

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ORTAK ANTEN SEÇİMLİ
YARDIMLAŞMA ÇEŞİTLEMELİ SİSTEMLERDE
EŞZAMANLI TELSİZ BİLGİ VE GÜÇ İLETİMİ

HARUN ÇAĞIRAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GEBZE
2021

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ORTAK ANTEN SEÇİMLİ
YARDIMLAŞMA ÇEŞİTLEMELİ
SİSTEMLERDE EŞZAMANLI TELSİZ BİLGİ
VE GÜÇ İLETİMİ

HARUN ÇAĞIRAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
PROF. DR. OĞUZ KUCUR

GEBZE
2021

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

**SIMULTANEOUS WIRELESS
INFORMATION AND POWER TRANSFER
IN COOPERATIVE DIVERSITY SYSTEMS
WITH JOINT ANTENNA SELECTION**

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

THESIS SUPERVISOR
PROF. DR. OĞUZ KUCUR

GEBZE
2021



YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU

GTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 29/01/2021 tarih ve 2021/05 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 10/02/2021 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Harun ÇAĞIRAN'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 Saliha BÜYÜKÇORAK EDİBALI

ONAY

Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun

...../...../..... tarih ve/..... sayılı kararı.

ÖZET

Bu çalışmada ortak anten seçimli ve enerji hasatlamalı kuvvetlendir-ve-aktar tipi yardımlaşmalı haberleşme sistemlerinin Nakagami-m sönümlmeli kanallarda performansı incelenmiştir. İncelenen sistemde kaynak, röle ve hedef çok antenli olup kaynak ve hedef arasında bir direk link mevcuttur. İletim iki zaman aralığında yapılmaktadır. Birinci zaman aralığında röle kaynaktan aldığı işaretlerden enerji hasadı yapar. Röle ikinci zaman aralığında hasatladığı enerjiyi kullanarak kuvvetlendir-ve-aktar tekniği ile iletim yapar. Hedefte röle üzerinden ve direk linkten alınan işaretler arasında seçim yapılarak haberleşme gerçekleştirilir. Düğümler arasındaki bütün yollar Nakagami-m sönümlmelidir. İncelenen sistemde kesinti olasılığı, asimptotik kesinti olasılığı ve bit hata olasılığı analizi yapılmıştır. Performans ifadeleri kapalı formda elde edilmiştir. Analiz benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Enerji Hasatlama, Ortak Anten Seçimi, Yardımlaşmalı Haberleşme, Kuvvetlendir-ve-Aktar Röle.

SUMMARY

In this work, performance of amplify-and-forward communication systems with joint antenna selection and energy harvesting, is examined in Nakagami-m fading channels. All nodes are equipped with multiple antennas, and there is a direct path between source and destination. The transmission is accomplished in two time slots. In the first time slot, relay node makes energy harvesting with the received signals from the source. In the second time slot, the relay node transmits the signal with amplify-and-forward method by using the harvested energy. At the destination, selection combining is applied between relayed and direct paths. It is assumed that, all channels are faded by Nakagami-m distribution. In the examined system, outage probability, asymptotic outage probability and bit error probability are analyzed and closed form expressions are derived. Analyses are verified by simulations.

Key Words: Energy Harvesting, Joint Antenna Selection, Cooperative Communication, Amplify-And-Forward Relay.

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimimde bilgi ve tecrübeleriyle bana yol gösteren, yardımlarını esirgemeyen danışman hocam sayın Prof. Dr. Oğuz KUCUR'a,

Çalışmalarım boyunca benden hiçbir zaman desteğini esirgemeyen Dr. Ahmet Faruk COŞKUN'a, Arş. Gör. Büşra DEMİRKOL'a ve Arş. Gör. Mesut TOKA'ya,

Tüm eğitim hayatım boyunca maddi ve manevi destekleriyle her zaman yanımda olan anneme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	viii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği	1
2. TELSİZ HABERLEŞMEDE SÖNÜMLEMELİ KANALLAR VE TEKNİKLER	3
2.1. Rayleigh Kanal Modeli	3
2.2. Nakagami-m Kanal Modeli	4
2.3. Sönümlemeli Kanalların Performansları	4
2.4. Anten Çeşitleme Teknikleri	7
2.4.1 Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri	7
2.4.1.1 Seçmeli Birleştirme	8
2.4.1.2 En Büyük Oranlı Birleştirme	11
2.4.2 Verici Anten Çeşitleme Teknikleri	13
2.4.2.1 Verici Anten Seçimi	13
2.4.3 Hibrit Anten Çeşitleme Teknikleri	16
2.4.3.1 Ortak Verici ve Alıcı Anten Seçimi	16
2.4.3.2 TAS/MRC Tekniği	19
2.5. Röleli Haberleşme Teknikleri	21
2.5.1 Röleli sistemlerde TAS/MRC Tekniği	24
2.5.2 Röleli sistemlerde JTRAS Tekniği	27
3. RÖLELİ SİSTEMLERDE ENERJİ HASATLAMA	31
3.1. Enerji Hasatlama	31
3.2. DF Röleli Sistemlerde Enerji Hasatlama	33

3.2.1 DF Röleli Sistemlerde PS Protokolü ile Enerji Hasatlama	33
3.2.2 DF Röleli Sistemlerde TS Protokolü ile Enerji Hasatlama	34
3.3. AF Röleli Sistemlerde Enerji Hasatlama	35
3.3.1 AF Röleli Sistemlerde PS Protokolü ile Enerji Hasatlama	35
3.3.2 AF Röleli Sistemlerde TS Protokolü ile Enerji Hasatlama	37
3.4. Hata Performans Eğrileri	38
3.5. Anten Çeşitlemeli ve Yardımlaşmalı Haberleşme Sistemlerinde Enerji Hasatlama	42
3.5.1 Optimum TAS Senaryosu	44
3.5.2 Alt-optimum TAS 1 Senaryosu	45
3.5.3 Alt-optimum TAS 2 Senaryosu	46
3.5.4 Hata Performans Eğrileri	46
4. ORTAK ANTEN SEÇİMLİ VE ENERJİ HASATLAMALI KUVVETLENDİR-VE-AKTAR TİPİ YARDIMLAŞMALI HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN NAKAGAMİ-m SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA PERFORMANSI	51
4.1. Sistemin Performansı	54
4.1.1. Senaryo 1	62
4.1.2. Senaryo 2	63
4.1.3. Asimptotik Analiz	65
4.1.4. Nümerik Sonuçlar	68
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	75
KAYNAKLAR	76
ÖZGEÇMİŞ	79

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler ve</u>	<u>Açıklamalar</u>
<u>Kısaltmalar</u>	
AF	: Kuvvetlendir-ve-aktar
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
ADO	: Asimptotik Çeşitleme Derecesi
BER	: Bit Hata Olasılığı
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
Hz	: Hertz
CDF	: Birikimli Dağılım Fonksiyonu
CSI	: Kanal Durum Bilgisi
EH	: Enerji Hasatlama
FD	: Tam-çift Yönlü
HD	: Yarı-çift Yönlü
JTRAS	: Ortak Verici-Alıcı Anten Seçimi
LOS	: Doğrudan Görüş Hattı
MGF	: Moment Üreten Fonksiyon
MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı
M-PSK	: M'li Faz Kaydırmalı Anahtarlama
MRC	: En Büyük Oranlı Birleştirme
OP	: Kesinti Olasılığı
PDF	: Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
PS	: Güç Bölme
RAS	: Alıcı Anten Seçimi
RF	: Radyo Frekans
SER	: Sembol Hata Olasılığı
SNR	: İşaret-gürültü Oranı
SWIPT	: Eşzamanlı Telsiz Bilgi ve Güç İletimi
TAS	: Verici Anten Seçimi
TS	: Zaman Anahtarlama

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil No:</u>	<u>Sayfa</u>
2.1: BPSK modülasyonunun AWGN ve Rayleigh sönümlemeli kanalda BER performansı.	6
2.2: BPSK modülasyonunun Nakagami-m sönümlemeli kanalda BER performansı.	7
2.3: Anten çeşitlemeli alıcı yapısı.	8
2.4: SC Tekniğinin $N_r = 1, 2, 3, 4$ durumlarında BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlemeli kanalda ortalama BER performansı.	11
2.5: MRC tekniğinin $N_r = 1, 2, 3, 4$ durumundaki BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlemeli kanalda ortalama BER performansı.	12
2.6: SC ve MRC tekniklerinin $N_r = 1, 2, 3, 4$ durumundaki BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlemeli kanalda BER performanslarının karşılaştırılması.	13
2.7: TAS tekniğinin $N_t = 1, 2, 3, 4$ olduğu durumlarda Rayleigh kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.	16
2.8: JTRAS tekniğinin Rayleigh kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.	18
2.9: JTRAS tekniğinin Nakagami-m sönümlemeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.	19
2.10: TAS/MRC tekniğinin Rayleigh kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.	21
2.11: Röleli haberleşmeli sistem modeli.	22
2.12: Röleli haberleşmede TAS/MRC tekniğinin sistem modeli.	24
2.13: AF röleli sistemde TAS/MRC tekniğinin Rayleigh sönümlemeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.	26
2.14: DF röleli sistemde TAS/MRC tekniğinin Rayleigh sönümlemeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.	26
2.15: Röleli haberleşmede JTRAS tekniğinin sistem modeli.	27
2.16: AF röleli sistemde JTRAS tekniğinin Rayleigh sönümlemeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.	29
2.17: DF röleli sistemde JTRAS tekniğinin Rayleigh sönümlemeli kanalda	30

BPSK modülasyonu için BER performansı.	
3.1: Güç bölmeli enerji hasatlama protokolü.	32
3.2: Zaman anahtarlama enerji hasatlama protokolü.	32
3.3: AF röleli enerji hasatlamalı TS ve PS sistemlerin BPSK modülasyonu için hata performansları.	38
3.4: DF röleli enerji hasatlamalı TS ve PS sistemlerin BPSK modülasyonu için hata performansları.	39
3.5: AF röleli enerji hasatlamalı PS sistemlerinin BPSK modülasyonu için güç katsayısına göre hata performansları.	40
3.6: DF röleli enerji hasatlamalı PS sistemlerin güç katsayısına göre hata performansları.	40
3.7: AF röleli enerji hasatlamalı TS ve PS sistemlerin BPSK modülasyonu için istasyonlar arasındaki uzaklık değişimlerine göre hata performansları.	41
3.8: AF röleli enerji hasatlamalı TS ve PS sistemlerin istasyonlar arasındaki uzaklık değişimlerine göre hata performansları.	41
3.9: Enerji hasatlamalı yardımlaşmalı haberleşme sistem modeli.	42
3.10: $N_d = 1$ için kesinti olasılığı.	47
3.11: $N_s = 2$ için kesinti olasılığı.	48
3.12: Rölenin konumunun kesinti olasılığına etkisi.	48
3.13: Optimum TAS senaryosu için enerji hasatlamalı ve enerji hasatlamasız sistemlerin performansının karşılaştırılması.	49
3.14: Rölenin konumunun optimum güç katsayısına etkisi.	50
4.1: Ortak anten seçimli iki atlamalı yardımlaşmalı sistemlerde enerji hasatlama.	51
4.2: Artan m değerlerine göre Senaryo 1'in kesinti olasılığı performansı.	69
4.3: Artan anten sayılarına göre Senaryo 1'in kesinti olasılığı performansı.	70
4.4: Artan m değerlerine göre BPSK modülasyonu için Senaryo 1'in BER performansı.	70
4.5: Artan anten sayılarına göre BPSK modülasyonu için Senaryo 1'in BER performansı.	71
4.6: Artan m değerlerine göre Senaryo 2'nin kesinti olasılığı performansı.	71
4.7: Artan anten sayılarına göre Senaryo 2'nin kesinti olasılığı performansı.	72

4.8:	Artan m değerlerine göre Senaryo 2'nin BPSK modülasyonu için BER performansı.	72
4.9:	Artan anten sayılarına göre Senaryo 2'nin BPSK modülasyonu için BER performansı.	73
4.10:	Değişen anten sayıları ve m değerlerine göre Senaryo 1 ve 2'nin kesinti olasılığı performansının karşılaştırılması.	73
4.11:	Değişen anten sayıları ve m değerlerine göre Senaryo 1 ve 2'nin BPSK modülasyonu için BER performansının karşılaştırması.	74
4.12:	Değişen anten sayıları için Senaryo 1'in asimptotik kesinti olasılıkları.	74

1. GİRİŞ

Kablosuz haberleşmede yaşanan son gelişmelerle birlikte trafik miktarının ve veri hızlarının artmasına bağlı olarak kablosuz ağ birimlerinin enerji sarfıyatı giderek artmaktadır. Özellikle Endüstri 4.0 ile birlikte kablosuz ağdaki artan cihaz sayısı düşünüldüğünde, enerji verimliliğinin çevreci haberleşme bakımından önemi anlaşılmaktadır. Sabit bir enerji kaynağına daha az bağımlı ve daha uzun bekleme süresine sahip cihaz ihtiyacı hem sivil hem de askeri alanda giderek artmaktadır. Bu ihtiyacın karşılanabilmesi için son yıllarda eşzamanlı telsiz bilgi ve güç iletimi (simultaneous wireless information and power transfer-SWIPT) konusunda çalışmalar yapılmaktadır.

1.1. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği

SWIPT, enerjinin verimli kullanılmasına imkan sağladığından 5G ve gelecek nesil haberleşme teknolojileri için oldukça ilgi gören bir konudur. Bu sebeple enerji hasatlamalı (energy harvesting-EH) sistemlerde birçok çalışma yapılmaktadır. [3]'te tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single-output-SISO) iki atlamalı bir sistemde güç bölmeli (power splitting-PS) ve zaman anahtarlama (time switching-TS) EH protokollerinin performansları incelenmiştir. Bu çalışmada hem kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward-AF), hem de çöz-ve-aktar (decode-and-forward-DF) tipi röleli sistemler ele alınmıştır. [4]'te TS EH yapılan AF tipi röleli bir sistemin, verici anten seçimi/en büyük oranlı birleştirme (transmit antenna selection/maximum ratio combining - TAS/MRC) tekniği kullanılarak Rayleigh sönümlemeli kanalda kesinti olasılığı (outage probability-OP) elde edilmiştir. [5]'te PS EH yapılan DF tipi röleli ve yardımlaşma çeşitlemeli (cooperative diversity) bir sistemin TAS/MRC tekniği kullanılarak performansı incelenmiştir. [5]'te verici anten seçimlerine göre üç adet senaryo karşılaştırılarak optimum ve alt-optimum senaryolar incelenmiştir. Bu senaryolar karşılaştırılarak EH sistemlerde yardımlaşmalı haberleşme ve çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple output-MIMO) teknikler birlikte kullanıldığında sistemlerin performansının arttığı gösterilmiştir. [6] ve [7]'de TAS/MRC tekniği kullanılan EH röleli sistemlerin DF metodu kullanıldığı durumdaki performansları incelenmiştir. [8]'de DF tipi röleli bir EH sisteminde ortak röle ve anten seçiminin

Rayleigh kanalda kesinti olasılığı ifadesi elde edilmiştir. [9]'da AF tipi röleli PS EH sisteminde rölede anten seçiminin yapılması durumunda Rayleigh sönümlemeli kanal için kesinti olasılığı ifadesi elde edilmiştir.

Bu tezde öncelikle telsiz haberleşme sisteminde sönümlemeli kanalların istatistiksel modelleri incelenmiştir. Sönümlemeli kanalların bozucu etkilerini azaltmak için kullanılan anten çeşitleme teknikleri üzerinde durulmuştur. Daha sonra röleli haberleşme teknikleri anlatılmış ve anten çeşitleme tekniklerinin röleli sistemlerdeki performansları incelenmiştir. Sonraki bölümde, tezin son bölümünde analizi yapılan sisteme temel oluşturması için SISO ve MIMO sistemlerde yapılan çeşitli EH senaryolarına yer verilmiştir. Bu bölümde AF ve DF röleli TS ve PS EH yapılan sistemler çeşitli kanal tiplerinde incelenmiş ve performans ifadeleri verilmiştir.

Son bölümde ortak anten seçimli ve enerji hasatlamalı kuvvetlendir-ve-aktar tipi yardımlaşmalı haberleşme sistemlerinin Nakagami-m sönümlemeli kanalda performansı incelenmiştir. Ortak anten seçiminin farklı biçimde uygulandığı iki senaryo ele alınarak kesinti olasılığı ve bit hata olasılığı (bit error rate-BER) analizi yapılmıştır. Ayrıca asimptotic kesinti olasılığı analizi de yapılmıştır. Performans sonuçları bilgisayar benzetimleriyle doğrulanmış ve birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

2. TELSİZ HABERLEŞMEDE SÖNÜMLEMELİ KANALLAR VE TEKNİKLER

Bu bölümde telsiz haberleşmede sıklıkla kullanılan kanal modelleri ve teknikler incelenmektedir. Telsiz haberleşme kanalında sönmlemenin (fading) etkisi üzerinde durulmuştur. Sönmlemenin bilgi işaretine olan bozucu etkisini tanımlayabilmek için kanalın istatistiksel özelliklerine yer verilmiş, teorik bilgiler bölüm sonlarındaki bilgisayar benzetimleriyle desteklenmiştir.

Telsiz haberleşmede alıcı ve/veya verici istasyon hareketli olabilmektedir. Bununla beraber haberleşme kanalının da değişken olmasından dolayı farklı kanal modelleri geliştirme ihtiyacı doğmuştur. Bu kanal modellerinden başlıcaları Rayleigh, Nakagami-m ve Rician kanal modelleridir.

Sönmlemeli kanallarda işarete etki eden sönmleme zamanının bir fonksiyonu olarak $h(t)$ ile gösterildiğinde alıcıda oluşan işaret,

$$r(t) = h(t)s(t) + n(t) \quad (2.1)$$

şeklindedir. Burada $n(t)$ beyaz gauss gürültüsüdür ve olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function-PDF),

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

şeklindedir. Burada μ ve σ^2 sırasıyla gürültünün ortalamasını ve varyansını temsil etmektedir.

2.1. Rayleigh Kanal Modeli

Rayleigh kanal modelinde verici ve alıcı istasyon arasında doğrudan görüş (Line of Sight-LOS) yoktur. Haberleşme tamamen yansıma, saçılma ve kırılma etkilerine maruz kalan işaretler ile sağlanmaktadır. Eşitlik (2.1)'de verilen $h(t)$ kanal katsayısının zarfı olan $|h|$ Rayleigh dağılımına sahiptir ve PDF'si,

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

ile ifade edilir. Burada Ω kanalın ortalama gücü ve $E[.]$ beklenen değer operatörü olmak üzere $\Omega = E[|h|^2]$ ile ifade edilmektedir.

2.2. Nakagami-m Kanal Modeli

Alıcı ve verici arasında LOS var ise haberleşme hem direk görüş işaretiyle hem de yansıyan işaretlerle sağlanmaktadır. Bu durumda kanal katsayısının zarfı olan $|h|$ Nakagami-m dağılımlıdır ve PDF'si,

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

şeklindedir. Burada $\Gamma(m)$, Gamma fonksiyonunu ifade etmektedir [10]. m parametresi işaretin LOS bileşenini belirler. $m = 1$ olduğu durum Rayleigh sönümlemesine karşılık gelmekte ve LOS bileşenin olmadığı durumu modellemektedir. m arttıkça direk görüş hattı kuvvetlenmekte, sonsuz olduğunda ise kanal sönümlemesiz kanala yakınsamaktadır.

2.3. Sönümlmeli Kanalların Performansları

Bu bölümde tek antenli sistemlerin hata performansları incelenmiştir. İkili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying-BPSK) modülasyonunun sönümlemesiz kanalda, Rayleigh ve Nakagami-m sönümlmeli kanallardaki BER ve sembol hata olasılığı (symbol error rate-SER) ifadeleri verilmiştir. Sönümlmeli kanalların birbirlerine göre performansları kıyaslanmıştır. Teorik ifadeler Monte-Carlo simülasyonlarıyla doğrulanmıştır.

Sönümlemesiz durumda BPSK modülasyonunda BER,

$$P_b(e) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.5)$$

ile ifade edilmektedir. $\frac{E_b}{N_0}$ işaret/gürültü oranını (signal-to-noise ratio-SNR) ifade eder. Q fonksiyonu $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ 'dir [10].

Sönümlemeli kanallarda bit başına anlık SNR $\gamma_b = |h|^2 \frac{E_b}{N_0}$ 'dir. γ_b ortalama işlemine tabi tutulduğunda, bit başına ortalama SNR, $\bar{\gamma}_b = \Omega \frac{E_b}{N_0}$ olur. Burada Ω kanalın gücüdür.

Sönümlemeli kanallarda moment üreten fonksiyon (moment generating function-MGF) yaklaşımı hata olasılığı hesabında yaygın olarak kullanılmaktadır. PDF'i $f_\gamma(\gamma)$ olan bir γ rastgele değişkeninin (random variable-RV) MGF'si,

$$M_\gamma(s) = \int_0^\infty f_\gamma(\gamma) e^{s\gamma} d\gamma \quad (2.6)$$

şeklinde[12]. Rayleigh ve Nakagami-m sönümlemeli kanalların MGF'leri sırasıyla aşağıdaki gibi verilmektedir [11].

$$M_\gamma(s) = \frac{1}{1 - s\bar{\gamma}} \quad (2.7)$$

$$M_\gamma(s) = \left(1 - \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^m \quad (2.8)$$

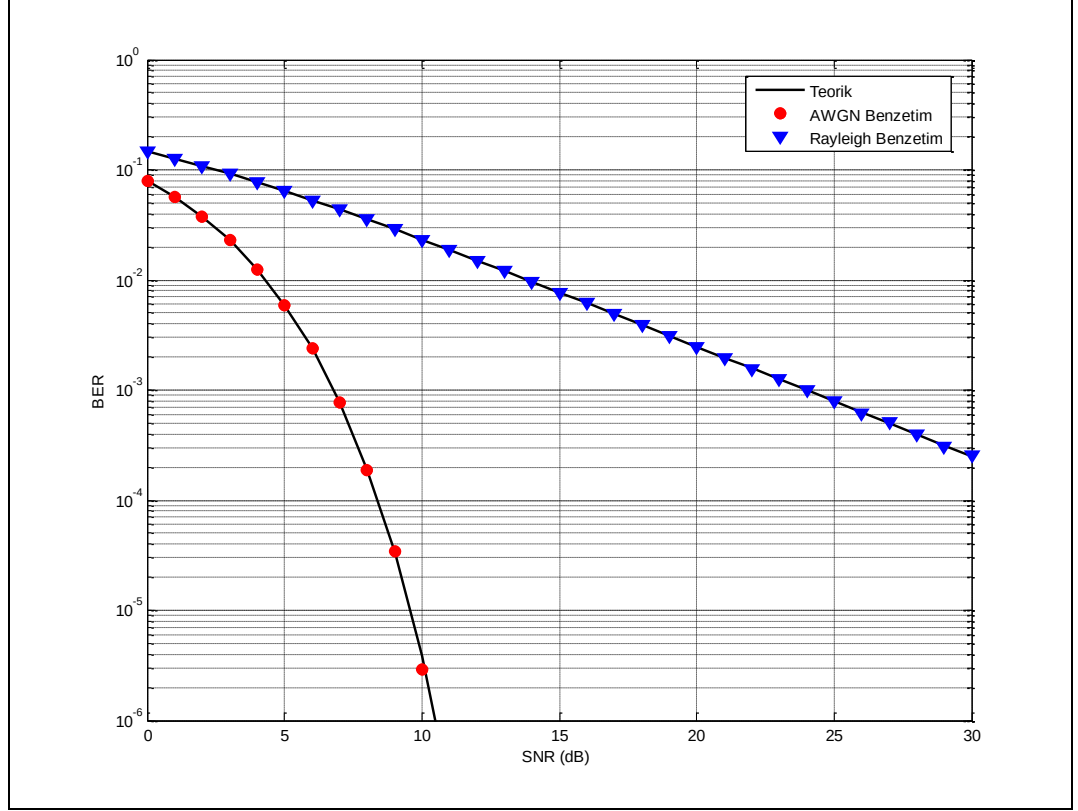
BPSK modülasyonu için BER ifadesi MGF yöntemini kullanarak,

$$P_b(e) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} M_\gamma\left(\frac{1}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (2.9)$$

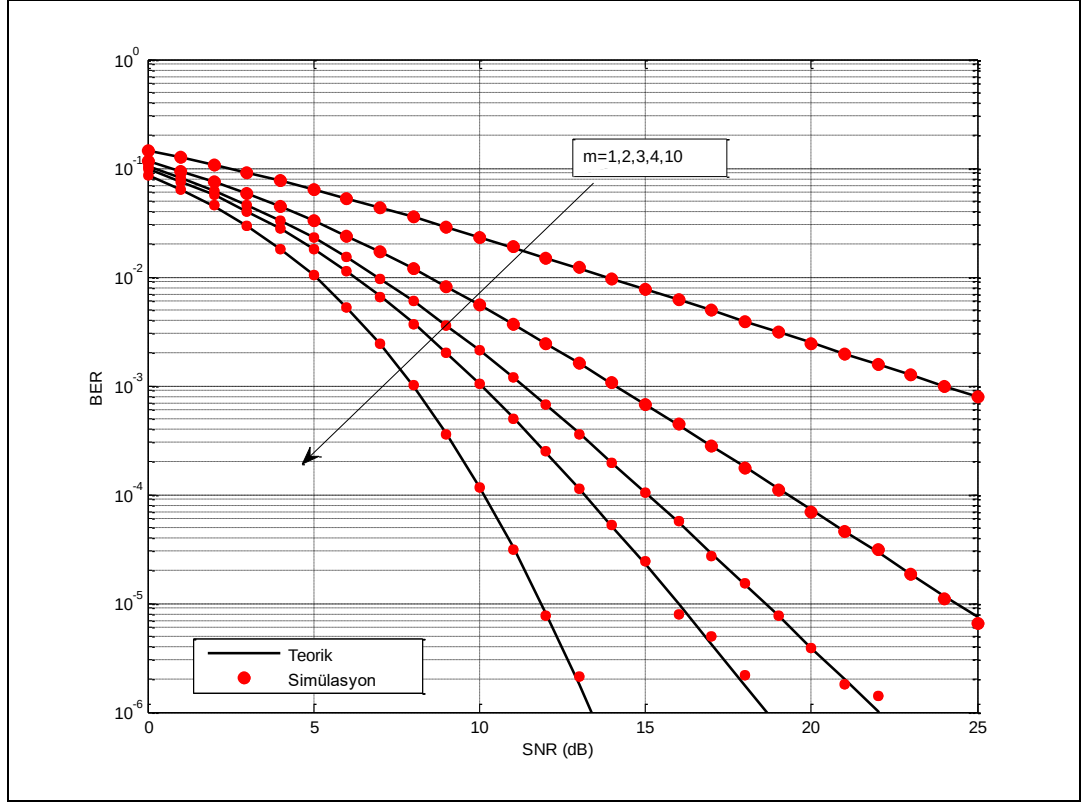
ile bulunmaktadır. Sönümlemeli kanallara ait eşitlik (2.7) ve (2.8)'de verilen MGF ifadeleri eşitlik (2.9)'da yerine konursa BER ifadeleri teorik olarak elde edilmektedir.

Şekil 2.1' de toplamsal beyaz gauss gürültüsü (additive white gaussian noise-AWGN) eklenen kanal ve Rayleigh sönümlemeli kanalların BER eğrileri aynı grafikte verilmiştir. Karşılaştırma yapıldığında beklendiği gibi AWGN kanal, ideal kanal özelliği gösterdiğinden hata performansı sönümlemeli kanala göre daha iyidir.

Şekil 2.2’de Nakagami- m sönümlmeli kanalın BER performansı verilmiştir. Kanal parametresi $m = 1$ iken kanalın Rayleigh sönümlmeli kanal özelliği gösterdiği görülmektedir. m ’nin artışı kanaldaki LOS bileşenin yansıyan işaretlere göre daha baskın hale gelmesi anlamına geldiğinden m artarken hata performansı iyileşmekte, kanal AWGN kanala yakınsamaktadır.



Şekil 2.1: BPSK modülasyonunun AWGN ve Rayleigh sönümlmeli kanalda BER performansı.



Şekil 2.2: BPSK modülasyonunun Nakagami-m sönümlemeli kanalda BER performansı.

2.4. Anten Çeşitleme Teknikleri

Bu bölümde anten çeşitleme tekniklerinin sönümlemeli kanallardaki performansları incelenmiştir. Sönümlemeli kanallar için hata performans ifadeleri verilmiştir. Teorik ifadeler Monte-Carlo simülasyonlarıyla doğrulanmıştır.

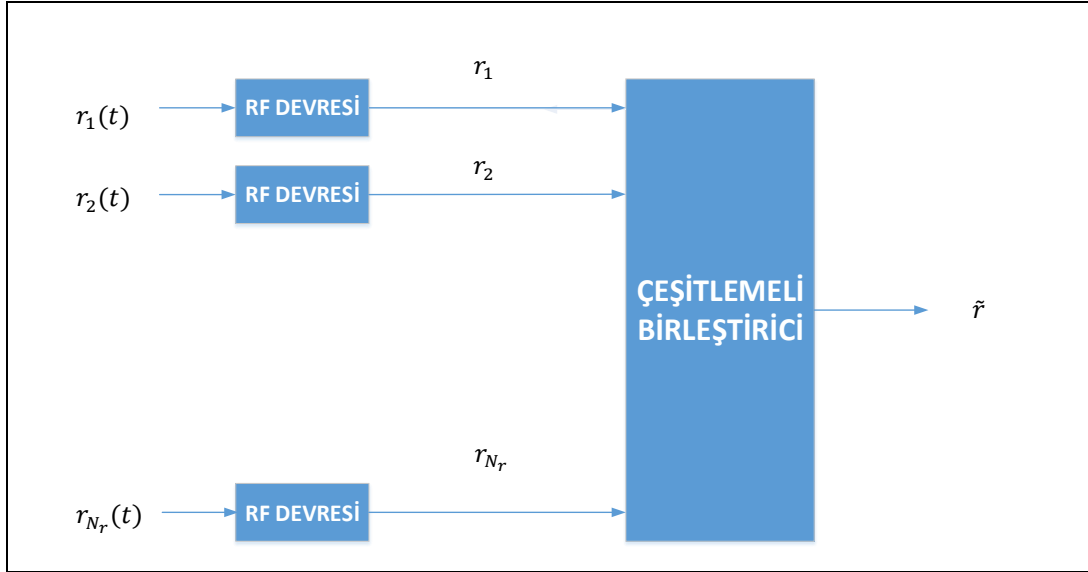
Çeşitleme, sönümleme etkisine mazur kalarak bozulan bilgi işaretlerinin birden fazla kopyasının çeşitli teknikler kullanılarak birleştirilmesi esasına dayanır. Bu teknikler kullanılarak uçtan uca (end-to-end, e2e) SNR'ın iyileştirilmesi amaçlanmaktadır.

Çeşitleme teknikleri alıcıda, vericide veya hem alıcıda hem vericide olmak üzere hibrit olarak uygulanabilmektedir.

2.4.1 Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri

Alıcıda birden çok anten olduğu durumda istatistiksel olarak bağımsız olan yollardan alınan işaretler belirli bir kurala göre birleştirilirler. Bu bölümde en çok

bilinen Seçmeli Birleştirme (Selection Combining-SC) ve MRC teknikleri incelenecektir.



Şekil 2.3: Anten çeşitlemeli alıcı yapısı.

Şekil 2.3'te N_r adet alıcı antene sahip bir alıcı çeşitleme modeli gösterilmektedir. $1 \leq k \leq N_r$ olmak üzere k . antende alınan işaret, vektörel gösterimle,

$$r_k = h_k s_m + n_k \quad (2.10)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir. Burada h_k , verici istasyon ile k . anten arasındaki kanalın kanal katsayısıdır. n_k k . antenin AWGN gürültüsüdür.

2.4.1.1 Seçmeli Birleştirme

SC tekniğinde en iyi yol kazancını sağlayan tek bir kanal seçilir. γ_k , her bir antenden alınan işaretin anlık SNR'ı olmak üzere, $\gamma_k = |h_k|^2 \frac{E_b}{N_0}$ dır. $\forall k$ için kanallar birim güçlü kabul edildiğinde ortalama SNR $\bar{\gamma}_k = \bar{\gamma}$ dır. $\bar{\gamma} = \frac{E_b}{N_0}$ dır. Seçmeli birleştirici çıkışındaki işaretin anlık SNR'ı,

$$\gamma_{SC} = \max_{1 \leq k \leq N_r} \{\gamma_k\} \quad (2.11)$$

olacak şekilde en yüksek SNR değeri seçilmektedir. Kanal Nakagami-m sönümlemeli olduğunda k . yola ilişkin kanal katsayısının modül karesi olan $|h_k|^2$, Gamma dağılımlıdır. Gamma dağılımının PDF ve birikimli dağılım fonksiyonu (cummulative distribution function - CDF) sırasıyla aşağıdaki gibidir [13]

$$f_{\gamma_k}(x) = \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_k}\right)^m \frac{(x)^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{xm}{\bar{\gamma}_k}}, x \geq 0 \quad (2.12)$$

$$F_{\gamma_k}(x) = 1 - e^{-\frac{xm}{\bar{\gamma}_k}} \sum_{n=0}^{m-1} \left(n \frac{m}{\bar{\gamma}_k}\right)^n \frac{1}{n!}, x \geq 0 \quad (2.13)$$

Tüm yollar birbirinden bağımsız olduğunda, alıcıda SC tekniği uygulanan işaretin CDF'i, $F_{\gamma_k}(x)$ 'e sıralama istatistiği kuralı uygulanarak,

$$F_{\gamma_{SC}}(x) = [F_{\gamma_k}(x)]^{N_r} \quad (2.14)$$

ile bulunur [14]. Eşitlik (2.14)'teki üstel işlem ilerletildiğinde CDF ifadesi, CDF-PDF arasındaki türev ilişkisi kullanılarak da PDF ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$F_{\gamma_{SC}}(x) = \sum_{t=0}^{N_r} \sum_{n=0}^{t(m-1)} C_{N_r}^t (-1)^t e^{-mt \frac{x}{\bar{\gamma}_{SC}}} x^n \mu_n(t, m) \quad (2.15)$$

$$f_{\gamma_{SC}}(x) = \frac{N_r \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_{SC}}\right)^m}{\Gamma(m)} \sum_{t=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{t(m-1)} C_{N_r-1}^t (-1)^t e^{-m(t+1) \frac{x}{\bar{\gamma}_{SC}}} x^{m+n-1} \mu_n(t, m) \quad (2.16)$$

Burada $C_N^t = N! / [(N-t)! t!]$ olarak tanımlanan terim binom katsayılarıdır. $\mu_n(t, m)$ terimi ise multinomial katsayılarıdır. $\bar{\gamma}_{SC}$, SC tekniği uygulanan işaretin birleştirici çıkışındaki ortalama SNR'ı olup $\bar{\gamma}_{SC} = \bar{\gamma} \sum_{k=1}^{N_r} 1/k$ 'dir. Kanal Rayleigh

sönümlemeli olduğunda k . yola ilişkin kanal katsayısının modül karesi olan $|h_k|^2$ üstel dağılımlı olmakta ve PDF'i,

$$f_{\gamma_k}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_k} e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_k}}, x \geq 0 \quad (2.17)$$

şeklinde ifade edilmektedir [13]. Bütün iletim kanalları birbirinden bağımsız ve üstel dağılımlı olduğunda SC tekniği uygulandığında işaretin CDF ve PDF'i,

$$F_{SC}(x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_k}}\right)^{N_r} \quad (2.18)$$

$$f_{SC}(x) = \frac{N_r}{\bar{\gamma}_k} \left(1 - e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_k}}\right)^{N_r-1} e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_k}} \quad (2.19)$$

şeklinde elde edilmektedir [11].

Sistemin hata performansını bulmak için bütün sönümlemeli kanallar için geçerli olan,

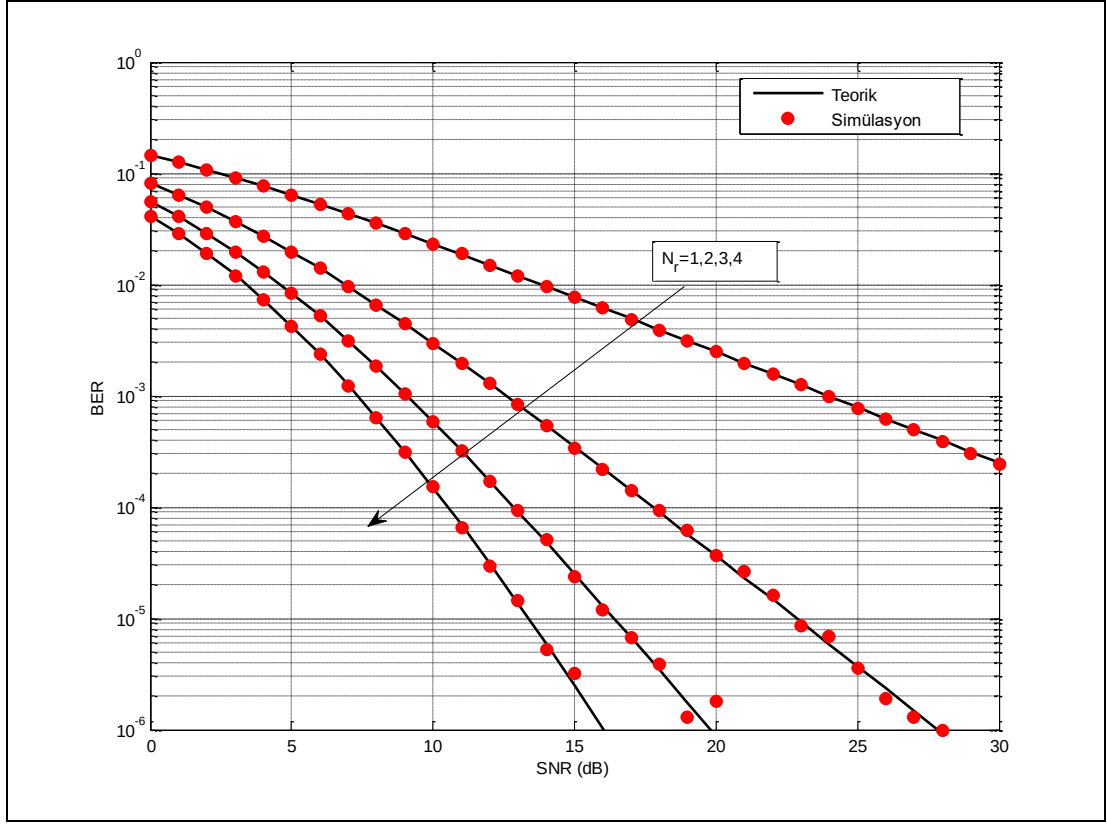
$$P_b(e) = \int_0^\infty P_b(e/\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.20)$$

integralinden yararlanılır. Burada $f_\gamma(\gamma)$, alıcıdaki SNR'ın PDF'idir. $P_b(e/\gamma)$ ise sönümlemenin olmadığı durumdaki bit hata olasılığıdır. Örneğin Rayleigh sönümlemeli bir kanalın BPSK modülasyonundaki BER ifadesi bulunmak istenirse, Eşitlik (2.5) ve (2.19)'da tanımlanan ifadeler eşitlik (2.20)'deki integral ifadesinde yerlerine yazılmalıdır. Bu integral ifadesi çözüldüğünde,

$$P_b(e) = \frac{N_r}{2} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1}{k} \frac{(-1)^k}{1+k+\gamma_b} \quad (2.21)$$

ifadesi elde edilmektedir [11].

Şekil 2.4'te farklı anten sayıları için BPSK modülasyonunun Rayleigh sönümlemeli kanalda BER performansı verilmektedir. Anten sayısındaki artışa bağlı olarak ortalama hata olasılığının iyileştiği gözlenmektedir.



Şekil 2.4: SC Tekniğinin $N_r = 1, 2, 3, 4$ durumlarında BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlemeli kanalda ortalama BER performansı.

2.4.1.2 En Büyük Oranlı Birleştirme

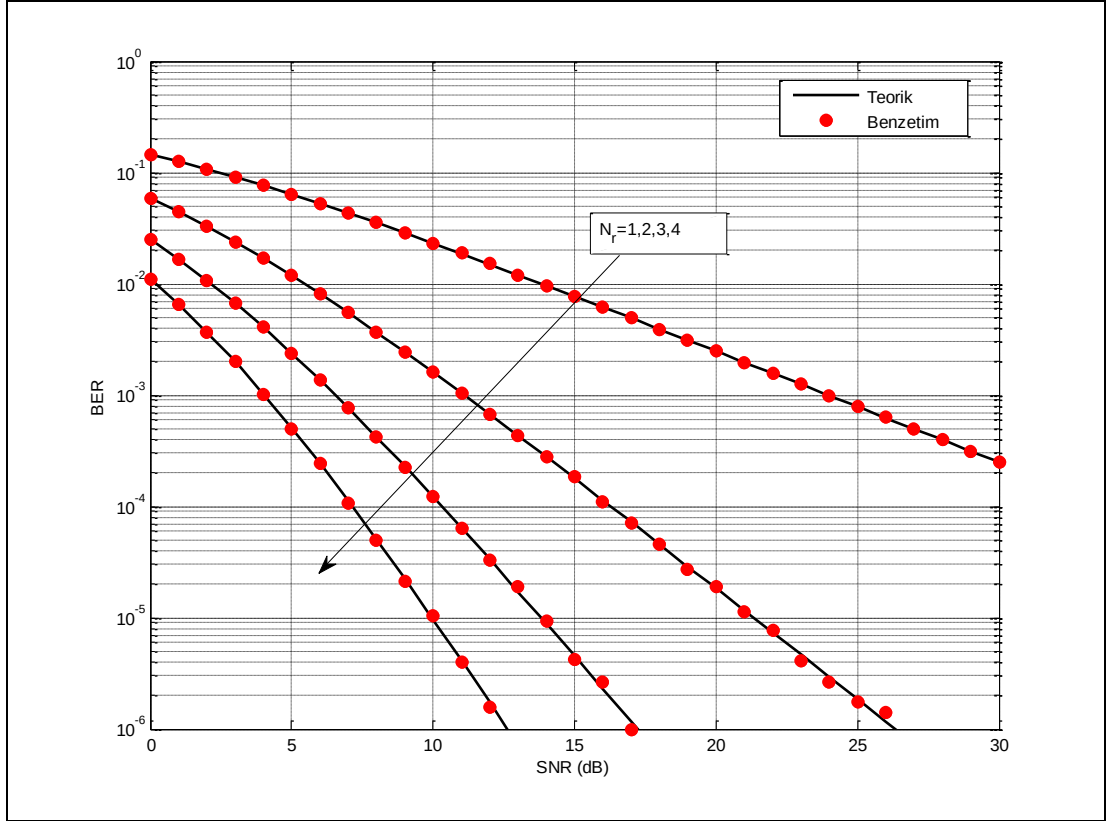
En büyük oranlı birleştirme (maximum ratio combining-MRC) tekniğinde alınan her işaret iletildiği kanalın sönümleme katsayısı ile ağırlıklandırılarak birleştirilir. Birleştirici çıkışındaki işaretin anlık SNR'ı, $\gamma_{MRC} = \sum_{k=1}^{N_r} \gamma_k$ 'dir. γ_k , k . yoldan alınan işaretin anlık SNR'ıdır. Her bir yol için $\bar{\gamma}_k = \bar{\gamma}$ olduğunda, MRC işaretinin ortalama SNR'ı, $\bar{\gamma}_{MRC} = N_r \bar{\gamma}$ olmaktadır.

MGF yönteminden yararlanılarak, MRC tekniğinin Rayleigh sönümlemeli kanaldaki ortalama BER ifadesi,

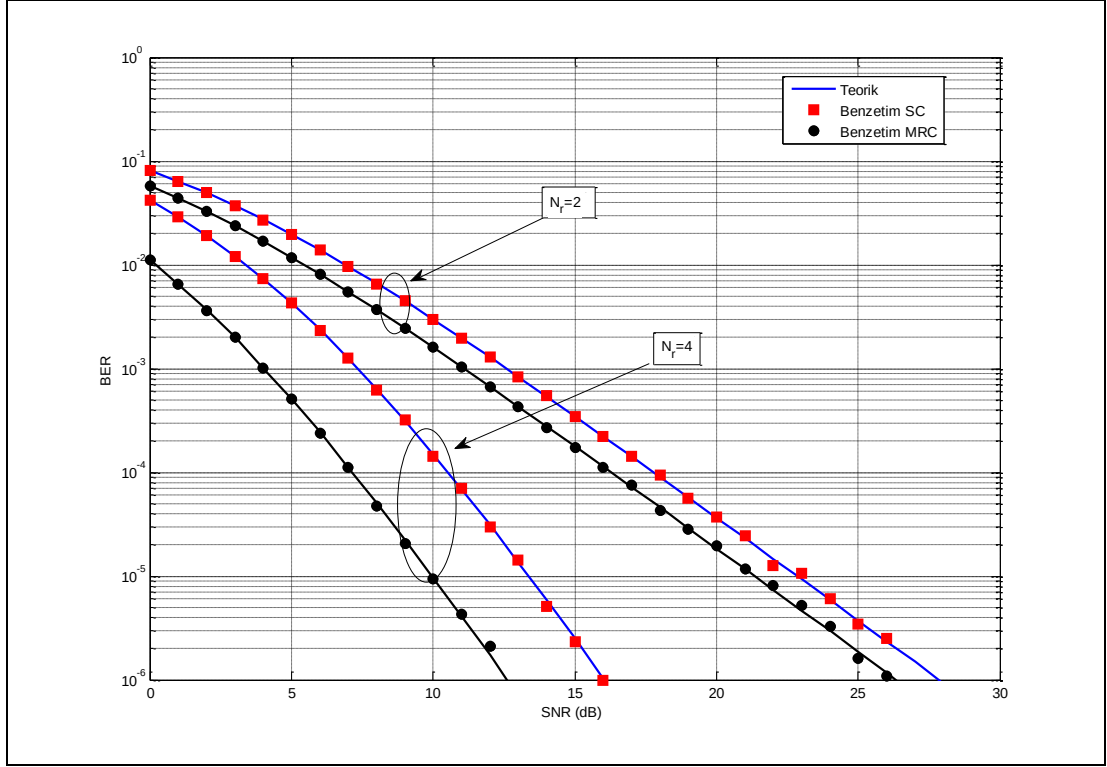
$$\bar{P}_b(e) = \left(\frac{1}{2 + 2\bar{\gamma}_k} \right)^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r + k - 1}{k} \left(\frac{1 + 2N_r}{2 + 2\bar{\gamma}_b} \right)^k \quad (2.22)$$

şeklinde bulunmaktadır [11].

Şekil 2.5'te MRC tekniğinin BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlmeli kanaldaki BER performansı çizdirilmiştir. Anten sayısı arttıkça performansın iyileştiği gözlenmektedir. Şekil 2.6'da ise aynı kanal şartlarında SC ve MRC teknikleri karşılaştırılmıştır. Eşit anten sayılarında optimum alıcı anten çeşitleme tekniği olduğundan MRC tekniğinin hata performansının daha yüksek olduğu gözlenmektedir.



Şekil 2.5: MRC tekniğinin $N_r = 1, 2, 3, 4$ durumundaki BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlmeli kanalda ortalama BER performansı.



Şekil 2.6: SC ve MRC tekniklerinin $N_r = 1, 2, 3, 4$ durumundaki BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlmeli kanalda BER performanslarının karşılaştırılması.

2.4.2. Verici Anten Çeşitleme Teknikleri

Alıcı anten çeşitlemesi sayesinde alınan işaretlerin SNR'ı iyileştirilmektedir. Bu kazanım, alıcı tarafta daha fazla devre karmaşıklığı ve güç sarfıyatı karşılığında elde edilmektedir. Mobil birimlerde çalışan çok fazla donanımın bulunması enerji verimliliği bakımından olumsuz bir durumdur. Üstelik telsiz haberleşmede mobil istasyonların çok antenle donatılmasının zorluğundan dolayı çeşitlemenin verici istasyonda yapılması daha uygundur.

2.4.2.1 Verici Anten Seçimi

Verici anten çeşitlemesi (transmit antenna selection-TAS) SC tekniğinin verici tarafta uygulandığı teknik olarak bilinmektedir. Verici istasyon N_t adet antenle donatılmıştır. Haberleşme gerçekleşmeden önce eğitim periyodunda en yüksek kanal kazancına ait olan kanal alıcıda belirlenmekte ve vericiye bu bilgi iletilmektedir.

Böylelikle verici istasyon işareti alıcıya bu yoldan iletir. $k = 1, 2, \dots, N_t$ olmak üzere k . anten ile alıcı arasındaki kanal katsayısı h_k 'dir, kanal kazancının zarfı olan $|h|$ 'nın Nakagami-m sönümlmeli olduğu durumda, hedefte alınan işaretin anlık SNR'ı olan $\gamma_k = (E_s/N_0)|h_k|^2$ olup γ_k Gamma dağılımlıdır. E_s ve N_0 , sırasıyla sembol enerjisi ve AWGN'nin güç yoğunluk fonksiyonudur. Gamma dağılımlı γ_k 'nin PDF ve CDF'leri eşitlik (2.12) ve (2.13)'te verilmiştir. Eşitlik (2.13)'te verilen CDF ifadesi,

$$F_{\gamma_k}(x) = \frac{\psi\left(m, \frac{mx}{\bar{\gamma}_k}\right)}{\Gamma(m)}, \quad x \geq 0 \quad (2.23)$$

şeklinde yazılabilmektedir. Burada $\psi(\cdot, \cdot)$, lower incomplete gamma fonksiyonunu ifade etmektedir [10]. N_t adet anten içinden seçilen tek bir antenin indisi olan i ,

$$i = \arg \max_{1 \leq k \leq N_t} \{|h_k|^2\} \quad (2.24)$$

işlemleriyle belirlenmektedir. N_t adet anten içinden seçim yapıldığı durumda TAS tekniği uygulanan işaretin CDF'i, sıralama istatistiği kuralları uygulandığında,

$$F_{\gamma_{TAS}}(x) = [F_{\gamma_k}(x)]^{N_t} \quad (2.25)$$

ile bulunmaktadır [14]. Eşitlik (2.13) ve (2.25) yardımıyla TAS tekniği uygulanmış işaretin CDF'i, PDF ve CDF arasındaki türev ilişkisi kullanılarak da işaretin PDF'i elde edilmektedir.

$$F_{\gamma_{TAS}}(x) = \sum_{t=0}^{N_t} \sum_{n=0}^{t(m-1)} C_{N_t}^t (-1)^t e^{-mt \frac{x}{\bar{\gamma}_k}} x^n \mu_n(t, m) \quad (2.26)$$

$$f_{\gamma_{TAS}}(x) = \frac{N_t \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_k}\right)^m}{\Gamma(m)} \sum_{t=0}^{N_t-1} \sum_{n=0}^{t(m-1)} C_{N_t-1}^t (-1)^t e^{-m(t+1) \frac{x}{\bar{\gamma}_k}} x^{m+n-1} \mu_n(t, m) \quad (2.27)$$

Kanal kazancının zarfı olan $|h_k|$ Rayleigh dağılımlı olduğunda γ_k üstel dağılımlıdır. Üstel dağılımlı γ_k işaretlerine TAS tekniği uygulandığında elde edilen işaretin CDF ve PDF'leri sırasıyla eşitlik (2.18) ve (2.19)'deki gibidir.

Bir fonksiyonun MGF'si Laplace dönüşümünün integral özelliği kullanılarak CDF cinsinden,

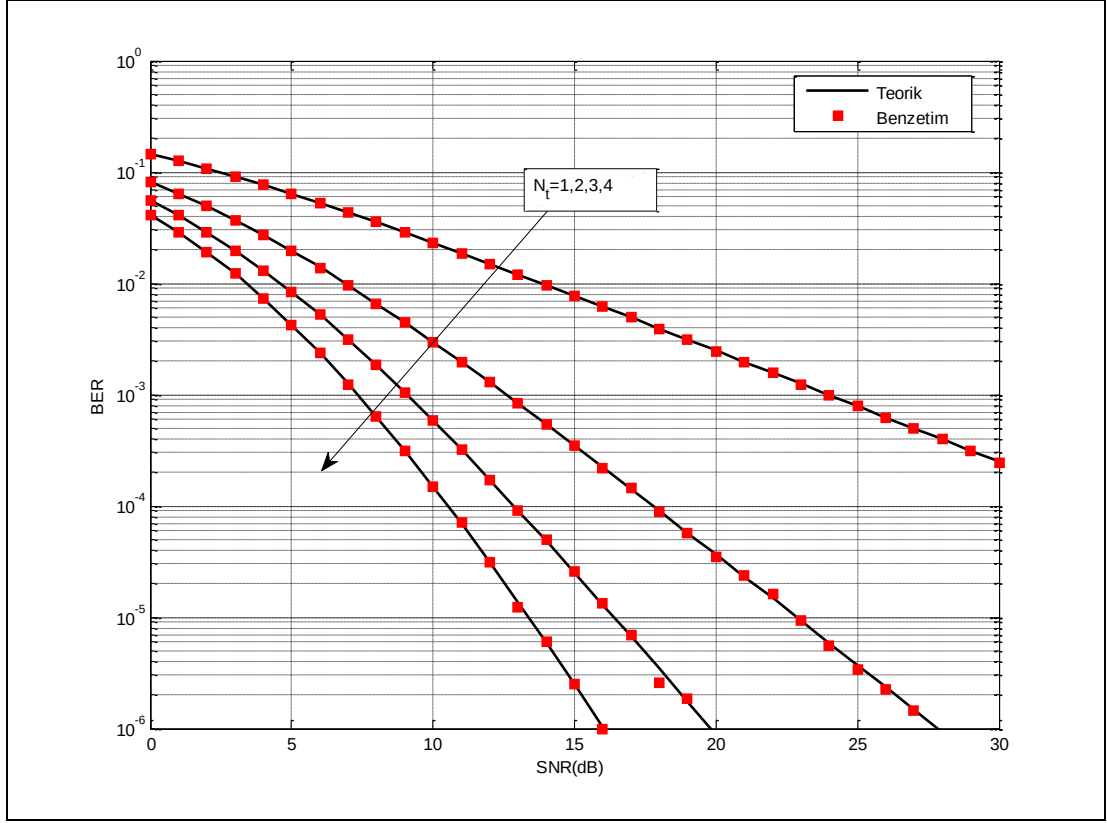
$$M_\gamma(s) = s \int_0^\infty F_\gamma(x) e^{sx} dx \quad (2.28)$$

şeklinde ifade edilmektedir [32]. Böylece Rayleigh sönümlemeli kanal için eşitlik (2.18) veya Nakagami-m sönümlemeli kanal için eşitlik (2.26)'daki CDF ifadeleri eşitlik (2.28)'de yerine yazıldığında sönümlemeli kanallara ilişkin MGF ifadeleri elde edilebilmektedir. Örneğin, eşitlik (2.26) ifadesi eşitlik (2.28)'de yerine yazıldığında Nakagami-m sönümlemeli kanal için TAS tekniğinin MGF ifadesi,

$$M_\gamma(s) = \sum_{t=0}^{N_t} \sum_{n=0}^{t(m-1)} C_{N_t}^t (-1)^t \mu_n(t, m) \Gamma(n+1) s \bar{\gamma} (s \bar{\gamma} + \frac{mn}{\Omega})^{-n-1} \quad (2.29)$$

şeklinde bulunmaktadır [24]. Elde edilen MGF ifadesi ve eşitlik (2.9) ile sönümlemeli kanallara ait BER ifadesi BPSK modülasyonu için elde edilmektedir.

TAS tekniğinin $N_t = 1, 2, 3, 4$ olduğu durumlardaki BER performansı teorik ve bilgisayar benzetimleri ile birlikte Şekil 2.7'de verilmiştir. Beklendiği gibi anten sayısının artmasıyla hata performansı iyileşmiştir. Seçim tekniği SC ile aynı kurala dayandığı için aynı anten sayıları ve modülasyon türünde Şekil 2.4'te verilen performans değerleri ile aynı değerler elde edilmiştir.



Şekil 2.7: TAS tekniğinin $N_t = 1, 2, 3, 4$ olduğu durumlarda Rayleigh kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.

2.4.3. Hibrit Anten Çeşitleme Teknikleri

2.4.3.1. Ortak Verici ve Alıcı Anten Seçimi

Ortak verici ve alıcı anten seçiminde (joint transmit and receive antenna selection-JTRAS) vericide ve alıcıda tek anten seçilmektedir. Eğitim periyodunda alıcıda işaret gücünün en yüksek olduğu kanalın antenleri belirlenerek belirlenen verici antenin indisi geri besleme kanalları aracılığıyla vericiye iletilmektedir. Bu indis bilgisi ile verici seçilen antenden haberleşme gerçekleştirir. N_t ve N_r sırasıyla verici ve alıcıdaki anten sayıları olduğunda, $k = 1, 2, \dots, N_t$ ve $l = 1, 2, \dots, N_r$ olmak üzere vericideki k . ve alıcıdaki l . antenler arasındaki kanalın zarfı $|h_{kl}|$ Nakagami-m dağılımlı olduğu varsayılırsa alıcıdaki işaretin anlık SNR'ı $\gamma_{kl} = (E_b/N_0)|h_{kl}|^2$ 'dir. $|h_{kl}|$ Nakagami-m dağılımlıyken $|h_{kl}|^2$ Gamma dağılımlıdır. Gamma dağılımının CDF ve PDF'i eşitlik (2.12) ve (2.13)'teki gibidir. k^* ve l^* sırasıyla verici ve alıcıda seçilen anten indisleri olduğunda, $\{k^*, l^*\}$ ikilisi,

$$\{k^*, l^*\} = \arg \max_{\substack{1 \leq k \leq N_t \\ 1 \leq l \leq N_r}} \{|h_{kl}|^2\} \quad (2.30)$$

işlemi ile belirlenmektedir. Anten seçimi ile bulunan işaretin CDF ve PDF'ini bulmak için, $F_{|h_{kl}|^2}(x)$ 'e sıralama istatistiği kuralı uygulanarak, $F_{|h_{k^*, l^*}|^2}(x) = [F_{|h_{kl}|^2}(x)]^{N_t N_r}$ işlemi ilerletilirse ve CDF-PDF arasındaki türev ilişkisinden yararlanılırsa alıcısındaki işaretin SNR'nın CDF ve PDF'i,

$$F_Y(y) = \sum_{t=0}^{N_t N_r} \sum_{n=0}^{t(m-1)} C_{N_t N_r}^t (-1)^t e^{-mt \frac{y}{\Omega}} y^n \mu_n(t, m) \quad (2.31)$$

$$f_Y(y) = \frac{N_t N_r \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m}{\Gamma(m)} \sum_{t=0}^{N_t N_r-1} \sum_{n=0}^{t(m-1)} C_{N_t N_r-1}^t (-1)^t e^{-m(t+1) \frac{y}{\Omega}} y^{m+n-1} \mu_n(t, m) \quad (2.32)$$

şeklinde elde edilmektedir. Burada $Y = \max_{\substack{1 \leq k \leq N_t \\ 1 \leq l \leq N_r}} \{|h_{kl}|^2\}$ notasyonu kullanılmıştır.

Kanalın gücü ve ortalama SNR sırasıyla $\Omega = E[|h_{kl}|^2]$ ve $\bar{\gamma} = (E_b/N_0)\Omega$ şeklinde ifade edilmektedir.

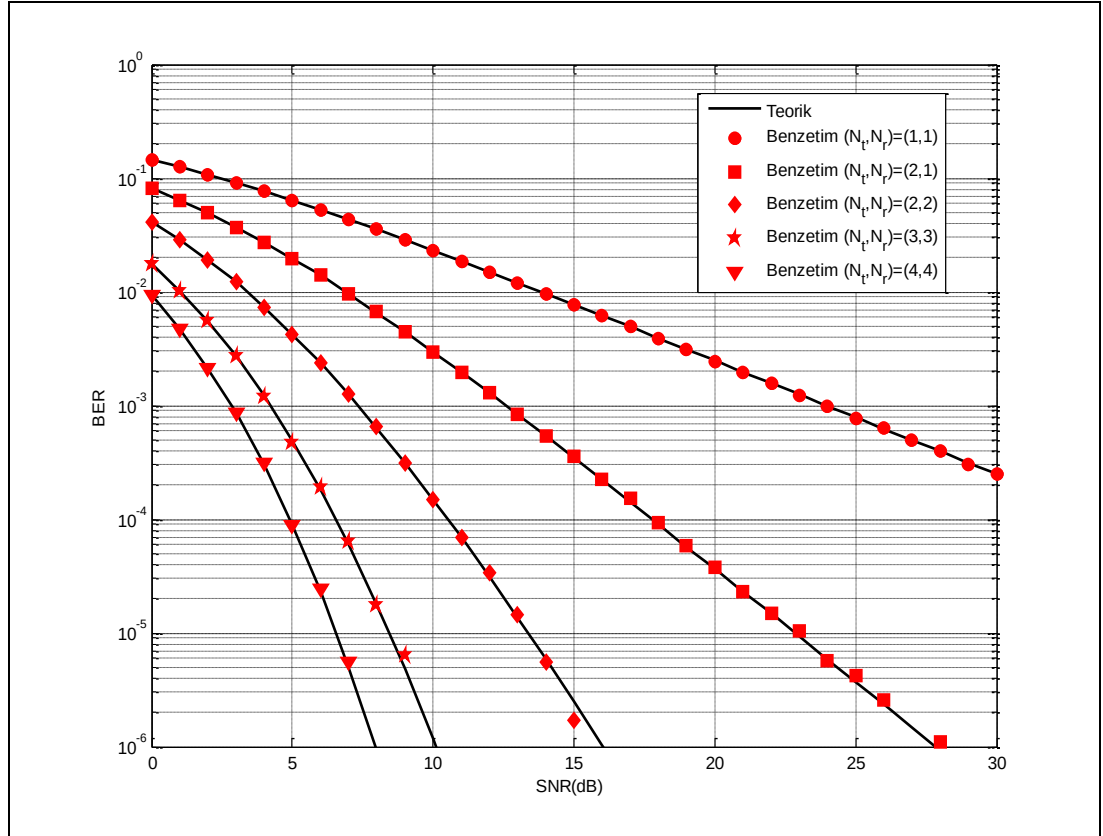
Kanal Rayleigh dağılımlı olduğunda γ_{kl} üstel dağılımlı olmaktadır. Bu durumda üstel dağılımın CDF'sinin $N_t N_r$. kuvvetinden JTRAS için SNR'nın CDF'si bulunabilir veya eşitlik (2.31)'de $m = 1$ alınabilir.

Nakagami-m kanal için (2.31)'de verilen CDF ifadesi eşitlik (2.28) ifadesinde yerine yazılarak Nakagami-m sönümlmeli kanala ait MGF ifadesi elde edilmektedir. Bu işlem yapıldığında Nakagami-m sönümlmeli kanal için MGF ifadesi aşağıdaki biçimde elde edilmektedir [15].

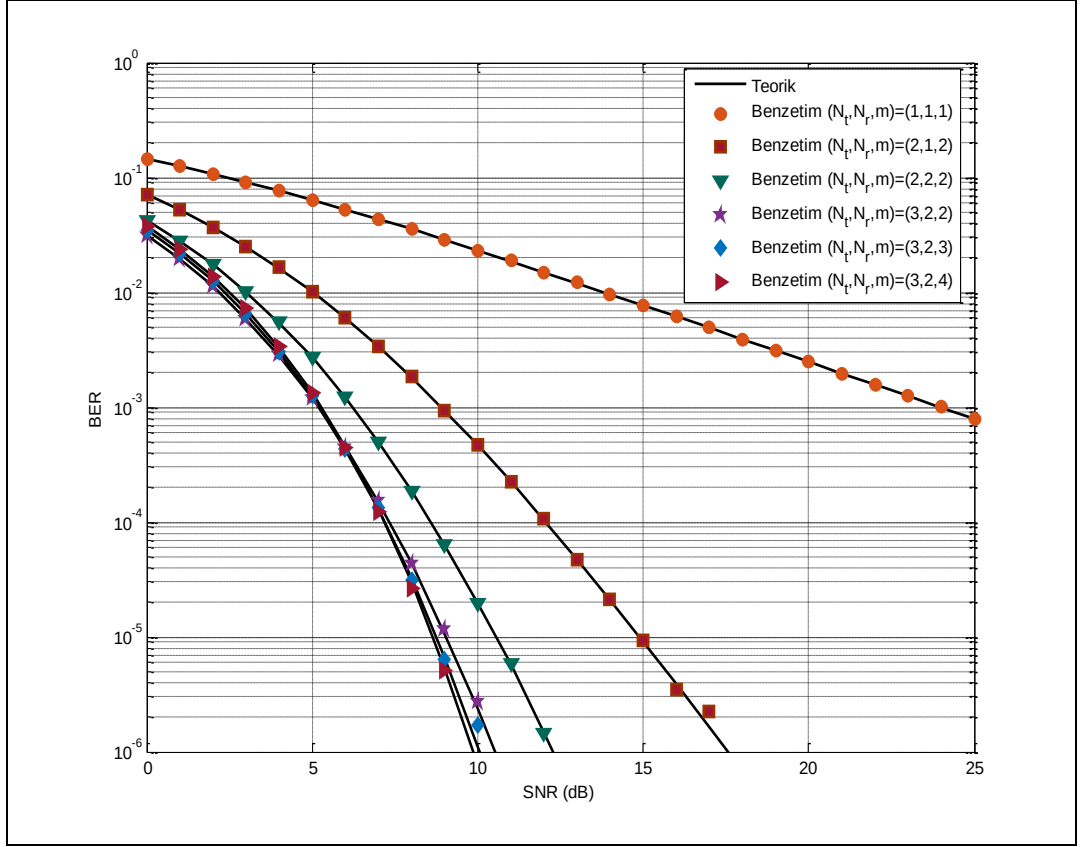
$$M_Y(s) = \sum_{t=0}^{N_t N_r} \sum_{n=0}^{t(m-1)} C_{N_t N_r}^t (-1)^t \mu_n(t, m) \Gamma(n+1) s \bar{\gamma} \left(s \bar{\gamma} + \frac{mn}{\Omega}\right)^{-n-1} \quad (2.33)$$

BER hesabında MGF yaklaşımı kullanılarak elde edilen MGF ifadesi, eşitlik (2.9)'da yazılarak Nakagami-m sönümlmeli kanala ait BER ifadesi BPSK için elde edilmektedir.

Şekil 2.8 ve 2.9’da JTRAS tekniğinin sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için BER performansları verilmiştir. Beklendiği gibi alıcı ve verici anten sayıları arttıkça hata performansının iyileştiği gözlenmektedir. Nakagami-m sönümlmeli kanalda kanal parametresi olan m değeri arttıkça hata performansının iyileştiği görülmektedir.



Şekil 2.8: JTRAS tekniğinin Rayleigh kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.



Şekil 2.9: JTRAS tekniğinin Nakagami-m sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.

2.4.3.2 TAS/MRC Tekniği

TAS/MRC tekniğinde vericide TAS alıcıda MRC tekniği uygulanmaktadır. N_t ve N_r sırasıyla verici ve alıcıdaki anten sayıları olduğunda, $k = 1, 2, \dots, N_t$ ve $l = 1, 2, \dots, N_r$ olmak üzere vericide k . ve alıcıdaki l . antenler arasındaki kanalın zarfı $|h_{kl}|$ Nakagami-m dağılımlı iken alıcıda MRC tekniği uygulanan işaretin anlık SNR'ı,

$$\gamma_k = \bar{\gamma} \sum_{l=1}^{N_r} |h_{kl}|^2 \quad (2.34)$$

olarak bulunmaktadır. Burada $\bar{\gamma}$ ortalama SNR olup $\bar{\gamma} = (E_b/N_0)\Omega$ 'dır. Anten seçimi yapılmadan önce alıcıdaki MRC tekniği uygulanan işaretin SNR'ının CDF'i,

$$F_{\gamma_k}(x) = \frac{\psi\left(mN_r, \frac{mx}{\bar{\gamma}}\right)}{\Gamma(mN_r)} \quad (2.35)$$

biçimindedir [23]. mN_r çarpımının tamsayı olduğu değerler için Eşitlik (2.35),

$$F_{\gamma_k}(x) = 1 - e^{-\frac{mx}{\bar{\gamma}}} \sum_{n=0}^{mN_r-1} \left(\frac{mx}{\bar{\gamma}}\right)^n \frac{1}{n!}, \quad x \geq 0 \quad (2.36)$$

şeklinde yazılabilmektedir. Vericideki k adet anten arasından seçilen k^* anten indisi,

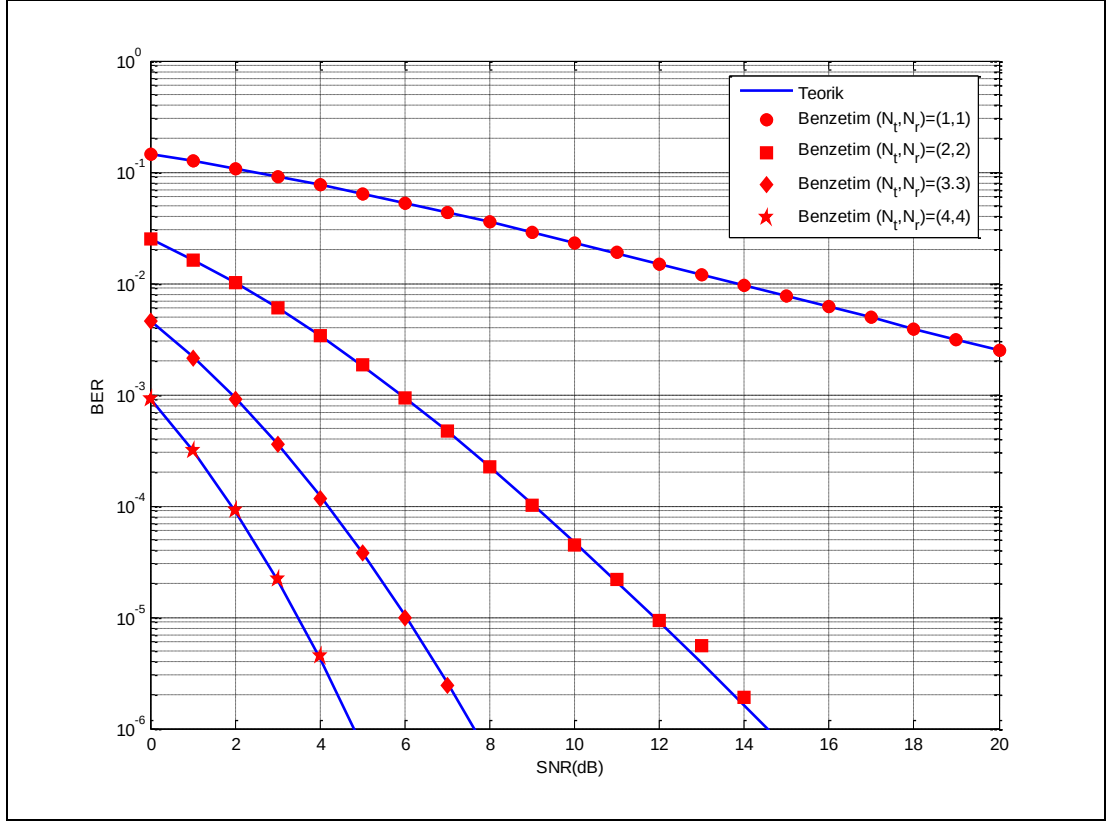
$$k^* = \arg \max_{1 \leq k \leq N_t} \{\gamma_k\} \quad (2.37)$$

işlemi ile belirlenmektedir. Böylece vericide TAS alıcıda MRC uygulandığında sıralama istatistiği kuralı gereği alıcı çıkışındaki SNR'ın CDF'si,

$$F_{\gamma_{k^*}}(x) = [F_{\gamma_k}(x)]^{N_t} \quad (2.38)$$

formülü ile elde edilmektedir [33].

Şekil 2.10'da Rayleigh kanal için BPSK modülasyonunun TAS/MRC tekniğine ait BER performans eğrileri anten sayıları $(N_t, N_r) = (1,1), (2,2), (3,3), (4,4)$ için verilmektedir. Anten sayıları arttıkça BER performanslarının iyileştiği gözlenmektedir.

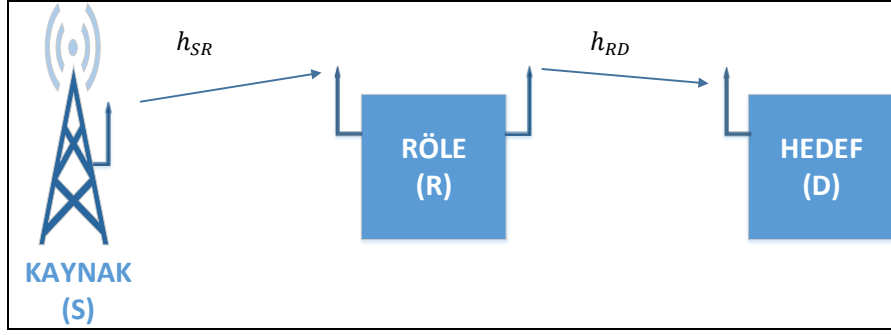


Şekil 2.10: TAS/MRC tekniğinin Rayleigh kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.

2.5. Röleli Haberleşme Teknikleri

Röle bilgi işaretini kaynaktan alarak hedefe ulaştıran haberleşme birimidir. İletim tipine göre yarım çift yönlü (half-duplex-HD) ve tam çift yönlü (full-duplex-FD) olmak üzere ikiye ayrılır. HD röleli sistemde bilgi işareti iki zaman aralığında hedefe iletilir. Röle kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward-AF) ve çöz-ve-aktar (decode-and-forward-DF) tipinde çalışabilir. AF röleli sistemde röle, kaynaktan aldığı işareti sabit veya değişken bir güç kısıtlama faktörüyle çarparak hedefe iletir. DF tipi rölede ise kaynaktan alınan işaret çözüldükten sonra hedefe iletilir.

Bu bölümde röleli haberleşme teknikleri incelenecektir. Önceki bölümde incelenen MIMO teknikler AF ve DF tipi röleli sistemlerde uygulanarak sistemlerin performansları incelenecektir.



Şekil 2.11: Röleli haberleşmeli sistem modeli.

Şekil 2.11’de röleli haberleşmeli sistem modeli görülmektedir. Bu sistemde h_{SR} kaynak-röle (source-relay-SR) arası kanal katsayısını, h_{RD} röle-hedef (relay-destination-RD) arası kanal katsayısını, s kaynaktan iletilen P_S gücündeki bilgi işaretini, n_r rölede eklenen σ_r^2 gücündeki beyaz gauss gürültüsünü göstermek üzere rölede alınan işaret,

$$y_r = h_{SR}s + n_r \quad (2.39)$$

olmaktadır.

AF röleli sistemlerde hedefe iletilen işaret rölede bir G güç kısıtlama faktörüyle çarpılır. Kanal durum bilgisinin (channel state information-CSI) mevcut olduğu sistemler değişken kazançlıdır. Bu durumda G katsayısı haberleşme operasyonu boyunca kanalın durumuna göre sürekli değişmektedir. CSI’nin ortalaması mevcutsa sistem sabit kazançlıdır ve G katsayısı değişmez. CSI tabanlı bir AF sistem için G ,

$$G^2 = \frac{P_r}{P_s|h_{SR}|^2 + \sigma_r^2} \quad (2.40)$$

eşitliği ile belirlenmektedir. Burada P_s ve P_r sırasıyla kaynaktan ve röleden iletilen işaretlerin güçleridir. Eğer sistemde CSI’nin ortalaması mevcutsa kazanç,

$$G^2 = \frac{P_r}{P_s E[|h_{SR}|^2] + \sigma_r^2} \quad (2.41)$$

eşitliği ile belirlenmektedir [20]. S-R ve R-D arası linkin anlık SNR değerleri sırasıyla, $\gamma_1 = \frac{P_s|h_{SR}|^2}{N_0}$ ve $\gamma_2 = \frac{P_r|h_{RD}|^2}{N_0}$, dir. S-R ve R-D arası linkin ortalama SNR değerleri ise sırasıyla, $\bar{\gamma}_1 = \frac{P_s E[|h_{SR}|^2]}{N_0}$ ve $\bar{\gamma}_2 = \frac{P_r E[|h_{RD}|^2]}{N_0}$, dir. n_d hedefte eklenen N_0 gücündeki beyaz gauss gürültüsü olup $N_0 = \sigma_d^2$ olmak üzere AF sistemde hedefte alınan işaret,

$$y_d = G h_{RD} y_r + n_d \quad (2.42)$$

eşitliği ile belirlenmektedir. Eşitlik (2.39) eşitlik (2.42)'de yerine konursa,

$$y_d = h_{RD} G h_{SR} s + G h_{RD} n_r + n_d \quad (2.43)$$

eşitliği elde edilir. Eşitlik (2.43)'ten sistemin γ_{e2e} ifadesi,

$$\gamma_{e2e} = \frac{|h_{SR}|^2 |h_{RD}|^2 |G|^2 P_s}{|h_{RD}|^2 |G|^2 \sigma_r^2 + \sigma_d^2} \quad (2.44)$$

olarak yazılabilmektedir. CSI tabanlı AF sistem için eşitlik (2.40) eşitlik (2.44)'te yerine yazıldığında elde edilen ifade, γ_1 ve γ_2 ifadeleri yardımıyla düzenlendiğinde,

$$\gamma_{e2e} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1} \quad (2.45)$$

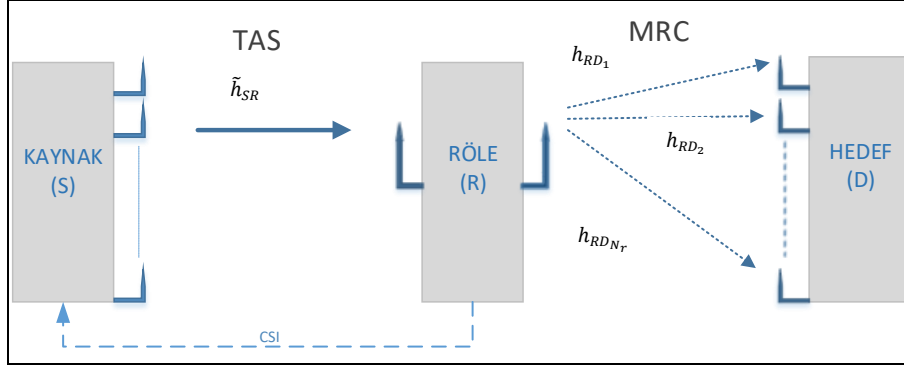
elde edilmiş olur [20]. DF sistemlerde rölede alınan işaret çözüldükten sonra hedefe iletilmektedir. Bu durumda hedefte alınan işaret DF röleli sistemler için,

$$y_d = \tilde{s} h_{RD} + n_d \quad (2.46)$$

şeklindedir. Burada $\tilde{s}$ rölede çözülen işarettir. Eğer $\tilde{s}$ yanlış çözülmürse röleden hedefe hatalı bilgi iletilecektir. Bu durum DF sistemlerin bir dezavantajı olarak düşünülmektedir.

2.5.1. Röleli sistemlerde TAS/MRC Tekniği

Bu bölümde AF ve DF röleli haberleşme sistemlerinde TAS/MRC tekniği incelenmektedir.



Şekil 2.12: Röleli haberleşmede TAS/MRC tekniğinin sistem modeli.

Şekil 2.12’de verilen sistemde iki atlamalı bir MIMO sistem modeli gösterilmektedir. Bu modelde röle, alışı ve veriş yönlerinde tek anten ile haberleşmektedir. Kaynak ve hedef, sırasıyla N_t ve N_r adet anten ile haberleşmektedir. Rölenin HD olduğu durumda, rölede ve hedefte alınan işaretler sırasıyla,

$$y_r = \sqrt{P_s L_{sr}} \tilde{h}_{sr} s + n_r \quad (2.47)$$

$$y_{d,l} = \sqrt{P_r L_{rd}} G h_{rd,l} y_r + n_{d,l} \quad (2.48)$$

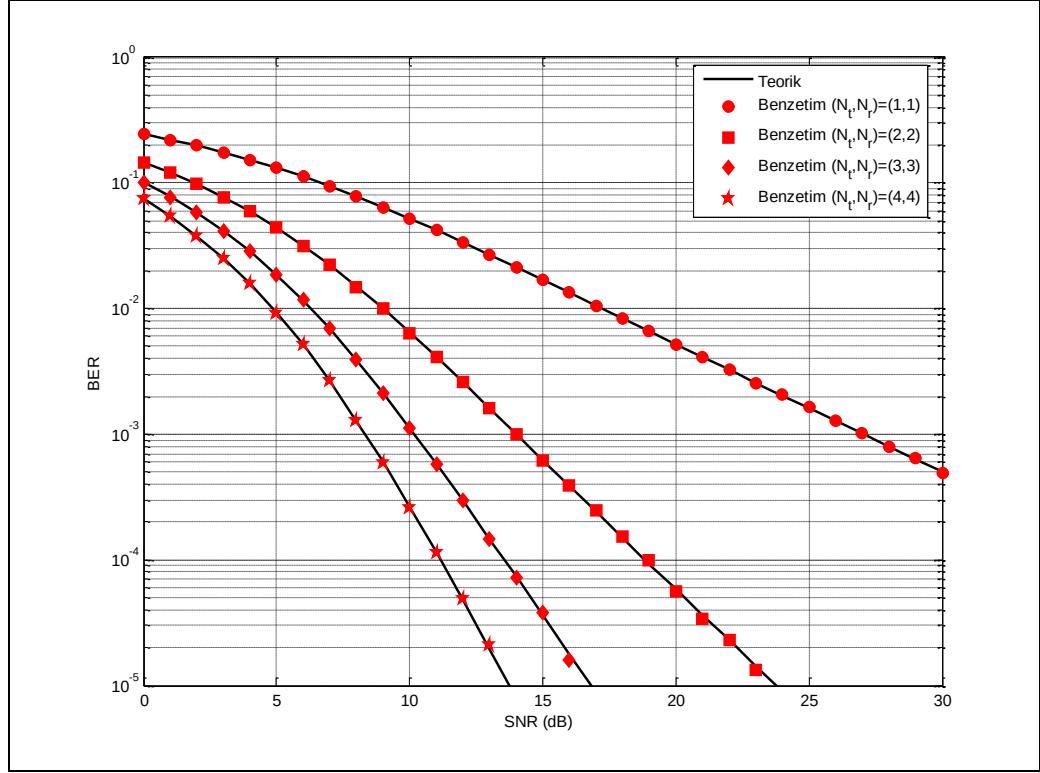
olarak ifade edilmektedir [21]. Burada L_{sr} ve L_{rd} sırasıyla (S-R) ve (R-D) arasındaki yol kayıplarıdır. τ yol kaybı katsayısı, d_1 ve d_2 sırasıyla (S-R) ve R-D linklerinin uzaklıkları olmak üzere $L_{sr} = d_1^{-\tau}$ ve $L_{rd} = d_2^{-\tau}$ ’dir. Eşitlik (2.47)’de $\tilde{h}_{sr}$, $1 \leq k \leq N_t$ olmak üzere, $|\tilde{h}_{sr}| = \max_{1 \leq k \leq N_t} |h_{sr}^k|$ işlemi ile seçilir. h_{sr}^k S-R linkinde kaynağın k . anteni ile röle arasındaki kanal katsayısıdır. $h_{rd,l}$, $1 \leq l \leq N_r$ olmak üzere, röle ile l . alıcı anten arasındaki kanal katsayısıdır. Hedefteki işaret MRC ile birleştirildiğinde çıkıştaki işaret,

$$\begin{aligned}
y_d = \sum_{l=1}^{N_t} h_{RD_l}^* y_{d,l} &= \sqrt{P_s P_r L_{sr} L_{rd}} G \tilde{h}_{SR} S \sum_{l=1}^{N_r} |h_{RD_l}|^2 \\
&+ \sqrt{P_r L_{rd}} G n_r \sum_{l=1}^{N_t} |h_{RD_l}|^2 + \sum_{l=1}^{N_t} h_{RD_l}^* n_{d,l}
\end{aligned} \tag{2.49}$$

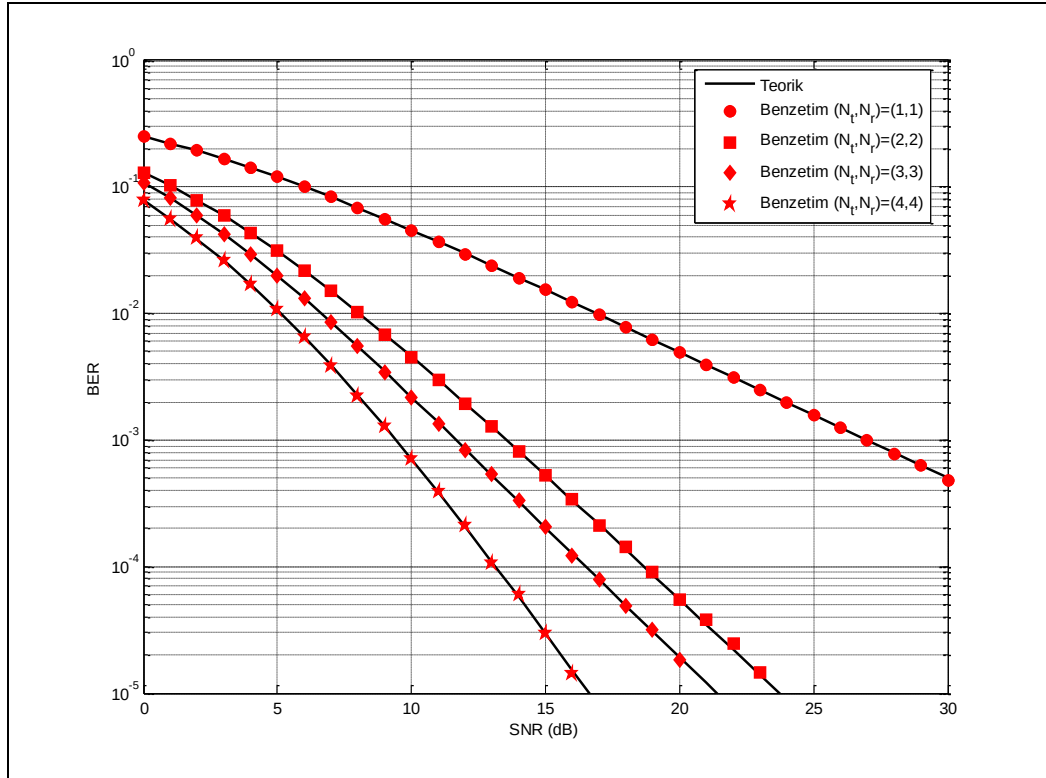
olarak ifade edilmektedir. Bu denklemde $(.)^*$ kompleks eşleniği ifade etmektedir.

Birinci ve ikinci atlamamanın anlık SNR değerleri sırasıyla $\gamma_1 = \frac{P_s L_{sr} |\tilde{h}_{SR}|^2}{N_0}$, $\gamma_2 = \frac{P_r L_{rd}}{N_0} \sum_{l=1}^{N_r} |h_{RD_l}|^2$ 'dir. Bu sistemin uçtan uca SNR'ı γ_{e2e} eşitlik (2.45) ile bulunmaktadır.

Şekil 2.13 ve 2.14'te AF ve DF röleli sistemlerde TAS/MRC tekniğinin Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için hata performansları verilmiştir. Şekil 2.13'te AF teorik BER formülü için [34, eşitlik (16)] kullanılmıştır. Şekil 2.14'te DF teorik ber formülü için birinci atlamaya ait hata olasılığı P_b^1 TAS tekniğinde anlatıldığı gibi, ikinci atlamaya ait hata olasılığı P_b^2 MRC tekniğinde anlatıldığı gibi bulunduktan sonra [3, eşitlik (11)]'de verilen üst sınır ifadesi kullanılmıştır. Simülasyonlarda $d_1 = d_2 = 1$ olduğu kabul edilmiştir. Anten sayılarının artmasına bağlı olarak eğrilerin eğiminin arttığı, dolayısıyla çeşitleme derecesinin arttığı görülmektedir.

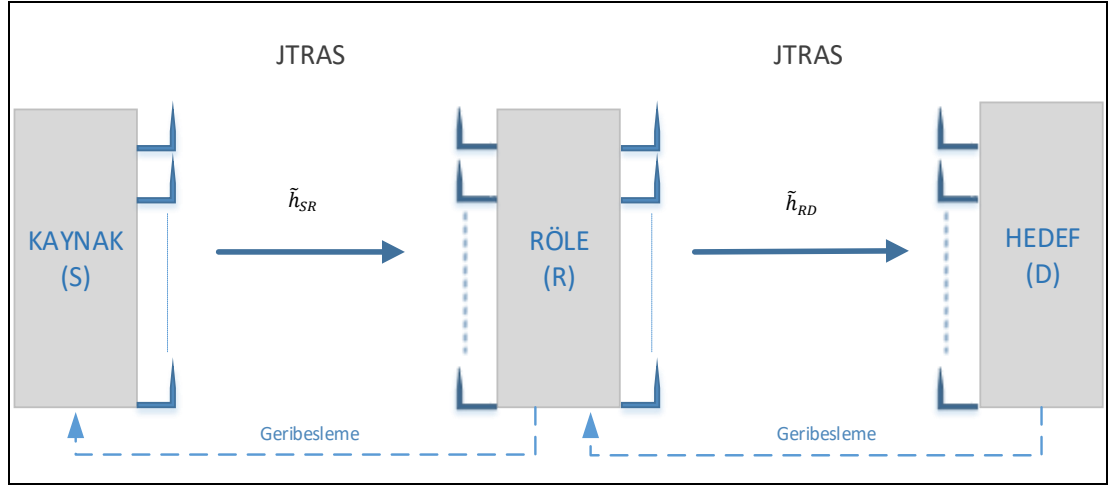


Şekil 2.13: AF röleli sistemde TAS/MRC tekniğinin Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.



Şekil 2.14: DF röleli sistemde TAS/MRC tekniğinin Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.

2.5.2. Röleli sistemlerde JTRAS Tekniği



Şekil 2.15: Röleli haberleşmede JTRAS tekniğinin sistem modeli.

İki atlamalı JTRAS tekniği Şekil 2.15'te verilen modele göre yapılmaktadır. Bu modelde kaynağın anten sayısı T_1 , rölenin alışı ve veriş yönlerine bakan anten sayıları sırasıyla R_1 ve T_2 , hedefin anten sayısı ise R_2 'dir. h_{SR} ve h_{RD} sırasıyla S-R ve R-D arası kanal katsayılarıdır. τ yol kaybı katsayısı, d_1 ve d_2 sırasıyla S-R ve R-D linklerinin uzaklıkları olmak üzere, S-R ve R-D linklerinin yol kayıpları sırasıyla, $L_{sr} = d_1^{-\tau}$ ve $L_{rd} = d_2^{-\tau}$ 'dir. P_s kaynağın gücü olduğunda rölede alınan işaret,

$$y_r = \sqrt{P_s L_{sr}} \tilde{h}_{SR} s + n_r \quad (2.50)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada n_r rölede eklenen N_0 gücündeki beyaz gauss gürültüsü olup $N_0 = \sigma_r^2$ 'dir.

$k = 1, 2$ sırasıyla birinci ve ikinci atlamanın indisi olmak üzere $A_k = T_k R_k$ olsun. Eşitlik (2.50)'deki $\tilde{h}_{SR}$, A_1 adet verici-alıcı anten çifti kombinasyonu içinden kanal kazancı en yüksek olan yola ait kanal katsayısıdır. Benzer şekilde, $\tilde{h}_{RD}$, A_2 adet verici-alıcı anten çifti kombinasyonu içinden kanal kazancı en yüksek olan yolun kanal katsayısıdır. $1 \leq i \leq T_1$, $1 \leq j \leq R_1$, $1 \leq k \leq T_2$ ve $1 \leq l \leq R_2$ olmak üzere h_{SR}^{ij} S-R linkinde i . verici ve j . alıcı antenler arasındaki kanal katsayısı, h_{RD}^{kl} R-D linkinde k . verici ve l . alıcı antenler arasındaki kanal katsayısıdır. $\tilde{h}_{SR}$ ve $\tilde{h}_{RD}$ aşağıdaki gibi belirlenmektedir.

$$\tilde{h}_{SR} = \max_{\substack{1 \leq i \leq T_1 \\ 1 \leq j \leq R_1}} \{|h_{SR}^{ij}|^2\} \quad (2.51)$$

$$\tilde{h}_{RD} = \max_{\substack{1 \leq k \leq T_2 \\ 1 \leq l \leq R_2}} \{|h_{RD}^{kl}|^2\} \quad (2.52)$$

CSI tabanlı AF röleli bir sistemde hedefte alınan işaret,

$$y_d = \sqrt{P_r L_{rd}} G \tilde{h}_{RD} y_r + n_d \quad (2.53)$$

ile ifade edilmektedir. Burada n_d hedefte eklenen N_0 gücündeki beyaz gauss gürültüsü olup $N_0 = \sigma_d^2$ 'dir. Birinci ve ikinci atlamanın anlık SNR değerleri sırasıyla $\gamma_1 = \frac{P_s L_{sr} |\tilde{h}_{SR}|^2}{N_0}$ ve $\gamma_2 = \frac{P_r L_{rd} |\tilde{h}_{RD}|^2}{N_0}$ 'dir. Eşitlik (2.50)'de verilen y_r , eşitlik (2.53)'te yerine yazıldığında, yol kayıpları ve işaret güçleri 1 olarak alındığında hedefte alınan işaret,

$$y_d = s \tilde{h}_{SR} \tilde{h}_{RD} G + G \tilde{h}_{RD} n_r + n_d \quad (2.54)$$

biçiminde yazılabilmektedir. $G^2 = \frac{1}{N_0 + |\tilde{h}_{SR}|^2}$ olduğu durumda, sistemin e2e SNR'ı,

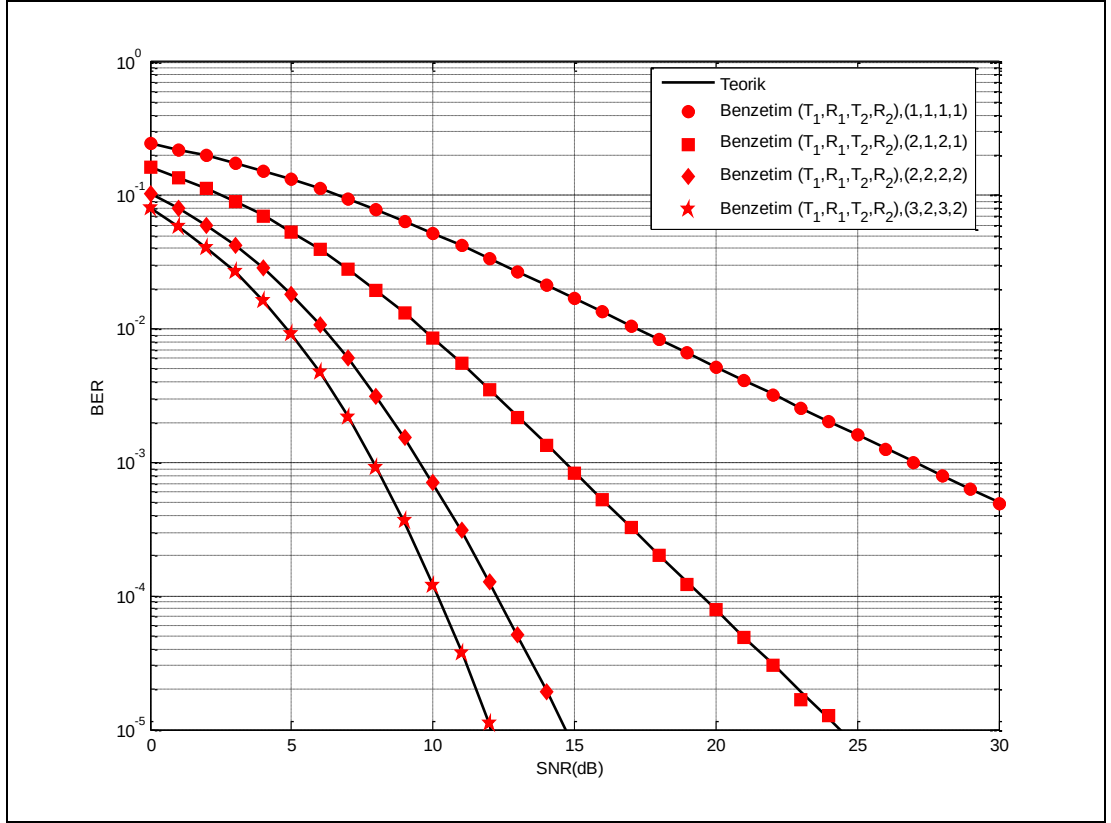
$$\gamma_{e2e} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 + \frac{1}{G^2 N_0}} \quad (2.55)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir [20].

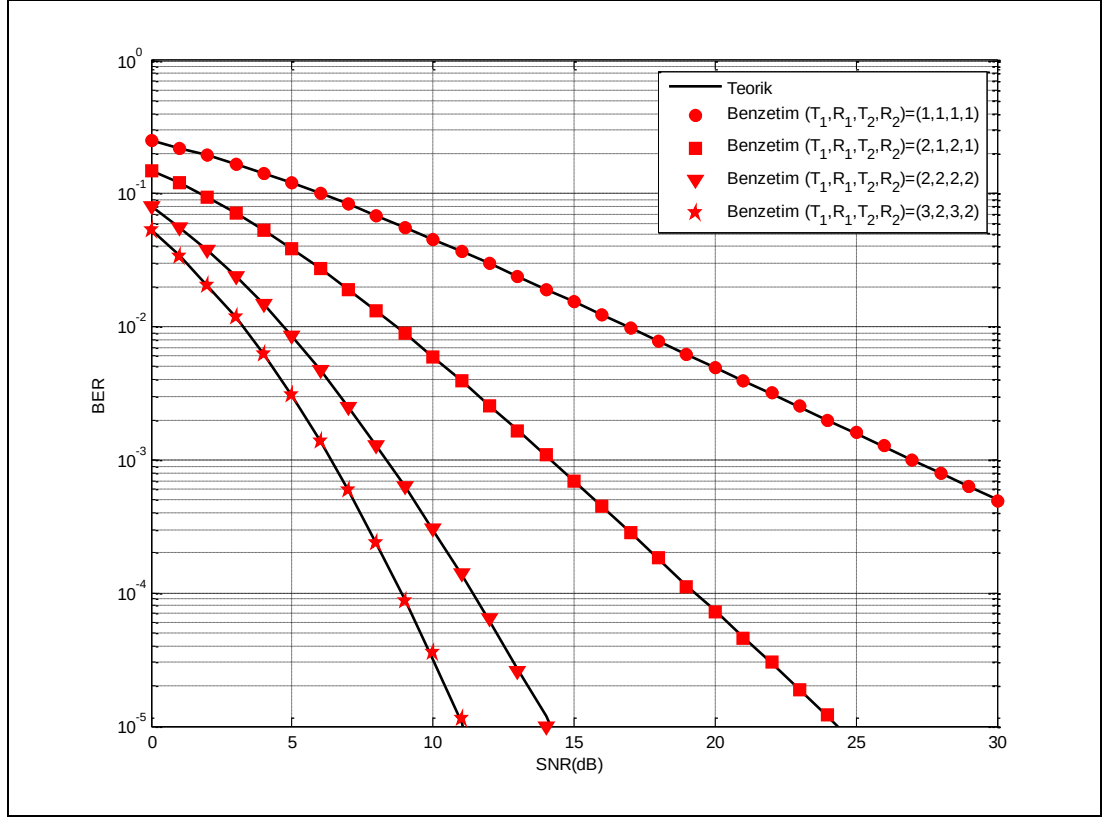
Sistem DF röleli olduğunda hedefte alınan işaret, eşitlik (2.46)'deki gibi yazılabilmektedir.

Şekil 2.16 ve 2.17'da iki atlamalı AF ve DF röleli sistemler için JTRAS tekniğinin Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonundaki hata performansları farklı anten sayıları için verilmiştir. Şekil 2.16'da AF teorik BER formülü için $m_1 = m_2 = 1$ durumunda [35, eşitlik (27)] kullanılmıştır. Şekil 2.17'de DF teorik BER formülü birinci ve ikinci atlamaya ait hata olasılığı P_b^1 ve P_b^2 tek

atlamalı JTRAS tekniğinde anlatıldığı gibi bulunduğundan sonra [3, eşitlik (11)]’de verilen üst sınır ifadesi kullanılmıştır. Simülasyonlarda $d_1=d_2=1$ olarak belirlenmiştir. Anten sayılarının artmasıyla çeşitleme derecesinin artmasına bağlı olarak performansın iyileştiği gözlenmektedir.



Şeki 2.16: AF röleli sistemde JTRAS tekniğinin Rayleigh sönümlmeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.



Şekil 2.17: DF röleli sistemde JTRAS tekniğinin Rayleigh sönümlemeli kanalda BPSK modülasyonu için BER performansı.

3. RÖLELİ SİSTEMLERDE ENERJİ HASATLAMA

Bu bölümde [3] ve [5]'te analiz edilen enerji hasatlamalı (energy harvesting-EH) röleli sistemler tezde incelenecek olan sisteme hazırlık olması amacıyla gözden geçirilmiştir. İlk olarak EH hakkında genel bilgiler verilerek güç bölmeli (power splitting-PS) ve zaman anahtarlama (time switching-TS) EH protokollerinden bahsedilmiştir. Ardından AF ve DF tipi röleli iletim yapan tek antenli sistemlerde enerji hasatlama konusu incelenmiştir. PS ve TS tipi enerji hasatlamalı sistemler için BER performansları incelenmiştir. Daha sonraki kısımda anten çeşitlemeli ve enerji hasatlamalı yardımlaşmalı haberleşme sistemlerinin sönümlemeli kanallardaki performansı incelenmiştir. Anten seçim tekniği bakımından farklı senaryolar için kesinti olasılığı ifadeleri incelenmiştir. Teorik ifadeler bilgisayar benzetimleriyle doğrulanmıştır.

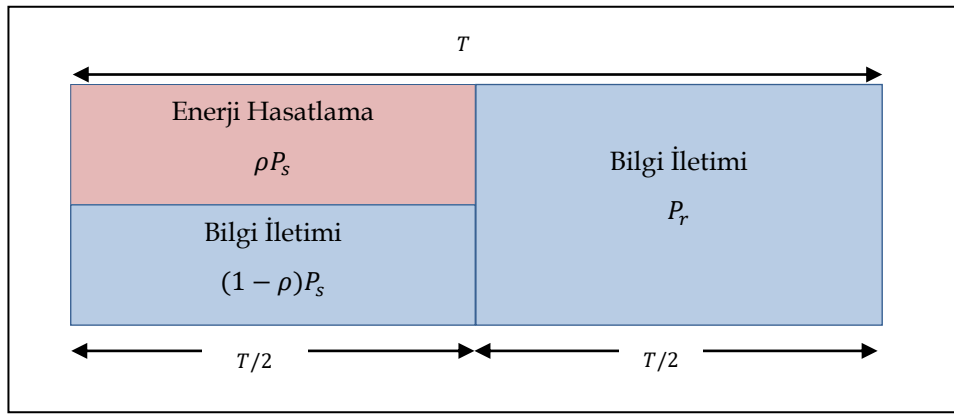
3.1. Enerji Hasatlama

Gelişen teknolojiyle birlikte kablosuz haberleşme ağına bağlı cihaz sayısı sürekli artmaktadır. Yeni uygulamalar daha yüksek veri hızları ve yüksek miktarda veri akışı gerektirmektedir. Bu durum mobil istasyonların enerji ihtiyacını giderek artırmaktadır. Bu ihtiyacı karşılamak için alternatif bir yöntem olarak RF enerji hasatlama tekniği geliştirilmiştir. RF EH tekniğinde enerji hasatlamalı röle, kaynaktan aldığı bilgi işaretinin bir kısmını EH için kullanırken kalan kısmını bilgi çözmek için kullanmaktadır. Hasatlanan enerji doğru akıma (direct current-DC) dönüştürülerek depolanabildiği gibi doğrudan haberleşme işlemi için de kullanılabilir. Böylelikle rölenin sabit bir enerji kaynağına olan bağımlılığı azalmaktadır [26].

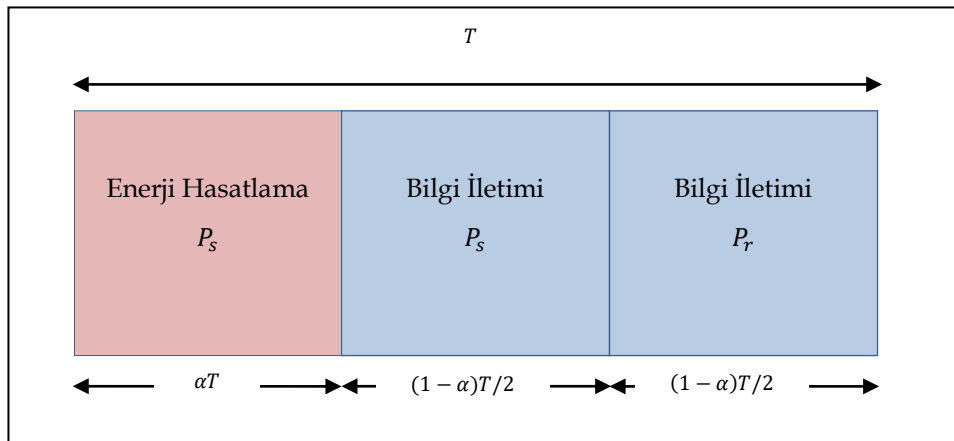
Enerji hasatlamalı sistem PS ve TS olmak üzere iki farklı protokolde çalışmaktadır. Şekil 3.1'de PS protokolü ile iletim yapılan bir EH modeli gösterilmektedir. Bu modelde kaynaktan hedefe doğru yapılan iletim T zaman aralığında gerçekleştirilmektedir. PS protokolünde iletim süresinin yarısı olan $T/2$ süresi S-R arası iletme ayrılırken diğer $T/2$ kadarlık sürede R-D arası iletim yapılmaktadır. S-R arası iletimde rölede hem EH işlemi hem de bilgi aktarımı birlikte yapılmaktadır. Bu sürenin sonunda kaynağın iletim gücü olan P_s 'in ρ katı kadar güç

hasatlanmaktadır. Burada ρ , işaret gücünün ne kadarının EH işlemi için kullanılacağını belirleyen güç katsayısıdır ve $0 \leq \rho \leq 1$ olarak belirlenir [28].

Şekil 3.2’de TS protokolü ile iletim yapılan bir enerji hasatlamalı haberleşme modeli gösterilmektedir. Bu modele göre bilgi işleme ve EH işlemleri aynı anda yapılmaz. Toplam iletim süresi olan T ’nin αT kadarlık kısmı yalnızca EH işlemi için ayrılır. Geriye kalan $(1 - \alpha)T/2$ kadarlık süre boyunca S-R arası iletim yapılırken kalan $(1 - \alpha)T/2$ ’lık sürede R-D arası iletim yapılmaktadır. Burada αT ’nin ne kadarının EH işlemine ayrılacağını belirleyen zaman anahtarlama katsayısıdır ve $0 \leq \alpha \leq 1$ olarak belirlenir [28].



Şekil 3.1: Güç bölmeli enerji hasatlama protokolü.



Şekil 3.2: Zaman anahtarlama enerji hasatlama protokolü.

3.2 DF Röleli Sistemlerde Enerji Hasatlama

3.2.1 DF Röleli Sistemlerde PS Protokolü ile Enerji Hasatlama

Şekil 3.1’deki sistem modeline göre iletim yapılan bir sistemde kaynak, röle ve hedef tek antenli olarak iletim yapmaktadır. Kanalin Nakagami-m sönümlmeli olduğu varsayılmıştır. S-R ve R-D arası kanal katsayıları sırasıyla h ve g kaynaktan iletilen işaret s , $E[|s|^2] = 1$ olmak üzere birim güçlüdür. PS EH sistemde kaynağın iletim gücünün $(1 - \rho)$ katı bilgi işleme için kullanılacağından rölede alına işaret,

$$y_r = \sqrt{(1 - \rho)P_s L_{sr}} h s + n_r \quad (3.1)$$

şeklindedir. Burada n_r rölede eklenen σ_r^2 varyanslı beyaz gauss gürültüsüdür, L_{sr} ve L_{rd} sırasıyla S-R ve R-D arası yol kayıplarıdır. τ yol kaybı katsayısı, d_1 ve d_2 sırasıyla S-R ve R-D arası link uzaklıkları olmak üzere yol kayıpları $L_{sr} = \frac{1}{1+d_1}$ ve $L_{rd} = \frac{1}{1+d_2}$ olarak belirlenmiştir [22]. $\tilde{s}$, rölede çözölen işaret iken hedefte alınan işaret,

$$y_d = \sqrt{P_r L_{rd}} g \tilde{s} + n_d \quad (3.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada n_d hedefte eklenen σ_d^2 varyanslı beyaz gauss gürültüsüdür. P_r $T/2$ zamanı sonunda rölede hasatlanan güç olup

$$P_r = \eta \rho P_s L_{sr} |h|^2 \quad (3.3)$$

olarak ifade edilmektedir [3]. Burada η enerji hasatlama verimliliğidir ve $0 \leq \eta \leq 1$ olarak belirlenir [25]. Eşitlik (3.1)’den hareketle, birinci atlamanın anlık SNR değeri,

$$\gamma_{sr} = \frac{(1 - \rho)P_s L_{sr} |h|^2}{\sigma_r^2} \quad (3.4)$$

olarak yazılabilmektedir [3]. S-R linki için BPSK'nın bit hata olasılığı önceki bölümde anlatıldığı gibi eşitlik (2.9) yardımıyla bulunabilmektedir. Eşitlik (3.2)'den hareketle ikinci atlamının anlık SNR değeri,

$$\gamma_{rd} = \frac{\eta \rho P_s L_{sr} L_{rd} |h|^2 |g|^2}{\sigma_d^2} \quad (3.5)$$

olarak yazılabilir [3]. γ_{rd} 'nin PDF'i,

$$f_{\gamma_{rd}}(x) = 2Gx^{\epsilon-1}K_{\Omega} \left(2 \sqrt{\frac{m_h m_g x}{\Omega_h \Omega_g \Upsilon}} \right) \quad (3.6)$$

şeklinde yazılabilmektedir [3]. Burada m_h ve m_g sırasıyla birinci ve ikinci atlamının Nakagami-m kanal parametreleri, $\Omega_h = E[|h|^2]$ ve $\Omega_g = E[|g|^2]$ olmak üzere sırasıyla S-R ve R-D linklerinin kanal güçleridir. $\Upsilon = \frac{\eta \rho P_s L_{sr} L_{rd}}{\sigma_d^2}$,

$G = F \frac{\Omega_h m_g}{\Omega_g m_g}^{\Omega/2} \left(\frac{1}{\Upsilon} \right)^{\epsilon}$, $F = \frac{\left(\frac{m_h}{\Omega_h} \right)^{m_h} \left(\frac{m_g}{\Omega_g} \right)^{m_g}}{\Gamma(m_h) \Gamma(m_g)}$, $\Omega = m_h - m_g$ ve $\epsilon = \frac{m_h + m_g}{2}$ olarak belirlenmiştir. Eşitlik (3.6) ve (2.20) yardımıyla ikinci atlamının bit hata olasılığı,

$$P_b^{RD} = \frac{Ga}{2k\sqrt{\pi}} b^{-\epsilon} \mathbb{G}_{4,5}^{3,3} \left(H^2 \left| \begin{matrix} 0, 1-\epsilon, 0, 5-\epsilon, 1-\epsilon \\ 0.5\Omega, -0.5\Omega, 1-\epsilon, -\epsilon, 0 \end{matrix} \right. \right) \quad (3.7)$$

olarak bulunmaktadır [3]. Burada a ve b , modülasyon çeşidine bağlı sabitlerdir [17].

$H = 2 \sqrt{\frac{m_h m_g}{\Omega_h \Omega_g \Upsilon}}$ dir. $\mathbb{G}(\cdot)$ Meijer's G fonksiyonudur [10]. M modülasyon seviyesi olmak üzere $k = \log_2 M$ 'dir [2]. P_b^{SR} ve P_b^{RD} bulunduğuna göre $P_b^{DF} \leq 1 - (1 - P_b^{SR})(1 - P_b^{RD})$ şeklinde tanımlanan bir üst sınır ifadesi yardımıyla sistemin bit hata olasılığı bulunabilmektedir [3].

3.2.2 DF Röleli Sistemlerde TS Protokolü ile Enerji Hasatlama

Şekil 3.2'deki modele göre, αT süresi sonunda rölede elde edilen işaret,

$$y_r = \sqrt{P_s L_{sr}} h s + n_r \quad (3.8)$$

şeklindedir. Rölede hasatlanan güç αT süresi sonunda $P_r = \eta \left(\frac{2\alpha}{(1-\alpha)} \right) P_s L_{sr} |h|^2$ şeklindedir [3]. Hedefte oluşan y_d işareti, eşitlik (3.2)'de yazıldığı gibidir. Eşitlik (3.8)'den hareketle birinci atlamanın anlık SNR'ı,

$$\gamma_{sr} = \frac{P_s L_{sr} |h|^2}{\sigma_r^2} \quad (3.9)$$

olarak elde edilir. Eşitlik (3.2)'den hareketle, ikinci atlamanın anlık SNR değeri,

$$\gamma_{rd} = \Upsilon |h|^2 |g|^2 \quad (3.10)$$

şeklinde yazılabilmektedir. Burada $\Upsilon = \frac{\eta 2\alpha P_s L_{sr} L_{rd}}{(1-\alpha)\sigma_d^2}$ dir [3]. γ_{rd} 'nin PDF'i ve ikinci atlamanın bit hata olasılığı sırasıyla eşitlik (3.6) ve (3.7)'deki gibidir [3].

3.3 AF Röleli Sistemlerde Enerji Hasatlama

3.3.1 AF Röleli Sistemlerde PS Protokolü ile Enerji Hasatlama

Rölede alınan işaret, eşitlik (3.1)'de verildiği gibidir. Rölenin CSI tabanlı olduğu kabul edilmektedir. Güç kısıtlama faktörü, $G^2 = \frac{1}{P_s |h|^2 (1-\rho) L_{sr} + \sigma_r^2}$ ile belirlenmektedir. Hedefte alınan işaret,

$$y_d = \sqrt{P_r L_{rd}} G g y_r + n_d \quad (3.11)$$

şeklindedir. G ve y_r eşitlik (3.11)'de yerine konursa hedefte alınan işaret,

$$y_d = \frac{\sqrt{L_{sr} L_{rd}} \sqrt{\eta |h|^2 \rho (1-\rho)} P_s h g s}{\sqrt{P_s |h|^2 (1-\rho) + \frac{\sigma_r^2}{L_{sr}}}} + \frac{\sqrt{L_{rd}} \sqrt{\eta P_s |h|^2 \rho} g n_r}{\sqrt{P_s |h|^2 (1-\rho) + \frac{\sigma_r^2}{L_{sr}}}} + n_d \quad (3.12)$$

şeklinde yazılabilmektedir [3]. Sistemin $e2e$ SNR ifadesi eşitlik (2.45)'te $\gamma_1 = \gamma_{sr}$ ve $\gamma_2 = \gamma_{rd}$ yazılarak bulunmaktadır. γ_{sr} ve γ_{rd} sırasıyla eşitlik (3.4) ve (3.5)'te verilmiştir. Böylece γ_{e2e} ifadesi, eşitlik (2.45), (3.4) ve (3.5) yardımıyla,

$$\gamma_{e2e} = \frac{A|h|^4|g|^2}{B|h|^2|g|^2 + C|h|^2 + D} \quad (3.13)$$

olarak bulunmaktadır [3]. Burada A, B, C, D katsayıları aşağıdaki gibidir [3].

$$A = \eta \rho P_s^2 (1 - \rho) \quad (3.14a)$$

$$B = \frac{\eta \rho P_s \sigma_r^2}{L_{sr}} \quad (3.14b)$$

$$C = \frac{(1 - \rho) P_s \sigma_d^2}{L_{sr} L_{rd}} \quad (3.14c)$$

$$D = \frac{\sigma_r^2 \sigma_d^2}{L_{sr}^2 L_{rd}} \quad (3.14d)$$

Sistemin bit hata olasılığı [3]'de bulunduğu gibi,

$$P_b^{AF} = \frac{a\sqrt{b}}{2k\sqrt{\pi}} \left(\frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)}{\sqrt{b}} - I_1 \right) \quad (3.15)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada $I_1 = \frac{2}{\Gamma(m_g)} \sum_{k=0}^{m_h-1} \sum_{i=0}^k I_2$, $I_2 = 2 \times (0.5\theta)^{-0.5u} \beta^{-1} \Gamma\left(\frac{1+v+u}{2}\right) \Gamma\left(\frac{1-v+u}{2}\right) \exp\left(\frac{\beta^2}{8\theta}\right) W_{-0.5u, 0.5u}\left(\frac{\beta^2}{4\theta}\right)$, $u = 2\varpi - 1$, $\varpi = \frac{m_g - i + 2k - 1}{2}$, $v = m_g - i$, $\beta = 2\sqrt{\frac{m_h m_g C}{\Omega_h \Omega_g}}$, $\theta = \frac{m_h B}{\Omega_h A} + b$, $W_{\mu, \nu}(\cdot)$ Whittaker-W fonksiyonudur [10, eşitlik (9.220.4)].

3.3.2 AF Röleli Sistemlerde TS Protokolü ile Enerji Hasatlama

Şekil 3.2'ye göre TS protokolü ile iletim yapılan EH sisteminde rölede alınan işaret eşitlik (3.8)'de verildiği gibidir. Sistemin güç kısıtlama faktörü $G^2 = \frac{1}{P_s|h|^2L_{sr}+\sigma_r^2}$ ile belirlenmektedir. Hedefte alınan işaret,

$$y_d = \sqrt{P_r L_{rd}} G g y_r + n_d \quad (3.16)$$

şeklinde ifade edilmektedir. G ve y_r eşitlik (3.16)'da yerine konursa hedefte alınan işaret,

$$y_d = \frac{\sqrt{L_{sr} L_{rd}} \sqrt{2\eta|h|^2 \alpha P_s} h g s}{\sqrt{(1-\alpha)} \sqrt{P_s|h|^2 + \frac{\sigma_r^2}{L_{sr}}}} + \frac{\sqrt{L_{rd}} \sqrt{2\eta P_s|h|^2 \alpha} g n_r}{\sqrt{(1-\alpha)} \sqrt{P_s|h|^2 + \frac{\sigma_r^2}{L_{sr}}}} + n_d \quad (3.17)$$

olarak yazılabilmektedir. TS protokollü sistem için A , B , C , D katsayıları aşağıdaki gibidir [3].

$$A = \eta \frac{2\alpha}{1-\alpha} P_s^2 \quad (3.18a)$$

$$B = \eta \frac{2\alpha}{1-\alpha} \frac{P_s \sigma_r^2}{L_{sr}} \quad (3.18b)$$

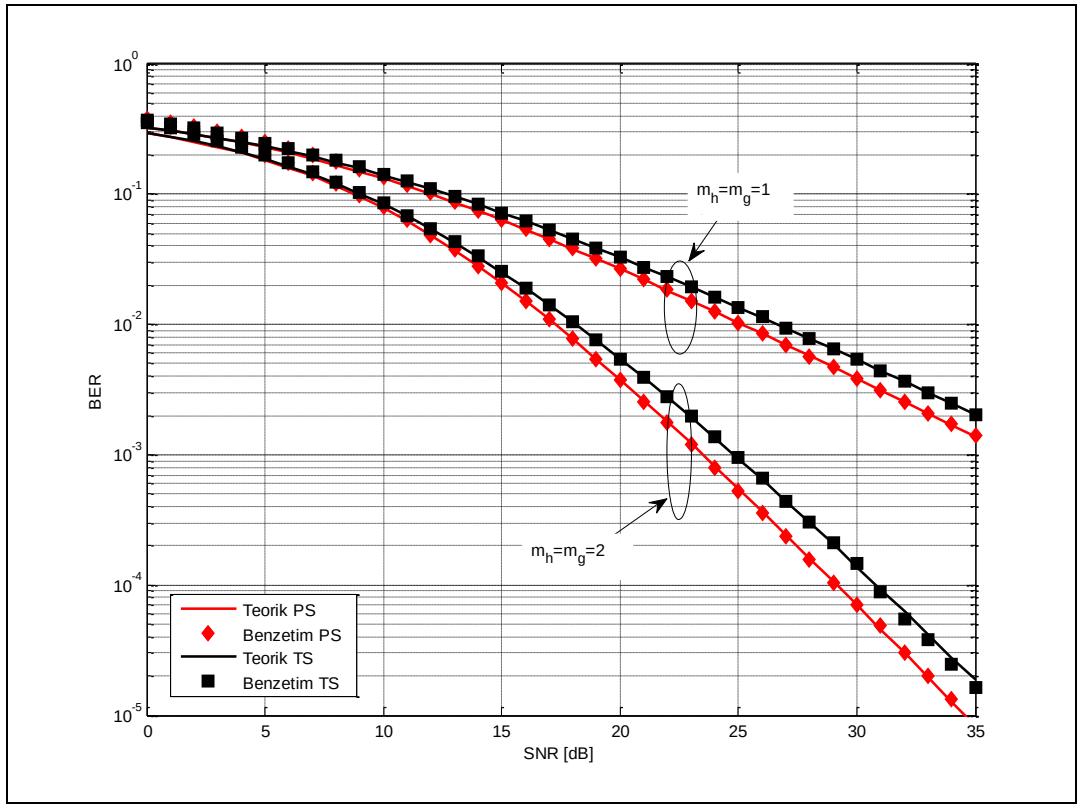
$$C = \frac{P_s \sigma_d^2}{L_{sr} L_{rd}} \quad (3.18c)$$

$$D = \frac{\sigma_r^2 \sigma_d^2}{L_{sr}^2 L_{rd}} \quad (3.18d)$$

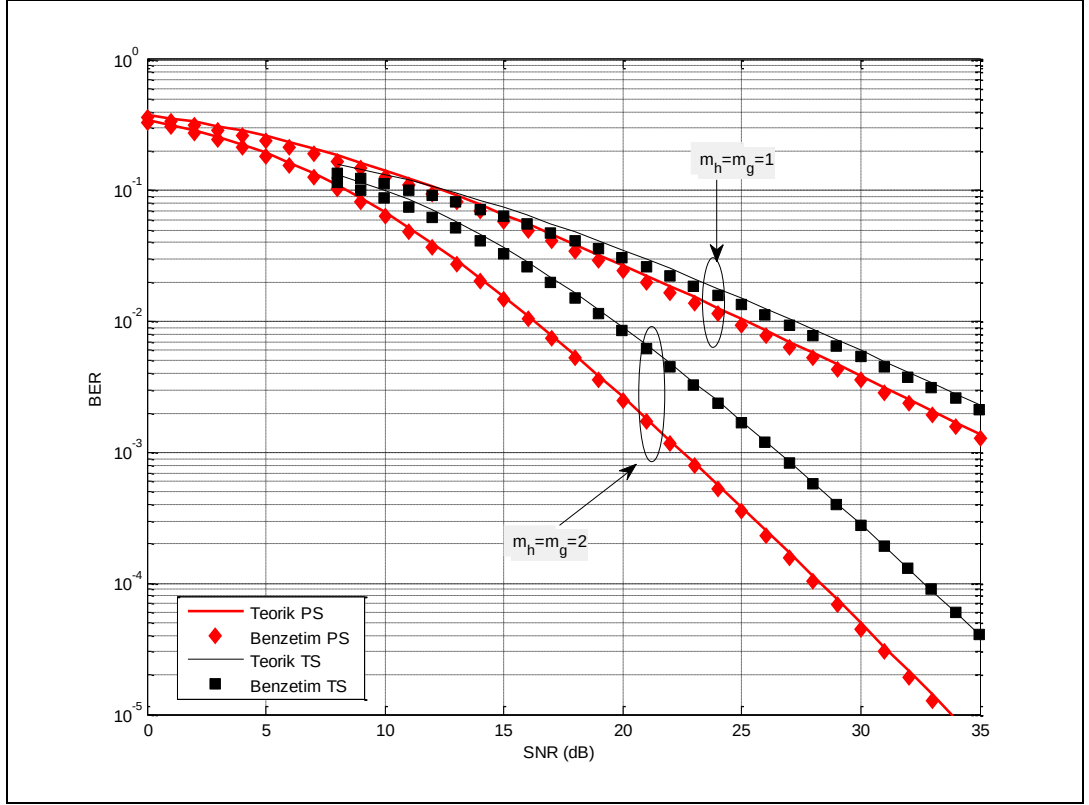
Sistemin hata olasılığı eşitlik (3.15)'teki gibi bulunmaktadır.

3.4. Hata Performans Eğrileri

Şekil 3.3 ve 3.4'te sırasıyla AF ve DF röleli enerji hasatlamalı sistemlerin BPSK modülasyonu için BER performansları çizdirilmiştir. Bu grafiklerde $d_1 = d_2 = 0,5$ birim ve $\tau = 2,7$ olarak belirlenmiştir. Kanal güçleri $E[|h|^2] = E[|g|^2] = 1$ 'dir. α ve ρ değerleri değişken olup [3]'te verilen optimum katsayılar kullanılmıştır. Hem AF hem de DF röleli sistemler için aynı parametrelere sahip farklı metodlarla enerji hasatlama yapılan iki sistem arasından PS EH sisteminin hata performansının daha iyi olduğu gözlenmektedir.



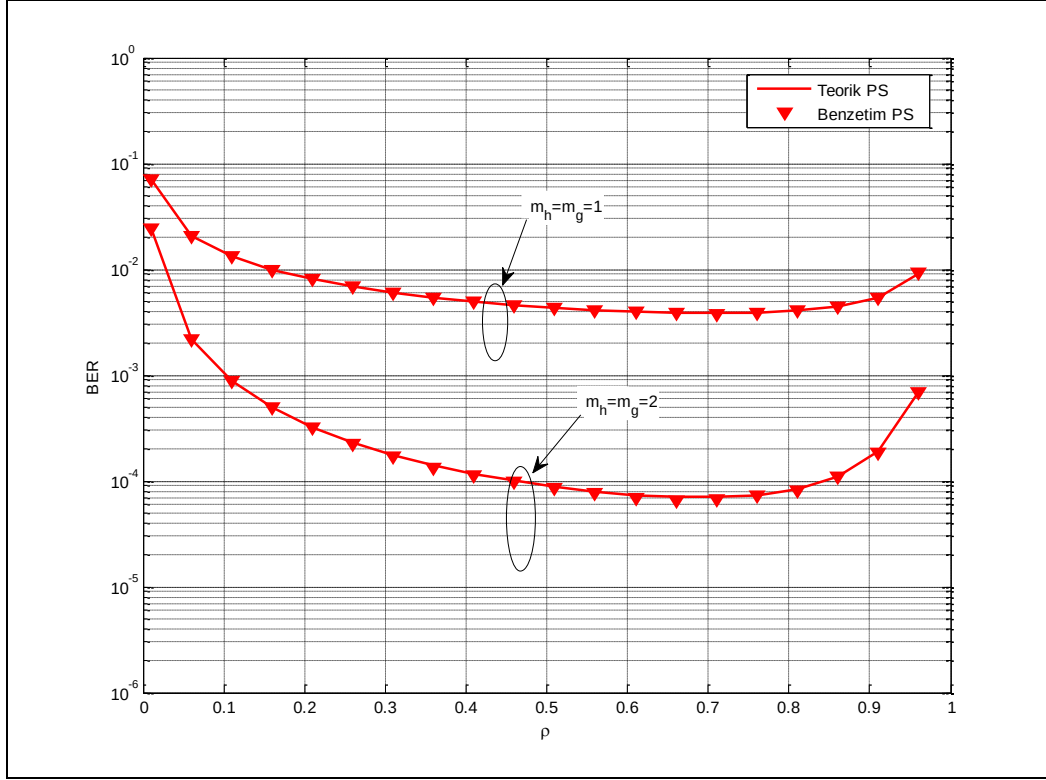
Şekil 3.3: AF röleli enerji hasatlamalı TS ve PS sistemlerin BPSK modülasyonu için hata performansları.



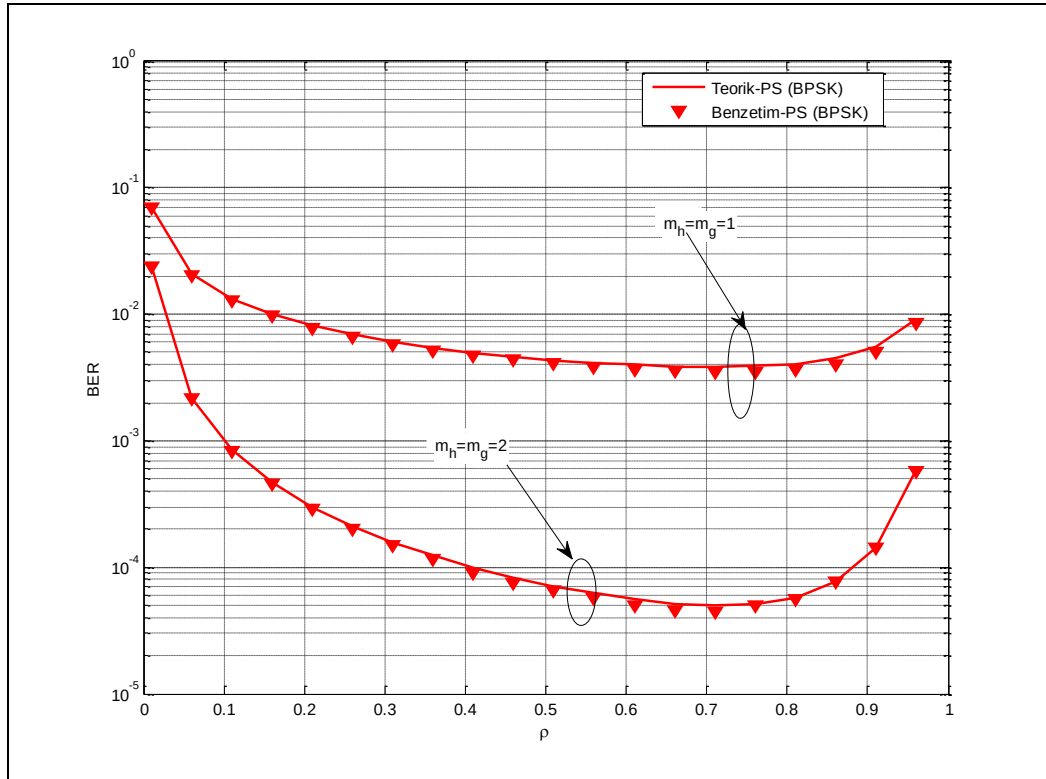
Şekil 3.4: DF röleli enerji hasatlamalı TS ve PS sistemlerin BPSK modülasyonu için hata performansları.

En iyi hata performansının elde edilebilmesi mevcut sistem ve kanal şartları için optimum güç katsayısının belirlenmesi gerekmektedir. Şekil 3.5 ve 3.6’da SNR değeri 30 dB iken sırasıyla AF ve DF röleli enerji hasatlamalı sistemlerin ρ değerlerine göre değişen BER performansları çizdirilmiştir. PS protokolünde optimum değerlerin $0,65 < \rho < 0,75$ olduğu gözlenmektedir.

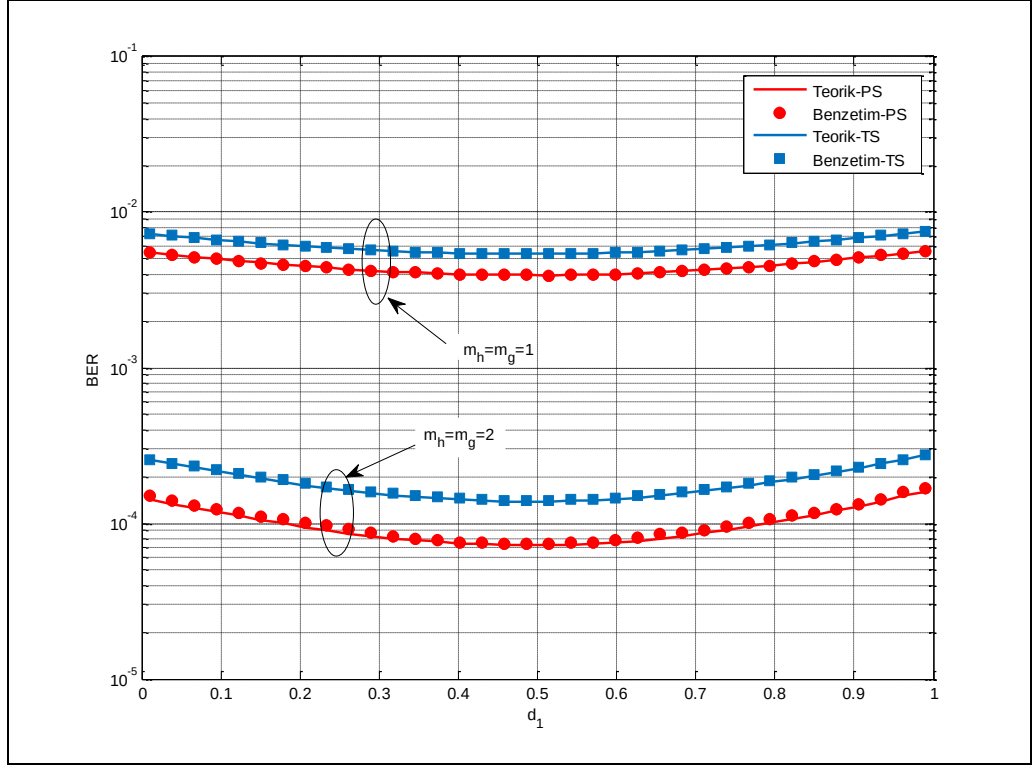
Şekil 3.7 ve 3.8’de SNR değeri 30 dB iken sırasıyla AF ve DF enerji hasatlamalı sistemlerde hata performansının istasyonlar arasındaki mesafeye göre değişimi görülmektedir. Bu grafiklerde d_1 ve d_2 değişkendir. $d_1 + d_2 = 1$ birimdir. Sonuçlar incelendiğinde hem PS hem de TS protokolü için optimum mesafenin $0,5$ birim olduğu gözlenmektedir. Diğer bir ifadeyle röle kaynağa ve hedefe eşit uzaklıkta olduğunda hata performansı bakımından sistem en iyi sonucu vermektedir.



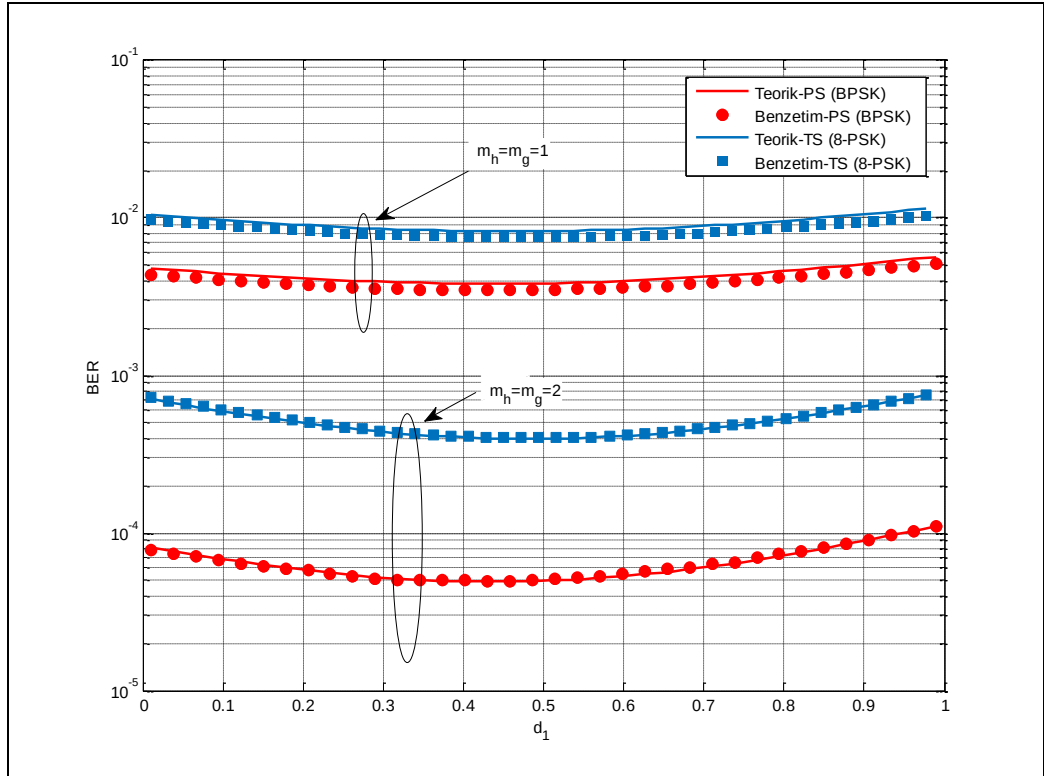
Şekil 3.5: AF röleli enerji hasatlamalı PS sistemlerin BPSK modülasyonu için güç katsayısına göre hata performansları.



Şekil 3.6: DF röleli enerji hasatlamalı PS sistemlerin güç katsayısına göre hata performansları.



Şekil 3.7: AF röleli enerji hasatlamalı TS ve PS sistemlerin BPSK modülasyonu için istasyonlar arasındaki uzaklık değişimlerine göre hata performansları.

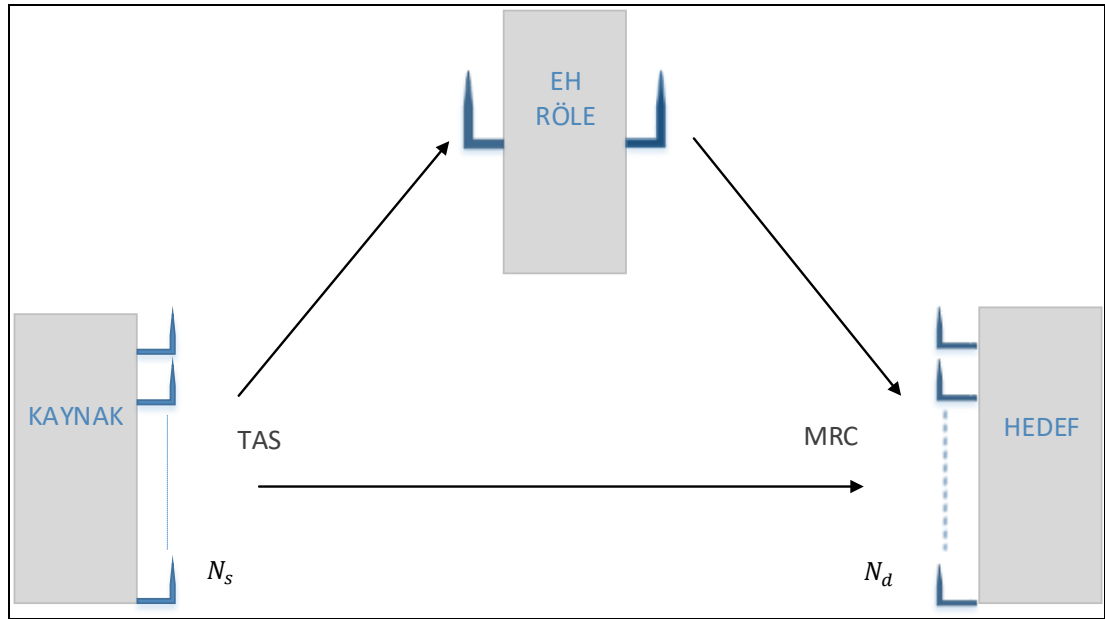


Şekil 3.8: DF röleli enerji hasatlamalı TS ve PS sistemlerin istasyonlar arasındaki uzaklık değişimlerine göre hata performansları.

3.5. Anten Çeşitlemeli ve Yardımlaşmalı Haberleşme Sistemlerinde Enerji Hasatlama

Bu kısımda önceki bölümlerde incelenen TAS ve MRC teknikleri enerji hasatlamalı ve yardımlaşmalı haberleşme teknikleri ile birleştirilerek [5]'te analiz edilen sistem gözden geçirilecektir. Vericideki anten seçim kriterine göre üç adet senaryoya ait performans ifadelerine yer verilecektir. Bu üç senaryo için kesinti olasılığı (outage probability-OP) hesaplanarak birbirleriyle karşılaştırılmaktadır. Performans sonuçları bilgisayar benzetimleriyle doğrulamaktadır.

Şekil 3.9'daki sistem modeline göre kaynak ve hedef çok antenli, rölenin alışı ve veri yönleri tek antenlidir. Kaynakta anten seçim tekniği olarak TAS tekniği uygulanmaktadır. Hedefte MRC tekniği uygulanmaktadır. Yardımlaşma çeşitlemesi direk link ile sağlanmaktadır ve bu linkte enerji hasatlama yapılmamaktadır.



Şekil 3.9: Enerji hasatlamalı yardımlaşmalı haberleşme sistem modeli.

Şekil 3.9'daki sistemde kaynağın anten sayısı N_s hedefin anten sayısı N_d 'dir. Sistemin HD röleli olarak haberleşmekte olduğu ve PS protokolü ile enerji hasatlama yaptığı varsayılmaktadır. Bütün kanallar birbirinden bağımsızdır ve CSI-tabanlı röle kullanılmaktadır. d_1 , d_2 ve d_0 sırasıyla S-R ve R-D ve S-D linklerinin uzaklıklarıdır. $d_0 = d_1 + d_2$ 'dir. Kanal Rayleigh sönümlmeli olup, S-R ve R-D linki için kanal katsayıları vektör gösterimiyle sırasıyla $\mathbf{h}_{SR}$, $\mathbf{h}_{RD}$ 'dir. $\mathbf{h}_{SR}$, $N_s \times 1$ 'lik kanal vektörü

olarak tanımlanmaktadır ve $1 < i < N_s$ için $\mathbf{h}_{SR} = [h_{1,1}, \dots, h_{1,i}, \dots, h_{1,N_s}]^T$ 'dir. $\mathbf{h}_{RD}$, $N_d \times 1$ 'lik kanal vektörü olarak tanımlanmakta olup $1 < n < N_d$ için $\mathbf{h}_{RD} = [h_{2,1}, \dots, h_{2,n}, \dots, h_{2,N_d}]^T$ 'dir. S-R linkinin kanal matrisi $N_s \times N_d$ 'lik $\mathbf{H}_{SD}$ matrisidir. $\mathbf{H}_{SD} = [\mathbf{h}_{0,1}, \dots, \mathbf{h}_{0,k}, \dots, \mathbf{h}_{0,N_s}]$ olarak tanımlanmaktadır. Bu sistem tanımlamaları için $(.)^T$ transpoz, $\|\cdot\|$ frobenius norm operatörüdür. Kaynağın iletim gücü P_s , kaynaktan iletilen işaret x ile ifade edilmektedir. Bu tanımlamalara göre birinci zaman aralığı sonunda rölede alınan işaret,

$$y_R = \sqrt{P_s} h_{1,i} x + n_R \quad (3.19)$$

iken hedefte alınan işaret,

$$y_D = \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{0i} x + \mathbf{n}_D \quad (3.20)$$

şeklindedir. Burada n_R rölede eklenen σ^2 varyanslı beyaz gauss gürültüsüdür. $\bar{n}_D$, hedefte eklenen σ^2 varyanslı beyaz gauss gürültüsü vektörüdür. Birinci zaman aralığı sonunda rölede hasatlanan güç,

$$P_r = \eta \alpha P_s |h_{1,i}|^2 \quad (3.21)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada η enerji dönüşüm verimliliği olup, $0 < \eta < 1$ 'dir ve α güç katsayısı olup, $0 < \alpha < 1$ 'dir. Böylece kaynakta seçilen i . anten ile röle arasında oluşan anlık SNR,

$$\gamma_{1,i} = (1 - \alpha) \frac{P_s}{\sigma^2} |h_{1,i}|^2 \quad (3.22)$$

olmaktadır. Benzer şekilde i . anten ile hedef arasındaki anlık SNR,

$$\gamma_{0,i} = \frac{P_s}{\sigma^2} \|\mathbf{h}_{0i}\|^2 \quad (3.23)$$

şeklindedir. İkinci zaman aralığında R-D arasındaki anlık SNR,

$$\gamma_{2,i} = \eta\alpha \frac{P_s}{\sigma^2} |h_{1,i}|^2 \|\mathbf{h}_{RD}\|^2 \quad (3.24)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir. Sistem DF röleli olarak haberleştiğinden kaynakta i . anten seçildiği durumda röleli linkin anlık SNR'ı,

$$\gamma_{SR,i} = \min(\gamma_{1,i}, \gamma_{2,i}) \quad (3.25)$$

olarak bulunmaktadır [29]. Hedefte direk linkten ve röleli yoldan alınan işaretler arasında SC tekniği uygulandığından sistemin anlık SNR'ı,

$$\gamma_{e2e,i} = \max(\gamma_{0,i}, \gamma_{SR,i}) \quad (3.26)$$

olarak bulunmaktadır [27]. Rölenin CSI-tabanlı olduğu varsayılmıştır. Diğer taraftan haberleşme ortamında kanal bilgisinin tam olarak alınamadığı durumlar da oluşabilmektedir. Bu yüzden röleli linkte veya direk linkte oluşan kısıtlı CSI şartlarına göre farklı anten seçim senaryoları oluşabilmektedir. Kanaldaki CSI durumuna göre optimum ve alt-optimum senaryolar incelenmektedir [5].

3.5.1 Optimum TAS Senaryosu

Optimum senaryoda tam kanal durum bilgisinin mevcut olduğu varsayılmaktadır. Kaynakta eşitlik (3.26)'da verilen $\gamma_{e2e,i}$ değerini en büyük yapacak olan anten seçim tekniği uygulanmaktadır. Optimum anten indisi olan i^* ,

$$i^* = \arg \max_{1 \leq i \leq N_s} \gamma_{e2e,i} \quad (3.27)$$

işlemi ile belirlenmektedir. Kesinti olasılığı γ_{e2e,i^*} 'nin belirli bir γ_{th} değerinden küçük olma olasılığı ile bulunmaktadır. Sistemin kesinti olasılığı,

$$P_{out}^{opt}(\gamma_{th}) = Pr\left(\max_{1 \leq i \leq N_s} \max\{\gamma_{0,i}, \min(\gamma_{1,i}, \gamma_{2,i})\} < \gamma_{th}\right) \quad (3.28)$$

olasılığının hesaplanması ile bulunmaktadır. Bu kesinti olasılığı,

$$P_{out}^{opt}(\gamma_{th}) = \left[1 - \frac{1}{\Gamma(N_D)} \Gamma\left(N_D, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right)\right]^{N_s} \left[1 - \frac{N_s}{1-\alpha} \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_1} \sum_{n=0}^{N_s-1} \binom{N_s-1}{n} \right. \\ \left. \times \sum_{m=0}^{N_D-1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k+n}}{m! k!} \left(\frac{1-\alpha}{\alpha \eta \Omega_2}\right)^{m+k} E_{m+k}\left(\frac{\gamma_{th}(n+1)}{(1-\alpha)\bar{\gamma}_1}\right)\right] \quad (3.29)$$

şeklinde bulunmaktadır [5]. Burada $E_n(.)$ üstel integrali ifade etmektedir [10].

$$\bar{\gamma}_0 = \frac{P_s \Omega_0}{\sigma^2}, \bar{\gamma}_1 = \frac{P_s \Omega_1}{\sigma^2}, \text{dir.}$$

3.5.2 Alt-Optimum TAS 1 Senaryosu

Bu senaryoda sadece S-R arasında CSI mevcut olduğu varsayılmaktadır. Kaynakta $\gamma_{1,i}$ 'i en büyük yapacak anten seçimi yapılmaktadır. Bu anten indisi,

$$i^* = \arg \max_{1 \leq i \leq N_s} \gamma_{1,i} \quad (3.30)$$

ile belirlenmektedir. Seçilen anten direk link için rastgele seçilmiş sayılmaktadır. Bu yüzden S-D linki tek anten ile haberleşmektedir. Alt-optimum TAS 1 senaryosu için kesinti olasılığı,

$$P_{out}^{opt}(\gamma_{th}) = \left[1 - \frac{1}{\Gamma(N_D)} \Gamma\left(N_D, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right)\right] \times \left[1 - \frac{N_s}{1-\alpha} \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_1} \sum_{n=0}^{N_s-1} \binom{N_s-1}{n} \right] \quad (3.31)$$

$$\times \sum_{m=0}^{N_D-1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k+n}}{m! k!} \left(\frac{1-\alpha}{\alpha \eta \Omega_2} \right)^{m+k} E_{m+k} \left(\frac{\gamma_{th}(n+1)}{(1-\alpha)\bar{\gamma}_1} \right) \Bigg]$$

şeklinde elde edilmektedir [5].

3.5.3 Alt-Optimum TAS 2 Senaryosu

Bu senaryoda sadece S-D arasında CSI mevcut olduğu varayılmaktadır. Kaynakta, $\gamma_{0,i}$ 'i en büyük yapacak anten seçimi yapılmaktadır. Bu anten indisi,

$$i^* = \arg \max_{1 \leq i \leq N_s} \gamma_{0,i} \quad (3.32)$$

ile belirlenmektedir. Seçilen anten S-R linki için rastgele seçilmiş sayılacağından S-R linki tek anten ile haberleşmektedir. Alt-optimum TAS 2 senaryosu için kesinti olasılığı,

$$P_{out}^{opt}(\gamma_{th}) = \left[1 - \frac{1}{\Gamma(N_D)} \Gamma \left(N_D, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0} \right) \right]^{N_s} \times \left[1 - \frac{\gamma_{th}}{1-\alpha} \frac{1}{\bar{\gamma}_1} \sum_{m=0}^{N_d-1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{m! k!} \right. \\ \left. \times \left(\frac{1-\alpha}{\alpha \eta \Omega_2} \right)^{m+k} E_{m+k} \left(\frac{\gamma_{th}}{(1-\alpha)\bar{\gamma}_1} \right) \right] \quad (3.33)$$

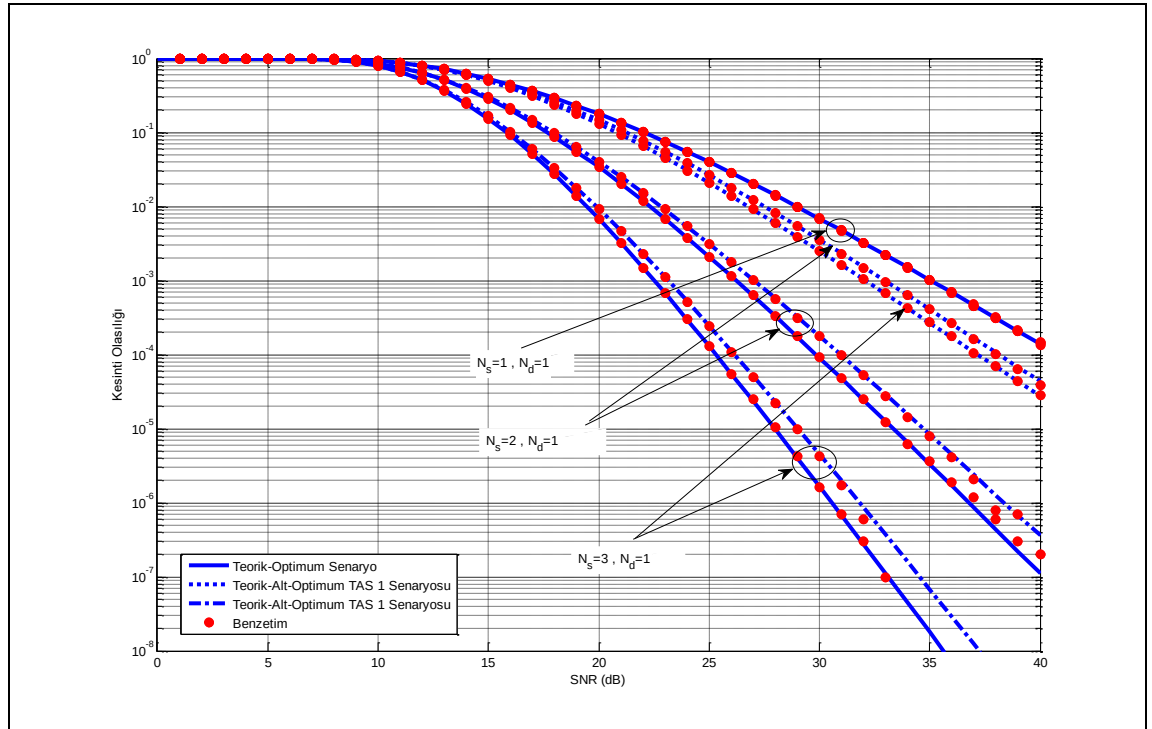
şeklinde elde edilmektedir [5].

3.5.4 Hata Performans Eğrileri

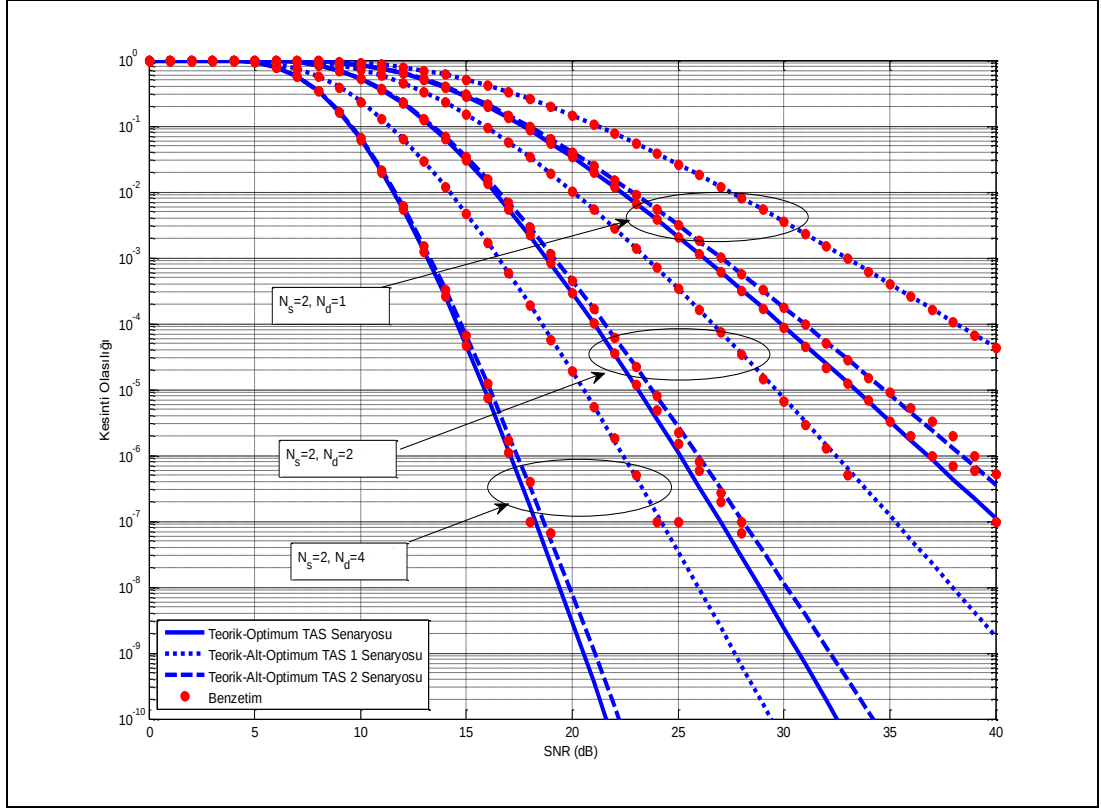
Şekil 3.10 ve 3.11'de farklı anten sayıları için her üç senaryonun da SNR'a göre kesinti olasılığı grafiği çizdirilmiştir. Bu simülasyonlarda $d_1 = 3 m$, $d_1 = 2 m$ 'dir. Şekil 3.10'deki grafikte $N_d = 1$ iken, N_s artırılarak verici anten sayısındaki artışın kesinti olasılığı üzerindeki etkisi incelenmektedir. Şekil 3.11'de $N_s = 2$ olduğunda N_d artırılarak alıcı anten sayısındaki artışın performansa olan etkisi gözlenmektedir. Her iki grafikte de optimum TAS senaryosu en iyi performansı

vermektedir. Alt-optimum TAS 2 senaryosunun performansının alt-optimum TAS 1'e göre daha iyi olduğu gözlenmektedir.

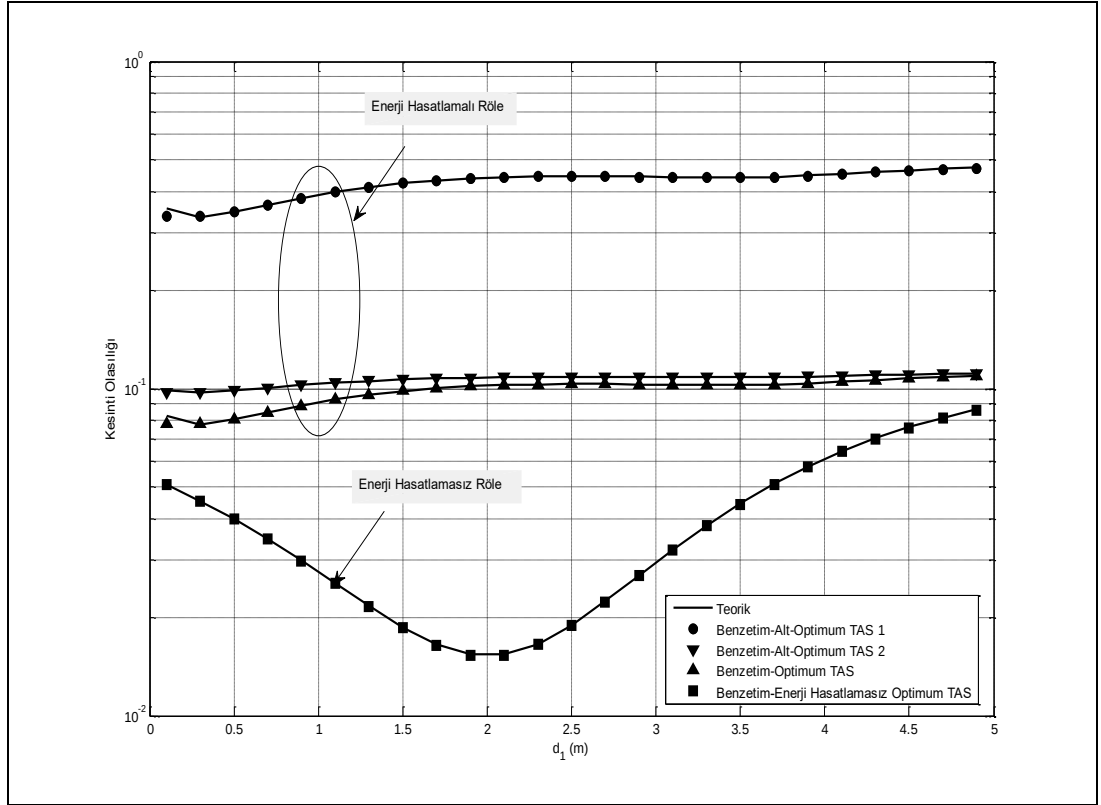
Şekil 3.12'de rölenin kaynak ve hedef arasındaki konumunun performansa olan etkisi görülmektedir. Bu grafikte $N_s = N_d = 3$, $SNR = 10$ dB alınmıştır. $d_1 + d_2 = 5$ m olup, grafik d_1 'e göre çizdirilmektedir. Enerji hasatlamasız durumla karşılaştırma yapabilmek için klasik röleli haberleşme performansı da grafiğe eklenmiştir. Optimum TAS senaryosu için rölenin kaynağa yakın olmasının performansı artırdığı gözlenmektedir.



Şekil 3.10: $N_d = 1$ için kesinti olasılığı.



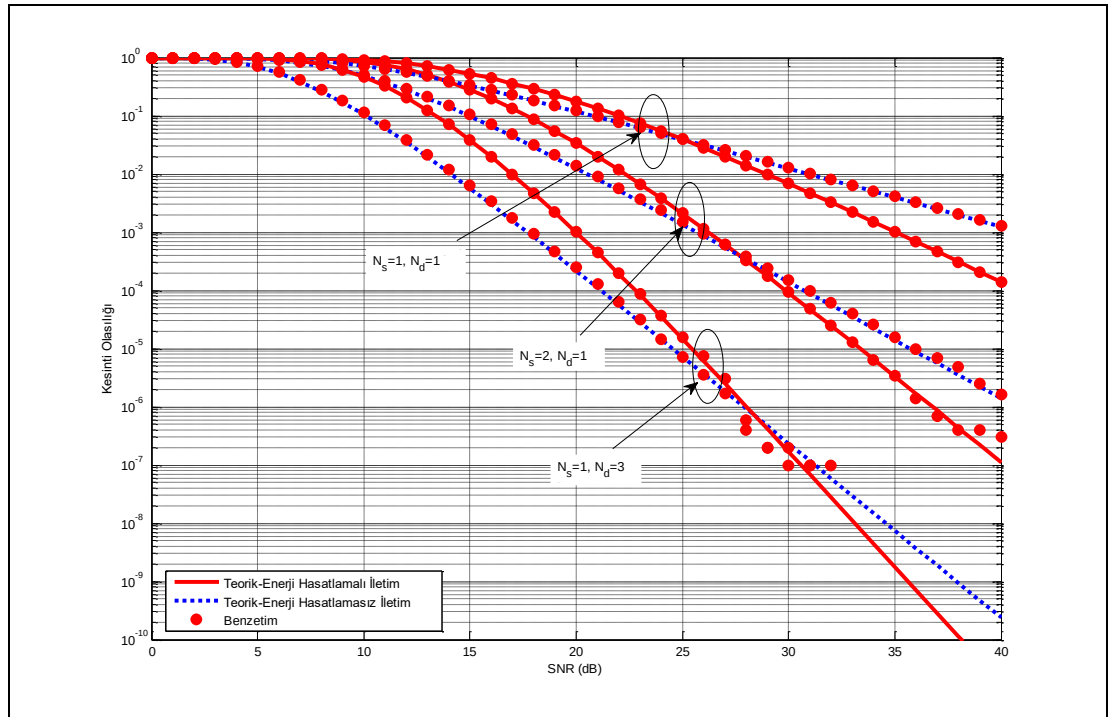
Şekil 3.11: $N_s = 2$ için kesinti olasılığı.



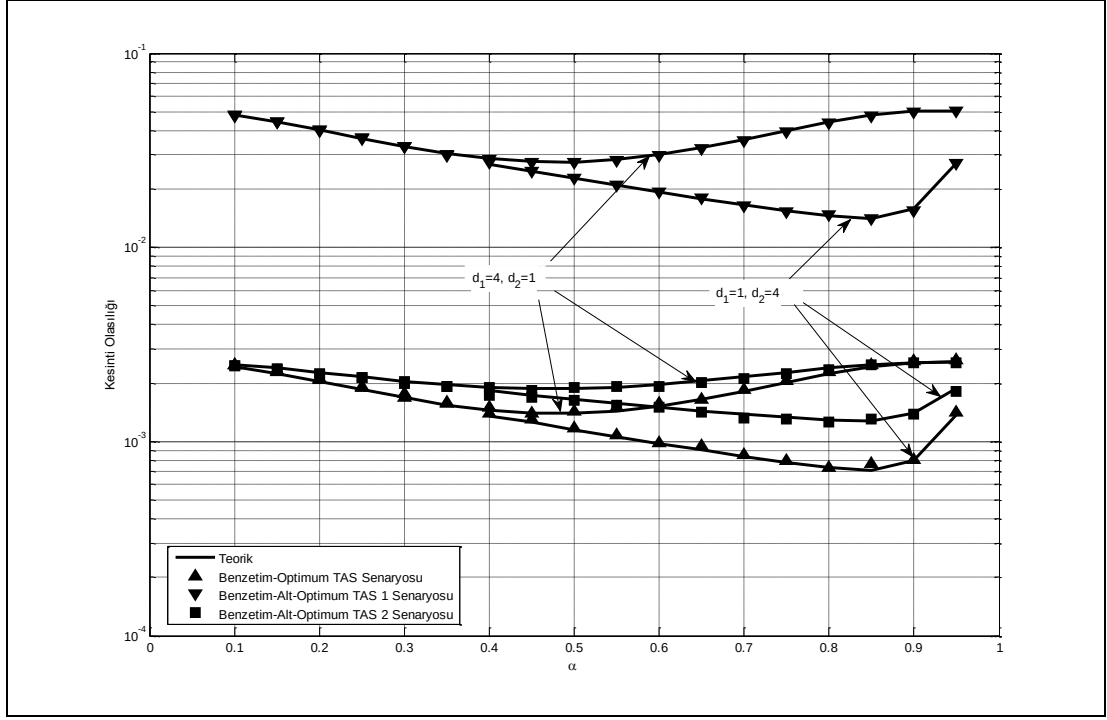
Şekil 3.12: Rölenin konumunun kesinti olasılığına etkisi.

Şekil 3.13'te Optimum TAS senaryosu için enerji hasatlamalı ve enerji hasatlamasız sistemlerin performansları karşılaştırılmaktadır. Düşük SNR'da enerji hasatlamasız iletimin daha iyi performans verdiği görülürken, yüksek SNR'da enerji hasatlamalı sistemin daha iyi performans sağlaması dikkat çekmektedir.

Şekil 3.14'te röle farklı iki konumdayken α 'nın performansa olan etkisi görülmektedir. Bu grafikte $N_s = 2$, $N_d = 3$, $SNR = 15 \text{ dB}$ 'dir. olduğu kabul edilmektedir. Röle kaynağa daha yakinken optimum α değerinin arttığı gözlenmektedir.



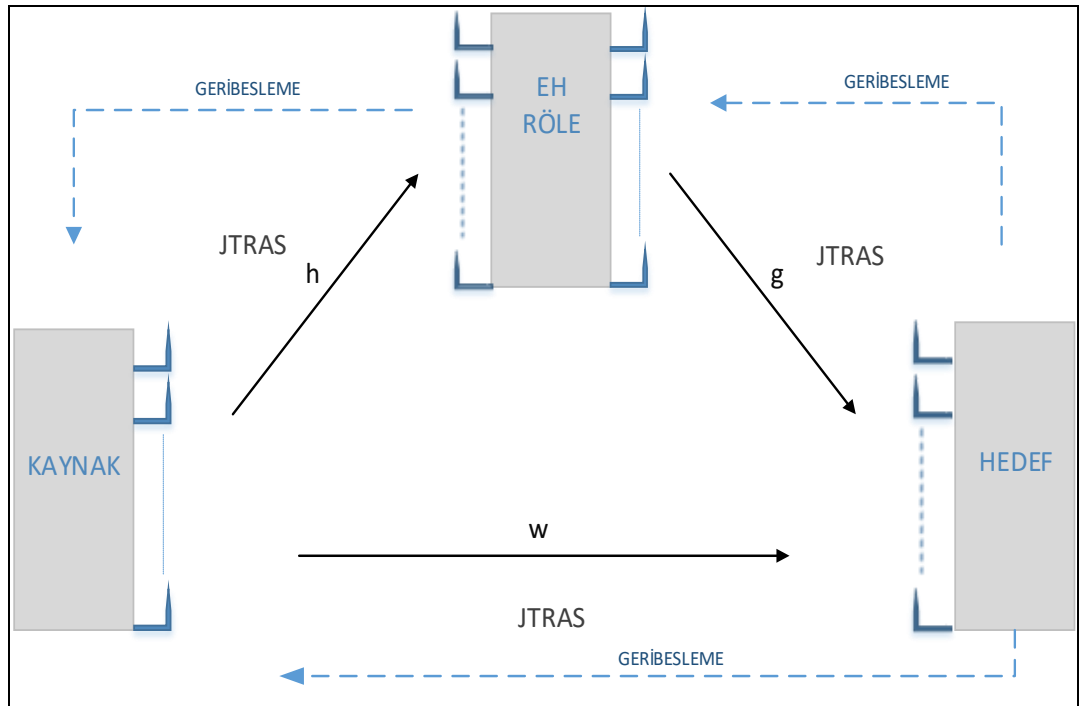
Şekil 3.13: Optimum TAS senaryosu için enerji hasatlamalı ve enerji hasatlamasız sistemlerin performansının karşılaştırılması.



Şekil 3.14: Rölenin konumunun optimum güç katsayısına etkisi.

4. ORTAK ANTEN SEÇİMLİ VE ENERJİ HASATLAMALI KUVVETLENDİR-VE-AKTAR TİPİ YARDIMLAŞMALI HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN NAKAGAMI-m SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA PERFORMANSI

Bu bölümde ortak anten seçimli ve enerji hasatlamalı iki atlamalı yardımlaşmalı haberleşme sisteminin Nakagami-m sönümlmeli kanallarda performansı incelenmektedir. Kaynak, röle ve hedef çok anten ile donatılmıştır. Kaynak ve hedefte yapılan anten seçimlerine göre iki senaryo incelenerek performansları karşılaştırılmıştır.



Şekil 4.1 Ortak anten seçimli iki atlamalı yardımlaşmalı sistemlerde enerji hasatlama.

Şekil 4.1’de verilen sistemde kaynağın anten sayısı T_1 , rölenin alıcı ve verici anten sayıları sırasıyla R_1 ve T_2 , hedefin alıcı anten sayısı ise R_2 ’dir. $k = 0,1,2$ ve $A_k = T_k R_k$ olmak üzere A_1, A_2 ve A_0 ’ın birbiriyle bağlantısız olduğu, ortak elemanlarının olmadığı varsayılmıştır. Bu varsayımla S-R-D linki ve S-D linki birbirinden bağımsız olmaktadır. Kanal Nakagami-m sönümlmelidir. $1 \leq i \leq$

$T_1, 1 \leq j \leq R_1, 1 \leq k \leq T_2$ ve $1 \leq l \leq R_2$ olmak üzere $h_{i,j}$ $g_{k,l}$ ve $w_{i,l}$ sırasıyla S-R, R-D ve S-D linkinin kanal katsayılarıdır. τ yol kaybı katsayısıdır. $(\zeta, \theta \neq) \in \{(SR, h_{i,j}, 1), (RD, g_{k,l}, 2), (SD, w_{i,l}, 0)\}$ iken ζ linkinin uzaklığı $d_{\neq}$, yol kaybı $L_{\zeta} = \frac{1}{1+d_{\neq}^{\tau}}$, kanal gücü $\Omega_{\neq} = E[|\theta|^2]$ 'dir. Rölede ve hedefte eklenen gürültüler sırasıyla $n_r \sim CN(0, \sigma_r^2)$ ve $n_d \sim CN(0, \sigma_d^2)$ ' dir. Kaynaktan hedefe toplam iletim süresi T 'dir. İlk $T/2$ zaman aralığında kaynak hem röleye hem de hedefe iletir, ikinci $T/2$ zaman aralığında röle hedefe iletim yapar. P_s kaynak gücü, ρ güç katsayısı, η güç verimliliğidir. $T/2$ kadarlık süre sonunda rölede hasatlanan güç,

$$P_r = \eta \rho P_s L_{sr} |\tilde{h}_{i,j}|^2 \quad (4.1)$$

eşitliği ile bulunmaktadır. Buradaki $|\tilde{h}_{i,j}|^2$, S-R linkinde JTRAS uygulandığından

$$|\tilde{h}_{i,j}|^2 = \max_{\substack{1 \leq i \leq T_1 \\ 1 \leq j \leq R_1}} \{|h_{i,j}|^2\} \quad (4.2a)$$

ile belirlenmektedir. R-D ve S-D linklerinde JTRAS uygulandığında benzer şekilde $|\tilde{g}_{k,l}|^2$ ve $|\tilde{w}_{i,l}|^2$,

$$|\tilde{g}_{k,l}|^2 = \max_{\substack{1 \leq k \leq T_2 \\ 1 \leq l \leq R_2}} \{|g_{k,l}|^2\} \quad (4.2b)$$

$$|\tilde{w}_{i,l}|^2 = \max_{\substack{1 \leq i \leq T_1 \\ 1 \leq l \leq R_2}} \{|w_{i,l}|^2\} \quad (4.2c)$$

eşitlikleri ile belirlenmektedir. Sistemin güç kısıtlama faktörü olan G ,

$$G^2 = \frac{1}{P_s |\tilde{h}_{i,j}|^2 (1 - \rho) L_{sr} + \sigma_r^2} \quad (4.3)$$

eşitliğiyle elde edilmektedir. AF rölede güç bölmeli (PS) EH yapılmaktadır. s işareti $E[|s|^2] = 1$ olmak üzere birim güçlüdür. İlk $T/2$ zaman aralığı sonunda rölede elde edilen işaret,

$$y_r = \sqrt{(1 - \rho)P_s L_{sr}} \tilde{h}_{i,j} s + n_r \quad (4.4)$$

iken hedefte elde edilen işaret,

$$y_{d,1} = \sqrt{P_s L_{sd}} \tilde{w}_{i,l} s + n_d \quad (4.5)$$

şeklindedir. İkinci $T/2$ zaman aralığı sonunda röle üzerinden hedefte alınan işaret,

$$y_{d,2} = \sqrt{P_r L_{rd}} G \tilde{g}_{k,l} y_r + n_d \quad (4.6)$$

şeklindedir. G ve y_r eşitlik (4.6)'da yerine konursa hedefte elde edilen işaret,

$$y_{d,2} = \frac{\sqrt{\eta \rho (1 - \rho) |\tilde{h}_{i,j}|^2 L_{sr} L_{rd} P_s \tilde{h}_{i,j} \tilde{g}_{k,l} s}}{\sqrt{P_s |\tilde{h}_{i,j}|^2 (1 - \rho) + \frac{\sigma_r^2}{L_{sr}}}} + \frac{\sqrt{\eta \rho P_s |\tilde{h}_{i,j}|^2 L_{rd} \tilde{g}_{k,l} n_r}}{\sqrt{P_s |\tilde{h}_{i,j}|^2 (1 - \rho) + \frac{\sigma_r^2}{L_{sr}}}} + n_d \quad (4.7)$$

şeklinde elde edilmektedir. Eşitlik (4.4)'ten S-R arası anlık SNR,

$$\gamma_1 = \frac{(1 - \rho) P_s L_{sr} |\tilde{h}_{i,j}|^2}{\sigma_r^2} \quad (4.8)$$

olarak elde edilmektedir. R-D arası anlık SNR,

$$\gamma_2 = \frac{P_r L_{rd} |\tilde{g}_{k,l}|^2}{\sigma_d^2} = \frac{\eta \rho P_s L_{sr} L_{rd} |\tilde{h}_{i,j}|^2 |\tilde{g}_{k,l}|^2}{\sigma_d^2} \quad (4.9)$$

olarak elde edilmektedir. Direk linkte EH işlemi yapılmayacağından anlık SNR ifadesi eşitlik (4.5)'ten,

$$\gamma_0 = \frac{P_s L_{sd} |\tilde{w}_{i,l}|^2}{\sigma_d^2} \quad (4.10)$$

şeklinde yazılabilmektedir. Direkt linkin ortalama SNR'ı $\bar{\gamma}_0 = \frac{P_s L_{sd} \Omega_0}{\sigma_d^2}$ dır. Röleli yolun e2e SNR'ı eşitlik (2.45) ile bulunmaktadır. Eşitlik (4.8), eşitlik (4.9) ve eşitlik (2.45)'ten röleli yolun e2e SNR ifadesi,

$$\gamma_{e2e} = \frac{A |\tilde{h}_{i,j}|^4 |\tilde{g}_{k,l}|^2}{B |\tilde{h}_{i,j}|^2 |\tilde{g}_{k,l}|^2 + C |\tilde{h}_{i,j}|^2 + D} \quad (4.11)$$

olarak bulunur. Burada A, B, C, D katsayıları [3]'te verildiği gibidir:

$$\begin{aligned} A &= \eta \rho P_s^2 (1 - \rho) \\ B &= \frac{\eta \rho P_s \sigma_r^2}{L_{sr}} \\ C &= \frac{(1 - \rho) P_s \sigma_d^2}{L_{sr} L_{rd}} \\ D &= \frac{\sigma_r^2 \sigma_d^2}{L_{sr}^2 L_{rd}} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Hedefte S-R-D linki ve S-D linki arasında SC tekniği uygulanmaktadır. Böylece yardımlaşma çeşitlemeli sistemin anlık SNR'ı,

$$\gamma_{eq} = \max(\gamma_0, \gamma_{e2e}) \quad (4.13)$$

olur.

4.1. Sistemin Performansı

S-R, R-D ve S-D linklerinin kanal katsayılarının zarfı olan $|h_{i,j}|$, $|g_{k,l}|$ ve $|w_{i,l}|$ Nakagami-m dağılımlı olduğundan, $|h_{i,j}|^2$, $|g_{k,l}|^2$ ve $|w_{i,l}|^2$ Gamma dağılımlıdır. CDF ifadeleri, $(\Phi, k) \in \{(|h_{i,j}|^2, 1), (|g_{k,l}|^2, 2), (|w_{i,l}|^2, 0)\}$ olmak üzere,

$$F_{\Phi}(\phi) = \frac{\psi\left(m_{\ell}, \frac{m_{\ell}\phi}{\Omega_{\ell}}\right)}{\Gamma(m_{\ell})} \quad (4.14)$$

şeklinde ifade edilmektedir. $\ell = 0, 1, 2$ olmak üzere Ω_{ℓ} ve m_{ℓ} ilgili atlamanın sırasıyla kanal gücü ve Nakagami-m kanal parametreleridir. Eşitlik (4.11)'da verilen γ_{e2e} ifadesi,

$$\gamma_{e2e} = \frac{AY^2X}{BYX + CY + D} \quad (4.15)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada $Y = |\tilde{h}_{i,j}|^2$ ve $X = |\tilde{g}_{k,l}|^2$, dir. Y, X ve W i.i.d Gamma dağılımlıdır. Y, X ve W 'nin CDF ve PDF'leri [36]'da tanımlanan sıralama istatistiği kurallarına göre $(\Phi, \ell) \in \{(|h_{i,j}|^2, 1), (|g_{k,l}|^2, 2), (|w_{i,l}|^2, 0)\}$ olmak üzere,

$$[F_{\Phi}(\phi)]^{A_{\ell}} \quad (4.16)$$

ile bulunmaktadır. Gamma dağılımı aşağıdaki gibi de tanımlanabilmektedir [2].

$$F(z) = 1 - e^{-\frac{m_{\ell}z}{\Omega_{\ell}}} \sum_{n=0}^{m_{\ell}-1} \left(m_{\ell} \frac{z}{\Omega_{\ell}}\right)^n \frac{1}{n!}, \quad z \geq 0 \quad (4.17)$$

Böylelikle Y, X ve W 'nin CDF ve PDF'i $(\zeta, \ell) \in \{(Y, 1), (X, 2), (W, 0)\}$ olmak üzere, eşitlik (4.17) eşitlik (4.16)'da yerine konularak ve türev alınarak,

$$F_{\zeta}(\zeta) = \sum_{t=0}^{A_{\ell}} \sum_{n=0}^{t(m_{\ell}-1)} C_{A_{\ell}}^t (-1)^t e^{-m_{\ell}t \frac{\gamma}{\Omega_{\ell}}} y^n \mu_n(t, m_{\ell}) \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} f_{\zeta}(\zeta) &= \frac{A_{\ell} \left(\frac{m_{\ell}}{\Omega_{\ell}}\right)^{m_{\ell}}}{\Gamma(m_{\ell})} \sum_{t=0}^{A_{\ell}-1} \sum_{n=0}^{t(m_{\ell}-1)} C_{A_{\ell}-1}^t (-1)^t e^{-m_{\ell}(t+1) \frac{\gamma}{\Omega_{\ell}}} \\ &\quad \times y^{m_{\ell}+n-1} \mu_n(t, m_{\ell}) \end{aligned} \quad (4.19)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada $C_N^t = N!/[(N-t)!t!]$ olup binom katsayılarıdır.

$\mu_q(p, m_2)$ terimi multinomial katsayılarıdır [10]. $a = \frac{(m_k/\Omega_k)^\tau}{\tau!}$, $\mu_0(p, m_k) = a_\tau^p$ ve $\mu_q(p, m_k) = \frac{1}{qa_0} \sum_{\tau=1}^q (p\tau - q + \tau) a_\tau \mu_{q-\tau}(p, m_k)$, $n \geq 1$ 'dir. Röleli yolun tam kesinti olasılığı OP_1^{ex} [19]'da kullanılan yaklaşımla aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} OP_1^{ex} &= Pr(\gamma_{e2e} < \gamma_{th}) = Pr\left(\frac{AY^2X}{BYX + CY + D} < \gamma_{th}\right) \\ &= Pr\left(X < \frac{\gamma_{th}(CY + D)}{Y(AY - \gamma_{th}B)}\right) \\ &= 1 - \int_{\frac{\gamma_{th}B}{A}}^{\infty} \bar{F}_X\left(\frac{\gamma_{th}(Cy + D)}{y(Ay - \gamma_{th}B)}\right) f_Y(y) dy \end{aligned} \quad (4.20)$$

Eşitlik (4.20)'de $y = y + \frac{\gamma_{th}B}{A}$ olacak şekilde değişken dönüşümü yapıldığında OP_1^{ex} ifadesi,

$$F_{\gamma_{e2e}}(\gamma_{th}) = 1 - \int_0^{\infty} \bar{F}_X\left(\frac{\gamma_{th}\left(C\left(y + \frac{\gamma_{th}B}{A}\right) + D\right)}{\left(y + \frac{\gamma_{th}B}{A}\right)Ay}\right) f_Y\left(y + \frac{\gamma_{th}B}{A}\right) dy \quad (4.21)$$

ifadesine dönüşmektedir. Burada $\bar{F}_X(.)$ tümleyen CDF'i göstermektedir. $\bar{F}_X(.) = 1 - F_X(.)$ olup

$$\bar{F}_X(x) = \sum_{r=1}^{A_2} \sum_{s=0}^{r(m_2-1)} C_{A_2}^r (-1)^{r+1} \mu_s(r, m_2) e^{-m_2 r \frac{x}{\Omega_2}} \quad (4.22)$$

şeklinde ifade edilmektedir [18]. Eşitlik (4.18) ve (4.19)'den faydalanarak eşitlik (4.21) düzenlenirse belirli bir SNR eşik değeri için (γ_{th}) röleli yolun tam kesinti olasılığı,

$$\begin{aligned} OP_1^{ex} &= F_{\gamma_{e2e}}(\gamma_{th}) \\ &= 1 - \frac{A_1 \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1}}{\Gamma(m_1)} \sum_{r=1}^{A_2} \sum_{s=0}^{r(m_2-1)} \sum_{k=0}^s \sum_{l=0}^{s-k} \sum_{t=0}^{A_1-1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{u=0}^{\epsilon} C_{A_2-1}^r C_{A_1-1}^t C_{\epsilon}^u \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$\begin{aligned}
& \times (-1)^{r+t+1} \mu_n(t, m_1) \mu_s(r, m_2) \gamma_{th}^{2s-k-l+\epsilon-u} A^{-2s+k+l-\epsilon+u} \\
& \times B^{s-k-l+\epsilon-u} C^{s-k} D^k \frac{s!}{k! l! (s-k-l)!} e^{-\frac{m_1 \gamma_{th} B(t+1)}{A \Omega_1}} \\
& \times \int_0^\infty e^{-\left(\frac{m_1 r \gamma_{th} (A C y + \gamma_{th} C B + A D)}{\Omega_1 A y (y A + \gamma_{th} B)}\right)} e^{-\frac{m_1 (t+1)}{\Omega_1} y} \left(y + \frac{\gamma_{th} B}{A}\right)^{-s} y^{l+u-s} dy
\end{aligned}$$

olarak bulunur. Burada $\epsilon = m_1 + n - 1$ 'dir. Eşitlik 4.23'te elde edilen ifadenin kapalı formu bulunmamaktadır. MATLAB, MAPPLE, MATHEMATICA gibi yaygın kullanılan yazılımlarla nümerik olarak hesaplanabilmektedir.

Direk linkin kesinti olasılığı eşitlik (4.16)'dan yararlanılarak,

$$OP_2 = F_{\bar{\gamma}_0}(\gamma_{th}) = \left[\frac{\psi\left(m_0, \frac{m_0 \gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right)}{\Gamma(m_0)} \right]^{A_0} \quad (4.24)$$

ile bulunmaktadır [35]. A_1 , A_2 ve A_0 antenlerinin birbiriyle bağlantısız olduğu durumda ve röleli yol ile direk yolun bağımsız olduğu durumda sistemin tam kesinti olasılığı,

$$OP^{ex} = OP_1^{ex} \times OP_2 \quad (4.25)$$

eşitliği ile elde edilmektedir. Böylece $F_{eq}(\gamma_{th})$ ifadesi,

$$\begin{aligned}
& F_{eq}(\gamma_{th}) \\
& = \left[\frac{\psi\left(m_0, \frac{m_0 \gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right)}{\Gamma(m_0)} \right]^{A_0} \\
& \times \left[1 - \frac{A_1 \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1}}{\Gamma(m_1)} \sum_{r=1}^{A_2} \sum_{s=0}^{r(m_2-1)} \sum_{k=0}^s \sum_{l=0}^{s-k} \sum_{t=0}^{A_1-1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{u=0}^{\epsilon-1} C_{A_2-1}^r C_{A_1-1}^t C_\epsilon^u \right. \\
& \times (-1)^{r+t+1} \mu_n(t, m_1) \mu_s(r, m_2) \gamma_{th}^{2s-k-l+\epsilon-u} \times A^{-2s+k+l-\epsilon+u}
\end{aligned} \quad (4.26)$$

$$\times B^{s-k-l+\epsilon-u} C^{s-k} D^k \frac{s!}{k! l! (s-k-l)!} e^{-\frac{m_1 \gamma_{th} B(t+1)}{A \Omega_1}} \\ \times \int_0^\infty e^{-\left(\frac{m_1 r \gamma_{th} (A C y + \gamma_{th} C B + A D)}{\Omega_1 A y (y A + \gamma_{th} B)}\right)} e^{-\frac{m_1 (t+1)}{\Omega_1} y} \left(y + \frac{\gamma_{th} B}{A}\right)^{-s} y^{l+u-s} dy \Bigg]$$

şeklinde elde edilmektedir.

Eşitlik (4.15)'te verilen γ_{e2e} ifadesinde yüksek SNR için $D = 0$ yaklaşıklığı kullanılırsa röleli yolun e2e SNR'ı,

$$\gamma_{e2e} \cong \frac{A Y X}{B X + C} \quad (4.27)$$

olarak yazılabilir. Böylece röleli yolun kesinti olasılığı yukarıda verilen yaklaşımla,

$$OP_1 = F_{\gamma_{e2e}}(\gamma_{th}) = 1 - \int_0^\infty \bar{F}_Y \left(\frac{\gamma_{th} (Bx + C)}{Ax} \right) f_X(x) dx \quad (4.28)$$

ifadesiyle bulunabilmektedir. Eşitlik (4.18), (4.19) ve (4.28) yardımıyla,

$$OP_1 = F_{\gamma_{e2e}}(\gamma_{th}) \\ = 1 - \frac{A_2 \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2}}{\Gamma(m_2)} \sum_{t=1}^{A_1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{A_2-1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} C_{A_2-1}^p C_n^j C_{A_1}^t \left(\frac{B \gamma_{th}}{A}\right)^{n-j} \\ \times (-1)^{t+p+1} \mu_q(p, m_2) \mu_n(t, m_1) \left(\frac{C \gamma_{th}}{A}\right)^j e^{-\frac{m_1 t B \gamma_{th}}{A \Omega_1}} \\ \times \int_0^\infty x^{\xi-j} \exp\left(-\frac{m_1 t \gamma_{th} C}{A \Omega_1} x^{-1} - \frac{m_2 (p+1)}{\Omega_2}\right) dx \quad (4.29)$$

olarak yazılabilir. İntegral içindeki ifade [10, eşitlik (3.471.9)] ile dönüştürülürse belirli bir SNR eşik değeri için (γ_{th}) kesinti olasılığı aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}
OP_1 &= F_{\gamma_{eze}}(\gamma_{th}) \\
&= 1 + 2A_2 \frac{\left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2}}{\Gamma(m_2)} \sum_{t=1}^{A_1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{A_2-1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} C_n^j C_{A_1}^t C_{A_2-1}^p \\
&\quad \times (-1)^{t+p} \left(\frac{B\gamma_{th}}{A}\right)^{n-j} \left(\frac{C\gamma_{th}}{A}\right)^j \times \mu_n(t, m_1) \mu_q(p, m_2) \exp(-\varphi\gamma_{th}) \\
&\quad \times (\varpi \gamma_{th})^\nu K_{2\nu}(2\beta\sqrt{\gamma_{th}})
\end{aligned} \tag{4.30}$$

Burada $K_\nu(\cdot)$, ν . dereceden ikinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur. [10, eşitlik (8.407.1)]. $\varpi = \frac{m_1 t \Omega_2 C}{A m_2 \Omega_1 (p+1)}$, $\varphi = \frac{m_1 t B}{A \Omega_1}$, $\nu = \frac{\xi-j+1}{2}$, $\beta = \frac{m_1 m_2 t C (p+1)}{A \Omega_1 \Omega_2}$ ve $\xi = m_2 + q - 1$ 'dir. Alıcıda SC tekniği uygulandığından sistemin kesinti olasılığı $OP = OP_1 \times OP_2$ olacak şekilde aşağıdaki gibi yazılabilmektedir.

$$\begin{aligned}
OP &= F_{\gamma_{eq}}(\gamma_{th}) = \left(\frac{\psi\left(m_0, \frac{m_0 \gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right)}{\Gamma(m_0)} \right)^{A_0} \\
&\quad \times \left[1 + 2A_2 \frac{\left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2}}{\Gamma(m_2)} \sum_{t=1}^{A_1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{A_2-1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} C_n^j C_{A_1}^t C_{A_2-1}^p (-1)^{t+p} \right. \\
&\quad \times \left(\frac{B\gamma_{th}}{A}\right)^{n-j} \left(\frac{C\gamma_{th}}{A}\right)^j \mu_n(t, m_1) \mu_q(p, m_2) \exp(-\varphi\gamma_{th}) \\
&\quad \left. \times (\varpi \gamma_{th})^\nu K_{2\nu}(2\beta\sqrt{\gamma_{th}}) \right]
\end{aligned} \tag{4.31}$$

Röleli yolun CDF'i işlemlerin daha kolay takip edilebilmesi için aşağıdaki şekilde düzenlenebilmektedir:

$$F_{\gamma_{eze}}(\gamma) = 1 + \mathcal{M} \sum_{t,n,j,p,q} \Lambda(\gamma) \tag{4.32}$$

$$\text{Burada } \mathcal{M} = 2A_2 \frac{\left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2}}{\Gamma(m_2)}, \sum_{t,n,j,p,q} = \sum_{t=1}^{A_1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{A_2-1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} C_n^j C_{A_1}^t$$

$$\times C_{A_2-1}^P (-1)^{t+p} \mu_n(t, m_1) \mu_q(p, m_2) \varpi^v \left(\frac{B}{A}\right)^n \left(\frac{C}{B}\right)^j,$$

$\Lambda(\gamma) = \exp(-\varphi\gamma) \gamma^{v+n} K_{2v}(2\beta\sqrt{\gamma})$ 'dır. Direk linkin SNR'ının CDF'i eşitlik (4.18)'den aşağıdaki gibi düzenlenebilmektedir,

$$F_{\gamma_0}(\gamma) = \sum_{k,l} T(\gamma) \quad (4.33)$$

Burada $\sum_{k,l} = \sum_{k=0}^{A_0} \sum_{l=0}^{k(m_0-1)} C_{A_0}^k (-1)^k \mu_l(k, m_0)$, $T(\gamma) = e^{-m_0 k \frac{\gamma}{\gamma_0}} \gamma^l$ 'dir. Böylece $F_{\gamma_{eq}}(\gamma)$ aşağıdaki gibi yazılabilmektedir:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{eq}}(\gamma) &= F_{\gamma_{eze}}(\gamma) F_{\gamma_0}(\gamma) \\ &= \left(1 + \mathcal{M} \sum_{t,n,j,p,q} \Lambda(\gamma)\right) \left(\sum_{k,l} T(\gamma)\right) \\ &= \sum_{k,l} T(\gamma) + \mathcal{M} \sum_{t,n,j,p,q} \sum_{k,l} T(\gamma) \Lambda(\gamma) \end{aligned} \quad (4.34)$$

Sistemin sembol hata olasılığı,

$$P_{SER} = \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} F_{\gamma_{eq}}(\gamma) d\gamma \quad (4.35)$$

ile bulunmaktadır [17]. Eşitlik (4.34) ve (4.35) yardımıyla sembol hata olasılığı,

$$P_{SER} = \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi}} \left[\sum_{k,l} \int_0^\infty \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} T(\gamma) d\gamma + \mathcal{M} \sum_{t,n,j,p,q} \sum_{k,l} \int_0^\infty \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} T(\gamma) \Lambda(\gamma) d\gamma \right] \quad (4.36)$$

şeklinde yazılabilmektedir. İşlemlerin daha kolay takip edilebilmesi için,

$$\mathcal{I}_1 = \int_0^{\infty} \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} T(\gamma) d\gamma \quad (4.37a)$$

$$\mathcal{I}_2 = \int_0^{\infty} \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} T(\gamma) \Lambda(\gamma) d\gamma \quad (4.37b)$$

olarak yazılabilir. Böylece sembol hata olasılığı,

$$P_{SER} = \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi}} \left[\sum_{k,l} \mathcal{I}_1 + \mathcal{M} \sum_{t,n,j,p,q} \sum_{k,l} \mathcal{I}_2 \right] \quad (4.38)$$

şeklinde olur. $\mathcal{I}_1$ integrali [10, eşitlik (3.381.4)] yardımıyla,

$$\mathcal{I}_1 = \int_0^{\infty} \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} e^{-m_0 k \frac{\gamma}{\gamma_0}} \gamma^l d\gamma = \left(b + \frac{m_0 k}{\gamma_0} \right)^{-l-\frac{1}{2}} \Gamma\left(l + \frac{1}{2}\right) \quad (4.39)$$

olarak elde edilmektedir. $\mathcal{I}_2$ integrali [10, eşitlik (6.643.3)] yardımıyla,

$$\begin{aligned} \mathcal{I}_2 &= \int_0^{\infty} \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} e^{-m_0 k \frac{\gamma}{\gamma_0}} \gamma^l e^{-\varphi\gamma} \gamma^{\nu+n} K_{2\nu}(2\beta\sqrt{\gamma}) d\gamma \\ &= \int_0^{\infty} \exp\left(-\gamma\left(b + \varphi + \frac{m_0 k}{\gamma_0}\right)\right) \gamma^{l+\nu+n-\frac{1}{2}} K_{2\nu}(2\beta\sqrt{\gamma}) d\gamma \\ &= \frac{\Gamma(\mu + \nu + \frac{1}{2})\Gamma(\mu - \nu + \frac{1}{2})}{2\beta} e^{\frac{\beta^2}{2\alpha}} \alpha^{-\mu} W_{-\mu,\nu}\left(\frac{\beta^2}{\alpha}\right) \end{aligned} \quad (4.40)$$

olarak bulunmaktadır. $\mu = l + \nu + n$, $\alpha = b + \varphi + \frac{m_0 k}{\gamma_0}$, dır. $\mathcal{I}_1$ ve $\mathcal{I}_2$ eşitlik (4.37)'de yerine konursa sembol hata olasılığı,

$$\begin{aligned}
P_{SER} = & \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi}} \sum_{k=0}^{A_0} \sum_{l=0}^{k(m_0-1)} C_{A_0}^k (-1)^k \mu_l(k, m_0) \left(b + \frac{m_0 k}{\bar{\gamma}_0}\right)^{-l-\frac{1}{2}} \Gamma(l + \frac{1}{2}) \\
& + \frac{a\sqrt{b}}{\sqrt{\pi}} \frac{A_2}{\Gamma(m_2)} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2} \sum_{t,n,j,p,q,k,l} C_n^j C_{A_1}^t C_{A_2-1}^p C_{A_0}^k (-1)^{t+p+k} \mu_l(k, m_0) \quad (4.41)
\end{aligned}$$

$$\times \mu_n(t, m_1) \mu_q(p, m_2) \varpi^\nu \left(\frac{B}{A}\right)^n \left(\frac{C}{B}\right)^j \frac{\Gamma(\mu+\nu+\frac{1}{2})\Gamma(\mu-\nu+\frac{1}{2})}{2\beta} e^{\frac{\beta^2}{2\alpha}} \alpha^{-\mu} W_{-\mu,\nu}\left(\frac{\beta^2}{\alpha}\right)$$

şeklinde

bulunmaktadır.

Burada

$$\sum_{t,n,j,p,q,k,l} = \sum_{t=1}^{A_1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{A_2-1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} \sum_{k=0}^{A_0} \sum_{l=0}^{k(m_0-1)} \text{ 'dir.}$$

Mevcut sistem donanımına göre maksimum performansta haberleşme yapılabilmesi için kaynak ve hedefteki anten seçimleri iki farklı senaryoya göre yapılabilmektedir.

4.1.1. Senaryo 1

Birinci senaryoda kaynak ve hedefte röleli yolun haberleşmesi için kullanılacak anten seçimi mevcut antenlerin tamamı içinden yapılmaktadır. Direkt link haberleşmesi için ise röleli yol haberleşmesi için seçilen antenler kullanılmaktadır. Dolayısıyla direkt linkte tek antenli haberleşme yapıldığı düşünülebilir. Röleli yolda 1. ve 2. atlama için anten seçimi yapıldıktan sonra direkt link için kullanılacak anten sayılarına $T_{1,d}^*$ ve $R_{2,d}^*$ denilirse, $T_{1,d}^* = 1, R_{2,d}^* = 1$ ve $A_0^* = 1$ olacaktır. Bu durumda elde edilen kesinti olasılığı ve hata olasılığı ifadelerinde $A_0^* = 1$ kullanılması gerekmektedir. Eşitlik (4.31)'de $A_0^* = 1, A_1^* = T_1 R_1, A_2^* = T_2 R_2$ konursa Senaryo 1 için sistemin kesinti olasılığı,

$$OP^{s.1} = F_{\gamma_{eq,s.1}}(\gamma_{th}) \quad (4.42)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\psi\left(m_0, \frac{m_0 \gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right)}{\Gamma(m_0)} \\
&\times \left[1 + 2T_2 R_2 \frac{\left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2}}{\Gamma(m_2)} \sum_{t=1}^{T_1 R_1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{T_2 R_2-1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} C_n^j C_{T_1 R_1}^t (-1)^{t+p} \right. \\
&\times \left(\frac{B \gamma_{th}}{A}\right)^{n-j} \left(\frac{C \gamma_{th}}{A}\right)^j \times \mu_n(t, m_1) \mu_q(p, m_2) \exp(-\varphi \gamma_{th}) \\
&\times (\varpi \gamma_{th})^\nu K_{2\nu}(2\beta \sqrt{\gamma_{th}}) \left. \right]
\end{aligned}$$

ile bulunmaktadır. Eşitlik (4.41)'deki hata olasılığı ifadesinde $A_0^* = 1$, $A_1^* = T_1 R_1$, $A_2^* = T_2 R_2$ konursa,

$$\begin{aligned}
P_{SER} &= \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi}} \sum_{k=0}^1 \sum_{l=0}^{k(m_0-1)} (-1)^k \mu_l(k, m_0) \left(b + \frac{m_0 k}{\bar{\gamma}_0}\right)^{-l-\frac{1}{2}} \Gamma(l + \frac{1}{2}) \\
&+ \frac{a\sqrt{b}}{\sqrt{\pi}} \frac{T_2 R_2}{\Gamma(m_2)} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2} \sum_{t,n,j,p,q,k,l} C_n^j C_{T_1 R_1}^t C_{T_2 R_2-1}^p (-1)^{t+p+k} \mu_l(k, m_0) \quad (4.43)
\end{aligned}$$

$$\times \mu_n(t, m_1) \mu_q(p, m_2) \varpi^\nu \left(\frac{B}{A}\right)^n \left(\frac{C}{B}\right)^j \frac{\Gamma(\mu+\nu+\frac{1}{2})\Gamma(\mu-\nu+\frac{1}{2})}{2\beta} e^{\frac{\beta^2}{2\alpha}} \alpha^{-\mu} W_{-\mu,\nu}\left(\frac{\beta^2}{\alpha}\right)$$

ifadesi elde edilmektedir. Burada,

$$\sum_{t,n,j,p,q,k,l} = \sum_{t=1}^{T_1 R_1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{T_2 R_2-1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} \sum_{k=0}^1 \sum_{l=0}^{k(m_0-1)} \text{ 'dir.}$$

4.1.2. Senaryo 2

Direk linkteki anten seçimi mevcut anten donanımının tamamı kullanılarak yapılır. Röleli link haberleşmesi için ise kaynak ve hedefte direk link haberleşmesi için seçilen antenler kullanılmaktadır. Dolayısıyla röleli yolda sadece rölede alırken RAS ve iletirken TAS yapılmaktadır. Röleli yol haberleşmesi için kaynakta kullanılacak olan verici anten sayısı $T_{1,r}^*$, hedefte kullanılacak olan alıcı anten sayısı $R_{2,r}^*$ denilecek olursa, $T_{1,r}^* = 1$ ve $R_{2,r}^* = 1$ olacağından, $A_1^* = T_{1,r}^* \times R_1 = R_1$, $A_2^* =$

$T_2 \times R_{2,r}^* = T_2$ olarak yazılabilmektedir. Bu durumda kesinti olasılığı ve hata olasılığı ifadelerinde $A_1^* = R_1$, $A_2^* = T_2$ ve $A_0^* = T_1 R_2$ kullanılması gerekmektedir. Böylece Senaryo 2 için sistemin kesinti olasılığı ifadesi,

$$\begin{aligned}
OP^{s.2} &= F_{\gamma_{eq,s.2}}(\gamma_{th}) \\
&= \left(\frac{\psi\left(m_0, \frac{m_0 \gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0}\right)}{\Gamma(m_0)} \right)^{T_1 R_2} \\
&\times \left[1 + 2T_2 \frac{\left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2}}{\Gamma(m_2)} \sum_{t=1}^{R_1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{T_2-1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} C_n^j C_{R_1}^t C_{T_2-1}^p (-1)^{t+p} \right. \\
&\times \left(\frac{B\gamma_{th}}{A} \right)^{n-j} \left(\frac{C\gamma_{th}}{A} \right)^j \mu_n(t, m_1) \mu_q(p, m_2) \exp(-\varphi \gamma_{th}) \\
&\times (\varpi \gamma_{th})^\nu K_{2\nu}(2\beta \sqrt{\gamma_{th}}) \left. \right] \quad (4.44)
\end{aligned}$$

şeklinde ifade edilmektedir. Eşitlik (4.41)'daki hata olasılığı ifadesinde $A_1^* = R_1$, $A_2^* = T_2$ ve $A_0^* = T_1 R_2$ konursa,

$$\begin{aligned}
P_{SER} &= \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi}} \sum_{k=0}^{T_1 R_2} \sum_{l=0}^{k(m_0-1)} C_{T_1 R_2}^k (-1)^k \mu_l(k, m_0) \left(b + \frac{m_0 k}{\bar{\gamma}_0} \right)^{-l-\frac{1}{2}} \Gamma(l + \frac{1}{2}) \\
&+ \frac{a\sqrt{b}}{\sqrt{\pi}} \frac{T_2}{\Gamma(m_2)} \left(\frac{m_2}{\Omega_2} \right)^{m_2} \sum_{t,n,j,p,q,k,l} C_n^j C_{R_1}^t C_{T_2-1}^p C_{T_1 R_2}^k (-1)^{t+p+k} \mu_l(k, m_0) \quad (4.45) \\
&\times \mu_n(t, m_1) \mu_q(p, m_2) \varpi^\nu \left(\frac{B}{A} \right)^n \left(\frac{C}{B} \right)^j \frac{\Gamma(\mu+\nu+\frac{1}{2})\Gamma(\mu-\nu+\frac{1}{2})}{2\beta} e^{\frac{\beta^2}{2\alpha}} \alpha^{-\mu} W_{-\mu,\nu}\left(\frac{\beta^2}{\alpha}\right)
\end{aligned}$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada

$$\sum_{t,n,j,p,q,k,l} = \sum_{t=1}^{R_1} \sum_{n=0}^{t(m_1-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{T_2-1} \sum_{q=0}^{p(m_2-1)} \sum_{k=0}^{T_1 R_2} \sum_{l=0}^{k(m_0-1)} \text{ 'dır.}$$

4.1.3. Asimptotik Analiz

Bu bölümde sistemin kesinti olasılığı $P_s \rightarrow \infty$ olduğu durumda incelenmektedir. OP P_s 'in bir fonksiyonudur. Asimptotik analizde asimptotik çeşitleme derecesini (asymptotic diversity order-ADO) elde etmek, diğer bir ifadeyle P_s 'e göre değişen kesinti olasılığı eğrisinin $P_s \rightarrow \infty$ durumundaki eğimini bulmak amaçlanmaktadır. Eşitlik (4.31)'deki OP ifadesinde P_s 'in kuvveti bu eğrinin eğimini belirlemektedir [16]. Yaklaşık ve tam analizde olduğu gibi asimptotik analizde de sistemin tamamının kesinti olasılığı,

$$OP^\infty = OP_1^\infty \times OP_2^\infty \quad (4.46)$$

eşitliği ile elde edilmektedir. Burada OP_1^∞ röleli yolun asimptotik kesinti olasılığı, OP_2^∞ direk linkin asimptotik kesinti olasılığıdır. OP_1^∞ 'i elde etmek için eşitlik (4.28)'de $P_s \rightarrow \infty$ iken yaklaşık PDF ve CDF ifadelerinin yazılması gerekmektedir, böylece OP_1^∞ ,

$$OP_1^\infty = \int_0^\infty F_Y^\infty \left(\frac{\gamma_{th}(Bx + C)}{Ax} \right) f_X^\infty(x) dx \quad (4.47)$$

eşitliğiyle bulunabilir. [30, eşitlik (6.5.12)] ve [30, eşitlik (13.5.5)] kullanılarak $\psi(v, x \rightarrow 0) = \frac{x^v}{v} e^{-x}$ eşitliği yazılabilmektedir. Böylece eşitlik (4.14) kullanılarak,

$$F_Y^\infty(y) = \mathcal{K}_1 y^{u_1} e^{-\frac{u_1 y}{\Omega_1}} \quad (4.48)$$

ifadesi elde edilmektedir. Burada, $u_k = m_k A_k$, $k = 1, 2, 0$ ve $\mathcal{K}_1 = \frac{(m_1/\Omega_1)^{u_1}}{(\Gamma(m_1+1))^{A_1}}$ dir. $f_X^\infty(x)$ ifadesi,

$$f_X^\infty(x) = \mathcal{K}_2 x^{u_2-1} e^{-x\beta_2} \quad (4.49)$$

şeklinde yazılabilmektedir [21]. Burada $\mathcal{K}_2 = \frac{u_2 \beta_2^{u_2}}{(\Gamma(m_2+1))^{A_2}}$, $\beta_2 = \frac{m_2}{\Omega_2}$, dir. Eşitlik (4.48) ve (4.49) eşitlik (4.47)'de yerine konursa,

$$OP_1^\infty = \int_0^\infty \mathcal{K}_1 \gamma_{th}^{u_1} A^{-u_1} x^{-u_1} (Bx + C)^{u_1} \exp\left(-\frac{u_1 \gamma_{th} B}{\Omega_1 A}\right) \times \exp\left(-\frac{\beta_1}{x}\right) \mathcal{K}_2 x^{u_2-1} \exp(-x\beta_2) dx \quad (4.50)$$

ifadesi elde edilmektedir. Burada $\beta_1 = \frac{u_1 \gamma_{th} C}{\Omega_1 A}$, dir. $\exp\left(-\frac{u_1 \gamma_{th} B}{\Omega_1 A}\right)$ terimi $P_s \rightarrow \infty$ durumunda ihmal edilmektedir. Eşitlik (4.50)'de binom açılımı uygulanıp üstel terimler düzenlendiğinde,

$$OP_1^\infty = \mathcal{K}_1 \mathcal{K}_2 \gamma_{th}^{u_1} A^{-u_1} \sum_{k=0}^{u_1} C_{u_1}^k B^k C^{u_1-k} \mathcal{J}_3 \quad (4.51)$$

ifadesi elde edilmektedir. Burada $\mathcal{J}_3 = \int_0^\infty x^{u_2-u_1+k-1} \exp\left(-\frac{\beta_1}{x} - \beta_2 x\right) dx$, dir. $\mathcal{J}_3$ ifadesi [10, eşitlik (3.471.9)] kullanılarak,

$$\mathcal{J}_3 = 2 \left(\frac{\beta_1}{\beta_2}\right)^{\frac{1}{2}(u_2-u_1+k)} K_v(2\sqrt{\beta_1 \beta_2}) \quad (4.52)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada $v = u_2 - u_1 + k$ 'dır. Eşitlik (4.52) Bessel fonksiyonunun yaklaşık ifadesi kullanılarak [31, eşitlik (22)],

$$\mathcal{J}_3 \cong \begin{cases} 2 - 2\sqrt{\beta_1 \beta_2}, & v = 0 \\ \Gamma(v) \beta_2^{-v}, & v > 0 \\ \Gamma(-v) \beta_1^v, & v < 0 \end{cases} \quad (4.53)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Analizin bu aşamasında çeşitleme derecesini elde edebilmek için A , B , ve C katsayıları $A = aP_s^2$, $B = bP_s$ ve $C = cP_s$ şeklinde yazılabilir. Eşitlik (4.53) eşitlik (4.51)'de yerine koyulursa OP_1^∞ ,

$$OP_1^\infty = \begin{cases} \mathcal{E}P_s^{-u_1} \left[2 - 2\sqrt{\frac{m_2 u_1 \gamma_{th} c}{\Omega_1 \Omega_2 a}} P_s^{-\frac{1}{2}} \right], & u_2 - u_1 + k = 0 \\ \mathcal{E}P_s^{-u_1} \Gamma(u_2 - u_1 + k) \left(\frac{m_2}{\Omega_2} \right)^{u_1 - u_2 - k}, & u_2 - u_1 + k > 0 \\ \mathcal{E}P_s^{-u_2 - k} \Gamma(u_1 - u_2 - k) \left(\frac{u_1 \gamma_{th} c}{\Omega_1 a} \right)^{u_2 - u_1 + k}, & u_2 - u_1 + k < 0 \end{cases} \quad (4.54)$$

şeklinde elde edilmektedir. Burada $\mathcal{E} = \mathcal{K}_1 \mathcal{K}_2 \gamma_{th}^{u_1} a^{-u_1} \sum_{k=0}^{u_1} C_{u_1}^k \beta^k c^{u_1 - k}$, dir. Bu durumda röleli yolun asimptotik çeşitleme derecesi,

$$ADO_1 = \begin{cases} u_1, & u_1 = u_2 \\ u_1, & u_1 < u_2 \\ u_2, & u_1 > u_2 \end{cases} \quad (4.55)$$

olarak bulunur. OP_2^∞ [21]'deki gibi,

$$OP_2^\infty = F_{\gamma_0}^\infty(\gamma_{th}) = \frac{\left(\frac{m_0 \gamma_{th}}{\bar{\gamma}_0} \right)^{u_0}}{\Gamma(m_0 + 1)^{A_0}} \quad (4.56)$$

şeklinde ifade edilmektedir. $\bar{\gamma}_0$ eşitlik (4.56)'da yerine konursa OP_2^∞ ifadesi,

$$OP_2^\infty = \frac{(\sigma_d^2 m_0 \gamma_{th})^{u_0}}{\Gamma(m_0 + 1)^{A_0}} (\Omega_0 L_{sd})^{-u_0} P_s^{-u_0}, \quad ADO_2 = u_0 \quad (4.57)$$

olarak elde edilir. Eşitlik (4.54) ve (4.57) eşitlik (4.46)'da yerine konursa asimptotik kesinti olasılığı OP^∞ ,

$$OP^\infty = \begin{cases} \Psi \mathcal{E}P_s^{-(u_0 + u_1)} \left[2 - 2\sqrt{\frac{m_2 u_1 \gamma_{th} c}{\Omega_1 \Omega_2 a}} P_s^{-\frac{1}{2}} \right], & u_2 - u_1 + k = 0 \\ \Psi \mathcal{E}P_s^{-(u_0 + u_1)} \Gamma(u_2 - u_1 + k) \left(\frac{m_2}{\Omega_2} \right)^{u_1 - u_2 - k}, & u_2 - u_1 + k > 0 \\ \Psi \mathcal{E}P_s^{-(u_0 + u_2 - k)} \Gamma(u_1 - u_2 - k) \left(\frac{u_1 \gamma_{th} c}{\Omega_1 a} \right)^{u_2 - u_1 + k}, & u_2 - u_1 + k < 0 \end{cases} \quad (4.58)$$

olarak elde edilmektedir. Burada $\Psi = \frac{(\sigma_d^2 m_0 \gamma_{th})^{u_0}}{\Gamma(m_0 + 1)^{A_0}} (\Omega_0 L_{sd})^{-u_0}$, dır. Sistemin tamamının asimptotik çeşitleme derecesi,

$$ADO = \begin{cases} u_0 + u_1, & u_1 = u_2 \\ u_0 + u_1, & u_1 < u_2 \\ u_0 + u_2, & u_1 > u_2 \end{cases} \quad (4.60)$$

olarak bulunur.

4.1.4. Nümerik Sonuçlar

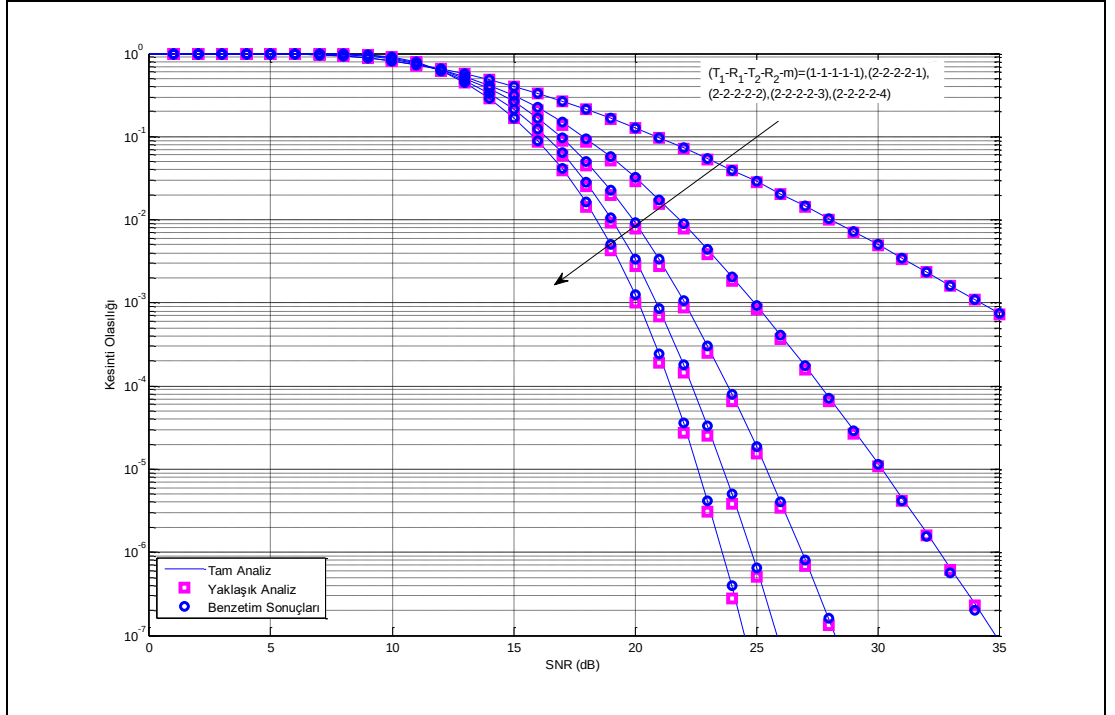
Bu bölümde ortak anten seçimli ve enerji hasatlamalı kuvvetlendir-ve-aktar tipi yardımlaşmalı haberleşme sistemlerinin Nakagami-m sönümlmeli kanalda OP ve BER performanslarının teorik ifadeleri ve benzetim sonuçları verilmiştir. Bütün benzetimlerde yol kaybı $\tau = 2$, enerji dönüşüm verimliliği $\eta = 0.80$, güç katsayısı $\rho = 0.45$ olarak alınmıştır. Birinci ve ikinci atlamının Nakagami-m kanal parametreleri $m_1 = m_2 = m$ olacak şekilde eşit kabul edilmiştir. Kanallar birim güçlü $\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega_0 = 1$ olarak alınmıştır. OP performans eğrileri elde edilirken $d_1 = 2$, $d_2 = 3$, $d_0 = 4$ olarak alınmıştır. SNR eşik değeri $\gamma_{th} = 1$ olduğu kabul edilmiştir. BER performans eğrileri elde edilirken $d_1 = 1$, $d_2 = 1$, $d_0 = d_1 + d_2$ olarak alınmıştır.

Şekil 4.2-4.9'da artan anten sayılarına ve m değerlerine göre iki senaryonun kesinti olasılığı ve BPSK için BER performansları verilmiştir. Şekil 4.2 ve 4.6 incelendiğinde OP eğrilerinde hem senaryo 1 hem de senaryo 2 için m 'deki artışın 12 dB'ye kadar etkisinin zayıf olduğu, 12 dB'den sonra etkisinin arttığı gözlenmektedir. Şekil 4.4 ve 4.8'den BER eğrilerinde senaryo 1 ve senaryo 2 için m 'deki artışın 10 dB'den sonra etkisi daha net görülmektedir.

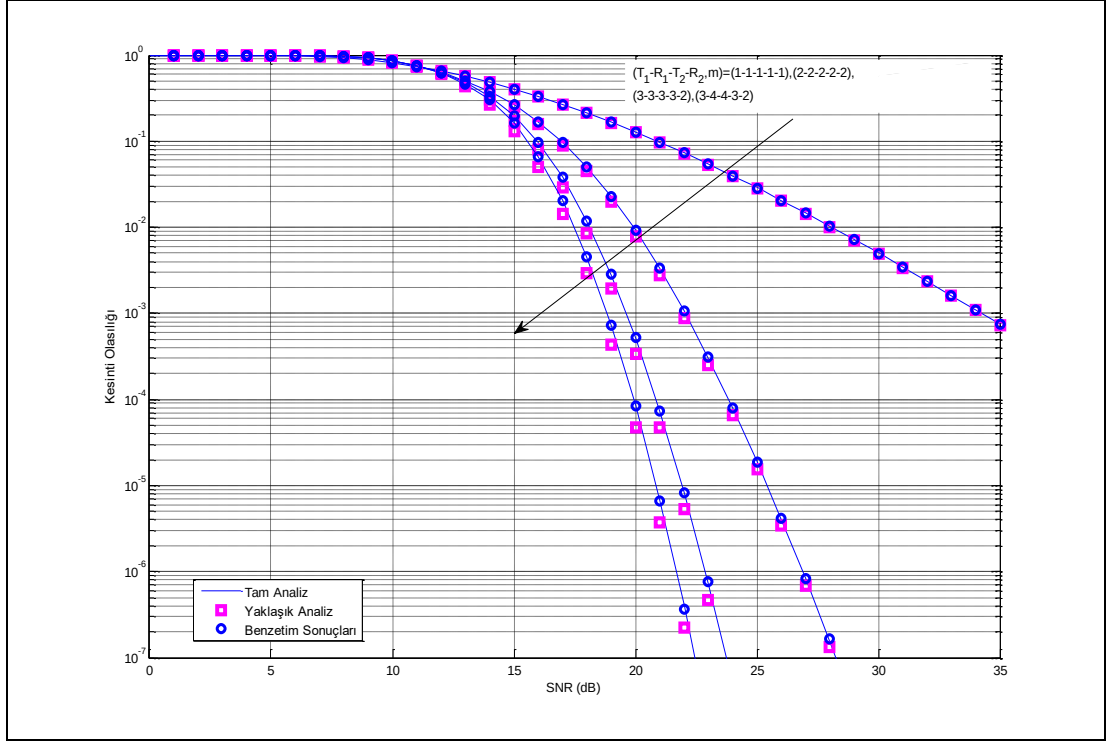
Şekil 4.3 ve Şekil 4.7'de sırasıyla senaryo 1 ve 2 için kanal parametresi m sabit tutularak anten sayılarındaki artışın kesinti olasılığı performansına etkisi incelenmektedir. Benzer şekilde Şekil 4.5 ve 4.9'da sırasıyla senaryo 1 ve 2 için anten sayılarındaki artışın BER performansı üzerindeki etkisi görülmektedir. Anten sayılarındaki artışın her iki senaryo için de hem BER hem de OP performansını artırdığı gözlenmiştir.

Şekil 4.10 ve 4.11'de değişen anten sayıları ve m değerlerine göre iki senaryonun sırasıyla kesinti olasılığı ve BPSK için BER performansları resmedilmiştir. Şekil 4.10 incelendiğinde aynı anten sayıları ve kanal parametreleri

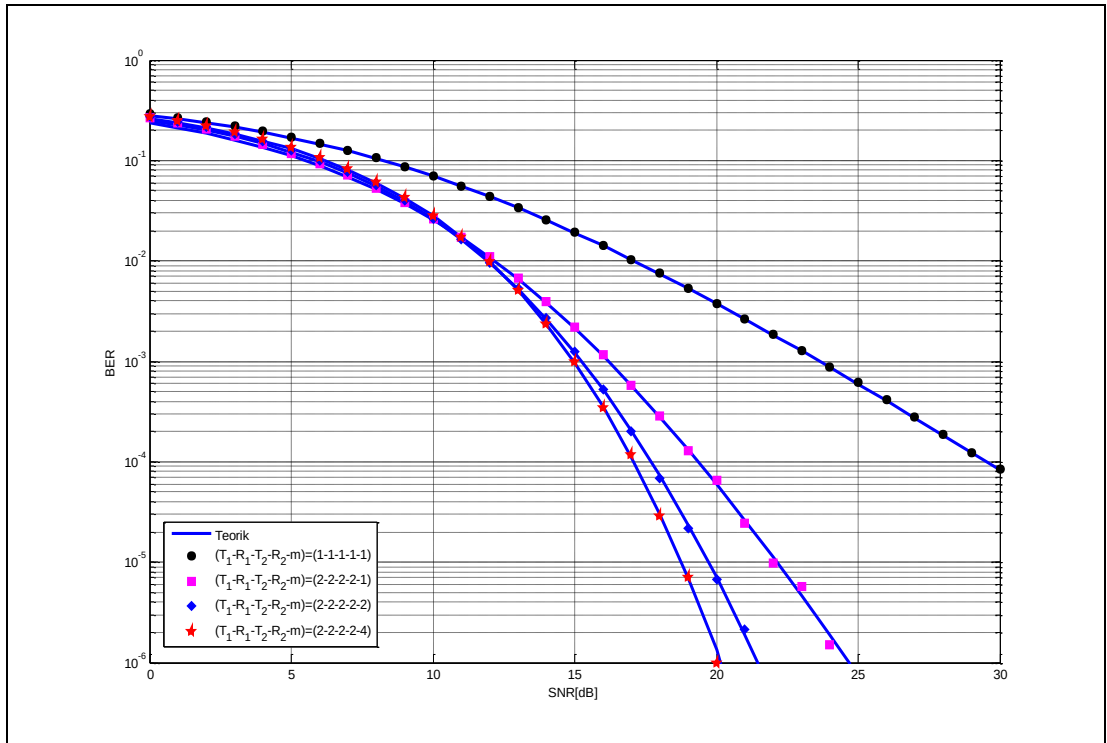
için 10^{-2} 'lik bir kesinti olasılığı değerine ulaşmak için senaryo 1 ve senaryo 2 arasında 5 dB'lik bir fark olduğu görülmüştür. Şekil 4.11 incelendiğinde aynı anten donanımına sahip iki sistemin eşit kanal şartlarında 10^{-3} 'lük bit hata olasılığı elde edebilmesi için senaryo 1 ve senaryo 2 arasında yaklaşık 2,5 dB'lik bir fark olduğu görülmüştür. Şekil 4.12'de senaryo 1 için birinci ve ikinci atlamadaki değişen anten sayılarına göre OP ve asimptotik eğrileri görülmektedir. Eşitlik (4.60)'daki ADO ifadesine göre artan u_k değerleri için asimptotik eğrilerin eğiminin arttığı görülmektedir.



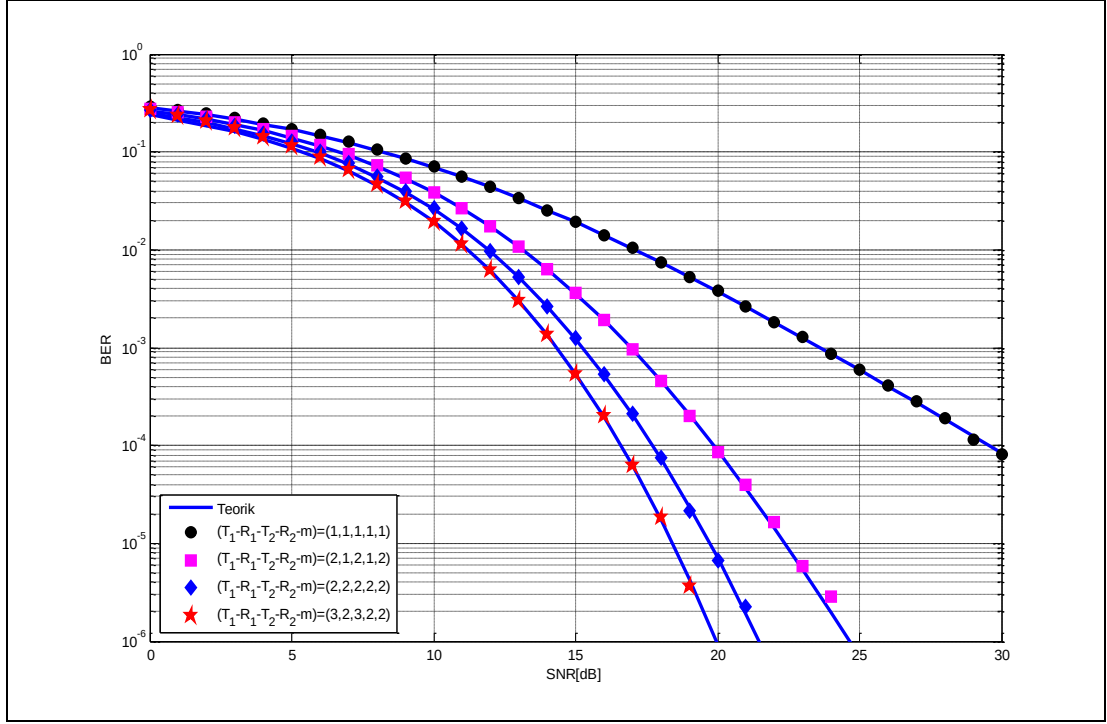
Şekil 4.2: Artan m değerlerine göre Senaryo 1'in kesinti olasılığı performansı.



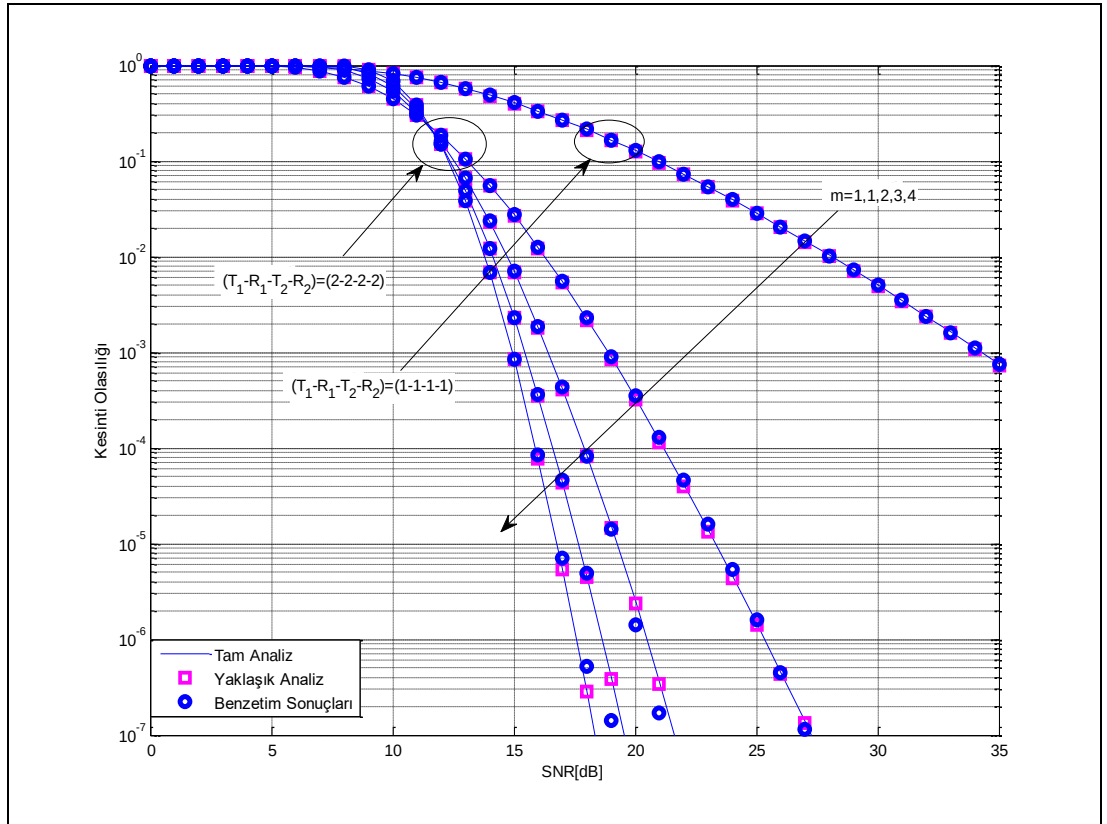
Şekil 4.3: Artan anten sayılarına göre Senaryo 1'in kesinti olasılığı performansı.



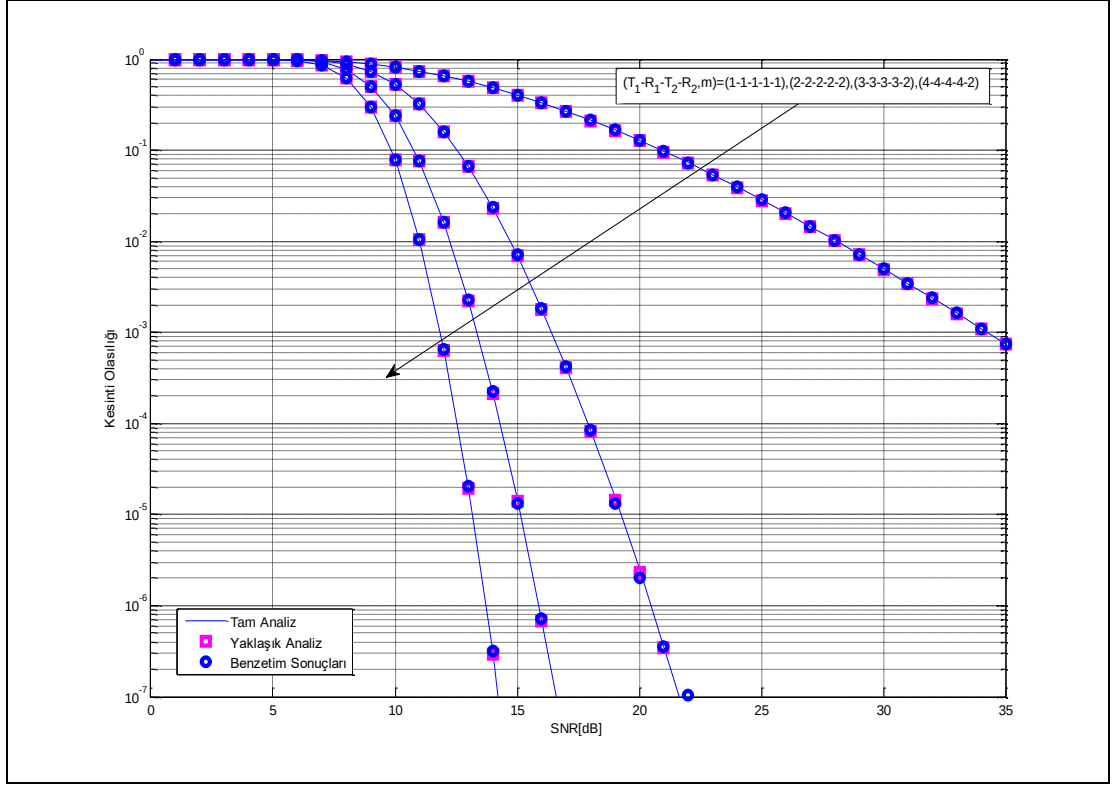
Şekil 4.4: Artan m değerlerine göre BPSK modülasyonu için Senaryo 1'in BER performansı.



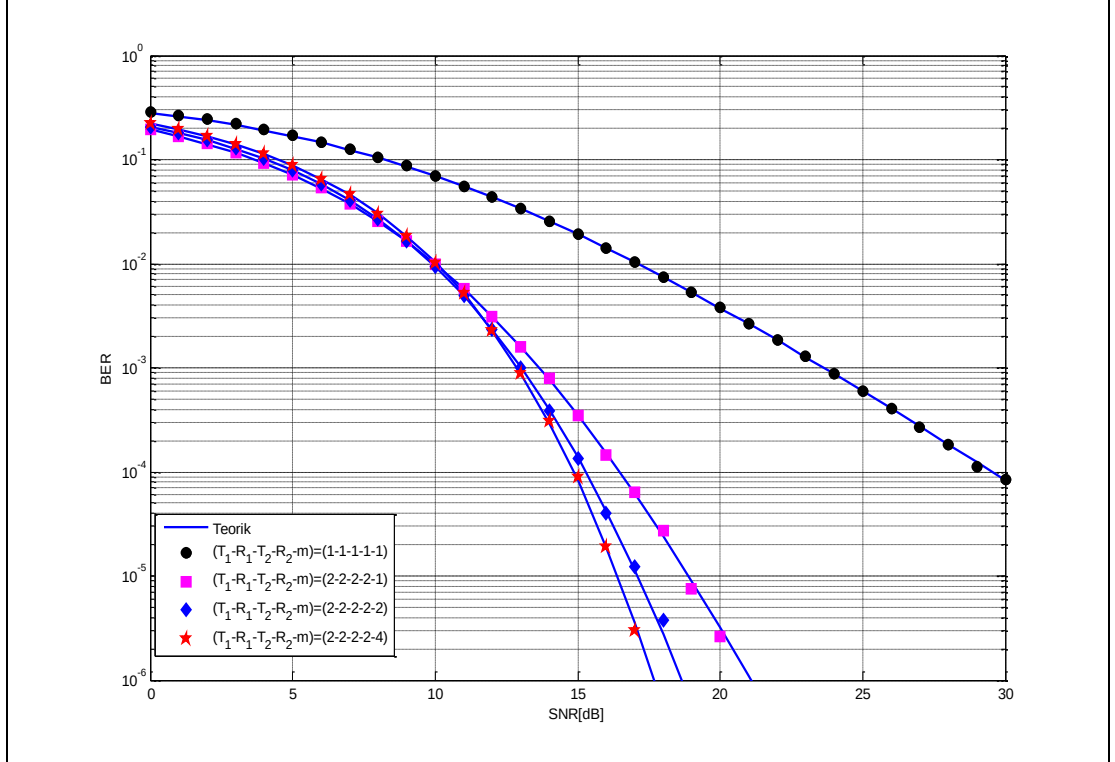
Şekil 4.5: Artan anten sayılarına göre BPSK modülasyonu için Senaryo 1'in BER performansı.



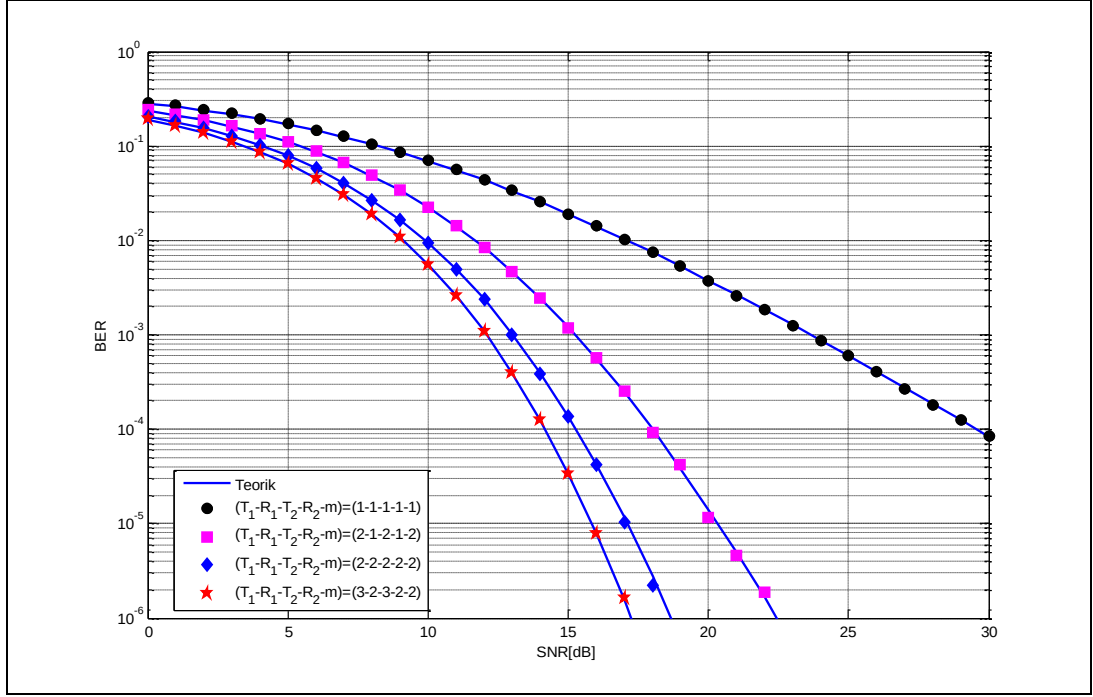
Şekil 4.6: Artan m değerlerine göre Senaryo 2'nin kesinti olasılığı performansı.



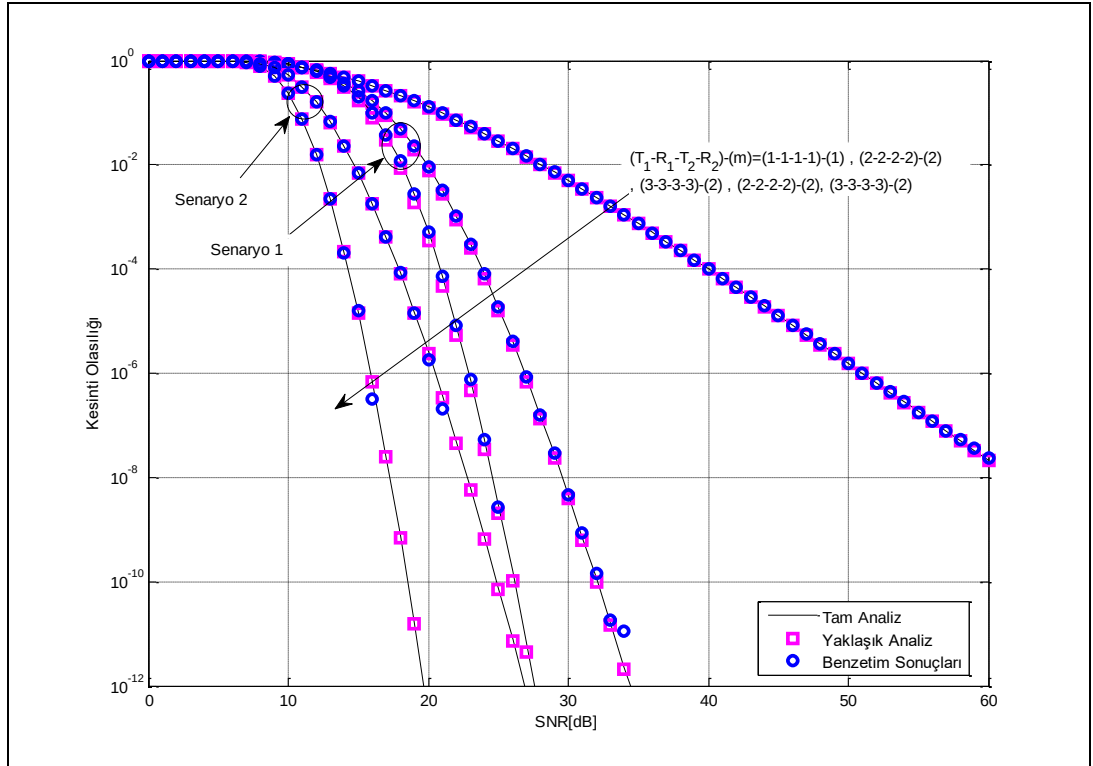
Şekil 4.7: Artan anten sayılarına göre Senaryo 2'nin kesinti olasılığı performansı.



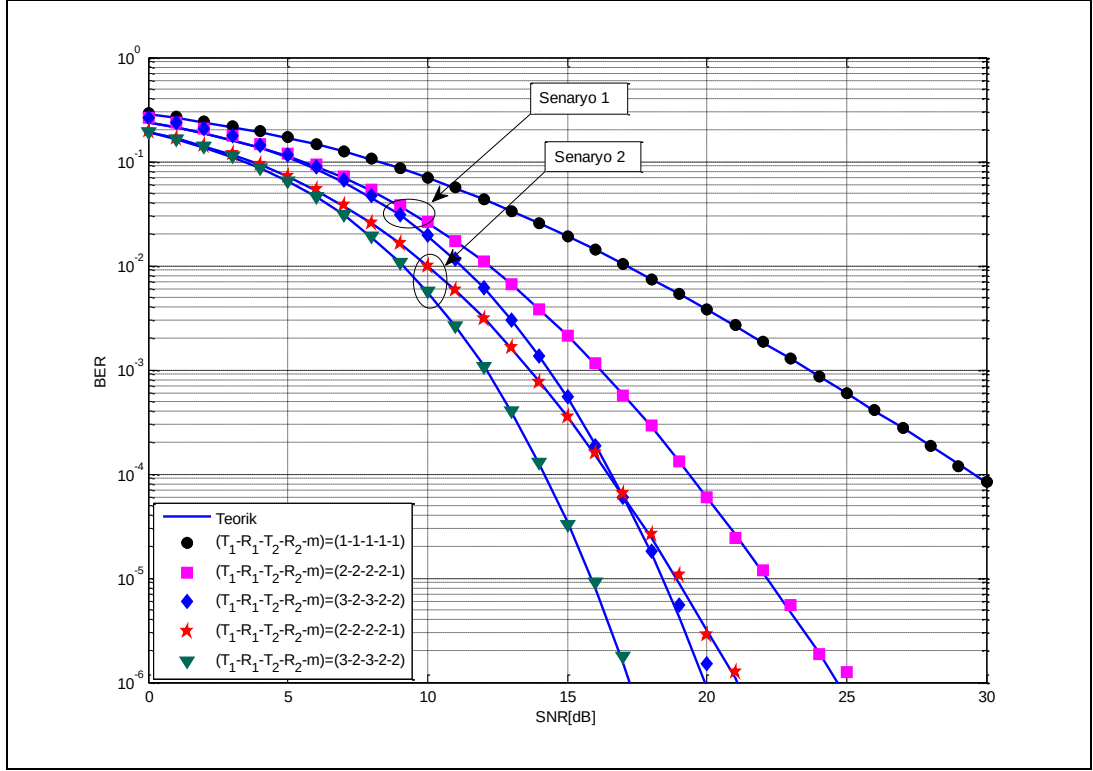
Şekil 4.8: Artan m değerlerine göre Senaryo 2'nin BPSK modülasyonu için BER performansı.



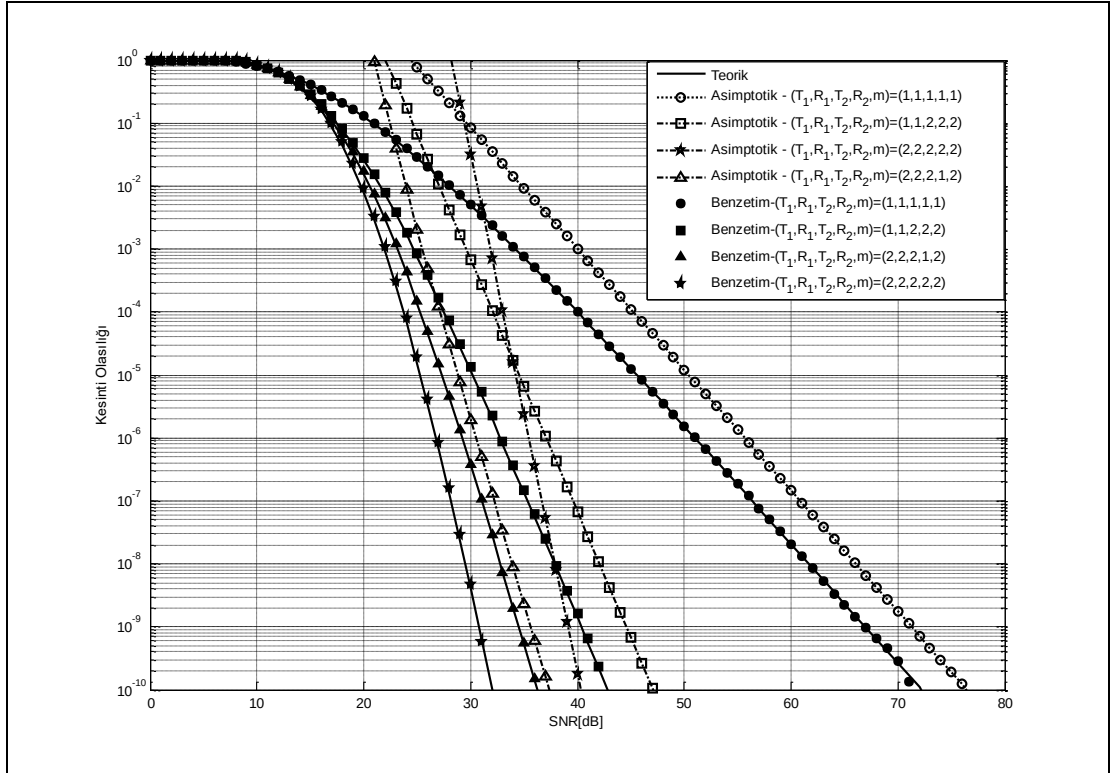
Şekil 4.9: Artan anten sayılarına göre Senaryo 2'nin BPSK modülasyonu için BER performansı.



Şekil 4.10: Değişen anten sayıları ve m değerlerine göre Senaryo 1 ve 2'nin kesinti olasılığı performansının karşılaştırılması.



Şekil 4.11: Değişen anten sayıları ve m değerlerine göre Senaryo 1 ve 2'nin BPSK modülasyonu için BER performansının karşılaştırması.



Şekil 4.12: Değişen anten sayıları için Senaryo 1'in asimptotik kesinti olasılıkları.

5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu çalışmada ortak anten seçimli ve enerji hasatlamalı röleli ve yardımlaşma çeşitlenmeli sistemlerin Nakagami- m kanallardaki performansları incelenmiştir. Röle AF tipinde haberleşme sağlamak ve rölede güç bölmeli enerji hasatlama yapılmaktadır. Çalışmanın başında sönümlemeli kanallar, anten seçimli çeşitleme teknikleri ve daha önce yapılmış olan enerji hasatlamalı sistem çalışmaları incelenmiştir. Sonraki bölüm olan dördüncü bölümde bütün linklerde JTRAS yapılan enerji hasatlamalı iki atlamalı yardımlaşmalı sistem incelenmiştir. İncelenen sisteme ait kesinti olasılığı ve asimptotik kesinti olasılığı ve sembol hata olasılığı ifadeleri yaklaşık analizle kapalı formda elde edilmiştir. Elde edilen ifadeler simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır. Röleli link ile direk link arasında SC tekniği uygulanmıştır. Bu teknik uygulanırken oluşması muhtemel iki farklı senaryo incelenerek birbiriyle karşılaştırılmıştır. Performans sonuçlarına göre her iki senaryo için de anten sayıları ve m değerleri arttıkça OP ve BER bakımından iyileşme gözlenmiştir. Bunun yanı sıra senaryolar birbiriyle karşılaştırıldığında senaryo 2'nin hem BER hem de OP bakımından daha iyi sonuç verdiği gözlenmiştir. Bu çalışmada elde edilen ifadeler Ricean kanal parametresi olan K ile Nakagami- m kanal parametresi olan m arasındaki yaklaşık ifadeden yararlanılarak direk görüşün mümkün olduğu Ricean sönümlemeli kanallarda sonuç üretmek için kullanılabilir. Bu çalışmanın daha ileriki bir safhası olarak yine tam CSI durumunda kaynakta S-R ve S-D linklerinin SNR'larını aynı anda en yüksek kılacak anten seçimi yapılarak optimuma daha yakın bir senaryo üzerinde çalışılabilir. Bu senaryoya ilaveten direk linkin ve/veya S-R, R-D linklerinin TAS/MRC ile haberleştiği sistemler; hatta röle adedinin birden fazla olduğu röle seçimli sistemler incelenebilir. Bütün bu senaryolar FD röleli ve zaman anahtarlama EH sistemleri için de yapılarak performansları karşılaştırılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Ikki S., Ahmed M., (2007), "Performance Analysis of Cooperative Diversity Wireless Networks over Nakagami-m Fading Channel", IEEE Communications Letters, 11(4), 334-336.
- [2] Praokis J., Salehi M., (2007), "Digital Communications", 5th Edition, McGraw-Hill.
- [3] Babaei M., Aygölü, Ü., Basar E., (2018), "BER Analysis of Dual-Hop Relaying With Energy Harvesting in Nakagami-m Fading Channel", IEEE Transactions on Wireless Communications, 17, 4352-4361.
- [4] Phu Tuan V., Nguyen S. Q., Kim T. W., Kong H. Y., (2015), "Throughput analysis of dual-hop relaying energy harvesting network with TAS/MRC", 15th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), 249-252, Nara, Japan, 7-9 October.
- [5] Huang, Y., Wang, J., Zhang, P., Wu, Q. (2018). "Performance Analysis of Energy Harvesting Multi-Antenna Relay Networks With Different Antenna Selection Schemes", IEEE Access, 6, 5654-5665.
- [6] Chihaoui I., Ammari M.L. (2019). "Save and Transmit Scheme for Energy Harvesting MIMO Systems with TAS/MRC", Journal of communications software and systems, 15, 52-58.
- [7] Anh P.V., Bao, V.N., Le, K. (2016). "On the performance of wireless energy harvesting TAS/MRC relaying networks over Nakagami-m fading channels", 3rd National Foundation for Science and Technology Development Conference on Information and Computer Science (NICS), 1-5, Danang, Vietnam, 14-16 September.
- [8] Men J., Ge J., Zhang, C. (2016). "A Joint Relay-and-Antenna Selection Scheme in Energy-Harvesting MIMO Relay Networks". IEEE Signal Processing Letters, 23, 532-536.
- [9] Ouyang D., Zhao R., Li, Y. (2019), "Wireless Energy Harvesting Relaying Networks Combined with Antenna Selection", 22nd International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), 1-5, Lizbon, Portugal, 24-27 November.
- [10] Gradshteyn I. S., Ryzhik I. M., (2000). "Table of integrals, series and products", 6th Edition, New York, NY, USA.
- [11] Goldsmith A., (2005), "Wireless Communications", Cambridge University Press.
- [12] Simon M.K., Alouini M.S., (2004), "Digital Communication over Fading Channels", 2th Edition, Wiley-IEEE Press.

- [13] Stüber G. L., (2000), "Principles of Mobile Communication", Kluwer Academic Publishers.
- [14] Papoulis A., Pillai S. U., (2002), "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", 4th Edition, Boston: McGraw-Hill.
- [15] Coskun A.F., Kucur O., (2010), "Performance of joint transmit and receive antenna selection in Nakagami-m fading channels", 16. European Wireless Conference, 314-317, Lucca, Italy, 12-15 April.
- [16] Wang, Z., Giannakis, G.B. (2003), "A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels". IEEE Transactions on Communications, 51(8), 1389–1398.
- [17] Louie, R.H., Li, Y., Vucetic, B. (2010), "Practical physical layer network coding for two-way relay channels: performance analysis and comparison". IEEE Transactions on Wireless Communications, 9(2), 764-777.
- [18] Toka, M., Kucur, O., (2018), "Performance of antenna selection schemes in dual hop full duplex decode-and-forward relaying over Nakagami-m fading channels", International Journal of Electronics and Communications (AEU), 86, 92-108.
- [19] Louie, R.H., Li, Y., Vucetic, B. (2008), "Performance Analysis of Beamforming in Two Hop Amplify and Forward Relay Networks", 2008 IEEE International Conference on Communications, 4311-4315, Beijing, China, 19-23 May.
- [20] Hasna M.O., Alouini M-S., (2004), "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays", IEEE Transactions Wireless Communication, 3(6), 1963–1968.
- [21] Yılmaz A., Kucur O., (2012), "Performance of transmit antenna selection and maximal ratio combining in dual hop amplify-and-forward relay network over Nakagami-m fading channels", Wireless Personal Communication, 67, 485–503.
- [22] Ding Z., Krikidis I., Sharif, B., Poor, H. (2014). "Wireless Information and Power Transfer in Cooperative Networks With Spatially Random Relays", IEEE Transactions on Wireless Communications, 13, 4440-4453.
- [23] Chen Z., Chi Z., Li Y., Vucetic B., (2009), "Error performance of maximal-ratio combining with transmit antenna selection in flat Nakagami-m fading channels", IEEE Transactions on Wireless Communications, 8(1), 424-431.
- [24] Coskun A.F., Kucur O., Altunbas İ., (2011), "Performance analysis of space time block codes with transmit antenna selection in Nakagami-m fading channels," Wireless Personal Communications, 67(3), 557–571.
- [25] Zhou X., Zhang R., Ho C.K., (2013), "Wireless information and power transfer:

architecture design and rate-energy tradeoff”, IEEE Transactions on Wireless Communication, 61(11), 4754–4767.

- [26] Perera T.D., Jayakody D., Sharma S.K., Chatzinotas, S., Li, J.Y. (2018). “Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT): Recent Advances and Future Challenges”, IEEE Communications Surveys and Tutorials, 20, 264-302.
- [27] Krishna V.S., Bhatnagar M. (2016). “A Joint Antenna and Path Selection Technique in Single-Relay-Based DF Cooperative MIMO Networks”. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 65, 1340-1353.
- [28] Nasir A.A., Zhou X., Durrani S., (2013), “Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing”, IEEE Transactions on Wireless Communications., 12(7), 3622–3636.
- [29] Rabie K.M., Adebisi B., Alouini M. (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, 468-480.
- [30] Abramowitz M., I. A. Stegun, (1970), “Handbook of Mathematical Functions: With Formulas, Graphs, and Mathematical Tables”, 9th Edition, New York, NY, USA: Dover.
- [31] Xu F., Lau F.C., Yue D. (2010). “Diversity order for amplify-and-forward dual-hop systems with fixed-gain relay under Nakagami fading channels”, IEEE Transactions on Wireless Communications, 9(1), 92-98.
- [32] Yang N., Yeoh P.L., El Kashlan M., Yuan J., Collings, I. (2012). “Cascaded TAS/MRC in MIMO Multiuser Relay Networks”, IEEE Transactions on Wireless Communications”, 11, 3829-3839.
- [33] Yilmaz A., Kucur O. (2016), “Unified Performance Analysis of Multi-antenna Techniques in Dual Hop Networks over Nakagami-m Fading Channels”, Wireless Personal Communications, 86, 1571-1592.
- [34] 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”, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 1-6, Budapest, Hungary, 5-8 April.
- [35] Yilmaz A., Kucur O., (2010), “Error performance of joint transmit and receive antenna selection in two hop amplify-and-forward relay system over Nakagami-m fading channels”, 21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2198-2203, 26-30 September.
- [36] David H.A., Nagaraja H.N., (2003), “Order Statistics”, 3th Edition, New York: Wiley.

ÖZGEÇMİŞ

Harun ÇAĞIRAN 1982 yılında Samsun’da doğdu. 2007 yılında İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden mezun oldu. Özel sektörde on yıl çalıştıktan sonra 2018 yılında Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında yüksek lisans eğitimine başladı.