

T.C
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

İKİ ATLAMALI VE YARDIMLAŞMA ÇEŞİTLEMELİ
ÇOK ANTENLİ AĞLARDA ENERJİ HASATLAMA



HAKAN BALABAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GEBZE
2022

**T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İKİ ATLAMALI VE YARDIMLAŞMA
ÇEŞİTLEMELİ ÇOK ANTENLİ AĞLARDA
ENERJİ HASATLAMA**

**HAKAN BALABAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**DANIŞMANI
PROF. DR. OĞUZ KUCUR**

**GEBZE
2022**

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

**ENERGY HARVESTING IN DUAL HOP
MULTI-ANTENNA RELAYING NETWORKS
WITH COOPERATIVE DIVERSITY**

HAKAN BALABAN

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

THESIS SUPERVISOR
PROF. DR. OĞUZ KUCUR

GEBZE
2022



YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU

GTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 07/02/2022 tarih ve 2022/08 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 02/03/2022 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Hakan Balaban'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI)

: Prof. Dr. Oğuz KUCUR

ÜYE

: Doç. Dr. Ferkan YILMAZ

ÜYE

: Dr. Öğr. Üyesi Salih BÜYÜKÇORAK EDİBALI

ONAY

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

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

Bu çalışmada, yeni nesil haberleşme sistemlerinde bir standart olarak ele alınabileceği sıklıkla dile getirilen, iki atlamalı (dual hop, DH) verici anten seçimi/en büyük oranlı birleştirme (transmit antenna selection/maximal-ratio combining, TAS/MRC) uygulanan enerji hasatlamalı (energy harvesting, EH) sistemler incelenmiştir. Tam-çift-yönlü kuvvetlendir-ve-aktar (full-duplex amplify-and-forward, FD-AF) sistemlerde, yarı-çift-yönlü (half-duplex, HD) sistemlerden farklı olarak kaynak tarafından röleye iletilen işaretin rölede kuvvetlendirilerek hedefe iletimi ve röledeki EH tek bir zaman dilimi içinde gerçekleşir. Rölede alınan işaret belirlenen bir EH katsayısı oranına uygun şekilde işaret işleme (information processing, IP) ve EH proseslerinden geçmek üzere ikiye bölünür. Bu güç temelli bölme yapısından dolayı bu EH yöntemine güç-bölmeli (power-splitting, PS) EH denilmektedir. Rölenin FD yapısı gereği hedefe iletilen işaretin ürettiği bir öz-karışım (self-interference, SI) mevcuttur. SI kanalı sönmülemeli olmayan olarak alınmışken, tüm düğümler arası sönmülemeli kanallar Rayleigh dağılımı ile modellenmiştir. Çalışılan iki farklı sistem önerisinde; kaynakta TAS ve hedefte MRC uygulanarak direk yol (direct path, DP) ve röle üzerinden iletilen işaretler hedefte sırası ile seçmeli birleştirme (selection combining, SC) ve MRC ile birleştirilmiştir. Her iki öneri için kesinti olasılığı (outage probability, OP) analizleri vasıtasıyla kapalı çözüm ifadeleri oluşturulmuş ve elde edilen analizler benzetim sonuçları ile de doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Tam- Çift-Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar (FD-AF) Röle, Güç Bölmeli Enerji Hasatlama (PS-EH), Verici Anten Seçimi/En Büyük Oranlı Birleştirme (TAS/MRC).

SUMMARY

In this study, dual-hop (DH) transmit antenna selection/maximal-ratio combining (TAS/MRC) energy harvesting (EH) systems, which are frequently mentioned as a compromising standard in new-generation communication systems have been studied. In full-duplex (FD) systems, unlike half-duplex (HD) systems; both information processing (IP) in which the signal transmitted by the source is amplified at the relay and then forwarded to the destination and EH process at the relay is handled in a single time slot. The received signal at the relay is split with respect to EH ratio into two parts which one is used for EH and the other is used for IP. The method is called power-splitting (PS) protocol due to the process of the signal splitting at the relay. There is a self-interference (SI) at the relay due to FD structure of the system. Both fading channels for consecutive hops are defined as Rayleigh fading channels, however, the SI channel is a non-fading channel. Two different system configurations proposed are studied in this study; a cooperative DH-EH network in which TAS and MRC are applied at the source and destination, respectively. Selection combining (SC) and MRC are used at the destination to combine direct and relaying paths. The outage probability (OP) analyses are studied for both proposed scenarios, closed expressions of OP's have been derived and the computer simulations created are fully validated by the theoretical expressions derived in the study.

Key Words: Full-Duplex Amplify-and-Forward (FD-AF) Relay, Power Splitting Energy Harvesting (PS-EH), Transmit Antenna Selection/Maximal Ratio Combining (TAS/MRC).

TEŞEKKÜR

BaŐta, yüksek lisans eğitimimde ve akademik hayatımda desteğini ve yardımlarını hiÇbir zaman esirgemeyip bilgisi ile bu çalışmanın oluŐmasının yolunu açan danıŐmanım Prof. Dr. Oğuz KUCUR'a,

Bütün çalıŐmam boyunca yanımda olan ve her zaman destek olan sevgili eŐim İrem BALABAN'a,

kızım Zeynep Glce BALABAN'a,

yakın zamanda kaybettiğim hayatımda tanıdığım cesur ve dürüst insan babam Ali Rıza BALABAN'a

ve tüm Aileme en içten teŐekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	viii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ	xiv
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği	2
2. TELSİZ HABERLEŞMEDE SÖNÜMLEMELİ KANALLAR VE TEKNİKLER, RÖLELİ HABERLEŞME	7
2.1. AWGN Kanalı	7
2.2. Rayleigh Sönümlenmeli Kanal	8
2.3. Nakagami-m Sönümlenmeli Kanal	8
2.4. Anten Çeşitleme Teknikleri	9
2.4.1. Verici Anten Çeşitleme Teknikleri	10
2.4.1.1. Verici Anten Seçimi	10
2.4.1.2. Hata Performans Eğrileri	12
2.4.2. Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri	13
2.4.2.1. En Büyük Oranlı Birleştirme	13
2.4.2.2. Hata Performans Eğrileri	14
2.4.3. Hibrit Anten Çeşitleme Teknikleri	16
2.4.3.1. TAS/MRC	16
2.4.3.2. Hata Performans Eğrileri	18
2.5. Röleli Haberleşme Yöntemleri	19
2.5.1. AF ve DF Röleli ve TAS/MRC Uygulanan Sistemler	19
2.5.2. Hata Performans Eğrileri	21
3. FD-AF TAS/MRC'Lİ PS-EH RÖLELİ SİSTEMDE HEDEFTE SC UYGULANAN MODELİN PERFORMANS ANALİZİ	24
3.1. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte SC	24

Uygulanan Sistemin Tanımı ve Kanal Modeli	
3.2. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte SC Uygulanan Sistem için Hata Analizleri	26
3.2.1. OP İfadesinin Elde Edilmesi	27
3.2.2. BER için Kapalı Analitik Çözümün Elde Edilmesi	32
3.2.3. Asimptotik BER için Kapalı Analitik Çözümün Elde Edilmesi	34
3.3. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte SC Uygulanan Sistem için Nümerik Sonuçlar	37
3.3.1. OP Eğrileri	38
3.3.2. Optimum ρ Değerinin Bulunmasına ait OP Eğrileri	45
3.3.3. Farklı Röle Yerleşimleri ile Elde Edilen OP Eğrileri	49
3.3.4. BER Performans Eğrileri	53
3.3.5. Asimptotik BER Performans Eğrileri	55
4. FD-AF TAS/MRC'Lİ PS-EH RÖLELİ SİSTEMDE HEDEFTE MRC UYGULANAN MODELİN PERFORMANS ANALİZİ	60
4.1. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte MRC Uygulanan Sistemin Tanımı ve Kanal Modeli	60
4.2. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte MRC Uygulanan Sistem için Hata Analizleri	61
4.2.1. OP İfadesinin Elde Edilmesi	61
4.2.2. BER için Kapalı Analitik Çözümün Elde Edilmesi	63
4.2.3. Asimptotik BER için Kapalı Analitik Çözümün Elde Edilmesi	64
4.2.4. MGF yardımı ile BDPSK için BER İfadesinin Elde Edilmesi	66
4.3. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte MRC Uygulanan Sistem için Nümerik Sonuçlar	68
4.3.1. OP Eğrileri	69
4.3.2. Optimum ρ Değerinin Bulunmasına ait Benzetim Eğrileri	78
4.3.3. Farklı Röle Yerleşimleri ile Elde Edilen OP Eğrileri	82
4.3.4. BER Performans Eğrileri	86
4.3.5. Asimptotik BER Performans Eğrileri	88
5. SONUÇLAR ve YORUMLAR	93
KAYNAKLAR	95

ÖZGEÇMİŞ

98

EKLER

99



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler ve Açıklamalar Kısaltmalar

$\bar{\gamma}$: Ortalama işaret gürültü oranı (average signal to noise ratio)
ρ	: Güç bölme faktörü (power splitting coefficient)
μ	: Enerji verimlilik sabiti (energy efficiency coefficient)
β	: Kuvvetlendirme katsayısı (amplification factor)
τ	: Gecikme süresi (delay time)
ξ	: Yol kaybı sabiti (path loss coefficient)
Ω	: Ortalama kanal kazancı (average channel gain)
σ^2	: Varyans (variance)
γ_{th}	: Eşik işaret gürültü oranı değeri (threshold SNR rate)
G_a	: Anten dizi kazancı (antenna array gain)
G_d	: Anten çeşitleme kazancı (antenna diversity gain)
Hz	: Hertz
m	: Metre (Meter)
W	: Watt
AF	: Kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward)
AWGN	: Eklenen beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise)
BER	: Bit hata olasılığı (bit error rate)
DPSK	: İkili farksal faz kaydırmalı anahtarlama (binary differential phase shift keying)
BPSK	: İkili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying)
CDF	: Birikimli olasılık dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function)
CSI	: Kanal durum bilgisi (channel state information)
DF	: Çöz ve aktar (decode and forward)
DH	: İki atlamalı (dual hop)
DP	: Direk görüş (direct path)
EH	: Enerji hasatlama (energy harvesting)
FD	: Tam çift yönlü (full duplex)
HD	: Yarı çift yönlü (half duplex)

HF	: Yüksek frekans (high frequency)
IoT	: Nesnelerin interneti (internet of things)
IP	: Bilginin işlenmesi (information processing)
IR	: İdeal protokollü tabanlı röle (ideal protocol based relay)
JTRAS	: Ortak verici/alıcı anten seçimi (joint transmit/receive antenna selection)
OMA	: Dik çoklu erişim (orthogonal multiple access)
OSTBC	: Dik uzay-zaman blok kodlama (orthogonal space-time block coding)
MGF	: Moment üreten fonksiyon (moment generating function)
MIMO	: Çok girişli çok çıkışlı (multi input multi output)
MISO	: Çok girişli tek çıkışlı (multi input single output)
MRC	: En büyük oranlı birleştirme (maximal-ratio combining)
MRT	: En büyük oranlı iletim (maximal-ratio transmission)
NOMA	: Dik olmayan çoklu erişim (nonorthogonal multiple access)
OP	: Kesinti olasılığı (outage probability)
PDF	: Olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function)
PLC	: Yol kaybı sabiti (path loss coefficient)
PS	: Güç bölmeli (power splitting)
PSR	: Güç bölmeli tabanlı röle (power splitting based relay)
RAS	: Alıcı anten seçimi (receive antenna selection)
RF	: Radyo frekans (radio frequency)
RSI	: Artık öz karışım (residual self interference)
R&D	: Araştırma ve geliştirme (research and development)
SER	: Sembol hata olasılığı (symbol error rate)
SC	: Seçmeli birleştirme (selection combining)
SI	: Öz karışım (self interference)
SIMO	: Tek girişli çok çıkışlı (single input multiple output)
SISO	: Tek girişli tek çıkışlı (single input single output)
SE	: Spektral verimlilik (spectral efficiency)
SINR	: İşaret karışım gürültü oranı (signal-to-interference noise ratio)
SNR	: İşaret gürültü oranı (signal-to-noise ratio)
SWIPT	: Eş zamanlı telsiz bilgi ve güç iletimi (simultaneous wireless information and power transfer)
TAS	: Verici anten seçimi (transmit antenna selection)

- TS : Zaman anahtarlama (time switching)
TSR : Zaman anahtarlama tabanlı röle (time switching based relay)
UX : Kullanıcı tecrübesi (user experience)
4G : 4. nesil (4th generation)
5G : 5. nesil (5th generation)



ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil No:</u>	<u>Sayfa</u>
2.1: AWGN kanal modeli.	7
2.2: TAS sistem modeli.	10
2.3: TAS tekniğinin BPSK için Rayleigh kanaldaki BER eğrileri.	12
2.4: MRC sistem modeli.	13
2.5: MRC tekniğinin BPSK için Rayleigh kanaldaki BER eğrileri.	15
2.6: TAS/MRC sistem modeli.	17
2.7: TAS/MRC tekniğinin BPSK için Rayleigh kanaldaki BER eğrileri.	18
2.8: DH TAS/MRC'li röleli sistem.	20
2.9: HD-AF ve TAS/MRC uygulanan röleli sistemin BPSK için Rayleigh kanaldaki BER eğrileri.	22
3.1: DH FD-AF TAS/MRC ve hedefte SC'li birleştirmeli röleli sistem.	25
3.2: PS-EH protokolü uygulanan röle.	26
3.3: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).	38
3.4: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).	39
3.5: DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemler için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).	39
3.6: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2$).	40
3.7: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2$).	40
3.8: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.4$).	41
3.9: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.4$).	41
3.10: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2$).	42
3.11: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2, 0.4$).	42
3.12: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2$).	43
3.13: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2, 0.4$).	43
3.14: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2, 0.4$).	44
3.15: DP olmayan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5$ dB).	46
3.16: DP olan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5$ dB).	46

3.17:	DP olan ve olmayan sistemlerde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5 \text{ dB}$).	47
3.18:	DP olmayan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 10 \text{ dB}$).	47
3.19:	DP olan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 10 \text{ dB}$).	48
3.20:	DP olan ve olmayan sistemlerde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 10 \text{ dB}$).	48
3.21:	DP olmayan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12 \text{ dB}$).	50
3.22:	DP olan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12 \text{ dB}$).	50
3.23:	DP olan ve olmayan sistemlerde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12 \text{ dB}$).	51
3.24:	DP olmayan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$).	51
3.25:	DP olan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$).	52
3.26:	DP olan ve olmayan sistemlerde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$).	52
3.27:	DP olan yardımlaşmalı sistemde BPSK için BER eğrileri.	54
3.28:	DP olan yardımlaşmalı sistemde BPSK için UB-BER eğrileri.	54
3.29:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-6}$).	56
3.30:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-10}$).	56
3.31:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-15}$).	57
3.32:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-20}$).	57
3.33:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-30}$).	58
3.34:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-40}$).	58
4.1:	DH FD-AF TAS/MRC ve hedefte MRC'li birleştirmeli röleli sistem.	61
4.2:	DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).	69
4.3:	DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).	70
4.4:	DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemler için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).	70

4.5:	DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2$).	71
4.6:	DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2$).	71
4.7:	DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.4$).	72
4.8:	DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.4$).	72
4.9:	DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2$).	73
4.10:	DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2, 0.4$).	73
4.11:	DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2$).	74
4.12:	DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2, 0.4$).	74
4.13:	DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2, 0.4$).	75
4.14:	DP olan yardımlaşmalı sistem için OP ve UB-OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).	75
4.15:	DP olan yardımlaşmalı hedefte SC ve MRC uygulanan sistemlerin OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).	76
4.16:	DP olmayan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5 \text{ dB}$).	78
4.17:	DP olan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5 \text{ dB}$).	79
4.18:	DP olan ve olmayan sistemlerde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5 \text{ dB}$).	79
4.19:	DP olmayan sistemde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 8 \text{ dB}$).	80
4.20:	DP olan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 8 \text{ dB}$).	80
4.21:	DP olan ve olmayan sistemlerde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 8 \text{ dB}$).	81
4.22:	DP olmayan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12 \text{ dB}$).	82
4.23:	DP olan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12 \text{ dB}$).	83
4.24:	DP olan ve olmayan sistemlerde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12 \text{ dB}$).	83
4.25:	DP olmayan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri. ($\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$).	84
4.26:	DP olan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$).	84

4.27:	DP olan ve olmayan sistemlerde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$).	85
4.28:	DP olan yardımlaşmalı sistemde BPSK için BER eğrileri.	86
4.29:	DP olan yardımlaşmalı sistemde BDPSK için BER eğrileri.	87
4.30:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-6}$).	89
4.31:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-8}$).	89
4.32:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-15}$).	90
4.33:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-20}$).	90
4.34:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-25}$).	91
4.35:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-30}$).	91
4.36:	DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-40}$).	92

1. GİRİŞ

Günümüz insanı, teknolojinin getirdiği imkanlar sayesinde bundan çeyrek asır önce sadece hayal edebileceği birçok yeniliğe hızlı bir şekilde ulaşmaya başladı. Teknolojik gelişmeler sayesinde, 20. yüzyılın sonunda sınırlı sayıda kullanımı olan düşük hızlardaki çevir-bağlan (dial-up) internet erişimli yaşam tarzımız, sürekli ve kesintisiz biçimde bağlantılı yeni nesil bir yaşama dönüştü. Artık her birimiz her an birbirleriyle bağlı ve sürekli iletişim içinde bir hayat tarzında yaşamaya başladık. Bu yeni yaşam tarzıyla evlerimiz, okullarımız, bankalarımız, hastanelerimiz, iş yerlerimiz hatta iş görüşmelerimiz dahi yüz yüze ortamlardan çevrim içi (on-line) ve sanal ortamlara doğru farklılaştı ve bu rotada inanılmaz bir hızda değişmeye de devam ediyor. Bu değişim ile artık kesintisiz olarak birbirleriyle bağlı olan insanlar, sürekli ve kesintisiz haberleşmenin yanında bu bağlantıyı sağlayan taşınabilir ve giyilebilir cihazlar ya da günlük yaşamda kullandıkları yeni nesil akıllı eşyalar sayesinde bir anlamda insan ve makinalardan oluşan bütünleşmiş bir dünyada yaşamaya başladılar. İlk başlarda sadece bilim kurgu filmlerinde görülmesi mümkün olan bu yeni dünyanın artık bir gerçeklik haline gelmesi ile sayıları gelecek on yıl içinde 50 milyarın üzerinde olması beklenen nesnelerin interneti (internet of things, IoT) kavramı önem kazanmaya başladı. IoT kavramı ile gelişen yeni gereklilikler, telsiz haberleşmenin literatürdeki önemli araştırma konularından olan artan kullanıcı sayısı, yüksek hız ve düşük gecikme süresi ile ilgili çalışma alanlarına enerji verimliliği, iş bazlı farklılaşan kapsama ihtiyaçları ve yüksek güvenilirlik gibi yeni araştırma başlıklarının eklenmesini sağladı. Bu yeni teknolojilerin gelişimine paralel olarak, sunulacak hizmetlerdeki erişim teknolojileri olan dik çoklu erişim tekniği (orthogonal multiple access, OMA) ve dik olmayan çoklu erişim tekniği (nonorthogonal multiple access, NOMA) uygulamalarında iyileşme sağlayacak araştırmalar önem kazanmıştır. Bu araştırmalar içinde özellikle OMA tekniğinde yapılan çalışmalar sayıca ve derinlik olarak daha fazladır. Veri iletimin istenen hız ve kalitede, çok daha fazla yere en az kayıp ile iletilmesi açısından sağladıkları fırsatlarla öne çıkan röleli sistemlerin kullanıldığı çalışmaların sayısı da özellikle son on yıl içinde artmıştır. Röleli sistemlerin getirdiği avantajlar ve enerji hasatlama tekniklerinin sağladığı faydaların birlikte harmanlandığı önemli çalışma alanlarından biri de eş zamanlı telsiz bilgi ve

güç iletimini (simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT) sağlayan sistemlerdir. SWIPT sistemleri gibi bilginin iletimi yanında enerji hasatlama (energy harvesting, EH) yapılan sistemler, teknolojik gelişmeler sayesinde elektromanyetik işaret olarak alınan verinin işlenirken aynı zamanda dönüştürücüler (transducers) vasıtasıyla EH yapılabilmesine imkân sağlayan farklı teknolojileri barındırır. Bu EH uygulanan röleli sistemlere ait çalışmalar sayesinde, verinin istenilen yere planlanan gerekliliklere uygun olarak iletilmesi sağlanırken aynı zamanda rölenin harici bir enerji kaynağına ihtiyaç duymadan çalışması da mümkün kılınmaktadır. Bu konu, sağladığı faydalar ve artan kullanım alanlarına ait fırsatlar sebebiyle son dönemde birçok farklı ülkeden akademik çalışmalar yapan bilim insanları, girişimciler ile lider araştırma ve geliştirme (research and development, R&D) şirketlerinin artan bir şekilde ilgisini çekmektedir.

1.1. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği

Sürekli artan sayıdaki çevrim içi oyunlar ve telsiz çoklu-ortam uygulamalarının hızlı bir şekilde büyümesi, telsiz haberleşme sistemlerine ait enerji ihtiyaçlarının da öngörülmesi güç şekilde artmasına sebep olmaktadır. Bu artan enerji ihtiyacı sebebi ile kullanıcılar, cihazlarını enerji şebekesine daha fazla süre ve artan bir trend ile bağlamak zorunda kalmaktadırlar. Bu davranış modeli yeni nesil teknoloji geliştiricilerini enerji gibi zaten çok kısıtlı olan bir kaynağa erişim ve sonrasında verimli kullanımı ile ilgili alanlarda daha fazla çalışmaya zorlamaktadır. Bu sebeple yeni nesil haberleşme sistemlerinin sağladığı teknolojiler yanında, enerjinin verimli kullanımına imkân sağlayan farklı teknolojiler de artık öne çıkan öncelikli çalışma başlıklardan biri olmaktadır. Örneğin 5. nesil haberleşme sistemlerinde (5th generation, 5G), 4. nesil haberleşme sistemlerine (4th generation, 4G) kıyas ile kullanıcılar tarafından algılanan kullanıcı tecrübesinin (user experience, UX) kalitesindeki artış gerekliliğine ilave spektral verimlilik (spectral efficiency, SE) ve enerji verimliliğinin iyileşmesine yönelik yeni standartlar bulunmaktadır. Telsiz haberleşme sistemlerinin önemli ve sınırlı kaynaklarından biri olan enerjinin daha verimli ve uzun süreli kullanımını sağlayacak bu gibi yeni metotların araştırılması ve geliştirilmesi bu yüzden büyük önem arz etmektedir. Bu yeni araştırma başlıklarına yakın dönemde, röleli sistemler vasıtasıyla kapsama alanlarının artırılması, kapasite

artışının sağlanması ve kanal problemlerinin iyileştirilmesi gibi başlıklar da eklenmektedir. Bu bağlamda, çok-girişli ve çok-çıkışlı (multi-input multi-output, MIMO) sistemler ilave güç ihtiyacı olmaksızın kapasite artışının sağlanması ve performans iyileşmesini mümkün kılması açısından öne çıkan bir teknik olarak ifade edilebilir. Bununla birlikte, MIMO sistemlerin getirdiği karmaşıklığı ve yüksek donanım giderlerini yönetmek için, tam anten çeşitliliğini sağlayabilecek farklı hibrit çeşitleme (diversity) teknikleri sıklıkla çalışılan konular arasındadır. Bu kapsamda literatürde tanımlı olan ilgili çalışmalardan [1]'de verici anten seçimi/en büyük oranlı birleştirme (transmit antenna selection/maximal-ratio combining, TAS/MRC) uygulanmış MIMO'lu sistemin performansı Weibull sönümlmeli kanalda çalışılmıştır. [2]'de MIMO'lu sistemin, verici anten seçimi/alıcı anten seçimi (transmit antenna selection/receive antenna selection, TAS/RAS) ve ortak verici ve alıcı anten seçimi (joint transmit and receive antenna selection, JTRAS) için performans ve davranışları Nakagami-m sönümlmeli kanalda incelenmiştir. [3]'te tanımlanan sistemde, önce bahsi geçen hibrit anten çeşitlemelerinden farklı bir yöntem olan verici anten seçimi/dik uzay-zaman blok kodlama (transmit antenna selection/space time block coding, TAS/STBC) uygulanan konfigürasyona ait performansı Nakagami-m sönümlmeli kanalda detaylıca çalışılmıştır.

Literatürde yardımlaşmalı MIMO'lu sistemlerin telsiz haberleşme sistemlerinde ihtiyaç duyulan kapasitenin sağlanması, kapsama alanlarının artırılması ve kanal problemlerinin iyileştirilmesi gibi başlıklardaki olumlu etkilerini gösteren birçok çalışma bulunmaktadır [4]. Bu çalışmalar kaynakta veya hedefte uygulanan farklı anten çeşitlemelerinden oluşur. Literatürdeki çalışmalardan [5]'te yarı-çift-yönlü (half-duplex, HD) kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) MIMO'lu röleli sistemin TAS/MRC'li performans ve davranışları Rayleigh sönümlmeli kanalda incelenmiştir. [6]'da HD-AF MIMO'lu röleli sistemin performansı verici anten seçimi/seçmeli birleştirme (transmit antenna selection/selection combining, TAS/SC) uygulanan Rayleigh sönümlmeli kanalda çalışılmıştır. Literatürde bulunan röleli sistemlere ait çalışmalar daha çok HD'li yapılara ait çalışmalar olmakla birlikte, veri hızı iletiminde sağladığı olumlu etki sebebi ile tam-çift-yönlü (full-duplex, FD) yapılara ait çalışmaların sayısı da özellikle yakın dönemde artmaktadır. Bu çalışmalar kaynak, hedef veya rölede farklı anten çeşitleme tekniklerinin uygulandığı sistemler için yapılmıştır. [7]'de FD-AF MIMO'lu röleli ve TAS/MRC uygulanmış sistemin performansı Rayleigh sönümlmeli kanal için incelenmiştir. Benzer MIMO'lu röleli

sistem [8]'de [7]'den farklı olarak maksimum-maksimum anten seçimi (maximum-maximum antenna selection, MMAS) uygulanan durumda Nakagami-m sönümlmeli kanaldaki performansı için analiz edilmiştir. [9]'da FD-AF MIMO'lu sistemin ortak röle ve anten seçimi için performans ve davranışı Rayleigh sönümlmeli kanalda çalışılmıştır. [10]'da ise diğerlerinden farklı olacak şekilde FD-AF ve FD çöz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) MIMO'lu sistemlerin Alamouti/MRC'li performanslarının Rayleigh kanalda yapılan kıyaslamalı analizlerine yer verilmiştir. FD rölelerde, rölenin yapısı gereği iletilen işaretin kendisinin ürettiği ve röleli sistemin performansına olumsuz etkisi olacak bir öz-karışım (self-interference, SI) mevcuttur. Literatürde bu olumsuz etkiye sebep olan SI'nın etkisinin azaltılması yönünde yapılan çalışmalar da bulunmaktadır. [11]'de kaynak ve hedefte anten seçimi yöntemi uygulanan bir sistemde kapasiteyi olumsuz yönde etkileyen SI'nın etkisinin azaltılması ile ilgili bir çalışmaya yer verilmiştir. [12]'de ise daha geniş bir yelpazede, SI'nın etkisinin azaltılmasına yönelik yapılan, zaman-bölgesi iptali (time-domain cancellation), uzaysal bastırma (spatial suppression) ve tabii yalıtım (natural isolation) gibi teknikler anlatılmıştır.

Gelişen teknolojiler ve röleli haberleşme sistemlerinin kullanım alanlarının artmasına paralel öne çıkan enerji verimliliği konusu, yeni nesil haberleşme teknolojilerinde cevaplanması gereken önemli başlıklardan birisidir. Bu alandaki yakın dönemde öne çıkan çözümlerden olan SWIPT, yeni nesil haberleşme sistemleri için en önemli ve kısıtlı kaynaklardan biri olan enerjinin verimli ve etkin kullanımı için umut vadeden teknolojilerden birisidir. Özellikle bu teknolojiler batarya değişimi mümkün olmadığı veya bataryanın kısıtlı şarj edilme imkânı olan durumlarda çok kullanışlı olacaktır. Literatürdeki çalışmalardan [13]'te HD-AF ve HD-DF röleli iki-atlamalı (dual-hop, DH) EH'lı sistemin performans ve davranışları, güç-bölmeli (power-splitting, PS), zaman-bölmeli (time-switching, TS) ve ideal EH protokolleri için Nakagami-m sönümlmeli kanalda detayları ile çalışılmıştır. HD-DF DH-EH MIMO'lu ve TAS/MRC uygulanan sistemin Rayleigh sönümlmeli kanaldaki performansı [14]'te, yine aynı sistemin Nakagami-m sönümlmeli kanaldaki performansı ise [15]'te analiz edilmiştir. Bu sayede [13]'teki tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single output, SISO) sistemin ve [14], [15]'deki MIMO'lu sistemlerin performansının davranışları, farklı sönümlmeli kanallar için yapılan çalışmalarda kıyaslamalı olarak verilmiştir. [16]'da ise HD-AF DH-EH MIMO'lu ve TAS/MRC uygulanan sistemin performansı Rayleigh sönümlmeli kanalda incelenmiştir.

Literatürde DH-EH MIMO'lu sistemler için fazla sayıda TAS/MRC uygulanan çalışmaların olmasıyla birlikte farklı anten çeşitleme teknikleri uygulanan araştırma örnekleri de mevcuttur. [17]'de HD-DF DH-EH MIMO'lu TAS/RAS, TAS/MRC ve en büyük oranlı iletim (maximal-ratio transmit, MRT) /RAS'lı sistemlerin PS ve TS EH protokolleri uygulanan performansları Nakagami-m sönümlmeli kanallarda kıyaslamalı olarak çalışılmıştır. Geleneksel röleli sistemlere ait çalışmalarda olduğu gibi EH'lı sistemlerde de HD konfigürasyona sahip olanlar için çok sayıda çalışma mevcuttur. Bununla birlikte FD'li yapıların özellikle veri hızı açısından getirdiği avantajlar, yakın dönemde araştırmacıların ilgisini artarak çekmesine sebep olmaktadır. [18]'de HD-AF/FD-AF DH-EH MIMO'lu sistemler ile HD-DF/FD-DF DH-EH MIMO'lu sistemler Log-normal sönümlmeli kanalda kıyaslamalı olarak incelenmiştir. [19]'da ise HD-AF DH-EH MIMO'lu sistem ile FD-AF DH-EH MIMO'lu sistem farklı bir EH yöntemi olan, hasatlanan enerjinin depolanmadan anlık kullanımını prensibine dayanan hasatla-kullan (harvest-use) yöntemi Rayleigh sönümlmeli kanalda çalışılmıştır. [20] ve [21]'de FD-DF DH-EH MIMO'lu röleli sistemlerin TS-EH protokolü için TAS/SC, TAS/MRC ve MRT/MRC'li performansları ise Rayleigh sönümlmeli kanalda incelenmiştir. Röleli DH-EH'lı sistemlere ait kanal durum bilgisinin (channel state information, CSI) doğruluğu, klasik MIMO sistemlerde olduğu gibi sistemin performansı açısından önemlidir. CSI'nin düzgün olarak sağlanamadığı durumların sistemin performansı üzerinde bozucu etkileri vardır. Literatürde bu gibi durumlar ile başa çıkabilmek adına yapılan birçok çalışma da bulunmaktadır. CSI'nin düzgün olarak sağlanamadığı durumlarda, bu olumsuz etkinin nasıl asgariye indirileceğine yönelik örnek çalışmalardan biri olan [22]'de, FD-DF DH MIMO'lu ve TS-EH protokolü uygulanan sistemin performans ve davranışları Rayleigh sönümlmeli kanalda çalışılmıştır.

Bu tez çalışması kapsamında, ikinci bölümde telsiz haberleşme sistemlerindeki temel kanalların istatistiksel modelleri verilmiştir. Sonrasında telsiz haberleşme sistemlerindeki sönümlmeli kanallara ait olumsuz etkilerin azaltılması için kullanılan anten çeşitleme teknikleri anlatılmıştır. Bu farklı anten çeşitleme yöntemlerine ait senaryolar analiz edilerek elde edilen teorik ve benzetim sonuçları paylaşılmıştır. Bunun ardından röleli (yardımlaşmalı) sistemler ile ilgili modeller tanımlanarak bu modellere ait benzetim sonuçları sunulmuştur. Üçüncü bölümde literatürdeki muadil çalışmalardan farklı olarak, FD-AF DH MIMO'lu PS-EH protokolüne sahip ve hedefte SC ile birleştirme uygulanan sistemin modeli verilerek kesinti olasılığı (outage

probability, OP) tanımlanmış, elde edilen analizler bilgisayar benzetimleri ile doğrulanmıştır. Dördüncü bölümde de literatürdeki muadil çalışmalardan farklı olarak, FD-AF DH MIMO'lu PS-EH protokolüne sahip ve hedefte MRC ile birleştirme uygulanan sistemin modeli verilerek OP tanımlanmış, elde edilen analizler bilgisayar benzetimleri ile doğrulanmıştır. Beşinci bölümde, her iki farklı öneriye ait sonuçların değerlendirilmesi yapılarak gelecekte yapılması önerilen çalışmalardan bahsedilmiştir.

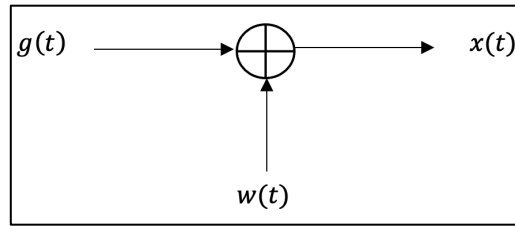


2. TELSİZ HABERLEŞMEDE SÖNÜMLEMELİ KANALLAR VE TEKNİKLER, RÖLELİ HABERLEŞME

Bu bölümde; tez çalışmasında incelenen telsiz haberleşme sistemleri açısından bir temel oluşturması adına, telsiz haberleşme üzerinde olumsuz etkileri olan etkenlerden eklenen beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN), çok yollu sönmleme kanallarından ise Rayleigh ve Nakagami- m kanal modelleri ile ilgili bilgiler verilmiştir. Telsiz haberleşmede kanal havadır. Bu sebeple havada oluşması muhtemel problemler ve bunların çözümüne ait sunulan değişik tekniklerden bahsedilmiştir. Ayrıca telsiz haberleşmede kapsama, kapasite gibi problemlerin çözümünde önemli bir yer tutan röleli haberleşme teknikleri de anlatılmıştır.

2.1. AWGN Kanalı

Bir haberleşme sisteminin en basit ve temel kanal modellerinden birisi AWGN kanal modelidir. AWGN kanal modelinde kanaldan alınan $x(t)$ işareti ile kanala iletilen işaret $g(t)$ ve kanal gürültüsü $w(t)$ arasında Şekil 2.1’de gösterilen ilişki vardır [23]. Bu eşitlikteki kanal kazancı sabiti a ve gecikme süresi τ kompanze edilebilir.



Şekil 2.1: AWGN kanal modeli.

$$x(t) = a g(t - \tau) + w(t) \quad (2.1)$$

Bu kanal istatistiksel olarak Gauss dağılım fonksiyonu özelliğindedir. Bu sebeple Gauss kanal için olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) aşağıdaki model ile tanımlanır. Burada gürültü için modellenen rastgele

değişkenin beklenen değeri $\mu = E[w(t)]$, varyans değeri ise $\sigma^2 = E[w(t)^2] - \mu^2$ ile ifade edilmektedir [23]. Burada $E[.]$ beklenen değer operatörünü temsil etmektedir.

$$f_N(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}; x \geq 0 \quad (2.2)$$

2.2. Rayleigh Sönümlmeli Kanal

Rayleigh sönümlmeli kanal, alıcı ve verici arasındaki çoklu yollardan hiçbirine ait doğrudan görüş (line of sight, LOS) olmadığı, tüm yolların doğrudan görüş olmayan yollar ile oluştuğu kanal modelini ifade etmektedir. Bu bir kanal için en kötü senaryoyu barındırır. Rayleigh sönümlmeli kanal modeli, kompleks zarfı sıfır ortalamalı, σ^2 varyanslı bağımsız Gauss bileşenlerinden oluşmaktadır. Rayleigh sönümlmeli kanalın zarfı için modellenen rastgele değişkenin PDF'si,

$$f_{|h|}(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}; x \geq 0 \quad (2.3)$$

olarak tanımlanır. Rayleigh kanalın zarfı için modellenen rastgele değişkenin beklenen değeri $E[x] = \sigma\sqrt{\pi/2}$ olarak ifade edilirken, $E[x^2] = 2\sigma^2 = \Omega$ ile tanımlanır. Bu tanımlamaları dikkate alarak Rayleigh sönümlmeli kanal için olasılık yoğunluk fonksiyonunu aşağıdaki gibi yeniden yazabiliriz [24]:

$$f_{|h|}(x) = \frac{2x}{\Omega} e^{-\frac{x^2}{\Omega}}; x \geq 0. \quad (2.4)$$

2.3. Nakagami- m Sönümlmeli Kanal

Nakagami- m sönümlmeli kanal dağılımına ait ilk ifade 1940'lı yılların başında uzun mesafedeki yüksek frekans (high frequency, HF) kanalların hızlı sönümlmelerini karakterize etmek adına Nakagami tarafından tanımlanmıştır. Nakagami dağılımı deneysel verilerin ifade edilmesine uygunluğu, sahadaki uygulama veya test verilerine Rayleigh, Rician veya Log-normal dağılımlardan çok daha fazla

yakın olmasından dolayı sıklıkla tercih edilmektedir [25]. Nakagami sönümlmeli kanala ait zarfın olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi,

$$f_{|h|}(x) = \frac{2 m^m x^{2m-1}}{\Gamma[m] \Omega^m} e^{-\frac{m x^2}{\Omega}} ; m \geq \frac{1}{2} \quad (2.5)$$

tanımlanır. Burada $\Omega = E[x^2]$ ve $m \geq \frac{1}{2}$ 'dir. Nakagami kanalda $m = 1$ alınırsa sönümlmeli kanal Rayleigh, $m = \frac{1}{2}$ olarak alınırsa tek-yönlü Gauss, $m \rightarrow \infty$ olarak alınırsa da dağılım bir Gauss yani sönümlemesiz olarak tanımlanır. Buradan hareketle Rician ya da Rice kanallar K faktörü ile Nakagami biçimlendirme faktörü olan m değeri arasında $m > 1$ için aşağıdaki gibi bir ilişki de tanımlanmıştır [24, 25].

$$\begin{aligned} K &= \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \\ m &= \frac{(K+1)^2}{(2K+1)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.4. Anten Çeşitleme Teknikleri

Bu bölümde, anten çeşitleme tekniklerinin sönümlmeli kanallar için elde edilen performansları incelenmiştir. Çalışılan anten çeşitleme teknikleri sırası ile; verici anten çeşitleme teknikleri, alıcı anten çeşitleme teknikleri ve hibrit anten çeşitleme tekniklerinden oluşur. Bu kapsamda verilen teorik ifadeler, Monte Carlo simülasyonları ile doğrulanmıştır.

Telsiz haberleşme sistemleri, artan veri ve haberleşme ihtiyacına paralel olarak sürekli gelişen ancak yol kaybı (path loss, PL), gölgeleme ve sönümlleme etkileri sebebi ile performans kaybına uğraması kaçınılmaz olan sistemlerdir. Bunlardan sönümlleme etkisinin azaltılması için kullanılan tekniklerden biri de anten çeşitleme teknikleridir. Anten çeşitleme prensip olarak kaynak (source, S) ve hedef (destination, D) arasında sönümlmeye maruz kalacak tek bir işaret yerine birden fazla kopyalanmış işaretin gönderimine, bu sayede de en azından kopyalanmış işaretlerin bir tanesinin daha az bozulmaya maruz kalarak iletilmesi olasılığı üzerine tasarlanmıştır. Bu sayede bozulmadan en az etkilenen işaret, alıcı tarafta başarılı şekilde çözülecektir. Anten çeşitliliğinin etkinliği uygulanacak olan çeşitleme tekniğine göre değişmektedir [23].

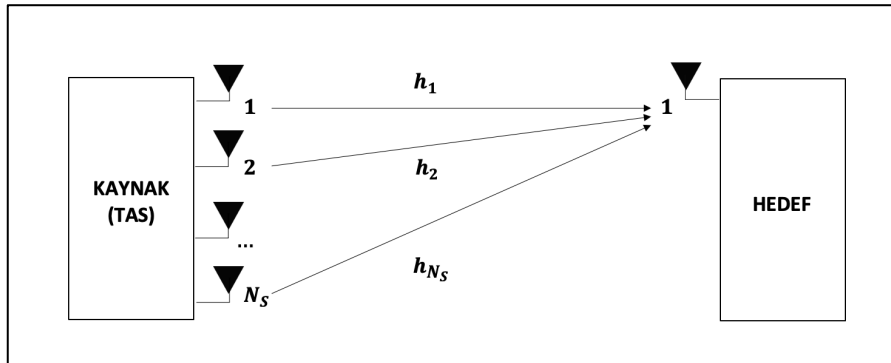
2.4.1. Verici Anten eşitleme Teknikleri

Anten eşitleme tekniklerinden biri de verici tarafta yapılan anten çeşitleme yöntemidir. Literatürde çok-girişli tek-çıkışlı (multi-input single-output, MISO) olarak adlandırılan bu sistemler, verici tarafta alıcı tarafa kıyas ile daha uygun yer, güç ve işaret işleme yeteneği olduğu durumlar için sıklıkla tercih edilir.

Verici anten çeşitliliğinde, verici taraftaki güç belli oranlarda tüm verici antenlerine bölünür. Bu verici gücün antenler arasında paylaşımı sebebi ile anten başına iletilecek güç, tüm gücün tek bir anten üzerinden iletilmesine kıyasla paylaşım oranında düşer. Bu sistemlerinin tasarımı ve performansı kanal durum bilgisinin (channel state information, CSI) vericiye doğru iletilmesine direk bağlıdır [23].

2.4.1.1. Verici Anten Seçimi

Şekil 2.2'deki verici anten seçimi (transmit antenna selection, TAS) tekniği çoklu antenler kullanılarak aynı işaretin bağımsız kopyalarının alıcıya iletilmesi prensibi üzerine kuruludur. Bu teknikte N_S adet verici antene karşı sadece tek bir alıcı anten vardır. Verici ve alıcı antenler arasındaki kanallardan en büyük işaret gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) değerine sahip olan anten çifti eğitim periyodunda seçilir. Seçim yapılan antene ait bilgi geri besleme kanalı aracılığıyla vericiye iletir ve haberleşme bu sayede seçilen anten çifti üzerinden yapılır.



Şekil 2.2: TAS sistem modeli.

$h_i, i = 1, 2, 3, \dots, N_S$ adet verici antenden tek bir alıcı antene doğru olan kaynak ve hedef arasındaki sönümlenmeli kanal kazanç katsayılarını gösterir. Kanalın gücü, $\Omega = E[|h_i|^2]$ bağımsız aynen dağılmış (independent and identically distributed, i.i.d.), Rayleigh sönümlenmeli kanal ile modellenmiştir. Kanal yavaş (birçok sembol boyunca kanal değişmemekte) olduğundan seçilen anten kanalın yavaş olduğu süre boyunca kullanılabilir. Vericiden iletilen işaret s , hedefte eklenen gürültü n ve hedefte alınan işaret y_{TAS} 'tir:

$$y_{TAS} = s \tilde{h} + n. \quad (2.7)$$

Hedefte alınan anlık SNR, $\gamma_i = \frac{E_s}{N_0} |h_i|^2$ ile ifade edilir. Burada E_s sembol başına ortalama enerjiyi, N_0 ise gürültünün gücünü işaret etmektedir. \tilde{h} , S-D arasındaki kanalların en büyük kanal gücüne sahip olanı olarak seçilmekte olup,

$$|\tilde{h}|^2 = \max_{1 \leq i \leq N_S} \{|h_i|^2\} \quad (2.8)$$

şeklinde bir ilişki ile tanımlanabilir. TAS için elde edilen birikimli olasılık dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF) ve olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) eşitlikleri sırası ile,

$$F_{\gamma_{TAS}}(x) = \prod_{i=1}^{N_S} F_{\gamma_i}(x) \quad (2.9)$$

$$f_{\gamma_{TAS}}(x) = \sum_{i=1}^{N_S} f_{\gamma_i}(x) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N_S} F_{\gamma_j}(x) \quad (2.10)$$

ile bulunur. Burada $F_{\gamma_i}(x)$ ve $f_{\gamma_i}(x)$ i . yola ait CDF ve PDF'yi işaret eder. Verici sistemdeki sönümlenmeli kanalın i.i.d. Rayleigh sönümlenmeli kanal olduğunu kabul edersek CDF ve PDF eşitlikleri aşağıdaki gibi tanımlanır [24]:

$$F_{\gamma_{TAS}}(x) = [F_{\gamma}(x)]^{N_S} \quad (2.11)$$

$$f_{\gamma_{TAS}}(x) = N_S f_{\gamma}(x) [F_{\gamma}(x)]^{N_S-1}. \quad (2.12)$$

2.4.1.2. Hata Performans Eğrileri

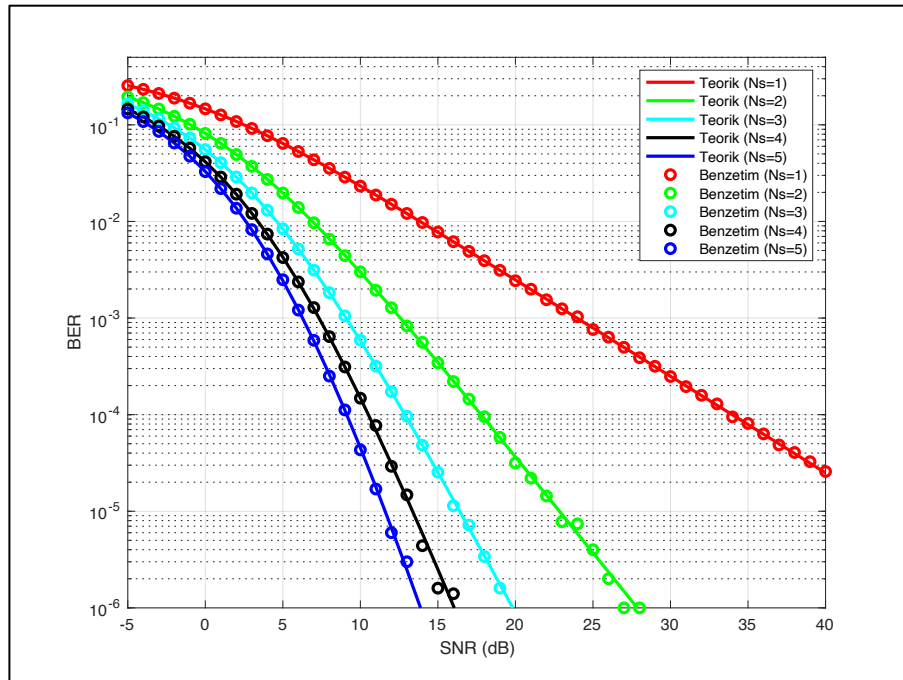
Sönümlenmeli kanallar için, h sönümleme katsayısı, P_S iletilen işaretin gücü, N_0 gürültünün güç yoğunluğu olmak üzere, $\bar{\gamma} = \frac{P_S}{N_0} E[|h|^2]$ ortalama SNR iken sembol hata oranları (symbol error rate, SER) ve bit hata oranları (bit error rate, BER) ifadelerini,

$$P_{s/b}(e) = \int_0^{\infty} P_{s/b}(e; \gamma) f_{\gamma_{s/b}}(\gamma) d\gamma \quad (2.13)$$

ile elde ederiz. Burada $P_{s/b}(e; \gamma)$ işaretin AWGN için hata olasılığını, $f_{\gamma_{s/b}}(\gamma)$ ise sönümlenmeli kanalın sembol/bit başına SNR γ 'a göre PDF'ini göstermektedir. İkili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying, BPSK) modülasyonunun Rayleigh sönümlenmeli kanaldaki TAS'lı ortalama BER ifadesi aşağıda verilmiştir [24]:

$$P_b(e) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N_s} (-1)^n \binom{N_s}{n} \left[1 + \frac{n}{\bar{\gamma}} \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (2.14)$$

TAS'lı sistemin teorik ve simülasyon BER eğrileri Şekil-2.3'te gösterilmiştir.



Şekil 2.3: TAS tekniğinin BPSK için Rayleigh kanaldaki BER eğrileri.

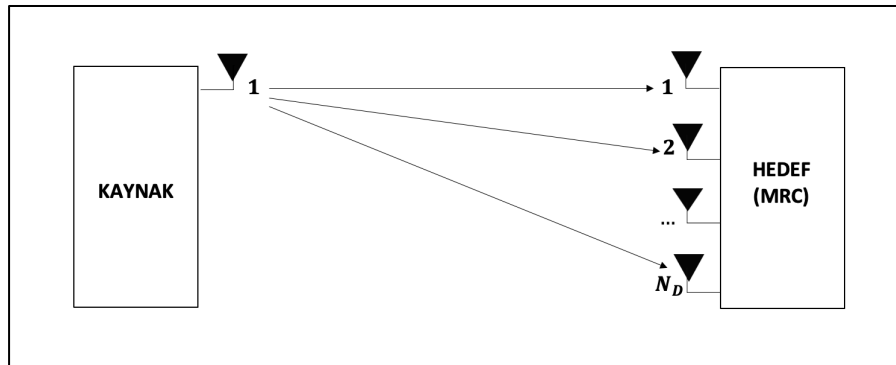
Performans eğrilerinde görüldüğü gibi TAS uygulanan kaynak tarafa ait anten sayısı olan N_S arttıkça sistemin BER performans sonuçlarında iyileşme olmaktadır. En başarılı BER performansı $N_S = 5$ için elde edilmiştir.

2.4.2. Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri

Anten çeşitleme tekniklerinden biri de alıcı tarafta yapılan anten çeşitleme yöntemleridir. Literatürde tek-girişli çok-çıkışlı (single-input multiple-output, SIMO) olarak da bilinir. Alıcı anten tarafındaki farklı anten dallarında elde edilen işaretlerin birleştirilmesi için birden fazla sayıda yöntem mevcuttur. Birleştirme işlemine ait yöntemler, RF veya temel bant seviyesinde olabileceği gibi önceden algılama birleştirme (predetection combining) veya sonradan algılama ile birleştirme (postdetection combining) ile de olabilir.

2.4.2.1. En Büyük Oranlı Birleştirme

En büyük oranlı birleştirme (maximal-ratio combining, MRC), hedefte alınan işaretlerin iletiildiği yolların her birine ait kendi kompleks kanal kazancı eşleniği ile ağırlıklandırılarak toplanması yöntemine dayanan bir alıcı anten çeşitleme tekniğidir. Bu sayede MRC'li sistemin çıkışındaki çıkış SNR'ı tüm alıcı kollarından alınan SNR'ların toplanması ile elde edilir. Yöntem gereği alıcının CSI, faz ve gecikme bilgilerini doğru ve eksiksiz tahmin etmesi önem arz eder. Şekil 2.4'te MRC sistem modeline ait yapı gösterilmiştir [25, 27].



Şekil 2.4: MRC sistem modeli.

N_D adet alıcı antene sahip MRC'li sistemin i . anteninden alınan işaret olan y_{D_i} aşağıdaki gibi tanımlanmıştır. Burada z_i alıcı taraftaki gürültü bileşenini, s iletilen işareti ve h_i de i . kanala ait kazancını göstermektedir.

$$y_{D_i} = h_i s + z_i ; i = 1, 2, \dots, N_D \quad (2.15)$$

Alıcı taraftaki her bir işaret w_i ağırlıklandırma katsayıları ile çarpılır ve toplanmış olan işaret ise $y_{toplama}$ ile gösterilir.

$$y_{toplama} = \sum_{i=1}^{N_D} w_i y_{D_i} = s \sum_{i=1}^{N_D} w_i h_i + \sum_{i=1}^{N_D} w_i z_i \quad (2.16)$$

(2.16)'yı kullanarak anlık SNR değeri olan γ_{MRC} 'i, [28, eq. (11.112)]'te tanımlanan Cauchy-Schwarz eşitliğini kullanarak, $\gamma_i = \frac{E_s}{N_0} |h_i|^2$, $E_s = E[|s|^2]$ olmak üzere aşağıdaki gibi ifade edebiliriz:

$$\begin{aligned} \gamma_{MRC} &= \frac{|s \sum_{i=1}^{N_D} w_i h_i|^2}{E\left[\left| \sum_{i=1}^{N_D} w_i z_i \right|^2 \right]} \\ &= \sum_{i=1}^{N_D} \gamma_i . \end{aligned} \quad (2.17)$$

Denklem (2.17)'yi kullanarak i.i.d. Rayleigh kanal için ortalama SNR $\bar{\gamma}_{MRC}$,

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{MRC} &= E[\gamma_{MRC}] \\ &= \sum_{i=1}^{N_D} \bar{\gamma} \\ &= N_D \bar{\gamma} \end{aligned} \quad (2.18)$$

olarak tanımlanır. (2.18)'de $\bar{\gamma}$ bir yolun ortalama SNR'ıdır.

2.4.2.2. Hata Performans Eğrileri

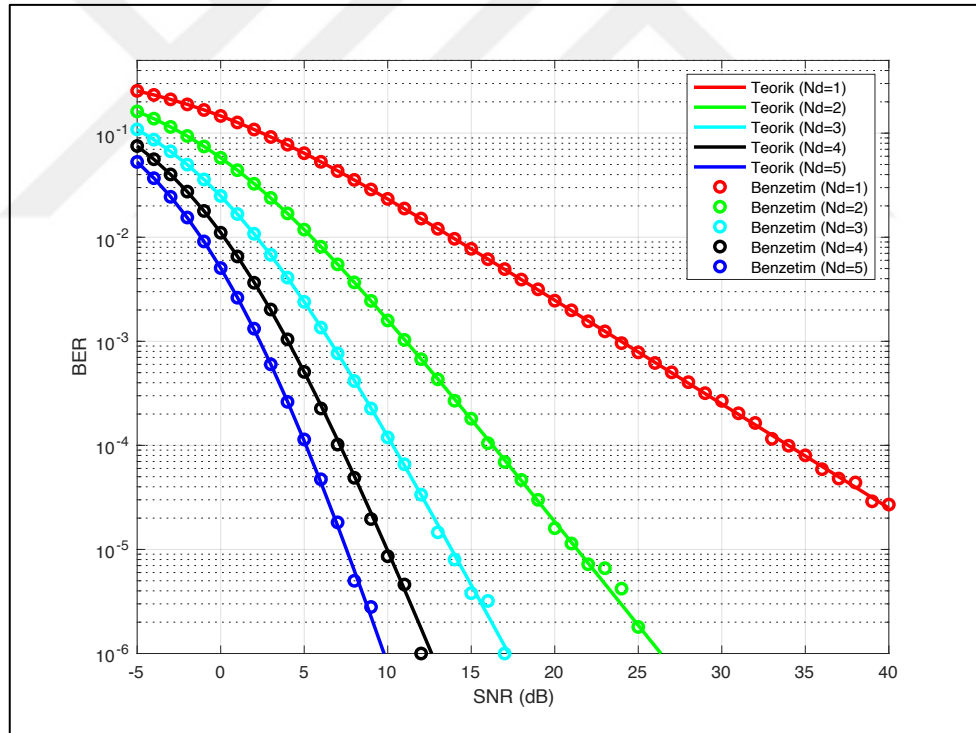
Sönümlmeli kanallarda sembol hata oranları (symbol error rate, SER) ve BER ifadelerini Denklem (2.13)'ü kullanarak buluruz. Bir diğer yöntem de moment üreten fonksiyon (moment generating function, MGF) kullanarak hata olasılık ifadesinin bulunmasıdır. MGF yöntemini kullanarak BPSK modülasyonu için ortalama BER ifadesini,

$$P_b(e) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} M_\gamma \left(-\frac{1}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (2.19)$$

ile elde ederiz [24]. Burada $M_\gamma(\cdot)$, γ rastgele değişkenine ait MGF fonksiyonunu ifade etmekte olup Rayleigh sönümlmeli kanalda $M_\gamma(s) = \frac{1}{1-s\bar{\gamma}}$ olarak tanımlanır. BPSK için Rayleigh sönümlmeli kanalda MRC uygulanan sistemin BER eşitliği Denklem (2.19)'un yardımıyla aşağıdaki gibi elde edilir [26]:

$$P_b(e) = \left(\frac{1}{2+2\bar{\gamma}_b} \right)^{N_D} \sum_{n=0}^{N_D-1} \binom{N_D+n-1}{n} \left(\frac{1+2\bar{\gamma}_b}{2+2\bar{\gamma}_b} \right)^n. \quad (2.20)$$

MRC uygulanan sistemin teorik ve simülasyon BER eğrileri Şekil-2.5'te gösterilmiştir.



Şekil 2.5: MRC tekniğinin BPSK için Rayleigh kanaldaki BER eğrileri.

Performans eğrilerinde görüldüğü gibi MRC uygulanan hedefteki anten sayısı olan N_D arttıkça sistemin BER performans sonuçları iyileşmektedir. MRC tekniğinin uygulandığı sistemin BER performansını, Şekil 2.3'te verilen benzer anten konfigürasyonlarına sahip TAS tekniği uygulanan sistem ile kıyaslırsak, MRC

uygulanan sistemin daha başarılı performans sağladığını ifade ederiz. Örnek olarak; MRC ve TAS uygulanan sistemleri, kaynak ve hedef taraftaki benzer anten sayıları $N_S = 5$, $N_D = 5$ ve 10^{-6} BER performansı için gerekli olan SNR değerleri açısından kıyaslarsak, MRC uygulanan sistemin yaklaşık 3.5 dB daha az SNR ihtiyacı olduğunu ifade edebiliriz.

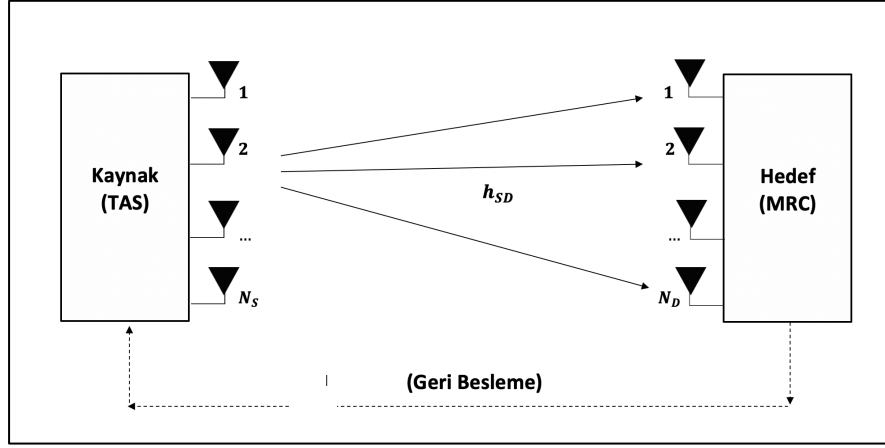
2.4.3. Hibrit Anten Çeşitleme Teknikleri

Önceki bölümlerde verici ve alıcı taraftaki anten çeşitleme uygulamalarından bahsederek, farklı metotlara ait teorik ve benzetim BER performans sonuçları verilmişti. Artan veri kullanımına yönelik talepler ile kapasite ihtiyacına yönelik etkili çözüm yöntemlerinden birisi çok-girişli çok çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) olarak da literatürde geçen hibrit anten çeşitleme yöntemleridir.

Bu tez kapsamında hibrit anten sistemlerinden TAS/MRC tekniği çalışılmıştır. Bu kapsamda sisteme ait model verilerek, teorik ve simülasyon BER performans sonuçları verilmiştir.

2.4.3.1. TAS/MRC

Şekil-2.6'ta gösterilen TAS/MRC hibrit anten çeşitlemesinde, kaynakta TAS tekniği ile hedefte MRC tekniği beraber uygulanmaktadır. Bu sistemde eğitim periyodunda kaynak taraftaki verici antenlerden kaynak ile hedef arasındaki sönümlemeli kanallardan en iyi MRC kanal kazancına sahip olan anten seçilir. Bu seçilen anten üzerinden iletilen işaret hedefteki N_D adet anten ile MRC çeşitlemesi uygulanır. Kaynakta i . verici anten ile hedefteki j . alıcı anten arasındaki kanal kazancı h_{ij} ile ifade edilmiştir. γ_{s_i} ile i . verici antenden gelen ve hedefte MRC ile elde edilen sembol için γ_{s_i} SNR'ı tanımlanmıştır. TAS/MRC uygulanan hibrit sisteme ait sönümlemeli kanal Nakagami-m olarak alınmıştır.



Şekil 2.6: TAS/MRC sistem modeli.

Bu durumda γ_{s_i} ,

$$\gamma_{s_i} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{j=1}^{N_D} |h_{ij}|^2 \quad (2.21)$$

olarak tanımlanır. $\bar{\gamma}_{s_i}$ ise $\bar{\gamma}_{s_i} = E[\gamma_{s_i}]$ ile bulunur. Herhangi bir verici antene ait Nakagami sönümlmeli kanal için MRC'nin CDF ve PDF'leri,

$$f_{Y_{MRC,i}}(x) = \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_s}\right)^{mN_D} \frac{x^{mN_D-1}}{\Gamma[mN_D]} e^{-\frac{mx}{\bar{\gamma}_s}} \quad (2.22)$$

$$F_{Y_{MRC,i}}(x) = \frac{\gamma[mN_D, \frac{mx}{\bar{\gamma}_s}]}{\Gamma[mN_D]} \quad (2.23)$$

olarak tanımlanır. (2.22)'deki $\Gamma(\cdot)$ ifadesi [28, eq. (8.310.1)]'te, (2.23)'deki $\gamma(\cdot, \cdot)$ ifadesi [28, eq. (8.350.1)]'te tanımlı fonksiyonlardır. Seçilen antene ait indis k olarak ele alınsın. Seçilen antenin indisi,

$$k = \underset{1 \leq i \leq N_S}{\operatorname{argmaks}} \{\gamma_{s_i}\} \quad (2.24)$$

ile belirlenir. Bu durumda hedefte TAS ve vericide MRC uygulanan sistemin uçtan uca SNR'ı için CDF eşitliği aşağıdaki gibi tanımlanır [30, 31]:

$$F_{\gamma_k}(x) = [F_{\gamma_k}(x)]^{N_S} . \quad (2.25)$$

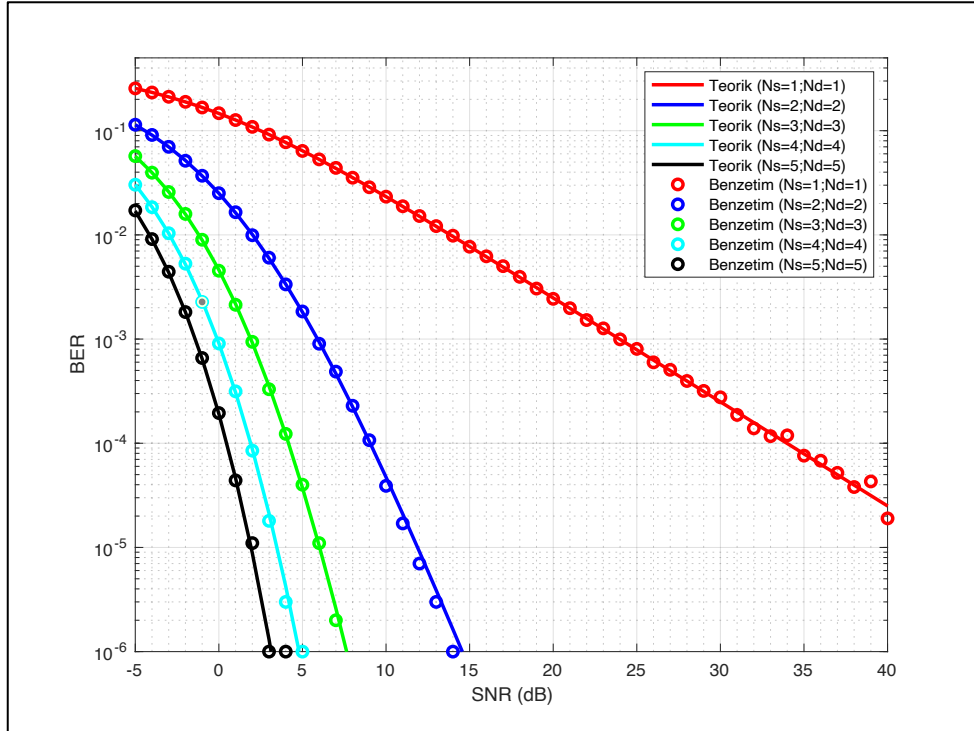
2.4.3.2. Hata Performans Eğrileri

Sönümlenmeli kanallarda SER veya BER ifadelerini Denklem (2.13) veya Denklem (2.19)'da verilen MGF metodunu kullanarak bulabiliriz. TAS/MRC için BPSK modülasyonunun Nakagami-m sönümlenmeli kanaldaki ortalama BER ifadesini,

$$P_b(e) = \frac{N_S m^{n_{ND}}}{\bar{\gamma}^{m N_D} \Gamma(m N_D)} \sum_{p=0}^{N_S-1} \sum_{k=0}^{m N_D-1} \binom{N_S-1}{p} (-1)^p \mu(k, p) \Gamma(k + m N_D) \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi(M-1)}{M}} \left[\frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}{\sin^2 \phi} + \frac{m(p+1)}{\bar{\gamma}} \right]^{-k-m N_D} d\phi \quad (2.26)$$

ile bulabiliriz. Burada M Modülasyon seviyesini, $\mu(k, p)$ [28, eq. (0.314)]'te tanımlı olan katlı-terim katsayılarını ifade eder. Denklem (2.26)'yı kullanıp $m = 1$ alınarak BPSK için Rayleigh sönümlenmeli kanaldaki ortalama BER ifadesini elde ederiz [30].

TAS/MRC uygulanan sistem için teorik ve simülasyon BER eğrileri Şekil-2.7'te gösterilmiştir.



Şekil 2.7: TAS/MRC tekniğinin BPSK için Rayleigh kanaldaki BER eğrileri.

Performans eğrilerinde görüldüğü gibi, TAS uygulanacak taraftaki anten sayısı olan N_S ile MRC uygulanacak taraftaki anten sayısı olan N_D arttıkça sistemin BER performans sonuçlarında iyileşme olmaktadır. Sistemin en iyi BER performans değerine ($N_S = 5, N_D = 5$) durumunda ulaşılmaktadır. 10^{-6} BER performans değerine erişmek için ($N_S = 4, N_D = 4$)'de gerekli SNR değeri ($N_S = 5, N_D = 5$)'de gereken durumdan yaklaşık 1 dB daha fazladır. Kaynak ve hedefte sırası ile TAS ve MRC'nin beraber uygulanmasından dolayı sistemin uçtan uca performansı, tek başına TAS veya MRC uygulanan sistemlerden daha başarılı sonuçlar üretmektedir.

2.5. Röleli Haberleşme Yöntemleri

Telsiz haberleşme sistemlerinde karşılaşılan en önemli zorluklar her türlü etkiye açık olan hava ile ilişkilidir. Bu kapsamda bu kanala ait olumsuz etkileri azaltacak birçok yöntem geliştirilmiştir. Bunlardan MIMO anten teknikleri BER ve kanal kapasitesine getirdikleri önemli avantajlar sebebi ile öne çıkmaktadır. Röleli sistemler ise iletilecek işaretin kalitesini geliştiren, kapasiteyi arttıran ve kapsama alanını genişleten bir mimari olarak ortaya çıkar. Röleler, görüş problemleri ya da daha geniş kapsama alanına ihtiyaç duyulan durumlarda bilgiyi kaynaktan alarak hedefe taşıyan önemli bir çözümdür. Röleli sistemler ana sınıflandırma kriterleri açısından kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) ve çöz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) olmak üzere iki tekniğe dayanır. Diğer bir sınıflandırma kriteri de çalışma moduna bağlı olarak yarı-çift-yönlü (half-duplex, HD) ve tam-çift-yönlü (full-duplex, FD) olarak tanımlanır.

Bu bölümde, iki atlamalı (dual-hop, DH) HD-AF ve HD-DF röleli ve MIMO uygulanan haberleşme sistemleri incelenecektir [27, 31, 32].

2.5.1. AF ve DF Röleli ve TAS/MRC Uygulanan Sistemler

HD-AF veya HD-DF TAS/MRC uygulanan sistemler Şekil 2.8'de verilmiştir. Kaynakta N_S ve hedefte N_D adet anten bulunan sistemde kaynak ve hedef arasında direk yol (direct path, DP) bulunmamaktadır. Rölede ve hedefte eklenen AWGN sıfır

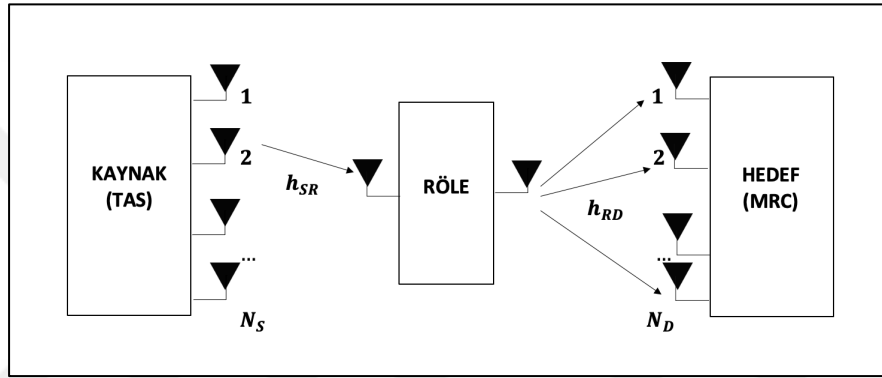
ortalamalı ve σ^2 varyanslı gürültü sırası ile n_R ve n_D olarak ifade edilmiştir. Her iki atlamadaki sönümlenmeli kanallar ise Rayleigh sönümlenmeli olarak tanımlanmıştır.

Rölenin HD-AF modunda çalışan bir röle olmasından dolayı uçtan uca iletim birbirini takip eden iki zaman aralığında gerçekleşir.

I. zaman aralığında, hedeften iletilen işaret rölede alınır. Rölede alınan işaret,

$$y_R = \sqrt{P_S} x_S \tilde{h}_{SR} + n_R \quad (2.27)$$

olarak tanımlanır.



Şekil 2.8: DH TAS/MRC'li röleli sistem.

P_S ve P_R sırası ile, kaynaktan ve röleden iletilen işaretlerin gücünü ifade eder. Kaynaktan iletilen işaret x_S , rölede kuvvetlendirilerek hedefe iletilen işaret ise x_R ile tanımlanmıştır. Denklem (2.27)'de ifade edilen \tilde{h}_{SR} , $|\tilde{h}_{SR}|^2 = \max_{0 \leq i \leq N_S} |h_{SR,i}|^2$ tanımına uygun olarak TAS ile seçilir. Buradaki i indisi, kaynakta S-R yolu için en yüksek kanal kazancını sağlayan anteni ifade etmektedir. Röledeki kuvvetlendirme katsayısı olan β ise, $\beta = \sqrt{\frac{P_R}{P_S |\tilde{h}_{SR}|^2 + N_0}}$ ile tanımlanmıştır.

II. zaman aralığında, rölede kuvvetlendirilen işaret, $x_R = \beta y_R$ olarak tanımlanır ve bu tanımlanan x_R işareti hedefe iletilir. Hedefte alınan işaretlere MRC uygulanır. MRC uygulanan hedefte, R-D arasında alınan tek bir yola ait işaret $y_{D,j}$,

$$y_{D,j} = \sqrt{P_R} x_R h_{RD,j} + n_{D,j} \quad (2.28)$$

olarak ifade edilir. Burada $h_{RD,j}$ tek bir yola ait kanal kazanç katsayısını işaret etmektedir. Hedefte alınan tüm yolları birleştiren işaret olan y_D ise,

$$\begin{aligned} y_D &= \sum_{j=1}^{N_D} y_{D,j} h_{RD,j}^* \\ &= \beta \sqrt{P_S P_R} x_S \tilde{h}_{SR} \sum_{j=1}^{N_D} |h_{RD,j}|^2 + \beta \sqrt{P_R} n_R \sum_{j=1}^{N_D} |h_{RD,j}|^2 \\ &\quad + \sum_{j=1}^{N_D} h_{RD,j}^* n_{D,j} \end{aligned} \quad (2.29)$$

olarak tanımlanır. $\gamma_1 = \frac{P_S |\tilde{h}_{SR}|^2}{N_0}$ ve $\gamma_2 = \frac{P_R}{N_0} \sum_{j=1}^{N_D} |h_{RD,j}|^2$ olmak üzere uçtan uca SNR olan γ_{e2e}^{AF} aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\gamma_{e2e}^{AF} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{1 + \gamma_1 \gamma_2}. \quad (2.30)$$

HD-DF röleli sistemde ise, rölede alınan işaret çözüldükten sonra kodlanarak hedefe iletilir. Rölede çözülerek yeniden kodlanan işaretin ideale yakın bir çözümleme olduğu kabul edilerek, kaynaktan iletilen x_S 'le özdeş bir işaret olan \hat{x}_S olarak tanımlanır. MRC uygulanan hedefte, R-D arasında alınan tek bir yola ait işaret $y_{D,j}$,

$$y_{D,j} = \sqrt{P_R} \hat{x}_S h_{RD,j} + n_{D,j} \quad (2.31)$$

şeklinde ifade edilir. Hedefte alınan tüm yolları birleştiren işaret olan y_D ise,

$$\begin{aligned} y_D &= \sum_{j=1}^{N_D} y_{D,j} h_{RD,j}^* \\ &= \sqrt{P_R} \hat{x}_S \sum_{j=1}^{N_D} |h_{RD,j}|^2 + \sum_{j=1}^{N_D} h_{RD,j}^* n_{D,j} \end{aligned} \quad (2.32)$$

olarak ifade edilir.

2.5.2. Hata Performans Eğrileri

Şekil 2.8'te verilen sistem için Denklem (2.29) ile elde edilen HD-AF röleli sisteme ait analitik tanımlar kullanılarak teorik ve benzetim BER eğrileri Şekil 2.9'da verilmiştir. HD-AF röleli sistemin teorik BER ifadesi aşağıda tanımlanan

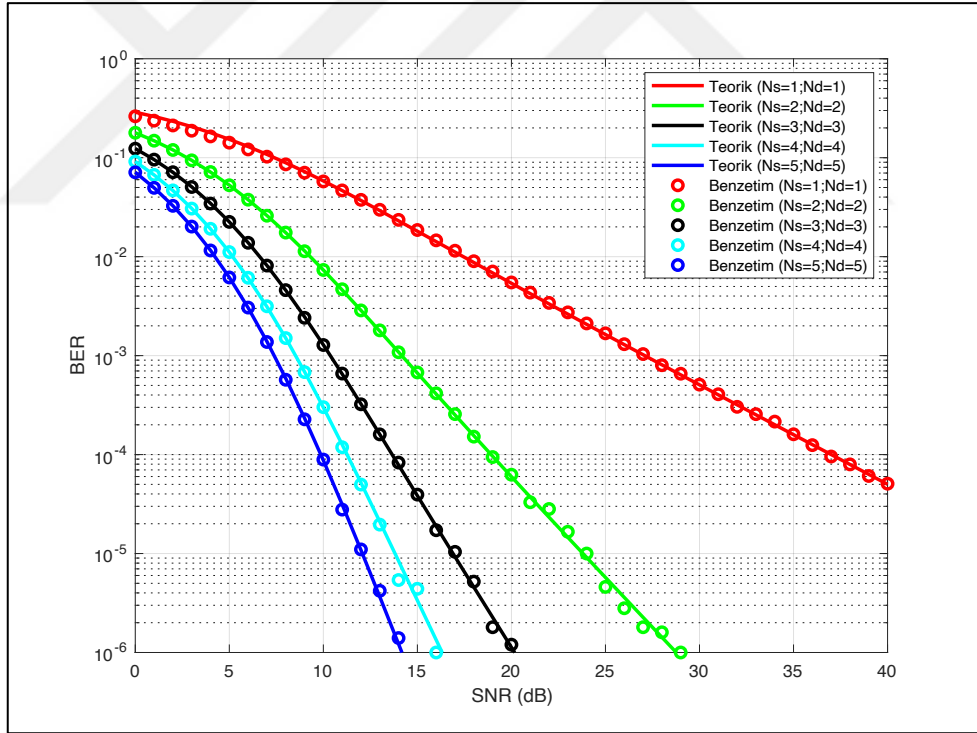
$$P_b(e) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} F_Y(x) \frac{e^{-x}}{\sqrt{x}} dx$$

eşitliği kullanılarak bulunur. $F_Y(x)$, (2.30)'un CDF' idir. Burada uçtan uca sisteme ait $P_{Yeze}(\gamma_{th})$,

$$P_{Yeze}(\gamma_{th}) = 1 + \frac{2 e^{-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_1}}}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D}} \sum_{k=1}^{N_S} \sum_{j=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{k} \binom{N_D-1}{j} (-1)^k \gamma_{th}^{N_D-j-1} e^{-\frac{k \gamma_{th}}{\bar{\gamma}_1}} \left(\frac{k \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right)^{\frac{j+1}{2}} K_{j+1} \left[2 \sqrt{\frac{k \bar{\gamma}_2 (\gamma_{th}^2 + \gamma_{th})}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}} \right] \quad (2.33)$$

olarak ifade edilir [5, 30].

TAS/MRC uygulanan röleli sistem için teorik ve simülasyon BER eğrileri Şekil-2.9'da gösterilmiştir.



Şekil 2.9: HD-AF ve TAS/MRC uygulanan röleli sistemin BPSK için Rayleigh kanalındaki BER eğrileri.

Performans eğrilerinde görüldüğü gibi, röleli sistemde TAS uygulanacak taraftaki anten sayısı olan N_S ile MRC uygulanacak taraftaki anten sayısı olan N_D arttıkça sistemin BER performans sonuçları iyileşmektedir. Kaynak ve hedef anten

sayıları (N_S, N_D) olmak üzere; (2,2), (3,3), (4,4) ve (5,5) için 10^{-6} BER performans değerine ulaşmak için gerekli SNR değerleri sırası ile 28.5, 20, 16.5 ve 13.5 dB'dir. Röleli sistemin en iyi BER performans değerine $(N_S = 5, N_D = 5)$ ise durumunda ulaşılmaktadır. Kaynak ve hedefte sırası ile TAS ve MRC uygulanan, rölede ise tek bir alıcı ve verici olan hibrit sistemin uçtan uca performansı, kaynakta ve hedefte tek başına TAS ya da MRC uygulanan sisteme göre daha başarılı sonuçlar sağlamaktadır. Bu sayede rölesiz hibrit anten çeşitlemeye sahip sistemlerde olduğu gibi, röleli sistemlerde de TAS/MRC hibrit anten çeşitleme kullanılarak hata performans sonuçlarında iyileşme sağlanabilir.



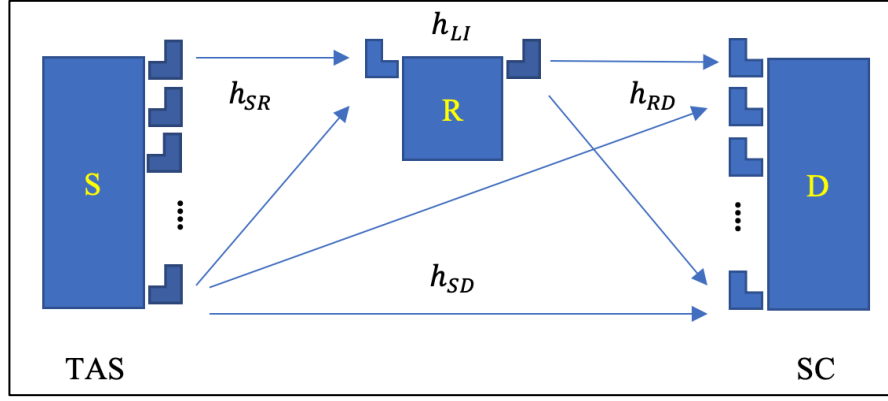
3. FD-AF TAS/MRC'Lİ PS-EH RÖLELİ SİSTEMDE HEDEFTE SC UYGULANAN MODELİN PERFORMANS ANALİZİ

Bu bölümde; FD-AF PS-EH'lı röleli sistemde kaynakta (source, S) TAS ve hedefte (destination, D) MRC uygulanan, sonrasında direk yol (direct path, DP) ve röle üzerinden iletilen iki işaretin SC ile birleştirildiği sistemin düz ve yavaş Rayleigh sönümlenmeli kanaldaki OP' sine ve BER'e ait performans analizleri yapılmıştır. Bunun devamında rölenin farklı yerleşimleri ve rölenin farklı PS sabiti olan ρ değerleri için OP sonuçları analiz edilerek yorumlanmıştır. Analitik sonuçlar Monte Carlo simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır.

Hata performans ifadelerinin oluşturulmasında OP için elde edilen ifadelerden faydalanılmıştır. Tanımlanan sisteme ait uçtan uca SNR değerinin elde edilmesi sonrasında genel olasılık teorisi bilgileri kullanılarak OP eşitliği tanımlanmıştır. Tanımlanan OP ifadesi sonrasında uçtan uca sisteme ait BER ifadesi tanımlanarak analitik hata performans eğrileri elde edilmiştir.

3.1. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte SC Uygulanan Sistemin Tanımı ve Kanal Modeli

Bu bölümde Şekil 3.1'de gösterilen, kaynakta N_S adet verici antene ve hedefte N_D adet alıcı antene sahip MIMO röleli telsiz haberleşme sistemi çalışılmıştır. Alınan işareten PS protokolü ile EH vasıtasıyla harici bir enerji kaynağına ihtiyaç duymaksızın çalışan röle tek bir alıcı ve verici antenden oluşmaktadır. Kaynaktan röleye doğru yapılan her bir iletim periyodunda, rölede SNR değerini maksimum yapan verici anten seçilerek, DP ve röle vasıtasıyla hedefe yapılan iletim bu indise sahip anten üzerinden yapılmaktadır. Röleli yol olan S-R-D ve DP olan S-D üzerinden hedefte alınan y_{RD} ve y_{SD} işaretleri hedefte SC ile birleştirilir.

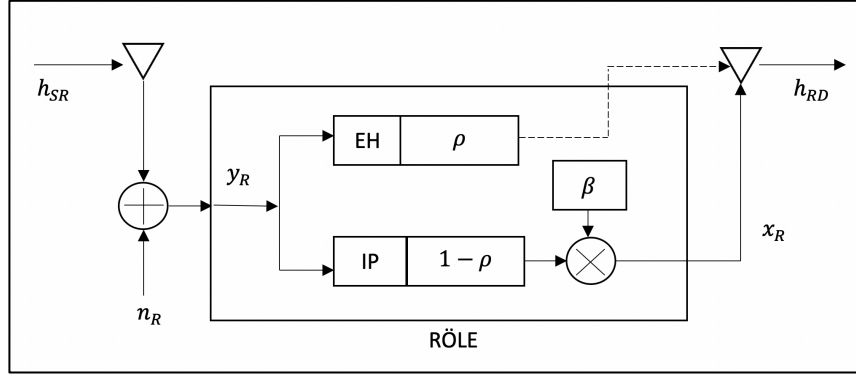


Şekil 3.1: DH FD-AF TAS/MRC ve hedefte SC'li birleştirilmiş röleli sistem.

h_{SR} , h_{RD} ve h_{SD} sırası ile kaynak-röle (S-R), röle-hedef (R-D) ve kaynak-hedef (S-D) arasındaki Rayleigh sönümlenmeli kanalları ifade etmektedir. S-R arasındaki $N_S \times 1$ kanal vektörü $\mathbf{h}_{SR} = [h_{1,1}, h_{1,2}, h_{1,3}, h_{1,4}, \dots, h_{1,N_S}]^T$ her bir bileşeni ortalaması sıfır, varyansı Ω_{SR} i.i.d. kompleks Gauss dağılımlıdır. R-D arasındaki $N_D \times 1$ kanal vektörü $\mathbf{h}_{RD} = [h_{2,1}, h_{2,2}, h_{2,3}, h_{2,4}, \dots, h_{2,N_D}]^T$ her bir bileşeni ortalaması sıfır ve varyansı Ω_{RD} i.i.d. kompleks Gauss dağılımlıdır. Buna ilaveten S-D arasındaki DP'li yol için tanımlanan $N_S \times N_D$ kanal matrisi $\mathbf{H}_{SD} = [\mathbf{h}_{0,1}, \mathbf{h}_{0,2}, \dots, \mathbf{h}_{0,k}, \dots, \mathbf{h}_{0,N_S}]$ ise her bir bileşeni sıfır ortalamalı ve Ω_{SD} varyanslı i.i.d. kompleks Gauss dağılımlıdır.

h_{LI} rölenin alıcı ve verici anteni arasındaki FD modundan dolayı oluşan bir SI kanalıdır. Bu çalışmamızda analitik hesaplamalarda sadelik ve çözümde kolaylık adına h_{LI} kanalı sönümlenmeli olmayan sıfır ortalamalı ve σ_{RSI}^2 varyanslı artık SI (residual self interference, RSI) kanalı olarak kabul edilmiştir. Hedefte eklenen gürültü olan n_D AWGN olarak alınmıştır ($n_D \sim CN(0, \sigma^2)$).

S-R ve S-D arası yollarda iletimin yapılacağı anten indisi S-R arasındaki kanala bağlı olarak yapılan TAS ile belirlenmektedir. Şekil 3.2' de gösterilen PS protokolde EH ve IP $\rho: 1 - \rho$ oranına uygun olarak yapılmaktadır. Bu orana ait tanımdaki ρ sabiti $0 \leq \rho \leq 1$ arasındaki herhangi bir değeri alabilir. Kaynağın iletim gücü P_S , EH ile elde edilen röle gücü ise P_R ile tanımlanmıştır.



Şekil 3.2: PS-EH protokolü uygulanan röle.

Rölede alınan işaret β katsayısı ile kuvvetlendirilerek hedefe aktarılır. S-R arasında kanal kazançlarına bağlı olarak kaynakta TAS uygulanması sebebi ile seçilen kanal katsayısı \tilde{h}_{SR} olarak ifade edilebilir.

$$|\tilde{h}_{SR}|^2 = \max_{1 \leq i \leq N_S} |h_{1,i}|^2 \quad (3.1)$$

Benzer şekilde S-D arasındaki iletim yapacak olan anten, S-R arasında TAS uygulaması ile belirlenen anten ile aynı antendir. Bu sebeple S-D arasındaki iletim yapılacak antene ait kanal ifadesi de \tilde{h}_{SD} ile ifade edilebilir.

$$\mathbf{h}_{0i^*} = [h_{i^*1} \quad h_{i^*2} \quad \cdots \quad h_{i^*N_D}]^T \quad (3.2)$$

$$|\tilde{h}_{SD}|^2 = |\mathbf{h}_{0i^*}|^2; \quad i^* = \underset{1 \leq i \leq N_S}{\operatorname{argmaks}} \{ |h_{1,i}|^2 \}; \quad \text{S-R' de seçilen indis} \quad (3.3)$$

S-R arasındaki mesafe d_1 , R-D arasındaki mesafe d_2 ve S-D arasındaki mesafe ise d_0 ile ifade edilmiştir. Enerji dönüşüm verimliliği η ($0 \leq \eta \leq 1$) ve beklenen değer işlemi $E\{\cdot\}$ ile tanımlanmıştır.

3.2. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte SC Uygulanan Sistem için Hata Analizleri

Yapılan analizlerde hedefte alınan röleli yol ve DP üzerinden alınan işaretler ve devamında uçtan uca SNR eşitlikleri tanımlanmış, tanımlanan SNR'lar vasıtasıyla

belirlenecek bir eşik SNR değeri olan γ_{th} için OP ifadeleri üretilmiştir. Elde edilen OP eşitliğinin yardımı ile CDF’i tanımlanarak BER ifadeleri üretilmiştir. En son adımda ise asimptotik CDF eşitlikleri tanımlanarak asimptotik BER ifadeleri elde edilmiştir.

3.2.1. OP İfadesinin Elde Edilmesi

Bu bölümde Şekil 3.1’de önerilen sisteme ait OP ifadesi elde edilecektir. Rölede alınan işaret olan $y_R[n]$, kaynaktan iletilen işaret $x_S[n]$ ve rölede kuvvetlendirilerek hedefe iletilen işaret olan $x_R[n]$ işaretleri üzerinden,

$$y_R[n] = \tilde{h}_{SR} x_S[n] + h_{LI} x_R[n] + n_R[n] \quad (3.4)$$

olarak tanımlanır. Rölede alınan ve PS-EH uygulanan $y_R[n]$ işaretine $\rho: 1 - \rho$ güç bölme oranına uygun şekilde EH ve IP alt prosesleri uygulanır. IP uygulanan işaret $\tilde{y}_R[n]$ ve EH uygulanan işaret $y_R^{EH}[n] = \sqrt{\rho} y_R[n]$ ile ifade edilir. IP uygulanan işaret için röledeki AWGN ifadesi olan $\tilde{n}_R[n]$ sıfır ortalamalı ve varyansı σ^2 olarak kabul edilerek $\tilde{n}_R[n] = \sqrt{1 - \rho} n_R[n]$ olarak tanımlanmıştır ($\tilde{n}_R \sim CN(0, \sigma^2)$). Bu durumda $\tilde{y}_R[n]$ ifadesi,

$$\tilde{y}_R[n] = \sqrt{1 - \rho} y_R[n] \quad (3.5)$$

olarak ifade edilir. Denklem (3.4)’ü kullanıp bazı düzenlemeler sonrasında (3.5),

$$\tilde{y}_R[n] = \sqrt{1 - \rho} \tilde{h}_{SR} x_S[n] + \sqrt{1 - \rho} h_{LI} x_R[n] + \tilde{n}_R[n] \quad (3.6)$$

olarak tanımlanır. Rölede β katsayısıyla kuvvetlendirilerek hedefe iletilen işaret olan $x_R[n]$,

$$x_R[n] = \beta \tilde{y}_R[n - \tau] \quad (3.7)$$

olarak elde edilir. Denklem (3.6)’yı Denklem (3.7)’deki yerine yazarak $x_R[n]$ ’yi,

$$x_R[n] = \beta \sqrt{1-\rho} \tilde{h}_{SR} x_S[n-\tau] + \beta \sqrt{1-\rho} h_{LI} x_R[n-\tau] + \beta \tilde{n}_R[n-\tau] \quad (3.8)$$

eşitliği ile tanımlarız. Rölede EH ile elde edilen enerji E_{EH} ve rölenin gücü P_R yukarıda tanımlanan eşitlikler yardımı ile,

$$E_{EH} = \eta E \left\{ \rho |\tilde{h}_{SR}|^2 |x_S[n]|^2 + \rho |h_{LI}|^2 |x_R[n]|^2 \right\} T \quad (3.9)$$

olarak yazılır. (3.9)'da verilen eşitliği, $P_S = E\{|x_S[n]|^2\}$ ve $P_R = E\{|x_R[n]|^2\}$ tanımlarını kullanarak aşağıdaki şekilde tekrar düzenleriz:

$$E_{EH} = \left\{ \eta \rho E \left[|\tilde{h}_{SR}|^2 \right] P_S + \eta \rho E \left[|h_{LI}|^2 \right] P_R \right\} T. \quad (3.10)$$

EH sistemlerde rölede hasatlanan enerji doğası gereği kaynaktan iletilen güce bağlıdır ve kısıtlıdır. Bu yüzden rölede pratikte elde edilebilecek enerji ile teorikte maksimum elde edilebilecek enerji arasında, $P_R \leq P_{maks}$ ile tanımlanan bir ilişki vardır. Burada P_{maks} rölede teorik olarak EH ile elde edilebilecek maksimum gücü işaret etmektedir. Bu durumda P_R ,

$$P_R \leq \eta \rho P_S E \left\{ |\tilde{h}_{SR}|^2 \right\} + \eta \rho P_R E \left\{ |h_{LI}|^2 \right\} \quad (3.11)$$

olarak tanımlanır. Eşitliği, $\Omega_{SR} = E \left\{ |\tilde{h}_{SR}|^2 \right\}$, $\Omega_{RD} = E \left\{ \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2 \right\}$, $\Omega_{SD} = E \left\{ \|\mathbf{h}_{SD}\|_F^2 \right\}$ ve $\Omega_{LI} = E \left\{ |h_{LI}|^2 \right\}$ tanımlarını kullanarak,

$$P_R = \left(\frac{\eta \rho \Omega_{SR}}{1 - \eta \rho \Omega_{LI}} \right) P_S \quad (3.12)$$

şeklinde düzenleriz. $P_R = E\{|x_R[n]|^2\}$ eşitliğini ve Denklem (3.8)'i kullanarak kuvvetlendirme katsayısı olan β ifadesini bazı matematiksel manipülasyonlar sonrasında aşağıdaki gibi tanımlarız:

$$\beta = \sqrt{\frac{P_R}{(1-\rho) P_S |\tilde{h}_{SR}|^2 + (1-\rho) P_R |h_{LI}|^2 + \sigma^2}}. \quad (3.13)$$

S-R-D röleli sistemde rölede β katsayısı ile kuvvetlendirilerek hedefte alınan ve MRC ile birleştirilen $y_D^{SRD}[n]$ işareti,

$$\begin{aligned} y_D^{SRD}[n] &= \beta \sqrt{1-\rho} \tilde{h}_{SR} x_S[n-\tau] \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2 \\ &+ \beta \sqrt{1-\rho} h_{LI} x_R[n-\tau] \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2 \\ &+ \beta \tilde{n}_R[n-\tau] \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2 + \sum_{j=1}^{N_D} n_{D,j}[n] \mathbf{h}_{RD,j}^* \end{aligned} \quad (3.14)$$

olarak ifade edilir. Bu eşitlikteki $\|\cdot\|_F$ ifadesi Frobenius normu ifade etmektedir. Röleli sistemde S-R-D üzerinden alınan $y_D^{SRD}[n]$ işareti için SNR ifadesi olan γ_{SRD} aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\gamma_{SRD} = \frac{\beta^2 (1-\rho) P_S |\tilde{h}_{SR}|^2 (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2)^2}{\beta^2 (1-\rho) P_R |h_{LI}|^2 (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2)^2 + \beta^2 \sigma^2 (\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2)^2 + \sigma^2 \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2}. \quad (3.15)$$

$\gamma_1 = \frac{P_S}{\sigma^2} |\tilde{h}_{SR}|^2$, $\gamma_2 = \frac{P_R}{\sigma^2} \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2$ ve $\gamma_{LI} = \frac{P_R}{\sigma^2} |h_{LI}|^2$ tanımlarını kullanarak Denklem (3.15) ifadesini,

$$\gamma_{SRD} = \frac{\gamma_1 \gamma_2 (1-\rho)}{\gamma_2 \gamma_{LI} (1-\rho) + \gamma_2 + \gamma_1 (1-\rho) + \gamma_{LI} (1-\rho) + 1} \quad (3.16)$$

şeklinde düzenleriz. Sisteme ait tanımlamadaki SI kanalı, sönmülemeli olmayan kanal olarak kabul edilmiştir. Matematiksel analizlerde kolaylık için γ_{LI} yerine $\bar{\gamma}_{LI}$ 'yi kullanırız. Denklem (3.12)'deki eşitlik ve $\gamma_{LI} = \frac{P_R}{\sigma^2} |h_{LI}|^2$ tanımlarını da kullanarak $\bar{\gamma}_{LI} = \left(\frac{\bar{\gamma} \eta \rho \Omega_{SR} \Omega_{LI}}{1 - \eta \rho \Omega_{LI}} \right)$ olarak yazarız. SI kanalı için $\sigma_{RSI}^2 = \Omega_{LI} = E\{|h_{LI}|^2\}$ 'tir. γ_{SRD} ifadesi,

$$\gamma_{SRD}^{AF} = \frac{\gamma_1 \gamma_2 (1-\rho)}{\gamma_2 \bar{\gamma}_{LI} (1-\rho) + \gamma_2 + \gamma_1 (1-\rho) + \bar{\gamma}_{LI} (1-\rho) + 1}. \quad (3.17)$$

olarak yazılır. S-D arasında DP üzerinden iletilen işaret olan y_D^{SD} 'nin MRC uygulandıktan sonra SNR ifadesi,

$$\gamma_{SD}^{AF} = \frac{P_S}{\sigma^2} \|\mathbf{h}_{SD}\|_F^2 = \gamma_0 \quad (3.18)$$

şeklinde tanımlanır.

Haberleşme sistemlerinde önemli performans ölçütlerinden biri $P_{out}(\gamma_{th})$ ile ifade edilen OP eşitliğidir. OP, tanımlanan eşik SNR değerinden daha düşük SNR değerine sahip olan işaretin alınması durumunda oluşması beklenen olasılığın sayısal değerini ifade eder. OP hesaplamasında eşik SNR değerinin belirlenmesinde ise R_0 diye ifade edilen, uçtan uca öngörülen spektral verimlilik (spectral efficiency, SE) sabiti kullanılır. OP değerini,

$$P_{out}(\gamma_{th}) = \Pr(\gamma_{e2e} < \gamma_{th}) \quad (3.19)$$

ile buluruz. AF yardımlaşmalı sistemlerdeki eşik SNR değeri γ_{th} ile R_0 arasında, $\gamma_{th} = 2^{R_0} - 1$ olarak tanımlanan bir ilişki vardır. Bu çalışmamızda $R_0 = 1$ kabul ederek eşik SNR değerini, $\gamma_{th} = 2^{R_0} - 1 = 1$ olarak alırız. γ_{e2e}^{AF} ifadesi hedefte SC uygulanması sebebi ile,

$$\gamma_{e2e}^{AF} = \text{maks}(\gamma_{SRD}^{AF}, \gamma_{SD}^{AF}) \quad (3.20)$$

olarak elde edilir. Uçtan uca γ_{e2e}^{AF} için OP değeri olan $P_{out}(\gamma_{th})$ ifadesi SRD ve SD yollarının bağımsız olması sebebiyle,

$$\begin{aligned} P_{out}(\gamma_{th}) &= \Pr[\text{maks}(\gamma_{SRD}^{AF}, \gamma_{SD}^{AF}) < \gamma_{th}] \\ &= \Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th}) \Pr(\gamma_{SD}^{AF} < \gamma_{th}) \end{aligned} \quad (3.21)$$

şeklinde ifade edilir. OP'yi bulmak için $\Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th})$ ve $\Pr(\gamma_{SD}^{AF} < \gamma_{th})$ ifadelerini üretmek gerekir. $\Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th})$ ifadesini (3.17)'deki eşitliği kullanarak,

$$\Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th}) = \Pr\left(\frac{c \gamma_1 \gamma_2}{c \gamma_1 + \gamma_2 + c \gamma_2 \bar{\gamma}_{LI} + c \bar{\gamma}_{LI} + 1} < \gamma_{th}\right) \quad (3.22)$$

biçiminde yazarız. Denklem (3.22)'de $c = 1 - \rho$ olarak tanımlanmıştır.

(3.22)'deki ifadeyi olasılık teorisi bilgilerini kullanarak aşağıdaki gibi yazarız:

$$\Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th}) = \Pr\left(\gamma_1 < \frac{\gamma_{th} (\gamma_2 + c \gamma_2 \bar{\gamma}_{LI} + c \bar{\gamma}_{LI} + 1)}{c \gamma_2 - c \gamma_{th}}\right)$$

$$\begin{aligned}
&= \Pr\left(\gamma_1 < \frac{\gamma_{th} (\gamma_2 + 1) (1 + c \bar{\gamma}_{LI})}{c (\gamma_2 - \gamma_{th})}, \gamma_2 > \gamma_{th}\right) \\
&+ \Pr\left(\gamma_1 > \frac{\gamma_{th} (\gamma_2 + 1) (1 + c \bar{\gamma}_{LI})}{c (\gamma_2 - \gamma_{th})}, \gamma_2 < \gamma_{th}\right). \quad (3.23)
\end{aligned}$$

(3.23)'teki OP ifadesinde $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_{th}$ değerleri hiçbir durumda negatif değerli olamaz. Bu sebeple OP ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenerek yeniden yazılır:

$$\begin{aligned}
Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th}) &= \Pr\left(\gamma_1 < \frac{\gamma_{th} (\gamma_2 + 1) (1 + c \bar{\gamma}_{LI})}{c (\gamma_2 - \gamma_{th})}, \gamma_2 > \gamma_{th}\right) \\
&+ \Pr(\gamma_1 > 0, \gamma_2 < \gamma_{th}) \\
&= \int_{\gamma_{th}}^{\infty} F_{\gamma_1}\left(\frac{\gamma_{th} (\gamma_2 + 1) (1 + c \bar{\gamma}_{LI})}{c (\gamma_2 - \gamma_{th})}\right) f_{\gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2 + F_{\gamma_2}(\gamma_{th}). \quad (3.24)
\end{aligned}$$

S-R arasındaki Rayleigh sönümlmeli kanaldaki N_S adet yol için CDF ifadesini üretip, ardından tüm TAS uygulanan sisteme ait $F_{\gamma_{1,TAS}}(x)$ ifadesini tanımlarız. $\bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_{1i}$ ortalama SNR ifadelerini $\gamma_1 = \max\{\gamma_{1i}\} = \gamma_{1i}^*$ ve $\gamma_{1i} = \frac{P_S}{\sigma^2} |h_{1i}|^2$ eşitliklerini kullanarak, $\bar{\gamma}_1 = \frac{P_S}{\sigma^2} \Omega_{SR}$ ve $\bar{\gamma}_{1i} = \frac{P_S}{\sigma^2} \Omega_{SR}$ olarak tanımlarız. $F_{\gamma_{1,TAS}}, f_{\gamma_{2,MRC}}$ ve $F_{\gamma_{2,MRC}}$ 'yi,

$$F_{\gamma_{1,TAS}}(x) = \left[1 - e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_1}}\right]^{N_S} \quad (3.25)$$

$$f_{\gamma_{2,MRC}}(x) = \frac{x^{N_D-1}}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D}} e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_2}} \quad (3.26)$$

$$F_{\gamma_{2,MRC}}(x) = \frac{\gamma(N_D, \frac{x}{\bar{\gamma}_2})}{\Gamma(N_D)} \quad (3.27)$$

şeklinde yazarız. (3.24)'te elde ettiğimiz OP ifadesi, yukarıda tanımladığımız CDF ve olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) ifadelerinin yardımıyla bazı matematiksel manipülasyonlar sonrasında aşağıdaki gibi yazılır:

$$\begin{aligned}
Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th}) &= \int_{\gamma_{th}}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_S} \binom{N_S}{n} (-1)^n e^{-n \left[\frac{\gamma_{th} (\gamma_2 + 1) (1 + c \bar{\gamma}_{LI})}{c (\gamma_2 - \gamma_{th}) \bar{\gamma}_1} \right]} f_{\gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2 \\
&+ F_{\gamma_2}(\gamma_{th}) \\
&= 1 + \int_{\gamma_{th}}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_S} \binom{N_S}{n} (-1)^n e^{-n \left[\frac{\gamma_{th} (\gamma_2 + 1) (1 + c \bar{\gamma}_{LI})}{c (\gamma_2 - \gamma_{th}) \bar{\gamma}_1} \right]} f_{\gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2. \quad (3.28)
\end{aligned}$$

Denklem (3.28)'teki OP ifadesi [28, eq. (3.471.9)]'deki eşitliği kullanarak,

$$\begin{aligned}
Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th}) &= 1 + 2 \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \frac{(-1)^n \gamma_{th}^{N_D-1-k}}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D}} \\
&\quad e^{-\left[\frac{\gamma_{th}(\bar{\gamma}_1(1-\rho) + n(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})\bar{\gamma}_2)}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2} \right]} \left[\frac{n\bar{\gamma}_2\gamma_{th}(\gamma_{th+1})(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \\
&\quad K_{k+1} \left(2 \sqrt{\frac{n\gamma_{th}(\gamma_{th+1})(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) \quad (3.29)
\end{aligned}$$

olarak tanımlarız. S-D arası DP'nin OP eşitliği olan $Pr(\gamma_{SD}^{AF} < \gamma_{th})$ tanımını ise

$$F_{\gamma_0}(x) = \frac{\gamma^{(N_D, \frac{x}{\bar{\gamma}_0})}}{\Gamma(N_D)} \text{ CDF eşitliğini kullanarak}$$

$$Pr(\gamma_{SD}^{AF} < \gamma_{th}) = 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}} \left(\sum_{m=0}^{N_D-1} \frac{\gamma_{th}^m}{\bar{\gamma}_0^m m!} \right) \quad (3.30)$$

şeklinde elde ederiz. Uçtan uca sistemin OP'si $P_{out}(\gamma_{th})$ 'u, yukarıdaki satırlarda elde ettiğimiz $Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th})$ ve $Pr(\gamma_{SD}^{AF} < \gamma_{th})$ ifadelerinin çarpımıyla, $A = \frac{1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI}}{(1-\rho)}$

tanımını da kullanarak aşağıdaki gibi elde ederiz:

$$\begin{aligned}
P_{out}(\gamma_{th}) &= \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \frac{(-1)^n \gamma_{th}^{N_D-1-k}}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D}} \right. \\
&\quad \left. e^{-\left[\gamma_{th} \left(\frac{\bar{\gamma}_1 + nA\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2} \right) \right]} \left[\frac{n\gamma_{th}(\gamma_{th+1})A\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} K_{k+1} \left(2 \sqrt{\frac{n\gamma_{th}(\gamma_{th+1})A}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) \right] \\
&\quad \left[1 - e^{-\gamma_{th}/\bar{\gamma}_0} \left(\sum_{m=0}^{N_D-1} \frac{\gamma_{th}^m}{\bar{\gamma}_0^m m!} \right) \right] \\
&= \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \frac{(-1)^n \gamma_{th}^{N_D-1-k}}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D}} \right. \\
&\quad \left. \left[\gamma_{th} \left(\frac{\bar{\gamma}_1 + nA\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2} \right) \right]^m \left[\frac{n\gamma_{th}(\gamma_{th+1})A\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} K_{k+1} \left(2 \sqrt{\frac{n\gamma_{th}(\gamma_{th+1})A}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) \right] \\
&\quad \left[1 - \frac{1}{\Gamma[N_D]} \Gamma \left[N_D, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0} \right] \right]. \quad (3.31)
\end{aligned}$$

3.2.2. BER için Kapalı Analitik Çözümün Elde Edilmesi

Bölüm 3.2.1'de röleli sisteme ait uçtan uca OP ifadesini (3.31)'deki eşitlik ile tanımlamıştık. Bu bölümde OP ifadesini kullanarak BER kapalı analitik çözümünü bulacağız. Uçtan uca röleli sisteme ait BER değerini,

$$P_b^{AF} = \frac{a\sqrt{b}}{2^k \sqrt{\pi}} \int_0^\infty F_{\gamma_{e2e}}(x) \frac{e^{-bx}}{\sqrt{x}} dx \quad (3.32)$$

eşitliğini kullanılarak elde ederiz. BPSK için $a = 1$, $b = 1$, $k = \log_2 M = 1$ 'dir. BPSK için Denklem (3.31)'i Denklem (3.32)'teki yerine yazarsak P_b^{AF} 'yi,

$$\begin{aligned} P_b^{AF} &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty x^{-\frac{1}{2}} e^{-x} dx - \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{m=0}^{N_D-1} \frac{1}{m! \bar{\gamma}_0^m} \int_0^\infty x^{m-\frac{1}{2}} e^{-x(1+\frac{1}{\bar{\gamma}_0})} dx \\ &+ \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \frac{(-1)^n}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D}} \int_0^\infty x^{N_D-k-\frac{3}{2}} \\ &e^{-x[\frac{(\bar{\gamma}_1+nA\bar{\gamma}_2)}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}+1]} \left[\frac{nx(x+1)A\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} K_{k+1} \left(2\sqrt{\frac{nx(x+1)A}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) dx \\ &- \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \sum_{m=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \frac{(-1)^n}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D} m! \bar{\gamma}_0^m} \\ &\int_0^\infty x^{N_D-k+m-\frac{3}{2}} e^{-x(1+\frac{1}{\bar{\gamma}_0})} e^{-x\left(\frac{\bar{\gamma}_1+nA\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}\right)} \left[\frac{nx(x+1)A\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \\ &K_{k+1} \left(2\sqrt{\frac{nx(x+1)A}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

olarak tanımlarız. (3.33)'deki eşitliğin çözümünü üst sınır (upper bound, UB) çözüm yöntemi ile elde ederiz. UB çözüm için $0 \leq x \leq \infty$ aralığında $x+1 \approx x$ kabulüyle Denklem (3.33)'ü aşağıdaki gibi yeniden düzenleriz:

$$\begin{aligned} P_b^{AF,UB} &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left\{ \int_0^\infty x^{-\frac{1}{2}} e^{-x} dx - \sum_{m=0}^{N_D-1} \frac{1}{m! \bar{\gamma}_0^m} \int_0^\infty x^{m-\frac{1}{2}} e^{-x(1+\frac{1}{\bar{\gamma}_0})} dx \right. \\ &+ 2 \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \frac{(-1)^n}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D}} \left[\frac{nA\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \\ &\int_0^\infty x^{N_D-\frac{1}{2}} e^{-x\left(\frac{\bar{\gamma}_1+nA\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}+1\right)} K_{k+1} \left(2x\sqrt{\frac{nA}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) dx \\ &- 2 \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \sum_{m=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \frac{(-1)^n}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D} m! \bar{\gamma}_0^m} \left[\frac{nA\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \\ &\left. \int_0^\infty x^{N_D+m-\frac{1}{2}} e^{-x\left(\frac{\bar{\gamma}_1+nA\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}+(1+\frac{1}{\bar{\gamma}_0})\right)} K_{k+1} \left(2x\sqrt{\frac{nA}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) dx \right\}. \quad (3.34) \end{aligned}$$

Denklem (3.34)'i, [28, eq. (6.621.3)]'teki eşitliği kullanarak bazı matematiksel düzenlemelerin ardından aşağıdaki gibi tanımlarız. Burada ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$, hipergeometrik Gauss fonksiyonunu ifade etmektedir.

$$\begin{aligned}
P_b^{AF,UB} = & \frac{1}{2} - \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{m=0}^{N_D-1} \frac{\Gamma[m+\frac{1}{2}]}{m! \bar{\gamma}_0^m (1+\frac{1}{\bar{\gamma}_0})^{m+\frac{1}{2}}} + \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \\
& \frac{(-1)^n}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D}} \left[\frac{nA \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \left(4 \sqrt{\frac{nA}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}} \right)^{k+1} \left\{ \frac{\Gamma[N_D+k+\frac{3}{2}] \Gamma[N_D-k-\frac{1}{2}]}{\Gamma[N_D+1]} C^{-(N_D+k+\frac{3}{2})} \right. \\
& {}_2F_1 \left[N_D+k+\frac{3}{2}, k+\frac{3}{2}; N_D+1; \frac{B}{C} \right] - \sum_{m=0}^{N_D-1} \frac{\Gamma[N_D+k+m+\frac{3}{2}] \Gamma[N_D+m-k-\frac{1}{2}]}{m! \Gamma[N_D+m+1] \bar{\gamma}_0^m} \\
& \left. E^{-(N_D+k+m+\frac{3}{2})} {}_2F_1 \left[N_D+k+m+\frac{3}{2}, k+\frac{3}{2}; N_D+m+1; \frac{D}{E} \right] \right\}. \quad (3.35)
\end{aligned}$$

Denklem (3.35)'teki B, C, D ve E aşağıda verilmiştir.

$$B = \left(\frac{\bar{\gamma}_1 + nA \bar{\gamma}_2 + \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2} - 2 \sqrt{\frac{nA}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}} \right) \quad (3.36)$$

$$C = \left(\frac{\bar{\gamma}_1 + nA \bar{\gamma}_2 + \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2} + 2 \sqrt{\frac{nA}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}} \right) \quad (3.37)$$

$$D = \left(\frac{\bar{\gamma}_1 + nA \bar{\gamma}_2 + (\bar{\gamma}_0 + 1) \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2 \bar{\gamma}_0} - 2 \sqrt{\frac{nA}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}} \right) \quad (3.38)$$

$$E = \left(\frac{\bar{\gamma}_1 + nA \bar{\gamma}_2 + (\bar{\gamma}_0 + 1) \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2 \bar{\gamma}_0} + 2 \sqrt{\frac{nA}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}} \right) \quad (3.39)$$

3.2.3. Asimptotik BER için Kapalı Analitik Çözümün Elde Edilmesi

Bu bölümde asimptotik CDF eşitliklerini tanımlayarak uçtan uca röleli sisteme ait asimptotik BER ifadelerini elde edeceğiz. Asimptotik BER ifadesi $P_{out}^{\infty}(\gamma_{th})$ 'u uçtan uca SNR olan $\gamma_{e2e}^{AF,\infty} = \max(\gamma_{SRD}^{AF,\infty}, \gamma_{SD}^{AF,\infty})$ için,

$$\begin{aligned}
P_{out}^{\infty}(\gamma_{th}) &= Pr(\gamma_{e2e}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) \\
&= Pr(\max(\gamma_{SRD}^{AF,\infty}, \gamma_{SD}^{AF,\infty}) < \gamma_{th}) \\
&= Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) Pr(\gamma_{SD}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) \quad (3.40)
\end{aligned}$$

olarak ifade edilir. (3.40)'teki $Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} < \gamma_{th})$ OP ifadesini,

$$\begin{aligned}
Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) &= \lim_{\bar{\gamma} \gg 1} Pr\left(\frac{(1-\rho)\gamma_1\gamma_2}{(1-\rho)\gamma_1+(\gamma_2+1)((1-\rho)\bar{\gamma}_{LI}+1)} < \gamma_{th}\right) \\
&= Pr\left(\frac{(1-\rho)\gamma_1\gamma_2(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\gamma_1+(\gamma_2+1)(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})} < \gamma_{th}(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})\right) \quad (3.41)
\end{aligned}$$

olarak yazarız. $X = (1 - \rho)\gamma_1$ ve $Y = \gamma_2(1 + (1 - \rho)\bar{\gamma}_{LI})$ olarak iki yeni rastgele değişken tanımlayarak, $\bar{\gamma} \gg 1$ durumu için $\gamma_2 + 1 \approx \gamma_2$ kabulü ile Denklem (3.41)'i yeniden yazabiliriz. Bunun için $\frac{1}{2} \min(x, y) \leq \frac{x y}{x+y} \leq \min(x, y)$ eşitliğini kullanarak,

$$Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) = Pr\left(\frac{X Y}{X+Y} < \gamma_{th}(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})\right) \quad (3.42)$$

şeklinde ifade ederiz. $Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} < \gamma_{th})$ 'yi bazı düzenlemeler sonrasında X ve Y rastgele değişkenlerine ait tanımları kullanarak aşağıdaki gibi yazarız:

$$\begin{aligned}
Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) &\cong F_X^\infty(2\gamma_{th}(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})) \\
&\quad + F_Y^\infty(2\gamma_{th}(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})). \quad (3.43)
\end{aligned}$$

S-R arasında TAS uygulanan Rayleigh sönümlmeli kanalın asimptotik CDF ifadesi olan $F_{\gamma_1,TAS}^\infty(\gamma_1)$ ile R-D arasında MRC uygulanan Rayleigh sönümlmeli kanalın asimptotik CDF ifadesi olan $F_{\gamma_2,MRC}^\infty(\gamma_2)$ ifadelerini,

$$F_{\gamma_1,TAS}^\infty(\gamma_1) = \left(\frac{\gamma_1}{\bar{\gamma}_1}\right)^{N_S} + O(\gamma_1^{N_S+\epsilon}), \quad (3.44)$$

$$F_{\gamma_2,MRC}^\infty(\gamma_2) = \left(\frac{\gamma_2}{\bar{\gamma}_2}\right)^{N_D} \frac{1}{\Gamma[N_D]} + O(\gamma_2^{N_D+\epsilon}) \quad (3.45)$$

olarak yazarız. X rastgele değişkenine göre elde ettiğimiz asimptotik CDF ifadesi olan F_X^∞ 'yi Denklem (3.44) ve Denklem (3.45)'i kullanarak,

$$\begin{aligned}
F_X^\infty(2\gamma_{th}(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})) &= Pr(X < 2\gamma_{th}(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})) \\
&= Pr((1-\rho)\gamma_1 < 2\gamma_{th}(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})) \quad (3.46)
\end{aligned}$$

şeklinde tanımlarız. Benzer şekilde, Y rastgele değişkenine göre elde ettiğimiz asimptotik CDF ifadesi olan F_Y^∞ 'yi benzer şekilde,

$$\begin{aligned}
F_Y^\infty(2\gamma_{th}(1 + (1 - \rho)\bar{\gamma}_{LI})) &= Pr(Y < 2\gamma_{th}(1 + (1 - \rho)\bar{\gamma}_{LI})) \\
&= Pr(\gamma_2(1 + (1 - \rho)\bar{\gamma}_{LI}) < 2\gamma_{th}(1 + (1 - \rho)\bar{\gamma}_{LI}))
\end{aligned} \tag{3.47}$$

şeklinde tanımlarız. $Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} < \gamma_{th})$ ifadesini Denklem (3.46) ve (3.47)'nin yardımı ile,

$$Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) = \left(\frac{2\gamma_{th}(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1}\right)^{N_S} + \left(\frac{2\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_2}\right)^{N_D} \frac{1}{\Gamma[N_D]} \tag{3.48}$$

olarak ifade ederiz. $Pr(\gamma_{SD}^{AF,\infty} < \gamma_{th})$ 'yi ise,

$$\begin{aligned}
Pr(\gamma_{SD}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) &= \lim_{\bar{\gamma} \gg 1} Pr(\gamma_0 < \gamma_{th}) \\
&= \left(\frac{x}{\bar{\gamma}_0}\right)^{N_D} \frac{1}{\Gamma[N_D]} + O(x^{N_D+\epsilon})
\end{aligned} \tag{3.49}$$

şeklinde kolayca elde ederiz. Uçtan uca sisteme ait OP ifadesi olan $P_{out}^\infty(\gamma_{th})$ 'u ise Denklem (3.48) ve Denklem (3.49)'un yardımı ile,

$$\begin{aligned}
P_{out}^\infty(\gamma_{th}) &= \left\{ \left(\frac{2\gamma_{th}(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1}\right)^{N_S} + \left(\frac{2\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_2}\right)^{N_D} \frac{1}{\Gamma[N_D]} \right\} \\
&\quad \left\{ \left(\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right)^{N_D} \frac{1}{\Gamma[N_D]} \right\}
\end{aligned} \tag{3.50}$$

olarak ifade ederiz. Denklem (3.50)'de verilen OP ifadesini kullanarak asimptotik BER değerini BPSK için aşağıdaki eşitlik yardımı ile buluruz:

$$P_b^{AF,\infty} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty F_{e2e}^\infty(x) \frac{e^{-x}}{\sqrt{x}} dx . \tag{3.51}$$

Denklem (3.50)'yi Denklem (3.51)'de verilen ifadedeki yerine yazarak P_b^∞ 'yi bazı matematiksel işlemler sonrasında $P_b^\infty = [G_a \bar{\gamma}]^{-G_d}$ olacak şekilde aşağıdaki gibi elde ederiz. Burada G_a = anten dizi kazancını, G_d = anten çeşitleme kazancını ve $\bar{\gamma}$ = ortalama SNR'ı ifade eder.

$$P_b^\infty = \left\{ \left(\frac{2^{N_S-1} \Gamma[N_S+N_D+\frac{1}{2}] \Omega_{SR}^{-N_S} \Omega_{RD}^{-N_D}}{\sqrt{\pi} \Gamma[N_D]} A^{N_S} \right)^{-\frac{1}{(N_S+N_D)}} \bar{\gamma} \right\}^{-(N_S+N_D)} + \left\{ \left(\frac{2^{N_D-1} \Gamma[2N_D+\frac{1}{2}] \Omega_{SD}^{-N_D}}{\sqrt{\pi} (\Gamma[N_D])^2} \left(\frac{(1-\eta) \rho \Omega_{LI}}{\eta \rho \Omega_{SR}} \right)^{N_D} \right)^{-\frac{1}{2N_D}} \bar{\gamma} \right\}^{-2N_D} \quad (3.52).$$

Bazı matematiksel düzenlemelerin ardından P_b^∞ 'yi, $P_b^\infty = \chi \bar{\gamma}^{-\nu}$ olarak da tanımlayabiliriz. Burada $\nu = \min\{v_1, v_2\}$, $v_1 = N_S + N_D$ ve $v_2 = 2N_D$ 'dir. Ayrıca $\chi = G_a$ ve $\nu = G_d$ 'yi ifade etmektedir. χ eşitliği,

$$\chi = \begin{cases} a_1, & v_1 > v_2 \\ a_2, & v_2 > v_1 \\ a_1 + a_2, & v_1 = v_2 \end{cases} \quad (3.53)$$

olarak yazılır. Denklem (3.53)'teki a_1 ve a_2 tanımları ise aşağıda verilmiştir:

$$a_1 = \left\{ \left(\frac{2^{N_D-1} \Gamma[2N_D+\frac{1}{2}] \Omega_{SD}^{-N_D}}{\sqrt{\pi} (\Gamma[N_D])^2} \left(\frac{(1-\eta) \rho \Omega_{LI}}{\eta \rho \Omega_{SR}} \right)^{N_D} \right)^{-\frac{1}{2N_D}} \bar{\gamma} \right\}^{-2N_D} \quad (3.54)$$

$$a_2 = \left\{ \left(\frac{2^{N_S-1} \Gamma[N_S+N_D+\frac{1}{2}] \Omega_{SR}^{-N_S} \Omega_{RD}^{-N_D}}{\sqrt{\pi} \Gamma[N_D]} A^{N_S} \right)^{-\frac{1}{(N_S+N_D)}} \bar{\gamma} \right\}^{-(N_S+N_D)}. \quad (3.55)$$

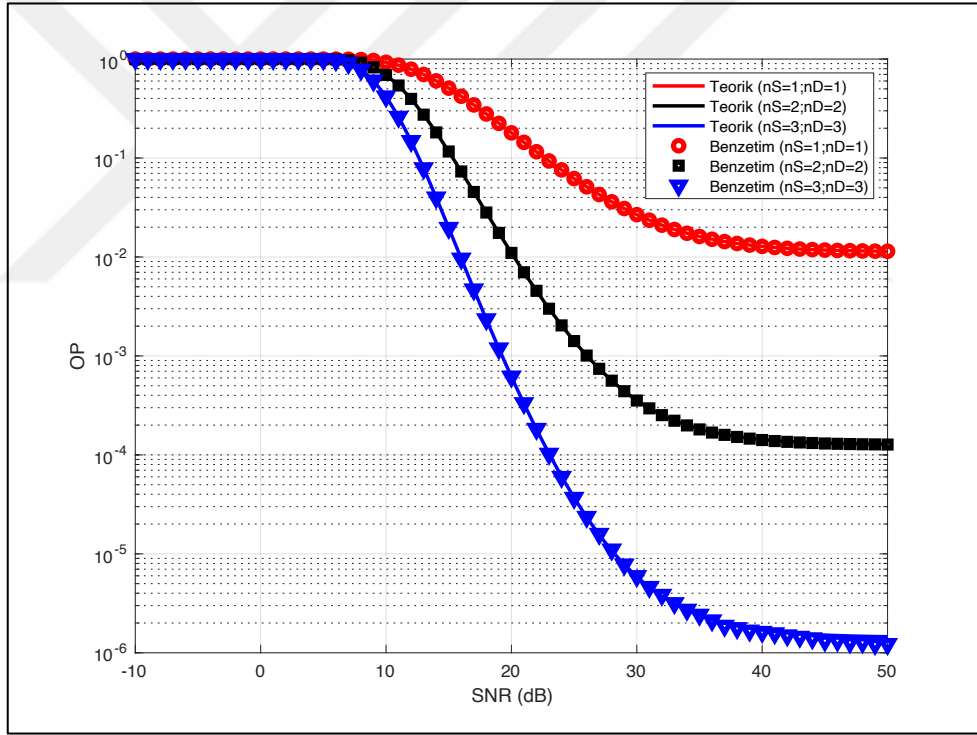
3.3. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte SC Uygulanan Sistem için Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde uçtan uca sisteme ait önceki bölümlerde üretilen OP, BER ve asimptotik BER ifadelerine ait teorik ve benzetim sonuçları verilmiştir. Aksi belirtilmediği sürece benzetim ve teorik hesaplamalardaki ortalama SNR ($\bar{\gamma}$) değerleri [-10:50] dB arasında, $d_1 = 1 m$, $d_2 = 1 m$, $d_0 = 2 m$ alınırken $\Omega_{SR} = (1 + d_1^\xi)^{-1}$, $\Omega_{RD} = (1 + d_2^\xi)^{-1}$, $\Omega_{SD} = (1 + d_0^\xi)^{-1}$ ve $\Omega_{LI} = \sigma_{RSI}^2$ olarak kabul edilmiştir. AWGN için birim N_0 , aksi belirtilmediği sürece PS faktörü $\rho = 0.7$ ve enerji dönüşüm verimliliği $\eta = 0.8$ olarak kabul edilmiştir. $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma} \Omega_{SR}$, $\bar{\gamma}_0 = \bar{\gamma} \Omega_{SD}$, $\bar{\gamma}_2 =$

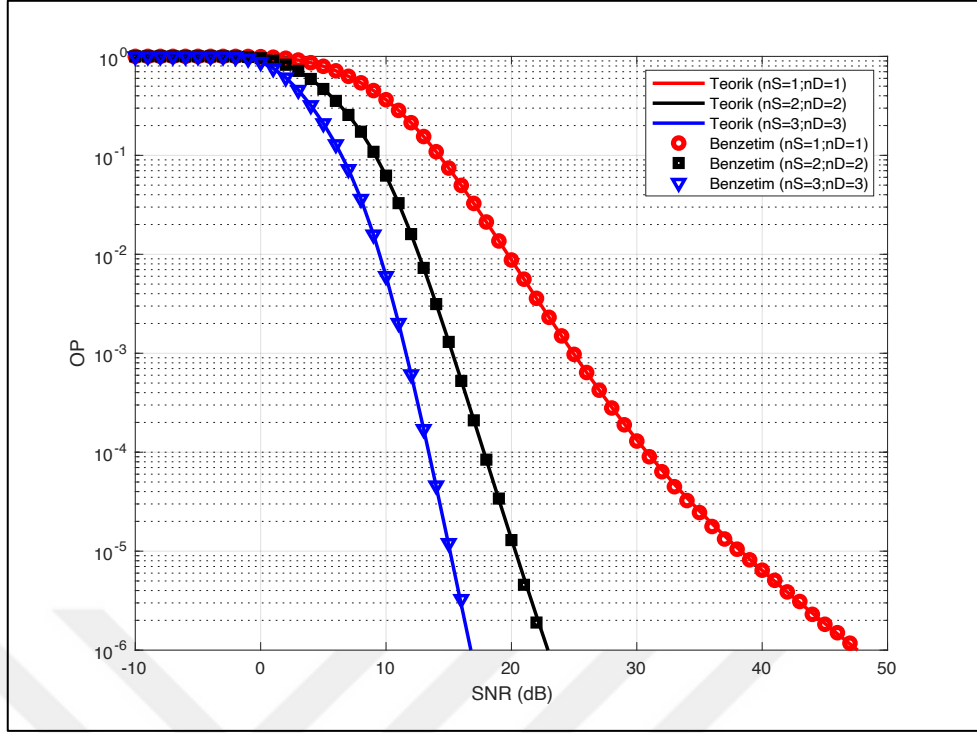
$\bar{\gamma} \left(\frac{\eta \rho \Omega_{SR}}{1 - \eta \rho \Omega_{LI}} \right) \Omega_{RD}$ ve $\bar{\gamma}_{LI} = \bar{\gamma} \left(\frac{\eta \rho \Omega_{SR} \Omega_{LI}}{1 - \eta \rho \Omega_{LI}} \right)$ 'tir. Yol kaybı sabiti (path loss coefficient, PLC) ise çalışmalarda $\xi = 2$ olarak kabul edilmiştir.

3.3.1. OP Eğrileri

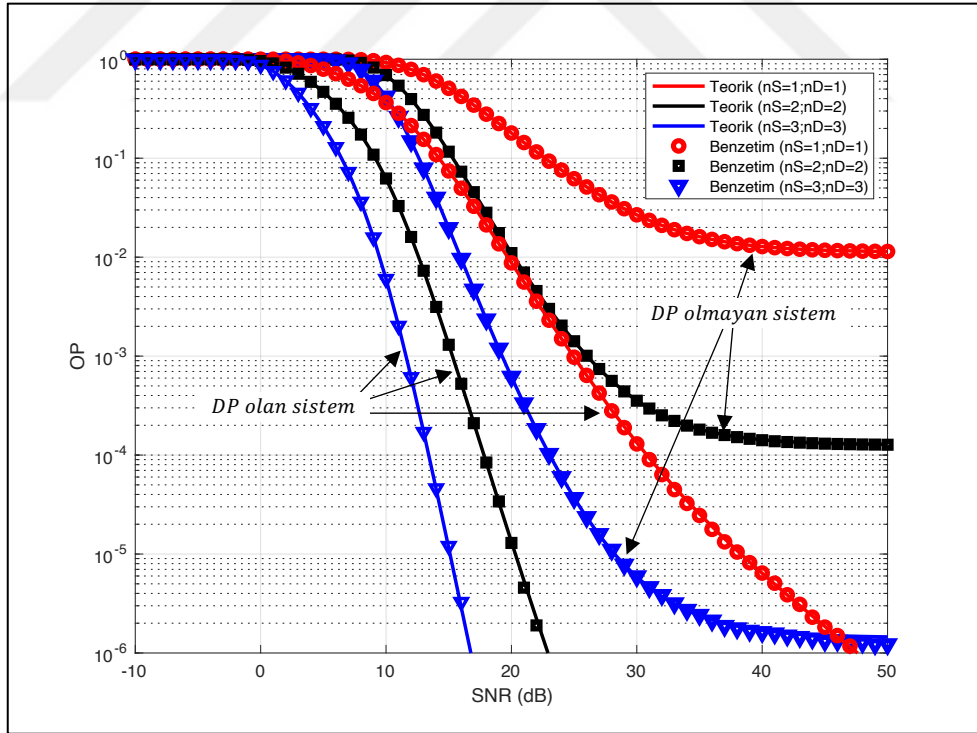
Bu kısımda sadece S-R-D röleli yol üzerinden iletim sağlayan sistemin OP'si ile, S-D DP ve S-R-D röleli yol üzerinden birlikte iletim sağlayan yardımlaşmalı sistemin OP'leri üretilerek, teorik ifadeleri ve benzetim sonuçları paylaşılmıştır. Ortalama SNR, $d_1, d_2, d_0, \Omega_{SR}, \Omega_{RD}, \Omega_{SD}$ değerleri ile N_0, ρ ve η sabitleri Bölüm 3.3'te tanımlanan değerler alınırken, $\Omega_{LI} = \sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2, 0.4$ değerleri kullanılmıştır. OP performans teorik ve benzetim eğrileri Şekil 3.3 ile Şekil 3.14 arasında verilmiştir.



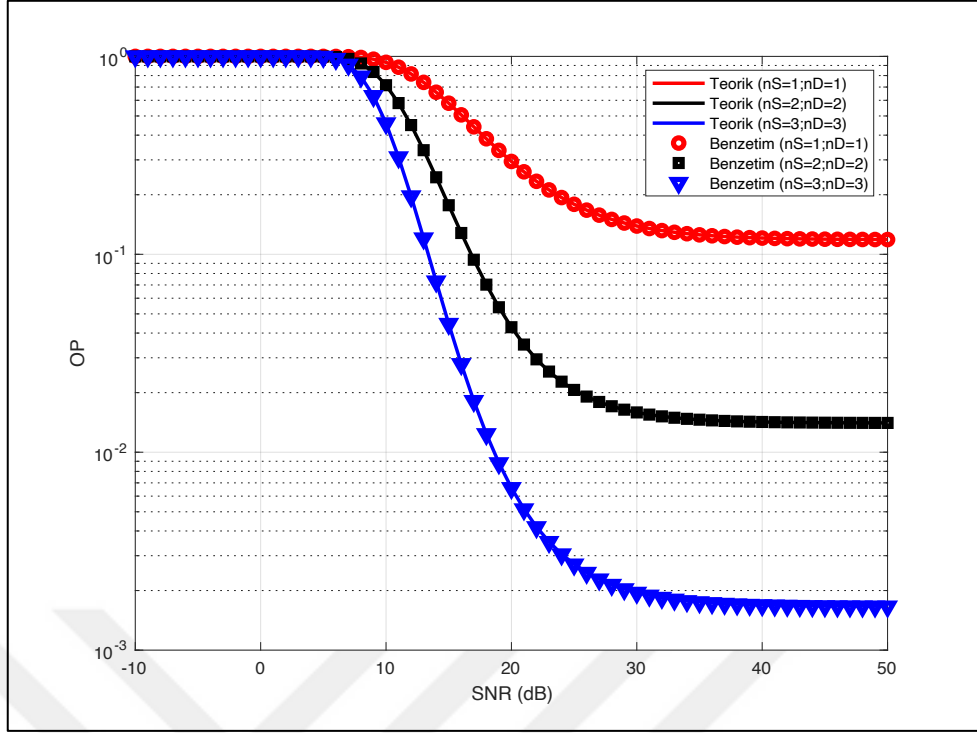
Şekil 3.3: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).



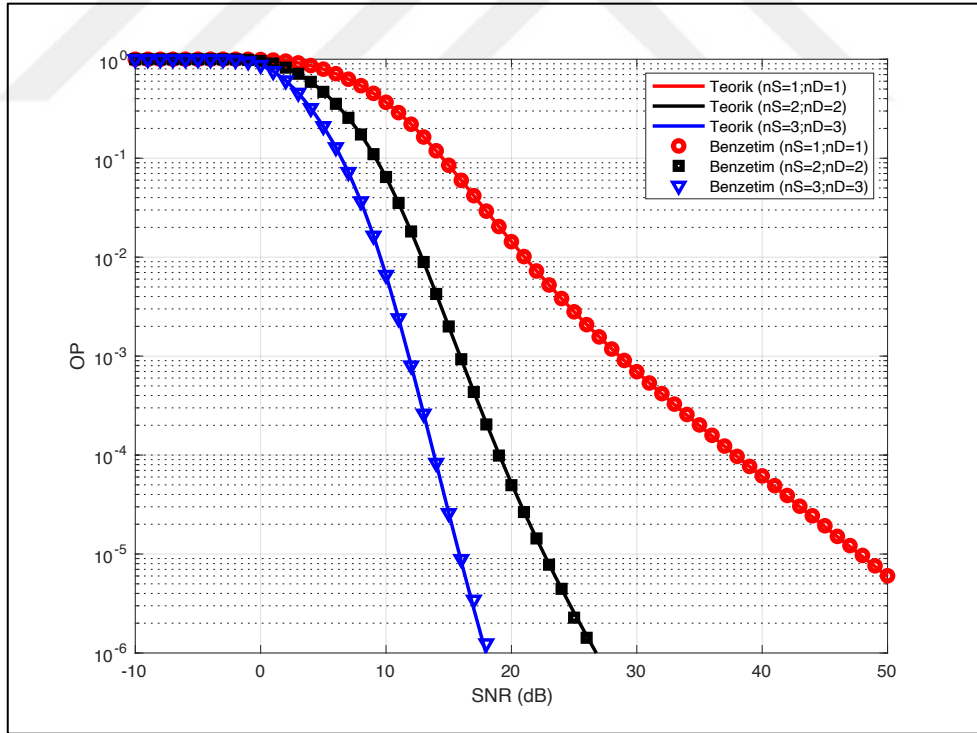
Şekil 3.4: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).



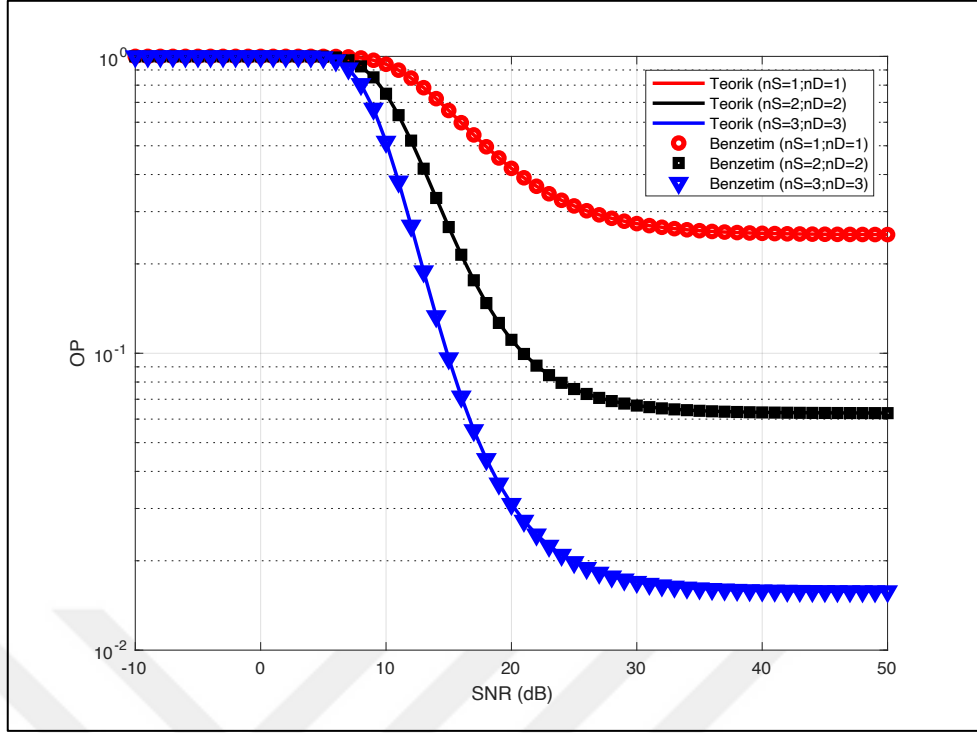
Şekil 3.5: DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemler için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).



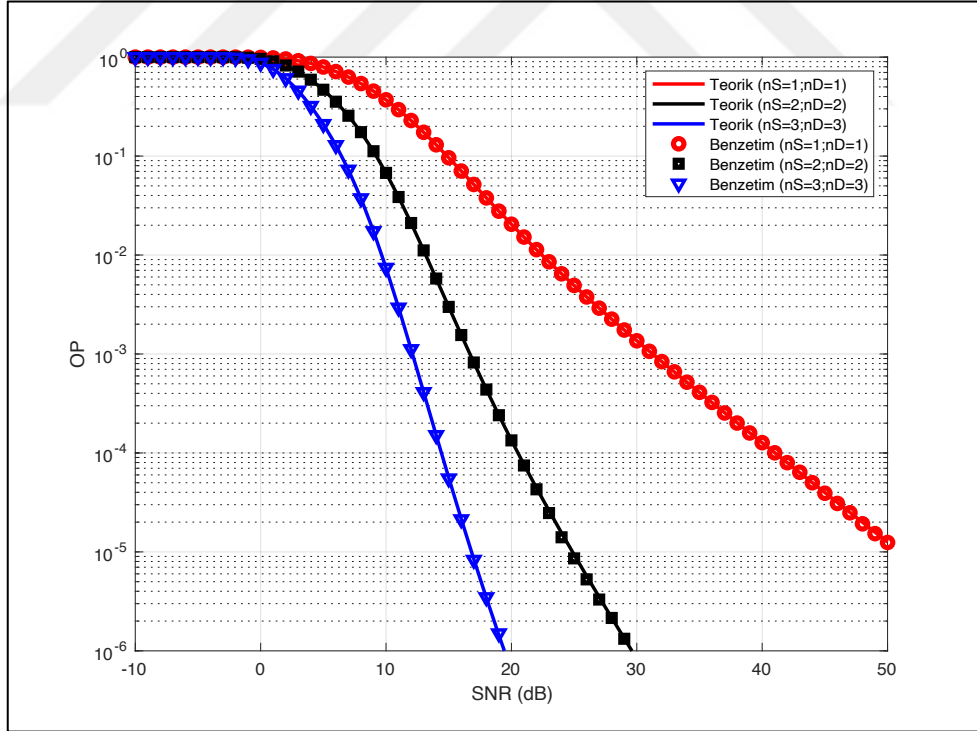
Şekil 3.6: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2$).



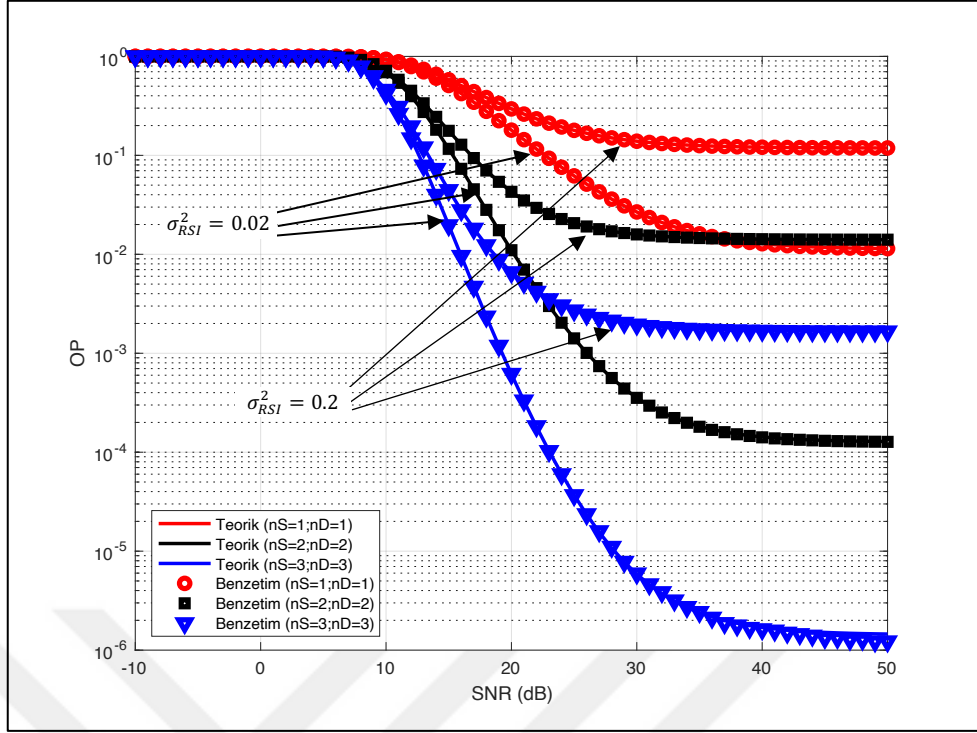
Şekil 3.7: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2$).



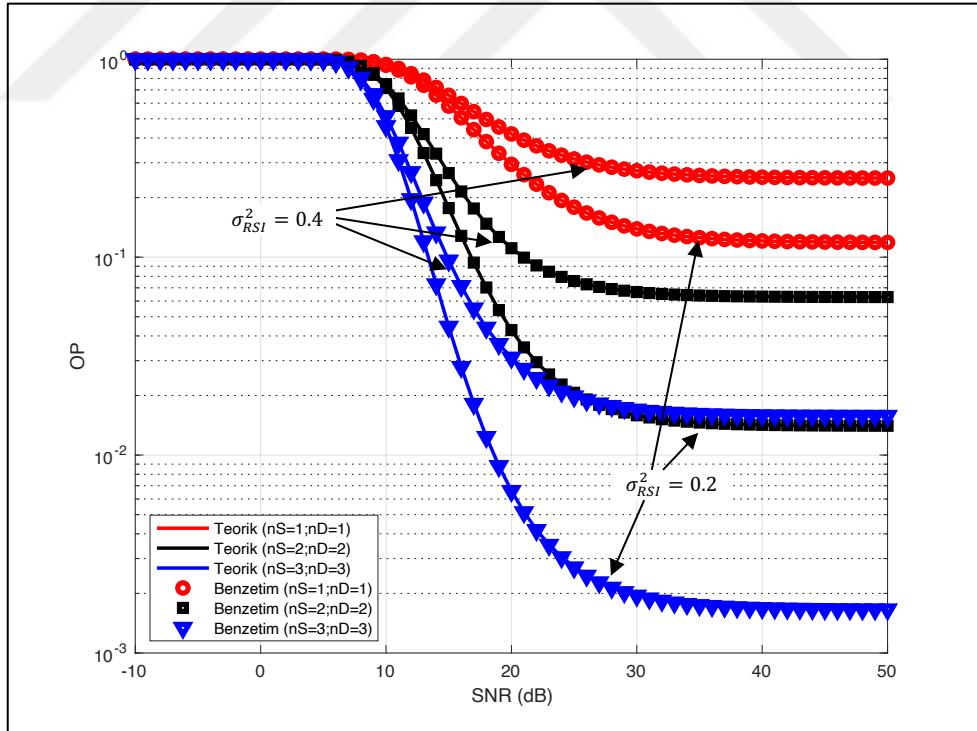
Şekil 3.8: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.4$).



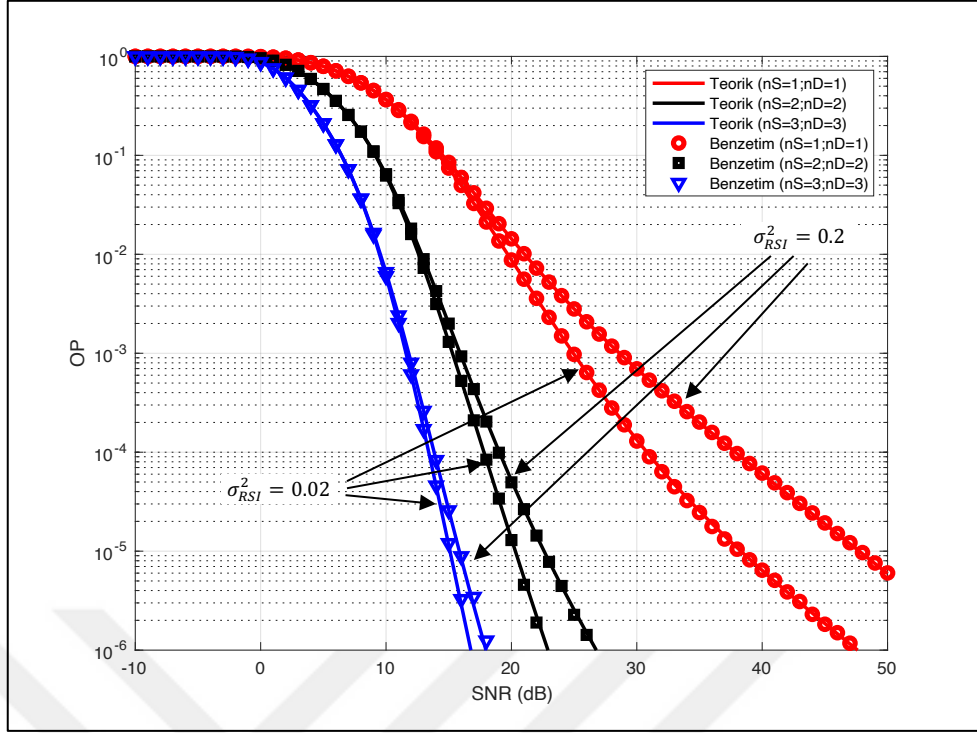
Şekil 3.9: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.4$).



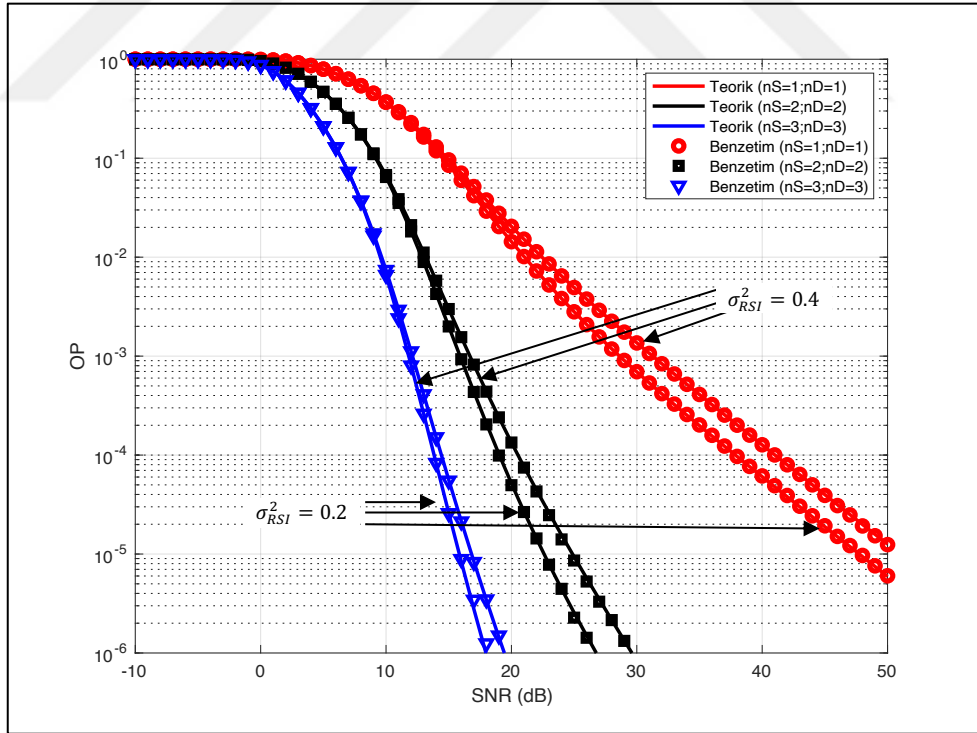
Şekil 3.10: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2$).



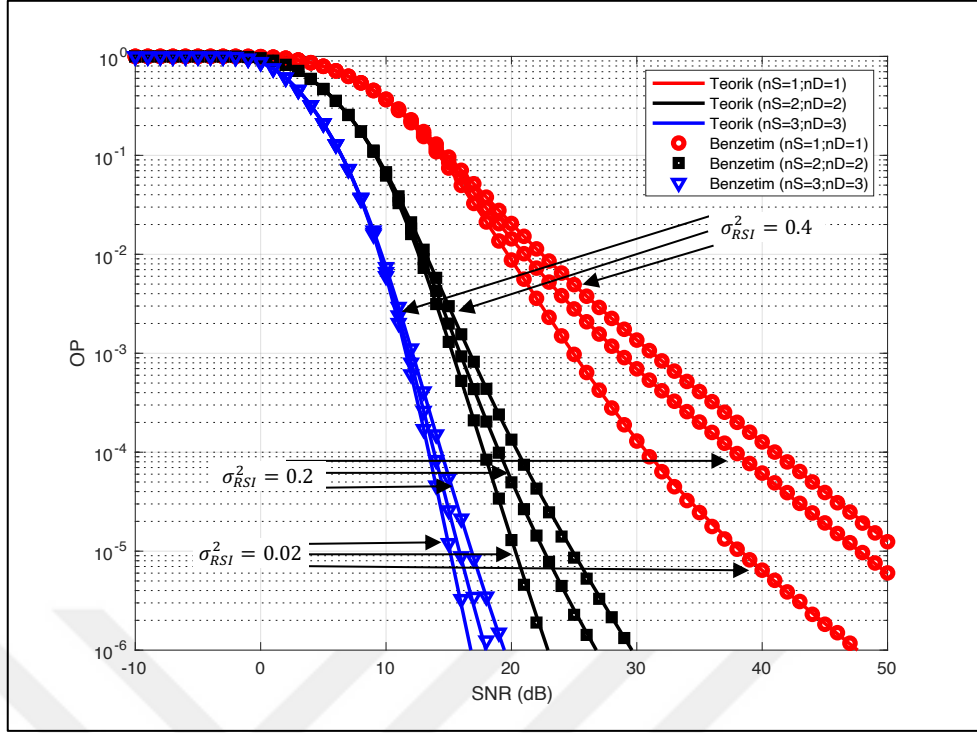
Şekil 3.11: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2, 0.4$).



Şekil 3.12: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2$).



Şekil 3.13: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2, 0.4$).



Şekil 3.14: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0,02, 0,2, 0,4$).

Tüm σ_{RSI}^2 değerleri için N_S ve N_D anten sayılarındaki artışın, DP olmayan röleli sistemler ile DP olan yardımlaşmalı sistemlerin OP performans değerlerini iyileştirdiği gözlenmiştir. Şekil 3.3'te verilen eğrilerde, $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve DP olmayan röleli sistemin kaynak ve hedefteki anten sayılarını $N_S = N_D = 2$ 'den $N_S = N_D = 3$ 'e arttırınca 10^{-3} OP değerine erişmek için gerekli SNR ihtiyacı 6.5 dB azalırken, Şekil 3.4'teki eğrilere göre, $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve DP olan yardımlaşmalı sistemin anten sayısını benzer şekilde arttırınca 10^{-3} OP değerine 4 dB daha düşük SNR ile ulaşılır.

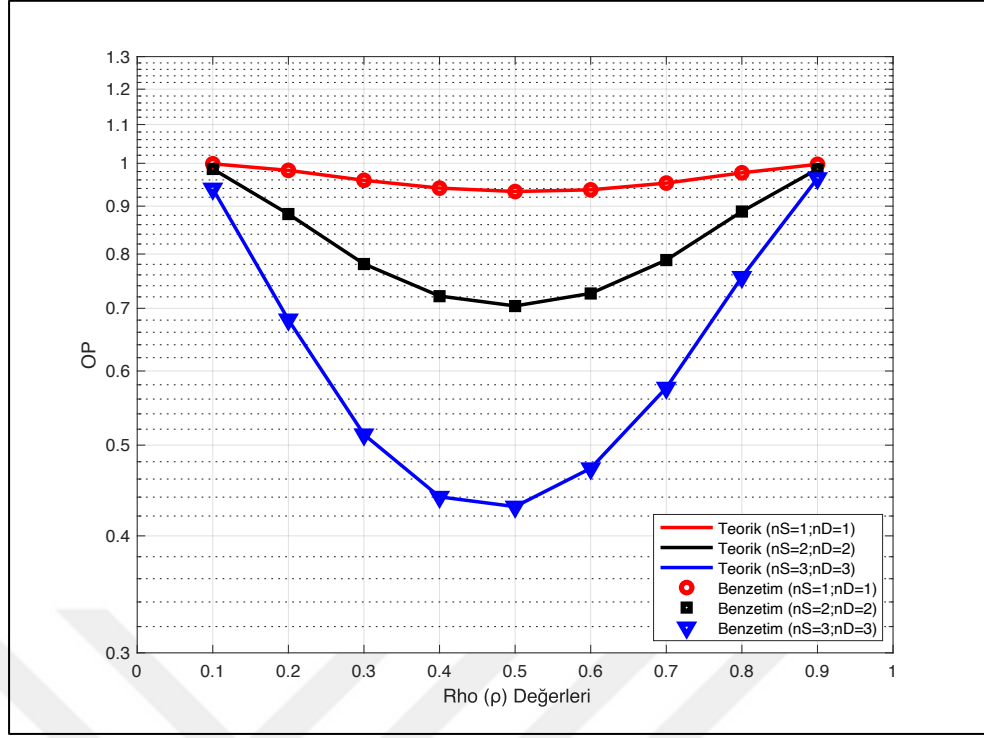
DP'nin röleli sistemlerin OP performans değerleri üzerinde iyileştirici etkisi bulunmaktadır. Şekil 3.5'teki eğrilerde, DP olan ve olmayan sistemlerin OP performans değerleri verilmiştir. $N_S = N_D = 3$ anten sayılarına sahip ve DP olan yardımlaşmalı sistemin 10^{-3} OP değerine ulaşması için gereken SNR değeri, benzer anten sayılarına sahip ve DP olmayan röleli sistem için gereken SNR değerinden 7.5 dB daha düşüktür. DP'nin OP performans üzerindeki iyileştirici etkisi farklı SI varyans değerlerinde de benzer şekilde gözlenir. Şekil 3.6 ve Şekil 3.7'deki eğrilere bakarak bu kıyaslamayı $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayıları için DP olan yardımlaşmalı ve DP olmayan röleli sistemlerin 10^{-2} OP değeri için yaparsak, sonucun DP olan yardımlaşmalı sistemin lehine 9 dB olduğunu ifade ederiz. Şekil 3.8

ve Şekil 3.9'daki eğrilerden bu kıyaslamayı $\sigma_{RSI}^2 = 0.4$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayılarında ve 10^{-1} OP değeri için yaparsak, sonucun bu sefer DP olan yardımlaşmalı sistem lehine 7.5 dB olduğunu gözlemleriz.

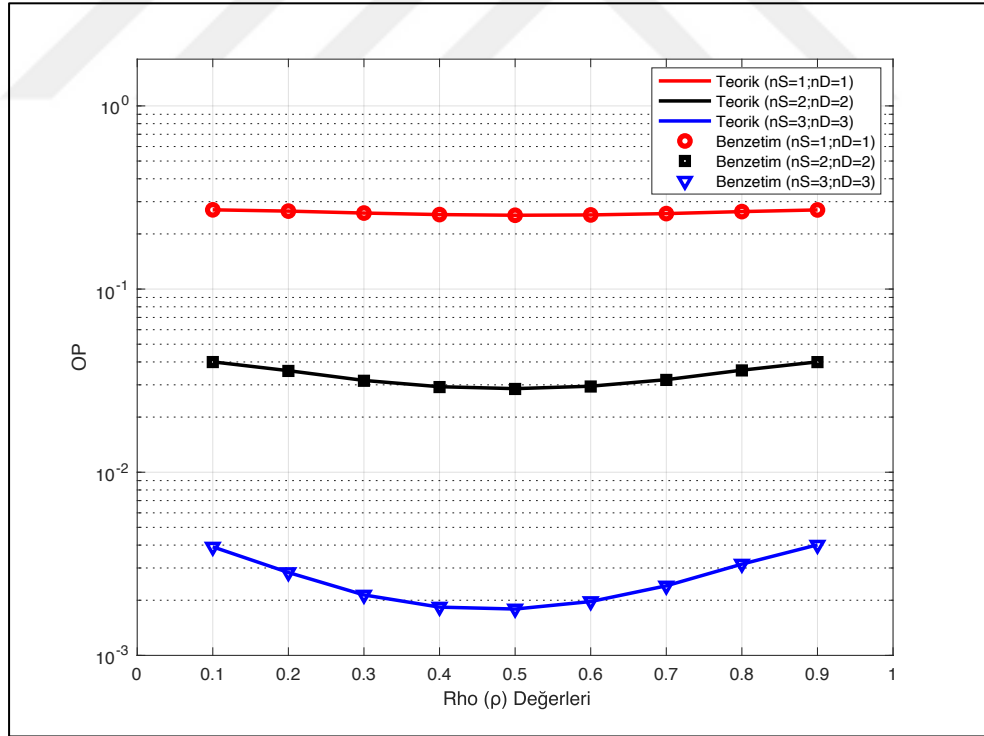
SI varyans değerlerinin artışının DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemlerin OP performans değerleri üzerinde bozucu etkisi bulunur. Şekil 3.10'daki eğrilerde, $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayıları için DP olmayan sistemin 10^{-2} OP değerindeki performansı için gereken SNR değerinin, $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayılarındaki sistemin performansı için gereken SNR değerinden 3.5 dB daha düşük olduğunu görürüz. Şekil 3.11'deki eğrilerde ise, $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayılarındaki sistemin 10^{-1} OP değerindeki performansı için gereken SNR değerinin, $\sigma_{RSI}^2 = 0.4$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayılarındaki sistemin performansı için gereken SNR değerinden 2 dB daha düşük SNR olduğunu tespit ederiz. Şekil 3.12, Şekil 3.13 ve Şekil 3.14'te verilen eğrilerde, $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayılarındaki ve DP olan sistemlerin 10^{-6} OP değerindeki performansı için gereken SNR değeri, $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ ve benzer anten çeşitliliğindeki sistem için gereken SNR değerinden yaklaşık 1.5 dB daha düşüktür. Bu kıyaslamayı benzer anten sayılarındaki DP olan sistemlerin OP performans değerleri için, $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ ile $\sigma_{RSI}^2 = 0.4$ için yaparsak, sonucun $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ olan sistem lehine yaklaşık 2 dB olduğunu görürüz.

3.3.2. Optimum Rho (ρ) Değerinin Bulunmasına ait OP Eğrileri

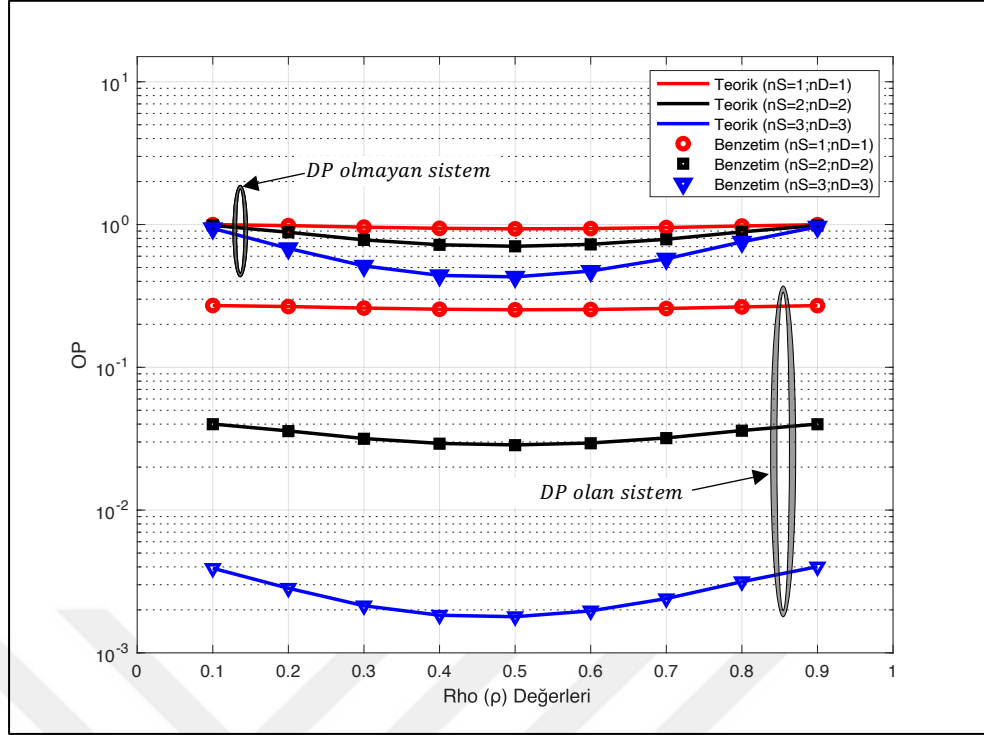
Bu bölümde OP için elde edilen eğriler yardımı ile farklı N_S ve N_D anten sayıları için optimum rho (ρ) değerleri bulunmuştur. DP olmayan röleli sistem ve DP olan yardımlaşmalı sistem farklı ρ değerleri (0.1 0.2 0.8 0.9) ve ($\bar{\gamma} = 5, 10 \text{ dB}$) SNR değerleri için çalışılarak OP değerini en iyi duruma getiren optimum ρ değerleri belirlenmiştir. S-R, R-D ve S-D arası mesafeler olan d_1 , d_2 ve d_0 değerleri Bölüm 3.3'te ifade edildiği gibi tanımlanırken, Ω_{SR} , Ω_{RD} , Ω_{SD} normalize edilmiş değerler olarak birim güçlü olarak alınmıştır. SI varyansı $\Omega_{LI} = \sigma_{RSI}^2 = 0.02$ kabul edilmiştir. AWGN için birim N_0 , $\rho = 0.7$ ve $\eta = 0.8$ olarak yine Bölüm 3.3'teki ile aynıdır. Her iki farklı SNR değeri için DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemler için analitik çözümler ve benzetim eğrileri Şekil 3.15 ile Şekil 3.20 arasında gösterilmiştir.



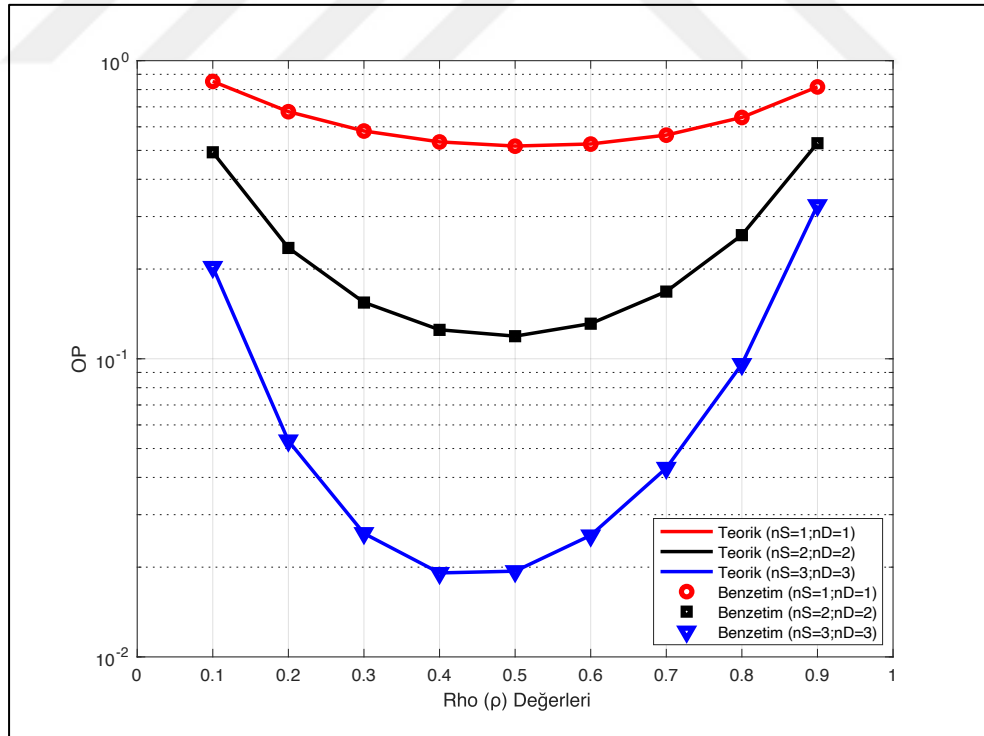
Şekil 3.15: DP olmayan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5$ dB).



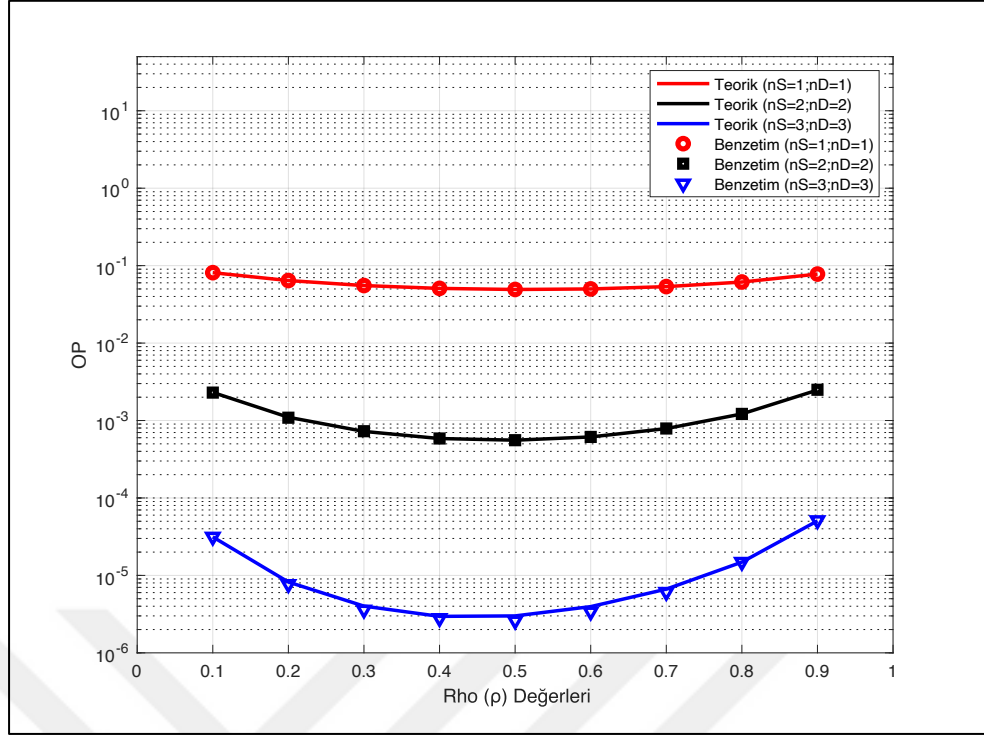
Şekil 3.16: DP olan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5$ dB).



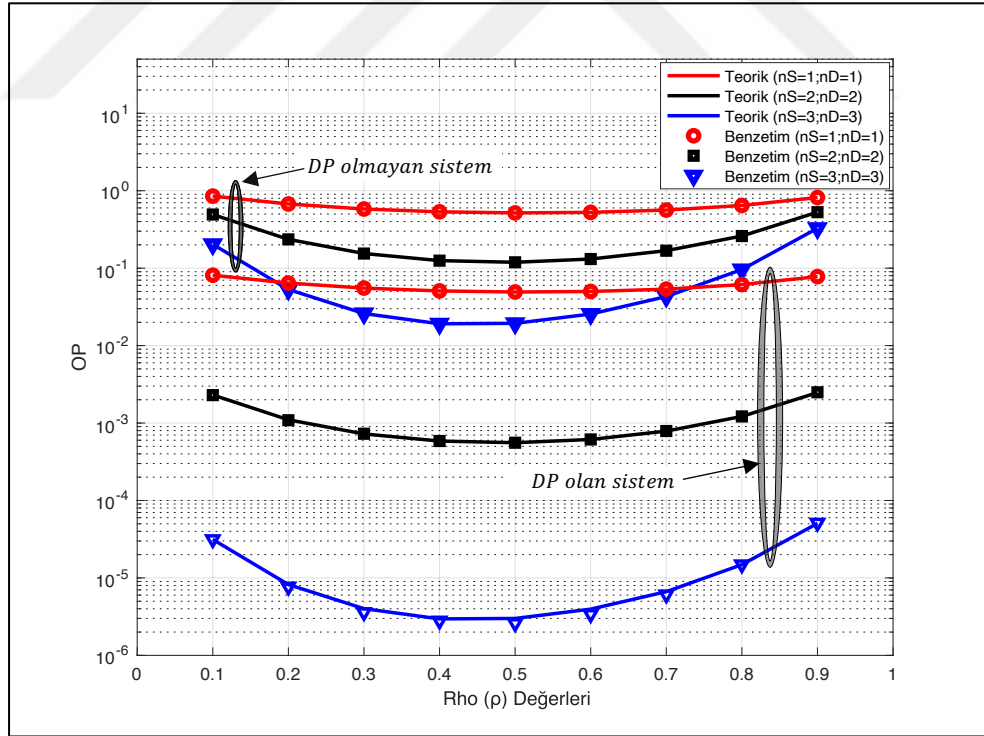
Şekil 3.17: DP olan ve olmayan sistemlerde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5 \text{ dB}$).



Şekil 3.18: DP olmayan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 10 \text{ dB}$).



Şekil 3.19: DP olan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 10$ dB).



Şekil 3.20: DP olan ve olmayan sistemlerde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 10$ dB).

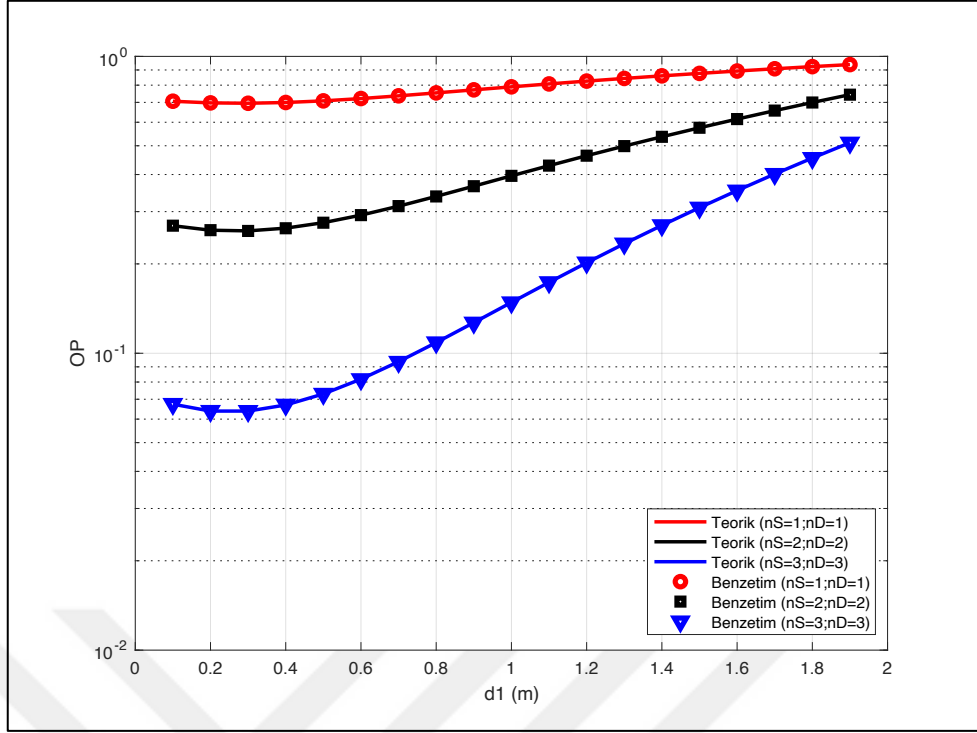
Şekil 3.15, Şekil 3.16 ve Şekil 3.17’de eğrilerde verilen, DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı FD-AF sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve 5 dB SNR değeri için elde edilen teorik ve simülasyon sonuçlarına göre; ρ değerleri arttıkça OP değerleri iyileşmiş, belli bir optimum değere ulaşıktan sonra da kötüleşmeye başlamıştır. Bunun sebebi ρ değerinin artışıyla SI’den oluşan, OP’yi bozacak etkinin de artışıdır. $N_S = N_D = 1, 2, 3$ anten sayıları için en iyi OP performans değerleri ρ ’nun 0.5 olduğu değerde elde edilmiştir. Şekil 3.18, Şekil 3.19 ve Şekil 3.20’de verilen eğrilerde ise aynı sistemin 10 dB SNR değeri için elde edilen teorik ve simülasyon eğrilerine bakılırsa; en iyi OP değerlerinin yine ρ ’nun 0.5 olduğu değerde olduğu görülür. Sonuçta bütün şekiller için SNR ve anten sayısından bağımsız olarak en iyi OP performans değerinin 0.5’te elde edildiği görülür. Bu şekilde her durumda en iyi OP değerini sağlayan ρ değerine sistemin optimum ρ değeri denir. Burada çalışılan sistemler için elde edilen eğrilere göre optimum ρ değeri 0.5 olarak bulunmuştur. DP olan yardımlaşmalı sistemlerin en iyi OP performans değerine optimum ρ değerinde ve $N_S = N_D = 3$ anten sayılarına sahip sistemin 10 dB SNR değeri için ulaşılmıştır.

DP olan yardımlaşmalı veya DP olmayan röleli sistemlerde, optimum ρ değerine ulaşıncaya kadar iyileşen OP performans değerleri optimum değerden sonra kötüleşir. Sistemin en verimli OP değerinde performans üretebilmesi için optimum ρ değerinde çalışması gerekir. Bu sebeple PS-EH protokolü ile çalışacak FD-AF yardımlaşmalı sistemlerde optimum ρ değerinin belirlenip, sistemin o değerde çalışmasını sağlamak önemlidir.

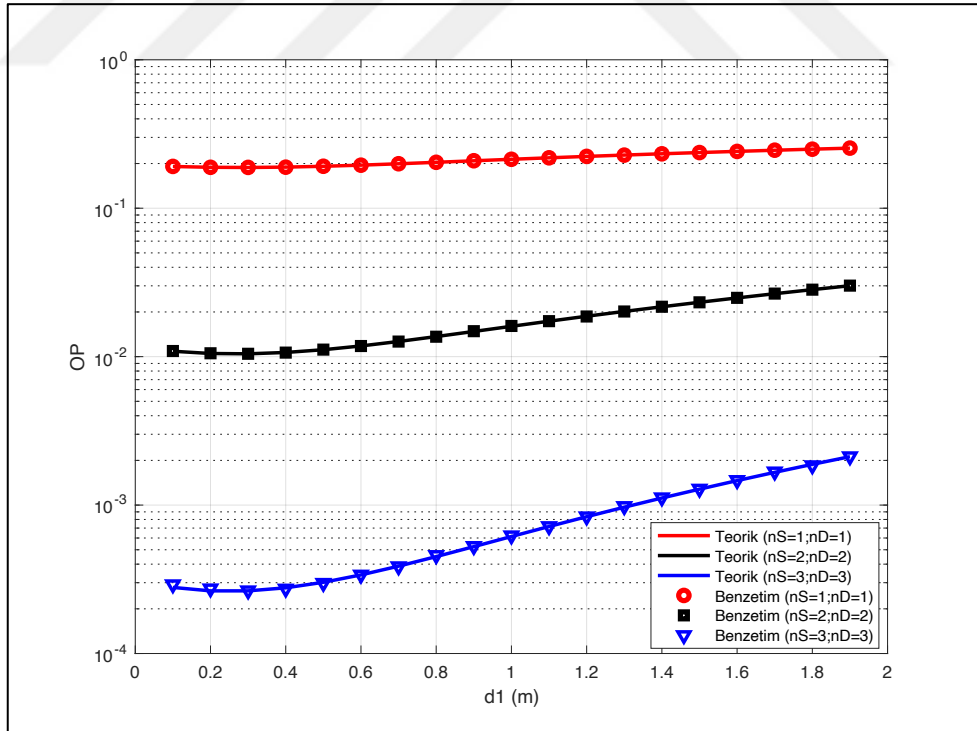
3.3.3. Farklı Röle Yerleşimleri ile Elde Edilen OP Eğrileri

Bu bölümde, DP olan ve DP olmayan röleli sistemlerin OP davranışı, rölenin kaynak ve hedef arasındaki farklı yerleşimleri için çalışılmıştır. Bölüm 3.3’teki değerlerde tanımlı N_0 , ρ , η , Ω_{SR} , Ω_{RD} , Ω_{SD} ve PLC $\xi = 2$ olarak aynen alınırken, ortalama SNR değerleri $\bar{\gamma} = 12, 15 \text{ dB}$ ve $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ olarak alınmıştır. S-D arası mesafe olan $d_0 = 2 \text{ m}$, S-R arasındaki rölenin farklı yerleşimlerini ifade eden $d_1 = [0.1 \ 0.2 \ \dots \ 1.0 \ \dots \ 1.8 \ 1.9] \text{ m}$ ve R-D arası mesafe olan $d_2 = (2 - d_1) \text{ m}$ olarak alınmıştır.

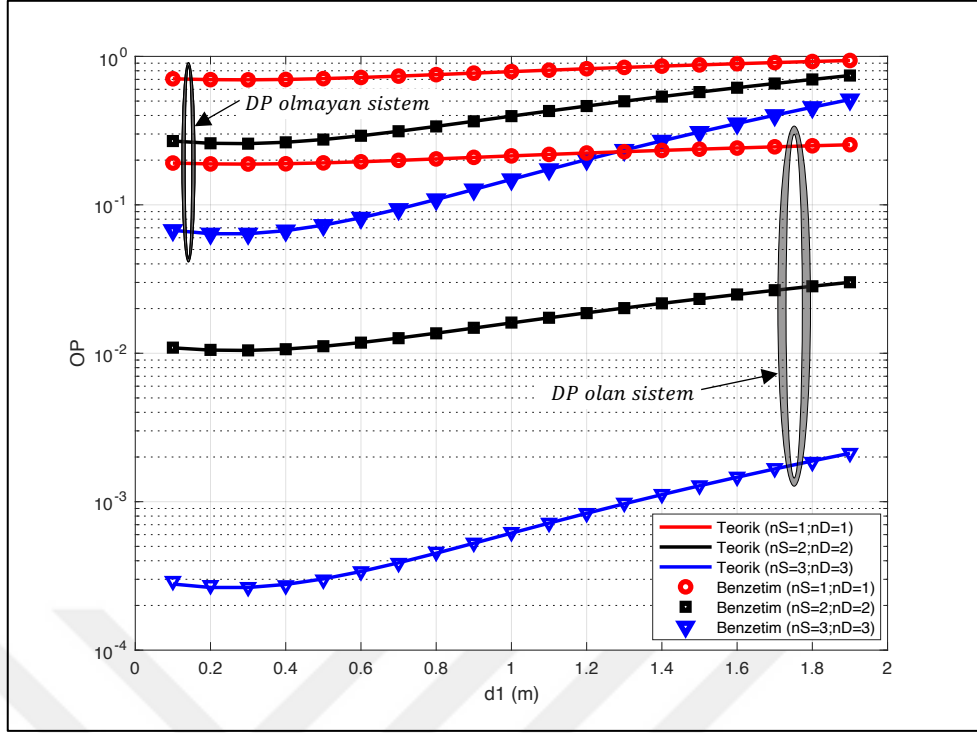
DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemlere ait teorik ve benzetim eğrileri Şekil 3.21 ile Şekil 3.26 arasında verilmiştir.



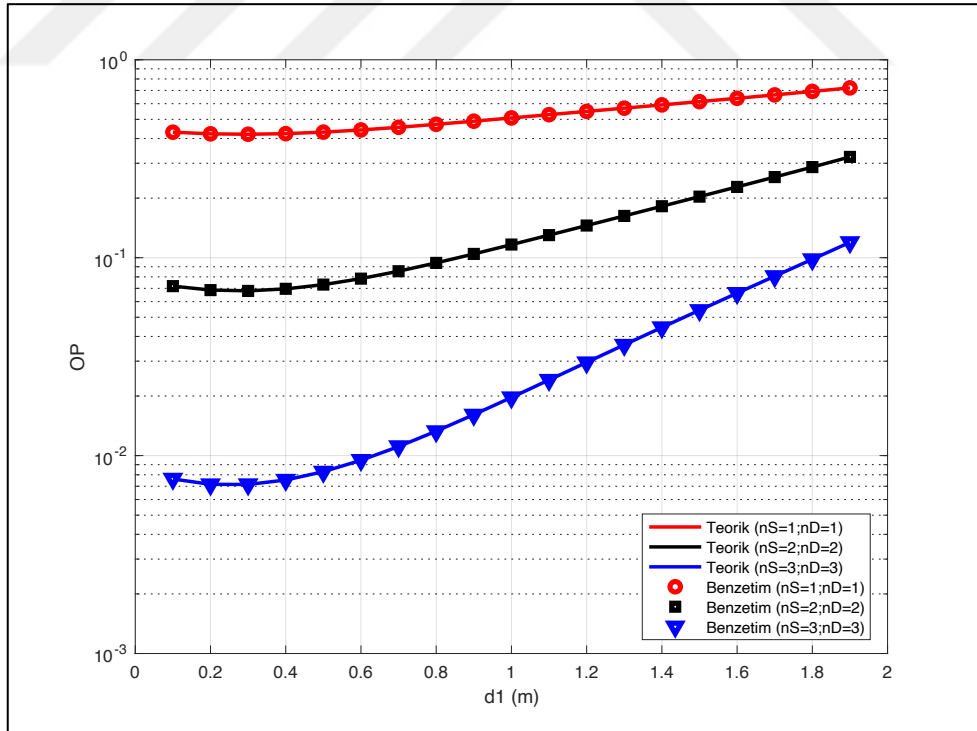
Şekil 3.21: DP olmayan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12$ dB).



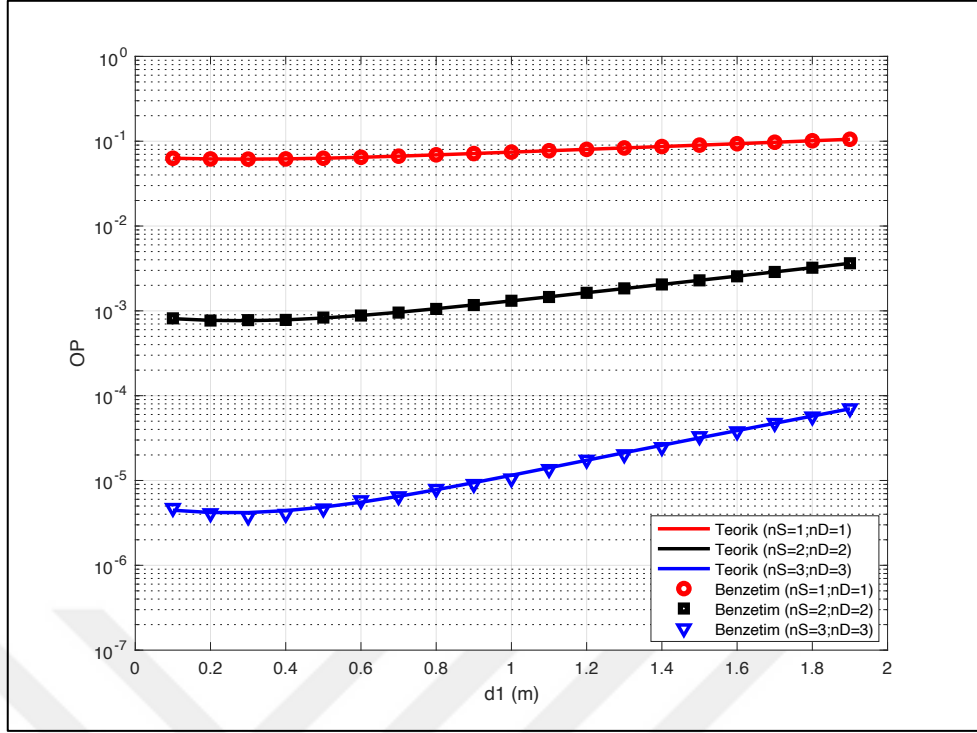
Şekil 3.22: DP olan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12$ dB).



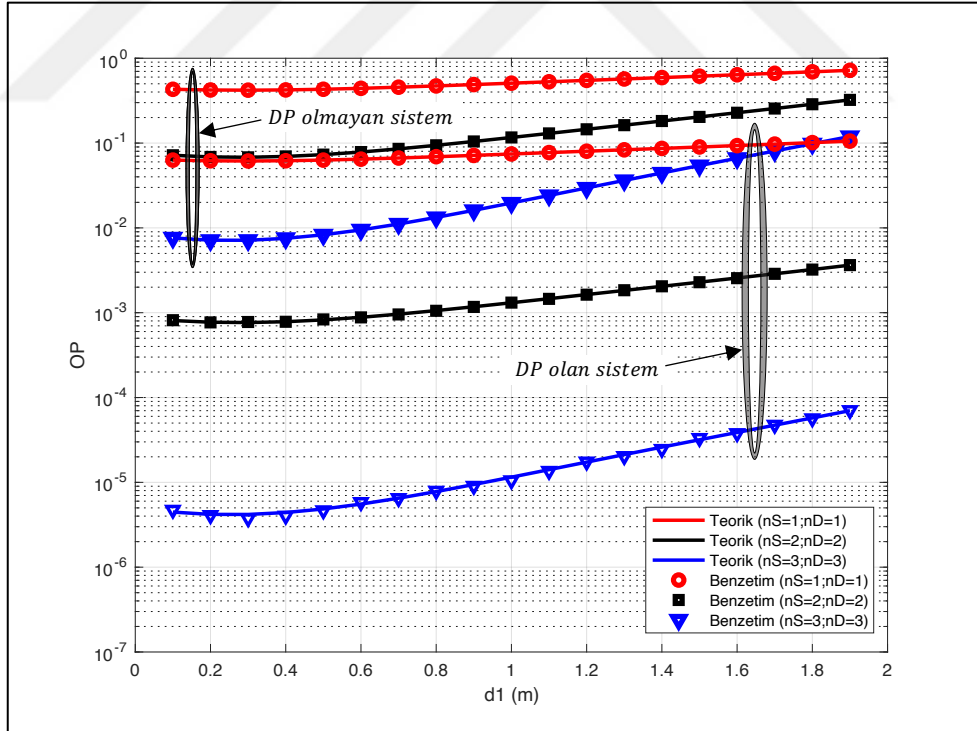
Şekil 3.23: DP olan ve olmayan sistemlerde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12$ dB).



Şekil 3.24: DP olmayan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15$ dB).



Şekil 3.25: DP olan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$).



Şekil 3.26: DP olan ve olmayan sistemlerde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$).

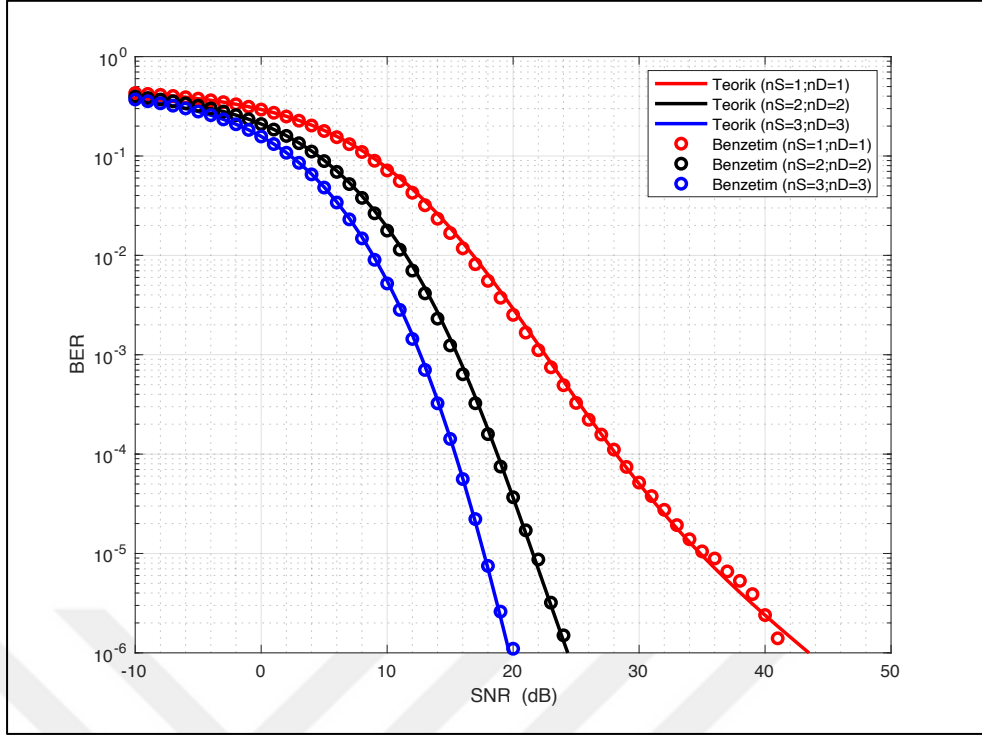
Şekil 3.21, Şekil 3.22 ve Şekil 3.23'te verilen eğrilere göre, DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı FD-AF sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve 12 dB SNR değerleri için elde edilen teorik ve simülasyon eğrilerine göre, röle kaynaktan uzaklaştıkça OP performans değerleri kötüleşmektedir. Bu kötüleşme anten sayısı arttıkça daha fazla etkilenmeye bağlı olarak artmaktadır. Örneğin; Şekil 3.21'de verilen eğrilere göre, $N_S = N_D = 3$ anten sayısına sahip DP olmayan sisteme ait rölenin kaynağa olan uzaklığının 0.2 m 'den 1.8 m 'ye değişimi ile OP performansı yaklaşık 7.3 kat kötüleşir. Benzer kıyaslamayı Şekil 3.22'teki DP olan sistemde aynı anten sayısı için yaparsak, rölenin yerinin benzer mesafeler için değişimi sonrasında yaklaşık 6.6 kat kötüleştiğini görürüz. Şekil 3.23'te verilen eğrilere göre, DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemlerin en iyi OP değerleri rölenin kaynağa 0.3 m uzaklıkta olduğu yerleşiminde elde edilmiştir.

Şekil 3.24, Şekil 3.25 ve Şekil 3.26'ta verilen eğrilere göre, DP olmayan ve DP olan sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve 15 dB SNR değeri için elde edilen OP performans değerleri, Şekil 3.21, Şekil 3.22 ve Şekil 3.23'teki eğrilerde 12 dB SNR değeri için elde edilen OP performans değerlerinden daha iyidir. Bununla birlikte rölenin kaynaktan uzaklaşmasına bağlı olarak OP değerleri benzer şekilde kötüleşir. Şekil 3.26'ta verilen eğrilere göre, DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemlerin en iyi OP değerleri rölenin kaynağa 0.3 m mesafedeki yerleşimi için elde edilmiştir.

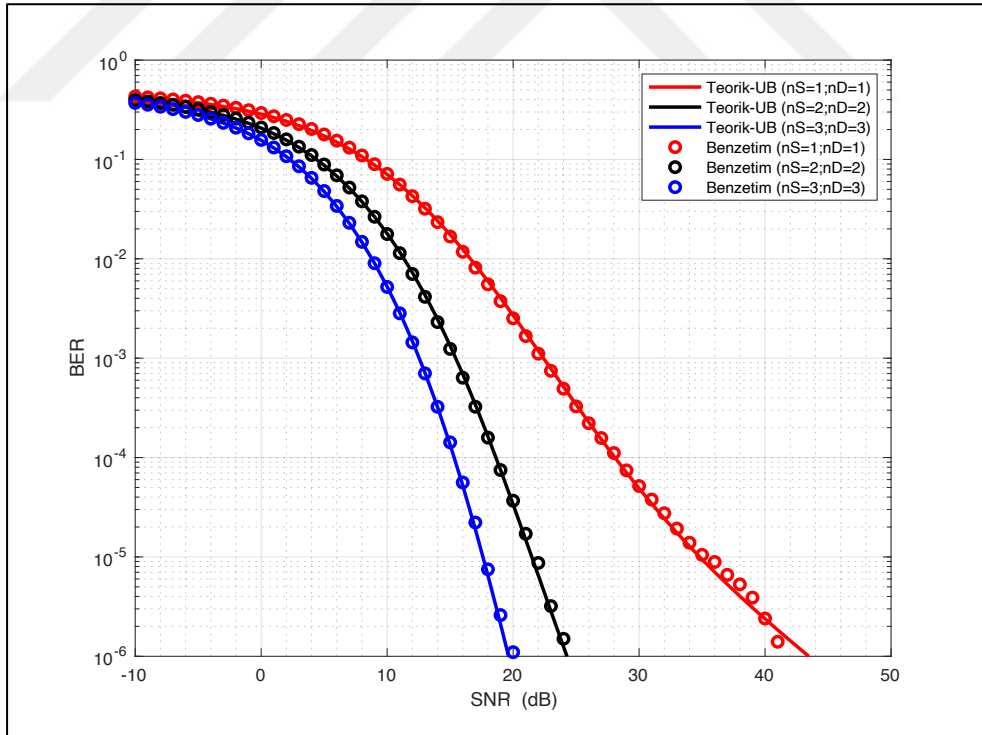
Sonuç olarak, rölenin yeri kaynaktan uzaklaştıkça OP performansı, mesafeye bağlı olarak bozulma etkisi azalsa da kötüleşir. 12 ve 15 dB SNR değerlerinde elde edilen sonuçlara göre en iyi OP değerleri kaynağa yakın yerleşimde 0.3 m için elde edilmiştir.

3.3.4. BER Performans Eğrileri

Çalışmamızın bu bölümünde, S-D arasındaki DP ve S-R-D röleli yol üzerinden birlikte iletim sağlayan, yardımlaşmalı sistemin teorik BER, teorik UB-BER ile benzetim BER sonuçları verilmiştir. Ortalama SNR, d_1 , d_2 , d_0 , Ω_{SR} , Ω_{RD} , Ω_{SD} değerleri Bölüm 3.3.'te tanımlanan değerle ile aynı, $\Omega_{LI} = \sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $\xi = 2$ olarak alınmıştır. Bölüm 3.3'teki N_0 , ρ ve η sabitleri de aynı kabul edilmiştir. Kaynak ve hedefteki farklı anten sayıları için elde edilen eğriler Şekil 3.27 ve Şekil 3.28'de verilmiştir.



Şekil 3.27: DP olan yardımlaşmalı sistemde BPSK için BER eğrileri.



Şekil 3.28: DP olan yardımlaşmalı sistemde BPSK için UB-BER eğrileri.

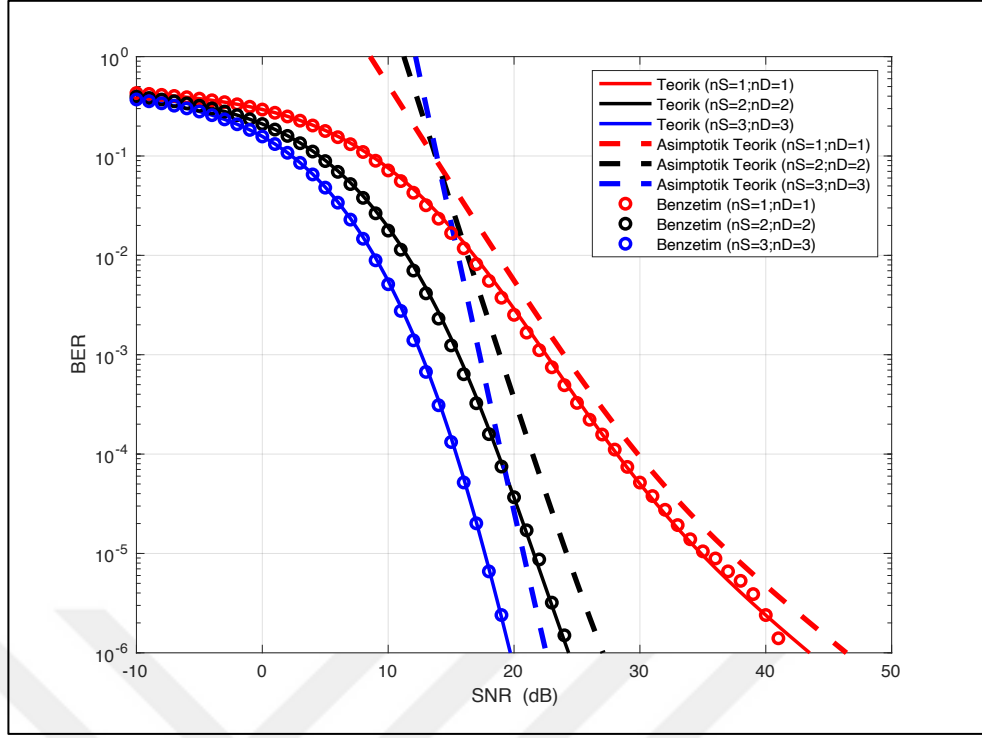
Şekil 3.27'deki FD-AF yardımlaşmalı röleli sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $[-10:50]$ dB SNR değerleri için verilen BPSK teorik ve simülasyon eğrilerine göre; BER performans değerleri kaynak ve hedefteki anten sayısının artışı ile iyileşmektedir. Şekil 3.27'deki teorik eğriler Denklem (3.33)'ün yardımıyla nümerik hesaplanarak elde edilmiştir. 10^{-3} BER performansına erişim için gereken SNR değerleri, $N_S = N_D = 1$ anten sayısı için 23 dB, $N_S = N_D = 2$ anten sayısı için 15.5 dB ve $N_S = N_D = 3$ anten sayısı için 12.5 dB'dir. Başka bir ifade ile anten çeşitlemesiz olan röleli sistemde, 10^{-3} BER performansına erişmek için $N_S = N_D = 3$ anten çeşitlemesi uygulanarak yaklaşık 10.5 dB SNR tasarrufu sağlanabilir. Anten çeşitlemesiz olan röleli sistemde, 10^{-6} BER performansına erişmek için aynı anten çeşitlemesi uygulanarak yaklaşık 24 dB SNR tasarrufu elde edebiliriz.

Şekil 3.28'de verilen eğrilerde ise, benzer sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $[-10:50]$ dB SNR değerleri için elde edilen BPSK UB-teorik ve simülasyon değerleri verilmiştir. Teorik eğriler Denklem (3.35) nümerik hesaplanarak elde edilmiştir. Şekil 3.28 ve Şekil 3.27'de verilen bu eğrilere bakarak, UB-BER ve BER eğrilerinin de büyük kapsamda örtüştüğü görülür. Dolayısı ile UB-teorik için elde edilen analitik çözümler ve eğrileri, BER-teorik için elde edilen analitik çözüm ve eğriler ile uyumludur. Bu sebeple, UB-teorik için elde edilen kapalı analitik çözümlerini, sistemin teorik analizler ve benzetim eğrileri için de kullanırız.

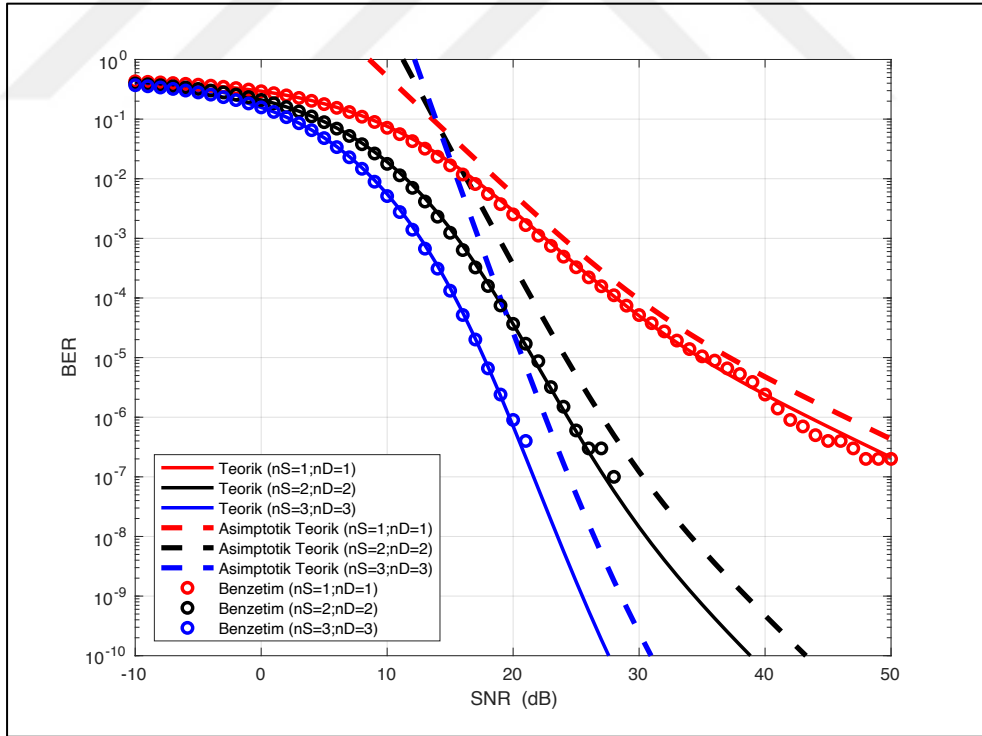
3.3.5. Asimptotik BER Performans Eğrileri

Bu bölümünde, S-D arasındaki DP ve S-R-D röleli yol üzerinden iletim sağlanan yardımlaşmalı sistemin asimptotik teorik, teorik ve benzetim BER sonuçları verilmiştir. Ortalama SNR ($\bar{\gamma}$) değerleri $[-10:50]$ dB alınırken diğer parametreler Bölüm 3.3'te verildiği ile aynı, S-R, R-D, S-D arası için sırasıyla, $d_1 = 1$ m, $d_2 = 1$ m, $d_0 = 2$ m, $\Omega_{SR} = (1 + d_1^\xi)^{-1}$, $\Omega_{RD} = (1 + d_2^\xi)^{-1}$, $\Omega_{SD} = (1 + d_0^\xi)^{-1}$ olarak alınmıştır. $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$, AWGN için birim N_0 , $\rho = 0.7$, $\eta = 0.8$ ve $\xi = 2$ olarak alınmıştır.

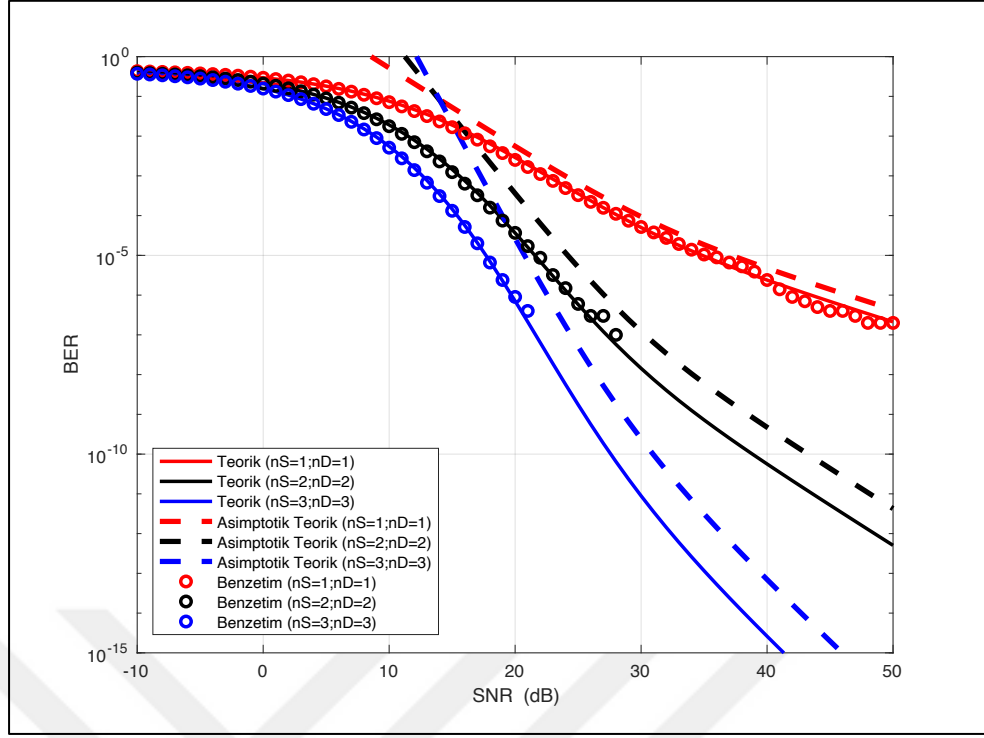
Teorik ve simülasyon BER değerleri ile asimptotik BER eğrilerinin $[-10:50]$ SNR değerlerindeki davranışları, 10^{-6} ile 10^{-40} arasında farklı BER ölçekleri için Şekil 3.29 ile Şekil 3.34 arasındaki eğrilerde verilmiştir.



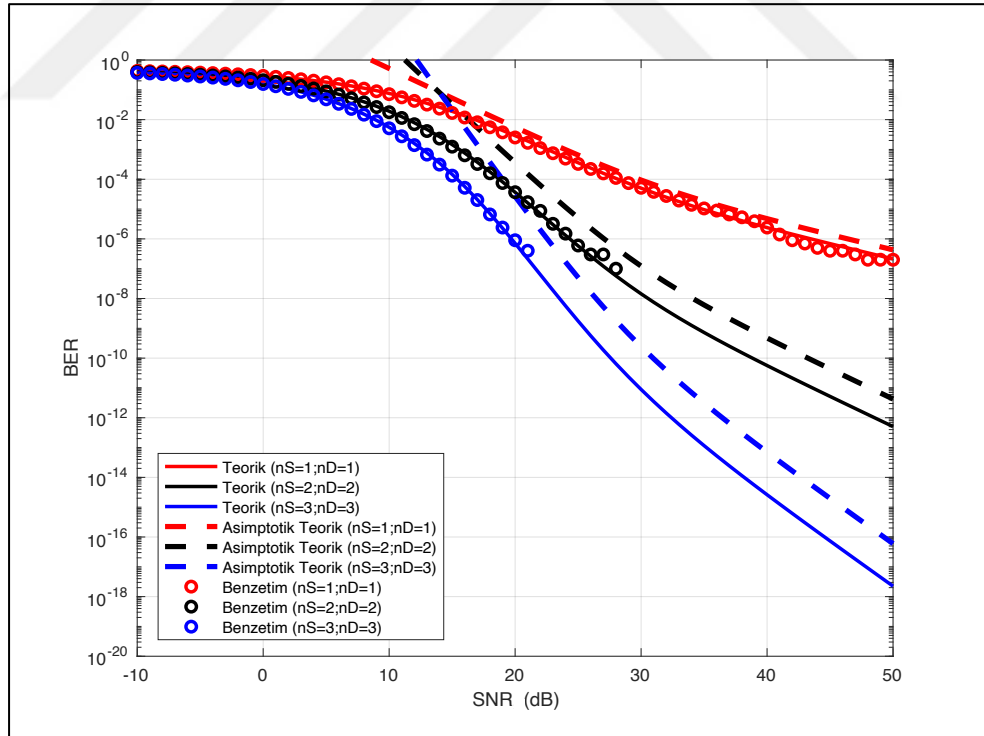
Şekil 3.29: DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-6}$).



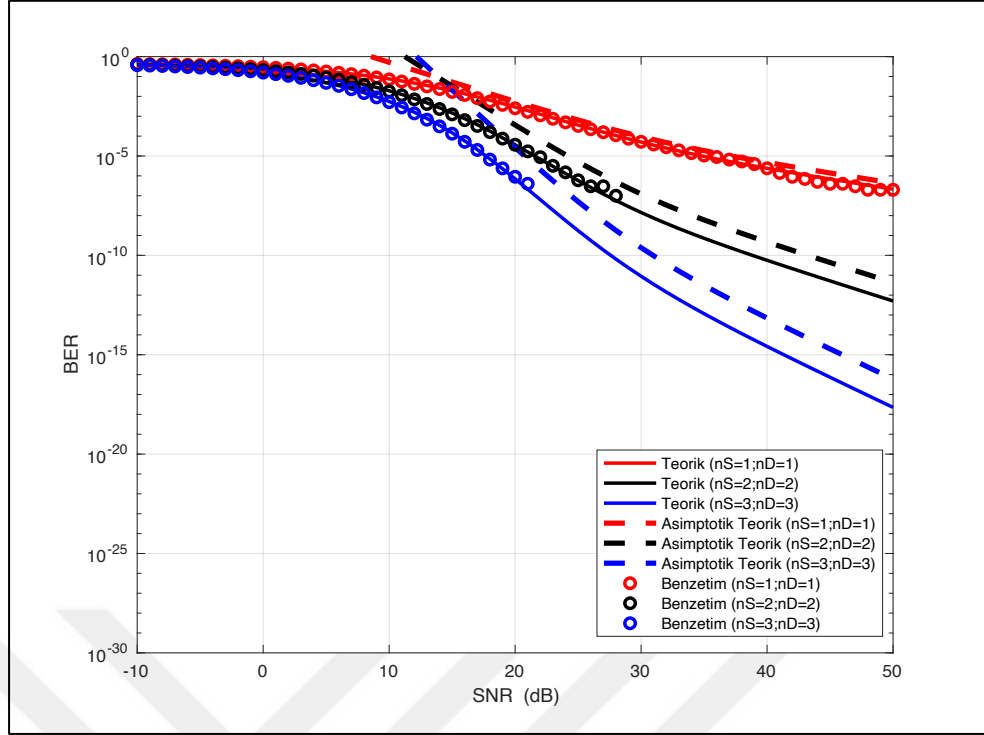
Şekil 3.30: DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-10}$).



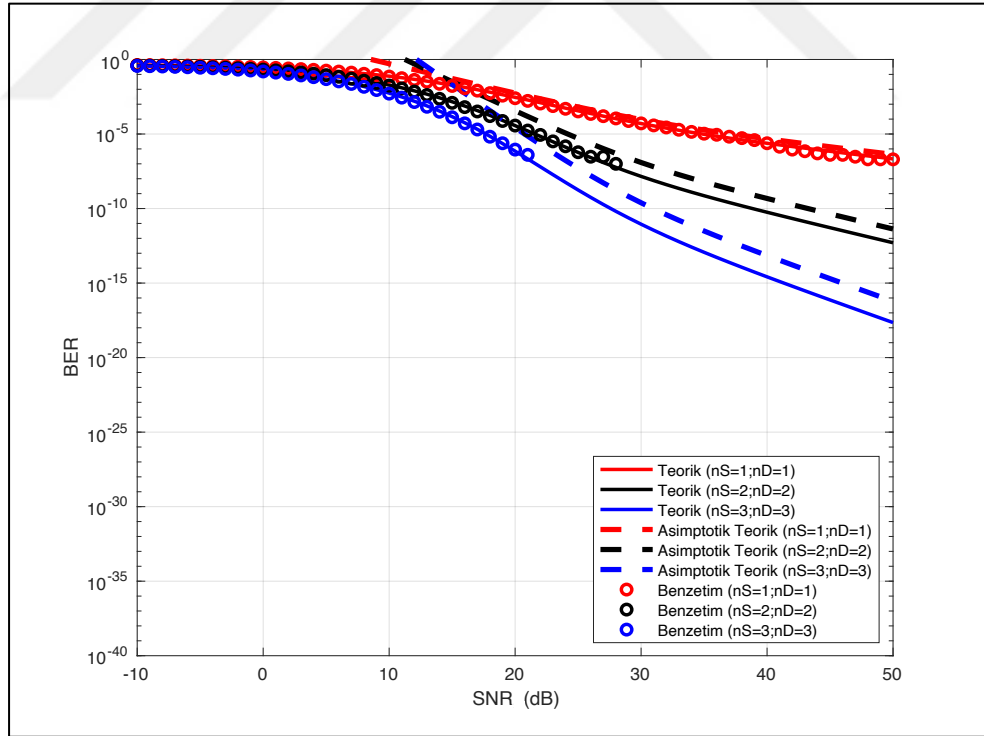
Şekil 3.31: DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-15}$).



Şekil 3.32: DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-20}$).



Şekil 3.33: DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-30}$).



Şekil 3.34: DP olan sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-40}$).

Şekil 3.29, Şekil 3.30, Şekil 3.31’de verilen, DP olan yardımlaşmalı FD-AF sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $[-10: 50]$ dB SNR değerleri için elde edilen BPSK teorik, asimptotik teorik ve simülasyon BER eğrilerine göre; BER performans değerleri kaynak ve hedefteki anten sayısının artışıyla iyileşmektedir. Asimptotik BER eğrileri, beklendiği gibi teorik ve benzetim BER eğrilerini kesmeden eğriler boyunca takip etmektedir.

Şekil 3.32, Şekil 3.33 ve Şekil 3.34’de verilen eğriler için de asimptotik BER eğrileri, beklendiği gibi teorik ve benzetim BER eğrilerini kesmeden eğriler boyunca takip etmektedir. Asimptotik BER eğrilerinden en çok eğime sahip olan $N_S = N_D = 3$ anten sayısına sahip olan eğri iken en az eğime sahip olan $N_S = N_D = 1$ anten sayısına sahip eğridir. Anten çeşitleme sayıları arttıkça asimptotik BER eğrilerinin de eğimi artmaktadır.

Sonuç olarak, BER performans değerleri anten çeşitleme derecesinin artışına bağlı olarak iyileşmektedir. Asimptotik BER eğrilerinin eğimleri ise anten çeşitleme sayısının artışı ile artmaktadır.

4. FD-AF TAS/MRC'Lİ PS-EH RÖLELİ SİSTEMDE HEDEFTE MRC UYGULANAN MODELİN PERFORMANS ANALİZİ

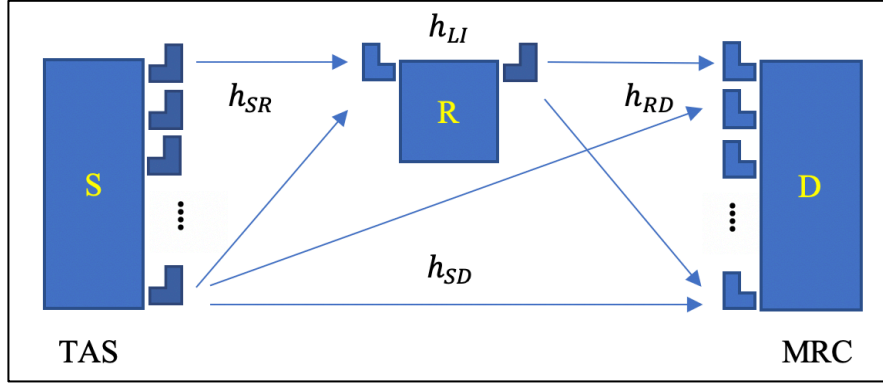
Bu bölümde, FD-AF PS-EH röleli sistemlerde kaynakta TAS ve hedefte MRC uygulanan, sonrasında DP ve röle üzerinden iletilen iki işaretin MRC ile birleştirildiği sistemin düz ve yavaş Rayleigh sönümlenmeli kanaldaki OP ve BER performans analizleri yapılmıştır. Bu çalışmanın devamında rölenin farklı yerleşimleri ve ρ değerleri için OP sonuçları analiz edilerek yorumlar yapılmıştır. Analitik sonuçlar Monte Carlo simülasyonları ile doğrulanmıştır.

Sisteme ait tanımlanan uçtan uca SNR değeri kullanılarak OP eşitliği üretilmiştir. Hata performans ifadelerinin oluşturulmasında OP için elde edilen eşitlikten faydalanılmıştır. OP ifadesi vasıtasıyla sistemin BER eşitliği tanımlanmış ve analitik hata performans eğrileri elde edilmiştir.

4.1. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte MRC Uygulanan Sistemin Tanımı ve Kanal Modeli

Bu bölümde Şekil 4.1'de gösterilen, kaynakta N_S ve hedefte N_D adet antene sahip MIMO röleli telsiz haberleşme sistemi 3. Bölümden farklı olarak hedefte MRC ile birleştirme uygulanarak çalışılmıştır. FD-AF rölede 3. Bölüme benzer şekilde PS-EH protokolü uygulanmış olup h_{SR} , h_{RD} ve h_{SD} sönümlenmeli kanallara ait tanımlamalar ise 3. Bölümde verildiği gibi alınmıştır. Kaynaktan röleye doğru yapılan eğitim periyodunda, rölede SNR değerini maksimum yapan verici anten seçilerek DP ve röle vasıtasıyla hedefe yapılan iletim bu anten üzerinden yapılır. Röleli yol S-R-D ve DP S-D üzerinden hedefte alınan y_{RD} ve y_{SD} işaretleri MRC ile birleştirilir.

Bu çalışmada da analitik hesaplamalarda sadelik ve çözümde kolaylık adına h_{LI} SI kanalı sönümlenmeli olmayan sıfır ortalamalı ve σ_{RSI}^2 varyanslı olarak alınmıştır. Rölede eklenen gürültü olan \tilde{n}_R ve hedefte eklenen gürültü olan n_D AWGN olarak alınmıştır ($\tilde{n}_R \sim CN(0, \sigma^2)$ ve $n_D \sim CN(0, \sigma^2)$).



Şekil 4.1: DH FD-AF TAS/MRC ve hedefte MRC'li birleştirilmeli röleli sistem.

S-R arasındaki mesafe d_1 , R-D arasındaki mesafe d_2 ve S-D arasındaki mesafe ise d_0 ile gösterilmiştir. Enerji dönüşüm verimliliği η ($0 \leq \eta \leq 1$), beklenen değer işlemi ise $E\{\cdot\}$ ile tanımlanmıştır.

4.2. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte MRC Uygulanan Sistem için Hata Analizleri

Yapılan analizlerde hedefte röleli yol S-R-D ve DP yol S-D üzerinden alınan işaretler ve uçtan uca γ_{e2e} SNR eşitlikleri tanımlanmış, γ_{th} eşik SNR değeri için OP ifadeleri üretilmiştir. OP eşitliğinin yardımıyla BER ifadeleri üretilmiştir. Çalışmanın son adımında, asimptotik CDF eşitlikleri yardımı ile asimptotik BER ifadeleri ve eğrileri elde edilmiştir.

4.2.1. OP İfadesinin Elde Edilmesi

Bu kısımda, 3. Bölümde çalışılan sistemden farklı olarak röleli yol S-R-D ve DP yol S-D üzerinden alınan işaretler hedefte MRC ile birleştirilmektedir. Bu analiz çalışmamızda, 3. Bölümde verilen Denklem (3.6)'daki $\tilde{y}_R[n]$, (3.8)'deki $x_R[n]$, (3.14)'teki $y_D^{SRD}[n]$, (3.17)'deki γ_{SRD}^{AF} ve (3.18)'deki γ_{SD}^{AF} tanımlarına ait eşitlikler aynı şekilde kullanılmıştır. Röledeki $\bar{\gamma}_{LI}$ tanımı $\bar{\gamma}_{LI} = \left(\frac{\eta \rho \Omega_{SR} \Omega_{LI}}{1 - \eta \rho \Omega_{LI}} \bar{\gamma} \right)$ olarak önceki bölümde tanımlanan şekli ile alınmıştır.

OP ifadesi, $P_{out}(\gamma_{th}) = \Pr(\gamma_{e2e}^{AF} < \gamma_{th})$ eşitliğinin çözümü ile bulunur. Hedefte MRC'li birleştirme uygulanan sistem için γ_{e2e}^{AF} ,

$$\gamma_{e2e}^{AF} = \gamma_{SRD}^{AF} + \gamma_{SD}^{AF} \quad (4.1)$$

olarak ifade edilir. $P_{out}(\gamma_{th})$ 'i Denklem (3.17), (3.18) ve Denklem (4.1)'i kullanarak,

$$P_{out}(\gamma_{th}) = Pr\left(\frac{\gamma_1 \gamma_2 (1-\rho)}{\gamma_2 \bar{\gamma}_{LI} (1-\rho) + \gamma_2 + \gamma_1 (1-\rho) + \bar{\gamma}_{LI} (1-\rho) + 1} + \gamma_0 < \gamma_{th}\right) \quad (4.2)$$

şeklinde ifade ederiz. Olasılık ifadesinin çözümü için $X = \gamma_{th} - \gamma_0$ ve $Z = \gamma_2 - X$ olarak iki rastgele değişken tanımlar, bu rastgele değişkenleri bazı matematiksel düzenlemeler sonrasında Denklem (4.2)'teki yerlerine yazıp OP ifadesini,

$$P_{out}(\gamma_{th}) = Pr\left(\gamma_1 < \frac{X(z+X+1)(\bar{\gamma}_{LI}(1-\rho)+1)}{z(1-\rho)}\right) \quad (4.3)$$

olarak düzenleriz. Denklem (4.3)'ün çözümünü [33, eq. (15)]'te verilen OP ifadesinin çözümüne benzer şekilde,

$$P_{out}(\gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} \left\{ 1 - \int_0^\infty [f_{\gamma_2}(z+X) dz - F_{\gamma_1}\left(\frac{X(z+X+1)(\bar{\gamma}_{LI}(1-\rho)+1)}{z(1-\rho)}\right) f_{\gamma_2}(z+X) dz] \right\} f_{\gamma_0}(\gamma_0) d\gamma_0 \quad (4.4)$$

biçiminde yazabiliriz. 3. Bölümdeki Denklem (3.25), (3.27) ve (3.26) ile tanımlanan

$F_{\gamma_1, TAS}$, $F_{\gamma_2, MRC}$ CDF'leri ve $f_{\gamma_2, MRC}(x)$ PDF'i ile $f_{\gamma_0}(\gamma_0) = \frac{\gamma_0^{N_D-1} e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_0}}}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_0^{N_D}}$ eşitliğini kullanıp bazı düzenlemeler sonrasında Denklem (4.4)'ü,

$$\begin{aligned} P_{out}(\gamma_{th}) = & 1 - \frac{1}{\Gamma(N_D)} \Gamma\left(N_D, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right) + 2 \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \\ & \frac{(-1)^n}{[(N_D-1)!]^2 \bar{\gamma}_2^{N_D} \bar{\gamma}_0^{N_D}} \int_0^{\gamma_{th}} e^{-\left(\frac{(\gamma_{th}-\gamma_0)\bar{\gamma}_0 [n\bar{\gamma}_2(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI}) + (1-\rho)\bar{\gamma}_1] + \gamma_0(1-\rho)\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2\bar{\gamma}_0}\right)} \\ & (\gamma_{th} - \gamma_0)^{N_D-1-k} \gamma_0^{N_D-1} \left[\frac{n\bar{\gamma}_2(\gamma_{th}-\gamma_0)(\gamma_{th}-\gamma_0+1)(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \\ & K_{k+1} \left(2 \sqrt{\frac{n(\gamma_{th}-\gamma_0)(\gamma_{th}-\gamma_0+1)(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) d\gamma_0 \quad (4.5) \end{aligned}$$

olarak yeniden yazarız. OP ifadesinin kapalı çözümü UB çözüm olarak bulunabilir.

UB çözüm için, $(\gamma_{th} - \gamma_0 + 1) \approx (\gamma_{th} - \gamma_0)$ kabulü ile $P_{out,UB}(\gamma_{th}) > P_{out}(\gamma_{th})$ tanımına uyacak biçimde Denklem (4.5)'i düzenleriz. Düzenlenen $P_{out,UB}(\gamma_{th})$

eşitliği, K_v ifadesi için [29, eq. (2.3)]'teki tanımını, $(\gamma_{th} - \gamma_0)^{N_D - k - 1}$ ifadesinin Binom açılımını ve [28, eq. (3.351.1)]'i kullanarak bazı matematiksel işlemler sonrasında,

$$P_{out,UB}(\gamma_{th}) = 1 - \frac{1}{\Gamma(N_D)} \Gamma\left(N_D, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right) + \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \sum_{m=0}^{N_D-1-k} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \binom{N_D-1-k}{m} \frac{(-1)^{n+m} \Gamma(k+1)}{[(N_D-1)!]^2 \bar{\gamma}_0^{N_D} \bar{\gamma}_2^{N_D-k-1}} \gamma_{th}^{N_D-k-m-1} e^{-\gamma_{th} F} G^{-(N_D+m)} \gamma(N_D + m, x G) \quad (4.6)$$

şeklinde elde ederiz. Denklem (4.6)'da $\gamma(\cdot, \cdot)$ ifadesi [28, eq. (8.350.1)]'de tanımlı olan fonksiyondur. Eşitlikte, A sabiti Bölüm 3.2.1'te verilen $A = \frac{1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI}}{(1-\rho)}$ olarak alınırken, F ve G 'nin tanımları aşağıda verilmiştir:

$$F = \left(\frac{\bar{\gamma}_0 [n \bar{\gamma}_2 (1 + (1-\rho) \bar{\gamma}_{LI}) + (1-\rho) \bar{\gamma}_1]}{(1-\rho) \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2 \bar{\gamma}_0} \right) + 2 \sqrt{\frac{n A}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}} \quad (4.7)$$

$$G = \left(\frac{(1-\rho) \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2 - \bar{\gamma}_0 [n \bar{\gamma}_2 (1 + (1-\rho) \bar{\gamma}_{LI}) + (1-\rho) \bar{\gamma}_1]}{(1-\rho) \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2 \bar{\gamma}_0} \right) - 2 \sqrt{\frac{n A}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}} \quad (4.8)$$

4.2.2. BER için Kapalı Analitik Çözümün Elde Edilmesi

Röleli sisteme ait uçtan uca OP ifadesi Denklem (4.6)'da verilmiştir. OP ifadesi ve Denklem (3.32)'deki eşitlik kullanılarak UB-BER kapalı analitik çözümü bulunur. Bu denklemde BPSK için $a = 1$, $b = 1$, $k = \log_2 M = 1$ alınır. Denklem (4.6)'yı Denklem (3.32)'teki yerine yazarak $P_{b,UB}(e)$ ifadesini,

$$P_{b,UB}(e) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left\{ \int_0^\infty \frac{e^{-x}}{\sqrt{x}} dx - \int_0^\infty \frac{e^{-x}}{\sqrt{x}} \frac{1}{\Gamma(N_D)} \Gamma\left(N_D, \frac{x}{\bar{\gamma}_0}\right) dx \right. \\ \left. \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \sum_{m=0}^{N_D-1-k} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \binom{N_D-1-k}{m} \frac{(-1)^{n+m} \Gamma(k+1)}{[(N_D-1)!]^2 \bar{\gamma}_0^{N_D} \bar{\gamma}_2^{N_D-k-1}} G^{-(N_D+m)} \int_0^\infty x^{N_D-k-m-\frac{3}{2}} e^{-x(1+F)} \gamma(N_D + m, x G) dx \right\} \quad (4.9)$$

olarak ifade ederiz.

Denklem (4.9)'daki ifade [28, eq. (6.455.2)]'teki eşitlik ve bazı matematiksel manipülasyonlar sonrasında,

$$\begin{aligned}
P_{b,UB}(e) &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \frac{\bar{\gamma}_0^{\frac{1}{2}} \Gamma(p+\frac{1}{2})}{p! (\bar{\gamma}_0+1)^{(p+\frac{1}{2})}} + \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \sum_{m=0}^{N_D-1-k} \binom{N_S}{n} \\
&\quad \binom{N_D-1}{k} \binom{N_D-1-k}{m} \frac{(-1)^{n+m} \Gamma(k+1) \Gamma(2N_D-k-\frac{1}{2})}{[(N_D-1)!]^2 \bar{\gamma}_0^{N_D} \bar{\gamma}_2^{N_D-k-1} (N_D+m) \left(1+\frac{1}{\bar{\gamma}_0}\right)^{2N_D-k-\frac{1}{2}}} \\
&\quad {}_2F_1\left(1, 2N_D - k - \frac{1}{2}; N_D + m + 1; G \left(1 + \frac{1}{\bar{\gamma}_0}\right)^{-1}\right) \quad (4.10)
\end{aligned}$$

kapalı çözümüne dönüşür. Burada ${}_2F_1$ hipergeometrik Gauss fonksiyonudur.

4.2.3. Asimptotik BER için Kapalı Analitik Çözümün Elde Edilmesi

Bu kısımda, Bölüm 3.1'deki çalışmaya benzer şekilde asimptotik CDF eşitliklerini kullanarak asimptotik BER ifadeleri elde edilecektir. Asimptotik BER ifadesini, $\gamma_{e2e}^{AF,\infty} = \gamma_{SRD}^{AF,\infty} + \gamma_{SD}^{AF,\infty}$ için,

$$\begin{aligned}
P_{out}^{\infty}(\gamma_{th}) &= Pr(\gamma_{e2e}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) \\
&= Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} + \gamma_{SD}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) \quad (4.11)
\end{aligned}$$

olarak ifade ederiz. (4.11)'deki $Pr(\gamma_{SRD}^{AF,\infty} + \gamma_{SD}^{AF,\infty} < \gamma_{th})$ OP ifadesini Denklem (3.17) ve (3.18)'i kullanarak,

$$Pr(\gamma_{e2e}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) = Pr\left(\frac{(1-\rho)\gamma_1\gamma_2}{(1-\rho)\gamma_1 + \gamma_2 + (1-\rho)\gamma_2\bar{\gamma}_{LI} + (1-\rho)\bar{\gamma}_{LI} + 1} + \gamma_0 < \gamma_{th}\right) \quad (4.12)$$

şeklinde yazarız. Denklem (4.12)'teki OP ifadesinin çözümü için, X adında bir rastgele değişkeni, $X = \gamma_{th} - \gamma_0$ olarak tanımlayarak ifadeyi,

$$Pr(\gamma_{e2e}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) = Pr\left(\frac{(1-\rho)\gamma_1\gamma_2}{(1-\rho)\gamma_1 + (\gamma_2+1)(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})} < X\right) \quad (4.13).$$

şeklinde oluştururuz. Denklem (4.13)'ün çözümü için iki yeni rastgele değişken daha tanımlayarak eşitliği bu rastgele değişkenlere göre yeniden düzenleriz. Bu yeni tanımlanan rastgele değişkenler olan $U = \gamma_1(1-\rho)$ ve $W = \gamma_2(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})$ 'ye göre düzenlenen Denklem (4.13),

$$Pr(\gamma_{e2e}^{AF,\infty} < \gamma_{th}) = Pr\left(\frac{UW}{U+W} < X(1 + (1 - \rho) \bar{\gamma}_{LI})\right) \quad (4.14)$$

olarak ifade edilir. Denklem (4.14)'ü $\frac{1}{2} \min(u, w) \leq \frac{uw}{u+w} \leq \min(u, w)$ eşitliğini kullanarak,

$$P_{out}^{\infty}(\gamma_{th}) = Pr[U < 2X(1 + (1 - \rho) \bar{\gamma}_{LI})] + Pr[W < 2X(1 + (1 - \rho) \bar{\gamma}_{LI})] \quad (4.15)$$

şeklinde yazabiliriz. Bu OP ifadesinin çözümü için gerekli olan U ve W rastgele değişkenlerine ait CDF'ler ise,

$$\begin{aligned} Pr[U < 2X(1 + (1 - \rho) \bar{\gamma}_{LI})] &= Pr\left[\gamma_1 < \frac{2X(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)}\right] \\ Pr[W < 2X(1 + (1 - \rho) \bar{\gamma}_{LI})] &= Pr[\gamma_2 < 2X] \end{aligned} \quad (4.16)$$

olarak elde edilir.

X rastgele değişkeni için önceden tanımlanan $X = \gamma_{th} - \gamma_0$ ifadesini Denklem (4.16)'da yerine yazıp bazı matematiksel düzenlemeler ile Denklem (4.15)'deki P_{out}^{∞} eşitliğini,

$$\begin{aligned} P_{out}^{\infty}(\gamma_{th}) &= \sum_{n=0}^{N_S} \binom{N_S}{n} \frac{(-1)^{N_S-n} 2^{N_S} (1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})^{N_S} N_D}{(1-\rho)^{N_S} \bar{\gamma}_1^{N_S} \bar{\gamma}_0^{N_D} \Gamma(N_D) (N_S+N_D-n)} \gamma_{th}^{(N_S+N_D)} \\ &+ \sum_{k=0}^{N_D} \binom{N_D}{k} \frac{(-1)^{N_D-k} 2^{N_D} N_D}{\bar{\gamma}_2^{N_D} \bar{\gamma}_0^{N_D} [\Gamma(N_D)]^2 (2N_D-k)} \gamma_{th}^{2N_D} \end{aligned} \quad (4.17)$$

olarak yazarız.

Asimptotik BER ifadesini, Denklem (4.17)'de eşitliği Denklem (3.51)'teki yerine koyarak aşağıdaki şekilde elde ederiz:

$$\begin{aligned} P_b^{\infty}(e) &= \sum_{n=0}^{N_S} \binom{N_S}{n} (-1)^{N_S-n} \frac{2^{N_S-1} N_D (1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})^{N_S} \Gamma(N_S+N_D+\frac{1}{2})}{\sqrt{\pi} (1-\rho)^{N_S} \bar{\gamma}_1^{N_S} \bar{\gamma}_0^{N_D} \Gamma(N_D) (N_S+N_D-n)} \\ &+ \sum_{k=0}^{N_D} \binom{N_D}{k} (-1)^{N_D-k} \frac{2^{N_D} N_D \Gamma(2N_D+\frac{1}{2})}{\sqrt{\pi} \bar{\gamma}_2^{N_D} \bar{\gamma}_0^{N_D} [\Gamma(N_D)]^2 (2N_D-k)} \cdot \end{aligned} \quad (4.18)$$

(4.18)'de elde edilen asimptotik BER ifadesini $P_b^{\infty} = [G_a \bar{\gamma}]^{-G_a}$ şeklinde, önceki bölümlerde tanımladığımız A eşitliğini de kullanarak,

$$P_b^\infty = \left\{ \left(\sum_{n=0}^{N_S} \binom{N_S}{n} \frac{(-1)^{N_S-n} 2^{N_S-1} A^{N_S} N_D \Gamma(N_S+N_D+\frac{1}{2})}{\sqrt{\pi} \Omega_{SR}^{N_S} \Omega_{SD}^{N_D} \Gamma(N_D) (N_S+N_D-n)} \right)^{-\frac{1}{N_S+N_D}} \bar{\gamma} \right\}^{-(N_S+N_D)} \\ + \left\{ \left(\sum_{k=0}^{N_D} \binom{N_D}{k} \frac{(-1)^{N_D-k} 2^{N_D-1} N_D \Gamma(2N_D+\frac{1}{2})}{\sqrt{\pi} (\Omega_{RD} \Omega_{SD})^{N_D} [\Gamma(N_D)]^2 (2N_D-k)} \right)^{-\frac{1}{2N_D}} \bar{\gamma} \right\}^{-2N_D} \quad (4.19)$$

şeklinde yazabiliriz. G_a = anten dizi kazancı, G_d = anten çeşitleme kazancı olmak üzere Denklem (4.19)'u yalın bir formda $P_b^\infty = \chi \bar{\gamma}^{-\nu}$ olarak $\chi = G_a$, $\nu = G_d$ için üzere aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\chi = \begin{cases} a_1, & \nu_1 > \nu_2 \\ a_2, & \nu_2 > \nu_1 \\ a_1 + a_2, & \nu_1 = \nu_2 \end{cases} \quad (4.20)$$

Denklem (4.20)'de $\nu = \min\{\nu_1, \nu_2\}$ iken $\nu_1 = N_S + N_D$ ve $\nu_2 = 2N_D$ olarak tanımlanmıştır. a_1 ve a_2 tanımları ise aşağıda verilmiştir:

$$a_1 = \left\{ \left(\sum_{k=0}^{N_D} \binom{N_D}{k} \frac{(-1)^{N_D-k} 2^{N_D-1} N_D \Gamma(2N_D+\frac{1}{2})}{\sqrt{\pi} (\Omega_{RD} \Omega_{SD})^{N_D} [\Gamma(N_D)]^2 (2N_D-k)} \right)^{-\frac{1}{2N_D}} \bar{\gamma} \right\}^{-2N_D} \\ a_2 = \left\{ \left(\sum_{n=0}^{N_S} \binom{N_S}{n} \frac{(-1)^{N_S-n} 2^{N_S-1} A^{N_S} N_D \Gamma(N_S+N_D+\frac{1}{2})}{\sqrt{\pi} \Omega_{SR}^{N_S} \Omega_{SD}^{N_D} \Gamma(N_D) (N_S+N_D-n)} \right)^{-\frac{1}{N_S+N_D}} \bar{\gamma} \right\}^{-(N_S+N_D)} \quad (4.21)$$

4.2.4. MGF Yardımı ile BDPSK için BER İfadesinin Elde Edilmesi

İkili farksal faz kaydırmalı anahtarlama (binary differential phase shift keying, BDPSK) BER ifadesini, uçtan uca röleli sistem için tanımlanan MGF eşitliğini kullanarak kolay şekilde bulabiliriz. MGF eşitliğinin $s = 1$ durumu için aldığı değer aynı zamanda $P_{BER,BDPSK}$ için elde edilen ifadeyi de vermektedir.

Uçtan uca sistemin MGF ifadesi olan $M_{\gamma_{e2e}}(-s)$,

$$M_{\gamma_{e2e}}(-s) = E\{e^{-s \gamma_{e2e}}\} \quad (4.22)$$

eşitliği kullanarak bulunur. Denklem (4.22)'yi MRC'li birleştirme uygulanan sistem için tanımladığımız $\gamma_{e2e} = \gamma_{SRD} + \gamma_{SD}$ ifadesini kullanarak,

$$\begin{aligned} M_{\gamma_{e2e}}(-s) &= E\{e^{-s(\gamma_{SRD} + \gamma_{SD})}\} \\ &= E\{e^{-s\gamma_{SRD}}\} E\{e^{-s\gamma_{SD}}\} \\ &= M_{\gamma_{SRD}}(-s) M_{\gamma_{SD}}(-s) \end{aligned} \quad (4.23)$$

şeklinde yazarız. BDPSK için BER ifadesini ise Denklem (4.23)'te tanımlanan $M_{\gamma_{e2e}}(-s)$ ifadesini kullanarak,

$$P_{b,BDPSK}(e) = M_{\gamma_{e2e}}(-s) \Big|_{s=1} \quad (4.24)$$

ile buluruz. Bu ifadenin çözümü için gerekli olan $M_{\gamma_{SRD}}(-s)$ 'yi,

$$M_{\gamma_{SRD}}(-s) = s \int_0^{\infty} e^{-sx} F_{\gamma_{SRD}}(x) dx \quad (4.25)$$

eşitliğini kullanarak elde ederiz. Bölüm 3.2.1'de tanımlanan $Pr(\gamma_{SRD}^{AF} < \gamma_{th})$ ifadesini bazı matematiksel düzenlemeler sonrasında (4.25)'te yerine koyarsak MGF eşitliği,

$$\begin{aligned} M_{\gamma_{SRD}}(-s) &= 1 + 2s \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \\ &\quad \frac{(-1)^{n+m+p} s^p}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D} m! p!} \left[\frac{\bar{\gamma}_1(1-\rho) + n\bar{\gamma}_2(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2} \right]^m \\ &\quad \left[\frac{n\bar{\gamma}_2(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \int_0^{\infty} x^{N_D-k+m+p-1} [x(x+1)]^{\frac{k+1}{2}} \\ &\quad K_{k+1} \left(2 \sqrt{\frac{nx(x+1)(1+(1-\rho)\bar{\gamma}_{LI})}{(1-\rho)\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) dx \end{aligned} \quad (4.26)$$

olarak yazılır. Denklem (4.26)'nın çözümü alt sınır çözüm (lower bound solution, LB) yöntemi ile bulunabilir. LB çözüm için $(x+1) \approx x$ kabulü ile [28, eq. (6.561.16)]'yi kullanarak bazı matematiksel işlemler sonrasında,

$$\begin{aligned} M_{\gamma_{SRD}}(-s) &\geq 1 + s \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \\ &\quad \frac{(-1)^{n+m+p} 2^{N_D+m+p} s^p}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D} m! p!} \Gamma\left(\frac{N_D+m+p+k+2}{2}\right) \Gamma\left(\frac{N_D+m+p-k}{2}\right) \\ &\quad \left[\frac{\bar{\gamma}_1 + nA\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2} \right]^m \left[\frac{nA\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \left[\frac{4nA}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2} \right]^{\frac{-N_D-m-p-1}{2}} \end{aligned} \quad (4.27)$$

olarak elde edilir. $M_{\gamma_{SD}}(-s)$ ifadesini ise,

$$M_{\gamma_{SD}}(-s) = [1 + s \bar{\gamma}_0]^{-N_D} \quad (4.28)$$

şeklinde kolayca yazarız [24]. $M_{\gamma_{eze}}(-s)$ eşitliğini, Denklem (4.27) ve (4.28)'i (4.23)'te yerlerine yazarak aşağıdaki ifadeyi elde ederiz:

$$M_{\gamma_{eze}}(-s) = \left\{ 1 + s \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \frac{(-1)^{n+m+p} 2^{N_D+m+p} s^p}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D} m! p!} \Gamma\left(\frac{N_D+m+p+k+2}{2}\right) \Gamma\left(\frac{N_D+m+p-k}{2}\right) \left[\frac{n A \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \left[\frac{\bar{\gamma}_1 + n A \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2} \right]^m \left[\frac{4 n A}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2} \right]^{\frac{-N_D-m-p-1}{2}} \right\} \{ [1 + s \bar{\gamma}_0]^{-N_D} \} \quad (4.29)$$

(4.29)'da $s = 1$ alarak $P_{BER,BDPSK}^{LB}$ 'yi,

$$P_{BER,BDPSK}^{LB} = \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{N_S} \sum_{k=0}^{N_D-1} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} \binom{N_S}{n} \binom{N_D-1}{k} \frac{(-1)^{n+m+p} 2^{N_D+m+p}}{(N_D-1)! \bar{\gamma}_2^{N_D} m! p!} \Gamma\left(\frac{N_D+m+p+k+2}{2}\right) \Gamma\left(\frac{N_D+m+p-k}{2}\right) \left[\frac{\bar{\gamma}_1 + n A \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2} \right]^m \left[\frac{n A \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1} \right]^{\frac{k+1}{2}} \left[\frac{4 n A}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2} \right]^{\frac{-N_D-m-p-1}{2}} \right\} \{ [1 + \bar{\gamma}_0]^{-N_D} \} \quad (4.30)$$

olarak elde ederiz.

4.3. FD-AF TAS/MRC'li PS-EH Röleli ve Hedefte MRC Uygulanan Sistem için Nümerik Sonuçlar

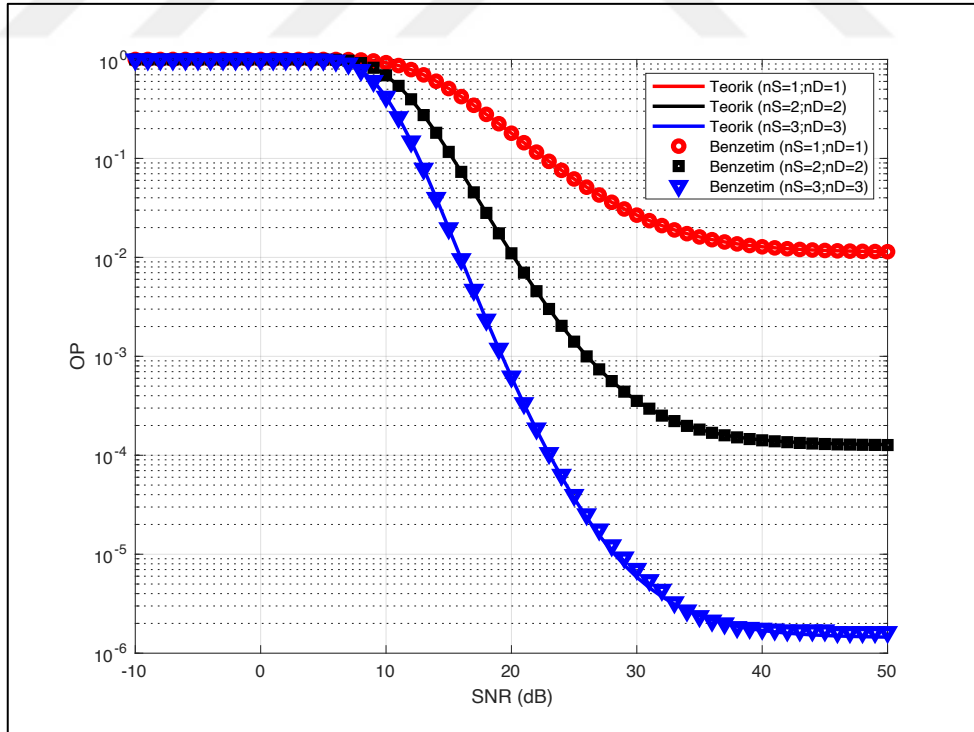
Bu bölümde, uçtan uca röleli sisteme ait önceki bölümlerde üretilen OP, BER ve asimptotik BER ifadelerine ait teorik ve benzetim sonuçları verilmiştir. Aksi ifade edilmedikçe teorik ve simülasyon hesaplamalarında ortalama SNR değerleri [-10:50] dB arasında, kaynak-röle arası (S-R) mesafe olan $d_1 = 1 m$, röle-hedef arası (R-D) mesafe olan $d_2 = 1 m$, kaynak-hedef (S-D) arasındaki mesafe olan $d_0 = 2 m$ alınırken $\Omega_{SR} = (1 + d_1^\xi)^{-1}$, $\Omega_{RD} = (1 + d_2^\xi)^{-1}$, $\Omega_{SD} = (1 + d_0^\xi)^{-1}$, $\Omega_{LI} = \sigma_{RSI}^2$ olarak kabul edilmiştir. AWGN için birim N_0 , $\eta = 0.8$ olarak kabul edilirken aksi

belirtilmedikçe $\rho = 0.7$ alınmıştır. $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma} \Omega_{SR}$, $\bar{\gamma}_0 = \bar{\gamma} \Omega_{SD}$, $\bar{\gamma}_2 = \left(\frac{\eta \rho \Omega_{SR} \Omega_{RD}}{1 - \eta \rho \Omega_{LI}} \right) \bar{\gamma}$,
 $\bar{\gamma}_{LI} = \left(\frac{\eta \rho \Omega_{SR} \Omega_{LI}}{1 - \eta \rho \Omega_{LI}} \right) \bar{\gamma}$ ve PLC $\xi = 2$ olarak tanımlanmıştır.

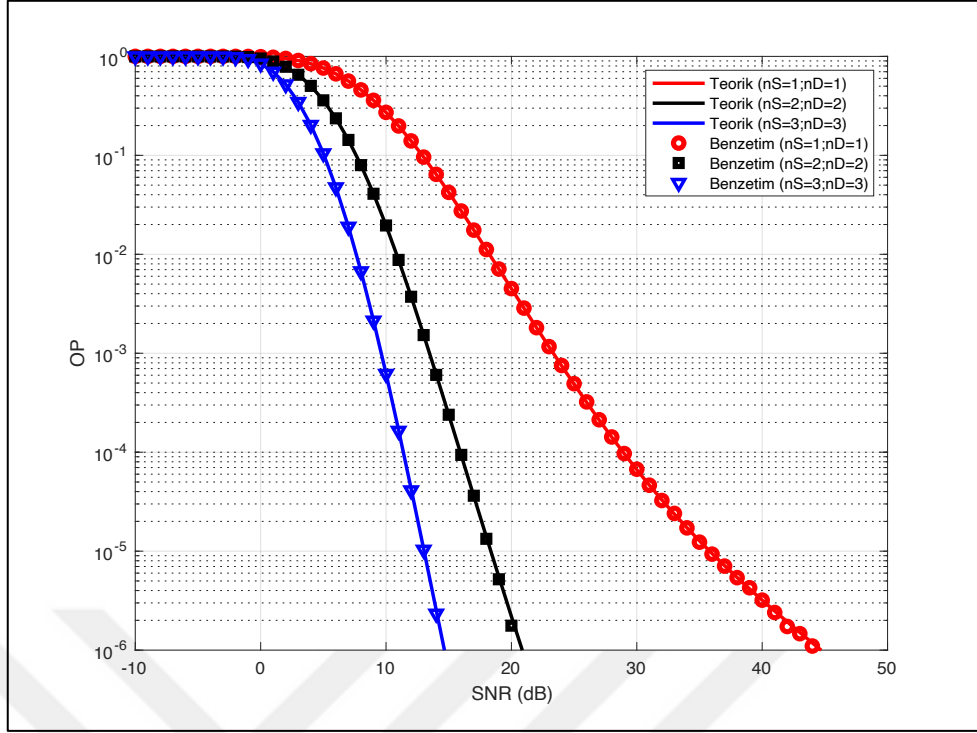
4.3.1. OP Eğrileri

Bu bölümde, sadece S-R-D röleli yol üzerinden iletim sağlayan sistemin OP'si ile, S-D DP ve S-R-D röleli yol üzerinden birlikte iletim sağlayan yardımlaşmalı sistemin OP'leri üretilerek, teorik ifadeleri ve benzetim sonuçları verilmiştir. Ortalama SNR, d_1 , d_2 , d_0 , Ω_{SR} , Ω_{RD} , Ω_{SD} değerleri ile N_0 , ρ ve η sabitleri Bölüm 3.3'te tanımlanan değerler ile aynı alınırken, $\Omega_{LI} = \sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2, 0.4$ değerleri kullanılmıştır.

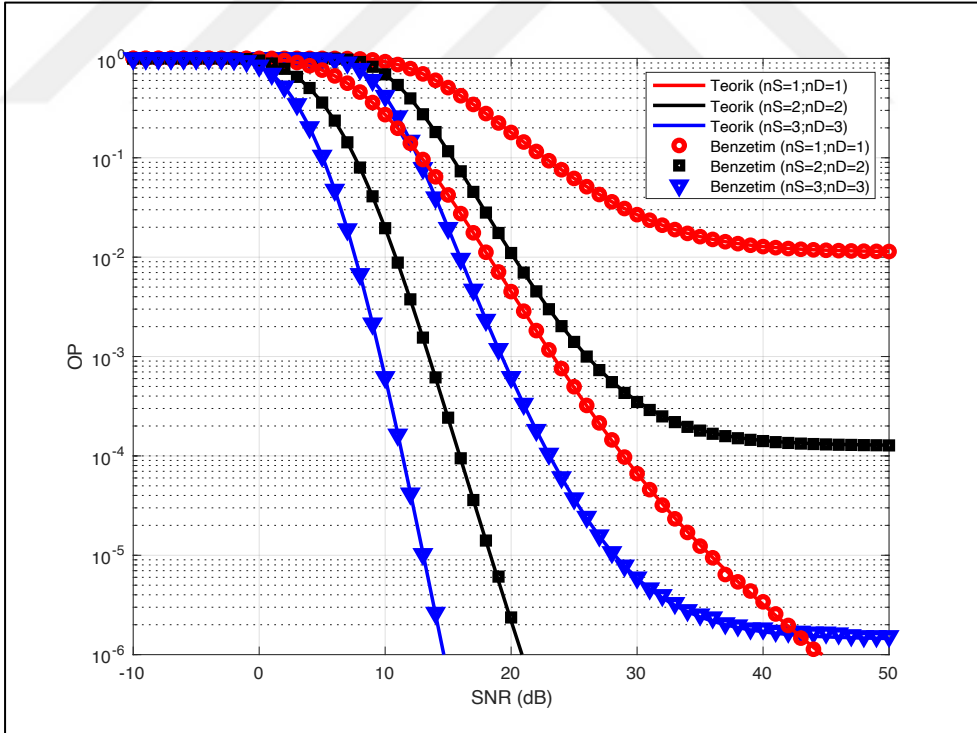
Ayrıca DP olan yardımlaşmalı ve hedefte SC'li birleştirme uygulanan sistemle, DP olan yardımlaşmalı ve hedefte MRC'li birleştirme uygulanan sistemin OP performanslar eğrileri ortak şekil üzerinde verilmiştir. Farklı σ_{RSI}^2 değerleri için elde edilen OP performans eğrileri Şekil 4.2 ile Şekil 4.15 arasında verilmiştir.



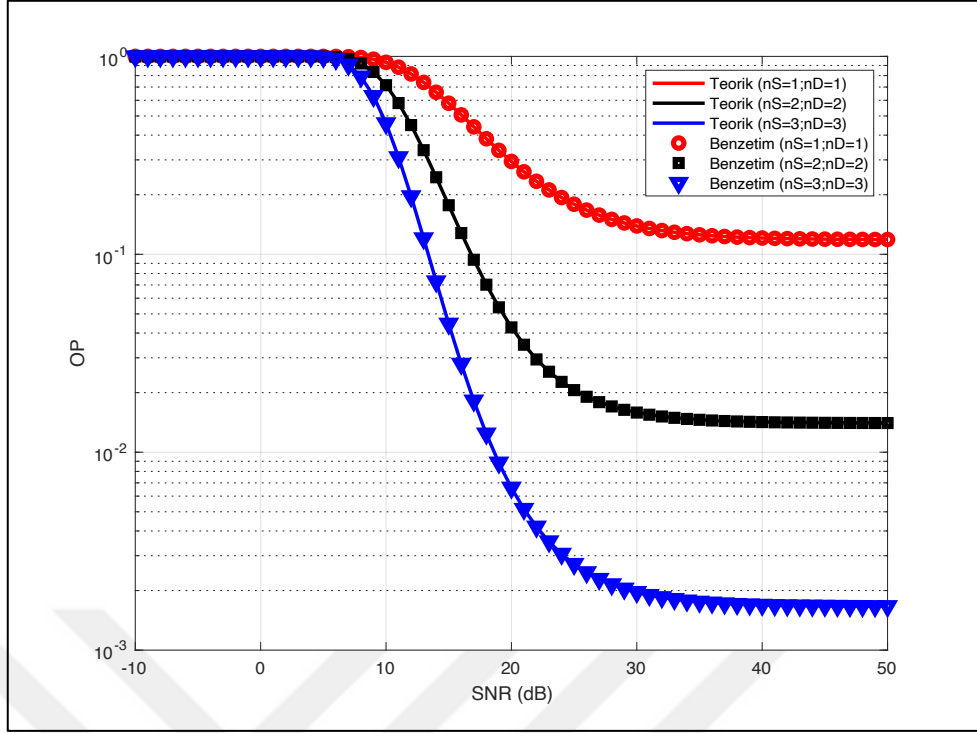
Şekil 4.2: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).



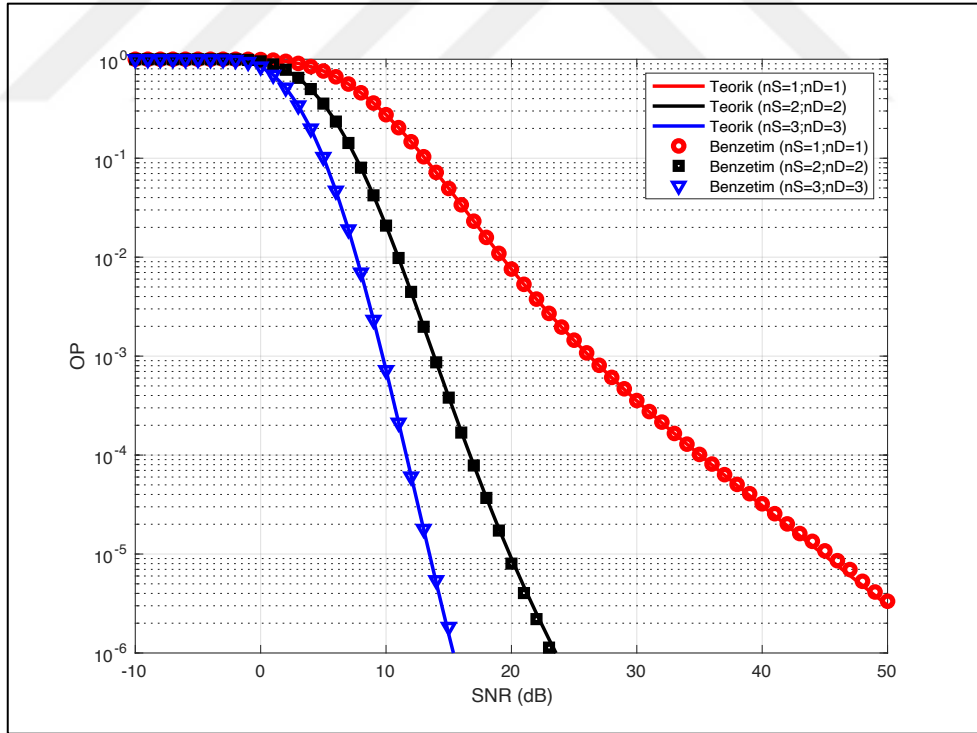
Şekil 4.3: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).



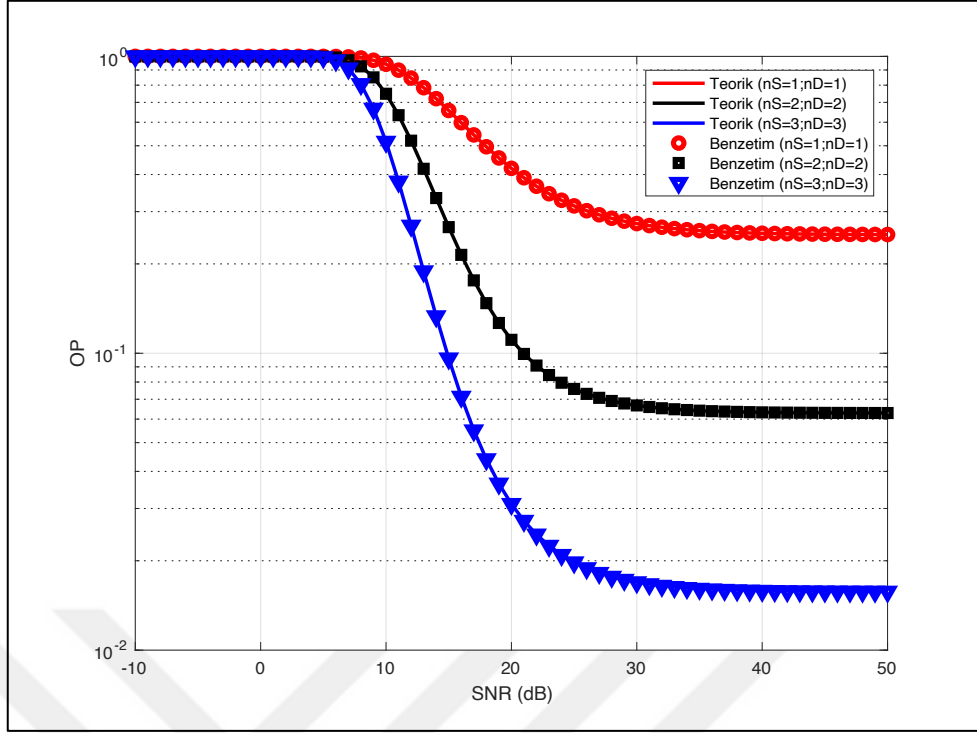
Şekil 4.4: DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemler için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).



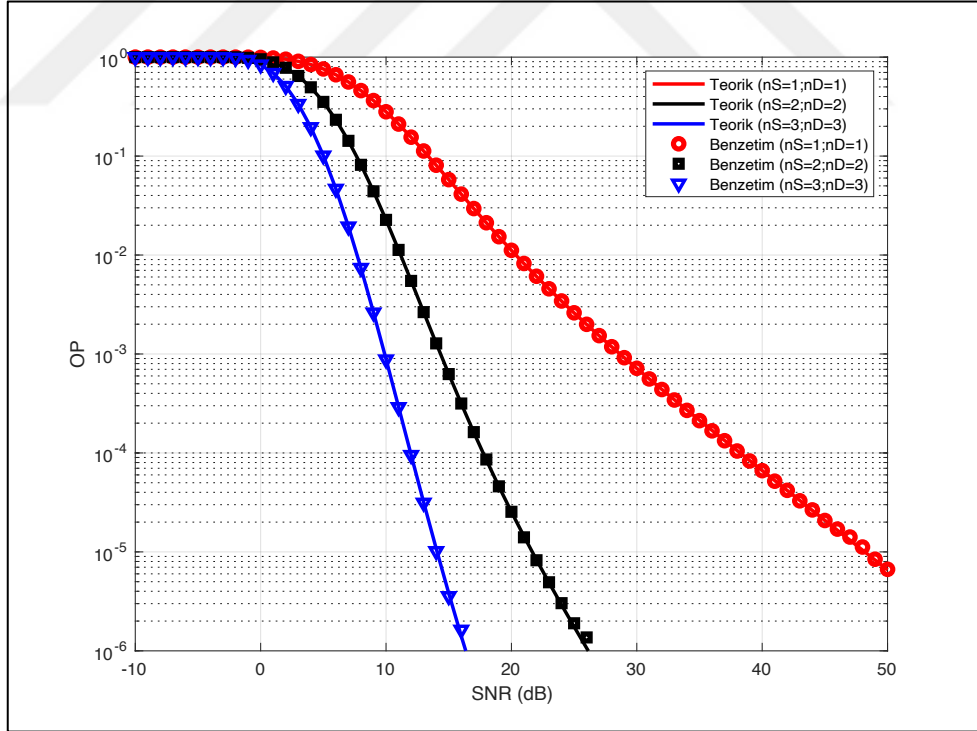
Şekil 4.5: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2$).



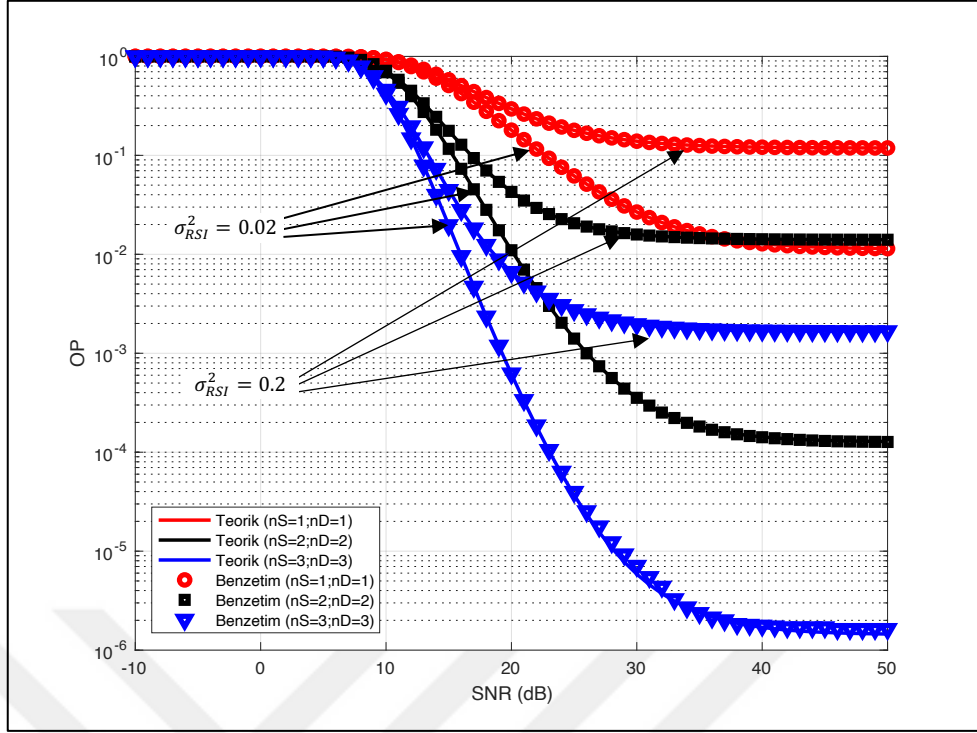
Şekil 4.6: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2$).



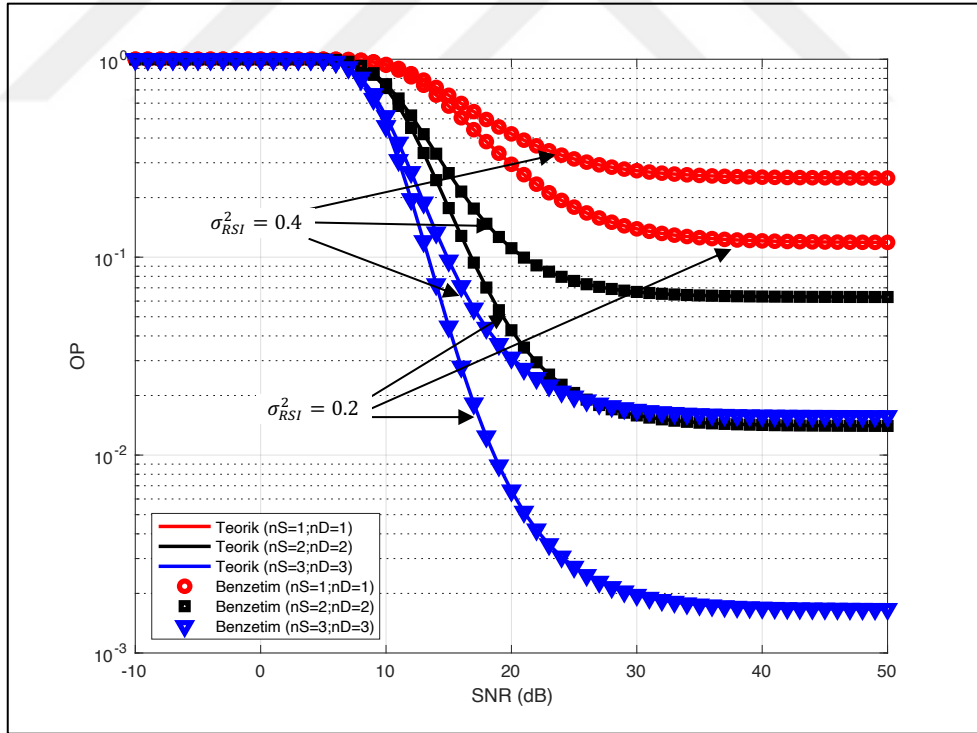
Şekil 4.7: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.4$).



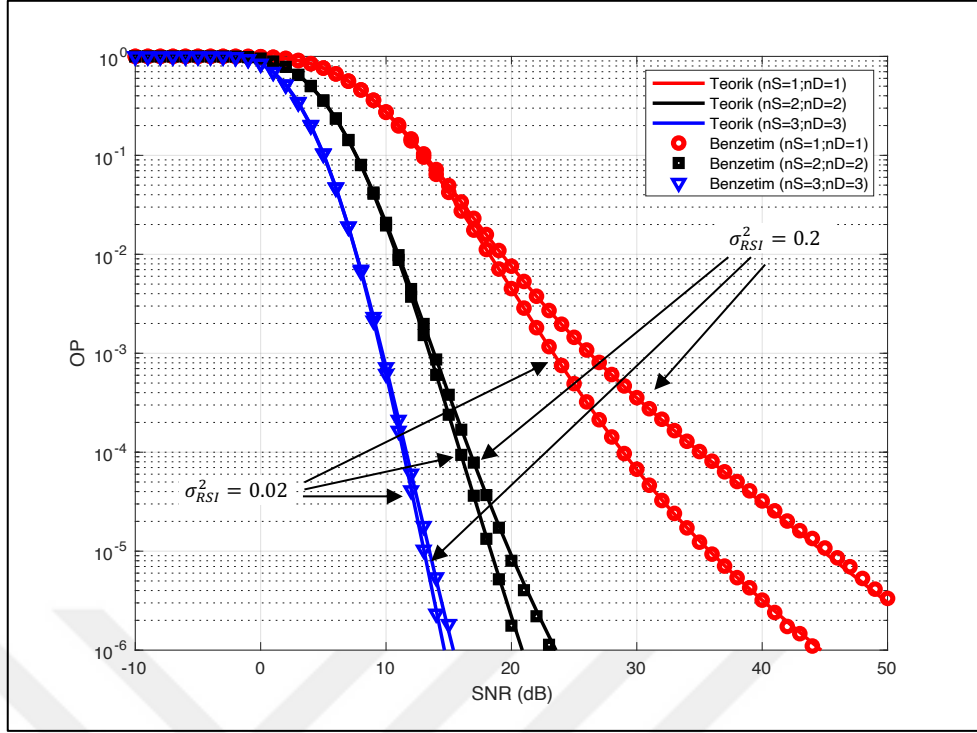
Şekil 4.8: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.4$).



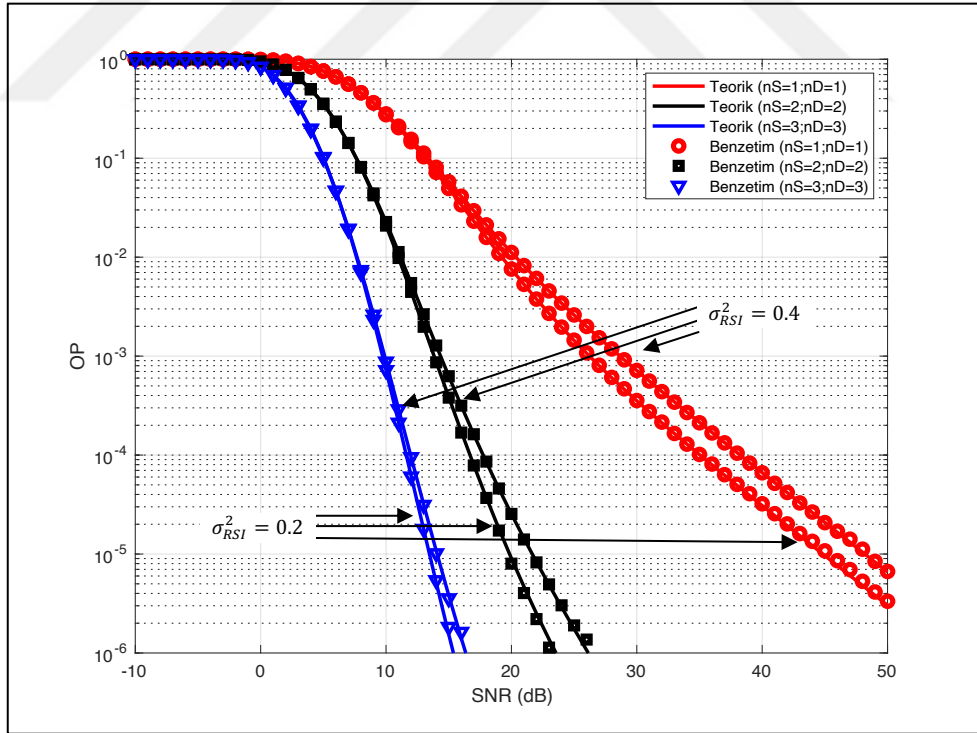
Şekil 4.9: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2$).



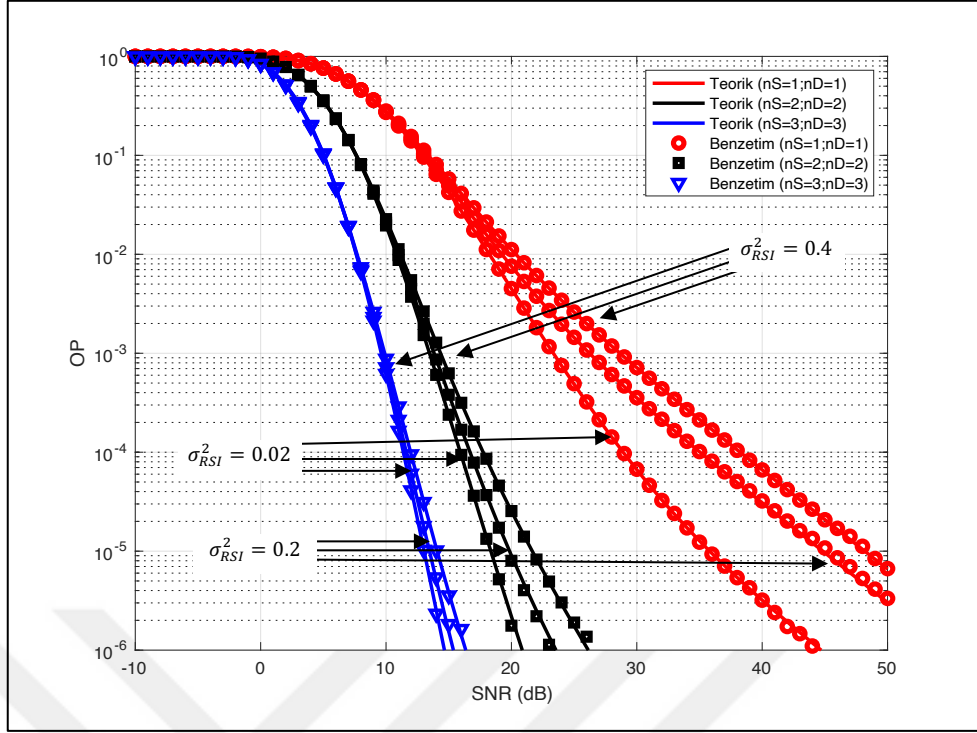
Şekil 4.10: DP olmayan röleli sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2, 0.4$).



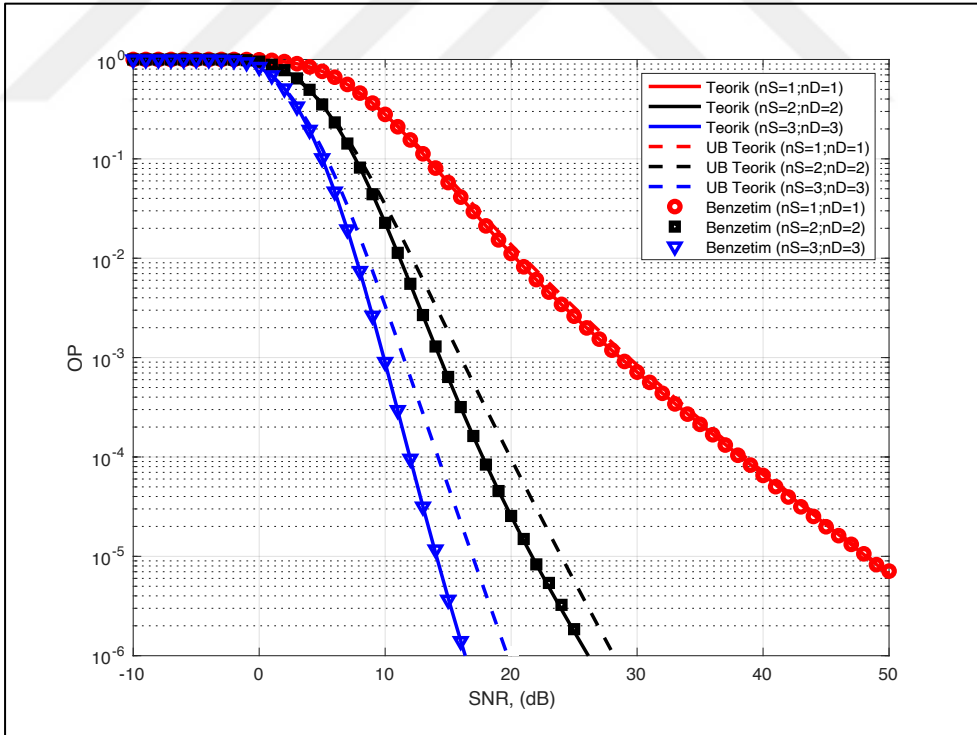
Şekil 4.11: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02, 0.2$).



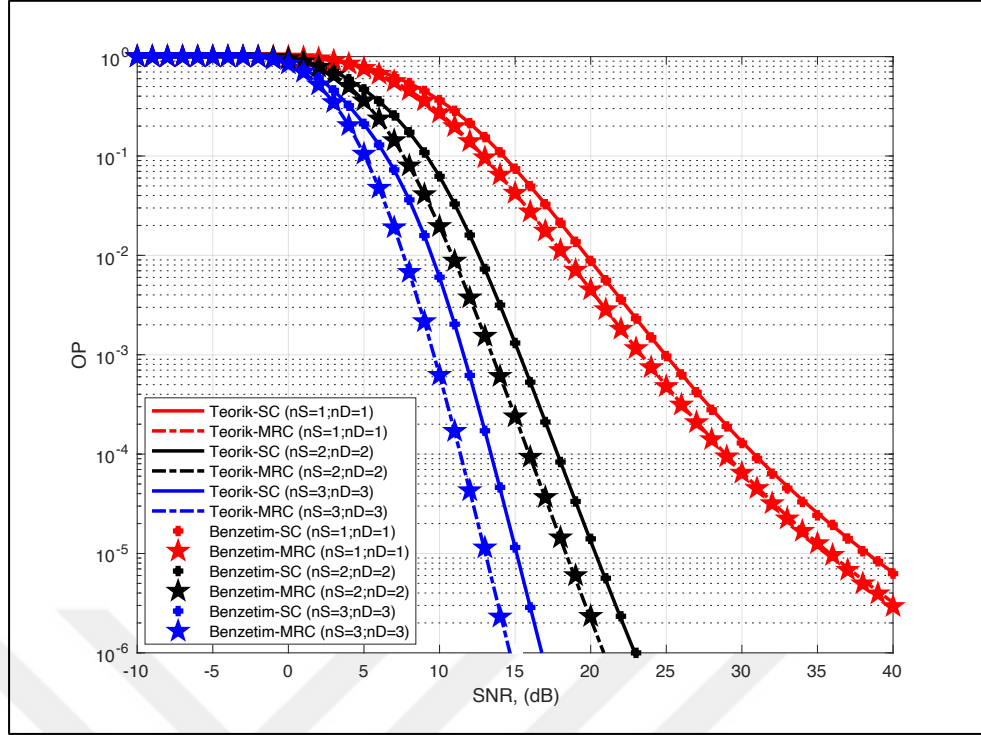
Şekil 4.12: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.2, 0.4$).



Şekil 4.13: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0,02, 0,2, 0,4$).



Şekil 4.14: DP olan yardımlaşmalı sistem için OP ve UB-OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0,02$).



Şekil 4.15: DP olan yardımlaşmalı hedefte SC ve MRC'li birleştirme uygulanan sistemlerin OP eğrileri ($\sigma_{RSI}^2 = 0.02$).

Bölüm 3.3.1'deki sonuçlara benzer şekilde, bu çalışmadaki bütün σ_{RSI}^2 değerleri için N_S ve N_D anten sayılarındaki artışın, DP olmayan röleli sistemlerin ve DP olan sistemlerin OP performans değerlerini iyileştirdiği gözlenmiştir. Şekil 4.2'de verilen eğrilere, $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve DP olmayan röleli sistemin kaynak ve hedefteki anten sayılarını $N_S = N_D = 2$ 'den $N_S = N_D = 3$ 'e arttırınca 10^{-3} OP değerine erişmek için gerekli SNR ihtiyacı yaklaşık 7 dB azalırken, Şekil 4.3'teki eğrilere göre $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve DP olan yardımlaşmalı sistemin anten sayısını benzer şekilde arttırınca 10^{-3} OP performans değerine 4 dB daha düşük SNR ile ulaşılır.

3. Bölümdeki çalışmalara benzer biçimde, bu kısımda çalışılan röleli sistemlerde de DP'nin sistemlerin OP performans değerleri üzerinde iyileştirici etkisi bulunmaktadır. Şekil 4.4'te verilen eğrilere, DP olan ve olmayan sistemlerin OP performans değerleri kıyaslamalı olarak verilmiştir. $N_S = N_D = 3$ anten sayılarına sahip ve DP olan yardımlaşmalı sistemin 10^{-3} OP değerine ulaşması için gereken SNR değeri, aynı anten sayılarına sahip ve DP olmayan röleli sistem için gereken SNR değerinden yaklaşık 9 dB daha düşüktür. DP'nin röleli sistemlerdeki OP performans üzerindeki iyileştirici etkisi farklı SI değerleri için de benzer şekilde gözlenir. Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'teki eğrilere bakarak kıyaslamayı $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ ve $N_S = N_D = 3$ anten

sayıları için DP olan yardımlaşmalı ve DP olmayan röleli sistemlerin 10^{-2} OP değeri için yaparsak, sonucun DP olan yardımlaşmalı sistem lehine 12 dB olduğunu görürüz. Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'ten bu kıyaslama $\sigma_{RSI}^2 = 0.4$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayılarında ve 10^{-1} OP değeri için yapılırsa sonucun bu sefer DP olan yardımlaşmalı sistem lehine 10 dB olduğu görülür.

Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da verilen eğrilerde, SI varyans değerlerinin DP olmayan sistemlerin OP performans değerleri üzerindeki olumsuz etkileri gösterilmiştir. DP olmayan röleli $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ olan sistemin $N_S = N_D = 3$ anten çeşitliliğindeki 10^{-2} OP değeri için gereken SNR değeri, $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ olan aynı sistem için gerekenden 2 dB daha düşüktür. Bu kıyaslamayı $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ olan sistemin 10^{-1} OP değeri için yaparsak, $\sigma_{RSI}^2 = 0.4$ olan aynı sistem için gerekenden 1.5 dB düşük olduğunu tespit ederiz.

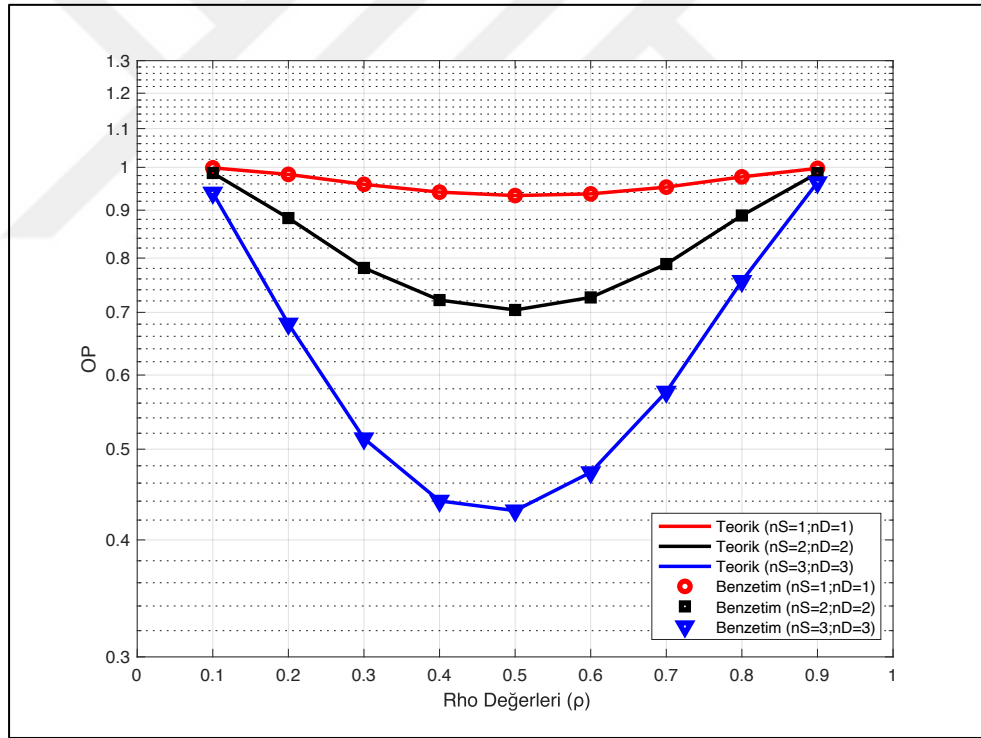
SI varyans değerlerinin artışının DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemlerin OP performans değerleri üzerinde bozucu etkisi vardır. Şekil 4.11, Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'te verilen eğrilerde, $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayıları için DP olan yardımlaşmalı sistemin 10^{-6} OP değerindeki performansı için gereken SNR değeri, $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayılarındaki aynı sistem için gerekenden 0.5 dB daha düşüktür. Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'teki eğrilerde, $\sigma_{RSI}^2 = 0.2$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayıları için DP olan yardımlaşmalı sistemin 10^{-6} OP değerindeki performansı için gereken SNR değeri, $\sigma_{RSI}^2 = 0.4$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayılarındaki benzer sistem için gerekenden 1 dB daha düşüktür. Şekil 4.13'te anten sayıları arttıkça sistemin SI'ya dayanaklı olduğu görülmektedir. Şekil 4.14'te anten sayıları arttıkça üst sınırın tam değerden uzaklaştığı görülmektedir.

Şekil 4.15'te verilen eğrilerde, DP olan yardımlaşmalı ve hedefte SC'li birleştirme uygulanan sistemin OP performans eğrileri ile DP olan yardımlaşmalı ve hedefte MRC'li birleştirme uygulanan sistemin OP performans eğrileri verilmiştir. $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $N_S = N_D = 3$ anten sayıları için DP olan yardımlaşmalı sistemin 10^{-6} OP değerindeki performansı için gereken SNR değeri, aynı SI varyans ve anten sayılarındaki DP olan yardımlaşmalı ve hedefte SC'li birleştirme uygulanan sistem için gerekenden 2 dB daha düşüktür.

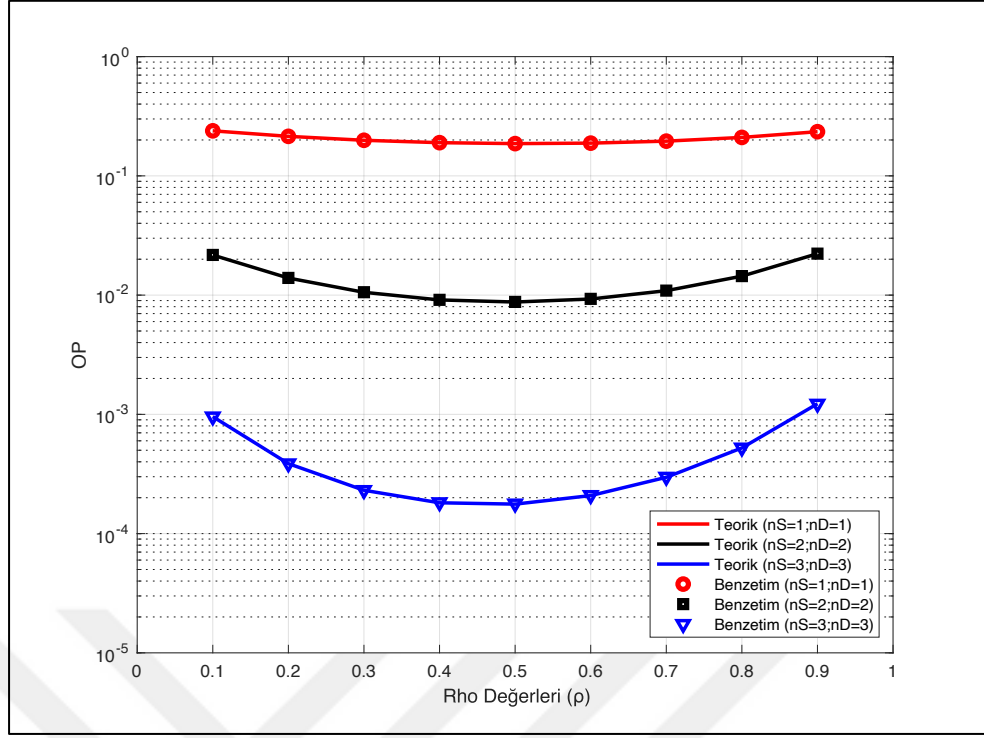
Bu sonuçlara göre, DP olan yardımlaşmalı ve hedefte MRC'li birleştirme uygulanan sistemlerin OP performans değerleri, hedefte SC'li birleştirme uygulanan benzer konfigürasyona sahip sistemlere göre daha başarılı demektir.

4.3.2. Optimum Rho (ρ) Değerinin Bulunmasına ait OP Eğrileri

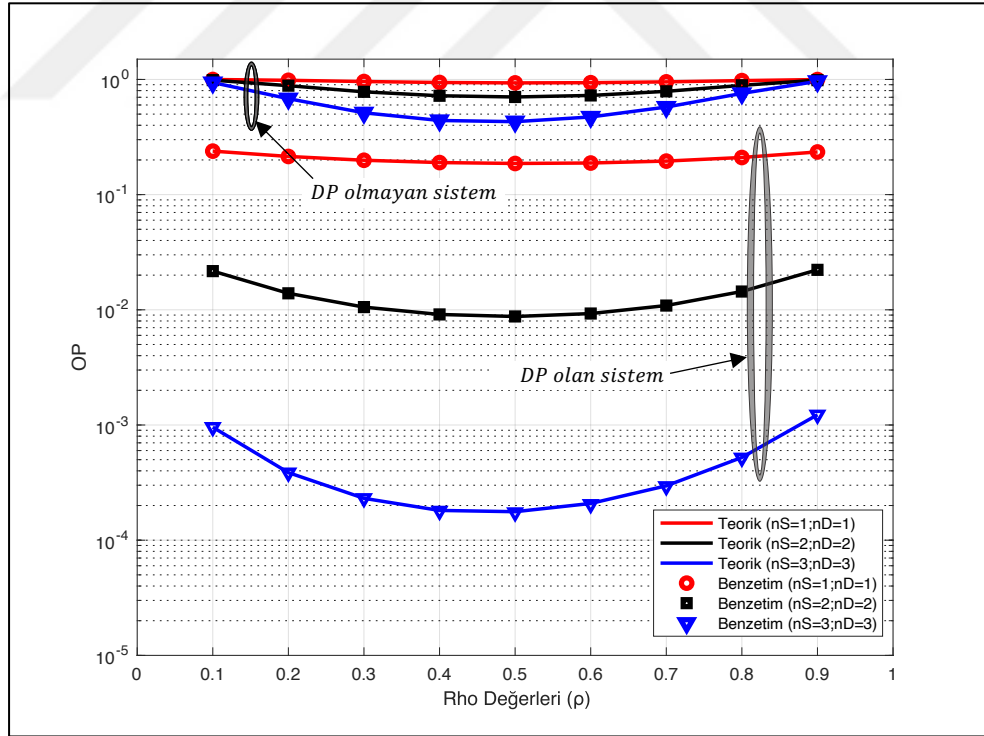
Bu bölümde, OP eğrileri yardımı ile farklı N_S ve N_D anten sayıları için optimum rho (ρ) değerleri araştırılmıştır. DP olmayan röleli sistem ve DP olan yardımlaşmalı sistem farklı ρ ve SNR değerleri için çalışılarak, OP değerlerini en iyi duruma getiren optimum ρ değerleri belirlenmiştir. Kaynak-röle (S-R), röle-hedef (R-D) ve kaynak-hedef (S-D) arası mesafeler olan d_1 , d_2 , d_0 değerleri Bölüm 3.3'te ifade edildiği gibi tanımlanırken, Ω_{SR} , Ω_{RD} ve Ω_{SD} normalize edilmiş birim güçlü değerler olarak alınmıştır. SI varyansı $\Omega_{LI} = \sigma_{RSI}^2 = 0.02$, AWGN için birim N_0 , $\rho = 0.7$ ve $\eta = 0.8$ kabul edilmiştir. Farklı SNR değerleri için, DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemler için ait analitik çözümler ve benzetimlere ait eğriler Şekil 4.16 ile Şekil 4.21 arasında gösterilmiştir.



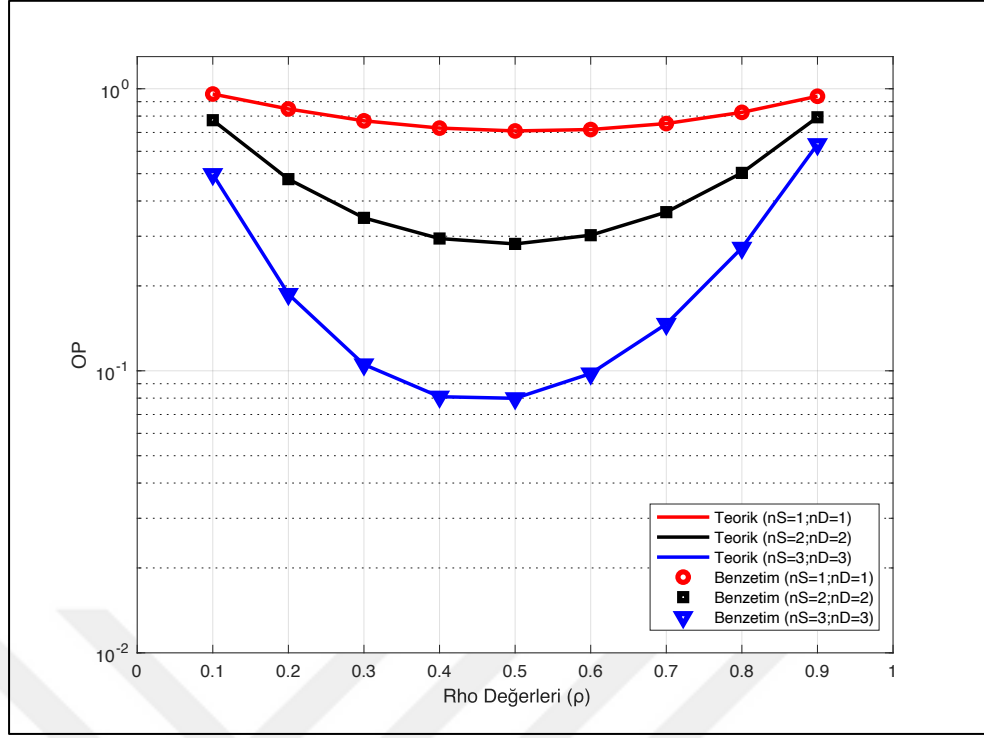
Şekil 4.16: DP olmayan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5$ dB).



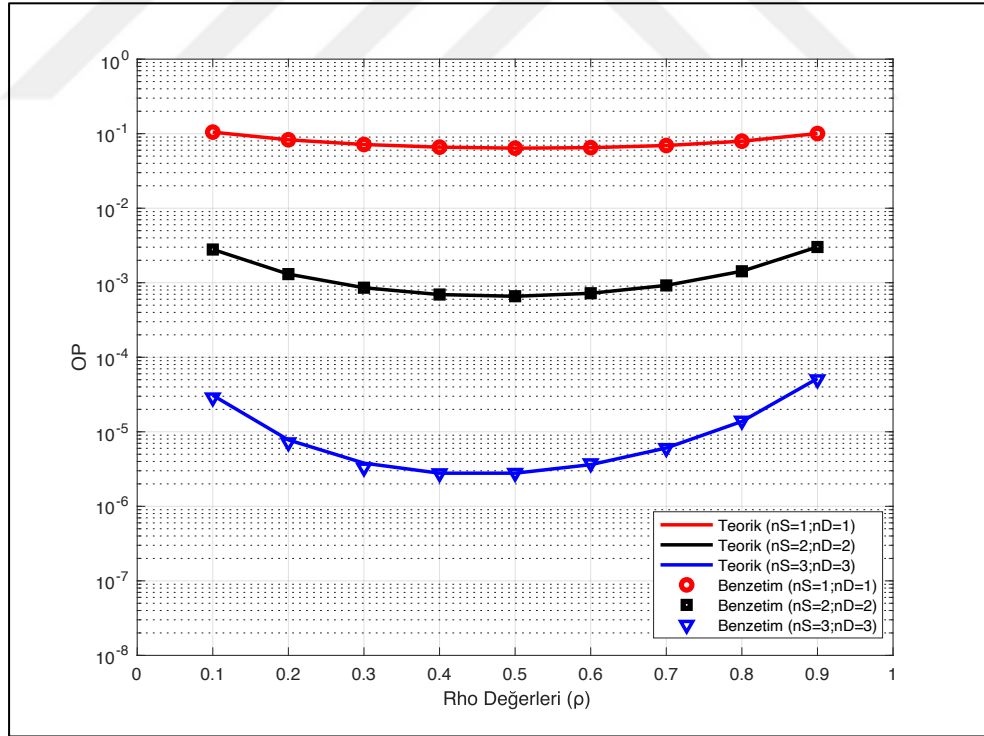
Şekil 4.17: DP olan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5$ dB).



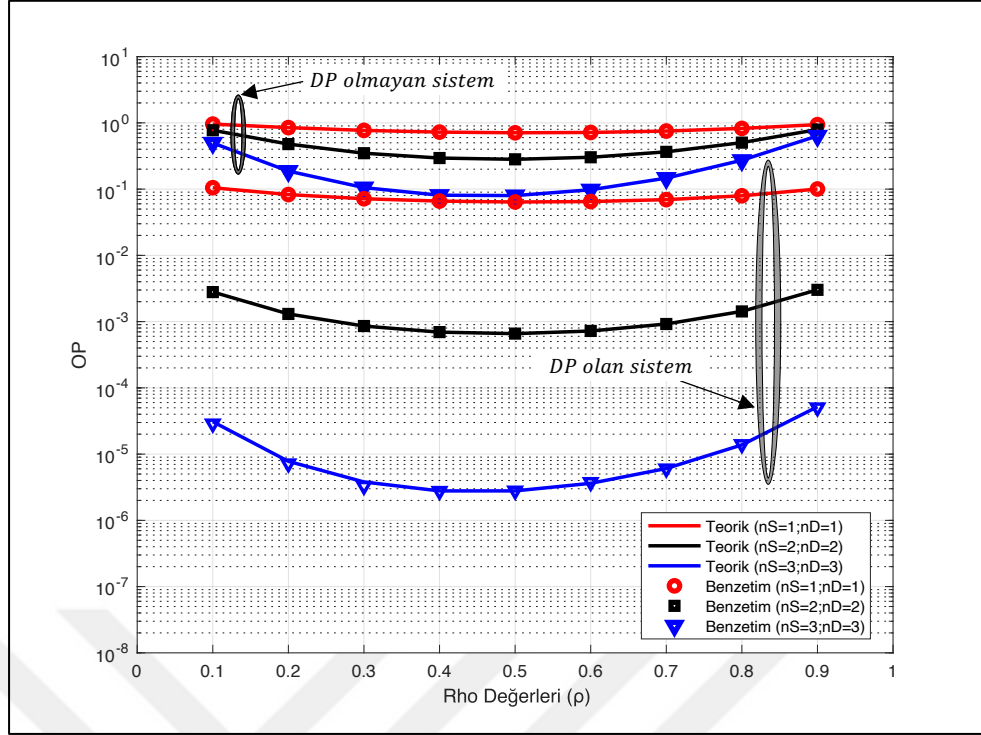
Şekil 4.18: DP olan ve olmayan sistemlerde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 5$ dB).



Şekil 4.19: DP olmayan sistemde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 8$ dB).



Şekil 4.20: DP olan sisteme ait farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 8$ dB).



Şekil 4.21: DP olan ve olmayan sistemlerde farklı ρ değerleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 8 \text{ dB}$).

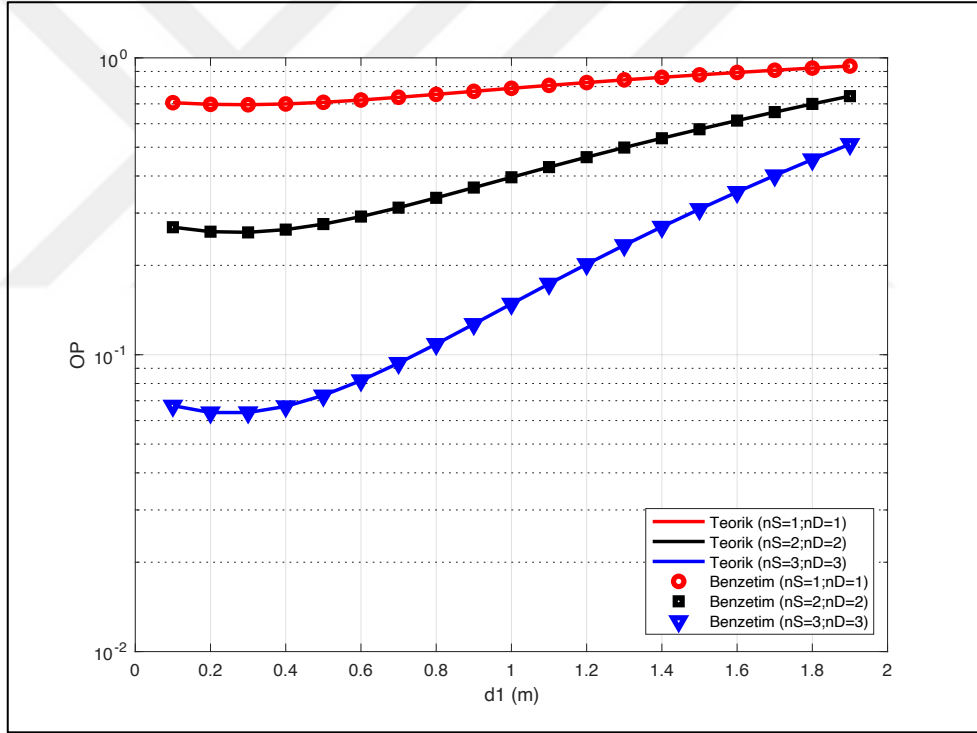
Şekil 4.16, Şekil 4.17 ve Şekil 4.18’te verilen eğrilerde, DP olmayan röleli ve DP olan yardımcısal FD-AF sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve 5 dB SNR değeri için elde edilen teorik ve simülasyon sonuçlarına göre; ρ değerleri arttıkça OP değerleri iyileşmiş, belli bir optimum değere ulaştıktan sonra da kötüleşmiştir. 3. Bölümde de ifade edildiği gibi bu kötüleşmenin sebebi, ρ değerinin artışıyla SI’den oluşan, OP’yi bozacak etkinin artmasıdır. $N_S = N_D = 1, 2, 3$ anten sayıları için en iyi OP performans değerleri ρ ’nun 0.5 olduğu değerde gözlenmiştir. Şekil 4.19, Şekil 4.20 ve Şekil 4.21’de verilen eğrilerde ise aynı sistemin 8 dB SNR değeri için elde edilen teorik ve simülasyon sonuçlarına göre; en iyi OP değerleri yine ρ ’nun 0.5 olduğu değerde oluşmuştur. Bu şekilde bütün SNR ve anten sayılarında en iyi OP değerini sağlayan optimum ρ değeri 0.5 olarak bulunur. DP olan yardımcısal sistemlerin en iyi OP değerine, $N_S = N_D = 3$ anten sayılarında optimum ρ değerinde ve SNR değeri 8 dB iken ulaşılmıştır.

Sonuç olarak; DP olan yardımcısal veya DP olmayan röleli sistemlerde, optimum ρ değerine ulaşıncaya kadar iyileşen OP performansı optimum değer yakalandıktan sonra kötüleşir. Tanımlanan sistemin en verimli OP performans üreteceği durum optimum ρ değerine sahip olunan durumdur.

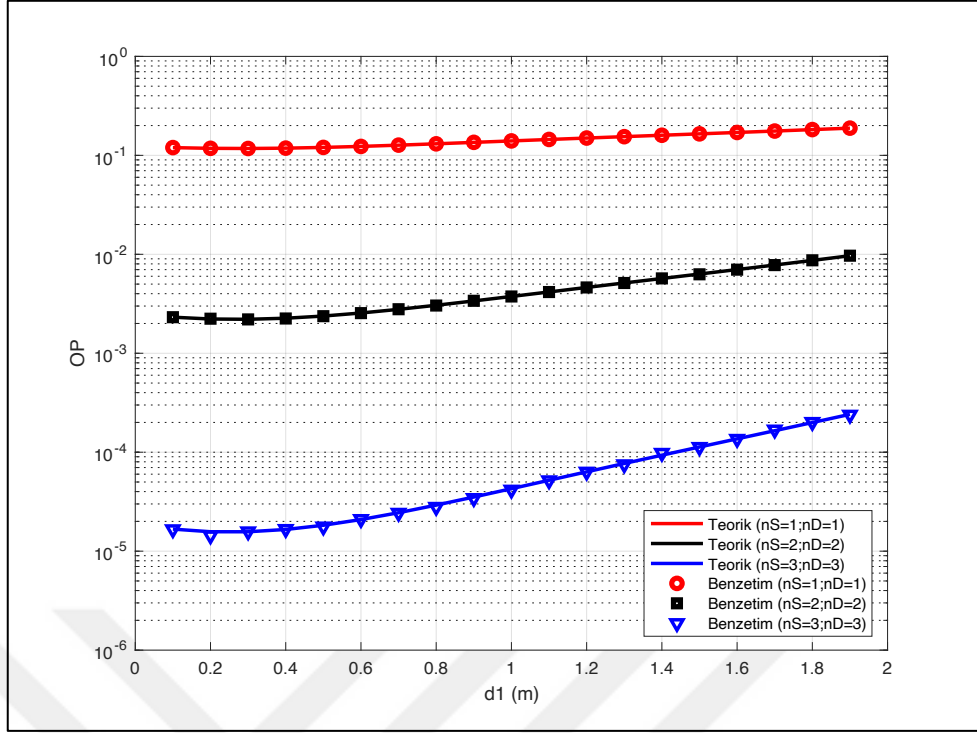
4.3.3. Farklı Röle Yerleşimleri ile Elde Edilen OP Eğrileri

Bu kısımda, DP olan yardımlaşmalı ve DP olmayan röleli sistemlerin OP performans değerlerinin davranışı, rölenin kaynak ve hedef arasındaki farklı yerleşimleri için çalışılmıştır. Bölüm 3.3'teki değerlerde tanımlı ρ , η , Ω_{SR} , Ω_{RD} , Ω_{SD} ve PLC $\xi = 2$ alınırken, ortalama SNR değerleri $\bar{\gamma} = 12, 15 \text{ dB}$ ve $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ olarak alınmıştır. Kaynak ve röle (S-R) arasındaki rölenin farklı yerleşimlerini ifade eden $d_1 = [0.1 \ 0.2 \dots 1.1 \dots 1.8 \ 1.9] \text{ m}$, kaynak ve hedef (S-D) arasındaki mesafe olan $d_0 = 2 \text{ m}$ ve röle ile hedef (R-D) arasındaki mesafe için $d_2 = (2 - d_1) \text{ m}$ olarak alınmıştır.

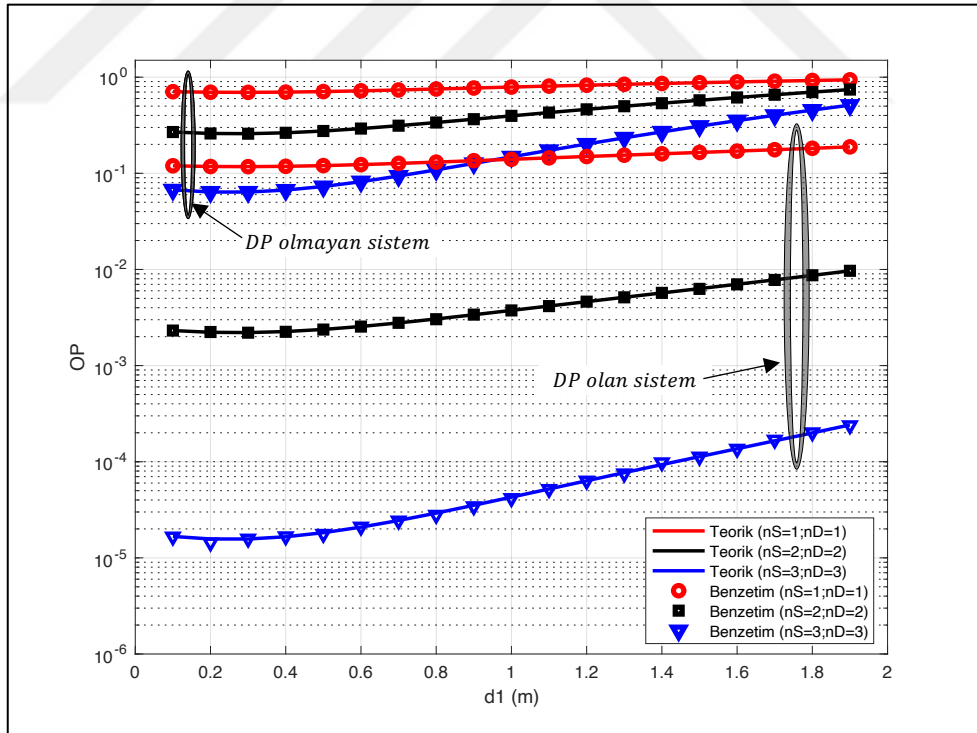
DP olmayan röleli ve DP olan yardımlaşmalı sistemler için teorik ve simülasyon eğrileri Şekil 4.22 ile Şekil 4.27 arasında gösterilmiştir.



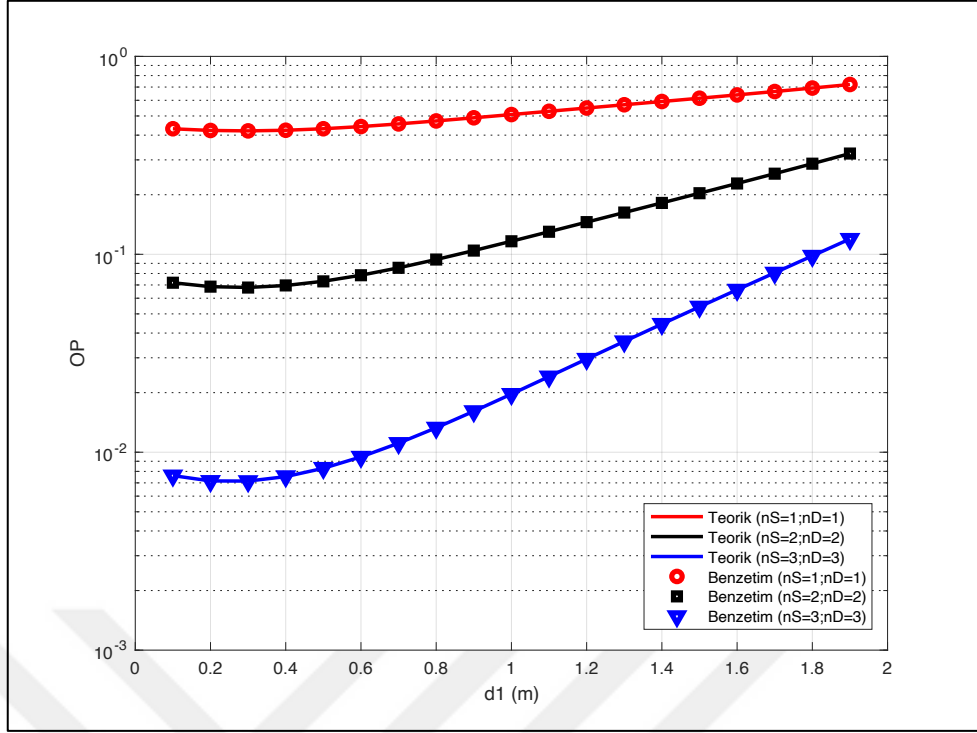
Şekil 4.22: DP olmayan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12 \text{ dB}$).



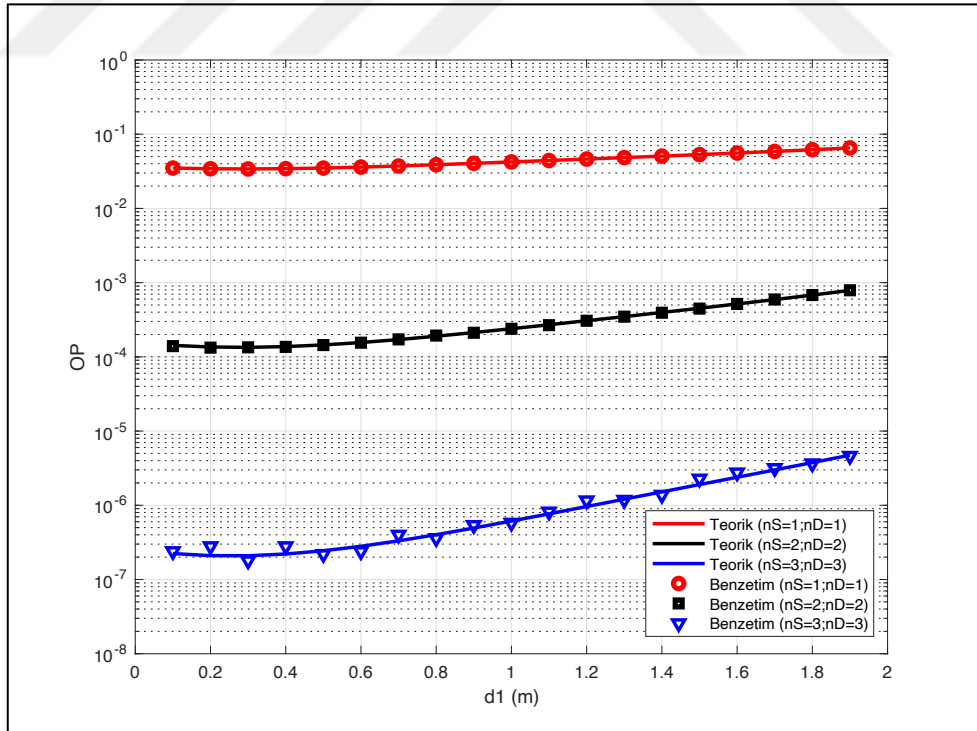
Şekil 4.23: DP olan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12$ dB).



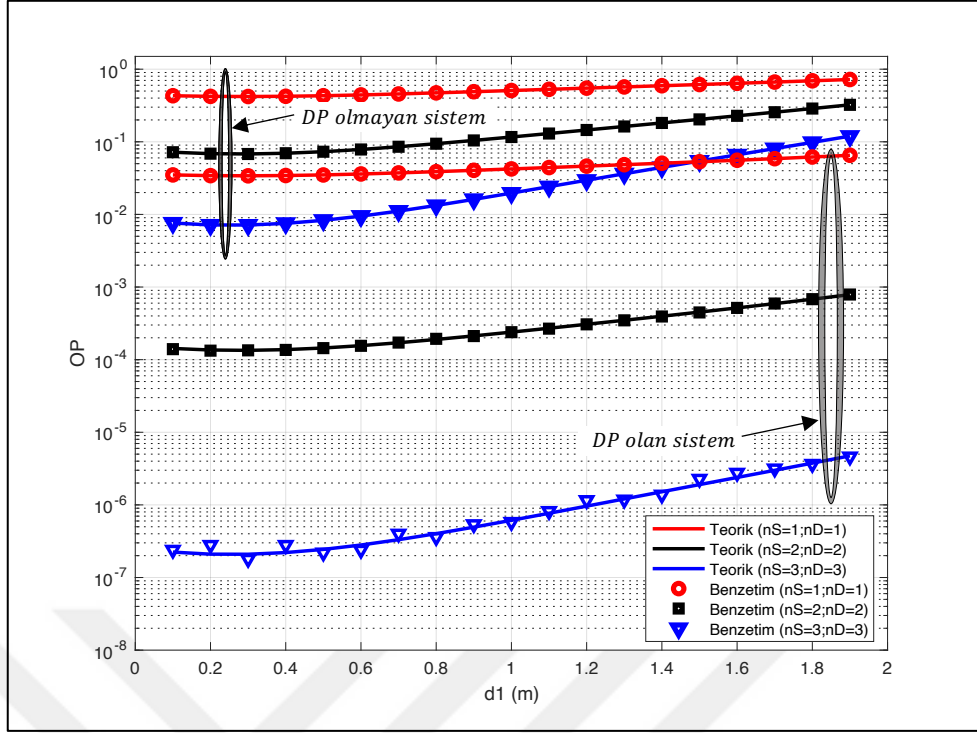
Şekil 4.24: DP olan ve olmayan sistemlerde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 12$ dB).



Şekil 4.25: DP olmayan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15$ dB).



Şekil 4.26: DP olan sistemde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15$ dB).



Şekil 4.27: DP olan ve olmayan sistemlerde farklı d_1 yerleşimleri için OP eğrileri ($\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$).

Şekil 4.22, Şekil 4.23 ve Şekil 4.24'te verilen DP olmayan röleli ve DP olan yardımcısal FD-AF sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve 12 dB SNR değeri için elde edilen teorik ve simülasyon eğrilerine göre; röle kaynaktan uzaklaştıkça OP performans değerleri kötüleşmektedir. Bölüm 3.3.3'te ifade edildiğine benzer şekilde kötüleşme anten sayısı arttıkça artmaktadır. Örneğin; Şekil 4.22'de verilen eğrilerde görüldüğü gibi, $N_S = N_D = 3$ anten sayısına sahip DP olmayan sistemde rölenin kaynağa olan uzaklığının 0.2 m 'den 1.8 m 'ye değişimi ile OP performansı yaklaşık 6.6 kat kötüleşir. Aynı konfigürasyona sahip $N_S = N_D = 1$ anten sayısındaki sistemde rölenin aynı şekilde yer değişimi ile OP performansında yaklaşık 1.3 kat kötüleşme gözlenir. Şekil 4.24'te verilen eğrilere göre, DP olmayan röleli ve DP olan yardımcısal sistemlerin en iyi OP değerleri rölenin kaynağa 0.30 m uzaklıkta olduğu yerleşiminde elde edilmiştir.

Şekil 4.25, Şekil 4.26 ve Şekil 4.27'de verilen eğrilere göre, DP olmayan ve DP olan sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve 15 dB SNR değeri için elde edilen OP performans değerleri, Şekil 4.22, Şekil 4.23 ve Şekil 4.24'teki eğrilerde verilen aynı sistemlerin 12 dB SNR değeri için elde edilen OP performans değerlerinden daha iyi sonuçlar ortaya koymuştur. Şekil 4.27'te verilen eğrilerdeki DP olmayan röleli ve DP olan

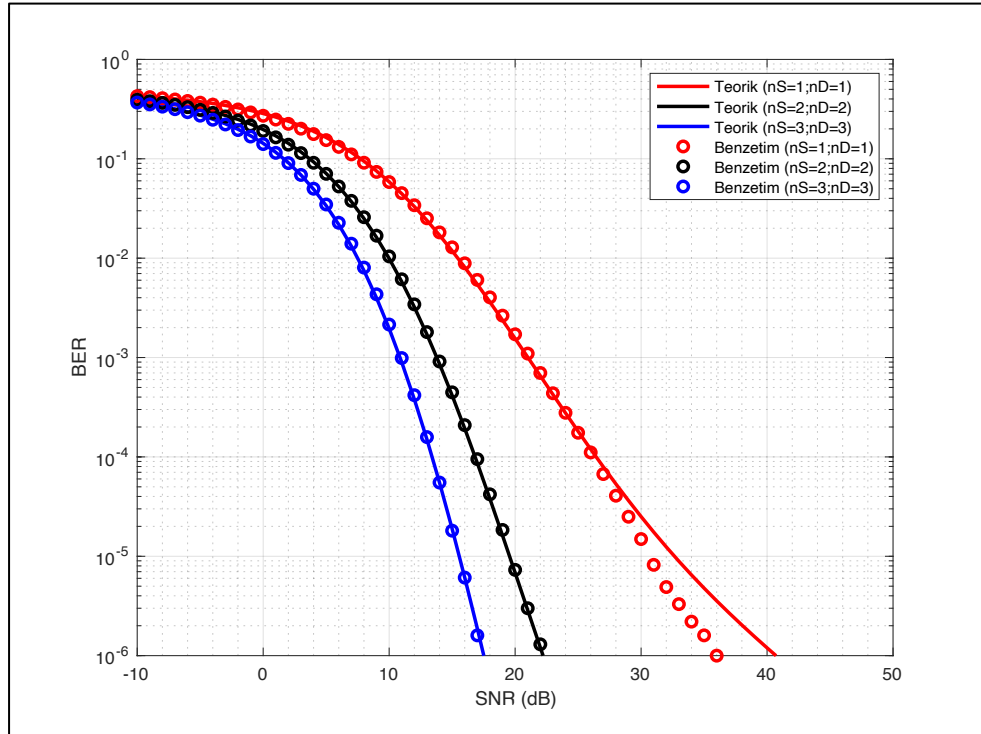
yardımlaşmalı sistemlerin en iyi OP performans değerleri rölenin kaynağa 0.30 m uzaklıkta olduğu yerleşim için elde edilmiştir.

Sonuç olarak, rölenin yeri kaynaktan uzaklaştıkça sistemin OP performansı, mesafeye bağlı olarak kötüleşmektedir. Bu bölümde çalışılan sistemin 12 ve 15 dB SNR değerlerindeki OP performansının en iyi olduğu değerler rölenin kaynağa olan uzaklığı 0.3 m olan yerleşimde elde edilmiştir.

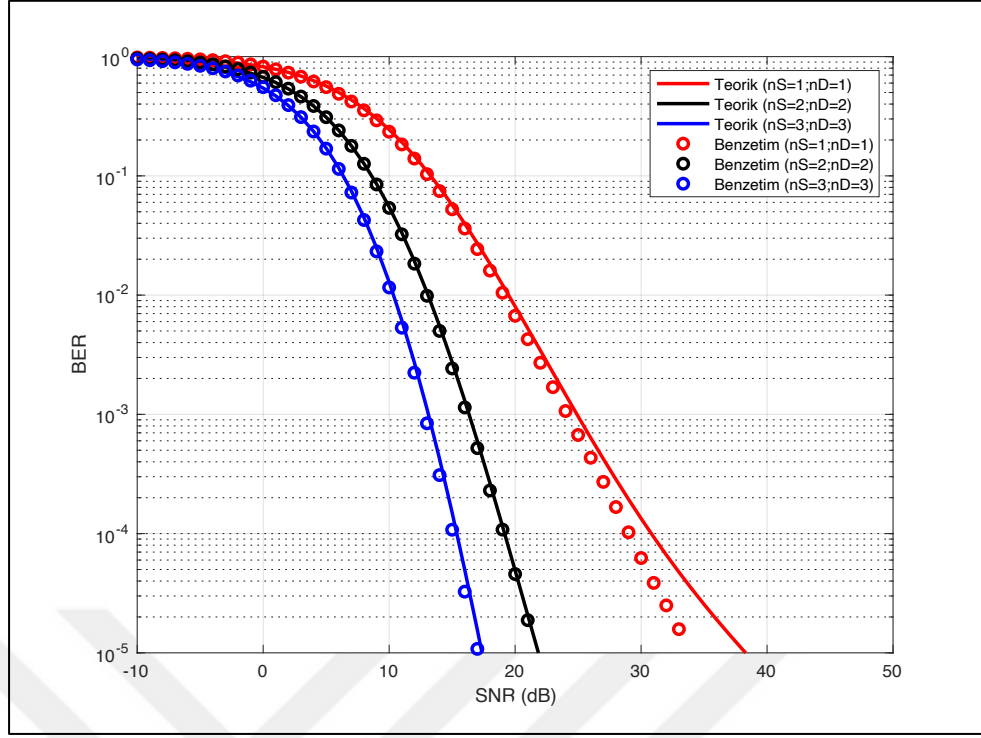
4.3.4. BER Performans Eğrileri

Bu bölümde, DP olan yardımlaşmalı sistemin teorik ve benzetim BER sonuçları verilmiştir. Ortalama SNR değerleri $[-10:50]$ dB, $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$, $d_1 = 1$ m, $d_2 = 1$ m, $d_0 = 2$ m, $\rho = 0.7$ ve $\eta = 0.8$ olarak alınmıştır. AWGN için birim N_0 , $\Omega_{SR} = (1 + d_1^\xi)^{-1}$, $\Omega_{RD} = (1 + d_2^\xi)^{-1}$, $\Omega_{SD} = (1 + d_0^\xi)^{-1}$ ve PLC $\xi = 2$ olarak kabul edilmiştir. Telsiz haberleşme sistemlerinde düşük SNR analizleri çok önemli olduğundan bu bölümde düşük SNR bölgesi dikkate alınmıştır [34].

Kaynak ve hedefteki farklı anten sayılarında BPSK ve BDPSK için elde edilen BER performans eğrileri Şekil 4.28 ve Şekil 4.29'da verilmiştir.



Şekil 4.28: DP olan yardımlaşmalı sistemde BPSK için BER eğrileri.



Şekil 4.29: DP olan yardımlaşmalı sistemde BDPSK için BER eğrileri.

Şekil 4.28'teki DP olan yardımlaşmalı FD-AF röleli sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $[-10: 50]$ dB SNR değerleri için verilen BPSK teorik ve simülasyon eğrilerine göre; kaynak ve hedefteki anten sayısının artışına bağlı olarak BER performans değerleri iyileşmektedir. Röleli sistemin 10^{-3} BER performansına erişimi için gereken SNR değerleri, $N_S = N_D = 1$ anten sayısı için 21 dB, $N_S = N_D = 2$ anten sayısı için 13.5 dB ve $N_S = N_D = 3$ anten sayıları için 11 dB'dir. Anten çeşitlenmesiz olan sistemde, 10^{-3} BER performansına erişmek için $N_S = N_D = 3$ anten çeşitlenmesi uygulanarak yaklaşık 10 dB SNR tasarrufu sağlanabilir. Anten çeşitlenmesiz sistemde, 10^{-6} BER performansına erişmek için aynı anten çeşitlenmesi uygulanarak yaklaşık 22 dB SNR tasarrufu sağlanabilir.

Şekil 4.29'daki DP olan yardımlaşmalı FD-AF röleli sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $[-10: 50]$ dB SNR değerleri için verilen BDPSK teorik ve simülasyon BER eğrilerine göre; BER performans değerleri kaynak ve hedefteki anten sayısının artışına bağlı olarak iyileşmektedir. Röleli sistemin 10^{-3} BER performansına erişimi için gereken SNR değerleri, $N_S = N_D = 1$ anten sayısı için 24.5 dB, $N_S = N_D = 2$ anten sayısı için 16.5 dB ve $N_S = N_D = 3$ anten sayısı için ise 12.5 dB'dir.

Şekil 4.28 ve Şekil 4.29'teki BPSK ve BDPSK BER eğrilerine göre; aynı konfigürasyondaki röleli sistemlerin 10^{-3} BER performansı için gereken SNR değerlerini kıyaslarsak, BPDSK için gerekli SNR değerinin BPSK için gereken gerekli olan SNR değerinden 1.5 dB daha fazla olduğu görülür. Bu sonuçlara göre, FD-AF röleli ve aynı konfigürasyona sahip sistemlerin aynı BER performanslarına erişmesi için gereken SNR değerleri, BDPSK işarete sahip sistemler için daha fazladır. BPSK işaret aynı şartlar altında daha başarılı BER performans sonuçları sağlamaktadır.

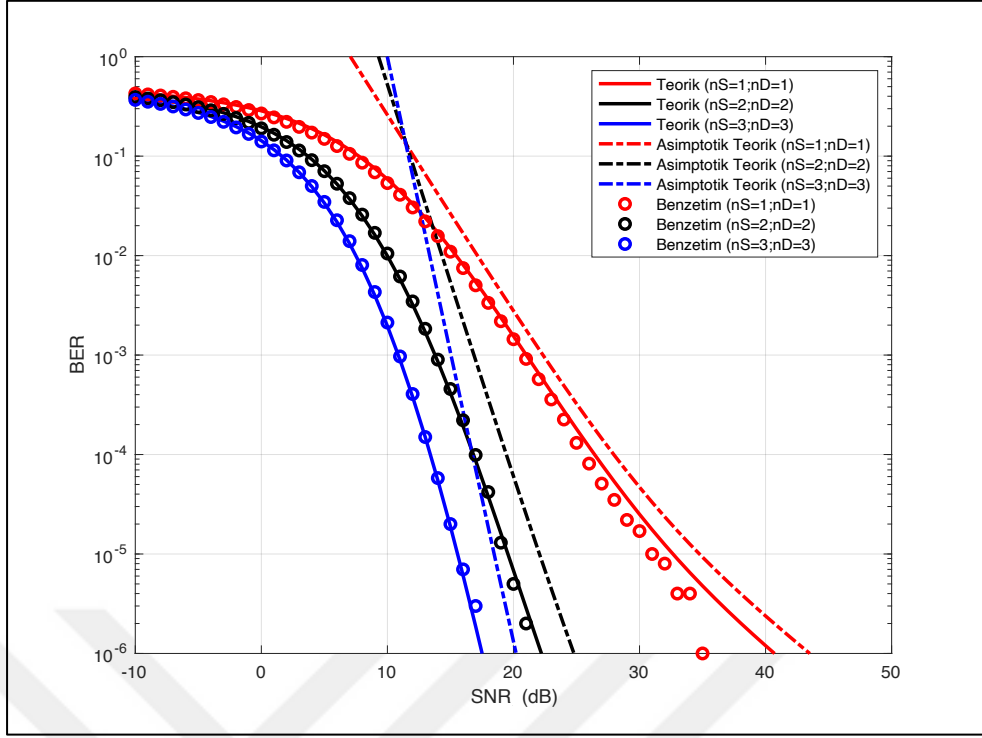
Şekil 3.27'te verilen hedefte SCLi birleştirme uygulanan röleli sistemler ile Şekil 4.28'de verilen hedefte MRC'li birleştirme uygulanan röleli sistemler BPSK BER performans sonuçlarına göre kıyaslanırsa; 10^{-6} BER performansına erişim için gereken SNR değerleri, $N_S = N_D = 3$ anten sayılarındaki MRC'li birleştirme uygulanan sistemlerde SC'li birleştirme uygulanan sistemlere göre 3 dB daha düşüktür.

Sonuç olarak, hedefte MRC'li birleştirme uygulanan röleli sistemler, SC'li birleştirme uygulanan röleli sistemlere göre daha başarılı BER performans değerleri sağlamaktadır. Hedefte MRC'li birleştirme uygulanan röleli sistemlerin BPSK için elde edilen BER performans değerleri, BDPSK için elde edilen BER performanslarına kıyas ile daha başarılıdır.

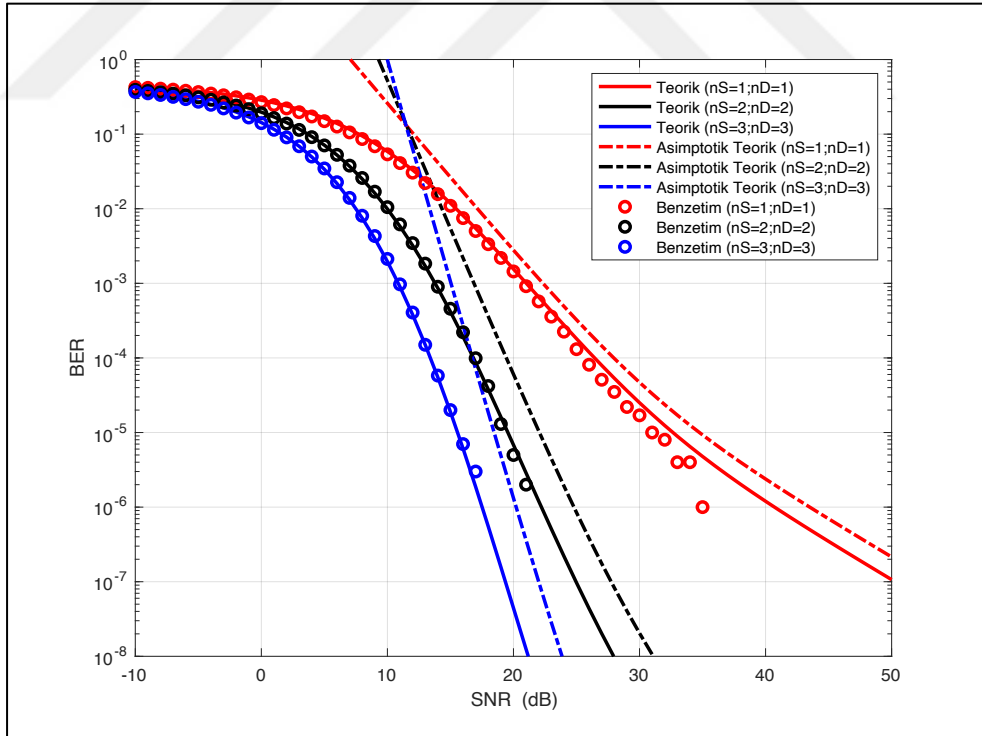
4.3.5. Asimptotik BER Performans Eğrileri

Bu bölümünde, S-D arasındaki DP ve S-R-D röleli yol üzerinden birlikte iletim sağlayan yardımlaşmalı sistemin teorik, asimptotik teorik ve simülasyon BER sonuçları verilmiştir. Ortalama SNR değerleri $[-10:50]$ dB alınırken diğer parametreler Bölüm 3.3'te verildiği gibi S-R, R-D, S-D için sırasıyla $d_1 = 1 \text{ m}$, $d_2 = 1 \text{ m}$, $d_0 = 2 \text{ m}$, $\Omega_{SR} = (1 + d_1^\xi)^{-1}$, $\Omega_{RD} = (1 + d_2^\xi)^{-1}$, $\Omega_{SD} = (1 + d_0^\xi)^{-1}$ ve $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ olarak kabul edilmiştir. AWGN için birim N_0 , $\rho = 0.7$, $\eta = 0.8$, $\xi = 2$ olarak tanımlanmıştır.

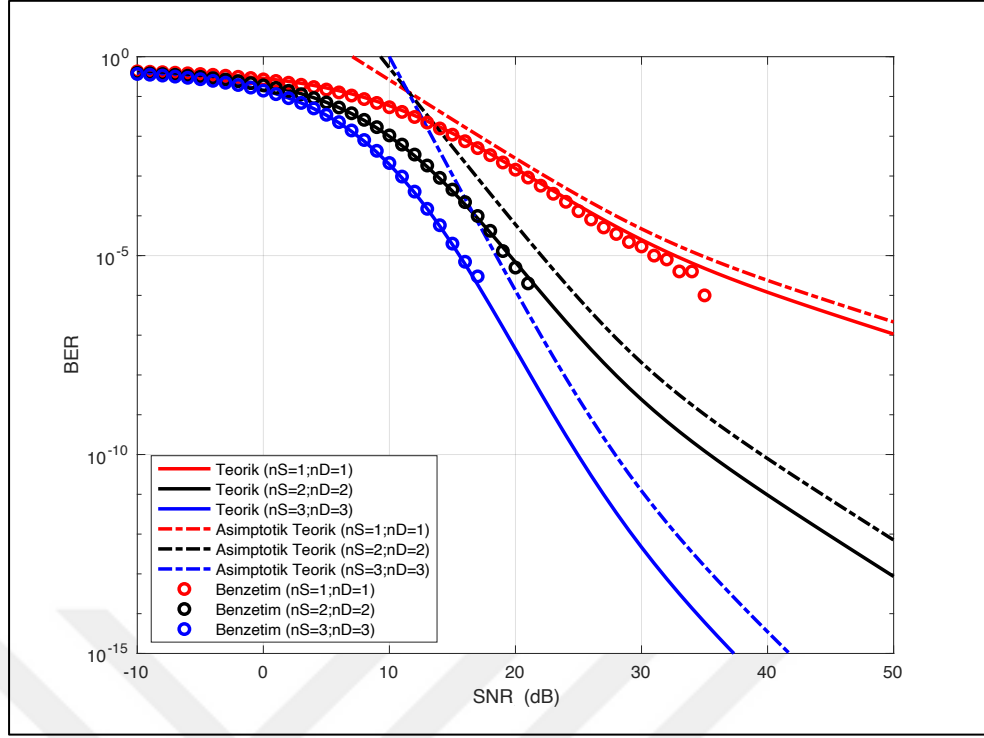
Teorik ve simülasyon BER değerleri ile asimptotik BER eğrilerinin $[-10:50]$ SNR değerlerindeki davranışları, 10^{-6} ile 10^{-40} arasında farklı BER ölçekleri için Şekil 4.30 ile Şekil 4.39 arasındaki eğrilerde verilmiştir.



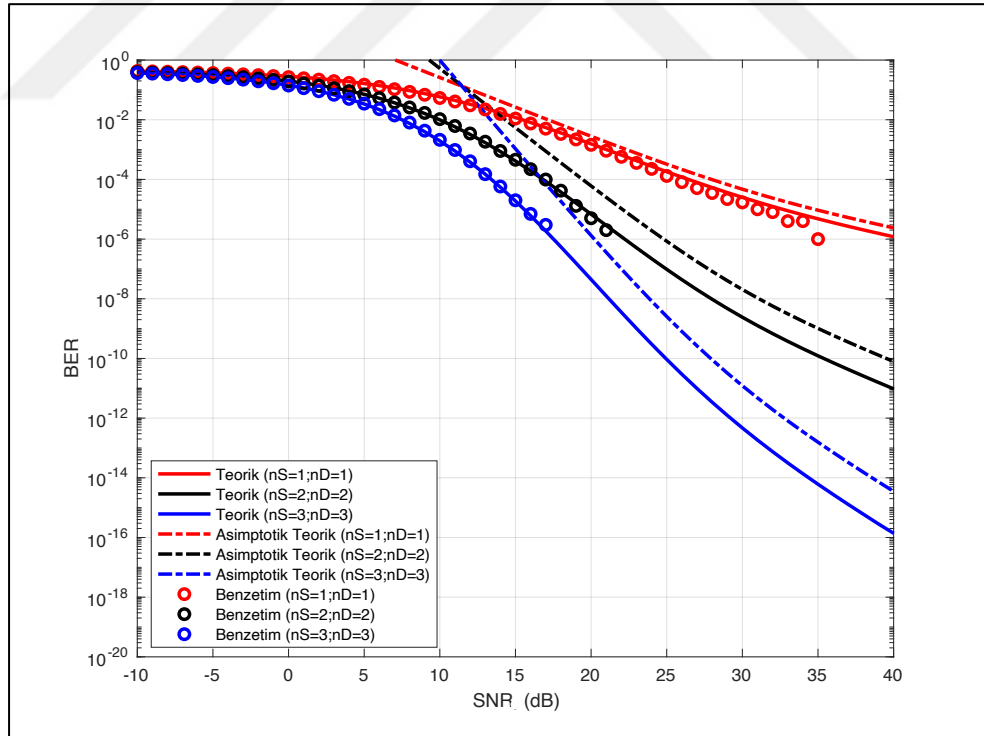
Şekil 4.30: DP olan röleli sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-6}$).



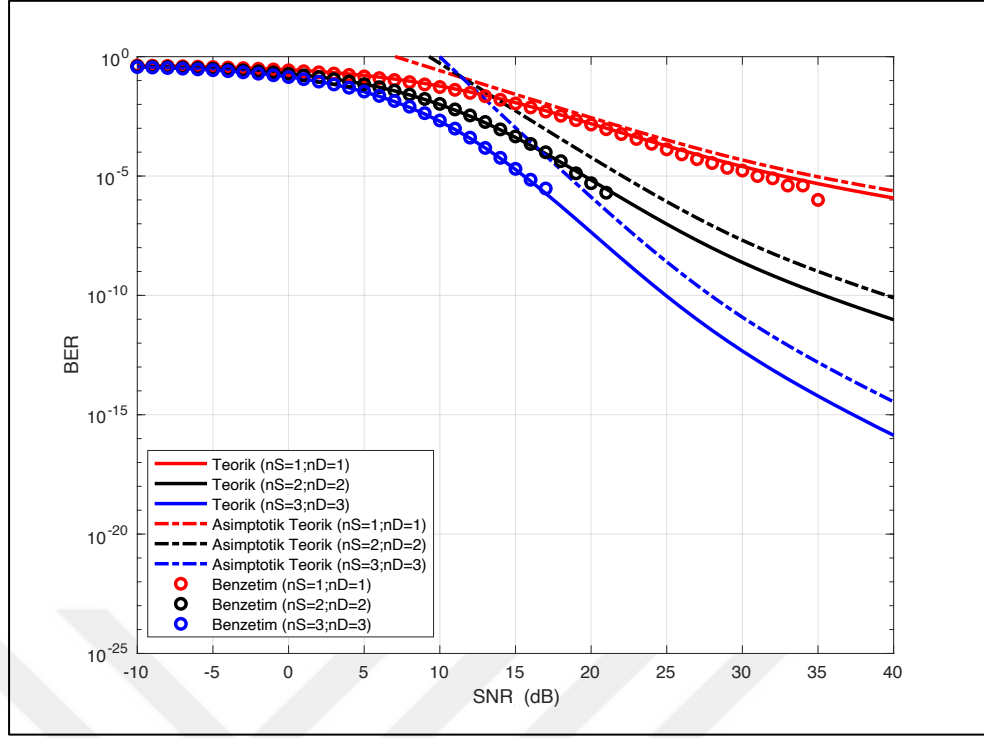
Şekil 4.31: DP olan röleli sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-8}$).



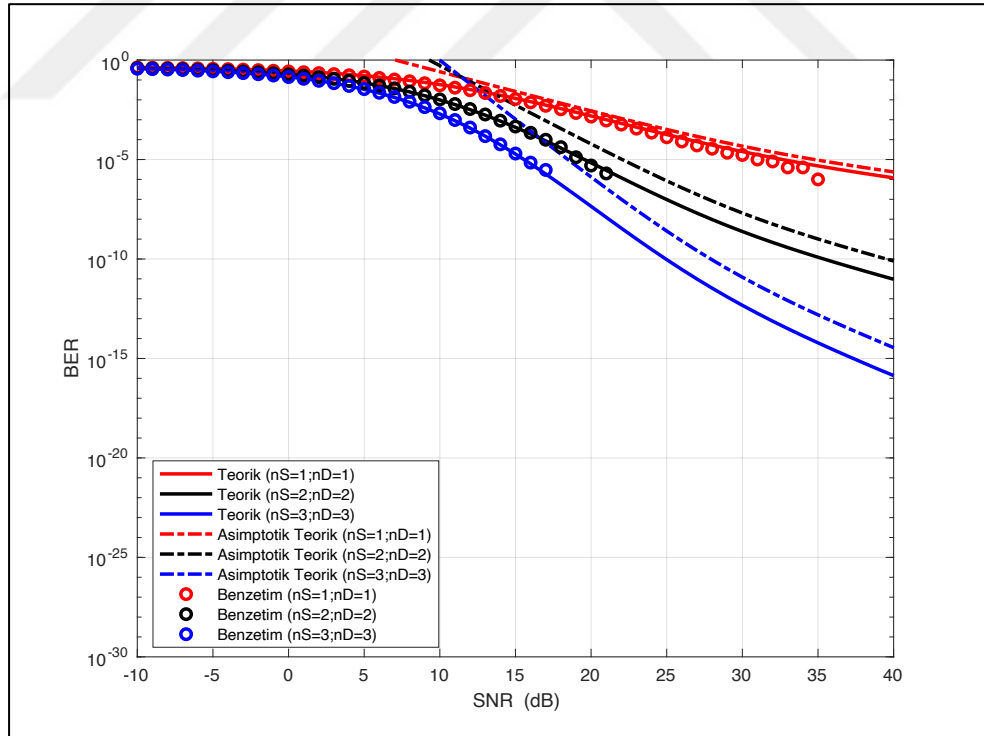
Şekil 4.32: DP olan röleli sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-15}$).



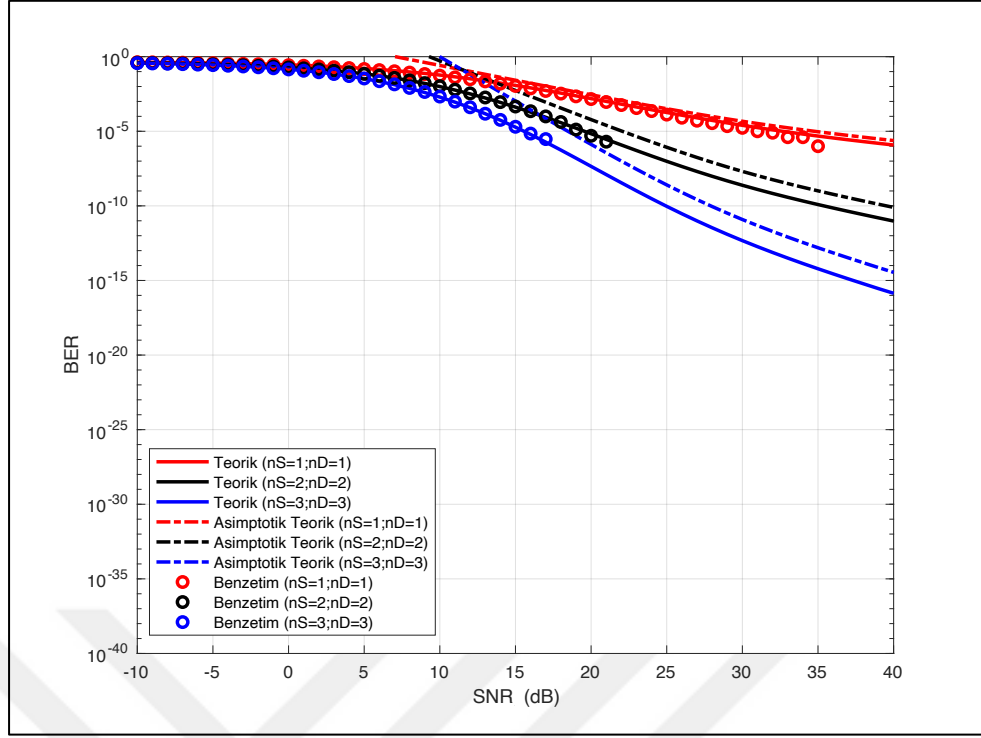
Şekil 4.33: DP olan röleli sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-20}$).



Şekil 4.34: DP olan röleli sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-25}$).



Şekil 4.35: DP olan röleli sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-30}$).



Şekil 4.36: DP olan röleli sistem için asimptotik BER eğrileri ($\geq 10^{-40}$).

Şekil 4.30, Şekil 4.31, Şekil 4.32, Şekil 4.33'te verilen, DP olan yardımlaşmalı FD-AF sistemlerin $\sigma_{RSI}^2 = 0.02$ ve $[-10: 50]$ dB SNR değerleri için elde edilen BPSK teorik, asimptotik teorik ve benzetim BER eğrilerine göre; kaynak ve hedefte anten sayısının artmasına bağlı olarak BER performans değerleri iyileşmektedir. Asimptotik BER eğrileri, beklendiği gibi teorik ve benzetim BER eğrilerini kesmeden eğriler boyunca takip etmektedir.

Şekil 4.34, Şekil 4.35 ve Şekil 4.36'da verilen eğriler için de asimptotik BER eğrileri, beklendiği gibi teorik ve benzetim BER eğrilerini kesmeden eğriler boyunca takip etmektedir. Asimptotik BER eğrilerinden en çok eğime sahip olan $N_S = N_D = 3$ anten sayısına sahip olan iken en az eğime sahip olan $N_S = N_D = 1$ anten sayısına sahip olan eğridir. Anten sayısı arttıkça asimptotik BER eğrilerinin eğimi artmaktadır.

3. Bölüm ve 4. Bölümdeki asimptotik eğrilerin kıyaslamasına göre; MRC'li birleştirme uygulanan röleli sistemin asimptotik BER eğrileri, SC'li birleştirme uygulanan sistemin asimptotik BER eğrilerine göre daha başarılı sonuçlar sağlamaktadır. SC'li birleştirme uygulanan sistemin asimptotik BER eğrileri, MRC'li birleştirme uygulanan sisteme göre daha yüksek eğimlere sahiptir.

5. SONUÇLAR ve YORUMLAR

Bu tezde, FD-AF PS-EH uygulanan röleli ve yardımlaşmalı sistemler, DP ve DP olmayan yollardan alınan işaretlerin hedefte SC birleştirmeli konfigürasyonu ile MRC birleştirmeli konfigürasyonu için, yavaş ve düz Rayleigh sönümlenmeli kanallardaki hata performansları açısından incelenmiştir. Her iki konfigürasyon için sistem tanımlamaları yapılmış, uçtan uca SNR ifadesi olan γ_{e2e} 'den faydalanarak OP eşitlikleri, BER ve asimptotik BER ifadeleri üretilmiştir. Bu BER ifadeleri kullanılarak teorik performans eğrileri oluşturulmuştur. Çalışmada elde edilen teorik ifadeler, oluşturulan Monte Carlo simülasyonları ile doğrulanmıştır.

Tezde çalışılan her iki farklı sistem önerisi olan, hedefte SC'li birleştirmeli uygulanan sistem ile hedefte MRC'li birleştirmeli uygulanan sistem için kaynak ve hedefteki anten sayısının artmasıyla sistemlerin çeşitleme derecesi artmakta, bununla birlikte OP ve BER performansları iyileşmektedir. Her iki röleli sistem önerisi için ilave edilen DP, sistemin uçtan uca hata performansını iyileştirmektedir. SC birleştirmeli ve MRC birleştirmeli sistemler hata performansları açısından kıyaslanırsa, MRC birleştirmeli sistemin daha başarılı hata performansı sağladığı görülmektedir.

Rölenin ρ sabitinin artışının sistem OP performansı üzerindeki etkisi her iki önerilen sistem için de benzer davranış göstermektedir. ρ sabitinin artışı ile OP performansı iyileşmiş, optimum değere ulaştıktan sonra ise kötüleşmeye başlamıştır. Bütün anten çeşitleme değerlerinde en düşük OP değerini sağlayan ρ değeri, optimum ρ değeridir. Optimum ρ değeri SC birleştirmeli ve MRC birleştirmeli iki sistem için de aynı değer olarak tespit edilmiştir. Bu da ρ değerinin uygulanan birleştirme yönteminden bağımsız olarak aynı davranışı sergilediği sonucunu ortaya çıkarır.

Tezde çalışılan diğer bir konu da röle yerine ait değişiminin hata performans sonuçları üzerindeki etkisidir. Her iki önerilen sistem için de rölenin kaynağa yaklaşması ile sistem performansı iyileşmiş, kaynaktan uzaklaşması ile de kötüleşmiştir. Rölede FD yapısı gereği oluşan SI'nın artışının hata performansı üzerinde olumsuz etkisi vardır. SI değerinin en düşük olduğu durumlarda hata performansları iyi sonuçlar üretirken, SI değerinin en yüksek olduğu durumlarda hata performansları daha kötü sonuçlar üretmektedir.

Tezde incelenen konuların devamında, rölede tek alıcı tek verici anten yerine çok antenli yapıların matematiksel analizi ve simülasyonları yapılabilir. Bu sayede mevcut konfigürasyon ile rölede de çok anten uygulanan sistemlerin hata performans değerleri kıyaslanabilir. Bununla beraber diğer bir çalışma alanı da FD-AF sistemde PS-EH protokolü yerine TS-EH protokolü kullanılan sistemin analizi ile daha iyi olan EH protokolünün tespiti olabilir. Bu çalışmalarda Rayleigh sönümlmeli kanalda yapılan çalışmalara ilaveten Nakagami-m ve Yarım Gauss sönümlmeli kanallarda yapılacak olan çalışmalar eklenebilir. Yukarıda önerilen bir sonraki çalışma adımlarına, çok atlamalı röleli sistemlerin analizi eklenerek sahada uygulanması muhtemel durum analizleri çalışılabilir. Ayrıca rölenin gücü için elde edilen eşitlik kullanılarak optimum Ω_{LI} , optimum d , optimum ρ değerleri analitik olarak bulunabilir veya bu değerleri hesaplayan sinir ağları tabanlı bir algoritma kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Chaayra T., Bouanani F. E., Ben-azza H., (2016), "Performance analysis of TAS/MRC based MIMO systems over Weibull fading channels", 2016 International Conference on Advanced Communication Systems and Information Security (ACOSIS), 1-6, Marrakesh, Morocco, 17-18 October.
- [2] Yılmaz A., Kucur O., (2014), "Performances of transmit antenna selection, receive antenna selection, and maximal-ratio-combining-based hybrid techniques in the presence of feedback errors", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 63 (4), 1976-1982.
- [3] Coşkun A. F., Kucur O., Altunbaş İ., (2010), "Performance of space-time block codes with transmit antenna selection in Nakagami-m fading channels", 2010 European Wireless Conference (EW), 171-176, Lucca, Italy, 12-15 April.
- [4] Balaban H., Kucur O., (2021), "Performance of energy harvesting full-duplex amplify-and-forward relay networks with TAS/MRC", 2021 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW), 205-210, Riga, Latvia, 7-8 October.
- [5] Chen S., Wang W., Zhang X., Zhao D., (2009), "Performance of amplify-and-forward MIMO relay channels with transmit antenna selection and maximal-ratio combining", 2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 1-6, Budapest, Hungary, 5-8 April.
- [6] Karaevli İ. L., Altunbaş İ., Karabulut G., (2010), "Performance analysis of cooperative relaying scheme applying TAS/SC", The IEEE symposium on Computers and Communications, 127-132, Riccione, Italy, 22-25 June.
- [7] Toka M., Kucur O., (2016), "Outage performance of dual hop full-duplex MIMO relay networks with TAS/MRC over Rayleigh fading channels", 2016 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), 99-103, Poznan, Poland, 202-23 September.
- [8] Demirkol B., Toka M., Kucur O., (2019), "Outage probability of max-max antenna selection in dual-hop full duplex amplify-and-forward relaying network over Nakagami-m fading channel," 2019 27th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 1-4, Sivas, Türkiye, 24-26 April.
- [9] Toka M., Kucur O., Tezekici B. S., (2015), "Performance of joint relay and antenna selection in the full-duplex amplify-and-forward relay networks," 2015 23rd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 661-664, Malatya, Türkiye, 16-19 2015
- [10] Toka M., Kucur O., (2017), "Outage performance of dual hop full-duplex relaying with Alamouti/MRC over Rayleigh fading channels", 2017 IEEE International

Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), 1-5, Istanbul, Türkiye, 5-8 June.

- [11] Chen Q., Rui X., (2011), “Antenna selection for loop interference suppression in full-duplex relay systems”, 2013 IEEE International Conference on Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC 2013), 1-4, KunMing, China, 5-8 August.
- [12] Sung Y., Ahn J., Nguyen B. V., Kim K., (2011), “Loop-interference suppression strategies using antenna selection in full-duplex MIMO relays”, 2011 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS), 1-4, Chiang Mai, Thailand, 7-9 December.
- [13] Babaei M., Aygözü Ü., Başar E., (2018), “BER analysis of dual-hop relaying with energy harvesting in Nakagami-m fading channel”, IEEE Transactions on Wireless Communications, 17 (7), 4352-4361.
- [14] Huang Y., Wang J., Zhang P., Wu Q., (2017), “Performance analysis of energy harvesting multi-antenna relay networks with different antenna selection schemes”, IEEE Access, 6 (-), 5654-5665.
- [15] Tuan Anh P. V., Bao V. N. Q., Le K. N., (2016), “On the performance of wireless energy harvesting TAS/MRC relaying networks over Nakagami-m fading channels”, 2016 3rd National Foundation for Science and Technology Development Conference on Information and Computer Science (NICS), 1-5, Danang, Vietnam, 14-16 September.
- [16] Chen S., Wang W., Zhang X., Zhao D., (2009), “Performance of amplify-and-forward MIMO relay channels with transmit antenna selection and maximal-ratio combining”, 2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 1-6, Budapest, Hungary, 5-8 April.
- [17] Le Ngoc P., Vo N., Hoang M., (2017), “Throughput analysis of energy harvesting MIMO relay systems over Nakagami-m fading channels”, 2017 International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom), 164-169, Da Nang, Vietnam, 9-11 January.
- [18] Rabie K. M., Adebisi B., Alouini M.-S., (2017), “Half-duplex and full-duplex AF and DF relaying with energy-harvesting in log-normal fading”, IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 1 (4), 468-480.
- [19] Krikidis I., Zheng G., Ottersten B., (2013), “Harvest-use cooperative networks with half/full-duplex relaying”, 2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 4256-4260, Shanghai, China, 7-10 April.
- [20] Hoang T. M., Tan N. T., Cao N. B., Dung L. T., (2017), “Outage probability of MIMO relaying full-duplex system with wireless information and power transfer”, 2017 Conference on Information and Communication Technology (CICT), 1-6, Gwalior, India, 3-5 November.

- [21]Hoang T. M., Nguyen B. C., Thang N. N., Tran M. H. Q., Tran P. T., (2020), “Performance and optimal analysis of time-switching energy harvesting protocol for MIMO full-duplex decode-and-forward wireless relay networks with various transmitter and receiver diversity techniques”, *Journal of the Franklin Institute*, 357 (17), 13205-13230.
- [22]Hoang T. M., Tran X. N., Nguyen B. C., Dung L. T., (2020), “On the performance of MIMO full-duplex relaying system with SWIPT under outdated CSI”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 69 (12), 15580-15593.
- [23]Safak M, (2017), “Digital Communications”, 1st Edition, Wiley.
- [24]Simon M, Alouini M., (2005), “Digital communication over fading channels”, 2nd Edition, Wiley.
- [25]Stüber G. L., (2002), “Principles of mobile communication”, 2nd Edition, Kluwer Academic Publishers.
- [26]Goldsmith A., (2005), “Wireless Communications”, 1st Edition, Cambridge University Press.
- [27]Demirkol B., (2019), “Dik olmayan çoklu erişimde enerji hasatlama”, Yüksek lisans tezi, Gebze Teknik Üniversitesi.
- [28]Gradshteyn I. S., Ryzhik I. M., Jeffrey A., Zwillinger D., (2007), “Table of Integrals, Series, and Products”, 7th Edition, Academic Press.
- [29]Baricz A., Masirevic D. J., Ponnusary S., Singh S., (2016), “Bounds for the product of modified Bessel functions”, *Aequationes Mathematicae*, 90 (4), 859-870.
- [30]Toka M., (2015), “Ortak röle ve anten seçiminin tam-çift-yönlü kuvvetlendir-ve-aktar tipi röleli ağlarda performansı”, Yüksek lisans tezi, Niğde Üniversitesi.
- [31]Çağırın H., (2021), “Ortak anten seçimli yardımlaşma çeşitlenmeli sistemlerde eşzamanlı telsiz bilgi ve güç iletimi”, Yüksek lisans tezi, Gebze Teknik Üniversitesi.
- [32]Hong Y.-W. P., Huang W., Kuo C.-C. J., (2010), “Cooperative communications and networking: Technologies and System Design”, Springer.
- [33]Nguyen B. C., Tran X. N., Tran D. T., (2018), “Performance analysis of in-band full-duplex amplify-and-forward relay system with direct link”, 2018 2nd International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom), 192-197, Ho Chi Minh City, Vietnam, 29-31 January.
- [34]Yılmaz F., (2020), “On the asymptotic analysis of the high-order statistics of the channel capacity over generalized fading channels”, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences (TÜBİTAK)*, 28 (-), 362-379.

ÖZGEÇMİŞ

Dođu Akdeniz Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik & Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Lisans derecesi ile mezun oldu. Yeditepe Üniversitesi Sosyal Bilimler Enstitüsü İşletme Yüksek Lisansını 2009 yılında başarı ile tamamladı. Elektronik Mühendisliği yüksek lisans eğitimine Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında 2018 yılında başladı. İş hayatının ilk dönemlerinde Akzo Nobel Holding'de Elektronik Bakım Mühendisi, Alcatel Teletaş ve Netaş gibi uluslararası şirketlerde Transmisyon Planlama Mühendisi olarak çalıştı. 2004 yılından bu yana çalıştığı Turkcell İletişim Hizmetleri A.Ş.'de Radyo Şebeke Tesis Mühendisi, Radyo Şebeke Operasyon Mühendisi, Transmisyon Planlama Mühendisi ve sonrasında değişik bölümlerde Birim Yöneticiliđi görevlerini sürdürdü. Halen Turkcell İletişim Hizmetleri A.Ş.'de Şebeke Operasyonları Fonksiyonunda, Teknoloji Yönetişim Regülasyon ve Uyum Yönetimi Birim Yöneticiliđi görevini sürdürmektedir. Bilgi Teknolojileri alanında Yönetişim, Risk, İş Sürekliliđi ve Bilgi Güvenliđi ve IT Denetim gibi alanlarda birçok uluslararası sertifikalara sahiptir. Evli ve bir kız çocuk babasıdır. Yabancı dil olarak İngilizce ve İtalyanca bilmektedir.

EKLER

Ek A: Tez Çalışması Kapsamında Yapılan Yayınlar

Balaban H., Kucur O., (2021), “Performance of energy harvesting full-duplex amplify-and-forward relay networks with TAS/MRC”, 2021 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW), 205-210, Riga, Latvia, 7-8 October.

Ek B: Matematiksel İfadeler

[28, eq. (3.471.9)]’da ifade edilen, “Table of Integrals, Series, and Products, 7th Edition, I.S. Gradshteyn, I.M. Ryzhik, Alan Jeffrey, Daniel Zwillinger, Academic Press, 2007” deki ifade,

$$\int_0^{\infty} x^{v-1} e^{-\frac{\beta}{x}-\gamma x} dx = 2 \left(\frac{\beta}{\gamma}\right)^{\frac{v}{2}} K_v(2\sqrt{\beta\gamma})\gamma \quad (\text{B.1})$$

olarak verilir.

[28, eq. (6.621.3)]’de ifade edilen eşitlik ise,

$$\int_0^{\infty} x^{\mu-1} e^{-\alpha x} K_v(\beta x) dx = \frac{\sqrt{\pi} (2\beta)^v}{(\alpha+\beta)^{\mu+v}} \frac{\Gamma(\mu+v) \Gamma(\mu-v)}{\Gamma(\mu+\frac{1}{2})} F\left(\mu+v, v+\frac{1}{2}; \mu+\frac{1}{2}; \frac{\alpha-\beta}{\alpha+\beta}\right) \quad (\text{B.2})$$

şeklinde yazılır.

[28, eq. (3.351.1)]’deki eşitlikte ise, $u > 0, Re \mu > 0, n = 0,1,2, \dots$ olmak üzere,

$$\int_0^u x^n e^{-\mu x} dx = \frac{n!}{\mu^{n+1}} - e^{-u\mu} \sum_{k=0}^n \frac{n!}{k!} \frac{u^k}{\mu^{n-k+1}} = \mu^{-n-1} \gamma(n+1, \mu u) \quad (\text{B.3})$$

tanımı ile gösterilmektedir.

[28, eq. (6.455.2)]’deki eşitlikte, $Re(\alpha + \beta) > 0$, $Re \beta > 0$ ve $Re(\mu + v) > 0$ olmak üzere,

$$\int_0^{\infty} x^{\mu-1} e^{-\beta x} \gamma(v, \alpha x) dx = \frac{\alpha^v \Gamma(\mu+v)}{v(\alpha+\beta)^{\mu+v}} {}_2F_1\left(1, \mu + v; v + 1; \frac{\alpha}{\alpha+\beta}\right) \quad (B.4)$$

ile ifade edilir.

[28, eq. (6.561.16)]’daki ifade ise, $Re(\mu + 1 \pm v) > 0$ ve $Re a > 0$ olmak üzere,

$$\int_0^{\infty} x^{\mu} K_v(ax) dx = 2^{\mu-1} a^{-\mu-1} \Gamma\left(\frac{1+\mu+v}{2}\right) \Gamma\left(\frac{1+\mu-v}{2}\right) \quad (B.5)$$

şeklinde yazılır.

[28, eq. (0.314)]’deki ifade ise, $m \geq 1$ ve n bir doğal sayı olarak, $c_0 = a_0^n$ ve $c_m = \frac{1}{m a_0} \sum_{k=1}^m (k n - m + k) a_k c_{m-k}$ tanımlamaları ile,

$$\left(\sum_{k=0}^{\infty} a_k x^k\right)^n = \sum_{k=0}^{\infty} c_k x^k \quad (B.6)$$

olarak tanımlanır.

[28, eq. (11.112)]’de tanımlanan Cauchy-Schwarz eşitliği, a_1, a_2, \dots, a_n ve b_1, b_2, \dots, b_n herhangi bir gerçektek sayı olmak üzere,

$$\left(\sum_{k=1}^n a_k b_k\right)^2 \leq \left(\sum_{k=1}^n a_k^2\right) \left(\sum_{k=1}^n b_k^2\right) \quad (B.7)$$

şeklinde gösterilir.

[28, eq. (8.310.1)]’de tanımlanan Gamma fonksiyonu $\Gamma(\cdot)$, $Re z > 0$ olmak üzere,

$$\Gamma(z) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{z-1} dt \quad (B.8)$$

olarak verilmiştir.

[28, eq. (8.350.1)]’de tanımlanan incomplete Gamma fonksiyonu $\gamma(\cdot, \cdot)$, $Re z > 0$ olmak üzere,

$$\gamma(\alpha, x) = \int_0^x e^{-t} t^{\alpha-1} dt \quad (B.9)$$

olarak ifade edilir.

[29, eq. (2.3)]’teki ifadede $K_\nu(x)$ ’ in LB çözümü olarak, $\nu > 0$, $x > 0$ olmak üzere aşağıdaki gibi tanımlanır

$$K_\nu(x) > \frac{2^{\nu-1} \Gamma(\nu) e^{-x}}{x^\nu}. \quad (B.10)$$

[33, eq. (15)]’te ifade edilen örnek çözüm $X = x - \frac{\rho_3 P_1}{N_2}$ olacak şekilde aşağıdadır:

$$\begin{aligned} P_{out}(x) &= \Pr \left\{ \frac{\rho_3 P_1}{N_2} + \frac{\rho_1 \rho_2 P_1 P_R}{(\rho_2 P_R + N_2)(I_R + N_R) + \rho_1 P_1 N_2} < x \right\} \\ &= \int_0^{\frac{N_2 x}{P_1}} \left[1 - e^{-\alpha X} 2 \sqrt{\frac{N_2(I_R + N_R)(X^2 + X)}{\Omega_1 \Omega_2 P_1 P_R}} \right] \\ &\quad K_1 \left(2 \sqrt{\frac{N_2(I_R + N_R)(X^2 + X)}{\Omega_1 \Omega_2 P_1 P_R}} \right) \Big] f_{\rho_3(\rho_3)} d\rho_3. \end{aligned} \quad (B.11)$$