

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİMDE ENERJİ HASATLAMA

BÜŞRA DEMİRKOL
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GEBZE
2019

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİMDE
ENERJİ HASATLAMA

BÜŞRA DEMİRKOL
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
PROF. DR. OĞUZ KUCUR

GEBZE
2019

T.R.
GEBZE TECHNICAL UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

NON-ORTHOGONAL MULTIPLE ACCESS
WITH ENERGY HARVESTING

BÜŞRA DEMİRKOL
A THESIS SUBMITTED FOR THE DEGREE OF
MASTER OF SCIENCE
DEPARTMENT OF ELECTRONICS ENGINEERING

THESIS SUPERVISOR
PROF. DR. OĞUZ KUCUR

GEBZE
2019

GTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ..03../07../2019 tarih ve ..2019../30... sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından ..23../08../2019 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Büşra Demirkol'un tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI)

: Prof. Dr. Oğuz KUCUR

ÜYE

: Dr. Öğr. Üyesi Köksal HOCAOĞLU

ÜYE

: Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ

ONAY

Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
...../...../..... tarih ve/..... sayılı kararı.

ÖZET

Bu çalışmada, beşinci nesil haberleşmenin önemli ihtiyaçlarından spektral ve enerji verimliliğini arttıracak olan Dik Olmayan Çoklu Erişimde Enerji Hasadı incelenmiştir. İncelenen sistemde, baz istasyonu bir enerji hasatlamalı röle aracılığıyla aynı anda iki kullanıcıya hizmet vermektedir. Baz istasyonundan kullanıcılara yapılan iletim iki zaman aralığında yapılmaktadır. Birinci zaman aralığında; röle, baz istasyonundan aldığı işaretlerden enerji hasatlar, ikinci zaman aralığında, kuvvetlendir-ve-aktar metodu kullanarak, aldığı işaretleri kullanıcılara iletir. Röle, bu iletim sırasında hasatladığı enerjiyi kullanır. İletim yapılırken, birinci atlamada ortak verici-alıcı anten seçimi işlemi yapılırken, ikinci atlamada kullanıcılarda alıcı anten seçimi işlemi yapılmaktadır. Dügümler arası kanallar Nakagami- m dağılımı ile modellenmiştir. İncelenen dik olmayan çoklu erişimli enerji hasatlamalı röle ağının yarı-çift yönlü röle için kesinti olasılığı analizi yapılmış ve kapalı form ifadesi elde edilmiştir. Analiz benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır. Aynı ağın tam-çift yönlü röle için işaret karışım ve gürültüye oranı ifadesi türetilmiş ve kesinti olasılığı benzetimi yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Dik Olmayan Çoklu Erişim, Enerji Hasatlama, Ortak Verici ve Alıcı Anten Seçimi, Alıcı Anten Seçimi.

SUMMARY

In this work, Non-Orthogonal Multiple Access with Energy Harvesting techniques which can increase the spectral and energy efficiencies, which are the important needs of fifth generation communications, is examined. In the examined system, the base station communicates with two users simultaneously via an energy harvesting relay. The transmission from the base station to the users is done over two time slots. In the first time slot, the relay harvests energy from the signals received from the base station and in the second time slot, the relay transmits the signals to the users using the amplify-and-forward method. The relay uses the harvested energy during transmission. Joint transmit and receive antenna selection technique is performed in the first hop. In the second hop, the users adopt receive antenna selection technique. The channels between nodes are modeled by the Nakagami- m distribution. Outage probability analysis of non-orthogonal multiple access-based energy harvested relay networks is performed and closed form expression is obtained for half-duplex relay. The analysis is verified by the simulation results. Signal-to-interference-and-noise ratio of the same network is derived for full-duplex relay and outage probability performance is examined by simulations.

Key Words: Non-Orthogonal Multiple Access, Energy Harvesting, Joint Transmit and Receive Antenna Selection, Receive Antenna Selection.

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim ve bu çalışmanın yürütülmesi sırasında kıymetli bilgi, birikim ve tecrübeleri ile bana yol gösterici ve destek olan değerli danışmanım sayın Prof. Dr. Oğuz KUCUR'a,

Bütün çalışmalarım boyunca bilgi ve tecrübelerini benden esirgemeyen kıymetli Arş. Gör. Mesut TOKA'ya,

Yine çalışmamda kaynak ve yöntem açısından bana sürekli yardımda bulunarak yol gösteren ve manevi olarak da destek olan değerli arkadaşım Mahmoud ALDABABSA'ya,

Bu tezde sunulan çalışmayı 118E274 numaralı proje kapsamında destekledikleri için Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK)'na,

Tez teslimi sırasında yaşadığım sağlık problemleri sırasında manevi destekleri ile yanımda olan değerli arkadaşlarım Seher MİNİZ ve Özgü GÖKSU'ya,

Beni bugünlere getiren ve benden hiçbir zaman desteğini esirgemeyen çok kıymetli annem Mine DEMİRKOL ve babam Hüseyin DEMİRKOL'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği	1
2. TELSİZ HABERLEŞMEDE TEMEL KAVRAMLAR	4
2.1. Kablolu ve Kablosuz Kanalların İstatistiksel Modelleri	4
2.1.1. AWGN Kanalı	4
2.1.2. Çok Yollu Sönümlenme Kanalları	5
2.1.2.1. Rayleigh Sönümlenmeli Kanal	6
2.1.2.2. Nakagami-m Sönümlenmeli Kanal	6
2.1.2.3. Rician Sönümlenmeli Kanal	7
2.1.3. Hata Performans Eğrileri	7
2.2. Anten Çeşitleme Teknikleri	10
2.2.1. Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri	11
2.2.1.1. Seçmeli Birleştirme	12
2.2.1.2. En Büyük Oranlı Birleştirme	13
2.2.1.3. Eşit Kazançlı Birleştirme	14
2.2.1.4. Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme	15
2.2.1.5. Hata Performans Eğrileri	16
2.2.2. Verici Anten Çeşitleme Teknikleri	19
2.2.2.1. Verici Anten Seçimi	19
2.2.2.2. En Büyük Oranlı İletim	21
2.2.2.3. Dik Uzay-Zaman Blok Kodlama	23
2.2.2.4. Hata Performans Eğrileri	25

2.2.3. Hibrit Anten Çeşitleme Teknikleri	27
2.2.3.1. Ortak Verici ve Alıcı Anten Seçimi	27
2.2.3.2. TAS/OSTBC	29
2.2.3.3. Hata Performans Eğrileri	31
2.3. Röleli Haberleşme Teknikleri	33
2.3.1. Yarı-Çift Yönlü İletim Yapan Röleli Haberleşme Teknikleri	36
2.3.1.1. İki Atlamalı TAS/MRC Tekniği	36
2.3.1.2. İki Atlamalı JTRAS Tekniği	38
2.3.1.3. İki Atlamalı OSTBC/MRC Tekniği	40
2.3.1.4. Hata Performans Eğrileri	42
2.3.2. Tam-Çift Yönlü İletim Yapan Röleli Haberleşme Teknikleri	44
2.3.2.1. İki Atlamalı TAS/MRC Tekniği	44
2.3.2.2. İki Atlamalı JTRAS Tekniği	46
2.3.2.3. İki Atlamalı OSTBC/MRC Tekniği	49
2.3.2.4. Hata Performans Eğrileri	51
3. MAKS-MAKS ANTEN SEÇİMİNİN TAM-ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ AĞLARDA PERFORMANSI	56
3.1. Sistem Modeli	56
3.2. MMAS Tekniği	57
3.3. Performans Analizi	58
3.4. Nümerik Sonuçlar	61
4. DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİMDE ENERJİ HASATLAMA	66
4.1. Dik Olmayan Çoklu Erişim	66
4.1.1. İşbirlikli NOMA Sistemleri	68
4.2. Yarı-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar Tipi EH-Röle Kullanılan İki Atlamalı MIMO-NOMA Ağlarda JTRAS/RAS Tekniğinin Performansı	74
4.2.1. İki Atlamalı Yarı-Çift Yönlü Röleli Sistem Modeli	74
4.2.2. Performans Analizi	76
4.2.2.1. İşaretin-Karışım-ve-Gürültüye Oranı İstatistiksel Özellikleri	77
4.2.2.2. Kesinti Olasılığı Analizi	80
4.2.3. Nümerik Sonuçlar	81
4.3. Tam-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar Tipi EH-Röle Kullanılan İki Atlamalı MIMO-NOMA Ağlarda JTRAS/RAS Tekniğinin Performansı	84
4.3.1. İki Atlamalı Tam-Çift Yönlü Röleli Sistem Modeli ve SINR Analizi	84

4.3.2. Nümerik Sonuçlar	88
5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER	90
KAYNAKLAR	91
ÖZGEÇMİŞ	95
EKLER	96

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler ve</u> <u>Kisaltmalar</u>	<u>Açıklamalar</u>
5G	: Beşinci Nesil
AF	: Kuvvetlendir-ve-aktar
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
BER	: Bit Hata Olasılığı
BFSK	: İkili Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
BPCU	: Kanal Başına Kullanılan Bit Sayısı
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
CDF	: Birikimli Dağılım Fonksiyonu
CSI	: Kanal Durum Bilgisi
EH	: Enerji Hasatlama
FD	: Tam-çift Yönlü
HD	: Yarı-çift Yönlü
IoT	: Nesnelerin İnterneti
JTRAS	: Ortak Verici-Alıcı Anten Seçimi
LOS	: Doğrudan Görüş Hattı
M-FSK	: M'li Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
MGF	: Moment Üreten Fonksiyon
MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı
M-PSK	: M'li Faz Kaydırmalı Anahtarlama
M-QAM	: M'li Dik Genlik Modülasyonu
MRC	: En Büyük Oranlı Birleştirme
NOMA	: Dik Olmayan Çoklu Erişim
OFDMA	: Dik Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
OMA	: Dik Çoklu Erişim
OP	: Kesinti Olasılığı
PDF	: Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
PSR	: Güç Bölme Tabanlı Rôle
RAS	: Alıcı Anten Seçimi
SER	: Sembol Hata Olasılığı

SIC	:	Ardışık Karışım Giderme
SINR	:	İşaretin-karışım-ve-gürültüye Oranı
SNR	:	İşaret-gürültü Oranı
SWIPT	:	Eş Zamanlı Kablosuz Bilgi ve Güç Aktarımı
TAS	:	Verici Anten Seçimi
TSR	:	Zaman Bölme Tabanlı Röle

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil No</u>		<u>Sayfa</u>
2.1:	AWGN kanal yapısı.	4
2.2:	BPSK modülasyonunun AWGN ve sönümlenmeli kanallarda SNR'a göre bit hata olasılığı karşılaştırması.	9
2.3:	Sayısal modülasyon tekniklerinin Rayleigh sönümlenmeli kanallarda SNR'a göre sembol hata olasılığı karşılaştırması.	10
2.4:	Anten çeşitlemeli alıcı yapısı.	11
2.5:	SC, MRC ve EGC tekniklerinin $N_r = 4$ durumunda BPSK modülasyonu için Nakagami- m sönümlenmeli kanalda $m = 1$ (Rayleigh) ve $m = 3$ parametreleri için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması.	18
2.6:	GSC tekniğinin $N_r = 4$ ve $N_s = 1,2,3,4$ durumlarında BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlenmeli kanalda ortalama BER performansları.	18
2.7:	Verici anten seçimi tekniği sistem modeli.	19
2.8:	En büyük oranlı iletim tekniği sistem modeli.	21
2.9:	Alamouti tekniği sistem modeli.	23
2.10:	TAS tekniğinin $N_t = 1,2,3,4$ verici anten sayıları için Rayleigh sönümlenmeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.	26
2.11:	MRT tekniğinin $N_t = 1,2,3,4$ verici anten sayıları için Rayleigh sönümlenmeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.	26
2.12:	TAS, MRT, G_2 -OSTBC ve G_3 -OSTBC tekniklerinin farklı verici anten sayıları için Rayleigh sönümlenmeli kanalda BPSK modülasyonu için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması.	27
2.13:	JTRAS tekniğinin farklı anten konfigürasyonları için Rayleigh sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.	32

2.14:	TAS/ G_2 -OSTBC tekniğinin $N_t = 2,3,4,5$ ve $N_r = 1$ anten sayıları için Rayleigh sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalma BER performansı.	32
2.15:	TAS/ G_3 -OSTBC tekniğinin $N_t = 3,4,5$ ve $N_r = 1$ anten sayıları için Rayleigh sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalma BER performansı.	33
2.16:	Röleli haberleşme sistem modeli.	34
2.17:	İki atlamalı HD ağlarda TAS/MRC tekniğinin sistem modeli.	37
2.18:	İki atlamalı HD ağlarda JTRAS tekniğinin sistem modeli.	39
2.19:	İki atlamalı HD ağlarda OSTBC/MRC tekniğinin sistem modeli.	40
2.20:	TAS/MRC tekniği kullanılan iki atlamalı HD MIMO sistemin Nakagami- m sönümlenmeli kanalda BER performansı.	43
2.21:	G_2 -OSTBC /MRC tekniği için HD röleli sistemin farklı kanal koşulları için BER performansı.	43
2.22:	İki atlamalı FD ağlarda TAS/MRC tekniği sistem modeli.	44
2.23:	İki atlamalı FD ağlarda anten seçim tekniği sistem modeli.	47
2.24:	İki atlamalı FD ağlarda OSTBC/MRC tekniği sistem modeli.	50
2.25:	TAS/MRC tekniği kullanılan iki atlamalı FD MIMO sistemin Rayleigh sönümlenmeli kanalda OP performansı.	52
2.26:	MMAS tekniği kullanılan iki atlamalı FD MIMO sistemin Rayleigh sönümlenmeli kanalda SNR'a göre OP performansı.	
2.27:	SIAS tekniği kullanılan iki atlamalı FD MIMO sistemin Rayleigh sönümlenmeli kanalda SNR'a göre OP performansı.	53
2.28:	PAS tekniği kullanılan iki atlamalı FD MIMO sistemin Rayleigh sönümlenmeli kanalda SNR'a göre OP performansı.	55
2.29:	OSTBC/MRC tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı anten konfigürasyonları için SNR'a göre OP performansı.	55
3.1:	Çok antenli FD röle ağının sistem modeli.	57
3.2:	MMAS tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı anten konfigürasyonları için SNR'a göre OP performansı.	62
3.3:	MMAS tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı μ değerleri için SNR'a göre OP performansı.	63

3.4:	MMAS tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı SNR değerleri için μ 'ye göre OP performansı.	64
3.5:	MMAS tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı μ değerleri için R_0 'a göre OP performansı.	65
4.1:	NOMA ve OFDMA tabanlı OMA.	67
4.2:	$d_{SR} = 0.5$ ve farklı Nakagami- m parametreleri için SNR'a karşı kesinti olasılığı.	73
4.3:	$\bar{\gamma} = 20$ dB ve farklı Nakagami- m parametreleri için d_{SR} 'ye karşı kesinti olasılığı.	73
4.4:	İki Atlamalı Yarı-Çift Yönlü Sistem Modeli.	75
4.5:	Sistemin SNR'a karşı kesinti olasılığı.	82
4.6:	Sistemin d_{SR} 'ye karşı kesinti olasılığı.	83
4.7:	Sistemin β 'ya karşı kesinti olasılığı.	83
4.8:	İki atlamalı tam-çift yönlü sistem modeli.	85
4.9:	FD Sistemin SNR'a karşı kesinti olasılığı.	89

1. GİRİŞ

Gelişen teknolojiyle birlikte, beşinci nesil (fifth generation - 5G) ve ötesi haberleşme teknolojilerinin yeniliklerinden olan birbiriyle haberleşen nesnelere, akıllı televizyonlar, akıllı şehirler vb. hedeflerin sonucu olarak, kullanılan internete bağlı cihaz sayısının 2020'li yıllarda 50 milyarın üzerinde olması beklenmektedir. Kullanılan veri miktarı ve kullanıcı sayısının artması ile yeni çoklu erişim teknikleri geliştirilmiştir. Geleneksel çoklu erişim tekniği olan dik çoklu erişim tekniği (orthogonal multiple access - OMA) mevcut telsiz haberleşme standartlarında kullanılmaktadır. Artan kullanıcı sayısı ve yüksek veri hızı beklentisinin yanı sıra, düşük gecikme süresi, enerji verimliliği, yüksek güvenilirlik gibi beklentiler de ortaya çıkmaktadır. Dik olmayan çoklu erişim tekniği (non-orthogonal multiple access – NOMA) ise telsiz haberleşmede artmakta olan veri miktarı ve kullanıcı sayısı dikkate alındığında öne çıkan bir tekniktir [1],[2]. Bunların yanı sıra, en üst düzeyde enerji verimliliği sağlayabilmek için eş zamanlı kablosuz bilgi ve güç aktarımı (simultaneous wireless information and power transfer - SWIPT) da son zamanlarda sıklıkla çalışılmaya başlanan tekniklerden olmuştur. NOMA sistemlerinde enerji hasatlama (energy harvesting - EH) ise büyük veri transferi taleplerini karşılayabilecek ve aynı zamanda enerji verimliliği sağlayabilecek tekniklerden biri olup üzerinde pek çok araştırma yapılmaktadır.

1.1. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği

NOMA, sistem kapasitesi ve yüksek spektral verimlilik sağlayabilmesi sebebiyle 5G ve ötesi haberleşme ağları için umut vadeden bir tekniktir. NOMA, birden fazla kullanıcıyı, vericide farklı güç seviyelerinde üst üste bindirir ve alıcıda ardışık karışım giderme (successive interference cancellation - SIC) kullanır [1],[2]. [3]'te NOMA'nın çok girişli çok çıkışlı (multiple-input multiple-output - MIMO) sistemler ile birleşimi, işbirlikli NOMA gibi birçok yeni teknik özetlenmiştir. [4]'te kullanıcıların rastgele dağıldığı, vericiden alıcıya hücresel iletimin yapıldığı NOMA sisteminin kesinti davranışı incelenmiştir. [5]'te NOMA çok antenli röleli ağlar için verici anten seçimi/en büyük oranlı birleştirme (transmit antenna selection/maximum ratio combining - TAS/MRC) tekniğinin kesinti olasılığı üst sınır ifadesi Rayleigh

sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. 5G ve ötesi haberleşme ağları için başka bir önemli talep enerji verimliliğidir. [6]'da MIMO-NOMA'da iki atlamalı kuvvetlendirme-aktar (amplify-and-forward - AF) tipi röleli ağlarda anten seçim senaryoları Rayleigh sönümlenmeli kanallar için incelenmiştir. Gelişen teknolojiyle birlikte her yeni geliştirilen uygulamanın enerji ihtiyacı bir öncekinden fazlalaşmaktadır. Bu sebeple, telsiz iletişim sistemlerinin artan enerji ihtiyacına farklı bir çözüm önerisi getiren 'Enerji Hasadı' çalışılması gereken önemli konulardandır. Radyo frekansı (radio frequency - RF) ile enerji hasatlama yapan SWIPT yöntemi, iyi ve kötü tüm hava koşullarında çalışabilen, dayanıklı güç kaynağı sağlayan bir EH teknolojisidir [7], [8]. Bu sebeple, röleli NOMA ağları ile SWIPT'i birleştirmenin iyi sonuçlar doğuracağı öngörülmüş ve bu yönde çalışmalar yapılmıştır. [9]'da enerji hasatlamalı röle sistemleri için güç bölme tabanlı röle (power splitting-based relay - PSR) ve zaman anahtarlama tabanlı röle (time switching-based relay - TSR) protokolleri önerilmiştir. [10]'da enerji hasatlamalı çok antenli röle ağlarında farklı anten seçim senaryoları Rayleigh sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. [11]'de kaynağa yakın kullanıcıların uzak kullanıcılar için bir EH röle olarak kullanıldığı sistemde SWIPT, işbirlikli NOMA ile birleştirilmiştir. [12]'de NOMA-EH çok antenli röleli ağları için TAS/MRC'nin kesinti performansı Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda incelenmiş ve kesinti olasılığı kapalı form ifadesi elde edilmiştir.

Bu tez kapsamında, öncelikle telsiz haberleşme sistemlerindeki temel kanalların istatistiksel modelleri incelenmiştir. Daha sonra telsiz haberleşme sistemlerinde kanalların olumsuz etkisini azaltmak için kullanılan çeşitleme yöntemlerinden bahsedilmiştir. Sonrasında röleli haberleşme sistemlerinde farklı aktarma yöntemleri kullanılarak farklı anten seçim senaryoları incelenmiş ve benzetim sonuçları sunulmuştur. Ardından tezin son kısmında yer verilen tam-çift yönlü röleli haberleşme sistemlerinde ortak verici-alıcı anten seçimi ve alıcı anten seçiminin kullanıldığı enerji hasatlamalı NOMA sistemlerinin incelenmesi için hazırlık olarak yapılan maks-maks anten seçiminin tam-çift yönlü röleli ağlarda Nakagami- m sönümlenmeli kanal için performans analizine yer verilmiştir.

Telsiz haberleşmede çoklu erişim tekniklerinden biri olan NOMA tekniği hakkında bilgi verilmiş ve ardından işbirlikli NOMA sisteminin sistem modeli ve kesinti olasılığı performansı analiz edildikten sonra kesinti olasılığının bilgisayar destekli benzetimi yapılmıştır. Sonrasında ise, yarı-çift yönlü röleli haberleşme sistemlerinde, ortak verici-alıcı anten seçimi ve alıcı anten seçiminin kullanıldığı enerji

hasatlamalı NOMA sistemi incelenmiş, sistem modeli verilmiş ve kesinti olasılığının matematiksel analizi ve bilgisayar destekli benzetimi yapılmıştır. Son olarak, tam-çift yönlü röleli haberleşme sistemlerinde, ortak verici-alıcı anten seçimi ve alıcı anten seçiminin kullanıldığı enerji hasatlamalı NOMA sistemi incelenmiş, sistem modeli verilmiş ve işaretin-karışım-ve-gürültüye oranı ifadesi çıkarılarak benzetim sonuçları elde edilmiştir.

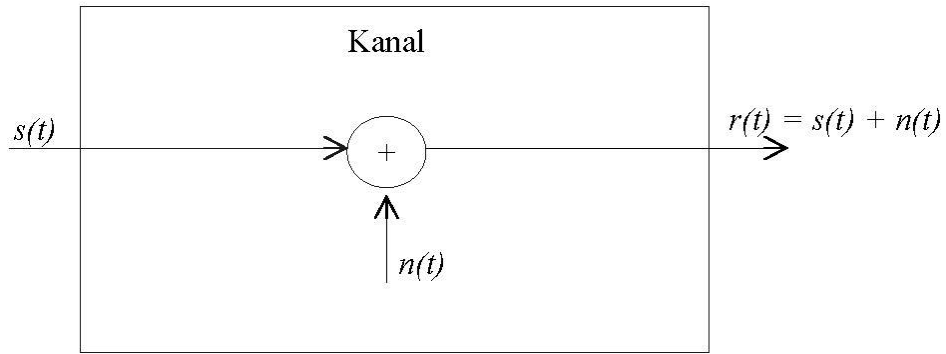
2. TELSİZ HABERLEŞMEDE TEMEL KAVRAMLAR

Bu bölümde, tez kapsamında incelenen telsiz haberleşme sistemlerine temel oluşturması amacıyla, ilk olarak işaret iletimini olumsuz etkileyen bozucu etkenlerden toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise - AWGN) ve çok yönlü sönümlenmelerden bazılarının modelleri hakkında temel bilgiler verilmiştir. Ardından, telsiz haberleşme kanalının başlıca problemleri ve bu problemlerin üstesinden gelmek için önerilen çeşitleme teknikleri tanıtılmıştır. Tüm alt bölümlerde çeşitli benzetimler sunulmuştur.

2.1. Kablolu ve Kablosuz Kanalların İstatistiksel Modelleri

2.1.1. AWGN Kanalı

Toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanal, bir haberleşme sisteminin en basit modellerinden biridir. Temelde, iletilen işaretin toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) ile toplanarak bozulmasına dayanır. İletilen işaret $s(t)$, gürültü terimi $n(t)$ ve alınan işaret $r(t)$ olmak üzere, kanal yapısı Şekil 2.1’de gösterildiği gibidir [13].



Şekil 2.1: AWGN kanal yapısı

AWGN fiziksel olarak hem kanal boyunca hem de alıcı ucundaki elektronik elemanlar tarafından üretilmektedir ve bu gürültü ısı gürültü olarak karakterize edilebilir. İstatistiksel anlamda Gauss gürültü süreci olarak karakterize edilen bu tipteki gürültülü kanallar toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanallar olarak modellenir

[13]. Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü ifadesindeki beyaz kelimesi, güç spektral yoğunluğunun her frekans için aynı değeri almasından, toplamsal kelimesi ise işarete toplam şeklinde etki etmesinden kaynaklanmaktadır. Gauss dağılımına ait olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function - PDF),

$$f_N(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(n-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.1)$$

ile ifade edilmektedir. Burada σ^2 değişkeni gürültünün varyansını, μ değişkeni beklenen değeri belirtmektedir.

2.1.2. Çok Yollu Sönümlenme Kanalları

Telsiz haberleşmede, bilgi işareti vericiden alıcıya iletilirken farklı yollardan geçer. Bu kanallarda gönderilen işaret kanalın bulunduğu ortama bağlı olarak yansıma (reflection), saçılma (scattering) ve kırılmaya (diffraction) uğrayabilir. Dolayısıyla, vericiden gönderilen işaret alıcıda farklı şekillerde elde edilir. Kablosuz kanallara özgü olan yansıma, kırılma ve saçılma gibi etkiler işaretin fazında ve genliğinde değişime sebep olur. Alınan işaretin genliğindeki bu değişimler işaret sönümlemesi, bu etkilere sebep olan kanallar sönümlemeli kanallar olarak adlandırılır. Kanallarda oluşan sönümlenmeler küçük ölçekli sönümlenme (small-scale fading) ve büyük ölçekli sönümlenme (large-scale fading) olarak iki başlık altında karakterize edilebilir. Büyük ölçekli sönümlenme, geniş alanlarda yayılan işaretin ortalama gücünün değişmesini ya da yol kaybını ifade eder. Küçük ölçekli sönümlenme kısa mesafede işaretin genliğinin ani değişimi sonucu meydana gelen sönümlenmedir. Çok yollu yayılım ile iletilen işarete düz ya da frekans seçici sönümlenme olur ve buna çok yollu sönümlenme adı verilir. Çok yollu sönümlenme küçük ölçekli sönümlenmedir. Kanalın uyumluluk band genişliği işaretin band genişliğinden büyük olduğunda düz sönümlenme, tersi durumda ise frekans seçici sönümlenme olarak adlandırılır [14].

Düz sönümlemeli kanallardan alınan işaret, gönderilen işaretin gürültüden bağımsız olarak bir rastgele $h(t)$ terimi ile çarpılmasıyla

$$r(t) = h(t)s(t) + n(t) \quad (2.2)$$

şeklinde ifade edilir. Telsiz haberleşme sistemlerinde çok yollu sönümlenme farklı matematiksel modeller ile ifade edilir. Bu bölümde, bu modellerden en sık kullanılan Rayleigh, Nakagami- m ve Rician sönümlenmeli kanal modelleri incelenmiştir.

2.1.2.1. Rayleigh Sönümlenmeli Kanal

Rayleigh sönümlenmeli kanal modeli telsiz haberleşmede yayılan işaretlerin maruz kaldığı sönümlenme etkisini ifade etmek için kullanılan istatistiksel modellerden biridir ve Rayleigh dağılımı ile modellenir. Rayleigh sönümlenme kanalında alıcı ve verici arasında doğrudan bir yol (Line of Sight – LOS) yoktur. İşaret vericiye LOS olmadan, çevredeki nesnelere yansıtılarak ulaşır. Eğer yansıyan bileşenlerin sayısı yeterince çoksa, merkezi limit teoremine göre alınan işaretin dik bileşenleri ortalaması 0, varyansı σ^2 olan bağımsız Gauss değişkenleridir. Bu durumda sönümlenme değişkeninin normu Rayleigh dağılımı ile modellenir. Rayleigh dağılımının PDF ifadesi,

$$f_{|h|}(x) = \frac{2x}{\Omega} e^{-\frac{x^2}{\Omega}} \quad 0 \leq x \leq \infty \quad (2.3)$$

ile ifade edilir. Burada $E[.]$ beklenen değer operatörünü göstermek üzere $\Omega = E[|h|^2]$ olup kanalın ortalama gücünü temsil eder.

2.1.2.2. Nakagami- m Sönümlenmeli Kanal

Nakagami- m dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu,

$$f_{|h|}(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} e^{-\frac{mx^2}{\Omega}} \quad x \geq 0 \quad (2.4)$$

ile ifade edilir. Burada, $\Gamma(\cdot)$ ifadesi Gamma fonksiyonunu, Ω ise ortalama gücü temsil eder. Nakagami- m dağılımı için, $m = \frac{1}{2}$ değeri tek yönlü Gauss dağılımına, $m = 1$ değeri Rayleigh dağılımına, $m \rightarrow \infty$ ise kanalda sönümlemenin olmadığı AWGN kanal durumuna yakınsar.

2.1.2.3. Rician Sönümlemeli Kanal

Rayleigh sönümleme kanalındaki şartlara ek olarak, alıcı ve verici arasında doğrudan bir görüş hattının da bulunması durumunda, sönümleme katsayılarının Rician dağılımlı olduğu görülür. Rician dağılımında, baskın iletim yolu ile diğer iletim yollarının ortalama güçlerinin oranını tanımlayan bir K dağılım parametresi bulunmaktadır. Rician dağılımına ait PDF ifadesi Denklem 2.5'teki gibidir

$$f_{|h|}(x) = \frac{2x(K+1)}{\Omega} e^{-K - \frac{(K+1)x^2}{\Omega}} I_0 \left\{ 2x \sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}} \right\}. \quad (2.5)$$

Burada I_0 birinci tür, sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu ifade eder. Rician faktörü K değerinin artması ile baskın yolun ortalama gücü artmaktadır. Bu da telsiz sistemin hata performansı üzerinde olumlu etki yapmaktadır. Rician dağılımı, $K = 0$ değeri için Rayleigh dağılımına, $K \rightarrow \infty$ için kanalda sönümlemenin olmadığı AWGN kanal durumuna yakınsar.

2.1.3. Hata Performans Eğrileri

Bu bölümde, tek verici tek alıcı anten bulunan telsiz haberleşme sistemlerinde bazı sayısal modülasyon teknikleri için bit hata olasılığı (bit error rate - BER) ve sembol hata olasılığı (symbol error rate - SER) eğrileri verilmiştir. İlk olarak, ikili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying - BPSK) modülasyonunun Bölüm 2.1.1. ve Bölüm 2.1.2.'de anlatılan sönümlemeli kanallar için BER performansı incelenmiştir. Ardından sayısal modülasyon tekniklerinden BPSK, ikili frekans kaydırmalı anahtarlama (binary frequency shift keying - BFSK), faz kaydırmalı

anahtarlama (phase shift keying – PSK), frekans kaydırmalı anahtarlama (frequency shift keying – FSK), darbe genlik modülasyonu (pulse amplitude modulation – PAM), dik genlik modülasyonu (quadrature amplitude modulation - QAM) için Rayleigh sönümlmeli kanallarda SER karşılaştırma eğrileri verilmiştir. İncelemeler yapılırken teorik ifadelerden ve Monte Carlo benzetiminden faydalanılmıştır.

BPSK modülasyonunun AWGN kanallarda BER performansı,

$$P_b(e) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.6)$$

ile ifade edilmektedir. Burada E_b/N_0 , işaret gürültü oranıdır (signal-to-noise ratio - SNR). Burada, $Q(\cdot)$ Gauss Q fonksiyonudur ve $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-\tau^2/2} d\tau$ ile ifade edilir [15].

Sönümlmeli kanallar için bit başına anlık SNR, $\gamma_b = |h|^2 \frac{E_b}{N_0}$ ve $\Omega = E[|h|^2]$ sönümleme gücü olmak üzere, bit başına ortalama SNR, $\bar{\gamma}_b = \Omega \frac{E_b}{N_0}$ olarak ifade edilir. Sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER,

$$\bar{P}_b(e) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{1}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (2.7)$$

ifadesi ile bulunur [14]. Burada $\mathcal{M}_\gamma(\cdot)$, $\gamma = |h|^2$ rastgele değişkenine ait moment üreten fonksiyonu (moment generating function (MGF)) ifade eder. Rayleigh, Nakagami- m , Rician sönümlmeli kanalların MGF ifadeleri sırasıyla Denklem 2.8, 2.9 ve 2.10 ile verilir [14]

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{1}{1 - s\bar{\gamma}} \quad (2.8)$$

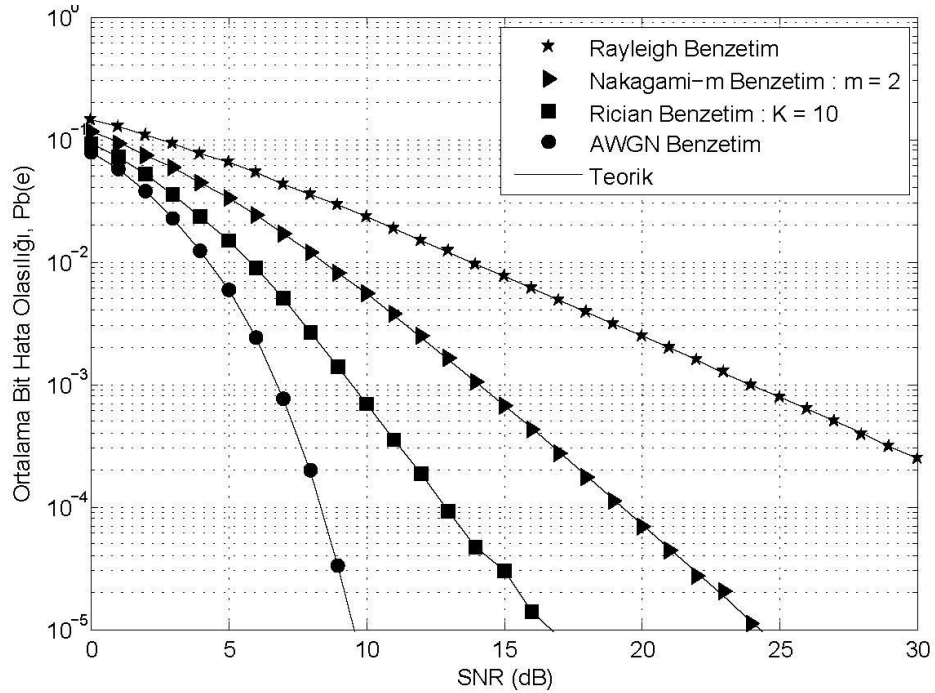
$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(1 - \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^{-m} \quad (2.9)$$

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{1+K}{1+K-s\bar{\gamma}} e^{\frac{Ks\bar{\gamma}}{1+K-s\bar{\gamma}}}. \quad (2.10)$$

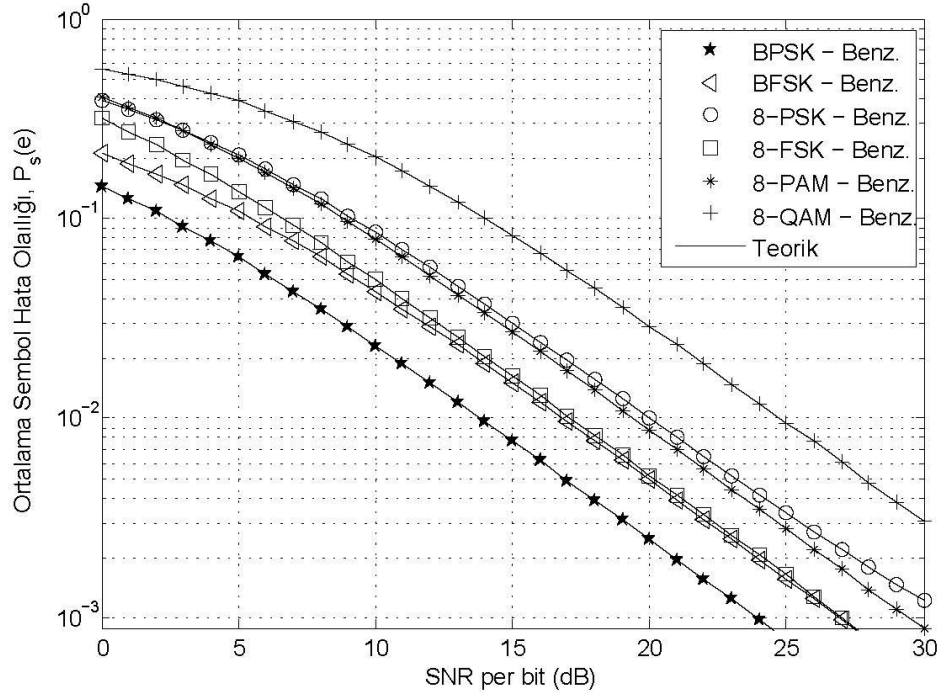
Verilen MGF ifadeleri, Denklem 2.7’de ilgili yere konulduğunda sönümlenmeli kanallar için ortalama BER ifadeleri elde edilir.

Şekil 2.2.’de BPSK modülasyonuna ait AWGN ve sönümlenmeli kanallar için BER eğrileri elde edilmiştir. Elde edilen eğrilerde SNR, bit başına ortalama SNR’ı göstermektedir. Eğriler arasında karşılaştırma yapıldığında, AWGN kanalının sönümlenmeli kanallara göre daha iyi performansı verdiğini gözlemlemekteyiz. Şekilden görüldüğü üzere kanallar performanslarına göre sıralandığında, en iyi sonucu veren kanalın AWGN kanal, en kötü sonucu veren kanalın ise Rayleigh sönümlenmeli kanal olduğu açıkça görülmektedir.

Şekil 2.3.’te BPSK, BFSK, M-PSK, M-FSK, M-PAM, M-QAM modülasyonlarının Rayleigh sönümlenmeli kanal için SER eğrileri elde edilmiştir. Elde edilen grafiklerde M ’li modülasyonlar için $M = 8$ seçilmiştir. Grafikler elde edilirken [15] numaralı kaynaktaki Denklem 8.103, Denklem 8.106, Denklem 8.112, Denklem 8.134 ifadeleri kullanılmıştır. Şekilden de görüldüğü üzere, en iyi performansı BPSK modülasyonu gösterirken, en kötü performansı 8 – QAM modülasyonu göstermektedir. İncelenen modülasyonların en iyiden en kötüye doğru performanslarına göre sıralaması şu şekildedir: $BPSK > BFSK > 8 - FSK > 8 - PAM > 8 - PSK > 8 - QAM$.



Şekil 2.2: BPSK modülasyonunun AWGN ve sönümlenmeli kanalda SNR’a göre bit hata olasılığı karşılaştırması



Şekil 2.3: Sayısal modülasyon tekniklerinin Rayleigh sönümlenmeli kanallarda SNR'a göre sembol hata olasılığı karşılaştırması

2.2. Anten Çeşitleme Teknikleri

Bu bölümde, anten çeşitlenmeli haberleşme tekniklerinin Rayleigh ve Nakagami- m sönümlenmeli kanallar için performansları incelenmiştir. Sırasıyla, alıcı anten çeşitleme teknikleri, verici anten çeşitleme teknikleri ve hibrit anten çeşitleme tekniklerine yer verilmiştir. Bu teknikler için teorik ifadeler verilmiş, farklı durumlar için bilgisayar destekli benzetimler yapılmış ve teorik ifadeler doğrulanmıştır.

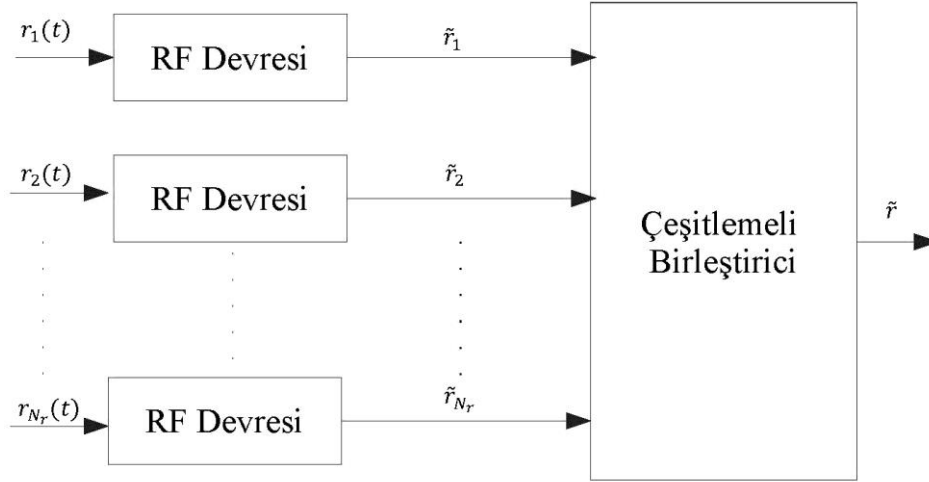
Telsiz haberleşme sistemlerinde sönümlenme ve gölgeleme etkileri, kaynaktan hedefe gönderilen işaret üzerinde büyük bir güç kaybına neden olarak sistemin hata performansını kötüleştirmektedir. Sönümlenme etkisini azaltarak performansı iyileştirmenin yollarından biri sistemde çeşitleme tekniklerini uygulamaktır [13]. Çeşitleme teknikleri, vericiden gönderilen işaretin alıcıya birbirinden bağımsız N_r tane yol aracılığıyla iletilmesi prensibine dayanır. Bir yoldan gelen işaret için, işaretin bozulma olasılığı p iken, N_r farklı yoldan gelen işaret için bu olasılık p^{N_r} olacaktır [16]. Bunun yanında, iletilen işaretlerin kopyaları çeşitli teknikler ile birleştirilerek sistemin uçtan uca (end-to-end, $e2e$) SNR'ı artırılabilir.

2.2.1. Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri

Alıcı anten çeşitlemesi yapılan sistemlerde, Şekil 2.4'teki birden fazla anten bulunan alıcı yapısı kullanılmaktadır [16]. N_r tane anten içeren alıcı yapısına sahip M 'li modülasyon yapılan bir sistem göz önüne alındığında, l . alıcı antende alınan işaret vektörel olarak,

$$\tilde{r}_l = h_l \tilde{s}_m + \tilde{n}_l, \quad l = 1, \dots, N_r \quad (2.11)$$

ile ifade edilebilir. Burada, \tilde{s}_m , $1 \leq m \leq M$ olmak üzere, kaynaktan iletebilecek M tane işaretten biridir. $h_l = |h_l| e^{j\varphi_l}$ olmak üzere, h_l , l . yola ilişkin kompleks sönmüleme katsayısıdır. \tilde{n}_l ise, her alıcı anten için birbirinden bağımsız olan AWGN'dir.



Şekil 2.4: Anten çeşitlemeli alıcı yapısı

Bu kısımda, alıcı anten çeşitleme tekniklerinden seçmeli birleştirme (selection combining - SC), en büyük oranlı birleştirme (maximum ratio combining - MRC), eşit kazançlı birleştirme (equal gain combining - EGC) ve geliştirilmiş seçmeli birleştirme (generalized selection combining - GSC) yöntemleri ele alınmış ve hata performans eğrileri verilmiştir.

2.2.1.1. Seçmeli Birleştirme

Seçmeli birleştirme yöntemi, en büyük SNR'ı veren tek bir alıcı antenin seçilmesi prensibine dayanır. Tek bir alıcı seçilerek iletimin o alıcı üzerinden yapılması sayesinde, çeşitlenmeli birleştirici girişinde konumlanan radyo frekans zincirinin sebep olduğu devre karmaşıklığından kurtulmak mümkündür. Bu yolla elde edilen çeşitlenmeli birleştiriciye seçmeli birleştirici denir. N_r tane alıcı anten için, h_i i . alıcı antende alınan işaretlere ilişkin sönümlenme katsayıları ve her bir antende alınan \tilde{r}_i 'lerin anlık SNR değerleri $\gamma_i = \frac{E_s}{N_0} |h_i|^2$ ile gösterilmek üzere, seçmeli birleştirici çıkışındaki anlık SNR,

$$\gamma_{SC} = \max_{1 \leq i \leq N_r} \{\gamma_i\} \quad (2.12)$$

şeklinde tanımlanır. Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda, i . yola ait anlık SNR'nin PDF'si Gamma dağılımlıdır. Dolayısıyla PDF ve birikimli dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function - CDF),

$$f_{\gamma_i}(x) = \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_i}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{xm}{\bar{\gamma}_i}} \quad (2.13)$$

$$F_{\gamma_i}(x) = 1 - e^{-\frac{xm}{\bar{\gamma}_i}} \sum_{n=0}^{m-1} \frac{1}{n!} \left(n \frac{m}{\bar{\gamma}_i}\right)^n \quad (2.14)$$

ile ifade edilmektedir [16]. Burada, $\bar{\gamma}_i$, her bir yol için ortalama SNR'ı ifade eder. Tüm yollar birbirinden bağımsız olarak kabul edildiğinde birleştirici çıkışındaki anlık SNR'ın CDF ifadesi, en büyük sıralı istatistik kullanılarak,

$$F_{\gamma_{SC}}(x) = [F_{\gamma_i}(x)]^{N_r} \quad (2.15)$$

ile elde edilir. Gerekli işlemler yapıldığında birleştirici çıkışındaki anlık SNR γ_{SC} 'nin CDF ve PDF ifadeleri,

$$F_{\gamma_{SC}}(x) = \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{n=0}^{k(m-1)} (-1)^{k+1} \binom{N_r}{k} e^{-\frac{mkx}{\bar{\gamma}_{SC}}} x^n \beta_n(k, m) \quad (2.16)$$

$$f_{\gamma_{SC}}(x) = \frac{N_r x^{m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_{SC}}\right)^m e^{-\frac{xm}{\bar{\gamma}_{SC}}} \times \sum_{k=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{k(m-1)} (-1)^k \binom{N_r-1}{k} x^n \beta_n(k, m) e^{-\frac{mkx}{\bar{\gamma}_{SC}}} \quad (2.17)$$

olarak bulunur. Burada $\bar{\gamma}_{SC}$, seçmeli birleştirici çıkışındaki ortalama SNR'dır ve $\bar{\gamma}_{SC} = \bar{\gamma} \sum_{i=1}^{N_r} \gamma_i$ 'dir. Burada $\beta_n(k, m)$, katlı terim katsayılarını ifade eder [15].

2.2.1.2. En Büyük Oranlı Birleştirme

En büyük oranlı birleştirme tekniği, alınan işaretlerin iletiği yola ait kompleks sönümlenme katsayısı ile ağırlıklandırılarak toplanması prensibine dayanır. Bu teknikte her alıcı anten, işaretinin iletiği yolun kanal durum bilgisini (channel state information - CSI) tahmin eder. Bu sebeple, MRC alıcı yapısında birleştirici girişinde her alıcı anten için RF devresi kullanılmaktadır. N_r alıcı anten için çeşitlenmeli birleştirme çıkışı,

$$\tilde{r} = \sum_{i=1}^{N_r} w_i \tilde{r}_i \quad (2.18)$$

ile ifade edilir [16]. Burada ağırlıklandırma faktörü w_i , i . yola ait kompleks sönümlenme katsayısının eşleniği olarak seçildiğinde, karar devresi girişindeki SNR'ın değeri maksimumdur. Bu sebeple MRC optimum birleştirme tekniğidir. $w_i = h_i^*$ ve \tilde{r}_i , Denklem 2.18'de ilgili yerlere yazıldığında birleştirici çıkışındaki işaret,

$$\tilde{r} = \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2 \tilde{s}_m + \sum_{i=1}^{N_r} h_i^* \tilde{n}_i \quad (2.19)$$

olur [16]. Birleştirici çıkışındaki anlık SNR ise,

$$\gamma_{MRC} = \sum_{i=1}^{N_r} \gamma_i \quad (2.20)$$

olarak elde edilmektedir. Burada, γ_i , i . yolda alınan işarete ait anlık SNR değeridir. Denklem 2.20'den görüldüğü üzere γ_{MRC} ifadesi, farklı yollardan gelen işaretlerin SNR'larının toplamıdır. $\forall i$ için $E[\gamma_i] = \bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$ olarak kabul edilirse,

$$\bar{\gamma}_{MRC} = N_r \bar{\gamma}_i \quad (2.21)$$

şeklinde olur.

2.2.1.3. Eşit Kazançlı Birleştirme

MRC tekniğinde, ağırlıklandırılmalı birleştirme ve sönümlenme katsayısı tahmininin getirdiği karmaşıklıktan kurtulmak amacıyla geliştirilen eşit kazançlı birleştirme tekniği, MRC'den farklı olarak, $\forall i$ için $w_i = e^{-j\varphi_i}$ seçilerek yapılmaktadır. Bu sayede alıcı yapısı basitleşmektedir. N_r alıcı anten için EGC birleştirici çıkışı,

$$\begin{aligned} \tilde{r} &= \sum_{i=1}^{N_r} e^{-j\varphi_i} \tilde{r}_i \\ &= \sum_{i=1}^{N_r} |h_i| \tilde{s}_m + \sum_{i=1}^{N_r} e^{-j\varphi_i} \tilde{n}_i \end{aligned} \quad (2.22)$$

ile ifade edilir [16]. EGC çıkışındaki anlık SNR ise,

$$\gamma_{EGC} = \frac{(\sum_{i=1}^{N_r} |h_i|)^2 \gamma_i}{N_r} \quad (2.23)$$

olarak elde edilmektedir. $\forall i$ için $E[\gamma_i] = \bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$ olarak kabul edildiğinde, EGC çıkışındaki ortalama SNR, Nakagami- m sönümlenmeli kanallar için,

$$\bar{\gamma}_{EGC} = \frac{\bar{\gamma}}{N_r} \left(1 + (N_r - 1) \frac{\Gamma^2(m + 1/2)}{m \Gamma^2(m)} \right) \quad (2.24)$$

olarak elde edilmektedir [14]. γ_{EGC} için $N_r > 2$ durumlarında PDF ve CDF ifadelerinin kapalı formu bulunmamaktadır.

2.2.1.4. Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme

Genelleştirilmiş seçmeli birleştirme tekniği, SC ve MRC tekniklerinin birleştirilmesiyle oluşturulmuştur. N_r tane yoldan alınan işaretlerden ilk olarak SC tekniği kullanılarak N_s tanesi seçilir ve ardından seçilen N_s tane işaret MRC tekniği ile birleştirilir. Bu teknik ile MRC'den kaynaklanan devre karmaşıklığı azaltılırken, aynı zamandan SC'de elde edilenden daha iyi bir hata performansı elde edilir.

h_1, h_2, \dots, h_{N_r} , N_r alıcı antende alınan işaretlere ilişkin yollara ait sönümlenme katsayıları olmak üzere, tüm sönümlenme katsayılarının ortalama gücü Ω kabul edildiği durumda, yollara ait sembol başına anlık SNR, $\gamma_i = \frac{E_s}{N_0} |h_i|^2$ olarak belirlenmektedir. Ortalama SNR, $\bar{\gamma} = E[|h_i|^2] \frac{E_s}{N_0} = \Omega \frac{E_s}{N_0}$ olarak bulunur. N_r işaret içerisinde N_s işaret seçilirken yollara ait SNR'lar, $\gamma_{N_r}^1 \geq \gamma_{N_r}^2 \geq \dots \geq \gamma_{N_r}^{N_s}$ sıralığı istatistiği ile sıralanır. Ardından seçilen en büyük N_s tane SNR'a sahip işaret MRC ile birleştirilir. Birleştirme sonucu çıkışta elde edilen anlık SNR,

$$\gamma_{GSC} = \sum_{i=1}^{N_s} \gamma_{N_r}^i \quad (2.25)$$

olarak elde edilmektedir [19].

2.2.1.5. Hata Performans Eğrileri

Hata olasılığı, MGF kullanılarak bulunduğu gibi, anlık SNR kullanılarak da bulunabilmektedir. Sönümlenmeli kanallar için, h sönümleme katsayısı, P_t iletim gücü ve $\gamma = E[|h|^2] \frac{P_t}{\sigma^2}$ olmak üzere, ortalama SER/BER ifadeleri,

$$\bar{P}_{s/b}(e) = \int_0^{\infty} \bar{P}_{s/b}(e; \gamma) f_{\gamma_{s/b}}(\gamma) d\gamma \quad (2.26)$$

integrali alınarak elde edilmektedir [14]. $\bar{P}_{s/b}(e)$ ifadesi sönümlemenin olmadığı durumda sembol/bit hata olasılığı iken, $f_{\gamma_{s/b}}(\gamma)$ ise anlık sembol/bit başına SNR'ın PDF'idir. SC için Denklem 2.6 ve Denklem 2.17, Denklem 2.26'da ilgili yerlere konulduğunda, BPSK modülasyonu için ortalama BER ifadesi,

$$\bar{P}_b(e) = \frac{N_r}{2} \sum_{i=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1}{i} \frac{(-1)^i}{1+i+\bar{\gamma}_b} \quad (2.27)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir [13]. MRC için MGF yaklaşımı kullanılarak, ortalama BER ifadesi,

$$\bar{P}_b(e) = \left(\frac{1}{2+2\bar{\gamma}_b} \right)^{N_r} \sum_{i=0}^{N_r-1} \binom{N_r+i-1}{i} \left(\frac{1+2\bar{\gamma}_b}{2+2\bar{\gamma}_b} \right)^i \quad (2.28)$$

olarak elde edilmektedir [13]. EGC için, ortalama BER ifadesi,

$$\bar{P}_b(e) \cong \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{EGC}}{m+\bar{\gamma}_{EGC}}} \sum_{i=0}^{mN_r-1} \binom{2i}{i} \frac{1}{[4(1+\bar{\gamma}_{EGC}/m)]^i} \right] \quad (2.29)$$

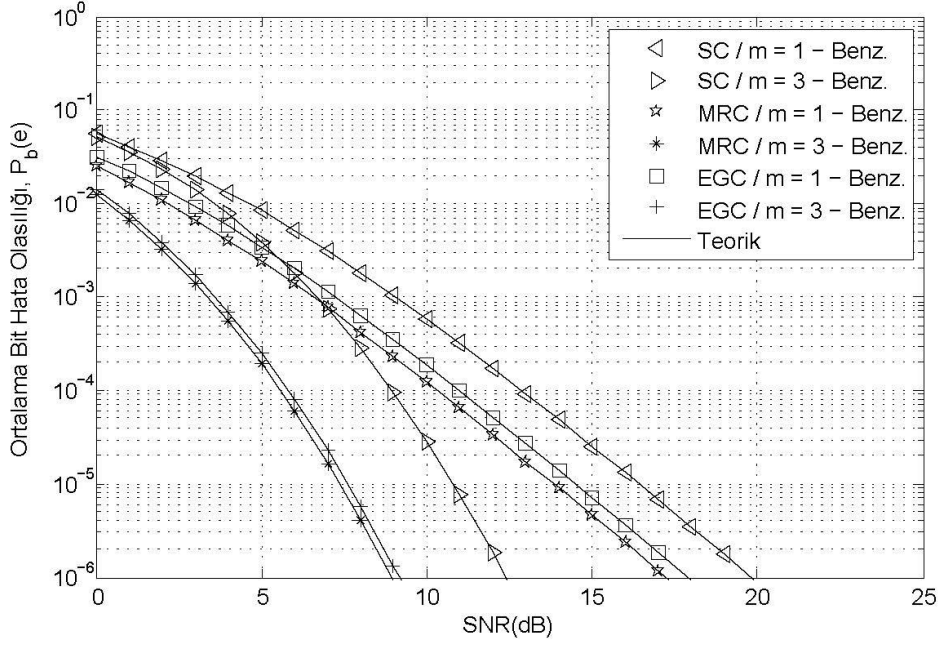
olarak ifade edilmektedir [14]. GSC için, Rayleigh sönümlenmeli kanalda elde edilen BER,

$$\bar{P}_b(e) = \binom{N_r}{N_s} \sum_{i=0}^{N_r-N_s} \frac{(-1)^i \binom{N_r-N_s}{i}}{1 + \frac{i}{N_s}} I_{N_s-1} \left(\frac{\pi}{2}; \bar{\gamma}_{GSC}, \frac{\bar{\gamma}_{GSC}}{1 + \frac{i}{N_s}} \right) \quad (2.30)$$

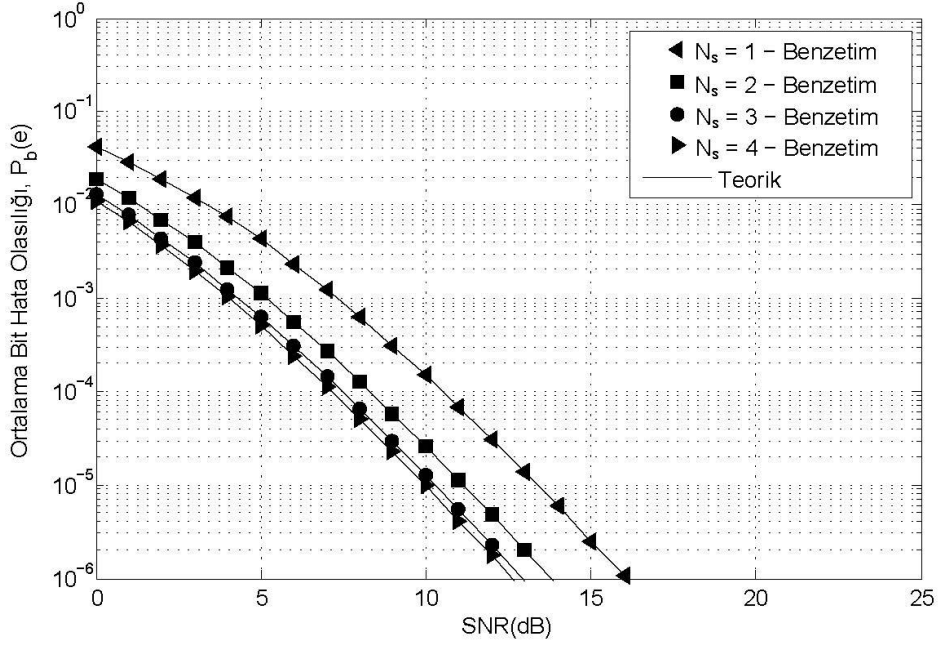
olarak elde edilmiştir [14]. Burada $I_\nu(\cdot)$, [19]'da Denklem 15'te ifade edildiği gibidir.

Şekil 2.5'te BPSK modülasyonuna ilişkin SC, MRC ve EGC tekniklerinin karşılaştırıldığı BER eğrileri verilmiştir. Eğriler Nakagami- m sönümlmeli kanalda $m = 1$ (Rayleigh) ve $m = 3$ parametreleri için elde edilmiştir. Alıcı anten sayısı $N_r = 4$ olarak belirlenmiştir. MRC tekniği en iyi performansı sağlarken, SC tekniği en kötü performansı sağlamaktadır. Donanımsal karmaşıklık bakımından karşılaştırıldığında ise, tek bir RF zinciri kullanılan SC tekniği, anten sayısı kadar RF zinciri kullanılan MRC tekniğine göre daha az karmaşıktır. m sönümlleme parametresinin değeri arttırıldığında EGC tekniğinin performansı MRC tekniğinin performansına yaklaşmaktadır. $N_r > 2$ durumu için EGC için analizler zor olduğundan, literatürde yapılan çalışmalarda MRC tekniği üzerine yoğunlaşmıştır.

Şekil 2.6'da GSC tekniği için BPSK modülasyonunun Rayleigh sönümlmeli kanalda hata performans eğrileri verilmiştir. Alıcı anten sayısı $N_r = 4$ ve seçilen anten sayıları $N_s = 1,2,3,4$ olarak belirlenmiştir. GSC tekniği, $N_s = 1$ iken SC özelliği gösterirken, $N_s = 4$ iken MRC özelliği göstermektedir. Seçilen anten sayısı arttıkça performans iyileşmekte ve MRC performansına yaklaşmaktadır.



Şekil 2.5: SC, MRC ve EGC tekniklerinin $N_r = 4$ durumunda BPSK modülasyonu için Nakagami- m sönümlmeli kanalda $m = 1$ (Rayleigh) ve $m = 3$ parametreleri için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması



Şekil 2.6: GSC tekniğinin $N_r = 4$ ve $N_s = 1,2,3,4$ durumlarında BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlmeli kanalda ortalama BER performansları

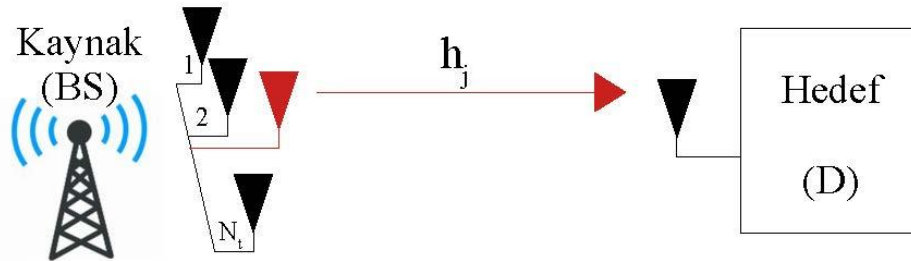
2.2.2. Verici Anten Çeşitleme Teknikleri

Anten çeşitleme tekniklerinde genel olarak, alıcıda veya vericide çok anten kullanmak ve daha kaliteli işaret almak için çeşitli birleştirme teknikleri kullanılmaktadır. Hücreşel şebekelerde baz istasyonlarında uygulanan alıcı anten çeşitleme teknikleri, yukarı doğru (uplink) iletimde, iletim kalitesini arttırmayı amaçlayan ve uzun süredir kullanılan tekniklerdir. Alıcıda anten sayısının artması mobil cihazların boyutlarının büyütülmesine ve maliyetin artmasına yol açmaktadır. Bunun yanında, tek bir baz istasyonu birçok kullanıcıya hizmet vermektedir. Bu yüzden, anten çeşitlemesinin baz istasyonlarında yapılması daha ekonomiktir. Bu sebeple, aşağı doğru (downlink) iletimde, iletim kalitesini arttırmayı amaçlayan verici anten çeşitleme teknikleri geliştirilmiştir.

Bu bölümde, ilk olarak verici anten seçimi (transmit antenna selection - TAS), ardından maksimum oranlı iletim (maximal ratio transmission - MRT) ve son olarak uzay-zaman blok kodlama (space-time block coding - STBC) tekniği incelenmiştir. Bu teknikler için teorik ifadeler verilmiş ve benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır.

2.2.2.1. Verici Anten Seçimi

SC tekniğinin verici tarafında uygulanması olarak bilinen TAS tekniğinin sistem modeli Şekil 2.7’de görüldüğü gibidir. N_t tane verici antene ve bir tane alıcı antene sahip sistem göz önüne alındığında, eğitim periyodunda, alıcıda en büyük SNR’ı sağlayan verici anten seçilir. Seçilen anten indisi geri besleme kanalı aracılığıyla vericiye iletilir. Verici-alıcı arasındaki haberleşme seçilen anten üzerinden yapılmaktadır.



Şekil 2.7: Verici anten seçimi tekniği sistem modeli

$h_j, j = 1, \dots, N_t$ olmak üzere, j . verici anten ile alıcı anten arasındaki kanal katsayılarıdır. Kanal, gücü $\Omega = E[|h_j|^2]$ olan, bağımsız aynen dağılmış (independent identically distributed – i.i.d.) Nakagami- m sönümlemesi ile modellenmektedir. Hedefte alınan işaretin anlık SNR'ı, $\gamma_j = \frac{E_s}{N_0} |h_j|^2$ ile ifade edilir. Burada E_s sembol başına ortalama enerjiyi ve N_0 tek yönlü güç spektral yoğunluğuna sahip AWGN'yi temsil etmektedir. h_j Nakagami- m dağılımlıyken $X_j = |h_j|^2$ Gamma dağılımı göstermektedir. X_j 'nin PDF ve CDF'i,

$$f_{X_j}(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{xm}{\Omega}}, \quad x \geq 0 \quad (2.31)$$

$$F_{X_j}(x) = 1 - e^{-x\frac{m}{\Omega}} \sum_{k=0}^{m-1} \frac{1}{k!} \left(k \frac{m}{\Omega}\right)^k, \quad x \geq 0 \quad (2.32)$$

olarak ifade edilmektedir. Verici anten seçimi tekniğinde I , seçilen verici antenin indisi olmak üzere, anten seçim işlemi,

$$I = \max_{1 \leq j \leq N_t} \{X_j\} \quad (2.33)$$

kriteri ile yapılmaktadır. Yani alıcı anten, N_t tane X_j 'yi karşılaştırarak verici anten indisine karar vermektedir. Ortalama SNR $\bar{\gamma} = \Omega \frac{E_s}{N_0}$ olmak üzere, X_j 'nin aldığı en büyük değer Z ile gösterildiğinde, sembol başına alınan anlık SNR, $\gamma = \bar{\gamma}Z$ olmaktadır. En büyük sıralı istatistik kullanılarak Z 'nin CDF ifadesi,

$$F_Z(x) = \left(F_{X_j}(x)\right)^{N_t} \quad (2.34)$$

ile elde edilmektedir [21].

$F_{X_j}(x)$ ifadesi Denklem 2.34'de yerine yazılarak, Binom açılımı ile düzenlendiğinde $F_Z(x)$,

$$F_Z(x) = \sum_{p=0}^{N_t} \sum_{k=0}^{p(m-1)} (-1)^p \binom{N_t}{p} e^{-\frac{mpx}{\Omega}} x^k \beta_k(p, m) \quad (2.35)$$

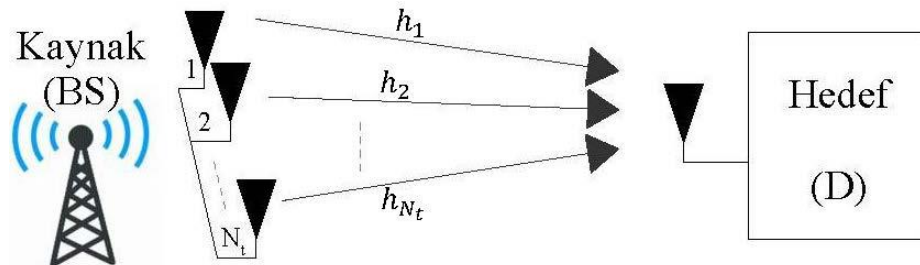
olarak elde edilmektedir [24]. Burada $\beta_k(p, m)$, katlı terim katsayılarını ifade eder [15]. Sistemin MGF ifadesi ise,

$$M_Y(x) = \sum_{p=0}^{N_t} \sum_{k=0}^{p(m-1)} (-1)^p \binom{N_t}{p} \beta_k(p, m) \times \Gamma(k+1)(s\bar{\gamma}) \left(s\bar{\gamma} + \frac{mp}{\Omega}\right)^{-k-1} \quad (2.36)$$

olarak ifade edilmektedir [24].

2.2.2.2. En Büyük Oranlı İletim

MRT tekniğinde, alıcı çeşitleme tekniklerinden MRC tekniğine benzer olarak, vericide optimum iletim ağırlıklarıyla çeşitleme yapılmaktadır [25]. MRT tekniği optimum iletim ağırlıkları kullanılmasından dolayı tam çeşitleme sağlamaktadır. Bununla birlikte MRC'ye benzer olarak, vericide birçok RF zinciri kullanıldığı için sistemin donanımsal yükü fazladır.



Şekil 2.8: En büyük oranlı iletim tekniği sistem modeli

Şekil 2.8’de görülen N_t verici anten ve tek bir alıcı antenden oluşan sistemde, tüm verici antenler işaret iletimi için kullanılmaktadır. $h_j, j = 1, \dots, N_t$ olmak üzere, j . verici anten ile alıcı anten arasındaki kanal katsayılarıdır ve $\Omega = E[|h_j|^2]$ gücünde i.i.d. Nakagami- m sönümlenmesi ile modellenmektedir. Verici ve alıcı antenler arasındaki anlık SNR $\gamma_j = \frac{E_s}{N_0} |h_j|^2$ ile ifade edilir. Optimum iletim ağırlıkları $w_j = \frac{h_j^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_t} |h_j|^2}}$ şeklinde tanımlanmaktadır [25]. İletilecek olan semboller bu ağırlık değerleri ile çarpılarak iletilmektedir. Bundan dolayı, verici antenler ile alıcı anten arasındaki kanal kazancı $X_j = \sum_{j=1}^{N_t} |h_j|^2$, dir. h_j , Nakagami- m dağılımlı olduğu için, X_j Gamma dağılımlıdır. X_j ’nin CDF ve PDF ifadesi,

$$f_{X_j}(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mN_t} \frac{x^{mN_t-1}}{\Gamma(mN_t)} e^{-\frac{xm}{\Omega}}, \quad x \geq 0 \quad (2.37)$$

$$F_{X_j}(x) = 1 - e^{-\frac{xm}{\Omega}} \sum_{k=0}^{mN_t-1} \frac{1}{k!} \left(k \frac{m}{\Omega}\right)^k, \quad x \geq 0 \quad (2.38)$$

olarak ifade edilmektedir [23]. CDF ifadesi binom açılımı ile düzenlendiğinde,

$$F_{X_j}(x) = \sum_{p=0}^1 \sum_{k=0}^{p(mN_t-1)} (-1)^p \binom{1}{p} \beta_k(p, m) x^k e^{-\frac{mpx}{\Omega}} \quad (2.39)$$

olarak elde edilir [23]. Sistemin MGF ifadesi ise,

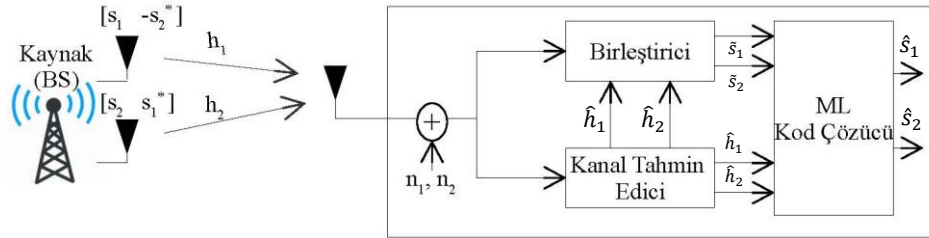
$$M_{\gamma}(x) = \sum_{p=0}^1 \sum_{k=0}^{p(m-1)} (-1)^p \binom{1}{p} \beta_k(p, m) \times \Gamma(k+1)(s\bar{\gamma}) \left(s\bar{\gamma} + \frac{mp}{\Omega}\right)^{-k-1} \quad (2.40)$$

olarak ifade edilmektedir [23]. Burada ortalama SNR $\bar{\gamma} = \Omega \frac{E_s}{N_0}$, dir.

2.2.2.3. Dik Uzay-Zaman Blok Kodlama

Verici anten çeşitleme tekniklerinden olan dik uzay-zaman blok kodlama tekniği ilk olarak Alamouti tarafından, iki verici anten ve bir alıcı antenden oluşan sistem için önerilmiştir. Alamouti tarafından geliştirilen bu teknik anten çeşitlemesinin yanı sıra zaman çeşitlemesi de sağlamaktadır. Tam hız ve tam çeşitleme sağlayan Alamouti tekniğinde dik yapıda bir blok kod kullanılmaktadır. N_t tane verici anten ve N_r tane alıcı anten içeren bir sistemde, çeşitleme derecesi $N_t \times N_r$ olmaktadır [31]. K adet sembol, bir blok kod boyunca P zaman diliminde gönderilmek üzere, kod hızı $R = K/P$ ile ifade edilmektedir [30].

Alamouti tekniğine ait sistem modeli Şekil 2.9'da görüldüğü gibidir. Sistemde iki tane verici anten ve bir tane alıcı anten bulunmaktadır. Bu modelde bir sembol periyodunda, iki işaret alıcı antenlerden eşzamanlı olarak iletilmektedir. Birinci sembol periyodunda, birinci ve ikinci verici antenlerden sırasıyla s_1 ve s_2 işaretleri iletilirken, ikinci sembol periyodunda ise sırasıyla $-s_2^*$ ve s_1^* işaretleri iletilir [17]. (*) işareti, karmaşık eşlenik operatörüdür.



Şekil 2.9: Alamouti tekniği sistem modeli

Alamouti kodu G_2 kodu olarak da isimlendirilir. G_2 koduna ait işaret iletim kod matrisi,

$$G_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

olarak gösterilmektedir. G_2 matrisinin sütunları kullanılan verici anteni gösterirken, satırları ise iletim yapılan zaman dilimini göstermektedir. İkinci sembol periyodu sonunda hedefte alınan işaretler,

$$\begin{aligned}
r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\
r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2
\end{aligned}
\tag{2.42}$$

olarak ifade edilmektedir. Burada h_1 ve h_2 , sırasıyla birinci ve ikinci zaman aralıklarında verici antenler ve alıcı anten arasındaki kanal katsayılarını göstermektedir. n_1 ve n_2 ise alıcı antende, birinci ve ikinci zaman aralıklarında eklenen Gauss gürültüleridir. Bu teknikte, hedefte alınan işaretler ilk olarak MRC benzeri bir teknik ile birleştirilir. Ardından en büyük olabilirlik (maximum likelihood, ML) kuralına göre karar verilir [17]. Birleştirme işlemi sonucunda elde edilen işaretler şu şekildedir:

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\
\tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^*
\end{aligned}
\tag{2.43}$$

Denklem 2.42'deki r_1 ve r_2 işaretleri Denklem 2.43'te yerine konulduğunda karar devresi girişinde, iletilen her bir işaret için,

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\
\tilde{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1
\end{aligned}
\tag{2.44}$$

karar kuralları elde edilir. Daha sonra, ML sezici (\hat{s}_1, \hat{s}_2) işaretlerine karar verir. Burada $\hat{s}_1 = \min_i \{ (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \}$ ve $\hat{s}_2 = \min_i \{ (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_2, s_i) \}$ ile elde edilir. Alamouti'nin vericide iki anten kullanarak geliştirdiği bu tekniği daha sonra Tarokh vd. genelleştirerek ikiden daha fazla antenli sistemlerde uygulamışlardır. N_t adet verici ve N_r adet alıcıya sahip bir kablosuz haberleşme sisteminde her t zaman aralığında tüm verici antenlerden eş zamanlı olarak $s_t^j, j = 1, \dots, N_t$ işaretleri iletilsin. t . zaman aralığında, i . alıcı antende ($i = 1, \dots, N_r$) alınan işaret,

$$r_t^j = \sum_{j=1}^{N_t} h_{ij} s_t^j + n_t^j
\tag{2.45}$$

ile ifade edilmektedir [30]. Burada h_{ij} , j . verici ile i . alıcı arasındaki kanal katsayılarını, n_t^j ise t . zaman aralığında i . alıcı antende eklenen Gauss gürültüsünü temsil etmektedir. Mükemmel CSI durumunda, ML sezicide hesaplanacak olan karar ölçütü,

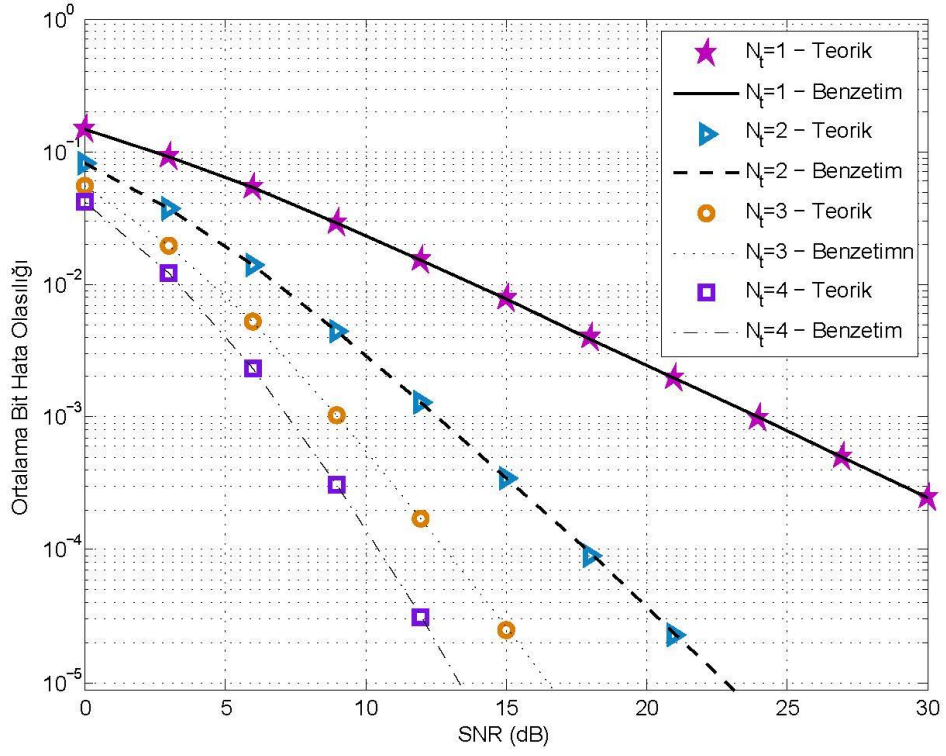
$$\sum_{t=1}^l \sum_{i=1}^{N_r} \left| r_t^j - \sum_{j=1}^{N_t} h_{ij} s_t^j \right|^2 \quad (2.46)$$

olarak elde edilmiştir [30].

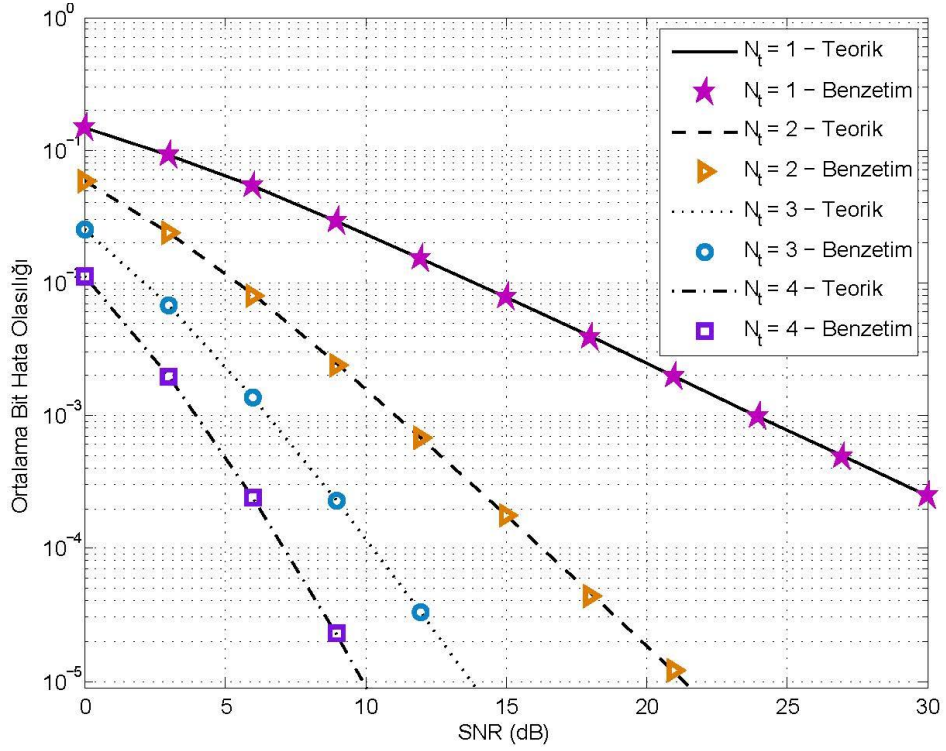
2.2.2.4. Hata Performans Eğrileri

Bu bölümde, verici anten çeşitleme teknikleri için hata performans eğrileri verilmiştir. Şekil 2.10'da TAS tekniğinin Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için ortalama BER performans eğrileri verilmektedir. Verici anten sayısı $N_t = 1,2,3,4$ olarak belirlenmiştir. Alıcıda tek anten bulunmaktadır. Benzetimi yapılan tekniğin bit hata olasılığı için elde edilen teorik eğriler ile benzetim sonuçlarının örtüşmektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, verici anten sayısının artmasıyla hata performansı iyileşmektedir.

Şekil 2.11'de MRT tekniğinin Rayleigh sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performans eğrileri verilmektedir. Verici anten sayısı $N_t = 1,2,3,4$ olarak belirlenmiştir. Alıcıda tek anten bulunmaktadır. Benzetimi yapılan tekniğin bit hata olasılığı için elde edilen teorik eğriler ile benzetim sonuçlarının örtüşmektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, verici anten sayısının artmasıyla hata performansı iyileşmektedir.

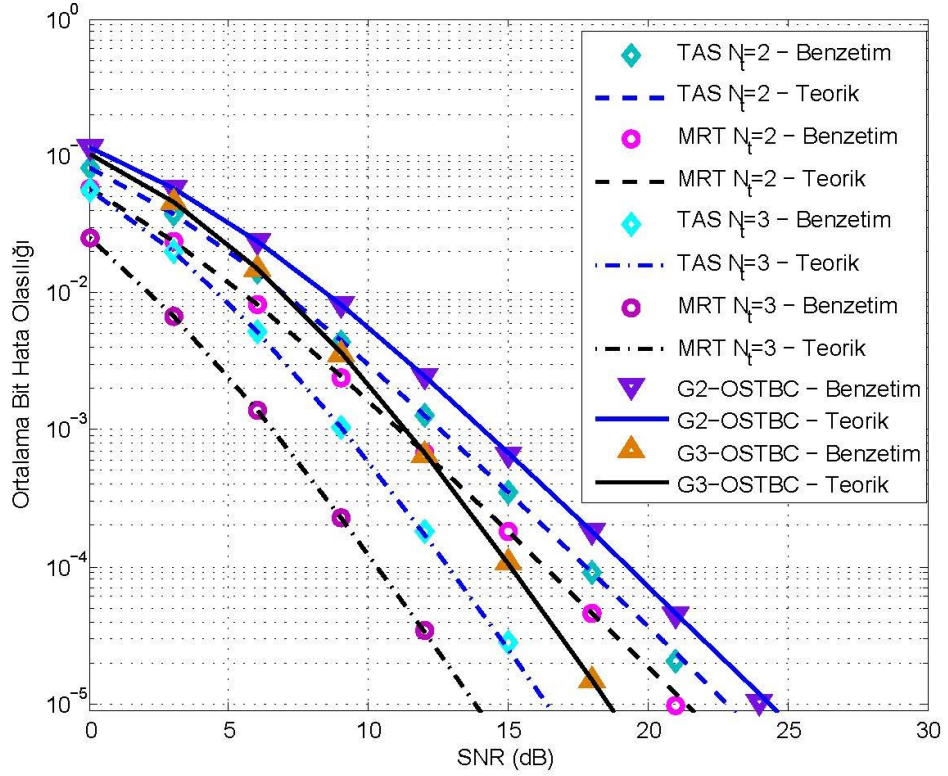


Şekil 2.10: TAS tekniğinin $N_t = 1,2,3,4$ verici anten sayıları için Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı



Şekil 2.11: MRT tekniğinin $N_t = 1,2,3,4$ verici anten sayıları için Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı

Şekil 2.12’de TAS, MRT, G_2 -OSTBC ve G_3 -OSTBC tekniklerinin Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için hata performans eğrilerine yer verilmiştir. $N_t = 2$ antenli durumda en iyi performansı MRT sağlarken, en kötü performansı G_2 -OSTBC tekniği sağlamaktadır. $N_t = 3$ antenli durumda en iyi performansı yine MRT sağlarken, onu sırasıyla G_3 -OSTBC tekniği ve TAS tekniği takip etmektedir. Geri besleme yükü ile bu üç tekniğin performans sıralamasının orantılı olduğu görülmektedir.



Şekil 2.12: TAS, MRT, G_2 -OSTBC ve G_3 -OSTBC tekniklerinin farklı verici anten sayıları için Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması

2.2.3. Hibrit Anten Çeşitleme Teknikleri

2.2.3.1. Ortak Verici ve Alıcı Anten Seçimi

Alıcı anten çeşitleme tekniklerinden RAS (SC) tekniği ve verici anten çeşitleme tekniklerinden TAS tekniğinin hibrit olarak kullanıldığı ortak verici ve alıcı anten seçimi tekniğinde (joint transmit and receive antenna selection, JTRAS) hem alıcı hem verici anten seçilmektedir [22]. Bu teknikte, eğitim periyodunda alıcıda, alıcı antenler

ile verici antenler arasındaki kanallardan alınan işaretlerden en büyük SNR değerine sahip olana bakılarak verici-alıcı anten çifti seçilmektedir. Seçilen anten indisi geri besleme kanalı aracılığıyla vericiye iletilmektedir. JTRAS tekniğine ait sistem modeli, N_t verici anten ve N_r alıcı antenden oluşmaktadır. h_{ij} , $i = 1, \dots, N_t$ ve $j = 1, \dots, N_r$ olmak üzere, i . verici anten ile j . alıcı anten arasındaki kanal katsayılarıdır ve gücü $\Omega = E[|h_{ij}|^2]$ olan, i.i.d. Nakagami- m sönümlemesi ile modellenmektedir [22]. Alınan işaretin anlık SNR'ı, $\gamma_{ij} = \frac{E_s}{N_0} |h_{ij}|^2$ ile ifade edilir. h_{ij} , Nakagami- m dağılımlıyken $X_{ij} = |h_{ij}|^2$, Gamma dağılımı göstermektedir. X_j 'nin PDF ve CDF'i Denklem 2.31 ve Denklem 2.32'deki gibidir. JTRAS tekniğinde $\{I, J\}$ seçilen verici ve alıcı anten indislerini göstermek üzere, anten seçim işlemi,

$$\{I, J\} = \max_{\substack{1 \leq i \leq N_t \\ 1 \leq j \leq N_r}} \{X_{ij}\} \quad (2.47)$$

kriteri ile yapılmaktadır. Yani, alıcı $N_t \times N_r$ tane X_{ij} 'yi karşılaştırarak ortak verici-alıcı anten çiftinin indislerine karar vermektedir. Ortalama SNR $\bar{\gamma} = \Omega \frac{E_s}{N_0}$ olmak üzere, en büyük sıralı istatistik kullanılarak, sembol başına alınan anlık SNR'ın CDF ifadesi $F_Z(x) = \left(F_{X_{ij}}(x)\right)^{N_t \times N_r}$ ile elde edilmektedir [21]. $F_{X_{ij}}(x)$ yerine konulduğunda ve binom açılımı ile düzenlendiğinde $F_Z(x)$,

$$F_Z(x) = \sum_{p=0}^{N_t N_r} \sum_{k=0}^{p(m-1)} (-1)^p \binom{N_t N_r}{p} e^{-\frac{mpx}{\Omega}} x^k \beta_k(p, m) \quad (2.48)$$

olarak elde edilmektedir. Sistemin MGF ifadesi ise,

$$M_Y(x) = \sum_{p=0}^{N_t N_r} \sum_{k=0}^{p(m-1)} (-1)^p \binom{N_t N_r}{p} \beta_k(p, m) \times \Gamma(k+1)(s\bar{\gamma}) \left(s\bar{\gamma} + \frac{mp}{\Omega}\right)^{-k-1} \quad (2.49)$$

olarak ifade edilmektedir [22].

2.2.3.2. TAS/OSTBC

Bu teknikte, OSTBC ile kodlanmış bilgi işaretleri, seçilen verici antenler ile hedefe iletilmektedir. Eğitim periyodunda seçim işlemi yapılırken, alıcıda alınan işaretlerin SNR'ları sıralanır ve kullanılan OSTBC koduna göre en iyi SNR'ı veren verici antenler seçilir. Seçilen anten indisleri geri besleme kanalıyla vericiye iletilmektedir. Seçilen antenler üzerinden iletilen OSTBC kodlanmış işaretler alıcıda MRC ile birleştirilmektedir. TAS/OSTBC'ye ait sistem modelinde N_t tane verici anten ve N_r tane alıcı anten bulunmaktadır. N_t anten içerisinde kullanılacak OSTBC koduna göre seçilecek anten indisleri belirlenmektedir. G_2 kodu için iki anten, G_3 kodu için üç anten seçilmektedir. h_{ij} , $j = 1, \dots, N_t$ ve $i = 1, \dots, N_r$ olmak üzere, j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanal katsayılarıdır ve gücü $\Omega = E[|h_{ij}|^2]$ olan, i.i.d. duruşumsu (quasi-static) Nakagami- m sönümlenmesi ile modellenmektedir [24]. j . verici antenden alıcıdaki tüm antenlere ulaşan toplam anlık kanal kazancı $X_j = \sum_{i=1}^{N_r} |h_{ij}|^2$, Gamma dağılımlıdır ve PDF ve CDF ifadeleri,

$$f_{X_j}(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mN_r} \frac{x^{mN_r-1}}{\Gamma(mN_r)} e^{-\frac{xm}{\Omega}}, \quad x \geq 0 \quad (2.50)$$

$$F_{X_j}(x) = 1 - e^{-\frac{xm}{\Omega}} \sum_{k=0}^{mN_r-1} \frac{1}{k!} \left(k \frac{m}{\Omega}\right)^k, \quad x \geq 0 \quad (2.51)$$

olarak ifade edilmektedir [24].

Her kod kelimesi iletim periyodundan önce, TAS işlemi X_j rastgele değişkenlerini karşılaştırarak verici anten indislerini belirler. Sıralanmış X_j değerleri Z_j 'ler ile ifade edildiğinde ($Z_1 \geq Z_2 \geq \dots \geq Z_{N_t}$), G_2 kodu için Z_1 ve Z_2 , G_3 kodu için Z_1 , Z_2 ve Z_3 seçilmektedir. Basitlik için $x = Z_1$, $y = Z_2$ ve $z = Z_3$ ile ifade edildiğinde, G_2 kodu için sembol başına SNR $\gamma_{G_2} = \frac{\bar{\gamma}}{2}(x + y)$ olurken, G_3 kodu için sembol başına SNR $\gamma_{G_3} = \frac{\bar{\gamma}}{3}(x + y + z)$ olmaktadır [24]. G_2 ve G_3 kodu kullanılan TAS/OSTBC tekniklerinin çıkış değerleri için ortak PDF'ler marjinal PDF'ler cinsinden sırasıyla,

$$f_{XY}(x, y) = N_t(N_t - 1)f_X(x)f_Y(y)[F_Y(y)]^{N_t-2} \quad (2.52)$$

$$f_{XYZ}(x, y, z) = N_t(N_t - 1)(N_t - 2)f_X(x)f_Y(y)f_Z(z)[F_Z(z)]^{N_t-3} \quad (2.53)$$

olarak ifade edilmektedir [24].

MPSK modülasyonu için TAS/ G_2 -OSTBC'nin ortalama SER ifadesi,

$$\begin{aligned} & \bar{P}_s(e) \\ &= \frac{N_t!}{\pi\Gamma(mN_r)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mN_r} \sum_{p=0}^{N_t-2} \sum_{k=0}^{p(mN_r-1)} \sum_{t=0}^{mN_r-1} \frac{(-1)^p \beta_k(p, mN_r)}{t! p! (N_t - 2 - p)!} \\ & \times \frac{\Gamma(k + t + mN_r)\Gamma(a)(0.5)^{1-b_2}}{\Gamma(c) (\lambda\bar{\gamma})^{a-0.5}} \left\{ \frac{2\Gamma(c)F_1(a, b_1, b_2; c - b_3; x_1, x_2)}{(\Gamma(c - b_3 - a))^{-1}\Gamma(c - a)\Gamma(c - b_3)} \right. \\ & \left. - \frac{F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; x_1\lambda, x_2\lambda, \lambda)}{\lambda^{-a}} \right\} \quad (2.54) \end{aligned}$$

şeklinde kapalı formda bulunmaktadır [24]. Burada $F_1(\cdot)$ Appell Hipergeometrik

fonksiyonunu, $F_D^{(3)}(\cdot)$ ise Lauricella fonksiyonunu ifade eder [15]. $a = k + 2mN_r + 0.5$, $b_1 = k + t + mN_r$, $b_2 = mN_r - t$, $b_3 = 0.5$, $c = k + mN_r + 1.5$, $x_2 = \frac{-2m}{\Omega} \frac{\lambda}{\bar{\gamma}_s}$

ve $x_1 = x_2(p + 2)$ olmak üzere $F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; x_1\lambda, x_2\lambda, \lambda) = \frac{\Gamma(c-b_3-a)\Gamma(c)}{\Gamma(c-a)\Gamma(c-b_3)} F_1(a, b_1, b_2; c - b_3; x_1, x_2)$ şeklinde hesaplanır [15].

MPSK modülasyonu için TAS/ G_3 -OSTBC'nin ortalama SER ifadesi,

$$\begin{aligned}
& \bar{P}_s(e) \\
&= \frac{N_t!}{(\Gamma(mN_r))^2} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{3mN_r} \sum_{p=0}^{N_t-3} \sum_{k=0}^{p(mN_r-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mN_r-1)} \sum_{t=0}^{mN_r-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! p! j!} \\
&\times \frac{\beta_k(p, mN_r) \Gamma(a) \Gamma(b_3) \Gamma(j+t+mN_r) \Gamma(k+mN_r)}{\pi(N_t-3-p)! (2+i)^{b_3}} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{3}\right)^{0.5-a} \\
&\times \left\{ \frac{F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c-b_4; x_1, x_2, x_3)}{(\Gamma(c-b_4-a))^{-1} \Gamma(c-a) \Gamma(c-b_4)} \right. \\
&\left. - \frac{F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; \hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \lambda)}{\lambda^{-a} 2\Gamma(c)} \right\} \tag{2.55}
\end{aligned}$$

şeklinde kapalı formda bulunmaktadır [24]. Burada

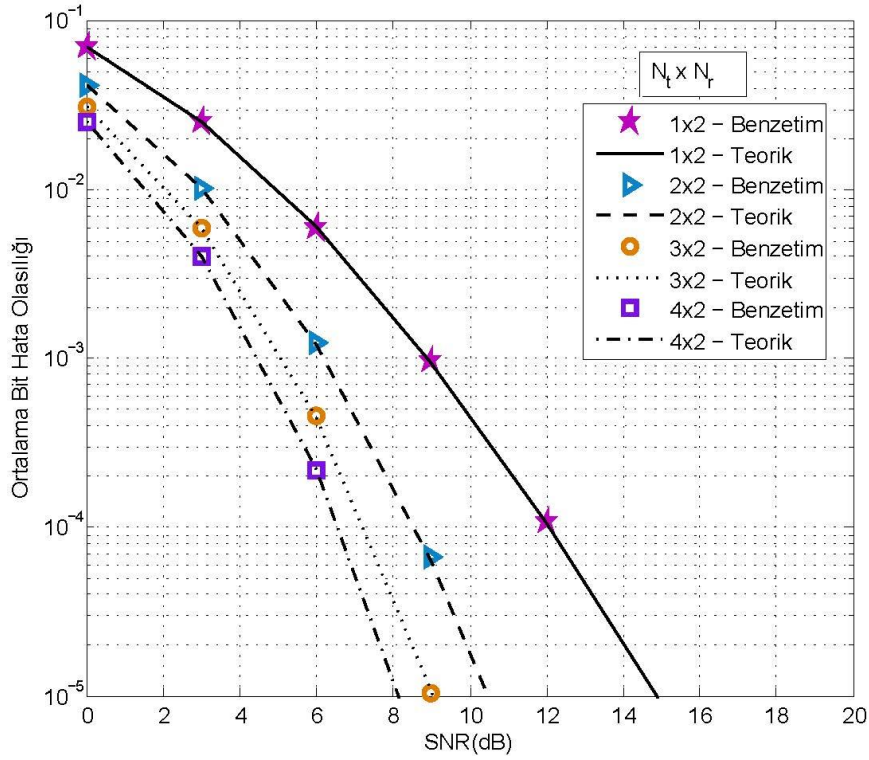
$$F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; \hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \lambda) = \frac{\Gamma(c-b_4-a)\Gamma(c)}{\Gamma(c-a)\Gamma(c-b_4)} F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c-b_4; x_1, x_2, x_3)$$

şeklinde hesaplanır ve $\hat{x}_i = \lambda x_i$ 'dir [24].

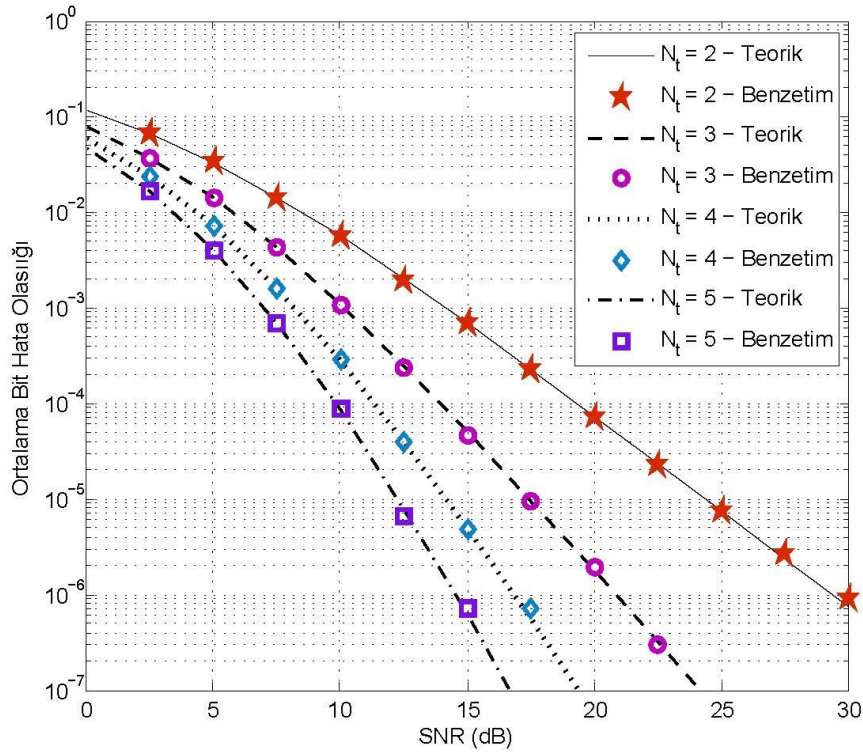
2.2.3.3. Hata Performans Eğrileri

Şekil 2.13'te Rayleigh sönümlmeli kanallarda JTRAS tekniğinin BPSK modülasyonu kullanılarak ortalama BER performans eğrileri verilmiştir. JTRAS performansları farklı ($N_t \times N_r$) anten konfigürasyonları için karşılaştırılmıştır. Elde edilen teorik eğriler ile benzetim sonuçları örtüşmektedir. Anten sayısı arttıkça sistem performansının ve çeşitleme derecesinin arttığı görülmektedir.

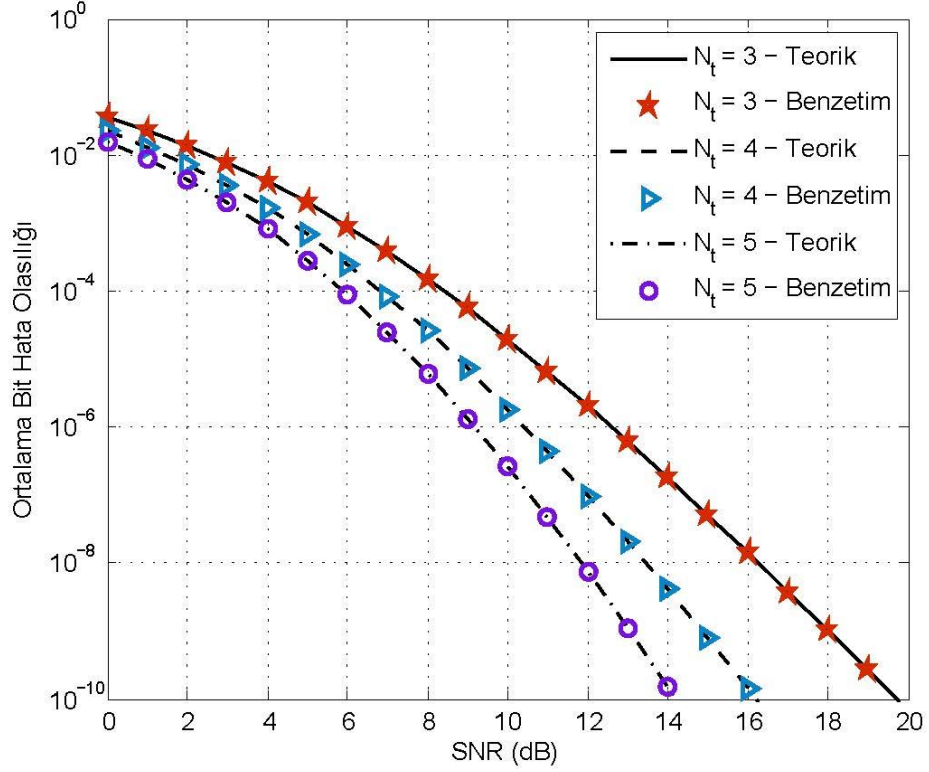
Şekil 2.14'te TAS/ G_2 -OSTBC tekniğinin Rayleigh sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER eğrileri verilmektedir. Verici anten sayıları $N_t = 2,3,4,5$ olarak belirlenirken, alıcı anten sayısı $N_r = 1$ olarak belirlenmiştir. Vericide iki anten seçilerek işaretler G_2 -OSTBC kodu ile seçilen antenler üzerinden alıcıya iletilmektedir. Şekil 2.15'te ise TAS/ G_3 -OSTBC tekniğinin BPSK modülasyonu için ortalama BER eğrileri Rayleigh sönümlmeli kanallarda verilmektedir. Verici anten sayıları $N_t = 3,4,5$ olarak belirlenirken, alıcı anten sayısı $N_r = 1$ olarak belirlenmiştir. G_3 -OSTBC kodu ile işaretler vericide seçilen üç anten üzerinden alıcıya iletilmektedir. Şekil 2.14 ve 2.15'te görüleceği üzere anten sayısının artmasıyla sistem performansı iyileşmektedir.



Şekil 2.13: JTRAS tekniğinin farklı anten konfigürasyonları için Rayleigh sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 2.14: TAS/ G_2 -OSTBC tekniğinin $N_t = 2, 3, 4, 5$ ve $N_r = 1$ anten sayıları için Rayleigh sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 2.15: TAS/ G_3 -OSTBC tekniğinin $N_t = 3, 4, 5$ ve $N_r = 1$ anten sayıları için Rayleigh sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı

2.3. Röleli Haberleşme Teknikleri

Telsiz haberleşmede baz istasyonu ve kullanıcı arasındaki mesafenin uzak olması veya aradaki engellerden dolayı haberleşmenin kalitesinin zayıf olması gibi durumlarda daha kaliteli haberleşme sağlanabilmesi için bir veya birden fazla röle ile haberleşme desteklenebilmektedir. Yarı-çift yönlü (half-duplex, HD) ve tam-çift yönlü (full-duplex, FD) olmak üzere iki tip röle iletim tekniği bulunmaktadır. HD iletim iki zaman aralığında yapılmaktadır.

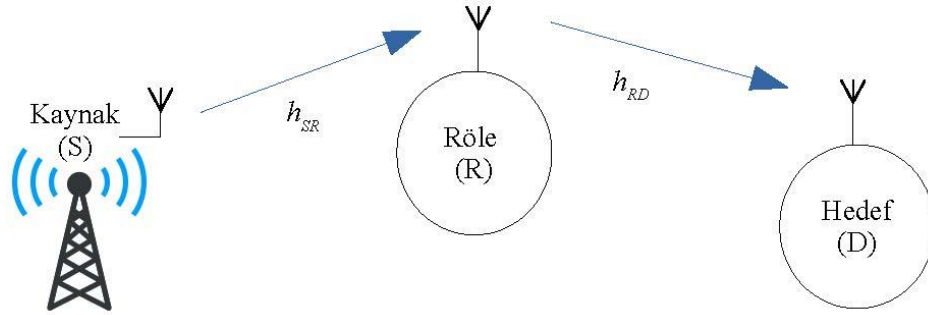
Bu bölümde öncelikle röleli haberleşme tekniklerinden kısaca bahsedilecektir. Ardından sırasıyla HD ve FD iletim yapan röleli haberleşme tekniklerinden bahsedilecek ve bahsedilen tekniklere ait hata performans eğrilerine yer verilecektir.

İki atlamalı ağ olarak da bilinen röleli sistem modelleri baz istasyonu (kaynak, S), hedef (D) ve röle (R) içermektedir. Kanaldan aldığı bilgiyi belirli bir kuvvetlendirme katsayısıyla kuvvetlendirerek hedefe iletebilen kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) tipi röle veya aldığı işareti çözüp hedefe iletebilen çöz-ve-

aktar (decode-and-forward, DF) tipi röle kullanılan sistemler üzerinde birçok çalışma yapılmıştır. Şekil 2.16'daki gibi tek antenli bir kaynak, bir röle ve bir hedef bulunan bir sistem göz önüne alındığında, rölede alınan işaret,

$$y_R = h_{SR}s + n_R \quad (2.56)$$

şeklinde yazılmaktadır [29]. Burada s , kaynaktan iletilen P_s gücündeki bilgi işaretini, h_{SR} , kaynak ile röle arasındaki kanal katsayısını ve n_R rölede eklenen gürültüyü temsil etmektedir.



Şekil 2.16: Röleli haberleşme sistem modeli

DF yönteminde röle, kaynaktan aldığı işareti çözüp hedefe iletmektedir. Hedefte,

$$y_D = h_{RD}\tilde{s} + n_D \quad (2.57)$$

işareti alınmaktadır. Burada \tilde{s} , rölenin kaynaktan aldığı işareti çözdükten sonra elde ettiği işarettir. h_{RD} , röle ve hedef arasındaki kanal katsayısını ve n_D ise hedefte eklenen ortalaması sıfır, varyansı $\sigma^2 = N_0$ olan AWGN'yi temsil etmektedir.

AF yönteminde ise röle, kaynaktan aldığı işareti bir kuvvetlendirme katsayısı ile kuvvetlendirerek hedefe iletmektedir. Hedefte,

$$y_D = Gh_{RD}y_R + n_D \quad (2.58)$$

işareti alınmaktadır. G kuvvetlendirme katsayısına göre CSI tabanlı değişken kazançlı (CSI-based) ve sabit kazançlı (fixed gain) olarak iki tip AF yöntemi bulunmaktadır. CSI tabanlı AF yönteminde G katsayısı kanal katsayılarının sürekli kestirimine dayalıyken, sabit kazançlı AF yönteminde G katsayısı birinci atlamının ortalama SNR'ına bağlıdır ve sabit sayıdır [29].

Denklem 2.56, Denklem 2.58'de yerine konulduğunda hedefte alınan işaret,

$$\begin{aligned} y_D &= Gh_{RD}(h_{SR}S + n_R) + n_D \\ &= Gh_{SR}h_{RD}S + Gh_{RD}n_R + n_D \end{aligned} \quad (2.59)$$

olarak elde edilmektedir [29]. Hedefte e2e SNR değeri,

$$\gamma_{e2e} = \frac{G^2 |h_{SR}|^2 |h_{RD}|^2 P_S}{G^2 |h_{RD}|^2 \sigma^2 + \sigma^2} \quad (2.60)$$

olarak elde edilir. Rölenin CSI tabanlı AF tipi röle olduğu durumda G kuvvetlendirme katsayısı,

$$G = \sqrt{\frac{P_R}{P_S |h_{SR}|^2 + \sigma^2}} \quad (2.61)$$

olarak belirlenmektedir [29]. Burada P_R , rölenin iletim gücüdür. Bu kuvvetlendirme katsayısı Denklem 2.60'da yerine yazıldığında,

$$\gamma_{e2e} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD} + 1} \quad (2.62)$$

olarak elde edilmektedir [29]. Burada kaynak-röle ve röle-hedef arası anlık SNR değerleri sırasıyla $\gamma_{SR} = \frac{P_S}{N_0} |h_{SR}|^2$ ve $\gamma_{RD} = \frac{P_S}{N_0} |h_{RD}|^2$ 'dir. Rölenin sabit kazançlı AF tipi röle olduğu durumda G kuvvetlendirme katsayısı,

$$G = \sqrt{\frac{P_R}{(1 + \bar{\gamma}_{SR})\sigma^2}} \quad (2.63)$$

olarak belirlenmektedir [29]. Burada $\bar{\gamma}_{SR}$, birinci atlamaya ait ortalama SNR'dır. Sistemin e2e SNR ifadesi,

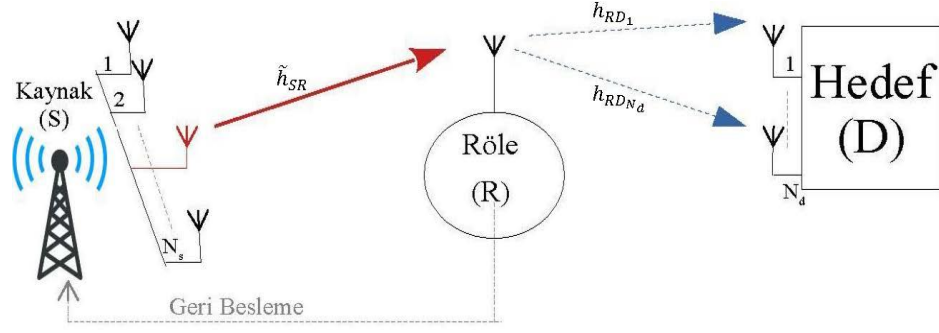
$$\gamma_{e2e} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\bar{\gamma}_{SR} + \gamma_{RD} + 1} \quad (2.64)$$

ile ifade edilmektedir. Birinci atlamada her bir yolun ortalama SNR'ını ifade eden $\bar{\gamma}_{SR} = \frac{P_1 d_1^{-\alpha}}{N_0}$, dır.

2.3.1. Yarı-Çift Yönlü İletim Yapan Röleli Haberleşme Teknikleri

2.3.1.1. İki Atlamalı TAS/MRC Tekniği

İki atlamalı TAS/MRC tekniğinin sistem modeli Şekil 2.17'de görüldüğü gibidir. Sistemde N_s antenli bir kaynak, N_d antenli bir hedef ve tek antenli AF tipi bir röle bulunmaktadır. Kaynaktan hedefe doğrudan iletim hattının bulunmadığı varsayılmıştır. Kaynaktan röleye işaret iletiminde TAS tekniği kullanılırken, hedefte alınan işaretler MRC ile birleştirilmektedir [28]. Birinci atlamada, rölede en yüksek SNR değerini veren anten indisine karar verilir ve bu indis geri besleme kanalı vasıtasıyla kaynağa iletilir. Birinci zaman aralığında, kaynaktan röleye işaret iletimi TAS ile seçilen anten üzerinden yapılır. İkinci zaman aralığında ise, röle aldığı işareti kuvvetlendirir ve hedefe iletir. Hedefte alınan işaretler MRC tekniği ile birleştirilmektedir [28].



Şekil 2.17: İki atlamalı HD ağlarda TAS/MRC tekniğinin sistem modeli

Birinci zaman aralığında, ortalama gücü bire normalize edilmiş s işareti kaynaktan röleye iletildiğinde, rölede alınan işaret,

$$y_R = \sqrt{P_1 d_1^{-\alpha}} \tilde{h}_{SR} s + n_R \quad (2.65)$$

şeklinindedir. Burada, P_1 kaynağın iletim gücü, d_1 kaynak-röle arası uzaklık ve α yol kaybı faktörüdür. \tilde{h}_{SR} , TAS ile seçilen verici anten ile rölenin alıcı anteni arasındaki kanal katsayısıdır. h_{SR}^j , j . verici anten ile röle arasındaki kanal katsayısı olmak üzere, $|\tilde{h}_{SR}| = \max_{1 \leq j \leq N_s} |h_{SR}^j|$ ile ifade edilir. CSI tabanlı AF tipi rölede alınan işaret kuvvetlendirilerek hedefe gönderildiğinde, hedefte i . alıcı antenin aldığı işaret,

$$y_{D,i} = \sqrt{P_2 d_2^{-\alpha}} G h_{RD_i} y_R + n_{D,i} \quad (2.66)$$

ile ifade edilmektedir [28]. Burada, P_2 rölenin iletim gücünü, d_2 röle-hedef arası mesafeyi ifade eder. G rölenin kuvvetlendirme katsayısı, h_{RD_i} ise hedefteki i . alıcı anten ile röle arasındaki kanal katsayısıdır. $n_{D,i}$, i . alıcı antende eklenen ortalaması sıfır, güç spektral yoğunluğu N_0 olan AWGN'yi temsil eder. Hedefte alınan işaretler MRC ile birleştirildiğinde, birleştiricinin CSI katsayılarını hatasız bildiği varsayımı altında, çıkışta elde edilen işaret,

$$\begin{aligned}
y_D &= \sum_{i=1}^{N_d} h_{RD_i}^* y_{D,i} \\
&= \sqrt{\frac{P_1 P_2}{(d_1 d_2)^\alpha}} G \tilde{h}_{SR} \sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2 + \sqrt{\frac{P_2}{d_2^\alpha}} G n_R \\
&\quad + \sum_{i=1}^{N_d} h_{RD_i}^* n_{D,i}
\end{aligned} \tag{2.67}$$

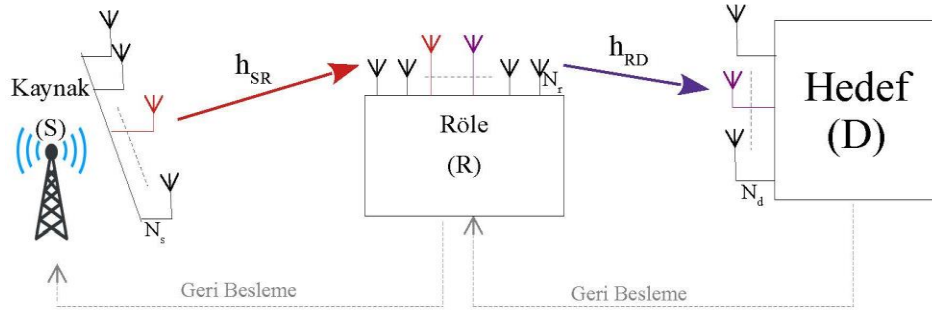
olarak ifade edilmiştir. $\gamma_{SR} = \frac{P_1 d_1^{-\alpha}}{N_0} |\tilde{h}_{SR}|^2$ ve $\gamma_{RD} = \frac{P_2 d_2^{-\alpha}}{N_0} \sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2$ olmak üzere, sistemin e2e SNR ifadesi Denklem 2.62'deki ile aynıdır. Sistemde kullanılan röle CSI tabanlı ise G ,

$$G = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 d_1^{-\alpha} |\tilde{h}_{SR}|^2 + N_0}} \tag{2.68}$$

ile ifade edilir.

2.3.1.2. İki Atlımalı JTRAS Tekniği

İki atlamalı JTRAS tekniğinin sistem modeli Şekil 2.18'de görüldüğü gibidir. Sistemde N_s antenli bir kaynak, N_d antenli bir hedef ve N_r antenli AF tipi bir röle bulunmaktadır. Kaynaktan hedefe doğrudan iletim hattının bulunmadığı varsayılmıştır. Kaynaktan röleye ve röleden hedefe işaret iletiminde JTRAS tekniği kullanılmaktadır. Her iki atlamada da, kaynak-röle ve röle-hedef arasında en yüksek SNR'ı veren anten çiftleri sırasıyla röle ve hedefte seçilmektedir. Seçilen anten indisleri röleden kaynağa ve hedeften röleye geri besleme kanalları aracılığıyla iletilmektedir. Geri besleme kanallarının ideal olduğu varsayılmaktadır.



Şekil 2.18: İki atlamalı HD ağlarda JTRAS tekniğinin sistem modeli

Birinci zaman aralığında rölede alınan işaret,

$$y_R = \tilde{h}_{SR}S + n_R \quad (2.69)$$

ile ifade edilir. \tilde{h}_{SR} , kaynak-röle arasında seçilen en iyi SNR'ı veren kanal katsayısıdır. h_{SR}^{ij} , kaynaktaki j . verici anten ile röleki i . alıcı anten arasındaki kanal katsayısı olmak üzere, $|\tilde{h}_{SR}| = \max_{1 \leq j \leq N_s, 1 \leq i \leq N_r} |h_{SR}^{ij}|$ ile ifade edilir. CSI tabanlı AF tipi rölede alınan işaret kuvvetlendirilerek hedefe gönderildiğinde, hedefte i . alınan işaret,

$$\begin{aligned} y_D &= G\tilde{h}_{RD}y_R + n_D \\ &= G\tilde{h}_{SR}\tilde{h}_{RD}S + G\tilde{h}_{RD}n_R + n_D \end{aligned} \quad (2.70)$$

ile ifade edilir. \tilde{h}_{RD} , röle-hedef arasında seçilen en iyi SNR'ı veren kanal katsayısıdır. h_{RD}^{ki} , röledeki i . verici anten ile hedefteki k . alıcı anten arasındaki kanal katsayısı olmak üzere, $|\tilde{h}_{RD}| = \max_{1 \leq i \leq N_r, 1 \leq k \leq N_d} |h_{RD}^{ki}|$ ile ifade edilir. Sistemin e2e SNR'ı,

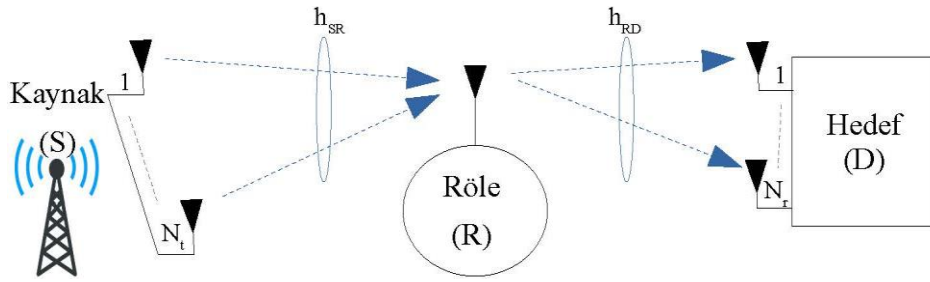
$$\gamma_{e2e} = \frac{G^2|\tilde{h}_{SR}|^2|\tilde{h}_{RD}|^2}{G^2|\tilde{h}_{RD}|^2N_0 + N_0} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{RD} + \frac{1}{G^2N_0}} \quad (2.71)$$

ile ifade edilir. Burada, $K \in \{SR, RD\}$ olmak üzere, $\gamma_K = \frac{P_S}{N_0} |\tilde{h}_K|^2$ ve $P_S = 1$ 'e

normalize edilmiştir. $G = \sqrt{1/|\tilde{h}_{SR}|^2 + N_0}$ olarak seçilmiştir.

2.3.1.3. İki Atlımalı OSTBC/MRC Tekniği

İki atlamalı OSTBC/MRC tekniğinin sistem modeli Şekil 2.19'daki gibidir. Sistemde N_t antenli bir kaynak, N_r antenli bir hedef ve tek antenli sabit kazançlı AF tipi bir röle bulunmaktadır. Kaynaktan hedefe doğrudan bir iletim hattının olmadığı varsayılmıştır. Birinci zaman aralığında işaretler kaynaktan röleye iletilmektedir. İkinci zaman aralığında röle, kaynaktan aldığı işareti kuvvetlendirerek hedefe iletmektedir. Hedefte alınan işaretler MRC tekniği ile birleştirilmektedir [26].



Şekil 2.19: İki atlamalı HD ağlarda OSTBC/MRC tekniğinin sistem modeli

Kaynaktan gönderilen işaretler $\mathbf{G}_{N_t} = \{x_{li}\}_{L \times N_t}$ iletim matrisi ile ifade edilmektedir ve hız oranı $R = K/P$ 'dir. Burada, $l = 1, 2, \dots, L$ olmak üzere L kod uzunluğunu temsil etmektedir. Matriste bulunan her x_{li} , $\{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ işaretlerinin ve onların eŐlenikleri olan $\{x_1^*, x_2^*, \dots, x_k^*\}$ işaretlerinin kombinasyonudur. $i = 1, 2, \dots, N_t$ ve $j = 1, 2, \dots, N_r$ olmak üzere, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanal kazançları sırasıyla $\mathbf{h}_{SR} = \{h_{SR}^i\}_{N_t \times 1}$ ve $\mathbf{h}_{RD} = \{h_{RD}^j\}_{N_r \times 1}$ vektörleri ile ifade edilir. Kaynak-röle, röle-hedef arası kanallar, parametreleri m_1 ve m_2 olan birim güçlü Nakagami- m dağılımını ile modellenmektedir. İletim bloğu boyunca kanal katsayılarının sabit olduğu varsayılmıştır. Birinci atlamada rölede alınan işaret,

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{h}_{SR} \mathbf{G}_{N_t} + \mathbf{n}_R \quad (2.72)$$

ile ifade edilmektedir. Burada, $\mathbf{n}_R = \{n_{R,l}\}_{L \times 1}$ olan, l . sembol süresi boyunca rölede eklenen ortalaması sıfır, varyansı $N_0/2$ olan AWGN gürültüsüdür. $\mathbf{y}_R = \{y_{R,l}\}_{L \times 1}$ işaret vektörü, G kuvvetlendirme katsayısı ile kuvvetlendirilmektedir. \mathbf{y}_R 'nin

kuvvetlendirilmesinden sonra elde edilen yeni işaret, $\mathbf{s}_R = \{G y_{R,l}\}_{L \times 1}$ 'dir. İkinci atlamada hedefte alınan işaret,

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{h}_{RD} \mathbf{s}_R + \mathbf{n}_D \quad (2.73)$$

ile ifade edilmektedir. Burada, $\mathbf{n}_D = \{n_{R,lj}\}_{L \times 1}$ olan, l . sembol süresi boyunca hedefin j . alıcısında eklenen ortalaması sıfır, varyansı $N_0/2$ olan AWGN gürültüsüdür. $\mathbf{y}_D = \{y_{D,lj}\}_{L \times N_r}$ matrisi, l . sembol süresi boyunca hedefteki j . alıcı antenden alınan işaretlerden oluşan matristir. Kuvvetlendirilmiş ve iletilmiş \mathbf{s}_R işareti Denklem 2.73'te yerine yazıldığında,

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{G} \mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{RD} \mathbf{G}_{N_t} \mathbf{x} + \mathbf{G} \mathbf{h}_{RD} \mathbf{n}_R + \mathbf{n}_D \quad (2.73)$$

elde edilmektedir [26]. Hedefte alınan OSTBC kodlu işareti çözmek için karesel yaklaşım (squaring approach) yöntemi kullanılmaktadır. \mathbf{G}_{N_t} iletim matrisinde bulunan bilgi işaretlerinin karesel ortalamaları $E[|x_1|^2] = E[|x_2|^2] = \dots = E[|x_k|^2] = \frac{P_s}{N_t R}$ olmak üzere, sistemin e2e SNR ifadesi,

$$\gamma_{e2e} = \frac{E_s}{N_0 N_t R} \frac{\|\mathbf{h}_{SR}\|_F^2 \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2}{\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2 + 1/G^2} \quad (2.74)$$

olarak ifade edilmektedir [26]. Sabit kazançlı röle kullanılması durumunda kuvvetlendirme katsayısı $G = \sqrt{1/(1 + 1/\bar{\gamma})}$ olarak seçilmektedir. Burada, $\bar{\gamma} = \frac{E_s}{N_0 R}$ olarak tanımlanmıştır. Denklem 2.74 düzenlendiğinde,

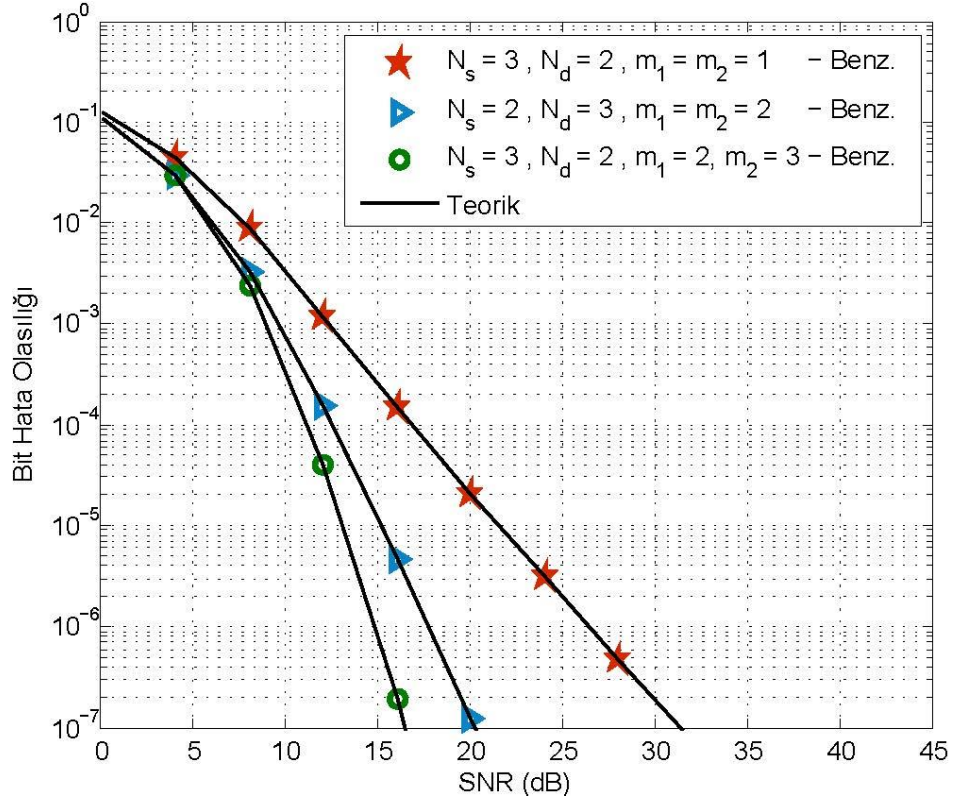
$$\gamma_{e2e} = \frac{1}{N_t} \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{\gamma_{RD} + \bar{\gamma} + 1} \quad (2.74)$$

olarak elde edilmektedir. Burada, $\gamma_{SR} = \bar{\gamma}_{SR} \|h_{SR}\|_F^2$ ve $\gamma_{RD} = \bar{\gamma}_{RD} \|h_{RD}\|_F^2$ 'dir. Birinci ve ikinci atlamaların ortalama SNR değerleri birbirine eşit ve $\bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{RD} = \bar{\gamma}$ olarak kabul edilmiştir [26].

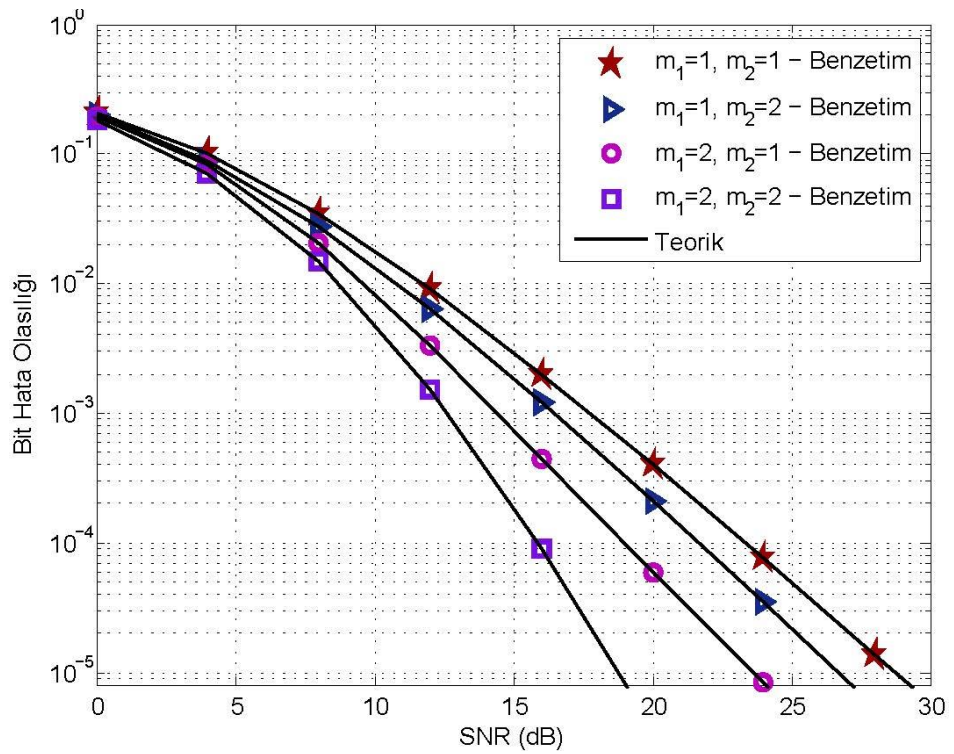
2.3.1.4. Hata Performans Eğrileri

şekil 2.20'de iki atlamalı TAS/MRC röle ağına ilişkin hata performans eğrileri Nakagami- m sönümlmeli kanallar için verilmektedir. Eğriler elde edilirken çeşitli anten konfigürasyonları, farklı kanal koşulları ve BPSK modülasyonu kullanılmıştır. Kaynak ve hedef arasında bulunan röle için $d_1 = d_2 = 0.5$ olarak belirlenmiştir. Yol kaybı faktörü $\alpha = 4$ olarak alınmıştır. m_1 ve m_2 sırasıyla birinci ve ikinci atlamalara ait kanal parametreleri olmak üzere, eğriler incelendiğinde sistemin çeşitleme derecesinin $\min(m_1 N_s, m_2 N_d)$ 'e yaklaşık eşit olduğu gözlemlenmektedir. Bunun sonucu olarak, çeşitleme derecesinin, düşük çeşitleme derecesine sahip atlama ile sınırlandığı söylenebilir. Aynı zamanda, birinci ve ikinci atlamada kullanılan anten sayılarının eşit olması, bu yöntemin kullanıldığı sistemler için çeşitleme derecesi açısından optimum durumdur [40].

şekil 2.21'de iki atlamalı G_2 -OSTBC/MRC röle ağına ilişkin hata performans eğrileri Nakagami- m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanılarak farklı m_1 ve m_2 parametreleri için verilmektedir. Benzetim yapılırken alıcıda bulunan anten sayısı $N_d = 2$ olarak belirlenmiştir. Sönümlleme parametresi bir atlamada sabitken diğerinde arttırıldığında performansın iyileştiği gözlemlenmektedir.



Şekil 2.20: TAS/MRC tekniği kullanılan iki atlamalı HD MIMO sistemin Nakagami- m sönümlenmeli kanalda BER performansı

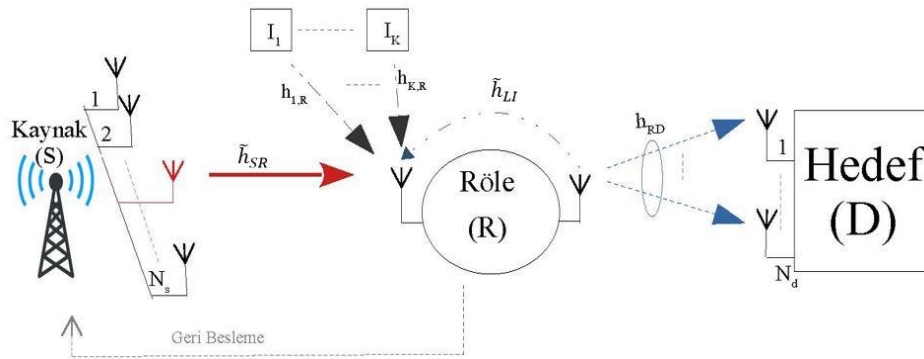


Şekil 2.21: G_2 -OSTBC /MRC tekniği için HD röleli sistemin farklı kanal koşulları için BER performansı

2.3.2. Tam-Çift Yönlü İletim Yapan Röleli Haberleşme Teknikleri

2.3.2.1. İki Atlamalı TAS/MRC Tekniği

İki atlamalı MIMO röle ağı Şekil 2.22'deki gibidir. Sistemde N_s antenli bir kaynak, N_d antenli bir hedef ve bir alıcı ve bir verici antenden oluşan FD AF tipi bir röle bulunmaktadır. Kaynak ve hedef arasında doğrudan bir iletim hattının olmadığı varsayılmıştır. Rölede ortak kanal karışımı (co-channel interferers, CCIs) ve artık öz karışım (residual self interference, RSI) etkileri hesaba katılmaktadır. Kaynak-röle, röle-hedef arası sönümlenmeler ve röledeki karışımlar i.i.d. Rayleigh sönümlenmesi ile modellenmektedir. Her iletim periyodunda, kaynaktan röleye işaret iletiminde TAS tekniği uygulanırken hedefte alınan işaretler MRC tekniği ile birleştirilmektedir [32].



Şekil 2.22: İki atlamalı FD ağlarda TAS/MRC tekniği sistem modeli

Birinci atlamada rölede alınan işaret,

$$y_R[n] = \tilde{h}_{SR}x[n] + \tilde{h}_{LI}x_R[n] + I[n] + n_R[n] \quad (2.75)$$

olarak ifade edilmektedir [32]. Burada \tilde{h}_{SR} , TAS ile seçilen kaynağın verici antenleri ile röle arasındaki en iyi SNR'ı veren kanal katsayısıdır. h_{SR}^j , j . verici anten ile röle arasındaki kanal katsayısı olmak üzere, $|\tilde{h}_{SR}| = \max_{1 \leq j \leq N_s} |h_{SR}^j|$ ile ifade edilir. \tilde{h}_{LI} , rölenin alıcısı ve vericisi arasındaki karışımın kanal katsayısıdır. $I[n] = \sum_{k=1}^K h_{k,R}x_{I_k}[n]$ olmak üzere, röledeki CCI'ların toplamını temsil eder ve burada $h_{k,R}$, k . karışan ile röle arasındaki CCI katsayısını belirtir. $x[n]$, $x_R[n]$ ve $x_{I_k}[n]$, n . iletim periyodunda

sırasıyla kaynaktan, röleden ve k . karışandan iletilen işaretlerdir ve güçleri $E[|x[n]|^2] = E[|x_R[n]|^2] = E[|x_{I_k}[n]|^2] = P_t$, bire normalize edilmiştir. $n_R[n]$ ise, ortalaması sıfır, varyansı N_0 olan karmaşık AWGN gürültüsüdür. τ gecikme ve β kuvvetlendirme faktörü olmak üzere, $x_R[n] = \beta y_R[n]$ 'dir.

Hedefte i . alıcı antende alınan işaret,

$$\begin{aligned} y_{D,i}[n] &= h_{RD_i} x_R[n] + n_{D,i}[n] \\ &= h_{RD_i} \beta y_R[n] + n_{D,i}[n] \end{aligned} \quad (2.76)$$

ile ifade edilmektedir [32]. h_{RD_i} , röle ve hedefin i . alıcısı arasındaki kanal katsayılarıdır. $n_{D,i}[n]$ ise ortalaması sıfır, varyansı N_0 olan AWGN gürültüsüdür.

Hedefte alınan işaretler MRC ile birleştirildiğinde, birleştiricinin çıkışında elde edilen işaret,

$$\begin{aligned} y_D[n] &= \sum_{i=1}^{N_d} h_{RD_i}^* y_{D,i}[n] \\ &= \tilde{h}_{SR} \beta x[n - \tau] \sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2 \\ &\quad + \tilde{h}_{LI} \beta x_R[n - \tau] \sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2 \\ &\quad + \left(\beta \sum_{k=1}^K h_{k,R} x_{I_k}[n] \right) \sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2 \\ &\quad + \beta n_R[n - \tau] \sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2 + \sum_{i=1}^{N_d} h_{RD_i}^* n_{D,i}[n] \end{aligned} \quad (2.77)$$

olarak elde edilmektedir. Burada (*) eşlenik operatörüdür. Sistemin e2e SNR'ı,

$$\begin{aligned} &Y_{e2e} \\ &= \frac{\beta^2 |\tilde{h}_{SR}|^2 \left(\sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2 \right)^2}{\beta^2 |\tilde{h}_{LI}|^2 \left(\sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2 \right)^2 + C + \beta^2 N_0 \left(\sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2 \right)^2 + N_0 \sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2} \end{aligned} \quad (2.78)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $C = \beta^2 (\sum_{k=1}^K h_{k,R})^2 (\sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2)^2$ ve $\beta = \sqrt{1/|\tilde{h}_{SR}|^2 + |\tilde{h}_{LI}|^2 + \sum_{k=1}^K |h_{k,R}|^2 + N_0}$ 'dir. Denklem 2.78 düzenlendiğinde,

$$\gamma_{e2e} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{(\gamma_{LI} + \gamma_{I_k} + 1)(\gamma_{RD} + 1) + \gamma_{SR}} \quad (2.79)$$

olarak elde edilmektedir. Burada S-R, R-D arası anlık SNR'lar $\gamma_{SR} = |\tilde{h}_{SR}|^2 / N_0$, $\gamma_{RD} = \sum_{i=1}^{N_d} |h_{RD_i}|^2 / N_0$ iken, R-R ve I_k -R arası karışım-gürültü oranları (interference-noise ratios, INRs) $\gamma_{LI} = |\tilde{h}_{LI}|^2 / N_0$ ve $\gamma_{I_k} = \sum_{k=1}^K |h_{k,R}|^2 / N_0$ 'dir. Röledeki RSI ve CSI, $E[|\tilde{h}_{LI}|^2] = E[|h_{k,R}|^2] = \sigma_e^2$ olan aynı güce sahip i.i.d. Rayleigh sönümlemesi ile modellenmektedir. Burada röledeki toplam anlık INR, $h_{K+1,R} = \tilde{h}_{LI}$ olmak üzere, $\gamma_{I_{K+1}} = \gamma_{LI} + \gamma_{I_K} = \sum_{k=1}^{K+1} |h_{k,R}|^2 / N_0$ ile verilmektedir. Gürültü terimi göz ardı edilen ve rölede sönümlenmeli RSI ve CSI'ların olduğu varsayılan durumda sistemin e2e SINR ifadesi,

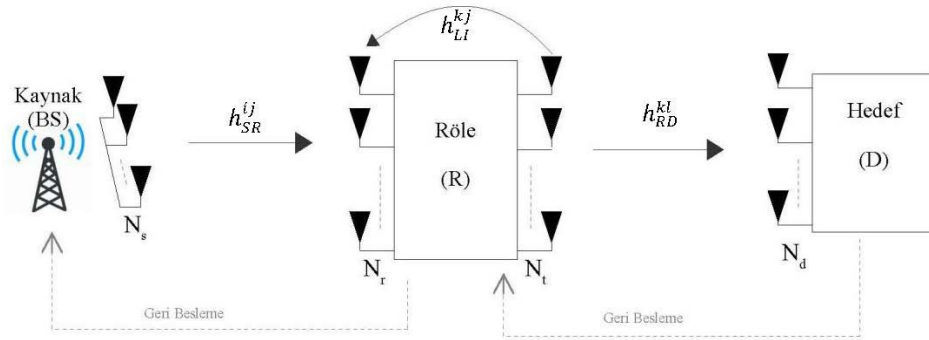
$$\gamma_{e2e} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{I_k}(\gamma_{RD} + 1) + \gamma_{SR}} \quad (2.80)$$

ile verilmektedir [32].

2.3.2.2. İki Atlamalı Anten Seçim Tekniği

İki atlamalı MIMO FD DF röle ağı Şekil 2.23'deki gibidir. Sistemde kaynak ve hedef sırasıyla N_s ve N_d anten ile donatılırken, röle N_r adet alıcı anten ve N_t adet verici anten ile donatılmıştır. Kaynak ve hedef arasında doğrudan bir iletim hattının olmadığı varsayılmıştır. Eğitim periyodunda, her bir düğümde anten seçim tekniklerine göre sadece bir anten seçilir ve iletim seçilen antenler üzerinden yapılır [33]. Seçilen anten indisleri ideal olduğu varsayılan geri besleme kanalları ile ilgili düğüme gönderilir.

$X \in \{SR, RD, RR\}$ ve $A \in \{ij, kj, kl\}$ olmak üzere, $|h_X^A|$ ile gösterilen tüm kanal kazançlarının zarfları i.i.d. Nakagami- m dağılımı ile modellenmektedir. S - R ve R - D arası kanal kazançlarının güçleri sırasıyla $\Omega_{SR} = E[|h_{SR}^{ij}|^2] = 1$ ve $\Omega_{RD} = E[|h_{RD}^{kl}|^2] = 1$ olarak alınmıştır. R - R arası kanal kazancının karesel ortalaması ise $\Omega_{RR} = E[|h_{RR}^{kj}|^2] = \sigma_e^2$ olarak kabul edilmiştir. Burada $E[.]$, beklenen değer operatörüdür.



Şekil: 2.23. İki atlamalı FD ağlarda anten seçim tekniği sistem modeli

Herhangi $\{i, j, k, l\}$ anten indisleri, kaynaktan hedefe iletim için seçilen anten indisleri olarak varsayıldığında, birinci atlamadaki anlık SINR $\gamma_R^{ijk} = \gamma_{SR}^{ij} / (\gamma_{RR}^{kj} + 1)$ ve ikinci atlamadaki anlık SNR $\gamma_{RD}^{kl} = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_{RD}^{kl}|^2$ 'dir. Burada, S - R arasındaki anlık SNR $\gamma_{SR}^{ij} = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_{SR}^{ij}|^2$ ve RSI kanalı R - R arasındaki anlık INR $\gamma_{RR}^{kj} = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_{RR}^{kj}|^2$ ve P_t , S ve R 'deki iletim gücüdür. σ^2 ise AWGN'nin varyansıdır. X 'e ait kompleks kanal katsayılarının güçleri $\Omega_X = E[|h_X^A|^2]$ ve her bir atlama için ortalama SNR ve INR'lar $\bar{\gamma}_X = \bar{\gamma}\Omega_X$ 'dir. Burada ortalama SNR, $\bar{\gamma} = \frac{P_t}{\sigma^2}$ 'dir. Kanal katsayılarının zarfları $|h_X^A|$, i.i.d. Nakagami- m dağılımlı olduğu için, $|h_X^A|^2$ i.i.d. Gamma dağılımlıdır. Çalışılan FD röleli ağda DF tekniği için optimum anten seçimi (optimum antenna selection, (OAS)), maksimum-maksimum anten seçimi (maximum-maximum antenna selection, (MMAS)), kısmi anten seçimi (partial antenna selection, (PAS)) ve öz karışım anten seçimi (self interference antenna selection, (SIAS)) teknikleri incelenmiştir.

OAS tekniğinde hedefte en iyi e2e SINR'ı veren en iyi antenler seçilmektedir. Birinci ve ikinci atlamadaki seçilen verici ve alıcı anten indisleri $\{I, J, K, L\}$ olarak seçildiğinde anten seçim kriteri,

$$\{I, J, K, L\} = \underset{\substack{1 \leq i \leq N_s, 1 \leq j \leq N_r \\ 1 \leq k \leq N_t, 1 \leq l \leq N_d}}{\operatorname{argmax}} \left\{ \min(\gamma_R^{ijk}, \gamma_{RD}^{kl}) \right\} \quad (2.81)$$

olarak verilmektedir [33]. MMAS tekniğinde iki atlamada da en iyi SNR ve SINR'ları veren verici-alıcı anten çifti işaret iletimi için seçilmektedir. Seçim işlemi sırasında ilk atlama için RSI etkisi göz ardı edilmektedir. Birinci ve ikinci atlamaların seçilen en iyi anten çifti indisleri sırasıyla $\{I, J\}$ ve $\{K, L\}$ olmak üzere seçim kriteri,

$$\begin{aligned} \{I, J\} &= \underset{1 \leq i \leq N_s, 1 \leq j \leq N_r}{\operatorname{argmax}} \left\{ \gamma_{SR}^{ij} \right\} \\ \{K, L\} &= \underset{1 \leq k \leq N_t, 1 \leq l \leq N_d}{\operatorname{argmax}} \left\{ \gamma_{RD}^{kl} \right\} \end{aligned} \quad (2.82)$$

ile verilmektedir [33]. PAS tekniğinde, kaynakta tek verici anten ve rölede birinci atlamada en iyi SNR'ı veren verici-alıcı anten çifti seçilmektedir. Seçim sırasında RSI etkisi dikkate alınmaktadır. Bu seçim sonucunda röledeki verici anten belirlenmiş olmaktadır. İkinci atlamada ise, hedefte sadece tek alıcı anten seçilmektedir. Röledeki verici anten belirlenmiş olduğundan, sadece R - S arasında ideal olduğu varsayılan geri besleme kanalı bulunmaktadır. Bu durumda anten seçim kriteri,

$$\begin{aligned} \{I, J, K\} &= \underset{\substack{1 \leq i \leq N_s, 1 \leq j \leq N_r \\ 1 \leq k \leq N_t}}{\operatorname{argmax}} \left\{ \gamma_R^{ijk} \right\} \\ \{L\} &= \underset{1 \leq l \leq N_d}{\operatorname{argmax}} \left\{ \gamma_{RD}^{kl} \right\} \end{aligned} \quad (2.83)$$

olarak verilmektedir [33]. SIAS tekniğinde ise, birinci ve ikinci atlamaya bakılmaksızın rölede minimum INR'ı veren verici-alıcı anten çifti seçilmektedir. Böylece seçim sonucunda röledeki verici ve alıcı antenler belirlenmiş olur. Ardından birinci ve ikinci atlamalarda sırasıyla en iyi SNR'ı veren verici ve alıcı antenler RSI etkisi düşünülmeden seçilmektedir. Anten seçim işlemi,

$$\begin{aligned} \{J, K\} &= \underset{1 \leq j \leq N_r, 1 \leq k \leq N_t}{\operatorname{argmax}} \left\{ \gamma_{RR}^{kj} \right\} \\ \{I\} &= \underset{1 \leq i \leq N_s, 1 \leq l \leq N_d}{\operatorname{argmax}} \left\{ \gamma_{SR}^{il} \right\} \end{aligned} \quad (2.84)$$

$$\{L\} = \operatorname{argmax}_{1 \leq l \leq N_d} \{\gamma_{RD}^{KL}\}$$

kriteri ile yapılmaktadır [33].

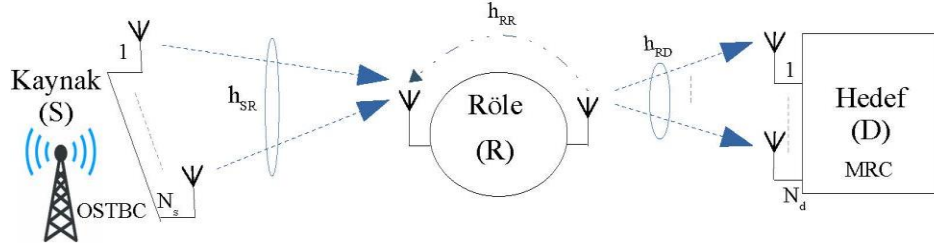
Seçilen anten indisleri I, J, K, L olarak kabul edildiğinde, iki atlamalı DF röle ağına ait kesinti olasılığı,

$$\begin{aligned} P_{out}^m &= 1 - P_r\{\min(\gamma_R^{IJK}, \gamma_{RD}^{KL}) < \gamma_{th}\} \\ &= 1 - P_r\{\gamma_R^{IJK} \geq \gamma_{th}\} P_r\{\gamma_{RD}^{KL} \geq \gamma_{th}\} \\ &= F_{\gamma_R^{IJK}}(\gamma_{th}) + F_{\gamma_{RD}^{KL}}(\gamma_{th}) - F_{\gamma_R^{IJK}}(\gamma_{th}) F_{\gamma_{RD}^{KL}}(\gamma_{th}) \end{aligned} \quad (2.85)$$

olarak ifade edilmektedir. Kesinti olasılıkları, kullanılan seçim tekniğine göre elde edilen SNR ve SINR'ların CDF ifadeleri yerlerine konularak kapalı formda elde edilebilmektedir [33].

2.3.2.3. İki Atlamalı OSTBC/MRC Tekniği

İki atlamalı MIMO FD röle ağı Şekil 2.24'deki gibidir. Sistemde N_s antenli bir kaynak ve N_d antenli bir hedef ve tek antenli FD AF tipi bir röle bulunmaktadır. Kaynak ve hedef arasında doğrudan bir iletim hattının olmadığı varsayılmıştır. Birinci atlamada, kaynak OSTBC tekniğine göre seçim yaparken, ikinci atlamada hedefte alınan işaretler MRC ile birleştirilmektedir. Geleneksel OSTBC tekniğini uygulamak için, $l \in \{1, 2, \dots, L\}$ ve $i \in \{1, 2, \dots, N_s\}$ olmak üzere, kaynak $R = K/L$ kod oranı ile belirlenen ortogonal sütun matrisi $\mathbf{G}_{N_s}[n] = \{s_{li}\}_{L \times N_s}$ 'yi üretir. Burada K, L blok uzunluğunda iletilen işaretlerin sayısını belirtirken, s_{li} ise iletilen $\{s_1, s_2, \dots, s_K\}$ işaretleri ve onların eşleniklerinin doğrusal bir kombinasyonudur [34].



Şekil 2.24: İki atlamalı FD ağlarda OSTBC/MRC tekniği sistem modeli

$X \in \{(SR, i), (RD, j), (RR, l)\}$ olmak üzere tüm kanalların zarfları $|h_x|$ i.i.d. Nakagami- m sönümlemesi ile modellenmektedir. S - R , R - D ve R - R arası kanal katsayıları sırasıyla $\mathbf{h}_{SR} = \{h_{SR,i}\}_{N_s \times 1}$, $\mathbf{h}_{RR} = \{h_{RR,l}\}_{L \times 1}$ ve $\mathbf{h}_{RD} = \{h_{RD,j}\}_{1 \times N_d}$ vektörleri ile ifade edilmektedir [34]. S - R ve R - D hatlarının karesel ortalamaları $\Omega_{SR} = E[|h_{SR,i}|^2] = 1$ ve $\Omega_{RD} = E[|h_{RD,j}|^2] = 1$ olarak kabul edilmiştir. R - R kanalının gücü ise $\Omega_{RR} = E[|h_{RR,l}|^2] = \eta \left(\frac{P_T}{R}\right)^{\mu-1}$ ile modellenmektedir. Burada P_T , kaynak ve rölenin iletim gücüdür. η ve μ sabitleri SI'nın bastırılmasının kalitesinin ölçüsüdür ($\eta > 0, 0 \leq \mu \leq 1$) [35].

Birinci atlamada, rölede n . zaman aralığında alınan işaret vektörü $\mathbf{y}_R[n] = \{y_{R,l}\}_{L \times 1}$,

$$\mathbf{y}_R[n] = \mathbf{G}_{N_s}[n]\mathbf{h}_{SR} + \mathbf{h}_{RR} \cdot \mathbf{s}_R[n] + \mathbf{w}_R[n] \quad (2.86)$$

Şeklindedir. Burada gürültü vektörü $\mathbf{w}_R[n] = \{w_{R,l}\}_{L \times 1}$ 'dir ve $w_{R,l}$ ortalaması sıfır, varyansı σ_R^2 olan AWGN'dir. R 'den iletilen işaret vektörü $\mathbf{s}_R[n] = \alpha \mathbf{y}_R[n - \tau] = \{\alpha y_{R,l}\}_{L \times 1}$ ile ifade edilmektedir. Burada α kuvvetlendirme faktörünü, τ ise gecikmeyi ifade eder. Hedefte alınan $\mathbf{y}_D[n] = \{y_{D,l,j}\}_{L \times N_d}$ işaret vektörü,

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_D[n] &= \mathbf{s}_R[n]\mathbf{h}_{RD} + \mathbf{w}_D[n] \\ &= \alpha(\mathbf{G}_{N_s}[n - \tau]\mathbf{h}_{SR} + \mathbf{h}_{RR} \cdot \mathbf{s}_R[n - \tau] + \mathbf{w}_R[n - \tau]) \\ &\quad + \mathbf{w}_D[n] \end{aligned} \quad (2.87)$$

İle ifade edilmektedir. Burada $y_{D,lj}$, hedefte j . alıcı antende alınan işaret ve gürültü matrisi $\mathbf{w}_D[n] = \{w_{D,lj}\}_{L \times N_d}$ olmak üzere, $w_{D,lj}$, ortalaması sıfır, varyansı σ_D^2 olan AWGN'dir. Matematiksel basitlik için $\sigma_R^2 = \sigma_D^2 = \sigma^2$ olarak alınmaktadır. Son olarak, alınan işaretler MRC tekniği ile birleştirilmektedir. Bir s_k , ($1 \leq k \leq K$), işareti için ortalama işaret gücü $P_t = \alpha^4 (\|\mathbf{h}_{SR}\|_F^2)^2 (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2)^2 E[|s_k|^2]$ ve gürültü gücü $P_w = \alpha^4 (\|\mathbf{h}_{SR}\|_F^2) (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2) \times \left\{ \alpha^2 |\tilde{h}_{RR}|^2 (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2) E[|\tilde{s}_R[n-\tau]|^2] + \alpha^2 (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2) \sigma^2 + \sigma^2 \right\}$ olmak üzere sistemin e2e SINR ifadesi,

$$\gamma_{e2e} = \frac{P_t}{P_w} = \frac{(\|\mathbf{h}_{SR}\|_F^2) (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2) \frac{P_T}{N_s R}}{\left\{ \alpha^2 |\tilde{h}_{RR}|^2 (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2) \frac{P_T}{R} + \alpha^2 (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2) \sigma^2 + \sigma^2 \right\}} \quad (2.88)$$

denklemleri ile elde edilmektedir. Burada, $\tilde{h}_{RR} \triangleq h_{RR,l}$, $\tilde{s}_R[n-\tau] \triangleq \alpha y_{R,l}$, $E[|s_1|^2] = E[|s_2|^2] = \dots = E[|s_k|^2] = \frac{P_T}{N_s R}$ ve $E[|\tilde{s}_R[n-\tau]|^2] = \frac{P_T}{R}$ dir. İletim koşullarına göre, kuvvetlendirme faktörü $\alpha = \sqrt{1 / (\|\mathbf{h}_{SR}\|_F^2 + |\tilde{h}_{RR}|^2 + 1/\bar{\gamma})}$ olarak seçilmektedir. Burada anlık etkin SNR $\bar{\gamma} = \frac{P_T}{\sigma^2 R}$ dir. Denklem 2.88 düzenlendiğinde, e2e SINR ifadesi,

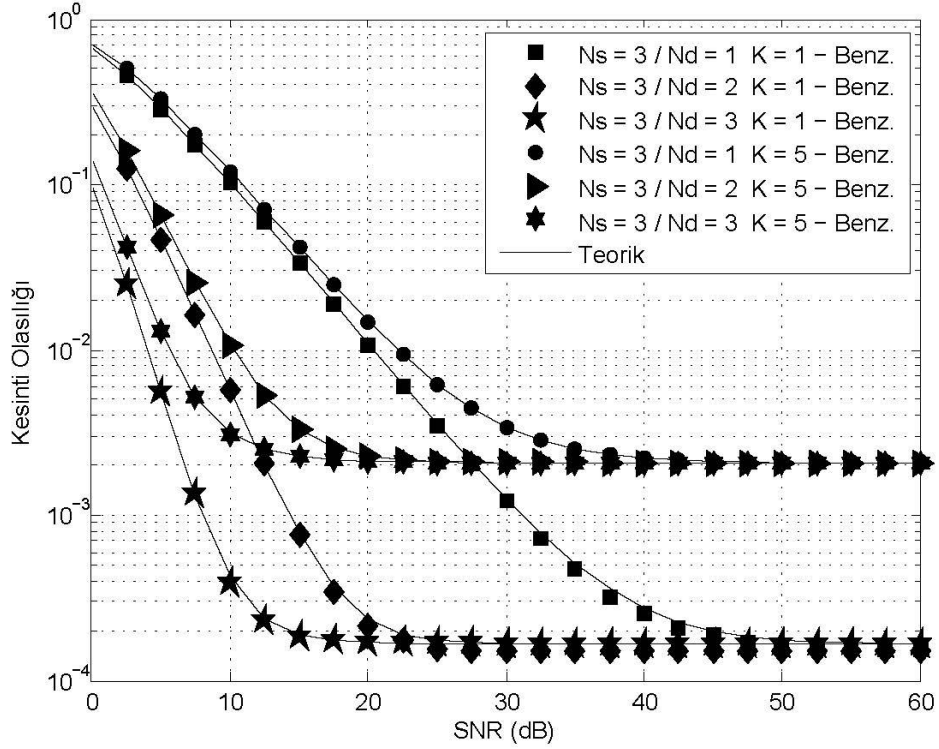
$$\gamma_{e2e} = \frac{1}{N_s} \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{(\gamma_{RR} + 1)(\gamma_{RD} + 1) + \gamma_{SR}} \quad (2.89)$$

Olarak elde edilmektedir. Burada, S - R arası anlık SNR $\gamma_{SR} = \bar{\gamma} \|\mathbf{h}_{SR}\|_F^2$, R - D arası anlık SNR $\gamma_{RD} = \bar{\gamma} \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2$ ve, R - R arası anlık INR $\gamma_{RR} = \bar{\gamma} |\tilde{h}_{RR}|^2$ dir [34].

2.3.2.4. Hata Performans Eğrileri

Şekil 2.25'te TAS/MRC tekniği kullanılan iki atlamalı FD MIMO sistemin OP performansı verilmektedir. Sistemde gürültü terimi göz ardı edilen ve rölede sönümlenmeli RSI ve CSI'ların olduğu varsayılmış ve RSI ve CSI'lar Rayleigh sönümlemesi ile modellenmektedir. Eğriler elde edilirken $R_0 = 1$ BPCU, ve iletim

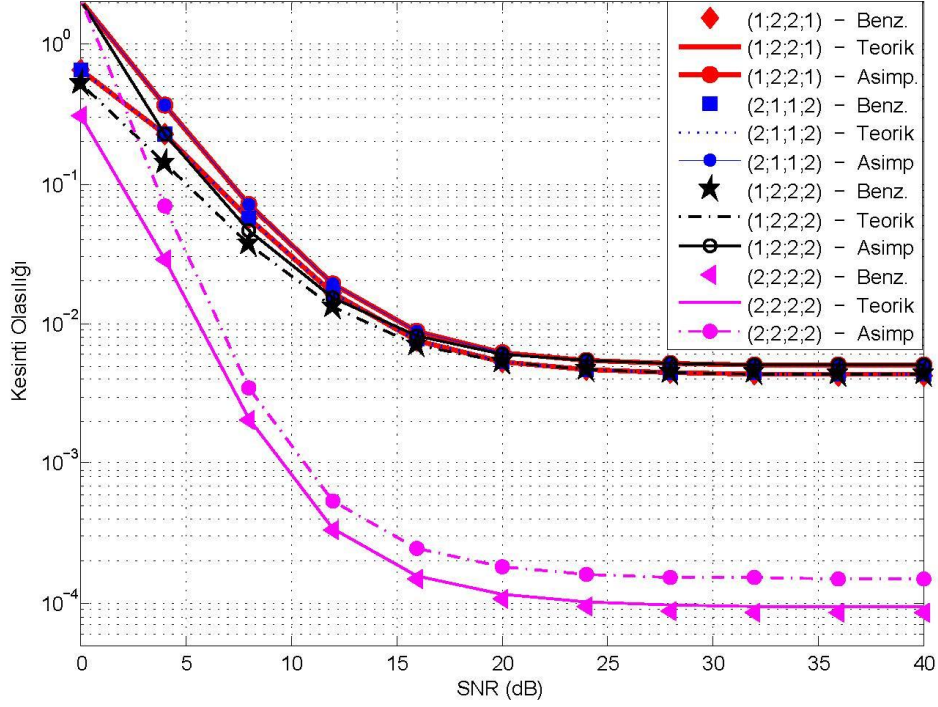
gücü $P_t = 1$ kabul edilmiştir ve RSI etkisi $\sigma_e^2 = 0.02$ olarak alınmıştır. Farklı anten konfigürasyonlarında (N_s, N_d) , $K = 1$ ve $K = 5$ için OP performans eğrileri elde edilmiştir. CCI sayısı arttıkça sistem performansının düştüğü gözlemlenmektedir. Belirli bir verici anten sayısı için, alıcı anten sayısının artması yüksek SNR bölgesinde performans artışı sağlamazken, düşük SNR bölgesinde önemli ölçüde performans artışı sağlamaktadır.



Şekil 2.25: TAS/MRC tekniği kullanılan iki atlamalı FD MIMO sistemin Rayleigh sönümlmeli kanalda OP performansı

Şekil 2.26, 2.27 ve 2.28’de Bölüm 2.3.2.2.’de incelenen FD DF röle ağı için sırasıyla MMAS, SIAS ve PAS tekniklerinin OP performansları verilmektedir. Tüm sonuçlarda, $P_t = 1$ ve $SNR = \frac{P_t}{\sigma^2}$ kabul edilmiştir. Eğriler elde edilirken (N_s, N_d, N_t, N_d) farklı anten konfigürasyonları için $R_0 = 1$ BPCU ve $m_{SR} = m_{RR} = m_{RD} = 1$ kanal parametreleri kullanılmıştır. Şekillerde RSI güçleri sırasıyla $\sigma_e^2 = 0.05$, $\sigma_e^2 = 0.08$ ve $\sigma_e^2 = 0.1$ olarak alınmıştır. Buna ek olarak asimptotik OP eğrilerine de yer verilmiştir. Şekil 2.26’te görüldüğü gibi MMAS tekniğinde RSI etkisi dikkate alınmadığı için $(1,2,2,1)$ ve $(2,1,1,2)$ anten konfigürasyonları aynı sonuçları vermektedir. Öte yandan, 10^{-1} OP değeri için $(1,2,2,2)$ konfigürasyonu $(1,2,2,1)$ ’den

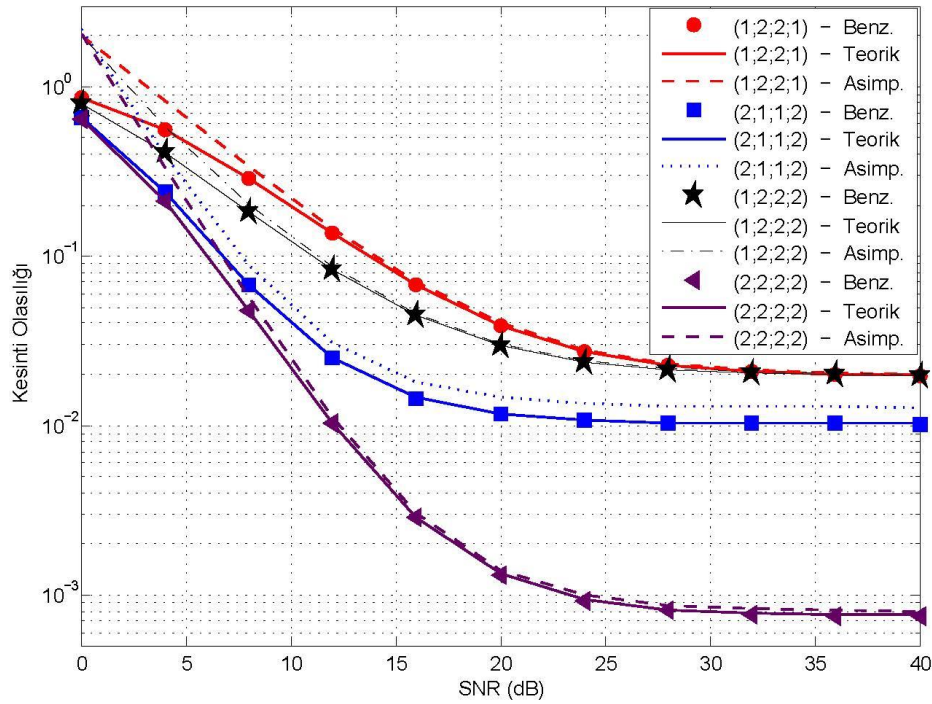
yaklaşık 1 dB daha iyi performans sağlar. Bu nedenle, ilk atlamadaki anten konfigürasyonu sabitlenmiş ve ikinci atlamadaki anten sayısı artırılmışsa, düşük SNR bölgesinde sistem performansı artmaktadır. Özellikle yüksek SNR bölgesinde, (2,2,2,2) konfigürasyonunun (1,2,2,2)'den daha iyi performans sağladığı açıkça görülmektedir. Böylece tüm SNR değerleri için ilk atlamadaki anten sayısının performans kazancını belirlediği görülmektedir.



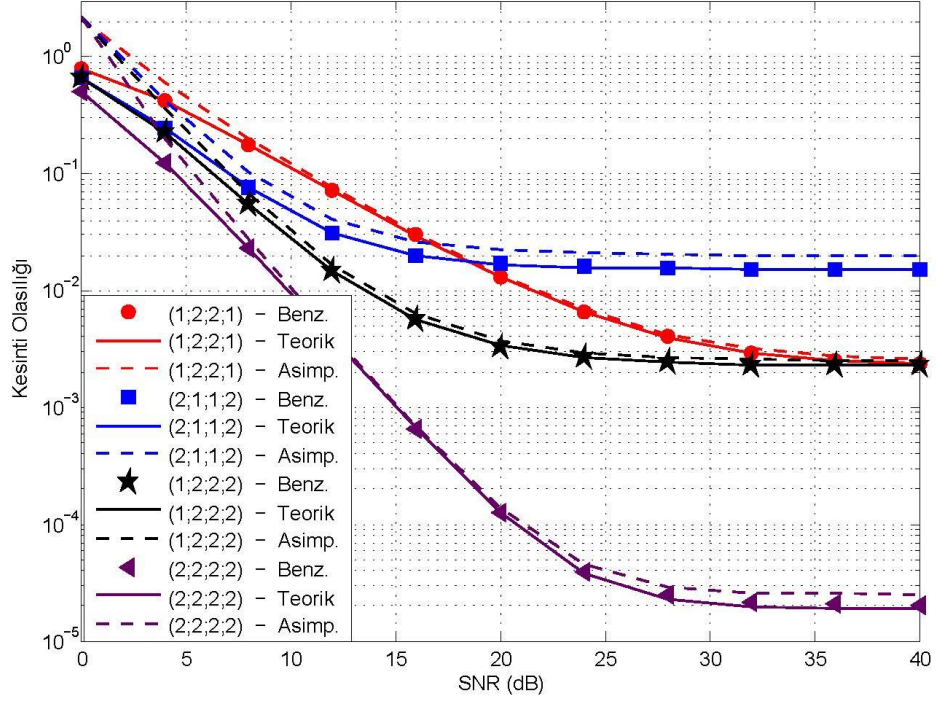
Şekil 2.26: MMAS tekniği kullanılan iki atlamalı FD MIMO sistemin Rayleigh sönümlenmeli kanalda SNR'a göre OP performansı

Şekil 2.27'te verilen SIAS tekniği için (1,2,2,2) ve (1,2,2,1) anten konfigürasyonları karşılaştırıldığında ikinci atlamadaki anten sayısının artmasıyla, düşük SNR değerlerinde performansın arttığı açıkça görülmektedir. (2,1,1,2) ve (2,2,2,2) anten konfigürasyonlarında rölede minimum INR'ı veren verici ve alıcı antenlerin seçilmesi, özellikle yüksek SNR'larda sistem performansını iyileştirmektedir. Şekil 2.28'da da Şekil 2.26 ve 2.27'dekine benzer sonuçlar gözlenmiştir. Yüksek SNR bölgesinde (1,2,2,1) anten konfigürasyonu (2,1,1,2)'den daha iyi performans sağlamaktadır. Bunun nedeni, PAS'da RSI etkisinin dikkate alınmasıdır. Buna ek olarak, (2,2,2,2) anten konfigürasyonu (1,2,2,2)'ye kıyasla yüksek SNR bölgesinde daha iyi performans kazancı sağlar. Bu yüzden ilk atlamadaki anten sayısının yüksek SNR bölgesinde sistem performansını belirlediği söylenebilir.

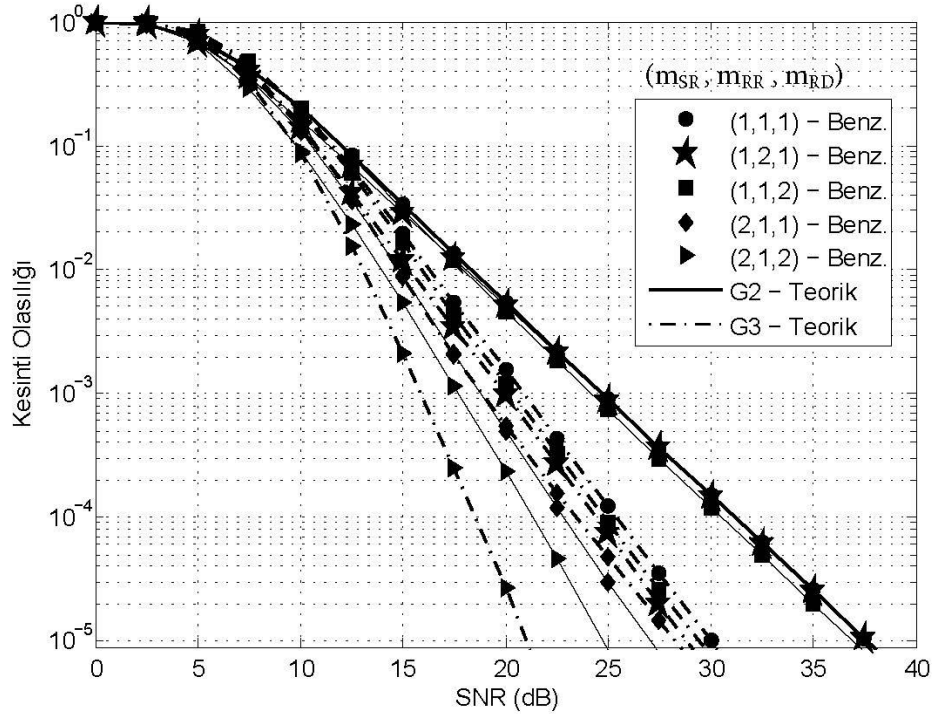
Şekil 2.29 'da OSTBC/MRC tekniği kullanılan MIMO FD AF röle ağının OP performansı Nakagami- m sönümlenme kanalı için verilmektedir. Eğriler elde edilirken, $\Omega_{SR} = \Omega_{RD} = 1$, $SNR = \bar{\gamma} = \frac{P_t}{\sigma^2}$ ve $\eta = 1$ olarak belirlenmiştir. Ayrıca, G_2 ve G_3 matrisleri için iletim kod hızları sırasıyla $R = 1$ ve $R = 1/2$ 'dir. Şekil 2.27'de MIMO FD AF röle ağında OSTBC/MRC tekniğinin OP performansı $\mu = 0.25$, $N_d = 2$, $R_0 = 1$ BPCU ve farklı anten konfigürasyonları için verilmiştir. Birinci atlamadaki kanal koşulu performans kazancını önemli ölçüde etkilemektedir. Örneğin, G_2 -OSTBC tekniğinde OP değeri 10^{-4} için, $(m_{SR}, m_{RR}, m_{RD}) = (2,1,2)$ ve $(1,1,2)$ karşılaştırıldığında 10 dB SNR kazancı elde edilmektedir. Benzer şekilde, G_3 -OSTBC tekniğinde bu kazanç 6 dB'dir. G_3 -OSTBC, G_2 -OSTBC'den daha iyi performans sağlamaktadır.



Şekil 2.27. Sias tekniği kullanılan iki atlamalı FD MIMO sistemin Rayleigh sönümlenmeli kanalda SNR'a göre OP performansı



Şekil 2.28. PAS tekniği kullanılan iki atlamalı FD MIMO sistemin Rayleigh sönümlenmeli kanalda SNR'a göre OP performansı



Şekil 2.29. OSTBC/MRC tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı anten konfigürasyonları için SNR'a göre OP performansı

3. MAKS-MAKS ANTEN SEÇİMİNİN TAM-ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ AĞLARDA PERFORMANSI

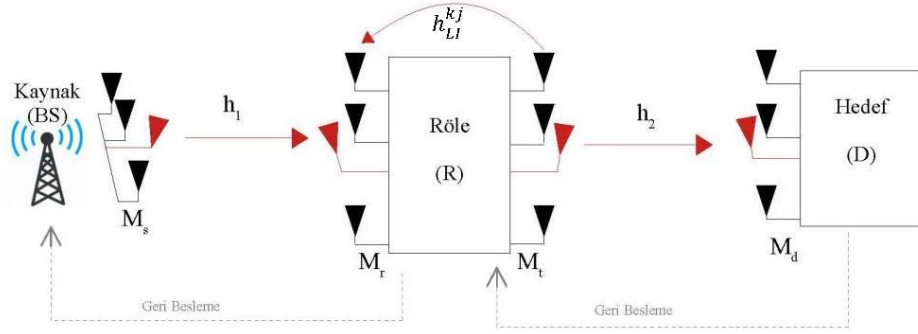
Genellikle röleli ağlarda HD aktarım yapan röleler kullanılırken, son yapılan çalışmalarda FD aktarım yapan röleler kullanılmaktadır. İletim ve alım işlemini aynı frekans bandını kullanarak aynı zaman aralığında yapan FD tekniği, HD tekniğine göre spektral verimliliği iki katına çıkarırken, rölenin verici ve alıcı antenlerinde meydana gelen çevrim karışımına (loop interference - LI) maruz kalmaktadır. Bu durum sistem performansını olumsuz etkilemektedir. Literatürde, FD tekniğinin pratik olarak uygulanmasını mümkün kılmak amacıyla LI etkisini azaltmak için birçok çalışma yapılmış ve sistemde hala artık LI (residual LI) etkisi olduğu gözlenmiştir [35], [36]. Artık LI'nın FD röle üzerindeki etkisini bastırmak ve sistem performansını arttırmak için yapılan birçok çalışmada MIMO ve çeşitleme teknikleri FD sistemler ile birleştirilmiştir. [37] ve [33]'de sırasıyla FD AF tipi ve FD DF tipi MIMO röle ağları için optimum anten seçimi, artık LI etkisi göz ardı edilerek iki atlamada da en iyi anten çiftini seçen maksimum-maksimum anten seçimi MMAS, PAS ve SIAS göz önüne alınmış ve sırasıyla Rayleigh ve Nakagami- m sönümlenmeli kanallar için kesinti olasılığı OP ifadeleri elde edilmiştir. [38]'de FD AF tipi röle ağları için röle seçim teknikleri önerilmiş, ve OP ifadeleri Rayleigh sönümlenmeli kanallar için kesin ve yaklaşık olarak elde edilmiştir. [34]'da FD AF tipi MIMO röle ağı için e2e OP performansı Nakagami- m sönümlenmeli kanallar için incelenmiştir.

Bu bölümde ise, MMAS tekniğinin FD AF tipi MIMO röleli ağlar için OP performansı, [37]'dan farklı olan LI modeli kullanılarak, bağımsız aynen dağılmış i.i.d. Nakagami- m sönümlenmeli kanallar için incelenmiştir.

3.1. Sistem Modeli

Bu bölümde, Şekil 3.1.'de gösterilen, tüm düğümleri çok anten ile donatılmış FD AF tipi röleden oluşan iki atlamalı MIMO ağı ele alınmaktadır. Bir kaynak (S), bir röle (R) ve bir hedeften (D) oluşan sistemde, röle kaynaktan aldığı işareti kuvvetlendirerek hedefe iletmektedir. Bu sistemde, kaynak M_s tane verici, hedef M_d tane alıcı anten içerirken, röle M_r tane alıcı ve M_t tane verici anten içermektedir. Kötü kanal şartlarından dolayı kaynak ve hedef arasında doğrudan bir iletim hattının

olmadığı varsayılmıştır. MMAS tekniğinde, artık LI etkisi göz ardı edilerek her iki atlamada da en iyi anten çifti seçilerek iletim yapılmaktadır. Bu sayede rölenin verici-alıcı anten çifti de belirlenmiş olmaktadır. Sistemde kullanılan geri besleme kanallarının ideal olduğu varsayılmıştır. Rölede alınan işaret AF metodu kullanılarak hedefe iletilmektedir. Sistemde düğümler arası kanallar ve rölenin alıcı-verici anten çifti arasındaki artık LI, i.i.d. Nakagami- m dağılımı ile modellenmiştir.



Şekil 3.1: Çok antenli FD röle ağının sistem modeli

3.2. MMAS Tekniği

Eğitim periyodunda anten seçim işleminin gerçekleştirildiği varsayıldığında, birinci atlamada rölede alınan işaret,

$$y_R[n] = h_1 s[n] + h_{LI} s_R[n] + n_R[n] \quad (3.1)$$

ile ifade edilmektedir. Burada h_1 , kaynak ve röle arasındaki seçilen kanal katsayısını, h_{LI} , rölenin seçilmiş verici ve alıcı antenleri arasındaki artık LI katsayısını gösterir. $n_R[n]$, ortalaması sıfır, varyansı σ^2 AWGN'yi ifade eder. $s[n]$ ve $s_R[n]$, sırasıyla kaynaktan ve röleden iletilen sembolleri göstermektedir. Burada işaretlerin iletim güçleri $E[|s[n]|^2] = E[|s_R[n]|^2] = P_t$ 'dir. Röle, hedefe işaret iletimi için AF metodunu kullanırken, hedefe gönderilen işaret $s_R[n] = \alpha y_R[n - \tau]$ eşitliği ile ifade edilmektedir. Burada α kuvvetlendirme faktörünü, τ ise gecikmeyi ifade eder.

h_1^{ij} , kaynaktaki i . verici ve röledeki j . alıcı anten arasındaki kanal katsayısını ifade etmek üzere, birinci atlamadaki seçim işlemi,

$$|h_1|^2 = \max_{1 \leq i \leq M_s, 1 \leq j \leq M_r} \{|h_1^{ij}|^2\} \quad (3.2)$$

kriteri ile yapılmaktadır. Rölede alınan $s_R[n]$ işareti, eğitim periyodunda seçilen anten çifti üzerinden hedefe iletildiğinde, ikinci atlamada hedefte alınan işaret,

$$\begin{aligned} y_D[n] &= h_2 s_R[n] + n_D[n] \\ &= h_2 \alpha y_R[n - \tau] + n_D[n] \end{aligned} \quad (3.3)$$

ile ifade edilmektedir. Burada h_2 , röle ve hedef arasındaki seçilen kanal katsayısını, $n_D[n]$, ortalaması sıfır, varyansı σ^2 olan AWGN'yi ifade eder. h_2^{kl} , röledeki k . verici ve hedefteki l . alıcı anten arasındaki kanal katsayısını ifade etmek üzere, ikinci atlamadaki seçim işlemi,

$$|h_2|^2 = \max_{1 \leq k \leq M_t, 1 \leq l \leq M_d} \{|h_2^{kl}|^2\} \quad (3.4)$$

kriteri ile yapılmaktadır. Kaynak-Röle ve Röle-Hedef arası kanal kazançlarının karesel ortalamaları $\Omega_1 = E[|h_1^{ij}|^2] = 1$ ve $\Omega_2 = E[|h_2^{kl}|^2] = 1$ olarak varsayılmıştır. Buna ek olarak röledeki alıcı-verici antenler arası LI kanal gücü $\Omega_{LI} = E[|h_{LI}^{kj}|^2] = E[|h_{LI}|^2] = \eta P_t^{\mu-1}$ ile modellenmektedir. Burada η ve μ sabitleri LI'nın bastırılmasının kalitesinin ölçüsüdür ($\eta > 0, 0 \leq \mu \leq 1$) [35].

3.3. Performans Analizi

Bu kısımda, OP ifadesini elde etmek için ilk olarak sistemin uçtan uca işaretin-karışım-ve-gürültüye oranı (e2e SINR) ifadesi elde edilmiş, ardından iki atlama için de SNR ve INR ifadelerinin istatistiksel özellikleri incelenerek e2e SNR'ın CDF ve PDF'i elde edilmiştir. Sistemin e2e SINR ifadesi,

$$\gamma_{e2e} = \frac{\alpha^2 |h_1|^2 |h_2|^2 P_t}{\alpha^2 |h_{LI}|^2 |h_2|^2 P_t + \alpha^2 |h_2|^2 P_t \sigma^2 + \sigma^2} \quad (3.5)$$

olarak verilebilir. Kuvvetlendirme faktörü $\alpha = \sqrt{P_t/P_t |h_1|^2 + P_t |h_{LI}|^2 + \sigma^2}$ seçilerek e2e SINR ifadesi,

$$\gamma_{e2e} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{(\gamma_2 + 1)(\gamma_{LI} + 1) + \gamma_1} \quad (3.6)$$

olarak elde edilir. Burada, kaynak-röle arası anlık SNR $\gamma_1 = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_1|^2$, röle-hedef arası anlık SNR $\gamma_2 = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_2|^2$ ve rölede alıcı-verici antenler arasındaki anlık INR $\gamma_{LI} = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_{LI}|^2$ 'dir. MMAS tekniğine göre, birinci ve ikinci atlamada en iyi anten çiftini veren seçim kriteri uygulandığında,

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \max_{1 \leq i \leq M_s, 1 \leq j \leq M_r} \{\gamma_1^{ij}\} \\ \gamma_2 &= \max_{1 \leq k \leq M_t, 1 \leq l \leq M_d} \{\gamma_2^{kl}\} \\ \gamma_{LI} &= \gamma_{LI}^{kj} \end{aligned} \quad (3.7)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $\gamma_1^{ij} = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_1^{ij}|^2$, $\gamma_2^{kl} = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_2^{kl}|^2$ ve $\gamma_{LI}^{kj} = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_{LI}^{kj}|^2$ ve kanal katsayıları i.i.d. Nakagami- m dağılımlı olduğu için, γ_1^{ij} , γ_2^{kl} ve γ_{LI}^{kj} rastgele değişkenleri i.i.d. Gamma dağılımlıdır. $X \in \{1, LI, 2\}$ ve $Y \in \{ij, kj, kl\}$ olmak üzere, γ_X^Y rastgele değişkenlerinin PDF ve CDF'i,

$$f_{\gamma_X^Y}(x) = \left(\frac{m_X}{\bar{\gamma}_X^Y} \right)^{m_X} \frac{x^{m_X-1}}{\Gamma(m_X)} e^{-x \frac{m_X}{\bar{\gamma}_X^Y}} \quad (3.8)$$

$$F_{\gamma_X^Y}(x) = 1 - e^{-x \frac{m_X}{\bar{\gamma}_X^Y}} \sum_{n=0}^{m_X-1} \binom{m_X-1}{n} \left(\frac{m_X}{\bar{\gamma}_X^Y} \right)^n \frac{1}{n!} \quad (3.9)$$

eşitlikleri ile tanımlanır [33]. Burada, m_X Nakagami- m parametresini ve $\bar{\gamma}_X^Y$ ilgili kanalın ortalama SNR'sini ifade eder, $\gamma_X^Y = \frac{P_t}{\sigma^2} \Omega_X$ 'dir. $\Gamma(\cdot)$, Gamma fonksiyonunu temsil etmektedir [15, Denk.(8.310.1)].

OP, FD röle ağları için anlık SINR'nin belirli bir $\gamma_{th} = 2^{R_0} - 1$ eşliğinin altına düşme olasılığı $P_{out}(\gamma_{th}) = P_r(\gamma_{e2e} < \gamma_{th})$ olarak tanımlanır. MMAS tekniği için OP ifadesi,

$$P_{out}(\gamma_{th}) = 1 - \int_0^\infty \int_0^\infty \bar{F}_{\gamma_1} \left(\frac{\gamma_{th}(\gamma_{th} + x + 1)(y + 1)}{x} \right) \times f_{\gamma_2}(\gamma_{th} + x) f_{\gamma_{LI}}(y) dx dy \quad (3.10)$$

denklemleri ile elde edilir [34]. Burada, R_0 kanal başına kullanılan bit sayısını temsil eder. $F_{\gamma_1}(\cdot)$, γ_1 'e ait CDF, $f_{\gamma_2}(\cdot)$ ve $f_{\gamma_{LI}}(\cdot)$, sırasıyla γ_2 ve γ_{LI} 'ya ait PDF'leri temsil eder. Seçim kriteri ve en büyük sıralı istatistik kullanılarak γ_1 'in CDF ifadesi, $F_{\gamma_1}(x) = \left[F_{\gamma_{1j}}(x) \right]^{M_s M_r}$ ile verilebilir. Binom açılımı kullanılarak γ_1 'in CDF ifadesi,

$$F_{\gamma_1}(x) = \sum_{k=1}^{M_s M_r} \sum_{n=0}^{k(m_1-1)} (-1)^k \binom{M_s M_r}{k} e^{-kx \frac{m_1}{\bar{\gamma}_1}} x^n \beta_n(k, m_1) \quad (3.11)$$

olarak açık hale getirilebilir. Burada, katlı terim katsayılarını simgeleyen $\beta_n(t, m_X) = \frac{1}{n a_0} \sum_{\tau=1}^n (t\tau - n + \tau) a_\tau \beta_{n-t}(t, m_X)$, $n \geq 1$ ile tanımlanır [15, denk.(0.314)]. $a_\tau = \left(\frac{m_X}{\bar{\gamma}_X} \right)^\tau \frac{1}{\tau!}$, $\beta_0(t, m_X) = 1$ ve $\tau > 2m_X - 1$ için $\beta_n(t, m_X) = 0$ 'dır. h_{LI} , rölenin seçilmiş verici ve alıcı antenleri arasındaki artık LI katsayısını gösterdiğinden γ_{LI} 'nin PDF ifadesi doğrudan Gamma dağılımının PDF'si ile aynıdır. Son olarak γ_2 'ye ait PDF ifadesi, en büyük sıralı istatistik ve binom açılımı kullanılarak,

$$\begin{aligned}
f_{\gamma_2}(x) &= M_t M_d \left(\frac{m_2}{\bar{\gamma}_2}\right)^{m_2} \left(\frac{(\gamma_{th} + x)^{m_2-1}}{\Gamma(m_2)}\right) e^{-(x+\gamma_{th})\frac{m_2}{\bar{\gamma}_2}} \\
&\times \sum_{p=0}^{M_t M_d - 1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} (-1)^p \binom{M_t M_d - 1}{p} (x + \gamma_{th})^q \\
&\times \beta_q(p, m_2) e^{-(p+\gamma_{th})\frac{m_2}{\bar{\gamma}_2}}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

biçiminde elde edilir. Elde edilen CDF ve PDF ifadeleri Denklem 3.10’da ilgili yerlere konularak, çift katlı integral çözüldüğünde, sistemin OP ifadesi,

$$\begin{aligned}
P_{out}(\gamma_{th}) &= 1 - M_t M_d \left(\frac{m_2}{\bar{\gamma}_2}\right)^{m_2} \left(\frac{m_{LI}}{\bar{\gamma}_{LI}}\right)^{m_{LI}} \frac{2}{\Gamma(m_2)\Gamma(m_{LI})} \\
&\times \sum_{k,n,p,q,t,r,s} \binom{M_s M_r}{k} \binom{M_t M_d - 1}{p} \binom{n}{t} \binom{n}{s} \binom{t+q+m_2-1}{r} (-1)^{p+k+1} \\
&\times \beta_n(k, m_1) \beta_q(p, m_2) (\gamma_{th})^{n+t+q+m_2-r-1} e^{-\gamma_{th} \left(\frac{(p+1)m_2}{\bar{\gamma}_2} + \frac{km_1}{\bar{\gamma}_1}\right)} \\
&\times \int_0^\infty y^{s+m_{LI}-1} e^{-y \left(\frac{k\gamma_{th}m_1}{\bar{\gamma}_1} + \frac{m_{LI}}{\bar{\gamma}_{LI}}\right)} \left(\frac{k\gamma_{th}(\gamma_{th}+1)(y+1)m_1\bar{\gamma}_2m_2}{\bar{\gamma}_1(p+1)m_2}\right)^{\frac{r-n+1}{2}} \\
&\times K_{r-n+1} \left(2 \sqrt{\frac{k\gamma_{th}(\gamma_{th}+1)(y+1)(p+1)m_1m_2}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}}\right)
\end{aligned} \tag{3.13}$$

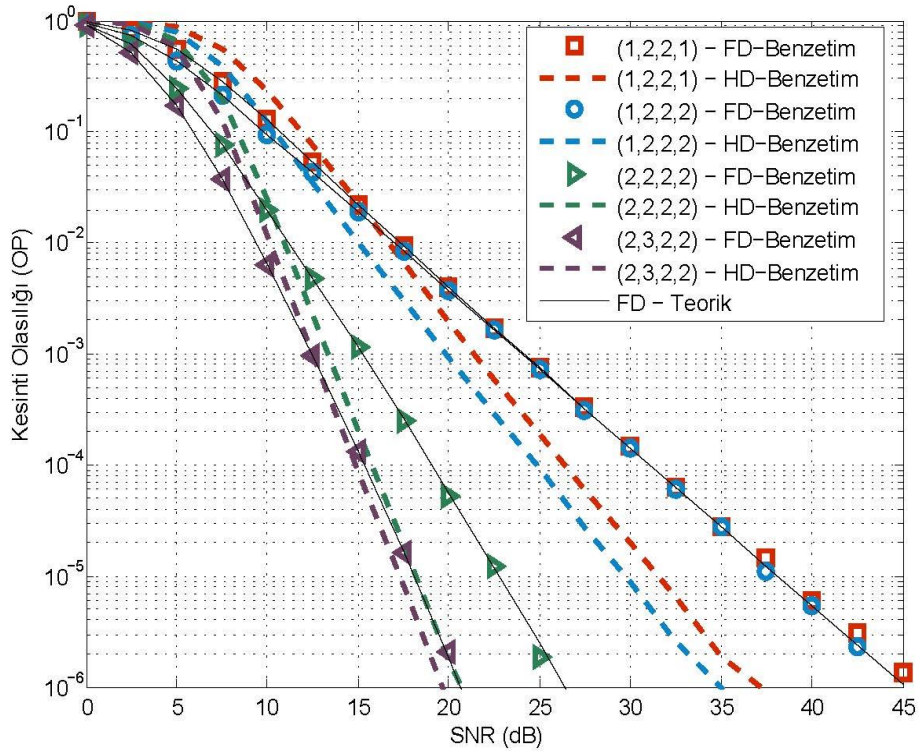
olarak elde edilir [39]. Burada, $K_\nu(\cdot)$, ν . dereceden 2. tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur [15, Denklem (8.407.1)] ve MATHEMATICA ve MAPLE gibi yaygın yazılım programlarında mevcuttur. Denklem 3.13’te basitlik için $\sum_{k,n,p,q,t,r,s}(\cdot) = \sum_{k=1}^{M_s M_r} \sum_{n=0}^{k(m_1-1)} \sum_{p=0}^{M_t M_d - 1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} \sum_{t=0}^n \sum_{r=0}^{t+q+m_2-1} \sum_{s=0}^n(\cdot)$ notasyonu kullanılmıştır. Denklem 3.13’te elde edilen ifadenin kapalı formu bulunmamaktadır.

3.4. Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde MMAS tekniğine ilişkin iki atlamalı FD AF tipi röleli sistemin OP performanslarının teorik ve benzetim sonuçları i.i.d. Nakagami- m sönümlmeli

kanallar için verilmiştir. Tüm eğriler elde edilirken $\bar{\gamma} = \frac{P_t}{\sigma^2}$, $\sigma^2 = 1$ ve $\eta = 1$ olarak belirlenmiştir.

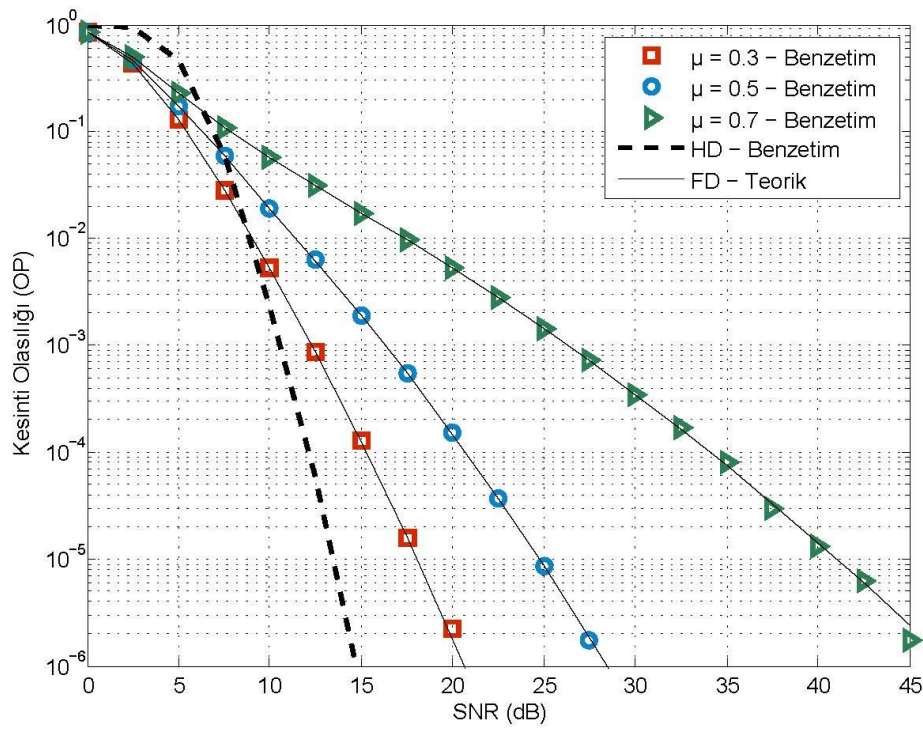
Şekil 3.2.'de $R_0 = 1$ BPCU, $m_1 = m_2 = m_{LI} = 1$ ve $\mu = 0.3$ parametreleri ve farklı anten sayıları için incelenen MMAS tekniğinin OP eğrileri gösterilmektedir. Sistem, $(M_s, M_d, M_t, M_d) = (1, 2, 2, 1)$ ve $(1, 2, 2, 2)$ anten konfigürasyonları için çok yakın performans sergilerken, $(2, 3, 2, 2)$ konfigürasyonu, $(2, 2, 2, 2)$ konfigürasyonuna göre daha iyi performans sergilemektedir. Bu gözlemlerden, birinci atlamadaki anten sayısının, ikinci atlamadaki anten sayısından fazla olmasının performansta daha etkili olduğu sonucu çıkarılabilir.



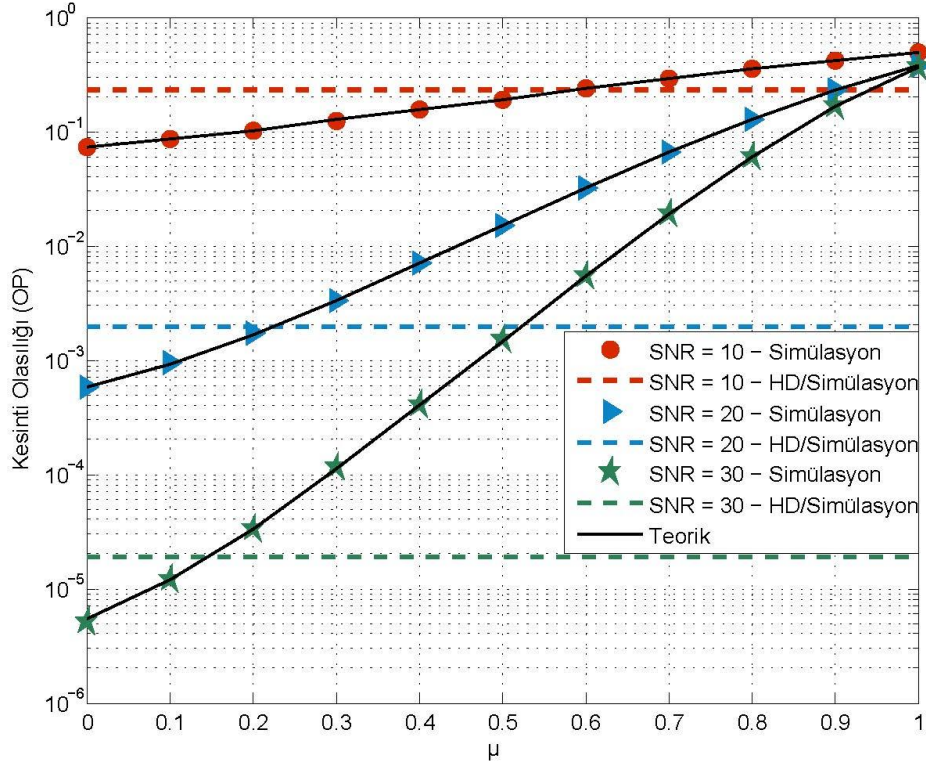
Şekil 3.2: MMAS tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı anten konfigürasyonları için SNR'a göre OP performansı

Şekil 3.3'te, $(M_s, M_d, M_t, M_d) = (2, 3, 3, 2)$ anten sayıları ve farklı μ değerleri için OP eğrileri elde edilmiştir. Kanal parametreleri $R_0 = 1$ BPCU ve $m_1 = m_2 = m_{LI} = 1$ kabul edilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere μ değeri arttıkça LI 'nın gücü artacağından sistemin kesinti olasılığı da artmaktadır; dolayısıyla sistem performansı kötüleşmektedir. Buna ek olarak, HD sistemin her μ değeri için belirli bir SNR değerine kadar FD'den daha kötü performans sağladığı görülmektedir. Şekil 3.4'te

MMAS tekniği kullanılan sistemde $(M_s, M_d, M_t, M_d) = (2, 1, 1, 2)$ anten sayıları, $R_0 = 1$ BPCU ve $(m_1, m_{L1}, m_2) = (1, 2, 1)$ kanal parametreleri kullanılarak farklı SNR değerleri için OP'nin μ 'ye karşı değişimi gösterilmektedir. Şekilde μ değeri arttıkça performansın kötüleştiği her SNR için gözlemlenmektedir. SNR değerleri arttıkça FD'nin HD'den daha iyi performans göstermesi için μ 'nün daha düşük değerlerde olması gerektiği tüm eğrilerden görülmektedir. Örnek olarak, SNR=10 dB için FD'nin HD'den daha iyi performans sağlaması için $\mu < 0.6$ olması gerekirken SNR=30 dB için bu değer $\mu < 0.15$ olmalıdır.



Şekil 3.3: MMAS tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı μ değerleri için SNR'a göre OP performansı



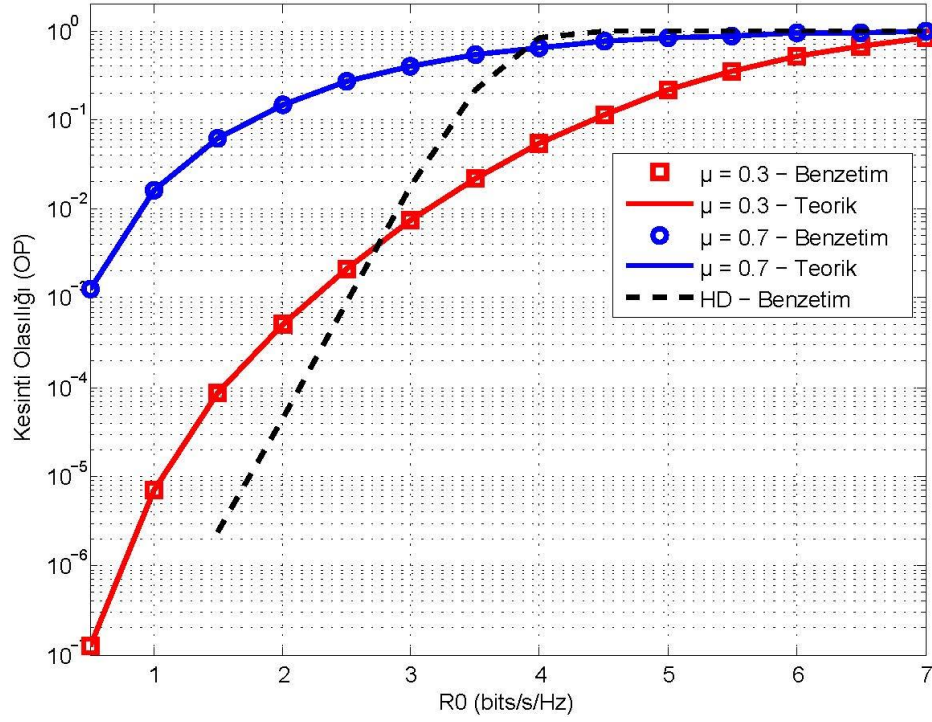
Şekil 3.4: MMAS tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı SNR değerleri için μ 'ye göre OP performansı

Şekil 3.5'te farklı μ değerleri, $(M_s, M_d, M_t, M_r) = (2, 1, 1, 2)$ anten sayıları, SNR=25 dB ve $(m_1, m_{LI}, m_2) = (2, 1, 2)$ kanal parametreleri kullanılarak OP'nin R_0 'a göre değişimi gözlemlenmektedir. $\mu = 0.3$ değeri için, FD sistem, $R_0 = 2.75$ BPCU hızına kadar HD'den daha kötü performans sergilerken, hızı daha da arttırdığımızda FD sistem daha iyi performans sergilemektedir. $\mu = 0.7$ için bu değer $R_0 = 4$ BPCU'dur.

MMAS tekniğinin iki atlamalı FD AF tipi röleli sistemlerdeki e2e OP performans eğrilerine bakarak şu sonuçları çıkarabiliriz:

- Herhangi bir anten konfigürasyonu için, birinci atlamadaki anten sayısını arttırmak sistem performansında ciddi bir iyileşme sağlarken, ikinci atlamadaki anten sayısını arttırmak performansı neredeyse hiç değiştirmemektedir.
- μ değeri azaldıkça LI'nın gücü azalacağından sistemin performansı artmaktadır.
- HD sistem, sabit bir μ değeri için, belirli bir $\bar{\gamma}$ değerine kadar FD'den daha kötü performans sergilemektedir.

- Belirli bir $\bar{\gamma}$ değeri için, belirli bir μ değerine kadar FD, HD'den daha iyi performans göstermektedir. Bu $\bar{\gamma}$ değeri arttıkça, μ değeri azalmaktadır.
- Belirli bir μ değeri için, belirli bir R_0 değerine kadar FD, HD'den daha iyi performans sergilemektedir. Bu μ değeri arttıkça, R_0 değeri de artmaktadır.



Şekil 3.5: MMAS tekniği için FD AF tipi röleli sistemin farklı μ değerleri için R_0 'a göre OP performansı

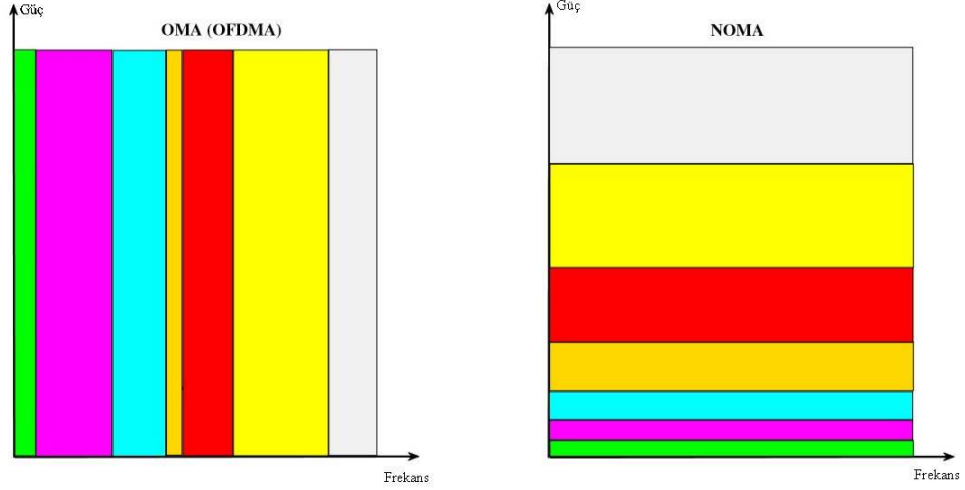
4. DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİMDE ENERJİ HASATLAMA

Bu bölümde, ilk olarak NOMA hakkında genel bilgiler verilmiştir. Ardından işbirlikli NOMA sistemleri ayrıntılı şekilde incelenmiş ve kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Üç kullanıcıli durum için kesinti olasılığı performansının teorik ve benzetim sonuçlarına yer verilmiştir. Daha sonra, HD AF tipi enerji hasatlamalı röle kullanılan çok antenli NOMA sisteminin kesinti olasılığı analizi yapılmış ve kesinti olasılığının kapalı form ifadesi elde edilmiştir. Son olarak FD AF tipi enerji hasatlamalı röle kullanılan çok antenli NOMA sisteminin SINR ifadesi elde edilerek benzetim sonuçlarına yer verilmiştir.

4.1. Dik Olmayan Çoklu Erişim

Telsiz haberleşmenin modern yaşamın vazgeçilmez bir parçası haline gelmesiyle birlikte kullanılan cihazların sayısı ve çeşitliliği hızla artmaktadır. Bunun sonucu olarak, aynı spektrumun farklı uygulamalar ve/veya kullanıcılar tarafından birkaç kez kullanılması ihtiyacı doğmuştur. Günümüz haberleşme sistemleri, herhangi bir değişiklik ve iyileştirme yapılabilmesini kısıtlayan mutlak limitlere sahiptir. Bu yüzden, her insanı ve her nesneyi birbirine bağlama prensibine dayanan nesnelerin interneti (Internet of Things - IoT) ile birlikte mevcut iletişim sistemleri, artan veri talebini karşılamada yetersiz kalmaktadır. Son zamanlarda, yüksek spektral verimlilik, düşük gecikme süresi, kullanıcı adilliği gibi ihtiyaçları yerine getirebilen NOMA tekniği üzerine birçok araştırma ve çalışma yapılmıştır [1].

NOMA, temelinde kullanıcılara birbirine dik olmayan kaynaklar tahsis etme prensibine dayanmaktadır. Bu durumda NOMA yöntemi alıcı karmaşıklığı ve artan maliyeti beraberinde getirmektedir. NOMA ile birlikte kullanıcılar, güç temelli veya kod temelli çoklama sayesinde zaman ve frekans kaynaklarını ortak bir uzaysal katmanda paylaşabilmektedir. Birçok farklı çeşitte NOMA tekniği bulunmaktadır. Bu çalışmada, güç temelli çoklamaya dayalı NOMA tekniği incelenmektedir. Şekil 4.1.'de OFDMA tabanlı OMA ile güç temelli çoklama yapılan NOMA sistemleri için frekansa bağlı güç grafikleri görülmektedir.



Şekil 4.1: NOMA ve OFDMA tabanlı OMA

NOMA'da kullanıcılar kanal koşullarına göre farklı güç seviyelerinde iletim yaparlar ve bu sırada aynı zaman, frekans ve kod bölgesindeki kaynakları kullanırlar. NOMA'nın OMA'ya göre öne çıkan özelliklerinden biri, paylaşılan kaynakların dik olmaması sayesinde OMA'da olandan çok daha fazla kaynak sayısına erişebilir ve çok daha fazla kullanıcıya hizmet edebilir olmasıdır. Fakat NOMA'da, dik olmayan kaynak paylaşımı nedeniyle ardışık karışım giderme (successive interference cancellation - SIC) tekniği kullanılarak, kullanıcılar arası karışımın ortadan kaldırılması gerekmektedir. SIC yönteminin uygulanması, NOMA'ya alıcı karmaşıklığı ve maliyetin artması dezavantajlarını getirmektedir. NOMA'nın OMA'ya göre avantajlarını şu şekilde sıralayabiliriz:

- i. Daha iyi band verimliliği
- ii. Hizmet verilen kullanıcı sayısının fazla olması
- iii. Düşük gecikme süresi
- iv. Kullanıcı adaleti
- v. CSI'ya olan ihtiyacın azalması

NOMA kullanılan telsiz haberleşme sistemleri, klasik NOMA ve işbirlikli NOMA sistemleri olarak ikiye ayrılabilir. Klasik NOMA'da, bir baz istasyonu ve M tane kullanıcının olduğu bir sistem düşünüldüğünde, iletim yapılırken önce mesajlar kaynaktan kullanıcılara doğrudan iletilir. Ardından, daha iyi kanal koşullarına sahip olan kullanıcılar röle görevini üstlenerek diğer kullanıcılara iletim yapar.

İşbirlikli NOMA sistemlerinde ise klasik NOMA'dan farklı olarak, işaret iletimine yardım eden bir röle bulunmaktadır. Röle kullanımı sayesinde, uzay çeşitlenmesi sağlanır, alıcıdaki SINR yükselir ve kesinti olasılığı azalır. Kaynak ile kullanıcı arasında doğrudan bir iletim hattının olduğu durumda işaret, kaynak tarafından hem röle aracılığıyla hem de doğrudan alıcıya iletilir. Doğrudan iletim hattının olmadığı durumda ise, iletim röle aracılığıyla sağlanır.

4.1.1. İşbirlikli NOMA Sistemleri

Bu kısımda, kaynak ile kullanıcılar arasında doğrudan iletim hattının bulunmadığı tek röle ve tek anten kullanılan işbirlikli NOMA sistemleri ayrıntılı olarak incelenmiştir. İncelenen sistemde bir baz istasyonu, AF tipi bir röle ve M tane kullanıcı bulunmaktadır. Tüm düğümler tek anten ile donatılmıştır. Baz istasyonu ve röle arasında doğrudan bir iletim hattı bulunmamaktadır. Düğümler arası kanal kazançları Nakagami- m sönümlenmesi ile modellenmektedir. Baz istasyonu ve röle arasındaki kanal katsayısı h_{SR} ile, röle ve m . kullanıcı arasındaki kanal katsayısı ise h_{RU_m} ile gösterilmektedir. Birinci ve ikinci atlamalar için kanal güçleri sırasıyla $E[|h_{SR}|^2] = \Omega_{SR}$ ve $E[|h_{RU_m}|^2] = \Omega_{RU_m}$ 'dir. Röle ve kullanıcılar arası kanal kazançlarının $|h_{RU_1}|^2 \leq |h_{RU_2}|^2 \leq \dots \leq |h_{RU_M}|^2$ şeklinde sıralandığı varsayılmıştır.

Birinci zaman aralığında, baz istasyonu $s = \sum_{i=1}^M \sqrt{a_i P_S} x_i$ mesajını röleye iletir. Burada, Burada, x_i , $1 \leq i \leq M$ ifadesi kullanıcılara ait bilgi mesajlarını, P_S ifadesi kaynağın iletim gücünü ve a_i ifadesi i . kullanıcıya ait güç tahsisi katsayısını ifade eder. $\sum_{i=1}^M a_i = 1$ olmak üzere, NOMA ilkesine göre güç tahsisi katsayıları kanal koşulları ile ters orantılı olarak $a_1 > a_2 > \dots > a_M$ biçiminde belirlenmiştir. Rölede alınan işaret,

$$y_R = h_{SR} \sum_{i=1}^M \sqrt{a_i P_S} x_i + n_R \quad (4.1)$$

ile ifade edilir ve burada $n_R \sim N(0, \sigma_R^2)$ olan toplamsal Gauss gürültüsüdür.

İkinci zaman aralığında, rölede alınan y_R işareti, röle tarafından G kuvvetlendirme katsayısı ile kuvvetlendirilerek kullanıcılara iletilir. İkinci atlamada m . kullanıcıda alınan işaret,

$$y_{RU_m} = \sqrt{P_R} G h_{RU_m} h_{SR} \sum_{i=1}^M \sqrt{a_i P_S} x_i + \sqrt{P_R} G h_{RU_m} n_R + n_{D_m} \quad (4.2)$$

şeklindedir; burada P_R rölenin iletim gücünü, $n_{D_m} \sim N(0, \sigma_{RU_m}^2)$ olan toplamsal Gauss gürültüsünü ifade eder. Kuvvetlendirme katsayısı $G = \sqrt{\frac{P_R}{P_S |h_{SR}|^2 + \sigma_R^2}}$ 'dir. Matematiksel açıdan basitlik için, $P_S = P_R = P$ ve $\sigma_R^2 = \sigma_{RU_m}^2 = \sigma^2$ olarak alınmıştır. Böylece sistemin ortalama SNR'ı $\gamma \triangleq P/\sigma^2$ olarak tanımlanır. m . kullanıcının j . kullanıcının mesajını çözerken elde ettiği SINR,

$$\gamma_{RU_{j \rightarrow m}} = \frac{a_j \gamma^2 |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2}{\tilde{a}_j \gamma^2 |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2 + \gamma (|h_{RU_m}|^2 + |h_{SR}|^2) + 1} \quad (4.3)$$

olmaktadır. Burada, $\tilde{a}_j = \sum_{i=j+1}^M a_i$ 'dir. SIC işlemi m . kullanıcı kendisinden daha kötü kanal şartlarına sahip tüm kullanıcıların mesajlarını çözene kadar uygulanır. SIC işlemi bittiğinde m . kullanıcı kendi mesajını çözer ve bu durumda elde ettiği SINR,

$$\gamma_{RU_m} = \frac{a_m \gamma^2 |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2}{\tilde{a}_m \gamma^2 |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2 + \gamma (|h_{RU_m}|^2 + |h_{SR}|^2) + 1} \quad (4.4)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Son olarak röleye en yakın olan M . kullanıcı kendi mesajını çözmek için önce diğer tüm kullanıcıların mesajlarını çözer. Bu işlemi yaparken elde ettiği SINR,

$$\gamma_{RU_M} = \frac{a_M \gamma^2 |h_{RU_M}|^2 |h_{SR}|^2}{\gamma (|h_{RU_M}|^2 + |h_{SR}|^2) + 1} \quad (4.5)$$

şeklindedir. Sistemde, m . kullanıcının kendisinden daha kötü kanal koşullarına sahip j . kullanıcının mesajını çözebilmesi olayı $\Lambda_{m,j}$ olmak üzere,

$$\Lambda_{m,j} = \left\{ \frac{a_j \gamma^2 |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2}{\tilde{a}_j \gamma^2 |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2 + \gamma (|h_{RU_m}|^2 + |h_{SR}|^2) + 1} > \gamma_{th_j} \right\} \quad (4.6)$$

biçimindedir. Burada, γ_{th_j} , j . kullanıcının eşik değeri SINR'ını ifade eder. m . kullanıcı için kesinti olasılığı,

$$P_{out}^m = 1 - P_r(\Lambda_{m,1} \cap \Lambda_{m,2}) \quad (4.7)$$

ile ifade edilir. Denklem 4.6, Denklem 4.7'deki ilgili yere konulduğunda gerekli işlemler yapılarak kesinti olasılığı ifadesi,

$$P_{out}^m = 1 - P_r(|h_{RU_m}|^2 > \theta_m^*, |h_{SR}|^2 > \frac{\theta_m^*(1 + \gamma |h_{RU_m}|^2)}{\gamma(|h_{RU_m}|^2 - \theta_m^*)}) \quad (4.8)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, $\theta_m^* = \max\{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m\}$ ve $\theta_j = \frac{\gamma_{th_j}}{\gamma(a_j - \tilde{a}_j \gamma_{th_j})}$ 'dir.

Sönümlenme katsayıları sırasıyla m_{SR} ve m_{RU_m} olan ve kanal katsayıları Nakagami- m dağılımlı olan birinci ve ikinci atlamaların kanal kazançları $|h_{SR}|^2$ ve $|\tilde{h}_{RU_m}|^2$ 'nin CDF ve PDF'i, $X \in \{SR, RU_m\}$ olmak üzere sırasıyla,

$$F_X(z) = 1 - e^{-\frac{z m_X}{\Omega_X}} \sum_{r=0}^{m_X-1} \frac{1}{r!} \left(\frac{m_X z}{\Omega_X} \right)^r \quad (4.9)$$

$$f_X(z) = \frac{m_X^{m_X} z^{m_X-1}}{\Omega_X^{m_X} \Gamma(m_X)} e^{-\frac{z m_X}{\Omega_X}} \quad (4.10)$$

'dir. Burada $\Gamma(\cdot)$ İfadesi Gamma fonksiyonudur [13, 8.310]. Röle ve kullanıcılar arası kanalların kazançlarının sıralandıktan sonraki PDF ve CDF ifadeleri,

$$\begin{aligned}
& f_{|h_{RU_m}|^2}(z) \\
&= Q_m \sum_{k=0}^{M-m} (-1)^k \binom{M-m}{k} f_{|\tilde{h}_{RU_m}|^2}(z) \left[F_{|\tilde{h}_{RU_m}|^2}(z) \right]^{m+k-1}
\end{aligned} \tag{4.11}$$

$$F_{|h_{RU_m}|^2}(x) = Q_m \sum_{k=0}^{M-m} \frac{(-1)^k}{m+k} \binom{M-m}{k} \left[F_{|\tilde{h}_{RU_m}|^2}(x) \right]^{m+k} \tag{4.12}$$

biçimindedir. Burada, $Q_m = \frac{2!}{(2-m)!(m-1)!}$ 'dir. m . kullanıcı için kesinti olasılığı yeniden düzenlendiğinde,

$$\begin{aligned}
P_{out}^m &= \int_0^{\theta_m^*} f_{|h_{RU_m}|^2}(x) dx \\
&\quad + \int_{\theta_m^*}^{\infty} F_{|h_{SR}|^2} \left(\frac{\theta_m^*(1+\gamma x)}{\gamma(x-\theta_m^*)} \right) f_{|h_{RU_m}|^2}(x) dx
\end{aligned} \tag{4.13}$$

ifadesi elde edilir. İlgili CDF ve PDF ifadeleri Denklem 4.13'te gerekli yerlere konulduğunda m . kullanıcı için kesinti olasılığı ifadesi,

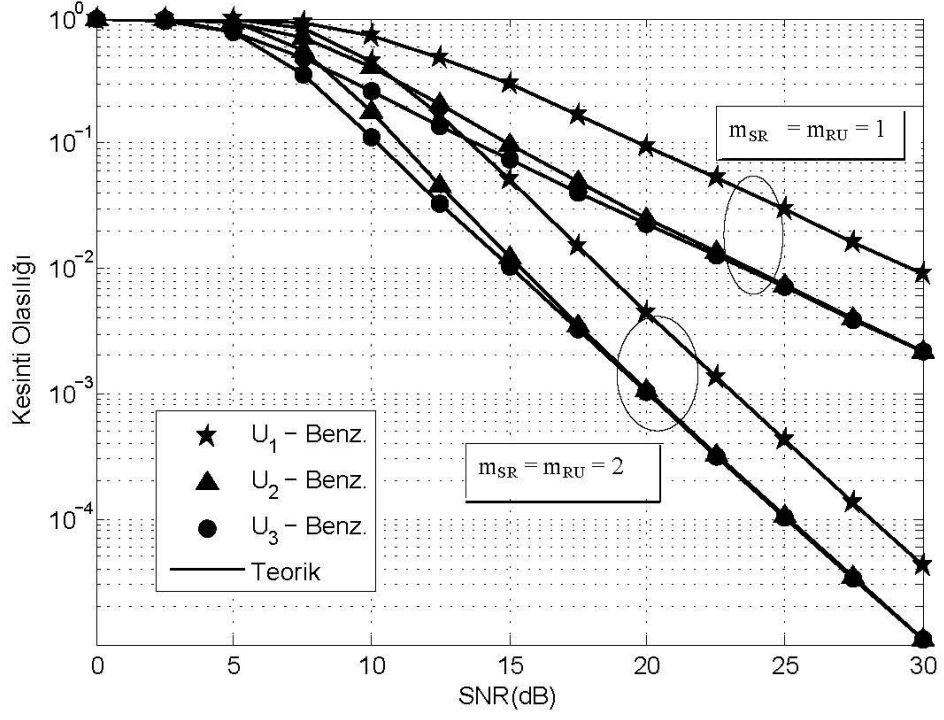
$$\begin{aligned}
& P_{out}^m \\
&= 1 - \frac{M!}{(M-m)!(m-1)!} \\
&\times \sum_{k=0}^{M-m} \sum_{n=0}^{m_{SR}-1} \sum_{t=0}^{m+k-1} \sum_{p=0}^{t(m_{RU}-1)} \sum_{i=0}^n \sum_{q=0}^{p+m_{RU}-1} (-1)^{t+k} \binom{M-m}{k} \binom{m+k-1}{t} \\
&\times \binom{n}{i} \binom{p+m_{RU}-1}{q} \frac{\beta_p(t, m_{RU})}{n! \Gamma(m_{RU})} \left(\frac{m_{RU}}{\Omega_{RU}} \right)^{\frac{2m_{RU}-q+i-1}{2}} \\
&\times \left(\frac{\theta_m^* m_{SR} (1+\gamma\theta_m^*)}{\gamma\Omega_{SR}} \right)^{\frac{i+q+1}{2}} \frac{2}{(t+1)^{\frac{q-i+1}{2}}} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{n-i} \theta_m^{*n-i+p+m_{RU}-1-q} \\
&\times e^{-\frac{m_{RU}\theta_m^*}{\Omega_{RU}(t+1)}} e^{-\frac{m_{SR}\theta_m^*}{\Omega_{SR}}} K_{q-i+1} \left(2 \sqrt{\frac{\theta_m^* m_{SR} m_{RU} (t+1)(1+\gamma\theta_m^*)}{\gamma\Omega_{SR}\Omega_{RU}}} \right)
\end{aligned} \tag{4.14}$$

şeklinde kapalı formda elde edilir. Burada $K_\nu(\cdot)$, ν . dereceden 2. tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur [13, 8.407.1] ve MATHEMATICA ve MAPLE gibi yaygın yazılım programlarında mevcuttur.

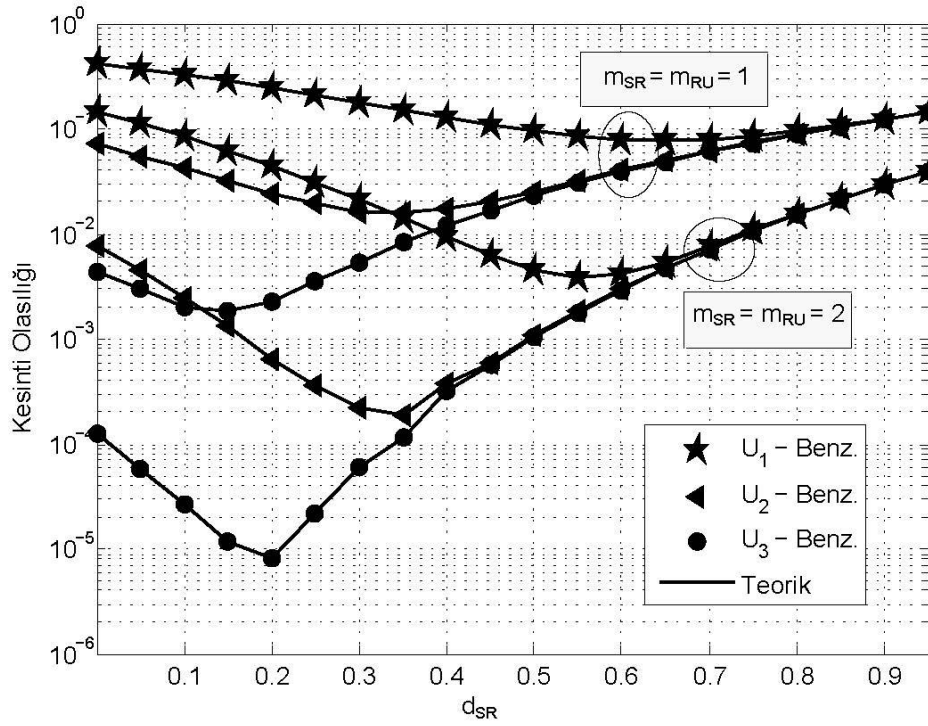
Şekil 4.2. ve Şekil 4.3'te baz istasyonu ve kullanıcı arasında doğrudan iletim hattının bulunmadığı ve tek antenli tek röleye sahip olan işbirlikli NOMA sisteminin kesinti olasılığı benzetimleri yapılmıştır. Benzetimler yapılırken baz istasyonu ve kullanıcılar arası mesafe d_{SR} , 1'e normalize edilmiştir. $\Omega_{SR} = d_{SR}^{-\alpha}$ ve $\Omega_{RU} = (1 - d_{SR})^{-\alpha}$ olmak üzere, yol kaybı faktörü $\alpha = 3$ kabul edilmiştir. Üç kullanıcının olduğu durumlar için yapılan benzetimlerde, güç tahsis katsayıları $a_1 = 1/2$, $a_2 = 1/3$ ve $a_3 = 1/6$ olarak, kullanıcılara ait eşik değeri SINR'leri $\gamma_{th_1} = 0.9$, $\gamma_{th_2} = 1.5$ ve $\gamma_{th_3} = 2$ olarak alınmıştır.

Şekil 4.2'de, incelenen sistemin SNR'a karşı kesinti olasılığı performansı verilmektedir. Şekilden açıkça görüleceği üzere tüm SNR değerleri için, ikinci ve üçüncü kullanıcıların performansı birinci kullanıcının performansından daha iyidir. Yüksek SNR bölgesinde ikinci ve üçüncü kullanıcıların performansı aynıdır. Kanalin sönmüleme parametresi arttıkça tüm kullanıcılar için sistem performansı iyileşmektedir.

Şekil 4.3'te, incelenen sistemin normalize edilmiş d_{SR} 'ye karşı kesinti olasılığı performansı verilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, en iyi kanal koşullarına sahip olan kullanıcı için en uygun röle konumu baz istasyonuna yakinken, diğer kullanıcılar için en uygun röle konumu baz istasyonundan uzaktadır. Bunun sebebi, daha kötü kanal şartlarına sahip kullanıcıların daha yüksek güç tahsis katsayısına sahip olmasıdır.



Şekil 4.2: $d_{SR} = 0.5$ ve farklı Nakagami- m parametreleri için SNR'a karşı kesinti olasılığı



Şekil 4.3: $\gamma = 20$ dB ve farklı Nakagami- m parametreleri için d_{SR} 'ye karşı kesinti olasılığı

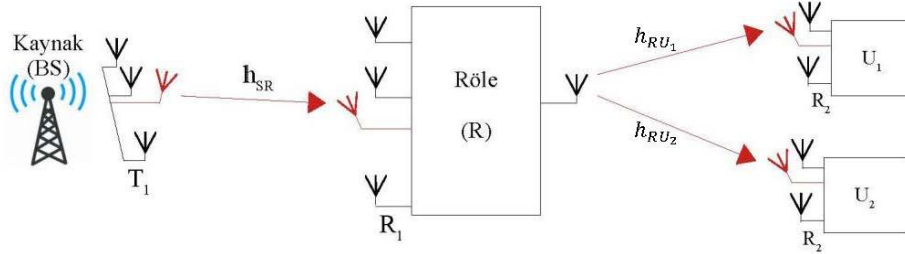
4.2. Yarı-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar Tipi EH-Röle Kullanılan İki Atlamalı MIMO-NOMA Ağlarda JTRAS/RAS Tekniğinin Performansı

Bu bölümde, bir baz istasyonu (S), bir röle (R) ve iki adet kullanıcıdan (U_1 ve U_2) oluşan bir işbirlikli NOMA iletişim sistemi incelenmektedir. Baz istasyonu ile kullanıcılar arasında doğrudan bir iletim hattının bulunmadığı varsayılarak, iletim, HD AF tipi röle aracılığıyla enerji hasatlama yapılarak sağlanmaktadır. Baz istasyonu, rölenin alıcısı ve kullanıcılar çok anten ile donatılırken, rölenin vericisi tek anten ile donatılmıştır.

4.2.1. İki Atlamalı Yarı-Çift Yönlü Röleli Sistem Modeli

İncelenen HD CSI tabanlı AF tipi röleden oluşan iki atlamalı MIMO-NOMA röle ağı Şekil-4.4'te verilmiştir. Sistemde bir baz istasyonu (S), bir röle (R) ve iki tane kullanıcı (U_1 ve U_2) bulunmaktadır. Bu sistemde, baz istasyonu T_1 tane verici anten, kullanıcılar R_2 'şer tane alıcı anten içerirken, EH röle R_1 tane alıcı anten ve tek verici anten içermektedir. Kötü kanal şartlarından dolayı baz istasyonu ile kullanıcılar arasında doğrudan bir iletim hattının bulunmadığı ve dolayısıyla baz istasyonundan kullanıcılara iletim röle aracılığıyla gerçekleştiği varsayılmaktadır. İncelenen sistemde, birinci atlamada baz istasyonu ve röle arasında en yüksek kanal kazancına sahip en iyi verici-alıcı çifti seçilirken, ikinci atlamada her kullanıcı için, rölenin tek antenli verici anteni ve kullanıcının alıcı antenleri arasındaki en iyi kanal kazancını veren en iyi alıcı anten seçimi yapılmaktadır. Baz istasyonunun bağlantıların kanal kalite sıralamasını ve gerekli CSI bilgisini mükemmel şekilde bildiği varsayılmaktadır. Eğitim periyodu boyunca, röle ve kullanıcılar arası en iyi hattın röle üzerinde belirlenmesi için, her bir kullanıcı röleye pilot işaretler gönderir. Daha sonra, birinci atlamadaki en iyi hattın belirlenmesi için baz istasyonu da röleye pilot işaretler gönderir. Birinci ve ikinci atlamada seçilen anten indisleri ideal olduğu varsayılan geri besleme kanallarıyla sırasıyla röleden baz istasyonuna ve kullanıcılara iletilmektedir. Buna ek olarak, röle ve kullanıcılar arası bağlantıların kanal kalitesi sırası, röle tarafından baz istasyonuna gönderilir. Röle kaynaktan aldığı NOMA ilkesine göre birleştirilmiş işareti PSR tabanlı AF tipi röle kullanarak kullanıcılara iletmektedir. PSR

protokolünde röle, alıcısında kaynaktan alınan enerjiyi belirli bir oranda bölerek, bir kısmını hasatlar geri kalan kısmını ise işaret iletiminde kullanır. İşaretler kullanıcılara iletdikten sonra, kullanıcılar SIC tekniği ile kendi işaretlerini elde etmektedirler. Sistemde düğümler arası kanallar Nakagami- m dağılımı ile modellenmektedir.



Şekil 4.4: İki atlamalı yarı-çift yönlü sistem modeli

İletim iki zaman aralığında tamamlanmaktadır. İlk zaman aralığında, baz istasyonu süperpoze edilmiş $s = \sum_{i=1}^2 \sqrt{a_i P_s} x_i$ işaretini röleye iletir. Burada, x_i , $i = 1, 2$ ifadesi kullanıcılara ait bilgi mesajlarını, P_s ifadesi kaynağın iletim gücünü ve a_i ifadesi i .kullanıcıya ait güç tahsisi katsayısını ifade eder. $a_1 + a_2 = 1$ olmak üzere, NOMA ilkesine göre güç tahsisi katsayıları kanal koşulları ile ters orantılı olarak $a_1 > a_2$ biçiminde belirlenmiştir.

Rölede alınan işaret,

$$y_R = h_{SR} \sqrt{a_1 P_s} x_1 + h_{SR} \sqrt{a_2 P_s} x_2 + n_R \quad (4.15)$$

şeklindedir. Burada, h_{SR} birinci atlamada seçilen anten çifti arasında seçilen Nakagami- m sönümlemeli kanal kazancını ifade eder. n_R ise ortalaması sıfır, varyansı σ_R^2 olan toplamsal Gauss gürültüsüdür, $n_R \sim N(0, \sigma_R^2)$. PSR protokolüne göre, rölede işaret güç bölücü ile $\beta: 1 - \beta$ oranında böler. β , rölenin kaynaktan aldığı işaretin gücünün ne kadarını hasatlayacağını belirleyen orandır ve güç bölme oranı (power splitting ratio) olarak isimlendirilir. İşaretin $\sqrt{1 - \beta} y_R$ kadarı röleden kullanıcılara gönderilecek bilgi olarak kullanılırken, $\sqrt{\beta} y_R$ kadarı enerji hasatlama için kullanılır ve bu enerji röleden kullanıcılara bilgi aktarımında iletim gücü olarak kullanılır. Böylece röleden kullanıcılara iletilen işaret,

$$\tilde{y}_R = \sqrt{1-\beta} h_{SR} \sqrt{a_1 P_S} x_1 + \sqrt{1-\beta} h_{SR} \sqrt{a_2 P_S} x_2 + \tilde{n}_R \quad (4.16)$$

olarak ifade edilir. Burada \tilde{n}_R ise ortalaması sıfır, varyansı σ_R^2 olan toplamsal Gauss gürültüsüdür, $\tilde{n}_R \sim N(0, \sigma_R^2)$. Rölede hasatlanan enerji $P_R = \eta P_S \beta |h_{SR}|^2$ ile verilir, burada $0 \leq \eta \leq 1$ 'dir ve enerji dönüşüm verimliliği (energy conversion efficiency) olarak isimlendirilir.

İkinci zaman aralığında, röle ileteceği işareti G kuvvetlendirme katsayısı ile kuvvetlendirerek kullanıcılara gönderir. Burada G kuvvetlendirme katsayısı denklem 4.17'deki gibidir [12]

$$G = \sqrt{\frac{P_R}{(1-\beta)P_S |h_{SR}|^2 + \sigma_R^2}} \cong \sqrt{\frac{\eta\beta}{(1-\beta)}} \quad (4.17)$$

m . kullanıcıda alınan işaret,

$$y_{RU_m} = h_{RU_m} G \sqrt{1-\beta} \sqrt{a_1 P_S} h_{SR} x_1 + h_{RU_m} G \sqrt{1-\beta} \sqrt{a_2 P_S} h_{SR} x_2 + h_{RU_m} G \tilde{n}_R + n_{D_m} \quad (4.18)$$

ile ifade edilir. Burada, h_{RU_m} , ikinci atlamada kullanıcıların seçilen antenleri ile röle arasındaki Nakagami- m sönümlenmeli kanal kazancını ifade eder. $|h_{RU_1}|^2 \leq |h_{RU_2}|^2$ olarak kabul edilmiştir. n_{D_m} ise, ortalaması sıfır, varyansı $\sigma_{RU_m}^2$ olan toplamsal Gauss gürültüsüdür, $n_{D_m} \sim N(0, \sigma_{RU_m}^2)$. $\sigma_R^2 = \varepsilon \sigma_{RU_m}^2 = \sigma^2$ olarak belirlenmiştir. Burada ε sabit bir sayıdır ve ortalama işaret-gürültü oranı $\bar{\gamma} \triangleq \frac{P_S}{\sigma^2}$ olarak tanımlanır.

4.2.2. Performans Analizi

Bu bölümde, incelenen sistemin OP analizi yapılmaktadır. Kesinti olasılığı, sistemin uçtan uca işaretin-karışım-ve-gürültüye oranının e2e SINR belirli bir eşik değerinin altında kalma olasılığı olarak tanımlanır. Bu eşik değeri HD röleli ağlar için $\gamma_{th} = 2^{2R_0} - 1$ 'dir. Burada R_0 kanal başına kullanılan bit sayısını (bits per channel in use (BPCU)) temsil eder. Bu sebeple, öncelikle sistemin SINR analizi yapılmış ve

ardından OP için kapalı form ifadesi Nakagami- m sönümlemeli kanallar için elde edilmiştir.

4.2.2.1.İşaretin-Karışım-ve-Gürültüye Oranı ve İstatistiksel Özellikleri

İkinci kullanıcının, birinci kullanıcının işaretini belirlemesi için anlık SINR'ı,

$$\gamma_{1 \rightarrow 2} = \frac{\bar{\gamma} a_1 |h_{RU_2}|^2 |h_{SR}|^2}{\bar{\gamma} a_2 |h_{RU_2}|^2 |h_{SR}|^2 + \frac{1}{1-\beta} |h_{RU_2}|^2 + \frac{1}{\varepsilon \eta \beta}} \quad (4.19)$$

ile ifade edilmektedir. İkinci kullanıcının, kendi işaretini belirlemesi için anlık SINR'ı,

$$\gamma_2 = \frac{\bar{\gamma} a_2 |h_{RU_2}|^2 |h_{SR}|^2}{\frac{1}{1-\beta} |h_{RU_2}|^2 + \frac{1}{\varepsilon \eta \beta}} \quad (4.20)$$

ile ifade edilir. Birinci kullanıcının, kendi işaretini belirlemesi için anlık SINR'ı ise,

$$\gamma_1 = \frac{\bar{\gamma} a_1 |h_{RU_1}|^2 |h_{SR}|^2}{\bar{\gamma} a_2 |h_{RU_1}|^2 |h_{SR}|^2 + \frac{1}{1-\beta} |h_{RU_1}|^2 + \frac{1}{\varepsilon \eta \beta}} \quad (4.21)$$

ile ifade edilmektedir. Genel halde ifade edildiğinde, $j \leq m$ ve $m = 1,2$ olmak üzere, m . kullanıcının (U_m) j . kullanıcının (U_j) işaretini belirlemesi için anlık SINR,

$$\gamma_{j \rightarrow m} = \frac{\bar{\gamma} a_j |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2}{\bar{\gamma} \tilde{a}_j |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2 + c_1 |h_{RU_m}|^2 + c_2} \quad (4.22)$$

ile ifade edilebilir. Burada, $c_1 = \frac{1}{1-\beta}$ ve $c_2 = \frac{1}{\varepsilon \eta \beta}$ olarak kabul edilmiştir. $\tilde{a}_1 = a_2$ ve $\tilde{a}_2 = 0$ 'dır.

Birinci ve ikinci atlamada tüm kanal kazançları, i.i.d. Nakagami- m dağılımı ile modellenmektedir. Birinci atlamada, en iyi SNR'ı veren verici-alıcı anten çifti seçilirken, ikinci atlamada, her kullanıcıda en iyi SNR'ı veren en iyi alıcı anten seçilir. Birinci ve ikinci atlamada yapılan anten seçim işlemleri sonucunda kanal katsayıları sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir:

$$|h_{SR}|^2 = \operatorname{argmax}_{1 \leq t \leq T_1, 1 \leq r \leq R_1} |h_{t,r}|^2 \quad (4.23)$$

$$|\tilde{h}_{RU_m}|^2 = \operatorname{argmax}_{1 \leq u \leq R_2} |h_u^m|^2, \quad m = 1, 2 \quad (4.24)$$

burada, $h_{t,r}$, baz istasyonunun t . verici anteni ve rölenin r . alıcı anteni arasındaki kanal kazancını ifade eder. Seçim kriteri, en büyük sıralı istatistik ve Binom açılımı kullanılarak $|h_{SR}|^2$ 'nin CDF ve PDF ifadeleri sırasıyla,

$$F_{|h_{SR}|^2}(x) = \sum_{r=0}^{T_1 R_1} \sum_{s=0}^{r(m_{SR}-1)} \binom{T_1 R_1}{r} (-1)^r x^s e^{-\frac{m_{SR} x}{\Omega_{SR}}} \beta_s(r, m_{SR}) \quad (4.25)$$

$$f_{|h_{SR}|^2}(x) = \frac{T_1 R_1}{(m_{SR} - 1)!} x^{m_{SR}-1} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{m_{SR}} e^{-\frac{m_{SR} x}{\Omega_{SR}}} \times \sum_{r=0}^{T_1 R_1 - 1} \sum_{s=0}^{r(m_{SR}-1)} \binom{T_1 R_1 - 1}{r} (-1)^r x^s e^{-\frac{m_{SR} x}{\Omega_{SR}}} \beta_s(r, m_{SR}) \quad (4.26)$$

denklemleri ile ifade edilir. h_u^m ise, m . kullanıcı için, kullanıcının u . alıcı anteni ve rölenin verici anteni arasındaki kanal kazancını ifade eder. Seçim kriteri, en büyük sıralı istatistik ve Binom açılımı kullanılarak, kullanıcıların henüz sıralanmadığı durumda $|\tilde{h}_{RU_m}|^2$ 'nin CDF ve PDF ifadeleri sırasıyla,

$$F_{|\tilde{h}_{RU_m}|^2}(x) = \left[1 - e^{-\frac{m_{RU} x}{\Omega_{RU}}} \sum_{r=0}^{m_{RU}-1} \frac{1}{r!} \left(\frac{m_{RU} x}{\Omega_{RU}}\right)^r \right]^{R_2} \quad (4.27)$$

$$f_{|\tilde{h}_{RU_m}|^2}(x) = \frac{R_2}{(m_{RU} - 1)!} x^{m_{RU}-1} \left(\frac{m_{RU}}{\Omega_{RU}}\right)^{m_{RU}} e^{-\frac{m_{RU} x}{\Omega_{RU}}} \times \left[1 - e^{-\frac{m_{RU} x}{\Omega_{RU}}} \sum_{s=0}^{m_{RU}-1} \frac{1}{s!} \left(\frac{m_{RU} x}{\Omega_{RU}}\right)^s \right]^{R_2-1} \quad (4.28)$$

denklemleri ile ifade edilir. Verilen PDF ve CDF'lerde yer alan, $\Omega_{SR} = E[|h_{SR}|^2] = d_{SR}^{-\alpha}$, $\Omega_{RU_m} = E[|h_{RU_m}|^2] = \Omega_{RU} = d_{RU}^{-\alpha}$ 'dir. d_{SR} , baz istasyonu ile röle arasındaki uzaklık, $d_{RU_m} = d_{RU}$ ise röle ile kullanıcılar arasındaki uzaklıktır. α yol kaybı faktörüdür.

Sıralanmış $|h_{RU_m}|^2$ 'nin CDF ve PDF ifadeleri sırasıyla,

$$F_{|h_{RU_m}|^2}(x) = Q_m \sum_{k=0}^{2-m} \frac{(-1)^k}{m+k} C_{2-m}^k \left[F_{|\tilde{h}_{RU_m}|^2}(x) \right]^{m+k} \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned} f_{|h_{RU_m}|^2}(x) \\ = Q_m \sum_{k=0}^{2-m} (-1)^k C_{2-m}^k f_{|\tilde{h}_{RU_m}|^2}(x) \left[F_{|\tilde{h}_{RU_m}|^2}(x) \right]^{m+k-1} \end{aligned} \quad (4.30)$$

denklemlerinde sıralanmamış kanal kazançlarının PDF ve CDF'leri yerlerine konularak elde edilir. Elde edilen CDF ve PDF'ler Denklem 4.31 ve Denklem 4.32 de verildiği gibidir

$$\begin{aligned} F_{|h_{RU_m}|^2}(x) = Q_m \sum_{k=0}^{2-m} \sum_{p=0}^{R_2(m+k)} \sum_{q=0}^{p(m_{RU}-1)} \binom{2-m}{k} \binom{R_2(m+k)}{p} \\ \times \frac{(-1)^{p+k}}{m+k} x^q e^{-\frac{m_{RU} x p}{\Omega_{RU}}} \beta_q(p, m_{RU}) \end{aligned} \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} f_{|h_{RU_m}|^2}(x) \\ = Q_m \sum_{k=0}^{2-m} \sum_{q=0}^{R_2(m+k)-1} \sum_{s=0}^{p(m_{RU}-1)} \binom{2-m}{k} \binom{R_2(m+k)}{q} (-1)^{k+q} \\ \times \frac{R_2}{(m_{RU}-1)!} \left(\frac{m_{RU}}{\Omega_{RU}} \right)^{m_{RU}} x^{s+m_{RU}-1} e^{-\frac{m_{RU} x (q+1)}{\Omega_{RU}}} \beta_s(q, m_{RU}). \end{aligned} \quad (4.32)$$

Burada, $Q_m = \frac{2!}{(2-m)!(m-1)!}$ ve $C_{2-m}^k = \binom{2-m}{k}$ 'dır. PDF ve CDF'lerde bulunan, katlı terim katsayılarını simgeleyen $\beta_s(r, m_X) = \frac{1}{s a_0} \sum_{t=1}^s (rt - s + t) a_t \beta_{s-t}(r, m_X)$, $s \geq 1$ ile tanımlanır [13, 0.314]. $a_t = \frac{1}{t!} \left(\frac{m_X}{\Omega_X} \right)^t$, $\beta_0(r, m_X) = 1$ ve $t \geq 2m_X - 1$ için $\beta_s(r, m_X) = 0$ 'dır ($X \in \{SR, RU\}$).

4.2.2.2. Kesinti Olasılığı Analizi

m . kullanıcının kesinti olasılığı Denklem 4.7’de verildiği gibidir. Burada, $\Lambda_{m,j}$, $j = 1, 2$, m . kullanıcının j . kullanıcının işaretini doğru çözme olayıdır. $\Lambda_{m,j}$ olayı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\Lambda_{m,j} = \left\{ \frac{\bar{\gamma} a_j |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2}{\bar{\gamma} \tilde{a}_j |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2 + c_1 |h_{RU_m}|^2 + c_2} > \gamma_{th_j} \right\} \quad (4.33)$$

Burada, γ_{th_j} , j . kullanıcının eşik değeri SINR’ını ifade eder. Denklem 4.33, Denklem 4.7’de ilgili yere konulduğunda gerekli işlemler yapılarak kesinti olasılığı,

$$P_{out}^m = 1 - P_r(|h_{SR}|^2 > \varphi_j^*, |h_{RU_m}|^2 > \frac{c_2 \varphi_j^*}{c_1(|h_{SR}|^2 - \varphi_j^*)}) \quad (4.34)$$

ile ifade edilir. Burada, $\varphi_j = \frac{c_1 \gamma_{th_j}}{\bar{\gamma} (a_j - \tilde{a}_j \gamma_{th_j})}$ ve $\varphi_j^* = \max\{\varphi_1, \varphi_2\}$, $j = 1, 2$ ’dir.

$a_j > \tilde{a}_j \gamma_{th_j}$ koşulu altında, U_m , U_j ’nin, işaretini başarılı bir şekilde çözer.

Denklem 4.34’teki kesinti olasılığı P_{out}^m , aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} P_{out}^m &= 1 \\ &- \int_{\varphi_j^*}^{\infty} \left(1 - F_{|h_{RU_m}|^2} \left(\frac{c_2 \varphi_j^*}{c_1(x - \varphi_j^*)} \right) \right) f_{|h_{SR}|^2}(x) dx \\ &= F_{|h_{SR}|^2}(\varphi_j^*) \\ &+ \int_{\varphi_j^*}^{\infty} F_{|h_{RU_m}|^2} \left(\frac{c_2 \varphi_j^*}{c_1(x - \varphi_j^*)} \right) f_{|h_{SR}|^2}(x) dx \end{aligned} \quad (4.35)$$

Bölüm 4.2.2.1.’de verilen CDF ve PDF ifadeleri Denklem 4.35’de ilgili yerlere konularak gerekli hesaplamalar yapıldığında, kesinti olasılığı ifadesinin kapalı formu,

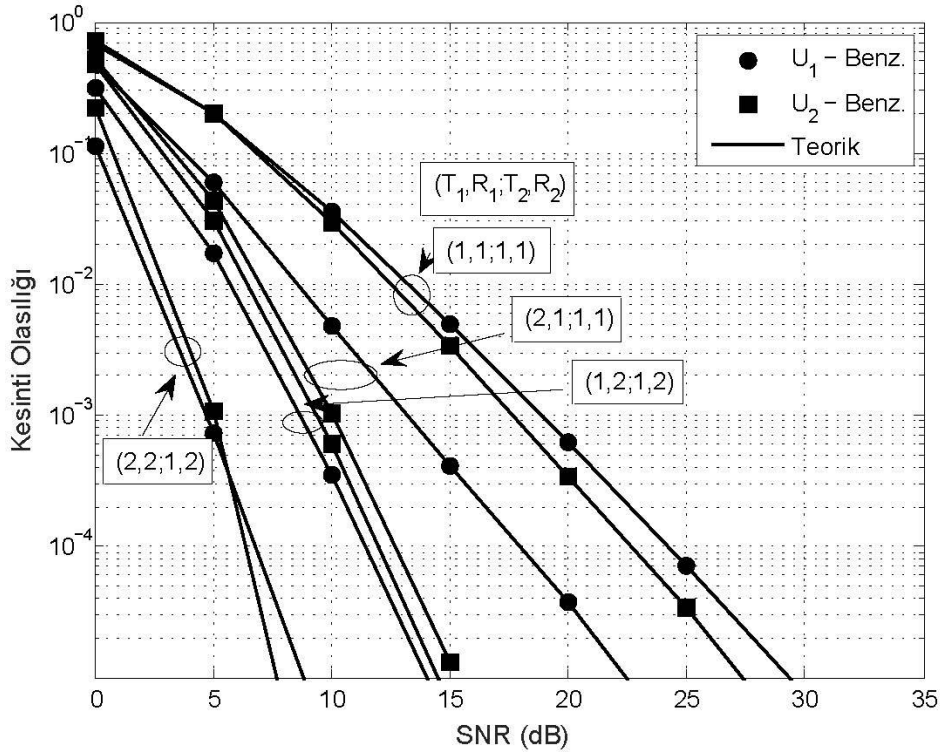
$$\begin{aligned}
P_{out}^m &= 1 + \frac{2 T_1 R_1}{(m_{SR} - 1)!} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{m_{SR}} Q_m \\
&\times \sum_{k=0}^{2-m} \sum_{p=1}^{R_2(m+k)} \sum_{q=0}^{p(m_{RU}-1)} \sum_{r=0}^{T_1 R_1 - 1} \sum_{s=0}^{r(m_{SR}-1)} \sum_{n=0}^{s+m_{SR}-1} \binom{2-m}{k} \binom{R_2(m+k)}{p} \\
&\times \binom{T_1 R_1 - 1}{r} \binom{s+m_{SR}-1}{n} \frac{(-1)^{p+k+r}}{m+k} c^q \varphi_j^{*q+s+m_{SR}-n-1} \beta_q(p, m_{RU}) \quad (4.36) \\
&\times \beta_s(r, m_{SR}) \left(\frac{m_{RU} p c \varphi_j^* \Omega_{SR}}{m_{SR}(r+1)\Omega_{RU}} \right)^{\frac{n-q+1}{2}} e^{-\frac{m_{SR} \varphi_j^*}{\Omega_{SR}}(r+1)} \\
&\times K_{n-q+1} \left(2 \sqrt{\frac{m_{SR} m_{RU} p (r+1) c \varphi_j^*}{\Omega_{SR} \Omega_{RU}}} \right)
\end{aligned}$$

şeklinde elde edilir ve burada $c = \frac{c_2}{c_1}$ dir. Burada $K_\nu(\cdot)$, ν . dereceden 2. tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur [13, 8.407.1] ve MATHEMATICA ve MAPLE gibi yaygın yazılım programlarında mevcuttur.

4.2.3. Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde, iki atlamalı HD AF tipi röleli NOMA-EH sistemin OP performansının teorik ve benzetim sonuçları i.i.d. Nakagami- m sönümlmeli kanallar için verilmiştir. Eğriler elde edilirken, baz istasyonu ve kullanıcılar arası uzaklık $d = d_{SR} + d_{RU} = 1$ ve yol kaybı $\alpha = 4$ kabul edilmiştir. Güç tahsis katsayıları $a_1 + a_2 = 1$ olmak üzere, $a_1 = 3/5$ ve $a_2 = 2/5$ olarak, kullanıcılara ait eşik değeri SINR'leri $\gamma_{th_1} = 1$ ve $\gamma_{th_2} = 3$ olarak, ε ve η sabitleri 0.4 olarak alınmıştır.

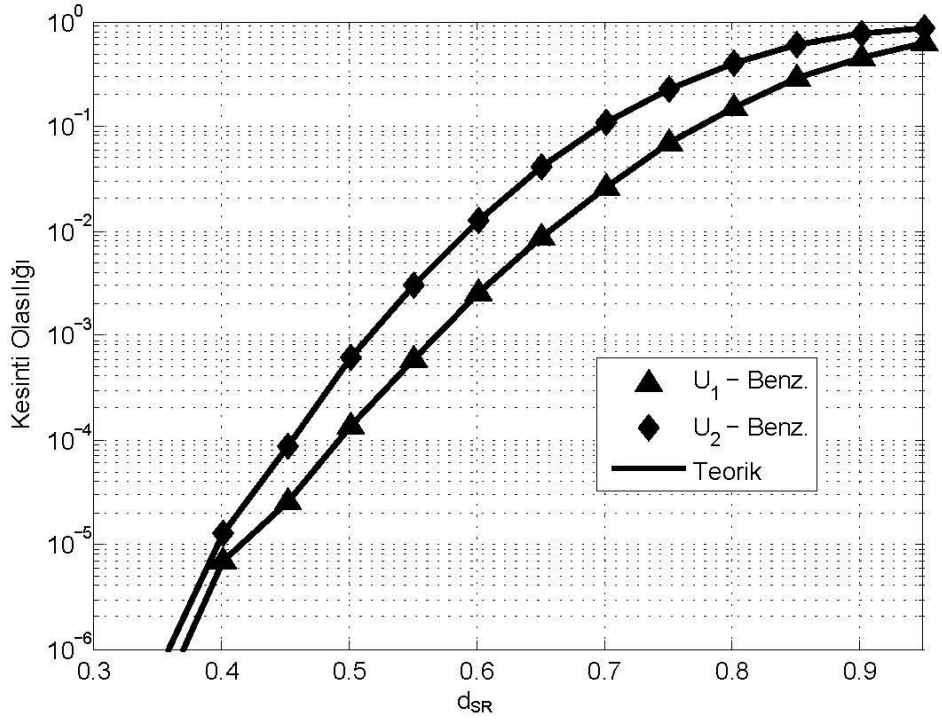
Şekil 4.5'te SNR'a karşı kesinti olasılığı eğrileri farklı anten konfigürasyonu için verilmiştir. Eğriler elde edilirken $m_{SR} = m_{RU} = 2$, $d_{SR} = 0.5$ ve $\beta = 0.5$ olarak alınmıştır. Şekilden de görüldüğü üzere benzetim sonuçları, teorik eğrileri doğrulamaktadır. Anten sayısındaki artış, anten seçimi olmayan duruma göre sistem performansını oldukça iyileştirmektedir, ikinci atlamadaki RAS tekniğinin uygulanması bu iyileşmede daha etkili olduğu gözlemlenmektedir.



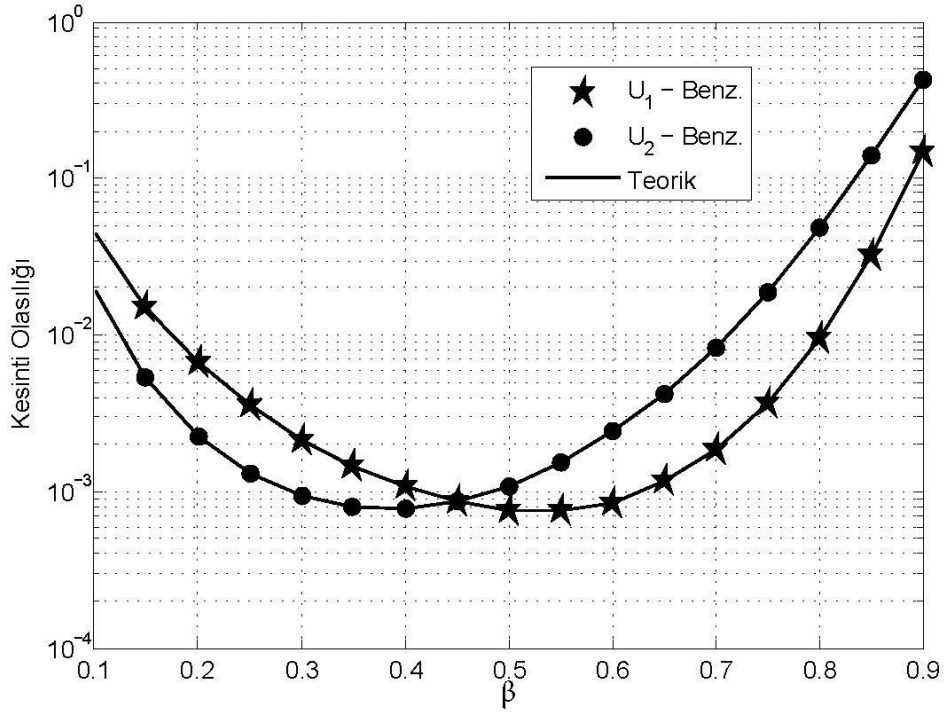
Şekil 4.5: HD Sistemin SNR'a karşı kesinti olasılığı

Şekil 4.6'da d_{SR} 'ye karşı kesinti olasılığı eğrileri verilmiştir. Eğriler elde edilirken $m_{SR} = m_{RU} = 2$, $\beta = 0.5$ olarak alınmıştır. Kullanılan anten konfigürasyonu $(T_1, R_1; 1, R_2) = (3, 2; 1, 6)$ şeklindedir. Elde ettiğimiz eğrilerde her iki kullanıcı için de rölenin baz istasyonuna uzaklığı arttıkça kesinti olasılığının da arttığı görülmektedir. Bunun sebeplerinden biri rölede hasatlanan enerjinin, baz istasyonu ve röle arasındaki kanalın zayıflamasıyla azalmasıdır. Bir diğer sebep ise zayıflayan kanaldan dolayı kullanıcılara iletilen işaretin de zayıflamasıdır. Sonuç olarak enerji hasatlama yapan rölenin baz istasyonuna yakın olması sistemin performansını iyileştirmektedir.

Şekil 4.7'de güç bölme oranı β 'ya karşı kesinti olasılığı eğrileri verilmiştir. Eğriler elde edilirken $m_{SR} = m_{RU} = 2$, $d_{SR} = 0.5$ olarak alınmıştır. Kullanılan anten konfigürasyonu $(T_1, R_1; 1, R_2) = (2, 2; 1, 2)$ şeklindedir. Şekilden de görüleceği üzere, iki kullanıcı için de en iyi kesinti olasılığını verdikleri optimum güç bölme oranları birbirinden farklıdır. İkinci kullanıcı, birinci kullanıcıdan daha iyi kanal şartlarına sahip olduğu için, röleden kullanıcıya iletim, birinci kullanıcıya göre daha az güç ile yapılabilir. Dolayısıyla β , daha küçük bir değer alır. β 'nın 0.45'ten büyük olduğu değerlerde birinci kullanıcının performansının ikinci kullanıcıdan iyi olduğu şekilde açıkça görülebilir.



Şekil 4.6: Sistemin d_{SR} 'ye karşı kesinti olasılığı



Şekil 4.7: Sistemin β 'ya karşı kesinti olasılığı

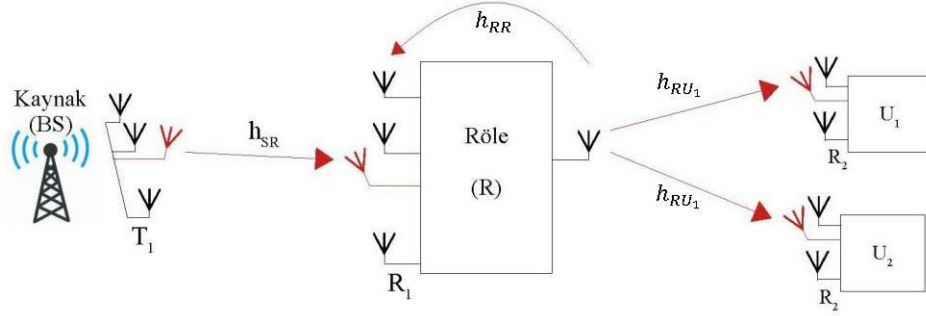
4.3. Tam-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar Tipi EH-Röle Kullanılan İki Atlamalı MIMO-NOMA Ağlarda JTRAS/RAS Tekniğinin Performansı

Bu bölümde, Bölüm 4.2’de incelenen iki atlamalı işbirlikli NOMA sistemi, FD EH röle kullanılan durum için incelenmiştir. Baz istasyonu ile kullanıcılar arasında doğrudan bir iletim hattının bulunmadığı varsayılarak, iletim, FD AF tipi röle aracılığıyla enerji hasatlama yapılarak sağlanmaktadır. Baz istasyonu, rölenin alıcısı ve kullanıcılar çok anten ile donatılırken, rölenin vericisi tek anten ile donatılmıştır.

4.3.1. İki Atlamalı Tam-Çift Yönlü Röleli Sistem Modeli ve SINR Analizi

FD AF tipi EH röleden oluşan iki atlamalı MIMO-NOMA sistemi Şekil 4.8’de verilmiştir. Sistemde T_1 tane verici antene sahip bir kaynak, R_1 tane alıcı ve tek bir verici antene sahip FD AF tipi EH röle ve R_2 ’şer tane alıcı antene sahip iki kullanıcı bulunmaktadır. Baz istasyonu ve kullanıcılar arasında doğrudan bir iletim hattının bulunmadığı varsayılmıştır. İncelenen sistemde birinci atlamada, röledeki RSI etkisi göz ardı edilerek baz istasyonu ve röle arasında en yüksek kanal kazancına sahip en iyi verici-alıcı anten çifti seçilir. İkinci atlamada ise her kullanıcıda, rölenin verici anteni ile kullanıcının alıcı antenleri arasındaki en iyi kanal kazancını veren en iyi alıcı anten seçimi yapılmaktadır. Baz istasyonunun bağlantıların kanal kalite sıralamasını ve gerekli CSI bilgisini mükemmel şekilde bildiği varsayılmaktadır. Eğitim periyodu boyunca, röle ve kullanıcılar arası en iyi hattın röle üzerinde belirlenmesi için, her bir kullanıcı röleye pilot işaretler gönderir. Daha sonra, birinci atlamadaki en iyi hattın belirlenmesi için baz istasyonu da röleye pilot işaretler gönderir. Birinci ve ikinci atlamada seçilen anten indisleri ideal olduğu varsayılan geri besleme kanallarıyla sırasıyla röleden baz istasyonuna ve kullanıcılara iletilmektedir. Buna ek olarak, röle ve kullanıcılar arası bağlantıların kanal kalitesi sırası, röle tarafından baz istasyonuna gönderilir. Haberleşme sırasında röle kaynaktan aldığı NOMA ilkesine göre birleştirilmiş işareti PSR tabanlı AF tipi röle kullanarak kullanıcılara iletmektedir. PSR protokolünde röle, alıcısında kaynaktan alınan enerjiyi belirli bir oranda bölerek, bir kısmını hasatlar geri kalan kısmını ise işaret iletiminde kullanır. İşaretler

kullanıcılara iletdikten sonra, kullanıcılar SIC tekniği ile kendi işaretlerini elde etmektedirler. Sistemde kaynak-röle ve röle-kullanıcılar arası kanallar Nakagami- m dağılımı ile modellenmektedir. Rölenin verici anteni ve alıcı antenleri arasındaki kanal karışımı sönümlemesiz olarak ele alınmıştır.



Şekil 4.8: İki atlamalı tam-çift yönlü sistem modeli

HD işbirlikli NOMA sistemine benzer olarak, baz istasyonundan iletilen süperpoze edilmiş $s[n] = \sum_{i=1}^2 \sqrt{a_i P_s} x_i[n]$ işareti röleye iletilmektedir. Burada, $x_i[n]$, $i = 1, 2$ ifadesi kullanıcılara ait bilgi mesajlarını, P_s ifadesi kaynağın iletim gücünü ve a_i ifadesi i . kullanıcıya ait güç tahsisi katsayısını ifade eder. $a_1 + a_2 = 1$ olmak üzere, NOMA ilkesine göre güç tahsisi katsayıları kanal koşulları ile ters orantılı olarak $a_1 > a_2$ biçiminde belirlenmiştir.

Rölede alınan işaret,

$$y_R[n] = h_{SR} s[n] + h_{RR} s_R[n] + n_R[n] \quad (4.37)$$

şeklinindedir. Burada, h_{SR} birinci atlamada seçilen anten çifti arasındaki Nakagami- m sönümlemeli kanal kazancını ifade eder. h_{RR} , rölenin verici anteni ile seçilmiş alıcı anteni arasındaki artık LI katsayısını gösterir. n_R ise ortalaması sıfır, varyansı σ_R^2 olan toplamsal Gauss gürültüsüdür: $n_R \sim N(0, \sigma_R^2)$. $s_R[n]$, röleden iletilen sembollerini göstermektedir. Burada işaretlerin iletim gücü $E[|s_R[n]|^2] = P_R$ 'dir. Röle, hedefe işaret iletimi için AF metodunu kullanırken, hedefe gönderilen işaret $s_R[n] = G \tilde{y}_R[n - \tau]$ eşitliği ile ifade edilmektedir. Burada G kuvvetlendirme faktörünü, τ ise gecikmeyi ifade eder. $\tilde{y}_R[n]$, hasatlama sonucunda röleden kullanıcılara gönderilecek olan işarettir ve

$$\tilde{y}_R[n] = \sqrt{1-\beta}h_{SR}S[n] + \sqrt{1-\beta}h_{RR}S_R[n] + \tilde{n}_R[n] \quad (4.38)$$

olarak ifade edilir. Burada $\tilde{n}_R[n]$ ise ortalaması sıfır, varyansı σ_R^2 olan toplamsal Gauss gürültüsüdür: $\tilde{n}_R[n] \sim N(0, \sigma_R^2)$. Rölede hasatlanan enerji $P_R = \eta P_S \beta |h_{SR}|^2$ ile verilir, burada $0 \leq \eta \leq 1$ 'dir.

Röle ileteceği işareti G kuvvetlendirme katsayısı ile kuvvetlendirerek kullanıcılara gönderir. $\bar{\gamma} \triangleq \frac{P_S}{\sigma^2}$ ve $\bar{\gamma}_{RR} = \frac{P_S}{\sigma^2} |h_{RR}|^2$ olmak üzere, G kuvvetlendirme katsayısı,

$$G = \sqrt{\frac{P_R}{(1-\beta)P_S |h_{SR}|^2 + (1-\beta)P_R |h_{RR}|^2 + \sigma_R^2}} \quad (4.39)$$

$$\cong \sqrt{\frac{\eta\beta}{(1-\beta)}} \times \frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma} + \eta\beta\bar{\gamma}_{RR}}$$

olarak ifade edilmektedir.

m . kullanıcıda alınan işaret,

$$y_{RU_m} = h_{RU_m} G \sqrt{1-\beta} \sqrt{a_1 P_S} h_{SR} x_1[n] \quad (4.40)$$

$$+ h_{RU_m} G \sqrt{1-\beta} \sqrt{a_2 P_S} h_{SR} x_2[n]$$

$$+ h_{RU_m} \sqrt{1-\beta} h_{RR} S_R[n] + h_{RU_m} G \tilde{n}_R[n] + n_{D_m}[n]$$

ile ifade edilir. Burada, h_{RU_m} , ikinci atlamada kullanıcıların seçilen antenleri ile röle arasındaki Nakagami- m sönümlmeli kanal kazancını ifade eder ve $|h_{RU_1}|^2 \leq |h_{RU_2}|^2$ olarak kabul edilmiştir. $n_{D_m}[n]$ ise ortalaması sıfır, varyansı $\sigma_{RU_m}^2$ olan toplamsal Gauss gürültüsüdür: $n_{D_m}[n] \sim N(0, \sigma_{RU_m}^2)$. $\sigma_R^2 = \varepsilon \sigma_{RU_m}^2 = \sigma^2$ olarak belirlenmiştir; burada ε sabit bir sayıdır.

İkinci kullanıcının, birinci kullanıcının işaretini belirlemesi için anlık SINR'ı,

$$\begin{aligned} \gamma_{1 \rightarrow 2} &= \frac{\bar{\gamma} a_1 |h_{RU_2}|^2 |h_{SR}|^2}{|h_{RU_2}|^2 |h_{SR}|^2 (a_2 \bar{\gamma} + \eta \beta \bar{\gamma}_{RR}) + \frac{1}{1-\beta} |h_{RU_2}|^2 + \frac{1}{\varepsilon \eta \beta} + \frac{1}{\varepsilon} \frac{\bar{\gamma}_{RR}}{\bar{\gamma}}} \end{aligned} \quad (4.41)$$

ile ifade edilmektedir. İkinci kullanıcının, kendi işaretini belirlemesi için anlık SINR'ı,

$$\gamma_2 = \frac{\bar{\gamma} a_2 |h_{RU_2}|^2 |h_{SR}|^2}{\eta \beta \bar{\gamma}_{RR} |h_{RU_2}|^2 |h_{SR}|^2 + \frac{1}{1-\beta} |h_{RU_2}|^2 + \frac{1}{\varepsilon \eta \beta} + \frac{1}{\varepsilon} \frac{\bar{\gamma}_{RR}}{\bar{\gamma}}} \quad (4.42)$$

ile ifade edilir. Birinci kullanıcının, kendi işaretini belirlemesi için anlık SINR'ı ise,

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{\bar{\gamma} a_1 |h_{RU_1}|^2 |h_{SR}|^2}{|h_{RU_1}|^2 |h_{SR}|^2 (a_2 \bar{\gamma} + \eta \beta \bar{\gamma}_{RR}) + \frac{1}{1-\beta} |h_{RU_1}|^2 + \frac{1}{\varepsilon \eta \beta} + \frac{1}{\varepsilon} \frac{\bar{\gamma}_{RR}}{\bar{\gamma}}} \end{aligned} \quad (4.43)$$

ile ifade edilmektedir. Genel halde ifade edildiğinde, $j \leq m$ ve $m = 1,2$ olmak üzere, m . kullanıcının (U_m) j . kullanıcının (U_j) işaretini belirlemesi için anlık SINR,

$$\begin{aligned} \gamma_{j \rightarrow m} &= \frac{\bar{\gamma} a_j |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2}{\tilde{a}_j \bar{\gamma} |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2 + \eta \beta \bar{\gamma}_{RR} |h_{RU_m}|^2 |h_{SR}|^2 + c_1 |h_{RU_m}|^2 + c_2 + c_3} \end{aligned} \quad (4.44)$$

ile ifade edilebilir. Burada, $c_1 = \frac{1}{1-\beta}$, $c_2 = \frac{1}{\varepsilon \eta \beta}$ ve $c_3 = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\bar{\gamma}_{RR}}{\bar{\gamma}}$ olarak kabul edilmiştir. $\tilde{a}_1 = a_2$ ve $\tilde{a}_2 = 0$ 'dır.

Birinci ve ikinci atlamada tüm kanal kazançları, i.i.d. Nakagami- m dağılımı ile modellenmektedir. Birinci atlamada, en iyi SNR'ı veren verici-alıcı anten çifti seçilirken, ikinci atlamada, her kullanıcıda en iyi SNR'ı veren en iyi alıcı anten seçilir. Birinci ve ikinci atlamada yapılan anten seçim işlemleri sonucunda kanal katsayıları sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir:

$$|h_{SR}|^2 = \max_{1 \leq t \leq T_1, 1 \leq r \leq R_1} |h_{t,r}|^2 \quad (4.45)$$

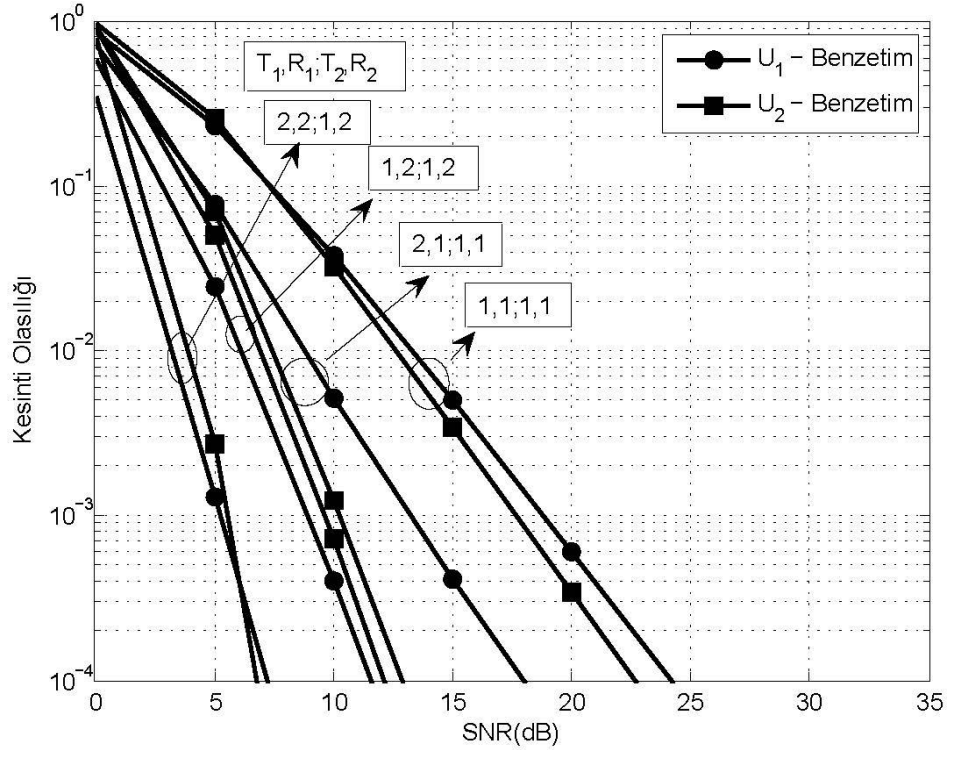
$$|\tilde{h}_{RU_m}|^2 = \max_{1 \leq u \leq R_2} |h_u^m|^2, \quad m = 1, 2 \quad (4.46)$$

Burada, $h_{t,r}$, baz istasyonunun t . verici anteni ve rölenin r . alıcı anteni arasındaki kanal kazancını ifade eder. h_u^m ise, m . kullanıcı için, kullanıcının u . alıcı anteni ve rölenin verici anteni arasındaki kanal kazancını ifade eder.

4.3.2. Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde, iki atlamalı FD AF tipi röleli NOMA-EH sistemin OP performansının benzetim sonuçları i.i.d. Nakagami- m sönümlmeli kanallar için verilmiştir. Eğriler elde edilirken, baz istasyonu ve kullanıcılar arası uzaklık $d = d_{SR} + d_{RU} = 1$ ve yol kaybı $\alpha = 4$ kabul edilmiştir. Güç tahsis katsayıları $a_1 + a_2 = 1$ olmak üzere, $a_1 = 3/5$ ve $a_2 = 2/5$ olarak, kullanıcılara ait eşik değeri SINR'leri $\gamma_{th_1} = 1$ ve $\gamma_{th_2} = 3$ olarak, ε ve η sabitleri 0.4 olarak alınmıştır. $\bar{\gamma}_{RR} = -5$ dB olarak kabul edilmiştir.

Şekil 4.9'da SNR'a karşı kesinti olasılığı eğrileri farklı anten konfigürasyonu için verilmiştir. Eğriler elde edilirken $m_{SR} = m_{RU} = 2$, $d_{SR} = 0.5$ ve $\beta = 0.5$ olarak alınmıştır. HD rölenin kullanıldığı sistemdekine benzer şekilde anten sayısındaki artış, anten seçimi olmayan duruma göre sistem performansını oldukça iyileştirmektedir ve ikinci atlamadaki RAS tekniğinin uygulanması bu iyileşmede daha etkili olduğu gözlemlenmektedir.



Şekil 4.9: FD Sistemin SNR'a karşı kesinti olasılığı

5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Klasik NOMA ve işbirlikli NOMA teknikleri tanıtılmıştır. NOMA, yüksek spektral verimlilik, sistem kapasitesinde artış, düşük gecikme süresi ve kullanıcı adaleti sağlamaktadır. Bu avantajların yanı sıra enerji verimliliği ve uzay çeşitlemesi sağlayarak performansı arttırmak amaçlanmıştır.

Bu tez çalışmasında, JTRAS/RAS tekniğinin yarı-çift yönlü/ tam-çift yönlü kuvvetlendir-ve-aktar tipi EH-röle kullanılan iki atlamalı NOMA ağlarda performansı Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. Yarı-çift yönlü röle için kesinti olasılığı ifadesi kapalı formda elde edilmiş ve Monte Carlo benzetimleri ile doğrulanmıştır. Tam-çift yönlü röle için SINR ifadesi elde edilmiş ve kesinti olasılığı performansı benzetim ile incelenmiştir.

HD röle kullanılan sistemde röle, baz istasyonuna yaklaştıkça sistem performansının iyileştiği gözlemlenmiştir. Bunun yanı sıra yakın kullanıcı, uzak kullanıcıya göre daha iyi kanal koşullarına sahip olduğu için röleden işaret iletimi sırasında, yakın kullanıcıya iletim, uzak kullanıcıya iletime göre daha az güç ile sağlanabilmektedir.

İncelenen HD ve FD rölenin kullanıldığı iki sistemde de, sistemdeki anten sayısının artmasının, anten seçimsiz duruma göre daha iyi performans sergilediği gözlemlenirken, ikinci atlamadaki anten sayısının fazla olması bu iyileşmede daha etkili olduğu gösterilmiştir.

İşbirlikli NOMA sistemlerinde, JTRAS/RAS tekniği ile anten seçimi yapılarak ve enerji hasatlamalı röle ile enerji verimliliği sağlayarak performansın iyileştiği gösterilmiştir.

JTRAS/RAS tekniğinin tam-çift yönlü AF tipi EH-röle kullanılan iki atlamalı NOMA ağlarda ilk olarak öz karışımın sönümlenmesiz olduğu durum için kesinti olasılığı analizi ve ardından öz karışımın da sönümlenmeli olduğu durum için sistem ve kesinti olasılığı analizleri ileride yapılması öngörülen çalışmalardır.

KAYNAKLAR

- [1] Li Q. C., Niu H., Papathanassiou A. T. and Wu G., 2014. “5G network capacity: Key elements and technologies”, *IEEE Veh. Technol. Mag.*, 9, 1, 71–78.
- [2] Saito Y., Benjebbour A. Kishiyama Y. and Nakamura T., 2013. “System level performance evaluation of downlink non-orthogonal multiple access (NOMA)”, *IEEE Int. Symp. Pers., Indoor Mobile Radio Commun. (PIMRC)*, 611–615.
- [3] Ding Z., 2017. “Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks”, *IEEE Commun. Mag.*, 55, 2, 185–191.
- [4] Ding Z., Yang Z., Fan P., Poor, H. V., 2014. “On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users”, *IEEE Signal Process. Lett.*, 21, 12, 1501–1505.
- [5] Men, J., Ge, J. “Non-orthogonal Multiple Access for Multiple-Antenna Relaying Networks”, *IEEE Commun. Lett.*, 2015, 19, 10.
- [6] Aldababsa M., Kucur O “Cooperative NOMA with Antenna Selection Schemes”, *IEEE SIU 2019*, 24-26 Haziran 2019, Sivas
- [7] Varshney L.R. ‘Transporting information and energy simultaneously’, *Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory*, Toronto, Canada, 2008, 1612–1616
- [8] Zhou X., Zhang R., Ho C.K. “Wireless information and power transfer: architecture design and rate-energy tradeoff”, *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2013, 61, 11, 4754–4767
- [9] Nasir A.A., Zhou X., Durrani S. “Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing”, *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2013, 12, 7, 3622–3636
- [10] Huang Y., Wang J., Zhang P., Wu Q. “Performance analysis of energy harvesting multi-antenna relay networks with different antenna selection schemes”. *IEEE Access*, 2017, 6, 5654-5665.
- [11] Liu Y., Ding Z., El Kashlan M. “Cooperative non-orthogonal multiple access with simultaneous wireless information and power transfer”, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2016, 34, 4, 938–953.
- [12] Han W., Ge J., Men J. “Performance analysis for NOMA energy harvesting relaying networks with transmit antenna selection and maximal ratio combining over Nakagami- m fading”, *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2016, 10, 18, 2687-2693.

- [13] Goldsmith A., “Wireless Communications”, Cambridge University Press, Cambridge, 2005.
- [14] Simon M.K., Alouini M.S., 2004, “Digital Communication over Fading Channels”, 2.baskı.
- [15] Gradshteyn I. S., Ryzhik I. M., 2000. “Table of integrals, series and products”, 6. baskı. New York, NY, USA
- [16] Stüber G. L., “Principles of mobile communication”, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [17] Alamouti S. M., “A simple transmit diversity technique for wireless communications”, IEEE J. Sel. Areas Commun., 8, 1451–1458, 1998
- [18] Alouini M.-S., Simon M.K., “Application of the dirichlet transformation to the performance evaluation of generalized selection combining over Nakagami- m fading channels”, J. Commun. Netw., 1, 1, 5-13, 1999a.
- [19] Alouini M.-S., Simon M.K., “Performance analysis of generalized selective combining over rayleigh fading channels”, Communication Theory Mini-Conference, Vencouver, BC, 110–114, 1999b.
- [20] Alouini M.-S., Goldsmith A., “A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels”, IEEE International Conference on Communications, Atlanta, GA, 1, 459-464, 1998.
- [21] David H.A., Nagaraja H.N., “Order Statistics”, 3.baskı, New York: Wiley, 2003.
- [22] Coskun A.F., Kucur O., “Performance of joint transmit and receive antenna selection in Nakagami- m fading channels”, 16. European Wireless Conference, Lucca, Italy, 314-317, 2010a.
- [23] Coskun A.F., Kucur O., “Performance of maximal-ratio transmission with receive antenna selection in Nakagami- m fading channels”, IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Channels (PIMRC’11), İstanbul, 971-975, 2010b.
- [24] Coskun A.F., Kucur O., Altunbaş İ., “Performance analysis of space time block codes with transmit antenna selection in Nakagami- m fading channels,” Wireless Pers. Commun., vol. (67), 3, 557–571, 2011
- [25] Coskun A.F., Kucur O., “Performance analysis of hybrid transmit antenna selection/maximal-ratio transmission in Nakagami- m fading channels”, Wirel. Commun. Mob. Comput., 13, 1234–1245, 2013.
- [26] Altunbaş İ., Yilmaz A., Kucur Ş. S., Kucur O. “Performance analysis of dual-hop fixed-gain AF relaying systems with OSTBC over Nakagami- m fading channels” Int. J. Electron. Commun., 66, 10, 841–846, 2012.

- [27] Yılmaz A., Kucur O., “Error performance of joint transmit and receive antenna selection in two hop amplify-and-forward relay system over Nakagami- m fading channels”, IEEE Int. Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC’10), Istanbul, 2198-2203, 2010.
- [28] Yılmaz A., Kucur O., “Performance of transmit antenna selection and maximal-ratio combining in dual hop amplify-and-forward relay network over Nakagami- m fading channels”, Wireless Pers. Commun., 67, 3, 2012
- [29] Hasna M.O., Alouini M-S., “A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays”, IEEE Trans. Wireless Commun., 3, 6, 1963–1968, 2004.
- [30] Tarokh V., Jafarkhani H., Calderbank A.R., “Space-time block coding for wireless communications: performance results”, IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. (17), 3, 451–460, 1999a
- [31] Tarokh V., Jafarkhani H., Calderbank A.R., “Space-time block codes from orthogonal designs”, IEEE Trans. Inf. Theory, 45, 5, 1456–1467, 1999b
- [32] Toka M., Kucur O., "Outage Analysis of TAS/MRC in Dual Hop Full-Duplex MIMO Relay Networks with Co-channel Interferences", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), 77, 82-90, 2017.
- [33] Toka M., Kucur O., "Performance of Antenna Selection Schemes in Dual Hop Full-Duplex Decode-and-Forward Relaying over Nakagami- m Fading Channels", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), 86, 92-102, 2018.
- [34] M. Toka, O. Kucur, "Performance of Dual Hop Full-Duplex Relay Networks with Orthogonal Space-Time Block Coding in Nakagami- m Fading Channels", IET Communications, 13, 5, 601-609, 2019.
- [35] Duarte, M., Dick, C., Sabharwal, A., “Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems,” IEEE Trans. Wireless Commun., 11, 4296–4307, 2012
- [36] Rodriguez L.J., Tran N.H., Le-Ngoc T., “Performance of full duplex af relaying in the presence of residual self-interference, ” IEEE J. Sel. Areas Commun., 32, 1752-1764, 2014.
- [37] Suraweera H.A., Krikidis I., Yuen C., “Antenna selection in the full duplex multi-antenna relay channel,” International Conference Communications (ICC), 2013.
- [38] Krikidis I., Suraweera H.A., Smith P.J. ve Yuen C., “Full-duplex relay selection for amplify-and-forward cooperative networks, ” IEEE Trans. on Wireless Commun., 11, 4381-4393, 2012

- [39] Demirkol B., Toka M., Kucur O., "Maks-Maks Anten Seçiminin Tam-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar Tipi Röleli Ağlarda Nakagami- m Sönümlenmeli Kanallar için Kesinti Olasılığı", IEEE SIU 2019, 24-26 Nisan 2019, Sivas.
- [40] Yılmaz A., Kucur O., "Error Performance of Transmit Antenna Selection / Maximal Ratio Combining in Two Hop Amplify-and-Forward Relay System over Rayleigh Fading Channel", IEEE PIMRC 2010, 26-29 Eylül 2010, İstanbul

ÖZGEÇMİŞ

Büşra DEMİRKOL, 1992 yılında Karadeniz Ereğli’de doğdu. 2011 yılında başladığı Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği bölümünü 2016 yılında başarıyla tamamlayarak aynı yıl Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı. Kasım 2018’den bu yana 118E274 numaralı TÜBİTAK projesinde bursiyer olarak çalışmaktadır.

EKLER

Ek A: Tez Çalışması Kapsamında Yapılan Yayınlar

B. Demirkol, M. Toka, O. Kucur, "Maks-Maks Anten Seçiminin Tam-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar Tipi Röleli Ağlarda Nakagami- m Sönümlmeli Kanallar için Kesinti Olasılığı", IEEE SIU 2019, 24-26 Nisan 2019, Sivas.