerably boost spectral efficiency without increasing hardware complexity because of using the additional dimension for transmitting the information [1]. Although there are many IM techniques in the literature, Spatial Modulation (SM) and Space Shift Keying (SSK) Modulation have been examined within the scope of this thesis. Due to the consensus that 5G will be insufficient to meet the more challenging problems that new user requirements and new networking models may bring, researchers have focused on controlling the propagation environment. Within this context, the researcher proposed the reconfigurable intelligent surface (RIS) based transmission concept in [2]. RIS reflects the incident signal with an appropriate phase without any energy consumption using the large number of low-cost and passive elements on the surface. In this study, two conceptual RIS-based transmission systems in the literature, RIS in double-hop communication and RIS as an access point, were examined together with theoretical analysis. Moreover, to achieve the high spectral efficiency and energy efficiency provided by both IM schemes and RIS-based communication schemes, RIS-based Index Modulation schemes are proposed [3].

In this thesis, we bring out a novel contribution by examining the theoretical bit average bit error probability of the RIS-based SSK and SM schemes using a low-complexity sub-optimal Greedy detector through Weibull fading channels. For the first time in literature, we present the analytical performance analysis of the proposed system models in the presence of Gaussian distributed erroneous channel phase estimation considered critical for practical applications. Furthermore, deep neural networks are used to obtain bit error probabilities for both schemes, which will reduce the processing load on the receiver. Lastly, we verified the analytical results obtained with Monte-Carlo simulations using different system parameters at low signal-to-noise ratio (SNR).

Keywords: Reconfigurable intelligent surface, spatial modulation, space shift keying, erroneous channel phase estimation, Greedy detector.



1.1 Literatür Özeti

Şubat 2019 tarihli Cisco raporuna göre 2022 yılında birbiriyle aynı ağdaki cihaz sayısı yaklaşık 28.5 milyara ulaşacak ve bunların 12.3 milyarı kullanıma hazır cihaz ve bağlantılardan oluşacak [4]. Dahası tüm mobil veri trafiğinin 2022 yılında ayda 77 eksabayt olması öngörülüyor. Bu kapsamda yapılan yoğun araştırmalar sonucunda ilk ticari 5. nesil (5G) mobil iletişim standardı Haziran 2018’de tamamlandı ve 2019 yılının ortalarında 5G destekli mobil cihazlar piyasaya sunuldu. 5G teknolojisiyle birlikte gelişmiş mobil geniş bant, ultra güvenilir düşük gecikmeli iletişim ve büyük makine tipi haberleşme gibi çok sayıdaki durumlarda güvenilir bir hizmet sağlanacak [5]. Akıllı cihazlar, otonom arabalar, Nesnelerin İnterneti (Internet of Things, IoT) gibi çok miktarda cihaza hizmet verebilmek için enerji verimliliğini (Energy Efficiency, EE) ve spektral verimliliği (Spectral Efficiency, SE) arttıran teknolojiler önerilmiştir [6]. Bu kapsamda, 5G ağları için SE ve EE gereksinimlerini karşılayacak MIMO [7], mmWave [8], esnek dalga şekli tasarımı [9] gibi yöntemler önerilmektedir. Geleneksel çok girişli çok çıkışlı (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) sistemlerinde, tek giriş verisi tüm verici antenler tarafından aynı anda farklı yollar aracılığıyla iletilirken alıcıda iletilen sembolün farklı fazlarda ve zamanlarda birden fazla kopyası toplanır [10]. Bu doğrultuda, MIMO sistemler, uzaysal çeşitleme kazancı nedeniyle tek girişli tek çıkışlı (Single-Input Single Output, SISO) sistemlerin üzerinde gelişmiş hata performansı elde edebilir. 2018’de sunulan 5G standardının ilk hali, mmWave ve OFDM tekniklerinden yararlanarak fiziksel katmana daha fazla esneklik getirse de, daha sonraki sürümler için alternatif teknolojiler üzerine araştırmalara devam edildi. Bu teknolojiler arasında İndis Modülasyonu (Index Modulation, IM), ortogonal olmayan çoklu erişim (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA), alternatif/gelişmiş dalga formları, terahertz haberleşme ve yeni anten teknolojileri bulunmaktadır. Bu kapsamda önerilen Ortam-tabanlı Modülasyon (Media-Based Modulation, MBM) [11–13], Uzaysal Saçılma Modülasyonu (Spatial Scattering

Modulation, SSM) [14] ve Işın İndis Modülasyonu (Beam Index Modulation, BIM) [15] gibi IM-tabanlı teknikler ek bilgi bitlerini iletmek için uyarlanabilir saçıcı elemanlardan yararlanmaktadır [1]. Geleneksel modülasyon türlerinin aksine, İndis Modülasyonda uzaysal modülasyondaki verici anten indisi [16] ya da IM tabanlı OFDM'deki alt taşıyıcıların indisleri [17] gibi iletim ögelerinin indisleri bilgi iletimi için kullanılmaktadır. IM tekniklerinden en popülerleri Uzaysal Modülasyon (Spatial Modulation, SM) tekniğinde işaret kümesinden seçilen sembol bilgisi ve verici/alıcı anten dizisindeki aktif anten indis bilgisi iletilir [18]. Diğer IM tekniği olan Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (Space Shift Keying, SSK) modülasyonu, her bir zaman aralığında tek bir verici/alıcı anteni etkinleştiren ve bilgi iletimi sırasında etkinleştirilen anten indisini kullanan bir MIMO tekniğidir [19]. SSK tekniği geleneksel MIMO tekniklerine göre daha fazla anten ile daha düşük karmaşıklığa ve gelişmiş hata performansına sahipken, tek verici/alıcı anteni etkinleştirerek kanallar arası girişimi (ICI) ve antenler arası senkronizasyon ihtiyacını da ortadan kaldırmaktadır. Ancak, MIMO tekniğine kıyasla SSK tekniğindeki düşük çeşitlilik kazancını artırmak için hem verici hem de alıcı çeşitliliğini sağlayan sistem önerileri sunulmaktadır [20–24]. Ayrıca, Read Mesleh tarafından önerilen Dik Uzaysal Modülasyon (Quadrature Spatial Modulation, QSM) tekniği, SM tekniğinin avantajlarını korurken aynı zamanda SM tekniğinin spektral verimliliğini artırmaktadır [25]. QSM'de, bir veya iki verici/alıcı anten, gelen veri bitlerine bağlı olarak belirli zamanlarda aktif olurlar. QSM tekniğinde uzaysal sembol kümesi eş fazlı ve dik fazlı olarak genişletilmektedir. Uzaysal sembol kümesinin ilk boyutunda işaretin gerçek kısmı iletilirken diğer boyutta işaretin sanal kısmı iletilir. Ayrıca, bu fikir Genelleştirilmiş SSK (Generalized SSK, GSSK) [26], Genelleştirilmiş SM (Generalized SM, GSM) [27], Uzay-Zaman Kaydırmalı Anahtarlama (Space-Time Shift Keying, STSK) [28] gibi diğer tekniklerin spektral verimliliğini artırmak için de önerilmektedir.

Klasik haberleşme teorisinde varsayımlardan biri de kablosuz ortamlarda gerçekleşen olayların rastgele süreçler olmasıdır. Bu noktada, işaretin yansımalarının kontrol edilebildiği akıllı dalga ortamı (smart radio environment, SRE) fikri ortaya atıldı. Akıllı dalga ortamında, kullanıcıya doğru yansıyan işaretin gücü maksimize edilirken, diğer yönlere yansıyan işaretin gücü minimize edilmektedir. Bu kapsamda önerilen uyarlanabilir akıllı yüzeyler (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS), alıcıdaki işaret kalitesini artırmak için yayılma ortamını kontrol eden akıllı cihazlardır [29–32]. Yeni kullanıcı ihtiyaçları, yeni uygulamalar ve 2030 yılının yeni ağ düzeni özellikle fiziksel katmanda zorlu haberleşme problemlerini beraberinde getirecektir [33]. RIS, büyük MIMO şemalarının ötesine geçen, gelecekteki 6G kablosuz iletişim sistemleri için kilit bir teknoloji olarak

da düşünülmektedir [34]. RIS, üzerindeki çok sayıda küçük, düşük maliyetli ve neredeyse pasif elemanlar aracılığıyla karmaşık kodlama, kod çözme ve radyo frekansı işleme prosedürleri gibi ön işleme olmaksızın gelen sinyallerin dalga formunu, örneğin genlik, faz, frekans ve hatta polarizasyonunu değiştirebilir [2]. [3]'te, RIS-tabanlı iletişim konsepti, verici tarafında SSK ve SM uygulayan RIS-SSK ve RIS-SM şemaları sunularak indis modülasyonu alanına getirilmektedir. Ardından, RIS-tabanlı IM haberleşmesi karmaşıklık ve hata performansı açısından analiz edildi ve yansıtıcı eleman sayısı, hatalı kanal faz bilgisi ve sönümleme etkisi farklı SNR değerleri için incelenmektedir [35].

Bunlara ek olarak, RIS, derin öğrenme (Deep Learning, DL) [36], insansız hava araçları (UAV) [37], ortogonal frekans bölmeli çoğullama (OFDM) [38], NOMA [39] gibi diğer birçok teknolojiye son gelişmelerden yararlanmak için de kullanılmaktadır. Bu kapsamda, [40]'ta RIS kanal kestirimi derin öğrenme tabanlı yapılmaktadır. Ayrıca, [41]'de eğitim aşırı yüklemesini azaltmak için gürültü giderici sinir ağları kullanılmaktadır.

Bu tezde literatüre ek olarak, hem mükemmel kanal faz kestirimi hem de hatalı kanal faz kestirimi ile RIS-tabanlı SSK ve SM şemaları için Weibull sönümlemeli kanal üzerindeki hata performansı incelenmektedir. Weibull sönümlemeli kanal modeli Rayleigh sönümlemeli kanalı gibi tek parametrelili dağılımların aksine iki parametre ile tanımlandığından dolayı deneysel verilere daha iyi uyum sağlayan bir yapıya sahiptir. Weibull dağılımı farklı dağılımları kapsayacak şekilde esnekliği ve deneysel verilere iyi uyumundan dolayı iç ve dış ortam kablosuz haberleşme sistemlerinde oldukça yaygın kullanılan bir kanal modelidir [42, 43]. Ayrıca, araçtan araca haberleşme kanalının modellenmesinde Weibull sönümleme kanal modelini önerilmektedir [44]. Literatürde SM, SSK ve QSM sistemleri için optimum alıcı yapısı olarak en büyük olabilirlik (Maximum likelihood, ML) yapısı önerilmektedir. Fakat ML karmaşıklığın ön planda olduğu uygulamalar için probleme neden olmaktadır. Bu yüzden, sistem karmaşıklığını düşürmek için çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Bu kapsamda, [45]'te Greedy alıcı yapısı kullanılarak düşük karmaşıklıkla optimuma yakın performans elde edildiği gösterilmiştir. Greedy alıcı yapısı, kanal tahmini gerektirmeden alıcı üzerindeki maksimum anlık SNR değerinden yararlanarak anten indisini belirleyen basit yapıda bir alıcıdır. Ayrıca, Genelleştirilmiş SM tekniğinde aktif anten indislerini ve sembol kestirimindeki işlem süresini azaltmak amacıyla blok derin sinir ağlarından (Block Deep Neural Network, B-DNN) yararlanılmaktadır [46]. Bu tezde, optimuma yakın performans göstermesinin yanı sıra sistem karmaşıklığını oldukça düşüren Greedy alıcı yapısı ve sistemi daha akıllı bir hale getirerek işlem yükünü azaltan B-DNN tabanlı alıcı yapısı kullanılmaktadır.

Bu tezin geri kalanı 5 bölümden oluşmaktadır. İkinci bölümde kablosuz haberleşme sistemlerindeki sönümleme çeşitleri ve çok yol sönümlemeli kanal modelleri incelenmektedir. Üçüncü bölümde tezin ana konusunu oluşturan tekniklerden biri olan İndis Modülasyon tekniklerinin avantajlarından bahsedilmektedir. Ayrıca, İndis Modülasyon tekniklerinden olan SM ve SSK tekniklerinin çalışma prensipleri detaylı bir şekilde gösterilmektedir. Dördüncü bölümde tezin diğer ana konusu olan RIS yapısının avantajlarının yanı sıra literatürdeki iki farklı RIS-tabanlı sistem modelinin performans analizleri simülasyon sonuçlarıyla birlikte sunulmaktadır. Beşinci bölümde literatüre katkı olarak, RIS-tabanlı SM ve SSK tekniklerinin Weibull sönümlemeli kanal üzerindeki performans analizi ve Monte-Carlo simülasyon sonuçları ortaya koyulmaktadır. Tezin son bölümünde, tez kapsamında yapılan çalışmalar sonucunda elde edilen bulgular belirtilmektedir.

1.2 Tezin Amacı

Tez kapsamında öncelikle kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılan kanal modelleri tanıtıldı. Çok yol sönümlemeli kanal modellerinden Rayleigh, Rician, Nakagami-m ve Weibull sönümlemeli kanal modellerinin zarf ve olasılık yoğunluk dağılımı ifadeleri tanımlandı. Sonrasında, İndis Modülasyon tekniklerinin avantajları gösterilip, SM ve SSK iletim şemalarının çalışma prensipleri detaylı şekilde ele alındı. Her iki iletim tekniği için alıcısındaki işaret modeli ve ortalama bit hata olasılığı ifadeleri gösterilmiştir. İlaveten, spektral verimliliği ve servis kalitesini artırmak için önerilen uyarlanabilir akıllı yüzeylerin çalışma prensibi incelenmiştir. Literatürde önerilen iki atlamalı sistemlerde RIS ve erişim noktası için RIS iletim şemaları için alıcısındaki anlık SNR ifadeleri ve ortalama sembol hata olasılıklarının türetilmesi incelendi. Her iki sistem için Monte-Carlo simülasyon sonuçları çıkarılarak teorik ifadelerle doğrulaması yapılmıştır. Son olarak, hem IM tekniklerinin avantajlarından hem de RIS şemalarının avantajlarından yararlanmak için önerilen RIS-tabanlı IM teknikleri incelendi.

RIS-tabanlı IM iletim tekniklerinin farklı kanal modellerindeki teorik hata performans analizi hakkında literatürde yeterli çalışma bulunmadığı gözlenmiştir. Bu yüzden, literatüre ek olarak, RIS-tabanlı SSK ve SM şemaları için Weibull sönümleme kanalı üzerinden hata performans analizi yapılmıştır. Deneysel verilere uyumu ve esnekliği sebebiyle, önerilen haberleşme sistemlerinde Weibull dağılımlı kanal modeli tercih edilmiştir. Bu kapsamda, önerilen sistem modelinin ikili hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) ve ortalama bit hata olasılığı (average bit error probability, ABEP) ifadeleri çıkarılmıştır. Önerdiğimiz RIS-tabanlı SM ve SSK şemalarının performans analizinde ML alıcı yapısı yerine daha düşük

karmaşıklığa sahip, alıcıda kanal bilgisi gerektirmeyen optimuma yakın Greedy alıcı yapısı ve sistemi daha akıllı bir modele dönüştürerek işlem yükünü azaltan, enerji verimli B-DNN alıcı yapısı kullanılmıştır. Literatüre katkı olarak önerdiğimiz bir diğer önemli konu, hatalı kanal faz kestirimi durumundaki ABEP ifadesi analitik olarak elde edilmiştir. Son olarak, elde edilen tüm teorik ifadeler MATLAB ortamında Monte-Carlo simülasyonlarıyla farklı sistem parametreleri için doğrulanmaktadır.

1.3 Hipotez

Bu tez kapsamında İndis Modülasyon tekniklerinden olan SSK ve SM teknikleri RIS yapısı ile birlikte kullanılmaktadır. Literatüre ek olarak, RIS-tabanlı SM ve SSK şemaları Weibull kanal modeli kullanılarak Greedy alıcı yapısıyla hata performans analizi yapılmıştır. Ayrıca, B-DNN tabanlı alıcı yapısı kullanarak karmaşıklığı düşük daha akıllı bir sistem ortaya konulmaktadır. Bu tezde literatüre diğer önemli katkı, kanal faz kestiriminin hatalı olması durumunda teorik ABEP ifadesi elde edilip simülasyon sonuçlarıyla doğrulanmıştır. Sonuç olarak, RIS-tabanlı IM teknikleri kötü ortam koşullarına rağmen yüksek güvenilirlikli ve yüksek spektral verimliliğe sahip haberleşmeyi sağlamaktadır.

2 KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMLERİNDE SÖNÜMLEME

Kablosuz haberleşme sistemlerinde işaretler uzayda fizik yasalarına göre iletilirler. Bu kapsamda, işaretler genellikle üç mekanizmaya göre yayılırlar [47]; Yansıma, Kırılma, Saçılma

Yansıma, iletilen işaretin dünya yüzeyinden, binalardan ya da işaretin dalga boyundan büyük yüzeylere sahip diğer engellere çarpmasıyla meydana gelir. Kırılma, işaretin alıcı ve verici antenler arasındaki engele çarpması sonucunda bükülerek daha farklı bir yol almasıdır. Saçılma, işaretin dalga boyunun çarptığı yüzeyden büyük olması durumunda birçok yöne yeniden dağılmasıdır. Bahsedilen olgular işaret üzerinde yol kaybı, gölgeleme ve çok yollu sönmleme etkilerine sebep olurlar.

Alıcı ve verici arasındaki mesafeden dolayı işaret gücündeki zayıflama yol kaybı olarak tanımlanırken, alıcı ve verici arasındaki büyük yapılardan dolayı işarettaki zayıflama gölgeleme olarak tanımlanmaktadır. Çoğu kablosuz haberleşme sisteminde direk görüş hattı (Line of Sight, LoS) olmadığı için yüksek yapıların sebep olduğu kırılma kaybı oldukça fazladır. Çeşitli engellerden yansıyan, kırılan ve saçılan işaretlerin bir alıcıda toplanması çok yollu sönmlemeye neden olurlar.

Matematiksel olarak, sönmleme, iletilen işaretin genliğinde veya fazında zamanla meydana gelen değişim olarak modellenir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde sönmlemeler temel olarak ikiye ayrılır [48]:

- Geniş ölçekli sönmleme
- Küçük ölçekli sönmleme

Bu kısımda, kablosuz haberleşme sistemlerinin maruz kaldığı sönmlemeler ve kanal modelleri hakkında temel bilgiler verilmektedir.

2.1 Geniş Ölçekli Sönümleme

Alıcı ve verici arasındaki mesafeden kaynaklı zayıflama ya da büyük boyutlardaki engellerden dolayı meydana gelen gölgelemeden kaynaklanan zayıflama geniş ölçekli sönümleme olarak tanımlanmaktadır. Geniş ölçekli sönümlemeye alıcı ve verici anten arasındaki yüksek binalar, tepeler gibi büyük boyutlardaki engeller sebep olurlar.

2.2 Küçük Ölçekli Sönümleme

Küçük ölçekli sönümleme, alıcı ve verici arasındaki mesafenin küçük değişimleri sonucunda işaretin fazında ve/veya genliğinde meydana gelen ani değişimleri tanımlamak için kullanılır. Kablosuz haberleşmenin pratik uygulamalarında, modellenen kanalı tanımlarken ve sistem performansını tahmin ederken göz önünde bulundurulması gereken en önemli faktör sönümlemedir. İşaretin iletildiği kanalda sönümlemeye çok yollu iletim, alıcı ve verici arasındaki göreceli hız, nesnelerin hızı, kanalın bant genişliği gibi faktörler etki etmektedir. Buna göre, kanal parametrelerine ve işaret parametrelerine bağlı olarak sönümleme çeşitleri sınıflandırılır.

2.2.1 Doppler Yayılımının Sönümlemeye Etkisi

Doppler yayılımının etkisiyle yavaş sönümleme ya da hızlı sönümleme oluşmaktadır. Yavaş sönümleme ve hızlı sönümleme, kanaldaki faz ve gücün bir önceki değerden bağımsız olması için gerekli olan zamana göre sınıflandırılır. Bu zaman uyumluluk zamanı olarak tanımlanır ve T_C ile gösterilir.

2.2.1.1 Yavaş Sönümleme

Yavaş sönümlemeli kanallarda kanalın dürtü yanıtı, iletilen işarete göre çok daha yavaş bir şekilde değişir. Diğer bir ifadeyle, sinyalin uyumluluk zamanı (T_C) iletilen işaretin bir sembol uzunluğundan (T_S) daha uzundur. Yavaş sönümlemeli kanallarda, kanalın genliği ve fazı belirli bir süre boyunca sabit olarak varsayılır. Yavaş sönümlemeli kanallar frekans uzayında ele alındığında, kanalın doppler yayılımı (B_D) işaretin bant genişliğinden (B_S) çok daha azdır. Bir işaretin yavaş sönümlemeye maruz kalması için

$$T_S \ll T_C \quad \text{ya da} \quad B_S > B_D, \quad (2.1)$$

şartını sağlaması gerekmektedir.

2.2.1.2 Hızlı Sönümleme

Hızlı sönümlemeli kanallarda, kanalın dürtü yanıtı iletilen işaretin bir sembol süresi boyunca hızla değişir. Yani, kanalın uyumluluk zamanı işaretin sembol periyodundan daha küçüktür. Bu durumda, kanalın fazı ve genliği kullanıldığı süre boyunca değişken olarak varsayılır. Bu kapsamda, hızlı sönümlemeli kanallar aşağıdaki koşullar sağlandığında meydana gelir:

$$T_S \gg T_C \quad \text{ya da} \quad B_S < B_D \quad (2.2)$$

2.2.2 Çok Yollu Yayılmın Sönümlemeye Etkisi

Çok yollu yayılım, iletilen işaretin düz sönümleme ya da frekans seçici sönümleme etkisine maruz kalmasına sebep olmaktadır.

2.2.2.1 Düz Sönümleme

Düz sönümleme, kanalın uyumluluk bant genişliğinin (B_C) işaretin bant genişliğinden daha büyük olduğu durumda meydana gelir. Düz sönümlemeli kanalda iletilen işaretin spektral özellikleri korunur. Bu tür sönümlemeye maruz kalan kanallar değişken genlikli kanal ya da dar bantlı kanal olarak da bilinirler. Düz sönümlemeli kanalda, iletilen işaretin sembol periyodu kanalın gecikme yayılımından (T_m) oldukça büyüktür. Kısacası düz sönümlemeli kanallar aşağıdaki koşulları sağlamaktadır :

$$B_S \ll B_C \quad \text{ya da} \quad T_S \gg T_m, \quad (2.3)$$

2.2.2.2 Frekans Seçici Sönümleme

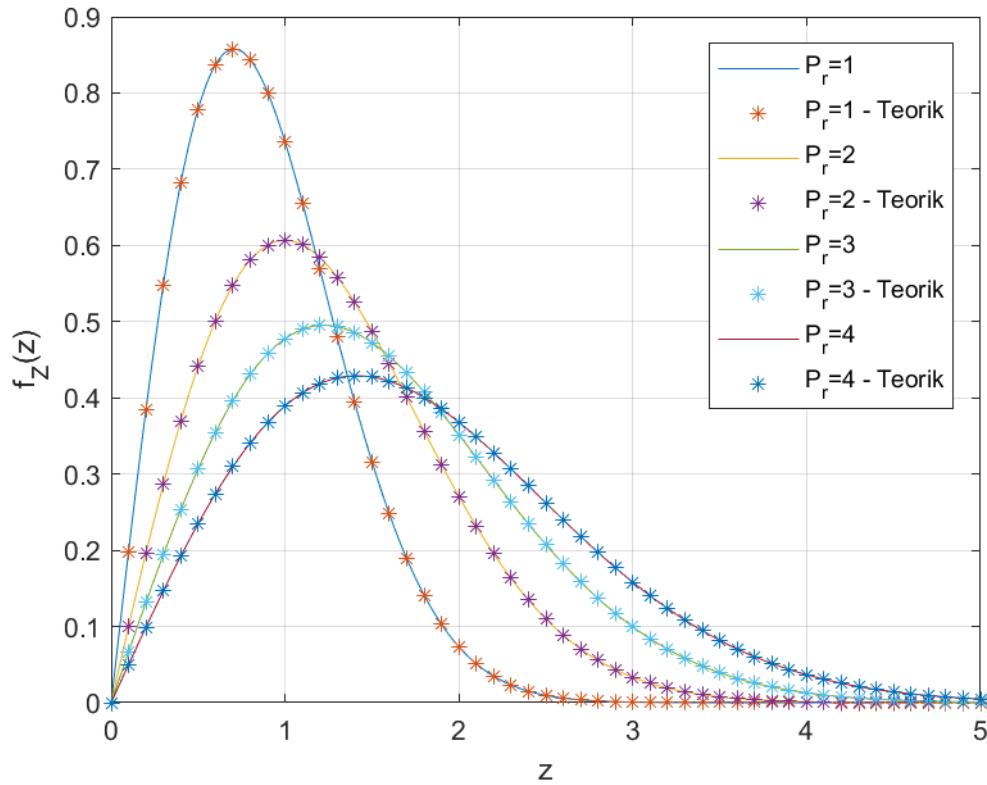
Frekans seçici sönümleme, kanalın uyumluluk bant genişliğinin işaretin bant genişliğinden daha küçük olduğu durumlarda meydana gelir. Frekans seçici sönümlemeli kanallarda işaretin frekans bileşenleri birbirinden bağımsız farklı sönümlemelere maruz kalır. Bu tür sönümlemeye maruz kalındığında, işaretin zamanda gecikmeye uğramış farklı yansımaları alıcıda toplanır ve bu da işaretin bozulmasına neden olur. Bu etki semboller arası girişim (Inter Symbol Interference, ISI) olarak ifade edilir.

Bu tanımlara göre frekans seçici sönümleme aşağıdaki koşullar altında meydana gelir:

$$B_S > B_C \quad \text{ya da} \quad T_S < T_m \quad (2.4)$$

2.2.3 Çok Yol Sönümlemeli Kanal Modelleri

Kablosuz haberleşme sistemlerinde, vericiden iletilen işaret alıcıya bir çok farklı yoldan ulaşır. Bu şekilde alınan farklı işaretlerin birbirini sönümlemesi çok yollu sönümleme olarak tanımlanmaktadır. Çok yollu sönümlemede dört temel bozulma rol oynar: Yansıma, Kırılma, Kırınım ve Saçılma. Haberleşme sisteminin tasarımı sırasında bu etkenleri göz önünde bulundurarak çok yollu sönümlemenin zarfını modelleyen istatistiksel kanal modelleri bulunmaktadır. Bu bölümde Rayleigh, Rician, Nakagami ve Weibull kanal modellerinden bahsedilmektedir.



Şekil 2.1 Rayleigh sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk dağılımı

2.2.3.1 Rayleigh Sönümlemeli Kanal Modeli

Alıcı ve verici antenler arasında direk görüş hattı olmadığında meydana gelen sönümleme Rayleigh dağılımı ile modellenmektedir. Rayleigh sönümlemeli kanal modelinin zarfı aşağıdaki şekilde elde edilebilir [49]:

$$h = h_I(t) + jh_Q(t) = \alpha(t) \times e^{j\theta(t)}, \quad (2.5)$$

Burada, $h_I(t)$ ve $h_Q(t)$ sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss rastgele değişkenlerdir. Böylece kanal modelinin zarfı($\alpha(t)$) Rayleigh dağılımlı, fazı($\theta(t)$) $[-\pi, \pi]$

aralığında düzgün dağılımlı olmaktadır. Rayleigh sönümlemeli kanal zarfının olasılık yoğunluk dağılımı

$$f_Z(z) = \frac{2z}{P_r} \exp\left(-\frac{z^2}{P_r}\right) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right), \quad z \geq 0, \quad (2.6)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bu ifadede, $P_r = 2\sigma^2$ alıcıdaki işaretin ortalama gücünü tanımlamaktadır. Alıcıdaki işaretin ortalama gücünün olasılık yoğunluk dağılımına etkisi Şekil 2.1’de gösterilmektedir.

2.2.3.2 Rician Sönümlemeli Kanal Modeli

Kanalda direk görüş hattından gelen baskın bir işaret olduğu durumda kablosuz haberleşme kanalı Rician sönümlemeli dağılım ile ifade edilir. Rician sönümlemeli kanal modeli (2.5) yardımıyla türetilir. Fakat Rayleigh sönümlemeli kanal modelinden farklı olarak $h_I(t)$ ve $h_Q(t)$ sırasıyla $m_1 \neq 0$ ve $m_2 \neq 0$ ortalamalı, $\sqrt{\frac{P_r}{2K+1}}$ varyanslı Gauss rastgele değişkenlerdir. Bu durumda Rician dağılımlı kanal zarfının olasılık yoğunluk dağılımı aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$f_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(z^2 + s^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{zs}{\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (2.7)$$

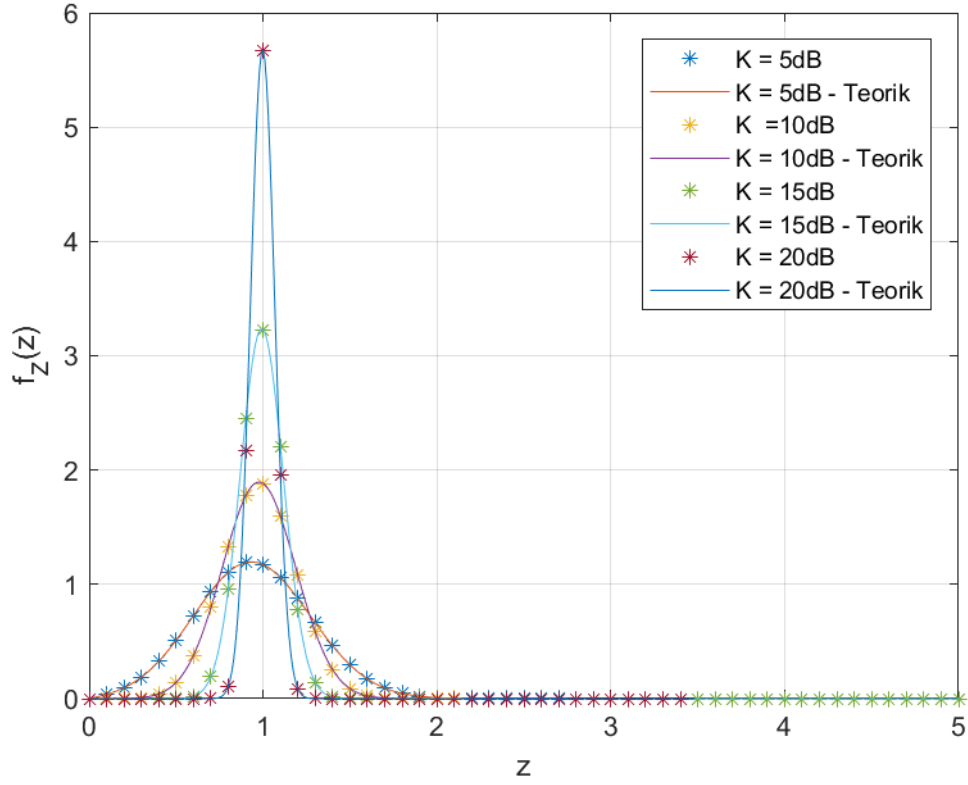
Burada, $2\sigma^2$ LOS dışındaki saçılmayla gelen çok yollu işaretlerin ortalama gücünü ifade ederken, s^2 direk görüş hattındaki işaretin gücünü ifade eder. Ayrıca, $I_0(\cdot)$ sıfırıncı dereceden Bessel fonksiyonu olarak tanımlanır. Rician dağılımı genellikle sönümleme parametresi ile ifade edilir. Sönümleme parametresi (K) direk görüş hattındaki işaretin gücünün diğer yollardan gelen çok yollu işaretlerin ortalama gücüne oranıdır:

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (2.8)$$

Bu ifadeye göre, $K = 0$ olduğu durumda Rayleigh sönümlemeli ve $K \rightarrow \infty$ olduğu durumda sönümlemesiz kanal elde edilir. $s^2 = KP_r/(K+1)$ ve $2\sigma^2 = P_r/(K+1)$ değişimleri yapılarak olasılık yoğunluk dağılımını K parametresine göre düzenlediğimizde;

$$f_Z(z) = \frac{2z(K+1)}{P_r} \exp\left(-K - \frac{(K+1)z^2}{P_r}\right) I_0\left(2z\sqrt{\frac{K(K+1)}{P_r}}\right), \quad z \geq 0, \quad (2.9)$$

ifadesi elde edilir. Burada, P_r alıcıdaki ortalama gücü ifade eder. Şekil 2.2’de farklı K değerleri için olasılık yoğunluk fonksiyonunun değişimi gösterilmektedir.



Şekil 2.2 Rician sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk dağılımı

2.2.3.3 Nakagami- m Sönümlemeli Kanal Modeli

Bazı ortam koşulları yukarıda bahsedilen Rayleigh ve Rician dağılımları ile tam olarak örtüşmemektedir. Bu yüzden, parametreleri çeşitli ortam koşullarına uyacak şekilde ayarlanabilen daha genel bir sönümleme dağılımı olan Nakagami- m kanal modeli önerildi. Nakagami- m sönümlemeli kanalın karmaşık zarfı aşağıdaki biçimde üretilmektedir:

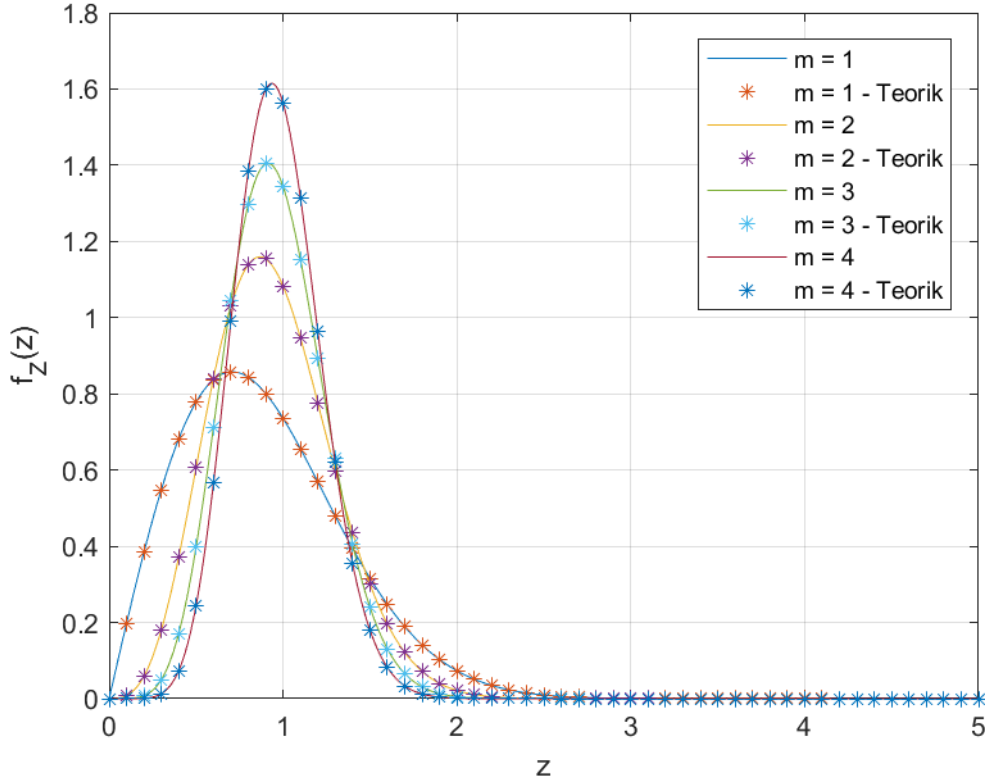
$$h = \sqrt{\sum_{k=1}^m |h_{\Re,k}|^2} + j \sqrt{\sum_{k=1}^m |h_{\Im,k}|^2}, \quad (2.10)$$

burada $h_{\Re,k}$, $h_{\Im,k}$ sıfır ortalamalı ve $\sigma^2 = \frac{P_r}{2m}$ varyanslı Gauss rastgele değişkenlerdir. Nakagami- m sönümlemeli kanal zarfının olasılık yoğunluk dağılımı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$f_Z(z) = \frac{2m^m z^{2m-1}}{\Gamma(m) P_r^m} \exp\left(\frac{-mz^2}{P_r}\right), \quad z \geq 0, m \geq 0.5, \quad (2.11)$$

burada $\Gamma(\cdot)$ ifadesi Gamma fonksiyonunu gösterir. (2.11) eşitliği kullanılarak $m = 1$ durumunda basitçe Rayleigh dağılımlı kanal elde edilirken, $m \rightarrow \infty$ olduğunda sönümlemesiz kanalı ifade etmektedir. Ayrıca, $m = \frac{(K+1^2)}{2K+1}$ eşitliği

kullanıldığında ifade Rician dağılıma yakınsar. Şekil 2.3'te m değerinin olasılık yoğunluk dağılımına etkisi gösterilmektedir.



Şekil 2.3 Nakagami-m sönümlmeli kanalın olasılık yoğunluk dağılımı

2.2.3.4 Weibull Sönümlmeli Kanal Modeli

Çok yollu sönümllemenin zarfının modellenmesi için kullanılan diğer bir dağılım Weibull dağılımdır. Farklı yollardan gelen işaretin sınırlı olduğu durumda Rayleigh dağılım uygun dağılım modelini sağlamamaktadır. Bu yüzden, hem iç mekan koşulunda hem de dış mekan koşulunda çoklu yol sönümlmeli kanal modellemesi için Weibull dağılım önerildi. Weibull sönümlmeli kanalının karmaşık zarfını Gauss rastgele değişkenler türünden

$$h = (h_{\Re} + j h_{\Im})^{2/\beta} \quad (2.12)$$

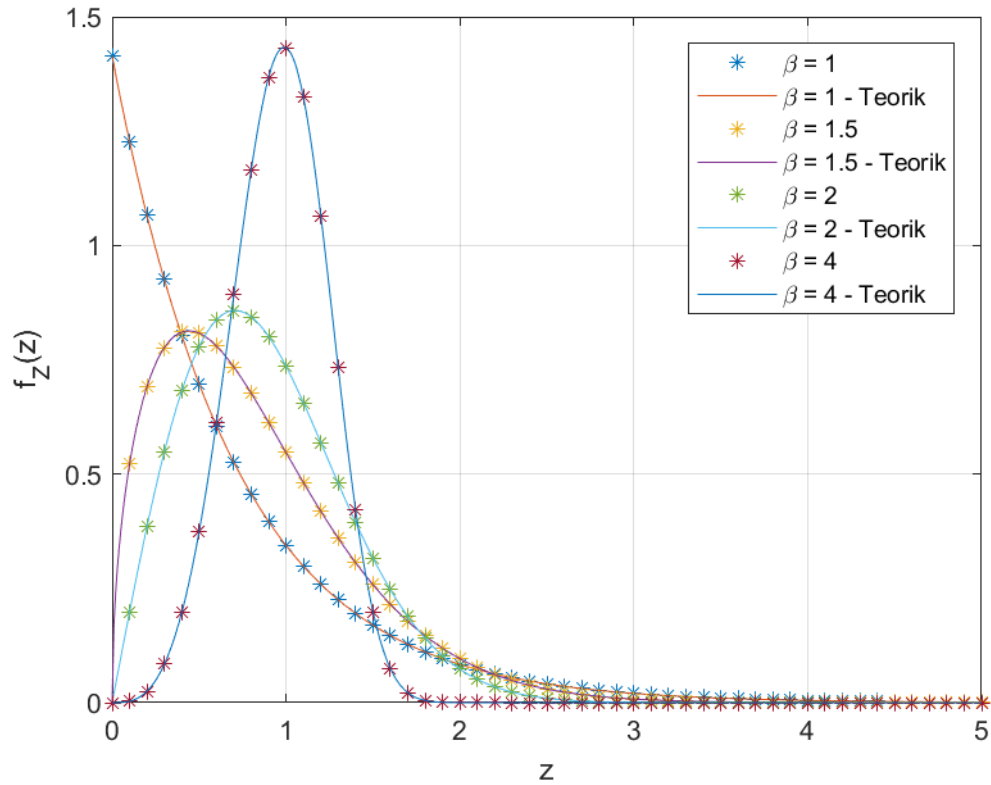
şeklinde ifade edilebilir. Burada, $h_{\Re}$ ve $h_{\Im}$ sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss rastgele değişkenlerini, β parametresi kanalın sönümlleme şiddetini ifade eder. Ayrıca, Weibull sönümlmeli kanalın faz bileşeni $[-2\pi/\beta, 2\pi/\beta]$ aralığında düzgün dağılımlıdır:

$$\theta = \frac{2}{\beta} \arctan \left(\frac{h_{\Im}}{h_{\Re}} \right) \quad (2.13)$$

Weibull sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk dağılımı

$$f_Z(z) = \frac{\beta}{P_w} z^{\beta-1} \exp\left(-\frac{z^\beta}{P_w}\right), \quad z \geq 0, \beta \geq 0, \quad (2.14)$$

şeklinde tanımlanır. Bu ifadede, $P_w = \left(\frac{P_r}{\Gamma(1+2/\beta)}\right)^{\beta/2}$ ve $P_r = 2\sigma^2$. $\beta = 1$ durumunda (2.14) eşitliği negatif üstel dağılıma yakınsarken, $\beta = 2$ durumunda ise yaygın kullanılan Rayleigh dağılımına yakınsar. Şekil 2.4’de farklı β değerlerinin olasılık yoğunluk dağılımına etkisi gösterilmektedir.



Şekil 2.4 Weibull sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk dağılımı

3

İNDİS MODÜLASYON TEKNİKLERİ

2018 yılında 5.Nesil telsiz ağlarının ilk fazının tamamlanmasıyla birlikte 5G uyumlu cihazlar yaygınlaşmıştır. Bu kapsamda, 2020 yılında 5G teknolojisinin yeni fazı 3GPP Release 16 tamamlanarak önceki haberleşme sistemlerine göre uygulama çeşitliliği ve güvenilir haberleşme konularında büyük bir yenilik getirmiştir. Fakat, tüm uygulamaların isterlerini karşılayacak bir teknolojinin olmadığı uzmanlar tarafından belirlenmesinin ardından 6.Nesil haberleşme teknolojileri üzerine çalışmalar başlamıştır. 6G çalışmalarında özellikle fiziksel katman üzerine araştırmalara yoğunlaşmıştır. Bu kapsamda, İndis Modülasyon tekniklerine büyük bir ilgi vardır. İndis Modülasyon tekniği, yüksek spektral ve enerji verimliliğini, düşük karmaşıklıkla sağlayan dijital modülasyon tekniğidir. İşaretin genlik, frekans ya da faz bilgilerini kullanarak iletim yapan geleneksel haberleşme sistemlerinden farklı olarak İndis modülasyon tekniği bilgi iletimi için modülasyon türü, işaretin gücü, anten bilgisi gibi iletim elemanlarının aktiflik bilgisinden yararlanır. İndis modülasyon tekniklerinin bazı avantajlarını aşağıdaki gibi belirtebiliriz:

- Kullanılan açık/kapalı sistem bilgileri sayesinde aktif olmayan iletim elemanlarına enerji aktarımı yerine aktif elemanlara enerji iletimi yapıldığı için aynı toplam iletim enerjisini kullanan geleneksel şemalara kıyasla hata performans oranını geliştirmektedir.
- Kullanılan iletim elemanlarının açık/kapalı bilgisine göre aktif olmayan elemanlarına enerji iletimi yapılmadığı için enerji bakımından verimli bir sistem olarak tanımlanmaktadır.
- İndis modülasyon tekniğini kullanan sistemler düşük donanım karmaşıklığıyla yüksek spektral verimliliğe sahiptir.

Tez çalışması kapsamında IM tekniklerinden olan Uzaysal Modülasyon ve Uzay Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu incelenmektedir.

3.1 Uzaysal Modülasyon

Uzaysal Modülasyon tekniğinde bir sembolün iletimi için bir grup verici ya da alıcı anten arasından tek bir anten kullanılarak hem antenler arası senkronizasyon ihtiyacı ortadan kalkar hem de kanallar arası girişim engellenir. Uzaysal Modülasyon'un temel prensibi,

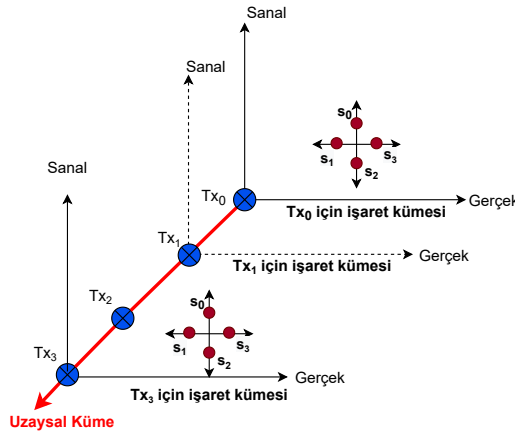
1. İşaret sembol kümesinden seçilen bir sembol
2. Verici anten dizisinden seçilen bir aktif anten indisi

bilgilerinin iletim bitlerine haritalanmasıdır. SM tekniğinde klasik iki boyutlu işaret sembol kümesine ek olarak anten indislerinin haritalandığı yeni bir boyut eklenerek 3 boyuta çıkarılmıştır. 3 boyutlu işaret uzayında, iletilen işaret klasik iki boyutla ifade edilirken, yeni eklenen boyut iletim yapan anten indisini göstermektedir.

SM tekniğinde her bir zaman aralığında vericiye iletilen bit sayısı, diğer bir tanımla spektral verimliliği aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$\eta_{SM} = \log_2 M + \log_2 N_t \quad (bits/s/Hz) \quad (3.1)$$

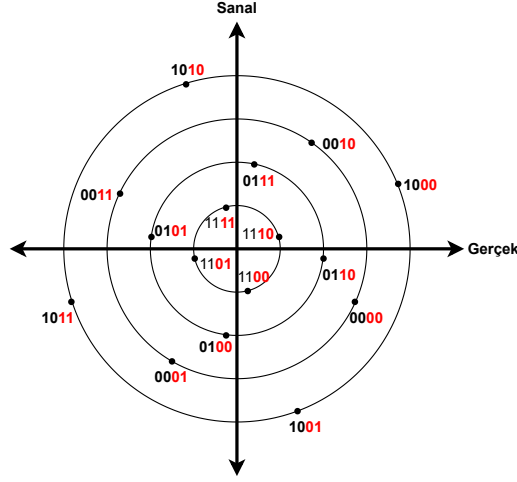
Bu ifadede, N_t verici anten sayısını, M modülasyon derecesini ifade etmektedir. Şekil 3.1'de ve Şekil 3.2'de $N_t = 4$ ve $M = 4$ için SM tekniğinin sırasıyla 3 boyutlu ve 2 boyutlu işaret uzayı gösterilmektedir.



Şekil 3.1 3D SM işaret uzayı

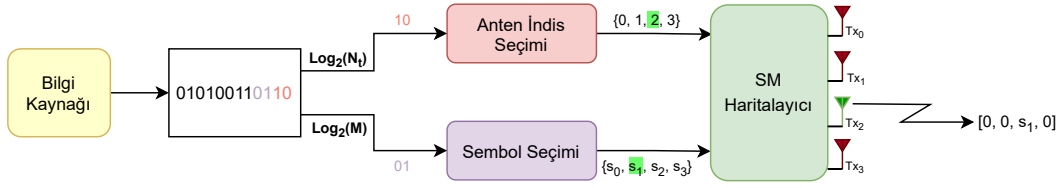
Şekil 3.3'de gösterildiği gibi, $N_t = 4$ ve $M = 4$ olduğu durumda SM tekniğinin çalışma prensibini şu şekilde özetleyebiliriz:

- Vericiye gelen η_{SM} tane bit, $\log_2 N_t$ ve $\log_2 M$ olacak şekilde iki gruba ayrılır.



Şekil 3.2 2D SM işaret uzayı

- İlk $\log_2 N_t$ bit, verici antenler arasından aktif olacak anten indisini(l) belirler ve diğer $N_t - 1$ tane anten pasif durumda kalırlar.
- Diğer $\log_2 M$ bit ise işaret kümesinden karşılık gelen sembolü(s_l) belirler.



Şekil 3.3 SM çalışma prensibi

Sonuç olarak, SM haritalayıcı çıkışında temel bant iletim vektörü aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\mathbf{s} = [0, \dots, 0, s_l, 0, \dots, 0]^T \quad (3.2)$$

Ayrıca Tablo 3.1'de $N_t = 4$ ve $M = 4$ için iletim vektörünün oluşturulması gösterilmektedir.

Yukarıda çalışma prensibi anlatılan Uzaysal Modülasyon tekniğinin sunduğu avantajları aşağıdaki şekilde özetleyebiliriz:

- Bir iletim anında tek bir verici anten aktif olduğu için tek RF devre tasarımı yeterlidir. Böylece, antenler arası senkronizasyon problemi ortadan kalkmakla beraber, kanallar arası girişim de engellenmektedir.
- Her bir zaman aralığında tek bir anten üzerinden iletim yapıldığı için enerji yönünden verimli bir sistemdir.

Tablo 3.1 SM haritalama örneği

Veri Dizisi	Anten İndisi	Sembol	İletim Vektörü
0000	1	s_0	$[s_0, 0, 0, 0]^T$
0001	2	s_0	$[0, s_0, 0, 0]^T$
0010	3	s_0	$[0, 0, s_0, 0]^T$
0011	4	s_0	$[0, 0, 0, s_0]^T$
0100	1	s_1	$[s_1, 0, 0, 0]^T$
0101	2	s_1	$[0, s_1, 0, 0]^T$
0110	3	s_1	$[0, 0, s_1, 0]^T$
0111	4	s_1	$[0, 0, 0, s_1]^T$
1000	1	s_2	$[s_2, 0, 0, 0]^T$
1001	2	s_2	$[0, s_2, 0, 0]^T$
1010	3	s_2	$[0, 0, s_2, 0]^T$
1011	4	s_2	$[0, 0, 0, s_2]^T$
1100	1	s_3	$[s_3, 0, 0, 0]^T$
1101	2	s_3	$[0, s_3, 0, 0]^T$
1110	3	s_3	$[0, 0, s_3, 0]^T$
1111	4	s_3	$[0, 0, 0, s_3]^T$

- İletim sırasında aktif anten indisi bilgisi de iletildiği için geleneksel yöntemlere kıyasla yüksek spektral verimliliğe sahiptir.

SM tekniğinin yukarıda belirtilen önemli avantajlarının yanı sıra bazı dezavantajları da bulunmaktadır:

- SM iletim tekniğinin uygulanabilmesi için en az 2 verici antenin olması gerekmektedir.
- SM tekniğinin daha iyi hata performansı sağlaması için yeterince farklı saçılma ortamlarının olması gerekmektedir.
- SM’de, iletilen işareti çözülmesi için kanal durum bilgisine ihtiyaç duyulur. Bu durum, alıcı taraftaki karmaşıklığı arttırmaktadır.

3.1.1 Uzaysal Modülasyon Teorik Hata Analizi

Bu bölümde, SM tekniğinin Rayleigh sönümlemeli kanal üzerindeki başarımı kuramsal olarak gösterilmektedir. SM sistem modelinde optimum alıcı yapısı olarak ML yapısı kullanılmaktadır. Buna göre, alıcıdaki işaret

$$y = \sqrt{E_s} \mathbf{H}_{N_r, N_t} x + \mathbf{n} \quad (3.3)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada E_s alıcısındaki işaretin enerjisini, H sönümlemeli kanal matrisini ve n AWGN gürültüsünü ifade etmektedir. İletim anında aktif olan anten (j . indis) ele alındığında iletilen işareti aşağıdaki şekilde tanımlayabiliriz;

$$x_{j,q} = [0, 0, \dots, x_q, \dots, 0, 0]^T \quad (3.4)$$

Buna göre, işaret kümesinden q . sembolün j . antene iletilmesi durumunda alıcısındaki işaret,

$$y = \sqrt{E_s} \mathbf{h}_j x_q + \mathbf{n} \quad j = 1, 2, \dots, N_t \quad q = 1, 2, \dots, M \quad (3.5)$$

şeklinde ifade edilebilir. Ayrıca, optimum alıcı yapısı olan ML'de işaret ve anten indisinin tespiti için sembol ve verici antenlerin tüm olası seçimleri değerlendirilerek aşağıdaki ifade ile karar verilir;

$$\begin{aligned} [\hat{j}, \hat{q}] &= \arg \min_{j,q} \|\mathbf{y} - \sqrt{E_s} (\mathbf{h}_j x_q)\|_F^2 \\ &= \arg \min_{j,q} \|\sqrt{E_s} \mathbf{h}_j x_q\|_F^2 - 2 \operatorname{Re}\{\mathbf{y}^H \mathbf{h}_j x_q\} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Burada, $\|\cdot\|_F$ matrisin Frobenius normunu ifade etmektedir.

SM için optimum alıcı yapısı olan ML'de hatalı karar verme durumu ve olasılığı;

$$\begin{aligned} \|\sqrt{E_s} \mathbf{h}_j x_q + \mathbf{n} - \mathbf{g}\|_F^2 &> \|\sqrt{E_s} \mathbf{h}_j x_q + \mathbf{n} - \hat{\mathbf{g}}\|_F^2 \\ \|n\|_F^2 &> \|\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}} + \mathbf{n}\|_F^2 \\ \|n\|_F^2 &> \|\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}}\|_F^2 + \|n\|_F^2 - 2 \operatorname{Re}\{\mathbf{n}^H (\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}})\} \\ \operatorname{Re}\{\mathbf{n}^H (\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}})\} &> \frac{1}{2} \|\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}}\|_F^2 \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$P_e = P \left(\operatorname{Re}\{\mathbf{n}^H (\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}})\} > \frac{1}{2} \|\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}}\|_F^2 | \mathbf{H} \right) \quad (3.8)$$

Burada, $\mathbf{g} = \sqrt{E_s} \mathbf{h}_j x_q$ olarak tanımlanmıştır. Yukarıdaki koşullu olasılık değerinin saptanması için $Z = \operatorname{Re}\{\mathbf{n}^H (\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}})\}$ ifadesinin istatistiksel özellikleri,

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{\operatorname{Re}\{\mathbf{n}^H (\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}})\}\} &= \operatorname{Re}\{(\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}}) E\{\mathbf{n}^H\}\} = 0 \\ \mathbb{V}\{\operatorname{Re}\{\mathbf{n}^H (\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}})\}\} &= E\{\mathbf{Z}^2\} - E\{\mathbf{Z}\}^2 = E\{\mathbf{Z}^2\} \end{aligned} \quad (3.9)$$

şeklinde elde edilir. Varyans değerinin bulunması için Z^2 ifadesinin bulunması gerekmektedir. Z ifadesini daha ayrıntılı şekilde aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$\begin{aligned}
\mathbf{Z} &= \begin{bmatrix} (n_{1,\Re} - j(n_{1,\Im})) & \cdots & (n_{N_r,\Re} - j(n_{N_r,\Im})) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (g_{1,\Re} - \hat{g}_{1,\Re}) + j(g_{1,\Im} - \hat{g}_{1,\Im}) \\ \vdots \\ (g_{N_r,\Re} - \hat{g}_{N_r,\Re}) + j(g_{N_r,\Im} - \hat{g}_{N_r,\Im}) \end{bmatrix} \\
&= \sum_{i=1}^{N_r} n_{i,\Re}(g_{i,\Re} - \hat{g}_{i,\Re}) + \sum_{i=1}^{N_r} n_{i,\Im}(g_{i,\Im} - \hat{g}_{i,\Im}) \\
&= \sum_{i=1}^{N_r} n_{i,\Re}\bar{g}_{i,\Re} + \sum_{i=1}^{N_r} n_{i,\Im}\bar{g}_{i,\Im}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Buradan yola çıkarak Z^2 ve $\mathbb{E}\{Z^2\}$ aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$Z^2 = \sum_{i=1}^{N_r} n_{i,\Re}^2 \bar{g}_{i,\Re}^2 + \sum_{i=1}^{N_r} n_{i,\Im}^2 \bar{g}_{i,\Im}^2 + 2 \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_r} n_{i,\Re} n_{j,\Im} \bar{g}_{i,\Re} \bar{g}_{j,\Im} \tag{3.11}$$

Burada $n_{i,\Re}, n_{i,\Im} \sim \mathcal{CN}(0, \frac{N_0}{2})$ olduğu için;

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\{Z^2\} &= \frac{N_0}{2} \sum_{i=1}^{N_r} (g_{i,\Re} - \hat{g}_{i,\Re})^2 + \frac{N_0}{2} \sum_{i=1}^{N_r} (g_{i,\Im} - \hat{g}_{i,\Im})^2 \\
&= \frac{N_0}{2} \|\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}}\|_F^2
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Bu ifadeleri kullanarak (3.8)'de yer alan hatalı karar verme olasılığı $Q(\cdot)$ fonksiyonu yardımıyla şu şekilde hesaplanabilir:

$$\begin{aligned}
P\left(Z > \frac{N_0}{2} \|\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}}\|_F^2 | H\right) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_Z^2}} \int_{\frac{N_0}{2} \|\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}}\|_F^2 / 2}^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right) dz \\
&= Q\left(\sqrt{\frac{1}{2N_0}} \|\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}}\|_F^2\right) = Q\left(\sqrt{K}\right)
\end{aligned} \tag{3.13}$$

K değişkeni aşağıdaki gibi ayrıntılı ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}
K &= \frac{1}{2N_0} [(g_{1,\Re} - \hat{g}_{1,\Re})^2 + (g_{1,\Im} - \hat{g}_{1,\Im})^2 + \cdots + (g_{N_r,\Re} - \hat{g}_{N_r,\Re})^2 + (g_{N_r,\Im} - \hat{g}_{N_r,\Im})^2] \\
&= \sum_{n=1}^{2N_r} \alpha_n^2, \quad \alpha_n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_\alpha^2)
\end{aligned} \tag{3.14}$$

Yukarıdaki eşitlikte yer alan σ_α^2 ,

$$\begin{aligned}\sigma_\alpha^2 &= \mathbb{E} [\alpha_n^2] - \mathbb{E} [\alpha_n]^2 = \mathbb{E} [\alpha_n^2] = \frac{1}{2N_0} \mathbb{E} [(\mathbf{g}_{i,\Re} - \hat{\mathbf{g}}_{i,\Re})^2] \\ &= \frac{1}{2N_0} [\mathbb{E} [\mathbf{g}_{i,\Re}^2] - 2\mathbb{E} [\mathbf{g}_{i,\Re} \hat{\mathbf{g}}_{i,\Re}] + \mathbb{E} [\hat{\mathbf{g}}_{i,\Re}^2]] \\ &= \frac{1}{2N_0} \frac{E_s (|s_1|^2 + |\hat{s}_1|^2)}{2}\end{aligned}\quad (3.15)$$

şeklinde hesaplanır. $2N_r$ tane $\alpha_n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_\alpha^2)$ rastgele değişkenin karesinden oluşan K rastgele değişkeni $2N_r$ serbestlik dereceli Ki-Kare dağılımına sahiptir. Ki-Kare dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu,

$$f_K(v) = \frac{v^{N_r} \exp\left(-\frac{v}{2\sigma_\alpha^2}\right)}{(2\sigma_\alpha^2)^{N_r} \Gamma(N_r)} \quad (3.16)$$

şeklinde ifade edilmektedir. (3.8) eşitliğindeki koşullu ifadenin ortalaması alınarak PEP ifadesi elde edilir:

$$P_e(\mathbf{s}_{i,j} \rightarrow \mathbf{s}_{i,\hat{j}}) = \mathbb{E} [P_e(\mathbf{s}_{i,j} \rightarrow \mathbf{s}_{i,\hat{j}}) | H] = \int_{v=0}^{\infty} Q(\sqrt{K}) f_K(v) dv \quad (3.17)$$

(3.16)'deki olasılık yoğunluk fonksiyonu kullanılarak, $\mu_\alpha = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\sigma_\alpha^2}{1+\sigma_\alpha^2}}\right)$ olmak üzere PEP ifadesi aşağıdaki şekilde bulunur :

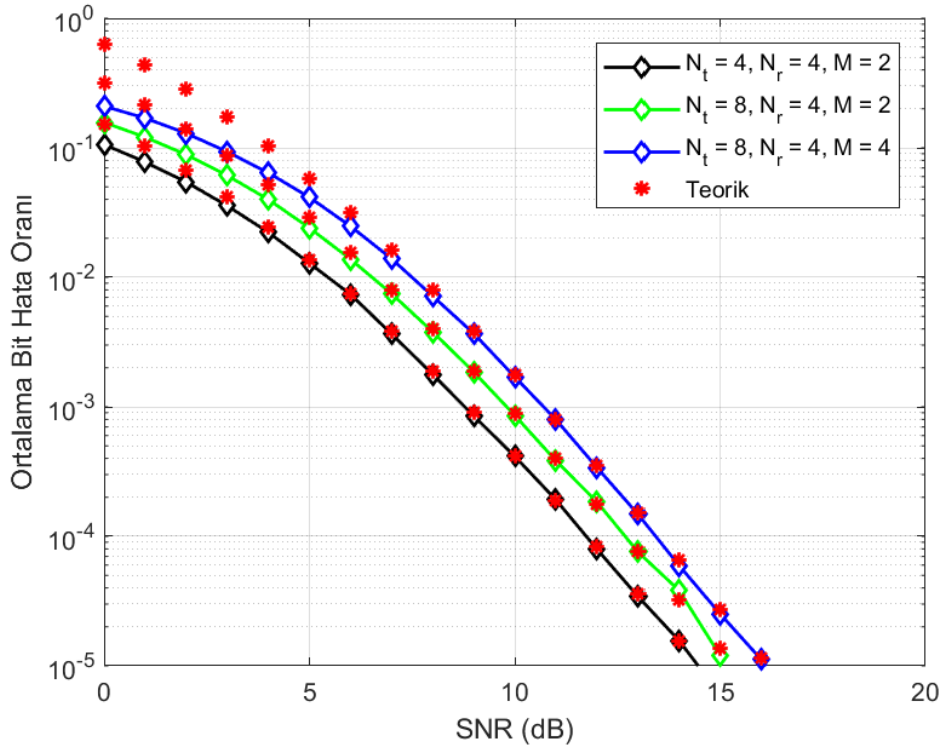
$$\begin{aligned}P_e(\mathbf{s}_{i,j} \rightarrow \mathbf{s}_{i,\hat{j}}) &= \int_{v=0}^{\infty} Q(\sqrt{K}) \frac{v^{N_r} \exp\left(-\frac{v}{2\sigma_\alpha^2}\right)}{(2\sigma_\alpha^2)^{N_r} \Gamma(N_r)} dv \\ &= \mu_\alpha^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1+k}{k} [1 - \mu_\alpha]^k,\end{aligned}\quad (3.18)$$

SM tekniğinin ortalama bit hata olasılığı birleşim üst sınır yaklaşımı ile aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$P_{SM}(e) \leq \sum_{j=1}^{N_t} \sum_{i=1}^M \sum_{\hat{j}=1}^{N_t} \sum_{\hat{i}=1}^M \frac{N_{SM}(i, \hat{i}) P_e(\mathbf{s}_{ij} \rightarrow \mathbf{s}_{i\hat{j}})}{N_t M} \quad (3.19)$$

Buradaki PEP ifadesi yerine (3.18) eşitliği yazılarak SM tekniğindeki ortalama bit hata oranı (Average Bit Error Rate, ABER) bulunur.

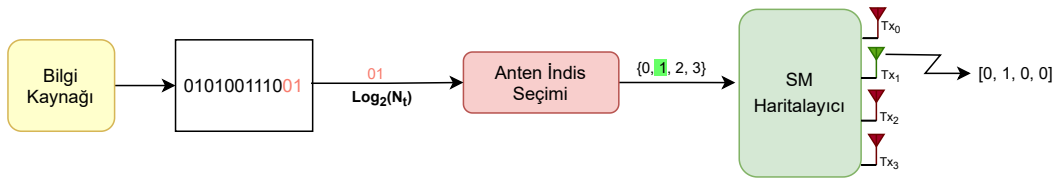
Şekil 3.4'te SM tekniğinin farklı alıcı/verici anten sayısı ve modülasyon derecesi durumunda Rayleigh kanal üzerindeki ortalama bit hata oranı performansı Monte-Carlo simülasyon ve analitik sonuçları gösterilmektedir.



Şekil 3.4 SM tekniğinin Rayleigh kanal üzerindeki ABER performansı

3.2 Uzay Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu

SSK tekniği aslında SM tekniğinin özel halidir. SSK tekniğinde SM'den farklı olarak işaret kümesinden seçilen sembol bilgisi iletilmeyerek sadece aktif anten indisinin bilgisi iletilir. Bu durumun SSK tekniğine SM'e kıyasla sağladığı avantajları ve farklılıkları şu şekilde özetleyebiliriz:



Şekil 3.5 SSK çalışma prensibi

- SM ile aynı hata performansını daha düşük alıcı karmaşıklığı ile sağlamaktadır.
- İşaretin faz ve genlik bilgisi iletilmediği için, verici ya da alıcıdaki tasarım gereksinimleri daha azdır.
- SSK tekniğinin düşük karmaşıklıklu tasarımı sayesinde diğer haberleşme sistemlerine entegrasyonu kolaylıkla sağlanır.

SSK tekniğinin spektral verimliliği aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$\eta_{SSK} = \log_2 N_t \quad (bits/s/Hz) \quad (3.20)$$

SSK tekniğinin çalışma prensibi Şekil 3.5'te gösterilmektedir. Buna göre, vericiye gelen bitler $\log_2 N_t$ bitlik gruplara ayrıştırılır. Sonrasında, her bir $\log_2 N_t$ bitlik gruba karşılık gelen verici anten indisine haritalanır. Sonucunda elde edilen iletim vektörünü şu şekilde gösterebiliriz:

$$\mathbf{s} = [0 \cdots 0 \ 1 \ 0 \cdots 0]^T \quad (3.21)$$

Ayrıca, spektral verimliliğin 3 olduğu yani $N_t = 8$ olan bir sistem ele alındığında olası iletim vektörleri Tablo 3.2'te gösterilmektedir.

Tablo 3.2 SSK haritalama örneği

Veri Dizisi	Anten İndisi	İletim Vektörü
000	1	$[1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$
001	2	$[0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$
010	3	$[0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0]^T$
011	4	$[0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0]^T$
100	5	$[0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0]^T$
101	6	$[0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0]^T$
110	7	$[0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0]^T$
111	8	$[0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1]^T$

3.2.1 Uzay Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu Teorik Hata Analizi

Bu kısımda, SSK tekniğinin literatürde yer alan Rayleigh kanal üzerindenki hata analizi teorik olarak incelenmektedir. SSK tekniğinde SM tekniğinde olduğu gibi alıcıda ML yapısı optimum alıcı olarak kullanılmaktadır. Fakat SM'den farklı olarak iletilen işaret sadece aktif anten indisini taşıdığı için (3.3) eşitliği kullanılarak alıcıdaki işareti aşağıdaki şekilde ifade edebiliriz:

$$y = \sqrt{E_s} \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \times [0 \cdots 0 \ 1 \ 0 \cdots 0]^T + [n_1 \ n_2 \ \cdots \ n_{N_r}]^T \quad (3.22)$$

$$y = \sqrt{E_s} h_j + n_j$$

SSK tekniğindeki ML alıcı yapısında anten indis kestirimi için

$$\hat{j} = \arg \min_j \|\mathbf{y} - \sqrt{E_s}(\mathbf{h}_j)\|_F^2 \quad (3.23)$$

ifadesi kullanılmaktadır. SM tekniği ile benzer yöntemler uygulandığında koşullu PEP ifadesi (3.13) eşitliği ile aynı çıkmaktadır. SM tekniğinden farklı olarak K rastgele değişkeni

$$K = \frac{E_s}{2} \|\mathbf{h}_j - \mathbf{h}_{\hat{j}}\|_F^2 = \sum_{l=1}^{2N_r} \alpha_l^2, \quad \alpha_l \sim CN(0, \sigma_\alpha^2) \quad (3.24)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Buradaki varyans ifadesi $\sigma_\alpha^2 = \frac{E_s}{N_0}$ şeklinde benzer yöntemle hesaplanmaktadır. Bu ifadeler kullanılarak SSK tekniğinin PEP ifadesi SM tekniğinin PEP ifadesi ile aynı bulunmaktadır. SM tekniğinden farklı olarak birleşim üst sınır ifadesi

$$P_{SSK}(e) \leq \sum_{j=1}^{N_t} \sum_{\hat{j}=j+1}^{N_t} \frac{2N_{SSK}(j, \hat{j})}{N_t} P_e(\mathbf{s}_j \rightarrow \hat{\mathbf{s}}_j) \quad (3.25)$$

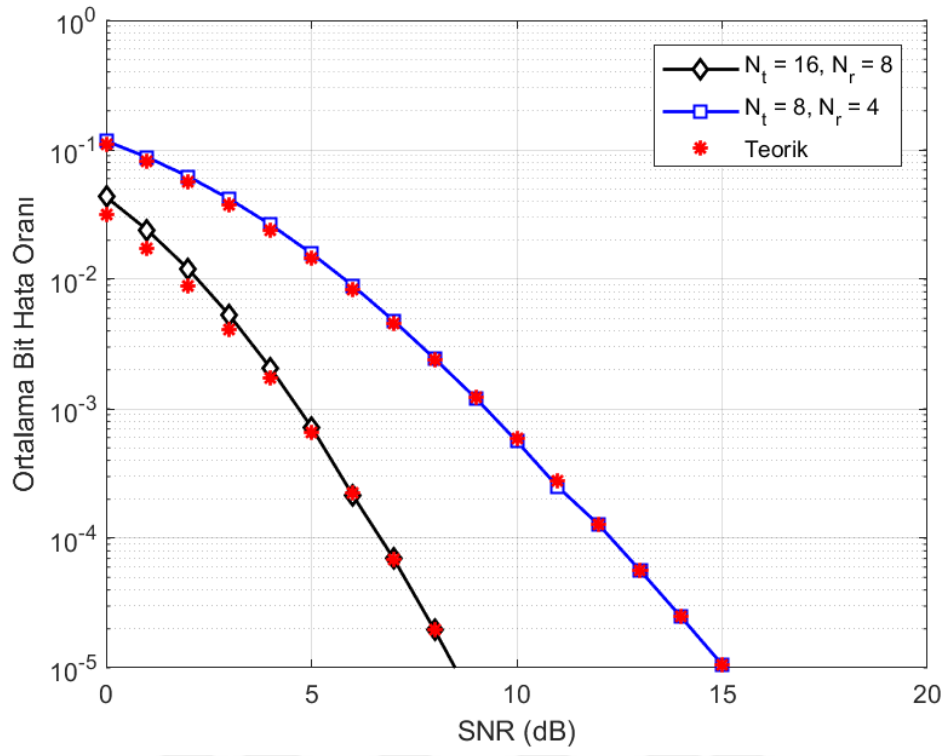
şeklinde tanımlanmaktadır. Elde edilen PEP ifadesi ve birleşim üst sınır yaklaşımı ile SSK tekniğinin ABER ifadesi aşağıda tanımlanmaktadır:

$$P_{SSK}(e) \leq \sum_{j=1}^{N_t} \sum_{\hat{j}=j+1}^{N_t} \frac{2N_{SSK}(j, \hat{j})}{N_t} \mu_\alpha^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1+k}{k} [1 - \mu_\alpha]^k \quad (3.26)$$

Bu ifade [50]'de belirtildiği gibi sıkı bir birleşim üst sınır ifadesi değildir. Bu birleşim üst sınır ifadesi en yakın komşu sayısı (n_{neigh}) ile daha sıkı bir şekilde aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$P_{SSK}(e) \leq n_{neigh} \sum_{j=1}^{N_t} \sum_{\hat{j}=j+1}^{N_t} \frac{2N_{SSK}(j, \hat{j})}{N_t(N_t-1)} \mu_\alpha^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1+k}{k} [1 - \mu_\alpha]^k \quad (3.27)$$

SSK tekniğinin Rayleigh kanal üzerinde farklı anten sayıları kullanıldığı durumdaki ortalama bit hata oranı performansı Şekil 3.6'da sunulmaktadır. Elde edilen Monte-Carlo simülasyon sonuçlarının analitik sonuçlar ile doğrulandığı görülmektedir.



Şekil 3.6 SSK tekniğinin Rayleigh kanal üzerindeki ABER performansı

Kablosuz haberleşme ortamında yol kaybı ve sönümlemenin yanı sıra çevredeki nesnelerden kaynaklanan yansıma, saçılma ve kırılma gibi kontrol edilemeyen etkiler haberleşmeyi oldukça zorlaştırmaktadır [2]. Gelecekteki 6. Nesil haberleşme teknolojisi 5G'nin uzantısı gibi gözükmese de rağmen yeni kullanıcı ihtiyaçları, yeni uygulamalar ve yeni ağ trendleri kullanıcının özellikle fiziksel katmanda daha zorlu problemlerle karşılaşmasına sebep olabilir. Bu problemler karşısında kablosuz haberleşme sistemlerindeki servis kalitesini arttırmak için yayılma ortamının kontrol edilmesine yönelik çalışmalar hız kazanmaktadır. Bu kapsamda, yayılma ortamını kontrol eden akıllı yüzeyler önerilmiştir. RIS ile 5G sistemlerindeki anten dizileri arasındaki temel fark, RIS alıcının ya da vericinin elemanı olmayıp yayılma ortamının bir elemanı olmasıdır [51]. Uyarlanabilir akıllı yüzeyler çok sayıda küçük ve düşük maliyetli yansıtıcı elemanlardan oluşan bir diziyi kontrol ederek işaretlerin fazlarını ayarlayarak yansıtır. RIS tekniğinin avantajlarını aşağıdaki gibi listeleyebiliriz:

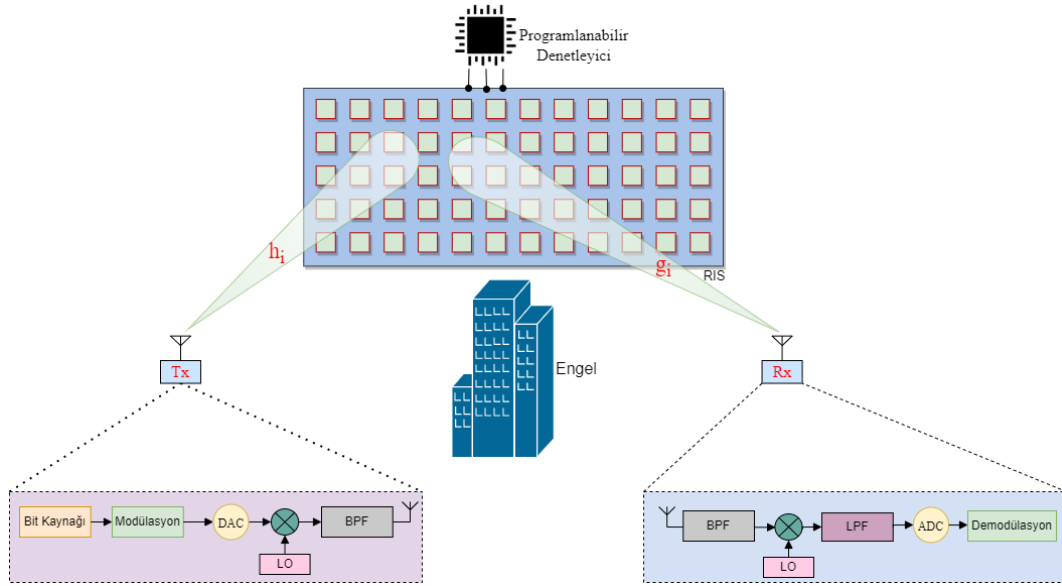
- RIS'te kullanılan küçük pasif elemanlar sayesinde sadece belirli alanlara kurulabilen geleneksel alıcı-verici yapılarının aksine, daha kolay ve yaygın bir şekilde kurulabilir.
- Yayılım ortamını değiştirerek yol kaybından meydana gelen bozulmalara karşı direnç göstermektedir. Ayrıca, RIS yapısı pasif hüzmleme yaparak alıcıdaki işaretin gücünü arttırmaktadır. RIS, alıcı ile verici arasında LOS olmadığı durumda gelen işaretleri yansıtarak sanal bir LOS ortamı yaratır. Bu durum sistemin veri hızını arttırmaktadır.
- RIS, gelen işareti sadece yansıttığı için tam çift yönlü iletişimi desteklemektedir. Ayrıca, günümüzde kullanılan sistemlere de kolaylıkla entegre edilebilir.

Bu avantajlarının yanı sıra 2 temel dezavantajı da bulunmaktadır:

- Kanal durum bilgisi(Channel State Information, CSI) çoğu haberleşme sistemi için büyük önem taşımaktadır. Ancak, RIS-tabanlı sistemlerde CSI bilgisinin geri bildiriminin yapılması sisteme büyük bir yük getirmektedir.
- RIS sistemlerinden optimum verim alabilmek için kanal faz kaymasının tam olarak tespit edilmesi gerekmektedir. Bu yüzden, donanımsal kararsızlıkları da göz önünde bulundurarak faz kaymasının tespit edilmesi oldukça zor bir problemdir.

Literatürde RIS-tabanlı iletişim şeması iki farklı durumda incelenmektedir [2].

4.1 RIS - Tabanlı Çift Atlamalı Sistemler



Şekil 4.1 RIS-tabanlı çift atlamalı sistem modeli

Şekil 4.1’de gösterildiği üzere, kaynak ile RIS arasındaki kanal ve RIS ile alıcı arasındaki kanal sırasıyla, h_i ve g_i ile ifade edilmektedir. Performans analizi için her iki kanalın da Rayleigh dağılımlı olduğu varsayılmaktadır ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} h_i &= \alpha_i e^{-j\theta_i} \quad i = 1, \dots, N, \\ g_i &= \beta_i e^{-j\phi_i} \quad i = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (4.1)$$

Buradaki α_i ve β_i , $\sqrt{\pi}/2$ ortalamalı, $(4 - \pi)/4$ varyanslı Rayleigh dağılımlı rastgele değişkenlerdir. Bu varsayımlar altında performans analizi teorik olarak aşağıdaki gibi yapılmaktadır:

4.1.1 Performans Analizi

N tane pasif yüzeyden yansıyan işaret alıcıda,

$$r = \left[\sum_{i=1}^N h_i e^{j\phi_i} g_i \right] x + n \quad (4.2)$$

olarak ifade edilebilir. Burada ϕ_i , i . yüzeyden yansıyan fazı, x M -PSK/QAM yıldız kümesinden seçilen bir sembolü ve $n \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ ise Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsünü ifade etmektedir. Buna göre, alıcıdaki anlık SNR aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\gamma = \frac{\left| \sum_{i=1}^N \alpha_i \beta_i e^{j(\phi_i - \theta_i - \psi_i)} \right|^2 E_s}{N_0} \quad (4.3)$$

RIS sayesinde alıcıdaki SNR değerini maksimize etmek için $\phi_i = \theta_i + \psi_i$ olarak ayarlanmaktadır. Bu durumda anlık SNR ifadesi,

$$\gamma = \frac{\left(\sum_{i=1}^N \alpha_i \beta_i \right)^2 E_s}{N_0} = \frac{A^2 E_s}{N_0} \quad (4.4)$$

şeklinde tanımlanır. Bu ifadedeki α_i ve β_i birbirinden bağımsız Rayleigh dağılımlı rastgele değişkenlerdir ve istatistiksel özellikleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır¹:

$$\begin{aligned} E[\alpha_i \beta_i] &= \mu_{\alpha_i} \mu_{\beta_i} = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{\sqrt{\pi}}{2} = \frac{\pi}{4} \\ \text{VAR}[\alpha_i \beta_i] &= \sigma_{\alpha_i}^2 \sigma_{\beta_i}^2 + \sigma_{\alpha_i}^2 \mu_{\beta_i}^2 + \mu_{\alpha_i}^2 \sigma_{\beta_i}^2 \\ &= \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) + \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \\ &= \left(1 - \frac{\pi^2}{16}\right) \end{aligned} \quad (4.5)$$

$N \gg 1$ için Merkezi Limit Teoremine göre, A rastgele değişkeni $N\pi/4$ ortalamalı, $N \left(1 - \frac{\pi^2}{16}\right)$ varyanslı Gauss dağılımı gösterir. Buna göre, anlık SNR ifadesi γ , 1 serbestlik dereceli merkezi olmayan Ki-Kare dağılımlı rastgele değişkendir ve MGF ifadesi aşağıdaki gibidir [52]:

¹ X ve Y birbirinden bağımsız rastgele değişkenler ise, $\text{Var}[XY] = \text{Var}[X]\text{Var}[Y] + \text{Var}[X]E[Y]^2 + \text{Var}[Y]E[X]^2$, $E[XY] = E[X]E[Y]$.

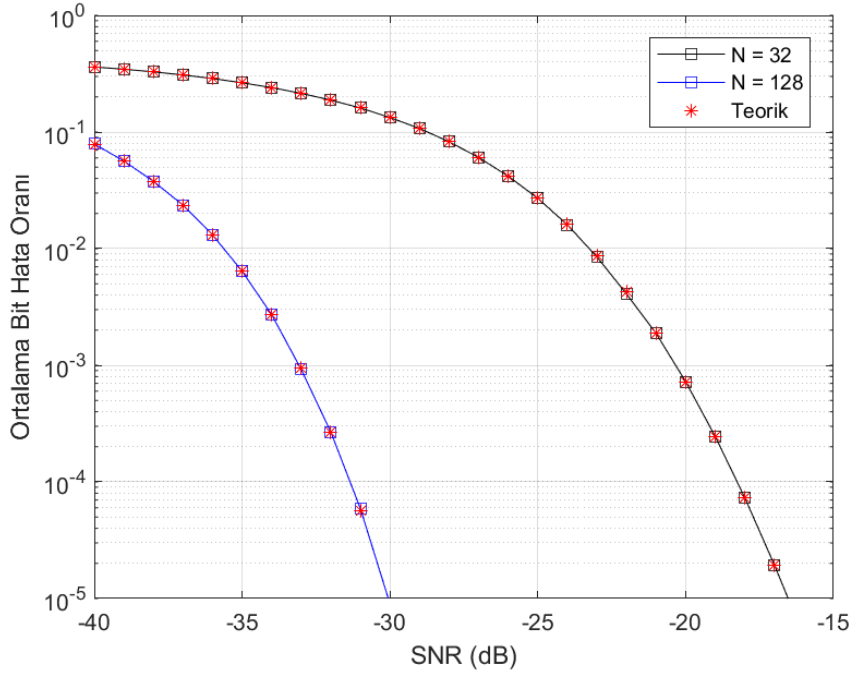
$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(\frac{1}{1 - \frac{2E_s}{N_0} s \text{VAR}(A)} \right)^{\frac{1}{2}} \exp \left(\frac{\frac{E_s}{N_0} s E[A]^2}{1 - \frac{2E_s}{N_0} s \text{VAR}(A)} \right) \quad (4.6)$$

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(\frac{1}{1 - \frac{sN(16-\pi^2)E_s}{8N_0}} \right)^{\frac{1}{2}} \exp \left(\frac{\frac{sN^2\pi^2E_s}{16N_0}}{1 - \frac{sN(16-\pi^2)E_s}{8N_0}} \right)$$

Son olarak, yukarıda elde edilen $\mathcal{M}_\gamma$ ifadesini kullanılarak M -PSK ve BPSK için ortalama sembol hata olasılıkları sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir [53]:

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{-\sin^2 \pi/M}{\sin^2 \eta} \right) d\eta \quad (4.7)$$

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{1}{1 + \frac{N(16-\pi^2)E_s}{8\sin^2 \eta N_0}} \right)^{\frac{1}{2}} \exp \left(\frac{-\frac{N^2\pi^2E_s}{16\sin^2 \eta N_0}}{1 + \frac{N(16-\pi^2)E_s}{8\sin^2 \eta N_0}} \right) d\eta \quad (4.8)$$



Şekil 4.2 Çift atlamalı RIS şemasının BER performansı

Ayrıca, yine (4.6) eşitliği kullanılarak M -QAM için ortalama sembol hata olasılığı;

$$P_e = \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{-3}{2(M-1)\sin^2 \eta} \right) d\eta - \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2 \int_0^{\pi/4} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{-3}{2(M-1)\sin^2 \eta} \right) d\eta \quad (4.9)$$

şeklinde hesaplanabilir.

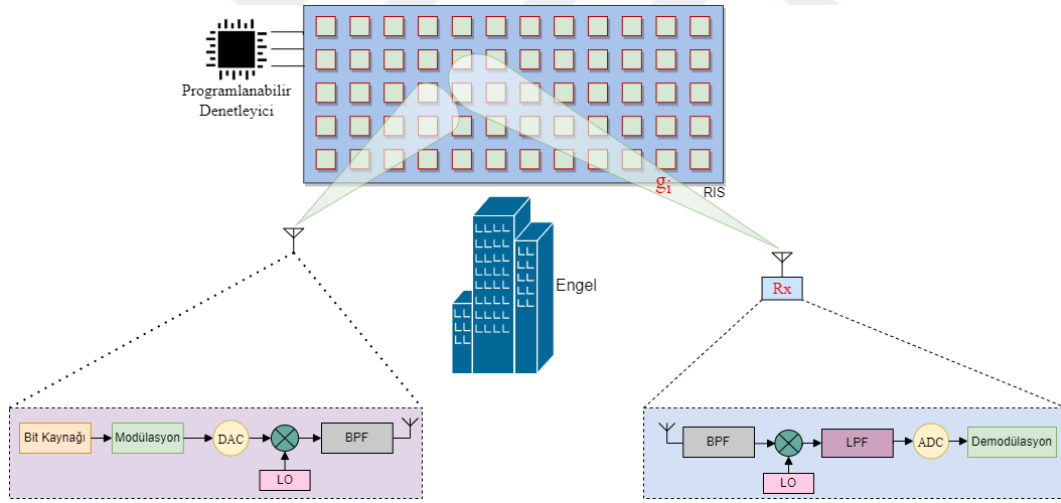
Şekil 4.2’de RIS-DH şemasının yansıtıcı yüzey elemanı sayısının 32 ve 128 olduğu durumda Rayleigh kanal üzerindeki hata performansı hem simülasyon sonuçlarıyla hem de teorik sonuçlarla sunulmaktadır. Şekil 4.2’ye göre artan yansıtıcı yüzey sayısı hata performansını artırmaktadır.

4.2 RIS Erişim Noktası

Şekil 4.3’te görüldüğü gibi RIS yapısı işaretin üretildiği RF kaynağına oldukça yakın konumlandırılarak bir erişim noktası(Access Point, AP) olarak görev yapmaktadır. RIS ile alıcı arasındaki sönmülemeli kanalı

$$g_i = \beta_i e^{-j\Theta_i} \quad i = 1, \dots, N, \quad (4.10)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Buradaki β_i , ortalaması $\sqrt{\pi}/2$ ve varyansı $(4 - \pi)/4$ olan Rayleigh dağılımlı rastgele değişkendir. RIS yapısındaki N tane pasif eleman alıcıdaki anlık SNR değerini maksimize etmek için üretilen işaretin fazını kanal fazına göre ayarlayarak yansıtır.



Şekil 4.3 Erişim noktası olarak RIS sistem modeli

4.2.1 Performans Analizi

Bu sistem modeli için alıcıdaki temel bant işaret aşağıdaki gibi gösterilebilir;

$$r = \sqrt{E_s} \left[\sum_{i=1}^N g_i e^{j\phi_i} \right] + n \quad (4.11)$$

burada E_s iletilen işaretin ortalama enerjisini, θ_i i . yansıtıcı elemandan yansıyan uyarlanabilir faz açısını, $n \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ Toplamsal Beyaz Gauss

Gürültüsünü(AWGN) ifade etmektedir. Buradan yola çıkarak, alıcıdaki anlık SNR ifadesini

$$\gamma = \frac{\left| \sum_{i=1}^N \beta_i e^{j(\phi_i - \Theta_i)} \right|^2 E_s}{N_0} \quad (4.12)$$

şeklinde gösterebiliriz. Buradan açıkça görüldüğü üzere, kanal fazı $\phi_i = \Theta_i$ şeklinde ayarlandığında anlık SNR maksimum değerine ulaşır. Bu durumda, alıcıdaki maksimum anlık SNR aşağıdaki şekilde basitçe ifade edilebilir:

$$\gamma = \frac{\left| \sum_{i=1}^N \beta_i \right|^2 E_s}{N_0} = \frac{E_s B^2}{N_0} \quad (4.13)$$

$N \gg 1$ durumda Merkezi Limit Teoremine göre, B rastgele değişkeni Gauss dağılımlıdır ve $B \sim \mathcal{N}(N\sqrt{\pi}/2, N(4-\pi)/4)$ şeklinde ifade edilir. DH şemasına benzer şekilde anlık SNR ifadesinin MGF tanımı,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(\frac{1}{1 - \frac{sN(4-\pi)E_s}{2N_0}} \right)^{\frac{1}{2}} \exp \left(\frac{\frac{sN^2\pi^2 E_s}{4N_0}}{1 - \frac{sN(4-\pi)E_s}{2N_0}} \right) \quad (4.14)$$

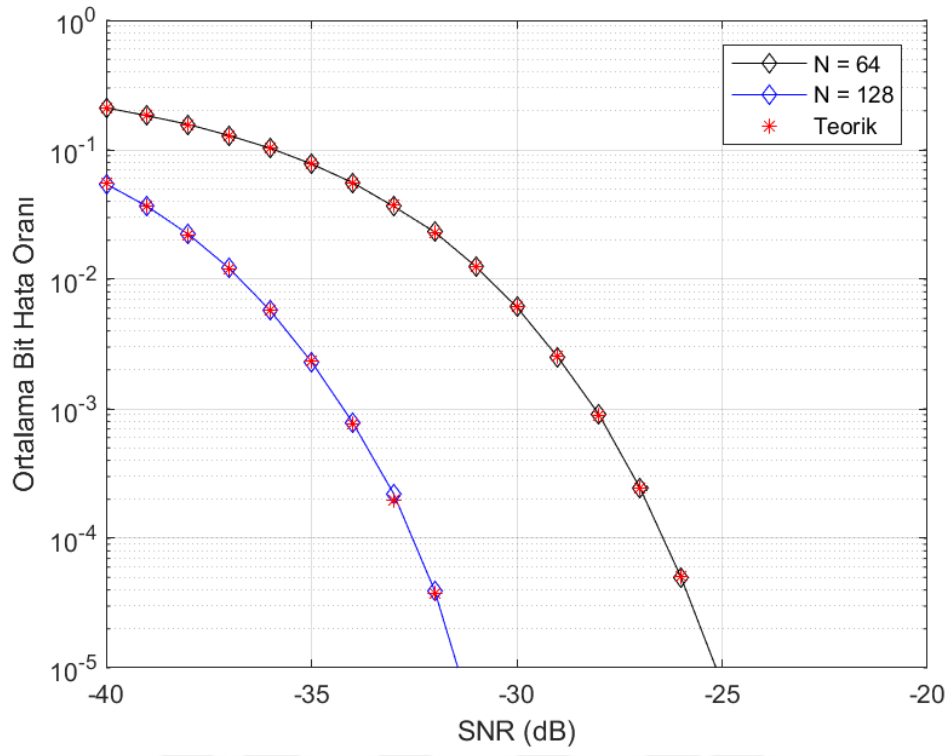
şeklinde yapılabilir. Elde edilen $\mathcal{M}_\gamma(s)$ ifadesini (4.7)'de yerine koyarak M -PSK için ortalama sembol hata olasılığı(SEP) ifadesi bulunur:

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left(\frac{1}{1 + \frac{N(4-\pi)\sin^2(\pi/M)E_s}{2\sin^2\eta N_0}} \right)^{\frac{1}{2}} \times \exp \left(\frac{-\frac{N^2\pi\sin^2(\pi/M)E_s}{4\sin^2\eta N_0}}{1 + \frac{N(4-\pi)\sin^2(\pi/M)E_s}{2\sin^2\eta N_0}} \right) d\eta \quad (4.15)$$

Bu ifadeyi BPSK için basitçe aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{1}{1 + \frac{N(4-\pi)E_s}{2\sin^2\eta N_0}} \right)^{\frac{1}{2}} \times \exp \left(\frac{-\frac{N^2\pi E_s}{4\sin^2\eta N_0}}{1 + \frac{N(4-\pi)E_s}{2\sin^2\eta N_0}} \right) d\eta \quad (4.16)$$

Şekil 4.4'te uyarlanabilir akıllı yüzeylerin erişim noktası olarak kullanıldığı sistem modelinin Rayleigh sönümlmeli kanal üzerindeki ortalama bit hata performansı iki farklı yansıtıcı yüzey sayısı için gösterilmektedir. Buna göre, artan yansıtıcı yüzey sayısı hata performansını artırdığı görülmektedir.



Şekil 4.4 Erişim noktası olarak RIS şemasının BER performansı

RIS-TABANLI SSK VE RIS-TABANLI SM TEKNİKLERİNİN PERFORMANS ANALİZİ

Bu kısımda, SM ve SSK teknikleri uyarlanabilir akıllı yüzeylere Weibull sönümlmeli kanal üzerinden uygulanarak hem mükemmel kanal faz kestirimi hem de hatalı kanal faz kestirimi durumlarındaki sistem şemaları ele alınmaktadır. Alıcıda optimuma yakın, düşük karmaşıklıkla Greedy alıcı yapısı kullanılarak belirtilen sistem şemaları için ortalama bit hata olasılığı teorik olarak elde edilmektedir. Ek olarak, alıcıdaki işlem yükünü azaltarak enerji verimli sisteme dönüştüren B-DNN alıcı yapısı kullanılmaktadır. Her iki alıcı yapısı da farklı sistem parametreleriyle MATLAB ortamında Monte Carlo benzetim sonuçlarıyla doğrulanmaktadır.

5.1 RIS-Tabanlı SM - SSK Teknikleri

Geleneksel MIMO sistemlerinin yerine önerilen indis modülasyon tekniklerini uyarlanabilir akıllı yüzeylere uygulayarak, hem indis modülasyonun hem de RIS şemalarının sağladığı avantajları elde etmek amacıyla RIS-tabanlı indis modülasyon teknikleri önerilmiştir. Fakat, RIS-SM ve RIS-SSK sistem şemalarının farklı kanal modelleri üzerinden performans analiziyle ilgili literatürde yeterli çalışma bulunmamaktadır. Bu çalışmada, belirtilen sistem şemaları için Weibull sönümlmeli kanal üzerinde hata performans analizleri elde edilmektedir. Weibull dağılımının basitliği, esnekliği ve deneysel verilere iyi uyumu nedeniyle kablosuz iletişimde dikkate değer bir sönümlleme kanal modeli olduğu gösterilmektedir. Ayrıca, RIS-SSK ve RIS-SM şemaları için kanal fazının Gauss dağılımlı hatalı kestiriminin analitik hata performansı da literatüre kazandırılmaktadır. Genel olarak literatüre yapılan katkılar aşağıdaki şekilde belirtilebilir:

- RIS ile alıcı arasındaki sönümlmeli kanal Weibull dağılımla modellenmektedir.

- RIS-SSK ve RIS-SM şemalarının performans analizinde, düşük karmaşıklığa sahip ve alıcıda kanal durum bilgisine ihtiyaç duymayan, optimuma yakın sonuç veren Greedy alıcı yapısı kullanılmaktadır.
- Önerilen sistem şemalarının hata performansı teorik olarak hesaplanmaktadır.
- Alıcı yapısını daha akıllı bir modele dönüştüren ve alıcıdaki işlem yükünü azaltarak enerji verimli bir sistem olan B-DNN alıcı yapısının her iki sistem şeması için bit hata performansı benzetim sonuçlarıyla gösterilmektedir.
- Diğer önemli nokta, önerilen şemaların pratik uygulamalara yakınlık sağlaması amacıyla hatalı kanal faz kestirimi durumundaki hata performans analizi teorik olarak sunulmaktadır.
- Son olarak, önerilen şemaların son derece güvenilir iletimin yanı sıra yüksek enerji verimliliği ve düşük sistem karmaşıklığı sağladığını göstermek için analitik sonuçlar ve karşılaştırmalar, özellikle düşük SNR bölgeleri altında Monte-Carlo benzetimleri ile gerçekleştirilmektedir.

Genel olarak, temel amacımız, pratik uygulamalara yakın kötü ortam koşulları ve sistem parametrelerini göz önünde bulundurarak RIS-tabanlı İndis Modülasyon tekniklerini değerlendirmektir. Sonuç olarak, bu çalışmada RIS-tabanlı IM tekniği ile kötü ortam koşulları altında bile düşük karmaşıklık, güvenilir ve yüksek spektral verimliliğe sahip bir haberleşme sağlandığı gösterilmektedir.

5.2 Sistem Modelleri

Bu bölümde, önerilen RIS-SM ve RIS-SSK sistem şemalarının Greedy alıcı yapısı varlığında çalışma prensipleri gösterilmektedir. Bu kapsamda, mükemmel kanal faz kestirimi ve hatalı kanal faz kestirimi durumları ele alınmaktadır. Ayrıca, RIS ile alıcı arasındaki Weibull sönümlemeli kanal modelinin istatistiksel özellikleri sunulmaktadır. Son olarak, B-DNN alıcı yapısı kullanarak her iki sistem şeması için performans analizi yapılmaktadır.

Önerilen sistem modelleri Şekil 5.1 ve Şekil 5.7’de gösterilmektedir. Hedefin RIS’ten oldukça uzak bir mesafede bulunduğu ve RF kaynağı ile RIS arasında direk görüş hattının olmadığı varsayımı altında yakındaki bir kaynaktan üretilen işaret N tane pasif yansıtıcı elemandan oluşan bir yüzeyden N_r antenli alıcıya yansıtılır. RIS, hata performansını iyileştirmek için RF kaynağından gelip i . yansıtıcı yüzeyden yansıyan işaretin fazını(ϕ_i) kanal fazına göre ayarlayarak yansıtır.

Şekil 5.1 ve Şekil 5.7’de gösterilen l . alıcı antenle i . yansıtıcı eleman arasındaki sönümlemeli kanal aşağıdaki şekilde gösterilir:

$$g_{l,i} = \beta_{l,i} e^{-j\theta_{l,i}} \quad (5.1)$$

Burada $\theta_{l,i}$ i . yansıtıcı elemandan l . alıcı antene göre ayarlanan kanal fazını ve $\beta_{l,i}$ i . yansıtıcı elemanla l . alıcı anten arasındaki Weibull sönümlemeli kanalın katsayılarını ifade etmektedir. Weibull sönümlemeli kanal şu şekilde modellenebilir:

$$(X_{l,i} + jY_{l,i})^{2/\alpha} = \beta_{l,i} e^{-j\theta_{l,i}} \quad (5.2)$$

Buradaki, $X_{l,i}$ ve $Y_{l,i}$ rastgele değişkenleri sıfır ortalamalı, σ^2 varyanslı birbirinden bağımsız ve özdeş dağılımlıdır. Weibull dağılımın moment, ortalama ve varyans ifadeleri sırasıyla;

$$\begin{aligned} m_{\beta_{l,i(n)}} &= \Omega_w^{n/\alpha} \Gamma(1 + n/\alpha) \\ \mu_{\beta_{l,i(n)}} &= \Omega_w^{1/\alpha} \Gamma(1 + 1/\alpha) \\ \sigma_{\beta_{l,i(n)}}^2 &= \Omega_w^{2/\alpha} (\Gamma(1 + 2/\alpha) - \Gamma(1 + 1/\alpha)^2) \end{aligned} \quad (5.3)$$

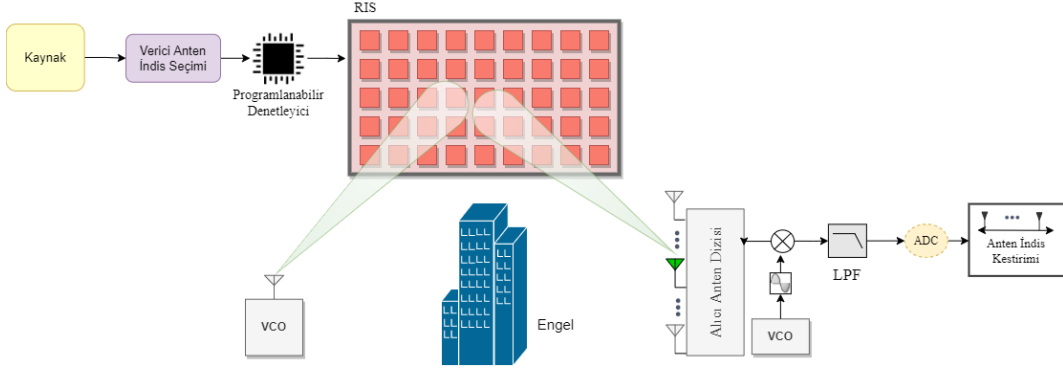
şeklinde tanımlanır. Bu ifadelerde yer alan, $\Omega_w = \mathbb{E}[\beta_{l,i}^\alpha]$ ortalama sönümleme gücünü gösterir ve $\Omega_w = (\Omega/\Gamma(1 + 2/\alpha))^{\alpha/2} = 2\sigma^2$, $\Omega = \mathbb{E}[\beta_{l,i}^2]$ olarak tanımlanmaktadır. Ayrıca, Weibull sönümlemeli kanalın $[-2\pi/\alpha, 2\pi/\alpha]$ aralığında düzgün dağılımlı faz ifadesi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\theta_{l,i} = \frac{2}{\alpha} \arctan\left(\frac{Y_{l,i}}{X_{l,i}}\right), \quad X_{l,i}, Y_{l,i} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2) \quad (5.4)$$

Literatürdeki çoğu çalışma RIS’teki kanal fazının mükemmel şekilde kestirildiğini ve yansıtıcı yüzeyin kanal fazını (ϕ_i) hatasız şekilde $\phi_i = \theta_{l,i}$ ayarladığını varsaymaktadır. Ancak, mükemmel kanal faz kestirimi pratikte uygulanabilir değildir. Bu nedenle bu çalışmada hem mükemmel kanal faz kestirimi hem de Gauss dağılımlı kanal faz kestirim hatası ele alınmaktadır. Hatalı kanal faz kestirimi durumunda kanal fazı,

$$\hat{\phi}_i = \phi_i + \zeta_i = \theta_{l,i} + \zeta_i \quad \zeta_i \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\zeta_i}^2) \quad (5.5)$$

şeklinde gösterilmektedir. Burada, ζ_i i . yüzeyden yansıyan işaretin sıfır ortalamalı σ_ζ varyanslı Gauss dağılımlı faz kestirim hatasını ifade etmektedir. ϕ_i ve ζ_i birbirinden bağımsız rastgele değişkenler varsayımı altında performans analizi yapılırken hatalı kanal faz kestiriminin $(\hat{\phi}_i)$ olasılık yoğunluk fonksiyonu kullanılmazken ortalama ve varyans gibi istatistiksel özellikleri yeterlidir.



Şekil 5.1 RIS-SSK sistem modeli

5.2.1 RIS-SSK Performans Analizi

RIS-tabanlı SSK şemasının genel sistem modeli Şekil 5.1’de gösterilmektedir. Buna göre, RF kaynağından üretilen işaret N tane pasif eleman içeren yüzeyden alıcıya yansıtılmaktadır. RIS yapısına gelen $\log_2(N_r)$ bilgi bitlerinden alıcı antenin indisi belirlenir. RF kaynağı ile RIS yapısı arasında herhangi bir sönümlemenin olmadığı varsayımı altında, alıcıdaki işaret aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$r_l = \sqrt{E_s} \left[\sum_{i=1}^N g_{l,i} e^{j\phi_i} \right] + n_l \quad l \in 1, 2, \dots, N_r \quad (5.6)$$

Burada, $\mathbb{E}[|x|^2] = E_s$ iletilen işaretin enerjisini, $g_{l,i} = \beta_{l,i} e^{-j\theta_{l,i}}$ sönümlemeli kanal modelini, n_l l . alıcı antendeki 0 ortalamalı N_0 varyanslı karmaşık AWGN bileşenini ve ϕ_i i . yansıtıcı yüzeyden gelen işaretin yansıma fazını ifade etmektedir. Gelen $\log_2(N_r)$ bilgi bitlerinden m . alıcı anten indisi belirlendikten sonra alıcıdaki anlık SNR değeri maksimize olacak şekilde RIS yapısı her bir elemanın ($i = 1, 2, \dots, N$) fazını $\phi_i = \theta_{m,i}$ olarak ayarlar.

Alıcıdaki anten indisinin kestirimi için kanal kestirimi yapılmadan sadece alıcıdaki anlık maksimum SNR değerinden yararlanıldığı Greedy alıcı yapısı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\hat{m} = \arg \max_m |r_m|^2 \quad (5.7)$$

Buradaki m ve $\hat{m}$ ifadeleri sırasıyla seçilen alıcı anten indisini ve alıcıda kestirilen alıcı anten indisini ifade etmektedir.

Bu bölümün bundan sonraki kısmında önerilen RIS-tabanlı SSK sisteminin Weibull sönümlemeli kanal üzerinden hem mükemmel kanal faz kestirimi hem de hatalı kanal faz kestirimi durumları için Greedy alıcı yapısı kullanılarak bit hata olasılığı analitik olarak incelenmektedir.

RIS-SSK sistem modelinin herhangi bir sönümlmeli kanal üzerindeki teorik bit hata olasılığı(BEP) aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$P_b^{\text{RIS-SSK}} \leq \frac{1}{\log_2 N_r} \sum_{\hat{m}} P(m \rightarrow \hat{m}) e(m, \hat{m}) \quad (5.8)$$

Burada, $P(m \rightarrow \hat{m})$ ve $e(m, \hat{m})$ sırasıyla çiftsel hata olasılığını ve toplam hatalı bit sayısını ifade etmektedir.

5.2.1.1 Mükemmel Kanal Faz Kestirimi

RIS yapısında kanal faz kestirimi mükemmel olarak yapıldığı durumda her bir yansıtıcı yüzey ($i = 1, 2, \dots, N$) fazını hatasız şekilde $\phi_i = \theta_{m,i}$ olarak ayarlar. (5.6) ve (5.7) eşitlikleri kullanılarak, PEP ifadesi şu şekilde düzenlenebilir:

$$\begin{aligned} P(m \rightarrow \hat{m}) &= P \left(\left| \sqrt{E_s} \left[\sum_{i=1}^N \beta_{m,i} e^{j(\phi_i - \theta_{m,i})} \right] + n_m \right|^2 \dots \right. \\ &\quad \left. < \left| \sqrt{E_s} \left[\sum_{i=1}^N \beta_{\hat{m},i} e^{j(\phi_i - \theta_{\hat{m},i})} \right] + n_{\hat{m}} \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (5.9)$$

RIS yapısındaki her bir elemanın fazını $\phi_i = \theta_{m,i}$ olarak ayarladığımızda yukarıdaki ifade,

$$P(m \rightarrow \hat{m}) = P \left(\left| \sqrt{E_s} B + n_m \right|^2 < \left| \sqrt{E_s} \hat{B} + n_{\hat{m}} \right|^2 \right) \quad (5.10)$$

şeklinde basitçe ifade edilebilir. Buradaki $B = \sum_{i=1}^N \beta_{m,i}$ ve $\hat{B} = \sum_{i=1}^N \beta_{\hat{m},i} e^{j(\theta_{m,i} - \theta_{\hat{m},i})}$ şeklinde tanımlanmaktadır. $\hat{B}$ karmaşık ifadesinin gerçek ve sanal kısımlarını aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$\begin{aligned} \hat{B}_{\Re} &= \sum_{i=1}^N \beta_{\hat{m},i} \cos(\theta_{m,i} - \theta_{\hat{m},i}) \\ \hat{B}_{\Im} &= \sum_{i=1}^N \beta_{\hat{m},i} \sin(\theta_{m,i} - \theta_{\hat{m},i}) \end{aligned} \quad (5.11)$$

Ayrıca, Merkezi Limit Teoremine göre B , $\hat{B}_{\Re}$ ve $\hat{B}_{\Im}$ rastgele değişkenleri Gauss dağılımlıdır. (5.10) eşitliğini açıkça yazarsak,

$$\begin{aligned} P(m \rightarrow \hat{m}) &= P \left(\left(\sqrt{E_s} B + n_m \right)_{\Re}^2 + \left(\sqrt{E_s} B + n_m \right)_{\Im}^2 \dots \right. \\ &\quad \left. - \left(\sqrt{E_s} \hat{B} + n_{\hat{m}} \right)_{\Re}^2 - \left(\sqrt{E_s} \hat{B} + n_{\hat{m}} \right)_{\Im}^2 < 0 \right) \end{aligned} \quad (5.12)$$

ifadesi elde edilir. Buradaki her bir parçayı farklı rastgele değişkenler olarak ele alarak basitçe aşağıdaki şekilde belirtebiliriz:

$$P(m \rightarrow \hat{m}) = P(X_1^2 + X_2^2 - X_3^2 - X_4^2 < 0) \quad (5.13)$$

X_1 , X_2 , X_3 ve X_4 rastgele değişkenleri Gauss dağılımlıdır. Ayrıca, PEP ifadesinin hesaplanması için gerekli olan ortalama ve varyans değerleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} X_1 &= \left(\sqrt{E_s} B + n_m \right)_{\Re} \sim \mathcal{N} \left(\sqrt{E_s} \mu_B, E_s \sigma_B^2 + N_0/2 \right) \\ X_2 &= \left(\sqrt{E_s} B + n_m \right)_{\Im} \sim \mathcal{N} (0, N_0/2) \\ X_3 &= \left(\sqrt{E_s} \hat{B} + n_{\hat{m}} \right)_{\Re} \sim \mathcal{N} \left(\sqrt{E_s} \mu_{\hat{B}_{\Re}}, E_s \sigma_{\hat{B}_{\Re}}^2 + N_0/2 \right) \\ X_4 &= \left(\sqrt{E_s} \hat{B} + n_{\hat{m}} \right)_{\Im} \sim \mathcal{N} \left(\sqrt{E_s} \mu_{\hat{B}_{\Im}}, E_s \sigma_{\hat{B}_{\Im}}^2 + N_0/2 \right) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Burada yer alan B ve $\hat{B}$ rastgele değişkenlerine ait istatistiksel özelliklerinin hesaplanması için $\bar{\theta}_i = \theta_{m,i} - \theta_{\hat{m},i}$ olmak üzere $\cos(\bar{\theta}_i)$ ve $\sin(\bar{\theta}_i)$ rastgele değişkenlerinin istatistiksel özellikleri elde edilmelidir. $\theta_{m,i}$ ve $\theta_{\hat{m},i}$ rastgele değişkenleri $[-2\pi/\alpha, 2\pi/\alpha]$ aralığında düzgün dağılımlıdır. Buna göre, $\bar{\theta}_i$ rastgele değişkeni üçgen dağılımlıdır ve olasılık yoğunluk fonksiyonu,

$$f_{\bar{\theta}_i}(x) = \begin{cases} \frac{\alpha}{4\pi} \left(1 + \frac{x\alpha}{4\pi} \right); & -\frac{4\pi}{\alpha} < x < 0 \\ \frac{\alpha}{4\pi} \left(1 - \frac{x\alpha}{4\pi} \right); & 0 < x < \frac{4\pi}{\alpha} \end{cases} \quad (5.15)$$

şeklinde ifade edilir [54]. Bu bilgiler ışığında, $\cos(\bar{\theta}_i)$ ve $\sin(\bar{\theta}_i)$ ortalama ve varyans değerleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\begin{aligned} \mu_{\sin(\bar{\theta}_i)} &= \int_{-\infty}^{\infty} \sin(x) f_{\bar{\theta}_i}(x) dx \\ &= \int_{-1/t}^0 (t + t^2 x) \sin(x) dx + \int_0^{1/t} (t - t^2 x) \sin(x) dx = 0 \end{aligned} \quad (5.16)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\sin(\bar{\theta}_i)}^2 &= \mathbb{E} [\sin^2(\bar{\theta}_i)] - \mu_{\sin(\bar{\theta}_i)}^2 \\ &= \int_{-1/t}^0 (t + t^2 x) \sin^2(x) dx + \int_0^{1/t} (t - t^2 x) \sin^2(x) dx - \mu_{\sin(\bar{\theta}_i)}^2 \\ &= 0.5 (1 - \text{sinc}^2(4/\alpha)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mu_{\cos}(\bar{\theta}_i) &= \int_{-\infty}^{\infty} \cos(x) f_{\bar{\theta}_i}(x) dx \\
&= \int_{-1/t}^0 (t + t^2 x) \cos(x) dx + \int_0^{1/t} (t - t^2 x) \cos(x) dx \\
&= \text{sinc}^2(2/\alpha) \\
\sigma_{\cos}^2(\bar{\theta}_i) &= \mathbb{E} [\cos^2(\bar{\theta}_i)] - \mu_{\cos}^2(\bar{\theta}_i) \\
&= \int_{-1/t}^0 (t + t^2 x) \cos^2(x) dx + \int_0^{1/t} (t - t^2 x) \cos^2(x) dx - \mu_{\cos}^2(\bar{\theta}_i) \\
&= 0.5 (1 + \text{sinc}^2(4/\alpha)) - \text{sinc}^4(2/\alpha)
\end{aligned} \tag{5.17}$$

Buradaki $t = \frac{\alpha}{4\pi}$ olarak tanımlanmaktadır. B , $\hat{B}_{\Re}$ ve $\hat{B}_{\Im}$ değişkenlerinin ortalama ve varyans değerlerinin hesaplanması için (5.3), (5.16) ve (5.17)'den yararlanılmaktadır. Buna göre,

$$\begin{aligned}
\mu_B &= \sum_{i=1}^N \mathbb{E} [\beta_{m,i}] = N \mu_{\beta_{m,i}} = N \Omega_w^{1/\alpha} \Gamma(1 + 1/\alpha) \\
\mu_{\hat{B}_{\Re}} &= \sum_{i=1}^N \mathbb{E} [\beta_{\hat{m},i} \cos(\bar{\theta}_i)] = N \mu_{\beta_{\hat{m},i}} \mu_{\cos}(\bar{\theta}_i) = N \Omega_w^{1/\alpha} \Gamma(1 + 1/\alpha) \text{sinc}^2(2/\alpha) \\
\mu_{\hat{B}_{\Im}} &= \sum_{i=1}^N \mathbb{E} [\beta_{\hat{m},i} \sin(\bar{\theta}_i)] = N \mu_{\beta_{\hat{m},i}} \mu_{\sin}(\bar{\theta}_i) = 0 \\
\sigma_B^2 &= \sum_{i=1}^N \text{Var} [\beta_{m,i}] = N \sigma_{\beta_{m,i}}^2 = N \Omega_w^{2/\alpha} (\Gamma(1 + 2/\alpha) - \Gamma(1 + 1/\alpha)^2) \\
\sigma_{\hat{B}_{\Re}} &= \sum_{i=1}^N \text{Var} [\beta_{\hat{m},i} \cos(\bar{\theta}_i)] = \sum_{i=1}^N \left[\sigma_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \sigma_{\cos}^2(\bar{\theta}_i) + \mu_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \sigma_{\cos}^2(\bar{\theta}_i) + \sigma_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \mu_{\cos}^2(\bar{\theta}_i) \right] \\
&= \frac{N \Omega_w^{2/\alpha}}{2} (1 + \text{sinc}^2(4/\alpha)) (\Gamma(1 + 2/\alpha) - \text{sinc}^4(2/\alpha) (\Gamma(1 + 1/\alpha)^2)) \\
\sigma_{\hat{B}_{\Im}} &= \sum_{i=1}^N \text{Var} [\beta_{\hat{m},i} \sin(\bar{\theta}_i)] = \sum_{i=1}^N \left[\sigma_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \sigma_{\sin}^2(\bar{\theta}_i) + \mu_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \sigma_{\sin}^2(\bar{\theta}_i) + \sigma_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \mu_{\sin}^2(\bar{\theta}_i) \right] \\
&= \frac{N \Omega_w^{2/\alpha}}{2} (1 - \text{sinc}^2(4/\alpha)) \Gamma(1 + 2/\alpha)
\end{aligned} \tag{5.18}$$

ifadeleri elde edilmektedir. Bu bilgiler ışığında, (5.13) eşitliği aşağıdaki şekilde tekrar yazılabilir:

$$P(m \rightarrow \hat{m}) = P(Y_1 + Y_2 - Y_3 - Y_4 < 0) = P(Y < 0) = F_Y(0) \quad (5.19)$$

Buradaki $Y_1 = X_1^2$, $Y_3 = X_3^2$ 1 serbestlik dereceli merkezi olmayan Ki-Kare dağılımlı rastgele değişkenler ve $Y_2 = X_2^2$, $Y_4 = X_4^2$ 1 serbestlik dereceli merkezi Ki-Kare dağılımlı rastgele değişkenler olarak tanımlanmaktadır. PEP ifadesinin hesaplanması için Y rastgele değişkeninin Kümülatif Dağılım Fonksiyonunu(Cumulative Distribution Function, CDF) Gil-Pelaez dönüşüm formülü($P(Y < 0) = F_Y(0)$) yardımıyla aşağıdaki şekilde buluruz:

$$F_Y(y) = \frac{1}{2} - \int_0^\infty \frac{\Im(e^{-jwy} \Psi_Y(w))}{w\pi} dw \quad (5.20)$$

Buradaki $\Psi_Y(w)$, Y rastgele değişkeninin karakteristik fonksiyonunu ifade etmektedir. $Z = \sum_{k=1}^n Z_k^2$, $Z_k \sim \mathcal{N}(\mu_{Z_k}, \sigma_{Z_k}^2)$ ve $\mu_Z^2 = \sum_{k=1}^n \mu_{Z_k}^2$, $\sigma_Z = \sigma_{Z_k}^2$ şeklinde tanımlanan n serbestlik dereceli merkezi olmayan Z rastgele değişkeni için karakteristik fonksiyon;

$$\Psi_Z(w) = \exp\left(\frac{jw\mu_Z^2}{1 - 2jw\sigma_Z^2}\right) (1 - 2jw\sigma_Z^2)^{-n/2} \quad (5.21)$$

şeklinde ifade edilir. Bu ifadeye göre, (5.19)'da gösterilen birbirinden bağımsız Ki-Kare dağılımlı rastgele değişkenlerin toplamının karakteristik fonksiyonu,

$$\begin{aligned} \Psi_Y(w) &= \Psi_{Y_1}(w) \Psi_{Y_2}(w) \Psi_{-Y_3}(w) \Psi_{-Y_4}(w) \\ &= \Psi_{Y_1}(w) \Psi_{Y_2}(w) \Psi_{Y_3}(-w) \Psi_{Y_4}(-w) \end{aligned} \quad (5.22)$$

şeklinde hesaplanır. (5.22)'de bulunan karakteristik fonksiyon, (5.20) eşitliğinde yerine koyularak PEP ifadesi bulunur. Son olarak, bulunan PEP ifadesi (5.8)'de yerine koyularak mükemmel kanal faz kestirimi durumundaki RIS-tabanlı SSK şeması için BEP ifadesi elde edilir.

5.2.1.2 Hatalı Kanal Faz Kestirimi

Bu kısımda, RIS yapısında kanal faz kestiriminin hatalı yapıldığı durumdaki performans analizi yapılmaktadır. RIS yapısındaki her bir yansıtıcı elemandan yansıyan işaretin fazı

$$\hat{\phi}_i = \theta_{m,i} + \zeta_i \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (5.23)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Buna göre, hatalı kanal faz kestirimi için PEP ifadesi aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$P(m \rightarrow \hat{m}) = P \left(\left| \sqrt{E_s} \left[\sum_{i=1}^N \beta_{m,i} e^{j(\hat{\phi}_i - \theta_{m,i})} \right] + n_m \right|^2 \dots \right. \\ \left. < \left| \sqrt{E_s} \left[\sum_{i=1}^N \beta_{\hat{m},i} e^{j(\hat{\phi}_i - \theta_{\hat{m},i})} \right] + n_{\hat{m}} \right|^2 \right) \quad (5.24)$$

Burada $\hat{\phi}_i - \theta_{m,i} = \theta_{m,i} + \zeta_i - \theta_{m,i} = \zeta_i$ eşitliği yazılarak PEP ifadesi

$$P(m \rightarrow \hat{m}) = P \left(\left(\sqrt{E_s} A + n_m \right)_{\Re}^2 + \left(\sqrt{E_s} A + n_m \right)_{\Im}^2 \dots \right. \\ \left. - \left(\sqrt{E_s} \hat{A} + n_{\hat{m}} \right)_{\Re}^2 - \left(\sqrt{E_s} \hat{A} + n_{\hat{m}} \right)_{\Im}^2 < 0 \right) \quad (5.25)$$

şeklinde ifade edilebilir. Buradaki

$$A = \sum_{i=1}^N \beta_{m,i} e^{j\zeta_i} = \sum_{i=1}^N \beta_{m,i} (\cos(\zeta_i) + j \sin(\zeta_i)) \\ \hat{A} = \sum_{i=1}^N \beta_{m,i} e^{j(\bar{\theta}_i + \zeta_i)} = \sum_{i=1}^N \beta_{m,i} (\cos(\bar{\theta}_i + \zeta_i) + j \sin(\bar{\theta}_i + \zeta_i)) \quad (5.26)$$

olarak tanımlanmaktadır. PEP ifadesini basitçe aşağıdaki şekilde yazabiliriz:

$$P(m \rightarrow \hat{m}) = P(M_1^2 + M_2^2 - M_3^2 - M_4^2 < 0) \quad (5.27)$$

Buradaki M_1 , M_2 , M_3 ve M_4 rastgele değişkenleri Gauss dağılımlıdır ve aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$M_1 = \sqrt{E_s} A_{\Re} + n_{m_{\Re}} \sim \mathcal{N} \left(\sqrt{E_s} \mu_{A_{\Re}}, E_s \sigma_{A_{\Re}}^2 + N_0/2 \right) \\ M_2 = \sqrt{E_s} A_{\Im} + n_{m_{\Im}} \sim \mathcal{N} \left(\sqrt{E_s} \mu_{A_{\Im}}, E_s \sigma_{A_{\Im}}^2 + N_0/2 \right) \\ M_3 = \sqrt{E_s} \hat{A}_{\Re} + n_{m_{\Re}} \sim \mathcal{N} \left(\sqrt{E_s} \mu_{\hat{A}_{\Re}}, E_s \sigma_{\hat{A}_{\Re}}^2 + N_0/2 \right) \\ M_4 = \sqrt{E_s} \hat{A}_{\Im} + n_{m_{\Im}} \sim \mathcal{N} \left(\sqrt{E_s} \mu_{\hat{A}_{\Im}}, E_s \sigma_{\hat{A}_{\Im}}^2 + N_0/2 \right) \quad (5.28)$$

Mükemmel kanal faz kestiriminde olduğu gibi PEP ifadesinin elde edilebilmesi için M_1 , M_2 , M_3 ve M_4 rastgele değişkenlerinin istatistiksel özellikleri elde edilmelidir. Bu kapsamda, A ve $\hat{A}$ rastgele değişkenlerinin ortalama ve varyans ifadeleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir:

$$\begin{aligned}
\mu_{A_{\Re}} &= \sum_{i=1}^N \mathbb{E} [\beta_{m,i} \cos(\zeta_i)] = \sum_{i=1}^N \mu_{\beta_{m,i}} \mu_{\cos(\zeta_i)} = N \Omega_w^{1/\alpha} \Gamma(1 + 1/\alpha) e^{-\sigma_{\zeta_i}^2/2} \\
\mu_{A_{\Im}} &= \sum_{i=1}^N \mathbb{E} [\beta_{m,i} \sin(\zeta_i)] = \sum_{i=1}^N \mu_{\beta_{m,i}} \mu_{\sin(\zeta_i)} = 0 \\
\mu_{\hat{A}_{\Re}} &= \sum_{i=1}^N \mathbb{E} [\beta_{\hat{m},i} \cos(\bar{\theta}_i + \zeta_i)] = \sum_{i=1}^N \mathbb{E} [\beta_{\hat{m},i} (\cos \bar{\theta}_i \cos \zeta_i - \sin \bar{\theta}_i \sin \zeta_i)] \\
&= \sum_{i=1}^N \mu_{\beta_{\hat{m},i}} (\mu_{\cos \bar{\theta}_i} \mu_{\cos \zeta_i} - \mu_{\sin \bar{\theta}_i} \mu_{\sin \zeta_i}) \\
&= N \Omega_w^{1/\alpha} \Gamma\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) \text{sinc}^2\left(\frac{2}{\alpha}\right) e^{-\frac{\sigma_{\zeta_i}^2}{2}} \\
\mu_{\hat{A}_{\Im}} &= \sum_{i=1}^N \mathbb{E} [\beta_{\hat{m},i} \sin(\bar{\theta}_i + \zeta_i)] = \sum_{i=1}^N \mathbb{E} [\beta_{\hat{m},i} (\sin \bar{\theta}_i \cos \zeta_i + \cos \bar{\theta}_i \sin \zeta_i)] \\
&= \sum_{i=1}^N \mu_{\beta_{\hat{m},i}} (\mu_{\sin \bar{\theta}_i} \mu_{\cos \zeta_i} + \mu_{\cos \bar{\theta}_i} \mu_{\sin \zeta_i}) = 0
\end{aligned} \tag{5.29}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_{A_{\Re}}^2 &= \sum_{i=1}^N \mathbb{V} [\beta_{m,i} \cos(\zeta_i)] = \sum_{i=1}^N \left(\sigma_{\beta_{m,i}}^2 \sigma_{\cos \zeta_i}^2 + \mu_{\beta_{m,i}}^2 \sigma_{\cos \zeta_i}^2 + \sigma_{\beta_{m,i}}^2 \mu_{\cos \zeta_i}^2 \right) \\
\sigma_{A_{\Im}}^2 &= \sum_{i=1}^N \mathbb{V} [\beta_{m,i} \sin(\zeta_i)] = \sum_{i=1}^N \left(\sigma_{\beta_{m,i}}^2 \sigma_{\sin \zeta_i}^2 + \mu_{\beta_{m,i}}^2 \sigma_{\sin \zeta_i}^2 + \sigma_{\beta_{m,i}}^2 \mu_{\sin \zeta_i}^2 \right) \\
&= N \frac{\Omega_w^{2/\alpha}}{2} \Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right) (1 - e^{-2\sigma_{\zeta_i}^2}) \\
\sigma_{\hat{A}_{\Re}}^2 &= \sum_{i=1}^N \mathbb{V} [\beta_{\hat{m},i} \cos(\bar{\theta}_i + \zeta_i)] = \sum_{i=1}^N \mathbb{V} [\beta_{\hat{m},i} \cos \bar{\theta}_i \cos \zeta_i - \beta_{\hat{m},i} \sin \bar{\theta}_i \sin \zeta_i] \\
&= \sum_{i=1}^N \left(\sigma_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \sigma_{\cos(\bar{\theta}_i + \zeta_i)}^2 + \mu_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \sigma_{\cos(\bar{\theta}_i + \zeta_i)}^2 + \sigma_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \mu_{\cos(\bar{\theta}_i + \zeta_i)}^2 \right) \\
\sigma_{\hat{A}_{\Im}}^2 &= \sum_{i=1}^N \mathbb{V} [\beta_{\hat{m},i} \sin(\bar{\theta}_i + \zeta_i)] = \sum_{i=1}^N \mathbb{V} [\beta_{\hat{m},i} \sin \bar{\theta}_i \cos \zeta_i + \beta_{\hat{m},i} \cos \bar{\theta}_i \sin \zeta_i] \\
&= \sum_{i=1}^N \left(\sigma_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \sigma_{\sin(\bar{\theta}_i + \zeta_i)}^2 + \mu_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \sigma_{\sin(\bar{\theta}_i + \zeta_i)}^2 + \sigma_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \mu_{\sin(\bar{\theta}_i + \zeta_i)}^2 \right) \\
&= N \mu_{\beta_{\hat{m},i}}^2 \left(\sigma_{\sin \zeta_i}^2 \sigma_{\cos \bar{\theta}_i}^2 + \sigma_{\cos \zeta_i}^2 \sigma_{\sin \bar{\theta}_i}^2 \right)
\end{aligned} \tag{5.30}$$

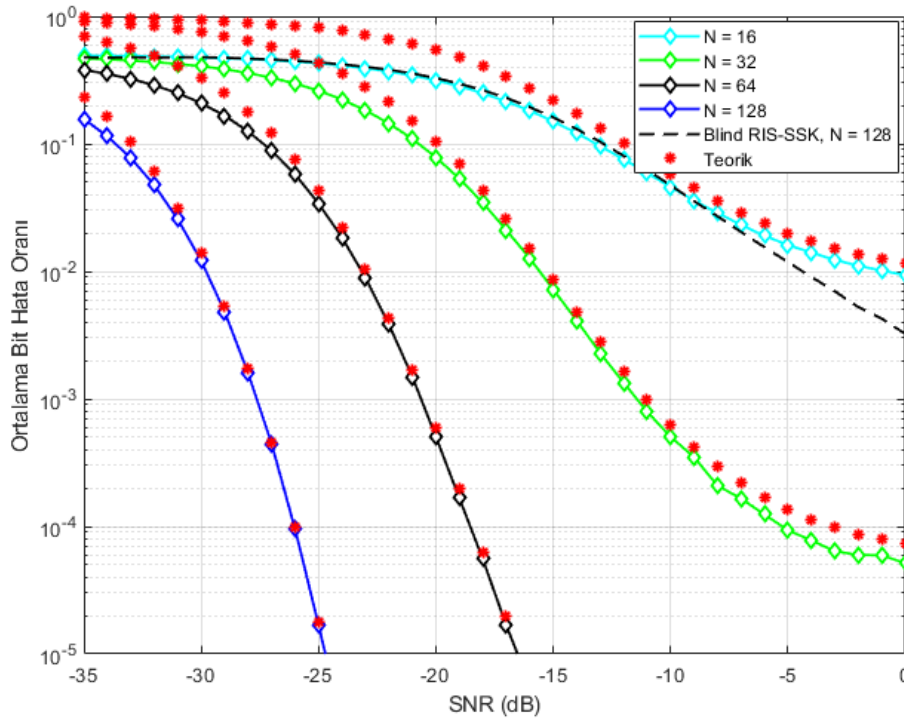
Bu ifadelerde yer alan $\cos \bar{\theta}_i$ ve $\sin \bar{\theta}_i$ rastgele değişkenlerinin ortalama ve varyans ifadeleri (5.16) ve (5.17) eşitliklerinde bulunmaktadır. Ayrıca yukarıdaki ifadede yer alan $\cos \zeta_i$ ve $\sin \zeta_i$ rastgele değişkenlerinin istatistiksel özellikleri şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$\begin{aligned}\mu_{\cos \zeta_i} &= e^{-\sigma_{\zeta_i}^2/2} \\ \mu_{\sin \zeta_i} &= 0 \\ \sigma_{\cos \zeta_i}^2 &= \mathbb{E} [\cos^2 \zeta_i] - \mathbb{E} [\cos \zeta_i]^2 = \frac{1}{2} \left(1 - e^{-\sigma_{\zeta_i}^2} \right)^2 \\ \sigma_{\sin \zeta_i}^2 &= \mathbb{E} [\sin^2 \zeta_i] - \mathbb{E} [\sin \zeta_i]^2 = \frac{1}{2} \left(1 - e^{-\sigma_{\zeta_i}^2} \right)\end{aligned}\quad (5.31)$$

M_i ($i \in 1, 2, 3, 4$) Gauss dağılımlı değişkenler tanımlandıktan sonra PEP ifadesini tekrar aşağıdaki şekilde yazabiliriz:

$$P(m \rightarrow \hat{m}) = P(R_1 + R_2 - R_3 - R_4 < 0) = P(R < 0) = F_R(0) \quad (5.32)$$

Bu ifadede, mükemmel kanal faz kestirimi durumuna benzer şekilde serbestlik derecesi 1, merkezi olmayan Ki-Kare dağılımlı $R_1^2 = M_1$, $R_3^2 = M_3$ ve serbestlik derecesi 1, merkezi Ki-Kare dağılımlı $R_2^2 = M_2$, $R_4^2 = M_4$ olarak tanımlanmaktadır.



Şekil 5.2 RIS-SSK şemasının farklı N değerlerine göre bit hata oranı performansı ($\alpha = 1.2$, $\Omega = 1$, $N_r = 4$)

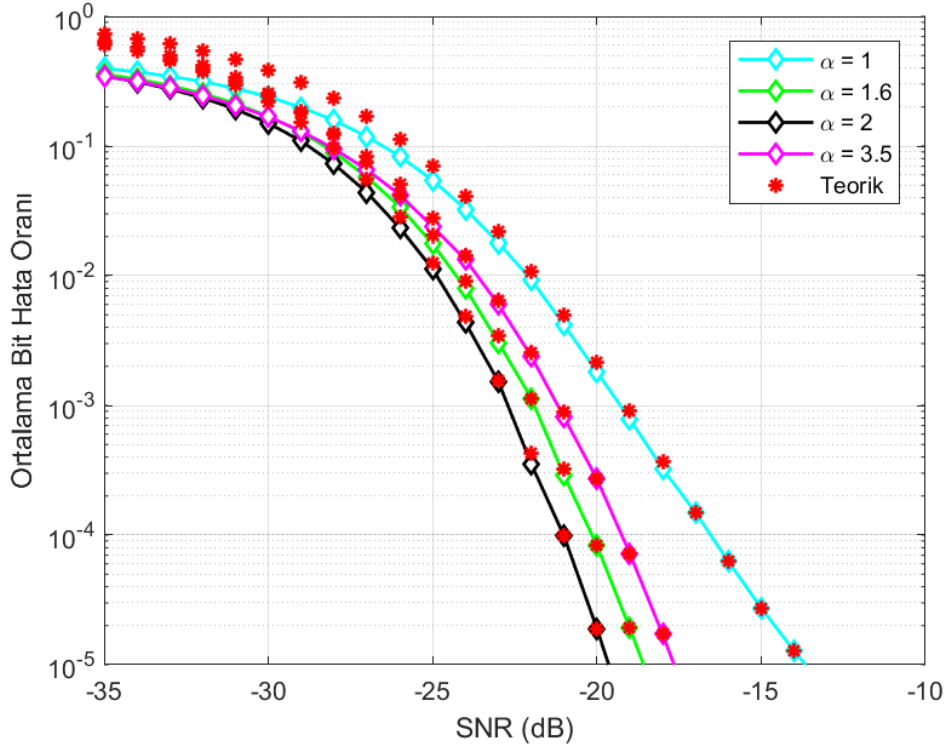
R rastgele değişkeni için CDF ifadesi

$$F_R(r) = \frac{1}{2} - \int_0^\infty \frac{\Im(e^{-jwr} \Psi_R(w))}{w\pi} dw \quad (5.33)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Buradaki R rastgele değişkeninin karakteristik fonksiyonu

$$\begin{aligned} \Psi_R(w) &= \Psi_{R_1}(w) \Psi_{R_2}(w) \Psi_{-R_3}(w) \Psi_{-R_4}(w) \\ &= \Psi_{R_1}(w) \Psi_{R_2}(w) \Psi_{R_3}(-w) \Psi_{R_4}(-w) \end{aligned} \quad (5.34)$$

şeklinde bulunmaktadır. Elde edilen bu ifadeler yardımıyla hesaplanan PEP ifadesini (5.8) eşitliğinde yerine koyarak, hatalı kanal faz kestirimi durumundaki RIS-SSK şeması için BEP ifadesi bulunur.



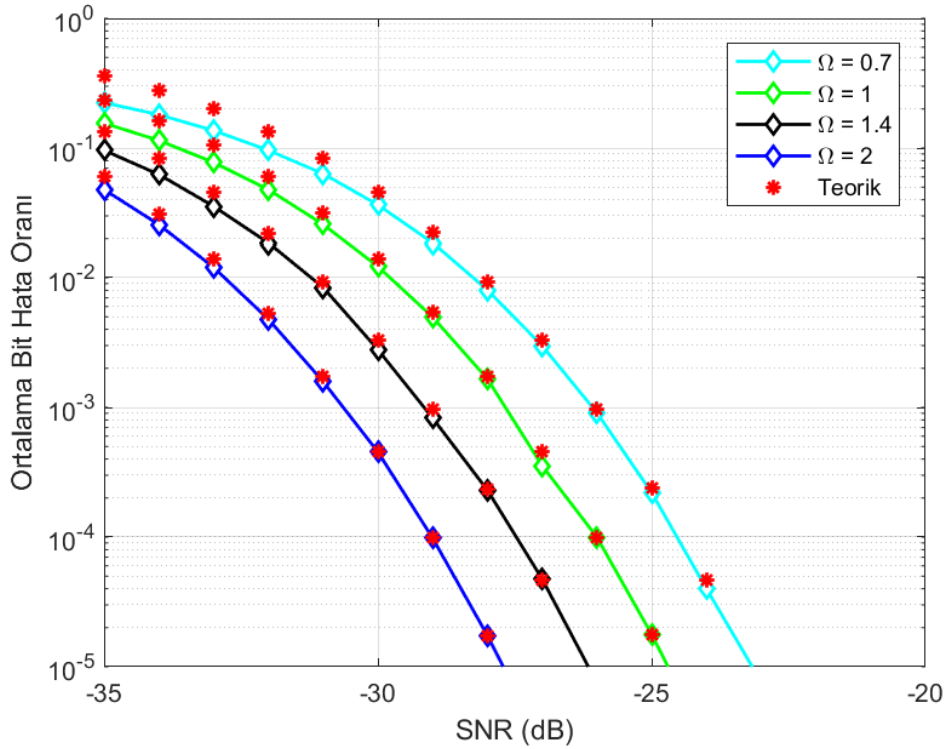
Şekil 5.3 RIS-SSK şemasının değişken α değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N = 64$, $\Omega = 1$, $N_r = 4$)

5.2.1.3 Nümerik ve Benzetim Sonuçları

Bu bölümde RIS-tabanlı SSK şemasının teorik bit hata oranı ifadeleri simülasyon sonuçlarıyla birlikte gösterilmektedir. RIS-SSK şemasının Weibull sönümlmeli kanal üzerinden mükemmel kanal faz kestirimi ve hatalı kanal faz kestirimi durumları ele alınmaktadır.

Şekil 5.2’de yansıtıcı yüzey sayısındaki değişimin RIS-SSK şemasının hata performansına etkisi gösterilmektedir. Buna göre, yansıtıcı eleman sayısındaki azalma hata performansını olumsuz etkilemektedir. Ayrıca, çalışma [35]’te belirtilen kör RIS-SSK şemasının tek atlamalı durumdaki hata performansı da yer almaktadır. Bu kapsamda, $N > 16$ olduğu durumlarda önerdiğimiz RIS-SSK şeması kör RIS-SSK’ye göre daha iyi performans gösterdiğini belirtmekte fayda bulunmaktadır.

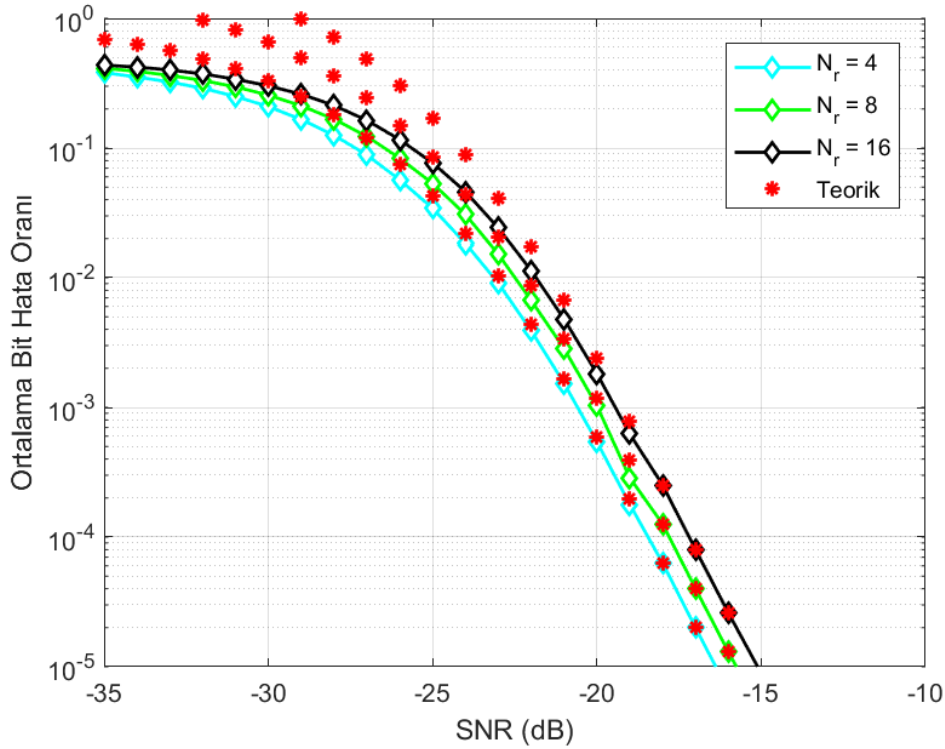
Weibull sönümlmeli kanal modelinin sönümleme şiddeti parametresinin farklı değerleri için önerilen sistem modelinin hata performansı Şekil 5.3’te sunulmaktadır. Sonuçlardan açıkça görüldüğü üzere, sönümleme şiddetinin 2’ye kadar artırılması ($\alpha < 2$) hata performansını artırırken 2’den sonraki artışlar hata performansına olumsuz etkilemektedir. Sonuç olarak, sönümlmeli kanal modeli Rayleigh dağılımına yaklaştıkça sistemin BER performansı artmaktadır. Açıkça görüldüğü gibi, elde edilen teorik ifadeler ile simülasyon sonuçlar birbirine oldukça yakındır.



Şekil 5.4 RIS-SSK şemasının farklı Ω değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N = 128, \alpha = 1.2, N_r = 4$)

Şekil 5.4’te ve Şekil 5.5’de sırasıyla kanal gücü değişiminin ve alıcı anten sayısının RIS-SSK şemasının hata performansını nasıl etkilediği gösterilmektedir. Şekil 5.4’te artan ortalama kanal gücü sistemin hata performansını artırdığı açıkça

görülmektedir. Fakat, Şekil 5.5’den görüldüğü üzere artan alıcı sayısı sistem hata performansını az da olsa olumsuz etkilemektedir.

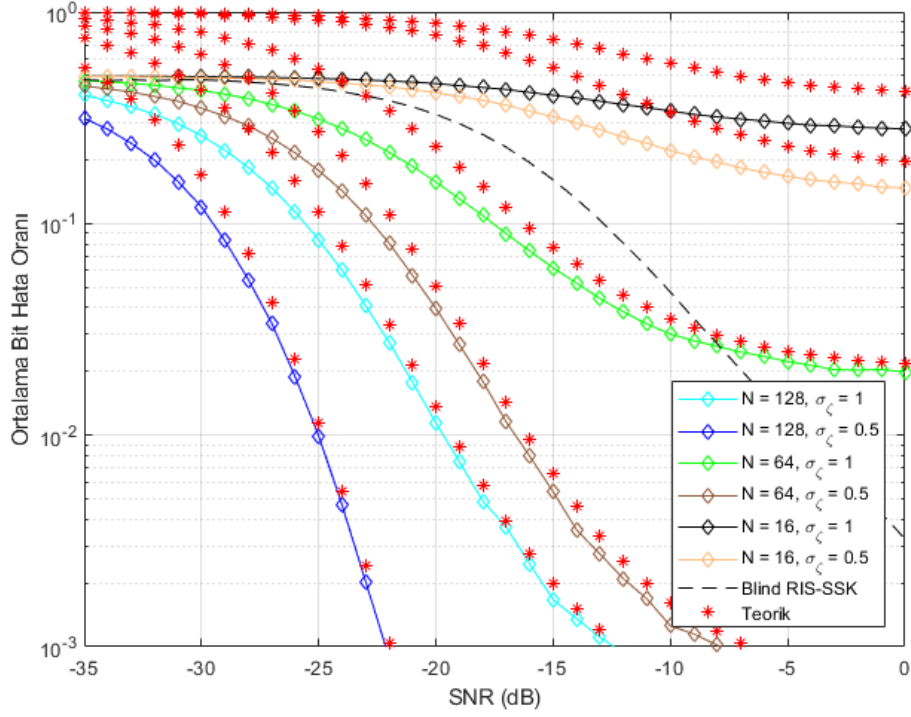


Şekil 5.5 RIS-SSK şemasının farklı N_r değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N = 64$, $\alpha = 1.2$, $\Omega = 1$)

Literatüre katkı olarak sunduğumuz kanal fazı kestirim hatasının RIS-SSK şemasının bit hata oranı performansına etkisi Şekil 5.6’da gösterilmektedir. Beklendiği gibi kanal faz kestirimindeki hata artışı sistem hata performansını düşürmektedir. Örneğin, σ_ζ ifadesinin 0.5’ten 1.0’e çıktığı durumda 5×10^{-1} BER performansı yaklaşık 8dB daha yüksek SNR değerinde elde edilmektedir. Fakat, yansıtıcı yüzey sayısı $N = 64$ ve $N = 128$ olduğu durumlarda kanal kestirim hatası olmasına rağmen Kör RIS-SSK sistemine göre özellikle düşük SNR bölgesinde daha iyi hata performansı göstermektedir. Ayrıca, mükemmel kanal faz kestiriminde olduğu gibi hatalı kanal faz kestiriminde de N artışı performansı olumlu etkilerken N_r artışı performansı olumsuz etkilemektedir.

5.2.2 RIS-SM Performans Analizi

Şekil 5.7’de gösterildiği üzere, kaynaktan gelen $\log_2 N_r + \log_2 M$ bilgi bitleri iki gruba ayrıştırılır. $\log_2 N_r$ bitten oluşan ilk grup seçilen m . alıcı antene göre RIS fazını ayarlar, ($\theta_i = \Psi_{m,i}$, $i = 1, 2, \dots, N$). $\log_2 M$ bitten oluşan ikinci grup genlik/faz modülasyonlu işaret elde etmek için RF kaynağına gönderilir.

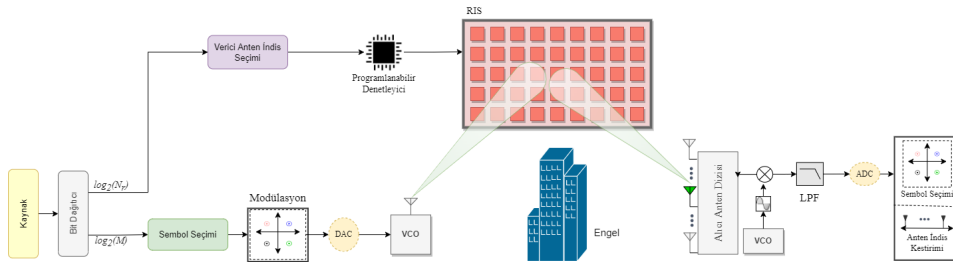


Şekil 5.6 RIS-SSK şemasının kanal faz kestirim hatasına göre bit hata oranı performansı ($N_r = 4$, $\alpha = 0.7$, $\Omega = 1$)

Sonuç olarak, l . alıcı antendeki işaret şu şekilde ifade edilir:

$$r_l = \left[\sum_{i=1}^N g_{l,i} e^{j\theta_i} \right] x + n_l, \quad l \in 1, 2, \dots, N_r \quad (5.35)$$

Buradaki x , M -QAM/PSK sembollerinden birini temsil etmektedir.



Şekil 5.7 RIS-SM sistem modeli

Alıcı anten indis kestirimi RIS-SSK'de olduğu gibi Greedy alıcı yapısına göre yapılmaktadır. Alıcı anten indis kestiriminden sonra yine Greedy yaklaşımı ile gönderilen işaret aşağıdaki ifadeye göre tespit edilir:

$$\hat{x} = \arg \min_x \left| r_{\hat{m}} - \left(\sum_{i=1}^N \beta_{\hat{m},i} \right) x \right|^2 \quad (5.36)$$

[3]'de Greedy alıcı yapısının kullanıldığı RIS-tabanlı SM şemasının BEP ifadesi;

$$P_b^{RIS-SM} \approx \frac{P_c(m)P_s}{\log_2(MN_R)} + \frac{P_e(m)}{2} \quad (5.37)$$

yaklaşımıyla tanımlanmaktadır. Burada, $P_c(m) = 1 - P_e(m)$ alıcı anten indisinin ortalama doğru tespit olasılığını, P_s ortalama sembol hata olasılığını ve $P_e(m)$ hatalı indis tespit olasılığını ifade etmektedir. $P_e(m)$ hatalı indis olasılığını şu şekilde tanımlayabiliriz:

$$P_e(m) = (N_R - 1) \bar{P}(m \rightarrow \hat{m})$$

$$\bar{P}(m \rightarrow \hat{m}) = \frac{1}{M} \sum_x P(m \rightarrow \hat{m}|x) \quad (5.38)$$

Burada $\bar{P}(m \rightarrow \hat{m})$ tüm semboller üzerinden ortalama PEP'i ifade etmektedir. RIS-SSK'de olduğu gibi RIS-SM şeması için de mükemmel kanal faz kestirimi ve hatalı kanal faz kestirimi durumları ele alınmaktadır.

5.2.2.1 Mükemmel Kanal Faz Kestirimi

Alıcı antendeki işaretin tanımı ve Greedy alıcı yapısı dikkate alındığında RIS-tabanlı SM şemasının koşullu PEP ifadesi alıcıda karar verilen alıcı anten indisinin $\hat{m}$ ve doğru alıcı anten indisinin m varsayımı durumunda, aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$P(m \rightarrow \hat{m}|x) = P \left(\left| \left[\sum_{i=1}^N \beta_{m,i} e^{j(\hat{\phi}_i - \theta_{m,i})} \right] x + n_m \right|^2 \dots \right.$$

$$\left. < \left| \left[\sum_{i=1}^N \beta_{\hat{m},i} e^{j(\hat{\phi}_i - \theta_{\hat{m},i})} \right] x + n_{\hat{m}} \right|^2 \right) \quad (5.39)$$

RIS yapısında kanal faz kestirimi hatasız olarak yapıldığında ($\phi_i = \theta_{m,i}$) RIS-SM şemasının koşullu PEP ifadesi;

$$P(m \rightarrow \hat{m}|x) = P \left(\left| \left[\sum_{i=1}^N \beta_{m,i} \right] x + n_m \right|^2 < \left| \left[\sum_{i=1}^N \beta_{\hat{m},i} e^{j\bar{\theta}_i} \right] x + n_{\hat{m}} \right|^2 \right) \quad (5.40)$$

şeklinde yeniden basit bir şekilde yazılabilir.

BPSK ve M -QAM modülasyonlu işaretler için PEP ifadesi iki farklı şekilde hesaplanır. BPSK modülasyonlu işaret için RIS-SSK durumunda bulunan PEP ile aynı ifade bulunmaktadır. Fakat, M -QAM için koşullu PEP ifadesi aşağıdaki gibi

yeniden yazılabilir:

$$P(m \rightarrow \hat{m}|x) = P(S_1^2 + S_2^2 - S_3^2 - S_4^2 < 0) = P(S < 0) \quad (5.41)$$

Burada S_1, S_2, S_3 ve S_4 sırasıyla şu şekilde ifade edilmektedir:

$$\begin{aligned} S_1 &= Bx_{\Re} + n_{\Re_m} \\ S_2 &= Bx_{\Im} + n_{\Im_m} \\ S_3 &= \hat{B}_{\Re}x_{\Re} - \hat{B}_{\Im}x_{\Im} + n_{\Re_m} \\ S_4 &= \hat{B}_{\Re}x_{\Im} - \hat{B}_{\Im}x_{\Re} + n_{\Im_m} \end{aligned} \quad (5.42)$$

S_1, S_2, S_3 ve S_4 ifadeleri birbirine bağımlı oldukları için S ifadesi Gauss rastgele değişkenlerin kuadratik formu şeklinde tanımlanarak istatistiksel özellikleri çıkarılır. Bu kapsamda, $S = \mathbf{x}^T \mathbf{D} \mathbf{x}$, $\mathbf{x} = [S_1 \ S_2 \ S_3 \ S_4]^T$ ve $\mathbf{D} = \text{diag}([1 \ 1 \ -1 \ -1])$ varsayımına dayanarak S ifadesinin MGF tanımı aşağıdaki gibi yapılmaktadır [53]:

$$\mathcal{M}_S(s) = \frac{1}{\sqrt{\det(\mathbf{I} - 2s\mathbf{D}\mathbf{C})}} \times \exp\left(-\frac{1}{2}\mathbf{m}^T [\mathbf{I} - (\mathbf{I} - 2s\mathbf{D}\mathbf{C})^{-1}] \mathbf{C}^{-1}\mathbf{m}\right) \quad (5.43)$$

Buradaki $\mathbf{m}$ ve $\mathbf{C}$ sırasıyla ortalama vektörünü ve kovaryans matrisini ifade etmektedir. $\mathbf{m}$ ve $\mathbf{C}$ ifadelerini aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz:

$$\mathbf{m} = \begin{bmatrix} \mu_B x_{\Re} & \mu_B x_{\Im} & \mu_{\hat{B}_{\Re}} x_{\Re} - \mu_{\hat{B}_{\Im}} x_{\Im} & \mu_{\hat{B}_{\Re}} x_{\Im} - \mu_{\hat{B}_{\Im}} x_{\Re} \end{bmatrix}^T \quad (5.44)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \sigma_B^2 x_{\Re}^2 + \frac{N_0}{2} & \sigma_B^2 x_{\Re} x_{\Im} & 0 & 0 \\ \sigma_B^2 x_{\Re} x_{\Im} & \sigma_B^2 x_{\Im}^2 + \frac{N_0}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\hat{B}_{\Re}}^2 x_{\Re}^2 + \sigma_{\hat{B}_{\Im}}^2 x_{\Im}^2 + \frac{N_0}{2} & \sigma_{\hat{B}_{\Re}}^2 x_{\Re} x_{\Im} - \sigma_{\hat{B}_{\Im}}^2 x_{\Re} x_{\Re} \\ 0 & 0 & \sigma_{\hat{B}_{\Re}}^2 x_{\Re} x_{\Im} - \sigma_{\hat{B}_{\Im}}^2 x_{\Re} x_{\Re} & \sigma_{\hat{B}_{\Re}}^2 x_{\Im}^2 + \sigma_{\hat{B}_{\Im}}^2 x_{\Re}^2 + \frac{N_0}{2} \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

Buradaki $\mu_B, \mu_{\hat{B}_{\Re}}, \mu_{\hat{B}_{\Im}}, \sigma_B^2, \sigma_{\hat{B}_{\Re}}^2$ ve $\sigma_{\hat{B}_{\Im}}^2$ değerleri (5.18)'de hesaplanmıştır. Sonrasında, S rastgele değişkeninin karakteristik fonksiyonu ($\Phi_S(w)$), (5.43) eşitliğinde s yerine jw yazarak elde edilir. Son olarak, PEP ifadesini elde etmek için Gil-Pelaez dönüşüm formülü kullanılır. Koşullu PEP ifadesi elde edildikten sonra hatalı indis olasılığının hesaplanması için ortalama PEP ($\bar{P}(m \rightarrow \hat{m})$) ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\bar{P}(m \rightarrow \hat{m}) = \frac{1}{M} \sum_x P(m \rightarrow \hat{m}|x) \quad (5.46)$$

(5.37) eşitliğinin elde edilmesi için gerekli olan ortalama sembol hata olasılığı doğru indis kestirimi durumunda BPSK ve M -QAM için sırasıyla;

$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{-1}{\sin^2 \eta} \right) d\eta \quad (5.47)$$

$$P_s = \frac{4}{\pi} A \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{-3}{2(M-1)\sin^2 \eta} d\eta \right) - \frac{4}{\pi} A^2 \int_0^{\pi/4} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{-3}{2(M-1)\sin^2 \eta} d\eta \right) \quad (5.48)$$

eşitlikleri ile hesaplanmaktadır. Burada, $\mathcal{M}_\gamma$ alıcıdaki anlık SNR'ın ($\gamma = B^2 E_s / N_0$) MGF'si ve $A = (\sqrt{M} - 1) / \sqrt{M}$ şeklinde tanımlanmaktadır. $\mathcal{M}_\gamma$ ifadesi bulunurken;

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(\sqrt{1 - 2s\sigma_B^2} \right)^{-1} \times \exp \left(\frac{s\mu_B^2}{1 - 2s\sigma_B^2} \right) \quad (5.49)$$

eşitliğinden yararlanılmaktadır. Buradaki σ_B^2 ve μ_B ifadeleri (5.18)'de hesaplanmıştır. Son olarak, (5.38) ve (5.47) ya da (5.48) eşitliklerini (5.37)'de yerine koyarak istenilen BEP ifadesi elde edilmektedir.

5.2.2.2 Hatalı Kanal Faz Kestirimi

Bu kısımda, RIS-SM şemasının kanal faz kestiriminin hatalı olduğu durumdaki performansı incelenmektedir. RIS-SSK şemasında olduğu gibi hatalı kanal faz kestirimi durumunda kanal fazı

$$\hat{\phi}_i = \theta_{m,i} + \zeta_i \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (5.50)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Bu durumda, (5.39) eşitliğinde belirtilen koşullu PEP ifadesi hatalı kanal faz kestirimi durumu için yeniden aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$P(m \rightarrow \hat{m}|x) = P \left(\left| \sum_{i=1}^N \beta_{m,i} e^{j\zeta_i} \right| x + n_m \right|^2 < \left| \sum_{i=1}^N \beta_{\hat{m},i} e^{j(\bar{\theta}_i + \zeta_i)} \right| x + n_{\hat{m}} \right|^2 \quad (5.51)$$

Yukarıda tanımlanan koşullu PEP ifadesi basitçe

$$P(m \rightarrow \hat{m}|x) = P(K_1^2 + K_2^2 - K_3^2 - K_4^2 < 0) = P(K < 0) \quad (5.52)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada;

$$\begin{aligned}
K_1 &= A_{\Re}x_{\Re} - A_{\Im}x_{\Im} + n_{\Re,m} \\
K_2 &= A_{\Im}x_{\Re} + A_{\Re}x_{\Im} + n_{\Im,m} \\
K_3 &= \hat{A}_{\Re}x_{\Re} - \hat{A}_{\Im}x_{\Im} + n_{\Re,m} \\
K_4 &= \hat{A}_{\Im}x_{\Re} + \hat{A}_{\Re}x_{\Im} + n_{\Im,m}
\end{aligned} \tag{5.53}$$

olarak tanımlanmaktadır. Mükemmel kanal faz tahminindeki çıkarımlara benzer şekilde, $K = \mathbf{x}^T \mathbf{D} \mathbf{x}$, $\mathbf{x} = [K_1 \ K_2 \ K_3 \ K_4]^T$ ve $\mathbf{D} = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \right)$ varsayımları altında, K rastgele değişkeninin MGF ifadesi aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$\mathcal{M}_K(s) = \frac{1}{\sqrt{\det(\mathbf{I} - 2s\mathbf{D}\mathbf{C})}} \times \exp \left(-\frac{1}{2} \mathbf{m}^T [\mathbf{I} - (\mathbf{I} - 2s\mathbf{D}\mathbf{C})^{-1}] \mathbf{C}^{-1} \mathbf{m} \right) \tag{5.54}$$

Buradaki ortalama vektörü, $\mathbf{m}$, ve kovaryans matrisi, $\mathbf{C}$, sırasıyla;

$$\mathbf{m} = \begin{bmatrix} \mu_{A_{\Re}}x_{\Re} - \mu_{A_{\Im}}x_{\Im} & \mu_{A_{\Im}}x_{\Re} + \mu_{A_{\Re}}x_{\Im} & \mu_{\hat{A}_{\Re}}x_{\Re} - \mu_{\hat{A}_{\Im}}x_{\Im} & \mu_{\hat{A}_{\Im}}x_{\Re} + \mu_{\hat{A}_{\Re}}x_{\Im} \end{bmatrix}^T \tag{5.55}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \sigma_{K_1,K_1} & \sigma_{K_1,K_2} & \sigma_{K_1,K_3} & \sigma_{K_1,K_4} \\ \sigma_{K_2,K_1} & \sigma_{K_2,K_2} & \sigma_{K_2,K_3} & \sigma_{K_2,K_4} \\ \sigma_{K_3,K_1} & \sigma_{K_3,K_2} & \sigma_{K_3,K_3} & \sigma_{K_3,K_4} \\ \sigma_{K_4,K_1} & \sigma_{K_4,K_2} & \sigma_{K_4,K_3} & \sigma_{K_4,K_4} \end{bmatrix} \tag{5.56}$$

Buradaki kovaryans değerleri aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\begin{aligned}
\sigma_{K_1,K_1} &= \sigma_{A_{\Re}}^2 x_{\Re}^2 + \sigma_{A_{\Im}}^2 x_{\Im}^2 + \frac{N_0}{2} \\
\sigma_{K_2,K_2} &= \sigma_{A_{\Im}}^2 x_{\Re}^2 + \sigma_{A_{\Re}}^2 x_{\Im}^2 + \frac{N_0}{2} \\
\sigma_{K_3,K_3} &= \sigma_{\hat{A}_{\Re}}^2 x_{\Re}^2 + \sigma_{\hat{A}_{\Im}}^2 x_{\Im}^2 + \frac{N_0}{2} \\
\sigma_{K_4,K_4} &= \sigma_{\hat{A}_{\Re}}^2 x_{\Re}^2 + \sigma_{\hat{A}_{\Im}}^2 x_{\Im}^2 + \frac{N_0}{2} \\
\sigma_{K_1,K_2} &= \sigma_{K_2,K_1} = x_{\Re}x_{\Im} (\sigma_{A_{\Re}}^2 - \sigma_{A_{\Im}}^2) \\
\sigma_{K_1,K_3} &= \sigma_{K_3,K_1} = x_{\Im}^2 \sigma_{A_{\Im}}^2 \mu_{\cos \bar{\theta}_i} \\
\sigma_{K_1,K_4} &= \sigma_{K_4,K_1} = Nx_{\Re}x_{\Im} \mu_{\beta_{m,i}}^2 \mu_{\cos \bar{\theta}_i} (\sigma_{\cos \zeta_i}^2 - \sigma_{\sin \zeta_i}^2) \\
\sigma_{K_2,K_3} &= \sigma_{K_3,K_2} = Nx_{\Re}x_{\Im} \mu_{\beta_{m,i}}^2 \mu_{\cos \bar{\theta}_i} (\sigma_{\cos \zeta_i}^2 - \sigma_{\sin \zeta_i}^2) \\
\sigma_{K_3,K_4} &= \sigma_{K_4,K_3} = N\mu_{\beta_{m,i}}^2 \mu_{\cos \bar{\theta}_i} (\sigma_{\cos \zeta_i}^2 x_{\Im}^2 - \sigma_{\sin \zeta_i}^2 x_{\Re}^2)
\end{aligned} \tag{5.57}$$

(5.52)'de belirtilen koşullu PEP ifadesini elde etmek için Gil-Pelaez dönüşüm

formülünden yararlanılır. Gil-Pelaez dönüşüm formülü yardımıyla öncelikle kümülatif dağılım fonksiyonu,

$$F_K(r) = \frac{1}{2} - \int_0^\infty \frac{\Im(e^{-jwr} \Psi_K(w))}{w\pi} dw \quad (5.58)$$

şeklinde elde edilir. Buradaki $\Psi_K(w)$, K rastgele değişkeninin karakteristik fonksiyonunu ifade eder. K rastgele değişkeninin karakteristik fonksiyonu, (5.54)'te tanımlanan MGF ifadesinde s yerine jw yazılarak elde edilir. Son olarak,

$$F_K(0) = P(K \leq 0) \quad (5.59)$$

eşitliğinden yararlanarak (5.58)'de $r = 0$ yerine koyulduğunda hatalı kanal faz kestirimi için koşullu PEP ifadesi elde edilir. Alıcıdaki işaret $r_m = Ax + n_m$ varsayılırsa, alıcıdaki anlık SNR ve MGF ifadesi sırasıyla,

$$\gamma = A^2 E_s / N_0 \quad (5.60)$$

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(\sqrt{1 - 2s\sigma_A^2} \right)^{-1} \times \exp\left(\frac{s\mu_A^2}{1 - 2s\sigma_A^2} \right) \quad (5.61)$$

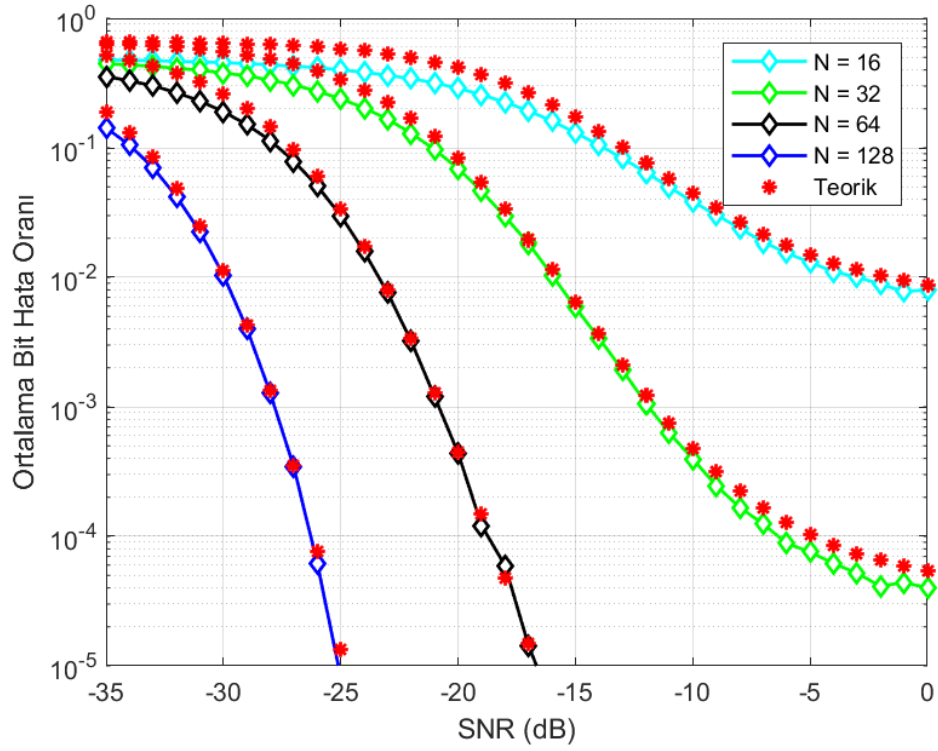
olarak tanımlanır. (5.47) ve (5.48) eşitliklerinde tanımlanan ortalama sembol hatası olasılığı ifadelerinde $\mathcal{M}_\gamma$ yerine (5.61)'de elde edilen ifade yazılarak hatalı kanal faz kestirimi için ortalama sembol hata olasılıkları bulunur. Son olarak, ilgili PEP ve ortalama sembol hata olasılığı (5.37) eşitliğinde yerine koyularak hatalı kanal faz kestirimi için BEP elde edilmektedir.

5.2.2.3 Nümerik ve Benzetim Sonuçları

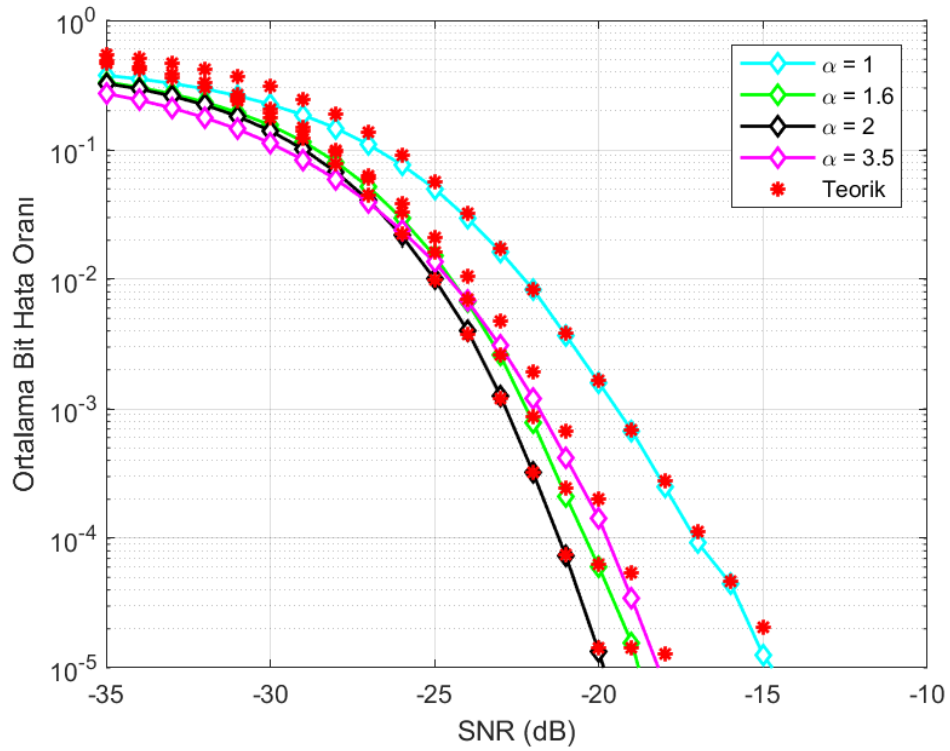
Bu bölümde önerilen sistem modelinin analitik hata performansı Monte-Carlo simülasyon sonuçlarıyla doğrulanmaktadır. Tüm benzetim sonuçları ilintisiz Weibull sönümlemeli kanallar varsayımı altında elde edilmektedir.

Şekil 5.8'de yansıtıcı eleman sayısının mükemmel kanal faz kestirimi durumundaki RIS-tabanlı SM şemasının bit hata oranı performansına etkisini göstermektedir. Elde edilen şekilden görüleceği üzere, yansıtıcı yüzey sayısındaki artış hata performansını artırmaktadır. $N = 32$ 'den $N = 64$ 'e ve $N = 128$ 'e çıkarıldığında her ikisinde de yaklaşık 7 dB'lik kazanç elde edilmektedir. Ayrıca, analitik ve simülasyon sonuçlarının $N > 32$ durumunda tam olarak eşleşmesi merkezi limit teoremi yaklaşımının bu koşuldan itibaren tamamen sağlandığını göstermektedir.

Sönümleme şiddeti parametresinin önerilen sistem modelinin hata performansına



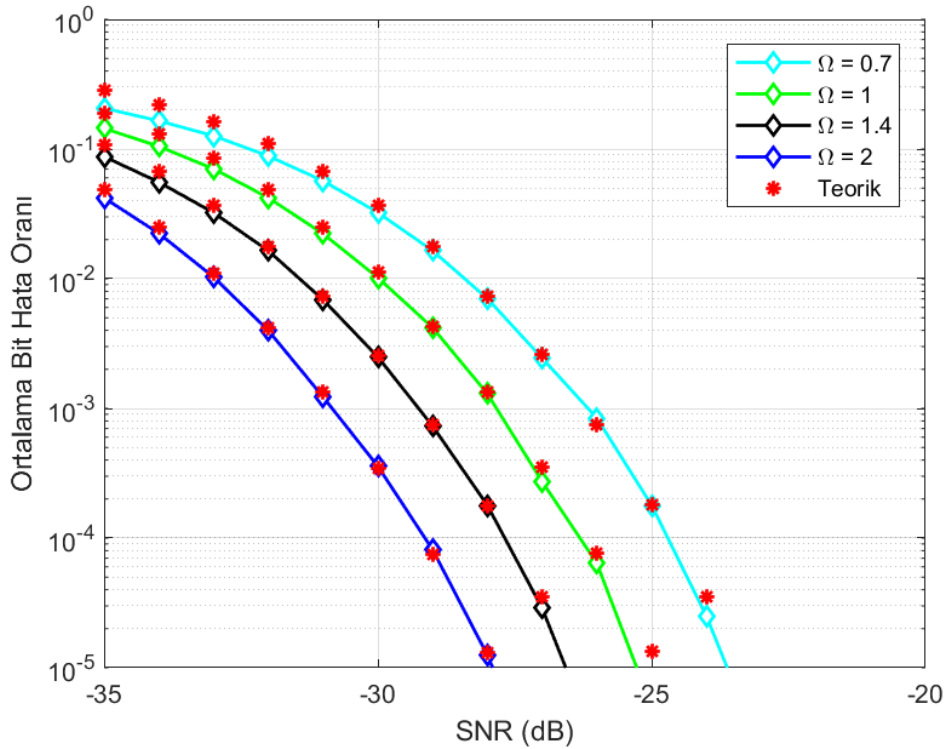
Şekil 5.8 RIS-SM şemasının farklı yansıtıcı yüzey sayısına göre bit hata oranı performansı ($\alpha = 1.2$, $\Omega = 1$, $N_r = 4$, $M = 4$)



Şekil 5.9 RIS-SM şemasının çeşitli α değerleri için bit hata oranı performansı ($N = 64$, $\Omega = 1$, $N_r = 4$, $M = 4$)

etkisi Şekil 5.9’da sunulmaktadır. RIS-SSK’de bahsedildiği gibi RIS-SM şemasında da sönümlemeli kanal modeli Rayleigh dağılımına yaklaştıkça sistemin BER performansı artmaktadır. Araştırmacılar, araçtan araca ya da kablosuz sensor ağları gibi Rayleigh sönümlemeli kanalın modellediği ortamlardan daha kötü koşullar için farklı kanal modelleri üzerine çalışmalar yapmaktadır [55]. Elde edilen sonuçlar bu çalışmadaki ampirik sonuçları desteklemektedir. Ayrıca, $\alpha = 2$ için elde edilen sonuçlar ile [3]’de Rayleigh kanal üzerinden elde edilen sonuçlar tutarlılık göstermektedir.

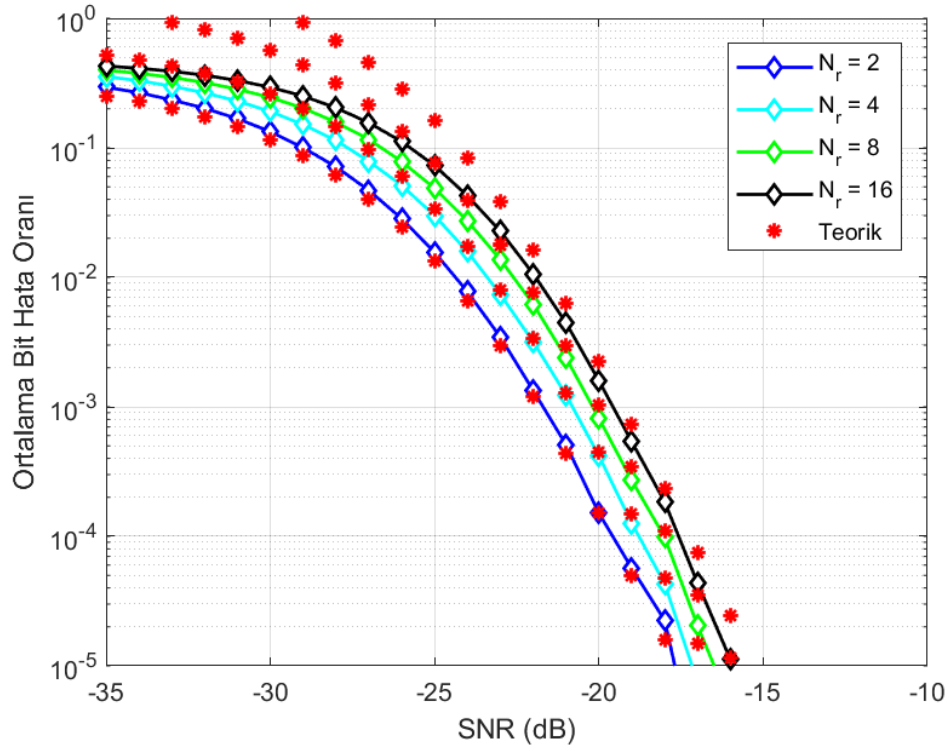
Şekil 5.10’da ortalama kanal gücünün hata performansına etkisi gösterilmektedir. Sonuçlardan açıkça Ω artışının BER performansını artırdığı görülmektedir. Ω ’nın 0.7’den 1.4’ye artışı ve 1’den 2’ye artışı ortalama bit hata oranını 3 dB artırmaktadır. Sonuç olarak, hata performansı ortalama kanal gücüne göre orantısız olarak değişmektedir.



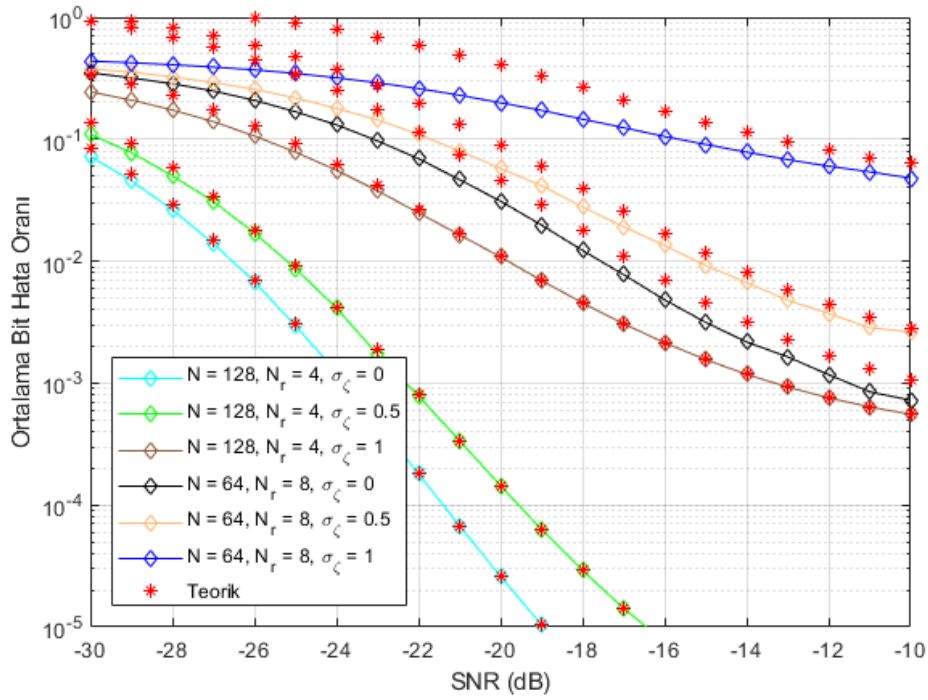
Şekil 5.10 RIS-SM şemasının çeşitli Ω değerleri için bit hata oranı performansı
($N = 128$, $\alpha = 1.2$, $N_r = 4$, $M = 4$)

Alıcı anten sayısının RIS-SM şemasının bit hata oranına etkisi Şekil 5.11’de gösterilmektedir. Beklendiği gibi alıcı anten sayısı artışının hata performansına lineer şekilde belli belirsiz olumsuz etkisi olmaktadır.

Şekil 5.12’de RIS-SM şemasının farklı kanal faz kestirim hatası durumlarındaki hata performansı sunulmaktadır. RIS-SSK şemasında olduğu gibi RIS-SM



Şekil 5.11 RIS-SM şemasının farklı N_r değerleri için bit hata oranı performansı ($N = 64$, $\alpha = 1.2$, $\Omega = 1$, $M = 4$)

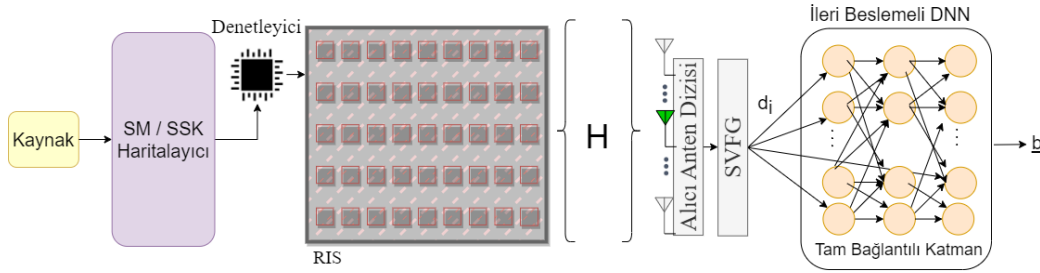


Şekil 5.12 RIS-SM şemasının kanal faz kestirim hatasına göre bit hata oranı performansı ($\alpha = 0.7$, $\Omega = 1$, $M = 4$)

şemasında da kanal faz kestirim hatası arttıkça hata performansı düşmektedir. Ayrıca, $N \leq 64$ ve $\alpha \leq 1$ olduğu durumlarda yüksek SNR’da saturasyon bölgesi oluşmaktadır. Son olarak, teorik analizlerde elde edilen tüm hata performans sonuçları ile Monte-Carlo simülasyon çıktıları oldukça uyumlu sonuçlar vermektedir.

5.2.3 Blok-DNN Performans Analizi

Şekil 5.13’te B-DNN alıcı yapısının RIS-tabanlı SM veya SSK şemasıyla birlikte kullanımı gösterilmektedir. RIS yüzeylerinden yansıyıp alıcı anten dizisine gelen işaretler ayrık özellik vektörü çıkarımı (Separate Feature Vector Generator, SFVG) methodunu kullanarak işlenmesi daha kolay bir formata dönüştürülmektedir. Sonrasında L tam bağlantılı katman kullanarak işaret kestirimi yapılmaktadır. Şekil 5.14’te görüldüğü üzere L katmanlı ağ yapısı girdi katmanı, gizli katmanlar ve çıktı katmanından oluşur. B-DNN alıcı yapısı özellik vektörü çıkarımı, ileri beslemeli DNN ve kestirim kısımlarından oluşmaktadır.



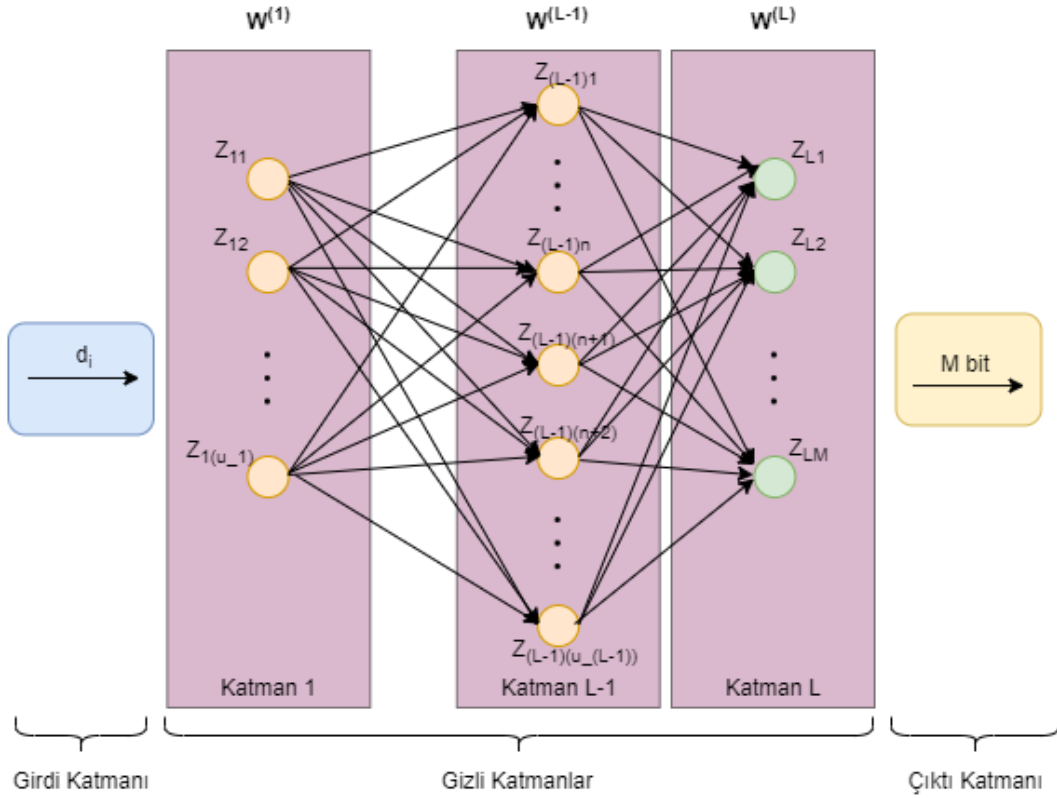
Şekil 5.13 B-DNN alıcı yapısı kullanan RIS-IM sistem modeli

- **Özellik Vektörü Çıkarımı:** Derin öğrenme algoritmalarının daha verimli çalışması için ham verinin temiz veri setine dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu nedenle, SFVG methodu yardımıyla karmaşık veri vektör verisine dönüştürülmektedir. Bu yöntem, ham karmaşık IQ verilerini gerçek değerli vektörlere ayrıştırmaktadır. Örneğin, bu yöntemle ayrıştırılmış alıcıdaki işaret y , aşağıdaki gibi gösterilmektedir:

$$f_{SFVG}(y) = [|\Re(y_{1,1})|, |\Im(y_{1,1})|, \dots, |\Re(y_{N_r,1})|, |\Im(y_{N_r,1})|]^T \quad (5.62)$$

Bu yöntemi kullanarak özellik vektörünü her bir iletim zamanı için $D(j) = [d_1, \dots, d_i, \dots, d_N]$, $j \in 1, 2, \dots, N_s$ şeklinde gösterilir. Buradaki her bir d_i ifademiz alıcıdaki ham veri y ve kanal matrisi H ile aşağıdaki şekilde oluşturulur:

$$d_i = [f_{SFVG}(y^j)^T, f_{SFVG}(H^j)^T]^T \quad (5.63)$$



Şekil 5.14 Tam bağlantılı katman yapısı

- İleri Beslemeli DNN: Alıcıya gelen her bir işaretin kestirimi için $L - 1$ gizli katman içeren L tam bağlantılı katmanlar kullanılır. Önerilen DNN'in parametreleri Tablo 5.1'de gösterilmektedir. L -katmanlı DNN serisinin girdi ve çıktı haritalamaları

$$Z_L = \sigma \left(W^L \left(\sigma \left(W^{L-1} \left(\cdots \sigma \left(W^1 Z_0 + b_1 \right) \cdots \right) + b_{L-1} \right) \right) + b_L \right) \quad (5.64)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, σ aktivasyon fonksiyonu ve b_l bias vektörünü ifade ederken, Z_0 son vektör girdisine d_i eşittir.

Son katman dışındaki katmanlarda kullanılan ReLU fonksiyonu

$$\sigma(x) = \max(0, x) \quad (5.65)$$

şeklinde ifade edilir. Bu fonksiyon, girdi değeri negatif olan durumlarda sıfır, pozitifse direk girdi değerini çıktı olarak verir.

Son katmanda kullanılan softmax fonksiyonu nöronlara $[0, 1]$ aralığında ve toplamı 1 olacak şekilde olasılık değerleri belirler. Softmax fonksiyonunun ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$\text{softmax}(x_i) = e^{x_i} / (e^{x_1} + e^{x_2} + \cdots + e^{x_n}) \quad (5.66)$$

Burada x_i , girdi vektörünün i . elemanını temsil ederken, n girdi boyutunu ifade eder.

Sınıflandırma problemlerinde sıklıkla kullanılan kayıp fonksiyonlarından biri de çapraz entropi fonksiyonudur. Tahmin edilen sınıf olasılıkları ile gerçek sınıf etiketleri arasındaki farkı hesaplayarak bir hata skoru elde edilir. Çapraz entropi kayıp fonksiyonu matematiksel olarak şu şekilde ifade edilir:

$$L(p, q) = - \sum (p_i \times \log(q_i)) \quad (5.67)$$

Kayıp fonksiyonunun minimize edilmesi için rastgele türev inişi (Stochastic Gradient Descent, SGD) fonksiyonu kullanılır. SGD, model parametrelerini güncelleyerek kayıp fonksiyonunu optimize eder. Eğitim süreci, belirli bir döngü sayısına veya başka bir kriter sağlanıncaya kadar devam eder.

Tablo 5.1 Ağ ve Eğitim Parametreleri

Parametreler	Değerler	Parametreler	Değerler
Girdi Düşümleri	$2(N_r + N_r)$	Öğrenme Oranı	0.005
Gizli Katman Aktivasyon	ReLU	Son Katman Aktivasyon	Softmax
Kayıp Fonksiyonu	Çapraz entropi	Optimizasyon	SGD
Döngü Sayısı	50	BPSK Gizli Düşüm	128-64-32
QPSK Gizli Düşüm	256-128-64	QAM Gizli Düşüm	512-256-128

- Kestirim: Her bir iletim zamanında elde edilen N girdi vektörü d_i , N_p tane çıktı vektörü Z_L oluşturmaktadır. Bu kapsamda, iletilen işaret $\hat{s}_{i_k} = S_n$,

$$\hat{n} = \arg \max_{n \in 1, \dots, M} (Z_{L_n}) \quad (5.68)$$

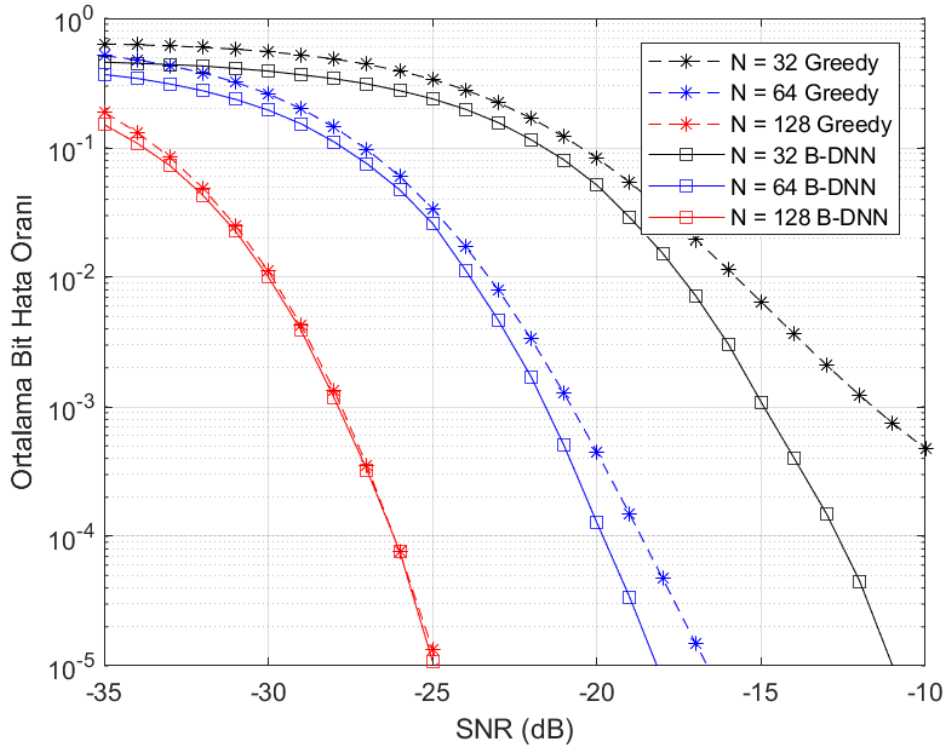
şeklinde kestirilir. Kestirim sonucu elde edilen N tane sembol vektörünün alıcısındaki işaret ile öklid uzaklığı hesaplanarak minimum değerin indisi bulunur.

$$\hat{i} = \arg \min_{i \in 1, \dots, N} \|y^j - H_{l_i}^j \hat{s}_i^j\|_F^2 \quad (5.69)$$

Son olarak, elde edilen indis değerine karşılık gelen sembol ifadesi B-DNN alıcı yapısının kestirim yaptığı çıktı sembolü olur.

5.2.3.1 Benzetim Sonuçları

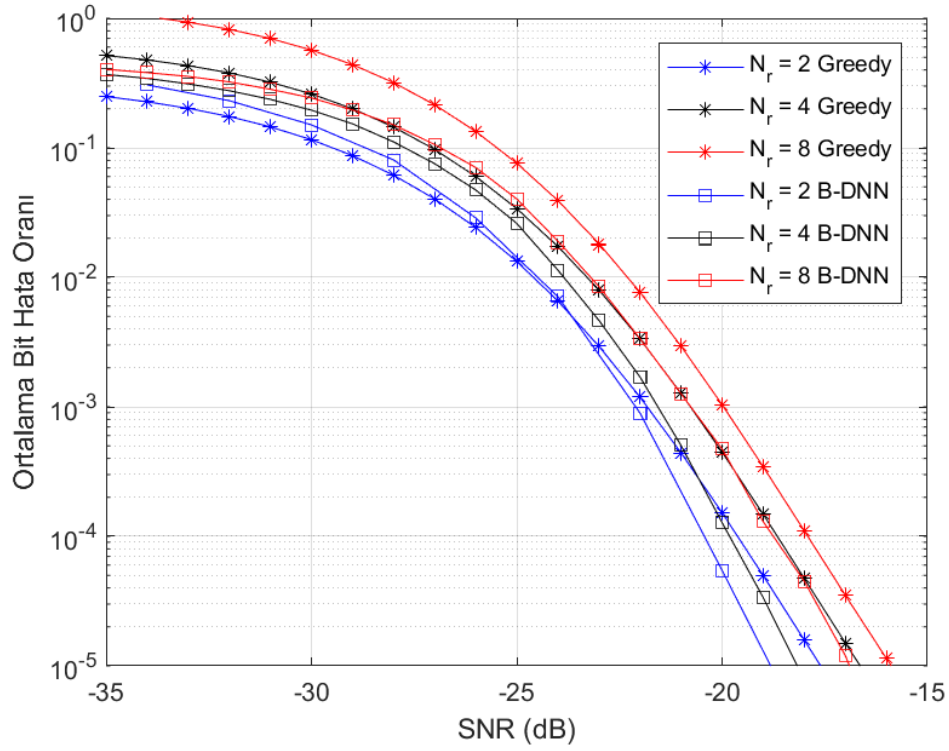
Bu bölümde B-DNN alıcı yapısı kullanıldığında elde edilen hata performans sonuçlarıyla Greedy alıcı yapısı kullanımındaki teorik hata performansının kıyaslaması verilmektedir.



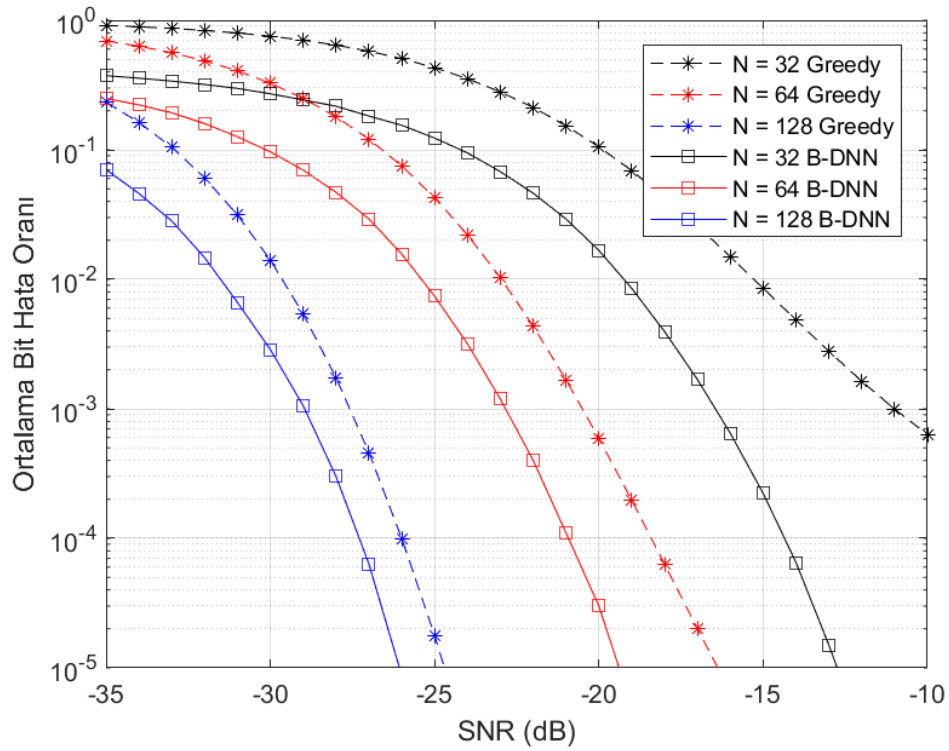
Şekil 5.15 B-DNN alıcı yapısı kullanılan RIS-SM şemasının farklı N değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N_r = 4$, $M = 4$, $\alpha = 1.2$, $\Omega = 1$)

Şekil 5.15'te görüldüğü üzere B-DNN yapısının alıcıda kullanılması durumunda da N sayısı arttıkça sistemin hata performansı iyileşmektedir. Ayrıca, özellikle $N = 32$ durumunda Greedy alıcı yapısı kullanımında hata tabanına yaklaştığı için B-DNN alıcı yapısı sistemin hata performansını artırmaktadır. Özellikle, Greedy alıcı yapısında düşük yansıtıcı yüzey sayısı kullanımında SNR artışının performansa etkisi yüksek SNR'da giderek azalmaktadır. Fakat, B-DNN alıcı yapısı kullanımında yüzey sayısına bağlı hata performansı kısıtlaması ortadan kalkmaktadır. Şekil 5.16'da alıcı anten sayısının B-DNN alıcı yapısının performansına etkisi gözlemlenmektedir. Greedy alıcı yapısında olduğu gibi B-DNN alıcı yapısında da N_r arttıkça bit hata performansı kötüleşmektedir. Fakat, B-DNN alıcı yapısı alıcıdaki işlem yükünü azaltarak enerji verimli bir sistem modeli sağlamakla birlikte özellikle düşük gürültü bölgesinde Greedy alıcı yapısına kıyasla daha iyi hata performansı sağlamaktadır.

Şekil 5.17'de görüldüğü gibi B-DNN alıcı yapısının hata performansına olumlu etkisi RIS-SSK için daha belirgin gözlenmektedir. Ayrıca, Greedy alıcı yapısında olduğu gibi B-DNN alıcı yapısında da artan yansıtıcı yüzey sayısının bit hata oranı performansına olumlu etkisi olmaktadır.



Şekil 5.16 B-DNN alıcı yapısı kullanılan RIS-SM şemasının farklı N_r değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N = 64$, $M = 4$, $\alpha = 1.2$, $\Omega = 1$)



Şekil 5.17 B-DNN alıcı yapısı kullanılan RIS-SSK şemasının farklı N değerlerine göre bit hata oranı performansı ($N_r = 4$, $\alpha = 1.2$, $\Omega = 1$)

6 SONUÇ

Bu tez çalışmasında, yüksek spektral ve enerji verimliliği sağlayan İndis Modülasyon tekniklerinden SSK ve SM tekniklerinin temel çalışma prensipleri, teorik hata başarımları analizleri incelenmiştir. Ayrıca, uyarlanabilir akıllı yüzeyler tekniğinin sistem modelleri ve analitik hata başarımları analizleri incelenmiştir.

Hem indis modülasyon tekniklerinin avantajlarını hem de uyarlanabilir akıllı yüzeyler tekniğinin avantajlarını elde etmek amacıyla önerilen RIS-tabanlı SM ve SSK sistemler bu tez çalışmasının temel konusunu oluşturmaktadır. Bu tez çalışmasında, literatüre ek olarak RIS-tabanlı SSK ve SM şemalarının Weibull sönümlenmeli kanal üzerinden Greedy alıcı yapısı kullanılarak hem mükemmel kanal faz kestirimi hem de hatalı kanal faz kestirimi durumu için bit hata oranı ifadeleri analitik olarak elde edilmiştir. Diğer önemli katkı, önerilen sistem modellerinin Gauss dağılımlı kanal faz kestirimi hatası durumundaki hata başarımları performansı teorik olarak elde edilmiştir. Tüm teorik ifadeler düşük karmaşıklıkla optimale yakın Greedy alıcı yapısı kullanılarak elde edilmiştir. Ayrıca, alıcıdaki işlem yükünü azaltan ve sistemi daha akıllı bir modele dönüştüren B-DNN alıcı yapısı kullanılarak bit hata performansı incelenmiştir. Bu kapsamda, B-DNN alıcı yapısının Greedy alıcı yapısından iyi sonuçlar verdiği benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir. Ek olarak, elde edilen analitik sonuçlar çeşitli sistem parametreleri kullanılarak Monte-Carlo simülasyon sonuçlarıyla doğrulanmıştır. Sonuç olarak, RIS-tabanlı indis modülasyon tekniklerinin faz kestirim hatası, optimal olmayan alıcı yapısı, kötü haberleşme kanal modeli gibi kötü koşullara rağmen yüksek güvenilirlik ve yüksek spektral verimlilik sağladığı gösterilmiştir.

İleriye yönelik çalışmalarda, RIS-tabanlı IM şemalarının uzaysal modülasyon teknikleri ile birlikte kullanılması ele alınabilir. Ayrıca, Alamouti Uzay Zaman Blok Kodlamanın RIS-tabanlı IM şemalarında kullanılması diğer bir çalışma olabilir.

- [1] E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, H. Haas, “Index modulation techniques for next-generation wireless networks,” *IEEE access*, vol. 5, pp. 16 693–16 746, 2017.
- [2] E. Basar, “Transmission through large intelligent surfaces: A new frontier in wireless communications,” in *2019 European Conference on Networks and Communications (EuCNC)*, IEEE, 2019, pp. 112–117.
- [3] E. Basar, “Reconfigurable intelligent surface-based index modulation: A new beyond mimo paradigm for 6g,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 5, pp. 3187–3196, 2020.
- [4] R. Pepper, “Cisco visual networking index (vni) global mobile data traffic forecast update,” Cisco, Tech. Rep., Feb. 2013. Accessed: Jul. 10, 2019.[Online]. Available ..., Tech. Rep., 2013.
- [5] M. Sefunç, “Index modulation techniques for energy-efficient transmission in large-scale mimo systems,” 2020.
- [6] N. Alliance, “5g white paper,” *Next generation mobile networks, white paper*, vol. 1, 2015.
- [7] T. L. Marzetta, “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” *IEEE transactions on wireless communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, 2010.
- [8] Y. Niu, Y. Li, D. Jin, L. Su, A. V. Vasilakos, “A survey of millimeter wave communications (mmwave) for 5g: Opportunities and challenges,” *Wireless networks*, vol. 21, no. 8, pp. 2657–2676, 2015.
- [9] R. Gerzaguet *et al.*, “The 5g candidate waveform race: A comparison of complexity and performance,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2017, no. 1, pp. 1–14, 2017.
- [10] S. Bahng, S. Shin, Y.-O. Park, “Ml approaching mimo detection based on orthogonal projection,” *IEEE communications letters*, vol. 11, no. 6, pp. 474–476, 2007.
- [11] E. Seifi, M. Atamanesh, A. K. Khandani, “Media-based mimo: Outperforming known limits in wireless,” in *2016 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, IEEE, 2016, pp. 1–7.
- [12] Y. Naresh, A. Chockalingam, “On media-based modulation using rf mirrors,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 6, pp. 4967–4983, 2016.
- [13] E. Basar, “Media-based modulation for future wireless systems: A tutorial,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 26, no. 5, pp. 160–166, 2019.

- [14] Y. Ding, K. J. Kim, T. Koike-Akino, M. Pajovic, P. Wang, P. Orlik, "Spatial scattering modulation for uplink millimeter-wave systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 7, pp. 1493–1496, 2017.
- [15] Y. Ding, V. Fusco, A. Shitvov, Y. Xiao, H. Li, "Beam index modulation wireless communication with analog beamforming," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 7, pp. 6340–6354, 2018.
- [16] R. Mesleh, A. Alhassi, *Space modulation techniques*. John Wiley & Sons, 2018.
- [17] E. Başar, Ü. Aygözü, E. Panayırçı, H. V. Poor, "Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 61, no. 22, pp. 5536–5549, 2013.
- [18] R. Y. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C. W. Ahn, S. Yun, "Spatial modulation," *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 57, no. 4, pp. 2228–2241, 2008.
- [19] A. E. Canbilen, "Performance analysis of rns-assisted sm with 1/q imbalance," *Physical Communication*, p. 101 473, 2021.
- [20] A. Li, L. Song, B. Vucetic, Y. Li, "Interference exploitation precoding for reconfigurable intelligent surface aided multi-user communications with direct links," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 11, pp. 1937–1941, 2020.
- [21] S. W. Ellingson, "Path loss in reconfigurable intelligent surface-enabled channels," in *2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, IEEE, 2021, pp. 829–835.
- [22] W. Tang *et al.*, "Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 1, pp. 421–439, 2020.
- [23] J. C. B. Garcia, A. Sibille, M. Kamoun, "Reconfigurable intelligent surfaces: Bridging the gap between scattering and reflection," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 11, pp. 2538–2547, 2020.
- [24] M. Di Renzo, F. H. Danufane, X. Xi, J. De Rosny, S. Tretyakov, "Analytical modeling of the path-loss for reconfigurable intelligent surfaces—anomalous mirror or scatterer?" In *2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, IEEE, 2020, pp. 1–5.
- [25] R. Mesleh, S. S. Ikki, H. M. Aggoune, "Quadrature spatial modulation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 6, pp. 2738–2742, 2014.
- [26] J. Jeganathan, A. Ghayeb, L. Szczecinski, "Generalized space shift keying modulation for mimo channels," in *2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, IEEE, 2008, pp. 1–5.
- [27] A. Younis, S. Sinanovic, M. Di Renzo, R. Mesleh, H. Haas, "Generalised sphere decoding for spatial modulation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 7, pp. 2805–2815, 2013.

- [28] S. Sugiura, S. Chen, L. Hanzo, “Generalized space-time shift keying designed for flexible diversity-, multiplexing-and complexity-tradeoffs,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 4, pp. 1144–1153, 2011.
- [29] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsioliaridou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, I. Akyildiz, “A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 9, pp. 162–169, 2018.
- [30] M. Di Renzo *et al.*, “Smart radio environments empowered by reconfigurable ai meta-surfaces: An idea whose time has come,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2019, no. 1, pp. 1–20, 2019.
- [31] E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M. Debbah, M.-S. Alouini, R. Zhang, “Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces,” *IEEE access*, vol. 7, pp. 116 753–116 773, 2019.
- [32] F. Danufane, “Wireless communications assisted by reconfigurable intelligent surfaces: An electromagnetic model,” Ph.D. dissertation, Université Paris-Saclay, 2021.
- [33] W. Saad, M. Bennis, M. Chen, “A vision of 6g wireless systems: Applications, trends, technologies, and open research problems,” *IEEE network*, vol. 34, no. 3, pp. 134–142, 2019.
- [34] J. Zhao, “A survey of intelligent reflecting surfaces (irss): Towards 6g wireless communication networks with massive mimo 2.0,” *arXiv preprint arXiv:1907.04789*, 2019.
- [35] A. E. Canbilen, E. Basar, S. S. Ikki, “Reconfigurable intelligent surface-assisted space shift keying,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 9, pp. 1495–1499, 2020.
- [36] C. Huang, R. Mo, C. Yuen, “Reconfigurable intelligent surface assisted multiuser miso systems exploiting deep reinforcement learning,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 8, pp. 1839–1850, 2020.
- [37] S. Li, B. Duo, X. Yuan, Y.-C. Liang, M. Di Renzo, “Reconfigurable intelligent surface assisted uav communication: Joint trajectory design and passive beamforming,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 5, pp. 716–720, 2020.
- [38] S. Lin, B. Zheng, G. C. Alexandropoulos, M. Wen, F. Chen, *et al.*, “Adaptive transmission for reconfigurable intelligent surface-assisted ofdm wireless communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 11, pp. 2653–2665, 2020.
- [39] B. Zheng, Q. Wu, R. Zhang, “Intelligent reflecting surface-assisted multiple access with user pairing: Noma or oma?” *IEEE Communications Letters*, vol. 24, no. 4, pp. 753–757, 2020.
- [40] A. Taha, M. Alrabeiah, A. Alkhateeb, “Enabling large intelligent surfaces with compressive sensing and deep learning,” *IEEE access*, vol. 9, pp. 44 304–44 321, 2021.

- [41] S. Liu, Z. Gao, J. Zhang, M. Di Renzo, M.-S. Alouini, "Deep denoising neural network assisted compressive channel estimation for mmwave intelligent reflecting surfaces," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 8, pp. 9223–9228, 2020.
- [42] G. Tzeremes, C. Christodoulou, "Use of weibull distribution for describing outdoor multipath fading," in *IEEE antennas and propagation society international symposium (IEEE Cat. No. 02CH37313)*, IEEE, vol. 1, 2002, pp. 232–235.
- [43] M. You, H. Sun, J. Jiang, J. Zhang, "Effective rate analysis in weibull fading channels," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 5, no. 4, pp. 340–343, 2016.
- [44] N. H. Shepherd, "Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 mhz frequency range," *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 37, no. 1, pp. 3–72, 1988.
- [45] J. Crawford, Y. Ko, "Low complexity greedy detection method with generalized multicarrier index keying ofdm," in *2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, IEEE, 2015, pp. 688–693.
- [46] H. Albinsaid, K. Singh, S. Biswas, C.-P. Li, M.-S. Alouini, "Block deep neural network-based signal detector for generalized spatial modulation," *IEEE Communications Letters*, vol. 24, no. 12, pp. 2775–2779, 2020.
- [47] T. Rappaport, *Wireless communications: Principles and practice*, English (US). Prentice Hall, 1996, isbn: 0133755363.
- [48] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. 1. characterization," *IEEE Communications magazine*, vol. 35, no. 7, pp. 90–100, 1997.
- [49] G. L. Stüber, G. L. Steuber, *Principles of mobile communication*. Springer, 1996, vol. 2.
- [50] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, L. Szczecinski, A. Ceron, "Space shift keying modulation for mimo channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 7, pp. 3692–3703, 2009.
- [51] E. Björnson, H. Wymeersch, B. Matthiesen, P. Popovski, L. Sanguinetti, E. de Carvalho, "Reconfigurable intelligent surfaces: A signal processing perspective with wireless applications," *arXiv preprint arXiv:2102.00742*, 2021.
- [52] J. G. Proakis, M. Salehi, *Digital communications*. McGraw-hill New York, 2001, vol. 4.
- [53] M. K. Simon, M.-S. Alouini, *Digital communication over fading channels*. New York: Wiley, 2001.
- [54] V. V. Petrov, *Sums of independent random variables*. De Gruyter, 2022.
- [55] D. W. Matolak, J. Frolik, "Worse-than-rayleigh fading: Experimental results and theoretical models," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 4, pp. 140–146, 2011.

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Makale

1. O. Salan, F. Bayar, and H. Ilhan, “Performance evaluation of RIS-based SSK and SM schemes with perfect and imperfect channel phase estimation over weibull fading channels,” AEU - International J. of Electron. and Commun, vol. 136, p. 153713, 2021.

